Г.А. ДЕГТЯРЬ

ТРАНСФОРМАТОРЫ В ЦЕПЯХ СОГЛАСОВАНИЯ И СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ РАДИОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Допущено Министерством образования Российской Федерации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальностям «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Средства связи с подвижными объектами», «Защищенные системы связи» направления подготовки дипломированных специалистов «Телекоммуникации»

НГТУ

НОВОСИБИРСК
2003

Учебники НГТУ

Серия основана в 2001 году

УДК 621.373.029(075.8)
Д 261

Федеральная программа книгоиздания России

Рецензент д-р. техн. наук, проф. *А. П. Горбачев*

Работа подготовлена на кафедре
радиоприемных и радиопередающих устройств

Дегтярь Г. А.

Д 261 Трансформаторы в цепях согласования и сложение мощностей радиочастотных генераторов: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 504 с. – (Серия «Учебники НГТУ»).

ISBN 5-7782-0386-1

Настоящее учебное пособие посвящено вопросам применения трансформаторов в цепях согласования генераторов с внешним возбуждением. Основное внимание уделено трансформаторам на линиях. На основе уравнений связанных линий рассмотрены фазоинвертирующие, симметрирующие, повышающие, понижающие и развязывающие трансформаторы. При этом уточняются и развиваются известные положения и предлагаются новые решения. Рассмотрены вопросы сложения мощностей активных элементов, в частности, параллельное и двухтактное включение ламп и транзисторов, особенности двухтактной схемы на транзисторах с построением входной и выходной цепи на трансформаторах из отрезков линий. Рассмотрены мостовые схемы сложения мощностей генераторов различного назначения и диапазонов частот, используемые для сложения мощностей двух и произвольного числа генераторов, как идентичных, так и неидентичных.

Пособие будет полезно студентам, обучающимся по радиотехническим и родственным специальностям, а также аспирантам и специалистам в области радиотехники и радиоэлектроники.

УДК 621.373.029(075.8)

ISBN 5-7782-0386-1

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящем пособии рассматриваются не нашедшие должного освещения в существующих работах вопросы теории трансформаторов на основе отрезков длинных линий. Подобные трансформаторы широко применяются в цепях согласования транзисторных генераторов. Частично затронуты вопросы, относящиеся к трансформаторам обмоточного типа с использованием кольцевых ферритовых магнитопроводов. Также рассматриваются параллельное и двухтактное включение ламп и транзисторов, мостовые схемы и реализуемые на их основе системы сложения мощностей высокочастотных (радиочастотных) генераторов. Многие представленные положения также не нашли должного освещения в известных работах.

По замыслу автора пособие предназначено в первую очередь для студентов при изучении ими таких дисциплин, как «Радиопередающие устройства», «Устройства генерирования и формирования (радио)сигналов» и родственных дисциплин, входящих в образовательные программы подготовки специалистов в областях радиосвязи и радиотехники и связанных с ними областях техники и естествознания.

Пособие будет полезно также аспирантам, инженерам и научным сотрудникам соответствующего профиля, которые найдут в нем как доказательства, объяснения и уточнения ряда используемых на практике положений, так и новые для них результаты.

Пособие, являясь по содержанию самостоятельным изданием, подготовлено автором в продолжение изданных им ранее работ [1–3].

ГЛАВА 1

ТРАНСФОРМАТОРЫ В ЦЕПЯХ СОГЛАСОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В учебных пособиях по курсу «Устройства генерирования и формирования радиосигналов» [1–3] рассмотрены принципы работы и расчет режимов генераторов с внешним возбуждением (ГВВ) без учета и с учетом инерционных явлений в активном элементе – электронной лампе, биполярном транзисторе, а также построение цепей согласования активного элемента с полезной нагрузкой генератора и основные положения расчета одноконтурных и двухконтурных колебательных систем и родственных им цепей, используемых для согласования генераторов с нагрузкой в полосах частот до (15...30) %. При изложении вопросов теории ГВВ обсуждались также некоторые схемные решения, в частности, принципиальные схемы ГВВ с общим катодом и с общим эмиттером, схемы ГВВ с общей сеткой и с общей базой, возбуждение транзисторного ГВВ от источника напряжения и от источника тока, реализация цепей согласования – колебательных систем ГВВ на сосредоточенных элементах и с использованием отрезков длинных линий, как одиночных, так и связанных.

Транзисторные генераторы, широко применяемые в устройствах на уровни мощности до нескольких киловатт, часто реализуются с использованием так называемых трансформаторов длинной линии [4] или трансформаторов на линиях [5, 6]. Изучению таких трансформаторов и посвящена настоящая глава. Некоторое внимание в ней уделено трансформаторам обмоточного типа на ферритовых сердечниках, также применяемым в транзисторных ГВВ. По принципу действия трансформаторы обмоточного типа подобны «обычным» трансформаторам, используемым, например, в цепях питания переменного напряжения (тока) и в мощных усилителях низких частот.

Излагаемый в настоящей главе материал может считаться продолжением работы [3], в которой рассматривалось применение трансформаторов в цепях согласования ГВВ для связи полезной нагрузки с контуром и цепей согласования в виде двух связанных контуров с трансформаторной (индуктивной, магнитной) связью. Трансформатор в этих случаях представляет две катушки без сердечника, взаимное положение которых можно изменять с целью регулировки взаимной индуктивности катушек, а следовательно, и коэффициента связи катушек и контура. Такие трансформаторы обычно называют вариометрами* Их также называют высокочастотными трансформаторами в отличие от «обычных» – низкочастотных. Вариометры реализуются на частоты до 10 МГц. С повышением частоты начинает проявляться емкостная связь между катушками. Используются подобные трансформаторы в относительно узкополосных цепях.

В широкодиапазонных и в широкополосных устройствах и на более высоких частотах используются трансформаторы, выполненные на кольцевых ферритовых сердечниках. Такие трансформаторы часто называют радиочастотными.

Одной из разновидностей высокочастотных и радиочастотных трансформаторов, как и низкочастотных, является автотрансформатор.

1.1. ТРАНСФОРМАТОРЫ ОБМОТОЧНОГО ТИПА

В трансформаторах обмоточного типа связь между катушками, образующими первичную и вторичную обмотки, обеспечивается за счет общего магнитного потока в магнитопроводе. Если в «обычных» низкочастотных трансформаторах магнитопровод набирается из пластин или наматывается из ленты специальных сортов электротехнической стали, то в радиочастотных трансформаторах обмоточного типа в качестве магнитопровода используются кольцевые ферритовые сердечники с прямоугольным или круглым сечением. Последние обычно называют тороидальными сердечниками. Как правило, используются ферриты никель-цинк-кобальтовой системы с недостатком или избытком окиси железа [6].

---

* О вариометрах упоминается в работе [3, п. 4.5] при рассмотрении вопросов перестройки контуров генераторов. Трансформатор в этом случае используется в качестве регулируемой индуктивности контура.

Схематично радиочастотный трансформатор обмоточного типа на кольцевом ферритовом сердечнике изображен на рис. 1.1, где W_1, W_2 – число витков соответственно первичной и вторичной обмоток; $R_н$ – сопротивление полезной нагрузки; $R_{вх}$ – резистивная составляющая входного сопротивления трансформатора, определяемая в основном полезной нагрузкой; $n_т$ – коэффициент трансформации по напряжению, определяемый общим для обмоток магнитным потоком в сердечнике и равный отношению чисел витков в обмотках: $n_т = W_2/W_1$.

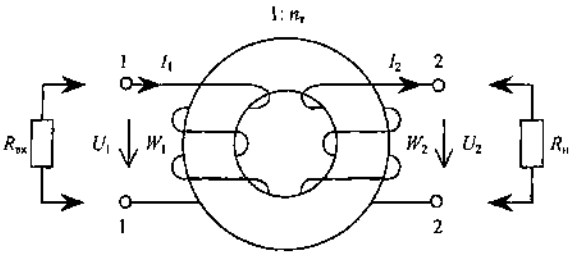


Рис. 1.1

Если со стороны вторичной обмотки 2–2 присоединить резистивную нагрузку $R_н$, то выделяемая в нагрузке мощность

$$P_{вых} = U^2_2/R_н = I^2_2 R_н \ , \qquad (1.1)$$

где U_2, I_2 – действующее напряжение на нагрузке и действующий ток через нагрузку.

Отбираемая от источника сигнала мощность со стороны первичной обмотки 1–1

$$P_{вх} = U^2_1 / R_{вх} \ , \qquad (1.2)$$

где U_1 – действующее входное напряжение трансформатора.

Если пренебречь потерями мощности в трансформаторе (в катушках и сердечнике), то согласно закону сохранения энергии (1.1) должно быть равно (1.2).

Из равенства (1.1), (1.2) следует

$$R_{вх} = R_н \ (U_1/U_2)^2 = R_н / n^2_н \ , \qquad (1.3)$$

где $n_н = U_2/U_1$ – коэффициент трансформации по напряжению в рабочем режиме трансформатора.

В правильно сконструированном трансформаторе можно считать $n_u \approx n_т$. Следовательно, коэффициент трансформации по напряжению n_u, как и коэффициент трансформации $n_т$, оказывается дискретным и практически определяется отношением чисел витков обмоток.

Если ввести в рассмотрение коэффициент трансформации сопротивлений $n_R = R_н / R_{вх}$, то, как следует из (1.3),

$$n_R = n_u^2 \approx n_т^2 = W_2^2 / W_1^2 \qquad (*)$$

Устанавливая числа витков обмоток трансформатора, можно получить любое нужное (или близкое к нему) значение коэффициента трансформации сопротивлений n_R. Для получения больших коэффициентов трансформации при небольшом числе витков используют специальные конструкции, в которых одна из обмоток содержит всего один виток [7]*

Соотношение (*) является одним из основных для трансформаторов обмоточного типа и используется при их расчете и конструировании. В случае ГВВ: $R_н$ – сопротивление полезной нагрузки генератора, $R_{вх}$ – требуемое сопротивление нагрузки в выходной цепи активного элемента ГВВ (лампы, транзистора).

Трансформатор обмоточного типа является нелинейным устройством (магнитная проницаемость материала сердечника зависит от магнитного потока в сердечнике, определяемом числами витков и токами в обмотках, которые, в свою очередь, зависят от магнитной проницаемости, влияющей на индуктивные сопротивления обмоток). При правильном выполнении конструкции трансформатора и достаточном объеме сердечника с нелинейностью процессов в трансформаторе можно не считаться, а для расчета электрических цепей с трансформатором обмоточного типа использовать схему замещения трансформатора, представленную на рис. 1.2, где r_1, r_2 – сопротивления потерь в проводах первичной и вторичной обмоток соответственно; L_{s1}, L_{s2} – индуктивности рассеяния обмоток, определяемые магнитными потоками, связанными только с витками одной обмотки; L_μ – индуктивность намагничивания трансформатора, определяемая общим магнитным потоком, связанным с витками обеих обмоток; C_{11}, C_{22}, C_{12} – межвитковые и межобмоточная емкости трансформатора, к которым добавляются при под-

* Очевидно, если $W_2 >> W_1$, то $n_т >> 1$; если $W_1 >> W_2$, то $n_т << 1$.

ключении емкости схемы; ИТ – идеальный трансформатор, осуществляющий трансформацию напряжения с коэффициентом $n_т = W_2/W_1$ и трансформацию тока с коэффициентом $1/n_т$.

Считается, что трансформаторы с ферромагнитными сердечниками из материала с большой магнитной проницаемостью обладают свойствами, близкими к свойствам идеального трансформатора [8].

Схема рис. 1.2 может быть дополнена сопротивлением R_μ, подключаемым параллельно L_μ и учитывающим потери в сердечнике. Обычно это сопротивление велико и не учитывается.

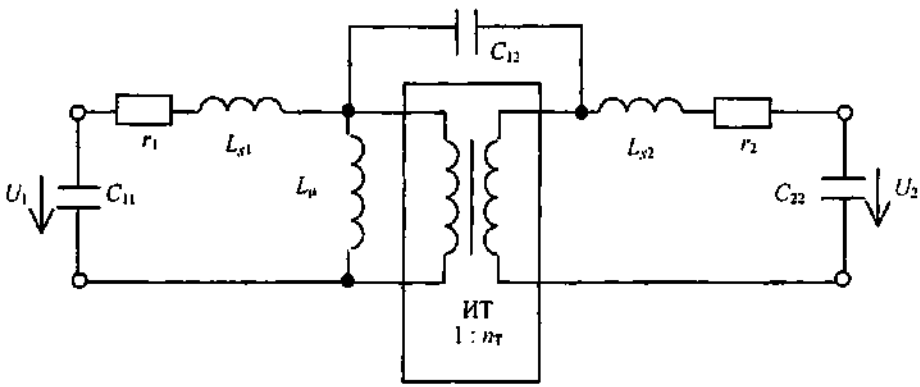


Рис. 1.2

Обратим внимание, отвлекаясь от элементов r_1, r_2, C_{11}, C_{22}, C_{12}, что схема замещения трансформатора обмоточного типа с ферромагнитным сердечником (рис. 1.2), отличается от схемы замещения высокочастотного трансформатора из двух катушек без ферромагнитного сердечника (см. рис. 4.36 в пособии [3, кн.1]), хотя в обоих случаях между обмотками (катушками) имеет место магнитная (индуктивная) связь. Дело в том, что трансформатор без ферромагнитного сердечника является линейным устройством и в нем можно независимо рассматривать магнитные потоки, создаваемые токами в каждой катушке, тогда как трансформатор с ферромагнитным сердечником является нелинейным устройством и необходимо рассматривать в сердечнике общий магнитный поток, создаваемый одновременно токами в обеих обмотках (катушках) с учетом этого сердечника.

Полоса пропускания трансформатора обмоточного типа снизу ограничивается индуктивностью намагничивания L_μ, а сверху – индуктивностями рассеяния обмоток L_{s1}, L_{s2} и межвитковыми C_{11}, C_{22} и межобмоточной C_{12} емкостями.

Для средних частот рабочего диапазона трансформатора реактивные сопротивления индуктивностей L_{s1}, L_{s2} пренебрежимо малы, а сопротивления индуктивности L_μ и емкостей C_{11}, C_{22}, C_{12} велики, и если не считаться с потерями r_1, r_2, то входное сопротивление трансформатора оказывается чисто резистивным:

$$R_{вх} = R_н/n^2_т.$$

При использовании трансформатора в качестве цепи согласования с полезной нагрузкой генератора $R_н$ величина сопротивления $R_{вх}$, как уже отмечалось, должна быть равна требуемому значению сопротивления нагрузки в выходной цепи лампы или транзистора R_{oe}.

На нижней рабочей частоте генератора $\omega_н$, как правило, должно выполняться условие [9] $\omega_н L_\mu > 3\ R_{вх}$. На верхней рабочей частоте генератора $\omega_в$ должны выполняться условия $1/\omega_в\ C_{11} > 3\ R_{вх}$, $1/\omega_в\ C_{22} > 3\ R_н$. Необходимо также, чтобы резонансная частота цепи C_{12}, L_{s1}, L_{s2}

$$\omega_р = 1/\sqrt{(L_{s1} + L_{s2})\ C_{12}}$$

была существенно выше $\omega_в$.

Для расширения полосы пропускания трансформатора следует одновременно увеличивать L_μ и уменьшать L_{s1}, L_{s2}, C_{11}, C_{22}, C_{12}. Однако эти требования противоречивы и полосу пропускания стараются расширить путем рационального конструирования трансформатора. В частности, для уменьшения межобмоточной емкости первичную и вторичную обмотки разделяют электростатическим экраном, соединяемым при монтаже с общим проводом (корпусом, землею) генератора [4, 7, 10]. Примеры и некоторые возможные варианты конструкций трансформаторов обмоточного типа с использованием кольцевых ферритовых сердечников представлены в работах [4, 5, 7, 9]. Используются как одиночные кольца, так и набираемые из них трубки. В книге [11] даны варианты схем трансформаторов обмоточного типа с разными коэффициентами трансформации, для разных нагрузок (несимметричных, симметричных) и расположение обмоток на тороидальном или трубчатом сердечнике.

Для расширения вверх рабочей полосы частот трансформатора обмоточного типа часто используют емкостную компенсацию индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора [11], добавляя

емкости к C_{11}, C_{22} или формируя более сложную полосовую цепь (фильтр) с использованием элементов схемы замещения трансформатора в качестве элементов такого фильтра. Параметры элементов схемы замещения трансформатора определяются экспериментально [4, 11].

Трансформаторы обмоточного типа на ферритовых сердечниках обеспечивают коэффициенты перекрытия по частоте до $10^2...10^3$ в диапазоне частот 100...300 МГц [7, 9], но только при сравнительно больших сопротивлениях нагрузки $R_н$ (приблизительно от 50 Ом до 2 кОм). Чем мощнее трансформатор, тем меньше получается у него коэффициент перекрытия по частоте, так как с увеличением мощности трансформатора повышается разогрев сердечника, а это приводит к увеличению потерь в нем с ростом частоты. Поэтому рабочий диапазон мощных широкополосных трансформаторов обмоточного типа ограничен перекрытием, не превышающим 20...50, и снижается с увеличением мощности [4].

Рабочие уровни мощности трансформаторов обмоточного типа на ферритовых сердечниках вблизи верхней границы частотного диапазона их использования обычно не превышают десятков ватт*

1.2. ТРАНСФОРМАТОРЫ НА ЛИНИЯХ

Современные мощные биполярные генераторные транзисторы имеют низкие входные сопротивления и требуют низких сопротивлений нагрузки в коллекторной цепи (в силу низких напряжений питания и больших рабочих токов). Величины этих сопротивлений, составляющие единицы и даже доли ома, оказываются соизмеримыми с сопротивлениями индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора [7, 9, 13] и меньше их, что резко ограничивает сверху рабочую полосу частот трансформатора обмоточного типа (при столь низких сопротивлениях нагрузки индуктивности рассеяния обмоток трансформатора не должны превышать единицы и даже доли наногенри, что невозможно выполнить в трансформаторах обмоточного типа [5, 7, 9]).

---

* Есть сведения о реализации трансформаторов обмоточного типа специальной конструкции с жидкостным охлаждением в диапазоне частот до 30 МГц на уровни мощности до 30 кВт при сопротивлении нагрузки не менее 50...100 Ом [12].

Для трансформации относительно малых резистивных сопротивлений в диапазоне частот от 0,1...1 МГц до 100...300 МГц используют трансформаторы на линиях с определенным, заранее заданным волновым сопротивлением. При высокоомных нагрузках 50...100 Ом верхняя рабочая частота у таких трансформаторов достигает 1...2 ГГц [9]. Верхняя частота полосы пропускания трансформатора на линиях ограничивается потерями в линиях, а также индуктивностями соединительных проводов (монтажа) [7, 9] (чем ниже сопротивление нагрузки, тем заметнее влияние сопротивлений потерь в проводах линий и сопротивлений индуктивностей монтажных проводов). Трансформаторы на линиях имеют значительно лучшие характеристики при резистивных нагрузках, чем трансформаторы обмоточного типа [6]. Кроме того, они могут быть реализованы на гораздо большие уровни мощности при использовании линий без ферритового магнитопровода.

Транформаторы на линиях (ТЛ) рассматриваются в работах [4–7, 9–13]. Однако отдельные положения в них изложены недостаточно полно для понимания принципа работы различных схем ТЛ и их возможностей.

Представленный ниже материал в определенной степени компенсирует этот пробел.

1.2.1. ТРАНСФОРМАТОРЫ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ТРАНСФОРМАЦИИ 1 : 1 И С ИНВЕРТИРОВАНИЕМ ФАЗЫ СИГНАЛА

Обычно принято [4, 5, 7] начинать рассмотрение принципа работы ТЛ с отрезка одиночной линии длиной ℓ, нагруженного на сопротивление $R_н$, равное волновому сопротивлению линии Z_0. Линия может быть любая: коаксиальная, двухпроводная, полосковая.

Отрезок линии, нагруженный на сопротивление $R_н = Z_0$, считается как ТЛ с коэффициентом трансформации 1:1 и практически неограниченной полосой пропускания. Как известно, отрезок в этом случае является согласованным с нагрузкой и при подключении источника сигнала (генератора) в отрезке устанавливается режим бегущих волн напряжения и тока.

На рис. 1.3 показаны схемы такого ТЛ на несимметричной линии (рис. 1.3, *а*), например, коаксиальной, и на симметричной линии, например, двухпроводной (рис. 1.3, *б*). Источник сигнала представлен генератором напряжения E.

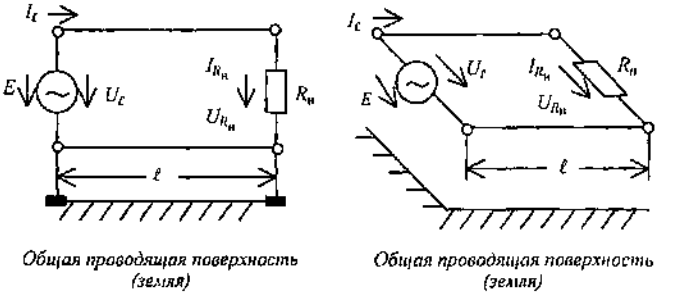


Рис. 1.3

Если не считаться с потерями в проводах линии, то напряжения и токи на концах отрезка (рис. 1.3) связаны между собой уравнениями длинной линии (см., например, [3, кн. 1, с. 160, уравнения (4.149)]):

$$I_\ell = I_{R_н} \cos \beta\ell + j(U_{R_н}/Z_0) \sin \beta\ell;$$

$$U_\ell = U_{R_н} \cos \beta\ell + jI_{R_н} Z_0 \sin \beta\ell = E,$$

где $U_{R_н} = I_{R_н} R_н$ – напряжение на нагрузке; $I_{R_н}$ – ток через нагрузку.

При $R_н = Z_0$ согласно, например, второму уравнению

$$U_{R_н} (\cos \beta\ell + j \sin \beta\ell) = U_{R_н}\, e^{j\beta\ell} = E,$$

откуда

$$U_{R_н} = E\, e^{-j\beta\ell} \qquad (1.4а)$$

Соответственно

$$I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = (E / Z_0)\, e^{-j\beta\ell} = I_\ell\, e^{-j\beta\ell} \qquad (1.4б)$$

Как видим, при согласованной нагрузке ($R_н = Z_0$) напряжение на выходе отрезка (на нагрузке) по величине такое же, как на входе, равное напряжению источника сигнала E, и ток на выходе отрезка (ток через нагрузку) по величине такой же, как на входе, потребляемый от источника сигнала E. Отличие только в том, что напряжение (ток) на выходе отрезка отстает по фазе от напряжения (тока) на входе на угол, равный электрической длине отрезка $\beta\ell = 2\pi\ell/\lambda = \omega\ell/v$, где ω – круговая частота сигнала; v – скорость распространения электромагнитной волны в линии.

Если $Z_0 >> r_{пог}$ ($r_{пог}$ – сопротивление погонных потерь линии), то соотношения (1.4) справедливы практически в неограниченной полосе частот (ограничение может наступить раньше за счет возбуждения в линии высших типов волн, что исключается в рабочей полосе частот правильным выбором поперечных размеров линии (см. например, [3, кн. 1, с. 196]).

Если у ТЛ по схеме (рис. 1.3, *а*) соединить с корпусом (землею) вместо нижнего верхний полюс (конец) у сопротивления нагрузки $R_н$, как показано на рис. 1.4, то свойства ТЛ изменятся, прежде всего в отношении полярности входного и выходного напряжений относительно общего провода (земли, корпуса) устройства.

Глядя на схему рис. 1.4, нетрудно сделать заключение, что в рассматриваемом устройстве источник сигнала E соединен двумя проводами (1,2) длиной ℓ с нагрузкой $R_н$ и соответственно обеспечит на нагрузке напряжение $U_{Rн}$ при токе $I_{Rн}$. Видно также, что параллельно источнику сигнала E присоединен короткозамкнутый отрезок линии, образованной проводом 1 и общей проводящей поверхностью (землею, корпусом) устройства, а параллельно нагрузке $R_н$ подключается короткозамкнутый отрезок линии, образованной проводом 2 и общей проводящей поверхностью (землею, корпусом) устройства. Таким образом, учитывая, что у нагрузки $R_н$ и источника E противоположные полюса (концы) соединены с общей проводящей поверхностью (землею, корпусом) устройства, для цепи по схеме рис. 1.4 следует предложить эквивалентную схему (рис. 1.5), которая совпадает с известной эквивалентной схемой отрезка двух связанных линий со встречным расположением короткозамкнутых концов (см. [3, кн. 2, п. 4.16.2, рис. 4.112, с. 287]).

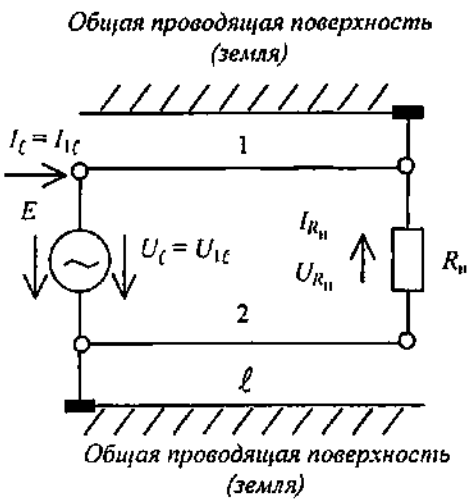


Рис. 1.4

Такого результата следовало ожидать, так как, если схему (рис. 1.4) изобразить, как на рис. 1.6, то представленное устройство действительно можно рассматривать как отрезок двух связанных линий, образованных проводами 1, 2 с общей проводящей поверх-

ностью, у которых одни противоположные концы соединены с землею (корпусом), а к другим присоединены соответственно источник E и нагрузка $R_н$. Следовательно, для рассматриваемого ТЛ по схеме рис. 1.4 будут справедливы все соотношения, представленные в [3, кн. 2, п. 4.16.2] для варианта со встречным расположением короткозамкнутых на одном конце отрезков связанных линий. Из этих соотношений следует, что в схеме рис. 1.5 $Z_{01} = Z_{c1}$, $Z_{03} = Z_{c2}$ – волновые (характеристические) сопротивления соответственно линий 1, 2 при синфазном (четном) возбуждении от генераторов (источников) напряжения; $Z_{02} = W_{12} = 2Z_{c1}Z_{п1}/(Z_{c1} - Z_{п1}) = 2Z_{c2}Z_{п2}/(Z_{c2} - Z_{п2})$ – электростатическое характеристическое сопротивление связи линий 1,2; $Z_{п1}$, $Z_{п2}$ – волновые (характеристические) сопротивления соответственно линий 1, 2 при противофазном (нечетном) возбуждении от генераторов (источников) напряжения (см. например, [3, кн. 2, п. 4.16.1, с. 267–280].

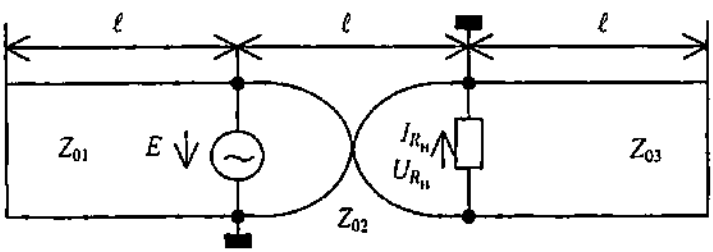


Рис. 1.5

Как отмечено в пособии [3, кн. 2], отрезок двух связанных линий со встречным расположением короткозамкнутых концов обладает фазоинвертирующим свойством, следовательно, ТЛ по схеме рис. 1.4 является фазоинвертирующим.

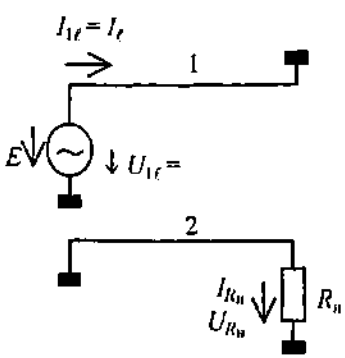


Рис. 1.6

Ниже мы проведем анализ фазоинвертирующего ТЛ по схеме рис. 1.4, исходя из представления его в виде отрезка двух связанных линий, чтобы получить выражения, непосредственно описывающие существующие в нем связи, хотя необходимые результаты можно получить из соотношений работы [3, кн. 2, п. 4.16.2]. Так, если сопоставить обозначения на схемах рис. 4.112 в пособии [3, кн. 2, с. 287] и рис. 1.4 или 1.6:

Рис. 4.112:

$$I_{20}$$
$$U_{20} = (I_{20} R_н)$$
$$U_{1г}$$

Рис. 1.4, рис. 1.6:

$$I_{Rн}$$
$$U_{Rн} = (I_{Rн} R_н)$$
$$U_{1г} = U_г = E,$$

то из выражения (4.272) пособия [3, кн. 2, с. 285] получим:

$$I_{20} = I_{R_н} = \frac{EZ_{c2}/(Z_{c2} + W_{12})}{\cos\beta\ell\left(R_н + j\dfrac{Z_{c2}W_{12}}{Z_{c2} + W_{12}}\operatorname{tg}\beta l\right)}.$$

Учитывая соотношение [3, кн. 2, с. 274]

$$\frac{Z_{c2}W_{12}}{Z_{c2} + W_{12}} = W_{22},$$

имеем

$$I_{20} = I_{R_н} = -E(W_{22}/W_{12})\frac{1}{\cos\beta\ell(R_н + jW_{22}\operatorname{tg}\ \beta\ell)}. \qquad (1.5)$$

Если выполнить

$$R_н = W_{22}, \qquad (1.6)$$

где W_{22} – электростатическое характеристическое сопротивление линии, образованной проводом 2 с общей проводящей поверхностью в системе двух связанных линий, то у рассматриваемого ТЛ

$$I_{R_н} = -\frac{E}{W_{12}(\cos\beta\ell + j\sin\ \beta\ell)} = -\frac{E}{W_{12}}e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.7а)$$

$$U_{R_н} = I_{R_н}R_н = -E\frac{W_{22}}{W_{12}}e^{-j\beta\ell} \qquad (1.7б)$$

Как следует из (1.7), при $R_н = W_{22}$ величины тока и напряжения на выходе рассматриваемого ТЛ не зависят от частоты, а фазы их по отношению к источнику сигнала E запаздывают на угол, равный электрической длине отрезка $\beta\ell$ (знак «–» перед E в (1.7) указывает на фазовое инвертирование сигналов на входе и выходе устройства).

Соотношения (1.7) похожи на (1.4). Однако несмотря на внешнее сходство соотношений, описывающих ТЛ 1:1 на согласованном отрезке линии и фазоинвертирующий ТЛ на отрезке такой же линии, между этими ТЛ есть принципиальные различия.

Во-первых, в ТЛ 1:1 сопротивление нагрузки $R_н$ равно волновому сопротивлению линии Z_0; при реализации на отрезке такой же линии фазоинвертирующего ТЛ сопротивление нагрузки отличается от волнового сопротивления линии Z_0 и равно по величине электростатическому характеристическому сопротивлению одной из линий в системе двух связанных линий, к которой приводится взятая одиночная линия (в наших обозначениях сопротивление нагрузки $R_н$ должно быть равно W_{22}). Во-вторых, в ТЛ 1:1 величина напряжения на выходе равна величине напряжения на входе (коэффициент передачи по напряжению – единица), тогда как в фазоинвертирующем ТЛ эти напряжения не равны и отличаются по величине в (W_{22} / W_{12}) раз (в общем случае напряжение на выходе меньше напряжения на входе, так как $W_{22} < W_{12}$, т. е. коэффициент передачи по напряжению меньше единицы)* В-третьих, если в ТЛ 1:1 имеет место режим бегущих волн, то в проводах линии фазоинвертирующего ТЛ имеет место режим смешанных волн (последнее заключение можно сделать на основании эквивалентной схемы (рис. 1.5), согласно которой в короткозамкнутых отрезках будут явные режимы стоячих волн, а в отрезке линии с волновым сопротивлением $Z_{02} = W_{12}$, поскольку он нагружается на комплексное сопротивление, определяемое параллельным соединением $R_н = W_{22}$ и короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{03} = Z_{c2}$, будет режим смешанных волн). Соответственно у ТЛ 1:1 входное сопротивление чисто резистивное и равно $R_н = Z_0$, а у фазоинвертирующего ТЛ входное сопротивление в общем случае будет комплексным.

Отличия от согласованного отрезка одиночной линии, подобные отмеченным выше, как в дальнейшем увидим, принципиально присущи всем схемам ТЛ, так как в каждом ТЛ непременно выделяются один или несколько отрезков связанных линий** Характеристики связанных линий существенно отличаются от характеристик одиночной линии (см., например, [3, кн. 2]).

---

* Как ниже будет показано, возможна реализация фазоинвертирующего ТЛ с коэффициентом передачи по напряжению, равным единице. Но это не снимает отмеченную особенность ТЛ.

** ТЛ относят к классу трансформаторов с электромагнитной связью между обмотками, образованными отрезками линий, тогда как рассмотренные в п.1.1 трансформаторы обмоточного типа относят к классу трансформаторов с доминирующей магнитной связью между обмотками [6, 7, 9]. Из работ [4–7, 9–13] только в [6] отмечается, что элементарный ТЛ анализируется как две сильно связанные, в частности идентичные линии, каждая из которых образована одним из проводов и общей землей.

Дело в том, что в одиночной линии в общем случае могут существовать только две волны напряжения: падающая $U_{пад}$ и отраженная $U_{отр}$ и две волны тока: падающая $I_{пад}$ и отраженная $I_{отр}$. Амплитуды волн напряжения и тока связаны между собой через волновое сопротивление линии Z_0: $U_{пад} = I_{пад}Z_0$; $U_{отр} = I_{отр} Z_0$. В системе двух связанных линий возможно существование четырех волн напряжения и четырех волн тока в каждой линии, известных как синфазные (четные) волны: падающая и отраженная и противофазные (нечетные) волны: падающая и отраженная*

Для синфазных и противофазных волн рассматриваются свои волновые (характеристические) сопротивления (см., например, [3, кн. 2]), определяющие связь между амплитудами волн напряжения и тока как в одиночной линии. Так как в общем случае энергия в связанных линиях переносится синфазными и противофазными волнами [6], то в системе связанных линий каждая линия не может быть одновременно согласованной по каждому типу волн с помощью одной непосредственно подключаемой резистивной нагрузки, что неизбежно обусловливает режим смешанных волн и как следствие комплексный характер входного сопротивления.

Входное сопротивление фазоинвертирующего ТЛ можно определить на основании схемы рис. 1.5. Для этого следует сопротивление параллельного соединения $R_н$ и короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{03} = Z_{c2}$ пересчитать через отрезок линии с волновым сопротивлением $Z_{02} = W_{12}$ и параллельно пересчитанному сопротивлению присоединить сопротивление короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{01} = Z_{c1}$. Для определения пересчитываемых сопротивлений можно использовать формулы п. 4.15.1 из пособия [3, кн. 1].

Однако мы для определения входного сопротивления фазоинвертирующего ТЛ и установления связи его с сопротивлением нагрузки $R_н$ и параметрами отрезка линии воспользуемся уравнениями связанных линий (см. [3, кн. 2]), которые будем использовать также при анализе более сложных схем ТЛ из нескольких отрезков линий

* Имеются в виду линии с гладкими проводниками в однородной среде. В общем случае вводятся в рассмотрение «быстрые» и «медленные» волны. Заинтересовавшегося читателя можно отослать к работам автора [14, 15], от которых он сможет перейти к другим работам. Из более доступных сегодня работ можно рекомендовать [16].

при различных способах их соединения На основании уравнений связанных линий токи и напряжения на одних концах (обозначим их индексом ℓ у линий 1, 2) связаны с токами и напряжениями на других концах (обозначим их индексом 0 у линий 1, 2) следующими соотношениями:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\,(U_{10}/W_{11} - U_{20}/W_{12})\sin\beta\ell; \qquad (1.8а)$$

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\,(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012})\sin\beta\ell; \qquad (1.8б)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\,(U_{20}/W_{22} - U_{10}/W_{12})\sin\beta\ell; \qquad (1.8в)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012})\sin\beta\ell. \qquad (1.8г)$$

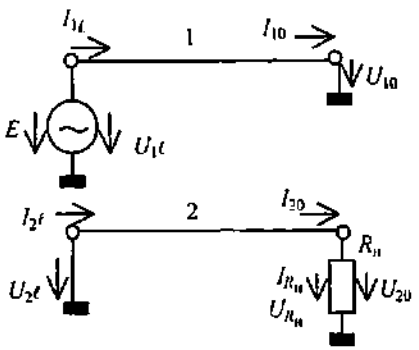


Рис. 1.7

Условные обозначения токов и напряжений для фазоинвертирующего ТЛ, соответствующие (1.8), показаны на рис. 1.7, являющемся, по сути, повторением схемы рис. 1.6. Напомним другие обозначения в (1.8): W_{11}, W_{22} – электростатические характеристические сопротивления связанных линий; Z_{011}, Z_{022} – электродинамические характеристические сопротивления связанных линий; W_{12}, Z_{012} – электростатическое и электродинамическое характеристические сопротивления связи линий.

Граничные условия на концах отрезков линий фазоинвертирующего ТЛ:

$$U_{10} = 0; \qquad U_{1\ell} = E;$$

$$I_{20} = I_{R_н};$$

$$U_{20} = U_{R_н} = I_{20}R_н = I_{R_н}R_н; \qquad (А)$$

$$U_{2\ell} = 0.$$

---

* В приложении 1 приведен анализ фазоинвертирующего ТЛ с использованием режимов синфазных (четных) и противофазных (нечетных) волн, что позволяет глубже понять процессы в ТЛ.

Из (1.8б), учитывая граничные условия (А): $U_{10} = 0$; $U_{1\ell} = E$, получаем:

$$I_{10} = (E / jZ_{011} \sin \beta\ell) - I_{20}\, Z_{012} / Z_{011} \qquad (1.9)$$

Подставляя (1.9) в (1.8г) и учитывая граничные условия (А): $U_{2\ell} = 0$, $I_{20} = I_{R_н}$, находим

$$I_{R_н} = I_{20} = -E\frac{Z_{012}}{Z_{011}} \frac{1}{\cos\beta\ell \left[R_н + j\dfrac{\left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)}{Z_{011}} \operatorname{tg} \beta\ell \right]}$$

Так как [3, кн. 2, ф-ла (4.266)]

$$Z_{011}\, Z_{022} - Z_{012}^2 = W_{22}\, Z_{011} = Z_{012}\, W_{12},$$

то ток через нагрузку $R_н$

$$I_{R_н} = I_{20} = -E(W_{22} / W_{12}) \frac{1}{\cos\beta\ell(R_н + jW_{22} \operatorname{tg} \beta\ell)}, \qquad (1.10)$$

что совпадает с (1.5).

Напряжение на нагрузке $R_н$

$$U_{R_н} = I_{R_н} R_н = -E(W_{22} / W_{12}) \frac{R_н}{\cos\beta\ell(R_н + jW_{22} \operatorname{tg} \beta\ell)} = U_{20}. \qquad (1.11)$$

Если выполнить $R_н = W_{22}$, то (1.10), (1.11) приводятся к (1.7).

Входной ток фазоинвертирующего ТЛ $I_\ell = I_{1\ell}$ и определяется при подстановке (1.9), (1.11) в (1.8а) с учетом (1.10) и условия (А) $U_{10} = 0$.

Выполняя несложные преобразования, находим:

$$I_{1\ell} = \frac{E}{(R_н + jW_{22} \operatorname{tg} \beta\ell)} \left[\frac{W_{22}}{W_{11}} + jR_н \left(\frac{W_{22}}{W_{12}^2} \operatorname{tg} \beta\ell - \frac{\operatorname{ctg} \beta\ell}{Z_{011}} \right) \right]. \qquad (1.12)$$

Входное сопротивление ТЛ:

$$Z_{вх} = E / I_{1\ell} = \frac{(R_н + jW_{22} \operatorname{tg} \beta\ell)}{\dfrac{W_{22}}{W_{11}} + jR_н \left(\dfrac{W_{22}}{W_{12}^2} \operatorname{tg} \beta\ell - \dfrac{\operatorname{ctg} \beta\ell}{Z_{011}} \right)}. \qquad (1.13а)$$

При $R_н = W_{22}$, что представляет наибольший интерес при конструировании фазоинвертирующего ТЛ,

$$Z_{вх} = W_{11}\frac{(1 + j\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)}{1 + j\left(\dfrac{W_{11}W_{22}}{W_{12}^2}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell - \dfrac{W_{11}}{Z_{011}}\mathrm{ctg}\ \beta\ell\right)}. \qquad (1.13б)$$

Как видим из (1.13), при чисто резистивной нагрузке, даже если $R_н = W_{22}$, входное сопротивление фазоинвертирующего ТЛ в общем случае является комплексным, что отмечалось ранее. Только при электрической длине отрезка линии $\beta\ell = \pi/2$ ($\ell = \lambda/4$) входное сопротивление фазоинвертирующего ТЛ чисто резистивное и равно* $W_{12}^2/R_н$.

Если $R_н = W_{22}$, то при $\beta\ell = \pi/2$ входное сопротивление равно

$$W_{12}^2/W_{22}. \qquad (I)$$

Входное сопротивление фазоинвертирующего ТЛ при $\beta\ell = \pi/2$ определяется как входное сопротивление четвертьволнового трансформатора из отрезка линии с волновым сопротивлением W_{12}, нагруженного на сопротивление $R_н$. Это наглядно следует из схемы рис. 1.5, когда сопротивления короткозамкнутых отрезков оказываются равными бесконечности. Источник сигнала E при этом присоединяется к нагрузке через четвертьволновый отрезок линии с волновым сопротивлением $Z_{02} = W_{12}$.

При $\beta\ell \to 0$ входное сопротивление фазоинвертирующего ТЛ приобретает явно выраженный реактивный характер, стремясь к

$$jZ_{011}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell, \qquad (II)$$

что также следует из схемы рис. 1.5, когда сопротивление $R_н$ шунтируется сопротивлением короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{03} = Z_{c2}$. Как видно, при $\beta\ell \to 0$ величина входного сопротивления ТЛ стремится к нулю ($\mathrm{tg}\ \beta\ell \to 0$), что вызывает короткое замыкание источника E. Очевидно, при уменьшении длины отрезка линии мощность источника сигнала должна возрастать, чтобы поддерживать напряжение E.

---

* Очевидно, такое сопротивление будет также при $\beta\ell = \pi/2 + N\pi$ (т. е. при $\ell = \lambda/4 + N\lambda/2$), где $N = 1,2,$ Однако большие длины не представляют практического интереса из-за увеличения габаритов устройства.

Так как величина напряжения на выходе фазоинвертирующего ТЛ при $R_н = W_{22}$ не зависит от частоты, то резистивная составляющая входного сопротивления ТЛ в параллельной схеме представления (рис. 1.8) при $R_н = W_{22}$ не должна зависеть от частоты и величина ее должна быть равна значению (I).

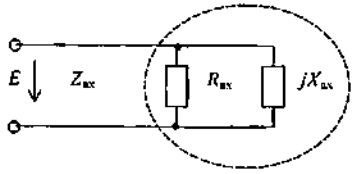


Рис. 1.8

Действительно, при $R_н = W_{22}$ согласно (1.7б) $|U_{R_н}| = E\,W_{22}/W_{12}$, соответственно мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P_{R_н} = |U_{R_н}|^2/2R_н = E^2\,W_{22}/2W_{12}^2.$$

Мощность, потребляемая по входу от источника E, будет $P_{вх} = E^2/2R_{вх}$. На основании закона сохранения энергии из равенства $P_{R_н} = P_{вх}$ следует: $R_{вх} = W_{12}^2/W_{22}$.

Как и ожидалось, резистивная составляющая входного сопротивления оказалась равной входному сопротивлению четвертьволнового трансформатора из отрезка линии с волновым сопротивлением W_{12}, нагруженного на сопротивление W_{22} (напомним, что при $\beta\ell = \pi/2$, $\ell = \lambda/4$ входное сопротивление ТЛ при любой конечной величине сопротивления резистивной нагрузки, а не только при $R_н = W_{22}$ оказывается чисто резистивным, т. е. при указанных условиях реактивная составляющая входного сопротивления в параллельной схеме представления (рис. 1.8) $X_{вх} = \infty$).

Из (1.13б)

$$R_{вх} = (W_{12}^2/W_{22})\frac{(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell)}{\left[(1-W_{11}/Z_{011})/(W_{11}W_{22}/W_{12}^2)+\mathrm{tg}^2\beta\ell\right]}; \qquad (1.14)$$

$$jX_{вх} = j\frac{W_{11}(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell)}{\left\{\left[1-(W_{11}W_{22}/W_{12}^2)\right]\mathrm{tg}\,\beta\ell+(W_{11}/Z_{011})\,\mathrm{ctg}\,\beta\ell\right\}}. \qquad (1.15)$$

В (1.14) оказывается

$$(1-W_{11}/Z_{011})(W_{11}W_{22}/W_{12}^2)=1,$$

в итоге

$$R_{вх} = W_{12}^2/W_{22} \qquad (1.14')$$

и не зависит от частоты. Значение $R_{вх}$ совпадает с (I).

В (1.15)

$$1-\left(W_{11}W_{22}/W_{12}^2\right)=W_{11}/Z_{011},$$

в итоге

$$jX_{вх}=jZ_{011}\left(\frac{1+\mathrm{tg}^2\beta\ell}{\mathrm{tg}\ \beta\ell+\mathrm{ctg}\ \beta\ell}\right)=jZ_{011}\mathrm{tg}\ \beta\ell, \qquad (1.15')$$

что совпадает с (II).

Как видим, в параллельной схеме представления (рис. 1.8) реактивная составляющая входного сопротивления фазоинвертирующего ТЛ оказывается равной сопротивлению короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением Z_{011} (электродинамическое характеристическое сопротивление линии, образованной проводом 1 и общей проводящей поверхностью (землею, корпусом) устройства).

Итак, при реализации фазоинвертирующего ТЛ на отрезке линии длиной ℓ необходимо выполнить условие $R_н = W_{22}$, где $R_н$ – сопротивление резистивной нагрузки ТЛ; W_{22} – электростатическое характеристическое сопротивление линии, образованной проводом 2 и общей проводящей поверхностью (см. рис. 1.4).

В этом случае ток от источника напряжения E через нагрузку $R_н$

$$I_{R_н}=-(E/W_{12})\,e^{-j\beta\ell}$$

и напряжение на нагрузке

$$U_{R_н}=I_{R_н}R_н=-E\,(W_{22}/W_{12})\,e^{-j\beta l}$$

не зависят по величине от частоты* Соответственно модуль коэффициента передачи ТЛ по напряжению

$$|K_u|=|U_{R_н}|/E=W_{22}/W_{12}$$

является постоянной величиной и также не зависит от частоты**

---

* При условии, что напряжение источника сигнала E не зависит от частоты. В общем случае ток через нагрузку и напряжение на нагрузке ТЛ в точности повторяют характер изменения E с частотой. У реальных источников постоянство E с частотой обеспечивается с определенной точностью, которая зависит от многих факторов, в том числе и от нагрузки источника, определяемой $Z_{вх}$ ТЛ. У ТЛ 1:1 $Z_{вх}$ чисто резистивное и равно волновому сопротивлению линии; у фазоинвертирующего ТЛ $Z_{вх}$ в общем случае комплексное.

** Коэффициент передачи по напряжению ТЛ определяется относительно напряжения источника сигнала E, поэтому частотная зависимость напряжения источника E на коэффициенте передачи ТЛ по напряжению не сказывается.

Резистивная составляющая входного сопротивления ТЛ в параллельной схеме представления (см. рис. 1.8) $R_{вх} = W_{12}^2/W_{22}$ и не зависит от частоты.

Реактивная составляющая входного сопротивления, напротив, зависит от частоты: $jX_{вх} = jZ_{011}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$

Чем больше величина $X_{вх}$, тем меньше реактивная мощность в ТЛ, соответственно меньше действующие в нем токи и напряжения. Более постоянной будет нагрузка для источника сигнала E, определяемая параллельным соединением $R_{вх}$ (1.14′) и $jX_{вх}$ (1.15′). Чем больше значение Z_{011}, тем слабее влияние частоты сигнала на величину $X_{вх}$ (ослабляется влияние изменения электрической длины отрезка линии $\beta\ell$). При работе в узкой полосе частот следует выбирать $\beta\ell = \pi/2$ на средней частоте, т. е. $\ell = \lambda_{ср}/4$. Если выбрать $\ell = \lambda_{ср}/4$ при работе ТЛ в широкополосном устройстве, то характер реактивного сопротивления $X_{вх}$ будет изменяться от индуктивного (емкостного) до емкостного (индуктивного), что затруднит реализацию цепи компенсации этого сопротивления. В широкополосном устройстве следует выбирать длину отрезка линии ТЛ $\ell < \lambda_в/4$, где $\lambda_в$ – длина рабочей волны, соответствующая верхней рабочей частоте и являющаяся минимальной рабочей волной. При этом характер реактивного сопротивления $X_{вх}$ будет оставаться индуктивным во всей полосе рабочих частот, что облегчает построение цепи компенсации этого сопротивления. Более того, если выполняется условие

$$\mathrm{tg}\ \beta_в\ell = \mathrm{tg}\left(\frac{\omega_в}{\nu}\ell\right) = \mathrm{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_в}\right) < 1,$$

то во всей рабочей полосе частот можно считать $\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx \beta\ell$, а

$$X_{вх} = Z_{011}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx Z_{011}\,\beta\ell = \omega\,(\ell\,L_{пог}) = \omega\,L_{экв},$$

где $L_{пог} = Z_{011}/\nu$ – погонная индуктивность линии с волновым сопротивлением Z_{011}; ν – скорость распространения электромагнитной волны в линии.

В этом случае входное сопротивление фазоинвертирующего ТЛ представляет параллельное соединение постоянного резистивного

сопротивления $R_{вх} = W_{12}^2/W_{22}$ и сопротивления постоянной индуктивности $L_{экв}$, как в случае сосредоточенных элементов. Подключив параллельно входу ТЛ емкость или более сложную цепь из реактивных элементов, можно с желаемой точностью добиться компенсации индуктивности $L_{экв}$ и соответственно реализовать требуемую амплитудно-частотную характеристику устройства.

Так как [3, кн. 2, п. 4.16.1]

$$Z_{011} = \frac{Z_{c1}(Z_{c2} + W_{12})}{Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}},$$

то для получения большего значения Z_{011} следует иметь как можно большие значения Z_{c1}, Z_{c2}. Для этого надо уменьшать погонные емкости проводов 1, 2 относительно общей проводящей поверхности (земли, корпуса) устройства. Соответственно не следует располагать ТЛ близко от общей проводящей поверхности (земли, корпуса) [6] и надо исключать прикосновение к ней проводов линий ТЛ. Для увеличения Z_{c1}, Z_{c2} можно повышать погонные индуктивности линий, образуемых проводами и общей проводящей поверхностью (землею, корпусом) устройства.

Если взять отрезок коаксиальной линии (например, коаксиального кабеля) и источник сигнала E присоединить к центральному (внутреннему) проводнику, то сопротивление $Z_{c1} = \infty$, так как экранированный внутренний проводник коаксиальной линии не имеет собственной емкости относительно общей проводящей поверхности (земли, корпуса) [6]. Схема фазоинвертирующего ТЛ на отрезке коаксиальной линии показана на рис. 1.9. На рис. 1.10 показаны сечения коаксиальной (рис. 1.10,*а*) и двухпроводной (рис. 1.10,*б*) линий с обозначением погонных емкостей проводов относительно друг друга и земли.

Для коаксиальной линии $Z_{c1} = \infty$, $W_{12} = Z_0$ – волновое сопротивление линии,

$$W_{22} = \frac{Z_{c2}W_{12}}{Z_{c2} + W_{12}} = \frac{Z_{c2}Z_0}{Z_{c2} + Z_0}.$$

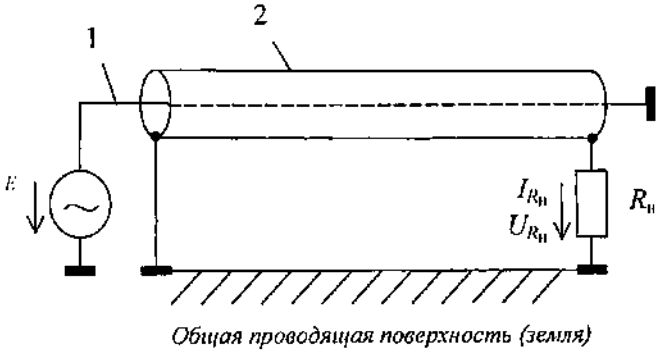


Рис. 1.9

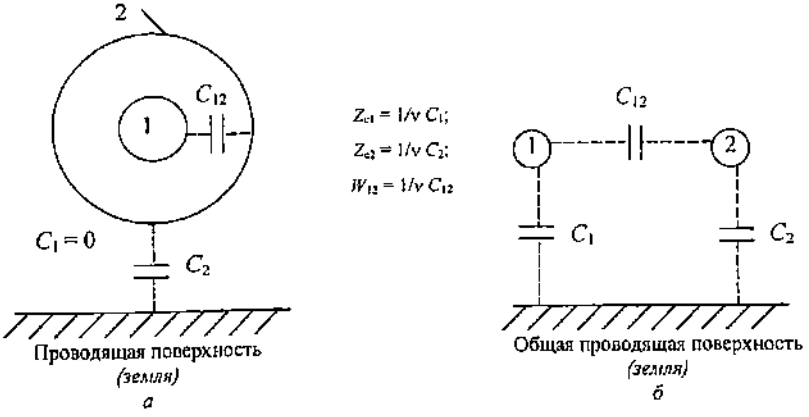


Рис. 1.10

При $R_н = W_{22}$ у ТЛ по схеме рис. 1.9, как следует из (1.7),

$$I_{R_н} = -\frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell};$$

$$U_{R_н} = -E\frac{W_{22}}{Z_0} e^{-j\beta\ell} = -E\frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_0} e^{-j\beta\ell}$$

Чтобы придать жесткость конструкции фазоинвертирующего ТЛ, между проводами 1, 2 и общей проводящей поверхностью, а в случае коаксиальной линии между проводом 2 (оплетка коаксиального кабеля) и проводящей поверхностью следует поместить твердый высокочастотный диэлектрик с малой диэлектрической проницаемостью для уменьшения погонной емкости относительно проводящей поверхности либо твердый материал с большой магнитной проницаемостью на высокой частоте в рабочей области частот для увеличения погонной индуктивности относительно проводящей поверхности. В качестве последнего используются пластина феррита [10] либо одно или несколько ферритовых колец прямоугольного сечения, надеваемых поверх наружного провода коаксиальной линии (оплетки кабеля) и образующих трубку [4, 5, 9], либо поверх проводов двухпроводной линии в высокочастотной изоляции (например, два плотно скрученных провода, каждый во фторопластовой изоляции, протянутых через ферритовую трубку). При большой длине отрезка линии (коаксиальной, двухпроводной) для уменьшения размеров ТЛ этот отрезок часто наматывается на ферритовое кольцо тороидальной формы или прямоугольного сечения либо для намотки используется набор колец прямоугольного сечения, образующих одну или две параллельно расположенные трубки [5, 7, 9, 11, 12, 17]. В этом случае конструкция ТЛ чисто внешне напоминает трансформатор обмоточного типа [10]. Для намотки проводов линии ТЛ и придания необходимой жесткости конструкции устройства можно использовать цилиндрические каркасы (катушки) из фторопласта (высокочастотный диэлектрик с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r \approx 2{,}1$). При этом удается реализовать ТЛ на уровни мощности до сотен ватт – единиц киловатт.

Использование ферритовых пластин, колец, трубок усложняет процессы в ТЛ, так как электромагнитная волна распространяется в средах с разными значениями магнитной и диэлектрической проницаемостей, соответственно с разными скоростями. Влияние волн в ферритовом магнитопроводе ТЛ на процесс передачи энергии от источника к нагрузке будет тем слабее, чем меньше будут их уровни. Чтобы ослабить эти волны, не следует располагать ТЛ близко от проводящей поверхности (земли, корпуса), о чем мы уже говорили, а между линией и магнитопроводом необходим зазор [6], который получается обычно за счет изоляционного покрытия проводов используемой линии (как правило, провода во фторопластовой изоляции).

Ослаблению уровней волн в магнитопроводе ТЛ способствует и то, что для изготовления ТЛ обычно применяют линии с сильной электромагнитной связью между проводами При этом наибольшая доля энергии распространяется в пространстве между проводами 1, 2 и эта область оказывается определяющей в работе ТЛ. В то же время эта область получается практически свободной от ферромагнитного материала и его наличие в ТЛ слабо сказывается на основном потоке передаваемой мощности.

Ферромагнитный материал обеспечивает изоляцию проводов по высокой частоте от проводящей поверхности, способствуя увеличению характеристических сопротивлений линий для синфазных волн (напомним, что волновое сопротивление линии, пространство между проводами которой отличается от воздушного, при сохранении поперечных размеров линии изменяется в $\sqrt{\mu_r / \varepsilon_r}$ раз по сравнению с волновым сопротивлением линии в воздушном пространстве, где μ_r, ε_r – соответственно относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости среды, заполняющей пространство между проводами линии).

В приложении 1 приведен анализ фазоинвертирующего ТЛ с использованием режимов синфазных и противофазных волн в связанных линиях, из которого можно составить представление о напряжениях и токах, соответствующих этим волнам, в проводах ТЛ.

---

* Использование в ТЛ линий с сильной электромагнитной связью (поэтому ТЛ называют также трансформаторами с электромагнитной связью между обмотками [6]) позволяет согласовать низкие значения сопротивлений $R_н$, $R_{вх}$. В связанных линиях выполняются следующие соотношения между характеристическими сопротивлениями (см., например, [3, кн. 2, п. 4.16.1]):

$$W_{11} < \left| \begin{matrix} Z_{c1} \\ W_{12} \end{matrix} \right. ; \qquad W_{22} < \left| \begin{matrix} Z_{c2} \\ W_{12} \end{matrix} \right. ; \qquad Z_{012} < \left| \begin{matrix} Z_{c1} \\ Z_{c2} \end{matrix} \right.$$

При коэффициенте связи линий $k_л < 0{,}707$ $W_{12} > Z_{012}$; при $k_л > 0{,}707$ $W_{12} < Z_{012}$; при $k_л = 0{,}707$ $W_{12} = Z_{012}$.

Для фазоинвертирующего ТЛ на основе отрезка коаксиальной линии $Z_{c1} = \infty$, $W_{12} = 1/\nu C_{12} = Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии;

$$W_{11} = Z_{c1} W_{12}/(Z_{c1}+W_{12}) = Z_0; \quad W_{22} = Z_{c2} W_{12}/(Z_{c2}+W_{12}) = Z_{c2} Z_0/(Z_{c2}+Z_0);$$

$$k_л = (\sqrt{W_{11} W_{22}})/W_{12} = \sqrt{Z_{c2}/(Z_{c2}+Z_0)}.$$

При $Z_{c2}=Z_0$ $k_л = 0{,}707$; при $Z_{c2} > Z_0$ $k_л > 0{,}707$.

В случае двухпроводной линии из идентичных проводов $C_1 = C_2$, соответственно $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c = 1/\nu C_1$; $Z_{п1} = Z_{п2} = Z_п = 1/\nu(C_1+2C_{12})$; $W_{12} = 1/\nu C_{12} = 2Z_c Z_п/(Z_c - Z_п)$; $W_{11} = W_{22} = 2Z_c Z_п/(Z_c+Z_п)$; $k_л = W_{11}/W_{12} = (Z_c - Z_п)/(Z_c+Z_п)$.

Для обеспечения $k_л > 0{,}707$ необходимо иметь $Z_c > 5{,}83\, Z_п$.

При использовании для намотки ТЛ каркаса из фторопласта, поскольку изоляция проводов линии также фторопластовая, с большим основанием можно считать, что скорости распространения всех волн в ТЛ одинаковы и процессы в них полностью подчиняются уравнениям связанных линий (1.8)*

В заключение рассмотрения фазоинвертирующего ТЛ обсудим вопрос о продольных индуктивностях проводов линий ТЛ, затрагиваемый, в частности, в [5, 7] и в других работах. В названных работах указывается, что эти индуктивности ограничивают снизу рабочую частоту ТЛ, шунтируя источник (генератор) сигнала E и нагрузку $R_н$. Продольная индуктивность провода 1 $L_{пр1}$ шунтирует источник сигнала и соответственно вход ТЛ; продольная индуктивность провода 2 $L_{пр2}$ шунтирует нагрузку $R_н$, соответственно выход ТЛ.

Если обратиться к эквивалентной схеме фазоинвертирующего ТЛ (см. рис. 1.5), то можно заключить, что в качестве таких индуктивностей проявляют себя короткозамкнутые отрезки линий с волновыми сопротивлениями $Z_{01} = Z_{c1}$ и $Z_{03} = Z_{c2}$. В общем случае

---

* Скорость распространения v электромагнитной волны в среде с параметрами μ_r, ε_r связана со скоростью распространения электромагнитных волн в воздухе (или в вакууме) $v_в$ соотношением $v = v_в / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$ При использовании ферритового магнитопровода, особенно в форме пластины, в пространстве между проводами и общей проводящей поверхностью скорость v существенно меньше $v_в$, так как у феррита $\mu_r >> 1$, $\varepsilon_r \geq 1$, а в пространстве между проводами, по существу заполненном фторопластом ($\mu_r = 1$; $\varepsilon_r \approx 2{,}1$), скорость v меньше $v_в$ в $\sqrt{2{,}1} \approx 1{,}45$ раза. При использовании фторопластовых катушек для намотки линии часть пространства между проводами и общей проводящей поверхностью оказывается заполненной воздухом (воздушный зазор может оказаться полезным для улучшения теплоотвода от ТЛ, а в мощных устройствах также и для обеспечения электрической прочности, исключающей пробой между проводами и корпусом). В воздухе скорость распространения электромагнитной волны будет в $\sqrt{2{,}1} \approx 1{,}45$ раза больше, чем в пространстве между проводами. Однако разброс по скоростям распространения электромагнитных волн в разных частях пространства при использовании фторопластовой катушки оказывается меньше, чем при использовании ферритового магнитопровода.

При намотке проводов ТЛ на ферритовое кольцо или фторопластовую катушку расположение участков проводов оказывается различным по отношению к общей проводящей поверхности (например, один участок выше других), что делает выделяемые линии неоднородными. Расположение ТЛ на удалении от проводящей поверхности, а также создание зазоров между проводами и магнитопроводом ослабляют эту неоднородность. Названные конструктивные меры направлены на то, чтобы энергия в ТЛ в основном распространялась в пространстве, непосредственно примыкающем к проводам.

сопротивления таких отрезков могут носить как индуктивный, так и емкостный характер. Если длина отрезка линии выбрана из условия $\ell < \lambda_н /4$, то сопротивления отрезков в рабочем диапазоне частот будут индуктивными. Если же длина отрезка линии выбрана из условия $\ell = \lambda_{ср}/4$, то с понижением частоты сопротивления отрезков будут индуктивными, а с повышением частоты – емкостными.

Чтобы короткозамкнутые отрезки не сказывались практически на амплитудно-частотной характеристике устройства, их сопротивления должны удовлетворять условиям*:

$$Z_{c1} \operatorname{tg} \beta_н \ell > 3R_{вх} = 3\ W_{12}^2 / W_{22}; \qquad (1.16а)$$

$$Z_{c2} \operatorname{tg} \beta_н \ell > 3\ R_н = 3\ W_{22}, \qquad (1.16б)$$

где $\beta_н = \omega_н / v = 2\pi/\lambda_н$; $\omega_н$ – нижняя рабочая частота устройства, которой соответствует наибольшая длина рабочей волны $\lambda_н$.

Так как $\operatorname{tg} \beta_н \ell > 0$ независимо от $\ell = \lambda_{ср}/4$ или $\ell < \lambda_н/4$, входные сопротивления короткозамкнутых отрезков на частоте $\omega_н$ всегда будут иметь индуктивный характер и соответственно можно считать:

$$\omega_н L_{пр1} = Z_{c1} \operatorname{tg} \beta_н \ell; \qquad \omega_н L_{пр2} = Z_{c2} \operatorname{tg} \beta_н \ell,$$

откуда

$$L_{пр1} = \frac{Z_{c1} \operatorname{tg} \beta_н \ell}{\omega_н}; \quad L_{пр2} = \frac{Z_{c2} \operatorname{tg} \beta_н \ell}{\omega_н} \qquad (1.7)$$

При $\operatorname{tg} \beta_н \ell \approx \beta_н \ell$

$$L_{пр1} \approx \ell L_{пог1} = \ell\,(Z_{c1}/v); \quad L_{пр2} \approx \ell L_{пог2} = \ell\,(Z_{c2}/v). \qquad (1.18)$$

Чем больше волновые сопротивления линий Z_{c1}, Z_{c2} и геометрическая длина отрезка линии ℓ, тем больше продольные индуктивности. Чем больше продольные индуктивности, тем слабее их шунтирующее влияние.

Продольные индуктивности проводов линий ТЛ являются одними из исходных параметров для разработки конструкции ТЛ [4, 5, 7, 9].

Условия (1.16) позволяют уточнить геометрическую длину отрезка линии ТЛ ℓ при требуемых значениях характеристических

* Чем сильнее будут неравенства (1.16), тем лучше.

сопротивлений, которые однозначно связаны с заданными значениями $R_н$ и $R_{вх}$:

$$R_н = W_{22}; \qquad R_{вх} = W_{12}^2 / W_{22},$$

откуда

$$W_{12} = \sqrt{R_н \; R_{вх}}.$$

Так как

$$W_{22} = Z_{c2} W_{12} / (Z_{c2} + W_{12}),$$

то

$$Z_{c2} = \frac{R_н \sqrt{R_н R_{вх}}}{\sqrt{R_н R_{вх}} - R_н} = \frac{R_н W_{12}}{W_{12} - R_н}. \qquad (*)$$

Из (1.16б)

$$\ell > (1/\beta_н) \text{ arctg } \frac{3W_{22}}{Z_{c2}} = \frac{\lambda_н}{2\pi} \text{ arctg } \left[3 \left(1 - \sqrt{R_н / R_{вх}}\right)\right]. \qquad (1.19)$$

Так как в связанных линиях всегда $W_{12} > W_{22}$, то согласно (1.16) должно быть $Z_{c1} > Z_{c2}$, причем не менее, чем в $R_{вх} / R_н$ раз, т. е.

$$Z_{c1} > Z_{c2} \frac{R_{вх}}{R_н} = \frac{R_{вх} \sqrt{R_н R_{вх}}}{\sqrt{R_н R_{вх}} - R_н}. \qquad (**)$$

Чем сильнее неравенство (**), тем лучше. В случае использования отрезка коаксиальной линии (см. рис. 1.9) $Z_{c1} = \infty$ и условие (1.16а) выполняется автоматически.

Если фазоинвертирующий ТЛ реализуется на основе отрезка идентичных линий: $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$, то геометрическая длина отрезка линии должна уточняться из условия (1.16а), согласно которому

$$\ell > (1/\beta_н) \text{ arctg } \frac{3W_{12}^2}{W_{22} Z_{c2}} = \frac{\lambda_н}{2\pi} \text{ arctg } \left[3 \; (R_{вх} / R_н) \left(1 - \sqrt{R_н / R_{вх}}\right)\right]. \qquad (1.20)$$

Получаемое из (1.20) значение ℓ примерно в $R_{вх} / R_н$ раз больше, чем следует из (1.19).

Очевидно, коаксиальная линия предпочтительнее для изготовления фазоинвертирующего ТЛ. При этом, если источник сигнала E и нагрузка $R_н$ присоединены, как показано на схеме (рис. 1.9), то эквивалентная схема ТЛ (рис. 1.5) приводится к схеме рис. 1.11, так как $Z_{c1} = \infty$.

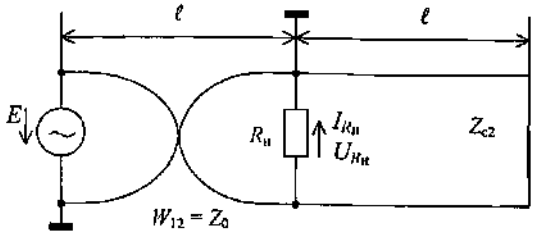


Рис. 1.11

Другие характеристические сопротивления при использовании отрезка коаксиальной линии по схеме рис. 1.9:

$W_{12} = Z_0$ – волновое сопротивление коаксиальной линии;

$Z_{011} = Z_{c1}(Z_{c2} + W_{12})/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) = Z_{c2} + W_{12} = Z_{c2} + Z_0$;

$W_{22} = Z_{c2}W_{12}/(Z_{c2} + W_{12}) = Z_{c2}Z_0/(Z_{c2} + Z_0)$.

В этом случае при $R_н = W_{22}$ резистивная составляющая входного сопротивления (1.14′) $R_{вх} = W_{12}^2/W_{22} = Z_0(1 + Z_0/Z_{c2})$, а реактивная составляющая (1.15′) $jX_{вх} = jZ_0\,(1 + Z_{c2}/Z_0)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$. При $Z_{c2} >> Z_0$ $R_н \approx Z_0$, $R_{вх} \approx Z_0$, $jX_{вх} \approx jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Использование ферритового магнитопровода с относительной магнитной проницаемостью феррита $\mu_r >> 1$ на рабочей частоте позволяет реализовать большие значения Z_{c1}, Z_{c2}, что, в свою очередь, дает возможность реализовать фазоинвертирующий ТЛ с $R_{вх} \to R_н$ (в этом случае, согласно (*), требуемое $Z_{c2} \to \infty$).

Если в схеме фазоинвертирующего ТЛ (см. рис. 1.9) источник сигнала E и нагрузку поменять местами, т. е. выполнить соединения, как на рис. 1.12, то характеристики фазоинвертирующего ТЛ существенно изменятся в лучшую сторону.

В схеме рис. 1.12 следует брать $R_н = W_{11}$. Так как $W_{11} = Z_{c1}W_{12}/(Z_{c1} + W_{12})$, а в случае коаксиальной линии $W_{12} = Z_0$, $Z_{c1} = \infty$, то $W_{11} = Z_0$, следовательно, $R_н = Z_0$. Резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх} = W_{12}^2/R_н = Z_0$; реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх} = jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$, где $Z_{022} = Z_{c2}\,(Z_{c1} + W_{12})/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) = Z_{c2}$, следовательно, $jX_{вх} = jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

---

* Волновое сопротивление линии в среде, отличной от воздуха (вакуума), изменяется в $\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}$ раз.

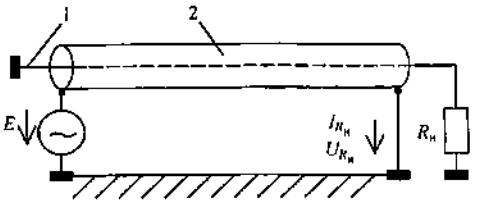


Рис. 1.12

Эквивалентная схема фазоинвертирующего ТЛ (рис. 1.12) показана на рис. 1.13.

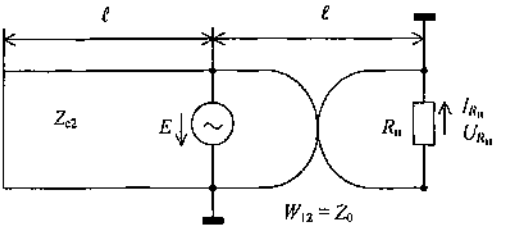


Рис. 1.13

У данного ТЛ

$$U_{R_н} = -E\,e^{-j\beta\ell}, \qquad I_{R_н} = -(E/Z_0)\,e^{-j\beta\ell}, \tag{1.21}$$

т. е. как у ТЛ 1:1 (1.4), только с переворотом фазы.

Длина ℓ отрезка линии фазоинвертирующего ТЛ (рис. 1.12) должна уточняться из условия (1.16а), которое принимает вид

$$Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta_н\ell > 3Z_0 \tag{1.16'а}$$

и из которого следует

$$\ell > \frac{1}{\beta_н}\,\mathrm{arctg}\,\frac{3Z_0}{Z_{c2}} = \frac{\lambda_н}{2\pi}\,\mathrm{arctg}\,\frac{3Z_0}{Z_{c2}}.$$

Напомним, что длина отрезка линии ТЛ выбирается либо $\ell = \lambda_{ср}/4$, либо $\ell < \lambda_в/4$ в зависимости от требований к устройству: широкополосность, габариты.

Очевидно, условие (1.16'а) может использоваться для определения необходимого Z_{c2} при выбранной длине отрезка: $Z_{c2} > 3Z_0 / \mathrm{tg}\beta_н\ell$, что может служить одним из исходных параметров конструкции ТЛ.

Продольная индуктивность у ТЛ (рис. 1.12) $L_{пр1} = Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta_н\ell / \omega_н$.

Если электрическая длина отрезка линии $\beta\ell = (\omega/v)\,\ell$ мала, что имеет место в области нижних рабочих частот ТЛ, то токи в проводах 1, 2 линии ТЛ остаются практически неизменными по длине, что в принципе свойственно электрическим цепям на сосредоточенных элементах*.

На рис. 1.14 представлены эпюры распределения величин (модулей) токов вдоль проводов эквивалентной схемы фазоинвертирующего ТЛ. Для схемы рис. 1.14,*а*, с учетом (1.7), а также $R_н = W_{22}$,

$$I_{R_н} = -\frac{E}{W_{12}}e^{-j\beta\ell} = -|I_{R_н}|\,e^{-j\beta\ell};$$

$$I_{кз1} = \frac{E}{jZ_{c1}\ \mathrm{tg}\,\beta\ell\cos\beta\ell} = \frac{E}{jZ_{c1}\sin\beta\ell} = |I_{кз1}|\,e^{-j\pi/2};$$

$$I_{кз2} = \frac{U_{R_н}}{jZ_{c2}\ \mathrm{tg}\,\beta\ell\cos\beta\ell} = \frac{I_{R_н}R_н}{jZ_{c2}\sin\beta\ell} = I_{R_н}\frac{R_н}{Z_{c2}\sin\beta\ell}e^{-j\pi/2} = \tag{1.22а}$$

$$= -\frac{Ee^{-j(\beta\ell+\pi/2)}}{(Z_{c2}+W_{12})\ \sin\beta\ell} = -|I_{кз2}|\,e^{-j(\beta\ell+\pi/2)}.$$

---

* Как известно, в короткозамкнутом на одном конце отрезке линии токи на концах связаны соотношением: $I_\ell = I_{кз}\cos\beta\ell$, где $I_{кз}$ – ток в короткозамыкателе; I_ℓ – ток на противоположном короткозамкнутому конце. В отрезке линии с волновым сопротивлением Z_0, нагруженном на сопротивление $Z_н$, токи на концах связаны уравнением длинной линии (см., например, [3, кн. 1, п. 4.15, ф-ла (4.149а)]), $I_\ell = I_н\cos\beta\ell + j\,(U_н/Z_0)\sin\beta\ell$, где $I_н = (U_н/Z_н)$ – ток через нагрузку $Z_н$; $U_н$ – напряжение на нагрузке. При малых значениях $\beta\ell$ $\cos\beta\ell \approx 1$, $\sin\beta\ell \approx 0$ и токи на концах отрезка оказываются практически одинаковыми. Такой же ток, очевидно, будет в любом сечении линии. Эта особенность отрезков малой электрической длины принципиально присутствует у любого ТЛ в области нижних рабочих частот.

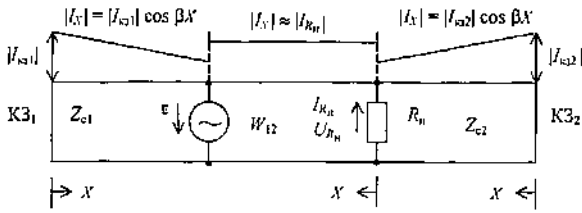
Аналогично для схемы рис. 1.14, *б*

$$I_{R_н} = -\frac{E}{W_{12}} e^{-j\beta\ell} = -\frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell} = -|I_{R_н}| e^{-j\beta\ell};$$
$$I_{кз2} = \frac{U_{R_н}}{jZ_{c2}\ \operatorname{tg}\beta\ell\cos\beta\ell} = -\frac{Ee^{-j(\beta\ell+\pi/2)}}{(Z_{c2}+Z_0)\ \sin\beta\ell} = -|I_{кз2}| e^{-j(\beta\ell+\pi/2)} \qquad (1.22б)$$

Для схемы рис. 1.14, *в*:

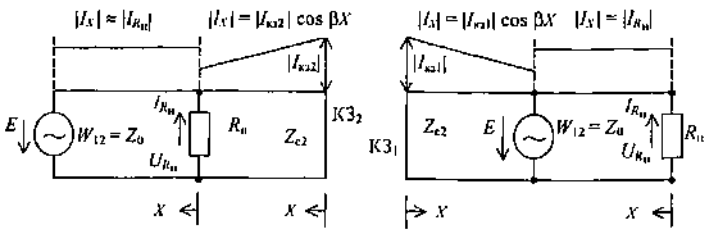
$$I_{R_н} = -\frac{E}{W_{12}} e^{-j\beta\ell} = -\frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell} = -|I_{R_н}| e^{-j\beta\ell};$$
$$I_{кз1} = \frac{E}{jZ_{c2}\ \operatorname{tg}\beta\ell\cos\beta\ell} = \frac{E}{jZ_{c2}\sin\beta\ell} = |I_{кз1}| e^{-j\pi/2} \qquad (1.22в)$$

Для фазоинвертирующего ТЛ на отрезке несимметричной ($Z_{c1} \neq Z_{c2}$) двухпроводной линии



а

Для фазоинвертирующего ТЛ на отрезке коаксиальной линии



по схеме рис. 1.9 по схеме рис. 1.12

б *в*

Рис. 1.14

На эпюрах (рис. 1.14,*а,б*) в отрезке линии с волновым сопротивлением W_{12} распределение тока вдоль проводов на основании уравнения длинной линии (см., например, [3, кн. 1, п. 4.15, ф-ла (4.149а)]) описывается следующим выражением:

$$I_X = -(I_{R_н} + I)\cos\beta X - j(U_{R_н}/W_{12})\sin\beta X, \qquad (1.23)$$

где I – комплексная амплитуда тока на входе короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением Z_{c2}:

$$I = \frac{U_{R_н}}{jZ_{c2}\ \operatorname{tg}\beta\ell} = \frac{I_{R_н}W_{22}}{jZ_{c2}\ \operatorname{tg}\beta\ell} = I_{R_н}\frac{W_{22}}{Z_{c2}\ \operatorname{tg}\beta\ell}e^{-j\pi/2}$$

При выполнении условия (1.16б) $Z_{c2}\operatorname{tg}\beta\ell > 3R_н = 3W_{22}$

$$I \le \frac{I_{R_н}}{3}e^{-j\pi/2}$$

и можно считать $(I_{R_н} + I) \approx I_{R_н}$.

Если принять последнее соотношение, то, согласно (1.23),

$$I_X \approx -I_{R_н}\cos\beta X - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta X = -I_{R_н}\left(\cos\beta X + j\frac{W_{22}}{W_{12}}\sin\beta X\right).$$

Величина (модуль) тока по длине отрезка изменяется по закону

$$|I_X| = |I_{R_н}|\sqrt{\cos^2\beta X + (W_{22}/W_{12})^2\sin^2\beta X}$$

При условии $\sin\beta X \approx 0$, соответственно $\cos\beta X \approx 1$, величину тока I_X можно считать неизменной и примерно равной величине тока в нагрузке $I_{R_н}$. Более того, так как в фазоинвертирующем ТЛ (рис. 1.4, 1.9)

$$R_н = W_{22} = Z_{c2}W_{12}/(Z_{c2} + W_{12}),$$

а в сильно связанных линиях $Z_{c2} > W_{12}$, поэтому $W_{22} \to W_{12}$ и выполняется соотношение

$$R_н/W_{12} = W_{22}/W_{12} = Z_{c2}/(Z_{c2} + W_{12}) \approx 1,$$

то в рассматриваемом отрезке, независимо от его электрической длины, можно считать $|I_X| \approx |I_{R_н}|$.

В случае фазоинвертирующего ТЛ на отрезке коаксиальной линии по схеме рис. 1.12 (эпюры распределения токов на рис. 1.14,*в*) величина тока в отрезке линии с волновым сопротивлением $W_{12} = Z_0$ неизменна по длине: $|I_X| = |I_{R_н}|$.

Объединяя токи соответствующих проводов эквивалентной схемы ТЛ, определяемые выражениями (1.22), (1,23), можно найти токи в проводах реального ТЛ (см. приложение 2).

Постоянство величины тока в проводах любого ТЛ при малых значениях электрической длины $\beta\ell$ служит основанием для многих отечественных авторов рассматривать ТЛ при работе на нижних частотах как обычный радиочастотный или высокочастотный трансформатор с магнитными связями между обмотками [5, 7, 9]: при наличии ферритового магнитопровода – как трансформатор обмоточного типа, при отсутствии ферритового магнитопровода – как линейный высокочастотный трансформатор (две катушки или два провода с магнитными потоками рассеяния и взаимоиндукции). В то же время следует отметить, что ТЛ принципиально может быть реализован без ферритового магнитопровода, а если и есть в конструкции ТЛ магнитопровод, то назначение его принципиально другое, чем в трансформаторе обмоточного типа. В трансформаторе обмоточного типа в магнитопроводе концентрируется общий для обмоток магнитный поток, определяющий связь между обмотками и соответственно передачу энергии от источника в нагрузку. У ТЛ 1:1 магнитопровод принципиально не нужен. У фазоинвертирующего ТЛ, особенно при использовании отрезка коаксиальной линии, магнитопровод не влияет на связь между проводами линии. Его назначение – предотвратить замыкание наружного провода (оплетки коаксиального кабеля) с корпусом (общим проводом, землею) устройства.

Отмеченное электрическое сходство ТЛ с трансформатором обмоточного типа в отношении постоянства тока в проводах, а также их конструктивное сходство обусловили широкое распространение в технической литературе изображения ТЛ в виде двухобмоточного трансформатора с сердечником, обмотки которого замещают отрезки проводов ТЛ с маркировкой точек их начала [10], как показано для фазоинвертирующего ТЛ на рис. 1.15, а для ТЛ 1:1 (согласованный отрезок линии) – на рис. 1.16.

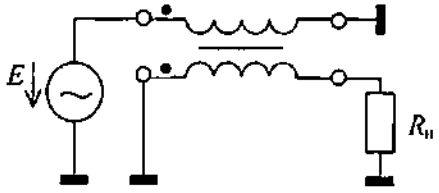


Рис. 1.15

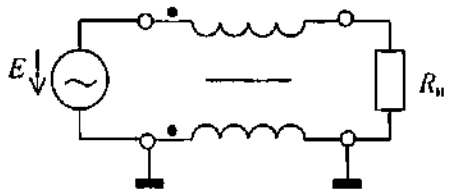


Рис. 1.16

Проведенный анализ и обсуждение ТЛ 1:1 и фазоинвертирующего ТЛ позволяют рассмотреть более сложные ТЛ, используемые для перехода от несимметричных цепей к симметричным, для трансформирования резистивных сопротивлений, для гальванической развязки цепей.

1.2.2. СИММЕТРИРУЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ*

Используя последовательное и параллельное включение по входу и выходу нескольких ТЛ 1:1, можно реализовать ТЛ с отличным от единицы коэффициентом трансформации в сторону увеличения или понижения. Включая на выходе такого ТЛ фазоинвертирующий ТЛ, можно выполнить инвертирование фазы выходного сигнала относительно входного. Более того, подключая параллельно к одному источнику** ТЛ 1:1 и фазоинвертирующий ТЛ, можно перейти от несимметричного источника к симметричной нагрузке, т. е. реализовать симметрирующий ТЛ. Так, учитывая приведенные выше сведения о ТЛ 1:1 и фазоинвертирующем ТЛ на отрезке коаксиальной линии по схеме рис. 1.12, можно предложить схему симметрирующего ТЛ, показанную на рис. 1.17.

Подобная схема представлена в пособии [9, с. 206, рис. 3.19,*д*].

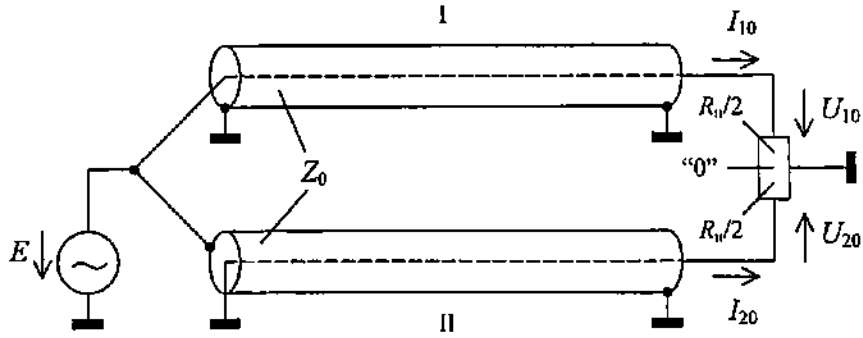


Рис. 1.17

* В заключении работы (п. 3.3) обсуждаются симметрирующие устройства (СУ) со свойствами ТЛ, часть из которых подобна рассматриваемым ниже.

** В качестве источника может также рассматриваться выход повышающего или понижающего ТЛ.

Отрезок линии I выполняет роль ТЛ 1:1, а отрезок линии II – роль фазоинвертирующего ТЛ. Волновое сопротивление коаксиальной линии для отрезков I, II выбирается из условия $Z_0 = R_н/2$. В этом случае на выходе ТЛ 1:1 согласно (1.4)

$$I_{10} = I_{R_н/2} = (E/Z_0)e^{-j\beta\ell}$$

где $I_{R_н/2}$ – ток через верхнее на рис. 1.17 сопротивление $R_н/2$,

$$I_{20} = I_{R_н/2} = -(E/Z_0)e^{-j\beta\ell}$$

где $I_{R_н/2}$ – ток через нижнее на рис. 1.17 сопротивление $R_н/2$.

В силу полной электрической симметрии по выходным токам и напряжениям и одинаковых требований к волновому сопротивлению коаксиальной линии для обоих отрезков I, II общая нагрузка $R_н$ в данном устройстве не обязательно должна иметь соединение средней точки «0», разделяющей ее на две равные части $R_н/2$ и имеющей потенциал земли, с землею (корпусом) устройства.

Резистивная составляющая входного сопротивления симметрирующего ТЛ (рис. 1.17) $R_{вх} = Z_0/2 = R_н/4$, т. е. ТЛ обладает коэффициентом трансформации сопротивлений 1:4. Полное напряжение на нагрузке $|(U_{10} - U_{20})| = 2E$, следовательно, коэффициент трансформации по напряжению 1:2. Активная составляющая тока, потребляемого от источника E, равна $2E/Z_0$ и в два раза превышает ток через нагрузку.

На рис. 1.18 показана эквивалентная схема рассматриваемого симметрирующего ТЛ.

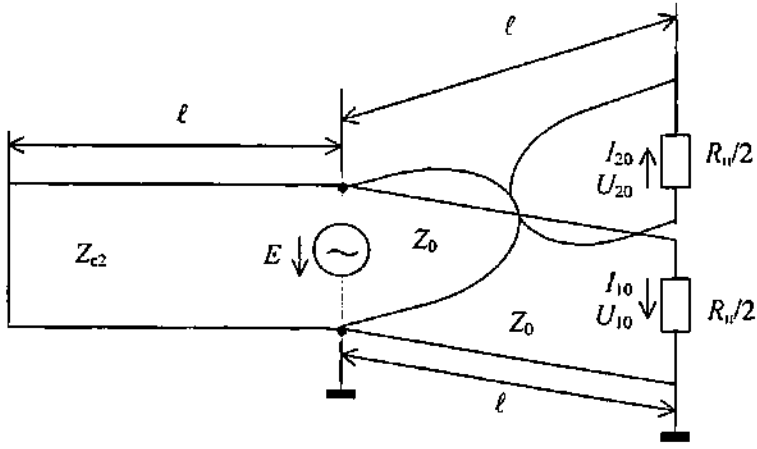


Рис. 1.18

Реактивная составляющая входного сопротивления симметрирующего ТЛ (рис. 1.17) $jX_{вх} = jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

У отрезка I (рис. 1.17) наружный провод с обоих концов соединяется с корпусом (землею) устройства. Очевидно, в принципе этот провод можно исключить, но для сохранения свойств устройства надо, чтобы линия, образованная оставшимся центральным проводником и общей проводящей поверхностью (землею, корпусом), имела волновое сопротивление Z_0, т. е. отрезок I может быть выполнен на основе однопроводной линии: провод над проводящей плоскостью. Однако может оказаться, что конструктивно в этом случае обеспечить необходимое волновое сопротивление сложнее, чем взять отрезок соответствующей коаксиальной линии и наружный провод (оплетку кабеля) соединить с обоих концов с корпусом (землею). Ферритовый магнитопровод или фторопластовая катушка для этого отрезка коаксиальной линии в принципе не нужны.

У отрезка II наружный провод коаксиальной линии должен быть изолирован от корпуса (земли) устройства по всей длине, кроме конца у нагрузки, где он надежно соединяется с корпусом. Наружный провод образует с общей проводящей поверхностью (корпусом) линию с волновым сопротивлением Z_{c2}, величина которого должна удовлетворять условию

$$Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta_н\ell > 3R_{вх} = \frac{3}{4}\,R_н.$$

Изображение симметрирующего ТЛ (рис. 1.17) с использованием символики двухобмоточного трансформатора с сердечником представлено на рис. 1.19, при этом на рис. 1.19,*а* отражено, что для отрезка I магнитопровод не нужен (нет сердечника), а на рис. 1.19,*б* показано отсутствие магнитопровода и наружного провода у отрезка I.

В работах [7, 9, 10, 12, 17] приводится схема симметрирующего ТЛ, показанная на рис. 1.20, *а* в виде двухобмоточного трансформатора с сердечником; на рис. 1.20, *б* – в виде отрезка связанных линий длиной ℓ, которую мы используем для анализа. Нагрузка $R_н$ имеет соединение средней точки с землею (корпусом).

В соответствии с уравнениями (1.8б), (1.8г), учитывая соответствующие граничные условия:

$$U_{1\ell} = E; \qquad U_{2\ell} = 0; \qquad U_{10} = I_{10}R_н/2; \qquad U_{20} = I_{20}R_н/2, \qquad (Б)$$

$$U_{1\ell} = E = (I_{10}R_н/2)\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.24а)$$

$$U_{2\ell} = 0 = (I_{20}R_н/2)\cos\beta\ell + jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell. \qquad (1.24б)$$

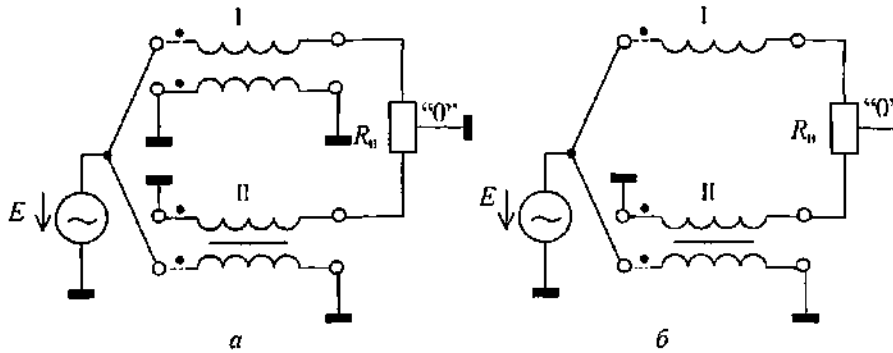


Рис. 1.19

Из (1.24б):

$$I_{20} = -jI_{10}\,2Z_{012}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell/(R_н + j\cdot 2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell). \qquad (1.25)$$

На основании (1.25)

$$I_{20}/I_{10} = U_{20}/U_{10} = -j\cdot 2Z_{012}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell/(R_н + j\cdot 2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell).$$

Как видим, рассматриваемое устройство (рис. 1.20) не обладает свойствами симметрирующего устройства, поскольку токи и напряжения на концах нагрузки не равны по величине и не находятся в противофазе относительно друг друга.

Только при условии $2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell >> R_н$

$$I_{20}/I_{10} = U_{20}/U_{10} \approx -Z_{012}/Z_{022} \qquad (1.26)$$

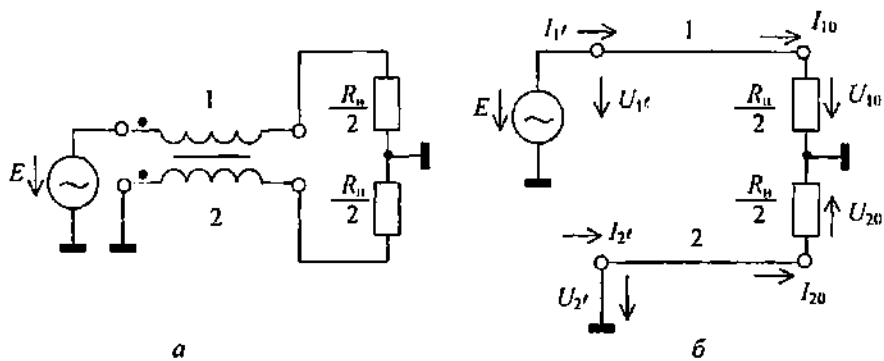


Рис. 1.20

В этом случае токи и напряжения на концах нагрузки оказываются практически в противофазе, но в общем случае различаются по величине, так как $Z_{022} \neq Z_{012}$. При использовании отрезка коаксиальной

линии и при подключении источника сигнала E к центральному проводнику оказывается $Z_{022} = Z_{012}$*

Из (1.24а), учитывая (1.25), имеем

$$I_{10} = \frac{2E\ (R_н + j \cdot 2Z_{022}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)}{\cos\ \beta\ell\ \left\{\left[R_н^2 - 4(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2)\ \mathrm{tg}^2\ \beta\ell\right] + j \cdot 2R_н\ (Z_{011} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right\}}. \quad (1.27)$$

Из (1.27) очевидно, что ни при каком значении резистивной нагрузки $R_н$ не может быть получен независимый по величине от частоты ток I_{10}. Также не могут быть получены независимыми по величине от частоты ток I_{20} и напряжения U_{10}, U_{20}. Следовательно, рассматриваемое устройство в принципе не обладает свойством ТЛ: независимостью величины выходного тока (ток $I_{Rн}$ через нагрузку $R_н$) и величины выходного напряжения (напряжение $U_{Rн}$ на нагрузке $R_н$) от частоты, как это имеет место в ТЛ 1:1 (1.4) или в фазоинвертирующем ТЛ (1.7).

Для улучшения симметрирующих свойств устройства по схеме рис. 1.20 в работах [7, с. 140]; [9, с. 206] предлагается выполнить соединение дополнительной линией (проводником) 3, как показано на рис. 1.21 пунктиром.

Авторы книг [7, 9] в работах [12, с. 79]; [17, с. 175] такое же соединение дополнительной линией предлагают для подобного устройства, но с нагрузкой, не имеющей прямого соединения с землею (корпусом) в средней точке (рис. 1.22). В книге [11, с. 17] для улучшения симметрирующих свойств подобного устройства выполняется соединение дополнительной линией по схеме рис. 1.23, причем

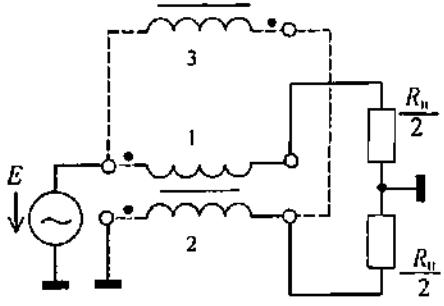


Рис. 1.21

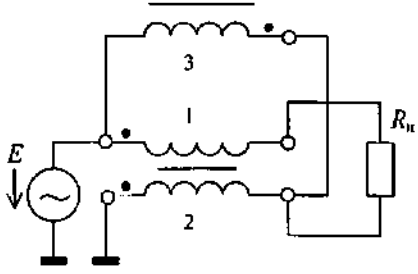


Рис. 1.22

* Напомним [3, кн. 2, п. 4.16.1], $Z_{022} = Z_{c2}\ (Z_{c1} + W_{12})\ /\ (Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) = Z_{012} + Z_{c2}\ W_{12}\ /\ (Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12})$. В случае коаксиальной линии $Z_{c1} = \infty$ и $Z_{022} = Z_{012}$.

независимо от того, имеет нагрузка соединение с землею (корпусом) в средней точке или не имеет. Реализация схемы (рис. 1.23) с использованием отрезков коаксиальной линии приведена также в работе [9, с. 206, рис. 3.19,*г*] для случая нагрузки со средней точкой, соединенной с землею (корпусом).

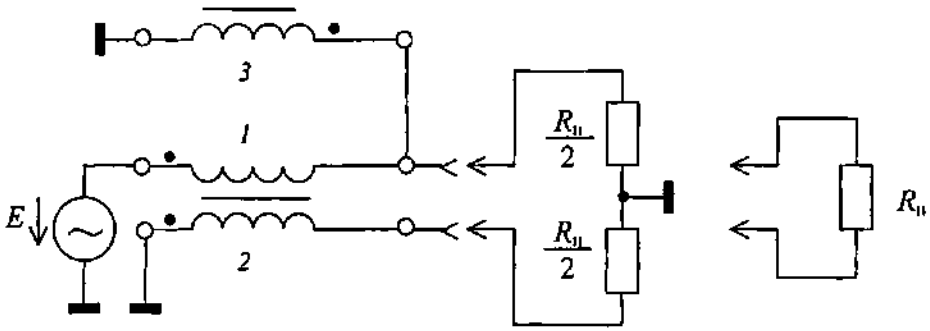


Рис. 1.23

Следует отметить, что наличие или отсутствие прямого соединения средней точки у нагрузки с землею (корпусом) не безразлично для рассматриваемых симметрирующих устройств (рис. 1.20...1.23) и существенно сказывается на их характеристиках, так как изменяет граничные условия в местах присоединения нагрузки. В этом легко убедиться, если рассмотреть устройство по схеме (рис. 1.20), но без прямого соединения средней точки у нагрузки, разделяющей $R_н$ на две равные части $R_н/2$, с землею (корпусом) устройства. Схема такого устройства приведена на рис. 1.24.

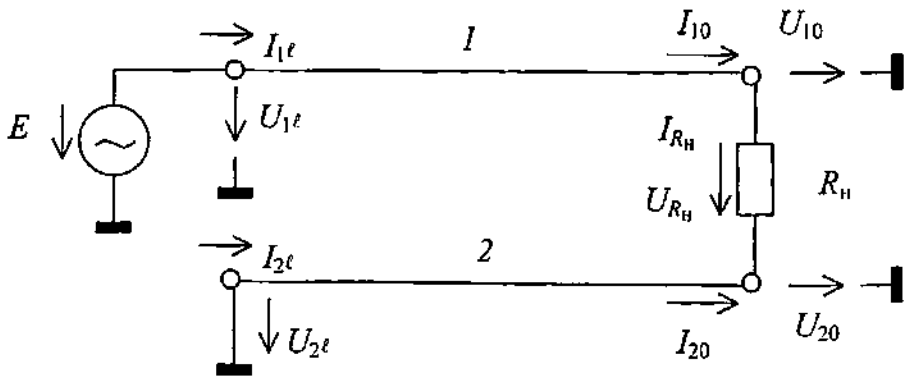


Рис. 1.24

В точках присоединения нагрузки (рис. 1.24) имеют место следующие граничные условия:

$$I_{R_н} = I_{10} = -I_{20};$$
$$U_{R_н} = I_{R_н} R_н = U_{10} - U_{20}, \qquad (В)$$

которые отличаются от соответствующих граничных условий (Б) в схеме рис. 1.20.

Как видно, у устройства по схеме рис. 1.24 в силу отсутствия утечки токов на землю (корпус) с концов отрезков линий 1, 2 в точках присоединения $R_н$ токи у концов (полюсов) нагрузки одинаковы по величине и находятся строго в противофазе, что требуется для симметрирующего устройства. Напомним, что в устройстве по схеме рис. 1.20 подобные токи связаны соотношением (1.25) и в общем случае не совпадают по величине и не находятся в противофазе.

Уравнения (1.8б), (1.8г) для устройства по схеме рис. 1.24 с учетом граничных условий (В) принимают вид:

$$U_{1\ell} = E = U_{10} \cos \beta\ell + jI_{10}(Z_{011} - Z_{012}) \sin \beta\ell; \qquad (1.28а)$$
$$U_{2\ell} = 0 = U_{20} \cos \beta\ell + jI_{10}(Z_{022} - Z_{012}) \sin \beta\ell. \qquad (1.28б)$$

Из (1.28б) :

$$U_{20} = jI_{10}(Z_{022} - Z_{012}) \operatorname{tg} \beta\ell, \qquad (1.29)$$

следовательно,

$$U_{10} = U_{Rн} + U_{20} = I_{10}\left[R_н + j(Z_{022} - Z_{012}) \operatorname{tg} \beta\ell\right]. \qquad (1.30)$$

Из (1.28а), учитывая (1.30), получаем

$$I_{10} = E / \left\{\cos \beta\ell \left[R_н + j(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) \operatorname{tg} \beta\ell\right]\right\}. \qquad (1.31)$$

Если учесть выражения для электродинамических характеристических сопротивлений (см.[3, кн. 2, п. 4.16.1]):

$$Z_{011} = Z_{c1} W_{12}/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) + Z_{012};$$

$$Z_{022} = Z_{c2} W_{12}/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) + Z_{012},$$

то оказывается

$$Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012} = (Z_{c1} + Z_{c2}) W_{12}/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}). \qquad (1.32)$$

Выражение (1.32) определяет волновое сопротивление в общем случае несимметричной двухпроводной линии: провода 1, 2 разного сечения и расположены на разной высоте относительно общей проводящей поверхности, как показано, например, на рис. 1.25, где ус-

ловно отмечены характеристические сопротивления Z_{c1}, Z_{c2} связанных линий 1, 2 для синфазных волн напряжения и электростатическое характеристическое сопротивление связи линий W_{12}, определяющее связь проводов 1, 2 по напряжению. Как видно из рис. 1.25, выражение (1.32) определяет характеристическое (волновое) сопротивление линии, образованной проводами 1, 2 с учетом проводящей поверхности: результирующее сопротивление равно параллельному соединению сопротивления W_{12} и сопротивления последовательного соединения Z_{c1}, Z_{c2}. Обозначим сопротивление двухпроводной линии, определяемое (1.32), Z_0.

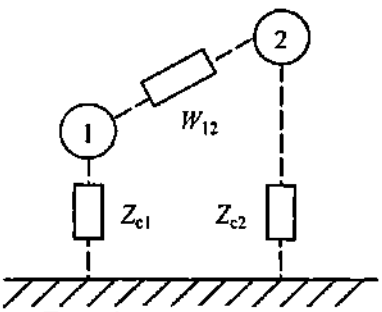


Рис. 1.25

Таким образом, (1.31) можно записать в виде

$$I_{10} = E/\left[\cos\beta\ell\,(R_н + jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell)\right].$$

Напряжение на нагрузке

$$U_{R_н} = I_{10}R_н = ER_н/\left[\cos\beta\ell\,(R_н + jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell)\right]. \qquad (1.33)$$

Если выполнить $R_н = Z_0$, то, учитывая $I_{R_н} = I_{10}$, получаем:

$$I_{R_н} = \frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}. \qquad U_{R_н} = Ee^{-j\beta\ell} \qquad (1.34)$$

что полностью совпадает с (1.4) для согласованного отрезка линии (ТЛ 1:1).

Напряжения на концах нагрузки $R_н$ согласно (1.29), (1.30):

$$U_{20} = jE\frac{(Z_{022} - Z_{012})}{Z_0}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell\,e^{-j\beta\ell}.$$

$$U_{10} = E\left[1 + j\frac{(Z_{022} - Z_{012})}{Z_0}\mathrm{tg}\,\beta\ell\right]e^{-j\beta\ell}$$

Сдвиг по фазе между U_{10} и U_{20} меньше 90°.

Как видно, напряжения U_{10} и U_{20} не находятся в противофазе и не равны по величине. Следовательно, несмотря на частотную независимость величин выходного тока и выходного напряжения (1.34), на равенство величин и противофазность токов на концах нагрузки,

устройство по схеме рис. 1.24 не может считаться электрически симметрирующим устройством.

Обратим внимание еще на одну особенность устройства по схеме рис. 1.24. Если реализовать его на отрезке коаксиальной линии с присоединением источника сигнала E к центральному проводнику, то оказывается $U_{20} = 0$. Действительно, при использовании коаксиальной линии и указанном присоединении источника сигнала E:

$$Z_{c1} = \infty,$$

$$Z_{022} = Z_{c2}(Z_{c1} + W_{12})/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) = Z_{c2};$$

$$Z_{012} = Z_{c1}Z_{c2}/(Z_{c1} + Z_{c2} + W_{12}) = Z_{c2}$$

и согласно (1.29) $U_{20} = 0$. Устройство оказывается электрически абсолютно несимметричным: $U_{10}/U_{20} = \infty$.

Физически такой результат объясняется тем, что энергия, а соответственно и все возбуждаемые волны напряжения и тока, распространяются во внутреннем пространстве коаксиальной линии и не выходят наружу. В случае, например, фазоинвертирующего ТЛ с использованием коаксиальной линии при подключении источника сигнала E к центральному проводнику (рис. 1.9) возбуждаемые в коаксиальной линии волны выходят наружу и через общую проводящую поверхность (землю) возвращаются во внутреннее пространство через нагрузку. Аналогичная ситуация имеет место и в устройстве по схеме рис. 1.20 в случае реализации его с использованием отрезка коаксиальной линии (рис. 1.26), где возбуждаемые волны напряжения и тока также выходят наружу в месте присоединения нагрузки и через общую проводящую поверхность (землю), принимающую непосредственное участие в процессе распространения энергии от источника к нагрузке, возвращаются через нагрузку во внутреннее пространство коаксиальной линии.

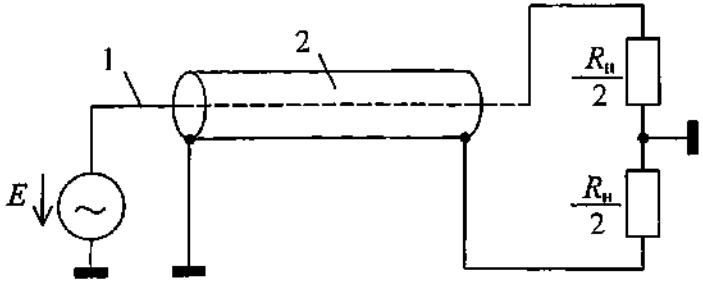


Рис. 1.26

Таким образом, наличие или отсутствие соединения средней точки нагрузки с землею (корпусом) может существенно сказаться на характеристиках предполагаемого симметрирующего устройства, в чем мы смогли убедиться на примере схем рис. 1.20 и 1.24.

Рассмотрим, как изменяются характеристики устройства (рис. 1.20) при подключении дополнительной линии по схеме рис. 1.21. Для анализа представим схему рис. 1.21, как показано на рис. 1.27. Линия 3 не имеет электромагнитной связи с линиями 1, 2; длина ее равна ℓ – длине линий 1, 2, а волновое сопротивление Z_{00}. Наличие электромагнитной связи между проводами 1, 2 отображено на рис. 1.27 овалом, охватывающим эти провода.

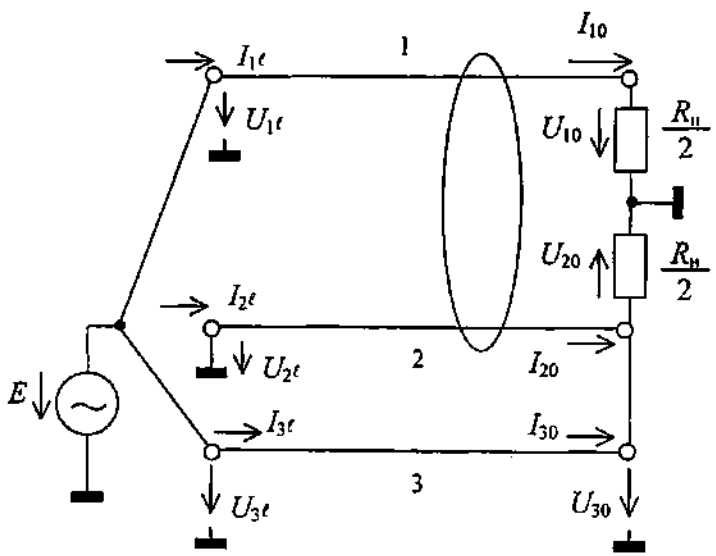


Рис. 1.27

Для схемы рис. 1.27 граничные условия $U_{1\ell}=E$; $U_{3\ell}=E$; $U_{2\ell}=0$; $U_{10}=I_{10}R_н/2$; $U_{20}=(I_{20}+I_{30})R_н/2$; $U_{30}=U_{20}$. Токи и напряжения в проводах 1, 2 описываются уравнениями связанных линий (1.8), а в проводе 3 – уравнениями одиночной линии.

С учетом граничных условий имеем:

$$U_{1\ell}=E=U_{10}\cos\beta\ell+j\,(I_{10}Z_{011}+I_{20}\,Z_{012})\sin\beta\ell; \qquad (1.35а)$$

$$U_{2\ell}=0=U_{20}\cos\beta\ell+j\,(I_{20}Z_{022}+I_{10}\,Z_{012})\sin\beta\ell; \qquad (1.35б)$$

$$U_{3\ell}=E=U_{20}\cos\beta\ell+jI_{30}Z_{00}\sin\beta\ell. \qquad (1.35в)$$

Из условия $U_{20}=(I_{20}+I_{30})\,R_н/2$ находим: $I_{30}=(2U_{20}/R_н)-I_{20}$.

Подставляя I_{30} в (1.35в), получаем

$$U_{20} = ER_н/[\cos\beta\ell(R_н + j\cdot 2Z_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell)] + jI_{20}Z_{00}R_н\mathrm{tg}\,\beta\ell/(R_н + j\cdot 2Z_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell).$$

Из (1.35б), учитывая U_{20}, имеем

$$I_{20} = \frac{(jER_н/\cos\beta\ell) - I_{10}Z_{012}(R_н + j\cdot 2Z_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}{R_н(Z_{00} + Z_{022})\,\mathrm{tg}\,\beta\ell + j\cdot 2Z_{00}Z_{022}\,\mathrm{tg}^2\,\beta\ell}.$$

Из (1.35а), учитывая I_{20} и $U_{10} = I_{10}R_н/2$, получаем

$$I_{10} = \frac{2E\,[R_н(Z_{00} + Z_{022} + Z_{012}) + j\cdot 2Z_{00}Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell]}{\cos\beta\ell\,\left\{[R_н^2\,(Z_{00} + Z_{022}) - 4Z_{00}(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2)\mathrm{tg}^2\,\beta\ell] + j\cdot 2R_н[Z_{00}(Z_{011} + Z_{022}) + (Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2)]\,\mathrm{tg}\,\beta\ell\right\}}.$$

Обратим внимание, что при $Z_{00} = \infty$ приведенные выше выражения переходят в соответствующие выражения для схемы рис. 1.20.

Нетрудно видеть, что описывающие устройство на рис. 1.27 выражения для токов и напряжений получаются сложнее, чем для устройства рис. 1.20, и не наблюдается улучшения симметрирующих свойств.

Такого результата следовало ожидать. Если обратиться к схеме рис. 1.27, то сразу привлекает внимание то обстоятельство, что источник сигнала E оказывается подключенным через провода 1, 3 одинаковой длины к противоположным концам нагрузки. А это никак не может способствовать созданию противофазных напряжений на концах нагрузки. Кроме того, в отличие от схемы рис. 1.20 в схеме рис. 1.27 оказывается дополнительная нагрузка на источник сигнала E короткозамкнутым отрезком линии 2 (при $\beta\ell \to 0$ происходит короткое замыкание источника сигнала). Отмеченные особенности сохраняются при рассматриваемом подключении дополнительной линии 3 и в случае отсоединения средней точки от земли (корпуса) устройства.

Таким образом, указание на улучшение симметрирующих свойств при подключении дополнительной линии (проводника) по схемам рис. 1.21, 1.22 не может считаться достоверным.

Посмотрим, как изменяются характеристики устройства рис. 1.20 при подключении дополнительной линии по схеме рис. 1.23.

Для анализа представим схему рис. 1.23, как показано на рис. 1.28 для случая соединения средней точки у нагрузки с землею (корпусом) устройства.

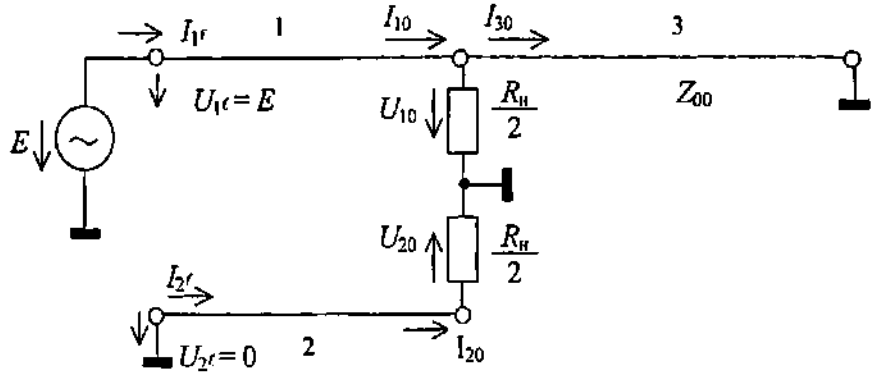


Рис. 1.28

Напряжение U_{10} можно определить как падение напряжения от тока I_{10} на сопротивлении параллельного соединения $R_н/2$ и короткозамкнутого отрезка линии 3 с волновым сопротивлением Z_{00} и длиной ℓ:

$$U_{10} = I_{10}\left[jR_н Z_{00} \operatorname{tg} \beta\ell/(R_н + j \cdot 2Z_{00} \operatorname{tg} \beta\ell)\right]. \qquad (1.36)$$

Напряжение $U_{20} = I_{20} R_н/2$.

На основании уравнения (1.8г)

$$U_{2\ell} = 0 = (I_{20}R_н/2) \cos \beta\ell + jI_{20}Z_{022} \sin \beta\ell + jI_{10}Z_{012} \sin \beta\ell,$$

откуда

$$I_{20} = -jI_{10}\, 2Z_{012} \operatorname{tg} \beta\ell/(R_н + j \cdot 2Z_{022} \operatorname{tg} \beta\ell). \qquad (1.37)$$

Соотношение между токами I_{20}, I_{10} точно такое же, как и в схеме рис. 1.20, так как на участке связанных линий 1, 2 ничего не изменилось. Другое дело, что теперь токи I_{20}, I_{10} будут иными по величине. Более того, если в схеме рис. 1.20 напряжение U_{10} определялось как падение напряжения от тока I_{10} на $R_н/2$, то в схеме рис. 1.28 падение напряжения U_{10} на сопротивлении $R_н/2$ определяется разностным током $(I_{10} - I_{30})$.

Напряжение

$$U_{20} = I_{20}R_н/2 = -jI_{10}\, Z_{012} R_н \operatorname{tg} \beta\ell \,/\, (R_н + j \quad 2Z_{022} \operatorname{tg} \beta\ell).$$

Отношение напряжений на концах нагрузки

$$U_{20} / U_{10} = (-Z_{012} / Z_{00}) \left[(R_н + j \cdot 2Z_{00} \operatorname{tg} \beta\ell)/(R_н + j \cdot 2Z_{022} \operatorname{tg} \beta\ell)\right].$$

При $Z_{00} = \infty$ приведенные выше выражения переходят в соответствующие выражения для схемы рис. 1.20.

Если линию 3 выполнить с волновым сопротивлением $Z_{00} = Z_{022}$, то

$$U_{20} / U_{10} = -Z_{012} / Z_{00} = -Z_{012}/Z_{022}.$$

Напряжения на концах нагрузки оказываются строго в противофазе независимо от частоты, хотя и отличаются в общем случае по величине.

Ток $(I_{10} - I_{30}) = 2U_{10} / R_н$.

Используя (1.36), получаем

$$(I_{10} - I_{30}) = jI_{10}\, 2Z_{00} \operatorname{tg} \beta\ell/(R_н + j \cdot 2Z_{00} \operatorname{tg} \beta\ell).$$

Отношение токов

$$I_{20}/(I_{10} - I_{30}) = U_{20}/U_{10} =$$

$$= -(Z_{012}/Z_{00}) \left[(R_н + j \cdot 2Z_{00} \operatorname{tg} \beta\ell)/(R_н + j \cdot 2Z_{022} \operatorname{tg} \beta\ell)\right].$$

Если $Z_{00} = Z_{022}$, то $I_{20}/(I_{10} - I_{30}) = U_{20}/U_{10} = -Z_{012}/Z_{022}$.

Как видим, подключение линии 3 по схеме рис. 1.23 существенно улучшает симметрирующие свойства устройства рис. 1.20. Более того, если его реализовать на отрезке коаксиальной линии с подключением источника сигнала E к центральному проводнику, как на рис. 1.26, то $Z_{022} = Z_{012} = Z_{c2}$ и устройство при подключении дополнительной линии 3 с волновым сопротивлением $Z_{00} = Z_{022} = Z_{c2}$ по своим электрическим характеристикам становится абсолютно симметричным по выходу: $U_{20} / U_{10} = I_{20}/(I_{10} - I_{30}) = -1$.

Рассмотрим, как зависят от частоты выходные параметры устройства по схеме рис. 1.28.

На основании уравнения (1.8б), учитывая граничное условие $U_{1\ell} = E$ и соотношения (1.36), (1.37), при $Z_{00} = Z_{022}$ получаем:

$$I_{10} = -j\frac{E\,\left(R_н + j \cdot 2Z_{022} \operatorname{tg} \beta\ell\right)}{\sin\beta\ell\,\left[R_н\,\left(Z_{011} + Z_{022}\right) + j \cdot 2\left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right) \operatorname{tg} \beta\ell\right]}.$$

Ток через нагрузку I_{20} согласно (1.37)

$$I_{20} = -\frac{2EZ_{012}}{(Z_{011}+Z_{022})\cos\beta\ell\left[R_н + j\cdot 2\left(\frac{Z_{011}Z_{022}-Z_{012}^2}{Z_{011}+Z_{022}}\right)\operatorname{tg}\beta\ell\right]}$$

Если принять

$$R_н = \frac{2\left(\frac{Z_{011}Z_{022}-Z_{012}^2}{Z_{011}+Z_{022}}\right)}{Z_{011}+Z_{022}} = \frac{2W_{12}Z_{012}}{Z_{011}+Z_{022}}, \qquad (1.38)$$

то ток

$$I_{20} = -\left[EZ_{012}/\left(Z_{011}Z_{022}-Z_{012}^2\right)\right]e^{-j\beta\ell} = -\left(E/W_{12}\right)e^{-j\beta\ell}$$

и не зависит по величине от частоты.

Соответственно с учетом (1.38) напряжение

$$U_{20} = I_{20}R_н/2 = -\left[EZ_{012}/(Z_{011}+Z_{022})\right]e^{-j\beta\ell}$$

также не зависит по величине от частоты.

Напряжение на второй половине нагрузки U_{10} и ток через нее $(I_{10}-I_{30})$ тоже не зависят по величине от частоты и оказываются соответственно равными:

$$U_{10} = -U_{20}(Z_{022}/Z_{012}) = E\left[Z_{022}/(Z_{011}+Z_{022})\right]e^{-j\beta\ell};$$

$$(I_{10}-I_{30}) = -I_{20}(Z_{022}/Z_{012}) = E\left[Z_{022}/(Z_{011}Z_{022}-Z_{012}^2)\right]e^{-j\beta\ell} =$$

$$= (E/W_{11})e^{-j\beta\ell}$$

Как видим, подключение линии 3 по схеме рис. 1.23 при соответствующем выборе нагрузки (1.38) обеспечивает частотную независимость величин выходных токов и напряжений рассматриваемого устройства, что свойственно ТЛ. Следовательно, рассматриваемое устройство, с учетом его симметрирующих свойств и частотной независимости величин выходных параметров является симметрирующим ТЛ.

При реализации устройства на идентичных линиях 1, 2:

$$Z_{011} = Z_{022} = (Z_c + Z_п)/2; \qquad Z_{012} = (Z_c - Z_п)/2.$$

Соответственно получаем

$$R_н = 2Z_cZ_п/(Z_c + Z_п) = W_{11};$$

$$|U_{20}| = E(Z_c - Z_п)/2(Z_c + Z_п) = Ek_л/2;$$

$$|U_{10}| = E/2; \quad |U_{20}/U_{10}| = k_л;$$

$$|I_{20}| = E/W_{12}; \quad |I_{10}-I_{30}| = E/W_{11}; \quad |I_{20}/(I_{10}-I_{30})| = W_{11}/W_{12} = k_л.$$

Если $Z_c >> Z_п$, то $R_н \approx 2Z_п = Z_0$.

При использовании коаксиальной линии и подключении источника сигнала E к центральному проводнику

$$Z_{011} = Z_{c2} + Z_0; \quad Z_{022} = Z_{c2}; \quad Z_{012} = Z_{c2}; \quad W_{12} = Z_0; \quad W_{11} = Z_0,$$

где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

Соответственно

$$R_н = 2Z_{c2}Z_0/(2Z_{c2} + Z_0);$$

$$|I_{20}| = |I_{10} - I_{30}| = E/Z_0; \; |U_{20}| = |U_{10}| = EZ_{c2}/(2Z_{c2} + Z_0).$$

Если $2Z_{c2} >> Z_0$, то $R_н \approx Z_0$; $|U_{20}| = |U_{10}| \approx E/2$.

Входное сопротивление устройства можно найти, определив на основании уравнения (1.8а) входной ток $I_{1\ell}$ и взяв отношение $E/I_{1\ell} = Z_{вх}$ (см. приложение 3). В то же время резистивная составляющая входного сопротивления рассматриваемого симметрирующего ТЛ в силу независимости величин выходных параметров от частоты остается неизменной и легко может быть найдена из условия

$$|U_{10}|^2/(R_н/2) + |U_{20}|^2/(R_н/2) = E^2/R_{вх},$$

согласно которому

$$R_{вх} = (R_н/2)\,[E^2/(|U_{10}|^2 + |U_{20}|^2)].$$

Учитывая соответствующие выражения для $R_н$, U_{10}, U_{20}, получаем

$$R_{вх} = (R_н/2)\,(Z_{011} + Z_{022})^2/(Z_{022}^2 + Z_{012}^2) =$$

$$= (Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2)(Z_{011} + Z_{022})/(Z_{022}^2 + Z_{012}^2).$$

В случае идентичных линий 1,2 оказывается

$$R_{вх} = 2Z_cZ_п(Z_c + Z_п)/(Z_п^2 + Z_c^2).$$

Если $Z_c >> Z_п$, то $R_{вх} \approx 2Z_п \approx R_н$.

При использовании отрезка коаксиальной линии с подключением источника сигнала E к центральному проводнику

$$R_{вх} = (R_н/4)(2Z_{c2} + Z_0)^2/Z^2_{c2} = Z_0 + Z^2_0/2Z_{c2}.$$

Если $2Z_{c2} >> Z_0$, то $R_{вх} \approx Z_0 \approx R_н$.

В заключение отметим, что из полученных выше соотношений, связывающих U_{10}, U_{20} с E, $R_{вх}$ с $R_н$, следует, что приводимые в [9, с. 206, рис. 3.19,*г*] указания о равенствах*: $|U_{10}| = |U_{20}| = E/2$; $R_{вх} = R_н$ не являются строгими. Для достижения этих равенств в случае идентичных линий 1, 2 необходимо иметь коэффициент связи линий $k_л = 1$, что невозможно, а при использовании коаксиальной линии необходимо иметь $2Z_{c2} >> Z_0$, обеспечивая этим лишь приближенные равенства указанных параметров.

Рассмотрим характеристики устройства рис. 1.23, когда нагрузка не имеет соединения средней точки с землею (корпусом), как показано на рис. 1.29.

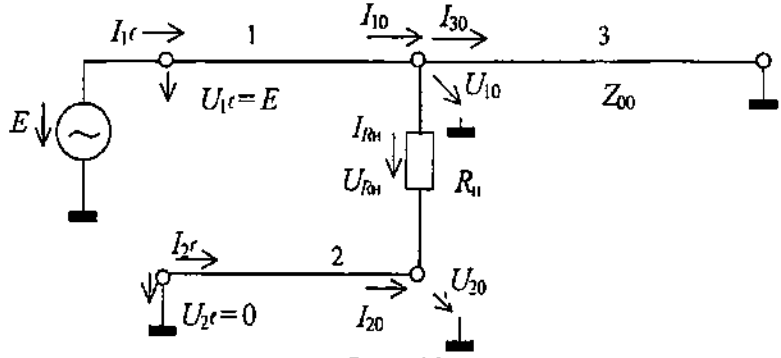


Рис. 1.29

Граничные условия для схемы (рис. 1.29):

$$U_{1\ell} = E; \quad U_{2r} = 0; \quad I_{R_н} = I_{10} - I_{30} = -I_{20};$$

$$U_{R_н} = I_{R_н}R_н = -I_{20}R_н = (I_{10} - I_{30})R_н = U_{10} - U_{20};$$

$$I_{30} = U_{10}/jZ_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

Из условия $U_{20} = U_{10} - (I_{10} - I_{30})R_н$ получаем после подстановки I_{30}:

$$U_{20} = U_{10}\left[(R_н + jZ_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell)/jZ_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell\right] - I_{10}R_н.$$

---

* В пособии [9] приняты другие обозначения для соответствующих параметров, но читателю не сложно провести сопоставление.

Учитывая условие

$$I_{20} = I_{30} - I_{10} = (U_{10}/jZ_{00}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell) - I_{10},$$

на основании уравнения (1.8г)

$$U_{2r} = 0 = U_{20}\cos\beta\ell + jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell$$

получаем

$$U_{10} = I_{10}\left(\frac{R_н + j\ (Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\right) jZ_{00}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell. \qquad (1.39)$$

Соответственно

$$I_{30} = \frac{U_{10}}{jZ_{00}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} = I_{10}\left(\frac{R_н + j\ (Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\right);$$

$$I_{20} = I_{30} - I_{10} = -jI_{10}\frac{(Z_{00} + Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{[R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell]}. \qquad (1.40)$$

Ток через нагрузку $R_н$:

$$I_{R_н} = -I_{20} = jI_{10}\frac{(Z_{00} + Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{[R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell]}.$$

Напряжение

$$U_{20} = -jI_{10}\frac{Z_{012}\mathrm{tg}\ \beta\ell\left(R_н - j\dfrac{Z_{00}}{Z_{012}}(Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right)}{[R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell]}. \qquad (1.41)$$

Отношение напряжений

$$\frac{U_{20}}{U_{10}} = -\frac{Z_{012}}{Z_{00}}\frac{\left(R_н - j\dfrac{Z_{00}}{Z_{012}}(Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right)}{[R_н + j\ (Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell]}.$$

При $Z_{00} = \infty$ приведенные выше соотношения для схемы рис. 1.29 переходят в соответствующие выражения для схемы рис. 1.24.

Как видим, отсутствие у нагрузки соединения средней точки с землею (корпусом) устройства отражается на его характеристиках и в случае присоединения дополнительной линии 3 по схеме рис. 1.23.

Если в предыдущем варианте (рис. 1.28), когда у нагрузки средняя точка соединена с землею (корпусом), присоединение дополнительной линии 3 с волновым сопротивлением $Z_{00} = Z_{022}$ обеспечивает полную противофазность напряжений U_{20}, U_{10}, то в данном варианте это не получается, хотя симметрирующие свойства устройства и в этом случае будут существенно лучше, чем без такой линии (рис. 1.24). В то же время, если устройство (рис. 1.29) выполнить на основе отрезка коаксиальной линии с присоединением источника сигнала E к центральному проводнику, то в силу равенства $Z_{022} = Z_{012} = Z_{c2}$ оказывается

$$U_{20}/U_{10} = -Z_{012}/Z_{00}.$$

Если при этом дополнительную линию взять с волновым сопротивлением $Z_{00} = Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$, то устройство по своим электрическим параметрам будет абсолютно симметричным по выходу: $U_{20}/U_{10} = -1$.

Рассмотрим частотную зависимость выходных параметров устройства рис. 1.29.

На основании уравнения (1.8б), учитывая (1.39), (1.40) и граничное условие $U_{1г} = E$, получаем:

$$I_{10} = -j\frac{E\left[R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right.}{\sin\beta\ell\ \left\{R_н\ (Z_{00} + Z_{011}) + j\ \left[Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \right.\right.}$$

$$\overline{\left.\left. + (Z_{011} + Z_{022} - Z_{012}^2)\right]\mathrm{tg}\ \beta\ell\right\}}.$$

Если принять $Z_{00} = \infty$, то последнее выражение превращается в (1.31).

На основании (1.40):

$$I_{20} = -I_{R_н} = -\frac{E(Z_{00} + Z_{012})}{\cos\beta\ell\left\{R_н(Z_{00} + Z_{011}) + j\left[Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \right.\right.}$$

$$\overline{\left.\left. + (Z_{011} + Z_{022} - Z_{012}^2)\right]\mathrm{tg}\ \beta\ell\right\}}.$$

Если выполнить:

$$R_н = \frac{Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)}{Z_{00} + Z_{011}}, \qquad (1.42)$$

то получим:

$$I_{20} = -I_{R_н} = -\frac{E\ (Z_{00} + Z_{012})\ e^{-j\beta\ell}}{Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)}.$$

Соответственно при $R_н$, удовлетворяющем (1.42), напряжение на нагрузке

$$U_{R_н} = I_{R_н}R_н = \left[E\,(Z_{00} + Z_{012})/(Z_{00} + Z_{011})\right] e^{-j\beta\ell}$$

Таким образом, при выполнении (1.42) ток через нагрузку $I_{R_н}$ и напряжение на нагрузке $U_{R_н}$ оказываются частотно-независимыми по величине, что свойственно ТЛ.

Напряжения U_{10} (1.39) и U_{20} (1.41) на концах нагрузки оказываются частотно-зависимыми даже при выполнении (1.42). Действительно, при выполнении (1.42)

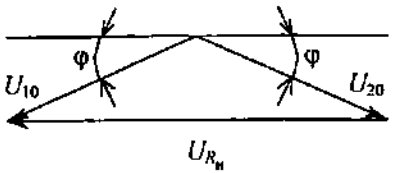
$$I_{10} = -j\frac{E\ \left[R_н + j\ (Z_{00} + Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right]\ e^{-j\beta\ell}}{\mathrm{tg}\ \beta\ell\left[Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)\right]}.$$

Соответственно согласно (1.39), (1.41):

$$U_{10} = \frac{EZ_{00}\ \left[R_н + j\ (Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right]\ e^{-j\beta\ell}}{Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)};$$

$$U_{20} = -\frac{EZ_{012}\left[R_н - j\dfrac{Z_{00}}{Z_{012}}\ (Z_{022} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right]\ e^{-j\beta\ell}}{Z_{00}(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}) + \left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)}.$$

Из последних выражений видно, что в случае $Z_{00} = Z_{012}$ напряжения U_{10}, U_{20} оказываются одинаковыми по величине $|U_{10}| = |U_{20}|$, но в общем случае не строго в противофазе. Векторная диаграмма напряжений показана на рис. 1.30. Если обеспечить $Z_{022} = Z_{012}$, что, как уже отмечалось, возможно при использовании отрезка коаксиальной линии в качестве проводов 1, 2 и подключении источника сигнала E к центральному проводнику линии, то напряжения U_{10}, U_{20} будут одинаковы по величине и строго в противофазе, что необходимо для симметрирующего ТЛ. В качестве провода 3 целесообразно использовать наружный провод (оплетку) отрезка такой же коаксиальной линии, расположив его в пространстве идентично основному отрезку, обеспечивая этим равенство $Z_{00} = Z_{012}$.



$$\varphi = \mathrm{arctg}\left[\frac{(Z_{022} - Z_{012})}{R_н}\,\mathrm{tg}\beta\ell\right]$$

Рис. 1.30

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии при $Z_{00} = Z_{012} = Z_{c2}$, поскольку $Z_{011} = Z_{c2} + Z_0$; $Z_{022} = Z_{c2}$, согласно (1.42)

$$R_н = 2Z_{c2}\,Z_0 / (2Z_{c2} + Z_0),$$

что совпадает с $R_н$ для схемы (рис. 1.28).

Напряжение на нагрузке

$$U_{R_н} = E\frac{2Z_{c2}}{2Z_{c2} + Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

При $2Z_{c2} >> Z_0$ $R_н \approx Z_0$, $U_{R_н} \approx E\,e^{-j\beta\ell}$

Входное сопротивление устройства можно определить, найдя из уравнения (1.8а) входной ток $I_{1\ell}$ и взяв отношение $E/I_{1\ell} = Z_{вх}$ (см. приложение 3).

В то же время, в силу частотной независимости величины напряжения на нагрузке $U_{R_н}$, резитивную составляющую входного сопротивления устройства можно определить из условия: $|U_{R_н}|^2/R_н = E^2/R_{вх}$, согласно которому $R_{вх} = = R_н E^2/|U_{R_н}|^2$.

При $Z_{00} = Z_{012} = Z_{c2}$ получаем:

$$R_{вх} = R_н\frac{(2Z_{c2} + Z_0)^2}{4Z_{c2}^2}.$$

Если $2Z_{c2} >> Z_0$, то $R_{вх} \approx R_н \approx Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

Итак, подключение дополнительной линии 3 по схеме (рис. 1.23) действительно улучшает симметрирующие свойства устройства, причем независимо от того, есть ли соединение средней точки у нагрузки с землею (корпусом) или нет его. Более того, если реализовать устройство с использованием коаксиальной линии, то можно обеспечить полную симметрию выходных характеристик и частотную независимость величин выходных параметров, как у ТЛ, и устройство окажется симметрирующим ТЛ. Для облегчения достижения полной симметрии дополнительная линия должна изготавли-

ваться из отрезка такой же коаксиальной линии, располагаемого в пространстве относительно общей проводящей поверхности (земли, корпуса) устройства идентично основному отрезку. При этом в качестве проводника 3 дополнительной линии используется только наружный провод – оплетка коаксиального кабеля. Реализация такого симметрирующего ТЛ схематично представлена на рис. 1.31.

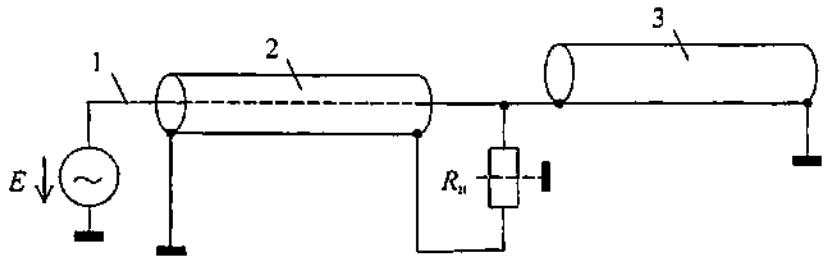


Рис. 1.31

Центральный проводник у отрезка линии 3 может отсутствовать. Средняя точка у нагрузки может иметь соединение с землею (корпусом), а может и не иметь. Параметры устройств в обоих случаях оказываются практически одинаковыми и при $2Z_{c2} >> Z_0$ можно считать $R_н \approx Z_0$; $R_{вх} \approx Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии. Величина напряжения на нагрузке при этом примерно равна величине напряжения источника E.

Подобная реализация (рис. 1.31) приводится в учебном пособии [9, с. 206, рис. 3.19, *г*] для случая нагрузки со средней точкой, соединенной с землею (корпусом), о чем мы упоминали при представлении схемы (см. рис. 1.23).

На рис. 1.32 показана реализация рассматриваемого устройства с использованием кольцевого ферритового сердечника. Дополнительная линия 3 наматывается в том же направлении, что и основная [11], являясь как бы продолжением линии, образованной проводами 1, 2.

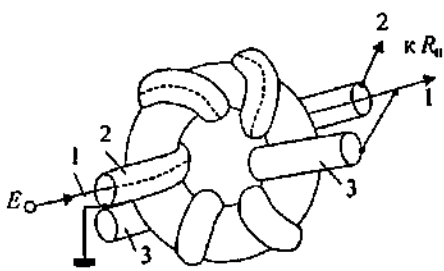


Рис. 1.32

Если воспользоваться символикой обозначения двухобмоточного трансформатора, то симметрирующее устройство рис. 1.31 можно представить, как показано на рис. 1.33. Подобное представление можно использовать и при реализации устройства без ферри-

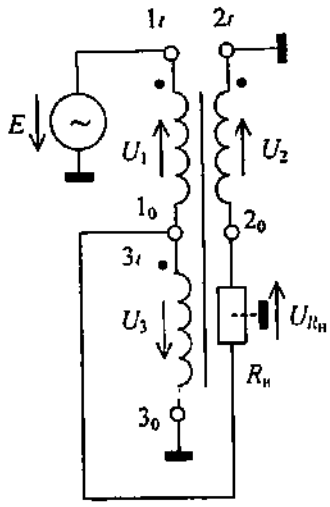


Рис. 1.33

тового сердечника (на схеме рис. 1.33 будет отсутствовать сплошная линия, отображающая сердечник). На рис. 1.33 индексами 0 и ℓ помечены точки концов соответствующих проводов отрезков линии, представляемых в виде обмоток трансформатора. Напряжения U_1, U_2, U_3 на обмотках в схеме (рис. 1.33) носят название продольных напряжений и оказываются соответственно равными:

$$U_1 = U_{10} - E; \quad U_2 = U_{20}; \quad U_3 = U_{10}.$$

Напряжение на нагрузке

$$U_{R_н} = U_3 - U_2 = U_{10} - U_{20}.$$

Введение продольных напряжений позволяет рассчитать параметры ферритового сердечника (размеры сечения, объем), а также выбрать его тип [5, 7, 9], исходя из аналогии ТЛ и двухобмоточного трансформатора с использованием ферритового сердечника, которая усиливается с понижением рабочей частоты ТЛ и уменьшением электрической длины проводов $\beta\ell$, когда токи в проводах практически оказываются неизменными по величине, что обсуждалось нами более подробно при рассмотрении фазоинвертирующего ТЛ.

Рассмотренные выше симметрирующие ТЛ по схемам рис. 1.17 и 1.31 позволяют осуществить связь несимметричного источника сигнала E с симметричной нагрузкой $R_н$, причем как имеющей соединение средней точки с землею (корпусом) устройства, так и не имеющей такого соединения. В случае ТЛ по схеме рис. 1.17 резистивная составляющая входного сопротивления устройства $R_{вх}$ в четыре раза меньше сопротивления нагрузки $R_н$ при изготовлении ТЛ из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = R_н/2$. Реактивная составляющая входного сопротивления устройства $jX_{вх} = jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\beta\ell$ зависит как от длины отрезка, так и от величины волнового (характеристического) сопротивления Z_{c2}, соответствующего линии, образованной наружным проводом отрезка коаксиальной линии, формирующего фазоинвертирующий ТЛ, и корпусом устройства. Чем больше величина Z_{c2}, тем больше реактивная составляющая входного сопротивления устройства и тем в большей степени $Z_{вх} \to R_{вх} = Z_0/2 = R_н/4$. У ТЛ по схеме рис. 1.31, если волновое (характеристическое) сопротивление Z_{c2} линии, об-

разованной наружным проводом коаксиальной линии и корпусом устройства, велико и удовлетворяет условию $2Z_{c2} >> Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии, резистивная составляющая входного сопротивления устройства $R_{вх} \approx R_н$, причем для изготовления устройства в этом случае требуется коаксиальная линия с волновым сопротивлением $Z_0 \approx R_н$. Реактивная составляющая входного сопротивления такого ТЛ $jX_{вх} = jZ_{c2}$ tg $\beta\ell$ (см. приложение 3). Чем больше Z_{c2}, тем в большей степени входное сопротивление устройства проявляет резистивный характер, и с большим основанием можно считать $Z_{вх} \approx \approx R_{вх} \approx R_н \approx Z_0$.

Очевидно, с помощью рассмотренных симметрирующих ТЛ можно перейти от симметричного источника сигнала E к несимметричной нагрузке $R_н$, поменяв места их присоединения в схемах рис. 1.17 и 1.31, как показано на рис. 1.34. Симметричный источник может иметь среднюю точку, соединенную с землею (корпусом) устройства, например выход двухтактного генератора, либо не иметь такого соединения, например питание от двухпроводного фидера.

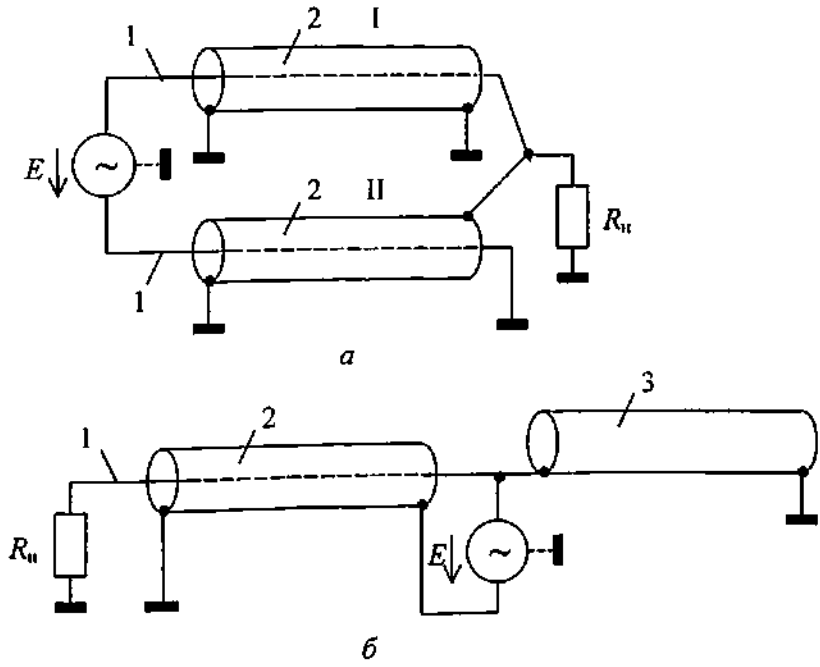


Рис. 1.34

В устройстве по схеме рис. 1.34, *а* со стороны подключения нагрузки $R_н$ отрезки линии I, II нагружаются на комплексное сопротивление, образованное параллельным соединением сопротивления нагрузки $R_н$ и короткозамкнутым отрезком линии, образованной наружным проводом отрезка II и корпусом устройства и имеющей волновое (характеристическое) сопротивление Z_{c2}. Эквивалентная схема устройства показана на рис. 1.35, где источник сигнала E представлен в виде двух противофазных генераторов $E/2$.

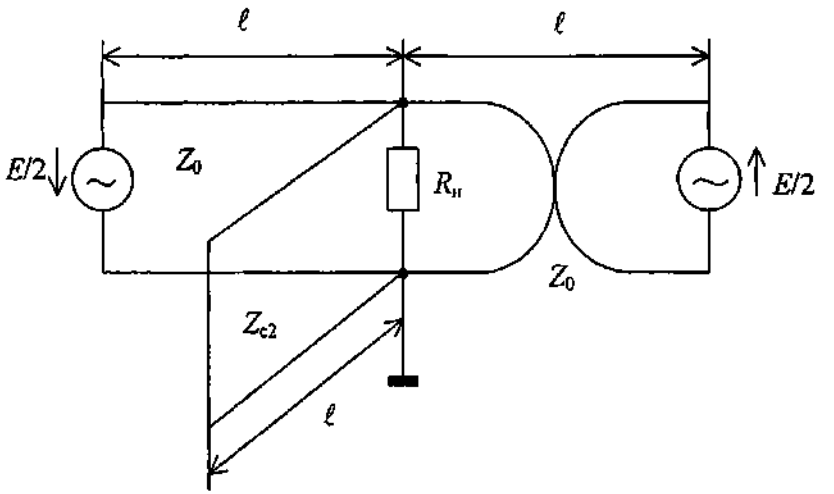


Рис. 1.35

По отношению к каждому плечу источника сигнала E нагрузка одинакова, что обеспечивает симметрию плеч. Каждое плечо источника нагружается на цепь рис. 1.36, имеющую комплексный характер сопротивления (сопротивление $R_н$ и сопротивление короткозамкнутого отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_{c2} удваиваются за счет работы двух плеч).

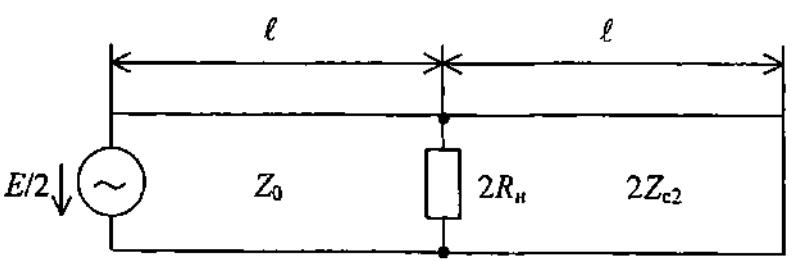


Рис. 1.36

При $Z_{c2} \to \infty$ и $Z_0 = 2\ R_н$ в отрезках I, II практически будут существовать режимы бегущих волн, обеспечивая напряжение на нагрузке:

$$U_{R_н} \approx \frac{E}{2} e^{-j\beta\ell} \tag{1.43а}$$

и ток через нагрузку с выхода каждого отрезка:

$$I_{R_н\,\mathrm{I,II}} \approx \frac{E}{2Z_0} e^{-j\beta\ell}$$

При этом результирующий ток через нагрузку

$$I_{R_н} = 2I_{R_н\,\mathrm{I,II}} \approx (E/Z_0)\, e^{-j\beta\ell} \tag{1.43б}$$

Соотношения (1.43) свойственны ТЛ.

Резистивная составляющая входного сопротивления устройства для источника сигнала E, определяемая из условия $E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/R_н = |I_{R_н}|^2 R_н$, будет $R_{вх} \approx 2Z_0 \approx 4R_н$.

В общем случае входное сопротивление устройства по схеме рис. 1.34,*а* относительно источника E равно удвоенному значению входного сопротивления относительно генератора $E/2$ на схеме (рис. 1.36):

$$Z_{вх} = 2Z_0 \frac{Z_н + jZ_0\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{Z_0 + jZ_н\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}, \tag{1.44а}$$

где

$$Z_н = \frac{j \cdot 2Z_{c2} R_н\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{R_н + jZ_{c2}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}. \tag{1.44б}$$

Для более глубокого понимания связей между параметрами устройства рассмотрим соотношения, определяющие токи на входе и выходе отрезков I, II. Для этого представим устройство по схеме рис. 1.34,*а*, как показано на рис. 1.37, где провод 3 отображает отрезок коаксиальной линии I, а провода 1, 2 отображают отрезок II.

Граничные условия на концах проводов:

$$U_{10} = 0;\quad U_{2\ell} = 0;\quad U_{3\ell} = E/2;\quad U_{1\ell} = -E/2;\quad U_{3\ell} - U_{1\ell} = E;$$
$$I_{3\ell} = -I_{1\ell};\quad I_{R_н} = I_{20} + I_{30};\quad U_{R_н} = I_{R_н} R_н = U_{20} = U_{30}.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8) для проводов 1, 2 с учетом граничных условий:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell - j\frac{U_{20}}{W_{12}}\sin\beta\ell = I_{10}\cos\beta\ell - j\frac{(I_{20}+I_{30})\ R_н}{W_{12}}\sin\beta\ell; \quad (1.45)$$

$$U_{1\ell} = jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = -\ E/2; \quad (1.46)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012})\sin\beta\ell =$$

$$= (I_{20} + I_{30})\,R_н\cos\beta\ell + j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012})\sin\beta\ell = 0. \quad (1.47)$$

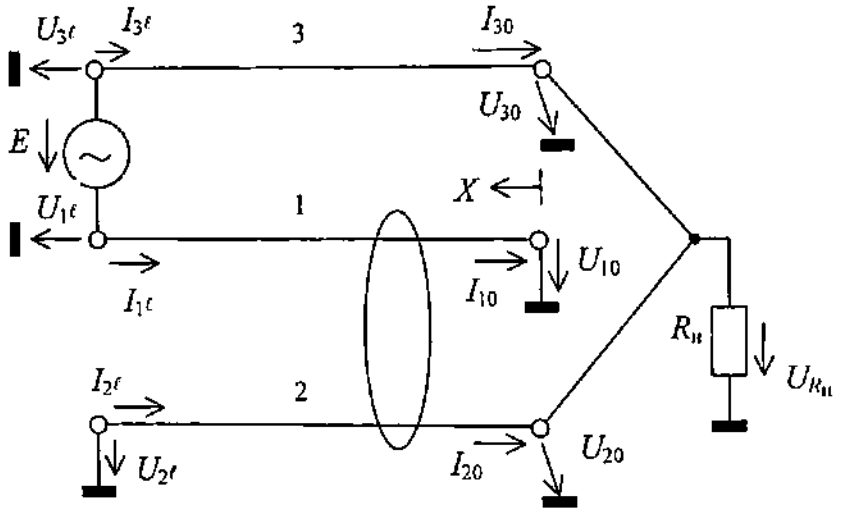


Рис. 1.37

Для провода 3 на основании уравнений для одиночной линии с учетом граничных условий:

$$I_{3\ell} = I_{30}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{Z_0}\sin\beta\ell = I_{30}\cos\beta\ell + j\frac{(I_{20}+I_{30})\ R_н}{Z_0}\sin\beta\ell; \quad (1.48)$$

$$U_{3\ell} = U_{Rн}\cos\beta\ell + jI_{30}Z_0\sin\beta\ell =$$

$$= (I_{20} + I_{30})\,R_н\cos\beta\ell + jI_{30}Z_0\sin\beta\ell = E/2. \quad (1.49)$$

Из (1.49):

$$I_{30} = \frac{E - 2I_{20}R_н\cos\beta\ell}{2\cos\beta\ell(R_н + jZ_0\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)} =$$

$$= \frac{I_{20}}{(R_н + jZ_0\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)}\left(\frac{E}{2I_{20}\cos\ \beta\ell} - R_н\right). \quad (1.50)$$

Из (1.46):

$$I_{10} = -\frac{Z_{012}}{Z_{011}} I_{20} - \frac{E}{j2Z_{011}\sin\ \beta\ell}. \qquad (1.51)$$

Подставляя (1.50), (1.51) в (1.47) и выполняя соответствующие преобразования, находим:

$$I_{20} = -\frac{E}{2}\ \frac{R_н(Z_{011} - Z_{012}) - jZ_0Z_{012}\ \text{tg}\ \beta\ell}{j\sin\beta\ell\ [R_н(Z_0Z_{011} + Z_{012}W_{12}) + jZ_0Z_{012}W_{12}\ \text{tg}\ \beta\ell]}.$$

Учитывая, что в рассматриваемом устройстве $Z_{012} = Z_{c2}$; $Z_{011} = Z_{c2} + Z_0$; $W_{12} = Z_0$, получаем:

$$I_{20} = -\frac{E}{2}\ \frac{R_н - jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}{j\sin\beta\ell\ [R_н(2Z_{c2} + Z_0) + jZ_0Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell]}. \qquad (1.52)$$

Из (1.50) с учетом (1.52):

$$I_{30} = -I_{20}\ \frac{R_н + jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}{R_н - jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell} \qquad (1.53)$$

Обратим внимание, что при $Z_{c2} \to \infty$ $I_{30} \approx I_{20}$, при $R_н = 0$ $I_{30} = I_{20}$, а при $R_н = \infty$ $I_{30} = -I_{20}$.

При $Z_{c2} \to \infty$ согласно (1.52):

$$I_{20} \approx \frac{E}{2\cos\beta\ell\ (2R_н + jZ_0\ \text{tg}\ \beta\ell)}.$$

Если $2R_н = Z_0$, то

$$I_{20} \approx \frac{E}{2Z_0} e^{-j\beta\ell}$$

Так как при этом $I_{30} \approx I_{20}$, то ток через нагрузку и напряжение на нагрузке:

$$I_{R_н} = I_{20} + I_{30} \approx \frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell};$$

$$U_{R_н} = (I_{20} + I_{30})R_н \approx \frac{E}{2} e^{-j\beta\ell}$$

Последние выражения для $I_{R_н}$, $U_{R_н}$ соответствуют (1.43).

В общем случае с учетом (1.53) напряжение на нагрузке

$$U_{R_н} = (I_{20} + I_{30})R_н =$$

$$= -I_{20}\ \frac{j \cdot 2Z_{c2}R_н\ \text{tg}\ \beta\ell}{R_н - j \cdot 2Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell} = I_{30}\ \frac{j \cdot 2Z_{c2}R_н\ \text{tg}\ \beta\ell}{R_н + jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}. \qquad (1.54)$$

Согласно (1.54) с учетом (1.52) в общем случае

$$U_{R_н} = \frac{EZ_{c2}R_н}{R_н(2Z_{c2} + Z_0)\cos\ \beta\ell + jZ_{c2}Z_0 \sin\beta\ell}.$$

Если

$$R_н = \frac{Z_0 Z_{c2}}{2Z_{c2} + Z_0},$$

то

$$U_{R_н} = E\frac{Z_{c2}}{2Z_{c2} + Z_0}e^{-j\beta\ell},$$

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

При $2Z_{c2} >> Z_0$

$$R_н \approx Z_0/2\ ;$$

$$U_{R_н} \approx (E/2)\ e^{-j\beta\ell}.$$

$$I_{R_н} = U_{R_н}/R_н \approx (E/\ Z_0)\ e^{-j\beta\ell}$$

Последние соотношения соответствуют полученным ранее. Следовательно, рассматриваемое устройство по схеме рис. 1.34, *а* проявляет все свойства симметрирующего ТЛ.

На основании (1.54) можно определить ощущаемые со стороны подключения нагрузки $R_н$ сопротивления:

– для отрезка I

$$Z_{ощ\,I} = \frac{U_{R_н}}{I_{30}} = \frac{j \cdot 2Z_{c2}R_н\ \text{tg}\ \beta\ell}{R_н + j \cdot 2Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}; \qquad (1.55а)$$

– для отрезка II

$$Z_{ощ\,II} = \frac{U_{R_н}}{I_{20}} = \frac{-j \cdot 2Z_{c2}R_н\ \text{tg}\ \beta\ell}{R_н - j \cdot 2Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}. \qquad (1.55б)$$

Обратим внимание, что $Z_{\text{ощ I}}$ является сопротивлением нагрузки отрезка I, реализуемого из коаксиальной линии с заземленным наружным проводом (оплеткой), и оказывается равным сопротивлению $Z_{\text{н}}$, определяемому (1.44б). Отрезок II такой же коаксиальной линии имеет изолированный от земли (корпуса) устройства наружный провод (оплетку), исключая точку в месте присоединения источника сигнала E, и центральный провод, соединенный с землею (корпусом) устройства на выходе отрезка (у нагрузки $R_{\text{н}}$), благодаря чему, как мы уже знаем, этот отрезок обладает фазоинвертирующим свойством. Как отрезок коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0, отрезок II нагружается на сопротивление, определяемое параллельным соединением сопротивления $Z_{\text{ощ II}}$ и сопротивления $jZ_{c2}\text{tg}\beta\ell$, соответствующего короткозамкнутому отрезку линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_{c2}. В итоге результирующее сопротивление нагрузки отрезка II также оказывается равным $Z_{\text{н}}$ (1.44б). Действительно, учитывая (1.55б), получаем:

$$\frac{Z_{\text{ощ II}}jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}{Z_{\text{ощ II}}+jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}=\frac{j\cdot 2Z_{c2}R_{\text{н}}\ \text{tg}\ \beta\ell}{R_{\text{н}}+jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell},$$

что совпадает с (1.44б) и (1.55а).

Последние соотношения подтверждают сказанное ранее, что оба плеча рассматриваемого устройства обладают полной симметрией со стороны источника сигнала E независимо от величины сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и для каждого из плеч справедлива эквивалентная схема (рис. 1.36). Входное сопротивление устройства со стороны источника сигнала E равно удвоенному входному сопротивлению одного из плеч.

В рассматриваемом устройстве, согласно (1.51), (1.52),

$$I_{10}=-\frac{E}{2}\frac{R_{\text{н}}+jZ_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}{j\sin\beta\ell\ \left[R_{\text{н}}(2Z_{c2}+Z_0)+jZ_0Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell\right]},$$

причем оказывается $I_{10}=-I_{30}$, в чем нетрудно убедиться, подставив (1.52) в (1.53).

Учитывая соотношения между токами I_{10}, I_{20}, I_{30}, согласно (1.45) получаем

$$I_{1\ell}=-\frac{E}{2}\frac{R_{\text{н}}(Z_0-2Z_{c2}\ \text{tg}^2\beta\ell)+jZ_0Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell}{jZ_0\ \text{tg}\,\beta\ell\ \left[R_{\text{н}}(2Z_{c2}+Z_0)+jZ_0Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell\right]},$$

а согласно (1.48)

$$I_{3\ell} = \frac{E}{2} \frac{R_н(Z_0 - 2Z_{c2}\ \mathrm{tg}^2\beta\ell) + jZ_0Z_{c2}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{jZ_0\ \mathrm{tg}\,\beta\ell\ [R_н(2Z_{c2} + Z_0) + jZ_0Z_{c2}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell]}$$

Последние выражения соответствуют граничному условию $I_{1\ell} = -I_{3\ell}$ и легко приводятся к виду:

$$I_{1\ell} = -\frac{E}{2Z_0} \frac{(Z_0 + jZ_н\ \mathrm{tg}\,\beta\ell)}{(Z_н + jZ_0\ \mathrm{tg}\,\beta\ell)} = -\frac{E}{Z_{вх}};$$

$$I_{3\ell} = \frac{E}{2Z_0} \frac{(Z_0 + jZ_н\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)}{(Z_н + jZ_0\ \mathrm{tg}\,\beta\ell)} = \frac{E}{Z_{вх}},$$

где $Z_{вх}$, $Z_н$ определяются (1.44).

На рис. 1.38 показана реализация устройства по схеме рис. 1.34,*а* с использованием кольцевого ферритового сердечника. Аналогично реализуется устройство по схеме рис. 1.17 с заменой мест присоединения нагрузки $R_н$ и источника сигнала E.

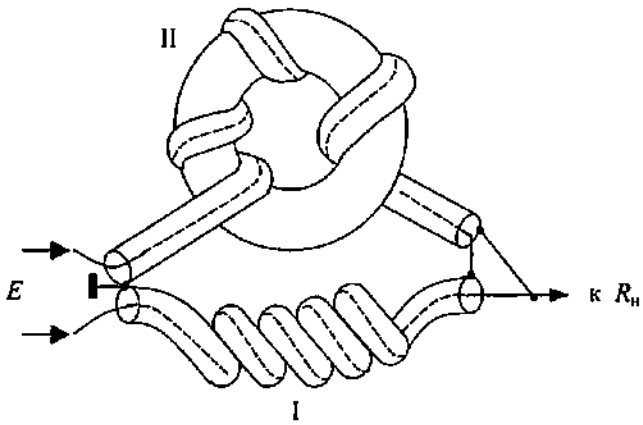


Рис. 1.38

Дополнительные сведения о ТЛ по схеме рис.1.34,*а* приведены в заключении (п. 3.3).

Рассмотрим соотношения, определяющие параметры устройства по схеме рис. 1.34,*б*, представив его для удобства анализа в виде схемы рис. 1.39.

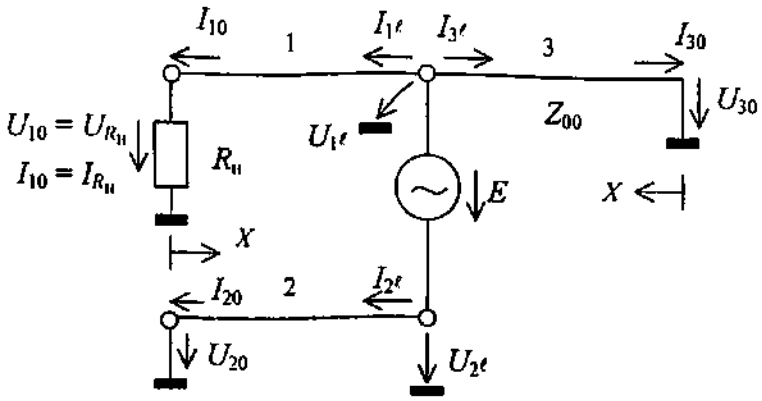


Рис. 1.39

Граничные условия на концах проводов 1, 2, 3:

$$I_{2\ell} = -(I_{1\ell} + I_{3\ell}); \quad U_{10} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н = I_{10} R_н;$$

$$U_{20} = 0; \quad U_{30} = 0; \quad U_{1\ell} - U_{2\ell} = E.$$

Так как в точках подключения источника сигнала E обеспечивается полная симметрия плеч при реализации устройства на отрезках коаксиальной линии, то

$$U_{1\ell} = -U_{2\ell} = E/2.$$

Напомним, что при использовании отрезков коаксиальной линии в рассматриваемом устройстве имеют место следующие соотношения между характеристическими (волновыми) сопротивлениями: $W_{11} = W_{12} = Z_0$; $Z_{011} = Z_{c2} + Z_0$; $Z_{022} = Z_{012} = Z_{c2}$; $Z_{00} = Z_{c2}$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

На основании уравнений связанных линий (1.8) в соответствии с обозначениями рис. 1.39 и учетом граничных условий на концах проводов 1, 2:

$$I_{1\ell} = I_{10} \cos\beta\ell + j\,\frac{I_{10} R_н}{Z_0} \sin\beta\ell; \tag{1.56}$$

$$U_{1\ell} = I_{10} R_н \cos\beta\ell + j\,[I_{10}(Z_{c2} + Z_0) + I_{20} Z_{c2}] \sin\beta\ell = E/2; \tag{1.57}$$

$$I_{2\ell} = I_{20} \cos\beta\ell - j\,\frac{I_{10} R_н}{Z_0} \sin\beta\ell; \tag{1.58}$$

$$U_{2\ell} = j\,(I_{20} Z_{c2} + I_{10} Z_{c2}) \sin\beta\ell = -E/2. \tag{1.59}$$

Входной ток провода 3

$$I_{3\ell} = \frac{U_{1\ell}}{jZ_{00}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} = \frac{E}{j\cdot 2Z_{c2}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}. \qquad (1.60)$$

Из (1.59):

$$I_{20} = \frac{-E}{j\cdot 2Z_{c2}\ \sin\ \beta\ell} - I_{10}. \qquad (1.61)$$

Подставляя (1.61) в (1.57), находим:

$$I_{10} = \frac{E}{\cos\beta\ell(R_{н} + jZ_0\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)}. \qquad (1.62)$$

При реализации $R_{н} = Z_0$:

$$I_{10} = \frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}.$$

$$U_{R_{н}} = I_{10}\,R_{н} = E\,e^{-j\beta\ell}$$

как в ТЛ. В данном случае резистивная составляющая входного сопротивления устройства $R_{вх}$ относительно точек подключения источника сигнала E оказывается точно равной волновому сопротивлению коаксиальной линии Z_0, что непосредственно следует из условия

$$\frac{E^2}{R_{вх}} = \frac{|U_{R_{н}}|^2}{R_{н}} = \frac{E^2}{Z_0}.$$

Согласно (1.58) с учетом (1.61), (1.62) в общем случае произвольной нагрузки $R_{н}$ получаем:

$$I_{2\ell} = -\frac{E}{j\cdot 2Z_{c2}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} - E\frac{Z_0 + jR_{н}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{Z_0(R_{н} + jZ_0\ \mathrm{tg}\ \beta\ell)}. \qquad (1.63)$$

Первое слагаемое в (1.63), взятое с обратным знаком, соответствует (1.60), определяющему входной ток провода 3 $I_{3\ell}$, а второе слагаемое, взятое с обратным знаком, соответствует входному току провода 1 $I_{1\ell}$, определяемому (1.56) с учетом (1.62). Следовательно, $I_{2\ell} = -(I_{1\ell} + I_{3\ell})$, что соответствует граничному условию на концах проводов 1, 2, 3.

Так как при принятых обозначениях на рис. 1.39 для рассматриваемого устройства $(I_{1\ell} + I_{3\ell})/E = -I_{2\ell}/E = Y_{вх}$, то на основании последних соотношений получаем для входной проводимости

$$Y_{вх} = \frac{1}{j \cdot 2Z_{c2} \ \mathrm{tg} \ \beta\ell} + \frac{Z_0 + jR_н \ \mathrm{tg} \ \beta\ell}{Z_0(R_н + jZ_0 \ \mathrm{tg} \ \beta\ell)}.$$

Нетрудно убедиться, что последнему выражению можно поставить в соответствие эквивалентную схему (рис. 1.40).

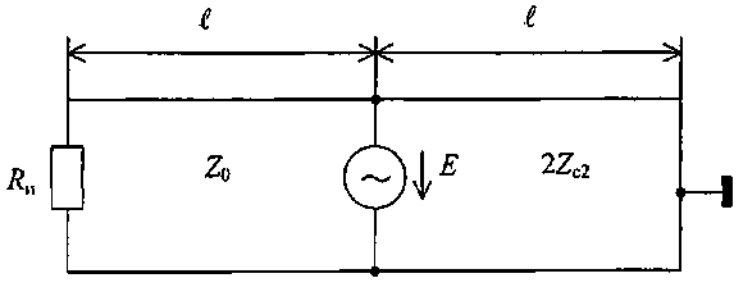


Рис 1.40

Как видим, входное сопротивление устройства по схеме рис. 1.34,*б* равно параллельному соединению короткозамкнутого отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением $2Z_{c2}$ и отрезка линии с волновым сопротивлением Z_0, нагруженному на сопротивление $R_н$. Если $R_н = Z_0$, то резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх} = Z_0$, а реактивная составляющая $jX_{вх} = j \cdot 2Z_{c2}$ tg $\beta\ell$. Реактивная составляющая входного сопротивления формируется последовательным соединением короткозамкнутых отрезков двух линий, образованных проводами 2, 3 относительно корпуса устройства, каждая из которых обладает волновым (характеристическим) сопротивлением Z_{c2}.

Обратим внимание, что в устройстве по схеме рис. 1.34,*б* при $R_н = Z_0$ резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх} = Z_0$ независимо от величины Z_{c2}, тогда как в устройстве по схеме рис. 1.31, отличающемся только местами подключения E и $R_н$, для обеспечения $R_{вх} \approx Z_0$ следует иметь $2Z_{c2} >> Z_0$; при этом $R_н \approx Z_0$.

Реализуется устройство по схеме рис. 1.34,*б* точно так, как показано на рис. 1.32. Необходимо только поменять места подключения нагрузки $R_н$ и источника сигнала E. Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому

устройству можно поставить в соответствие схему рис. 1.33, поменяв местами включение $R_н$ и E.

Отождествляя понятия коэффициента передачи по напряжению ТЛ $K_u = U_{R_н}/E$ и коэффициента трансформации по напряжению в рабочем режиме у трансформатора обмоточного типа n_u (см. п. 1.1), можно считать $|K_u| = |n_u|$ (в общем случае может быть $n_u > 0$ и $n_u < 0$ в зависимости от полярностей входного и выходного напряжений относительно земли (корпуса) устройства)*

Соответственно коэффициент трансформации сопротивлений ТЛ $n_R = R_н/R_{вх} = n^2_u = |K_u|^2$

Из всех рассмотренных выше устройств по существу только симметрирующие устройства по схеме рис. 1.17 и 1.34,*б* обладают трансформирующими свойствами, когда уровень сигнала на нагрузке $R_н$ по напряжению значительно отличается от уровня источника сигнала E. В устройстве по схеме рис. 1.17 напряжение на нагрузке $|U_{R_н}|$ в два раза превышает E (соответственно $|K_u| = |n_u| = 2$; $n_R = 4$), а в устройстве по схеме рис. 1.34,*б* напряжение на нагрузке $|U_{R_н}|$ в два раза меньше E (соответственно $|K_u| = |n_u| = 1/2$; $n_R = 1/4$). У ТЛ 1:1 $|K_u| = |n_u| = 1$; у фазоинвертирующего ТЛ $|K_u| = |n_u| \approx 1$ или $|K_u| = |n_u| = 1$ в зависимости от схемы (см., например, рис. 1.9 и 1.12).

Если взять несколько ТЛ 1:1 и соединить их со стороны источника сигнала E параллельно, а со стороны нагрузки $R_н$ последовательно, то можно реализовать ТЛ, имеющий $|K_u|$ существенно больше 1, и, наоборот, если со стороны источника E несколько ТЛ 1:1 включить последовательно, а со стороны $R_н$ параллельно, то можно реализовать ТЛ, имеющий $|K_u|$ существенно меньше 1.

1.2.3. ПОВЫШАЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Рассмотрим устройство на основе двух ТЛ 1:1, включенных по отношению к источнику сигнала E параллельно, а по отношению к нагрузке $R_н$ последовательно. Схема устройства представлена на рис. 1.41.

Провода 1, 2 образуют один отрезок связанных линий, а провода 3, 4 – другой. Наличие электромагнитной связи между провода-

---

* Если при определении коэффициента передачи ТЛ по напряжению не учитывать у напряжения $U_{R_н}$ фазовый сдвиг за счет длины проводов (сомножитель $e^{-j\beta\ell}$), то $K_u = n_u$ и также возможно $K_u > 0$ и $K_u < 0$. Последнее присуще, в частности, фазоинвертирующему ТЛ.

ми отображено овалом. Электромагнитная связь между проводами одного отрезка (1, 2) и проводами другого отрезка (3, 4) полагается отсутствующей, для чего отрезки должны быть разнесены в пространстве относительно друг друга: расстояние между проводами разных отрезков должно быть существенно больше расстояния между проводами одного отрезка. Обычно отрезки изготавливаются из одной линии. Однако мы для общности и лучшего понимания результатов будем считать их разными.

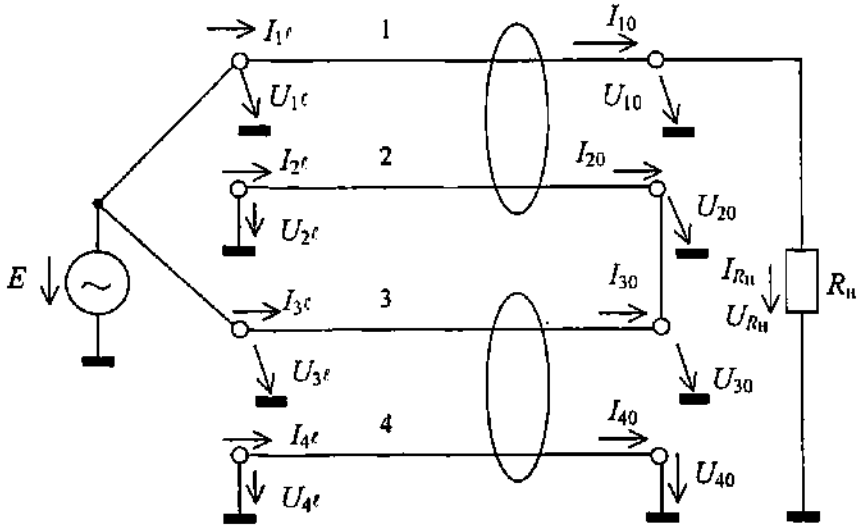


Рис. 1.41

Граничные условия на концах проводов 1, 2, 3, 4:

$$U_{10} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н = I_{10} R_н; \quad I_{R_н} = I_{10};$$

$$U_{20} = U_{30}; \quad I_{20} = -I_{30}; \quad U_{1\ell} = U_{3\ell} = E; \quad U_{2\ell} = U_{4\ell} = U_{40} = 0.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом граничных условий:

– для пары проводов 1, 2:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{10}}{W_{11}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (1.64)$$

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\,(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012})\sin\beta\ell = E; \qquad (1.65)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{20}}{W_{22}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell;$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012})\sin\beta\ell = 0; \qquad (1.66)$$

– для пары проводов 3, 4:

$$I_{3\ell} = I_{30}\cos\beta\ell + j\frac{U_{30}}{W_{33}}\sin\beta\ell; \qquad (1.67)$$

$$U_{3\ell} = U_{30}\cos\beta\ell + j\,(I_{30}Z_{033} + I_{40}Z_{034})\sin\beta\ell = E; \qquad (1.68)$$

$$I_{4\ell} = I_{40}\cos\beta\ell - j\frac{U_{30}}{W_{34}}\sin\beta\ell;$$

$$U_{4\ell} = j\,(I_{40}Z_{044} + I_{30}Z_{034})\sin\beta\ell = 0. \qquad (1.69)$$

В уравнениях (1.64)...(1.69) W_{11}, W_{22}, W_{33} – электростатические характеристические сопротивления соответствующих линий в системе связанных линий; Z_{011}, Z_{022}, Z_{033}, Z_{044} – электродинамические характеристические сопротивления связанных линий; W_{12}, W_{34} – электростатические сопротивления связи линий; Z_{012}, Z_{034} – электродинамические сопротивления связи линий.

Из (1.69):

$$I_{40} = -I_{30}\frac{Z_{034}}{W_{044}}$$

Из (1.68) с учетом последнего соотношения и граничных условий: $U_{30} = U_{20}$; $I_{30} = -I_{20}$ получаем:

$$I_{20} = \frac{(E - U_{20}\cos\beta\ell)\ Z_{044}}{-j\left(Z_{033}Z_{044} - Z_{034}^2\right)\sin\beta\ell}$$

Так как

$$Z_{033}Z_{044} - Z_{034}^2 = W_{33}Z_{044},$$

то

$$I_{20} = \frac{E - U_{20}\cos\beta\ell}{-jW_{33}\sin\beta\ell} \qquad (1.70)$$

Подставляя (1.70) в (1.66), находим

$$U_{20} = \frac{EZ_{022}}{(Z_{022} + W_{33})\cos\beta\ell} - jI_{10}\frac{Z_{012}W_{33}}{Z_{022} + W_{33}}\operatorname{tg}\beta\ell. \qquad (1.71)$$

Подстановка (1.71) в (1.70) дает

$$I_{20} = \frac{E}{-j\,(Z_{022} + W_{33})\sin\beta\ell} - I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022} + W_{33}}. \qquad (1.72)$$

Из (1.65), учитывая в процессе преобразований

$$Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2 = W_{22}Z_{011},$$

получаем

$$I_{10} = E\frac{Z_{012} + Z_{022} + W_{33}}{(Z_{022} + W_{33})\cos\beta\ell\left(R_н + j\dfrac{Z_{011}(W_{22} + W_{33})}{Z_{022} + W_{33}}\operatorname{tg}\beta\ell\right)}. \qquad (1.73)$$

При

$$R_н = \frac{Z_{011}(W_{22} + W_{33})}{Z_{022} + W_{33}} \qquad (1.74)$$

имеем

$$I_{10} = E\,\frac{Z_{012} + Z_{022} + W_{33}}{Z_{011}(W_{22} + W_{33})}\,e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.75а)$$

$$U_{10} = I_{10}R_н = E\,\frac{Z_{012} + Z_{022} + W_{33}}{Z_{022} + W_{33}}\,e^{-j\beta\ell} = U_{R_н} \qquad (1.75б)$$

Согласно (1.75) при $R_н$, удовлетворяющем (1.74), рассматриваемое устройство обладает свойством ТЛ: величины выходного тока и напряжения на нагрузке не зависят от частоты. Модуль коэффициента передачи по напряжению рассматриваемого устройства

$$|K_u| = \frac{|U_{R_н}|}{E} = \frac{Z_{012} + Z_{022} + W_{33}}{Z_{022} + W_{33}} > 1.$$

При реализации устройства на отрезках двухпроводной линии (идентичные линии, образованные парами проводов 1, 2 и 3, 4 соответственно)

$$Z_{011} = Z_{022} = Z_{033} = Z_{044} = (Z_c + Z_п)/2; \qquad Z_{012} = Z_{034} = (Z_c - Z_п)/2;$$

$$W_{11} = W_{22} = W_{33} = W_{44} = 2Z_c Z_п/(Z_c + Z_п);$$

$$R_н = \frac{4Z_c Z_п (Z_c + Z_п)}{(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_c Z_п};$$

$$I_{10} = E\frac{Z_c + 3Z_п}{2Z_п(Z_c + Z_п)}e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.76а)$$

$$U_{10} = U_{R_н} = E\frac{2Z_c(Z_c + 3Z_п)}{(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_c Z_п}e^{-j\beta\ell} \qquad (1.76б)$$

При сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_c >> Z_п$) можно считать

$$R_н \approx 4Z_п = 2Z_0;$$

$$I_{10} = \frac{E}{2Z_п}e^{-j\beta\ell} = \frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell};$$

$$U_{10} = U_{R_н} \approx 2Ee^{-j\beta\ell}, \qquad (1.77)$$

где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии, образованной парой проводов 1, 2 или 3, 4.

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и присоединении источника сигнала E к центральным проводникам отрезков (провода 1, 3):

$$Z_{011} = Z_{c2} + Z_0; \quad Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}; \quad W_{11} = W_{33} = Z_0;$$

$$W_{22} = Z_{c2} Z_0/(Z_{c2} + Z_0);$$

$$R_н = Z_0 + Z_{c2} Z_0/(Z_{c2} + Z_0);$$

$$I_{10} = \frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.78а)$$

$$U_{10} = U_{R_н} = E\frac{2Z_{c2} + Z_0}{Z_{c2} + Z_0}e^{-j\beta\ell} \qquad (1.78б)$$

При $Z_{c2} >> Z_0$

$$R_н \approx 2Z_0;$$

$$U_{10} = U_{R_н} \approx 2Ee^{-j\beta\ell} \qquad (1.79)$$

Как следует из (1.77), (1.79), у рассматриваемого устройства максимально достижимая величина коэффициента передачи по напряжению стремится к двум. Необходимое сопротивление нагрузки $R_н$ при этом оказывается примерно равным удвоенному значению волнового сопротивления линии, из отрезков которой изготовлено устройство.

Напряжение на выходе отрезка связанных линий, образованных проводами 3, 4, согласно (1.71) с учетом (1.75а)

$$U_{30} = U_{20} = E\left(\frac{Z_{011}Z_{022}(W_{22}+W_{33}) - Z_{012}W_{33}(Z_{012}+Z_{022}+W_{33})}{Z_{011}(Z_{022}+W_{33})\ (W_{22}+W_{33})\cos\beta\ell} + \right.$$

$$\left. + \frac{Z_{012}W_{33}(Z_{012}+Z_{022}+W_{33})}{Z_{011}(Z_{022}+W_{33})\ (W_{22}+W_{33})}e^{-j\beta\ell}\right) = E\left(\frac{A}{\cos\beta\ell} + Be^{-j\beta\ell}\right). \qquad (1.80)$$

Как видим, напряжение на выходе отрезка линии из проводов 3,4 может быть представлено в виде двух составляющих, величина одной из которых зависит, а величина другой – не зависит от частоты сигнала.

Напряжение между проводами 1, 2 на выходе образованного ими отрезка

$$U_{12} = U_{10} - U_{20}.$$

С учетом (1.75б), (1.80):

$$U_{12} = E\left\{\frac{(Z_{012}+Z_{022}+W_{33})[Z_{011}(Z_{022}+W_{33}) - Z_{012}W_{33}]}{Z_{011}(Z_{022}+W_{33})\ (W_{22}+W_{33})\cos\beta\ell}e^{-j\beta\ell} - \right.$$

$$\left. - \frac{Z_{011}Z_{022}(W_{22}+W_{33}) - Z_{012}W_{33}(Z_{012}+Z_{022}+W_{33})}{Z_{011}(Z_{022}+W_{33})\ (W_{22}+W_{33})\cos\beta\ell}\right\} =$$

$$= E\left(Ce^{-j\beta\ell} - \frac{A}{\cos\beta\ell}\right). \qquad (1.81)$$

Как видим, напряжение U_{12} имеет частотно-зависимую по величине составляющую, которая в точности совпадает с соответст-

вующей составляющей напряжения $U_{30} = U_{20}$, но находится в противофазе по отношению к ней. С учетом обозначений (1.80), (1.81) для выходного напряжения можно записать:

$$U_{10} = U_{R_н} = E\,(C + B)\,e^{-j\beta\ell},$$

где

$$C + B = (Z_{012} + Z_{022} + W_{33})/(Z_{022} + W_{33}).$$

При реализации устройства на отрезках двухпроводной линии:

$$A = \frac{(Z_c + Z_п)^3 - Z_c(Z_c - Z_п)(Z_c + 3Z_п)}{(Z_c + Z_п)\left[(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_cZ_п\right]} << 1;$$

$$B = \frac{Z_c(Z_c - Z_п)\ (Z_c + 3Z_п)}{(Z_c + Z_п)\left[(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_cZ_п\right]} < 1; \qquad (1.82)$$

$$C = \frac{Z_c\ (Z_c + 3Z_п)^2}{(Z_c + Z_п)\left[(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_cZ_п\right]} < 1,$$

причем $B < C$;

$$C + B = \frac{2Z_c\ (Z_c + 3Z_п)}{(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_cZ_п}.$$

При сильной электромагнитной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_c >> Z_п$) можно считать

$$A \approx 0; \quad B \approx 1; \quad C \approx 1; \quad C + B \approx 2.$$

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии с подключением источника сигнала E к центральным проводникам отрезков (провода 1, 3)

$$A = 0; \quad B = Z_{c2}/(Z_{c2} + Z_0); \quad C = 1;$$

$$C + B = (2Z_{c2} + Z_0)/(Z_{c2} + Z_0). \qquad (1.83)$$

В случае $Z_{c2} >> Z_0$ $B \approx 1$, $C + B \approx 2$.

У отрезка, образованного проводами 1, 2, оба провода должны быть изолированы от земли (корпуса) устройства по всей длине проводов, исключая одну точку у провода 2 вблизи присоединения источника сигнала E. У отрезка, образованного проводами 3, 4, провод 4 соединяется с землею (корпусом) устройства практически

по всей длине, что позволяет изготовить отрезок из одного провода 3, образующего вместе с корпусом устройства однопроводную линию. При этом волновое сопротивление реализуемой однопроводной линии Z_{03} должно быть в точности равно W_{33}. Действительно, при замене отрезка линии из проводов 3, 4 одной линией из провода 3 вместо четырех уравнений, включая (1.67) – (1.69), для пары проводов 3, 4 следует записать уравнения:

$$I_{3\ell} = I_{30}\cos\beta\ell + j\frac{U_{30}}{Z_{03}}\sin\beta\ell = -I_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U_{20}}{Z_{03}}\sin\beta\ell;$$

$$U_{3\ell} = U_{30}\cos\beta\ell + jI_{30}Z_{03}\sin\beta\ell = U_{20}\cos\beta\ell - jI_{20}Z_{03}\sin\beta\ell = E.$$

Из последнего уравнения

$$I_{20} = (E - U_{20}\cos\beta\ell)/(-jZ_{03}\sin\beta\ell). \qquad (1.84)$$

Если принять $Z_{03} = W_{33}$, то (1.84) совпадает с (1.70) и остаются в силе все полученные выше соотношения.

Очевидно, чисто по конструктивным соображениям проще реализовать устройство с использованием отрезков из одной и той же линии, причем коаксиальная линия предпочтительнее. При использовании коаксиальной линии немного легче реализовать отрезок, соответствующий проводам 3, 4, с нужными характеристиками: если при использовании двухпроводной линии оба отрезка должны размещаться на жестких каркасах (ферритовое кольцо или фторопластовая катушка), чтобы обеспечить конструктивную стабильность параметров устройства и связанных с ними его электрических характеристик, то при использовании коаксиальной линии отрезок, соответствующий проводам 3, 4, может быть размещен без какого-либо каркаса, как показано, например, на рис. 1.42.

Входной ток для источника сигнала E: $I_{вх} = I_{1\ell} + I_{3\ell}$.

Входная проводимость устройства $Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$, где $R_{вх}$, $X_{вх}$ – резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления устройства: $Z_{вх} = 1/Y_{вх}$ в параллельной схеме представления (рис. 1.8).

При работе устройства на нагрузку $R_н$, удовлетворяющую (1.74), резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх}$ не зависит от частоты сигнала и легко может быть найдена из условия сохранения энергии

$$E^2/R_{вх} = |U_{10}|^2/R_н,$$

где U_{10} определяется (1.75б).

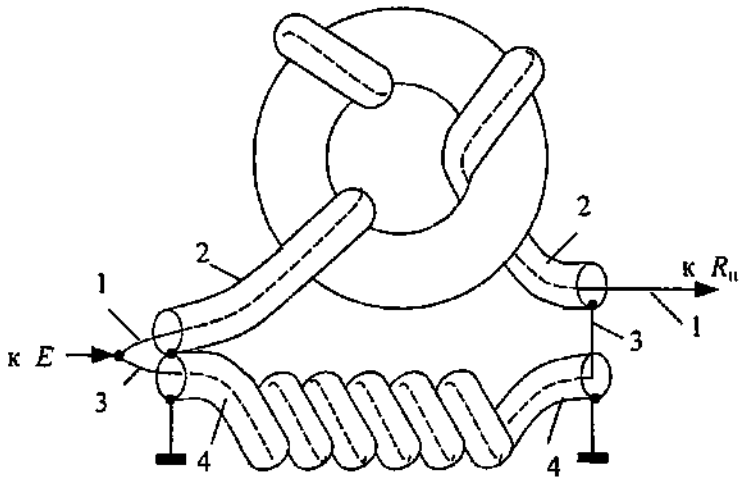


Рис. 1.42

На основании последнего соотношения с учетом (1.75б)

$$R_{вх} = R_н \frac{(Z_{022} + W_{33})^2}{(Z_{012} + Z_{022} + W_{33})^2} = \frac{Z_{011}(W_{22} + W_{33})\ (Z_{022} + W_{33})}{(Z_{012} + Z_{022} + W_{33})^2}.$$

При реализации устройства на отрезках двухпроводной линии

$$R_{вх} = R_н \frac{\left[(Z_с + Z_п)^2 + 4Z_с Z_п\right]^2}{4Z_с^2\ (Z_с + 3Z_п)^2} =$$

$$= \frac{Z_п(Z_с + Z_п)\ \left[(Z_с + Z_п)^2 + 4Z_с Z_п\right]}{Z_с\ (Z_с + 3Z_п)^2} = \frac{Z_п}{C}. \qquad (1.85)$$

При сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_с >> Z_п$)

$$R_{вх} \approx R_н/4 \approx Z_п = Z_0/2.$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии

$$R_{вх} = R_н \frac{(Z_{c2} + Z_0)^2}{(2Z_{c2} + Z_0)^2} = Z_0 \frac{Z_{c2} + Z_0}{2Z_{c2} + Z_0} = \frac{Z_0}{C + B}. \qquad (1.86)$$

При $Z_{c2} >> Z_0$

$$R_{вх} \approx R_н/4 \approx Z_0/2.$$

В общем случае при реализации устройства из отрезков коаксиальной линии на основании (1.64), (1.67) с учетом (1.78), (1.80), (1.83) находим:

$$I_{1\ell} = E/Z_0;\ I_{3\ell} = E\left(\frac{Z_{c2}}{Z_0(Z_{c2}+Z_0)} + \frac{1}{j(Z_{c2}+Z_0)\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\right).$$

Входной ток, потребляемый от источника сигнала E,

$$I_{вх} = E\left(\frac{2Z_{c2}+Z_0}{Z_0(Z_{c2}+Z_0)} + \frac{1}{j(Z_{c2}+Z_0)\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\right).$$

Соответственно входная проводимость устройства $Y_{вх}$, резистивная $R_{вх}$ и реактивная $jX_{вх}$ составляющие входного сопротивления при параллельной схеме представления (см. рис. 1.8):

$$Y_{вх} = \frac{2Z_{c2}+Z_0}{Z_0(Z_{c2}+Z_0)} + \frac{1}{j(Z_{c2}+Z_0)\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх};$$

$$R_{вх} = \frac{Z_0(Z_{c2}+Z_0)}{2Z_{c2}+Z_0),}$$

что совпадает с (1.86);

$$jX_{вх} = j\,(Z_{c2}+Z_0)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

Чем больше Z_{c2} и чем ближе электрическая длина отрезков $\beta\ell$ к $\pi/2$, тем слабее будет проявляться реактивная составляющая входного сопротивления устройства.

При реализации устройства из отрезков двухпроводной линии на основании (1.64), (1.67) с учетом (1.76), (1.80), (1.82) получаем для входной проводимости устройства:

$$Y_{вх} = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх} = \frac{Z_c(Z_c+3Z_п)^2}{Z_п(Z_c+Z_п)[(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п]} +$$

$$+\frac{2(Z_c+Z_п)}{j\ \left[(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} +$$

$$+\frac{(Z_c+Z_п)^3 - Z_c(Z_c-Z_п)(Z_c+3Z_п)}{-jZ_c\ (Z_c+Z_п)\ \left[(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]\ \mathrm{ctg}\ \beta\ell}. \qquad (1.87)$$

Первое слагаемое (1.87) определяет резистивную составляющую входного сопротивления $R_{вх}$, совпадающую с (1.85). Два последних слагаемых определяют реактивную составляющую входного сопротивления $jX_{вх}$, которую можно рассматривать как параллельное соединение короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением

$$Z_{0кз} = \frac{(Z_с + Z_п)^2 + 4Z_с Z_п}{2(Z_с + Z_п)}$$

и разомкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением

$$Z_{0хх} = \frac{Z_с(Z_с + Z_п)\left[(Z_с + Z_п)^2 + 4Z_с Z_п\right]}{\left[(Z_с + Z_п)^3 - Z_с(Z_с - Z_п)(Z_с + 3Z_п)\right]} = \frac{Z_с}{A}.$$

Выражению (1.87) в соответствие может быть поставлена эквивалентная схема (рис. 1.43).

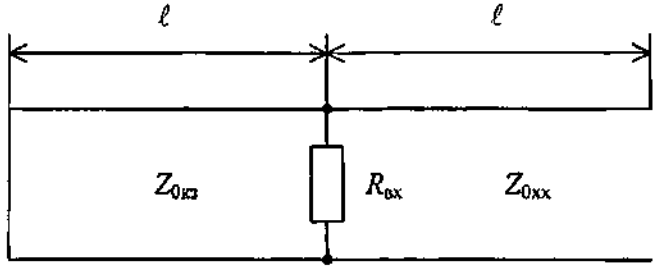


Рис. 1.43

Из условия равенства величин сопротивлений короткозамкнутого и разомкнутого отрезков $Z_{0кз}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell = Z_{0хх}\,\mathrm{ctg}\,\beta\ell$ может быть определена длина отрезков, при которой на выбранной частоте реактивная составляющая входного сопротивления равна бесконечности (отрезки образуют параллельный колебательный контур, настроенный на выбранную частоту). Последнее имеет место, если $\beta\ell = \mathrm{arc\,tg}\sqrt{Z_{0хх}/Z_{0кз}}$, т. е. при

$$\ell = \frac{1}{\beta}\mathrm{arc\,tg}\sqrt{Z_{0хх}/Z_{0кз}} = \frac{\lambda}{2\pi}\mathrm{arc\,tg}\sqrt{Z_{0хх}/Z_{0кз}} \qquad (*)$$

Очевидно, если на рабочей частоте электрическая длина отрезка βl окажется равной $\pi/2$, то за счет разомкнутого отрезка линии произойдет короткое замыкание входа устройства и как следствие

короткое замыкание источника сигнала E. Следовательно, при реализации устройства на основе двухпроводной линии длина отрезков должна удовлетворять условию $\ell < \lambda_в/4$, где $\lambda_в$ – минимальная длина волны, соответствующая максимальной рабочей частоте устройства $\omega_в$. Если обеспечить выполнение (*) на максимальной рабочей частоте устройства, то в рабочей полосе частот ($\omega_н \ldots \omega_в$) характер реактивной составляющей входного сопротивления будет одинаковым – индуктивным. При выполнении условия (*) на частоте $\omega_н < \omega < \omega_в$ характер реактивной составляющей входного сопротивления будет емкостным вблизи максимальной рабочей частоты $\omega_в$ и индуктивным вблизи минимальной (нижней) рабочей частоты $\omega_н$. Если условие (*) обеспечивается на частоте $\omega_н < \omega < \omega_в$, то непременно должно быть выполнено условие $\ell < \lambda_в/4$. При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии указанное ограничение на длину отрезка отсутствует. Обратим внимание, что при сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_с >> Z_п$) волновое сопротивление Z_{0xx} достигает большой, но все-таки конечной величины. Поэтому ограничение на длину отрезка $\ell < \lambda_в/4$ является принципиальным при использовании отрезков двухпроводной линии. Если можно пренебречь входным сопротивлением разомкнутого отрезка, то реактивная составляющая входного сопротивления рассматриваемого устройства согласно эквивалентной схеме (рис. 1.43) будет практически определяться короткозамкнутым отрезком и при $Z_с >> Z_п$ можно считать

$$jX_{вх} \approx j\frac{Z_с}{2}\operatorname{tg}\ \beta\ell .$$

Отметим, что при реализации устройства на основе двухпроводной линии на выходах отрезков (но не на выходе устройства) всегда будет составляющая напряжения, величина которой зависит от частоты

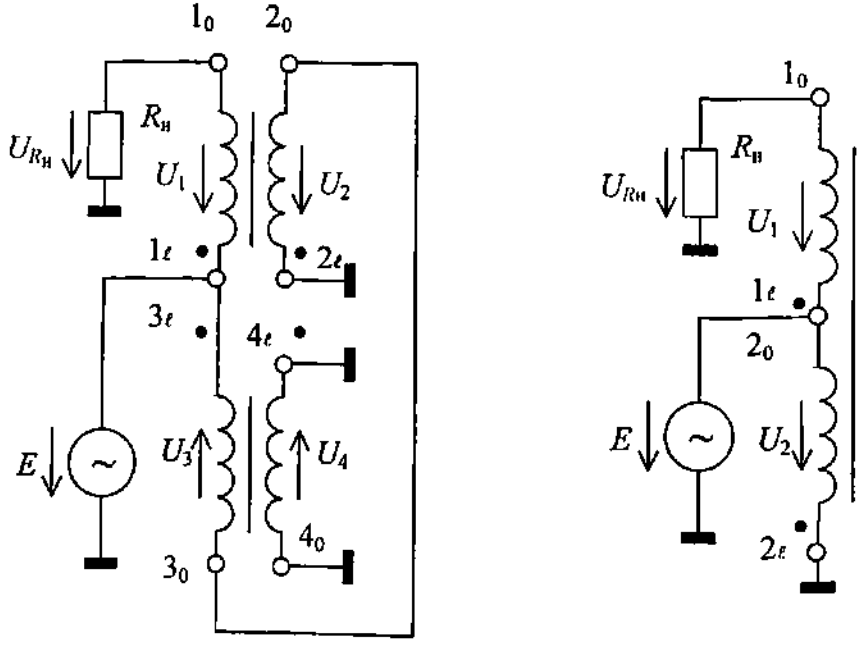
$$\frac{A}{\cos\beta\ell}E ,$$

так как значение коэффициента A, хотя и мало, но не равно нулю. Чем меньше электрическая длина отрезка $\beta\ell$, тем меньше величина этой составляющей напряжения. При реализации устройства на основе коаксиальной линии $A = 0$ и рассматриваемая составляющая напряжения равна нулю, независимо от электрической длины отрезка.

Обратим внимание, что если в рассматриваемом устройстве провод 2 соединить с землею (корпусом) на обоих концах, то уст-

ройство превратится в параллельное соединение источника сигнала E и двух отрезков линий: одного – нагруженного на сопротивление $R_н$, другого – короткозамкнутого на конце. Характеристики устройства при этом могут быть найдены из приведенных выше соотношений. В частности, при реализации устройства из отрезков коаксиальной линии при $Z_{c2} = 0$ (в этом случае $R_н = Z_0$) оказывается: $U_{10} = U_{R_н} = E\,e^{-j\beta\ell}$, т. е. $|K_u| = 1$, $R_{вх} = Z_0$, что соответствует согласованному отрезку линии (отрезок, нагруженный на сопротивление $R_н = Z_0$); $jX_{вх} = jZ_0 \operatorname{tg} \beta\ell$, а это соответствует короткозамкнутому отрезку линии с волновым сопротивлением Z_0.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, ТЛ по схеме рис. 1.41 можно представить, как показано на рис. 1.44,*а*. При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии и размещении проводов 3, 4 без ферритового сердечника в области нижних рабочих частот, когда длиной проводов 3, 4 и их индуктивностями можно пренебречь, рассматриваемый ТЛ можно представить в виде схемы (рис. 1.44,*б*), соответствующей повышающему автотрансформатору.



а *б*

Рис. 1.44

Продольные напряжения на обмотках в схеме (рис. 1.44):

$U_1 = U_{10} - E \approx E\,(2e^{-j\beta\ell} - 1) \approx E$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_2 = U_{20} = E\,(A/\cos\beta\ell + B\,e^{-j\beta\ell}) \approx E\,e^{-j\beta\ell} \approx E$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_3 = U_{30} - E = U_{20} - E \approx E\,(e^{-j\beta\ell} - 1) \approx 0$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_4 = 0$ независимо от величины $\beta\ell$.

Напряжение на нагрузке: $U_{R_н} = U_{10} = U_1 + U_2 - U_3 \approx U_1 + U_2$.

При $\beta\ell \to 0$ $U_{R_н} \approx 2E$.

Очевидно, результаты, получаемые на основании схемы рис. 1.44, должны согласовываться с результатами, получаемыми для области нижних рабочих частот ТЛ из анализа на основании уравнений связанных линий.

Реактивная составляющая входного сопротивления для источника сигнала E согласно схемам рис. 1.44 будет определяться индуктивностью намагничивания трансформатора L_μ, образованного обмотками из проводов 1, 2 на ферритовом сердечнике (обмотки из проводов 3, 4 практически не оказывают влияния в силу отсутствия на них напряжений: $U_4 = 0$; $U_3 \approx 0$). Так как согласно схеме рис. 1.44, *б* источник сигнала E подключается непосредственно к обмотке из провода 2, то именно эта обмотка и определяет результирующую индуктивность намагничивания трансформатора L_μ.

Реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх} = j\omega L_\mu$.

При реализации рассматриваемого ТЛ из отрезков двухпроводной линии на основании уравнений связанных линий для реактивной составляющей входного сопротивления было получено:

$$jX_{вх} \approx j\frac{Z_c}{2}\operatorname{tg}\,\beta\ell\,.$$

Принимая на нижних рабочих частотах $\operatorname{tg}\beta\ell \approx \beta\ell$, будем иметь

$$\frac{Z_c}{2}\beta\ell \approx \omega L_\mu\,,$$

откуда следует

$$L_\mu \approx \frac{Z_c}{2\omega}\beta\ell = \frac{\ell L_{пог.с}}{2}\,,$$

где $L_{пог.с}$ – погонная индуктивность длинной линии при возбуждении синфазных волн напряжения в системе связанных линий из проводов 1, 2 на ферритовом сердечнике.

При реализации ТЛ из отрезков коаксиальной линии в случае $Z_{c2} >> Z_0$

$$jX_{вх} \approx jZ_{c2} \operatorname{tg} \beta\ell.$$

На нижних рабочих частотах $\operatorname{tg} \beta\ell \approx \beta\ell$, и можно считать $\omega L_\mu \approx \approx Z_{c2}\beta\ell$, откуда следует

$$L_\mu \approx \frac{Z_{c2}}{\omega}\beta\ell = \ell L_{пог.\,c2},$$

где $L_{пог.c2}$ – погонная индуктивность линии, образованной проводом 2 на ферритовом сердечнике при возбуждении синфазных волн напряжения в системе проводов 1, 2, образующих коаксиальную линию с центральным проводником 1.

Необходимое значение L_μ определяется из допустимого значения величины $X_{вх} = \omega L_\mu$ по отношению к $R_{вх} \approx R_н/4$.

Принимая $\omega_н L_\mu \geq (3...5)\, R_{вх}$, получаем

$$L_\mu \approx \frac{(3...5)R_{вх}}{\omega_н} \approx \frac{(3...5)R_н}{4\omega_н} \approx \frac{R_н}{\omega_н},$$

где $\omega_н$ – нижняя рабочая частота трансформатора.

При реализации устройства на отрезках двухпроводной линии должно выполняться условие

$$\frac{Z_c}{2} \operatorname{tg} \beta_н \ell \geq (3...5)R_{вх},$$

из которого следует

$$Z_c \geq \frac{(6...10)R_{вх}}{\operatorname{tg} \beta_н \ell} \approx \frac{(1{,}5...2{,}5)R_н}{\operatorname{tg} \beta_н \ell} \approx \frac{2R_н}{\operatorname{tg} \beta_н \ell},$$

где $\beta_н = 2\pi/\lambda_н = \omega_н/v$ – волновое число на нижней рабочей частоте ТЛ.

В случае отрезков из коаксиальной линии должно быть

$$(Z_{c2} + Z_0) \operatorname{tg} \beta_н \ell \geq (3...5)\, R_{вх} \approx R_н = 2Z_0.$$

Из последнего соотношения следует

$$Z_{c2} \geq Z_0\left(\frac{2}{\operatorname{tg} \beta_н \ell} - 1\right).$$

Найденные значения L_μ, Z_c, Z_{c2} используются при разработке конструкции устройства, а также для выбора размеров и типа ферритового сердечника.

Отметим, что в области нижних рабочих частот и при малой электрической длине отрезков $\beta\ell$ схемы рис. 1.44 справедливы и при отсутствии ферритового сердечника. Однако применение ферритового сердечника позволяет понизить (и часто весьма существенно) значение нижней рабочей частоты ТЛ. Дело в том, что магнитная проницаемость $\mu = \mu_0\mu_r$ у СВЧ ферритов зависит от частоты, причем значение μ на низких частотах больше, чем на высоких. Поэтому с понижением частоты автоматически возрастает значение Z_c, соответственно возрастает и результирующая индуктивность намагничивания трансформатора L_μ, пропорционально зависящая от значения Z_c и длины отрезков ℓ. (Если бы все пространство между проводами и общей проводящей поверхностью (корпусом) устройства в случае двухпроводной линии или все пространство между наружным проводом (оплеткой) коаксиальной линии и общей проводящей поверхностью (корпусом) устройства было заполнено ферритом, то волновое сопротивление Z_c возросло бы в $\sqrt{\mu_r}$ раз по сравнению с сопротивлением при воздушном заполнении пространства.) При отсутствии ферритового сердечника индуктивность намагничивания трансформатора переходит в индуктивность обмотки-катушки, образованной проводом 2. Следовательно, при отсутствии ферритового сердечника шунтирующая источник сигнала E индуктивность оказывается, при прочих равных условиях, существенно меньше, что сужает рабочую полосу частот устройства со стороны нижних частот. Размещение проводов отрезков в форме витков увеличивает как индуктивность намагничивания трансформатора L_μ, так и индуктивность катушек без ферритового сердечника, образованных проводами отрезка линии. При сильной связи между соседними витками катушки результаты, получаемые на основании уравнений связанных линий с гладкими проводниками, могут оказаться неточными. В этом случае более точными могут оказаться результаты, получаемые из анализа схем рис. 1.44, причем они будут тем точнее, чем меньше электрическая длина отрезков, когда токи вдоль проводов можно считать неизменными по величине, как в цепях с сосредоточенными параметрами.

Покажем пригодность схем рис. 1.44 для анализа устройства в случае реализации его без ферритового сердечника при намотке проводов отрезков линий на катушки из фторопласта. Исключая из

рассмотрения катушки из проводов 3, 4, эквивалентную схему устройства можно представить в виде двух связанных катушек, как показано на рис. 1.45, обладающих индуктивностями L_1 и L_2, соответственно (при использовании двухпроводной линии провода катушек одинакового сечения и $L_1 = L_2$; при использовании коаксиальной линии сечения проводов и диаметры витков несколько различаются и $L_1 \approx L_2$).

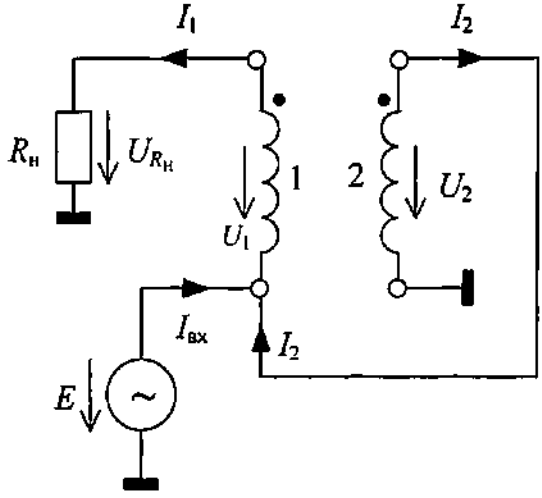


Рис. 1.45

При принятых на схеме рис. 1.45 обозначениях $I_{вх} = I_1 - I_2$. Полагая $U_{R_н} \approx 2E$, можно считать: $I_1 \approx 2E/R_н$.

На основании второго закона Кирхгофа для контура из источника сигнала E и катушки из провода 2 справедливо уравнение

$$E + j\,\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 = 0, \qquad (*)$$

из которого следует

$$I_2 = -\frac{E}{j\omega L_2} - \frac{M}{L_2} I_1,$$

где L_2 – индуктивность катушки из провода 2; M – взаимная индуктивность катушек из проводов 1, 2.

С учетом последнего выражения

$$I_{вх} = I_1\left(1 + \frac{M}{L_2}\right) + \frac{E}{j\omega L_2} \approx \frac{2E}{R_н}\left(1 + \frac{M}{L_2}\right) + \frac{E}{j\omega L_2}.$$

Следовательно,

$$Y_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}}{E} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{jX_{\text{вх}}} \approx \frac{2}{R_{\text{н}}}\left(1 + \frac{M}{L_2}\right) + \frac{1}{j\omega L_2}.$$

Как следует из полученного соотношения,

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{R_{\text{н}}}{2\left(1 + \frac{M}{L_2}\right)}; \quad jX_{\text{вх}} \approx j\omega L_2.$$

Выражение для реактивной составляющей входного сопротивления устройства подтверждает сказанное ранее, что при отсутствии ферритового сердечника индуктивность намагничивания трансформатора переходит в индуктивность обмотки-катушки, к которой непосредственно подключается источник сигнала E. В данном случае такой обмоткой-катушкой является катушка из провода 2, обладающая индуктивностью L_2.

Таким образом, в рассматриваемом устройстве результирующая индуктивность, шунтирующая источник сигнала E,

$$L_{\text{р}} = L_2 \approx \ell\, L_{\text{пог.с}}/2$$

при намотке отрезка двухпроводной линии на фторопластовую катушку и

$$L_{\text{р}} = L_2 \approx \ell\, L_{\text{пог.с2}}$$

при намотке на фторопластовую катушку отрезка коаксиальной линии. В последних соотношениях $L_{\text{пог.с}}$ и $L_{\text{пог.с2}}$ – погонные индуктивности линий, образованных проводами 2 в системе проводов 1, 2 при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения. Чем больше шаг намотки витков, тем справедливее последние соотношения для $L_{\text{р}}$.

При сильной связи между катушками, полагая $M \approx L_2$, имеем $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{н}}/4$, что полностью согласуется с полученными ранее результатами из анализа устройства на основании уравнений связанных линий.

Обратим внимание, что в уравнении (*) при принятых обозначениях на рис. 1.45 $j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 = -U_2$.

Рассмотрим устройство, состоящее из трех ТЛ 1:1, включенных по отношению к источнику сигнала E параллельно, а по отношению

к нагрузке $R_н$ последовательно. Схема устройства показана на рис. 1.46. Для общности результатов будем считать отрезки связанных линий, образованных парами рядом стоящих проводов, разными.

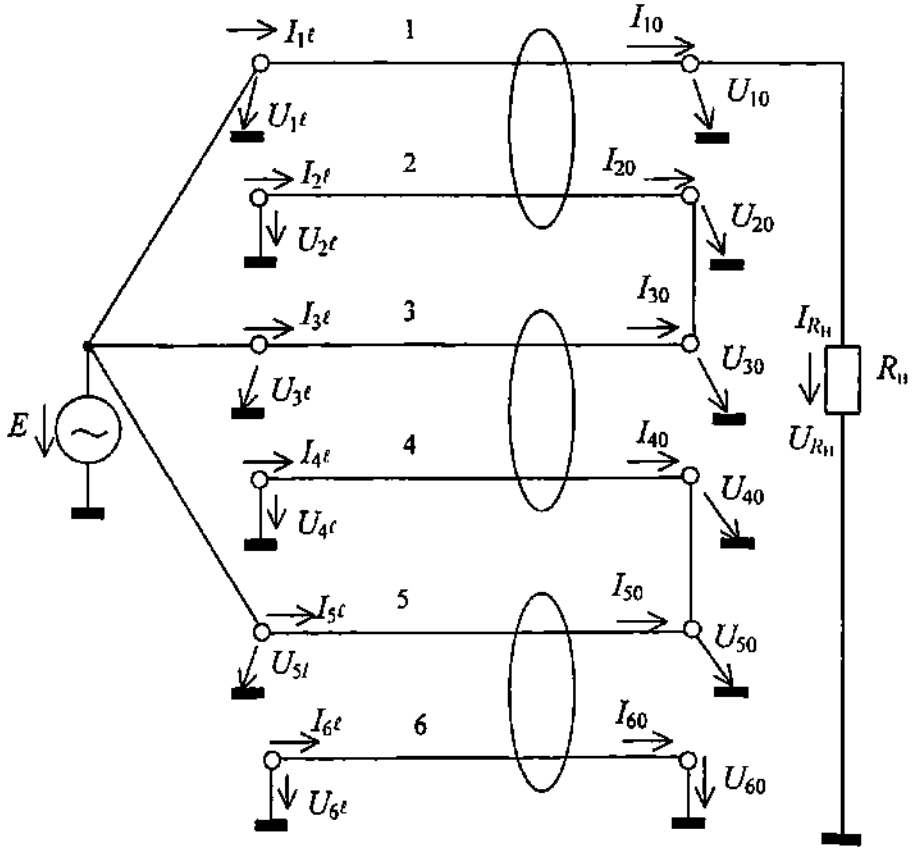


Рис. 1.46

Граничные условия на концах проводов:

$$U_{10} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н = I_{10} R_н; \qquad I_{R_н} = I_{10};$$

$$U_{20} = U_{30}; \qquad U_{40} = U_{50}; \qquad U_{60} = 0;$$

$$I_{20} = -I_{30}; \qquad I_{40} = -I_{50};$$

$$U_{1\ell} = U_{3\ell} = U_{5\ell} = E; \qquad U_{2\ell} = U_{4\ell} = U_{6\ell} = 0.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом граничных условий:

– для пары проводов 1, 2:

$$I_{1\ell} = I_{10} \cos \beta\ell + j\,(U_{10}/W_{11} - U_{20}/W_{12}) \sin \beta\ell;$$

$$U_{1\ell} = U_{10} \cos \beta\ell + j\,(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}) \sin \beta\ell = E; \qquad (1.89)$$

$$I_{2\ell} = I_{20} \cos \beta\ell + j\,(U_{20}/W_{22} - U_{10}/W_{12}) \sin \beta\ell;$$

$$U_{2\ell} = U_{20} \cos \beta\ell + j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}) \sin \beta\ell = 0; \qquad (1.90)$$

– для пары проводов 3, 4:

$$I_{3\ell} = -I_{20} \cos \beta\ell + j\,(U_{20}/W_{33} - U_{40}/W_{34}) \sin \beta\ell; \qquad (1.91)$$

$$U_{3\ell} = U_{20} \cos \beta\ell + j\,(-I_{20}Z_{033} + I_{40}Z_{034}) \sin \beta\ell = E; \qquad (1.92)$$

$$I_{4\ell} = I_{40} \cos \beta\ell + j\,(U_{40}/W_{44} - U_{20}/W_{34}) \sin \beta\ell;$$

$$U_{4\ell} = U_{40} \cos \beta\ell + j\,(I_{40}Z_{044} - I_{20}Z_{034}) \sin \beta\ell = 0; \qquad (1.93)$$

– для пары проводов 5, 6:

$$I_{5\ell} = -I_{40} \cos \beta\ell + j\,(U_{40}/W_{55}) \sin \beta\ell; \qquad (1.94)$$

$$U_{5\ell} = U_{40} \cos \beta\ell + j\,(-I_{40}Z_{055} + I_{60}Z_{056}) \sin \beta\ell = E; \qquad (1.95)$$

$$I_{6\ell} = I_{60} \cos \beta\ell - j\,(U_{40}/W_{56}) \sin \beta\ell;$$

$$U_{6\ell} = j\,(I_{60}Z_{066} - I_{40}Z_{056}) \sin \beta\ell = 0. \qquad (1.96)$$

Из (1.96):

$$I_{60} = I_{40} \frac{Z_{056}}{Z_{066}}. \qquad (1.97)$$

Из (1.95), учитывая (1.97) и соотношение $Z_{055}Z_{066} - Z_{056}^2 = Z_{066}W_{55}$, находим

$$I_{40} = (E - U_{40} \cos \beta\ell)/(-jW_{55} \sin \beta\ell). \qquad (1.98)$$

Из (1.93) с учетом (1.98):

$$I_{20} = U_{40} \frac{(Z_{044} + W_{55})}{jZ_{034}W_{55}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} - \frac{EZ_{044}}{jZ_{034}W_{55}\ \sin\ \beta\ell}. \qquad (1.99)$$

Из (1.92), учитывая (1.98), (1.99) и соотношение

$$Z_{033}Z_{044} - Z_{034}^2 = Z_{034}W_{34} = Z_{033}Z_{44},$$

находим

$$U_{20} = U_{40}\frac{Z_{033}(W_{44}+W_{55})}{Z_{034}W_{55}} - E\frac{(W_{34}-W_{55})}{W_{55}\ \cos\ \beta\ell}. \qquad (1.100)$$

Из (1.90), учитывая (1.99), (1.100), получаем:

$$U_{40} = E\frac{Z_{034}(W_{34}-W_{55})+Z_{022}Z_{044}}{[Z_{034}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})]\ \cos\ \beta\ell} -$$

$$-jI_{10}\frac{Z_{012}Z_{034}W_{55}\ \operatorname{tg}\ \beta\ell}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})}. \qquad (1.101)$$

Подставляя (1.101) в (1.99), получаем:

$$I_{20} = \frac{-E}{jZ_{034}W_{55}\sin\beta\ell}\left\{Z_{044} - \frac{(Z_{044}+W_{55})\ [(Z_{034}(W_{34}-W_{55})+Z_{022}Z_{044}]}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})}\right\} -$$

$$-I_{10}\frac{Z_{012}(Z_{044}+W_{55})}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})}. \qquad (1.102)$$

Из (1.89), учитывая (1.102) и граничное условие $U_{10} = I_{10}R_{н}$, а также соотношения между характеристическими сопротивлениями связанных линий, получаем:

$$I_{10}\cos\beta\ell\left(R_{н} + jZ_{011}\frac{Z_{033}(W_{44}+W_{55})\ +W_{22}(Z_{044}+W_{55})}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})}\operatorname{tg}\ \beta\ell\right) =$$

$$= E\left(1+\frac{Z_{012}(Z_{034}+Z_{044}+W_{55})}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})}\right). \qquad (1.103)$$

При

$$R_{н} = Z_{011}\frac{Z_{033}(W_{44}+W_{55})\ +W_{22}(Z_{044}+W_{55})}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})} \qquad (1.104)$$

рассматриваемое устройство проявляет свойства ТЛ: величины выходного тока $I_{10} = I_{R_{н}}$ и выходного напряжения $U_{10} = U_{R_{н}}$ не зависят от частоты. В этом случае

$$I_{10} = E\left\{\frac{Z_{033}(W_{44}+W_{55}) + Z_{022}(Z_{044}+W_{55}) + Z_{012}(Z_{034}+Z_{044}+W_{55})}{Z_{011}[Z_{033}(W_{44}+W_{55}) + W_{22}(Z_{044}+W_{55})}\right\}e^{-j\beta l}. \quad (1.105а)$$

$$U_{10} = U_{R_н} = E\left(1+\frac{Z_{012}(Z_{034}+Z_{044}+W_{55})}{Z_{033}(W_{44}+W_{55})+Z_{022}(Z_{044}+W_{55})}\right)e^{-j\beta l} \quad (1.105б)$$

Обратим внимание на сходство правых частей (1.103) и (1.105б).

Как видно из (1.105б), величина выходного напряжения $|U_{10}| > E$.

При реализации устройства из отрезков двухпроводной линии с одинаковыми параметрами

$$Z_{011} = Z_{022} = Z_{033} = Z_{044} = Z_{055} = Z_{066} = (Z_с + Z_п)/2;$$

$$Z_{012} = Z_{034} = Z_{056} = (Z_с - Z_п)/2; \quad W_{12} = W_{34} = W_{56} = 2Z_cZ_п/(Z_с - Z_п);$$

$$W_{11} = W_{22} = W_{33} = W_{44} = W_{55} = W_{66} = 2Z_cZ_п/(Z_с + Z_п);$$

$$R_н = \frac{2Z_cZ_п\left[3\ (Z_с+Z_п)^2 + 4Z_cZ_п\right]}{(Z_с+Z_п)\left[(Z_с+Z_п)^2 + 12Z_cZ_п\right]}.$$

При сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_с >> Z_п$) $R_н \approx 6\ Z_п = 3\ Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии.

Второе слагаемое в квадратных скобках (1.105б) приводится к виду

$$\frac{2Z_с\ (Z_с - Z_п)(Z_с + 3Z_п)}{(Z_с+Z_п)\ [(Z_с+Z_п)^2 + 12Z_cZ_п]}$$

и при сильной связи между проводами двухпроводной линии оказывается близким по величине к двум. Величина выходного напряжения при этом

$$|U_{10}| \approx 3E.$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и подключении источника сигнала E к центральным проводам отрезков (провода 1, 3, 5)

$$Z_{011} = Z_{033} = Z_{055} = Z_{c2} + Z_0; \quad Z_{012} = Z_{034} = Z_{056} = Z_{c2};$$

$$Z_{022} = Z_{044} = Z_{066} = Z_{c2}; \quad W_{11} = W_{33} = W_{55} = Z_0;$$

$$W_{12} = W_{34} = W_{56} = Z_0; \quad W_{22} = W_{44} = W_{66} = Z_{c2}Z_0 \ /(Z_{c2} + Z_0),$$

где $Z_{c2} = Z_{c4} = Z_{c6}$ – характеристическое сопротивление наружного провода коаксиальной линии (провода 2, 4, 6) при синфазном возбуждении волн напряжения. В этом случае

$$R_н = \frac{Z_0 \ (Z_{c2} + Z_0) + (3Z_{c2} + Z_0)}{(Z_{c2} + Z_0)^2 + Z_{c2}Z_0}.$$

При $Z_{c2} >> Z_0$

$$R_н \approx 3 \ Z_0.$$

Второе слагаемое в квадратных скобках (1.105б) приводится к виду

$$\frac{Z_{c2}(2Z_{c2} + Z_0)}{(Z_{c2} + Z_0)^2 + Z_{c2}Z_0}$$

и при $Z_{c2} >> Z_0$ по величине приближения к двум. Величина выходного напряжения при этом

$$|U_{10}| \approx 3E.$$

Как следует из приведенных выше соотношений, у рассматриваемого устройства максимально достижимая величина коэффициента передачи по напряжению стремится к трем. Необходимое сопротивление нагрузки $R_н$ оказывается примерно равным утроенному значению волнового сопротивления линии, из отрезков которой изготавливается устройство.

Напряжения между проводами на выходе каждого отрезка можно рассматривать в виде двух составляющих, величина одной из которых зависит от частоты, а другой – не зависит.

Действительно, представив с целью сокращения записи (1.101) в виде

$$U_{40} = E\frac{a}{\cos\beta\ell} - jI_{10}b \ \text{tg} \ \beta\ell,$$

а (1.105а) в виде $I_{10} = Ec\, e^{-j\beta\ell}$, после несложных преобразований получаем для напряжения на выходе между проводами 5, 6:

$$U_{50} = U_{40} = E\left(\frac{a - bc}{\cos\beta\ell} + bce^{-j\beta\ell}\right). \qquad (1.106)$$

Напряжение на выходе между проводами 3, 4: $U_{34} = U_{20} - U_{40}$.

Записав (1.100) в виде

$$U_{20} = U_{40}d - E\frac{f}{\cos\beta\ell}, \qquad (1.107)$$

с учетом (1.106) получим:

$$U_{34} = E\left(\frac{(a-bc)\ (d-1)-f}{\cos\beta\ell} + bc\ (d-1)\ e^{-j\beta\ell}\right).$$

Напряжение на выходе между проводами 1, 2:

$$U_{12} = U_{10} - U_{20}.$$

Записав (1.105б) в виде $U_{10} = Eke^{-j\beta\ell}$, с учетом (1.106), (1.107) получим:

$$U_{12} = E\left((k-bcd)\ e^{-j\beta\ell} - \frac{(a-bc)\ d-f}{\cos\beta\ell}\right).$$

Обратим внимание, что в приведенных выше соотношениях коэффициенты a, d, f, k – безразмерные, а коэффициенты b, c имеют размерности Ом и 1/Ом соответственно.

При сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_c >> Z_п$) и при $Z_{c2} >> Z_0$ в случае реализации устройства из отрезков коаксиальной линии можно считать $a \approx 1$, $b \approx Z_0$, $c \approx 1/Z_0$ (при использовании коаксиальной линии $c = 1/Z_0$), $d \approx 2$ (в общем случае $d > 2$), $f \approx 0$ (при использовании коаксиальной линии $f = 0$), $k \approx 3$. При реализации устройства из отрезков двухпроводной линии $(a - bc) \approx 0$, а при реализации устройства из отрезков коаксиальной линии $(a - bc) = 0$. Последнее равенство и равенство $f = 0$ в случае отрезков из коаксиальной линии и при подключении источника сигнала E к центральным проводникам 1, 3, 5 обусловливают отсутствие на выходах проводов отрезков составляющих напряжений, величины которых зависят от частоты сигнала. Выходные напряжения отрезков в этом случае содержат только независимые по величине от частоты составляющие:

$$U_{50} = U_{40} = Ebce^{-j\beta\ell} \approx Ee^{-j\beta\ell};$$
$$U_{34} = Ebc\ (d-1)\ e^{-j\beta\ell} \approx Ee^{-j\beta\ell}.$$
$$U_{12} = E\ (k-bcd)\ e^{-j\beta\ell} \approx Ee^{-j\beta\ell}$$

При реализации устройства из отрезков двухпроводной линии на выходах проводов отрезков кроме частотно-независимых по ве-

личине составляющих напряжений будут составляющие, величины которых зависят от частоты. Чем меньше длина отрезков, тем меньше эти составляющие (величина составляющей обратно пропорциональна значению $\cos\beta\ell$).

Провода 1, 2, 3, 4, 5 в рассматриваемом устройстве должны быть изолированы от земли (корпуса) за исключением точек у проводов 2, 4 вблизи присоединения источника сигнала. Что касается провода 6, то он может быть соединен с землею (корпусом) устройства по всей длине, соответственно пара проводов 5, 6 может быть заменена одним проводом 5, но расположенным по отношению к земле (корпусу) устройства так, чтобы волновое сопротивление образованной проводом 5 однопроводной линии Z_{05} было равно W_{55}. Действительно, при замене отрезка линий из проводов 5, 6 однопроводной линией для токов и напряжений будут справедливы уравнения одиночной линии, согласно которым с учетом граничных условий на концах проводов рассматриваемого устройства

$$I_{5\ell} = I_{50}\cos\beta\ell + j\frac{U_{50}}{Z_{05}}\sin\beta\ell = -I_{40}\cos\beta\ell + j\frac{U_{40}}{Z_{05}}\sin\beta\ell;$$

$$U_{5\ell} = U_{50}\cos\beta\ell + jI_{50}Z_{05}\sin\beta\ell = U_{40}\cos\beta\ell - jI_{40}Z_{05}\sin\beta\ell = E.$$

Из последнего уравнения:

$$I_{40} = (E - U_{40}\cos\beta\ell)/(-j\,Z_{05}\sin\beta\ell). \qquad (1.108)$$

Если реализовать $Z_{05} = W_{55}$, то (1.108) совпадет с (1.98) и будут в силе все полученные выше соотношения.

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии отрезок, образованный проводами 5, 6, может быть размещен без какого-либо каркаса (ферритового кольца, фторопластовой катушки), как и в случае отрезка из проводов 3, 4 в устройстве по схеме рис. 1.41.

Входной ток для источника сигнала E в рассматриваемом устройстве $I_{вх} = I_{1\ell} + I_{3\ell} + I_{5\ell}$, а входная проводимость устройства

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} = \frac{I_{вх}}{E}.$$

На основании (1.88), (1.91), (1.94), учитывая $U_{10} = I_{10}R_н$, получаем:

$$I_{вх} = I_{10}\cos\beta\ell\left(1 + j\frac{R_н}{W_{11}}\operatorname{tg}\ \beta\ell\right) - (I_{20} + I_{40})\cos\beta\ell +$$

$$+ jU_{20}\left(\frac{W_{12} - W_{33}}{W_{12}W_{33}}\right)\sin\beta\ell + jU_{40}\left(\frac{W_{34} - W_{55}}{W_{34}W_{55}}\right)\sin\beta\ell .$$

С учетом введенных выше обозначений коэффициентов для сокращения записи выражений, определяющих I_{10}, U_{20}, U_{40}, а также записав (1.99) в виде

$$I_{20} = -jg\frac{U_{40}}{\operatorname{tg}\ \beta\ell} + j\frac{hE}{\sin\ \beta\ell}$$

и принимая отрезки линий идентичными, что позволяет, в частности, считать $W_{12} = W_{34}$; $W_{33} = W_{55} = W_{11}$, после выполнения соответствующих преобразований получаем:

$$I_{вх} = E\left\{c\left(1 + \frac{b\ (1 + gW_{11})}{W_{11}}\right)\cos^2\beta\ell + c\left(\frac{R_н}{W_{11}} + \frac{bf}{W_{12}}(1 + d)\right)\sin^2\beta\ell +\right.$$

$$+ jc\left(\frac{R_н}{W_{11}} - 1 - \frac{b\ (1 + gW_{11})}{W_{11}} + \frac{bf}{W_{12}}(1 + d)\right)\cos\ \beta\ell\ \sin\beta\ell +$$

$$\left. + \frac{(1 + hW_{11}) - a(1 + gW_{11})}{jW_{11}\ \operatorname{tg}\beta\ell} + \frac{f}{-jW_{12}\ \operatorname{ctg}\beta\ell}[(a - bc)(1 + d) - f]\right\}. \quad (1.109)$$

При $R_н$, удовлетворяющем (1.104), когда устройство проявляет свойства ТЛ, поскольку в случае идентичных отрезков $Z_{011} = Z_{033}$; $Z_{022} = Z_{044}$; $W_{22} = W_{44}$; $W_{11} = W_{55}$, коэффициенты при $\cos^2\beta\ell$ и $\sin^2\beta\ell$ в (1.109) оказываются одинаковыми, а коэффициент при $\cos\beta\ell\ \sin\beta\ell$ оказывается равным нулю*. Входной ток устройства в этом случае

$$I_{вх} = E\left\{c\left(1 + \frac{b\ (1 + gW_{11})}{W_{11}}\right) +\right.$$

$$\left. + \frac{(1 + hW_{11}) - a\ (1 + gW_{11})}{jW_{11}\ \operatorname{tg}\ \beta\ell} + \frac{f}{-jW_{12}\ \operatorname{ctg}\ \beta\ell}[(a - bc)(1 + d) - f]\right\}. \quad (1.110)$$

---

* Обратим внимание, что коэффициент при $\cos\beta\ell\ \sin\beta\ell$ равен разности коэффициентов при $\sin^2\beta\ell$ и $\cos^2\beta\ell$.

Первое слагаемое в фигурных скобках (1.110) определяет резистивную составляющую входного сопротивления, которая оказывается равной

$$R_{вх} = 1\Big/\left\{c\left(1+\frac{b\ (1+gW_{11})}{W_{11}}\right)\right\}, \qquad (1.111)$$

а два последних слагаемых определяют реактивную составляющую входного сопротивления $jX_{вх}$, которую можно рассматривать как результат параллельного соединения короткозамкнутого и разомкнутого отрезков линий со своими волновыми сопротивлениями $Z_{0кз}$ и $Z_{0хх}$, но одинаковой длиной ℓ. Выражению (1.110) может быть поставлена в соответствие эквивалентная схема, аналогичная представленной на рис. 1.43, но со своими параметрами. Вследствие этого остаются в силе выводы, сделанные относительно допустимой длины отрезков. При реализации устройства на отрезках двухпроводной линии должно быть выполнено условие $\ell < \lambda_в/4$. При использовании отрезков коаксиальной линии подобное ограничение на длину отрезков отсутствует. В случае коаксиальной линии коэффициент при слагаемом с зависимостью от ctg $\beta\ell$ в (1.109), (1.110) равен нулю, так как $f = 0$, $(a - bc) = 0$.

На основании (1.111) при реализации устройства на отрезках коаксиальной линии получаем

$$R_{вх} = Z_0\frac{\left[(Z_{c2}+Z_0)^2+Z_{c2}Z_0\right]}{(Z_{c2}+Z_0)\ (3Z_{c2}+Z_0)}. \qquad (1.112)$$

В случае $Z_{c2} >> Z_0$

$$R_{вх} \approx Z_0/3 \approx R_н/9.$$

При реализации устройства на отрезках двухпроводной линии

$$R_{вх} = \frac{2Z_cZ_п(Z_c+Z_п)}{(3Z_c+Z_п)^2}\left\{3+\frac{16Z_cZ_п(Z_c+Z_п)^2}{\left[(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]^2}\right\}. \qquad (1.113)$$

В случае сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_c >> Z_п$)

$$R_{вх} \approx 2Z_п/3 = Z_0/3 \approx R_н/9.$$

Аналогичные (1.112), (1.113) соотношения могут быть получены из условия $E^2/R_{вх} = |U_{10}|^2/R_н$, где $R_н$ определяется (1.104), а U_{10} определяется (1.105б).

Реактивная составляющая входного сопротивления устройства при реализации его на отрезках коаксиальной линии согласно (1.110) будет

$$jX_{вх} = j\,\frac{W_{11}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{(1+hW_{11})-a\ (1+gW_{11})} = j\frac{(Z_{c2}+Z_0)^2+Z_{c2}Z_0}{5Z_{c2}+2Z_0}\mathrm{tg}\ \beta\ell\,.$$

Если $Z_{c2} >> Z_0$, то

$$jX_{вх} \approx j\,\frac{Z_{c2}}{5}\mathrm{tg}\ \beta\ell\,.$$

Как видим, в устройстве на трех отрезках коаксиальной линии при прочих равных условиях реактивная составляющая входного сопротивления оказывается примерно в 5 раз меньше, чем в устройстве на двух отрезках линии.

При реализации устройства из отрезков двухпроводной линии реактивная составляющая его входного сопротивления может быть представлена как результат параллельного соединения двух отрезков линий: короткозамкнутого из линии с волновым сопротивлением $Z_{0кз}$ и разомкнутого с волновым сопротивлением $Z_{0хх}$. Согласно (1.110)

$$\frac{1}{jX_{вх}} = \frac{1}{jZ_{0кз}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} + \frac{1}{-jZ_{0хх}\ \mathrm{ctg}\ \beta\ell} = \frac{(1+hW_{11})-a\ (1+gW_{11})}{jW_{11}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell} +$$

$$+\ \frac{f}{-jW_{12}\ \mathrm{ctg}\ \beta\ell}[(a-bc)(1+d)-f]\,.$$

На основании последнего выражения

$$Z_{0кз} = \frac{W_{11}}{(1+hW_{11})-a\ (1+gW_{11})} = \frac{(Z_c^2-Z_п^2)\left[(Z_c+Z_п)^2+12Z_cZ_п\right]}{10Z_c^2\ (Z_c+Z_п-2Z_п^2)\ (9Z_c+Z_п)};$$

$$Z_{0хх} = \frac{W_{12}}{f\ [(a-bc)(1+d)-f]}\,.$$

При $Z_c >> Z_п$

$$Z_{0кз} \approx Z_c/10,$$

а входное сопротивление короткозамкнутого отрезка

$$jZ_{0кз}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell \approx j\frac{Z_c}{10}\mathrm{tg}\ \beta\ell .$$

Несмотря на то, что при сильной связи между проводами двухпроводной линии $W_{12} \approx W_{11}$, в силу малости значения знаменателя в выражении для Z_{0xx} волновое сопротивление Z_{0xx} оказывается существенно больше $Z_{0кз}$. Кроме того, если длина отрезков такова, что $\mathrm{ctg}\ \beta\ell > \mathrm{tg}\ \beta\ell$, то реактивная составляющая входного сопротивления устройства практически будет определяться сопротивлением короткозамкнутого отрезка, т. е. можно считать

$$jX_{вх} \approx j\frac{Z_c}{10}\mathrm{tg}\ \beta\ell ,$$

что также в 5 раз меньше, чем в устройстве на двух отрезках из идентичных линий.

Если обеспечить на рабочей частоте $Z_{0кз}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell = Z_{0xx}\ \mathrm{ctg}\ \beta\ell$, то реактивная составляющая входного сопротивления на этой частоте окажется равной бесконечности.

Выделяя в составе токов $I_{1\ell}$, $I_{3\ell}$, $I_{5\ell}$ реактивные составляющие, можно определить вклад каждого отрезка в реактивную часть входного сопротивления устройства.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, ТЛ по схеме рис. 1.46 можно представить, как показано на рис. 1.47,*а*.

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии, когда провода 5, 6 могут быть размещены без ферритового сердечника, в области нижних рабочих частот, пренебрегая длиной проводов 5, 6 и их индуктивностями, рассматриваемый ТЛ можно представить в виде схемы рис. 1.47,*б*.

Продольные напряжения на обмотках в схеме рис. 1.47:

$U_1 = U_{10} - E \approx E\,(3\ e^{-j\beta\ell} - 1) \approx 2E$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_2 = U_{20} \approx 2U_{40} \approx 2E\ e^{-j\beta\ell} \approx 2E$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_3 = U_{30} - E = U_{20} - E \approx E\,(2\ e^{-j\beta\ell} - 1) \approx E$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_4 = U_{40} \approx E\ e^{-j\beta\ell}$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_5 = U_{50} - E = U_{40} - E \approx E\,(e^{-j\beta\ell} - 1) \approx 0$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_6 = 0$ независимо от величины $\beta\ell$.

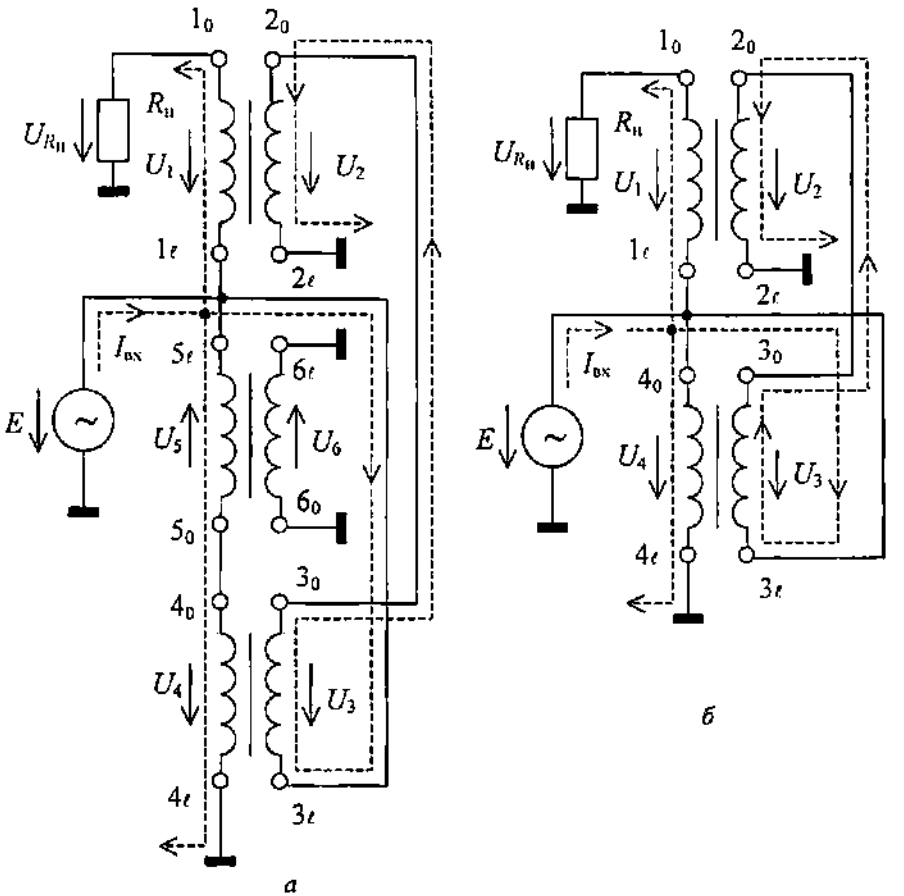


Рис. 1.47

Напряжение на нагрузке

$$U_{R_н} = U_{10} = U_1 + E = U_1 + U_4 - U_5 = U_1 + U_2 - U_3.$$

При $\beta\ell \to 0$ $\quad U_{R_н} \approx 3E$.

Реактивная составляющая входного сопротивления в схемах рис. 1.47 определяется результирующей индуктивностью намагничивания трансформатора $L_{\mu р}$, приведенной к точкам подключения источника сигнала E.

Так как $U_6 = 0$, а $U_5 \approx 0$, то результирующая индуктивность намагничивания практически определяется обмотками, образованными проводами 1, 2 и 3, 4, которые формируют два двухобмоточных трансформатора, подключенных по рассматриваемой схеме к на-

грузке $R_н$ и источнику сигнала E. Обозначим индуктивность намагничивания трансформатора, образованного обмотками из проводов 1, 2, $L_{\mu 1-2}$, а индуктивность намагничивания трансформатора, образованного проводами 3, 4, $L_{\mu 3-4}$. Реактивная мощность, запасаемая в индуктивностях намагничивания трансформаторов,

$$P_р = |U_1|^2/2\omega L_{\mu 1-2} + |U_4|^2/2\omega L_{\mu 3-4}.$$

Реактивная мощность, запасаемая в приведенной к источнику сигнала E индуктивности намагничивания трансформатора $L_{\mu р}$, должна удовлетворять условию $E^2/2\omega L_{\mu р} = P_р$, из которого следует

$$L_{\mu р} = \frac{L_{\mu 1-2} L_{\mu 3-4} E^2}{L_{\mu 1-2} |U_4|^2 + L_{\mu 3-4} |U_1|^2}.$$

Так как $|U_1| \approx 2E$, $|U_4| \approx E$, то

$$L_{\mu р} \approx \frac{L_{\mu 1-2} L_{\mu 3-4}}{L_{\mu 1-2} + 4L_{\mu 3-4}}. \qquad (1.114)$$

Согласно последнему соотношению результирующая индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к источнику сигнала E, может быть определена как параллельное соединение индуктивности намагничивания $L_{\mu 3-4}$ и 1/4 индуктивности намагничивания $L_{\mu 1-2}$. Если $L_{\mu 1-2} = L_{\mu 3-4} = L_\mu$, что имеет место при реализации отрезков из одной линии и размещении их на сердечниках одинакового размера и типа, то $L_{\mu р} \approx L_\mu/5$. Так как L_μ – индуктивность намагничивания одного трансформатора, образованного парой обмоток, то, как следует из последнего соотношения, у ТЛ на трех отрезках результирующая индуктивность намагничивания оказывается в 5 раз меньше, чем у ТЛ на двух отрезках при условии идентичности линий и ферритовых сердечников. Этот результат соответствует полученному ранее, что реактивная составляющая входного сопротивления ТЛ на трех отрезках примерно в 5 раз меньше, чем у ТЛ на двух отрезках аналогичных линий.

При изготовлении всех обмоток на ферритовых сердечниках идентичными: сердечники одинакового размера и типа, одинаковое число витков одинакового размера – индуктивности намагничивания получающихся трансформаторов будут одинаковыми. В то же время магнитная индукция в каждом сердечнике будет разная, причем максимальные значения ее $B_{макс}$ будут различаться во столько раз, во сколько различаются напряжения на обмотках получающихся трансформаторов.

Действительно, если не считаться с потерями в проводах и сердечнике, то напряжение на обмотке трансформатора при гармоническом источнике сигнала

$$u(t) = d\Psi/dt = W\,d\Phi/dt = WS\,dB/dt = U_м \cos(\omega t + \varphi_0),$$

где Ψ – потокосцепление обмотки на сердечнике, пропорциональное числу витков обмотки W и магнитному потоку Φ в сердечнике; S – площадь сечения сердечника; B – магнитная индукция в сердечнике, принимаемая изменяющейся по закону сигнала; $U_м$ – амплитуда напряжения на обмотке:

$$U_м = WS\,B_{макс}. \qquad (1.115)$$

В рассматриваемом устройстве напряжения на обмотках, образованных проводами 1, 2 и 3, 4, различаются в два раза, следовательно, значения $B_{макс}$ в сердечниках будут также различаться в 2 раза, хотя индуктивности намагничивания образуемых трансформаторов $L_{\mu 1\text{-}2}$ и $L_{\mu 3\text{-}4}$ конструктивно следует считать одинаковыми. У трансформатора, образованного обмотками из проводов 5, 6, напряжения на обмотках практически равны нулю ($U_5 \approx 0$; $U_6 = 0$), следовательно, магнитная индукция в сердечнике также практически равна нулю, хотя конструктивно этот трансформатор абсолютно аналогичен двум другим и, следовательно, обладает конструктивно такой же индуктивностью намагничивания $L_{\mu 5\text{-}6}$. Эквивалентные индуктивности намагничивания трансформаторов, приведенные к источнику сигнала, оказываются разными: у трансформатора, образованного проводами 1, 2, приведенная индуктивность намагничивания $L_{\mu p1\text{-}2}$ в 4 раза меньше, чем у трансформатора, образованного проводами 3, 4 (очевидно, $L_{\mu p3\text{-}4} \approx L_{\mu 3\text{-}4}$, так как $U_3 \approx U_4 \approx E$); у трансформатора, образованного проводами 5, 6, приведенная индуктивность намагничивания $L_{\mu p5\text{-}6}$ оказывается практически бесконечной, так как в обмотках этого трансформатора реактивная мощность практически равна нулю.

Действительно, из условия равенства реактивных мощностей $|U_5|^2/\omega L_{\mu 5\text{-}6} = E^2/\omega L_{\mu p5\text{-}6}$ следует $L_{\mu p5\text{-}6} = E^2 L_{\mu 5\text{-}6}/|U_5|^2$. В случае идентичных трансформаторов $L_{\mu 5\text{-}6} = L_{\mu 3\text{-}4} = L_{\mu 1\text{-}2} = L_\mu$. Если $|U_5| \to 0$, то $L_{\mu p5\text{-}6} \to \infty$.

Отсутствие магнитной индукции в сердечнике трансформатора с обмотками из проводов 5, 6 обусловлено размагничивающим действием короткозамкнутой обмотки из провода 6. Результирующий магнитный поток в сердечнике $\Phi = BS$. Так как $S \neq 0$, то $\Phi = 0$ только в случае $B = 0$.

Отметим, что чем больше значение $B_{макс}$, тем больше потери в сердечнике, в частности, из-за увеличения площади динамической петли перемагничивания сердечника. Выравнивая магнитные индукции в сердечниках, мы выравниваем потери в них.

Выравнять магнитные индукции в сердечниках трансформаторов, как следует из (1.115), можно, изменяя пропорционально напряжениям на обмотках либо площади сечений сердечников, либо числа витков обмоток, либо площади сечений и числа витков одновременно. Индуктивности намагничивания трансформаторов в этом случае конструктивно будут различными* Так, при одинаковых числах витков и материале сердечников индуктивности намагничивания трансформаторов будут различаться пропорционально площадям сечений, что для рассматриваемого устройства, когда напряжения на обмотках различаются в два раза, обусловливает $L_{\mu 1-2} = 2L_{\mu 3-4}$. При этом согласно (1.114) $L_{\mu p} = L_{\mu 3-4}/3$.

При одинаковых площадях сечений и материале сердечников, но разных числах витков индуктивности намагничивания трансформаторов будут различаться пропорционально квадратам чисел витков, что для рассматриваемого устройства обусловливает при различии напряжений на обмотках в два раза $L_{\mu 1-2} = 4L_{\mu 3-4}$. При этом согласно (1.114) $L_{\mu p} = L_{\mu 3-4}/2$.

Очевидно, в каждом из рассмотренных выше случаев значение индуктивности намагничивания $L_{\mu 3-4}$ трансформатора, имеющего напряжение, равное напряжению источника сигнала E, к которому приводится результирующая индуктивность намагничивания, будет свое и может быть найдено из (1.116). Чем больше значение $L_{\mu 3-4}$, тем больше значение реактивной составляющей входного сопротивления $jX_{вх}$ и тем широкополоснее будет устройство.

---

* При размещении обмотки (катушки) с числом витков W на кольцевом сердечнике из материала с магнитной проницаемостью $\mu = \mu_0\mu_r$ потокосцепление

$$\Psi = W\Phi = WBS = W\mu HS = LI,$$

где I – ток через обмотку (катушку); L – индуктивность катушки с сердечником (индуктивность намагничивания); H – напряженность магнитного поля в сердечнике.

На основании закона полного тока $H\ell_{ср} = IW$, откуда $H = IW/\ell_{ср}$, где $\ell_{ср}$ – длина средней линии магнитопровода.

С учетом последнего соотношения потокосцепление

$$\Psi = LI = W^2\mu SI/\ell_{ср},$$

откуда

$$L = W^2\mu S/\ell_{ср} = W^2\mu_0\mu_r S/\ell_{ср}. \qquad (1.116)$$

При реализации рассматриваемого устройства из отрезков коаксиальной линии на ферритовом сердечнике в случае $Z_{c2} >> Z_0$

$$j\omega L_{\mu p} \approx j\,(Z_{c2}/5)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

Принимая $\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx \beta\ell$, получаем

$$L_{\mu p} \approx (Z_{c2}/5\omega)\,\beta\ell = \ell L_{\text{пог.c2}}/5;$$

$$L_{\mu} = \ell L_{\text{пог.c2}}$$

Если ТЛ реализуется из отрезков двухпроводной линии на ферритовых сердечниках, то $j\omega L_{\mu p} \approx j\,(Z_{c2}/10)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

При $\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx \beta\ell$

$$L_{\mu p} \approx (Z_{c2}/10\omega)\,\beta\ell = \ell L_{\text{пог.c}}/10;$$

$$L_{\mu} = \ell L_{\text{пог.c}}/2.$$

Развивая эквивалентность схем рассматриваемого ТЛ из трех отрезков линий и из двух двухобмоточных трансформаторов, включенных по схеме рис. 1.47, *б*, все четыре обмотки, соответственно и провода 1, 2, 3, 4 отрезков линий, можно разместить на одном сердечнике. При размещении обмоток (проводов) на одном сердечнике они будут охватываться общим магнитным потоком, т. е. появится связь между ранее не связанными магнитно проводами, что должно быть учтено при конструировании ТЛ. В частности, так как напряжения U_1, U_2 по величине в два раза больше напряжений U_3, U_4, то число витков на общем сердечнике у обмоток, образованных проводами 1, 2, должно быть в два раза больше, чем число витков аналогичного размера, образуемых проводами 3, 4 на общем сердечнике (при одинаковом магнитном потоке наведенная ЭДС в обмотке трансформатора пропорциональна числу витков (1.115)). Согласно схемам рис. 1.47 составляющие входного тока $I_{вх}$ от источника сигнала E протекают через обмотки трансформаторов, образованные проводами 1, 2 и 3, 4, в противоположных направлениях относительно одноименно обозначенных концов обмоток (проводов). По этой причине при размещении обмоток на общем кольцевом магнитопроводе направления намотки соответствующих отрезков линий, образующих указанные обмотки, должны быть противоположными,

* Эквивалентность схем будет проявляться в более широкой полосе частот, чем меньше электрическая длина отрезков $\beta\ell$ (в этом случае устройство будет ближе по своим свойствам к системе с сосредоточенными параметрами).

чтобы магнитные потоки в сердечнике складывались. В противном случае результирующий магнитный поток в общем магнитопроводе будет стремиться к нулю, что резко увеличит нагрузку на источник сигнала, практически обусловливая его короткое замыкание. Более подробно вопрос о направлениях намотки отрезков линии рассматривается в п. 1.2.6.

С учетом последнего обстоятельства и отмеченного ранее различия в два раза чисел витков при намотке проводов 1, 2 и 3, 4 на общем сердечнике на рис. 1.48 показана конструкция ТЛ из трех отрезков коаксиальной линии и общего ферритового сердечника в форме кольца. Со стороны источника сигнала E обмотки, образованные проводами 1, 2 и 3, 4, намотаны в разные стороны. Именно такая намотка и обеспечивает согласное включение обмоток, образованных проводами 1, 2 и 3, 4 на общем магнитопроводе.

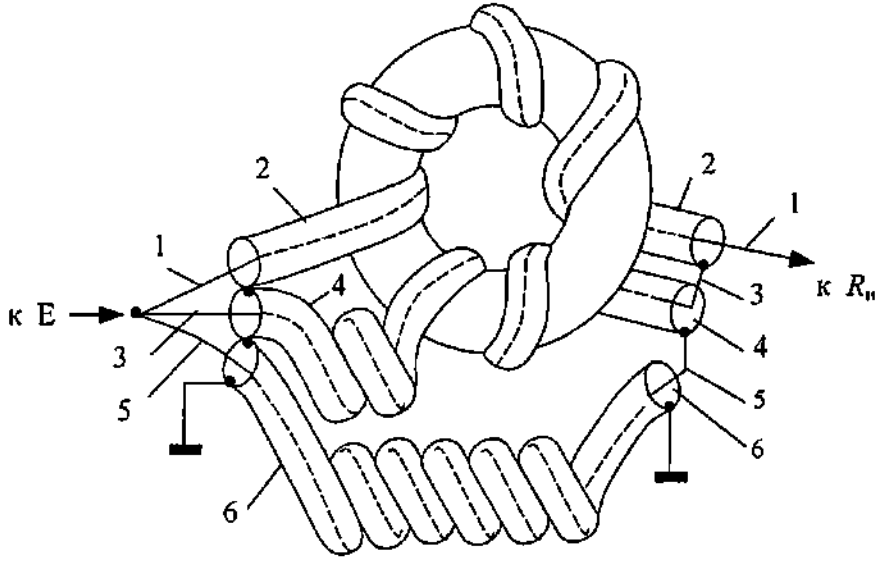


Рис. 1.48

Для размещения обмоток на общем сердечнике размеры последнего могут потребоваться больше, чем при размещении каждой пары обмоток, образующих двухобмоточный трансформатор, на своем сердечнике.

При размещении обмоток на общем магнитопроводе результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р}$, отнесенная к источнику сигнала E, как следует из схемы рис. 1.47,*б*, будет определяться

индуктивностью намагничивания трансформатора с обмотками из проводов 3, 4 $L_{\mu 3\text{-}4} \approx L_{\mu 4}$, где $L_{\mu 4}$ – индуктивность намагничивания катушки из обмотки 4 на ферритовом сердечнике. Таким образом, при размещении обмоток на общем магнитопроводе $L_{\mu p} \approx L_{\mu 4}$.

При изготовлении обмоток идентичными (одинаковые числа витков одинакового размера) и размещении их на отдельных ферритовых сердечниках одинаковых размеров результирующая индуктивность намагничивания эквивалентного трансформатора, определяемая соотношением $L_{\mu p} \approx L_{\mu}/5$, с учетом (1.116) оказывается $L_{\mu p} \approx W^2 \mu S/5\ell_{ср}$.

При размещении обмоток на одном (общем) ферритовом сердечнике такого же размера число витков обмотки из провода 4 требуется в 2 раза меньше по сравнению со случаем идентичных обмоток на раздельных сердечниках. При этом индуктивность намагничивания катушки из провода 4 согласно (1.116) $L_{\mu 4} = (W/2)^2 \mu S/\ell_{ср} = W^2 \mu S/4\ell_{ср}$.

Так как при размещении обмоток на общем магнитопроводе $L_{\mu p} \approx L_{\mu 4}$, то, как видим, результирующая индуктивность намагничивания в этом случае оказывается примерно в 1,25 раза больше, чем при идентичных обмотках на раздельных сердечниках.

Чем больше величина результирующей индуктивности намагничивания $L_{\mu p}$, тем с более низких частот трансформатор начинает эффективно работать. По этой причине размещение обмоток на общем магнитопроводе, помимо уменьшения размеров устройства в целом, может позволить понизить значение нижней рабочей частоты трансформатора. Нижняя рабочая частота $\omega_н$ понижается во столько раз, во сколько возрастает значение $L_{\mu p}$.

Если устройство реализовать из идентичных отрезков линий, намотанных на катушки из фторопласта с большим шагом между соседними витками, то результирующая индуктивность, приведенная к источнику сигнала E, будет в 5 раз меньше индуктивности одной обмотки (катушки).

Действительно, для схемы рис. 1.47, *б* справедлива следующая система уравнений: $U_{R_н} - U_1 = E$; $U_4 = E$; $U_2 - U_3 = E$.

Обозначая индуктивность отдельной катушки L, взаимную индуктивность двух связанных катушек M, I_1 – ток через катушку из провода 1, $I_2 = I_3$ – ток через катушки из проводов 2, 3, I_4 – ток через катушку из провода 4, приведенные выше уравнения можно записать в виде:

$$I_1R_н + j\omega LI_1 - j\omega MI_2 = E; \qquad (а)$$

$$j\omega LI_4 - j\omega MI_2 = E; \qquad (б)$$

$$j\omega LI_2 - j\omega MI_1 + j\omega LI_2 - j\omega MI_4 = E\,. \qquad (в)$$

Из (а):

$$I_2 = -\frac{E}{j\omega M} + I_1\left(\frac{R_н}{j\omega M} + \frac{L}{M}\right).$$

Из (б):

$$I_2 = -\frac{E}{j\omega M} + I_4\ \frac{L}{M}.$$

Из равенства двух последних соотношений следует:

$$I_4 = I_1\,(R_н/j\omega L + 1).$$

Из (в) находим:

$$I_1 = -\frac{E\ (1+2L/M)}{R_н(2L/M - M/L) + j\cdot 2\omega\ (L^2 - M^2)/M}.$$

При сильной связи между катушками (обмотками), образованными проводами одного отрезка, $L \approx M$, соответственно $I_1 \approx 3E/R_н$, что соответствует условию $U_{R_н} = I_{R_н}R_н = I_1R_н \approx 3E$, имеющему место в рассматриваемом устройстве.

Входной ток от источника сигнала $I_{вх} = I_1 + I_2 + I_4$.

Учитывая приведенные выше соотношения, получаем: $I_{вх} \approx 9E/R_н + 5E/j\omega L$.

Входная проводимость устройства $Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

На основании последних соотношений: $R_{вх} \approx R_н/9$, что соответствует полученному соотношению на основе уравнений связанных линий, $jX_{вх} \approx j\omega L/5$, что также соответствует полученным ранее результатам.

Как видим, эквивалентная индуктивность устройства, приведенная ко входу источника сигнала E, оказывается примерно в 5 раз меньше индуктивности одной обмотки (катушки).

Обобщая результаты анализа устройств на основе двух (рис. 1.41) и трех (рис. 1.46) отрезков связанных линий, можно заметить, что, наращивая число отрезков связанных линий, включенных со стороны источника сигнала параллельно, а со стороны нагрузки последовательно, можно получить ТЛ с повышающим коэффициентом трансформации по напряжению, максимальная вели-

чина которого практически равна числу отрезков. Коэффициент трансформации сопротивлений у такого ТЛ равен квадрату числа отрезков связанных линий. Подробный анализ устройства с числом отрезков четыре и более можно провести аналогично рассмотренному выше с использованием уравнений двух связанных линий (1.8). При любом числе отрезков связанных линий в соответствие ТЛ может быть поставлена эквивалентная схема с использованием символики двухобмоточного трансформатора, а конструктивно устройство может быть выполнено как на нескольких сердечниках или каркасах, так и на одном кольцевом ферритовом сердечнике.

На практике обычно не используют более четырех отрезков линий [9].

Увеличить коэффициент трансформации можно каскадным включением ТЛ. Результирующий коэффициент трансформации равен произведению коэффициентов трансформации каскадно включенных ТЛ. Включая каскадно с повышающим ТЛ фазоинвертирующий ТЛ со стороны источника сигнала E или со стороны нагрузки $R_н$, можно осуществить инвертирование фазы сигнала. Подключая симметрирующий ТЛ с одной или двух сторон повышающего ТЛ, можно перейти к симметричному источнику сигнала и к симметричной нагрузке. Очевидно, в случае симметричного источника сигнала и симметричной нагрузки повышающий ТЛ можно реализовать, используя два идентичных ТЛ с несимметричными входом и выходом, построенными по принципу схем рис. 1.41 и 1.46, включив их, как показано на рис. 1.49 для случая ТЛ из двух отрезков линий каждый. Если устройство рис. 1.49 реализуется из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0, то, очевидно, полное сопротивление нагрузки $2R_н = 4Z_0$ (нагрузка одного образующего ТЛ $R_н = 2Z_0$), а резистивная составляющая входного сопротивления устройства $R_{вх} = Z_0$ (резистивная составляющая входного сопротивления одного образующего ТЛ равна $Z_0/2$).

При использовании кольцевых ферритовых сердечников отрезки линий, соответствующих проводам 1, 2 обоих ТЛ, могут быть размещены на общем магнитопроводе. При этом направления намотки отрезков должны быть противоположными относительно одинаково обозначенных концов проводов отрезков, чтобы магнитные потоки в сердечнике складывались, так как токи в образующихся обмотках находятся в противофазе.

Точки у проводов 1 на рис. 1.49 отображают противоположность намотки соответствующих отрезков линии на общем ферритовом сердечнике. Конструктивно на кольцевом сердечнике противоположно намотанные обмотки выглядят как одна, поделенная на

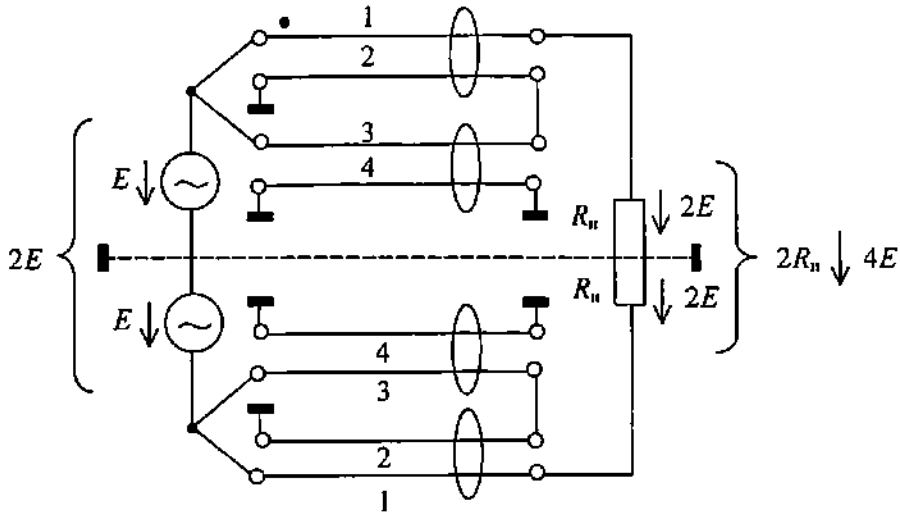


Рис. 1.49

две равные части, к которым с одной стороны подключается источник сигнала, а с другой нагрузка. Отрезки линий, соответствующие проводам 3, 4 обоих ТЛ, при использовании коаксиальной линии могут быть размещены без каких-либо сердечников или каркасов.

Реализация ТЛ для связи симметричного источника сигнала с симметричной нагрузкой по принципу объединения двух несимметричных ТЛ, например, как показано на рис. 1.49, не всегда является оптимальной.

Как в случае несимметричного источника сигнала и несимметричной нагрузки, так и в случае симметричного относительно общего провода (земли, корпуса устройства) источника сигнала и симметричной нагрузки может быть использован тот же принцип трансформации напряжения и сопротивлений: включение ТЛ 1:1 с одной стороны параллельно, а с другой – последовательно.

На рис. 1.50 показана схема повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации по напряжению 1:2, выполненного на двух отрезках связанных линий и обеспечивающего соединение симметричного источника сигнала E с симметричной нагрузкой $R_н$. Для получения полной симметрии плеч со стороны источника сигнала E и нагрузки $R_н$ относительно земли (корпуса) устройства отрезки линий, образованных проводами 1, 2 и 1′, 2′, должны быть конструктивно выполнены одинаково и идентично подключаться со стороны источника сигнала и нагрузки.

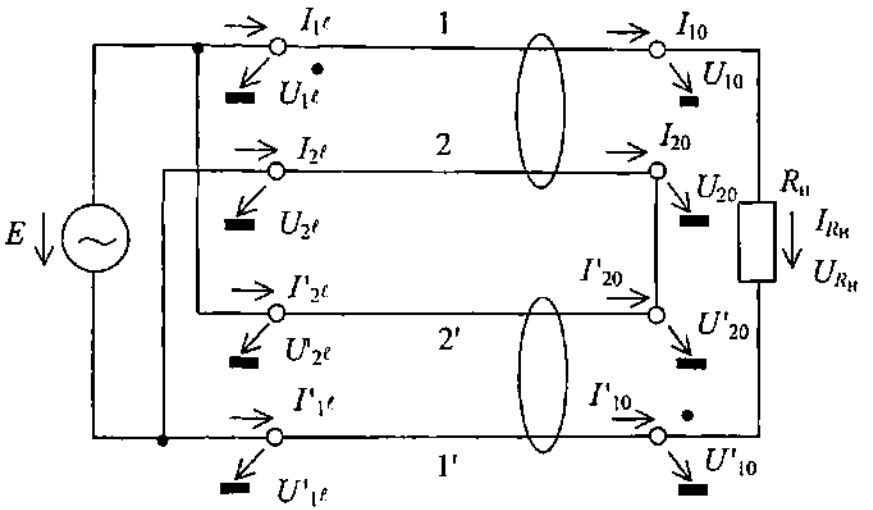


Рис. 1.50

Граничные условия на концах проводов 1, 2 , 1′, 2′ при полной симметрии плеч:

$$I_{10} = -I'_{10} = I_{R_н}; \quad I_{20} = -I'_{20};$$

$$U_{1\ell} = E/2; \quad U'_{1\ell} = -E/2; \quad U_{10} = U_{R_н}/2; \quad U'_{10} = -U_{R_н}/2;$$

$$U_{R_н} = I_{10}R_н = -I'_{10}R_н;$$

$$U_{2\ell} = -E/2; \quad U'_{2\ell} = E/2; \quad U_{20} = U'_{20};$$

$$I_{1\ell} = -I'_{1\ell}; \quad I_{2\ell} = -I'_{2\ell}$$

На основании уравнений (1.8) с учетом граничных условий для рассматриваемого устройства:

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\,\frac{U_{R_н}}{2W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{20}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.117)$$

$$U_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + j\,\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = E/2; \qquad (1.118)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\,\frac{U_{20}}{W_{22}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.119)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell = -E/2; \quad (1.120)$$

$$I'_{1\ell} = -\frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{20}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \quad (1.121)$$

$$U'_{1\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011}\sin\beta\ell - jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = -E/2; \quad (1.122)$$

$$I'_{2\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U_{20}}{W_{22}}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \quad (1.123)$$

$$U'_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell - jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell = E/2. \quad (1.124)$$

Согласно граничным условиям

$$I_{1\ell} + I'_{1\ell} = 0; \qquad I_{2\ell} + I'_{2\ell} = 0.$$

Последние соотношения, как следует из (1.117), (1.121) или из (1.119), (1.123), выполняются при условии $U_{20} = U'_{20} = 0$. Такой результат согласуется с условием полной симметрии плеч устройства относительно общей шины (земли, корпуса).

Из (1.120) или (1.124) при $U_{20} = 0$:

$$I_{20} = -\frac{E}{j2Z_{022}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}}{R_н}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}. \quad (1.125а)$$

Подставляя последнее выражение в (1.118) или (1.122), получаем:

$$U_{R_н} = E\frac{Z_{012} + Z_{022}}{Z_{022}} \Bigg/ \cos\beta\ell\left(1 + j\,\frac{2\left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right)}{R_н Z_{022}}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell\right).$$

Учитывая соотношение

$$Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2 = Z_{022}W_{11},$$

последнее выражение для $U_{Rн}$ можно записать в виде:

$$U_{R_н} = E\frac{Z_{012} + Z_{022}}{Z_{022}} \Bigg/ \cos\beta\ell\left(1 + j\,\frac{2\,W_{11}}{R_н}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell\right).$$

Если $R_н = 2W_{11}$, то

$$U_{R_н} = E\frac{Z_{012} + Z_{022}}{Z_{022}}\,e^{-j\beta\ell} \quad (1.125б)$$

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии

$$\frac{Z_{012}+Z_{022}}{Z_{022}}=\frac{2Z_c}{Z_c+Z_п}.$$

Если $Z_c >> Z_п$, то $U_{R_н} \approx 2E\, e^{-j\beta\ell}$

Необходимое сопротивление нагрузки при этом

$$R_н = 4\, Z_c Z_п / (Z_c + Z_п) \approx 4\, Z_п = 2\, Z_0,$$

где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии.

Ток через нагрузку

$$I_{R_н}=\frac{U_{R_н}}{R_н}\approx\frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии и использовании центральных проводников отрезков в качестве проводов 1, 1′ имеем $Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$; $W_{11} = Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

Соответственно получаем при $R_н = 2W_{11} = 2Z_0$: $U_{R_н} = 2Ee^{-j\beta\ell}$

Ток через нагрузку

$$I_{R_н}=\frac{E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

Как видим, рассматриваемое устройство обладает свойством повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации по напряжению 2.

Входной ток устройства $I_{вх} = I_{1\ell} + I_{2\ell} = -I_{1\ell} - I_{2\ell}$.

При $R_н = 2W_{11}$ согласно (1.117), учитывая $U_{20} = 0$,

$$I_{1\ell}=\frac{U_{R_н}}{2W_{11}}\,e^{j\beta\ell}=E\,\frac{(Z_{012}+Z_{022})}{2Z_{022}W_{11}}.$$

Согласно (1.123), учитывая (1.125), получаем

$$I'_{2\ell}=\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\,e^{j\beta\ell}+\frac{E}{j\cdot 2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}=\frac{E\,(Z_{012}+Z_{022})}{2Z_{022}W_{12}}+\frac{E}{j\cdot 2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}.$$

Входной ток устройства:

$$I_{вх}=E\left[\frac{(Z_{012}+Z_{022})}{2Z_{022}}\left(\frac{1}{W_{11}}+\frac{1}{W_{12}}\right)+\frac{1}{j\cdot 2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right].$$

Входная проводимость устройства: $Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

На основании последних соотношений имеем:

– резистивная составляющая входного сопротивления

$$R_{вх} = \frac{2Z_{022}W_{11}W_{12}}{(Z_{012}+Z_{022})\ (W_{11}+W_{12})} = \frac{2Z_{012}^2W_{11}}{(Z_{012}+Z_{022})^2}; \qquad (1.126)$$

– реактивная составляющая входного сопротивления

$$jX_{вх} = j\cdot 2Z_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии $R_{вх} = Z_п + Z_п^2/Z_с$; $jX_{вх} = j\,(Z_с + Z_п)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

В случае сильной связи между проводами линии ($Z_с >> Z_п$): $R_{вх} \approx Z_п = Z_0/2$; $jX_{вх} \approx jZ_с\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Коэффициент трансформации сопротивлений $n_R = R_н/R_{вх} \approx 4$.

Если устройство реализуется из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0, причем центральные проводники используются в качестве проводов 1, 1′, то $R_{вх} = Z_0/2$; $jX_{вх} = j\cdot 2Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Коэффициент трансформации сопротивлений $n_R = 4$.

Обратим внимание, что выражение (1.126) может быть получено из условия: $E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/R_н = |U_{R_н}|^2/2W_{11}$.

Если при реализации устройства из отрезков коаксиальной линии центральные проводники использовать в качестве проводов 2, 2′, а наружные провода (оплетку) в качестве проводов 1, 1′, то в этом случае $Z_{012} = Z_{011} = Z_{c1}$; $Z_{022} = Z_{c1} + Z_0$; $W_{12} = Z_0$; $W_{11} = Z_{c1}Z_0/(Z_{c1} + Z_0)$.

Соответственно будем иметь:

$$R_н = 2W_{11} = 2Z_{c1}Z_0/(Z_{c1} + Z_0);$$

$$U_{R_н} = E\frac{(2Z_{c1}+Z_0)}{(Z_{c1}+Z_0)}e^{-j\beta\ell}; \quad I_{R_н} = E\frac{(2Z_{c1}+Z_0)}{2Z_{c1}Z_0}e^{-j\beta\ell};$$

$$R_{вх} = \frac{2Z_{c1}Z_0(Z_{c1}+Z_0)}{(2Z_{c1}+Z_0)^2}; \; jX_{вх} = j\cdot 2(Z_{c1}+Z_0)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

Как видим, при такой реализации параметры устройства зависят от величины волнового (характеристического) сопротивления Z_{c1} линии, образованной наружным проводом (оплеткой) коаксиального кабеля относительно общего провода (земли, корпуса) устройства. В прежней реализации от величины волнового (характеристического) сопротивления Z_{c2} такой линии зависит только величина реактивной составляющей входного сопротивления устройства.

Реализация устройства на отрезках коаксиальной линии с использованием центральных проводников в качестве проводов 1, 1′ лучше не только в отношении стабильности параметров, но и по конструктивным соображениям. Так как напряжение $U_{20} = 0$, то концы проводов 2, 2′ у места подключения нагрузки могут быть соединены непосредственно с общим проводом (землею, корпусом) устройства. Очевидно, такое соединение проще выполнить, если провода 2, 2′ образуются оплетками коаксиального кабеля.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому ТЛ в области нижних рабочих частот или при малой электрической длине отрезков можно поставить в соответствие электрическую схему рис. 1.51 при размещении отрезков линии на ферритовых сердечниках.

Продольные напряжения на обмотках:

$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{R_н}/2 - E/2 \approx E/2$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_2 = -U_{2\ell} = E/2$ независимо от $\beta\ell$;

$U'_1 = U'_{10} - U'_{1\ell} = -U_{R_н}/2 + E/2 \approx -E/2$ при $\beta\ell \to 0$;

$U'_2 = -U'_{2\ell} = -E/2$ независимо от $\beta\ell$.

Согласно схеме рис. 1.51 источник сигнала E непосредственно подключается к последовательно соединенным обмоткам, соответствующим проводам 2, 2′. Следовательно, результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р}$, приведенная к источнику сигнала, равна удвоенной индуктивности намагничивания одной обмотки L_μ, т. е. $L_{\mu р} = 2L_\mu$.

Реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх} = j \cdot 2\omega L_\mu$.

Сопоставляя последнее выражение с полученным на основании уравнений связанных линий, имеем $\omega L_\mu = Z_{022} \operatorname{tg} \beta\ell$.

При использовании двухпроводной линии

$$\omega L_\mu = \frac{(Z_с + Z_п)}{2} \operatorname{tg} \beta\ell \approx \frac{Z_с}{2} \operatorname{tg} \beta\ell;$$

при использовании коаксиальной линии $\omega L_\mu = Z_{c2} \operatorname{tg} \beta\ell$.

Принимая $\operatorname{tg} \beta\ell \approx \beta\ell$, можно считать $L_\mu \approx \ell L_{пог.с}/2$ при двухпроводной линии и $L_\mu \approx \ell L_{пог.с2}$ при использовании коаксиальной линии.

Напряжение на нагрузке в схеме (рис. 1.51)

$$U_{R_н} = U_1 - U'_1 + E = U_1 + U_2 - U'_1 - U'_2 \approx 2E \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0,$$

что также согласуется с полученным ранее результатом.

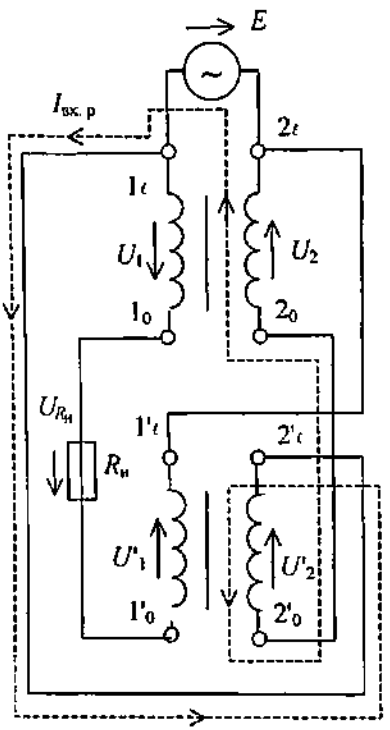


Рис. 1.51

Схема рис. 1.51 и вытекающие из нее соотношения справедливы также при намотке отрезков на фторопластовые катушки.

При намотке отрезков линий на раздельные ферритовые кольца или сердечники, а также на фторопластовые катушки направления намоток могут быть произвольными, так как магнитные потоки обмоток катушек, относящихся к разным отрезкам линии, не связаны между собой.

Отрезки линий могут быть размещены на общем ферритовом сердечнике. В этом случае необходимо согласовать направления намотки отрезков на сердечник (кольцо).

Как следует из рис. 1.51, ток $I_{вх.р}$ через обмотки-катушки, образованные проводами 2, 2′ и определяющие результирующую индуктивность намагничивания трансформатора, протекает в противоположных направлениях относительно одинаково обозначенных концов. Следовательно, если отрезки намотать в одном направлении от одинаково обозначенных концов, то результирующий магнитный поток в сердечнике уменьшится практически до нуля и произойдет короткое замыкание источника сигнала E: результирующая индуктивность намагничивания $L_{мр} \to 0$. Чтобы избежать этого, отрезки линий следует наматывать в противоположных направлениях на ферритовом сердечнике относительно одинаково обозначенных концов. Конструктивно это выполняется так же, как при реализации устройства по схеме рис. 1.49 при намотке отрезков из проводов 1, 2 на общий сердечник.

При идентичности обмоток на раздельных и общем магнитопроводах результирующая индуктивность намагничивания устройства по схеме рис. 1.50, реализованного на общем магнитопроводе

(рис. 1.52), возрастает в два раза по сравнению со схемой рис. 1.51, когда обмотки размещаются на разных сердечниках, и оказывается равной* $L_{\mu p} = 4\ L_{\mu}$, где L_{μ} – индуктивность намагничивания одной обмотки-катушки при размещении на раздельных сердечниках.

Точки у концов проводов на схемах рис. 1.50 и 1.52 обозначают согласное включение обмоток при размещении на общем магнитопроводе.

При реализации ТЛ по схеме рис. 1.50 требуется в два раза меньше отрезков линии, чем при реализации ТЛ по схеме рис. 1.49, что является несомненным преимуществом схемы рис. 1.50 при связи симметричного источника сигнала E с симметричной нагрузкой $R_н$.

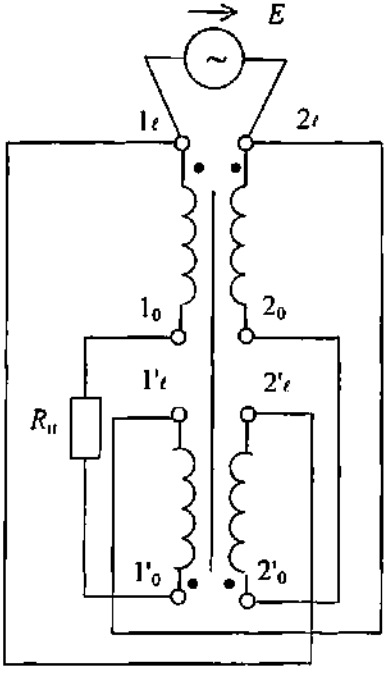


Рис. 1.52

Из сравнения несимметричного варианта повышающего ТЛ по схеме рис. 1.41 и симметричного варианта повышающего ТЛ по схеме рис. 1.50 с таким же коэффициентом трансформации следует, что максимальная величина продольного напряжения на обмотке в несимметричном варианте ТЛ оказывается практически равной величине напряжения источника сигнала E, а в симметричном варианте практически в два раза ниже.

Если напряжения источников сигналов E в несимметричном и симметричном вариантах ТЛ одинаковы, то снижение продольного напряжения в два раза является существенным преимуществом симметричного ТЛ, облегчая подбор необходимого магнитопровода и конструирование повышающего ТЛ. Отмеченное преимущество симметричного ТЛ используется часто на практике при осуществлении связи несимметричного источника и несимметричной нагрузки. В этом случае к выходу несимметричного источника сигнала E подключают симметрирующий ТЛ с коэффициентом передачи 1:1,

* Согласно (1.116) индуктивность катушки на ферритовом сердечнике пропорциональна квадрату числа витков. При размещении обмоток на общем магнитопроводе число витков результирующей катушки из двух равных частей оказывается в два раза больше.

который нагружают на симметричный повышающий ТЛ, выполненный по схеме рис. 1.50, выход которого нагружается на второй симметрирующий ТЛ с коэффициентом передачи 1:1, нагруженный на несимметричную нагрузку $R_н$. Симметрирующие ТЛ могут быть выполнены, например, по схемам рис. 1.31 и 1.34, *б* из отрезков линий с соответствующими волновыми (характеристическими) сопротивлениями. Продольные напряжения на обмотках симметрирующего трансформатора практически в два раза ниже напряжения источника сигнала E.

Рассмотрим повышающий ТЛ на трех отрезках линии, обеспечивающий связь симметричного источника сигнала E с симметричной нагрузкой $R_н$. Схема рассматриваемого ТЛ показана на рис. 1.53.

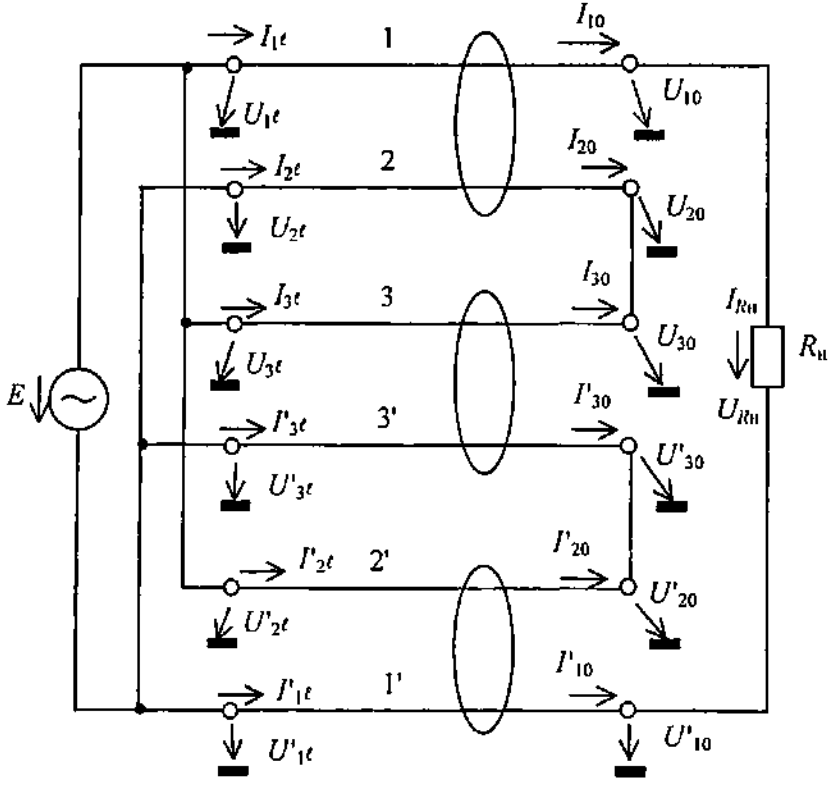


Рис. 1.53

В данном случае число отрезков нечетное и для обеспечения полной симметрии плеч относительно земли (корпуса) устройства отрезки либо все должны быть из симметричной двухпроводной линии, либо отрезки линии, образованные проводами 1, 2 и 1', 2',

могут быть из коаксиальной линии с идентичным подключением источника сигнала и нагрузки, а отрезок, образованный проводами 3, 3', должен по-прежнему быть из симметричной двухпроводной линии* Применение отрезков разных линий, очевидно, усложняет конструкцию ТЛ.

Граничные условия на концах проводов:

$$I_{10} = -I'_{10}; \quad I_{R_н} = I_{10}; \quad U_{R_н} = I_{R_н}R_н = U_{10} - U'_{10};$$

$$U_{10} = U_{R_н}/2; \quad U'_{10} = -U_{R_н}/2; \quad U_{20} = U_{30}; \quad U'_{20} = U'_{30};$$

$$I_{20} = -I_{30}; \quad I'_{20} = -I'_{30}; \quad U_{1\ell} = U_{3\ell} = U'_{2\ell} = E/2;$$

$$U_{2\ell} = U'_{3\ell} = U'_{1\ell} = -E/2; \; I_{1\ell} = -I'_{1\ell}; \; I_{2\ell} = -I'_{2\ell}; \; I_{3\ell} = -I'_{3\ell}.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом граничных условий для рассматриваемого устройства справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{I_{10}R_н}{2W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{20}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.127)$$

$$U_{1\ell} = \frac{I_{10}R_н}{2}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = E/2; \qquad (1.128)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U_{20}}{W_{22}}\sin\beta\ell - j\frac{I_{10}R_н}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.129)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell = -E/2; \qquad (1.130)$$

$$I_{3\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U_{20}}{W_{33}}\sin\beta\ell - j\frac{U'_{20}}{W'_{33}}\sin\beta\ell; \qquad (1.131)$$

$$U_{3\ell} = U_{20}\cos\beta\ell - jI_{20}Z_{033}\sin\beta\ell - jI'_{20}Z'_{033}\sin\beta\ell = E/2; \qquad (1.132)$$

$$I'_{3\ell} = -I'_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U'_{20}}{W_{33}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{20}}{W'_{33}}\sin\beta\ell; \qquad (1.133)$$

$$U'_{3\ell} = U'_{20}\cos\beta\ell - jI'_{20}Z_{033}\sin\beta\ell - jI_{20}Z'_{033}\sin\beta\ell = -E/2; \qquad (1.134)$$

---

* Подобная реализация, очевидно, будет характерной для любого повышающего симметричного ТЛ с нечетным числом отрезков линий: либо все отрезки из симметричной двухпроводной линии, либо все, кроме центрального, из коаксиальной линии, а центральный отрезок из симметричной двухпроводной линии. Поэтому в отдельных случаях конструктивно более приемлемой может оказаться реализация ТЛ по принципу схемы рис. 1.49.

$$I'_{2\ell} = I'_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U'_{20}}{W_{22}}\sin\beta\ell + j\frac{I_{10}R_{н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell\,; \qquad (1.135)$$

$$U'_{2\ell} = U'_{20}\cos\beta\ell + jI'_{20}Z_{022}\sin\beta\ell - jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell = E/2\,; \qquad (1.136)$$

$$I'_{1\ell} = -I_{10}\cos\beta\ell - j\frac{I_{10}R_{н}}{2W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U'_{20}}{W_{12}}\sin\beta\ell\,; \qquad (1.137)$$

$$U'_{1\ell} = -\frac{I_{10}R_{н}}{2}\cos\beta\ell - jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI'_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = -E/2\,. \qquad (1.138)$$

В уравнениях (1.131)...(1.134) W_{33} – электростатическое характеристическое сопротивление линии, образованной проводом 3 (или 3′) относительно земли (корпуса) при соединении другого провода 3′ (или 3) с землею (корпусом) по всей длине провода; Z_{033} – электродинамическое характеристическое сопротивление линии, образованной проводом 3 (или 3′) относительно земли (корпуса) при свободном размещении другого провода 3′ (или 3); W'_{33}, Z'_{033} – соответственно электростатическое и электродинамическое характеристическое сопротивление связи линий, образованных проводами 3, 3′.

Названные выше характеристические сопротивления связаны с характеристическими сопротивлениями связанных линий из проводов 3, 3′ при возбуждении в них синфазных (четных) и противофазных (нечетных) волн напряжения* известными нам соотношениями, которые запишем в виде:

$$W_{33} = 2Z_{c3}Z_{п3}/(Z_{c3} + Z_{п3}); \quad Z_{033} = (Z_{c3} + Z_{п3})/2;$$

$$W'_{33} = 2Z_{c3}Z_{п3}/(Z_{c3} - Z_{п3}); \quad Z'_{033} = (Z_{c3} - Z_{п3})/2,$$

где цифра 3 означает, что параметр относится к отрезку из проводов 3, 3′

В случае полной симметрии устройства, очевидно, будут справедливыми следующие дополнительные граничные условия:

$$U_{20} = U_{30} = -U'_{20} = -U'_{30}\,;$$

$$I'_{20} = -I_{20} = I_{30} = -I'_{30}\,.$$

---

* Напомним, что в случае симметричной связанной линии (провода 3, 3′ одинакового сечения и одинаково расположены относительно земли (корпуса)) характеристические сопротивления линий одинаковы в режимах возбуждения как синфазных (противофазных) волн напряжения, так и синфазных (противофазных) волн тока.

Из (1.128):

$$I_{20} = \frac{E/2 - I_{10}\cos\beta\ell\ (R_н/2 + jZ_{011}\ \text{tg}\ \beta\ell)}{jZ_{012}\sin\beta\ell}. \qquad (1.139)$$

Учитывая (1.139) и соотношение $\left(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2\right) = Z_{012}W_{12}$, из (1.130) получаем:

$$U_{20} = \frac{E\ (Z_{012} + Z_{022})}{2Z_{012}\cos\beta\ell} + I_{10}\left(\frac{Z_{022}}{Z_{012}}\ \frac{R_н}{2} + jW_{12}\ \text{tg}\ \beta\ell\right). \qquad (1.140)$$

Из (1.132), учитывая (1.139), (1.140) и дополнительное граничное условие $I'_{20} = -I_{20}$, находим:

$$I_{10} = E\frac{2Z_{012} + Z_{022} + Z_{033} - Z'_{033}}{\cos\beta\ell\ \{R_н(Z_{022} + Z_{033} - Z'_{033}) + j\cdot 2[Z_{012}W_{12} + Z_{011}\ (Z_{033} - Z'_{033}]\ \text{tg}\ \beta\ell\}}.$$

Так как $Z_{033} - Z'_{033} = Z_{п3}$, то

$$I_{10} = E\frac{2Z_{012} + Z_{022} + Z_{п3}}{\cos\beta\ell\ [R_н(Z_{022} + Z_{п3}) + j\cdot 2(Z_{012}W_{12} + Z_{011}Z_{п3})\ \text{tg}\ \beta\ell]}.$$

Если

$$R_н = 2(Z_{012}W_{12} + Z_{011}Z_{п3})/(Z_{022} + Z_{п3}), \qquad (1.141)$$

то

$$I_{10} = E\frac{2Z_{012} + Z_{022} + Z_{п3}}{2\ (Z_{012}W_{12} + Z_{011}Z_{п3})}e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.142)$$

$$U_{R_н} = I_{R_н}R_н = E\frac{2Z_{012} + Z_{022} + Z_{п3}}{Z_{022} + Z_{п3}}e^{-j\beta\ell} \qquad (1.143)$$

Как видим, при $R_н$, удовлетворяющем (1.141), устройство проявляет свойства ТЛ.

Если устройство реализуется на основе трех идентичных отрезков симметричной двухпроводной линии, то согласно (1.141)...(1.143):

$$R_н = \frac{2Z_п\ (3Z_с + Z_п)}{Z_с + 3Z_п}; \qquad (1.144)$$

$$I_{10} = \frac{E}{2Z_п} e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.145)$$

$$U_{R_н} = E\frac{3Z_с + Z_п}{Z_с + 3Z_п} e^{-j\beta\ell}$$

Если $Z_с >> Z_п$, то

$$R_н \approx 6Z_п = 3Z_0; \quad U_{R_н} \approx 3Ee^{-j\beta\ell},$$

где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии.

Если отрезки линий, соответствующие проводам 1, 2 и 1', 2', реализуются из коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и в качестве проводов 1, 1' используются центральные проводники, то получаем:

$$R_н = \frac{2\ [Z_{c2}\ (Z_0 + Z_{п3})\ + Z_0 Z_{п3}]}{Z_{c2} + Z_{п3}}; \qquad (1.146)$$

$$I_{10} = E\frac{3Z_{c2}\ + Z_{п3}}{2\ [Z_{c2}\ (Z_0 + Z_{п3})\ + Z_0 Z_{п3}]}\ e^{-j\beta\ell}; \qquad (1.147)$$

$$U_{R_н} = E\frac{3Z_{c2}\ + Z_{п3}}{Z_{c2}\ + Z_{п3}}\ e^{-j\beta\ell}$$

При $Z_{c2} >> Z_{п3}$

$$R_н \approx 2\ (Z_0 + Z_{п3});$$

$$I_{10} \approx \frac{3E}{2\ (Z_0 + Z_{п3})}\ e^{-j\beta\ell};$$

$$U_{R_н} \approx 3Ee^{-j\beta\ell}$$

Подбирая параметры двухпроводной линии для отрезка из проводов 3, 3', можно обеспечить необходимое значение $R_н$. В частности, если $Z_{п3} = Z_0/2$, то

$$R_н \approx 3Z_0;$$

$$I_{10} \approx \frac{E}{Z_0}\ e^{-j\beta\ell};$$

$$U_{R_н} \approx 3Ee^{-j\beta\ell}$$

Если в качестве проводов 1, 1' используются наружные проводники отрезков коаксиальной линии (оплетка), то, учитывая, что

при таком подключении $Z_{012} = Z_{011} = Z_{c1}$; $Z_{022} = Z_{c1} + Z_0$; $W_{12} = Z_0$, получаем:

$$R_н = \frac{2\ Z_{c1}\ (Z_0 + Z_{п3})}{Z_{c1} + Z_0 + Z_{п3}} \approx 2\ (Z_0 + Z_{п3}) \qquad \text{при} \quad Z_{c1} \gg (Z_0 + Z_{п3});$$

$$U_{R_н} = E\frac{3Z_{c1}\ + Z_0 + Z_{п3}}{Z_{c1} + Z_0 + Z_{п3}} e^{-j\beta\ell} \approx 3Ee^{-j\beta\ell} \qquad \text{при} \quad Z_{c1} \gg (Z_0 + Z_{п3});$$

$$I_{10} = E\frac{3Z_{c1}\ + Z_0 + Z_{п3}}{2Z_{c1}\ (Z_0 + Z_{п3})} e^{-j\beta\ell} \approx \frac{3E}{2\ (Z_0 + Z_{п3})} e^{-j\beta\ell} \text{ при } Z_{c1} \gg (Z_0 + Z_{п3}).$$

Как видим, рассматриваемое устройство при соответствующих параметрах отрезков линий и нагрузки $R_н$ обладает свойствами ТЛ с коэффициентом трансформации по напряжению, близкому по величине числу 3, равному числу отрезков линий.

Входной ток устройства: $I_{вх} = I_{1\ell} + I_{3\ell} + I'_{2\ell} = -I'_{1\ell} - I'_{3\ell} - I_{2\ell}$.

На основании соответствующих уравнений из (1.127)...(1.137) получаем:

$$I_{вх} = I_{10}\cos\beta\ell\left(1 + j\frac{R_н(W_{11} + W_{12})}{2W_{11}W_{12}}\ \text{tg}\ \beta\ell\right) - 2I_{20}\cos\beta\ell -$$

$$-jU_{10}\frac{[W_{12}W'_{33}\ (W_{33} - W_{22}) + W_{22}W_{33}\ (W'_{33} - W_{12})]}{W_{12}W_{22}W_{33}W'_{33}}\ \sin\beta\ell. \quad (1.148)$$

При реализации устройства из трех идентичных отрезков симметричной двухпроводной линии, поскольку в этом случае $W_{33} = W_{22}$; $W'_{33} = W_{12}$, выражение (1.148) принимает вид

$$I_{вх} = I_{10}\cos\beta\ell\left(1 + j\frac{R_н(W_{11} + W_{12})}{2W_{11}W_{12}}\ \text{tg}\ \beta\ell\right) - 2I_{20}\cos\beta\ell.$$

Учитывая (1.139), (1.144), (1.145) и выполняя соответствующие преобразования, получаем:

$$I_{вх} = \frac{E}{2Z_п}\left(\frac{3Z_c + Z_п}{Z_c + 3Z_п} + \frac{8Z_н}{j(Z_c + 3Z_п)\ \text{tg}\ \beta\ell}\right).$$

Входная проводимость устройства

$$Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}.$$

На основании последних соотношений находим:

– резистивная составляющая входного сопротивления

$$R_{вх} = \frac{2Z_п\ (Z_с + 3Z_п)}{3Z_с + Z_п} = \frac{4Z_п^2}{R_н} = \frac{4Z_0^2}{R_н};$$

– реактивная составляющая входного сопротивления

$$jX_{вх} = j\ \frac{(Z_с + 3Z_п)}{4}\ \text{tg}\ \beta\ell.$$

При $Z_с >> Z_п$

$$R_{вх} \approx 2Z_п/3 = Z_0/3;$$

$$jX_{вх} \approx j\ \frac{Z_с}{4}\ \text{tg}\ \beta\ell.$$

Коэффициент трансформации сопротивлений $n_R = R_н/R_{вх} \approx 9$.

Резистивная составляющая входного сопротивления может быть также найдена из условия: $E^2/R_{вх} = |I_{10}|^2 R_н = |U_{R_н}|^2/R_н$.

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и использовании в качестве проводов 1, 1' центральных проводников (провода 3, 3' реализуются из отрезка симметричной двухпроводной линии) на основании (1.148), учитывая (1.139), (1.140), (1.146), (1.147), получаем:

$$I_{вх} = E\left\{\frac{(3Z_{с2} + Z_{п3})^2}{2\ (Z_{с2} + Z_{п3})[Z_{с2}\,(Z_0 + Z_{п3}) + Z_0 Z_{п3}]} + \frac{2}{j(Z_{с2} + Z_{п3})\,\text{tg}\,\beta\ell} + \right.$$

$$\left. + \frac{[Z_{п3}\ (2Z_{с2} + Z_0) - Z_{с2}Z_0]^2}{-j\cdot 2[Z_{с2}\ (Z_0 + Z_{п3}) + Z_0 Z_{п3}]\ Z_0 Z_{с2} Z_{п3}\ \text{ctg}\,\beta\ell}\right\}. \qquad (1.149)$$

Входная проводимость устройства: $Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

Как следует из (1.149), входной цепи устройства соответствует эквивалентная схема (рис. 1.54), представляемая в виде:

– параллельного соединения резистивного сопротивления

$$R_{вх} = \frac{2\ (Z_{с2} + Z_{п3})\ [Z_{с2}\ (Z_0 + Z_{п3})\ + Z_0 Z_{п3}]}{(3Z_{с2} + Z_{п3})^2}; \qquad (1.150)$$

– короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением

$$Z_{0кз} = (Z_{с2} + Z_{п3})/2;$$

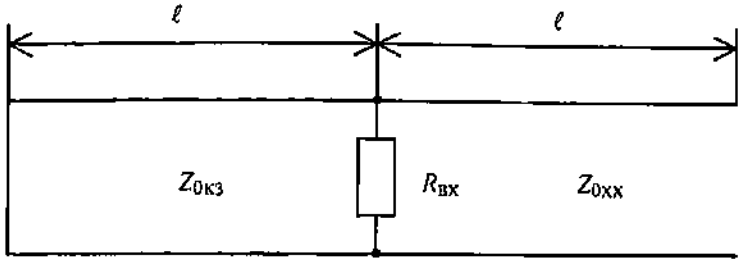


Рис. 1.54

– разомкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением

$$Z_{0хх} = \frac{2Z_0 Z_{c2} Z_{п3}\ [Z_{c2}\ (Z_0 + Z_{п3})\ + Z_0 Z_{п3}]}{[Z_{п3}\ (2Z_{c2} + Z_0) - Z_{c2} Z_0]^2}. \qquad (1.151)$$

Резистивная составляющая входного сопротивления (1.150) может быть также найдена из условия $E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/R_н$.

Если на рабочей частоте электрическая длина отрезков $\beta\ell$ окажется равной $\pi/2$, то произойдет короткое замыкание входа устройства через разомкнутый отрезок (см. схему рис. 1.54). Следовательно, при реализации устройства с использованием отрезков коаксиальной линии длина отрезков должна быть меньше $\lambda_в/4$. Как следует из (1.151), если обеспечить $Z_{п3} = Z_{c2}Z_0/(2Z_{c2} + Z_0)$, то $Z_{0хх} = \infty$. Однако конструктивно обеспечить найденное значение характеристического сопротивления $Z_{п3}$ с абсолютной точностью не представляется возможным, поэтому отмеченное выше ограничение на длину отрезков в данном случае является принципиальным. Чем меньше значение $\beta\ell$, тем с большим основанием можно считать, что реактивная составляющая входного сопротивления устройства определяется короткозамкнутым отрезком на схеме (рис. 1.54).

При $Z_{c2} >> Z_0$:

$$Z_{п3} \approx Z_0/2; \quad R_{вх} \approx \frac{3}{9} Z_0; \quad n_R = R_н/R_{вх} \approx 9; \quad jX_{вх} \approx j\,\frac{Z_{c2}}{2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому ТЛ по схеме (рис. 1.53) при размещении отрезков линий на ферритовых сердечниках в соответствие можно поставить электрическую схему рис. 1.55.

Продольные напряжения на обмотках в схеме рис. 1.55:

$$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{R_н}/2 - U_{1\ell} \approx (3/2)\,Ee^{-j\beta\ell} - E/2 \approx (E/2)\,(3e^{-j\beta\ell} - 1) \approx E$$

$$\text{при } \beta\ell \to 0;$$

$$U_2 = U_{20} - U_{2\ell}, \qquad \text{где} \qquad U_{2\ell} = -E/2.$$

Согласно (1.140) с учетом (1.145) или (1.147) при $\beta\ell \to 0$ $U_{20} \approx E/2$. Следовательно, $U_2 \approx E$.

$$U_3 = U_{30} - U_{3\ell} = U_{20} - U_{3\ell} \approx E/2 - E/2 = 0;$$

$$U_3' = U_{30}' - U_{3\ell}' = -U_{20} - U_{3\ell}' \approx -E/2 + E/2 = 0;$$

$$U_1' = U_{10}' - U_{1\ell}' = -U_{R_н}/2 - U_{1\ell}' \approx -(3/2)Ee^{-j\beta\ell} + E/2 \approx$$

$$\approx (E/2)\,(-3e^{-j\beta\ell} + 1) \approx -E \qquad \text{при } \beta\ell \to 0;$$

$$U_2' = U_{20}' - U_{2\ell}' = -U_{20} - U_{2\ell}' \approx -E/2 - E/2 \approx -E.$$

Напряжение на нагрузке $U_{R_н} = E + U_1 - U_1' \approx 3E$.

Реактивная составляющая входного тока $I_{вх.р}$ источника сигнала E протекает по двум путям, показанным пунктиром на схеме рис. 1.55. При идентичности трансформаторов из проводов 1, 2 и 1′, 2′ оба пути идентичны: один включает обмотки из проводов 2, 3, а второй из проводов 2′, 3′ Токи в обмотках из проводов 3, 3′ одинаковы по величине, но протекают в противоположных направлениях относительно одноименно обозначенных концов. По этой причине результирующий магнитный поток в сердечнике трансформатора с катушками из проводов 3, 3′ практически отсутствует и продольные напряжения на обмотках U_3, U_3' практически равны нулю.

Обозначая индуктивности намагничивания трансформаторов из обмоток проводов 1, 2 и 1′, 2′ L_μ и учитывая, что продольные напряжения на этих обмотках по величине практически равны E, результирующую индуктивность намагничивания устройства по схеме рис. 1.55, приведенную к источнику сигнала E, можно найти из условия $|U_2|^2/\omega L_\mu + |U_2'|^2/\omega L_\mu \approx 2E^2/\omega L_\mu = E^2/\omega L_{\mu р}$, согласно которому результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р} = L_\mu/2$.

Максимальная величина продольного напряжения на обмотке трансформатора в повышающем ТЛ по симметричной схеме с коэффициентом трансформации три оказывается в два раза ниже, чем в несимметричном варианте ТЛ с таким же коэффициентом трансформации (см. рис. 1.46), что упрощает конструирование симметричного ТЛ.

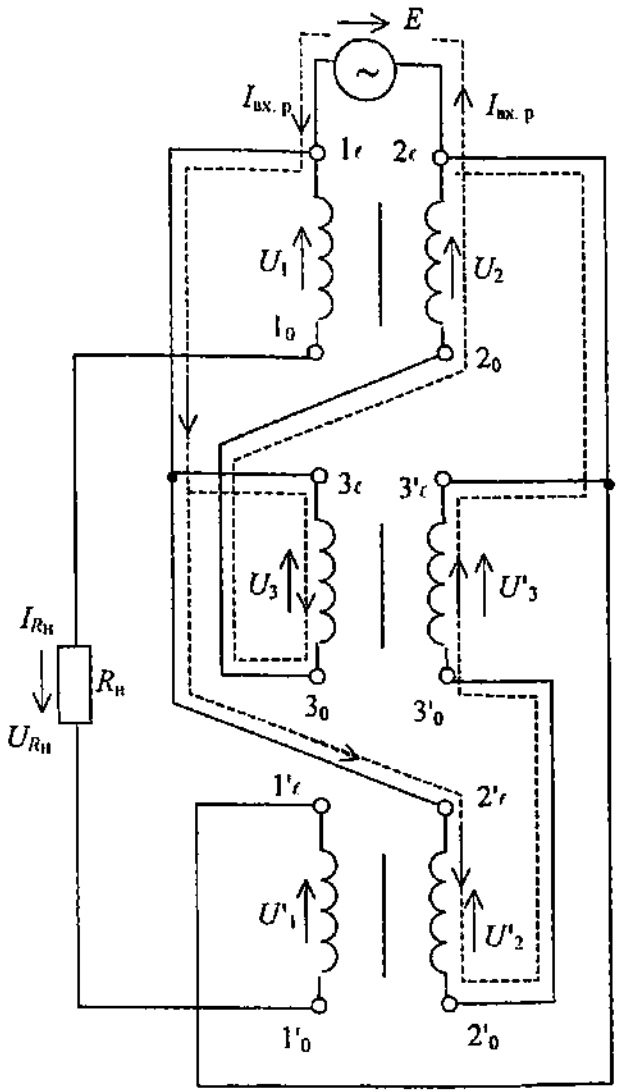


Рис. 1.55

Обмотки, образованные проводами 1, 2 и 1', 2', могут быть размещены на общем кольцевом магнитопроводе с противоположными направлениями намотки относительно одинаково обозначенных концов проводов отрезков. Необходимость противоположной намотки указанных обмоток очевидна из рассмотрения схемы рис. 1.55: ток через обмотку-провод 2 протекает от конца 0 до конца ℓ, а такой же ток через обмотку-провод 2' протекает от конца ℓ

к концу 0. Чтобы магнитные потоки складывались в общем магнитопроводе, направления намоток этих проводов на сердечник (кольцо) должны быть противоположными*. Размещение обмоток на общем магнитопроводе в данном случае не приводит к увеличению результирующей индуктивности намагничивания, так как обмотки из проводов 2, 2′ подключаются параллельно источнику сигнала E. Обмотки, образованные проводами 3, 3′, должны располагаться на отдельном магнитопроводе. При малой электрической длине отрезков рассматриваемое устройство, как будет показано в п. 1.2.6, может быть реализовано без отрезка из проводов 3, 3′ при размещении двух других отрезков на общем кольцевом ферритовом сердечнике с противоположной намоткой.

1.2.4. ПОНИЖАЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ**

Рассмотрим устройство, состоящее из двух ТЛ 1:1, включенных со стороны источника сигнала E последовательно, а со стороны нагрузки $R_н$ параллельно. Схема устройства представлена на рис. 1.56.

Граничные условия на концах проводов:

$$U_{10} = U_{30} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н; \qquad I_{R_н} = I_{10} + I_{30}; \qquad I_{2\ell} = -I_{3\ell};$$
$$U_{1\ell} = E; \quad U_{2\ell} = U_{3\ell}; \quad U_{20} = U_{40} = U_{4\ell} = 0.$$

На основании уравнений (1.8) с учетом граничных условий – для пары проводов 1, 2:

$$I_{1\ell} = I_{10} \cos \beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}} \sin \beta\ell, \tag{1.152}$$

$$U_{1\ell} = U_{10} \cos \beta\ell + j\,(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}) \sin \beta\ell = E, \tag{1.153}$$

$$I_{2\ell} = I_{20} \cos \beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}} \sin \beta\ell, \tag{1.154}$$

$$U_{2\ell} = j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}) \sin \beta\ell; \tag{1.155}$$

---

* Подробнее вопрос о размещении отрезков линий на общем магнитопроводе рассматривается в п. 1.2.6.

** В заключении работы (п. 3.1) рассматривается понижающий ТЛ с произвольным коэффициентом трансформации (целым или дробным) на двух отрезках линий.

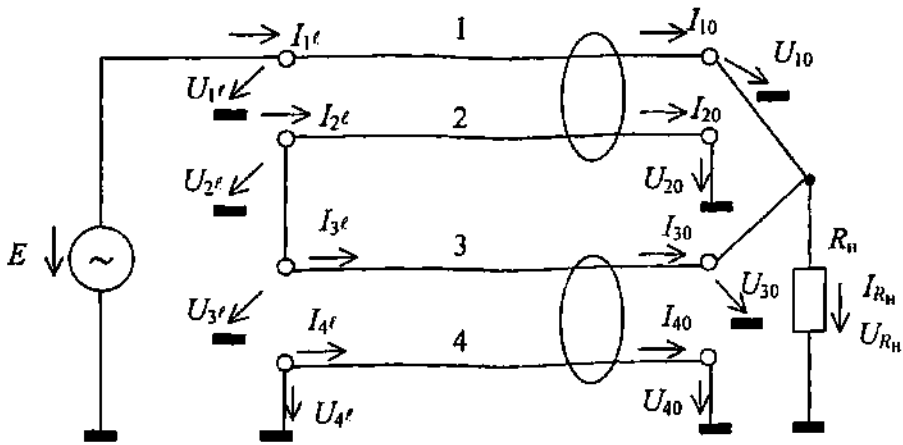


Рис. 1.56

– для пары проводов 3, 4:

$$I_{3\ell} = I_{30}\ \cos\ \beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{33}}\sin\beta\ell\,; \tag{1.156}$$

$$U_{3\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\,(I_{30}Z_{033} + I_{40}Z_{034})\sin\beta\ell\,; \tag{1.157}$$

$$I_{4\ell} = I_{40}\ \cos\ \beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{34}}\sin\beta\ell\,;$$

$$U_{4\ell} = j\,(I_{40}Z_{044} + I_{30}Z_{034})\sin\beta\ell = 0. \tag{1.158}$$

Из (1.158):

$$I_{40} = -\,I_{30}Z_{034}/Z_{044}.$$

Так как

$$I_{30} = I_{R_н} - I_{10} = U_{10}/R_н - I_{10}, \tag{1.159}$$

то

$$I_{40} = -\frac{U_{10}}{R_н}\frac{Z_{034}}{Z_{044}} + I_{10}\frac{Z_{034}}{Z_{044}}.$$

С учетом последних соотношений на основании граничного условия $U_{2\ell} = U_{3\ell}$ из (1.155), (1.157) получаем, учитывая в процессе преобразований соотношение: $Z_{033}Z_{044} - Z_{034}^2 = Z_{044}W_{33}$,

$$I_{20} = -I_{10}\left(\frac{Z_{012} + W_{33}}{Z_{022}}\right) + \frac{U_{10}}{jR_нZ_{022}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\,(R_н + jW_{33}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell). \tag{1.160а}$$

Из условия $I_{2\ell} = -I_{3\ell}$ на основании (1.154), (1.156) с учетом (1.159) получаем:

$$I_{20} = I_{10} - U_{10}\left(\frac{1}{R_н} + j\frac{W_{12} - W_{33}}{W_{12}W_{33}}\operatorname{tg}\ \beta\ell\right). \qquad (1.160б)$$

Приравнивая выражения (1.160), находим:

$$I_{10} = -jU_{10}\ \operatorname{ctg}\ \beta\ell\ \frac{\left\{\left[1 - \frac{Z_{022}\ (W_{12} - W_{33})}{W_{12}W_{33}}\operatorname{tg}^2\beta\ell\right] + j\frac{Z_{022} + W_{33}}{R_н}\ \operatorname{tg}\ \beta\ell\right\}}{(Z_{022} + Z_{012} + W_{33})}. \qquad (1.161)$$

Из (1.153) с учетом (1.160), (1.161) получаем, учитывая в процессе преобразования соотношение:

$$Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2 = Z_{012}W_{12} = Z_{011}W_{22},$$

$$U_{10} = \frac{E}{\cos\ \beta\ell\left\{\frac{Z_{011} + Z_{022} + 2Z_{012} + W_{33}}{Z_{022} + Z_{012} + W_{33}} - \frac{Z_{012}\ (W_{12} - W_{33})^2\operatorname{tg}^2\beta\ell}{W_{12}W_{33}(Z_{022} + Z_{012} + W_{33})} + j\frac{Z_{011}(W_{22} + W_{33})}{R_н(Z_{022} + Z_{012} + W_{33})}\operatorname{tg}\ \beta\ell\right\}} = U_{R_н}.$$

Если обеспечить

$$W_{12} = W_{33}, \qquad (1.162)$$

$$R_н = \frac{Z_{011}\ (W_{22} + W_{33})}{Z_{011} + Z_{022} + 2Z_{012} + W_{33}}, \qquad (1.163)$$

то оказывается

$$U_{10} = \frac{E\ (Z_{022} + Z_{012} + W_{33})}{(Z_{011} + Z_{022} + 2Z_{012} + W_{33})}e^{-j\beta\ell} = U_{R_н}. \qquad (1.164)$$

Величина выходного напряжения не зависит от частоты, что свойственно ТЛ.

Ток через нагрузку $R_н$, удовлетворяющую (1.163),

$$I_{R_н} = U_{10}/R_н = \frac{E\ (Z_{022} + Z_{012} + W_{33})}{Z_{011}(W_{22} + W_{33})}e^{-j\beta\ell} \qquad (1.165)$$

также не зависит по величине от частоты.

Соотношение (1.162), как мы уже знаем из рассмотрения повышающих ТЛ на двух и трех отрезках линий, наиболее легко обеспечить при использовании коаксиальной линии с проводами 1, 3 в качестве центральных. В этом случае

$$W_{11} = W_{33} = Z_0; \quad W_{12} = W_{34} = Z_0; \quad Z_{022} = Z_{044} = Z_{c2};$$

$$Z_{011} = Z_{033} = Z_{c2} + Z_0; \quad W_{22} = W_{44} = Z_{c2}Z_0/(Z_{c2}+Z_0); \quad Z_{012} = Z_{034} = Z_{c2},$$

где, напомним, Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии; Z_{c2} – волновое (характеристическое) сопротивление наружного провода коаксиальной линии (провода 2, 4) при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения в проводах 1, 2 и 3, 4 соответственно.

При использовании отрезков из одной и той же двухпроводной линии соотношение (1.162) может быть выполнено лишь приближенно при сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_c >> Z_п$), когда можно считать

$$W_{12} = W_{34} = 2Z_cZ_п/(Z_c - Z_п) \approx 2Z_п;$$

$$W_{11} = W_{22} = W_{33} = W_{44} = 2Z_cZ_п/(Z_c + Z_п) \approx 2Z_п.$$

Очевидно, соотношение (1.162) можно выполнить, изготавливая отрезки из разных двухпроводных линий с соответствующими параметрами. Более того, отрезок из проводов 3, 4 может быть выполнен из однопроводной линии, образованной проводом 3 над корпусом устройства и имеющей волновое сопротивление $Z_{03} = W_{33} = W_{12}$.

При использовании коаксиальной линии получаем*:

$$R_н = Z_0/2; \quad U_{R_н} = U_{10} = (E/2)\, e^{-j\beta\ell}. \quad I_{R_н} = (E/Z_0)\, e^{-j\beta\ell}$$

Как видим, рассматриваемое устройство представляет понижающий ТЛ с коэффициентом передачи по напряжению $|K_u| = 1/2$.

Входной ток устройства $I_{вх} = I_{1\ell}$.

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии согласно (1.161)

$$I_{10} = -j\frac{U_{10}}{Z_0}\operatorname{ctg}\beta\ell\frac{[Z_0 + j\cdot 2(Z_{c2} + Z_0)\ \operatorname{tg}\beta\ell]}{(2Z_{c2} + Z_0)}.$$

---

* Читателю предлагаем определить характеристики устройства при реализации его из отрезков идентичной двухпроводной линии, а также при использовании двухпроводной линии для отрезка из проводов 1,2 и однопроводной линии (или другой двухпроводной линии) для реализации отрезка из проводов 3,4, когда выполняется условие (1.162).

Согласно (1.152)

$$I_{1\ell} = I_{\text{вх}} = \frac{E}{2Z_0}\left(1 + \frac{Z_0}{j\ (2Z_{c2} + Z_0)\ \text{tg}\,\beta\ell}\right).$$

Входная проводимость устройства

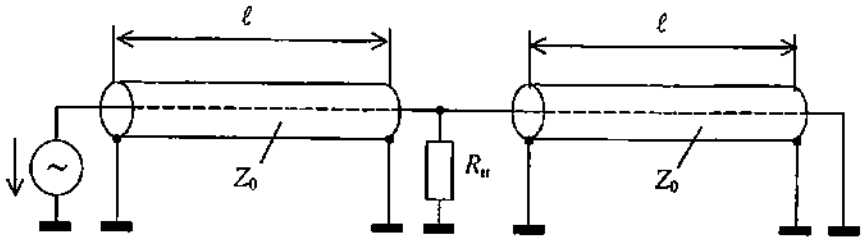
$$Y_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}}}{E} = \frac{1}{2Z_0} + \frac{1}{j \cdot 2(2Z_{c2} + Z_0)\text{tg}\,\beta\ell} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{jX_{\text{вх}}}.$$

Как видим, входное сопротивление устройства представляет параллельное соединение резистивной составляющей $R_{\text{вх}} = 2Z_0 = 4R_{\text{н}}$ и реактивной составляющей $jX_{\text{вх}} = j \cdot 2\ (2Z_{c2} + Z_0)\ \text{tg}\ \beta\ell$, соответствующей короткозамкнутому отрезку линии длиной ℓ с волновым сопротивлением $2(2Z_{c2} + Z_0)$. При $Z_{c2} >> Z_0$ $jX_{\text{вх}} \approx j \cdot 4Z_{c2}\ \text{tg}\ \beta\ell$.

При прочих равных условиях реактивная составляющая входного сопротивления понижающего ТЛ оказывается в четыре раза больше, чем повышающего ТЛ из двух аналогичных отрезков. Коэффициент трансформации сопротивлений, как и в случае повышающего ТЛ, определяется квадратом числа используемых отрезков линий: $n_R = R_{\text{н}}/R_{\text{вх}} = 1/4$.

При использовании коаксиальной линии отрезок, соответствующий проводам 3, 4, может быть размещен без какого-либо каркаса или ферритового сердечника. При использовании кольцевого ферритового сердечника конструкция рассматриваемого устройства аналогична показанной на рис. 1.42, где следует поменять места подключения нагрузки $R_{\text{н}}$ и источника сигнала E.

В отличие от повышающего ТЛ на двух отрезках рассматриваемое устройство при использовании коаксиальной линии может быть реализовано полностью без какого-либо каркаса или сердечника при надежном соединении с землею (корпусом) устройства наружных проводов (оплеток) обоих отрезков. Такой реализации соответствует $Z_{c2} = 0$. На основании соотношений (1.163), (1.164), (1.165) получаем при $Z_{c2} = 0$: $R_{\text{н}} = Z_0/2$; $U_{10} = U_{R_{\text{н}}} = (E/2)\ e^{-j\beta\ell}$. $I_{R_{\text{н}}} = (E/Z_0)\ e^{-j\beta\ell}$, что совпадает с результатами при $Z_{c2} \neq 0$. В данном случае понижающий в два раза напряжение ТЛ представляет отрезок коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0, нагруженный на сопротивление $R_{\text{н}} = Z_0/2$, параллельно которому подключен такой же отрезок коаксиальной линии, закороченный на конце. Схема ТЛ для этого случая показана на рис. 1.57.



$R_н = Z_0/2$

Рис. 1.57

Резистивная составляющая входного сопротивления ТЛ по схеме рис. 1.57 $R_{вх} = 2Z_0$, как и прежде, а реактивная составляющая $jX_{вх} = j2Z_0 \operatorname{tg}\beta\ell$. Реактивная составляющая входного сопротивления в данном случае получается существенно меньше, что, в свою очередь, существенно повышает значение нижней рабочей частоты ТЛ. Тем не менее рассматриваемое устройство представляет практический интерес* в силу простоты конструкции: берется отрезок коаксиальной линии (кабеля) с волновым сопротивлением $Z_0 = 2R_н$, посередине отрезка разрывается оплетка и в месте разрыва подключается нагрузка, один конец отрезка закорачивается, а к другому присоединяется источник сигнала E.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, понижающему ТЛ по схеме рис. 1.56 можно поставить в соответствие эквивалентную схему рис. 1.58,*а*.

Продольные напряжения на обмотках трансформатора:

$$U_1 = U_{10} - E = (E/2)\, e^{-j\beta\ell} - E \approx -E/2 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U_2 = -U_{2\ell} = -U_{3\ell}; \quad U_3 = U_{30} - U_{3\ell} = U_{10} - U_{2\ell}; \quad U_4 = 0.$$

Из (1.155) находим: $U_{2\ell} = U_{3\ell} = EZ_{c2}/(2Z_{c2} + Z_0)$.

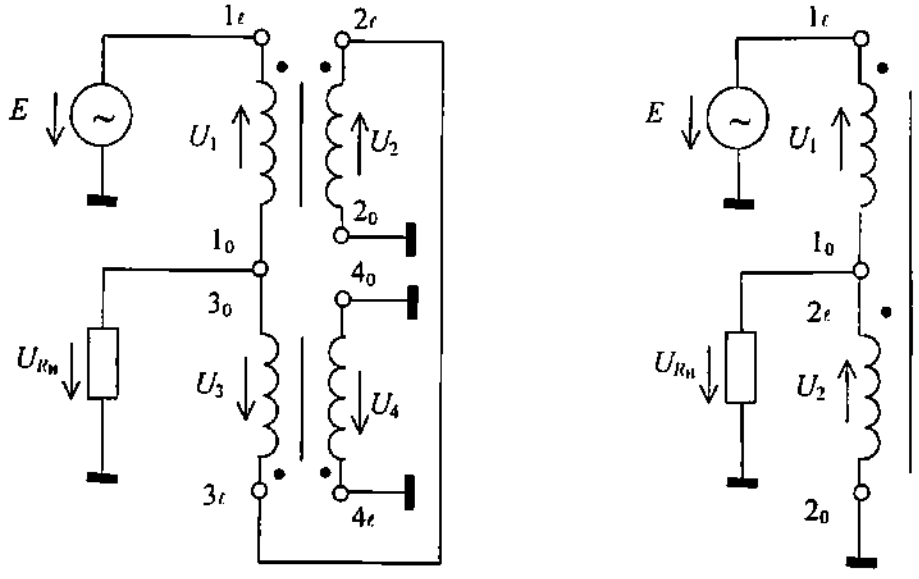
При $Z_{c2} >> Z_0$ $U_{2\ell} = U_{3\ell} \approx E/2$, следовательно, $U_2 \approx -E/2$; $U_3 = U_{R_н} - U_{2\ell} \approx 0$.

На обмотках трансформатора, образованного проводами 3, 4, продольные напряжения практически отсутствуют ($U_3 \approx 0$, $U_4 = 0$), следовательно, результирующая индуктивность намагничивания $L_{мр}$ практически будет определяться индуктивностью намагничивания трансформатора, образованного обмотками из проводов 1, 2, $L_м$.

* См. заключение, п. 3.1.

Пренебрегая индуктивностью трансформатора из обмоток 3, 4, которые при использовании коаксиальной линии вообще могут быть размещены без ферритового сердечника и исключены из схемы рис. 1.58,*а* с понижением рабочей частоты, эквивалентную схему рассматриваемого ТЛ можно представить, как показано на рис. 1.58,*б*. В данном случае эквивалентная схема соответствует понижающему автотрансформатору.

Согласно схеме рис. 1.58,*б* источник сигнала E подключается к последовательному соединению двух обмоток, образованных проводами 1, 2. Следовательно, результирующая индуктивность намагничивания трансформатора $L_{\mu р}$, приведенная к источнику сигнала E, определяется результирующей обмоткой из проводов 1, 2. Если принять конструкции повышающего ТЛ на двух отрезках линий и понижающего ТЛ на двух отрезках линий одинаковыми (см. рис. 1.42), то, как следует из сравнения схем рис. 1.44,*б* и 1.58,*б*, приведенные к источнику сигнала E индуктивности намагничивания будут различаться в 4 раза: в схеме рис. 1.44,*б* источник сигнала E подключается непосредственно к одной обмотке из провода 2, а в схеме рис. 1.58,*б* источник сигнала E подключается к двум последовательно согласно включенным идентичным обмоткам, об-



$U_{R_н} = U_{10} = U_{30}$

а *б*

Рис. 1.58

разующим одну обмотку, результирующая индуктивность которой будет в 4 раза больше (согласно (1.116) индуктивность катушки на кольцевом ферритовом сердечнике пропорциональна квадрату числа витков). Увеличение индуктивности в 4 раза обусловливает увеличение в 4 раза реактивной составляющей входного сопротивления, что отмечалось нами ранее при сравнении повышающего и понижающего ТЛ аналогичной конструкции.

Из условия $X_{вх} \approx 4Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx \omega L_{пр}$ при $\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx \beta\ell$ следует $L_{пр} \approx \approx 4\ell L_{пог.c2}$.

При намотке отрезков линий на катушки из фторопласта при малой электрической длине проводов, пренебрегая, в силу практического отсутствия продольных напряжений, катушками из проводов 3, 4 ($U_3 \approx 0$; $U_4 = 0$), для рассматриваемого устройства можно применить эквивалентную схему из двух индуктивно связанных катушек из проводов 1, 2 с индуктивностями L_1 и L_2, показанную на рис. 1.59.

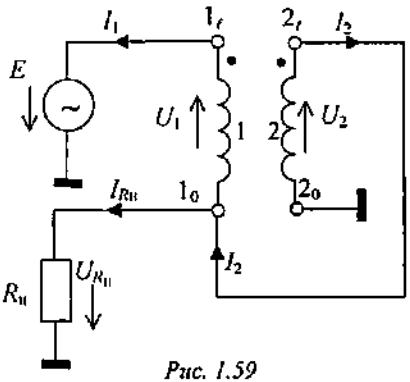


Рис. 1.59

На основании второго закона Кирхгофа для контура из источника сигнала E и катушек из проводов 1, 2 справедливо уравнение:

$$E + j\omega\,(L_1 + M)\,I_1 + j\omega\,(L_2 + M)\,I_2 = 0, \qquad (**)$$

из которого следует

$$I_2 = -\,[E/j\omega\,(L_2 + M)] - I_1\,(L_1 + M)/(L_2 + M). \qquad (***)$$

Входной ток от источника сигнала E: $I_{вх} = -I_1 = I_{R_н} - I_2$.

Из соотношения для $I_{вх}$, с учетом (***) получаем:

$$I_{вх} = -I_1 = \frac{I_{R_н}\;(L_2 + M)}{L_1 + L_2 + 2M} + \frac{E}{j\omega\;(L_1 + L_2 + 2M)}.$$

При $U_{R_н} \approx E/2$ ток $I_{R_н} \approx E/2R_н$, соответственно

$$I_{вх} \approx \frac{E\;(L_2 + M)}{2R_н\;(L_1 + L_2 + 2M)} + \frac{E}{j\omega\;(L_1 + L_2 + 2M)}.$$

Входная проводимость устройства

$$Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх} \approx \frac{L_2 + M}{2R_н\ (L_1 + L_2 + 2M)} + \frac{1}{j\omega\ (L_1 + L_2 + 2M)},$$

соответственно

$$R_{вх} \approx \frac{2R_н\ (L_1 + L_2 + 2M)}{L_2 + M};$$

$$jX_{вх} \approx j\omega\ (L_1 + L_2 + 2M).$$

Реактивная составляющая входного сопротивления, как следует из последнего соотношения, определяется результирующей индуктивностью двух последовательно согласно включенных катушек с взаимной индуктивностью M.

Полагая $L_1 \approx L_2 = L$ и принимая при сильной связи между катушками $M \approx L$, получаем $R_{вх} \approx 4R_н$; $jX_{вх} \approx j\omega \cdot 4L$.

Как видим, результаты согласуются с полученными при анализе с использованием уравнений связанных линий. В частности, если конструкции повышающего и понижающего ТЛ одинаковы, то реактивная составляющая входного сопротивления понижающего ТЛ оказывается в 4 раза больше, чем у повышающего ТЛ.

Если провода отрезка линии намотаны на катушку со значительным шагом между витками, то результирующая индуктивность ТЛ, шунтирующая источник сигнала E, $L_р \approx 4\ell L_{пог.с2}$, где $L_{пог.с2}$ – погонная индуктивность линии, образованной проводом 2 (оплеткой коаксиального кабеля) на фторопластовой катушке при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения в системе проводов 1, 2.

В заключение обратим внимание, что уравнение (**) может быть записано в виде $E + U_1 + U_2 = 0$, где

$$U_1 = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2; \quad U_2 = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1.$$

Рассмотрим устройство, состоящее из трех ТЛ 1:1, включенных со стороны источника сигнала E последовательно, а со стороны нагрузки $R_н$ параллельно. Схема устройства показана на рис. 1.60.

Граничные условия на концах проводов:

$$U_{10} = U_{30} = U_{50} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н; \quad I_{R_н} = I_{10} + I_{30} + I_{50}; \quad U_{1\ell} = E; \quad U_{2\ell} = U_{3\ell};$$

$$U_{4\ell} = U_{5\ell}; \quad U_{20} = U_{40} = U_{60} = 0; \quad U_{6\ell} = 0; \quad I_{2\ell} = -I_{3\ell}; \quad I_{4\ell} = -I_{5\ell}$$

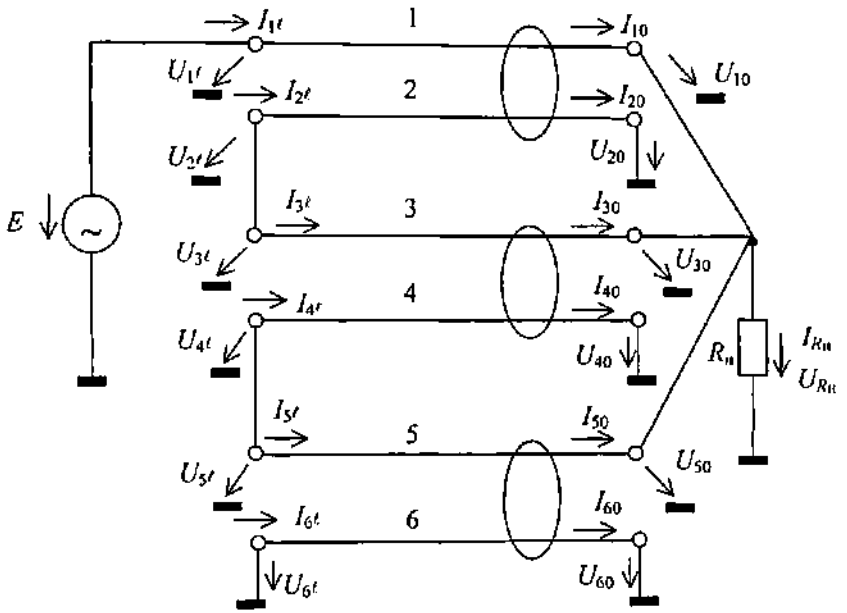


Рис. 1. 60

На основании уравнений (1.8) с учетом граничных условий:
– для пары проводов 1, 2:

$$I_{1\ell} = I_{10}\ \cos\ \beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell\,; \tag{1.166}$$

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\,(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012})\sin\beta\ell = E; \tag{1.167}$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\ \cos\ \beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell\,; \tag{1.168}$$

$$U_{2\ell} = j\,(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012})\sin\beta\ell; \tag{1.169}$$

– для пары проводов 3, 4:

$$I_{3\ell} = I_{30}\ \cos\ \beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{33}}\sin\beta\ell = -I_{2\ell}\,; \tag{1.170}$$

$$U_{3\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\,(I_{30}Z_{033} + I_{40}Z_{034})\sin\beta\ell = U_{2\ell}; \tag{1.171}$$

$$I_{4\ell} = I_{40}\ \cos\ \beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{34}}\sin\beta\ell\,; \tag{1.172}$$

$$U_{4\ell} = j\,(I_{40}Z_{044} + I_{30}Z_{034})\sin\beta\ell; \tag{1.173}$$

– для пары проводов 5,6:

$$I_{5\ell} = I_{50} \cos \beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{55}}\sin\beta\ell = -I_{4\ell}; \qquad (1.174)$$

$$U_{5\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\,(I_{50}Z_{055} + I_{60}Z_{056})\sin\beta\ell = U_{4\ell}; \qquad (1.175)$$

$$I_{6\ell} = I_{60} \cos \beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{56}}\sin\beta\ell;$$

$$U_{6\ell} = j\,(I_{60}Z_{066} + I_{50}Z_{056})\sin\beta\ell. \qquad (1.176)$$

Из (1.176)

$$I_{60} = -I_{50}\,(Z_{056}/Z_{066}). \qquad (1.177)$$

Обратим внимание, что пара проводов 5, 6 может быть заменена однопроводной линией из провода 5, имеющей волновое сопротивление $Z_{05} = W_{55}$.

На основании (1.172), (1.174) и граничного условия $I_{5\ell} = -I_{4\ell}$ получаем

$$I_{50} = -I_{40} - jU_{10}\,\frac{W_{34} - W_{55}}{W_{34}W_{55}}. \qquad (1.178)$$

Подставляя (1.177), (1.178) в (1.175), учитывая граничное условие $U_{5\ell} = U_{4\ell}$ и соотношение $(Z_{055}Z_{066} - Z_{056}^2) = Z_{066}W_{55}$, находим:

$$I_{40} = -I_{30}\frac{Z_{034}}{Z_{044} + W_{55}} - jU_{10}\left(\frac{\operatorname{ctg}\beta\ell}{Z_{044} + W_{55}} + \frac{W_{34} - W_{55}}{W_{34}\,(Z_{044} + W_{55})}\operatorname{tg}\beta\ell\right). \qquad (1.179)$$

На основании (1.168), (1.170) и граничного условия $I_{3\ell} = -I_{2\ell}$ имеем:

$$I_{30} = -I_{20} - jU_{10}\,\frac{W_{12} - W_{33}}{W_{12}W_{33}}\operatorname{tg}\beta\ell. \qquad (1.180)$$

Из условия $U_{3\ell} = U_{2\ell}$ на основании (1.169), (1.171), учитывая (1.179), (1.180), находим:

$$I_{20} = -I_{10}\frac{Z_{012}\,(Z_{044} + W_{55})}{Z_{022}\,(Z_{044} + W_{55}) + Z_{033}\,(W_{44} + W_{55})} -$$

$$-jU_{10}\frac{Z_{034} + Z_{044} + W_{55}}{Z_{022}\,(Z_{044} + W_{55}) + Z_{033}\,(W_{44} + W_{55})}\operatorname{ctg}\beta\ell -$$

$$-jU_{10}\frac{Z_{044}+W_{55}}{Z_{022}\ (Z_{044}+W_{55})+Z_{033}\ (W_{44}+W_{55})}\times$$

$$\times\left[\frac{(W_{12}-W_{33})\ Z_{034}^2W_{34}+(W_{34}-W_{55})\ Z_{034}W_{12}W_{33}}{(Z_{044}+W_{55})\ W_{12}W_{33}W_{34}}+\right.$$

$$\left.+\frac{Z_{033}\ (W_{12}-W_{33})}{W_{12}W_{33}}\right]\operatorname{tg}\beta\ell\,. \qquad (1.181)$$

При выполнении устройства на идентичных отрезках двухпроводной линии

$$Z_{012}=Z_{034}=Z_{056}=(Z_c-Z_п)/2;\quad Z_{011}=Z_{022}=....=Z_{055}=Z_{066}=(Z_c+Z_п)/2;$$

$$W_{12}=W_{34}=W_{56}=2Z_cZ_п/(Z_c-Z_п);$$

$$W_{11}=W_{22}=...=W_{55}=W_{66}=2Z_cZ_п/(Z_c+Z_п).$$

В случае сильной связи между проводами ($Z_c >> Z_п$), в частности,

$$W_{12}=W_{34}=W_{56}\approx 2Z_п;\qquad W_{11}=W_{33}=W_{55}\approx 2Z_п\,. \qquad (*)$$

При выполнении устройства на идентичных отрезках коаксиальной линии:

$$Z_{012}=Z_{034}=Z_{056}=Z_{c2};\qquad Z_{022}=Z_{044}=Z_{066}=Z_{c2};$$

$$Z_{011}=Z_{033}=Z_{055}=Z_{c2}+Z_0;$$

$$W_{12}=W_{34}=W_{56}=Z_0;\quad W_{11}=W_{33}=W_{55}=Z_0; \qquad (**)$$

$$W_{22}=W_{44}=W_{66}=Z_{c2}Z_0/(Z_{c2}+Z_0),$$

где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

Как следует из соотношений (*), при сильной связи между проводами двухпроводной линии, из отрезков которой изготавливается рассматриваемое устройство, слагаемым с зависимостью $\operatorname{tg}\beta\ell$ в (1.181) можно пренебречь. В случае коаксиальной линии это слагаемое равно нулю.

Дальнейший анализ проведем для случая устройства из отрезков коаксиальной линии.

Учитывая (**), получаем из (1.181):

$$I_{20}=-I_{10}\frac{Z_{c2}\ (Z_{c2}+Z_0)}{(Z_{c2}+Z_0)^2+Z_0Z_{c2}}-jU_{10}\frac{2Z_{c2}+Z_0}{(Z_{c2}+Z_0)^2+Z_0Z_{c2}}\operatorname{ctg}\ \beta\ell\,. \quad (1.182)$$

Из (1.178), (1.179), (1.180) следует:

$$I_{50} = -I_{40};\quad I_{40} = -I_{30}\frac{Z_{c2}}{Z_{c2}+Z_0} - jU_{10}\frac{\operatorname{ctg}\ \beta\ell}{Z_{c2}+Z_0};\quad I_{30} = -I_{20}.$$

Из условия $I_{10} = (U_{10}/R_н) - I_{30} - I_{50} = (U_{10}/R_н) + I_{20} + I_{40}$, учитывая последние соотношения для токов и выражение (1.182), находим:

$$I_{10} = U_{10}\frac{(Z_{c2}+Z_0)^2 + Z_0 Z_{c2}}{(Z_{c2}+Z_0)(3Z_{c2}+Z_0)}\left(\frac{1}{R_н} - j\frac{5Z_{c2}+2Z_0}{(Z_{c2}+Z_0)^2+Z_0 Z_{c2}}\operatorname{ctg}\ \beta\ell\right). \quad (1.183)$$

Из (1.167) с учетом (1.182), (1.183) и соотношения (**) получаем

$$3U_{10}\cos\beta\ell + jU_{10}\frac{Z_0}{R_н}\sin\beta\ell = E.$$

Если

$$R_н = Z_0/3, \quad (1.184)$$

то оказывается

$$U_{10} = U_{R_н} = (E/3)\, e^{-j\beta\ell} \quad (1.185)$$

соответственно

$$I_{R_н} = U_{10}/R_н = (E/Z_0)\, e^{-j\beta\ell}. \quad (1.186)$$

Как видим, при выполнении (1.184) рассматриваемое устройство обладает свойством понижающего ТЛ с коэффициентом передачи по напряжению $|K_u| = |U_{R_н}|/E = 1/3$.

Резистивная составляющая входного сопротивления рассматриваемого ТЛ, определяемая из условия $E^2/R_{вх} = |U_{10}|^2/R_н$, оказывается равной $R_{вх} = R_н E^2/|U_{10}|^2 = 9R_н = 3Z_0$.

Коэффициент трансформации сопротивлений $n_R = R_н/R_{вх} = 1/9$.

Как и в случае повышающего ТЛ из трех отрезков линии (см. рис. 1.46), у понижающего ТЛ из трех отрезков линии коэффициент трансформации сопротивлений пропорционален квадрату числа отрезков линии.

Входной ток понижающего ТЛ (рис. 1.60) $I_{вх} = I_{1\ell}$, соответственно $I_{1\ell}/E = Y_{вх} = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

Согласно (1.166), учитывая (1.183)...(1.185) и $W_{11} = Z_0$, получаем после выполнения соответствующих преобразований:

$$I_{1\ell} = \frac{E}{3}\left(\frac{1}{Z_0} + \frac{5Z_{c2}+2Z_0}{j\ (Z_{c2}+Z_0)(3Z_{c2}+Z_0)\ \operatorname{tg}\ \beta\ell}\right). \quad (1.187)$$

С учетом последних соотношений для рассматриваемого устройства:

$$R_{вх} = 3Z_0;$$

$$jX_{вх} = j\,\frac{3\,(Z_{c2}+Z_0)(3Z_{c2}+Z_0)}{5Z_{c2}+2Z_0}\,\mathrm{tg}\;\beta\ell\,.$$

В случае $Z_{c2} >> Z_0$: $jX_{вх} \approx j\,(9/5)\,Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Реактивная составляющая входного сопротивления понижающего ТЛ на трех отрезках линии оказывается в 9 раз больше, чем у повышающего ТЛ из трех таких же отрезков.

При реализации рассматриваемого ТЛ из отрезков коаксиальной линии отрезок, соответствующий проводам 5, 6 (рис. 1.60), может быть размещен без какого-либо каркаса или ферритового сердечника. При использовании кольцевого ферритового сердечника конструкция ТЛ аналогична представленной на рис. 1.48, где следует поменять места подключения нагрузки $R_н$ и источника сигнала E.

Как и понижающий ТЛ из двух отрезков коаксиальной линии, понижающий ТЛ из трех отрезков коаксиальной линии принципиально может быть реализован вообще без какого-либо каркаса или сердечника при надежном соединении с землею (корпусом) устройства наружных проводов (оплеток) всех трех отрезков* Такой реализации соответствует $Z_{c2} = 0$.

При $Z_{c2} = 0$ на основании (1.180), (1.182) получаем $I_{30} = -\,U_{10}/jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$; а на основании (1.178), (1.179) $I_{50} = -\,U_{10}/jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$, где $U_{10} = U_{R_н}$ – напряжение на нагрузке $R_н$.

Как видим, токи I_{30}, I_{50} оказываются в данном случае одинаковыми и соответствуют входным токам короткозамкнутых отрезков, напряжение на входе которых равно U_{10}, взятым с обратным знаком. Последнее обусловлено обратным направлением токов I_{30}, I_{50} на схеме (рис. 1.60) по отношению к входному току отрезка, удовлетворяющему обычному соотношению $I_{вх} = U_{10}/jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Если $R_н = Z_0/3$, то при $Z_{c2} = 0$ согласно (1.183) $I_{10} = 3U_{10}/Z_0 + 2U_{10}/jZ_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Из (1.167), которое при $Z_{c2} = 0$ принимает вид: $E = U_{10}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_0\sin\beta\ell$, получаем $E = 3U_{10}e^{-j\beta\ell}$, откуда $U_{10} = U_{R_н} = (E/3)\,e^{-j\beta\ell}$, соответственно $I_{R_н} = U_{10}/R_н = (E/Z_0)\,e^{-j\beta\ell}$.

---

* См. Заключение, п. 3.1.

Как видим, соотношения для $R_н$, $U_{R_н}$, $I_{R_н}$ получаются такие же, как и в случае $Z_{c2} \neq 0$, (1.184)...(1.186).

Входной ток устройства при $Z_{c2} = 0$ согласно (1.187):

$$I_{1\ell} = \frac{E}{3}\left(\frac{1}{Z_0} + \frac{2}{jZ_0 \ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\right).$$

Соответственно получаем для составляющих входного сопротивления в параллельной схеме представления (см. рис. 1.8): $R_{вх} = 3Z_0$, как и в случае $Z_{c2} \neq 0$; $jX_{вх} = j(3/2)\, Z_0 \ \mathrm{tg}\ \beta\ell$.

Реактивная составляющая входного сопротивления $X_{вх}$ определяется волновым сопротивлением коаксиальной линии Z_0 и электрической длиной отрезка $\beta\ell$. Очевидно, реактивное сопротивление устройства при $Z_{c2} = 0$ в общем случае будет ниже, чем при $Z_{c2} >> Z_0$.

Схема рассматриваемого понижающего ТЛ с коэффициентом трансформации 1/3 при $Z_{c2} = 0$ показана на рис. 1.61.

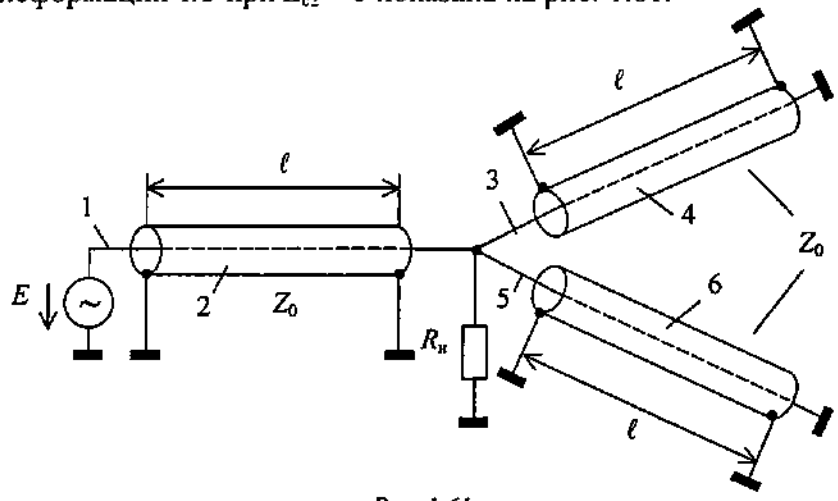


Рис. 1.61

Входное сопротивление понижающего ТЛ по схеме рис. 1.61 может рассматриваться как входное сопротивление отрезка линии с волновым сопротивлением Z_0 и электрической длиной $\beta\ell$, нагруженного на параллельное соединение резистивного сопротивления $R_н$ и двух короткозамкнутых отрезков линии с таким же волновым сопротивлением Z_0. Очевидно, вместо двух короткозамкнутых отрезков из линии с волновым сопротивлением Z_0 можно использовать один отрезок из линии с волновым сопротивлением в два раза меньшим, т. е. $Z_0/2$. При $R_н = Z_0/3$ составляющие входного сопро-

тивления $R_{вх}$, $jX_{вх}$ совпадают с найденными выше. Значение нижней рабочей частоты устройства по схеме рис. 1.61 выше, чем при использовании каркасов или ферритовых сердечников для намотки отрезков линий, но по конструкции оно существенно проще, что представляет практический интерес.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, устройству по схеме рис. 1.60 в области нижних рабочих частот или при малой электрической длине отрезков в соответствие можно поставить эквивалентную схему рис. 1.62.

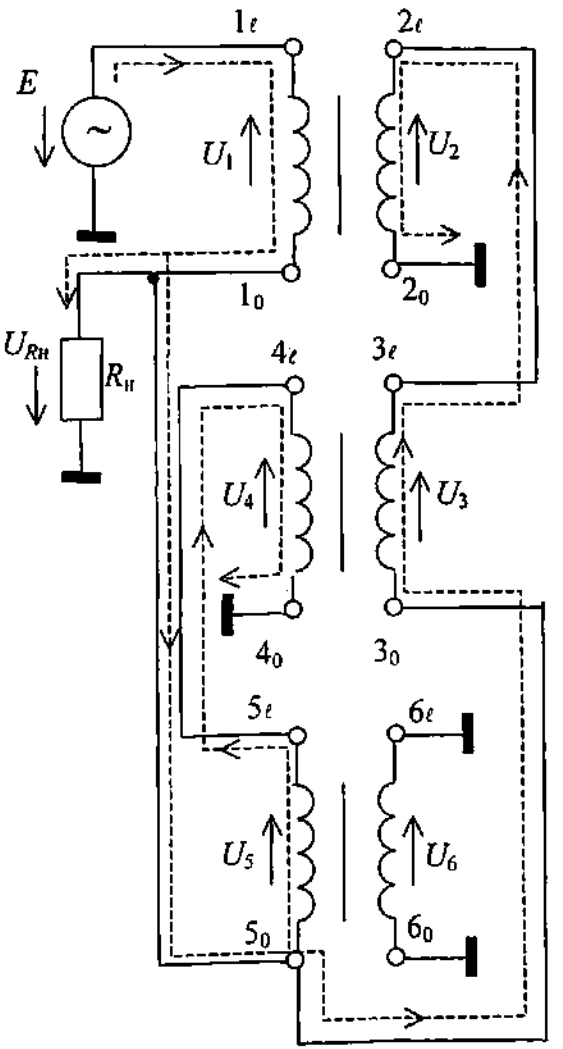


Рис. 1.62

Продольные напряжения на обмотках трансформаторов в схеме рис. 1.62:

$$U_1 = U_{R_н} - E = (1/3)\,Ee^{-j\beta\ell} - E \approx -(2/3)\,E \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U_2 = -\,U_{2\ell} = -\,U_{3\ell}.$$

Согласно (1.169), учитывая (1.182) при $Z_{c2} >> Z_0$, получаем

$$U_{2\ell} \approx jZ_{c2}\,(I_{20} + I_{10})\sin\beta\ell \approx 2U_{10}\cos\beta\ell \approx (2/3)\,E$$

при $\beta\ell \to 0$. Соответственно

$$U_2 \approx -(2/3)\,E$$

при $\beta\ell \to 0$;

$$U_3 = U_{R_н} - U_{3\ell} = U_{10} - U_{2\ell} \approx U_{10}(1 - 2\cos\beta\ell) \approx -E/3$$

при $\beta\ell \to 0$.

По схеме рис. 1.62 также

$$U_3 = U_{R_н} + U_2 \approx -E/3$$

при $\beta\ell \to 0$;

$$U_4 = -\,U_{4\ell} = -\,U_{5\ell}.$$

Согласно (1.173), учитывая (1.179) при $Z_{c2} >> Z_0$, будем иметь $U_{4\ell} = jZ_{c2}(I_{40} + I_{30})\sin\beta\ell \approx U_{10}\cos\beta\ell \approx E/3$ при $\beta\ell \to 0$. Соответственно

$$U_4 \approx -E/3 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U_5 = U_{R_н} - U_{5\ell} = U_{R_н} - U_{4\ell} \approx U_{10} - U_{10}\cos\beta\ell \approx 0 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$U_6 = 0$ независимо от значения $\beta\ell$.

На обмотках трансформатора, образованного проводами 5, 6, продольные напряжения практически отсутствуют ($U_5 \approx 0$; $U_6 = 0$), следовательно, индуктивность намагничивания этого трансформатора практически не сказывается на результирующей индуктивности намагничивания $L_{\mu р}$. При идентичной конструкции всех трех составляющих устройство трансформаторов* результирующую индуктивность намагничивания, отнесенную к источнику сигнала E, можно найти из условия

$$(|U_1|^2 + |U_4|^2)/\omega\,L_\mu = E^2/\omega\,L_{\mu р},$$

* При использовании коаксиальной линии отрезок из проводов 5,6 размещается без какого-либо сердечника.

согласно которому

$$L_{\mu p} = L_{\mu} \frac{E^2}{|U_1|^2 + |U_4|^2},$$

где L_{μ} – индуктивность намагничивания одного из составляющих устройство трансформаторов.

Учитывая значения напряжений U_1, U_4 при $\beta\ell \to 0$, получаем: $L_{\mu p} \approx (9/5)\ L_{\mu}$. Соответственно реактивная составляющая входного сопротивления устройства $jX_{вх} \approx j\ (9/5)\ \omega\ L_{\mu}$, что согласуется с полученным ранее результатом: реактивная составляющая входного сопротивления понижающего в 3 раза ТЛ в 9 раз превышает реактивную составляющую входного сопротивления повышающего в 3 раза ТЛ, изготовленного из таких же составляющих элементов.

Обмотки, образованные проводами 1, 2 и 3, 4, могут быть размещены на общем кольцевом ферритовом сердечнике. При использовании отрезков коаксиальной линии конструкция устройства будет подобна представленной на рис. 1.48, где следует поменять места подключения источника сигнала E и нагрузки $R_н$. Направление намотки отрезков линии на сердечник определяется полярностью продольных напряжений (см. п. 1.2.6). Числа витков обмоток различаются в два раза.

Согласно схеме рис. 1.63 результирующая индуктивность намагничивания при размещении обмоток на одном сердечнике определяется индуктивностью намагничивания обмотки-катушки из проводов 1, 4, $L_{\mu 1\text{–}4}$.

Если обозначить L_{μ} индуктивность намагничивания обмотки из провода 1 при размещении на раздельном сердечнике, то оказывается $L_{\mu 1\text{–}4} = 2{,}25\ L_{\mu}$ (число витков возрастает в 1,5 раза), что в 1,25 раза больше, чем при размещении аналогичных обмоток на раздельных магнитопроводах.

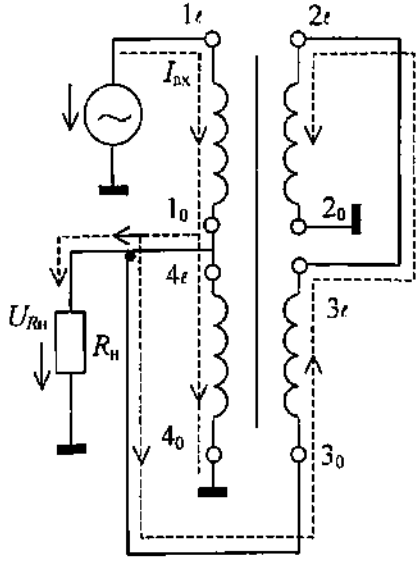


Рис. 1.63

При намотке отрезков линий на катушки из фторопласта при малой электрической длине про-

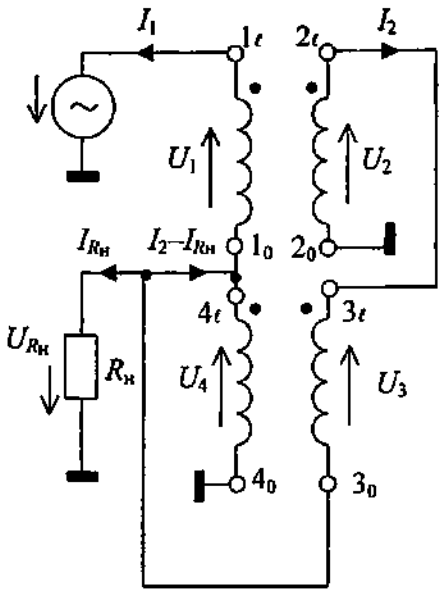


Рис. 1.64

водов, пренебрегая, в силу практического отсутствия продольных напряжений, катушками из проводов 5, 6, для рассматриваемого ТЛ применим эквивалентную схему из четырех попарно связанных катушек, показанную на рис. 1.64.

Полагая все катушки одинаковыми с индуктивностью L и взаимной индуктивностью связанных катушек M, на основании второго закона Кирхгофа для схемы рис. 1.64 можно записать, в частности, следующую систему уравнений:

$$U_1 + U_4 + E = 0; \quad U_{R_н} + U_4 = 0;$$
$$U_2 - U_3 - U_4 = 0,$$

где при принятых направлениях токов и напряжений относительно одноименных концов катушек:

$$U_1 = j\omega LI_1 + j\omega MI_2; \quad U_2 = j\omega LI_2 + j\omega MI_1;$$
$$U_3 = -j\omega LI_2 + j\omega M(I_1 - I_2 + I_{R_н});$$
$$U_4 = j\omega L(I_1 - I_2 + I_{R_н}) - j\omega MI_2;$$
$$U_{R_н} = I_{R_н} R_н.$$

При сильной связи между катушками из одной пары проводов: 1, 2 и 3, 4, т. е. сильной связи между проводами используемой длинной линии для устройства, можно считать $M \approx L$. В этом случае на основании записанных выше уравнений получаем:

$$I_1 = -E\left(\frac{5}{j\cdot 9\omega L} + \frac{1}{9R_н}\right); \quad I_2 = -E\left(\frac{5}{j\cdot 9\omega L} + \frac{1}{9R_н}\right); \quad I_{R_н} = E/3R_н.$$

Входное сопротивление устройства $Z_{вх} = 1/Y_{вх} = jR_{вх}X_{вх}/(R_{вх} + jX_{вх})$, где $Y_{вх} = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх} = -I_1/E = 1/9R_н + 5/j\cdot 9\omega L$.

Резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх} = 9R_н$; реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх} = j\,(9/5)\,\omega L$.

Как видим, результаты совпадают с полученными при анализе с использованием уравнений связанных линий.

Обобщая результаты анализа понижающих ТЛ на двух и трех отрезках связанных линий, замечаем, что, как и в случае повышающих ТЛ, коэффициент трансформации напряжения практически определяется числом отрезков линий, а коэффициент трансформации сопротивлений равен квадрату числа отрезков линий, образующих ТЛ*

Как и повышающие ТЛ, понижающие ТЛ могут включаться каскадно с другими трансформаторами и устройствами.

Если в устройстве по схеме рис. 1.49 поменять места включения нагрузки и источника сигнала, то получим понижающий с коэффициентом 2 по напряжению ТЛ, связывающий симметричный источник с симметричной нагрузкой. Более оптимальными по конструкции могут оказаться понижающие ТЛ для связи симметричного источника сигнала E с симметричной нагрузкой $R_н$, реализуемые по принципу повышающих ТЛ по схемам рис. 1.50 и 1.53.

Рассмотрим понижающий ТЛ, выполненный на двух отрезках связанных линий, включенных последовательно со стороны симметричного источника E и параллельно со стороны симметричной нагрузки $R_н$. Схема ТЛ показана на рис. 1.65.

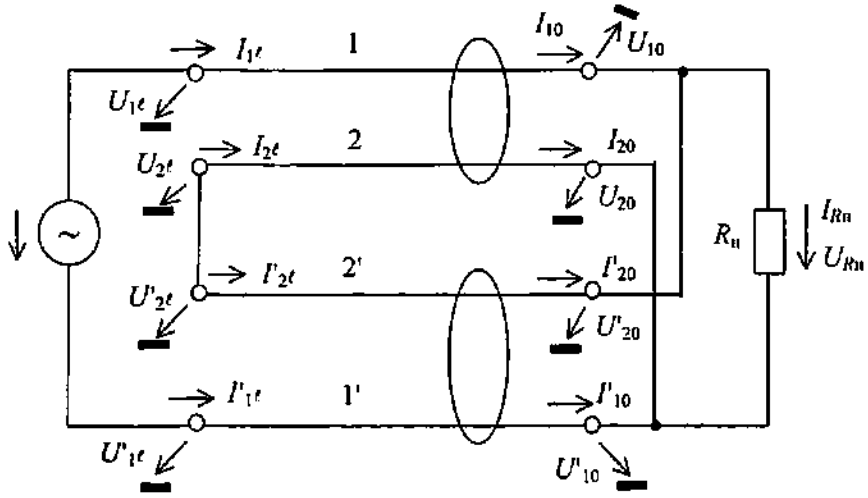


Рис. 1.65

* Обращаем внимание, что при использовании одинаковых линий для изготовления повышающего и понижающего ТЛ с одинаковым числом отрезков сопротивления нагрузок требуются разные и соотносятся как квадрат числа используемых отрезков: входное сопротивление $R_{вх}$ повышающего ТЛ равно сопротивлению нагрузки $R_н$ понижающего ТЛ и наоборот соответственно.

Граничные условия на концах проводов 1, 2, 1′, 2′ при полной симметрии плеч:

$$I_{R_н} = I_{10} + I'_{20} = -I'_{10} - I_{20}; \quad I_{10} = -I'_{10}; \quad I_{20} = -I'_{20};$$

$$U_{10} = U_{R_н}/2; \quad U'_{10} = -U_{R_н}/2; \quad U_{20} = -U_{R_н}/2;$$

$$U'_{20} = U_{R_н}/2; \quad U_{R_н} = I_{R_н} R_н;$$

$$I_{1\ell} = -I'_{1\ell}; \quad I_{2\ell} = -I'_{2\ell}; \quad U_{1\ell} = E/2; \quad U'_{2\ell} = -E/2.$$

Для рассматриваемого устройства с учетом граничных условий справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{11}}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.188)$$

$$U_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = E/2; \qquad (1.189)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{22}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.190)$$

$$U_{2\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.191)$$

$$I'_{2\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{22}}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.192)$$

$$U'_{2\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell - jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell - jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.193)$$

$$I'_{1\ell} = -I_{10}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.194)$$

$$U'_{2\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell - jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell - jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell. \qquad (1.195)$$

Граничное условие $U_{2\ell} = U'_{2\ell}$ удовлетворяется, как следует из сопоставления (1.191), (1.193), только при $U_{2\ell} = U'_{2\ell} = 0$.

Соответственно

$$I_{20} = -I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}} + \frac{U_{R_н}}{j\cdot 2Z_{022}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}.$$

С другой стороны, $I_{20} = I_{10} - I_{R_н} = I_{10} - U_{R_н}/R_н$.

Приравнивая последние соотношения, получаем:

$$I_{10} = \frac{Z_{022}}{(Z_{012} + Z_{022})} U_{R_н} \left(\frac{1}{R_н} + \frac{1}{j \cdot 2Z_{022} \ \mathrm{tg}\, \beta\ell} \right); \qquad (1.196)$$

$$I_{20} = \frac{U_{R_н}}{(Z_{012} + Z_{022})} \left(-\frac{Z_{012}}{R_н} + \frac{1}{j \cdot 2\mathrm{tg}\, \beta\ell} \right).$$

Из (1.189) или (1.195) находим:

$$E = U_{R_н} \left(\frac{2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022}}{Z_{012} + Z_{022}} \right) \cos\beta\ell \left[1 + j \frac{2Z_{012} W_{12} \ \mathrm{tg}\ \beta\ell}{R_н \ (2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022})} \right].$$

Если

$$R_н = \frac{2Z_{012} W_{12}}{2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022}}, \qquad (1.197)$$

то

$$U_{R_н} = E \frac{Z_{012} + Z_{022}}{2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022}} e^{-j\beta\ell}, \qquad (1.198)$$

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = E \frac{Z_{012} + Z_{022}}{2Z_{012} + W_{12}} e^{-j\beta\ell} \qquad (1.199)$$

Как видим, при $R_н$, удовлетворяющем (1.197), выходное напряжение $U_{Rн}$ и ток через нагрузку $I_{R_н}$ не зависят по величине от частоты, что свойственно ТЛ.

При реализации рассматриваемого устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии (1.197)...(1.199) принимают вид:

$$R_н = Z_п = Z_0/2; \qquad U_{R_н} = (E/2)\, e^{-j\beta\ell}.$$

$$I_{R_н} = (E/2Z_п)\, e^{-j\beta\ell} = (E/Z_0)\, e^{-j\beta\ell}$$

где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии ($Z_0 = 2Z_п$).

Если устройство реализуется из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и использованием в качестве проводов 1, 1′ центральных проводников, то

$$R_н = 2Z_{c2}Z_0/(4Z_{c2} + Z_0) \approx Z_0/2 \qquad \text{при} \quad Z_{c2} >> Z_0;$$

$$U_{R_н} = \frac{2Z_{c2}}{4Z_{c2} + Z_0} E e^{-j\beta\ell} \approx \frac{E}{2} e^{-j\beta\ell} \quad \text{при} \quad Z_{c2} >> Z_0;$$

$I_{R_н} = (E/Z_0)\, e^{-j\beta\ell}$ независимо от величины Z_{c2}.

Если в качестве проводов 1, 1′ использовать наружные провода (оплетку) отрезков коаксиальной линии, то

$$R_н = 2Z_{c1}Z_0/(4Z_{c1} + Z_0) \approx Z_0/2 \qquad \text{при} \qquad Z_{c1} >> Z_0;$$

$$U_{R_н} = \frac{2Z_{c1} + Z_0}{4Z_{c1} + Z_0} Ee^{-j\beta\ell} \approx \frac{E}{2} e^{-j\beta\ell} \qquad \text{при} \qquad Z_{c1} >> Z_0;$$

$$I_{R_н} = \frac{2Z_{c1} + Z_0}{2Z_{c1} \cdot Z_0} Ee^{-j\beta\ell} \approx \frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell} \qquad \text{при} \qquad Z_{c1} >> Z_0.$$

Рассматриваемое устройство обладает свойствами понижающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения, равным или близким к величине 1/2.

Входной ток ТЛ $I_{вх} = I_{1\ell} = -I'_{1\ell}$.

На основании (1.188) или (1.195), учитывая (1.196) – (1.198), получаем, выполняя соответствующие преобразования:

$$I_{1\ell} = E\left[\frac{2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022} - W_{11}}{2W_{11}\ (2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022})} + \frac{1}{j \cdot 2(2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022})\operatorname{tg}\beta\ell}\right].$$

Входная проводимость устройства $Y_{вх} = I_{1\ell}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

На основании последних выражений:

– резистивная составляющая входного сопротивления

$$R_{вх} = \frac{2W_{11}\ (2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022})}{2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022} - W_{11}} = \frac{2Z_{012}W_{12}\ (2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022})}{(Z_{012} + Z_{022})^2};$$

– реактивная составляющая входного сопротивления

$$jX_{вх} = j \cdot 2\ (2Z_{012} + Z_{011} + Z_{022})\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Резистивная составляющая входного сопротивления может быть также найдена из условия $E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/\ R_н$ на основании (1.197), (1.198).

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии $R_{вх} = 4Z_п = 2Z_0$; $jX_{вх} = j4Z_c \operatorname{tg}\beta\ell$; $n_R = R_н/R_{вх} = 1/4$.

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии и использовании в качестве проводов 1, 1′ центральных проводников:

$$R_{вх} = 2Z_0\ (1 + Z_0/4Z_{c2}) \approx 2Z_0 \qquad \text{при} \qquad Z_{c2} >> Z_0;$$

$$jX_{вх} = j \cdot 2\ (4Z_{c2} + Z_0)\operatorname{tg}\beta\ell \approx j \cdot 8Z_{c2}\operatorname{tg}\beta\ell \quad \text{при} \quad Z_{c2} >> Z_0; \quad n_R \approx 1/4.$$

Так как $U_{2\ell} = U'_{2\ell} = 0$, то концы проводов 2_ℓ, $2'_\ell$ (рис. 1.65) могут быть надежно соединены с землею (корпусом) устройства.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, ТЛ по схеме рис. 1.65 можно поставить в соответствие электрическую схему рис. 1.66.

Продольные напряжения на обмотках в схеме рис. 1.66:

$$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{2} - \frac{E}{2} = \frac{E}{2}\left(\frac{1}{2}e^{-j\beta\ell} - 1\right) \approx -\frac{E}{4} \qquad \text{при } \beta\ell \to 0;$$

$$U_2 = U_{20} = -\frac{U_{R_н}}{2} = -\frac{E}{4}e^{-j\beta\ell} \approx -\frac{E}{4} \qquad \text{при } \beta\ell \to 0;$$

$$U'_2 = U'_{20} = \frac{U_{R_н}}{2} = \frac{E}{4}e^{-j\beta\ell} \approx \frac{E}{4} \qquad \text{при } \beta\ell \to 0;$$

$$U'_1 = U'_{10} - U'_{1\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2} + \frac{E}{2} = \frac{E}{2}\left(-\frac{1}{2}e^{-j\beta\ell} + 1\right) \approx \frac{E}{4} \qquad \text{при } \beta\ell \to 0.$$

Напряжение на нагрузке $U_{R_н} = U'_2 - U_2 = E + U_1 - U'_1 = E/2$.

Считая индуктивности намагничивания, обусловливаемые одиночной обмоткой каждого трансформатора в схеме рис. 1.66, одинаковыми и равными $L_{\mu 1}$, напряжения на которых по величине также одинаковы и примерно равны $E/4$, из условия равенства реактивных мощностей $4\,(E/4)^2/\omega L_{\mu 1} \approx E^2/\omega L_{\mu p}$, получаем $L_{\mu p} \approx 4L_{\mu 1}$.

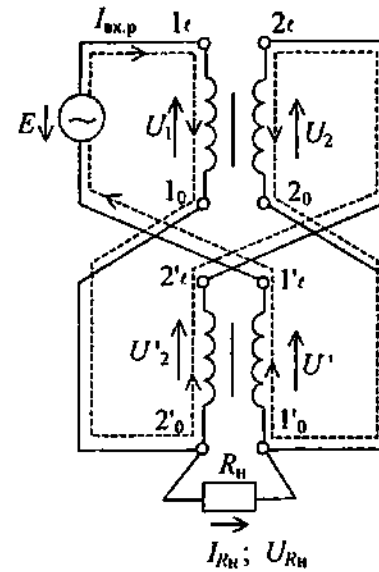


Рис. 1.66

Как следует из схемы рис. 1.66, по отношению к входному току, в частности к его реактивной составляющей $I_{вх.р}$, обмотки каждого трансформатора включаются последовательно и синфазно, что увеличивает индуктивность намагничивания, обусловливаемую одиночной обмоткой, в два раза по сравнению с индуктивностью намагничивания L_μ такой же одиночно расположенной обмотки. Следовательно, можно считать $L_{\mu p} \approx 4L_{\mu 1} \approx 8L_\mu$, т. е. результирующая индуктивность на-

магничивания устройства $L_{\mu р}$, приведенная к источнику сигнала E, оказывается в 8 раз больше индуктивности намагничивания одиночно расположенной обмотки трансформатора, входящего в состав устройства.

Из условия $jX_{вх} = j\omega L_{\mu р} \approx j \cdot 8\omega L_{\mu}$, используя полученное выше при анализе устройства с использованием уравнений связанных линий соотношение $jX_{вх} \approx \approx j \cdot 8Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$, легко установить связь $L_{\mu р}$, L_{μ} с параметрами отрезков линий.

Рассматриваемое устройство может быть реализовано на общем кольцевом ферритовом сердечнике. При этом обмотки, образуемые проводами 1, 2 и 1′, 2′, должны быть намотаны с учетом полярности продольных напряжений (см. подробнее п. 1.2.6). Результирующая индуктивность намагничивания при размещении отрезков на общем магнитопроводе определяется одной обмоткой из четырех последовательно включенных катушек. Если катушки с сердечниками считать одинаковыми при размещении на раздельных и общем магнитопроводах, то результирующая индуктивность намагничивания при размещении обмоток на общем магнитопроводе оказывается равной*: $L_{\mu р} = 16L_{\mu}$.

Как видим, размещение обмоток на общем магнитопроводе позволяет увеличить в два раза реактивную составляющую входного сопротивления устройства, понижая во столько же раз нижнюю рабочую частоту.

При размещении отрезков линий на фторопластовых катушках в случае сильной связи между проводами, когда можно считать взаимную индуктивность M практически равной собственной индуктивности L одиночной катушки, результирующая индуктивность оказывается $L_р \approx 8L$.

Действительно, на основании второго закона Кирхгофа для схемы рис. 1.66 можно записать следующие уравнения:

$$U'_1 + U'_2 - U_1 - U_2 = E; \qquad U'_1 + U_{R_н} - U_1 = E.$$

Через катушки из проводов 1,1′ протекает полный входной ток $I_{вх}$, а через катушки из проводов 2, 2′ протекает ток $(I_{вх} - I_{R_н})$, где $I_{R_н} = U_{R_н}/R_н$. При принятых на схеме рис. 1.66 направлениях токов**

---

* Напомним, что индуктивность намагничивания катушки с сердечником пропорциональна квадрату числа витков (1.116).

** На рис. 1.66 пунктирной линией показан путь реактивной составляющей входного тока $I_{вх.р}$, к которой в катушках из проводов 1, 1′ добавляется активная составляющая входного тока $I_{R_н}$.

и напряжений, полагая индуктивности всех катушек одинаковыми и равными L, а также одинаковыми и равными взаимные индуктивности M между связанными парами катушек, получаем:

$$U_1 = -j\omega L I_{вх} - j\omega M (I_{вх} - I_{R_н}); \qquad U_2 = -j\omega L (I_{вх} - I_{R_н}) - j\omega M I_{вх};$$

$$U'_1 = j\omega L I_{вх} + j\omega M (I_{вх} - I_{R_н}); \qquad U'_2 = j\omega L (I_{вх} - I_{R_н}) + j\omega M I_{вх}.$$

При сильной связи между парами катушек, считая $M \approx L$, на основании записанных уравнений находим: $I_{вх} \approx E\,(1/4R_н + 1/j \cdot 8\omega L)$.

Учитывая, что $I_{вх}/E = Y_{вх} = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$, получаем $R_{вх} \approx 4R_н$; $jX_{вх} \approx j \cdot 8\omega L = = j\omega L_р$.

Последние соотношения согласуются с результатами анализа устройства на основе уравнений связанных линий, используя которые, можно установить связь $L_р$ с параметрами отрезков линий.

Рассмотрим понижающий ТЛ из трех отрезков связанных линий, схема которого представлена на рис. 1.67.

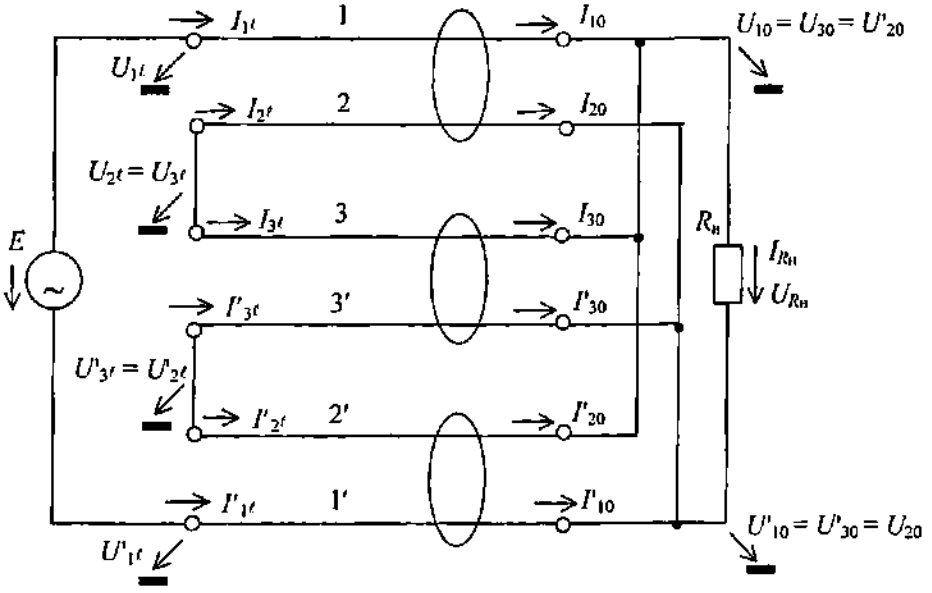


Рис. 1.67

Для обеспечения полной симметрии плеч устройство должно изготавливаться из трех идентичных симметричных отрезков (отрезки симметричной двухпроводной линии) либо из двух отрезков коаксиальной линии (провода 1, 2 и 1', 2') с идентичным подклю-

чением со стороны источника сигнала и нагрузки и одного отрезка (провода 3, 3′) симметричной двухпроводной линии*.

Граничные условия на концах проводов при условии полной симметрии плеч:

$$U_{1\ell} = E/2; \qquad U'_{1\ell} = -E/2;$$

$$U_{10} = U_{30} = U'_{20} = U_{R_н}/2;$$

$$U'_{10} = U'_{30} = U_{20} = -U_{R_н}/2;$$

$$U_{2\ell} = U_{3\ell} = -U'_{2\ell} = -U'_{3\ell}; \quad I_{10} = -I'_{10}; \quad I_{20} = -I'_{20};$$

$$I_{30} = -I'_{30}; \quad I_{1\ell} = -I'_{1\ell}; \quad I_{2\ell} = -I'_{2\ell} = -I_{3\ell} = I'_{3\ell};$$

$$I_{R_н} = I_{10} + I_{30} + I'_{20} = -I'_{10} - I'_{30} - I_{20};$$

$$U_{R_н} = I_{R_н} R_н.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом граничных условий для линий из проводов 1, 2, 3 справедливы следующие уравнения:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + \left(j\frac{U_{10}}{W_{11}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell = I_{10}\cos\beta\ell +$$

$$+ j\frac{U_{R_н}}{2}\frac{(W_{11}+W_{12})}{W_{11}W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.200)$$

$$U_{1\ell} = \frac{E}{2} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.201)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{20}}{W_{22}} - \frac{U_{10}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell =$$

$$= I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2}\frac{(W_{22}+W_{12})}{W_{22}W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.202)$$

---

* Потребность в одном отрезке симметричной двухпроводной линии будет характерной для любого понижающего симметричного ТЛ с нечетным числом отрезков линий. При реализации симметричного понижающего ТЛ по принципу схемы рис. 1.49 требуется четное число отрезков, но в два раза больше, чем по принципу рассматриваемых схем рис. 1.65 и 1.67.

$$U_{2\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell\,; \qquad (1.203)$$

$$I_{3\ell} = I_{30}\cos\beta\ell + \left(j\frac{U_{30}}{W_{33}} - \frac{U'_{10}}{W'_{33}}\right)\sin\beta\ell = I_{30}\cos\beta\ell +$$

$$+ j\frac{U_{R_н}}{2}\frac{(W_{33}+W'_{33})}{W_{33}W'_{33}}\sin\beta\ell\ ; \qquad (1.204)$$

$$U_{3\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{30}Z_{033}\sin\beta\ell + jI'_{30}Z'_{033}\sin\beta\ell =$$

$$= \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{30}\ (Z_{033} - Z'_{033})\sin\beta\ell\,. \qquad (1.205)$$

В уравнениях (1.204), (1.205) W_{33}, Z_{033} – соответственно электростатическое и электродинамическое характеристическое сопротивление в системе двух связанных линий, образуемых проводами 3, 3'; W'_{33}, Z'_{033} – соответственно электростатическое и электродинамическое характеристическое сопротивление связи линий из идентичных проводов 3, 3'.

Для проводов 1', 2', 3' справедлива подобная (1.200) – (1.205) система уравнений, отличающаяся только знаками у слагаемых в правых частях.

На основании граничного условия $U_{2\ell} = U_{3\ell}$ из (1.203), (1.205) находим:

$$I_{30} = \frac{U_{R_н}}{j\ (Z_{033} - Z'_{033})\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} + I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{033} - Z'_{033}} + I_{20}\frac{Z_{022}}{Z_{033} - Z'_{033}} \qquad (1.206)$$

На основании граничного условия $I_{2\ell} = -I_{3\ell}$ из (1.202), (1.204) находим:

$$I_{30} = -I_{20} + j\frac{U_{R_н}}{2}\left(\frac{W_{22}+W_{12}}{W_{22}W_{12}} - \frac{W_{33}+W'_{33}}{W_{33}W'_{33}}\right)\mathrm{tg}\,\beta\ell\,. \qquad (1.207)$$

Обратим внимание, что если устройство реализуется из трех идентичных отрезков на основе симметричной двухпроводной линии, то $W_{33} = W_{22} = W_{11}$; $W'_{33} = W_{12}$ и, как следует из (1.207), оказывается $I_{30} = -I_{20}$.

Приравнивая (1.206), (1.207), получаем:

$$I_{20} = -I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033}} + j\frac{U_{R_н}}{2}\left[\frac{(Z_{033}-Z'_{033})}{(Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033})}\left(\frac{W_{22}+W_{12}}{W_{22}W_{12}} - \right.\right.$$

$$\left.\left. -\frac{W_{33}+W'_{33}}{W_{33}W'_{33}}\right)\operatorname{tg}\beta\ell - \frac{2}{(Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033})\operatorname{tg}\beta\ell}\right]. \qquad (1.208)$$

Из (1.201):

$$I_{20} = \frac{E}{j\cdot 2Z_{012}\sin\beta\ell} - I_{10}\frac{Z_{011}}{Z_{012}} - \frac{U_{R_н}}{j\cdot 2Z_{012}\ \operatorname{tg}\beta\ell}. \qquad (1.209)$$

Приравнивая (1.208), (1.209), находим:

$$I_{10} = -j\ \frac{(Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033})}{2Z_{011}\ (W_{22}+Z_{033}-Z'_{033})\sin\beta\ell} - j\frac{U_{R_н}}{2}\times$$

$$\times\left[\frac{Z_{012}(Z_{033}-Z'_{033})}{Z_{011}\ (W_{22}+Z_{033}-Z'_{033})}\left(\frac{W_{22}+W_{12}}{W_{22}W_{12}} - \frac{W_{33}+W'_{33}}{W_{33}W'_{33}}\right)\operatorname{tg}\beta\ell - \right.$$

$$\left. -\frac{Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033}+2Z_{012}}{Z_{011}\ (W_{22}+Z_{033}-Z'_{033})\operatorname{tg}\beta\ell}\right] \qquad (1.210)$$

На основании условия $I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = I_{10} + I_{30} + I'_{20} = I_{10} + I_{30} - I_{20}$ с учетом (1.207) имеем

$$\frac{U_{R_н}}{R_н} = I_{10} - 2I_{20} + j\frac{U_{R_н}}{2}\left(\frac{W_{22}+W_{12}}{W_{22}W_{12}} - \frac{W_{33}+W'_{33}}{W_{33}W'_{33}}\right)\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Подставляя в последнее выражение (1.209), (1.210) и учитывая соотношения между характеристическими сопротивлениями связанных линий, получаем

$$\frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E(Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033}+2Z_{012})}{j\cdot 2Z_{011}(W_{22}+Z_{033}-Z'_{033})\sin\ \beta\ell} -$$

$$-\frac{U_{R_н}\left[Z_{022}+Z_{033}-Z'_{033}+4\ (Z_{011}+Z_{012})\right]}{j\cdot 2Z_{011}(W_{22}+Z_{033}-Z'_{033})\ \operatorname{tg}\beta\ell} +$$

$$+j\frac{U_{R_н}}{2}\frac{\left[Z_{011}W_{22}-(Z_{011}+Z_{012})(Z_{033}-Z'_{033})\right]}{Z_{011}(W_{22}+Z_{033}-Z'_{033})}\left(\frac{W_{22}+W_{12}}{W_{22}W_{12}} - \frac{W_{33}+W'_{33}}{W_{33}W'_{33}}\right)\operatorname{tg}\beta\ell. \qquad (1.211)$$

При изготовлении устройства из трех одинаковых отрезков на основе симметричной двухпроводной линии последнее слагаемое в (1.211) будет отсутствовать в силу равенства нулю сомножителя в круглых скобках (напомним, что в случае одинаковых отрезков $W_{22} = W_{33}$; $W_{12} = W'_{33}$). Учитывая, что при этом также $Z_{022} = Z_{033} = Z_{011}$; $Z'_{033} = Z_{012}$; $W_{22} = W_{11}$, получаем

$$E = U_{R_н}\left(j\frac{2Z_{011}(W_{11}+Z_{011}-Z_{012})}{(2Z_{011}+Z_{012})\ R_н}\sin\beta\ell + 3\cos\beta\ell\right).$$

Если выполнить

$$R_н = \frac{2Z_{011}(W_{11}+Z_{011}-Z_{012})}{3\ (2Z_{011}+Z_{012})}, \qquad (1.212)$$

то

$$E = 3U_{R_н}e^{j\beta\ell},$$

откуда

$$U_{R_н} = (1/3)\,Ee^{-j\beta\ell}. \qquad (1.213)$$

Учитывая, что $Z_{011} = (Z_c + Z_п)/2$; $W_{11} = 2Z_cZ_п/(Z_c + Z_п)$; $Z_{012} = (Z_c - Z_п)/2$, получаем из (1.212):

$$R_н = 2Z_п/3 = Z_0/3, \qquad (1.214)$$

где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии, из отрезков которой реализуется устройство (Z_0 определяется с учетом размещения отрезков линии в пространстве).

Ток через нагрузку при выполнении (1.214): $I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = (E/Z_0)\,e^{-j\beta\ell} = (E/2Z_п)\,e^{-j\beta\ell}$

Как видим, рассматриваемое устройство обладает всеми свойствами понижающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1/3.

Если провода 1, 2 и 1′, 2′ реализуются из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0, то последнее слагаемое в (1.211) в общем случае не равно нулю и характеристики устройства не будут полностью частотно-независимыми. Однако, выполняя определенные соотношения между характеристическими сопротивлениями связанных линий, образующих провода 1, 2 (1′, 2′) и 3, 3′, можно обеспечить практическую независимость величины выходного напряжения устройства от частоты.

Посмотрим, при каких параметрах сомножитель

$$(W_{22} + W_{12})/W_{22}W_{12} - (W_{33} + W'_{33})/W_{33}W'_{33} \qquad (*)$$

принимает равное нулю значение.

Поскольку $W_{33} = 2Z_{c3}Z_{п3}/(Z_{c3} + Z_{п3})$; $W'_{33} = 2Z_{c3}Z_{п3}/(Z_{c3} - Z_{п3})$, где Z_{c3}, $Z_{п3}$ – характеристические сопротивления в системе проводов 3, 3′ при возбуждении соответственно синфазных и противофазных волн напряжения (или тока в силу идентичности линий), а при использовании в качестве проводов 1, 1′ центральных проводников коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0: $W_{22} = Z_{c2}Z_0/(Z_{c2} + Z_0)$; $W_{12} = Z_0$, соотношение (*) обращается в ноль, если

$$Z_{c2} = Z_0Z_{п3}/(Z_0 - 2Z_{п3}). \qquad (**)$$

Последний результат имеет смысл при выполнении условия $2Z_{п3} \le Z_0$.

Второй сомножитель в последнем слагаемом (1.211): $Z_{011}W_{22} - (Z_{011} + Z_{012})(Z_{033} - Z'_{033})$, где $(Z_{033} - Z'_{033}) = Z_{п3}$; $(Z_{011} + Z_{012}) = 2Z_{c2} + Z_0$; $Z_{011}W_{22} = Z_{c2}Z_0$, также обращается в ноль, если выполняется (**).

Если исключить последнее слагаемое в (1.211) при реализации устройства с использованием двух отрезков из коаксиальной линии (провода 1, 2 и 1′, 2′) и одного отрезка из симметричной двухпроводной линии (провода 3, 3′), то получаем:

$$E = U_{R_н}\left(j\frac{2[Z_{c2}(Z_0 + Z_{п3}) + Z_0Z_{п3}]}{(3Z_{c2} + Z_{п3})\ R_н}\sin\beta\ell + \frac{9Z_{c2} + 4Z_0 + Z_{п3}}{3Z_{c2} + Z_{п3}}\cos\beta\ell\right).$$

Если выполнить

$$R_н = \frac{2[Z_{c2}(Z_0 + Z_{п3}) + Z_0Z_{п3}]}{9Z_{c2} + 4Z_0 + Z_{п3}}, \qquad (1.215)$$

то

$$E = U_{R_н}\frac{9Z_{c2} + 4Z_0 + Z_{п3}}{3Z_{c2} + Z_{п3}}e^{j\beta\ell},$$

откуда

$$U_{R_н} = E\ \frac{3Z_{c2} + Z_{п3}}{9Z_{c2} + 4Z_0 + Z_{п3}}e^{-j\beta\ell}$$

Если $Z_{c2} >> Z_0$, при этом оказывается также $Z_{c2} >> Z_{п3}$, то $U_{R_н} \approx (1/3)Ee^{-j\beta\ell}$

Необходимое сопротивление нагрузки согласно (1.215) $R_н \approx (2/9)(Z_0 + Z_{п3})$. Если имеет место $2Z_{п3} = Z_0$, то $R_н \approx Z_0/3$.

Согласно (**) при $2Z_{п3} = Z_0$ требуется $Z_{c2} = \infty$, что невозможно обеспечить. При конечной величине Z_{c2} значение коэффициента в последнем слагаемом (1.211) в этом случае оказывается равным:

$$-\frac{Z_0}{2Z_{c2}(3Z_{c2}+Z_0)} \approx -\frac{Z_0}{6Z_{c2}^2}$$

Чем сильнее неравенство $Z_{c2} >> Z_0$ и чем меньше электрическая длина отрезков $\beta\ell$, тем слабее будет влияние последнего слагаемого в (1.211) при использовании отрезков коаксиальной линии.

Входной ток рассматриваемого ТЛ: $I_{вх} = I_{1\ell}$, где $I_{1\ell}$ определяется (1.200).

Учитывая, что $I_{30} = -I_{20}$, для тока I_{10} можно записать: $I_{10} = I_{R_н} + 2I_{20}$, где I_{20} определяется (1.208) при исключении слагаемого с $\operatorname{tg}\beta\ell$.

Принимая $I_{R_н} = U_{R_н} / R_н = (E/2Z_п)\, e^{-j\beta\ell}$, на основании (1.200), учитывая указанные выше соотношения, находим:

$$I_{1\ell} = \frac{E}{3}\left[\frac{1}{2Z_п} + \frac{4}{j(3Z_c + Z_п)\operatorname{tg}\beta\ell}\right].$$

Входная проводимость ТЛ: $Y_{вх} = I_{1\ell}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$. На основании последних выражений: $R_{вх} = 6Z_п = 3Z_0$; $jX_{вх} = j\,(3/4)\,(3Z_c + Z_п)\operatorname{tg}\beta\ell$. При $Z_c >> Z_п$: $jX_{вх} \approx j\,(9/4)\,Z_c \operatorname{tg}\beta\ell$.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому ТЛ можно поставить в соответствие электрическую схему рис. 1.68. Для определения продольных напряжений на обмотках в схеме рис. 1.68 необходимо знать напряжения $U_{2\ell} = U_{3\ell} = -U'_{2\ell} = -U'_{3\ell}$.

При реализации устройства из идентичных отрезков симметричной двухпроводной линии согласно (1.205) $U_{3\ell} = (U_{R_н}/2)\cos\beta\ell + jI_{30}Z_п \sin\beta\ell$.

На основании (1.208), учитывая условия $I_{30} = -I_{20}$ и $I_{10} = U_{R_н}/R_н + 2I_{20}$, получаем

$$I_{30} = U_{R_н}\left(\frac{3(Z_c - Z_п)}{2Z_п\,(3Z_c + Z_п)} - \frac{2}{j\,(3Z_c + Z_п)\operatorname{tg}\beta\ell}\right).$$

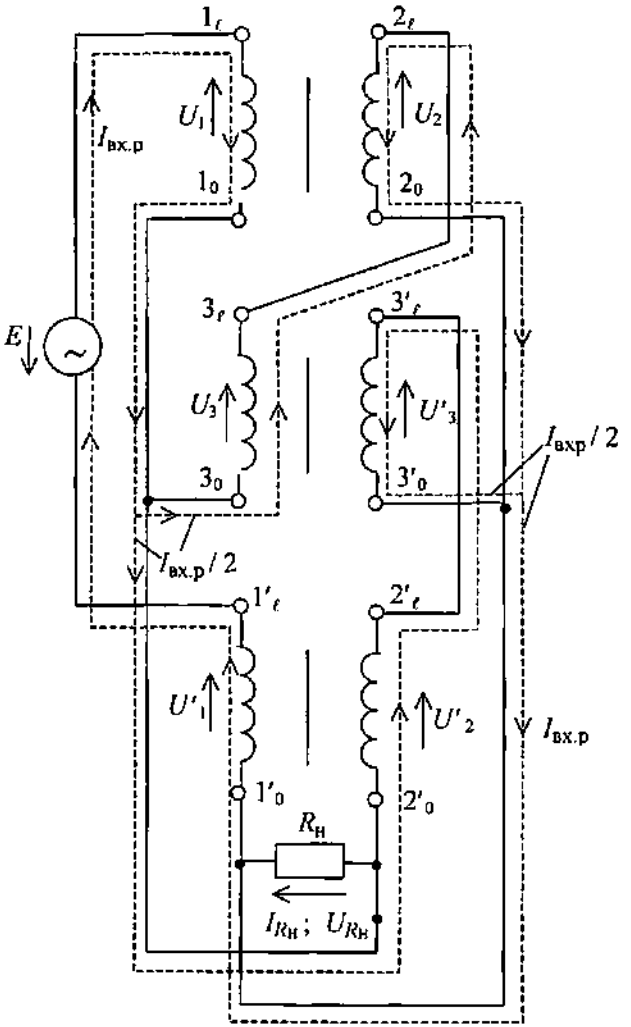


Рис. 1.68

Соответственно находим:

$$U_{3\ell} = U_{R_н} \frac{3(Z_с - Z_п)}{2(3Z_с + Z_п)} e^{j\beta\ell}$$

Так как $U_{R_н} = (E/3)\, e^{-j\beta\ell}$, то

$$U_{3\ell} = \frac{E\ \ (Z_с - Z_п)}{2\ \ (3Z_с + Z_п)}.$$

При $Z_с >> Z_п$ $\quad U_{3\ell} \approx E/6$.

Продольные напряжения на обмотках:

$$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{R_н}/2 - E/2 = (E/6)\, e^{-j\beta\ell} - E/2 \approx -E/3 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U_2 = U'_{10} - U_{3\ell} \approx -U_{R_н}/2 - E/6 = -(E/6)\, e^{-j\beta\ell} - E/6 \approx -E/3 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U_3 = U_{10} - U_{3\ell} \approx U_{R_н}/2 - E/6 = (E/6)\, e^{-j\beta\ell} - E/6 \approx 0 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U'_3 = U'_{10} - U'_{3\ell} = -U_{R_н}/2 + U_{3\ell} \approx -(E/6)\, e^{-j\beta\ell} + E/6 \approx 0 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U'_2 = U_{10} - U'_{3\ell} = U_{R_н}/2 + U_{3\ell} \approx (E/6)\, e^{-j\beta\ell} + E/6 \approx E/3 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U'_1 = U'_{10} - U'_{1\ell} = -U_{R_н}/2 + E/2 = -(E/6)\, e^{-j\beta\ell} + E/2 \approx E/3 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0.$$

Как видим, продольные напряжения на обмотках из проводов 3, 3′ пренебрежимо малы и реактивная мощность в них практически отсутствует.

Результирующая реактивная мощность в обмотках трансформаторов устройства по схеме рис. 1.68 при условии их конструктивной идентичности $P_р \approx 4(E/3)^2/2\omega L_{\mu 1}$, где $L_{\mu 1}$ – индуктивность намагничивания одной обмотки при размещении на магнитопроводе двух идентичных обмоток, магнитные потоки которых складываются.

В силу идентичности обмоток $L_{\mu 1} = 2L_\mu$, где L_μ – индуктивность намагничивания одиночно расположенной обмотки на магнитопроводе.

Результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р}$, приведенная к источнику сигнала E, удовлетворяет соотношению $P_р = E^2/2\omega L_{\mu р}$.

Из равенства соотношений для $P_р$ следует: $L_{\mu р} \approx (9/2)L_\mu$, соответственно $jX_{вх} \approx j\omega L_{\mu р} \approx j\,(9/2)\,\omega L_\mu$.

Учитывая, что $jX_{вх} \approx j\,(9/4)\,Z_c\,\mathrm{tg}\beta\ell$, можно установить связь между L_μ, $L_{\mu р}$ и параметрами линии.

Согласно принятым на рис. 1.68 обозначениям реактивная составляющая входного тока $I_{вх.р}$ полностью протекает через обмотку – катушку из провода 1; у узла соединения концов 1_0, 3_0, $2'_0$ этот ток делится на две равные части в силу полной идентичности цепей из катушек-проводов 2, 3 и 2′, 3′; у узла соединения концов 2_0, $3'_0$, $1'_0$ эти токи объединяются и через обмотку – катушку из провода 1′ вновь протекает полный ток $I_{вх.р}$. Как видно из рис. 1.68, в обмотках из проводов 3, 3′ токи протекают в противоположных направлениях относительно одинаково обозначенных концов, что и обусловливает равенство нулю продольных напряжений U_3, U'_3.

При размещении обмоток из проводов 1, 2 и 1′, 2′ на общем магнитопроводе они должны наматываться с одинаковыми числами витков с учетом противофазности продольных напряжений (см. подробнее п. 1.2.6). Обмотка из отрезка проводов 3, 3′ должна размещаться на отдельном магнитопроводе. При размещении обмоток из проводов 1, 2 и 1′, 2′ на общем магнитопроводе результирующая индуктивность намагничивания образуется тремя последовательно включенными обмотками: из провода 1, из провода 1′ и из параллельного соединения обмоток проводов 2, 2′. Если числа витков и их размеры будут такие же, как при размещении на раздельных магнитопроводах, то результирующая индуктивность намагничивания будет* $9\,L_\mu$, что в 2 раза больше, чем при раздельных магнитопроводах.

При принятых на рис. 1.68 направлениях токов и напряжений для напряжения на нагрузке справедливо соотношение $U_{R_н} = E + U_1 - U'_1 = -U_2 + U_3$, согласно которому $U_{R_н} \approx E/3$. Так как $U_3 \approx 0$, то также $U_{R_н} \approx -U_2$.

При размещении отрезков на фторопластовых катушках, обеспечивающих индуктивность одиночной обмотки L и взаимную индуктивность обмоток из одного отрезка M,

$$U_1 = -j\omega L I_{вх} - j\omega M I_{вх.р}/2;$$

$$U_2 = -j\omega L I_{вх.р}/2 - j\omega M I_{вх.}; \quad U'_1 = j\omega L I_{вх} + j\omega M I_{вх.р}/2,$$

где $I_{вх}$ – полный входной ток: $I_{вх} = I_{вх.р} + I_{R_н} = I_{вх.р} + U_{R_н}/R_н$.

Из условия $U_{R_н} \approx -U_2$ на основании записанных соотношений получаем

$$I_{вх.р} = I_{вх}\frac{2\,(R_н + j\omega L)}{R_н + j\omega L}.$$

Из соотношения $E = -U_1 - U_2 + U_3 + U'_1 = -U_1 - U_2 + U'_1$ с учетом последнего выражения для $I_{вх.р}$ находим

$$I_{вх} = \frac{E\,(2R_н + j\omega L)}{2\omega^2(M^2 - L^2) + j\omega\,(5L + 4M)\,R_н}.$$

* Число витков возрастает в 3 раза, а индуктивность катушки на ферритовом сердечнике пропорциональна квадрату числа витков (1.116).

При сильной связи между катушками, принимая $M \approx L$, можно считать

$$I_{вх} \approx E\left(\frac{1}{9R_н}+\frac{2}{j\cdot 9\omega L}\right).$$

Входная проводимость устройства $Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

На основании последних соотношений: $R_{вх} \approx 9R_н$; $jX_{вх} \approx$ $\approx j\,(9/2)\,\omega L$, что согласуется с полученными ранее результатами.

Как показано в п. 1.2.6, понижающий ТЛ по схеме рис. 1.67 при определенных условиях может быть реализован без отрезка из проводов 3, 3′ при размещении двух других отрезков на общем магнитопроводе.

1.2.5. РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

На полезной нагрузке любого высокочастотного генератора не должно быть никакого напряжения, кроме вырабатываемого генератором. В частности, на полезной нагрузке генератора не должно быть постоянных напряжений питания, подаваемых на электроды генераторного прибора, а также напряжения модулирующего сигнала. Трансформаторы на линиях, исключая фазоинвертирующий ТЛ, не обеспечивают гальваническую развязку генератора и нагрузки. Для создания гальванической развязки между генератором и входом ТЛ либо между выходом ТЛ и нагрузкой требуется включить последовательно разделительный конденсатор*. Однако включение разделительного конденсатора может привести к существенному увеличению индуктивности соединительных проводников за счет индуктивностей выводов конденсатора, сопротивление которой может оказаться соизмеримым с сопротивлением полезной нагрузки и даже превышать его. Если гальваническая развязка необходима, а включать разделительный конденсатор нельзя, то применяют спе-

* В случае фазоинвертирующего ТЛ генератор и нагрузка подключаются к разным проводам. При этом в конструкции генератора должна быть исключена возможность короткого замыкания источника постоянного напряжения питания генераторного прибора, что обеспечивается включением блокировочного конденсатора, через который закорачивается конец провода, идущего к генератору (источнику). Блокировочные конденсаторы могут применяться при использовании любого ТЛ для предотвращения короткого замыкания источника постоянного напряжения питания.

циальные схемы разделительных ТЛ, в которых число отрезков линий увеличивается в два раза [9, 10].

Рассмотрим схему развязывающего ТЛ для случая несимметричного источника сигнала E и несимметричной нагрузки $R_н$, реализуемую из двух отрезков связанной линии. Схема представлена на рис. 1.69.

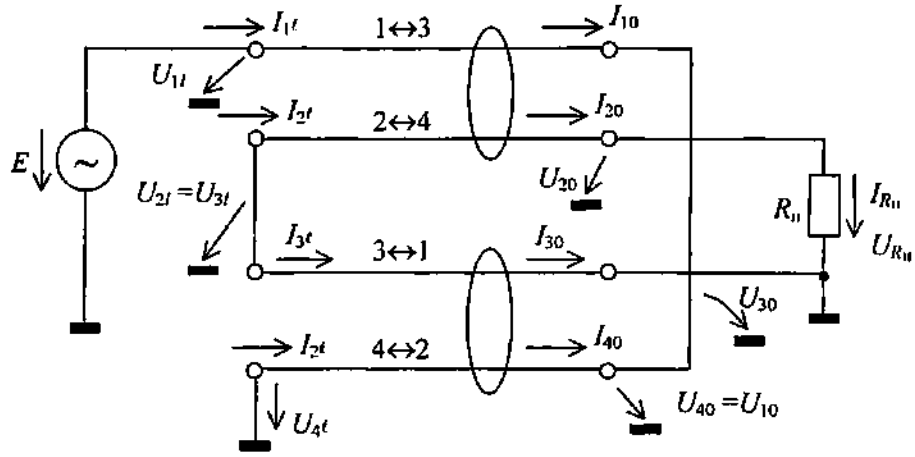


Рис. 1.69

Отрезки полагаем идентичными. Идентичность проводов отрезков помечена на рис. 1.69: провод 1 идентичен проводу 3 и наоборот соответственно (1→ 3; 3 → 1); провод 2 идентичен проводу 4 и наоборот соответственно (2 → 4; 4 → 2).

В силу идентичности проводов отрезков линии:

$$Z_{011} = Z_{033}; \quad W_{11} = W_{33}; \quad Z_{022} = Z_{044}; \quad W_{22} = W_{44};$$
$$W_{12} = W_{34}; \quad Z_{012} = Z_{034}.$$

Граничные условия на концах проводов:

$$I_{10} = -I_{40}; \quad I_{2\ell} = -I_{3\ell}; \quad I_{20} = I_{R_н};$$
$$U_{1\ell} = E; \quad U_{30} = U_{4\ell} = 0; \quad U_{20} = U_{R_н} = I_{R_н}R_н;$$
$$U_{10} = U_{40}; \quad U_{2\ell} = U_{3\ell}.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8), с учетом идентичности соответствующих проводов и граничных условий на их концах, для рассматриваемого устройства справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.216)$$

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell = E; \qquad (1.217)$$

$$I_{2\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{22}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.218)$$

$$U_{2\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.219)$$

$$I_{3\ell} = I_{30}\cos\beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.220)$$

$$U_{3\ell} = jI_{30}Z_{011}\sin\beta\ell - jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.221)$$

$$I_{4\ell} = -I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell;$$

$$U_{4\ell} = U_{10}\cos\beta\ell - jI_{10}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{30}Z_{012}\sin\beta\ell = 0. \qquad (1.222)$$

Из уравнения (1.222)

$$I_{30} = I_{10}\frac{Z_{022}}{Z_{012}} - \frac{U_{10}}{jZ_{012}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}. \qquad (1.223)$$

На основании граничного условия $U_{2l} = U_{3l}$ из уравнений (1.219), (1.221) с учетом (1.223) получаем:

$$I_{10} = \frac{U_{R_н}}{j(W_{12} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}\left(1 + j\frac{Z_{022}}{R_н}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell\right) + \frac{U_{10}Z_{011}}{jZ_{012}\ (W_{12} - Z_{012})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}. \qquad (1.224)$$

При преобразованиях в (1.224) учтено соотношение: $Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2 = Z_{012}W_{12}$.

Из уравнений (1.218), (1.220) на основании граничного условия $I_{2\ell} = -I_{3\ell}$ с учетом (1.223) находим:

$$I_{10} = -U_{R_н} \frac{Z_{012}}{Z_{022}} \left(\frac{1}{R_н} + \frac{j \operatorname{tg} \beta\ell}{W_{12}} \right) + \\ + \frac{U_{10}}{jZ_{022} \operatorname{tg} \beta\ell} \left(1 - \frac{2Z_{012}}{W_{12}} \operatorname{tg}^2 \beta\ell \right). \quad (1.225)$$

Приравнивая (1.224), (1.225), получаем:

$$U_{10} = -U_{R_н} \frac{Z_{022}}{2Z_{012}} \times \\ \times \frac{\left[1 - \frac{Z_{012}(W_{12} - Z_{012})}{Z_{022}W_{22}} \operatorname{tg}^2 \beta\ell + j \frac{Z_{012}(W_{12} - Z_{012}) + Z_{022}^2}{R_н Z_{022}} \operatorname{tg}^2 \beta\ell \right]}{1 + \frac{(W_{12} - Z_{012})}{W_{12}} \operatorname{tg}^2 \beta\ell}. \quad (1.226)$$

С учетом (1.225), (1.226) уравнение (1.217) приводится к виду:

$$E = -U_{R_н} \cos \beta\ell \left\{ \frac{(Z_{011} + Z_{022})\left(W_{22} - Z_{011} \operatorname{tg}^2 \beta\ell\right)}{2Z_{012}W_{22} \left[1 + \frac{(W_{12} - Z_{012})}{W_{12}} \operatorname{tg}^2 \beta\ell \right]} + \right. \\ \left. + j \frac{\left[(Z_{011} + Z_{022})^2 - \frac{4Z_{012}^2}{\cos^2 \beta\ell} \right] \operatorname{tg} \beta\ell}{2Z_{012}R_н \left[1 + \frac{(W_{12} - Z_{012})}{W_{12}} \operatorname{tg}^2 \beta\ell \right]} \right\}. \quad (1.227)$$

Наличие в уравнении (1.227) членов с коэффициентами $\operatorname{tg}^2 \beta\ell$ и $\cos^2 \beta\ell$ указывает на зависимость величины выходного напряжения $U_{R_н}$ от частоты. При малой электрической длине отрезков, когда $\operatorname{tg} \beta\ell << 1$, а $\cos \beta\ell \approx 1$, можно считать:

$$E \approx -U_{R_н} \cos \beta\ell \left[\frac{Z_{011} + Z_{022}}{2Z_{012}} + j \frac{(Z_{011} + Z_{022})^2 - 4Z_{012}^2}{2Z_{012}R_н} \operatorname{tg} \beta\ell \right]. \quad (1.228)$$

Обратим внимание, что, если для отрезков применить линию, у которой $W_{12} = Z_{012}$, при этом также оказывается $Z_{011}Z_{022} = 2Z^2_{012}$, то

$$E \approx -U_{R_н} \cos \beta\ell \left(\frac{Z_{011} + Z_{022}}{2Z_{012}} + j\frac{Z_{011}^2 + Z_{022}^2}{2Z_{012}R_н} \operatorname{tg} \beta\ell \right). \qquad (1.229)$$

Из (1.228) следует, что, если обеспечить

$$R_н = \frac{(Z_{011} + Z_{022})^2 - 4Z_{012}^2}{Z_{011} + Z_{022}}, \qquad (1.230)$$

то

$$E \approx -U_{R_н} \frac{(Z_{011} + Z_{022})}{2Z_{012}} e^{j\beta\ell}$$

или

$$U_{R_н} \approx -E \frac{2Z_{012}}{(Z_{011} + Z_{022})} e^{-j\beta\ell}, \qquad (1.231)$$

что свойственно ТЛ.

Если $W_{12} = Z_{012}$, то соотношение (1.231) будет выполняться при

$$R_н = \frac{Z_{011}^2 + Z_{022}^2}{Z_{011} + Z_{022}},$$

что следует из (1.229), а также из (1.230) с учетом соотношения: $Z_{011}Z_{022} = 2Z_{012}^2$.

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии ($Z_{011} = Z_{022}$) согласно (1.230)

$$R_н = 2\left(Z_{011} - \frac{Z_{012}^2}{Z_{011}}\right) = \frac{4Z_c Z_п}{Z_c + Z_п} = 2W_{11}.$$

Если $Z_c >> Z_п$, то $R_н \approx 4Z_п = 2Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление двухпроводной линии.

Если $W_{12} = Z_{012}$, то в случае симметричной линии $Z_{012}^2 = Z_{011}^2/2$ и оказывается $R_н = Z_{011} = (Z_c + Z_п)/2$.

Напряжение на нагрузке при использовании отрезков из симметричной двухпроводной линии, как следует из (1.231),

$$U_{R_н} \approx -E\,\frac{Z_{012}}{Z_{011}}\,e^{-j\beta\ell} = -E\frac{Z_с - Z_п}{Z_с + Z_п}e^{-j\beta\ell} = -Ek_л e^{-j\beta\ell}, \qquad (1.232)$$

где $k_л$ – коэффициент связи линий.

Если $W_{12} = Z_{012}$, для чего требуется обеспечить $Z_с = (3 + \sqrt{8})Z_п \approx$ $\approx 5{,}83Z_п$, то $k_л \approx 0{,}707$. При $Z_с >> Z_п$ $k_л \approx 1$ и $U_{R_н} \approx -Ee^{-j\beta\ell}$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и использовании в качестве проводов 1, 3 центральных проводников отрезков коаксиальной линии получаем*:

$$R_н = \frac{Z_0(4Z_{c2} + Z_0)}{2Z_{c2} + Z_0}; \quad U_{R_н} \approx -E\frac{2Z_{c2}}{2Z_{c2} + Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

Если $2Z_{c2} >> Z_0$, то $R_н \approx 2Z_0$; $U_{R_н} \approx -Ee^{-j\beta\ell}$

Как видим, при определенных условиях рассматриваемое устройство по схеме рис. 1.69 обладает свойствами развязывающего ТЛ: величина выходного напряжения не зависит от частоты и практически равна величине напряжения источника сигнала.

Обратим внимание, что в рассматриваемом ТЛ, если не учитывать фазовый сдвиг, определяемый электрической длиной отрезков $\beta\ell$, выходное напряжение находится в противофазе, относительно напряжения источника сигнала E.

Резистивная составляющая входного сопротивления рассматриваемого ТЛ может быть найдена из условия $E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/R_н$.

Если учесть (1.232), то $R_{вх} = R_н/k^2_л$.

Если $k_л \to 1$, что, в частности, будет иметь место при использовании отрезков коаксиальной линии при обеспечении $Z_{c2} >> Z_0$, то $R_{вх} \approx R_н$.

В общем случае, используя соотношения (1.230), (1.231), получаем

$$R_{вх} = (Z_{011} + Z_{022})\frac{(Z_{011} + Z_{022})^2 - 4Z_{012}^2}{4Z_{012}^2}. \qquad (1.233)$$

Входной ток устройства $I_{вх} = I_{1\ell}$. Соответственно входная проводимость устройства $Y_{вх} = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх} = I_{1\ell}/E$.

---

* Предлагаем читателю определить параметры устройства при использовании в качестве проводов 1, 3 оплеток отрезков коаксиальной линии.

Используя выражения (1.225)...(1.227), на основании уравнения (1.216), выполняя соответствующие преобразования, получаем:

$$Y_{вх} \approx \frac{4Z_{012}^2}{(Z_{011}+Z_{022})\left[(Z_{011}+Z_{022})^2-4Z_{012}^2\right]}+$$

$$+\frac{1}{jZ_{0кз}\ \mathrm{tg}\ \beta\ell}+\frac{1}{-jZ_{0хх}\ \mathrm{ctg}\ \beta\ell}.$$

Входное сопротивление рассматриваемого ТЛ представляет параллельное соединение резистивной составляющей входного сопротивления $R_{вх}$ (1.233), короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{0кз}$ и разомкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{0хх}$. Электрическая длина отрезков $\beta\ell$.

При $\mathrm{tg}\ \beta\ell << 1$ входное сопротивление разомкнутого отрезка $-jZ_{0хх}\ \mathrm{ctg}\ \beta\ell$ оказывается существенно больше сопротивления короткозамкнутого отрезка $jZ_{0кз}\ \mathrm{tg}\beta\ell$, поэтому можно считать

$$Y_{вх} \approx \frac{4Z_{012}^2}{(Z_{011}+Z_{022})\left[(Z_{011}+Z_{022})^2-4Z_{012}^2\right]}+\frac{1}{jZ_{0кз}\mathrm{tg}\beta\ell},$$

где $Z_{0кз} = Z_{011} + Z_{022}$.

Таким образом,

$$jX_{вх} \approx j\,(Z_{011}+Z_{022})\ \mathrm{tg}\ \beta\ell. \qquad (1.234)$$

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому устройству можно поставить в соответствие электрическую схему (рис. 1.70).

Продольные напряжения на обмотках в схеме (рис. 1.70):

$$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{10} - E.$$

При $\beta\ell \to 0$ согласно (1.226) с учетом (1.231)

$$U_{10} \approx E\frac{Z_{022}}{Z_{011}+Z_{022}} \approx E/2,$$

соответственно $U_1 \approx -E/2$.

Так как согласно схеме рис. 1.70 $E = U_4 - U_1$, то $U_4 \approx E/2$.

Обратим внимание, что $U_4 = U_{40} - U_{4\ell} = U_{40} = U_{10}$.

Так как $U_{R_н} = U_2 - U_3$, причем, очевидно, должно быть: $|U_2| = |U_3|$, то $U_2 = U_{R_н}/2 \approx -E/2$; $U_3 \approx E/2$.

Учитывая, что $U_2 = U_{20} - U_{2\ell} = U_{R_н} - U_{2\ell}$, получаем: $U_{2\ell} = U_{R_н} - U_2 \approx -E + E/2 = -E/2$, что соответствует также условию $U_3 = -U_{3\ell} = -U_{2\ell}$.

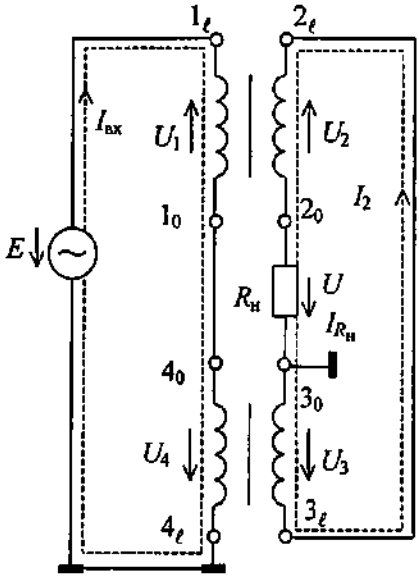


Рис. 1.70

Согласно схеме рис. 1.70 реактивная составляющая входного сопротивления устройства будет определяться последовательным соединением индуктивностей намагничивания обмоток из проводов 1 и 4, $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 4}$ соответственно.

Результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р} = L_{\mu 1} + L_{\mu 4}$.

Реактивная составляющая входного сопротивления устройства $jX_{вх} \approx j\omega L_{\mu р} = j\omega(L_{\mu 1} + L_{\mu 4})$, что согласуется с полученным ранее результатом (1.234).

В случае идентичных обмоток, что соответствует изготовлению устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии,

$$L_{\mu р} = 2L_{\mu 1} = 2L_{\mu 4} = 2L_{\mu};$$

$$jX_{вх} = j \cdot 2\omega L_{\mu} \approx j \cdot 2Z_{011} \operatorname{tg} \beta l \quad \text{при} \quad \operatorname{tg} \beta \ell < 1.$$

Согласно схеме рис. 1.70 входной ток $I_{вх}$ протекает в противоположных направлениях относительно одноименно обозначенных концов обмоток – проводов. Это обстоятельство должно учитываться при размещении отрезков линий на общем магнитопроводе (см. подробнее п. 1.2.6). При размещении отрезков линий на общем магнитопроводе результирующая индуктивность намагничивания, определяющая реактивную составляющую входного сопротивления устройства, возрастет практически в два раза и будет $L_{\mu р} = 4L_{\mu}$, где L_{μ} – индуктивность намагничивания, соответствующая одиночной обмотке при размещении на раздельных магнитопроводах аналогичного размера с таким же числом витков.

Возрастание результирующей индуктивности намагничивания позволяет понизить нижнюю рабочую частоту устройства, расширяя этим его рабочую полосу частот.

Рассмотрим устройство, выполненное по схеме рис. 1.71, отличающееся от обсуждавшегося выше изменением конца заземления у нагрузки $R_н$.

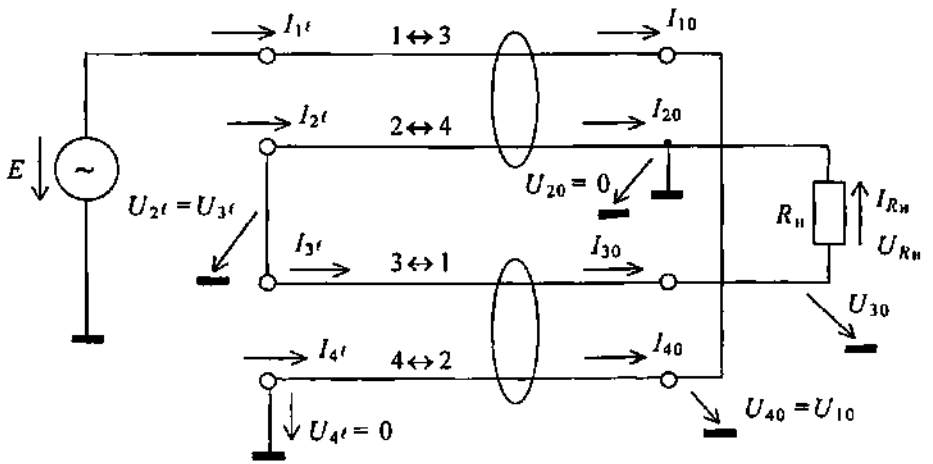


Рис. 1.71

Теперь $U_{20} = 0$, а $U_{30} = U_{R_н} = I_{R_н}R_н = I_{30}R_н$. Остальные граничные условия, как и в устройстве по схеме рис. 1.69.

С учетом граничных условий для рассматриваемого устройства справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (1.216')$$

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell = E; \qquad (1.217')$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.218')$$

$$U_{2\ell} = jI_{20}Z_{022}\sin\beta\ell + jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.219')$$

$$I_{3\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.220')$$

$$U_{3\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011}\sin\beta\ell - jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.221')$$

$$I_{4\ell} = -I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell;$$

$$I_{4\ell} = U_{10}\cos\beta\ell - jI_{10}Z_{022}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell = 0. \qquad (1.222')$$

На основании граничного условия $I_{2\ell} = -I_{3\ell}$ из уравнений (1.218′), (1.220′):

$$I_{20} = -U_{R_н}\left(\frac{1}{R_н} + j\frac{\operatorname{tg}\beta\ell}{W_{11}}\right) + j\frac{2U_{10}}{W_{12}}\operatorname{tg}\beta\ell. \qquad (1.235)$$

На основании граничного условия $U_{2\ell} = U_{3\ell}$ из уравнений (1.219′), (1.221′):

$$I_{20} = U_{R_н}\left(\frac{1}{jZ_{022}\operatorname{tg}\beta\ell} + \frac{Z_{011}}{Z_{022}R_н}\right) - I_{10}\frac{2Z_{012}}{Z_{022}}. \qquad (1.236)$$

Приравнивая (1.235), (1.236), получаем

$$I_{10} = U_{R_н}\left(\frac{Z_{011}+Z_{022}}{2Z_{012}R_н} + \frac{1}{j\cdot 2Z_{012}\operatorname{tg}\beta\ell} + j\frac{Z_{022}\operatorname{tg}\beta\ell}{2Z_{012}W_{11}}\right) - j\frac{U_{10}}{W_{11}}\operatorname{tg}\beta\ell. \qquad (1.237)$$

Из уравнения (1.222′) с учетом (1.237):

$$U_{10} = U_{R_н}\frac{Z_{022}}{2Z_{012}}\left\{1 + j\frac{\left[Z_{012}(W_{12}-Z_{012}) + Z_{022}^2\right]\operatorname{tg}\beta\ell}{R_н Z_{022}\left(1 - \frac{Z_{022}}{W_{11}}\operatorname{tg}^2\beta\ell\right)}\right\}. \qquad (1.238)$$

Из уравнения (1.217′), учитывая (1.235), (1.237), (1.238), находим, пренебрегая членами с зависимостью $\operatorname{tg}^3\beta\ell$:

$$E \approx U_{R_н} \cos\beta\ell \left\{ \frac{Z_{011}+Z_{022}}{2Z_{012}} + j\frac{\operatorname{tg}\beta\ell}{R_н} \left[\frac{Z_{012}(W_{12}-Z_{012})+Z_{011}^2}{2Z_{012}} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{Z_{012}(W_{12}-W_{012})+Z_{022}^2}{2Z_{012}\left(1-1-\frac{Z_{022}}{W_{11}}\operatorname{tg}^2\beta\ell\right)} \right]\right\}. \qquad (1.239)$$

Если пренебречь слагаемым с зависимостью $\operatorname{tg}^2\beta\ell$ в знаменателе последнего члена (1.239), то*

$$E \approx U_{R_н} \cos\beta\ell \left\{ \frac{Z_{011}+Z_{022}}{2Z_{012}} + j\frac{\operatorname{tg}\beta\ell\left[2Z_{012}(W_{12}-Z_{012})+Z_{011}^2+Z_{022}^2\right]}{2Z_{012}R_н} \right\} =$$

$$= U_{R_н} \cos\beta\ell \left\{ \frac{Z_{011}+Z_{022}}{2Z_{012}} + j\frac{\operatorname{tg}\beta\ell\left[(Z_{011}+Z_{022})^2-4Z_{012}^2\right]}{2Z_{012}R_н} \right\}. \qquad (1.240)$$

Если обеспечить

$$R_н = \frac{(Z_{011}+Z_{022})^2-4Z_{012}^2}{Z_{011}+Z_{022}},$$

что совпадает с (1.230), то

$$E \approx U_{R_н} \frac{(Z_{011}+Z_{022})}{2Z_{012}} e^{j\beta\ell},$$

---

* При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии $Z_{022}/W_{11} = (Z_c + Z_п)^2/4Z_cZ_п \approx Z_c/4Z_п$ при $Z_c >> Z_п$. При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и использовании в качестве проводов 1, 3 центральных проводников отрезков $Z_{022}/W_{11} = Z_{c2}/Z_0$. При $\operatorname{tg}\beta\ell << 1$ слагаемое $(Z_{022}/W_{11})\operatorname{tg}^2\beta\ell$ будет существенно меньше единицы и сделанное допущение можно считать справедливым. Наличие члена с $\operatorname{tg}^2\beta\ell$, как мы знаем, указывает на частотную зависимость величины выходного напряжения $U_{R_н}$.

соответственно

$$U_{R_н} \approx E\frac{Z_{012}}{Z_{011}+Z_{022}}e^{-j\beta\ell},$$

что совпадает с (1.231), отличаясь только знаком в правой части.

Таким образом, при сделанных допущениях устройство по схеме рис. 1.71 проявляет свойства развязывающего ТЛ, но в отличие от ранее рассмотренного ТЛ по схеме рис. 1.69 не инвертирует фазу источника сигнала E. Все остальные выводы, сделанные относительно ТЛ по схеме рис. 1.69, применимы к ТЛ по схеме рис. 1.71. Применительно к рассматриваемому ТЛ на эквивалентной схеме рис. 1.70 следует заземлить другой конец у нагрузки.

При соединении симметричного источника E с симметричной нагрузкой $R_н$ развязывающий ТЛ может быть реализован по принципу схемы рис. 1.49 путем объединения двух несимметричных ТЛ по схемам рис. 1.69 или 1.71. Однако оптимальным в отношении числа отрезков линий, соответственно и габаритов устройства, будет построение развязывающего ТЛ по схеме рис. 1.72.

Для обеспечения полной симметрии плеч отрезки линий из проводов 1, 2 и 1′, 2′ должны быть одинаковыми и соответствие проводов должно быть таким, как указано на рис. 1.72. Соответственно параметры линий, образуемых проводами 1, 1′, будут одинаковыми. Точно так же одинаковыми будут параметры линий, образуемых проводами 2, 2′.

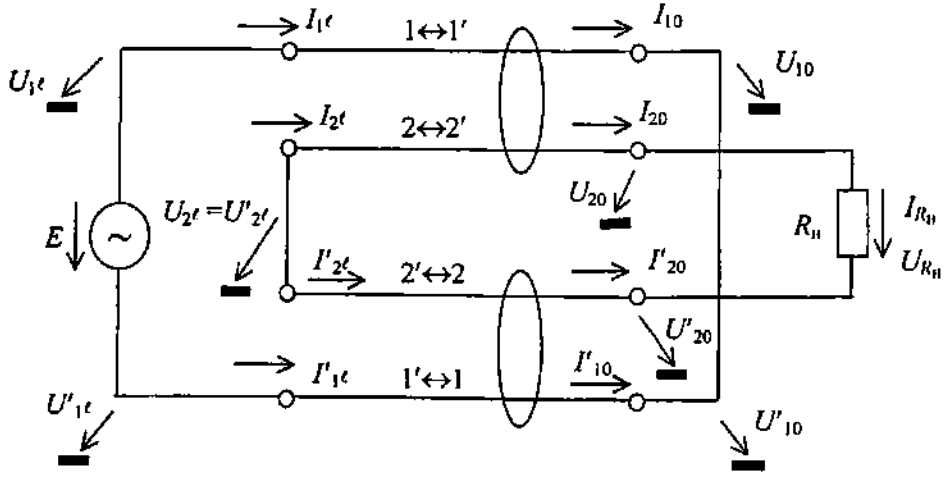


Рис. 1.72

При полной симметрии устройства граничные условия на концах проводов следующие:

$$U_{1\ell} = E/2; \quad U'_{1\ell} = -E/2; \quad U_{20} = U_{R_н}/2; \quad U'_{20} = -U_{R_н}/2;$$
$$I_{1\ell} = -I'_{1\ell}; \quad I_{2\ell} = -I'_{2\ell}; \quad I_{10} = -I'_{10}; \quad I_{20} = I_{R_н} = -I'_{20};$$
$$U_{R_н} = I_{R_н} R_н = I_{20} R_н.$$

Очевидно, при условии полной симметрии плеч средняя точка у нагрузки $R_н$ и средняя точка у источника сигнала E будут иметь потенциал земли (корпуса) устройства. В силу полной симметрии устройства будут нулевые напряжения на концах проводов: $U_{10} = U'_{10} = 0$; $U_{2\ell} = U'_{2\ell} = 0$.

Для рассматриваемого устройства справедлива следующая система уравнений с учетом граничных условий на концах проводов:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.241)$$

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell = E/2; \qquad (1.242)$$

$$I_{2\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{22}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.243)$$

$$U_{2\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{022}\sin\beta\ell - jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.244)$$

$$U'_{2\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{022}\sin\beta\ell - jI_{10}Z_{012}\sin\beta\ell; \qquad (1.244')$$

$$I'_{2\ell} = -\frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2W_{22}}\sin\beta\ell - j\frac{U_{10}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.243')$$

$$U'_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell - jI_{10}Z_{011}\sin\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell = -E/2; \qquad (1.242')$$

$$I'_{1\ell} = -I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{10}}{W_{11}}\sin\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\sin\beta\ell. \qquad (1.241')$$

Граничное условие $I_{1\ell} = -I'_{1\ell}$, равно как и условие $I_{2\ell} = -I'_{2\ell}$, как следует из рассмотрения уравнений (1.241), (1.241′) и (1.243), (1.243′), выполняется при $U_{10} = U'_{10} = 0$, что отмечалось выше.

Граничное условие $U_{2\ell} = U'_{2\ell}$, как следует из уравнений (1.244), (1.244′), выполняется только при $U_{2\ell} = U'_{2\ell} = 0$, что также отмечалось выше.

В силу последнего условия из уравнения (1.244) или (1.244′) следует:

$$I_{10} = -U_{R_н}\left(\frac{1}{j\cdot 2Z_{012}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} + \frac{Z_{022}}{Z_{012}R_н}\right). \qquad (1.245)$$

С учетом (1.245) из (1.242) или из (1.242′) при $U_{10} = 0$ получаем после выполнения несложных преобразований:

$$E = -U_{R_н}\left(\frac{Z_{011}}{Z_{012}}\cos\beta\ell + j\frac{2W_{12}}{R_н}\sin\beta\ell\right).$$

Если обеспечить

$$R_н = \frac{2Z_{012}W_{12}}{Z_{011}} = 2W_{11}, \qquad (1.246)$$

то

$$E = -U_{R_н}\frac{Z_{011}}{Z_{012}}e^{j\beta\ell},$$

соответственно

$$U_{R_н} = -E\frac{Z_{012}}{Z_{011}}e^{-j\beta\ell}, \qquad (1.247)$$

что свойственно ТЛ.

При изготовлении устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии $Z_{012}/Z_{011} = (Z_с - Z_п)/(Z_с + Z_п) = k_л$, соответственно $U_{R_н} = -Ek_л e^{-j\beta\ell}$

В случае $Z_с >> Z_п$ $k_л \to 1$ и $U_{R_н} \approx -Ee^{-j\beta\ell}$

При изготовлении устройства из отрезков коаксиальной линии и использовании в качестве проводов 1, 1′ центральных проводников $Z_{012}/Z_{011} = Z_{c2}/(Z_{c2} + + Z_0)$, соответственно

$$U_{R_н} = -E\frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

Необходимое сопротивление нагрузки в этом случае $R_н = 2Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

При $Z_{c2} >> Z_0$: $U_{R_н} \approx -Ee^{-j\beta\ell}$

Если в качестве проводов 1, 1′ использовать наружные провода (оплетку) коаксиальной линии, то $Z_{012}/Z_{011} = 1$, соответственно $U_{R_н} = -Ee^{-j\beta\ell}$. Сопротивление нагрузки при этом* $R_н \approx 2Z_0$.

Резистивная составляющая входного сопротивления устройства может быть найдена из условия: $E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/R_н$, согласно которому с учетом (1.246), (1.247)

$$R_{вх} = 2Z_{011}W_{12}/Z_{012}\,. \qquad (1.248)$$

Входной ток устройства: $I_{вх} = I_{1\ell}$.

Согласно (1.241) с учетом (1.245)...(1.247) при $U_{10} = 0$

$$I_{1\ell} = E\left(\frac{Z_{012}}{2Z_{011}W_{12}} + \frac{1}{j\cdot 2Z_{011}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right).$$

Входная проводимость устройства: $Y_{вх} = I_{1\ell}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

Согласно последним соотношениям:

$$R_{вх} = \frac{2Z_{011}W_{12}}{Z_{012}},$$

что совпадает с (1.248), $jX_{вх} = j\cdot 2Z_{011}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$.

Эквивалентная схема рассматриваемого устройства, представляемая с использованием символики двухобмоточного трансформатора, подобна показанной на рис. 1.70, где следует убрать соединения с землею (корпусом) и напрямую присоединить полюс источника E к концу соответствующей обмотки $1'_\ell$ (на рис. 1.70 аналог 4_ℓ).

---

* Напомним, что при использовании в качестве проводов 1, 1′ оплетки коаксиального кабеля получается конечной величины Z_{c1} – характеристическое сопротивление линии, образуемой оплеткой и землею (корпусом) устройства при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения в системе проводов 1,2 (или 1′,2′), тогда как $Z_{c2} = \infty$. Соответственно $Z_{012} = Z_{011} = Z_{c1}$; $W_{11} = Z_{c1}Z_0/(Z_{c1} + Z_0)$. Если $Z_{c1} >> Z_0$, то $R_н = 2W_{11} \approx 2Z_0$.

В заключение отметим, что, применяя N пар отрезков линии, включенных параллельно (последовательно) со стороны источника сигнала E и последовательно (параллельно) со стороны нагрузки $R_н$, можно реализовать развязывающий ТЛ, обладающий также свойствами повышающего (понижающего) ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения $N(1/N)$ и коэффициентом трансформации сопротивления $N^2(1/N^2)$.

1.2.6. ТРАНСФОРМАТОРЫ НА ЛИНИЯХ С ОТРЕЗКАМИ МАЛОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДЛИНЫ

В любой из рассмотренных выше схем повышающего или понижающего ТЛ (см. пп. 1.2.3 и 1.2.4) имеется отрезок линии, продольные напряжения на проводах которого при малой электрической длине отрезка практически равны нулю. Отсутствие продольного напряжения на проводе линии означает, что напряжения на его входе и выходе одинаковы, что, в свою очередь, позволяет «закоротить» этот провод, т. е. исключить его из схемы ТЛ.

Обратим внимание, что отсутствие продольного напряжения на проводе не означает отсутствия напряжения между проводами отрезка, продольные напряжения на которых равны нулю. В частности, если обратиться к согласованному отрезку линии (ТЛ 1:1, см. п. 1.2.1), то напряжение на выходе такого отрезка (1.4а)

$$U_{R_н} = E\, e^{-j\beta\ell},$$

где E – напряжение источника на входе отрезка; $\beta\ell$ – электрическая длина отрезка.

Если отрезок выполнен, например, из коаксиального кабеля, оплетка которого соединена с землею (корпусом) устройства, то продольное напряжение на оплетке равно нулю, а продольное напряжение на центральном проводнике $U = E - U_{R_н} = E\,(1 - e^{-j\beta\ell}) = |U|\, e^{j\varphi}$, где

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\sin\beta\ell}{1-\cos\beta\ell}.$$

Величина продольного напряжения на центральном проводнике $|U| = E\sqrt{2(1-\cos\beta\ell)}$ и находится в пределах $0...2E$ в зависимости от электрической длины отрезка.

Если электрическая длина отрезка мала ($\cos\beta\ell \approx 1$, $\sin\beta\ell \approx 0$), то $U \approx 0$, хотя величина напряжения между проводами отрезка равна E.

Отрезок линии в схеме ТЛ, продольные напряжения на проводах которого считаются равными нулю, обеспечивает необходимые фазовые соотношения в ТЛ. Такой отрезок принято называть фазокомпенсирующей линией [5, 9, 18]. Фазокомпенсирующая линия принципиально не может размещаться на общем магнитопроводе*. Чем меньше электрическая длина отрезка $\beta\ell$, тем меньше фазовый сдвиг, вносимый фазокомпенсирующей линией, соответственно с большим основанием эту линию можно исключить из схемы ТЛ.

Обратимся к схеме (рис. 1.41) повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения, равным 2. Если пренебречь продольными напряжениями на проводах 3, 4 ($U_4 = 0$ независимо от $\beta\ell$; $U_3 \approx 0$ при $\beta\ell \to 0$) и исключить отрезок линии, образованной этими проводами, то схема ТЛ приводится к виду, представленному на рис. 1.73.

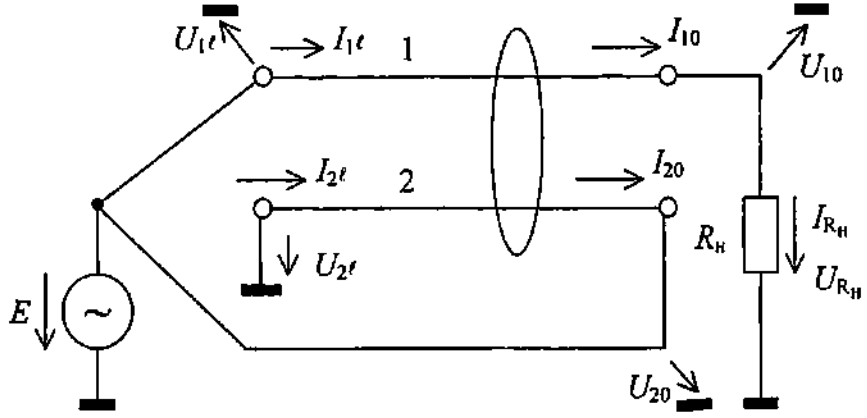


Рис. 1.73

Граничные условия на концах проводов 1, 2 в схеме (рис.1.73):

$$I_{10} = I_{R_н} = U_{R_н}/R_н; \quad U_{10} = U_{R_н}; \quad U_{20} = E; \quad U_{1\ell} = E; \quad U_{2\ell} = 0.$$

---

* Фазокомпенсирующая линия размещается либо без магнитопровода, либо на отдельном магнитопроводе. При размещении на общем магнитопроводе на ее проводах, как на любой обмотке, появятся продольные напряжения, обусловленные общим магнитным потоком, что нарушит работу ТЛ.

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом граничных условий:

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{W_{11}} - \frac{E}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell\,; \qquad (1.249)$$

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E\,; \qquad (1.250)$$

$$U_{2\ell} = E\cos\beta\ell + j\left(I_{20}Z_{022} + \frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = 0\,. \qquad (1.251)$$

Из (1.251):

$$I_{20} = -\frac{E}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} - \frac{U_{R_н}}{R_н}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\,. \qquad (1.252)$$

Подставляя (1.252) в (1.250), находим:

$$E\left(1 + \frac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right) = U_{R_н}\left(\cos\beta\ell + j\frac{W_{11}}{R_н}\sin\beta\ell\right). \qquad (1.253)$$

Если

$$R_н = W_{11}, \qquad (1.254)$$

то

$$U_{R_н} = E\left(1 + \frac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right)e^{-j\beta\ell}$$

Если принять $\cos\beta\ell \approx 1$, то получим:

$$U_{R_н} \approx E\frac{(Z_{022} + Z_{012})}{Z_{022}}\,e^{-j\beta\ell} \qquad (1.255)$$

При реализации ТЛ из отрезков двухпроводной линии:

$$R_н = 2Z_cZ_п/(Z_c + Z_п)\,;\; U_{R_н} \approx E\frac{2Z_c}{Z_c + Z_п}\,e^{-j\beta\ell}$$

Если $Z_c >> Z_п$, то $R_н \approx 2Z_п = Z_0$; $U_{R_н} \approx 2E\,e^{-j\beta\ell}$

При реализации ТЛ из отрезка коаксиальной линии: $R_н = Z_0$; $U_{R_н} \approx 2E\,e^{-j\beta\ell}$

Как видим, рассматриваемое устройство при сделанном допущении ($\cos\beta\ell \approx 1$) проявляет свойства повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 2.

Так как конец 0 провода 2 соединяется с концом ℓ провода 1, то, очевидно, конструкция устройства более удобно реализуется с применением кольцевого каркаса, в частности, ферритового кольца для намотки отрезка линии.

Входной ток устройства: $I_{вх} = I_{1\ell} - I_{20}$.

С учетом (1.249), (1.252), (1.254), (1.255),

$$I_{вх} \approx E\left[\frac{(Z_{022}+Z_{012})^2}{Z_{022}^2 W_{11}} + \frac{1}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right].$$

Входная проводимость устройства: $Y_{вх} = I_{вх}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}$.

Как следует из последних соотношений, $R_{вх} \approx Z_{022}^2 W_{11}/(Z_{022}+Z_{012})^2$, что соответствует также условию:

$$E^2/R_{вх} = |U_{R_н}|^2/R_н = |U_{R_н}|^2/W_{11}; \qquad jX_{вх} \approx jZ_{022}\,\mathrm{tg}\beta\ell.$$

Коэффициент трансформации сопротивлений:

$$n_R = \frac{R_н}{R_{вх}} = \frac{(Z_{022}+Z_{012})^2}{Z_{022}^2}.$$

Если устройство реализуется из отрезка коаксиальной линии при использовании центрального проводника в качестве провода 1, то $n_R = 4$; $R_{вх} = Z_0/4$.

При реализации устройства из отрезка двухпроводной линии:

$$R_{вх} \approx \frac{(Z_с+Z_п)Z_п}{2Z_с} \qquad n_R = \frac{4Z_с^2}{(Z_с+Z_п)^2}.$$

Если $Z_с >> Z_п$, то $R_{вх} \approx Z_п/2 = Z_0/4$; $n_R \approx 4$.

Параметры повышающего ТЛ по схеме (рис. 1.73) отличаются от параметров повышающего ТЛ на двух отрезках (рис.1.41) только соотношением между сопротивлением нагрузки $R_н$ и волновым сопротивлением Z_0 линии, из которой изготавливаются отрезки. Тре-

буемое сопротивление нагрузки у ТЛ с одним отрезком (рис. 1.73) оказывается в два раза меньше, чем у ТЛ на двух отрезках (рис. 1.41). В то же время, при малой электрической длине отрезка, чем больше величина $R_н$, тем с большим основанием можно пренебречь вторым слагаемым в правой части (1.253) и считать

$$U_{R_н} \approx E\left(\frac{1}{\cos\beta\ell}+\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right).$$

Если $\cos\beta\ell \approx 1$, то

$$U_{R_н} \approx E\frac{Z_{022}+Z_{012}}{Z_{022}}$$

и оказывается по величине как в ТЛ (1.255). Таким образом, при малой электрической длине отрезка рассматриваемое устройство по схеме рис. 1.73 практически сохраняет свойства ТЛ при любом значении сопротивления нагрузки, удовлетворяющем условию:

$$R_н \geq Z_0.$$

Реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх}$ при этом остается неизменной и практически такой же, как у повышающего ТЛ на двух отрезках линии (рис. 1.41).

Схема (рис. 1.56) понижающего по напряжению в 2 раза ТЛ при исключении отрезка из проводов 3, 4 в силу отсутствия на них продольных напряжений ($U_4 = 0$; $U_3 \approx 0$ при $\beta\ell \to 0$) принимает вид схемы рис. 1.74.

Граничные условия на концах проводов 1, 2 в схеме (рис.1.74):

$$U_{10} = U_{R_н};\quad U_{1\ell} = E;\quad U_{20} = 0;\quad U_{2\ell} = U_{R_н};$$

$$I_{R_н} = I_{10} - I_{2\ell} = U_{R_н}/R_н.$$

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом граничных условий для схемы рис. 1.74 справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (1.256)$$

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E; \qquad (1.257)$$

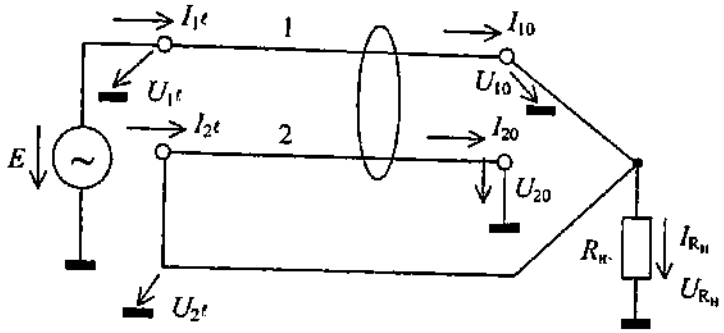


Рис. 1.74

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell\,; \qquad (1.258)$$

$$U_{2\ell} = j\left(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = U_{R_н} \qquad (1.259)$$

Учитывая граничное условие: $I_{2\ell} = I_{10} - U_{R_н} / R_н$, из (1.258) получаем:

$$I_{20} = \frac{I_{10}}{\cos\beta\ell} + R_н\left(\frac{j\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}{W_{12}} - \frac{1}{R_н\cos\beta\ell}\right).$$

Из (1.259)

$$I_{20} = -I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}} + \frac{U_{R_н}}{jZ_{022}\sin\beta\ell}.$$

Приравнивая последние выражения, находим:

$$I_{10} = \frac{U_{R_н}}{\cos\beta\ell}\left(\frac{1}{R_н} + \frac{1}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} - \frac{j\sin\beta\ell}{W_{12}}\right)\Bigg/\left(\frac{1}{\cos\beta\ell} + \frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right);$$

$$I_{20} = \frac{U_{R_н}}{\cos\beta\ell}\left\{\left[-\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\left(\frac{1}{R_н} + \frac{1}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} - \frac{j\sin\beta\ell}{W_{12}}\right)\Bigg/\left(\frac{1}{\cos\beta\ell} + \frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right)\right] + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right\}.$$

Принимая в последних выражениях $\cos\beta\ell \approx 1$, $\sin\beta\ell \approx 0$, что допустимо при малой электрической длине проводов, получаем:

$$I_{10} \approx U_{R_н} \frac{Z_{022}}{(Z_{022}+Z_{012})}\left(\frac{1}{R_н}+\frac{1}{jZ_{022}\ \mathrm{tg}\,\beta\ell}\right); \qquad (1.260)$$

$$I_{20} \approx -\frac{U_{R_н}}{(Z_{022}+Z_{012})}\left(\frac{Z_{012}}{R_н}-\frac{1}{j\ \mathrm{tg}\,\beta\ell}\right). \qquad (1.261)$$

Из (1.257), учитывая (1.260), (1.261), имеем

$$U_{R_н}\left[\frac{(Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012})}{(Z_{022}+Z_{012})}\cos\beta\ell + j\frac{Z_{012}W_{12}}{(Z_{022}+Z_{012})R_н}\sin\beta\ell\right] \approx E. \quad (1.262)$$

Если

$$R_н = \frac{Z_{012}W_{12}}{Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012}}, \qquad (1.263)$$

то

$$U_{R_н} \approx E\frac{Z_{022}+Z_{012}}{Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012}}e^{-j\beta\ell}, \qquad (1.264)$$

что свойственно ТЛ.

При реализации устройства из отрезка двухпроводной линии

$$R_н = \frac{Z_п}{2} \approx \frac{Z_0}{4},$$

где Z_0 – волновое сопротивление линии;

$$U_{R_н} \approx \frac{1}{2}E\,e^{-j\beta\ell}$$

При реализации устройства из отрезка коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и использовании в качестве провода 1 центрального проводника:

$$R_н = \frac{Z_{c2}Z_0}{4Z_{c2}+Z_0} \approx Z_0/4 \qquad \text{при} \quad 4Z_{c2} >> Z_0;$$

$$U_{R_н} \approx E\frac{2Z_{c2}}{4Z_{c2}+Z_0}e^{-j\beta\ell} \approx (1/2)Ee^{-j\beta\ell} \qquad \text{при} \quad 4Z_{c2} >> Z_0.$$

Как видим, рассматриваемое устройство проявляет свойства понижающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1/2.

Так как конец ℓ провода 2 соединяется с концом 0 провода 1, то устройство может быть реализовано с применением кольцевого каркаса, в том числе ферритового кольца, для намотки отрезка линии.

Входной ток устройства $I_{вх} = I_{1\ell}$.

На основании (1.256) с учетом (1.260), (1.263), (1.264):

$$I_{1\ell} \approx E\left[\frac{(Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012}-W_{11})}{W_{11}(Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012})}+\frac{1}{j(Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012})\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right]$$

Входная проводимость устройства

$$Y_{вх} = I_{вх}/E = I_{1\ell}/E = 1/R_{вх} + 1/jX_{вх}.$$

Согласно последним выражениям:

$$R_{вх} \approx \frac{W_{11}(Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012})}{Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012}-W_{11}};$$

$$jX_{вх} \approx j\,(Z_{011}+Z_{022}+2Z_{012})\ \mathrm{tg}\beta\ell.$$

Если устройство реализуется из отрезка коаксиальной линии с использованием в качестве провода 1 центрального проводника, то

$$R_{вх} \approx \frac{Z_0(4Z_{c2}+Z_0)}{4Z_{c2}} = Z_0 \quad \text{при} \quad 4Z_{c2} >> Z_0;$$

$$n_R = R_н / R_{вх} \approx 1/4;$$

$$jX_{вх} \approx j\,(4Z_{c2}+Z_0)\ \mathrm{tg}\beta\ell \approx j\cdot 4Z_{c2}\ \mathrm{tg}\beta\ell \quad \text{при} \quad 4Z_{c2} >> Z_0.$$

При реализации устройства из отрезка двухпроводной линии: $R_{вх} \approx 2Z_п = Z_0$; $n_R = R_н / R_{вх} \approx 1/4$; $jX_{вх} \approx j\cdot 2Z_c\ \mathrm{tg}\beta\ell$.

Сопоставляя полученные выше результаты с аналогичными для устройства на двух отрезках линий (рис. 1.56), замечаем, что основное отличие имеет место в соотношениях, связывающих сопротивление нагрузки $R_н$ с волновым сопротивлением линии Z_0 Если в устройстве с двумя идентичными отрезками (рис. 1.56) для обеспечения режима ТЛ необходимо иметь $R_н \approx Z_0/2$, то в устройстве

с одним отрезком (рис. 1.74) необходимо иметь $R_н \approx Z_0/4$, т.е. в два раза меньше. В то же время, если обратиться к соотношению (1.262), то можно сделать заключение, что при малой электрической длине отрезка слагаемым с сомножителем $\sin \beta\ell$ можно пренебречь с тем большим основанием, чем больше $R_н$, и считать

$$U_{R_н} \approx E\frac{(Z_{022} + Z_{012})}{(Z_{011} + Z_{022} + 2Z_{012}\ )\cos\beta\ell}.$$

Величина выходного напряжения в этом случае не остается неизменной с изменением частоты сигнала. Но если в рабочем диапазоне частот можно принять $\cos \beta\ell \approx \text{const}$ (при малой электрической длине отрезка $\cos \beta\ell \approx 1$), то величина выходного напряжения будет оставаться неизменной и практически равной, как в ТЛ (1.264). Следовательно, в устройстве с одним отрезком линии (рис. 1.74) можно также применить соотношение $R_н = Z_0/2$, как и в устройстве с двумя отрезками линии (рис. 1.56). В общем случае можно выбирать нагрузку (или волновое сопротивление линии), исходя из соотношения

$$R_н \geq Z_0/4. \qquad (1.265)$$

Обратим внимание, что коэффициент трансформации сопротивлений будет сохранять свое значение, примерно равное 1/4. Реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх}$ при выполнении соотношения (1.265) не зависит от величины сопротивления нагрузки $R_н$.

В повышающем ТЛ на трех отрезках линий (рис. 1.46) при малой электрической длине отрезков продольные напряжения на проводах 5, 6 практически отсутствуют ($U_6 = 0$ независимо от $\beta\ell$; $U_5 \approx 0$ при $\beta\ell \to 0$) и их можно исключить из устройства. При этом схема ТЛ принимает вид, показанный на рис. 1.75.

Граничные условия на концах проводов в схеме (рис. 1.75):

$$U_{10} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н = I_{10} R_н\,; \quad I_{10} = I_{R_н}; \quad U_{20} = U_{30}; \quad U_{2\ell} = 0;$$

$$U_{4\ell} = 0; \quad U_{1\ell} = U_{3\ell} = U_{40} = E; \quad I_{20} = -I_{30}\,.$$

Отрезки линий будем считать идентичными. Соответствие проводов отрезков обозначено на схеме (рис. 1.75): $1 \leftrightarrow 3$; $2 \leftrightarrow 4$.

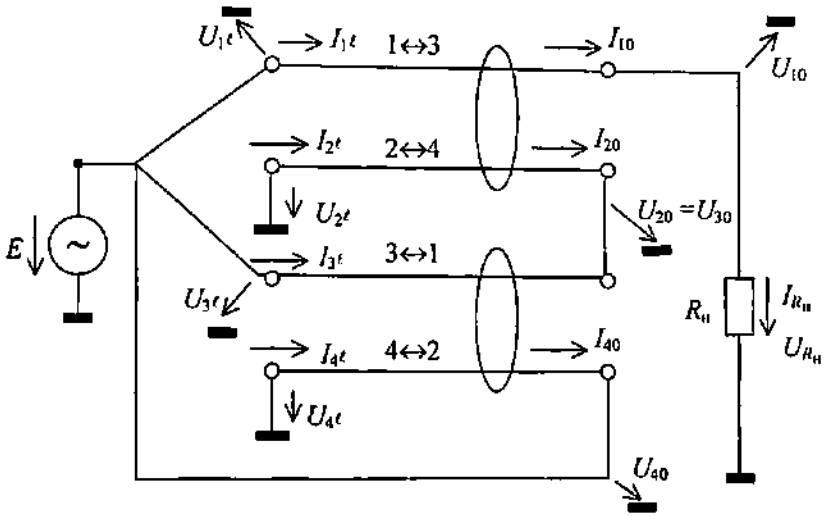


Рис. 1.75

С учетом граничных условий для рассматриваемого устройства справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell}=\frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell+j\left(\frac{U_{R_н}}{W_{11}}-\frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell\,; \qquad (1.266)$$

$$U_{1\ell}=U_{R_н}\cos\beta\ell+j\left(\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011}+I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell=E\,; \qquad (1.267)$$

$$U_{2\ell}=U_{20}\cos\beta\ell+j\left(I_{20}Z_{022}+\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\right)\sin\beta\ell=0\,; \qquad (1.268)$$

$$I_{3\ell}=-I_{20}\cos\beta\ell+j\left(\frac{U_{20}}{W_{11}}-\frac{E}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell\,; \qquad (1.269)$$

$$U_{3\ell}=U_{20}\cos\beta\ell-j\left(I_{20}Z_{011}-I_{40}Z_{012}\right)\sin\beta\ell=E\,; \qquad (1.270)$$

$$U_{4\ell}=E\cos\beta\ell+j\left(I_{40}Z_{022}-I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell=0\,. \qquad (1.271)$$

Из (1.271):

$$I_{40}=I_{20}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}-\frac{E}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\,. \qquad (1.272)$$

Из (1.270) с учетом (1.272):

$$I_{20} = \frac{U_{20}}{jW_{11}\operatorname{tg}\beta\ell} - E\frac{\left(1+\dfrac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right)}{jW_{11}\sin\beta\ell}. \qquad (1.273)$$

Из (1.268) с учетом (1.273):

$$U_{20} = \frac{E\dfrac{Z_{022}}{W_{11}}\left(1+\dfrac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right) - j\dfrac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell}{\cos\beta\ell\,(1+Z_{022}/W_{11})}; \qquad (1.274)$$

$$I_{20} = \frac{-E\left(1+\dfrac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right)}{j(W_{11}+Z_{022})\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}Z_{012}}{R_н(W_{11}+Z_{022})}. \qquad (1.275)$$

Из (1.267) с учетом (1.275):

$$E\left[1+\frac{Z_{012}}{(W_{11}+Z_{022})}\left(1+\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right)\right] =$$

$$= U_{R_н}\left[\cos\beta\ell + \frac{\sin\beta\ell}{R_н}\left(Z_{011} - \frac{Z_{012}^2}{W_{11}+Z_{022}}\right)\right]. \qquad (1.276)$$

Если

$$R_н = Z_{011} - \frac{Z_{012}^2}{W_{11}+Z_{022}} = \frac{Z_{011}(W_{11}+W_{22})}{W_{11}+Z_{022}}. \qquad (1.277)$$

то

$$U_{R_н} = E\left[1+\frac{Z_{012}}{W_{11}+Z_{022}}\left(1+\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right)\cos\beta\ell\right]e^{-j\beta\ell} \qquad (1.278)$$

При малой электрической длине отрезков, считая $\cos\beta\ell \approx 1$, получаем:

$$U_{R_н} \approx E\left[1+\frac{Z_{012}(Z_{022}+Z_{012})}{Z_{022}(W_{11}+Z_{022})}\right]e^{-j\beta\ell} \qquad (1.279)$$

Если устройство реализуется из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 при использовании в качестве проводов 1, 3 центральных проводников, то

$$R_н = \frac{Z_0(2Z_{c2} + Z_0)}{Z_{c2} + Z_0} \approx 2Z_0 \qquad \text{при} \qquad Z_{c2} >> Z_0;$$

$$U_{R_н} \approx E\left(\frac{3Z_{c2} + Z_0}{Z_{c2} + Z_0}\right)e^{-j\beta\ell} \approx 3Ee^{-j\beta\ell} \qquad \text{при} \qquad Z_{c2} >> Z_0.$$

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии

$$R_н = \frac{4Z_c Z_п (Z_c + Z_п)}{4Z_c Z_п + (Z_c + Z_п)^2} \approx 4Z_п = 2Z_0 \qquad \text{при } Z_c >> Z_п;$$

$$U_{R_н} \approx E\frac{3Z_c^2 + Z_п(4Z_c + Z_п)}{Z_c^2 + Z_п(6Z_c + Z_п)}e^{-j\beta\ell} \approx 3Ee^{-j\beta\ell} \qquad \text{при } Z_c >> Z_п.$$

Как видим, рассматриваемое устройство при сделанных допущениях проявляет свойства повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 3.

Так как у отрезка из проводов 3, 4 конец 0 провода 4 соединяется с концом ℓ провода 3, то конструктивно такое соединение можно реализовать, используя кольцевой каркас, в частности, ферритовое кольцо, для намотки этого отрезка.

Используя символику двухобмоточного трансформатора, ТЛ по схеме рис. 1.75 можно поставить в соответствие эквивалентную схему (рис. 1.76).

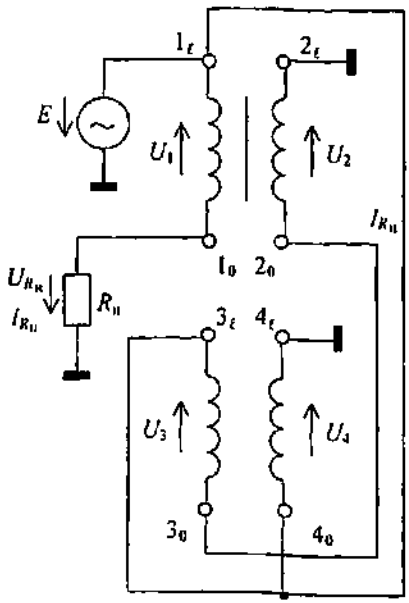


Рис. 1.76

* Аналогичные соотношения получаются и при использовании в качестве проводов 1, 3 оплеток отрезков.

Продольные напряжения на обмотках в схеме (рис. 1.76):

$$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{R_н} - U_{1\ell} \approx 3E - E = 2E$$

$$\text{при} \quad \beta\ell \to 0; \quad U_4 = E.$$

Так как обмотка из провода 2 совпадает по направлению намотки и числу витков с обмоткой провода 1 (обмотки из одного отрезка), то на обмотке, соответствующей проводу 2, должно быть такое же продольное напряжение, как на обмотке 1, при размещении обмоток на ферритовом сердечнике, то есть $U_2 \approx 2E$. Аналогично, на обмотке из провода 3 должно быть такое же напряжение, как на обмотке из провода 4, то есть $U_3 = E$. С другой стороны, $U_2 = U_{20}$; $U_3 = U_{30} - E = U_{20} - E$. Оба последних соотношения удовлетворяются при указанных значениях: $U_2 \approx 2E$; $U_3 = E$.

Значение $U_{20} \approx 2E$ вытекает также из (1.274). Действительно, если принять $\sin\beta\ell = 0$, $\cos\beta\ell = 1$, то получаем из (1.274):

$$U_{20} \approx E\frac{Z_{022} + Z_{012}}{Z_{022} + W_{11}}.$$

Если используются отрезки коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0, а проводам 1, 3 соответствуют центральные проводники, то

$$U_{20} \approx E\frac{2Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_0} \approx 2E \qquad \text{при} \qquad Z_{c2} >> Z_0;$$

при использовании отрезков двухпроводной линии:

$$U_{20} \approx E\frac{2Z_c(Z_c + Z_п)}{(Z_c + Z_п)^2 + 4Z_cZ_п} \approx 2E \quad \text{при} \quad Z_c >> Z_п.$$

При размещении обмоток на раздельных ферритовых кольцах результирующая индуктивность намагничивания, определяющая реактивную составляющую входного сопротивления устройства, может быть найдена из условия:

$$\frac{E^2}{\omega L_{\mu р}} = \frac{U_2^2}{\omega L_{\mu 1-2}} + \frac{U_4^2}{\omega L_{\mu 3-4}},$$

где $L_{\mu 1\text{-}2}$, $L_{\mu 3\text{-}4}$ – индуктивность намагничивания трансформатора из

обмоток проводов 1, 2 и 3, 4, соответственно; U_2, U_4 – продольные напряжения на обмотках трансформаторов.

Учитывая $U_2 \approx 2E$; $U_4 = E$, получаем для результирующей индуктивности намагничивания:

$$L_{\mu p} = \frac{L_{\mu 1-2} L_{\mu 3-4}}{L_{\mu 1-2} + 4L_{\mu 3-4}}.$$

Если конструктивно намотка отрезков выполнена одинаково, то $L_{\mu 1\text{-}2} = L_{\mu 3\text{-}4} = L_{\mu}$, $L_{\mu p} = L_{\mu}/5$.

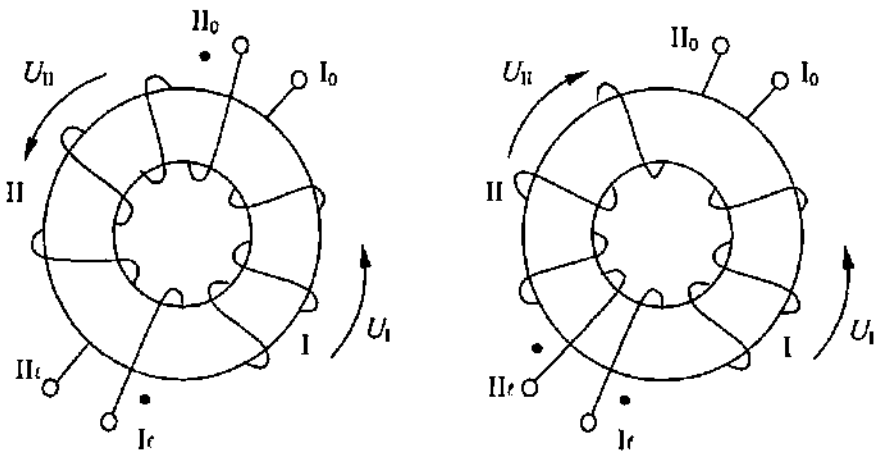
Оба отрезка могут быть размещены на общем магнитопроводе. В этом случае, так как продольные напряжения на обмотках, соответствующих разным отрезкам, различаются практически в два раза, число витков отрезка из проводов 1, 2 должно быть в два раза больше, чем число аналогичных витков, размещаемых на общем магнитопроводе, у отрезка из проводов 3, 4.

При размещении обмоток на общем магнитопроводе при конструировании любого ТЛ с числом наматываемых отрезков линий два и более следует учитывать полярность продольных напряжений на обмотках разных отрезков.

Возможные размещения обмоток двух отрезков линии на кольцевом магнитопроводе показаны на рис. 1.77, где отрезок линии условно представлен в виде одиночного провода, соответственно I или II, с обозначением концов 0 и ℓ. Обозначение концов проводов символами 0 и ℓ в данном случае абсолютно условно и не связано ни с какой схемой ТЛ. Поэтому возможно и такое сочетание: у конца провода одного отрезка символ 0, а у рядом расположенного конца провода другого отрезка символ ℓ.

Благодаря общему магнитопроводу обеспечивается магнитная связь между обмотками обоих отрезков линии. Для исключения электрической связи между обмотками разных отрезков (связь через напряжения) каждый отрезок располагают на своей части окружности кольца магнитопровода. Точками на рис. 1.77 помечены концы, относительно которых полярность продольных напряжений на обмотках разных отрезков линии оказывается одинаковой. Как видно из рис. 1.77,*а*, при намотке отрезков на кольцевой магнитопровод в одном направлении обмотки одного отрезка переходят в обмотки другого отрезка при последовательном обходе, формируя как бы

одну обмотку-катушку* Так как потенциалы у концов этой катушки разной полярности, то продольные напряжения U_I, U_{II}, соответствующие напряжениям на обмотках отрезков и являющиеся напряжениями на соответствующих частях единой катушки, оказываются в противофазе относительно одинаково обозначенных концов 0 и ℓ. При намотке отрезков в противоположных направлениях на кольцевой магнитопровод (рис. 1.77,*б*) продольные напряжения U_I, U_{II} на обмотках оказываются в фазе относительно одинаково обозначенных концов 0 и ℓ.



намотка в одном направлении

а

намотка в противоположных направлениях

б

Рис. 1.77

Возможность намотки отрезков линии при размещении на общем кольцевом магнитопроводе в одном или в противоположных направлениях следует учитывать при разработке конструкции ТЛ.

---

* Если одинаково обозначаемые на рис.1.77 концы проводов разных отрезков соединить между собой, то при намотке отрезков линии в одном направлении (рис.1.77,*а*) снять отрезки с магнитопровода можно, только разорвав провода; при намотке отрезков в противоположных направлениях (рис.1.77,*б*) соединение одинаково обозначенных концов у проводов разных отрезков не препятствует снятию отрезков с магнитопровода. При большом диаметре кольца магнитопровода можно осуществить намотку отрезков в одном направлении, располагая их параллельно друг другу с зазором для исключения электрической связи между проводами разных отрезков. Однако в этом случае продольные напряжения на обмотках будут в фазе относительно одноименных и рядом расположенных концов, что необходимо учитывать при изготовлении устройства.

У рассматриваемого ТЛ по схеме рис. 1.75 продольные напряжения на обмотках разных отрезков относительно одинаково обозначенных на схеме концов находятся в фазе: $U_1 \approx U_2 \approx U_{20} \approx \approx 2E$; $U_3 \approx U_4 = U_{40} = E$. Следовательно, возможна реализация ТЛ с намоткой отрезков в противоположных направлениях с расположением рядом одинаково обозначаемых концов 0 и ℓ. Возможна также реализация с намоткой отрезков в одном направлении, но с расположением рядом по-разному обозначаемых концов.

На рис. 1.78 представлены схемы размещения обмоток на кольцевом магнитопроводе повышающего ТЛ по схеме (рис. 1.75) при использовании отрезков двухпроводной линии при намотке в одном (рис. 1.78,*а*) и в противоположных (рис. 1.78,*б*) направлениях.

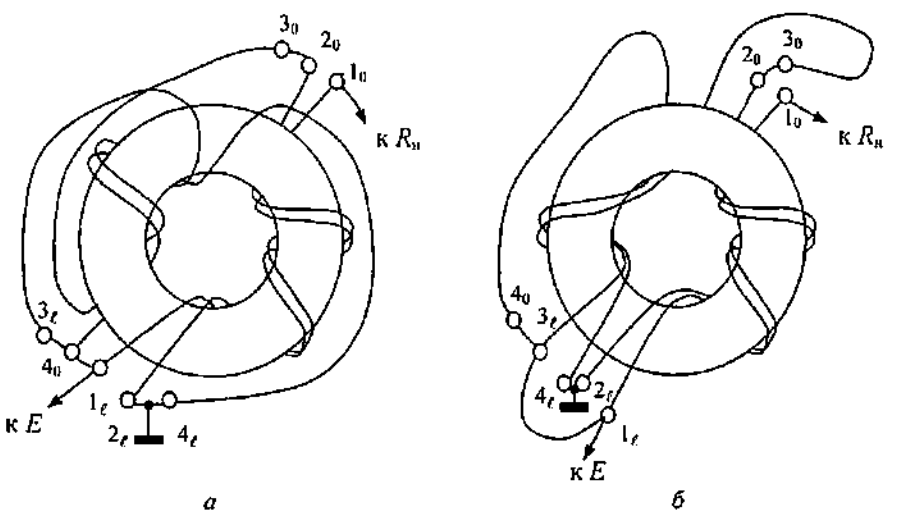


Рис. 1.78

При размещении на общем магнитопроводе отрезков малой электрической длины основным является выполнение соотношения чисел витков обмоток, тогда как длины отрезков могут быть взяты разными, но не больше максимально принятой длины (необходимо выполнение условий: $\cos \beta\ell \approx 1$, $\sin \beta\ell \approx 0$). В рассматриваемом ТЛ, как уже отмечалось, числа витков отрезков, располагаемых на общем магнитопроводе, различаются в два раза из-за различия в два раза продольных напряжений на обмотках из проводов разных отрезков.

Обратим внимание, что обсуждаемый нами ТЛ рассматривается в [11, с. 18 и 19]. В названной работе по тексту [11, с. 18] неправильно указано соотношение чисел витков обмоток (с точностью до наоборот), тогда как на приводимом по тексту рисунке [11, с. 19, рис. 1.19], хотя и неправильное, но изображено обратное соотношение чисел витков обмоток. Кроме того, на рисунке [11, с. 19, рис. 1.19] указаны взаимоисключающие направления намотки отрезков: если смотреть со стороны низкоомного входа, то намотка отрезков должна быть в одном направлении, но если смотреть со стороны высокоомного входа, то намотка отрезков должна быть в противоположных направлениях. Как итог, на указанном рисунке [11, с. 19, рис. 1.19] не сходится намотка отрезка с большим числом витков, в чем предлагается убедиться читателю. По представленной [11, с. 19, рис. 1.19] схеме коммутации проводов можно предположить, что устройство реализуется по схеме рис. 1.78,*а*. В то же время реализация устройства по схеме рис. 1.78,*б* конструктивно представляется более оптимальной: меньше протяженных соединительных проводов вне магнитопровода.

При размещении обмоток на общем магнитопроводе результирующая индуктивность намагничивания устройства по схеме (рис. 1.75) определяется индуктивностью намагничивания, связанной с обмоткой из провода 4, и оказывается в 1,25 раза больше, чем при размещении отрезков на раздельных магнитопроводах (см. п. 1.2.3) и идентичном выполнении обмоток.

Входной ток устройства по схеме рис. 1.75: $I_{\text{вх}} = I_{1\ell} + I_{3\ell} - I_{40}$.

На основании (1.266), (1.269), (1.272), учитывая (1.274), (1.275), (1.277), (1.279) и принимая $\cos\beta\ell \approx 1$, $\operatorname{tg}\beta\ell \approx \sin\beta\ell$, находим:

$$I_{\text{вх}} \approx E\left\{\frac{\left[Z_{022}\,(W_{11} + Z_{022}) + Z_{012}\,(Z_{022} + Z_{012})\right]^2}{Z_{011}Z_{022}^2(W_{11} + W_{22})\,(W_{11} + Z_{022})} + \right.$$

$$\left. + \frac{\left(Z_{022} + Z_{012}\right)^2 + Z_{022}\,(W_{11} + Z_{022})}{jZ_{022}^2(W_{11} + W_{022})\operatorname{tg}\beta\ell}\right\}.$$

Составляющие входного сопротивления:

$$R_{вх} \approx \frac{Z_{011} Z_{022}^2 (W_{11} + W_{22})(W_{11} + Z_{022})}{\left[Z_{022}\,(W_{11} + Z_{022}) + Z_{012}\,(Z_{022} + Z_{012})\right]^2};$$

$$jX_{вх} \approx j\frac{Z_{022}^2 (W_{11} + W_{022})}{(Z_{022} + Z_{012})^2 + Z_{022}(W_{11} + W_{022})}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с использованием в качестве проводов 1, 3 центральных проводников при условии $Z_{c2} >> Z_0$:

$$R_{вх} \approx 2Z_0/9 = R_н/9; \quad jX_{вх} \approx j\frac{Z_{c2}}{5}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии и сильной связи между проводами ($Z_c >> Z_п$):

$$R_{вх} \approx 4Z_п/9 = R_н/9; \quad jX_{вх} \approx j\frac{Z_c}{10}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Сопоставляя приведенные выше соотношения с аналогичными для повышающего ТЛ на трех отрезках длинной линии (рис. 1.46), замечаем, что основное отличие имеет место в соотношениях, связывающих сопротивление нагрузки $R_н$ с волновым сопротивлением линии Z_0. При реализации ТЛ на двух отрезках по схеме рис. 1.75 требуемое значение $R_н \approx 2Z_0$, тогда как при реализации ТЛ с подобными характеристиками на трех отрезках линий (рис. 1.46) требуемое значение $R_н \approx 3Z_0$.

В то же время в рассматриваемом устройстве по схеме рис. 1.75 выбор сопротивления нагрузки оказывается некритичным в сторону увеличения по сравнению с $R_н \approx 2Z_0$. Действительно, как следует из (1.276), чем больше величина $R_н$, тем с большим основанием можно пренебречь вторым слагаемым в правой части выражения и считать

$$U_{R_н} \approx \frac{E}{\cos\beta\ell}\left[1 + \frac{Z_{012}}{(W_{11} + Z_{022})}\left(1 + \frac{Z_{012}}{Z_{022}}\cos\beta\ell\right)\right].$$

Если $\cos\beta\ell \approx 1$, то величина напряжения на нагрузке оказывается практически такой же, как у ТЛ (1.279).

Таким образом, для повышающего ТЛ по схеме рис. 1.75 можно выбирать нагрузку из условия: $R_н \geq 2Z_0$, либо выбирать волновое сопротивление линии Z_0, из отрезков которой изготавливается устройство, из условия $Z_0 \leq R_н/2$.

В понижающем ТЛ на трех отрезках линии (рис. 1.60) продольные напряжения на проводах 5, 6 при малой электрической длине отрезков практически равны нулю ($U_6 = 0$; $U_5 \approx 0$) и их можно исключить из схемы, которая принимает вид, представленный на рис. 1.79.

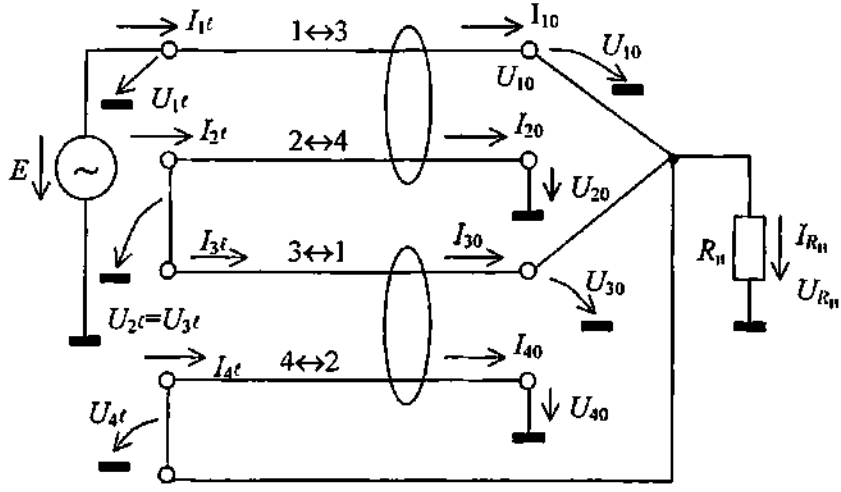


Рис. 1.79

Граничные условия на концах проводов в схеме (рис. 1.79):

$$U_{10} = U_{30} = U_{4\ell} = U_{R_н};\ U_{20} = U_{40} = 0;\ U_{2\ell} = U_{3\ell};\ U_{1\ell} = E;$$

$$I_{2\ell} = -I_{3\ell};\ I_{R_н} = I_{10} + I_{30} - I_{4\ell} = U_{R_н}/R_н.$$

Отрезки линий принимаем идентичными с соответствием проводов 1↔3; 2↔4.

Для рассматриваемого устройства справедлива следующая система уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (1.280)$$

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E; \qquad (1.281)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.282)$$

$$U_{2\ell} = j\left(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell; \qquad (1.283)$$

$$I_{3\ell} = I_{30}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (1.284)$$

$$U_{3\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(I_{30}Z_{011} + I_{40}Z_{012}\right)\sin\beta\ell; \qquad (1.285)$$

$$I_{4\ell} = I_{40}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (1.286)$$

$$U_{4\ell} = j\left(I_{40}Z_{022} + I_{30}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = U_{R_н}. \qquad (1.287)$$

Из (1.287):

$$I_{40} = -I_{30}\frac{Z_{012}}{Z_{022}} + \frac{U_{R_н}}{jZ_{022}\sin\beta\ell}. \qquad (1.288)$$

С учетом (1.288) на основании (1.286) и граничного условия: $I_{4\ell} = I_{10} + I_{30} - U_{R_н}/R_н$, принимая при малой электрической длине отрезков $\cos\beta\ell = 1$, $\sin\beta\ell = 0$, получаем:

$$I_{30} \approx \frac{Z_{022}\left[-I_{10} + U_{R_н}\left(\frac{1}{R_н} + \frac{1}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right)\right]}{Z_{022} + Z_{012}}; \qquad (1.289)$$

$$I_{40} \approx \frac{I_{10}Z_{012}}{(Z_{022} + Z_{012})} - U_{R_н}\left[\frac{Z_{012}\left(\frac{1}{R_н} + \frac{1}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right)}{(Z_{022} + Z_{012})} - \frac{1}{jZ_{022}\sin\beta\ell}\right]. \qquad (1.290)$$

Из условия $U_{2\ell} = U_{3\ell}$ с учетом (1.289), (1.290) на основании (1.283), (1.285):

$$I_{20} \approx -I_{10}\frac{Z_{011} + Z_{012}}{Z_{022} + Z_{012}} + U_{R_н}\left[\frac{(Z_{022} + Z_{012})^2 + Z_{022}W_{11}}{jZ_{022}^2(Z_{022} + Z_{012})\sin\beta\ell} - \frac{W_{11}}{R_н(Z_{022} + Z_{012})}\right].$$

Из условия $I_{2\ell} = -I_{3\ell}$ с учетом (1.289) на основании (1.282), (1.284):

$$I_{20} \approx I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}+Z_{012}} - U_{R_н}\frac{Z_{012}}{Z_{022}+Z_{012}}\left(\frac{1}{R_н}+\frac{1}{jZ_{022}\operatorname{tg}\beta\ell}\right).$$

Приравнивая последние выражения, находим:

$$I_{10} \approx \frac{U_{R_н}}{(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}\left[\frac{Z_{022}+W_{11}}{R_н} - \frac{Z_{022}(Z_{022}+W_{11})+(Z_{022}+Z_{012})^2}{jZ_{022}^2\operatorname{tg}\beta\ell}\right]. \quad (1.291)$$

Соответственно:

$$I_{20} \approx \frac{-U_{R_н}}{(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}\left[\frac{Z_{022}(Z_{011}+Z_{012}-W_{11})}{R_н(Z_{022}+Z_{012})} - \frac{1}{j\operatorname{tg}\beta\ell}\right].$$

С учетом последних выражений согласно (1.281):

$$U_{R_н}\left\{\cos\beta\ell\left[1+\frac{A}{Z_{022}^2(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}\right]+\right.$$

$$\left.+j\sin\beta\ell\frac{B}{R_н(Z_{022}+Z_{012})(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}\right\} \approx E, \quad (1.292)$$

где $A = Z_{022}^2 Z_{012} + Z_{011}\left[Z_{022}(Z_{022}+W_{11})+(Z_{022}+Z_{012})\right]^2$

$B = Z_{011}(Z_{022}+Z_{012})(Z_{022}+W_{11}) - Z_{012}Z_{022}(Z_{011}+Z_{012}-W_{11})$.

Как следует из (1.292), если обеспечить

$$R_н = \frac{Z_{022}^2 B}{(Z_{022}+Z_{012})\left[A+Z_{022}^2(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})\right]}, \quad (1.293)$$

то выходное напряжение

$$U_{R_н} \approx \frac{Z_{022}^2(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}{A+Z_{022}^2(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}Ee^{-j\beta\ell} \quad (1.294)$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 в случае $Z_{c2} >> Z_0$ и при реализации

из отрезков симметричной двухпроводной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 2Z_п$ в случае сильной связи между проводами ($Z_с >> Z_п$) оказывается:

$$U_{R_н} \approx \frac{1}{3} E e^{-j\beta\ell}, \tag{1.295}$$

что свойственно понижающему ТЛ с коэффициентом трансформации по напряжению, равным 1/3.

Необходимое сопротивление нагрузки согласно (1.293) при $Z_{c2} >> Z_0$ или $Z_с >> Z_п$:

$$R_н \approx 2Z_0/9 \tag{1.296}$$

Как следует из (1.292), чем больше $R_н$, тем с большим основанием при малой электрической длине отрезка можно пренебречь слагаемым с $\sin \beta\ell$ в качестве сомножителя в этом выражении. Напряжение на нагрузке $U_{R_н}$ при этом будет оставаться практически неизменным и равным по величине (1.294). Исходя из сказанного и (1.296), волновое сопротивление линии для изготовления устройства можно выбирать из условия:

$$Z_0 \le \frac{9}{2} R_н .$$

Входной ток устройства: $I_{вх} = I_{1\ell}$.

На основании (1.280) с учетом (1.291), (1.295), полагая $\cos \beta\ell = 1$, $\sin \beta\ell = 0$, имеем

$$I_{вх} \approx I_{10} \approx \frac{1}{3} E \left[\frac{(Z_{022} + W_{11})}{R_н (Z_{011} + Z_{022} + Z_{012})} + \right.$$

$$\left. + \frac{Z_{022}(Z_{022} + W_{11}) + (Z_{022} + Z_{012})^2}{jZ_{022}^2 (Z_{011} + Z_{022} + Z_{012}) \operatorname{tg} \beta\ell} \right].$$

Резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления, определяемые из условия

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} = \frac{I_{вх}}{E},$$

оказываются соответственно

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{3R_{\text{н}}(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})}{Z_{012}+W_{11}};$$

$$jX_{\text{вх}} \approx \frac{j\cdot 3Z_{022}^2(Z_{011}+Z_{022}+Z_{012})\ \text{tg}\ \beta\ell}{Z_{022}(Z_{022}+W_{11})+(Z_{022}+Z_{012})^2}.$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии и $Z_{c2} >> Z_0$

$$R_{\text{вх}} \approx 9R_{\text{н}}; \quad n_R \approx \frac{1}{9}; \quad jX_{\text{вх}} \approx j\frac{9}{5}Z_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell.$$

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии и $Z_c >> Z_п$

$$R_{\text{вх}} \approx 9R_{\text{н}}; \quad n_R \approx \frac{1}{9}; \quad jX_{\text{вх}} \approx j\frac{9}{10}Z_c\,\text{tg}\,\beta\ell.$$

Приведенные соотношения для $R_{\text{вх}}$, $X_{\text{вх}}$ согласуются с полученными при рассмотрении понижающего ТЛ по схеме рис. 1.60 и могут рассматриваться как дополнение к последним для определения реактивной составляющей входного сопротивления при реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии.

Конструктивно рассмотренное устройство реализуется, как показано на рис. 1.78, с изменением мест подключения нагрузки $R_{\text{н}}$ и источника сигнала E.

В симметричном повышающем ТЛ из трех отрезков линий (рис. 1.53) при малой электрической длине в силу практического отсутствия продольных напряжений на обмотках-проводах 3, 3′ ($U_3 \approx 0$; $U'_3 \approx 0$) их можно исключить из схемы, представив ее в виде рис. 1.80. Соответственно ТЛ в этом случае может быть реализован либо на отрезках двухпроводной, либо коаксиальной линии, оставаясь полностью симметричным устройством.

Граничные условия на концах проводов при условии полной конструктивной и электрической симметрии устройства по представленной схеме (рис. 1.80):

$$I_{10} = I_{R_{\text{н}}} = U_{R_{\text{н}}}/R_{\text{н}} = -I'_{10};$$

$$I_{20} = -I'_{20}; \quad I_{2\ell} = -I'_{2\ell}; \quad I_{1\ell} = -I'_{1\ell};$$

$$U_{1\ell} = U'_{2\ell} = U_{20} = E/2; \qquad U'_{1\ell} = U_{2\ell} = U'_{20} = -E/2;$$

$$U_{10} = U_{R_{\text{н}}}/2; \qquad U'_{10} = -U_{R_{\text{н}}}/2.$$

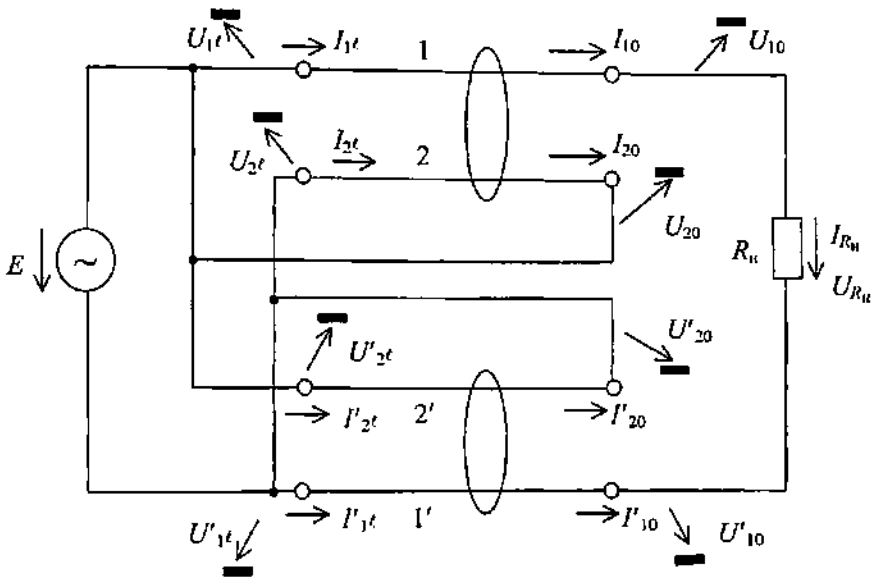


Рис. 1.80

Для отрезка линии из проводов 1, 2 с учетом граничных условий справедлива следующая система уравнений*:

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{2W_{11}} - \frac{E}{2W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (1.297)$$

$$U_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E/2; \qquad (1.298)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\left(\frac{E}{2W_{22}} - \frac{U_{R_н}}{2W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (1.299)$$

$$U_{2\ell} = \frac{E}{2}\cos\beta\ell + j\left(I_{20}Z_{022} + \frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = -\frac{E}{2}. \qquad (1.300)$$

Из (1.300):

$$I_{20} = -\frac{E(1+\cos\beta\ell)}{j\cdot 2Z_{022}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}Z_{012}}{R_н Z_{022}}. \qquad (1.301)$$

* Очевидно, подобная система уравнений справедлива также для отрезка из проводов 1', 2'.

С учетом (1.301) и соотношения: $Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2 = Z_{022}W_{11}$ из (1.298):

$$U_{R_н}\left(\cos\beta\ell + j\frac{2W_{11}}{R_н}\sin\beta\ell\right) = E\left[1 + \frac{(1+\cos\beta\ell)Z_{012}}{Z_{022}}\right]. \qquad (1.302)$$

Если

$$R_н = 2W_{11}, \qquad (1.303)$$

то

$$U_{R_н} = E\left[1 + \frac{(1+\cos\beta\ell)Z_{012}}{Z_{022}}\right]e^{-j\beta\ell} \qquad (1.304)$$

Принимая при малой электрической длине отрезка $\cos\beta\ell = 1$, можно считать

$$U_{R_н} \approx E\left(1 + \frac{2Z_{012}}{Z_{022}}\right)e^{-j\beta\ell} \qquad (1.305)$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с использованием в качестве проводов 1, 1′ центральных проводников отрезков $U_{R_н} \approx 3Ee^{-j\beta\ell}$ Необходимое сопротивление нагрузки при этом: $R_н = 2W_{11} = 2Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии.

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии

$$U_{R_н} \approx E\left(1 + 2\frac{Z_с - Z_п}{Z_с + Z_п}\right)e^{-j\beta\ell} = E\,\frac{(3Z_с - Z_п)}{(Z_с + Z_п)}\,e^{-j\beta\ell};$$

$$R_н = \frac{4Z_с Z_п}{Z_с + Z_п}$$

В случае сильной связи между проводами двухпроводной линии ($Z_с >> Z_п$):

$$U_{R_н} \approx 3E\,e^{-j\beta\ell}; \qquad R_н \approx 4Z_п = 2Z_0.$$

Как видим, при сделанных допущениях рассматриваемое устройство проявляет свойства ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения, равным трем, как и устройство на трех отрезках линий

по схеме рис. 1.53. В отличие от ТЛ на трех отрезках рассматриваемый ТЛ требует сопротивления нагрузки $R_н = 2Z_0$ (в ТЛ на трех отрезках $R_н = 3Z_0$).

Входной ток устройства (рис. 1.80): $I_{вх} = I_{1\ell} - I_{20} + I'_{2\ell} = I_{1\ell} - I_{2\ell} - I_{20}$.

На основании (1.297), (1.299), (1.301), учитывая (1.303), (1.305), получаем:

$$I_{вх} \approx \frac{U_{R_н}}{2W_{11}}\left(1+\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right)+\frac{2E}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} \approx E\left[\frac{\left(1+2Z_{012}/Z_{022}\right)^2}{2W_{11}}+\frac{2}{jZ_{022}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right].$$

Из условия

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} = \frac{I_{вх}}{E}$$

получаем

$$R_{вх} \approx 2W_{11}/(1 + 2Z_{012}/Z_{022})^2; \qquad jX_{вх} \approx \frac{Z_{022}}{2}\mathrm{tg}\,\beta\ell.$$

Из последних соотношений следует:

$$R_{вх} \approx 2Z_0/9 = R_н/9; \qquad jX_{вх} \approx \frac{Z_{c2}}{2}\mathrm{tg}\,\beta\ell,$$

если устройство реализуется из отрезков коаксиальной линии;

$$R_{вх} \approx \frac{4Z_c Z_п (Z_c - Z_п)}{(3Z_c - Z_п)^2} \approx \frac{4Z_п}{9} = \frac{2Z_0}{9} = \frac{R_н}{9};$$

$$jX_{вх} \approx j\frac{(Z_c + Z_п)}{4}\mathrm{tg}\,\beta\ell \approx j\frac{Z_c}{4}\mathrm{tg}\,\beta\ell,$$

если устройство реализуется из отрезков симметричной двухпроводной линии.

Результаты согласуются с полученными (см. п. 1.2.3) для симметричного повышающего ТЛ на трех отрезках линий. Отличие только в величине требуемого сопротивления нагрузки $R_н$. В то же время, как следует из (1.302), чем больше $R_н$, тем с большим основанием можно пренебречь слагаемым в левой части этого выражения с $\sin\beta\ell$ в качестве сомножителя. Величина напряжения на на-

грузке в этом случае

$$U_{R_н} \approx E\left[1+\frac{(1+\cos\ \beta\ell)Z_{012}}{Z_{022}}\right]\Big/\cos\beta\ell$$

и при малой электрической длине ($\cos\beta\ell \approx 1$) будет практически такой же, как в ТЛ (1.304). Следовательно, волновое сопротивление линии для изготовления устройства можно выбирать из соотношения $Z_0 \le R_н/2$.

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому устройству можно поставить в соответствие эквивалентную схему, показанную на рис. 1.81.

Продольные напряжения на обмотках трансформаторов в схеме рис. 1.81:

$$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{R_н}/2 - U_{1\ell} \approx 3E/2 - E/2 = E \qquad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U_2 = U_{20} - U_{2\ell} = E/2 + E/2 = E \qquad \text{независимо от } \beta\ell;$$

$$U'_1 = U'_{10} - U'_{1\ell} = -U_{R_н}/2 + E/2 \approx -3E/2 + E/2 = -E \qquad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$U'_2 = U'_{20} - U'_{2\ell} = -E/2 - E/2 = -E \qquad \text{независимо от } \beta\ell.$$

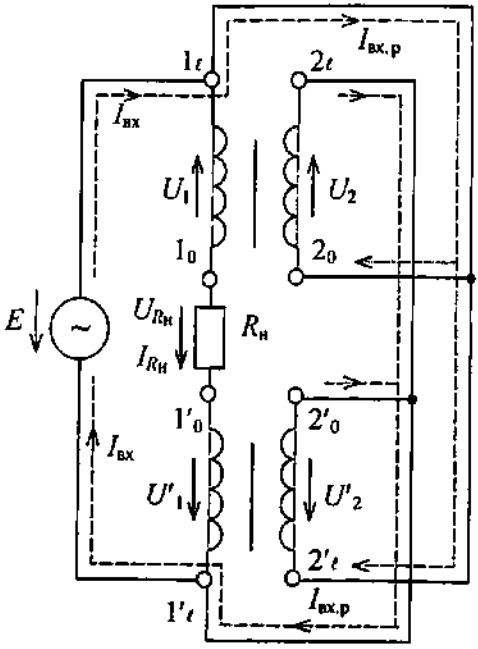


Рис. 1.81

Как видим, продольные напряжения на обмотках разных отрезков одинаковы по величине, но находятся в противофазе относительно одинаково обозначенных концов. Это означает, что при размещении обмоток на общем кольцевом магнитопроводе отрезки линий должны быть намотаны в одном направлении, как показано на рис. 1.77,*а*. Только при такой намотке отрезков магнитные потоки, создаваемые реактивной составляющей входного тока $I_{вх.р}$, протекающей через обмотки из проводов 2, 2′, будут складываться в общем магнитопроводе: через каждую обмотку протекает одинаковый по величине ток $I_{вх.р}/2$, но

в противоположных направлениях относительно одинаково обозначенных концов*.

Если обозначить индуктивность намагничивания одного трансформатора при размещении отрезков линии на разных магнитопроводах L_μ, то результирующая индуктивность намагничивания, учитывая, что продольные напряжения на обмотках по величине равны напряжению источника сигнала E, $L_{\mu p} = L_\mu/2$, как результат параллельного соединения обмоток 2, 2′. При размещении отрезков на общем магнитопроводе такого же размера, как при раздельном размещении, и с таким же количеством витков результирующая индуктивность намагничивания будет определяться индуктивностью намагничивания одной катушки на магнитопроводе и будет равна L_μ, т. е. окажется в два раза больше.

Обратим внимание, что схема и реализация рассматриваемого нами устройства представлены в книге [11, с. 20, рис. 1.20]. Устройство является составной частью симметрирующего ТЛ.

При малой электрической длине отрезков понижающий симметричный ТЛ по схеме рис. 1.67 также может быть реализован не на трех, а на двух отрезках линии. При малой электрической длине отрезков продольные напряжения U_3 и U'_3 на проводах 3, 3′ в схеме рис. 1.67 стремятся к нулю, следовательно, эти провода можно исключить из схемы, которая принимает вид, показанный на рис. 1.82. Очевидно, как и симметричный повышенный ТЛ на 3, симметричный пониженный ТЛ на 3 может быть в этом случае изготовлен как из отрезков двухпроводной линии, так и из отрезков коаксиальной линии, оставаясь полностью симметричным устройством.

При конструктивной и электрической симметрии устройства граничные условия на концах проводов в схеме рис. 1.82:

$$I_{1\ell} = -I'_{1\ell}; \quad U_{1\ell} = E/2; \quad U'_{1\ell} = -E/2; \quad U_{10} = U'_{20} = U_{2\ell} = U_{R_н}/2;$$
$$U'_{10} = U_{20} = U'_{2\ell} = -U_{R_н}/2; \quad I_{20} = -I'_{20}; \quad I_{2\ell} = -I'_{2\ell}.$$

Для отрезка из проводов 1, 2 с учетом граничных условий справедлива следующая система уравнений**:

---

* Очевидно, можно намотать отрезки линии в противоположных направлениях, как показано на рис. 1.77,*б*. Необходимо только при соединении концов отрезков соблюсти полярность продольных напряжений. Так как в рассматриваемом устройстве конец одного провода отрезка соединяется с противоположным концом другого провода этого же отрезка линии, то конструкции устройства при обоих направлениях намотки будут практически одинаковыми.

** Аналогичная система уравнений справедлива также для отрезка из проводов 1′, 2′.

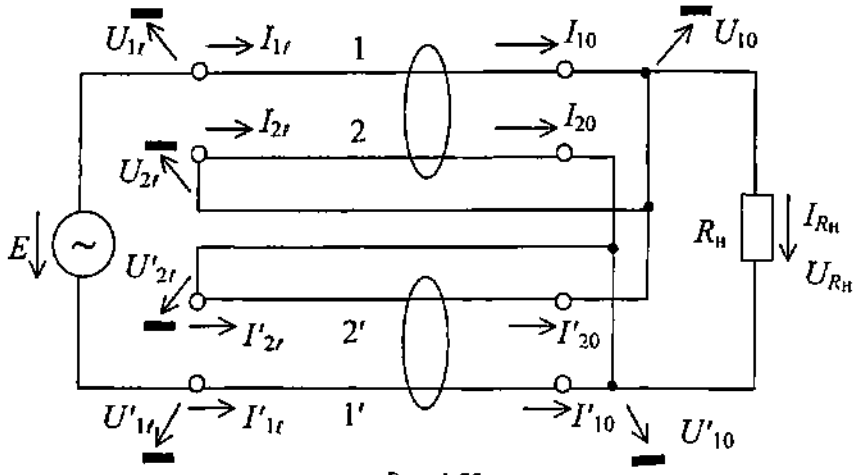


Рис. 1.82

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}(W_{11}+W_{12})}{2W_{11}W_{12}}\sin\beta\ell\,; \qquad (1.306)$$

$$U_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + j\left(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E/2\,; \qquad (1.307)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}(W_{22}+W_{12})}{2W_{22}W_{12}}\sin\beta\ell\,; \qquad (1.308)$$

$$U_{2\ell} = -\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + j\left(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = \frac{U_{R_н}}{2}\,. \qquad (1.309)$$

Из (1.309):

$$I_{20} = \frac{U_{R_н}(1+\cos\beta\ell)}{j\cdot 2Z_{022}\sin\beta\ell} - I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\,. \qquad (1.310)$$

Из (1.307) с учетом (1.310)

$$I_{10} = \frac{E - U_{R_н}\left\{(Z_{012}/Z_{022}) + \cos\beta\ell\,\left[1+(Z_{012}/Z_{022})\right]\right\}}{j\cdot 2W_{11}\sin\beta\ell}\,. \qquad (1.311)$$

Согласно принятым на схеме рис. 1.82 обозначениям ток через нагрузку

$$I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = I_{10} - I_{2\ell} + I'_{20} = I_{10} - I_{2\ell} - I_{20}.$$

На основании последнего уравнения с учетом (1.308), (1.310), (1.311) получаем:

$$E\left[1+(1+\cos\beta\ell)\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right]\approx$$

$$\approx U_{R_н}\left[\frac{4\ (Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}}{Z_{022}}\cos\beta\ell+j\frac{2W_{11}}{R_н}\sin\beta\ell\right]. \quad (1.312)$$

Если

$$R_н=\frac{2Z_{022}W_{11}}{4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}}, \quad (1.313)$$

то

$$U_{R_н}\approx E\frac{\left[1+(1+\cos\beta\ell)\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right]Z_{022}}{4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}}\,e^{-j\beta\ell} \quad (1.314)$$

Принимая в скобках числителя (1.314) $\cos\beta\ell = 1$, получаем

$$U_{R_н}\approx E\frac{Z_{022}+2Z_{012}}{4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}}\,e^{-j\beta\ell} \quad (1.315)$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 и использовании в качестве проводов 1, 1′ центральных проводников согласно (1.313), (1.315):

$$R_н=\frac{2\,Z_{c2}Z_0}{4(2Z_{c2}+Z_0)+Z_{c2}}\approx\frac{2Z_0}{9};$$

$$U_{R_н}\approx E\frac{3Z_{c2}e^{-j\beta\ell}}{4(2Z_{c2}+Z_0)+Z_{c2}}\approx\frac{1}{3}Ee^{-j\beta\ell}$$

Если устройство реализуется из отрезков симметричной двухпроводной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 2Z_п$, то согласно (1.313), (1.315):

$$R_н=\frac{4\,Z_cZ_п}{9Z_c+Z_п}\approx\frac{4Z_п}{9}=\frac{2Z_0}{9};\quad U_{R_н}\approx E\frac{3Z_c-Z_п}{9Z_c+Z_п}e^{-j\beta\ell}\approx\frac{1}{3}Ee^{-j\beta\ell}$$

Как видим, рассматриваемое устройство при сделанных допущениях ($Z_{c2} >> Z_0$ в случае коаксиальной линии; $Z_c >> Z_п$ в случае двухпроводной линии) обладает свойствами понижающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1/3. В отличие от понижающего ТЛ на трех отрезках, выполняемого по схеме рис. 1.67, в данном случае требуется меньшее сопротивление нагрузки: $R_н \approx 2Z_0/9$, а в схеме рис. 1.67 $R_н \approx 3Z_0$. В то же время, как следует из (1.312), чем больше величина $R_н$, тем с большим основанием можно пренебречь слагаемым с сомножителем $\sin \beta l$ в этом выражении и считать

$$U_{R_н} \approx \frac{E\left[1+(1+\cos\beta\ell)\dfrac{Z_{012}}{Z_{022}}\right]Z_{022}}{\left[4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}\right]\cos\beta\ell}$$

При малой электрической длине отрезков, поскольку $\cos \beta\ell \approx 1$, напряжение на нагрузке по величине такое же, как в ТЛ (1.315).

Учитывая сказанное, волновое сопротивление линии Z_0 для изготовления рассматриваемого устройства можно выбрать из условия $Z_0 \le 9R_н/2$.

Входной ток рассматриваемого устройства $I_{вх} = I_{1c}$.

На основании (1.306), учитывая (1.311), (1.315), получаем

$$I_{вх} \approx E\left\{\frac{(Z_{022}+2Z_{012})^2}{2Z_{022}W_{11}\left[4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}\right]}+\frac{2}{j\left[4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}\right]\operatorname{tg}\beta\ell}\right\}.$$

Соответственно находим:

$$R_{вх} \approx \frac{2Z_{022}W_{11}\left[4(Z_{011}+2Z_{012})+Z_{022}\right]}{\left(Z_{022}+2Z_{012}\right)^2}=\frac{R_н\left[4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}\right]^2}{\left(Z_{022}+2Z_{012}\right)^2};$$

$$jX_{вх} \approx j\frac{\left[4(Z_{011}+Z_{012})+Z_{022}\right]}{2}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Нетрудно убедиться, что $R_{вх} \approx 9R_н$, а

$$jX_{вх} \approx j\frac{9Z_c+Z_п}{4}\operatorname{tg}\beta\ell \approx j\frac{9}{4}Z_c\ \operatorname{tg}\beta\ell$$

при использовании отрезков симметричной двухпроводной линии при $Z_c \gg Z_0$, и

$$jX_{вх} \approx j\frac{9Z_{c2}+4Z_0}{2}\operatorname{tg}\beta\ell \approx j\frac{9}{2}Z_{c2}\ \operatorname{tg}\beta\ell$$

при использовании отрезков коаксиальной линии при $Z_{c2} \gg Z_0$.

Результаты согласуются с полученными для ТЛ по схеме рис. 1.67 (см. п. 1.2.4).

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому устройству можно поставить в соответствие эквивалентную схему (рис. 1.83).

Продольные напряжения на обмотках трансформаторов в схеме рис. 1.83:

$U_1 = U_{10} - U_{1\ell} = U_{R_н}/2 - U_{1\ell} \approx E/6 - E/2 = -E/3$ при $\beta\ell \to 0$;

$U_2 = U_{20} - U_{2\ell} = -U_{R_н} \approx -E/3$ при $\beta\ell \to 0$;

$U'_1 = U'_{10} - U'_{1\ell} = -U_{R_н}/2 - U'_{1\ell} \approx -E/6 + E/2 = E/3$ при $\beta\ell \to 0$;

$U'_2 = U'_{20} - U'_{2\ell} = U_{R_н} \approx E/3$ при $\beta\ell \to 0$.

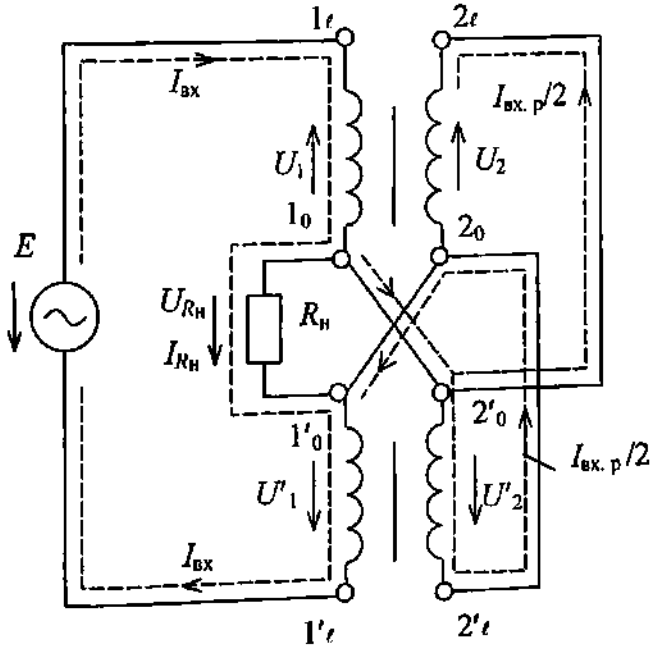


Рис. 1.83

Продольные напряжения на обмотках-проводах разных отрезков одинаковы по величине, но находятся в противофазе относительно одинаково обозначенных концов. При размещении на общем магнитопроводе обмотки должны наматываться в одном направлении (рис. 1.77,*а*) либо в противоположных (рис. 1.77,*б*), но с переобозначением концов проводов разных отрезков. При размещении на общем магнитопроводе результирующая индуктивность намагничивания, отнесенная к источнику сигнала E, оказывается в два раза больше, чем при размещении на раздельных магнитопроводах (см. п. 1.2.4).

В заключение отметим, что подобное устройство в качестве составной части симметрирующего ТЛ или самостоятельного устройства рассматривается в [11, с. 20, 21, рис. 1.21].

Как видим, применение отрезков линий малой электрической длины позволяет существенно упростить конструкцию ТЛ, сокращая число применяемых отрезков и уменьшая габариты устройства. Кроме того, электрические характеристики ТЛ оказываются менее критичными к величине сопротивления нагрузки, что облегчает выбор линии с подходящим волновым сопротивлением для изготовления устройства. Однако уменьшение длины отрезков линии приводит к уменьшению реактивной составляющей входного сопротивления ТЛ, величина которой зависит в основном от двух параметров: волнового (характеристического) сопротивления выделяемой линии в системе связанных проводов при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения Z_c и электрической длины отрезков $\beta\ell$:

$$jX_{вх} = j\,k_1\,Z_c\,\mathrm{tg}\,\beta\ell = j\,k_1\,Z_{c0}\sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}\,\mathrm{tg}\,\omega\ell/v,$$

где k_1 – коэффициент, зависящий от схемы ТЛ; Z_{c0} – волновое (характеристическое) сопротивление выделяемой линии при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения в случае воздушного заполнения пространства в системе связанных проводов.

Применение ферритового магнитопровода позволяет компенсировать уменьшение реактивной составляющей входного сопротивления ТЛ с понижением рабочей частоты ω за счет увеличения относительной магнитной проницаемости феррита μ_r (магнитная проницаемость СВЧ ферритов зависит от частоты: на верхней рабо-

чей частоте $\mu_r \approx 1$, на нижней частоте μ_r имеет значение в сотни, тысячи единиц).

При конструировании ТЛ с применением ферритового магнитопровода максимальное значение электрической длины отрезка выбирается в пределах [5] $\Theta_{макс} = \omega_в \ell / v < (20...55)°$, где $\omega_в$ – верхняя рабочая частота; $v = 3 \cdot 10^{10} / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$ [см/с].

На верхней рабочей частоте обычно принимается $\mu_r \approx 1$, а диэлектрическая проницаемость принимается соответствующей материалу изоляции проводов, в качестве которого на СВЧ используется фторопласт, имеющий [5] $\varepsilon_r \approx 2{,}1$.

Геометрическая длина отрезка

$$\ell_{макс} = \Theta_{макс} v / \omega_в = \Theta_{макс} v / 2\pi f\,[Гц] < (0{,}05...0{,}15)\,\lambda_в,$$

где $\lambda_в$ – длина волны на верхней рабочей частоте, связанная с длиной волны в свободном (воздушном) пространстве $\lambda_{в_0}$ соотношением: $\lambda_в = \lambda_{в_0} / \sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$

При $\mu_r \approx 1$, $\varepsilon_r \approx 2{,}1$ $\lambda_в \approx \lambda_{в_0} / 1{,}45$.

Как уже отмечалось, выбор волнового сопротивления линии Z_0 для изготовления ТЛ на основе отрезков малой электрической длины менее критичен к величине сопротивления нагрузки $R_н$, и должно выполняться условие $Z_0 \le k_2 R_н$, где k_2 – коэффициент, зависящий от схемы ТЛ.

При малой величине сопротивления нагрузки $R_н$, удовлетворяющей последнему соотношению, значение Z_0 может оказаться настолько низким, что невозможно реализовать линию с требуемым волновым сопротивлением или подобрать из номенклатуры существующих. В этом случае приходится использовать линию с большим волновым сопротивлением, чем требуется: $Z_0 > Z_{0\,треб}$, а чтобы приблизить электрические характеристики реализуемого устройства к характеристикам ТЛ, следует уменьшать длину отрезков, ослабляя этим частотную зависимость величины напряжения на нагрузке [см. (1.253), (1.262), (1.276), (1.292), (1.302), (1.312)]. Если $Z_0 > Z_{0\,треб}$, то рекомендуется выбирать [5] $\Theta_{макс} < (20...25)°$.

В заключение обратим внимание, что при реализации ТЛ с использованием феррита для размещения отрезка линии совсем не обязательно применение кольцевого магнитопровода. В случае отрезка из полосковой линии можно использовать пластинку феррита,

подложенную под отрезок [10]. Применение кольцевого магнитопровода позволяет уменьшить габариты устройства благодаря намотке отрезка на кольцо. При этом обеспечивается магнитная связь между проводами отрезка линии из-за появления общего потокосцепления, и при малой длине отрезок линии, по существу, превращается в две катушки на ферритовом сердечнике с сильной магнитной связью. Кроме того, использование кольцевого магнитопровода позволяет разместить на нем несколько отрезков линии, что также способствует уменьшению габаритов и реализации более удобной конструкции устройства. При размещении нескольких отрезков на кольцевом магнитопроводе необходимо соблюдать соотношение чисел витков и полярность соединения образующихся обмоток из проводов отрезков линии, что приближает ТЛ к трансформатору обмоточного типа. Чем меньше длина отрезков, тем меньше изменение величины тока по длине провода и тем ближе по своим параметрам оказываются ТЛ и трансформатор обмоточного типа с соответствующим количеством и соединением обмоток.

ГЛАВА 2

СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ГЕНЕРАТОРОВ

Довольно часто требуемая мощность генератора с внешним возбуждением (ГВВ) не может быть получена от одного генераторного прибора – активного элемента (АЭ): лампы или транзистора. Чтобы получить нужную мощность, используют совместную работу нескольких АЭ на общую нагрузку. Наиболее простыми способами реализации совместной работы АЭ являются их параллельное и двухтактное включения. При выполнении определенных условий результирующая мощность в нагрузке равна сумме мощностей, создаваемых в выходной цепи каждым АЭ.

2.1. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

На рис. 2.1 показана схема ГВВ с параллельным включением двух ламп V_1 и V_2 с общим катодом.

При параллельном включении ламп одноименные электроды соединяются вместе по высокой частоте; по постоянным напряжениям питания одноименные электроды, кроме анодов, как правило, разделяются. Это делается для того, чтобы можно было производить индивидуальную регулировку режима каждой лампы, так как параметры ламп практически не бывают одинаковыми.

В представленной схеме использовано параллельное питание анода, но может быть использовано и последовательное питание. Выбор питания анода определяется теми же соображениями, что и при построении ГВВ на одной лампе [5, 10, 19]. Для рассмотрения особенностей параллельного включения АЭ способ питания анодов ламп не является принципиальным.

подложенную под отрезок [10]. Применение кольцевого магнитопровода позволяет уменьшить габариты устройства благодаря намотке отрезка на кольцо. При этом обеспечивается магнитная связь между проводами отрезка линии из-за появления общего потокосцепления, и при малой длине отрезок линии, по существу, превращается в две катушки на ферритовом сердечнике с сильной магнитной связью. Кроме того, использование кольцевого магнитопровода позволяет разместить на нем несколько отрезков линии, что также способствует уменьшению габаритов и реализации более удобной конструкции устройства. При размещении нескольких отрезков на кольцевом магнитопроводе необходимо соблюдать соотношение чисел витков и полярность соединения образующихся обмоток из проводов отрезков линии, что приближает ТЛ к трансформатору обмоточного типа. Чем меньше длина отрезков, тем меньше изменение величины тока по длине провода и тем ближе по своим параметрам оказываются ТЛ и трансформатор обмоточного типа с соответствующим количеством и соединением обмоток.

ГЛАВА 2

СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ГЕНЕРАТОРОВ

Довольно часто требуемая мощность генератора с внешним возбуждением (ГВВ) не может быть получена от одного генераторного прибора – активного элемента (АЭ): лампы или транзистора. Чтобы получить нужную мощность, используют совместную работу нескольких АЭ на общую нагрузку. Наиболее простыми способами реализации совместной работы АЭ являются их параллельное и двухтактное включения. При выполнении определенных условий результирующая мощность в нагрузке равна сумме мощностей, создаваемых в выходной цепи каждым АЭ.

2.1. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

На рис. 2.1 показана схема ГВВ с параллельным включением двух ламп V_1 и V_2 с общим катодом.

При параллельном включении ламп одноименные электроды соединяются вместе по высокой частоте; по постоянным напряжениям питания одноименные электроды, кроме анодов, как правило, разделяются. Это делается для того, чтобы можно было производить индивидуальную регулировку режима каждой лампы, так как параметры ламп практически не бывают одинаковыми.

В представленной схеме использовано параллельное питание анода, но может быть использовано и последовательное питание. Выбор питания анода определяется теми же соображениями, что и при построении ГВВ на одной лампе [5, 10, 19]. Для рассмотрения особенностей параллельного включения АЭ способ питания анодов ламп не является принципиальным.

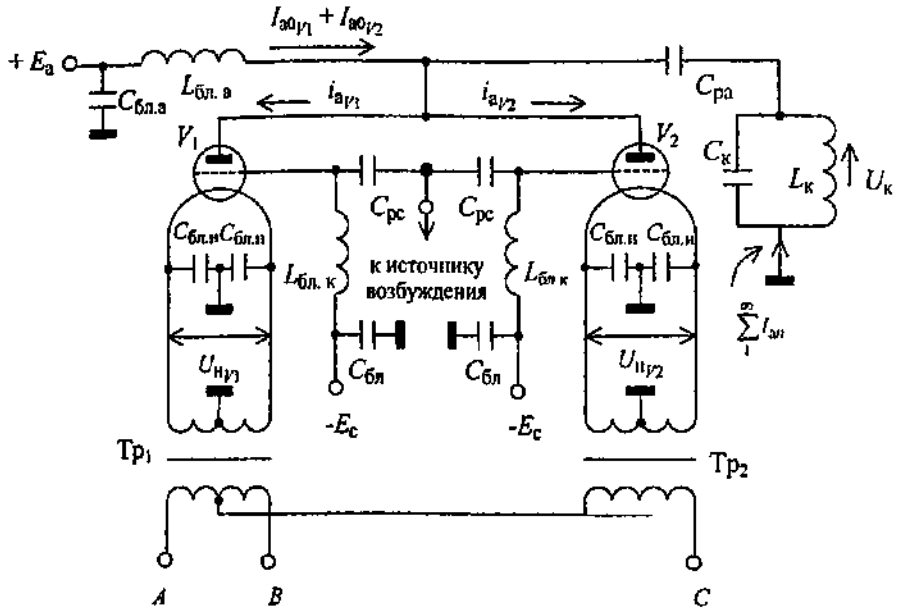
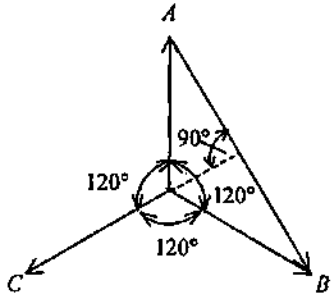


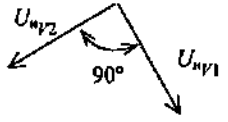
Рис. 2.1

Назначение разделительных $C_р$ и блокировочных $C_{бл}$, $L_{бл}$ элементов в цепях ГВВ точно такое же, как в ГВВ на одной лампе. Нагрузкой ламп в анодной цепи служит контур $C_к$, $L_к$. В представленной схеме использованы триоды. В схеме на тетродах или пентодах будут добавлены цепи питания вторых (экранных) и третьих (защитных) сеток, которые реализуются, как и в генераторе на одной лампе. Однако напомним, что большинство мощных генераторных ламп, в том числе и самые мощные лампы, а также лампы СВЧ – это триоды. На схеме показаны лампы с прямонакальным однофазным катодом. Питание накалов ламп осуществляется от трехфазной сети, что позволяет ослабить пульсацию результирующего выходного тока (паразитную амплитудную модуляцию) за счет магнетронного эффекта. Дело в том, что ток накала у мощных прямонакальных ламп составляет сотни ампер, вследствие чего у накала-катода существует сильное магнитное поле, изменяющееся с частотой питания накала и дважды достигающее максимальной величины за период этой частоты. Электроны, перемещающиеся в пространстве катод-анод, оказываются под воздействием сильных электрического (у мощных ламп напряжение питания анода составляет десятки киловольт) и магнитного полей, векторы напряженности которых перпендикулярны друг другу в рабочей части про-

странства катод-анод. В итоге электроны с катода на анод перемещаются не по прямой, а по циклической кривой, подобно движению электронов в магнетроне, что вызывает модуляцию электронного потока и как следствие появление в составе анодного тока лампы пульсаций с удвоенной частотой питания накала*. Для устранения на выходе пульсаций анодного тока за счет магнетронного эффекта для питания накалов ламп используются два трансформатора $Тр_1$, $Тр_2$, первичные обмотки которых включены звездой. Напряжение накала лампы V_1 $U_{н_{V1}}$ пропорционально линейному напряжению между фазами A, B, а напряжение накала лампы V_2 $U_{н_{V2}}$ пропорционально напряжению фазы C. При таком способе питания напряжения накалов оказываются сдвинутыми по фазе относительно друг друга на 90°. На рис. 2.2 представлены векторные диаграммы напряжений в цепях питания накалов ламп.

Коэффициент трансформации по напряжению трансформатора $Тр_2$ должен быть в $\sqrt{3}$ раз больше, чем у трансформатора $Тр_1$.





$U_A = U_B = U_C$; $U_{н_{V1}} = U_{н_{V2}}$;

$U_{AB} = \sqrt{3}\, U_C$ $U_{н_{V1}} = n_{Тр1} U_{AB}$;

$U_{н_{V2}} = n_{Тр2} U_C$

Рис. 2.2

Питание накалов ламп со сдвигом по фазе 90° обусловливает изменение магнитных полей в лампах со сдвигом на 1/4 периода частоты питания накалов. В итоге пульсации анодных токов за счет магнетронного эффекта оказываются сдвинутыми на 1/2 периода частоты питания накалов, что составляет 180°, т. е. пульсации находятся в противофазе. Если величины этих пульсаций одинаковы, то на выходе, складываясь, они компенсируют друг друга.

При возбуждении ламп гармоническим сигналом: $u_c = U_{мс} \cos\omega t$ анодный ток каждой лампы может быть представлен в виде сово-

* У ламп с подогревным катодом подобный эффект практически отсутствует по причине как меньшего уровня напряженности магнитного поля у подогревателя, так и специальной конструкции катода.

купности гармонических составляющих, как в ГВВ на одной лампе [1]:

$$i_{a_{V1}} = I_{a0_{V1}} + I_{a1_{V1}} \cos \omega t + I_{a2_{V1}} \cos 2\omega t +$$

$$i_{a_{V2}} = I_{a0_{V2}} + I_{a1_{V2}} \cos \omega t + I_{a2_{V2}} \cos 2\omega t + \qquad (2.1)$$

где $I_{a0_{V1}}$, $I_{a0_{V2}}$ – постоянные составляющие анодных токов ламп V_1 и V_2 соответственно; $I_{a1_{V1}}$, $I_{a1_{V2}}$, $I_{a2_{V1}}$, $I_{a2_{V2}}$, – амплитуды первой, второй и так далее гармонических составляющих анодных токов ламп V_1 и V_2 соответственно.

Пути протекания анодных токов каждой лампы такие же, как в ГВВ на одной лампе.

Постоянные составляющие анодных токов ламп $I_{a0_{V1}}$, $I_{a0_{V2}}$ протекают через источник анодного питания E_a, блокировочный дроссель $I_{бл.а}$, участок анод-катод соответствующей лампы. Первые и высшие гармонические составляющие анодных токов ламп протекают через нагрузку – контур $L_к$, $C_к$ и участок анод-катод соответствующей лампы.

Контур нагрузки считаем настроенным на выделяемую гармоническую составляющую анодных токов ламп, в частности, первую, для которой он представляет чисто резистивное сопротивление, равное эквивалентному сопротивлению контура на резонансной частоте R_{oe}.

Для общности результатов и более полного рассмотрения вопроса примем, что анодные токи ламп как различаются по величине, так и имеют некоторый фазовый сдвиг. Причиной последнего, если не учитывать инерционные явления в лампах, является несинфазность подаваемых сигналов возбуждения на сетки ламп из-за различия внешних и внутренних реактивностей в цепях возбуждения, в том числе и длин соединительных проводов.

При наличии фазового сдвига φ в сигналах возбуждения ламп выражения (2.1) могут быть записаны в виде:

$$i_{a_{V1}} = I_{a0_{V1}} + I_{a1_{V1}} \cos \omega t + I_{a2_{V1}} \cos 2\omega t +$$

$$i_{a_{V2}} = I_{a0_{V2}} + I_{a1_{V2}} \cos (\omega t + \varphi) + I_{a2_{V2}} \cos 2(\omega t + \varphi) +$$

Если ввести в рассмотрение комплексные амплитуды, то для токов первых гармоник можно записать:

$$\mathbf{I}_{a1_{V2}} = I_{a1_{V2}} e^{j\varphi} = kI_{a1_{V1}} e^{j\varphi} = KI_{a1_{V1}} = K\mathbf{I}_{a1_{V1}},$$

где k – коэффициент пропорциональности амплитуд первых гармоник анодных токов ламп; $K = ke^{j\varphi}$ – коэффициент пропорциональности комплексных амплитуд первых гармоник анодных токов*.

Комплексная амплитуда колебательного напряжения на контуре, равная также амплитуде переменного напряжения между анодом и катодом каждой лампы,

$$\mathbf{U}_{\text{мк}} = \mathbf{U}_{\text{ма}} = R_{\text{ое}}\,(I_{\text{a1}_{V1}} + \mathbf{I}_{\text{a1}_{V2}}) = R_{\text{ое}} I_{\text{a1}_{V1}}\,(1 + K). \qquad (2.2)$$

Сопротивление нагрузки, ощущаемое каждой лампой относительно точек анод-катод (кажущееся сопротивление нагрузки [5]):

$$Z_{\text{ощ}_{V1}} = \frac{\mathbf{U}_{\text{ма}}}{I_{\text{a1}_{V1}}} = R_{\text{ое}}\left(1 + \frac{\mathbf{I}_{\text{a1}_{V2}}}{I_{\text{a1}_{V1}}}\right) = R_{\text{ое}}(1 + K);$$

$$Z_{\text{ощ}_{V2}} = \frac{\mathbf{U}_{\text{ма}}}{\mathbf{I}_{\text{a1}_{V2}}} = R_{\text{ое}}\left(1 + \frac{I_{\text{a1}_{V1}}}{\mathbf{I}_{\text{a1}_{V2}}}\right) = R_{\text{ое}}\left(1 + \frac{1}{K}\right) = \frac{Z_{\text{ощ}_{V1}}}{K}. \qquad (2.3)$$

Как видим, ощущаемые сопротивления (2.3) зависят не только от эквивалентного сопротивления контура нагрузки $R_{\text{ое}}$, но и от амплитудных и фазовых соотношений токов в анодных цепях ламп.

Если одна из ламп не работает ($K = 0$ или $K = \infty$), то ощущаемое сопротивление нагрузки другой лампы оказывается чисто резистивным и равным эквивалентному сопротивлению контура $R_{\text{ое}}$. Если работают обе лампы, то ощущаемое каждой лампой сопротивление отличается от $R_{\text{ое}}$ и может быть как резистивным, так и комплексным. Работа лампы на комплексную нагрузку для генератора является энергетически невыгодной [1]. Обратим внимание, что при параллельном включении ламп даже при настроенном контуре ощущаемое сопротивление может оказаться комплексным.

Используя алгебраическую и показательную формы записи комплексных величин, для ощущаемых сопротивлений получаем:

$$Z_{\text{ощ}_{V1}} = R_{\text{ое}}(1 + k\cos\varphi) + jR_{\text{ое}}k\sin\varphi = R_{\text{ое}}\sqrt{1 + 2k\cos\varphi + k^2}\,e^{j\varphi_{\text{ощ}_{V1}}} =$$

$$= Z_{\text{ое ощ}_{V1}} e^{j\varphi_{\text{ощ}_{V1}}} = Z_{\text{ое ощ}_{V1}}\cos\varphi_{\text{ощ}_{V1}} + j\,Z_{\text{ое ощ}_{V1}}\sin\varphi_{\text{ощ}_{V1}}, \qquad (2.4а)$$

---

* В принятой записи комплексная амплитуда первой гармоники анодного тока лампы V_1 $\mathbf{I}_{\text{a1}_{V1}}$ совпадает с амплитудой $I_{\text{a1}_{V1}}$ первой гармонической составляющей анодного тока лампы при разложении его на гармонические составляющие (2.1).

где

$$\varphi_{\text{ош}_{V1}} = \operatorname{arctg}\frac{k\sin\varphi}{1+k\cos\varphi};$$

$$\cos\varphi_{\text{ош}_{V1}}\frac{1+k\cos\varphi}{\sqrt{1+2k\cos\varphi+k^2}};\quad \sin\varphi_{\text{ош}_{V1}}\frac{k\sin\varphi}{\sqrt{1+2k\cos\varphi+k^2}};$$

$$Z_{\text{ош}_{V2}} = R_{\text{ое}}\left(1+\frac{\cos\varphi}{k}\right) - jR_{\text{ое}}\frac{\sin\varphi}{k} = \frac{R_{\text{ое}}\sqrt{1+2k\cos\varphi+k^2}}{k}e^{j\varphi_{\text{ош}_{V2}}} =$$

$$= Z_{\text{ое ош}_{V2}}e^{j\varphi_{\text{ош}_{V2}}} = Z_{\text{ое ош}_{V2}}\cos\varphi_{\text{ош}_{V2}} + jZ_{\text{ое ош}_{V2}}\sin\varphi_{\text{ош}_{V2}}, \qquad (2.4б)$$

где $\varphi_{\text{ош}_{V2}} = \varphi_{\text{ош}_{V1}} - \varphi$.

При принятых обозначениях $Z_{\text{ое ош}_{V2}} = Z_{\text{ое ош}_{V1}}/k$.

Если фазовый сдвиг сигналов возбуждения $\varphi = 0$, то каждая лампа ощущает чисто резистивное сопротивление нагрузки:

$$Z_{\text{ош}_{V1}} = R_{\text{ое}}(1+k);\quad Z_{\text{ош}_{V2}} = R_{\text{ое}}(1+1/k). \qquad (2.5)$$

При полной идентичности анодных токов ламп ($\varphi = 0$, $k = 1$) ощущаемые лампами сопротивления оказываются резистивными и равными по величине: $Z_{\text{ош}_{V1}} = Z_{\text{ош}_{V1}} = 2R_{\text{ое}}$. В этом случае каждая лампа может отдавать номинальную мощность, а результирующая мощность в нагрузке-контуре возрастает в два раза (в общем случае в N раз, где N – число параллельно включаемых ламп).

Мощность в нагрузке можно определить как

$$P_{\sim} = \frac{1}{2}U_{\text{ма}}^2 / R_{\text{ое}},$$

где $U_{\text{ма}} = U_{\text{мк}}$ – амплитуда колебательного напряжения на анодах ламп, равная амплитуде колебательного напряжения на контуре.

Согласно (2.2)

$$U_{\text{ма}} = R_{\text{ое}}I_{\text{a1}_{V1}}\sqrt{1+2k\cos\varphi+k^2} \qquad (2.6)$$

следовательно,

$$P_{\sim} = \frac{1}{2}R_{\text{ое}}I_{\text{a1}_{V1}}^2\left(1+2k\cos\varphi+k^2\right). \qquad (2.7)$$

Если $\varphi = 0$, $k = 1$, то

$$P_{\sim} = 2I^2_{a_{V1}} R_{oe}. \tag{2.8}$$

Колебательная мощность, отдаваемая в нагрузку одной лампой:

$$P_{\sim V1} = \frac{1}{2} U_{ma} I_{a1_{V1}} \cos\varphi_{ош_{V1}}; \tag{2.9а}$$

$$P_{\sim V1} = \frac{1}{2} U_{ma} I_{a1_{V2}} \cos\varphi_{ош_{V2}} = \frac{1}{2} U_{ma} I_{a1_{V1}} k \cos\varphi_{ош_{V2}} =$$

$$= P_{\sim V1} k \frac{\cos\varphi_{ош_{V2}}}{\cos\varphi_{ош_{V1}}}. \tag{2.9б}$$

Результирующая мощность в нагрузке:

$$P_{\sim} = P_{\sim V1} + P_{\sim V2} =$$

$$= P_{\sim V1}\left(1 + k\frac{\cos\varphi_{ош_{V2}}}{\cos\varphi_{ош_{V1}}}\right) = \frac{1}{2} U_{ma} I_{a1_{V1}}\left(\cos\varphi_{ош_{V1}} + k\cos\varphi_{ош_{V2}}\right). \tag{2.10}$$

С учетом (2.4), (2.6) последнее выражение приводится к (2.7).

В случае полной идентичности токов ламп ($\varphi = 0$, $k = 1$):

$$P_{\sim V1} = P_{\sim V2} = \frac{1}{2} U_{ma} I_{a_{V1}}; \quad P_{\sim} = 2P_{\sim V1} = U_{ma} I_{a_{V1}}$$

Так как в этом случае согласно (2.6) $U_{ma} = 2R_{oe} = I_{a1_{V1}}$, то

$$P_{\sim V1} = P_{\sim V2} = I^2_{a1_{V1}} R_{oe}; \quad P_{\sim} = 2I^2_{a1_{V1}} R_{oe},$$

что совпадает с (2.8).

Если $\varphi = 0$, но $k \neq 1$, то ощущаемые лампами сопротивления оказываются резистивными, но разной величины (2.5), вследствие чего лампы будут отдавать в нагрузку-контур разные мощности. Очевидно, при параллельной работе ламп наилучшим является режим полной идентичности выходных токов: $\varphi = 0$, $k = 1$. В этом случае лампы находятся в одинаковом по напряженности режиме (например, критическом) и отдают одинаковую мощность.

Из приведенного рассмотрения очевиден главный недостаток параллельного включения ламп: необходимость строгой синфазности и равенства амплитуд анодных токов параллельно включенных ламп. Для этого нужна строгая симметрия схемы, когда для всех ламп обеспечивается одинаковая длина проводников, подводящих напряжения возбуждения к сеткам ламп и соединяющих аноды ламп с контуром нагрузки, когда одинаковы параметры ламп и блокировочных элементов. При отсутствии симметрии схемы появляется различие в амплитудах и фазах анодных токов ламп, что приводит к уменьшению колебательной мощности ГВВ и снижению его КПД.

Из других недостатков параллельного включения ламп обычно отмечаются следующие:

1. Увеличивается вероятность возникновения в генераторе паразитных (нежелательных) колебаний. Поэтому необходимо делать монтаж короткими, с большим поперечным сечением проводниками, индуктивное сопротивление которых мало.

2. Наличие больших входной, проходной и выходной емкостей (емкости параллельно включенных ламп складываются) затрудняет реализацию индуктивности контура нагрузки $L_к$ с повышением рабочей частоты генератора:

$$L_к = \frac{1}{\omega^2 C_к},$$

где $C_к$ – емкость контура с учетом соответствующих емкостей ламп; ω – круговая рабочая частота. Чем больше емкость, тем меньше требуется индуктивность, которую сложнее реализовать с обеспечением высокой добротности.

3. Увеличивается вероятность возникновения неисправностей, поскольку число ламп и других элементов возрастает.

В отношении последнего недостатка следует отметить, что на определенных этапах развития техники радиопередающих устройств параллельное включение ламп рассматривалось как способ повышения надежности работы устройства в целом. Дело в том, что самым ненадежным элементом является АЭ-лампа, причем чем мощнее лампа, тем меньше у нее надежность, меньше срок службы. Включение параллельно нескольких менее мощных, но соответственно более надежных и долговечных ламп позволяет увеличить срок работы генератора по сравнению с генератором на одной, но мощной лампе.

Перечисленные недостатки заставляют избегать параллельного включения большого числа ламп. Обычно ограничиваются двумя-тремя лампами. При включении параллельно трех ламп с однофазным прямонакальным катодом для уменьшения результирующей паразитной амплитудной модуляции за счет магнетронного эффекта питание накалов ламп осуществляется пофазно от трехфазной сети.

Расчет режима ГВВ с параллельным включением ламп начинают с одной лампы на мощность $P_{\sim 1} = P_{\sim}/N$, где $P_{\sim}$ – требуемая мощность в нагрузке-контуре ГВВ; N – число параллельно включаемых ламп.

Расчет проводится по обычной методике [1] для выбранного режима: критического, недонапряженного, перенапряженного. В результате расчета находятся напряжения, токи, а также требуемое сопротивление нагрузки для одной лампы R_{oe1}. Затем, предполагая полную симметрию схемы, определяют результирующие токи и мощности в соответствующих цепях, которые будут в N раз больше найденных из расчета для одной лампы. Напряжения на электродах такие же, как для одной лампы. Что касается эквивалентного сопротивления контура нагрузки R_{oe}, то, поскольку при параллельном включении N ламп ощущаемое одной лампой сопротивление нагрузки возрастает в N раз, эквивалентное сопротивление контура должно быть: $R_{oe} = R_{oe1}/N$. Очевидно, что при выходе из строя хотя бы одной из N ламп оставшиеся перейдут в менее напряженный режим работы, так как ощущаемое сопротивление нагрузки для каждой из оставшихся ламп уменьшится. Уменьшение напряженности режима снижает КПД по аноду, что энергетически невыгодно.

Следует отметить, что необходимость изготовления контура с низким эквивалентным сопротивлением R_{oe} не рассматривается как преимущество параллельного включения ламп, так как их выходные емкости, входящие в состав емкости контура $C_к$, складываются и этим резко уменьшают характеристическое сопротивление контура. В предельном случае, когда емкость контура образуется только за счет междуэлектродных емкостей $C_{вых}$, характеристическое сопротивление контура

$$\rho_к = \frac{1}{\omega C_к} = \frac{1}{\omega N C_{вых}}$$

уменьшается ровно в N раз по сравнению с контуром на одной лампе и упомянутое выше преимущество полностью исчезает.

Рассмотрим ГВВ с параллельным включением транзисторов. По сравнению с лампами транзисторы, в первую очередь биполяр-

ные, обладают значительно бо́льшим разбросом параметров* Поэтому при параллельном включении либо подбирают транзисторы по параметрам, либо применяют схемные решения, которые обеспечивают лучшую симметрию их работы [5].

Принципиально транзисторный ГВВ с параллельным включением двух транзисторов может быть выполнен по схеме рис. 2.1 с заменой ламп на транзисторы и учетом особенностей цепей питания и нагрузки. Однако часто, чтобы облегчить симметрирование схемы, ГВВ с параллельным включением биполярных транзисторов строят с разделением *LC*-элементов во входных и выходных цепях. Подобная схема с параллельным включением двух биполярных транзисторов VT_1, VT_2 с общим эмиттером показана на рис. 2.3.

Разделение *LC*-элементов во входных L_1', L_1'' и выходных C_2', C_2'', L_2', L_2'' цепях позволяет [5]: во-первых, легче добиться симметрии монтажа схемы; во-вторых, подстраивать коллекторную цепь каждого из транзисторов (скомпенсировать разброс коллекторных емкостей) и выравнять режимы их работы, отдельно контролируя постоянные составляющие токов коллекторов $I_{к0VT1}$, $I_{к0VT2}$; в-третьих, раздельные элементы легче реализовать: емкости меньше, индуктивности больше по величине.

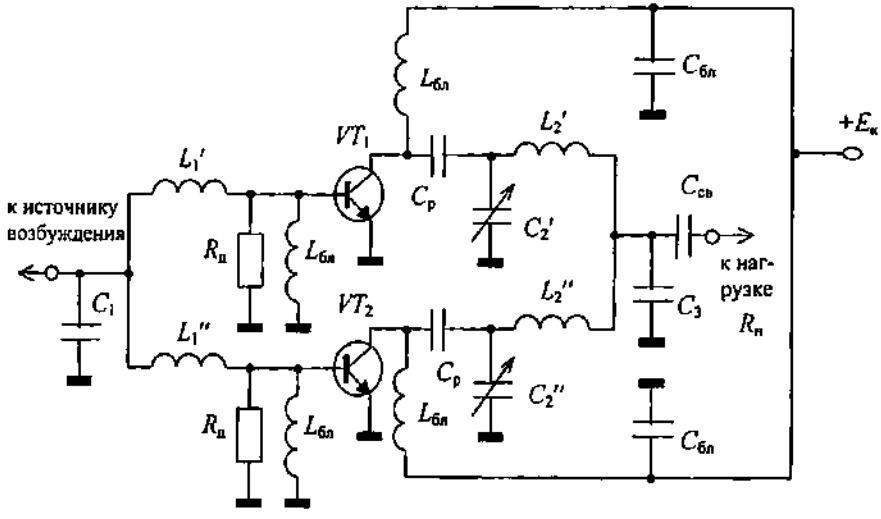


Рис. 2.3

* Современный мощный генераторный транзистор представляет параллельное включение внутри корпуса до 100...1000 и более элементарных транзисторов [5].

В представленной схеме (рис. 2.3) возбуждение транзисторов осуществляется током [2]: входы транзисторов включены последовательно с индуктивностями L_1', L_1'', сопротивления которых возрастают с номером гармоники. Резисторы $R_д$ служат для выравнивания постоянных времени эмиттерных переходов транзисторов в открытом и закрытом состояниях [2, 9, 12].

Для коллекторных цепей ГВВ с параллельным включением двух транзисторов справедливы все соотношения (2.1)...(2.10).

Расчет режима ГВВ с параллельным включением транзисторов также проводят для одного транзистора на мощность $P_{\sim 1} = P_{\sim}/N$, где $P_{\sim}$ – требуемая мощность ГВВ; N – число параллельно включаемых транзисторов.

Предполагая полную симметрию схемы, определяют токи в узлах соединения цепей и результирующие мощности в цепях соответствующих электродов, которые будут в N раз больше найденных из расчета режима для одного транзистора. Напряжения на электродах и элементах цепей остаются, как для одного транзистора.

При расчете цепи согласования (ЦС) с полезной нагрузкой генератора $R_н$ в схеме рис. 2.3 следует исходить из схемы ЦС для каждого транзистора, представленной на рис. 2.4, где $R_{ос1}$ – требуемое сопротивление нагрузки в коллекторной цепи одного транзистора (находится при расчете режима). Сопротивления емкостей C_3, $C_{св}$ и нагрузки $R_н$ в схеме (рис. 2.4) удваиваются за счет совместной работы двух транзисторов (в общем случае сопротивления этих элементов увеличиваются в N раз).

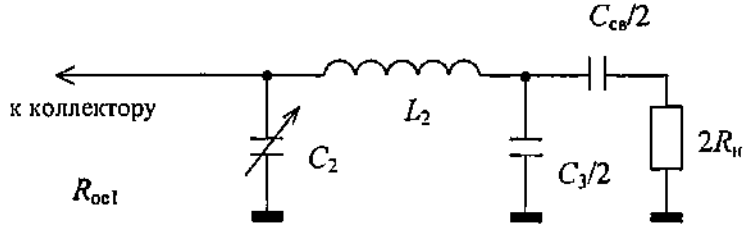


Рис. 2.4

ГВВ с параллельным включением биполярных транзисторов, помимо специфических недостатков, обусловленных большим разбросом параметров транзисторов и положительным температурным коэффициентом для токов (с ростом температуры токи возрастают), присущи и все те недостатки, которые отмечены выше при рассмотрении параллельного включения ламп. По этим причинам па-

раллельное включение биполярных транзисторов используется сравнительно редко и не более двух-трех [5]. Значительно лучше обстоит дело с полевыми транзисторами: благодаря отрицательному температурному коэффициенту для токов становятся менее опасны разброс параметров этих транзисторов и несимметрия в схеме [5].

В заключение отметим, что параллельное включение АЭ возможно при реализации ГВВ по разным схемам: с общим катодом, с общей сеткой, с общим анодом, с общим эмиттером, с общей базой, с общим коллектором, с общим истоком, с общим затвором, с общим стоком. При этом проявляются свойства соответствующей схемы и параллельного включения АЭ.

Параллельно включенные АЭ можно рассматривать как один эквивалентный АЭ, у которого при строгой синфазности режимов работы параллельно включенных АЭ результирующий выходной ток и его крутизна равны алгебраической сумме соответствующих параметров отдельных АЭ. При отсутствии синфазности режимов параллельно включенных АЭ эквивалентный АЭ можно характеризовать комплексными параметрами, что не очень удобно.

2.2. ДВУХТАКТНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

2.2.1. СХЕМЫ, ПРИНЦИП РАБОТЫ, ОСОБЕННОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ С ДВУХТАКТНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Двухтактное включение АЭ (ламп, транзисторов), как и параллельное включение их, используют для увеличения мощности ГВВ: результирующая мощность в нагрузке генератора равна сумме мощностей, отдаваемых каждым АЭ. Однако переход к двухтактному включению АЭ обычно связан не столько с повышением уровня мощности генератора, сколько с улучшением ряда других характеристик [5]. Во-первых, при двухтактном включении при тех же режимах работы АЭ удается существенно снизить уровень высших гармоник в нагрузке генератора. Во-вторых, в ряде схем двухтактного включения АЭ удается ослабить требования к блокировочным элементам. В-третьих, за счет поочередности работы АЭ при двухтактном включении удается выравнять (линеаризовать) входное сопротивление генератора, являющееся нагрузкой для источника сигнала возбуждения (например, для предыдущего каскада). В-четвертых, генератор с двухтактным включением АЭ удобен при симметричной нагрузке, например, при использовании двухпроводного фидера, так как позволяет обойтись без симметрирую-

щего устройства*, обеспечивающего переход от симметричной нагрузки к несимметричной схеме ГВВ, реализуемой на одном АЭ либо путем параллельного включения нескольких АЭ. Отсутствие симметрирующего устройства существенно упрощает схему связи генератора с нагрузкой.

На рис. 2.5 показана схема ГВВ с двухтактным включением ламп V_1, V_2 с общим катодом. Нагрузкой ламп является параллельный колебательный контур, образованный двумя емкостями $C_к$ и индуктивностью $L_к$. Очевидно, результирующая емкость контура равна $C_к/2$.

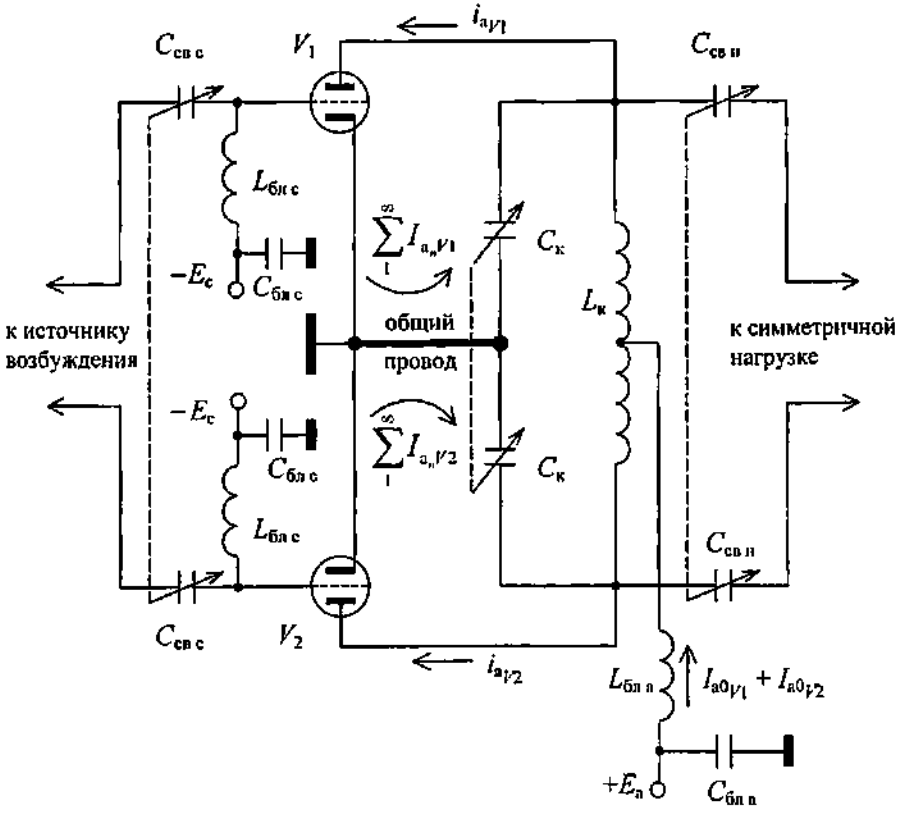


Рис. 2.5

* Частично вопрос о симметрирующих устройствах затрагивался нами в [3, кн. 2]. В п. 1.2.2 настоящей работы рассмотрены симметрирующие устройства на основе ТЛ. Симметрирующие устройства, в том числе и родственные ТЛ, рассматриваются также в п. 3.3 настоящей работы.

Для удобства подбора режима работы ламп с целью симметрирования схемы напряжения смещения E_c могут подаваться раздельно. Цепь смещения строится, как в любом ГВВ. Питание анодов осуществляется от одного источника E_a. При использовании тетродов или пентодов схема (рис. 2.5) должна быть дополнена цепями питания соответствующих сеток. Питание накалов осуществляется по обычным схемам.

Назначение элементов в схеме (рис. 2.5) понятно из их обозначений и такое же, как в схеме любого ГВВ. Особенности выбора отдельных элементов мы обсудим ниже, а сейчас отметим только принципиальные отличия схемы с двухтактным включением ламп от ранее рассмотренных схем на одной лампе или с параллельным включением нескольких ламп. Обратим сразу внимание, что отмеченные ниже особенности двухтактного включения ламп имеют место при любой схеме их включения: с общим катодом, с общей сеткой, с общим анодом с сохранением всех присущих этим схемам особенностей.

При двухтактном включении ламп напряжения возбуждения на сетки относительно катодов подаются в противофазе. Таким образом, используются оба такта-полупериода сигнала возбуждения. Отсюда и обычно используемые названия схемы с двухтактным включением АЭ: генератор по двухтактной схеме, двухтактный генератор. Обеспечение возбуждения двухтактных генераторов подробно будет рассмотрено в п. 2.2.3, хотя некоторые вопросы возбуждения двухтактных генераторов на транзисторах будут затронуты в этом параграфе и в п. 2.2.2.

Обозначим сигнал возбуждения, подаваемый на лампу V_1, как было принято во всех ранее рассматриваемых схемах ГВВ,

$$u_{c_{V1}} = U_{мс_{V1}} \cos \omega t. \qquad (2.11а)$$

Тогда сигнал возбуждения, подаваемый на лампу V_2, следует считать равным

$$u_{c_{V2}} = U_{мс_{V2}} \cos (\omega t \pm \pi) = -U_{мс_{V2}} \cos \omega t. \qquad (2.11б)$$

Для нормальной работы схемы, как увидим, должно быть:

$$U_{мс_{V1}} = U_{мс_{V2}} = U_{мс}.$$

Противофазное возбуждение ламп приводит к тому, что анодные токи ламп при разложении на составляющие, описываются выражениями:

$$i_{a_{V1}} = I_{a0_{V1}} + I_{a1_{V1}} \cos \omega t + I_{a2_{V1}} \cos 2\omega t + I_{a3_{V1}} \cos 3\omega t + \\ + I_{a4_{V1}} \cos 4\omega t + \\ i_{a_{V2}} = I_{a0_{V2}} - I_{a1_{V2}} \cos \omega t + I_{a2_{V2}} \cos 2\omega t - I_{a3_{V2}} \cos 3\omega t + \\ + I_{a4_{V2}} \cos 4\omega t - \ldots, \qquad (2.12)$$

согласно которым при противофазном возбуждении ламп нечетные гармонические составляющие анодных токов находятся в противофазе, а четные – в фазе.

На рис. 2.6 для наглядности представлены временные диаграммы напряжений возбуждения (2.11), импульсов анодных токов $i_{a_{V1}}$, $i_{a_{V2}}$ (2.12) и их первых и вторых гармоник.

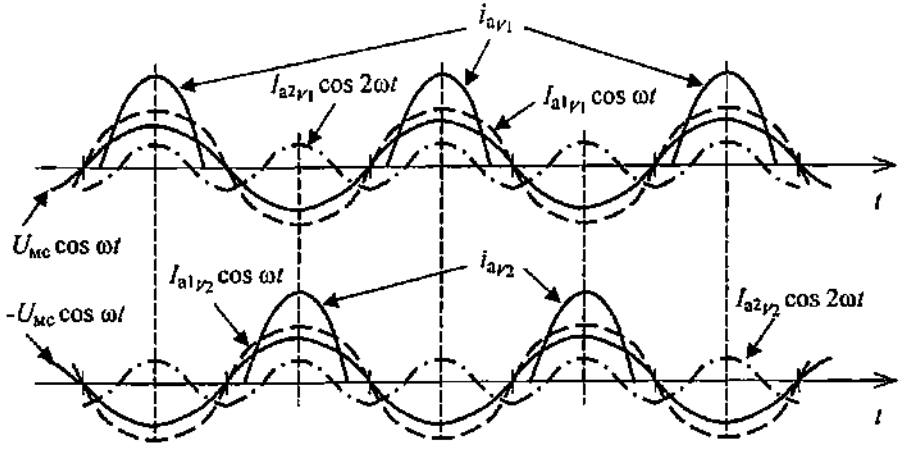


Рис. 2.6

Обратим внимание, что изображенные на рис. 2.6 импульсы анодных токов имеют нижний угол отсечки $45° < \theta < 90°$. Принципиально нижний угол отсечки анодных токов ламп может быть любым в пределах $0 < \theta \leq 180°$ и выбираться из тех же соображений, что и в ГВВ на одной лампе [1]. Некоторые особенности выбора нижнего угла отсечки при двухтактном включении АЭ обсудим ниже. Режим работы ламп может быть любой: критический, перенапряженный, недонапряженный.

Ток каждой лампы, протекающий в пространстве анод-катод, на выходе лампы у катода разделяется на постоянную составляющую $I_{a0_{V1}}$, $I_{a0_{V2}}$ соответственно, протекающую через источник пита-

ния $E_а$, блокировочный дроссель $L_{бл.а}$ и индуктивность контура нагрузки $L_к$, и переменные составляющие $\sum_1^{\infty} I_{an_{V1}}$, $\sum_1^{\infty} I_{an_{V2}}$, протекающие через контур нагрузки $C_к$, $C_к$, $L_к$ в противоположных направлениях.

При полной симметрии схемы амплитуды высокочастотных составляющих токов (2.12) равны, причем токи нечетных гармоник складываются в контуре нагрузки $C_к$, $C_к$, $L_к$, так как они, будучи в противофазе, протекают в противоположных направлениях, а токи четных гармоник вычитаются в контуре, поскольку, находясь в фазе, также протекают в противоположных направлениях.

На схеме рис. 2.5 выделен общий провод, соединяющий катоды ламп со средней точкой емкостной ветви $C_к$, $C_к$ контура нагрузки и соответственно заземляющий среднюю точку контура. Через общий провод протекают в одном направлении гармонические составляющие анодных токов обеих ламп, следовательно, общий провод необходим для обеспечения нормальной работы двухтактного генератора. В общем проводе четные гармоники анодных токов складываются, так как они находятся в фазе и протекают в одном направлении. Токи нечетных гармоник, напротив, вычитаются, поскольку они находятся в противофазе. Если токи ламп не равны, то в общем проводе будут обнаруживаться токи всех гармоник.

Очевидно, общий провод должен выполняться таким образом, чтобы сопротивление его для тока любой гармоники было близко к нулю. В противном случае на общем проводе появится высокочастотное напряжение (при полной симметрии схемы только от четных гармоник токов), которое будет нарушать нормальный режим работы ламп, так как между анодом и катодом лампы будет действовать не только напряжение выделяемой гармоники, но и других. Целесообразно заземлять середину емкостной ветви контура, что улучшает фильтрацию высших гармоник анодного тока (емкостная связь АЭ с контуром) [3, кн. 1]. Можно заземлять по высокой частоте среднюю точку индуктивности контура $L_к$, что конструктивно выполнить сложнее из-за невозможности присоединиться точно к середине индуктивности $L_к$. Средняя точка у емкостной ветви контура, напротив, легко реализуется путем последовательного включения двух идентичных конденсаторов емкостью $C_к$. Одновременное заземление середин емкостной и индуктивной ветвей контура нагрузки $C_к$, $C_к$, $L_к$ недопустимо в схеме двухтактного ге-

нератора, так как средние точки для емкостной и индуктивной ветвей могут оказаться не точно средними, соответственно не эквипотенциальными. Соединение таких точек общим проводом обусловит асимметрию в работе ламп. Для того, чтобы при заземлении средней точки у емкостной ветви контура избежать заземления точки у индуктивной ветви контура через источник питания $E_а$, напряжение анодного питания подводят через блокировочный дроссель $L_{бл.а}$. Присоединить блокировочный дроссель $L_{бл.а}$ стараются как можно ближе к середине индуктивности $L_к$, т. е. ближе к средней точке у индуктивной ветви контура. Как уже отмечалось, присоединиться абсолютно точно к середине индуктивности $L_к$ невозможно, поэтому практически между точкой присоединения $L_{бл.а}$ и землею оказывается высокочастотное напряжение, составляющее по величине 5...10 % от $E_а$ [5]. Очевидно, такой же величины будет переменное напряжение на дросселе $L_{бл.а}$. Так как напряжение на блокировочном дросселе $L_{бл.а}$ оказывается в 10...20 раз меньше, чем на блокировочном дросселе в анодной цепи при параллельном питании анода в однотактном генераторе на такой же лампе, то индуктивность блокировочного дросселя $L_{бл.а}$ в двухтактном генераторе может быть снижена в 10...20 раз по сравнению с требуемой для однотактной схемы ГВВ [5]. Емкость блокировочного конденсатора $C_{бл.а}$ в двухтактном генераторе оказывается такой же, как в однотактном ГВВ с параллельным питанием анода. Как видим, требования к блокировочным элементам в двухтактном ГВВ несколько слабее при соответствующем выполнении его, чем в однотактном генераторе.

Завершая обсуждение вопроса об общем проводе и заземлении средней точки у контура нагрузки в двухтактном ГВВ, отметим, что общим проводом может служить корпус или общая шина генератора. Чем короче общий провод, тем лучше (меньше его индуктивность и соответственно меньше сопротивление для гармоник). В пределе провода как такового может не быть, а все соединение сходится в узел. Если выходная емкость лампы составляет заметную часть от требуемой емкости $C_к$, то выполнять соединение средней точки у внешней части емкостной ветви контура нагрузки совсем необязательно. Средняя точка в этом случае образуется в точке заземления соединения катодов, где соединяются выходные емкости. Так как выходные емкости у ламп всегда имеются, то при двухтактном включении ламп указанная средняя точка у части емкостной ветви контура заземляется автоматически и, следовательно, всегда присутствует, что также является одной из причин недопущения одно-

временного заземления средних точек у емкостной и индуктивной ветвей контура и поэтому предпочтение отдается заземлению средней точки у емкостной ветви контура (помимо лучшей фильтрации гармоник). Если выходные емкости ламп малы по сравнению с требуемой емкостью контура, то сопротивление их для высших гармоник анодных токов может оказаться весьма большим и при отсутствии общего провода высшие гармоники будут протекать через блокировочный дроссель $L_{бл.а}$, создавая на нем падение напряжения и изменяя этим режим работы ламп по сравнению с требуемым. Очевидно, при полной симметрии схемы на блокировочном дросселе будет только напряжение от четных гармоник, нечетные гармоники компенсируются. На рис. 2.7 представлены схемы выходных цепей двухтактного ГВВ для случаев, когда выходные емкости ламп $C_{вых_{V1}}$, $C_{вых_{V2}}$ составляют заметную часть требуемой емкости контура (рис. 2.7,*а*) либо в основном формируют необходимую емкость контура (рис. 2.7,*б*). На схемах (рис. 2.7) показаны симметрирующие конденсаторы с емкостью $C_{сим}$ для выравнивания выходных емкостей ламп и емкостей монтажа. При подборе ламп симметрирующие конденсаторы могут отсутствовать. Результирующая емкость контура в схемах (рис. 2.7):

$$C_{конт} = \frac{\left(C_{вых_{V1}} + C_{сим_{V1}}\right)\left(C_{вых_{V2}} + C_{сим_{V2}}\right)}{C_{вых_{V1}} + C_{сим_{V1}} + C_{вых_{V2}} + C_{сим_{V2}}} + C'_к .$$

Рассмотрим требования к симметрии схемы и режимам работы ламп в двухтактном генераторе на примере схемы рис. 2.5.

Предположим, что контур нагрузки $C_к$, $C_к$, $L_к$, включенный между анодами ламп, настроен на частоту первой гармоники анодного тока и абсолютно симметричен относительно каждой лампы. В этом случае по отношению к каждой лампе контур имеет коэффициент включения $p = 1/2$.

Для общности результатов введем в рассмотрение комплексные амплитуды первых гармоник анодных токов ламп, связь между которыми определим в виде $\mathbf{I}_{a1_{V2}} = -K\mathbf{I}_{a1_{V1}} = -KI_{a1_{V1}}$, где $K = ke^{j\varphi}$ – комплексный коэффициент, учитывающий различие амплитуд первых гармоник анодных токов ламп $I_{a1_{V1}}$, $I_{a1_{V2}}$ (2.12) и отклонение возбуждения ламп от противофазного на угол φ.

Знак «–» в соотношении комплексных амплитуд соответствует противофазному возбуждению ламп (2.11) при φ = 0.

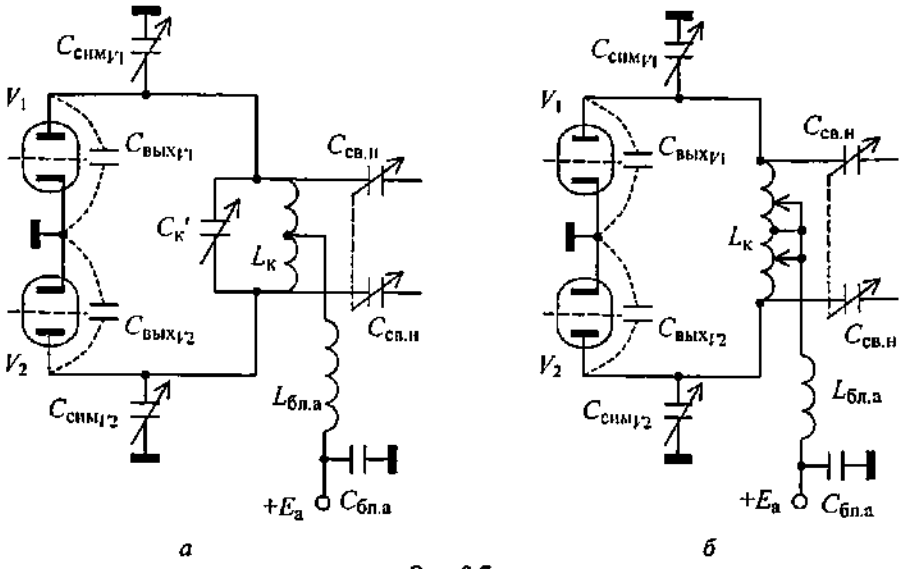


Рис. 2.7

Комплексная амплитуда контурного тока*, создаваемого лампой V_1,

$$\mathbf{I}_{конт_{V1}} = p\,Q_н I_{a1_{V1}} = 1/2\,(Q_н I_{a1_{V1}}),$$

где $Q_н$ – нагруженная добротность контура $C_к$, $C_к$, $L_к$.

Комплексная амплитуда контурного тока, создаваемого лампой V_2,

$$\mathbf{I}_{конт_{V2}} = p\,Q_н \mathbf{I}_{a1_{V2}} = -\,1/2\,(Q_н K I_{a1_{V1}}).$$

Так как составляющие контурного тока, создаваемые лампами V_1, V_2, растекаются в контуре в противоположных направлениях, то есть вычитаются, то комплексная амплитуда результирующего контурного тока

$$\mathbf{I}_{конт} = \mathbf{I}_{конт_{V1}} - \mathbf{I}_{конт_{V2}} = 1/2\,[Q_н I_{a1_{V1}}(1 + K)].$$

Контурный ток, протекая через емкости $C_к$, создает на них напряжения. Так как емкости $C_к$ подключены параллельно участкам анод-катод соответствующей лампы, то переменные напряжения,

---

* Напомним, что в случае неполного включения параллельного контура контурный ток $I_{конт}$ связан с током возбуждения I_1 соотношением [3, кн. 1]: $I_{конт} = pQ\,I_1$, где p – коэффициент включения контура; Q – добротность контура с учетом собственных потерь и нагрузки.

действующие на анодах ламп относительно катодов, равны падениям напряжений на емкостях $C_к$, создаваемым контурным током.

Комплексные амплитуды переменных напряжений на анодах ламп относительно катодов:

$$\mathbf{U}_{ма_{\nu 1}} = \mathbf{U}_{ма_{\nu 2}} = \mathbf{U}_{ма} = \mathbf{I}_{конт}\frac{1}{\omega C_к}.$$

Так как $\frac{1}{\omega C_к} = \frac{1}{2}\rho_к$,

где $\rho_к = \sqrt{\frac{L_к}{C_к/2}} = \omega L_к = \frac{2}{\omega C_к}$ – характеристическое сопротивление контура, настроенного на частоту первой гармоники анодного тока ω, то

$$\mathbf{U}_{ма} = \frac{1}{4}Q_н\rho_к I_{a1_{\nu 1}}(1+K) = \frac{1}{4}R_{oe}I_{a1_{\nu 1}}(1+K), \qquad (2.13)$$

где $R_{oe} = Q_н\rho_к$ – эквивалентное сопротивление параллельного колебательного контура, включенного между анодами ламп двухтактного ГВВ.

Ощущаемые лампами сопротивления нагрузки (кажущиеся сопротивления нагрузки [5]):

$$Z_{ощ_{\nu 1}} = \frac{\mathbf{U}_{ма}}{\mathbf{I}_{a1_{\nu 1}}} = \frac{1}{4}R_{oe}(1+K); \quad Z_{ощ_{\nu 2}} = \frac{\mathbf{U}_{ма}}{\mathbf{I}_{a1_{\nu 2}}} = \frac{1}{4}R_{oe}(1+1/K). \quad (2.14)$$

Соотношения (2.14) подобны соотношениям (2.3) для параллельного включения двух ламп и отличаются только коэффициентом 1/4. Следовательно, требования к симметричности режимов ламп при двухтактном включении будут такими же, как и при параллельном включении.

Таким образом, как и при параллельном включении, при двухтактном включении ламп ощущаемое лампой сопротивление зависит как от эквивалентного сопротивления контура R_{oe}, так и от амплитудных и фазовых соотношений между выделяемыми гармониками анодных токов ламп. Оптимальным будет режим, когда токи одинаковы по величине ($k = 1$) и лампы возбуждаются строго в противофазе ($\varphi = 0$). В этом случае $K = 1$, а $Z_{ощ_{\nu 1}} = Z_{ощ_{\nu 2}} = (1/2)R_{oe}$.

Если одна из ламп не работает ($K = 0$ или $K = \infty$), то другая лампа ощущает чисто резистивное сопротивление, равное (1/4) R_{oe}, что соответствует эквивалентному сопротивлению контура относительно точек подключения с коэффициентом $p = 1/2$: $R_{oe\,p\le1} = p^2 Q_н \rho_к = p^2 R_{oe\,p=1}$.

При полной симметрии схемы ($K = 1$) амплитуда колебательного напряжения на каждой лампе согласно (2.13)

$$U_{ma} = \frac{1}{2} I_{a1_{V1}} R_{oe},$$

а колебательная мощность, отдаваемая одной лампой*,

$$P_{\sim V1} = P_{\sim V2} = \frac{1}{2} U_{ma} I_{a1_{V1}} = \frac{1}{4} I^2_{a1_{V1}} R_{oe}.$$

Результирующая мощность в контуре

$$P_{\sim} = P_{\sim V1} + P_{\sim V2} = \frac{1}{2} I^2_{a1_{V1}} R_{oe}. \qquad (2.15)$$

В общем случае комплексная амплитуда колебательного напряжения на контуре, которое равно напряжению между анодами ламп, будет

$$\mathbf{U}_{мк} = \mathbf{I}_{конт}\,\rho_к = 2\mathbf{U}_{ma} = \frac{1}{2} R_{oe} I_{a1_{V1}} (1 + K).$$

Величина этого напряжения:

$$U_{мк} = \frac{1}{2} R_{oe} I_{a1_{V1}} \sqrt{1 + 2k\cos\varphi + k^2},$$

что подобно (2.6) для параллельного включения двух ламп. Отличие только в коэффициенте 1/2.

Колебательная мощность, выделяемая в контуре нагрузки $C_к$, $C_к$, $L_к$,

$$P_{\sim} = \frac{1}{2}\left(U^2_{мк} / R_{oe}\right) = \frac{1}{8} R_{oe} I^2_{a1_{V1}} (1 + 2k\cos\varphi + k^2),$$

что подобно (6.7). Отличие только в постоянных коэффициентах.

---

* Аналогично, $P_{\sim V1} = P_{\sim V2} = \frac{1}{2} I^2_{a1_{V1}} Z_{ош_{V1}} = \frac{1}{2} I^2_{a1_{V1}} \frac{1}{2} R_{oe} = \frac{1}{4} I^2_{a1_{V1}} R_{oe}$.
при $K = 1$

При полной симметрии схемы ($K = 1$, соответственно $k = 1$, $\varphi = 0$)

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I^2_{a1_{V1}} R_{oe},$$

что совпадает с (2.15).

В случае асимметрии схемы ($K \neq 1$, т. е. $k \neq 1$, $\varphi \neq 0$) колебательная мощность, отдаваемая в нагрузку одной лампой, и результирующая мощность в нагрузке определяются подобными (2.9), (2.10) выражениями, полученными при рассмотрении параллельного включения двух ламп. При использовании (2.9), (2.10) для двухтактного включения двух ламп следует учитывать, что согласно (2.13)

$$U_{ma} = \frac{1}{4} R_{oe} I_{a1_{V1}} \sqrt{1 + 2k\cos\varphi + k^2}$$

Последнее выражение отличается от (2.6) только постоянным коэффициентом.

На основании приведенных выше соотношений можно заключить, что по энергетическим показателям и требованиям к симметрии схемы двухтактное включение ламп абсолютно подобно параллельному включению. При полной симметрии схемы и идентичности режимов ламп колебательная мощность в нагрузке удваивается.

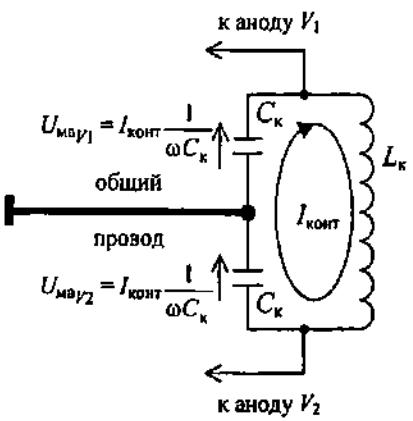


Рис. 2.8

Рассматриваемый ГВВ с двухтактным включением ламп, в отличие от однотактного на одной или нескольких параллельно включенных ламп, является не только схемно, но и электрически симметричным устройством, так как на выходе генератора между анодами ламп действуют переменные напряжения одинаковой величины, но находящиеся в противофазе относительно друг друга, что поясняется рис. 2.8: контурный ток $I_{конт}$ протекает в противоположных направлениях относительно средней точки емкостной ветви контура, создавая противофазные напряжения на емкостях $C_к$. Поэтому двухтактный генератор по схеме рис. 2.5. удобен

для подключения симметричной нагрузки. В частности, к контуру двухтактного генератора непосредственно может быть подключена симметричная двухпроводная линия (двухпроводный фидер).

При полной симметрии схемы рис. 2.5 на контуре $C_к$, $C_к$, $L_к$ между анодами ламп не будет напряжения от четных гармоник анодных токов: второй, четвертой и т.д. В то же время между анодом и катодом каждой лампы напряжения четных гармоник в рассматриваемой схеме, даже в случае ее полной симметрии, будут.

На рис. 2.9 показаны пути протекания токов вторых гармоник ламп V_1, V_2.

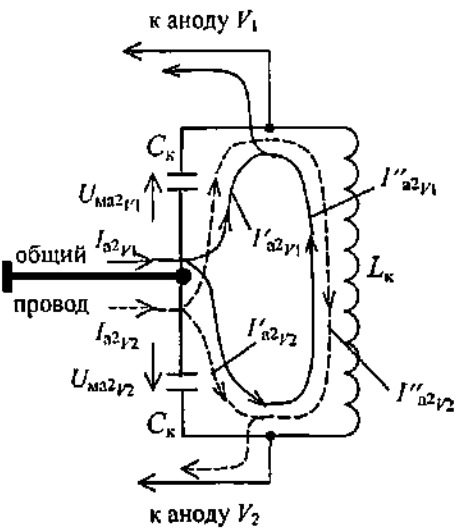


Рис. 2.9

При полной симметрии схемы токи четных гармоник ламп в общем проводе находятся в фазе, поэтому составляющие их в индуктивности контура $L_к$ $I'_{a2_{V1}}$, $I'_{a2_{V2}}$, протекая навстречу, компенсируют друг друга. При отсутствии симметрии схемы в индуктивности контура будут обнаруживаться токи четных гармоник как разница соответствующих составляющих.

Составляющие токов четных гармоник, протекающие через каждую из емкостей $C_к$ в одном направлении, складываются, создавая напряжения, например, вторых гармоник (2ω) с комплексными амплитудами:

$$U_{ма2_{V1}} = \frac{1}{2\omega C_к}\left(\mathbf{I}'_{a2_{V1}} + \mathbf{I}''_{a2_{V2}}\right);$$

$$U_{ма2_{V2}} = \frac{1}{2\omega C_к}\left(\mathbf{I}'_{a2_{V2}} + \mathbf{I}''_{a2_{V1}}\right).$$

Нетрудно видеть, что даже при полной симметрии схемы напряжения четных гармоник анодных токов будут присутствовать на аноде каждой лампы и обнаруживаться между анодом и катодом. На всем же контуре, т. е. между анодами ламп V_1, V_2, при полной симметрии схемы напряжения четных гармоник не будут обнаруживаться, так как аноды оказываются эквипотенциальными.

Очевидно, с повышением номера гармоники составляющие токов через индуктивную ветвь контура будут уменьшаться (возрастает сопротивление $L_к$) и напряжения четных гармоник будут практически определяться падениями напряжений от соответствующих гармоник токов ламп на емкости $C_к$. В частности, можно считать

$$U_{ма2_{\nu 1}} \approx \frac{1}{2\omega C_к} \mathbf{I}'_{a2_{\nu 1}} \approx \frac{1}{2\omega C_к} \mathbf{I}_{a2_{\nu 1}};$$

$$U_{ма2_{\nu 2}} \approx \frac{1}{2\omega C_к} \mathbf{I}'_{a2_{\nu 1}} \approx \frac{1}{2\omega C_к} \mathbf{I}_{a2_{\nu 2}}$$

При полной симметрии схемы $\mathbf{I}_{a2_{\nu 2}} = \mathbf{I}_{a2_{\nu 1}}$

Пути протекания токов высших нечетных гармоник: третьей, пятой и других через контур нагрузки $C_к$, $C_к$, $L_к$ аналогичны показанным на рис. 2.9 для четных (на примере второй) гармоник. Учитывая, что при полной симметрии схемы нечетные гармоники анодных токов ламп в общем проводе находятся в противофазе (втекают в контур в противофазе), составляющие этих токов в индуктивной ветви контура $L_к$, например $I'_{a3_{\nu 1}}$, $I'_{a3_{\nu 2}}$, будут складываться (находясь в противофазе, протекают навстречу друг другу), тогда как составляющие этих токов через емкости $C_к$ будут вычитаться (протекают в одном направлении, но находятся в противофазе). С повышением номера гармоники уменьшаются составляющие, протекающие через индуктивность контура $L_к$, и можно считать, что весь ток нечетной гармоники анодного тока лампы протекает через емкость $C_к$. Амплитуда напряжения, создаваемого током нечетной гармоники, например третьей (3ω):

$$U_{ма3_{\nu 1}} = \frac{1}{3\omega C_к}\left(\mathbf{I}'_{a3_{\nu 1}} - \mathbf{I}''_{a3_{\nu 2}}\right) \approx \frac{1}{3\omega C_к} \mathbf{I}'_{a3_{\nu 1}} \approx \frac{1}{3\omega C_к} \mathbf{I}_{a3_{\nu 1}};$$

$$U_{ма3_{\nu 2}} = \frac{1}{3\omega C_к}\left(\mathbf{I}'_{a3_{\nu 2}} - \mathbf{I}''_{a3_{\nu 1}}\right) \approx \frac{1}{3\omega C_к} \mathbf{I}'_{a3_{\nu 2}} \approx \frac{1}{3\omega C_к} \mathbf{I}_{a3_{\nu 2}}$$

При полной симметрии схемы $\mathbf{I}_{a3_{\nu 2}} = -\mathbf{I}_{a3_{\nu 1}}$ и напряжения, создаваемые высшими нечетными гармониками анодных токов ламп,

будут находиться в противофазе относительно друг друга, как и напряжения от выделяемых первых (нечетных) гармоник. Следовательно, двухтактное включение ламп не обеспечивает каких-либо преимуществ в отношении фильтрации высших нечетных гармоник по сравнению с однотактной схемой.

Что касается четных гармоник, то при полной симметрии схемы двухтактного включения ламп результирующее напряжение на нагрузке от четных гармоник анодных токов равно нулю. Однако на концах нагрузки по отношению к земле (корпусу) при этом существуют синфазные напряжения, и если к контуру подключен открытый симметричный двухпроводный фидер, то в нем, как в системе двух связанных линий, возбуждаются синфазные (четные) волны напряжения [3, кн. 2] с частотами четных гармоник, которые, распространяясь по проводам фидера, излучаются частично в окружающее пространство, создавая помехи работе других радиоустройств. Возможна реализация схемы двухтактного включения АЭ, в которой исключается синфазное возбуждение проводов симметричного фидера. О такой схеме мы поговорим ниже.

Если двухтактному ГВВ присуща некоторая асимметрия, то на нагрузке будут напряжения как нечетных, так и четных гармоник анодных токов ламп.

Завершая рассмотрение схемы (см. рис. 2.5) двухтактного включения ламп, отметим, что по сравнению со схемой однотактного ГВВ, включая параллельное включение ламп, в ней несколько ослаблены требования к блокировочному дросселю $L_{бл.а}$ в анодной цепи, а также она оказывается существенно проще при работе на симметричную нагрузку. Хотя и имеются особенности, о которых сказано выше, но в двухтактном генераторе на нагрузке значительно уменьшено напряжение четных гармоник (при полной симметрии схемы оно равно нулю) по сравнению с однотактным генератором, реализуемым на такой же лампе в таком же режиме ее работы.

В схеме двухтактного включения ламп, что наглядно видно из схем рис. 2.7, имеет место двукратное уменьшение емкости, вносимой в контур нагрузки лампами, так как междуэлектродные емкости ламп $C_{вых_{Л1}}$, $C_{вых_{Л2}}$ включаются последовательно. Уменьшение емкости контура требует увеличения его индуктивности, облегчая конструктивную реализацию последней. В пределе необходимая индуктивность контура: $L_к = 2/\omega^2 C_{вых_Л}$, где $C_{вых_Л}$ – выходная междуэлектродная емкость лампы.

Наряду с отмеченными достоинствами двухтактный генератор обладает и существенными недостатками. Как и при параллельном

включении ламп, увеличивается вероятность возникновения паразитных колебаний. Двухтактная схема требует подбора одинаковых элементов, симметричного монтажа; в ней почти удвоенное количество деталей, что приводит к уменьшению надежности*. Схемы (см. рис. 2.5 и 2.7) оказываются более сложными, чем однотактные, так как требуют согласованной перестройки *LC*-элементов [5]. В свое время для двухтактных генераторов на лампах разрабатывались специальные конструкции конденсаторов и контуров [20].

При двухтактном включении вместо одиночных ламп V_1, V_2 (см. рис. 2.5) могут быть включены по нескольку ламп (по две-три) параллельно, что позволит увеличить мощность в нагрузке в соответствующее число раз. В этом случае генератор будет проявлять в явном виде свойства как двухтактного, так и параллельного включения АЭ. Параллельно включенные лампы в двухтактном генераторе образуют так называемые плечи. Очевидно, лампы плеча, включенные параллельно, можно рассматривать как одну эквивалентную лампу с бо́льшими в соответствующее число раз анодным током, крутизной анодного тока и т.д. Для эквивалентных ламп будут применимы все приведенные выше соотношения. При включении в плечо двух ламп с однофазным прямонакальным катодом для устранения паразитных пульсаций результирующего тока в контуре нагрузки следует использовать питание накалов ламп в каждом плече, как в схеме (см. рис. 2.1) с параллельным включением двух ламп. При трех лампах в плече питание накалов следует осуществлять пофазно от трехфазной сети. При включении четырех ламп в плечо питание накалов можно осуществить попарно по схеме (см. рис. 2.1).

Расчет режима ГВВ по двухтактной схеме проводится по обычной методике [1, 5] для одной лампы на колебательную мощность $P_{\sim 1} = P_{\sim}/N$, где $P_{\sim}$ – требуемая колебательная мощность в нагрузке-контуре; N – общее число ламп, всегда четное.

В результате расчета находятся напряжения, токи, а также требуемое сопротивление нагрузки для одной лампы $R_{\text{oe}1}$. Если в плечо генератора включены $N/2$ ламп, то требуемое сопротивление нагрузки в плече (очевидно, это сопротивление равно необходимому сопротивлению нагрузки для эквивалентной лампы) $R_{\text{oe пл}} = 2\,R_{\text{oe}1}/N$. При параллельной работе $N/2$ ламп каждая лампа будет ощущать требуемое сопротивление $R_{\text{oe}1}$.

* В отдельных случаях двухтактное включение двух менее мощных, но более долговечных ламп позволяет реализовать генератор с бо́льшим сроком службы, чем у генератора с такой же мощностью на одной мощной лампе.

Так как при полной симметрии двухтактной схемы ощущаемые лампами сопротивления одинаковы и при двух лампах каждое равно (1/2) R_{oe}, где R_{oe} – сопротивление контура нагрузки, то, очевидно, заменяя лампы плеча одной эквивалентной лампой, необходимо обеспечить $R_{oe} = 2R_{oe\,пл} = 4R_{oe1}/N$.

Если $N = 2$, то необходимое сопротивление контура нагрузки $R_{oe} = 2R_{oe1}$, т. е. в два раза превышает требуемое сопротивление нагрузки для одной лампы.

После расчета режима одной лампы результирующие токи и напряжения в цепях ГВВ находятся путем умножения на $N/2$ и удвоения соответствующих величин исходя из представленных выше и в п. 2.1 соотношений.

Мощные лампы всегда работают с сеточными токами.

В однотактном ламповом ГВВ импульс сеточного тока появляется один раз за период T сигнала возбуждения на время

$$t_c = \frac{2\theta_c}{\omega} = \frac{\theta_c}{\pi} T,$$

где θ_c – угол отсечки сеточного тока, вследствие чего резистивная составляющая входного сопротивления, нагружающая источник возбуждения, изменяется в бесконечное число раз в течение периода возбуждения*. Источник сигнала возбуждения работает при этом на сугубо нелинейную нагрузку, что заставляет делать его существенно мощнее, чем требуется из энергетического расчета входной цепи, чтобы уменьшить нелинейные искажения.

В двухтактном генераторе, в отличие от однотактного, импульсы сеточного тока появляются дважды за период T сигнала возбуждения (по импульсу от каждой лампы), что способствует выравниванию (линеаризации) нагрузки источника возбуждения, улучшая

---

* Имеется в виду генератор с общим катодом. В генераторе с общей сеткой нагружающий источник возбуждения ток является суммой анодного и сеточного токов [2] (катодный ток). Этот ток также носит импульсный характер и появляется в однотактном генераторе на время $t = (\theta/\pi)\,T$, где θ – нижний угол отсечки анодного тока лампы ($\theta \approx 90°$ в генераторе с общей сеткой). В двухтактном генераторе с включением ламп с общей сеткой время существования импульсов входного тока в два раза больше (по импульсу от каждой лампы) и составляет $t = (2\theta/\pi)\,T$. Если $\theta = 90°$, т. е. $\pi/2$, то импульсы тока через источник возбуждения будут проходить в течение всего периода, обусловливая постоянство нагрузки.

этим его характеристики. Время существования импульсов сеточного тока в двухтактном генераторе

$$t_c = \frac{2\theta_c}{\pi} T$$

Необходимая мощность возбуждения двухтактного ГВВ при включении ламп с общим катодом: $P_{возб} = 2P_{возб1} = U_{мс}I_{c1}$, где $P_{возб1} = (1/2)\, U_{мс}I_{c1}$ – мощность возбуждения одной лампы; I_{c1} – амплитуда первой гармоники сеточного тока одной лампы.

При использовании N ламп $P_{возб} = NP_{возб\,1}$.

Обратим внимание, что при выходе из строя одной из ламп в двухтактном генераторе остальные переходят в менее напряженный режим, так как уменьшается ощущаемое каждой из оставшихся ламп сопротивление нагрузки. Уменьшение напряженности режима снижает КПД по аноду.

Уменьшение вносимой в контур нагрузки лампами емкости в два раза не рассматривается как преимущество двухтактного включения по реализации контура нагрузки с большим ненагруженным сопротивлением R_{oe0} и соответственно с возможностью получения большего КПД контура [3]: $\eta_к = 1 - R_{oe}/R_{oe0}$.

Дело в том, что в двухтактном генераторе требуется контур с $R_{oe} = 2R_{oe1}$, т. е. требуемое сопротивление контура оказывается в два раза больше, чем в однотактном генераторе на одной такой же лампе и в таком же режиме. Если принять при реализации однотактного генератора на одной лампе

$$\rho_к = \frac{1}{\omega C_{вых\,V}}, \quad то \quad R_{oe} = Q_н \rho_к = \frac{Q_н}{\omega C_{вых\,V}}.$$

В двухтактном генераторе на двух таких же лампах

$$\rho_к = \frac{2}{\omega C_{вых\,V}}, \quad а \quad R_{oe} = Q_н \rho_к = \frac{2Q_н}{\omega C_{вых\,V}},$$

где $Q_н$ – нагруженная добротность контура, определяемая необходимой полосой пропускания.

Как видим, необходимое соотношение между требуемыми сопротивлениями контуров в однотактном и двухтактном генераторах выполняется автоматически, и получить какие-либо преимущества в двухтактной схеме по обеспечению большего R_{oe} и КПД не удастся.

В тех случаях, когда выходная емкость лампы пренебрежимо мала либо составляет небольшую часть от требуемой емкости контура $C_к$, что возможно только в относительно низкочастотных генераторах, проблем с реализацией параллельного колебательного контура с любым требуемым эквивалентным сопротивлением не существует. Следовательно, затронутый вопрос в этом случае неактуален.

В последние 25...30 лет в технике радиопередающих устройств наметился отказ в ряде случаев от двухтактной схемы лампового генератора в пользу однотактной. Объясняется это тем, что постепенно изменяются требования к радиопередатчикам. Одними из основных требований становятся максимальная надежность и упрощение настройки и эксплуатации. В этих условиях отмеченные достоинства двухтактных генераторов становятся малосущественными при использовании мощных ламп, а недостатки выдвигаются на первый план. Заслуживают внимания также и следующие соображения [21]. Двухтактная схема ГВВ ослабляет только четные гармоники, поэтому при ее применении на выходе радиопередатчика все равно приходится ставить фильтр, препятствующий прохождению высших гармоник в фидер и антенну. Фильтр для двухтактной схемы в конструктивном отношении получается более сложным, чем для однотактной. На крупных автоматизированных радиоцентрах целесообразно применять несимметричные коаксиальные фидеры, которые легче защитить от несанкционированного доступа и которые обладают меньшими потерями, особенно на излучение. При использовании коаксиального фидера однотактная схема мощного ГВВ удобнее двухтактной.

В транзисторной технике, наоборот, двухтактное построение ГВВ в настоящее время широко используется на частотах от десятков килогерц до 1 ГГц [5], позволяя строить относительно мощные и довольно широкополосные (с шириной полосы в несколько октав) устройства.

Все изложенное выше, касающееся принципа работы, особенностей, достоинств и недостатков ГВВ с двухтактным включением ламп, включая приведенные соотношения для них, распространяется и на ГВВ с двухтактным включением транзисторов. Как и в однотактных схемах, в двухтактных ГВВ широко используется включение биполярных транзисторов с общим эмиттером [2, 13].

На частотах до 1...10 МГц при уровнях колебательной мощности в единицы-десятки ватт двухтактные генераторы на транзисторах выполняют с использованием трансформаторов обмоточного типа [5].

Принципиальная схема двухтактного ГВВ на биполярных транзисторах с общим эмиттером с использованием трансформаторов обмоточного типа показана на рис. 2.10.

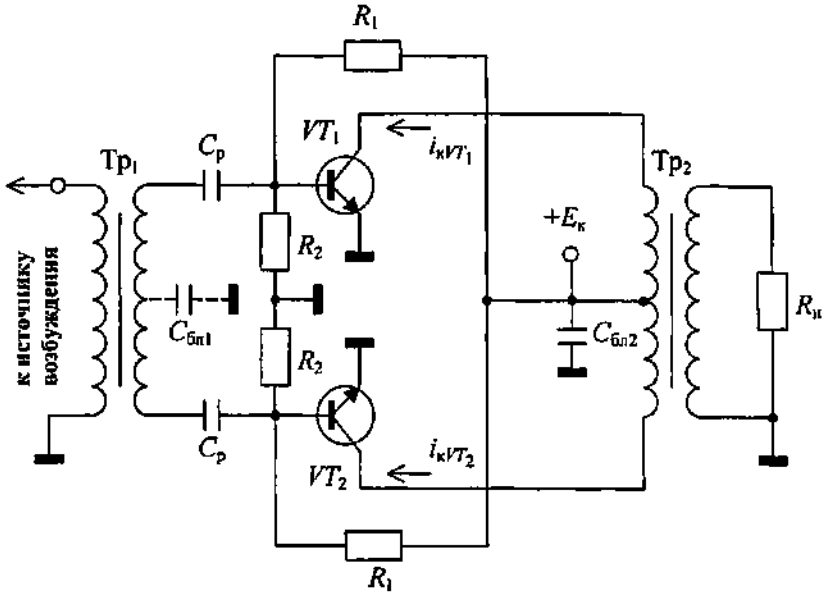


Рис. 2.10

Противофазное возбуждение транзисторов VT_1, VT_2 обеспечивается с помощью трансформатора $Тр_1$ со стороны вторичной обмотки, концы которой присоединены к базам транзисторов. Если среднюю точку вторичной обмотки $Тр_1$ соединить напрямую либо через блокировочный конденсатор емкостью $C_{бл1}$ с землею (корпусом), то на входы транзисторов будут подаваться противофазные напряжения: $u_{бVT1} = U_{мб} \cos \omega t$; $u_{бVT2} = -U_{мб} \cos \omega t$ и можно считать, что транзисторы возбуждаются от источника напряжения. Если такого соединения нет, то ток, проходящий через вторичную обмотку $Тр_1$, является током, проходящим через входы (переходы база-эмиттер) транзисторов и можно считать, что транзисторы возбуждаются от источника тока [2]. При возбуждении от любого источника коллекторные токи транзисторов $i_{кVT1}$, $i_{кVT2}$ описываются подобными (2.12) выражениями.

В отличие от двухтактного ГВВ на лампах с нагрузкой в виде параллельного колебательного контура $C_к$, $C_к$, $L_к$ (см. рис. 2.5) при-

менение в выходной цепи транзисторного двухтактного ГВВ трансформатора $Тр_2$ при полной симметрии схемы обеспечивает полное отсутствие (подавление) токов и напряжений четных гармоник коллекторных токов на полезной нагрузке $R_н$. Дело в том, что четные гармоники коллекторных токов транзисторов, находясь в фазе в общем проводе, протекают по половинам первичной обмотки $Тр_2$ в противоположных направлениях, создавая в общем магнитопроводе трансформатора взаимно компенсирующиеся магнитные потоки. При равенстве токов четных гармоник результирующий магнитный поток от них равен нулю и никакой трансформации (передачи) их во вторичную обмотку $Тр_2$ в сторону нагрузки $R_н$ не происходит. Индуктивность намагничивания $Тр_2$ по токам четных гармоник оказывается равной нулю и, следовательно, трансформатор $Тр_2$ для токов четных гармоник представляет короткое замыкание. Полезная первая и высшие нечетные гармоники коллекторных токов транзисторов, как и четные гармоники, протекают по половинам первичной обмотки $Тр_2$ в противоположных направлениях, но входят они в обмотку, будучи в противофазе. В итоге магнитные потоки, создаваемые первой и высшими нечетными гармониками коллекторных токов транзисторов, складываются в общем магнитопроводе и происходит их передача (трансформация) во вторичную обмотку $Тр_2$ в сторону полезной нагрузки. Для нечетных гармоник индуктивность намагничивания трансформатора $Тр_2$ не равна нулю. Если реализовать режим работы транзисторов VT_1, VT_2 с косинусоидальными импульсами коллекторных токов, имеющими нижний угол отсечки $\theta = 90°$, то в составе коллекторных токов не будет высших нечетных гармоник (при $\theta = 90°$ коэффициенты разложения косинусоидальных импульсов $\alpha_3 = \alpha_5 = \quad = 0$). Таким образом, использование трансформатора в качестве нагрузки и реализация режима работы транзисторов с углом отсечки коллекторного тока $\theta = 90°$ позволяют при обеспечении симметрии схемы полностью исключить присутствие в нагрузке каких-либо высших гармоник*. Если имеется асимметрия, то высшие гармоники будут присутствовать в нагрузке с учетом отмеченных выше особенностей.

Цепи смещения из резисторов R_1, R_2 позволяют обеспечить необходимый режим работы транзисторов.

---

* Сказанное справедливо при косинусоидальной форме импульсов токов транзисторов. За счет переходных процессов в трансформаторе при работе с $\theta < 180°$ форма импульсов токов искажается и высшие гармоники определенного уровня появляются.

Очевидно, если у ламп двухтактного ГВВ реализовать режим с углом отсечки анодного тока $\theta = 90°$, то высшие нечетные гармоники в составе анодных токов будут отсутствовать (теоретически) и соответственно их не будет в полезной нагрузке. Точно так же, если на выходе двухтактного лампового генератора включить высокочастотный трансформатор (часто его называют фидерным трансформатором [21]), то на концах нагрузки при полной симметрии схемы не будут обнаруживаться напряжения, соответственно и токи четных гармоник. Схема реализации выходной цепи лампового двухтактного генератора с применением высокочастотного трансформатора Тр показана на рис. 2.11. При полной симметрии схемы в индуктивности $L_к$, как отмечалось, нет токов четных гармоник, поэтому они не будут обнаруживаться со стороны нагрузки во вторичной обмотке высокочастотного трансформатора Тр.

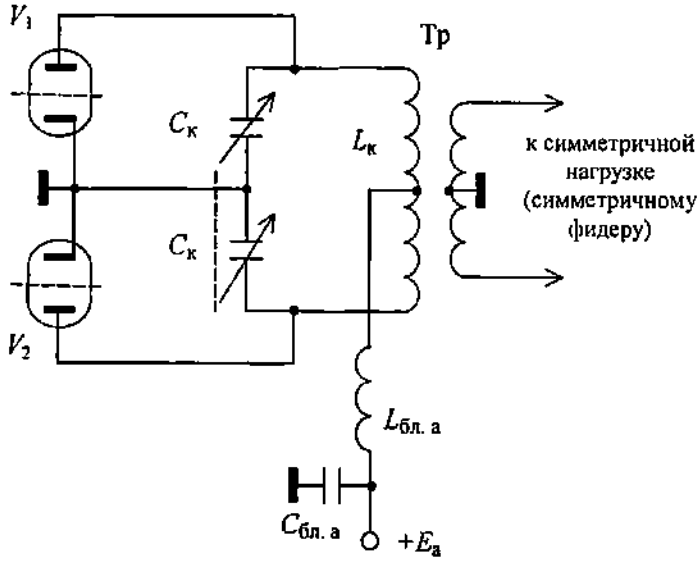


Рис. 2.11

Если между обмотками выходного трансформатора в любой схеме двухтактного ГВВ будет существовать помимо магнитной емкостная связь, то отмеченного подавления четных гармоник в нагрузке не будет. Четные гармоники будут «просачиваться» через емкостные связи между обмотками трансформатора. Следовательно, должны приниматься конструктивные меры при выполнении трансформаторов для двухтактных генераторов, уменьшающие емкостные связи между обмотками. Уменьшение емкостных связей ста-

новится более актуальным с повышением рабочей частоты генератора, когда эта связь усиливается. Усиление емкостной связи между обмотками трансформатора с повышением частоты сказывается не только на фильтрации гармоник, но и на обеспечении симметрии схемы. Так, в схеме рис. 2.10 за счет емкостной связи между обмотками входного трансформатора $Тр_1$ конец вторичной обмотки, присоединяемый к базе транзистора VT_2, имеет утечку на землю (корпус) в месте заземленного конца у первичной обмотки $Тр_1$. Конец вторичной обмотки $Тр_1$, присоединяемый к базе транзистора VT_1, подобной утечки на землю (корпус) не имеет. У него проявляется связь с верхним концом первичной обмотки $Тр_1$ в месте присоединения источника возбуждения. Из-за указанных связей не удается обеспечить симметричное противофазное возбуждение транзисторов. Наличие емкостных связей между обмотками выходного трансформатора $Тр_2$ в схеме (рис. 2.10) нарушает симметрию выходной цепи генератора. Конец обмотки трансформатора $Тр_2$, присоединяемый к коллектору VT_2, имеет утечку на землю (корпус) через заземленный конец выходной обмотки в месте присоединения сопротивления полезной нагрузки $R_н$. Конец обмотки $Тр_2$, присоединяемый к коллектору транзистора VT_1, такой утечки на землю (корпус) не имеет, но у него проявляется связь с верхним концом выходной обмотки в месте присоединения $R_н$. В итоге транзисторы VT_1, VT_2 нагружаются несимметрично со всеми вытекающими из этого последствиями.

На частотах выше 10 МГц и при больших уровнях мощности двухтактные транзисторные генераторы строят на трансформаторах из отрезков длинных линий (ТЛ) [4, 5, 13], которые вносят меньшие паразитные индуктивности и емкости.

2.2.2. ДВУХТАКТНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ ГЕНЕРАТОР НА ТРАНСФОРМАТОРАХ ИЗ ОТРЕЗКОВ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ

Возможная схема двухтактного ГВВ на биполярных транзисторах, включенных с общим эмиттером, с использованием ТЛ во входной и выходной цепях показана на рис. 2.12.

Во входной цепи используется трансформатор $Тр_1$, выполненный по схеме симметрирующего ТЛ (см. рис. 1.31). Нагрузкой трансформатора является входное сопротивление последовательно включенных транзисторов VT_1, VT_2, равное $2U_{мб}/I_{б1}$, где $U_{мб}$ – амплитуда напряжения возбуждения на входе одного транзистора; $I_{б1}$ – амплитуда первой гармоники тока базы транзистора.

В схеме рис. 2.12 имеет место режим возбуждения от источника тока. Возбуждение транзисторов осуществляется противофазной составляющей токов в проводах 1, 2 отрезка линии, образующей $Тр_1$ и равной $I_{б1}$. Линия (провод) 3 необходима для обеспечения полной симметрии ТЛ (см. п. 1.2.2). Трансформатор $Тр_1$ целесообразно изготовить из двух отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 2U_{мб}/I_{б1}$. Режимы транзисторов устанавливаются с помощью делителей напряжения из резисторов R_1, R_2.

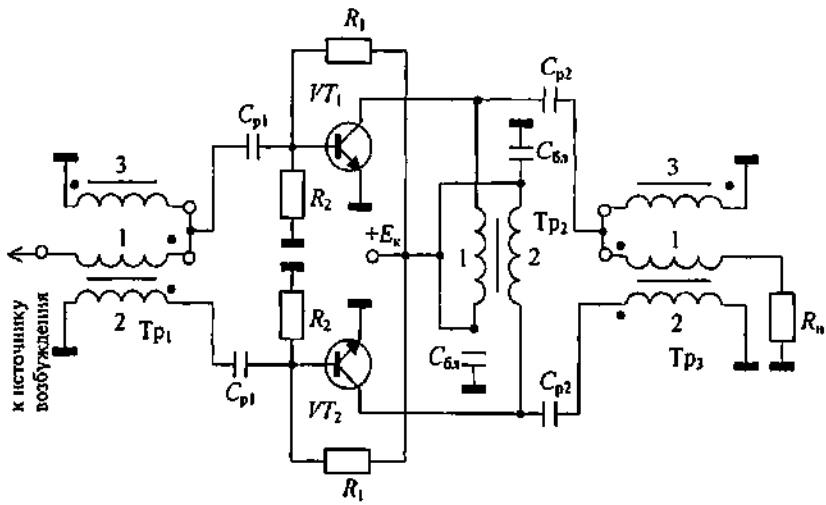


Рис. 2.12

В выходной цепи транзисторов для связи с полезной нагрузкой $R_н$ используется трансформатор $Тр_3$, выполненный по схеме симметрирующего ТЛ (см. рис. 1.34, *б*). Волновое сопротивление коаксиальной линии, из которой изготавливается отрезок, соответствующий проводам 1, 2 $Тр_3$, должно быть равно сопротивлению нагрузки $R_н$, т. е. $Z_0 = R_н$. В качестве провода 3 $Тр_3$ используется оплетка второго отрезка такой же коаксиальной линии (см. п. 1.2.2). Напомним, что схемы $Тр_1$, $Тр_3$ абсолютно идентичны и отличаются только переменой мест присоединения источника сигнала и нагрузки.

Электрические длины отрезков линий $Тр_1$, $Тр_3$ выбираются с учетом рекомендаций п. 1.2.6. Обратим внимание, что как на входе генератора перед разделительными конденсаторами $C_{р1}$, так и на выходе после разделительных конденсаторов $C_{р2}$ могут при необходимости быть включены повышающие или понижающие ТЛ соответствующей конструкции. Во входной цепи могут быть также

включены цепи коррекции изменения коэффициента передачи по току транзисторов с частотой [2]. При наличии во входной цепи понижающего (повышающего) ТЛ или цепи коррекции волновое сопротивление коаксиальной линии для изготовления $Тр_1$ выбирается равным входному сопротивлению понижающего (повышающего) ТЛ или цепи коррекции.

На вход трансформатора $Тр_3$ со стороны транзисторов поступают сигналы как нечетных, так и четных гармоник коллекторных токов. Проведенный в п. 1.2.2 анализ подобного ТЛ распространяется при полной симметрии схемы на нечетные гармоники, по отношению к которым выходы транзисторов служат источниками противофазных сигналов. По отношению к четным гармоникам выходы транзисторов являются источниками синфазных сигналов. Поэтому необходимо провести дополнительный анализ симметрирующего ТЛ, используемого в качестве трансформатора $Тр_3$ для связи с полезной нагрузкой в двухтактном ГВВ.

Для анализа воспользуемся схемой рис. 2.13.

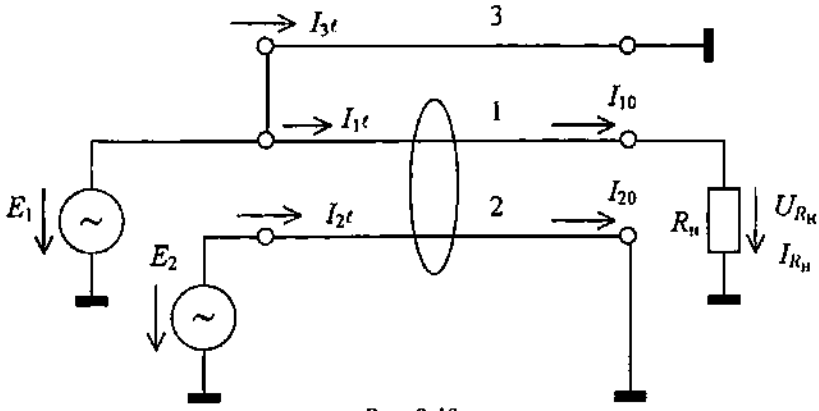


Рис. 2.13

На основании уравнений связанных линий (1.8) с учетом обозначений на схеме рис. 2.13 и соответствующих граничных условий имеем:

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (2.16)$$

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_1; \qquad (2.17)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell\,; \tag{2.18}$$

$$U_{2\ell} = j\left(I_{20}Z_{022} + \frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_2\,. \tag{2.19}$$

Из (2.19)

$$I_{20} = \frac{E_2}{jZ_{022}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}Z_{012}}{R_н Z_{022}}\,. \tag{2.20}$$

Из (2.17) с учетом (2.20) получаем:

$$\left(E_1 - E_2\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right) = U_{R_н}\left(\cos\beta\ell + j\frac{W_{11}}{R_н}\sin\beta\ell\right).$$

Если обеспечить $R_н = W_{11}$, то согласно последнему выражению

$$U_{R_н} = \left(E_1 - E_2\frac{Z_{012}}{Z_{022}}\right)e^{-j\beta\ell}$$

При реализации трансформатора из отрезка коаксиальной линии с использованием в качестве провода 1 центрального проводника: $Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$. В этом случае

$$U_{R_н} = (E_1 - E_2)e^{-j\beta\ell} \tag{2.21}$$

Согласно (2.21) при полной симметрии плеч ГВВ:
– для четных гармоник ($E_1 = E_2 = E$): $U_{R_н} = 0$;
– для нечетных гармоник ($E_1 = -E_2 = E$):

$$U_{R_н} = 2Ee^{-j\beta\ell}. \tag{2.21'}$$

Так как при указанном подключении проводов отрезка коаксиальной линии $W_{11} = Z_0$, то $R_н = Z_0$ и ток через нагрузку:

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{W_{11}} = \frac{2E}{Z_0}e^{-j\beta\ell}$$

Как видим, при полной симметрии схемы результирующее напряжение четных гармоник на полезной нагрузке двухтактного ге-

нератора равно нулю. Но это еще не означает, что нет напряжений этих гармоник на входах трансформатора.

Напряжение нечетных гармоник, включая полезную – первую, при полной симметрии схемы генератора равно удвоенной величине напряжения соответствующей гармоники на выходе одного плеча.

Входной ток со стороны плеча, отображаемого источником E_2: $I_{вх\,E_2} = I_{2\ell}$.

Согласно (2.18) с учетом (2.20), (2.21) и соотношений между сопротивлениями (напомним, $W_{12} = Z_0$)

$$I_{2\ell} = I_{вх_{E_2}} = \frac{E_2}{jZ_{c2}\mathrm{tg}\beta\ell} + \frac{E_2 - E_1}{Z_0}. \qquad (2.22)$$

Входная проводимость со стороны плеча с источником E_2

$$Y_{вх_{E_2}} = \frac{I_{вх_{E_2}}}{E_2} = \frac{1}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\beta\ell} + \frac{1 - E_1/E_2}{Z_0}. \qquad (2.23)$$

Входной ток со стороны плеча, отображаемого источником E_1,

$$I_{вх_{E_1}} = I_{1\ell} + I_{3\ell},$$

где

$$I_{3\ell} = \frac{E_1}{jZ_{03}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} = \frac{E_1}{jZ_{c2}\mathrm{tg}\,\beta\ell}.$$

Обратим внимание, что выражение для входного тока $I_{3\ell}$ совпадает по форме с первым слагаемым в выражении для тока $I_{2\ell}$ (2.22).

Напомним, что для обеспечения симметрии трансформатора линия, образуемая проводом 3 и землею (корпусом) устройства, должна иметь волновое сопротивление $Z_{03} = Z_{c2}$.

Согласно (2.16) с учетом (2.21) $I_{1\ell} = (E_1 - E_2)/Z_0$, что совпадает со вторым слагаемым в выражении для тока (2.22), отличаясь только знаком.

С учетом отрезка линии из провода 3 входной ток плеча с источником E_1

$$I_{вх_{E_1}} = \frac{E_1}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} + \frac{E_1 - E_2}{Z_0}.$$

Входная проводимость со стороны плеча с источником E_1

$$Y_{\text{вх}_{E_1}} = \frac{I_{\text{вх}_{E_1}}}{E_1} = \frac{1}{jZ_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell} + \frac{1 - E_2 / E_1}{Z_0}. \qquad (2.24)$$

Из сравнения (2.23), (2.24) видим, что добавление в схему ТЛ отрезка линии из провода 3 с соответствующим волновым сопротивлением способствует обеспечению полной симметрии плеч трансформатора, а следовательно, и двухтактного генератора. Только при наличии такого отрезка и обеспечении симметрии режимов работы транзисторов можно говорить о равенстве величин напряжений источников возбуждения плеч E_1, E_2.

При полной симметрии плеч ГВВ:

– для четных гармоник ($E_1 = E_2 = E$):

$$I_{\text{вх}_{E_1}} = I_{\text{вх}_{E_2}} = I_{\text{вх}_E} = E/jZ_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell;$$

$$Y_{\text{вх}_{E_1}} = Y_{\text{вх}_{E_2}} = Y_{\text{вх}_E\,\text{чет}} = 1/jZ_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell;$$

– для нечетных гармоник ($E_1 = -E_2 = E$):

$$I_{\text{вх}_{E_1}} = -I_{\text{вх}_{E_2}} = I_{\text{вх}_E} = \frac{E}{jZ_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell} + \frac{2E}{Z_0};$$

$$Y_{\text{вх}_{E_1}} = Y_{\text{вх}_{E_2}} = Y_{\text{вх}_E\,\text{неч}} = \frac{1}{jZ_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell} + \frac{2}{Z_0}.$$

Итак, при полной симметрии плеч симметрирующий трансформатор Тр_3 для четных гармоник представляет чисто реактивное сопротивление со стороны каждого плеча: $Z_{\text{вх.пл}} = 1/Y_{\text{вх}_E\,\text{чет}} = jZ_{c2}\,\text{tg}\,\beta\ell$. Это сопротивление может оказаться довольно большим и соответственно на плечах трансформатора могут появиться большие напряжения четных гармоник, которые нарушают работу транзистора и даже могут вывести его из строя. Более того, это сопротивление в случае индуктивного характера вместе с выходной емкостью транзистора и монтажной емкостью образует параллельный колебательный контур, резонансная частота которого может совпасть с одной из четных гармоник, что обусловит большую величину напряжения этой гармоники на транзисторе со всеми вытекающими из этого последствиями, вплоть до выхода транзистора из строя.

Для нечетных гармоник, включая первую – полезную, каждое плечо трансформатора при полной симметрии схемы обладает реактивной составляющей входного сопротивления $jX_{вх} = jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$, как и для четных гармоник, и резистивной составляющей $R_{вх} = Z_0/2$. Эти составляющие сопротивления включаются параллельно и образуют нагрузку в коллекторной цепи одного транзистора для первой и высших нечетных гармоник коллекторного тока.

Результирующее входное сопротивление трансформатора для четных гармоник при полной симметрии схемы равно параллельному соединению сопротивлений плеч:

$$Z_{вх.чет} = \frac{2}{Y_{вх_E чет}} = j\frac{Z_{c2}}{2}\mathrm{tg}\ \beta\ell .$$

Для нечетных гармоник результирующее входное сопротивление Тр$_3$ при полной симметрии схемы равно удвоенному сопротивлению для одного плеча:

$$Z_{вх.неч} = \frac{2}{Y_{вх_E неч}} = \frac{j\cdot 2Z_{c2}Z_0\ \mathrm{tg}\,\beta\ell}{Z_0 + j\cdot 2Z_{c2}\ \mathrm{tg}\,\beta\ell} .$$

Соответственно результирующая реактивная составляющая входного сопротивления Тр$_3$ для нечетных гармоник $jX_{вх} = j\cdot 2Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$; результирующая резистивная составляющая входного сопротивления Тр$_3$ для нечетных гармоник: $R_{вх} = Z_0$.

Обратим внимание, что последние соотношения для нечетных гармоник полностью соответствуют полученным в п. 1.2.2 при рассмотрении ТЛ по схеме рис. 1.34,*б* (см. также рис. 1.39).

Заметим, что выражения (2.23), (2.24) могут быть использованы для анализа режимов асимметрии плеч, если ввести в рассмотрение комплексные-амплитуды E_1, E_2, связь между которыми: $E_2 = kE_1e^{j\varphi}$, где k – коэффициент, учитывающий амплитудную асимметрию; φ – фазовый угол, учитывающий фазовую асимметрию (отклонение от 0° для четных гармоник и отклонение от 180° для нечетных гармоник).

Для устранения напряжений четных гармоник на выходах транзисторов – входах симметрирующего трансформатора Тр$_3$ необходимо ввести в схему генератора электрическую цепь, которая бы создавала (в идеальном случае) короткое замыкание для токов четных гармоник, а для токов нечетных гармоник, напротив, имела

бы большое сопротивление, не препятствуя прохождению их через трансформатор $Тр_3$ в полезную нагрузку*

В рассматриваемой схеме двухтактного генератора (рис. 2.12) функции такой цепи выполняет трансформатор $Тр_2$. Согласно схеме трансформатор $Тр_2$ может рассматриваться как отрезок двухпроводной линии (провода 1, 2), одни противоположные концы проводов которого присоединяются к коллекторам транзисторов, а другие противоположные концы этих проводов заземляются (заземление осуществляется через блокировочные конденсаторы емкостью $C_{бл}$, чтобы предотвратить короткое замыкание источника коллекторного питания $E_к$).

Схема трансформатора $Тр_2$ совпадает со схемой фазоинвертирующего ТЛ (п. 1.2.1) и со схемой связанных контуров из отрезков двух связанных линий со встречным включением короткозамкнутых концов [3, кн. 2]. Для подобных устройств, как мы знаем, справедлива эквивалентная схема (рис. 2.14), где источники E_1, E_2 в данном случае отображают выходные напряжения плеч генератора.

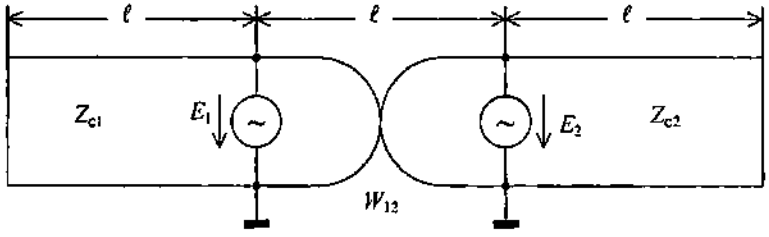


Рис. 2.14

Сразу отметим, что если трансформаторы $Тр_1$, $Тр_3$ целесообразно изготавливать из отрезков коаксиальных линий для обеспечения полной симметрии плеч двухтактного генератора, то по этой же причине трансформатор $Тр_2$ следует изготавливать из отрезков симметричной двухпроводной линии. Поэтому на схеме рис. 2.14 будем считать $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$ – характеристическое сопротивление связанных линий при возбуждении в них синфазных (четных) волн напряжения.

---

* Очевидно, подобное требование желательно для нечетной первой – полезной гармоники. Для высших нечетных гармоник желательно иметь, как и для четных, короткое замыкание во внешней цепи, что неоправданно усложнило бы схему. В то же время, как уже отмечалось, если реализовать режим работы транзисторов с углом отсечки коллекторного тока $\theta = 90°$, то высших нечетных гармоник вообще не будет в составе коллекторных токов.

Согласно эквивалентной схеме (рис. 2.14) параллельно каждому плечу E_1, E_2 двухтактного генератора подключается короткозамкнутый отрезок линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_c. Если на первой гармонике принять геометрическую длину отрезка $\ell = \lambda/4$, чему соответствует электрическая длина $\beta\ell = \pi/2$, то на всех нечетных гармониках электрическая длина отрезков будет кратной нечетному числу $\pi/2$: $\beta\ell = (2n + 1)\,\pi/2 = n\pi + \pi/2$, где $(2n + 1)$ – номер нечетной гармоники; $n = 0, 1, 2,$

Входное сопротивление короткозамкнутого отрезка линии $Z_{вх} = jZ_c \operatorname{tg} \beta\ell$ будет равно бесконечности для всех нечетных гармоник в силу того, что $\operatorname{tg}(n\pi + \pi/2) = \infty$.

На всех четных гармониках электрическая длина отрезков будет кратна четному числу $\pi/2$: $\beta\ell = 2n\pi/2 = n\pi$, где $2n$ – номер четной гармоники, $n = 1, 2, \ldots$

Входное сопротивление короткозамкнутого отрезка линии оказывается равным нулю для всех четных гармоник в силу того, что $\operatorname{tg} n\pi = 0$.

Таким образом, если электрическая длина отрезка линии $Тр_2$ на первой гармонике равна $\pi/2$, то трансформатор $Тр_2$ создает короткое замыкание для токов четных гармоник коллекторных токов транзисторов VT_1, VT_2, предотвращая их попадание в трансформатор $Тр_3$, соединенный с полезной нагрузкой. Для токов нечетных гармоник, включая полезную – первую, $Тр_2$ представляет бесконечное сопротивление, и токи этих гармоник через $Тр_3$ попадают в полезную нагрузку $R_н$.

В широкополосных генераторах условие $\ell = \lambda/4$ у трансформатора $Тр_2$ может быть выполнено лишь на одной частоте. При отклонении от этой частоты входные сопротивления короткозамкнутых отрезков (рис. 2.14) будут отличаться от бесконечности и нуля, принимая конечные значения на нечетных и четных гармониках, что, в свою очередь, приведет к шунтированию $Тр_3$ по полезной – первой гармонике и высшим нечетным гармоникам и к появлению на выходах транзисторов напряжений четных гармоник, могущих существенно нарушить режим их работы.

Поэтому необходимо рассмотреть вопрос о выборе длины отрезка симметричной двухпроводной линии для $Тр_2$. Это тем более необходимо, так как в известной литературе, где он обсуждается, имеется определенная путаница. Из известных нам работ первоисточником следует считать [4]. На с. 146–148 [4] указывается, что

для четных гармоник входное сопротивление цепи типа рассматриваемого трансформатора $Тр_2$ в схеме двухтактного ГВВ (см. рис. 2.12) определяется сопротивлением короткозамкнутой линии длиной $\ell_э/2$:

$$X_{0e} = j\rho \operatorname{tg}(\omega\ell_э/2c_0), \qquad (*)$$

где ρ – волновое сопротивление линии; $\ell_э$ – длина отрезка с учетом укорочения за счет диэлектрика; c_0 – скорость света в вакууме.

Мы сохранили обозначения и терминологию [4] за исключением названия $\ell_э$, не изменив суть. Внимательный читатель, владеющий понятиями и терминологией из теории длинных линий, поймет, почему мы сделали это, ознакомившись с [4, с. 146–148].

Для первой и других нечетных гармоник входное сопротивление рассматриваемой цепи в соответствии с работой [4] определяется входным сопротивлением разомкнутого отрезка линии длиной $\ell_э/2$:

$$X_{00} = -j\rho \operatorname{tg}(\omega\ell_э/2c_0). \qquad (**)$$

Из работы [4] не ясно, почему длину отрезка линии $\ell_э$ при определении входных сопротивлений (*), (**) следует уменьшить в два раза*. Далее в [4] отмечается, что при малой длине линии (имеется в виду длина отрезка линии) входное сопротивление ее носит индуктивный характер для четных гармоник (*) и емкостный характер для первой и вообще нечетных гармоник (**). Обратим также внимание, что в оба выражения (*), (**) для входных сопротивлений входят волновое сопротивление линии ρ и одна и та же функциональная зависимость от длины и частоты: $\operatorname{tg}(\omega\ell_э/2c_0)$. Хотя, как известно, для короткозамкнутого отрезка входное сопротивление должно определяться зависимостью $\operatorname{tg}(\omega\ell_э/2c_0)$, а для разомкнутого отрезка зависимостью $\operatorname{ctg}(\omega\ell_э/2c_0)$. На это обстоятельство мы специально обратили внимание, так как в работе [9, с. 89], где обсуждается рассматриваемый $Тр_2$ и делается ссылка на работу [4], для входного сопротивления на нечетных гармониках приводится выражение

$$-j\rho/\operatorname{tg}(\omega\ell_э/2c_0) = -j\rho \operatorname{ctg}(\omega\ell_э/2c_0). \qquad (***)$$

---

* Это тем более непонятно, так как в пределе, устремляя связь между проводами отрезка линии $Тр_2$ к нулю, из рассмотрения схемы ГВВ (см. рис. 2.12) получаем, что параллельно каждому транзистору подключается короткозамкнутый отрезок линии длиной ℓ, а не $\ell/2$.

Очевидно, авторы [9] решили внести напрашивавшееся исправление в [4] без какого-либо пояснения (в [9] ρ обозначено Z_{c2}).

На четных гармониках в [9] со ссылкой на [4] для входного сопротивления $Тр_2$ принимается (*).

Обращаем также внимание на неправильное суждение, сделанное в [9, с. 89], второй сверху абзац: «Важно, чтобы результирующая проводимость линий Т2 и Т3 (это наши аналоги $Тр_2$ и $Тр_3$) с учетом проводимости выходной емкости транзистора $C_к$ принимала минимальное (нулевое) значение на частотах $2f_р$, $4f_р$, ..., где $f_р$ принимает значения в интервале $f_н$ ... $f_в$ генератора. Если это не будет обеспечиваться, напряжение на коллекторе с частотой этих гармоник будет резко возрастать, транзистор может переходить в состояние насыщения и, как следствие этого, будут возрастать искажения сигнала на выходе генератора». Всё наоборот. Если проводимость принимает минимальное (нулевое) значение, то сопротивление цепи будет иметь максимальное (бесконечное) значение. Именно в этом случае будет возрастать напряжение четных гармоник. Чтобы исключить появление большого напряжения четных гармоник на коллекторе, необходимо, чтобы результирующая проводимость Т2 и Т3 принимала максимальное (бесконечное) значение, в этом случае сопротивление будет иметь минимальное (нулевое) значение и падение напряжения от соответствующих гармоник тока будет минимальным и не скажется на режиме транзистора.

Не являются однозначными и рекомендации по выбору длины отрезка линии для изготовления $Тр_2$, причем у одних и тех же авторов. Так в [5, с. 183] рекомендуется выбирать длину отрезка линии не более (0,05...0,1) λ. В [9, с. 89] у этих же авторов находим рекомендацию, что длина отрезка линии для $Тр_2$ должна быть не более 0,02 λ. Как видим, расхождение в рекомендациях по выбору длины отрезка линии довольно заметное.

Чтобы рассмотреть вопрос о входных сопротивлениях $Тр_2$ для нечетных и четных гармоник и о выборе длины отрезка линии для изготовления трансформатора, воспользуемся схемой рис. 2.15. Источники напряжения E_1, E_2 отображают выходные цепи транзисторов и могут быть заменены на источники тока I_1, I_2. Результаты будут одинаковыми.

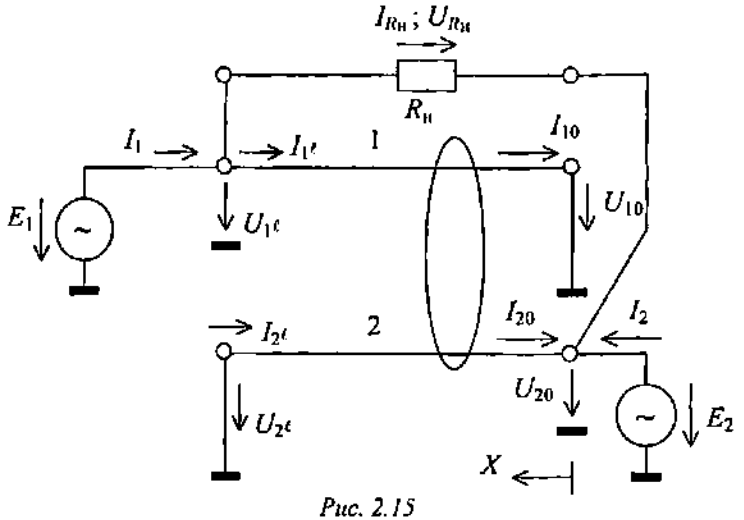


Рис. 2.15

Граничные условия на концах проводов 1, 2 и на нагрузке $R_н$:

$$U_{10} = U_{2\ell} = 0; \quad U_{1\ell} = E_1; \quad U_{20} = E_2;$$

$$U_{R_н} = I_{R_н} R_н = E_1 - E_2; \quad I_1 = I_{1\ell} + I_{R_н}; \quad I_2 = -I_{20} - I_{R_н}.$$

На основании уравнений (1.8) с учетом граничных условий при принятых на рис. 2.15 обозначениях:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell - j\frac{E_2}{W_{12}}\sin\beta\ell; \tag{2.25}$$

$$U_{1\ell} = j\,(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012})\sin\beta\ell = E_1; \tag{2.26}$$

$$U_{2\ell} = E_2\cos\beta\ell + j\,(I_{20}Z_{011} + I_{10}Z_{012})\sin\beta\ell = 0. \tag{2.27}$$

Из (2.27):

$$I_{20} = -\frac{E_2}{jZ_{011}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} - I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{011}}. \tag{2.28}$$

Из (2.26) с учетом (2.28) и соотношений между характеристическими сопротивлениями в связанных идентичных линиях находим:

$$I_{10} = \frac{E_1}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{Z_{011}}{Z_{012}} + \frac{E_2}{E_1}\cos\beta\ell\right). \tag{2.29}$$

Подставляя (2.29) в (2.28), получаем:

$$I_{20} = -\frac{E_2}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{E_1}{E_2}+\frac{Z_{011}}{Z_{012}}\cos\beta\ell\right). \qquad (2.30)$$

Входной ток от источника E_1:

$$I_{\text{вх}_{E_1}} = I_1 = I_{1\ell} + I_{R_\text{н}};$$

входной ток от источника E_2:

$$I_{\text{вх}_{E_2}} = I_2 = -I_{20} - I_{R_\text{н}}.$$

С учетом (2.30) и граничного условия

$$I_{R_\text{н}} = \frac{E_1 - E_2}{R_\text{н}} = -\frac{E_2 - E_1}{R_\text{н}};$$

$$I_{\text{вх}E_2} = \frac{E_2}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{E_1}{E_2}+\frac{Z_{011}}{Z_{012}}\cos\beta\ell\right)+\frac{E_2}{R_\text{н}}\left(1-\frac{E_1}{E_2}\right). \qquad (2.31)$$

Согласно (2.25) с учетом (2.29)

$$I_{1\ell} = \frac{E_1}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{E_2}{E_1}+\frac{Z_{011}}{Z_{012}}\cos\beta\ell\right),$$

соответственно входной ток от источника E_1:

$$I_{\text{вх}E_1} = \frac{E_1}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{E_2}{E_1}+\frac{Z_{011}}{Z_{012}}\cos\beta\ell\right)+\frac{E_1}{R_\text{н}}\left(1-\frac{E_2}{E_1}\right). \qquad (2.32)$$

Входная проводимость плеча Тр$_2$ со стороны источника E_1:

$$Y_{\text{вх}E_1} = \frac{I_{\text{вх}E_1}}{E_1} = \frac{(1-E_2/E_1)}{R_\text{н}} + \frac{(E_2/E_1)+(Z_{011}/Z_{012})\cos\beta\ell}{jW_{12}\sin\beta\ell}. \qquad (2.33)$$

Входная проводимость плеча Тр$_2$ со стороны источника E_2:

$$Y_{\text{вх}E_2} = \frac{I_{\text{вх}E_2}}{E_2} = \frac{(1-E_1/E_2)}{R_\text{н}} + \frac{(E_1/E_2)+(Z_{011}/Z_{012})\cos\beta\ell}{jW_{12}\sin\beta\ell}. \qquad (2.34)$$

Для четных гармоник при полной симметрии плеч двухтактного генератора ($E_1 = E_2 = E$) входные проводимости со стороны обоих плеч (2.33), (2.34) оказываются одинаковыми и имеют реактивный характер:

$$Y_{\text{вх.чет}} = \frac{1+\dfrac{Z_{011}}{Z_{012}}\cos\beta\ell}{jW_{12}\sin\beta\ell} = \frac{1}{jX_{\text{вх.чет}}}.$$

Соответственно входное сопротивление плеча Тр$_2$ для четной гармоники

$$Z_{\text{вх.чет}} = jX_{\text{вх.чет}} = \frac{jW_{12}\sin\beta\ell}{1+(Z_{011}/Z_{012})\cos\beta\ell}. \qquad (2.35)$$

Для нечетных гармоник при полной симметрии плеч двухтактного генератора ($E_1 = -E_2 = E$) входные проводимости со стороны обоих плеч Тр$_2$ (2.33), (2.34) также оказываются одинаковыми, но имеют комплексный характер:

$$Y_{\text{вх.неч}} = \frac{2}{R_{\text{н}}} + \frac{(Z_{011}/Z_{012})\cos\beta\ell - 1}{jW_{12}\sin\beta\ell} = \frac{1}{R_{\text{вх.неч}}} + \frac{1}{jX_{\text{вх.неч}}}.$$

Соответственно входное сопротивление плеча Тр$_2$ для нечетной гармоники может быть представлено как параллельное соединение резистивной составляющей: $R_{\text{вх.неч}} = R_{\text{н}}/2$ и реактивной составляющей:

$$jX_{\text{вх.неч}} = \frac{jW_{12}\sin\beta\ell}{(Z_{011}/Z_{012})\cos\beta\ell - 1}. \qquad (2.36)$$

В симметричной двухпроводной линии коэффициент связи выделяемых линий:

$$k_{\text{л}} = \frac{Z_{\text{с}} - Z_{\text{п}}}{Z_{\text{с}} + Z_{\text{п}}} = \frac{Z_{012}}{Z_{011}},$$

где $Z_{\text{с}}$, $Z_{\text{п}}$ – характеристические сопротивления соответственно при возбуждении в линиях синфазных (четных) и противофазных (нечетных) волн напряжения.

Учитывая, что волновое сопротивление симметричной двухпроводной линии $Z_0 = 2Z_{\text{п}}$, а

$$W_{12} = \frac{2Z_c Z_п}{Z_c - Z_п} = \frac{Z_0(1+k_л)}{2k_л},$$

выражения (2.35), (2.36) можно привести соответственно к виду:

$$jX_{вх.чет} = j\frac{Z_0(1+k_л)\sin\beta\ell}{2(k_л+\cos\beta\ell)} = j\frac{Z_0(1+k_л)}{2(1+k_л/\cos\beta\ell)}\operatorname{tg}\beta\ell; \qquad (2.37)$$

$$jX_{вх.неч} = j\frac{Z_0(1+k_л)\sin\beta\ell}{2(\cos\beta\ell-k_л)} = j\frac{Z_0(1+k_л)}{2(1-k_л/\cos\beta\ell)}\operatorname{tg}\beta\ell; \qquad (2.38)$$

Обратим внимание, что в (2.37), (2.38), как и в (2.35), (2.36), электрическая длина отрезка учитывается на соответствующей гармонике. Если электрическую длину отрезка на основной – первой гармонике обозначить $\beta_1\ell$, то на частоте N-й гармоники $\beta\ell = N\beta_1\ell = \beta_N\ell$.

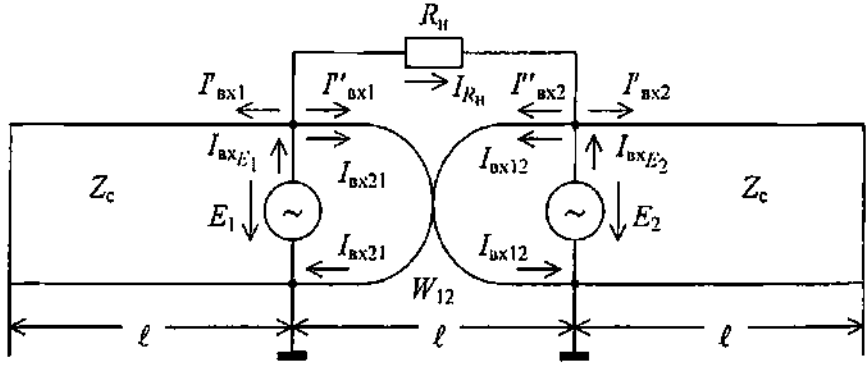
Сравнивая (2.37), (2.38) с (*), (**), можно отметить, что входное сопротивление плеча $Тр_2$ для четных гармоник и реактивная составляющая входного сопротивления плеча $Тр_2$ для нечетных гармоник имеют зависимость от электрической длины отрезка $\beta\ell$, определяемую функцией $\operatorname{tg}\beta\ell$ в качестве сомножителя. При малой электрической длине отрезка ($\beta\ell \ll \pi/2$) входное сопротивление плеча $Тр_2$ для нечетных гармоник носит индуктивный характер, и если принять $\cos\beta\ell \approx 1$, а $\frac{\operatorname{tg}\beta\ell}{2} \approx \operatorname{tg}\frac{\beta\ell}{2}$, что допустимо при $\beta\ell \le 30°$ ($\beta\ell \le \pi/6$), то (2.37) можно записать в виде (*). Что касается реактивной составляющей входного сопротивления плеча $Тр_2$ для нечетных гармоник, то, как следует из (2.38), она может иметь как индуктивный, так и емкостный характер. Последнее будет, если на соответствующей гармонике $k_л > \cos\beta\ell$, однако (2.38) при этом никак нельзя представить в виде (**) и тем более в виде (***).

При отсутствии симметрии схемы двухтактного генератора входные сопротивления плеч $Тр_2$ носят комплексный характер как для нечетных, так и для четных гармоник и могут быть определены из (2.33), (2.34), если принять

$$E_2 = kE_1e^{j\varphi}.$$

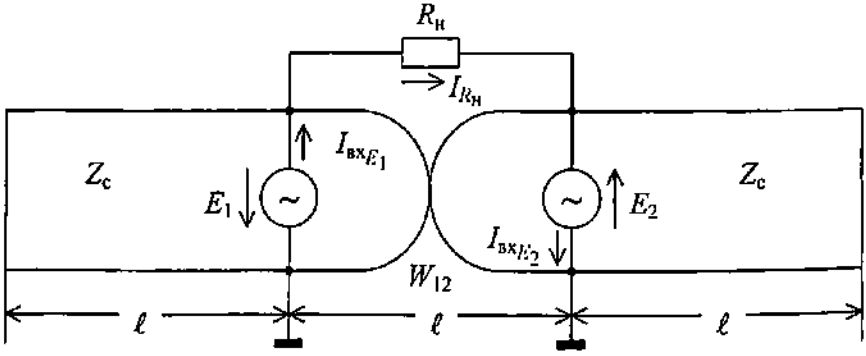
При симметрии схемы для четных гармоник $k = 1$, $\varphi = 0$; при симметрии схемы для нечетных гармоник $k = -1$, $\varphi = 0$ или $k = 1$, $\varphi = \pm\pi$.

Выражения для входных токов плеч $Тр_2$ (2.31), (2.32) соответствуют эквивалентной схеме рис. 2.14 и могут быть получены из ее анализа. При этом схему (рис. 2.14) следует дополнить сопротивлением нагрузки $R_н$, как показано на рис. 2.16, где представлены эквивалентные схемы $Тр_2$ для случаев подключения к нему синфазных, соответствующих четным гармоникам, и противофазных, соответствующих нечетным гармоникам, источников E_1, E_2. Как видим, схемы отличаются только полярностью подключения источника E_2. Токи в ветвях включения источников легко найти, используя принцип наложения (суперпозиции).



синфазное возбуждение (четные гармоники)

а



противофазное возбуждение (нечетные гармоники)

б

Рис. 2.16

Для анализа воспользуемся схемой рис. 2.16,*а*, где обозначены составляющие токов источников E_1, E_2, определяемые на основании принципа наложения (суперпозиции).

Согласно принятым на схеме рис. 2.16,*а* обозначениям входные токи плеч Тр$_2$ со стороны источников E_1, E_2:

$$I_{\text{вх}E_1} = I'_{\text{вх}1} + I''_{\text{вх}1} + I_{\text{вх}21} + I_{R_н};$$

$$I_{\text{вх}E_2} = I'_{\text{вх}2} + I''_{\text{вх}2} + I_{\text{вх}12} - I_{R_н}, \qquad (2.39)$$

где $I'_{\text{вх}1} = \dfrac{E_1}{jZ_c\,\beta\ell}$ – входной ток короткозамкнутого отрезка линии, присоединяемого к источнику E_1;

$I''_{\text{вх}1} = \dfrac{E_1}{jW_{12}\,\text{tg}\beta\ell}$ – входной ток от источника E_1 отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением W_{12} при коротком замыкании источника напряжения E_2;

$I'_{\text{вх}2} = \dfrac{E_2}{jZ_c\text{tg}\beta\ell}$ – входной ток короткозамкнутого отрезка линии, присоединяемого к источнику E_2;

$I''_{\text{вх}2} = \dfrac{E_2}{jW_c\,\text{tg}\beta\ell}$ – входной ток от источника E_2 отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением W_{12} при коротком замыкании источника напряжения E_1;

$I_{\text{вх}12}$, $I_{\text{вх}21}$ – ток, обусловленный одним источником (соответственно E_1, E_2) в ветви включения другого источника (соответственно E_2, E_1) при коротком замыкании последнего:

$$I_{\text{вх}12} = \frac{I''_{\text{вх}1}}{\cos\beta\ell}; \qquad I_{\text{вх}21} = \frac{I''_{\text{вх}2}}{\cos\beta\ell};$$

Согласно (2.39)

$$I_{\text{вх}E_1} = \frac{E_1}{j\text{tg}\beta\ell}\left(\frac{Z_c + W_{12}}{Z_c W_{12}}\right) + \frac{E_2}{jW_{12}\sin\beta\ell} + \frac{E_1 - E_2}{R_н} =$$

$$= \frac{E_1}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{\cos\beta\ell}{k_л} + \frac{E_2}{E_1}\right) + \frac{E_1}{R_н}\left(1 - \frac{E_2}{E_1}\right);$$

$$I_{\text{вх}_{E_2}} = \frac{E_2}{j\,\text{tg}\beta\ell}\left(\frac{Z_\text{с}+W_{12}}{Z_\text{с}W_{12}}\right) + \frac{E_1}{jW_{12}\sin\beta\ell} - \frac{E_1-E_2}{R_\text{н}} =$$

$$= \frac{E_2}{jW_{12}\sin\beta\ell}\left(\frac{\cos\beta\ell}{k_\text{л}} + \frac{E_1}{E_2}\right) + \frac{E_2}{R_\text{н}}\left(1 - \frac{E_1}{E_2}\right).$$

Последние выражения соответствуют (2.32) и (2.31), учитывая, что

$$k_\text{л} = \frac{Z_\text{с}-Z_\text{п}}{Z_\text{с}+Z_\text{п}} = \frac{Z_\text{с}}{Z_\text{с}+W_{12}} = \frac{Z_{012}}{Z_{011}}.$$

В случае противофазного возбуждения плеч Тр$_2$ (нечетные гармоники) в выражениях для входных токов $I_{\text{вх}_{E_1}}$, $I_{\text{вх}_{E_2}}$ следует учесть противофазность источника E_2 на схеме рис. 2.16,*б* по отношению к источнику E_2 на схеме рис. 2.16, *а*. При этом и ток $I_{\text{вх}_{E_2}}$ изменяет свое направление на противоположное (рис. 2.16,*б*).

Если для первой гармоники электрическая длина отрезка линии $\beta_1\ell = \pi/2$, то для второй гармоники $\beta_2\ell = \pi$. Очевидно, на нечетных гармониках электрическая длина отрезка будет кратна нечетному числу $\pi/2$, а на четных гармониках – кратна четному числу $\pi/2$. При этом согласно (2.37) для любой четной гармоники $X_{\text{вх.чет}} = 0$, а для нечетной гармоники, включая полезную – первую, согласно (2.38)

$$X_{\text{вх.неч}} = \frac{-Z_0(1+k_\text{л})}{2k_\text{л}} = \pm W_{12},$$

где знак «–» относится к первой и нечетным гармоникам, отличающимся от первой на кратное четырем число, а знак «+» относится к третьей и отличающимся от нее нечетным гармоникам также на кратное четырем число.

При $\beta_1\ell = \pi/2$ входные сопротивления короткозамкнутых отрезков линий с волновым (характеристическим) сопротивлением $Z_\text{с}$ на эквивалентных схемах (рис. 2.14, 2.16) для четных гармоник равны нулю, а для нечетных, включая первую, равны бесконечности. Соответственно для четных гармоник обеспечивается короткое замыкание, а для нечетных гармоник получается комплексное сопротив-

ление, величина реактивной составляющей которого равна W_{12} (величина резистивной составляющей, напомним, для нечетных гармоник равна $R_н/2$). Очевидно, реактивная составляющая входного сопротивления плеча $Тр_2$ обусловлена реакцией одного плеча двухтактного генератора на другое. Эквивалентная емкость, соответствующая входному сопротивлению плеча $Тр_2$ на первой гармонике, удовлетворяет соотношению $1/\omega C_{экв1} = W_{12}$ и оказывается равной $C_{экв1} = 1/\omega W_{12}$. Эквивалентная индуктивность на третьей гармонике $L_{экв3} = W_{12}/3\omega$.

При полной симметрии схемы двухтактного генератора, если на первой гармонике выполняется соотношение

$$\cos \beta\ell = k_л, \tag{2.40}$$

то реактивная составляющая входного сопротивления (2.38) оказывается равной бесконечности.

Если при полной симметрии схемы генератора на второй гармонике выполняется соотношение

$$\cos \beta\ell = -k_л, \tag{2.41}$$

то будет бесконечное входное сопротивление плеч $Тр_2$ для второй гармоники (2.37), что нежелательно.

Так как на второй гармонике значение электрической длины отрезка в два раза больше, чем на первой гармонике, то при выполнении (2.40) на первой гармонике на второй гармонике соответственно имеем:

$$\cos 2\beta\ell = \cos^2 \beta\ell - \sin^2 \beta\ell = 2k_л^2 - 1;$$

$$\operatorname{tg} 2\beta\ell = \frac{2 \operatorname{tg}\beta\ell}{1-\operatorname{tg}^2\beta\ell} = \frac{2k_л \sqrt{1-k_л^2}}{2k_л^2-1}.$$

С учетом последних соотношений входное сопротивление плеча $Тр_2$ для тока второй гармоники согласно (2.37):

$$jX_{вх.чет2} = j\frac{Z_0 k_л (1+k_л)\sqrt{1-k_л^2}}{\left(2k_л^2 + k_л - 1\right)} = j\frac{W_{12} 2k_л^2 (1+k_л)\sqrt{1-k_л^2}}{\left(2k_л^2 + k_л - 1\right)}. \tag{2.42}$$

При $k_л = 0{,}5$ знаменатель в (2.42) обращается в ноль и входное сопротивление плеча $Тр_2$ для второй гармоники, как и для первой, оказывается равным бесконечности.

Таким образом, если используется отрезок линии, имеющей коэффициент связи $k_л = 0{,}5$, то при выполнении (2.40) на первой гармонике автоматически выполняется (2.41) на второй гармонике и входное сопротивление плеч $Тр_2$ для второй гармоники, как и для первой, оказывается бесконечным. Так как бесконечное сопротивление $Тр_2$ со стороны его плеч для второй гармоники нежелательно, то при использовании линии с $k_л = 0{,}5$ необходимо, чтобы электрическая длина отрезка на первой гармонике любой из частот в рабочей полосе генератора не оказалась равной $\pi/3$, т. е. 60° ($\cos \pi/3 = 0{,}5$).

Если при $k_л = 0{,}5$ реализовать $\beta\ell > \pi/3$ на нижней рабочей частоте, то с повышением рабочей частоты это соотношение тем более будет выполняться. Очевидно, на какой-то промежуточной частоте может оказаться $\beta\ell = \pi/2$. Геометрическая длина отрезка ℓ линии при $\beta\ell > \pi/3$ выбирается из условия $\ell > \lambda_н/6$, где $\lambda_н$ – максимальная длина волны (с учетом укорочения за счет диэлектрика между проводами линии), соответствующая нижней рабочей частоте.

Если при $k_л = 0{,}5$ реализовать $\beta\ell < \pi/3$ на самой верхней рабочей частоте, то с понижением частоты это соотношение тем более будет выполняться. Геометрическая длина отрезка линии в этом случае $\ell < \lambda_в/6$, где $\lambda_в$ – минимальная длина волны (с учетом укорочения за счет диэлектрика линии), соответствующая верхней рабочей частоте.

На рис. 2.17 показаны графики нормированных сопротивлений плеч $Тр_2$ для первой и второй гармоник для трех значений $k_л$: $k_л = 0{,}5$; $k_л < 0{,}5$; $k_л > 0{,}5$.

Нормированное входное сопротивление плеч $Тр_2$ по первой гармонике на основании (2.38)*:

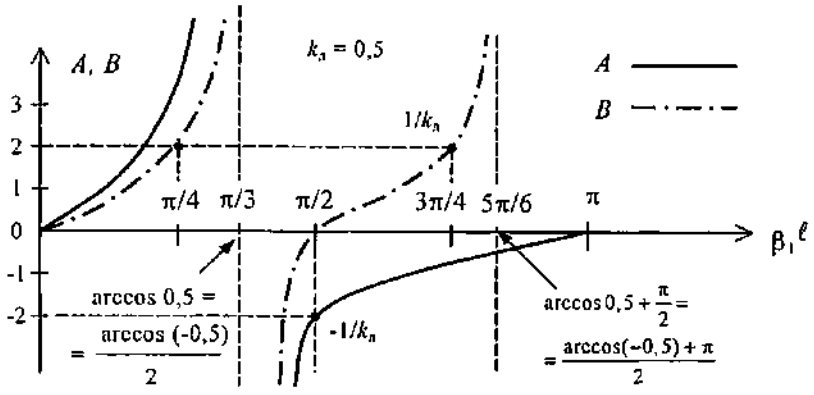
$$A = \frac{2X_{вх.неч1}}{Z_0\,(1+k_л)} = \frac{\sin\beta_1\ell}{(\cos\beta_1\ell - k_л)}.$$

Нормированное входное сопротивление плеч $Тр_2$ по второй гармонике на основании (2.37):

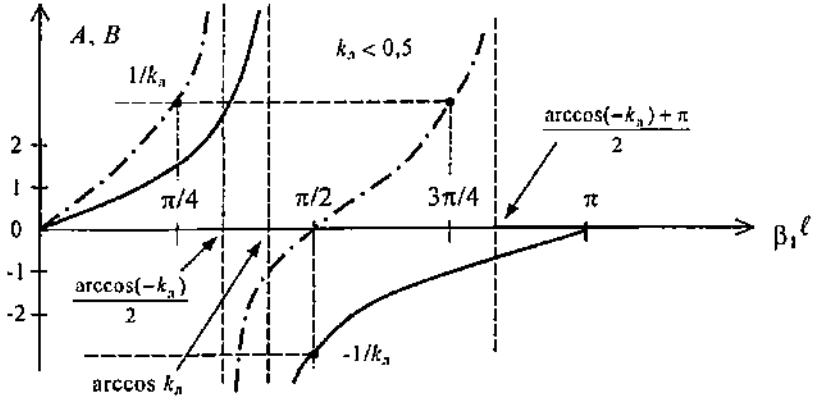
$$B = \frac{2X_{вх.неч2}}{Z_0\,(1+k_л)} = \frac{\sin\beta_1\ell}{(\cos 2\beta_1\ell - k_л)}.$$

---

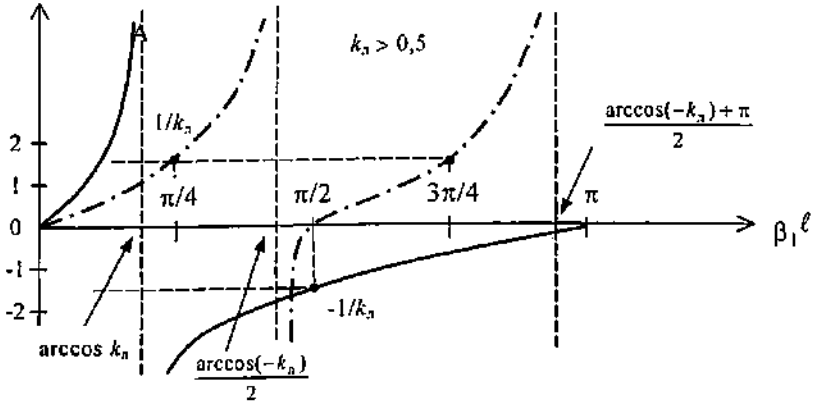
* Рассматривается реактивная составляющая входного сопротивления плеч $Тр_2$ по первой гармонике.


A, B
$k_л = 0,5$
A
B
3
2
1
0
-1
-2
$1/k_л$
π/4
π/3
π/2
3π/4
5π/6
π
$\beta_1 \ell$
arccos 0,5 =
= arccos (-0,5) / 2
$-1/k_л$
arccos 0,5 + π/2 =
= (arccos(-0,5) + π) / 2

а


A, B
$k_л < 0,5$
$1/k_л$
2
1
0
-1
-2
π/4
π/2
3π/4
π
$\beta_1 \ell$
(arccos(−$k_л$) + π) / 2
arccos(−$k_л$) / 2
$-1/k_л$
arccos $k_л$

б


$k_л > 0,5$
$1/k_л$
2
1
0
-1
-2
π/4
π/2
3π/4
π
$\beta_1 \ell$
(arccos(−$k_л$) + π) / 2
$-1/k_л$
arccos $k_л$
arccos(−$k_л$) / 2

в

Рис. 2.17

У симметричной двухпроводной линии волновое сопротивление $Z_0 = 2Z_п$. В связанных линиях всегда $Z_с > Z_п$, следовательно, чем меньше характеристическое (волновое) сопротивление $Z_с$ для синфазных волн, тем меньше характеристическое (волновое) сопротивление $Z_п$ для противофазных волн и соответственно меньше Z_0, от величины которого непосредственно зависят $X_{вх.чет}$ (2.37) и $X_{вх.неч}$ (2.38), что следует учитывать при выборе Z_0. На практике рекомендуется выбирать волновое сопротивление линии для изготовления $Тр_2$ в пределах [4, 5, 9]: $Z_0 = (0{,}5...1)\,R_н$.

При выборе длины отрезка линии для изготовления $Тр_2$ следует ориентироваться на зависимости рис. 2.17. При этом надо исключать, чтобы в рабочей полосе частот входное сопротивление плеча $Тр_2$ по второй гармонике было больше, чем по первой гармонике. По конструктивным соображениям желательно также иметь длину отрезка небольшой. Это, во-первых, способствует уменьшению габаритов и, во-вторых, позволяет с большим основанием считать величину тока в проводе отрезка линии неизменной по длине провода. С учетом изложенных выше требований очевидно, что для изготовления $Тр_2$ предпочтительны линии с $k_л > 0{,}5$. При этом необходимо выполнять на верхней рабочей частоте соотношение $\beta_1\ell < \pi/4$, согласно которому $\ell < \lambda_в/8 = 0{,}125\lambda_в$, что в целом соответствует рекомендации [5] о выборе длины отрезка линии для изготовления $Тр_2$ в пределах $\ell = (0{,}05...0{,}1)\,\lambda$, если под λ понимать $\lambda_в$ – минимальную длину волны (с учетом укорочения за счет диэлектрика), соответствующую верхней рабочей частоте.

Как следует из рис. 2.17,*в*, при обеспечении на верхней частоте $\beta_1\ell < \pi/4$ в рабочей полосе частот будет сохраняться индуктивный характер входного сопротивления плеча $Тр_2$ по второй гармонике, а характер входного сопротивления плеча $Тр_2$ по первой гармонике может изменяться от емкостного до индуктивного, принимая бесконечное значение на некоторой промежуточной частоте.

Если отрезок линии $Тр_2$ в случае его малой электрической длины разместить на кольцевом ферритовом сердечнике, то при условии полной симметрии плеч генератора результирующий магнитный поток в сердечнике, создаваемый токами четных гармоник, будет равен нулю: токи четных гармоник плеч двухтактного ГВВ одинаковы, но протекают через идентичные обмотки трансформатора $Тр_2$ в противоположных направлениях. В итоге входное сопротивление со стороны плеч $Тр_2$ для четных гармоник оказывается равным нулю (индуктивность намагничивания трансформатора для четных гармоник равна нулю). Магнитные потоки в сердечнике,

создаваемые нечетными гармониками плеч генератора, напротив, складываются, что обусловливает при полной симметрии плеч ГВВ увеличение входного сопротивления $Тр_2$ для нечетных гармоник в два раза по сравнению с режимом работы одного плеча генератора.

Если отрезок линии, образующей $Тр_2$, разместить на фторопластовом каркасе, то при малой электрической длине отрезка $Тр_2$ можно рассматривать как две связанные катушки, возбуждаемые выходными токами плеч генератора, как показано на эквивалентной схеме рис. 2.18. Можно использовать источники напряжения E_1, E_2 на выходах плеч генератора. На рис. 2.18 показаны также составляющие токов в ветвях схемы от источника I_1 сплошной линией, от источника I_2 пунктирной линией.

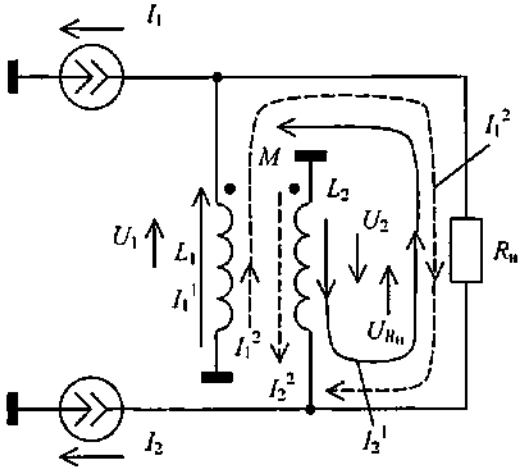


Рис. 2.18

Согласно принятым обозначениям

$$I_1 = I_1^1 + I_2^1; \qquad I_2 = I_1^2 + I_2^2. \tag{2.43}$$

На основании второго закона Кирхгофа при принятых на рис. 2.18 направлениях напряжений на элементах схемы можно записать:

$$U_{R_н} - U_1 + U_2 = 0, \tag{2.44}$$

где

$$U_{R_н} = (I_2^1 - I_1^2)R_н;$$

$$U_1 = j\omega L_1 (I_1^1 + I_1^2) - j\omega M (I_2^1 + I_2^2); \tag{2.45}$$

$$U_2 = j\omega L_2 (I_2^1 + I_2^2) - j\omega M (I_1^1 + I_1^2).$$

Раскрывая (2.44) с учетом (2.43), (2.45), получаем:

$$I_1\left[R_н + j\omega(L_2 + M)\right] - I_1^1\left[R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)\right] +$$
$$+ I_2^2\left[R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)\right] - I_2\left[R_н + j\omega(L_1 + M)\right] = 0.$$

На основании принципа наложения (суперпозиции) последнее уравнение распадается на два:

$$I_1\left[R_н + j\omega(L_2 + M)\right] - I_1^1\left[R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)\right] = 0;$$
$$I_2^2\left[R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)\right] - I_2\left[R_н + j\omega(L_1 + M)\right] = 0,$$

из которых, а также учитывая (2.43), находим:

$$I_1^1 = I_1\frac{R_н + j\omega(L_2 + M)}{R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)};\ I_2^1 = I_1\frac{j\omega(L_1 + M)}{R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)};$$

$$I_2^2 = I_2\frac{R_н + j\omega(L_1 + M)}{R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)};\ I_1^2 = I_2\frac{j\omega(L_2 + M)}{R_н + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)}. \quad (2.46)$$

Обратим внимание, что на схеме рис. 2.18 направления токов источников I_1, I_2 приняты соответствующими синфазному возбуждению (четные гармоники). При противофазном возбуждении схемы (нечетные гармоники) надо изменить направление тока одного из источников на противоположное. Соответственно в одной из пар соотношений (2.46) перед правыми частями следует поставить знак минус.

Используя (2.46), на основании (2.45) можно найти напряжения на элементах схемы рис. 2.18 и определить входное сопротивление относительно источников I_1, I_2, то есть относительно плеч двухтактного генератора для четных и нечетных гармоник.

Рассмотрим соответствующие соотношения для случая полной симметрии схемы.

Для четных гармоник ($I_1 = I_2 = I$) при $L_1 = L_2 = L$ согласно (2.46):

$$I_1^1 = I_2^2 = I\frac{R_н + j\omega(L + M)}{R_н + j\cdot 2\omega(L + M)}; \qquad I_2^1 = I_1^2 = I\frac{j\omega(L + M)}{R_н + j\cdot 2\omega(L + M)}.$$

Соответственно согласно (2.45) $U_{R_н} = 0$; $U_1 = U_2 = j\omega\,(L - M)\,I$.

Входное сопротивление со стороны источника тока $Z_{вх.чет} = j\omega\,(L - M) = jX_{вх.чет}$.

При сильной связи $M \to L$ и $X_{\text{вх.чст}} \to 0$.

Для нечетных гармоник ($I_1 = -I_2 = I$) при $L_1 = L_2 = L$ согласно (2.46):

$$I_1^1 = -I_2^2 = I\frac{R_\text{н} + j\omega(L+M)}{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)}; \quad I_2^1 = -I_1^2 = I\frac{j\omega(L+M)}{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)}.$$

Согласно (2.45)

$$U_{R_\text{н}} = I\frac{j\cdot 2\omega(L+M)}{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)}R_\text{н}; \quad U_1 = -U_2 = I\frac{j\omega(L+M)\ R_\text{н}}{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)}.$$

Входная проводимость со стороны источника тока

$$Y_{\text{вх.неч}} = \frac{1}{Z_{\text{вх.неч}}} = \frac{I}{U_1} = \frac{I}{-U_2} = \frac{1}{R_{\text{вх.неч}}} + \frac{1}{jX_{\text{вх.неч}}} = \frac{2}{R_\text{н}} + \frac{1}{j\omega(L+M)}.$$

Резистивная составляющая входного сопротивления со стороны одного плеча на нечетной гармонике: $R_{\text{вх.неч}} = R_\text{н}/2$; реактивная составляющая входного сопротивления на нечетной гармонике со стороны одного плеча, подключаемая параллельно $R_{\text{вх.неч}}$:

$$jX_{\text{вх. неч}} = j\omega(L+M).$$

При сильной связи $M \to L$, $jX_{\text{вх неч}} \to j\cdot 2\omega L$.

При работе одного плеча, например со стороны источника I_1, составляющие токи I_1^1, I_2^1 на четных и нечетных гармониках определяются (2.46), а токи I_2^2, I_1^2 равны нулю.

В этом случае согласно соотношениям (2.45):

$$U_{R_\text{н}} = I_1\frac{j\omega(L+M)R_\text{н}}{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)};$$

$$U_1 = I_1\frac{j\omega L\left[R_\text{н} + j\omega\left(L^2 - M^2\right)/L\right]}{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)}.$$

Входная проводимость со стороны источника I_1:

$$Y_\text{вх} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{R_\text{н} + j\cdot 2\omega(L+M)}{j\omega L R_\text{н} - \omega^2\left(L^2 - M^2\right)}.$$

При сильной связи, когда $M \to L$,

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} \approx \frac{4}{R_н} + \frac{1}{j\omega L}.$$

Обратим внимание, что условие сильной связи $M \to L$ в большей степени реализуется при размещении отрезка линии Тр$_2$ на кольцевом ферритовом сердечнике.

Из приведенных соотношений видно, что при сильной связи и работе обоих плеч входное сопротивление на нечетной гармонике в два раза больше, чем при работе одного плеча, что отмечалось выше.

На рис. 2.19 показана схема совместного включения Тр$_2$, Тр$_3$ двухтактного генератора по схеме (см. рис. 2.12) с обозначением источников противофазных сигналов E (первая и высшие нечетные гармоники) и продольных напряжений на обмотках трансформаторов (проводах отрезков линий).

Продольные напряжения на обмотках (проводах) трансформатора Тр$_2$ при принятых на рис. 2.19 обозначениях: $U_1 = -E$; $U_2 = -E$.

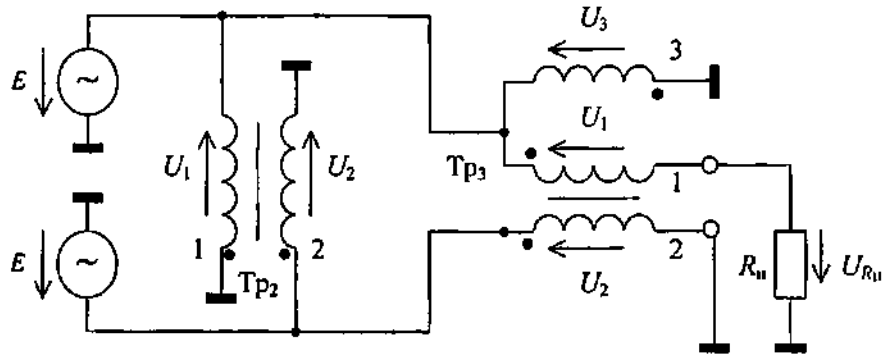


Рис. 2.19

Учитывая, что Тр$_3$ возбуждается результирующим источником сигнала от двух плеч двухтактного генератора $2E$ и напряжение на нагрузке $R_н$ (2.21′): $U_{R_н} = 2Ee^{-j\beta\ell}$, соответственно при малой электрической длине отрезка $U_{R_н} \approx 2E$, для продольных напряжений на обмотках (проводах) трансформатора Тр$_3$ получаем: $U_1 = U_{R_н} - E \approx E$; $U_2 = E$; $U_3 = -E$.

В силу того, что продольные напряжения на обмотках (проводах) трансформаторов $Тр_2$, $Тр_3$ оказываются при малой электрической длине отрезков практически одинаковыми по величине и находятся либо в фазе, либо в противофазе, отрезки линий, образующих эти трансформаторы, могут быть размещены на одном кольцевом магнитопроводе с соблюдением полярности продольных напряжений и соединений концов обмоток (проводов). Число витков у каждой обмотки, размещаемое на магнитопроводе, одинаковое и определяется длиной наименьшего из отрезков линий для изготовления $Тр_2$ и $Тр_3$. Так как выбор длины отрезков для $Тр_3$ не критичен, а для $Тр_2$ длина отрезка ограничивается в пределах $\ell = (0{,}05...0{,}1)\ \lambda_в$, то длины всех отрезков обоих трансформаторов могут выбираться одинаковыми на основании последнего соотношения.

На рис. 2.20 показано возможное размещение отрезков линий, образующих $Тр_2$, $Тр_3$, на общем кольцевом магнитопроводе и соединение их концов при подключении к плечам двухтактного генератора по схеме рис. 2.12.

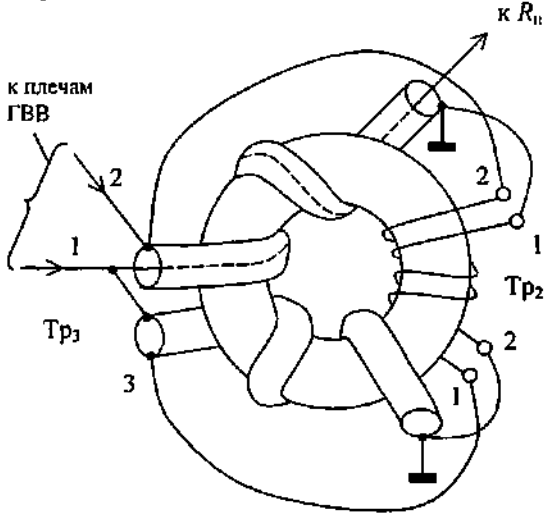


Рис. 2.20

Как уже отмечалось, размещение отрезка линии $Тр_2$ на кольцевом магнитопроводе практически обеспечивает сильную связь между обмотками (проводами), что способствует замыканию четных гармоник через $Тр_2$, минуя нагрузку $R_н$. Следовательно, реализация $Тр_2$ на основе кольцевого магнитопровода как общего с $Тр_3$, так и

раздельного, является предпочтительной при изготовлении двухтактного транзисторного ГВВ на трансформаторах из отрезков длинных линий.

Размещение $Тр_2$, $Тр_3$ на общем магнитопроводе позволяет уменьшить габариты устройства и сократить объем ферритового материала.

В заключение отметим, что при размещении отрезков линий, образующих $Тр_2$, $Тр_3$, на фторопластовых каркасах входные сопротивления плеч $Тр_2$, $Тр_3$ оказываются конечными как для нечетных, так и для четных гармоник. В этом случае необходимо, чтобы для четных гармоник, в первую очередь для второй гармоники, результирующее входное сопротивление, определяемое параллельным соединением входных сопротивлений плеч $Тр_2$ (2.37), $Тр_3$ (jZ_{c2} tg $\beta\ell$) и сопротивлением выходной емкости одного транзистора $1/j\omega C_{вых}$, стремилось к нулю. Для нечетных гармоник, включая полезную – первую, реактивная составляющая входного сопротивления также определяется параллельным соединением входных сопротивлений плеч $Тр_2$ (2.38), $Тр_3$ (jZ_{c2} tg $\beta\ell$) и сопротивления выходной емкости одного транзистора $1/j\omega C_{вых}$. Относительно коллекторов транзисторов VT_1, VT_2 (см. рис. 2.12) реактивная составляющая входного сопротивления для нечетных гармоник удваивается, а резистивная составляющая равна $R_н$. Напомним, что при реализации режима работы транзисторов двухтактного генератора с углом отсечки коллекторного тока $\theta = 90°$ в составе выходных токов транзисторов кроме первой гармоники практически не будет никаких высших нечетных гармоник.

Двухтактные транзисторные генераторы с использованием ТЛ реализуют на частоты до 30...80 МГц, что обусловлено трудностями обеспечения низкого сопротивления (короткого замыкания) по четным гармоникам в коллекторной цепи транзисторов [5].

На частотах от 100 МГц до 1 ГГц двухтактные генераторы выполняют на так называемых «балансных» транзисторах [5], представляющих собой два транзистора одного типа проводимости, размещенных в одном корпусе. Как правило, внутри корпуса балансного транзистора во входной и коллекторной цепях размещаются дополнительные L- и C-элементы, которые вместе с внешними LC-элементами образуют входные и выходные согласующие цепи и цепи коррекции АЧХ, спроектированные на заданный рабочий диапазон балансного транзистора. На входе и выходе двухтактного генератора на балансном транзисторе обычно включают ТЛ, во-первых, для повышения (понижения) нагрузочных сопротивлений

и, во-вторых, для перехода от несимметричных к симметричным нагрузкам. Как правило, эти функции разделяют между двумя отдельными ТЛ в каждой цепи [5]. Рабочая полоса частот двухтактного ГВВ на балансном транзисторе может составлять 100...200 МГц и выше [5].

2.2.3. ПЕРЕХОД ОТ ОДНОТАКТНОГО ГЕНЕРАТОРА К ДВУХТАКТНОМУ

Возбуждение плеч двухтактного генератора осуществляется противофазными сигналами одинаковой амплитуды, получаемыми от однотактного генератора. Для перехода от однотактного генератора к двухтактному применяются специальные схемы однотактных ГВВ.

Наиболее простой схемой перехода от однотактного генератора к двухтактному представляется схема с трансформаторным выходом* (рис. 2.21), когда у вторичной обмотки высокочастотного трансформатора, образуемой катушкой L, заземляется средняя точка, а с противоположных концов снимаются противофазные по отношению к земле напряжения, подаваемые на входы плеч двухтактного генератора.

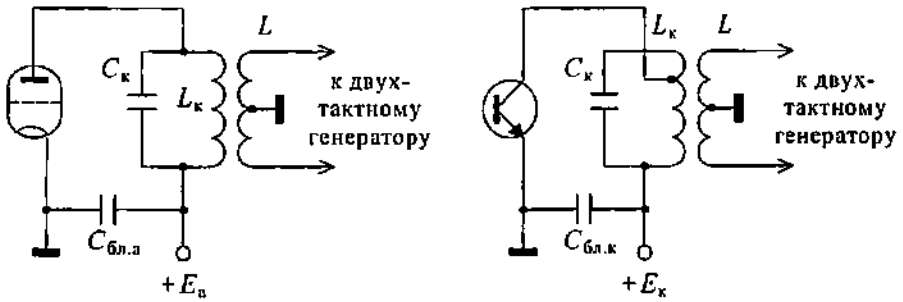


Рис. 2.21

Однако, несмотря на кажущуюся простоту схемы (рис. 2.21), получить симметричные сигналы в ней оказывается достаточно сложно, особенно на частотах выше 1 МГц. Во-первых, с ростом частоты появляются трудности в построении высокочастотного трансформатора, образуемого катушкой контура $L_к$ и связанной

* Подобная схема широко применяется в усилителях низких частот, когда трансформатор изготавливается с сердечником из электротехнической стали или феррита.

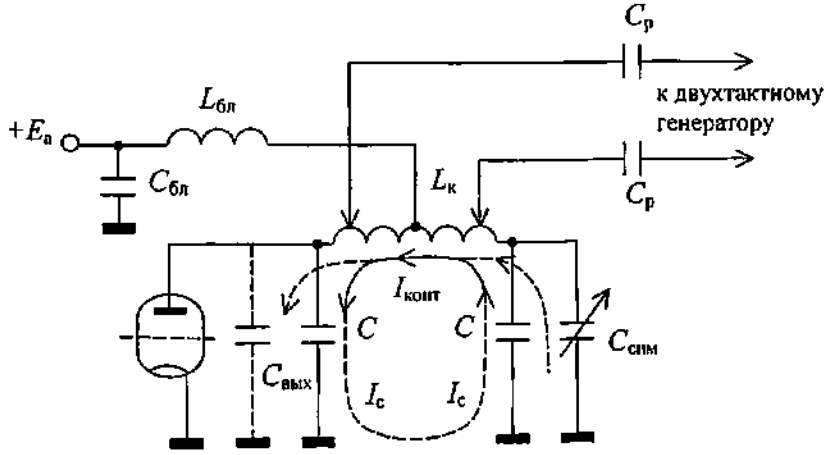
с нею выходной катушкой L, так как уменьшается требуемая индуктивность контура $L_к$, соответственно уменьшается число витков у катушки L и трудно установить и заземлить у этой катушки среднюю точку. В отдельных случаях при небольшом уровне мощности и относительно невысоких рабочих частотах катушки $L_к$, L могут быть размещены на ферритовом сердечнике кольцевой или цилиндрической формы. Во-вторых, концы катушки L асимметрично располагаются по отношению к земле (общей шине генератора), что нарушает симметричное возбуждение плеч двухтактного генератора. Нижний конец катушки L из-за наличия паразитной емкостной связи между катушками $L_к$, L приобретает утечку на землю (общую шину) через узел подключения блокировочного конденсатора $C_{бл.а}$ или $C_{бл.к}$. С повышением частоты связь нижнего конца катушки L с землею усиливается, что ухудшает симметрию возбуждающих двухтактный генератор сигналов.

Для перехода от однотактного генератора к двухтактному часто применяют схему (рис. 2.22), у которой по высокой частоте заземляется средняя точка емкостной ветви контура, образуемой последовательным соединением двух конденсаторов емкостью C каждый.

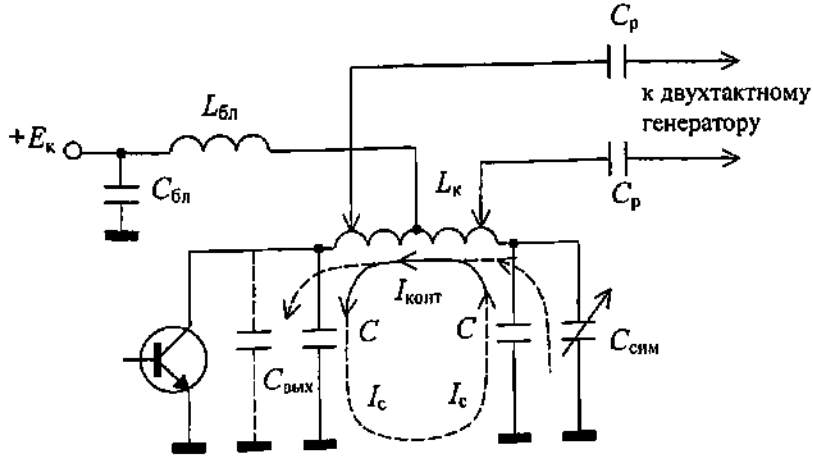
Заземление средней точки у емкостной ветви контура позволяет обеспечить симметрию сигналов для возбуждения двухтактного генератора, а также создать путь для переменных составляющих анодного (коллекторного) тока. Напряжение питания анода $E_а$ (коллектора $E_к$) подается через блокировочный дроссель $L_{бл}$, как в двухтактной схеме (см. рис. 2.5), чтобы предотвратить замыкание средней точки у катушки контура $L_к$ на землю (общую шину) по высокой частоте через емкость $C_{бл}$. Очевидно, одновременное заземление средних точек у емкостной и индуктивной ветвей контура недопустимо. Можно построить схему, аналогичную рис. 2.22, с заземлением по высокой частоте средней точки у индуктивности контура $L_к$ и отсутствием заземления средней точки у емкостной ветви контура. Однако отыскать среднюю точку у катушки оказывается намного сложнее, чем обеспечить ее у емкостной ветви. Кроме того, наличие выходной емкости у АЭ усложняет получение симметричных сигналов при заземлении средней точки у катушки индуктивности.

Емкостная связь АЭ с контуром в схемах (рис. 2.22) улучшает фильтрацию гармоник [3, кн. 1], что обеспечивает более гармоническую форму сигнала возбуждения двухтактного генератора. Обратим внимание, что в схемах рис. 2.22 индуктивность $L_к$ и емкости C формируют П-контур, эквивалентный колебательному контуру третье-

го вида (контур с неполным подключением к емкостной ветви). Схемы (рис. 2.22) могут быть реализованы по классическому варианту параллельного питания анода (коллектора). Однако в этом случае потребуется большая величина блокировочной индуктивности $L_{бл}$ в цепи питания анода (коллектора) и ухудшится симметрия схемы в силу того, что $L_{бл}$ подключается параллельно к одной из емкостей C (левой на схеме).



а



б

Рис. 2.22

Наличие выходной емкости $C_{вых}$ у АЭ (лампы, транзистора) нарушает симметрию схемы (рис. 2.22). Для поддержания симметрии схемы в нее включается симметрирующий конденсатор, имеющий емкость $C_{сим} \approx C_{вых}$ (в схеме добавляется еще емкость монтажа). При полной симметрии емкость контура в схемах (рис. 2.22): $C_к = (C + C_{сим})/2$.

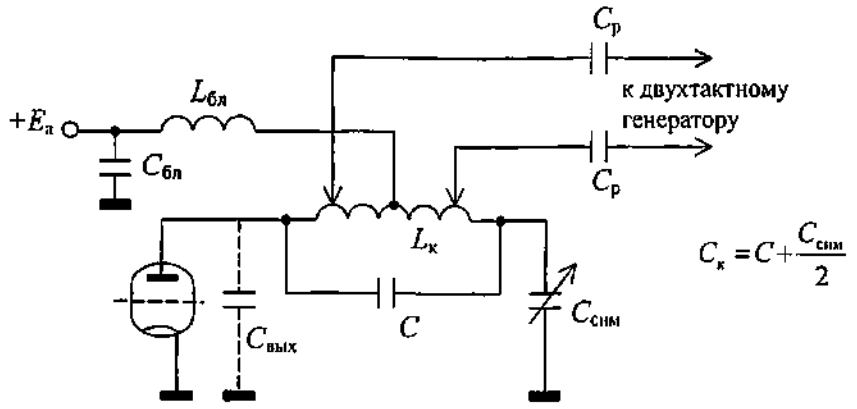
Если выходная емкость АЭ $C_{вых}$ (с учетом емкости монтажа) составляет заметную часть от требуемой емкости контура $C_к$: $C_к = 1/\omega^2 L_к$, то заземление средней точки у емкостной ветви контура, образуемой емкостями C, равно как и сами эти емкости, может отсутствовать. Подобные схемы представлены на рис. 2.23.

В схемах рис. 2.23 заземленной оказывается средняя точка у ветви, образуемой последовательным соединением емкостей $C_{вых}$, $C_{сим}$.

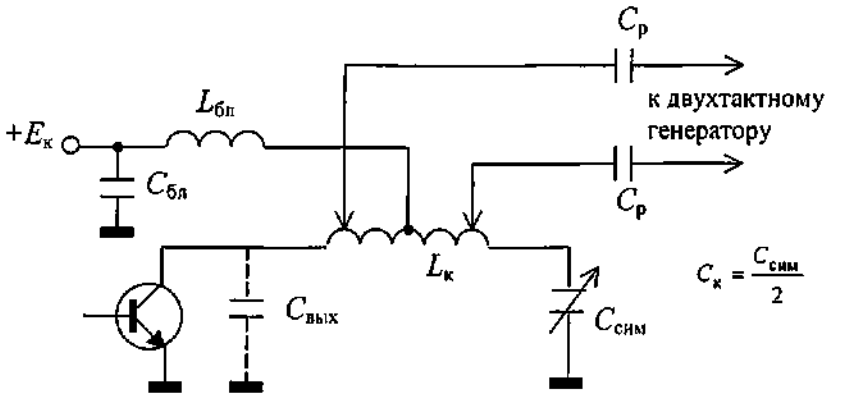
Коэффициент включения контура в схемах рис. 2.22, 2.23 $p = 0{,}5$. В ламповом генераторе при таком коэффициенте включения контура может оказаться невозможной реализация требуемого режима работы, особенно на высоких частотах, из-за низкого сопротивления нагрузки в анодной цепи лампы: $R_{ое} = p^2 R_{ое\,p=1} = \frac{1}{4} R_{ое\,p=1} = \frac{1}{4} Q_н \sqrt{L_к / C_к}$, где $Q_н$ – нагруженная добротность контура (с учетом нагрузки со стороны двухтактного генератора).

Коэффициент включения контура $p > 0{,}5$, соответственно большее значение сопротивления нагрузки в анодной цепи обеспечивается в схемах рис. 2.24. На рис. 2.24,*б* представлена классическая схема параллельного питания анода. Индуктивность $L_{бл}$ в схеме рис. 2.24, *б* требуется больше, чем в схеме рис. 2.24,*а*, и усиливается ее влияние на получение симметричных сигналов для возбуждения двухтактного генератора.

Противофазные напряжения в схемах рис. 2.24 снимаются с конденсаторов C_1, C_2. При наличии выходной емкости лампы $C_{вых}$ через емкость C_1 протекает часть контурного тока $I_{конт}$, тогда как через емкость C_2 протекает весь контурный ток. Для получения одинаковых по величине напряжений на C_1, C_2 необходимо иметь емкость C_1 меньше емкости C_2, соответственно сопротивление емкости C_1 больше, чем сопротивление емкости C_2. Из анализа схем (рис. 2.24) получаем: $C_1 = (C_2 - C_{вых})\, C_3/(C_3 + C_{вых})$, что соответствует условию $C_1 < C_2$. Реализация схем возможна при условии $C_2 > C_{вых}$. В схеме рис. 2.24, *б* к $C_{вых}$ АЭ добавляется емкость, вносимая $L_{бл}$.



а



б

Рис. 2.23

Коэффициент включения контура со стороны анода в схемах рис. 2.24:

$$p = \frac{1}{1+(C_3+C_{вых})/(C_3+C_2)}.$$

При условии реализации схем: $C_2 > C_{вых}$ оказывается $p > 0{,}5$.

Емкость контура в схемах рис. 2.24:

$$C_к = \frac{C_2\,(C_3+C_{вых})}{C_2+2C_3+C_{вых}} = \frac{1}{\omega^2 L_к}.$$

При $C_3 = \infty$ схемы рис. 2.24 переходят в схему рис. 2.22,*а*, когда напряжения возбуждения плеч двухтактного генератора снимаются с концов катушки контура $L_к$. В этом случае согласно последним соотношениям $C_1 = (C_2 - C_{вых})$; $p = 0{,}5$; $C_к = C_2/2 = (C_1 + C_{вых})/2$, что полностью соответствует схеме рис. 2.22,*а*, поскольку $C_1 = C$, а $C_{вых} = C_{сим}$.

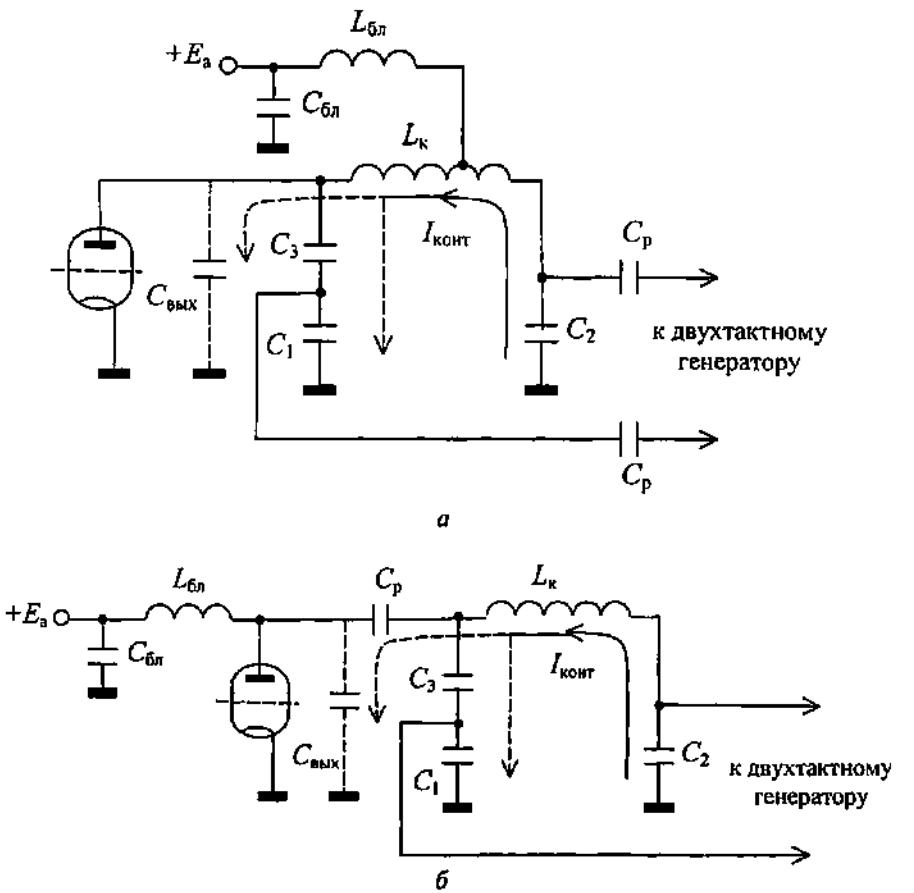


Рис. 2.24

При использовании ТЛ переход от однотактного генератора к двухтактному осуществляется с помощью симметрирующего ТЛ, выполняемого по схеме рис. 1.31, как это сделано в двухтактном транзисторном ГВВ по схеме рис. 2.12.

2.3. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ С ПОМОЩЬЮ МОСТОВЫХ СХЕМ

Построение генераторов с использованием параллельного и двухтактного включения АЭ позволяет увеличить мощность генератора за счет сложения мощностей АЭ. Однако при параллельном и двухтактном включениях АЭ имеет место их сильное взаимное влияние, что проявляется через ощущаемые АЭ сопротивления (2.3), (2.14). При этом выход из строя одного АЭ, например за счет короткого замыкания или обрыва в цепях, может привести не только к снижению мощности генератора на величину мощности отключившегося АЭ, но и к выходу из строя части или всех остальных АЭ. Как уже отмечалось, за счет сильного взаимного влияния больше двух–трех АЭ параллельно не включают, в том числе и в каждом плече двухтактного ГВВ. В то же время в некоторых случаях требуются генераторы таких больших мощностей, которые не могут быть получены от одного или нескольких АЭ существующих типов, включаемых параллельно и по двухтактной схеме. Для таких генераторов разрабатывают новые специальные АЭ повышенной мощности. Однако этот путь не всегда является лучшим, так как разработка и организация производства новых ламп и транзисторов обходятся дорого, отнимают много времени, а потребность в таких АЭ, в первую очередь это относится к мощным лампам, сравнительно невелика. Мощные генераторные приборы, как правило, имеют и невысокую надежность. Кроме того, существуют физические и технологические ограничения по созданию более мощных приборов, обусловленные как электрической прочностью используемых материалов, так и их химической чистотой. В настоящее время разработаны генераторные лампы на мощности [5] 0,5...3,0 МВт, а генераторные транзисторы – 250...1000 Вт на частотах до 150...1000 МГц. Дальнейшее увеличение мощностей в несколько раз, а тем более на порядок представляет собой трудную, практически невыполнимую сегодня задачу.

2.3.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ МОСТОВЫХ СХЕМ СЛОЖЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ

В радиопередающих устройствах различных диапазонов волн широко применяется метод сложения мощностей генераторов с помощью мостовых схем. В этом случае при суммировании мощностей двух и более генераторов обеспечивается их взаимная электрическая развязка: каждый из генераторов работает независимо от других на оптимальную для него нагрузку, в то время как у осталь-

ных генераторов режим может меняться вплоть до короткого замыкания или холостого хода.

Простейшая мостовая схема для сложения мощностей двух генераторов гармонических сигналов $Г_1$ и $Г_2$ показана на рис. 2.25.

Мост образован двумя реактивными сопротивлениями одинакового характера (емкостного или индуктивного) X_1, X_2 и двумя резистивными сопротивлениями: $R_н$ – сопротивление полезной нагрузки, $R_б$ – балластное сопротивление. Без сопротивления $R_б$ нельзя сбалансировать мост и этим развязать генераторы. Поэтому сопротивление $R_б$ в схеме моста называют также развязывающим сопротивлением [6].

При выполнении условия баланса моста:

$$X_1 R_б = X_2 R_н \qquad (2.47)$$

ток (напряжение) одного генератора не попадает в ветвь включения другого генератора, в силу чего режим работы одного генератора никак не сказывается на режиме работы другого генератора.

Пути протекания составляющих комплексных токов генераторов при условии баланса моста (2.47) показаны стрелками на рис. 2.25. При этом комплексный ток генератора $Г_1$: $I_1 = I_1' + I_1''$, а комплексный ток генератора $Г_2$: $I_2 = I_2' + I_2''$.

Схема рис. 2.25 является одним из вариантов классической мостовой схемы: конфигурация ее напоминает квадрат (или ромб), по сторонам которого включены сопротивления, а в диагонали включены генераторы.

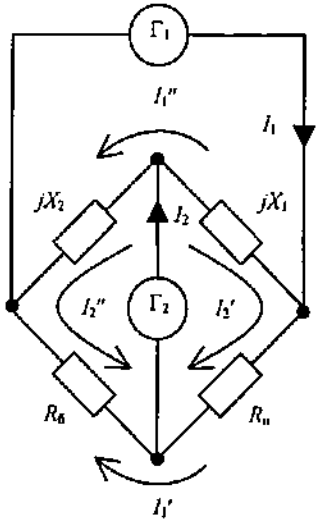


Рис. 2.25

При принятых на рис. 2.25 обозначениях и направлениях токов комплексная амплитуда результирующего тока через нагрузку $I_{R_н} = I_1' + I_2'$, соответственно выделяемая в нагрузке мощность

$$P_{R_н} = \frac{1}{2}\,|I_1' + I_2'|^2 R_н;$$

комплексная амплитуда результирующего тока через балластное сопротивление $I_{R_б} = I_1' - I_2''$, а выделяемая в нем мощность $P_{R_б} = \frac{1}{2}\,|I_1' - I_2''|^2 R_б$.

Если обеспечить $I_1' = I_2''$, то $I_{R_б} = 0$, $P_{R_б} = 0$ и вся мощность от генераторов

$Г_1$, $Г_2$ выделяется в сопротивлении нагрузки $R_н$, т. е. происходит сложение мощностей генераторов на сопротивлении нагрузки.

Входные сопротивления моста, нагружающие каждый из генераторов в схеме рис. 2.25, не являются одинаковыми и определяются параллельным соединением сопротивлений ветвей, подключаемых к соответствующей диагонали.

При принятых на схеме рис. 2.25 обозначениях входное сопротивление моста для генератора $Г_1$:

$$Z_{вх Г_1} = \frac{j(X_1 + X_2)(R_н + R_б)}{R_н + R_б + j(X_1 + X_2)}; \qquad (2.48а)$$

для генератора $Г_2$:

$$Z_{вх Г_2} = \frac{(R_н + jX_1)(R_б + jX_2)}{R_н + R_б + j(X_1 + X_2)}. \qquad (2.48б)$$

Как видим, входные сопротивления моста со стороны каждого из генераторов являются комплексными и отличающимися от сопротивления полезной нагрузки $R_н$.

Неравенство входных сопротивлений моста (2.48) для каждого из генераторов приводит к тому, что при идентичности генераторов и синфазном возбуждении их токи в ветвях моста не будут одинаковыми: равными по амплитуде и совпадающими по фазе. Однако в мостовых схемах можно и не требовать точного равенства и синфазности токов генераторов. Это также, помимо электрической развязки генераторов при балансе моста, является одним из достоинств сложения мощностей генераторов с помощью мостовых схем.

Так как при разработке генератора известно сопротивление полезной нагрузки $R_н$, то, очевидно, целесообразно для удобства реализации моста принять $X_1 = X_2 = X$, тогда $R_б = R_н$. В этом случае в схеме (рис. 2.25) обеспечивается $I_2' = I_2''$.

Согласно (2.48а) входное сопротивление моста для генератора $Г_1$ при $X_1 = X_2 = X$ и $R_б = R_н$:

$$Z_{вх Г_1} = \frac{j \cdot 2R_н X}{R_н + jX} \qquad (2.49а)$$

и представляет параллельное соединение* резистивного сопротивления $R_{вхГ_1} = 2R_н$ и реактивного сопротивления $jX_{вхГ_1} = j \cdot 2X$.

---

* Непосредственно следует из схемы (рис. 2.25).

Согласно (2.48б) входное сопротивление моста для генератора $Г_2$ при $X_1 = X_2 = X$ и $R_б = R_н$:

$$Z_{вх Г_2} = \frac{R_н}{2} + j\frac{X}{2} \qquad (2.49б)$$

и может рассматриваться как последовательное соединение резистивного сопротивления $r_{вх\ Г_2} = R_н/2$ и реактивного сопротивления $jx_{вхГ_2} = jX/2$.

При подключении параллельно $Г_1$ реактивного сопротивления $-j\cdot 2X$ и включении последовательно с $Г_2$ реактивного сопротивления $-jX/2$ обеспечивается резистивный характер результирующих входных сопротивлений: $2R_н$ для $Г_1$ и $R_н/2$ для $Г_2$.

Последовательное соединение сопротивлений $r_{вхГ_2} = R_н/2$ и $jx_{вхГ_2} = jX/2$ (2.49б) может быть преобразовано в параллельное соединение сопротивлений $R_{вхГ_2}$ и $jX_{вхГ_2}$ согласно условию [3]:

$$Y_{вх Г_2} = \frac{1}{Z_{вх Г_2}} = \frac{1}{R_{вх Г_2}} + \frac{1}{jX_{вх Г_3}} = \frac{2}{R_н + jX},$$

из которого следует:

$$R_{вх Г_2} = \frac{R_н^2 + X^2}{2R_н}; \qquad jX_{вх Г_2} = j\frac{R_н^2 + X^2}{2X}. \qquad (2.49в)$$

Если потребовать, чтобы $R_{вхГ_2} = R_{вхГ_1} = 2R_н$, то необходимо иметь $|X| = \sqrt{3}R_н$. При этом реактивные составляющие входных сопротивлений моста для генераторов $Г_1$, $Г_2$ в параллельных схемах представления:

$$jX_{вх Г_1} = j\cdot 2X = \pm j\cdot 2\sqrt{3}\ R_н;$$

$$jX_{вх Г_2} = j\frac{R_н^2 + X^2}{2X} = \pm j\frac{2}{\sqrt{3}}R_н$$

оказываются разными.

При подключении параллельно генератору $Г_2$ реактивного сопротивления $-jX_{вхГ_2}$ для генератора обеспечивается резистивное входное сопротивление, равное $R_{вхГ_2}$.

Входное сопротивление моста для генератора $Г_1$ $Z_{вхГ_1}$ можно представить в виде последовательного соединения сопротивлений $r_{вхГ_1}$ и $jx_{вхГ_1}$. Согласно (2.49а):

$$Z_{вх Г_1} = \frac{2X^2 R_н}{R_н^2 + X^2} + j\frac{2XR_н^2}{R_н^2 + X^2} = r_{вх Г_1} + jx_{вх Г_1}$$

Если потребовать, чтобы $r_{вхГ_1} = r_{вхГ_2} = R_н/2$, то необходимо иметь $|X| = R_н/\sqrt{3}$ При этом:

$$jx_{вх Г_1} = j\frac{2XR_н^2}{R_н^2 + X^2} = \pm j\frac{\sqrt{3}}{2}R_н;$$

$$jx_{вх Г_2} = j\frac{X}{2} = \pm j\frac{R_н}{2\sqrt{3}}.$$

При включении последовательно с генератором $Г_1$ реактивного сопротивления $-jx_{вхГ_1}$ для генератора обеспечивается резистивное входное сопротивление, равное $r_{вхГ_1}$.

Если при $X_1 = X_2 = X$ обеспечить $|X| = R_б = R_н$, то оказывается $r_{вхГ_1} = R_н$ и $R_{вхГ_2} = R_н$. При этом $jx_{вхГ_1} = \pm jR_н$, $jX_{вхГ_2} = \pm jR_н$. При подключении последовательно с генератором $Г_1$ реактивного сопротивления $-jx_{вхГ_1}$ и параллельно с генератором $Г_2$ реактивного сопротивления $-jX_{вхГ_2}$ для обоих генераторов будут обеспечиваться резистивные входные сопротивления, равные $R_н$.

Как видим, подключая параллельно генераторам $Г_1$, $Г_2$ или включая последовательно с ними реактивные сопротивления соответствующего характера и величины, можно обеспечить чисто резистивные сопротивления нагрузки для каждого из генераторов.

В зависимости от соотношения выходных напряжений (токов) генераторов потребляемые от них мощности могут быть как одинаковыми, так и разными.

В схеме рис. 2.25 ток I_1' определяет потребляемую от генератора $Г_1$ мощность, а ток I_1'' – реактивную мощность этого генератора. Токи I_2' и I_2'' определяют потребляемую от генератора $Г_2$ мощность и реактивную мощность этого генератора.

Если в схеме рис. 2.25 $I_1' = I_2''$, то при $X_1 = X_2 = X$ и $R_б = R_н$:

$$I_{R_н} = I_1' + I_2' = I_1' + I_2'' = 2I_1'; \qquad I_{R_б} = 0.$$

Соответственно $P_{R_б} = 0$, $P_{R_н} = \frac{1}{2}(2\,|I_1'|)^2\ R_н = 2\,|I_1'|^2\ R_н$,

где $|I_1'|$ – амплитуда тока I_1'

При работе только генератора $Г_1$ потребляемая от него мощность выделяется на сопротивлениях $R_б$, $R_н$ и при $R_б = R_н$, $X_1 = X_2 = X$ будет:

$$P_{Г_1} = \frac{1}{2}\,|I_1'|^2\,(R_б + R_н) = |I_1'|^2\,R_н.$$

При работе только генератора $Г_2$ потребляемая от него мощность также выделяется на сопротивлениях $R_б$, $R_н$ и при $R_б = R_н$, $X_1 = X_2 = X$ будет:

$$P_{Г_2} = \frac{1}{2}\,|I_2'|^2\,R_н + \frac{1}{2}\,|I_2''|^2\,R_б = |I_2''|^2\,R_н,$$

где $|I_2'|$, $|I_2''|$ – амплитуды соответствующих токов.

Так как $I_2' = I_2''$, то при $I_1' = I_2''$: $P_{Г_2} = P_{Г_1} = P_Г$.

Как видим, при выполнении баланса моста и равенстве токов от обоих генераторов через ветви с резистивными сопротивлениями $R_б$, $R_н$:

$$P_{R_н} = P_{Г_1} + P_{Г_2} = 2P_Г,$$

т. е. имеет место сложение мощностей генераторов на сопротивлении нагрузки $R_н$. Равенство токов через $R_н$, $R_б$ от генераторов $Г_1$, $Г_2$ соответствует равенству мощностей, потребляемых от этих генераторов: $P_{Г_1} = P_{Г_2}$.

Итак, при $X_1 = X_2 = X$, $R_б = R_н$ в рассматриваемой схеме моста (рис. 2.25) ток I_2 генератора $Г_2$ поровну распределяется между ветвями с сопротивлениями $(R_н + jX)$ и $(R_б + jX)$: $I_2' = I_2''$.

Активная составляющая I_1' тока I_1 генератора $Г_1$, протекающая через ветвь из сопротивлений $R_н$, $R_б$, в общем случае связана с током I_2' (или I_2'') соотношением

$$I_2' = \mathbf{A}I_1' = AI_1'\,e^{j\varphi} = AI_1'\,(\cos\varphi + j\sin\varphi),$$

где $\mathbf{A} = Ae^{j\varphi}$ – коэффициент, учитывающий различие токов генераторов по амплитуде и фазе, протекающих через ветви с сопротивлениями $R_н$, $R_б$.

Результирующий ток через сопротивление нагрузки $R_н$:

$$I_{R_н} = I_1'\,(1 + \mathbf{A}).$$

Амплитуда тока через нагрузку

$$|I_{R_н}| = |I_1'|\sqrt{(1+A\cos\varphi)^2 + (A\sin\varphi)^2} = |I_1'|\sqrt{1+2A\cos\varphi+A^2}$$

Результирующий ток через балластное сопротивление $R_б$:

$$I_{R_н} = I_1'(1 - A).$$

Амплитуда тока через $R_б$:

$$|I_{R_б}| = |I_1'|\sqrt{(1-A\cos\varphi)^2 + (A\sin\varphi)^2} = |I_1'|\sqrt{1-2A\cos\varphi+A^2}$$

Мощность, выделяющаяся на сопротивлении нагрузки $R_н$,

$$P_{R_н} = \frac{1}{2}\,|I_{R_н}|^2 R_н = \frac{1}{2}\,|I_1'|^2 R_н (1 + 2A\cos\varphi + A^2).$$

Мощность, выделяющаяся на балластном сопротивлении $R_б$,

$$P_{R_б} = \frac{1}{2}\,|I_{R_б}{}^2|\;R_б = \frac{1}{2}\,|I_1'|^2 R_б (1 - 2A\cos\varphi + A^2).$$

Отношение мощности $P_{R_н}$, выделяющейся в полезной нагрузке, ко всей мощности ($P_{R_н} + P_{R_б}$), выделяющейся на обоих сопротивлениях $R_н$, $R_б$, называется коэффициентом полезного действия (КПД) моста. Обозначая КПД моста $\eta_м$, на основании последних соотношений при $R_б = R_н$ получаем:

$$\eta_м = \frac{P_{R_н}}{P_{R_н} + P_{R_б}} = \frac{1 + 2A\cos\varphi + A^2}{2\,(1 + A^2)}. \qquad (2.50)$$

Из (2.50) следует, что при равенстве токов I_1', I_2' по амплитуде ($A = 1$) и синфазности их ($\varphi = 0$) КПД моста $\eta_м = 1$ (100 %). Если токи синфазны ($\varphi = 0$), но разнятся по амплитуде в два раза ($A = 2$ или $A = 1/2$), то $\eta_м = 0{,}9$ (90 %). Если токи одинаковы по амплитуде ($A = 1$), но отличаются по фазе на ± 40°, то КПД моста также оказывается порядка 0,9 (90 %), т. е. только десять процентов суммарной мощности генераторов теряется в балластном сопротивлении.

При выключении (выходе из строя) одного из генераторов ($A = 0$ или $A = \infty$) КПД моста $\eta_м = 0{,}5$ (50 %), т. е. половина мощности работающего генератора теряется на балластном сопротивлении, что крайне невыгодно.

На рис. 2.26 показаны зависимости $\eta_м(A)$ и $\eta_м(\varphi)$, из которых видно, что КПД моста остается довольно высоким даже в том случае, когда токи неточно равны по амплитуде и неточно синфазны. Если амплитуды токов различаются не более чем на 20 %, а фазовый сдвиг по величине не превышает 40°, КПД моста снижается до 0,87 (87 %), т. е. только 13 % суммарной мощности выделяется на $R_б$. Если фазовый сдвиг между токами превышает по величине 90°, то КПД моста оказывается менее 50 %. В этом случае большая часть суммарной мощности генераторов выделяется на балластном сопротивлении. При $A = 1$ и $\varphi = 180°$ $\eta_м = 0$ и вся мощность от обоих генераторов выделяется на балластном сопротивлении, т. е. $R_н$ и $R_б$ меняются «ролями» [5, 6].

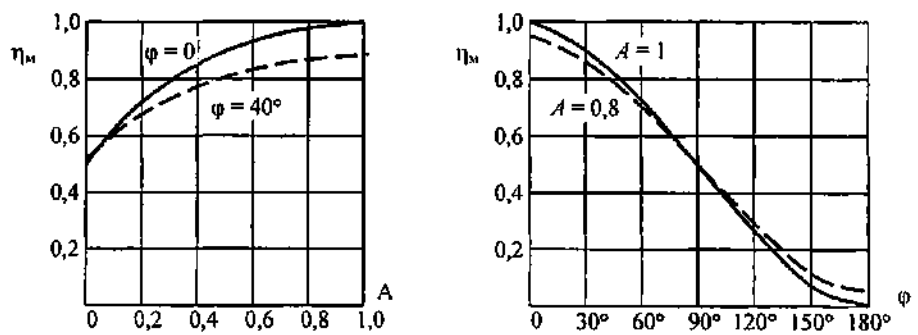


Рис. 2.26

Как уже отмечалось, при выключении одного из генераторов половина мощности другого выделяется на балластном сопротивлении, соответственно мощность в полезной нагрузке уменьшается в 4 раза по сравнению с режимом работы двух генераторов при условии $A = 1$, $\varphi = 0$. Поэтому при выключении одного из генераторов целесообразно работающий генератор переключить с моста сложения непосредственно на полезную нагрузку, чтобы избежать потери мощности в балластном сопротивлении. Обычно это делают автоматически с помощью системы обхода моста, т. е. подключая работающий генератор к полезной нагрузке, минуя мост. При подключении работающего генератора к полезной нагрузке, минуя мост, выделяемая на полезной нагрузке мощность будет только в два раза меньше по сравнению с режимом работы двух генераторов при условии $A = 1$, $\varphi = 0$. Уменьшение мощности в полезной нагрузке в 2 раза по сравнению с номинальным режимом, имеющим место при работе двух генераторов, в большинстве случаев позволяет решать, пусть и не в полном объеме, задачи, возлагаемые на радиотехничес-

кую систему. Например, мостовые схемы сложения мощностей генераторов широко используются при построении выходных каскадов телевизионных радиопередатчиков. Уменьшение мощности телевизионного радиопередатчика в два раза лишь сокращает зону уверенного приема телевидения (уменьшение мощности в 4 раза приводит к более существенному сокращению зоны уверенного приема телевизионного сигнала).

Выход из строя одного из генераторов является наихудшим случаем для режима балластного сопротивления $R_б$. Большая расфазировка генераторов (величина $\varphi > 90°$, включая $\varphi = 180°$) может быть только результатом грубой технической ошибки. Если исключить последнюю из рассмотрения, то КПД моста ниже 50 % не случается. Следовательно, балластный резистор $R_б$ может выбираться на мощность рассеяния не более $0{,}25P_{R_н} = 0{,}5P_Г$. Введение системы обхода моста позволяет устанавливать в схему балластный резистор $R_б$ с допустимой мощностью рассеяния, существенно меньшей $0{,}25P_{R_н} = 0{,}5P_Г$. Допустимая мощность рассеяния балластного резистора устанавливается с учетом возможных значений A и φ при работе обоих генераторов.

Переключение работающего генератора на полезную нагрузку, минуя мост, просто осуществить, если входное сопротивление моста, нагружающее генератор, равно $R_н$. Рассматриваемая схема моста (рис. 2.25) не обладает таким свойством* Ей присущи и другие недостатки. В частности, ни одна из точек моста не имеет соединения с землею (корпусом). Если одну точку моста соединить с землею (корпусом), то один из генераторов все равно не будет иметь такого соединения. Следовательно, схема неудобна как при использовании симметричных (двухтактных) генераторов, так и при использовании несимметричных (однотактных) генераторов. Очевидно, используя трансформаторы с коэффициентом трансформации 1:1, можно осуществить переход от симметричного (несимметричного) элемента мостовой схемы к несимметричному (симметричному) элементу. По этой причине, несмотря на отмеченные недостатки и малую практическую пригодность мостовой схемы (рис. 2.25), записанные выше соотношения для $P_{R_н}$, $P_{R_б}$, $\eta_м$ имеют общий характер и справедливы для любой мостовой схемы сложения мощностей двух генераторов как одинаковой, так и разной мощности.

---

* Исключая случай $X_1 = X_2 = X$, $|X| = R_б = R_н$ с подключением соответствующих компенсирующих реактивностей (см. с. 239).

Возможна реализация моста для сложения неравных мощностей при определенном их соотношении без потерь в балластном сопротивлении $R_б$, т. е. с КПД моста $\eta_м = 1$ (100 %). Для этого необходимо, чтобы токи генераторов в ветви с балластным резистором $R_б$ были одинаковы.

В схеме рис. 2.25 ток генератора $Г_1$ через $R_б$: $I_1' = U_1/(R_н + R_б)$, а ток генератора $Г_2$ через $R_б$: $I_2'' = U_2/(R_б + jX_2)$, где U_1, U_2 – комплексные амплитуды выходных напряжений генераторов, связанные в общем случае соотношением

$$U_2 = \mathbf{K}U_1 = KU_1\, e^{j\varphi}. \qquad (*)$$

Из равенства $I_1' = I_2''$ получаем:

$$R_б(1 - \mathbf{K}) + jX_2 = \mathbf{K}R_н.$$

С учетом (*) последнее выражение может быть представлено в виде двух соотношений:

$$R_б(1 - K\cos\varphi) = KR_н\cos\varphi; \qquad (2.51а)$$

$$X_2 - KR_б\sin\varphi = KR_н\sin\varphi. \qquad (2.51б)$$

Из (2.51а):

$$R_б = R_н\frac{K\cos\varphi}{1 - K\cos\varphi}. \qquad (2.52а)$$

Соответственно:

$$R_н + R_б = R_н/(1 - K\cos\varphi). \qquad (2.52б)$$

Так как должно быть $R_б > 0$, то (2.52а) имеет смысл при выполнении условия

$$0 < K\cos\varphi < 1. \qquad (**)$$

При этом, поскольку $K > 0$, значение угла φ может находиться в пределах:

$$-90° < \varphi < 90°.$$

Из (2.51б) с учетом (2.52а) :

$$X_2 = R_н\frac{K\sin\varphi}{1 - K\cos\varphi}. \qquad (2.52в)$$

Полагая сопротивление полезной нагрузки $R_н$ известным, находим из условия баланса моста (2.47) с учетом (2.52а), (2.52в):

$$X_1 = X_2\, R_н/R_б = R_н\,\mathrm{tg}\,\varphi. \qquad (2.53)$$

Согласно (2.53) при $\varphi > 0$ реактивные сопротивления плеч моста X_1, X_2 должны иметь индуктивный характер, а при $\varphi < 0$ они должны иметь емкостный характер.

С учетом (2.52б) комплексная амплитуда тока:

$$I_1' = \frac{U_1}{R_н}(1 - K\cos\varphi).$$

Нетрудно убедиться, учитывая (2.52а), (2.52в), что комплексная амплитуда тока:

$$I_2'' = \frac{U_2}{R_б + jX_2} = \frac{U_1}{R_н}(1 - K\cos\varphi)\, I_1'.$$

Комплексная амплитуда тока в ветви X_1, $R_н$ от генератора $Г_2$ (рис. 2.25):

$$I_2' = \frac{U_2}{R_н + jX_1} = \frac{KU_1}{R_н}\cos\varphi.$$

Результирующий ток через нагрузку $R_н$:

$$I_{R_н} = I_1' + I_2' = U_1/R_н.$$

Мощность в нагрузке:

$$P_{R_н} = \frac{1}{2}|I_{R_н}|^2 R_н = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н}, \qquad (2.54)$$

где $|U_1|$ – амплитуда напряжения генератора $Г_1$.

Мощность, потребляемая от каждого генератора, может быть найдена из рассмотрения режимов их раздельной работы, когда она распределяется между резисторами $R_н$ и $R_б$:

$$P_{Г_1} = P_{R_н Г_1} + P_{R_б Г_1};$$

$$P_{Г_2} = P_{R_н Г_2} + P_{R_б Г_2}.$$

С учетом приведенных соотношений:

$$P_{R_н Г_1} = \frac{1}{2}|I_1'|^2 R_н = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н}(1 - K\cos\varphi)^2;$$

$$P_{R_б Г_1} = \frac{1}{2}|I_1'|^2 R_б = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н}(1 - K\cos\varphi)\, K\cos\varphi;$$

$$P_{\Gamma_1} = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н}(1 - K\cos\varphi);$$

$$P_{R_н\Gamma_2} = \frac{1}{2}|I_2'|^2 R_н = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н} K^2 \cos^2\varphi;$$

$$P_{R_б\Gamma_2} = \frac{1}{2}|I_2''|^2 R_б = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н}(1 - K\cos\varphi) K\cos\varphi;$$

$$P_{\Gamma_2} = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н} K\cos\varphi.$$

При работе обоих генераторов вся мощность выделяется в полезной нагрузке $R_н$. В этом случае

$$P_{R_н} = P_{\Gamma_1} + P_{\Gamma_2} = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2}{R_н},$$

что совпадает с (2.54).

Отношение мощностей генераторов:

$$m = \frac{P_{\Gamma_1}}{P_{\Gamma_2}} = \frac{1 - K\cos\varphi}{K\cos\varphi}. \qquad (2.55)$$

Так как $m > 0$, то последнее соотношение имеет смысл при выполнении условия: $0 < K\cos\varphi < 1$, которое совпадает с условием (**).

Из сравнения (2.52а), (2.55) следует также, что $m = R_н/R_б$.

Согласно последнему соотношению, если у сбалансированного моста по схеме рис. 2.25 $R_н = R_б$, то без потерь в балластном сопротивлении $R_б$ могут складываться только одинаковые мощности. Этот результат соответствует полученному ранее из условия равенства токов через $R_н$, $R_б$ от генераторов Γ_1, Γ_2 при $R_н = R_б$.

При отключении генератора Γ_2 мощность генератора Γ_1 распределяется между $R_н$ и $R_б$ в пропорции:

$$\frac{P_{R_н\Gamma_1}}{P_{R_б\Gamma_1}} = \frac{1 - K\cos\varphi}{K\cos\varphi} = m.$$

КПД моста при этом:

$$\eta_м = \frac{P_{R_н\Gamma_1}}{P_{\Gamma_1}} = \frac{P_{R_н\Gamma_1}}{P_{R_н\Gamma_1} + P_{R_б\Gamma_1}} = \frac{m}{1+m}.$$

При отключении генератора $Г_1$ мощность генератора $Г_2$ распределяется между $R_н$ и $R_б$ в пропорции:

$$\frac{P_{R_н Г_2}}{P_{R_б Г_2}} = \frac{K\cos\varphi}{1-K\cos\varphi} = \frac{1}{m}.$$

КПД моста при этом:

$$\eta_м = \frac{P_{R_н Г_2}}{P_{Г_2}} = \frac{P_{R_н Г_2}}{P_{R_н Г_2} + P_{R_б Г_2}} = \frac{1}{1+m}.$$

В случае неравных мощностей генераторов ($m \neq 1$) КПД моста оказывается разным при выключении одного из генераторов. Если генераторы одинаковой мощности ($m = 1$), то при выключении одного из генераторов $\eta_м = 0{,}5$ (50 %).

С учетом обозначения (2.55) согласно (2.52а)

$$R_б = R_н / m; \tag{2.56а}$$

согласно (2.52в)

$$X_2 = \pm\frac{R_н}{m}\sqrt{K^2\left(1+m\right)^2 - 1}, \tag{2.56б}$$

а согласно (2.53)

$$X_1 = mX_2 = \pm R_н\sqrt{K^2\left(1+m\right)^2 - 1}. \tag{2.56в}$$

Выражения для X_1, X_2 (2.56б), (2.56в) имеют смысл при условии

$$K(1+m) > 1. \tag{2.57}$$

Входное сопротивление моста для генератора $Г_1$ (2.48а):

$$Z_{вх Г_1} = \frac{R_н \operatorname{tg}\varphi}{mK} e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)} = \frac{X_1}{mK} e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)} \tag{2.58}$$

Входное сопротивление моста для генератора $Г_2$ (2.48б):

$$Z_{вх Г_2} = R_н K e^{j\varphi} \tag{2.59}$$

С учетом (2.58) ток генератора $Г_1$:

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_{вх Г_1}} = \frac{U_1 mK}{R_н \operatorname{tg}\varphi} e^{j\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{U_1 mK}{X_1} e^{j\left(\varphi-\frac{\pi}{2}\right)} \tag{2.60}$$

Мощность, потребляемая от генератора $Г_1$:

$$P_{Г_1} = \frac{1}{2}|U_1||I_1|\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{2}\frac{|U_1|^2 mK}{R_н}\cos\varphi .$$

Ток генератора $Г_2$ с учетом (2.59):

$$I_2 = \frac{U_2}{Z_{вх Г_2}} = \frac{U_2}{KR_н}e^{-j\varphi} = \frac{U_1}{R_н}$$

и находится в фазе с напряжением U_1 генератора $Г_1$.

Мощность, потребляемая от генератора $Г_2$:

$$P_{Г_2} = \frac{1}{2}|U_2||I_2|\cos\varphi = \frac{1}{2}\frac{K|U_1|^2}{R_н}\cos\varphi .$$

Отношение мощностей генераторов соответствует (2.55): $P_{Г_1}/P_{Г_2} = m$.

На рис. 2.27 представлены векторные диаграммы напряжений и токов генераторов $Г_1$, $Г_2$ в схеме моста (рис. 2.25). При $\varphi < 0$ в знаменателе (2.60) $\operatorname{tg}\varphi < 0$ и $X_1 < 0$.

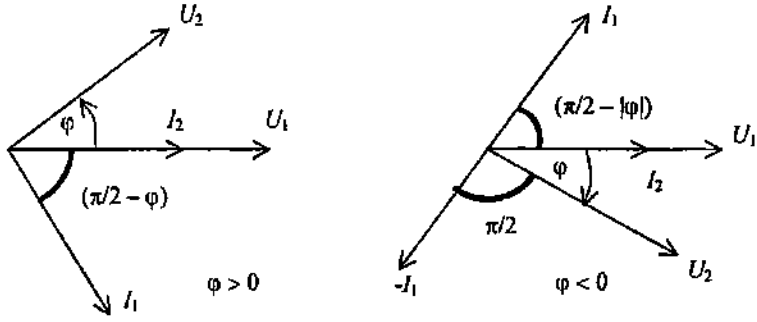


Рис. 2.27

Используя (2.58), (2.59), можно определить резистивную и реактивную составляющие входного сопротивления моста в виде их последовательного или параллельного соединения.

Согласно (2.58):

$$Z_{вх Г_1} = r_{вх Г_1} + jx_{вх Г_1} = \frac{R_н \sin^2\varphi}{mK\cos\varphi} + j\frac{R_н \sin\varphi}{mK}; \qquad (2.61а)$$

$$Y_{вх Г_1} = \frac{1}{R_{вх Г_1}} + \frac{1}{jX_{вх Г_1}} = \frac{1}{Z_{вх Г_1}} = \frac{mK\cos\varphi}{R_н} + \frac{mK\cos^2\varphi}{jR_н\sin\varphi} \qquad (2.61б)$$

Согласно (2.59):

$$Z_{\text{вх}\,\Gamma_2} = r_{\text{вх}\,\Gamma_2} + jx_{\text{вх}\,\Gamma_2} = KR_{\text{н}}\cos\varphi + jKR_{\text{н}}\sin\varphi; \qquad (2.62\text{а})$$

$$Y_{\text{вх}\,\Gamma_2} = \frac{1}{R_{\text{вх}\,\Gamma_2}} + \frac{1}{jX_{\text{вх}\,\Gamma_2}} = \frac{1}{Z_{\text{вх}\,\Gamma_2}} = \frac{\cos\varphi}{KR_{\text{н}}} + \frac{\sin\varphi}{jKR_{\text{н}}}. \qquad (2.62\text{б})$$

Из (2.55) следует, что при определенном отношении складываемых мощностей амплитудные и фазовые соотношения между напряжениями генераторов удовлетворяют условию:

$$K\cos\varphi = 1/(1+m). \qquad (2.63)$$

Если известны значения K и φ, то отношение складываемых мощностей m определяется однозначно (2.55). В то же время одно и то же отношение мощностей m может быть получено при разных K и φ, удовлетворяющих (2.63). Значения K и φ могут быть найдены из дополнительных условий, например, устанавливающих соотношения между резистивными составляющими входных сопротивлений моста (2.61), (2.62).

Обратим внимание, что рассматриваемые выше напряжения U_1, U_2 генераторов Γ_1, Γ_2 действуют в диагоналях моста. При параллельном подключении к генераторам дополнительных реактивностей, компенсирующих соответственно $X_{\text{вх}\Gamma_1}$ и $X_{\text{вх}\Gamma_2}$, требования к амплитудным и фазовым соотношениям между напряжениями в диагоналях моста остаются неизменными. При последовательном включении дополнительных реактивностей, компенсирующих соответственно $x_{\text{вх}\Gamma_1}$ и $x_{\text{вх}\Gamma_2}$, напряжения на выходах генераторов U_{Γ_1}, U_{Γ_2} и напряжения в диагоналях моста U_1, U_2 оказываются разными. Связь между этими напряжениями может быть установлена из рассмотрения электрической цепи рис. 2.28.

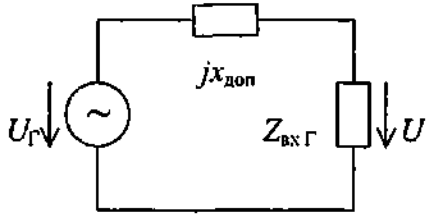


Рис. 2.28

Учитывая, что $x_{\text{доп}} = -x_{\text{вх}\Gamma}$, получаем:

$$U = \frac{U_\Gamma Z_{\text{вх}\,\Gamma}}{Z_{\text{вх}\,\Gamma} + jx_{\text{доп}}} = \frac{U_\Gamma Z_{\text{вх}\,\Gamma}}{r_{\text{вх}\,\Gamma}}.$$

Соответственно

$$U_1 = U_{\Gamma_1}\frac{Z_{\text{вх}\,\Gamma_1}}{r_{\text{вх}\,\Gamma_1}}; \quad U_2 = U_{\Gamma_2}\frac{Z_{\text{вх}\,\Gamma_2}}{r_{\text{вх}\,\Gamma_2}}$$

Так как $U_2 = \mathbf{K}U_1$, то

$$U_{\Gamma_2} = \mathbf{K}U_{\Gamma_1}\frac{Z_{\text{вх}\,\Gamma_1}}{Z_{\text{вх}\,\Gamma_2}}\frac{r_{\text{вх}\,\Gamma_2}}{r_{\text{вх}\,\Gamma_1}}$$

Учитывая (2.58), (2.59), (2.61а), (2.62а), получаем:

$$U_{\Gamma_2} = \frac{KU_{\Gamma_1}}{\operatorname{tg}\varphi}e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)} = \frac{KU_{\Gamma_1}}{\operatorname{tg}\varphi}e^{j\varphi_\Gamma}, \qquad (2.64)$$

где φ_Γ – необходимый фазовый сдвиг между напряжениями генераторов при последовательном включении дополнительных реактивностей.

Рассмотрим некоторые результаты, вытекающие из записанных выше соотношений. Примем $m = 1$. При этом согласно (2.63) $K\cos\varphi = 0{,}5$.

Согласно (2.61б):

$$R_{\text{вх}\,\Gamma_1} = \frac{R_\text{н}}{mK\cos\varphi} = 2R_\text{н}.$$

Если потребовать $R_{\text{вх}\Gamma_2} = R_{\text{вх}\Gamma_1} = 2R_\text{н}$, то согласно (2.62б) должно быть: $KR_\text{н}/\cos\varphi = 2R_\text{н}$, что возможно при условии $K/\cos\varphi = 2$. Так как $K\cos\varphi = 0{,}5$, то оба условия выполняются только при $K = 1$ и $\cos\varphi = 0{,}5$, чему соответствует $\varphi = \arccos 0{,}5 = \pm 60°$.

Сопротивления в ветвях моста (2.56): $R_\text{б} = R_\text{н}$; $X_1 = X_2 = \pm R_\text{н}\sqrt{3}$, что совпадает с найденными ранее при условии $R_{\text{вх}\Gamma_2} = R_{\text{вх}\Gamma_1} = 2R_\text{н}$.

Согласно (2.62а) при $K\cos\varphi = 0{,}5$ $r_{\text{вх}\Gamma_2} = R_\text{н}/2$. Если потребовать $r_{\text{вх}\Gamma_1} = r_{\text{вх}\Gamma_2} = R_\text{н}/2$, то согласно (2.61а) должно быть:

$$\frac{R_\text{н}\sin^2\varphi}{mK\cos\varphi} = R_\text{н}/2,$$

что при $m = 1$ возможно, если $\sin^2\varphi = 0{,}25$, т. е. $\sin\varphi = \pm 0{,}5$, чему соответствует

$$\varphi = \arcsin(\pm 0{,}5) = \pm 30°.$$

Учитывая, что $\cos(\pm 30°) = \sqrt{3}/2$, из условия $K\cos\varphi = 0{,}5$ находим необходимое значение K: $K = 1/\sqrt{3}$

Сопротивления в ветвях моста (2.56): $R_б = R_н$; $X_1 = X_2 = \pm R_н/\sqrt{3}$, что совпадает с найденными ранее при условии $r_{вхГ_1} = r_{вхГ_2} = R_н/2$.

Если последовательно с генераторами включаются реактивные сопротивления, компенсирующие реактивные составляющие входных сопротивлений моста (2.61а), (2.62а), то согласно (2.64), учитывая, что в этом случае $K = 1/\sqrt{3}$, $\varphi = \pm 30°$, получаем: $U_{Г_2} = U_{Г_1} e^{\pm j \cdot 60°}$ В табл. 1 для сравнения приведены амплитудные и фазовые соотношения между напряжениями генераторов на их выходах и в диагоналях моста, а также соотношения для амплитуд напряжений и токов генераторов при условии их одинаковой мощности: $P_{Г_1} = P_{Г_2} = P_Г$*.

Токи генераторов определяются соотношениями:

$$I_{Г_1} = \frac{U_{Г_1}}{Z_{вх\,Г_1}}; \qquad I_{Г_2} = \frac{U_{Г_2}}{Z_{вх\,Г_2}}.$$

При использовании параллельных компенсирующих реактивностей $Z_{вх\,Г_1} = Z_{вх\,Г_2} = R_{вх} = 2R_н$, а при использовании последовательных компенсирующих реактивностей $Z_{вх\,Г_1} = Z_{вх\,Г_2} = r_{вх} = R_н/2$.

При отсутствии компенсирующих реактивностей входные сопротивления моста носят комплексный характер и определяются (2.58), (2.59).

Таблица 1

$R_{вх_{Г_1}} = R_{вх_{Г_2}} = 2R_н = R_{вх}$		$r_{вх_{Г_1}} = r_{вх_{Г_2}} = R_н/2 = r_{вх}$	
без компенсирующей реактивности	с параллельной компенсирующей реактивностью	без компенсирующей реактивности	с последовательной компенсирующей реактивностью
$K = 1$	$K = 1$	$K = 1/\sqrt{3}$	$K = 1/\sqrt{3}$
$\varphi = \pm 60°$	$\varphi = \pm 60°$	$\varphi = \pm 30°$	$\varphi = \pm 60°$
$U_2 = U_1 e^{\pm j \cdot 60°}$	$U_2 = U_1 e^{\pm j \cdot 60°}$	$U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{3}} e^{\pm j \cdot 30°}$	$U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{3}} e^{\pm j \cdot 30°}$

* Читателю предлагается провести сравнение для случая $r_{вхГ_1} = R_{вхГ_2} = R_н$.

Продолжение табл. 1

$R_{вх_{Г_1}} = R_{вх_{Г_2}} = 2R_н = R_{вх}$		$r_{вх_{Г_1}} = r_{вх_{Г_2}} = R_н/2 = r_{вх}$	
без компенсирующей реактивности	с параллельной компенсирующей реактивностью	без компенсирующей реактивности	с последовательной компенсирующей реактивностью
$U_{Г_1} = U_1$	$U_{Г_1} = U_1$	$U_{Г_1} = U_1$	$U_{Г_1} = \frac{U_1}{2} e^{\mp j\cdot 60°}$
$U_{Г_2} = U_2 = U_{Г_1} e^{\pm j\cdot 60°}$	$U_{Г_2} = U_2 = U_{Г_1} e^{\pm j\cdot 60°}$	$U_{Г_2} = U_2 = \frac{U_{Г_1}}{\sqrt{3}} e^{\pm j\cdot 30°}$	$U_{Г_2} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_2 e^{\mp j\cdot 30°} = U_{Г_1} e^{\pm j\cdot 60°}$
$I_{Г_1} = I_1 = \frac{U_{Г_1}}{\sqrt{3}\ R_н} e^{\mp j\cdot 30°}$	$I_{Г_1} = \frac{U_{Г_1}}{2R_н}$; $I_1 = \frac{U_{Г_1}}{\sqrt{3}\ R_н} e^{\mp j\cdot 30°} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{Г_1} e^{\mp j\cdot 30°}$	$I_{Г_1} = I_1 = \frac{U_{Г_1}}{R_н} e^{\mp j\cdot 60°}$	$I_{Г_1} = \frac{2U_{Г_1}}{R_н} = \frac{U_1}{R_н} e^{\mp j\cdot 60°} = I_1$
$I_{Г_2} = I_2 = \frac{U_1}{R_н} = \frac{U_2}{R_н} e^{\mp j\cdot 60°} = \sqrt{3}\ I_{Г_1} e^{\pm j\cdot 30°}$	$I_{Г_2} = \frac{U_{Г_2}}{2R_н} = I_{Г_1} e^{\pm j\cdot 60°}$; $I_2 = 2I_{Г_1} = \frac{U_{Г_1}}{R_н} = \frac{U_{Г_2}}{R_н} e^{\mp j\cdot 60°}$	$I_{Г_2} = I_2 = \frac{U_1}{R_н} = \frac{\sqrt{3}\ U_2}{R_н} e^{\mp j\cdot 30°} = I_{Г_1} e^{\pm j\cdot 60°}$	$I_{Г_2} = \frac{2U_{Г_2}}{R_н} = \frac{2U_{Г_1}}{R_н} e^{\pm j\cdot 60°} = I_{Г_1} e^{\pm j\cdot 60°} = I_2$
$\lvert U_{Г_1}\rvert = \lvert U_{Г_2}\rvert = \lvert U_Г\rvert = \lvert U_1\rvert = \lvert U_2\rvert = 2\sqrt{P_Г R_н}$	$\lvert U_{Г_1}\rvert = \lvert U_{Г_2}\rvert = \lvert U_Г\rvert = \lvert U_1\rvert = \lvert U_2\rvert = 2\sqrt{P_Г R_н}$	$\lvert U_{Г_1}\rvert = \lvert U_1\rvert = 2\sqrt{P_Г R_н}$ $\lvert U_{Г_2}\rvert = \lvert U_2\rvert = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{P_Г R_н} = \frac{\lvert U_1\rvert}{\sqrt{3}}$	$\lvert U_{Г_1}\rvert = \lvert U_{Г_2}\rvert = \lvert U_Г\rvert = \sqrt{P_Г R_н}$; $\lvert U_1\rvert = \lvert 2U_{Г_1}\rvert = 2\sqrt{P_Г R_н}$ $\lvert U_2\rvert = \frac{2}{\sqrt{3}}\lvert U_{Г_2}\rvert = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{P_Г R_н} = \frac{\lvert U_1\rvert}{\sqrt{3}}$

Окончание табл. 1

$R_{вх\Gamma_1} = R_{вх\Gamma_2} = 2R_н = R_{вх}$		$r_{вх\Gamma_1} = r_{вх\Gamma_2} = R_н/2 = r_{вх}$	
без компенсирующей реактивности	с параллельной компенсирующей реактивностью	без компенсирующей реактивности	с последовательной компенсирующей реактивностью
$\lvert I_{\Gamma_1}\rvert = \lvert I_1\rvert = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{P_\Gamma}{R_н}}$ $\lvert I_{\Gamma_2}\rvert = \lvert I_2\rvert = 2\sqrt{\frac{P_\Gamma}{R_н}} = \sqrt{3}\lvert I_1\rvert$	$\lvert I_{\Gamma_1}\rvert = \lvert I_{\Gamma_2}\rvert = \lvert I_\Gamma\rvert = \sqrt{\frac{P_\Gamma}{R_н}}$ $\lvert I_1\rvert = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{P_\Gamma}{R_н}}$; $\lvert I_2\rvert = \lvert 2I_\Gamma\rvert = \sqrt{3}\lvert I_1\rvert$	$\lvert I_{\Gamma_1}\rvert = \lvert I_{\Gamma_2}\rvert = \lvert I_\Gamma\rvert = \lvert I_1\rvert = \lvert I_2\rvert = 2\sqrt{\frac{P_\Gamma}{R_н}}$	$\lvert I_{\Gamma_1}\rvert = \lvert I_{\Gamma_2}\rvert = \lvert I_\Gamma\rvert = \lvert I_1\rvert = \lvert I_2\rvert = 2\sqrt{\frac{P_\Gamma}{R_н}}$
$P_\Gamma = \frac{1}{2}\lvert U_1\rvert\lvert I_1\rvert\cos 30° = \frac{1}{2}\lvert U_2\rvert\lvert I_2\rvert\cos 60° = \frac{1}{2}\frac{\lvert U_\Gamma\rvert^2}{R_{вх}}$	$P_\Gamma = \frac{1}{2}\lvert I_\Gamma\rvert^2 R_{вх} = \frac{1}{2}\frac{\lvert U_\Gamma\rvert^2}{R_{вх}} = \frac{1}{2}\lvert U_1\rvert\lvert I_1\rvert\cos 30° = \frac{1}{2}\lvert U_2\rvert\lvert I_2\rvert\cos 60°$	$P_\Gamma = \frac{1}{2}\lvert U_1\rvert\lvert I_1\rvert\cos 60° = \frac{1}{2}\lvert U_2\rvert\lvert I_2\rvert\cos 30° = \frac{1}{2}\lvert I_\Gamma\rvert^2 r_{вх}$	$P_\Gamma = \frac{1}{2}\lvert I_\Gamma\rvert^2 r_{вх} = \frac{1}{2}\frac{\lvert U_\Gamma\rvert^2}{r_{вх}} = \frac{1}{2}\lvert U_1\rvert\lvert I_1\rvert\cos 60° = \frac{1}{2}\lvert U_2\rvert\lvert I_2\rvert\cos 30°$

Из соотношений табл. 1 следует, что даже в случае одинаковых мощностей параметры генераторов, мощности которых складываются, существенно зависят от предъявляемых требований и реализации схемы сложения с использованием моста рис. 2.25.

Если в схеме моста (рис. 2.25) вместо генераторов Γ_1, Γ_2 включить сопротивления, комплексно-сопряженные с $Z_{вх\Gamma_1}$, $Z_{вх\Gamma_2}$ (2.48), а вместо $R_н$, $R_б$ включить генераторы Γ_1, Γ_2, то генераторы также будут работать независимо друг от друга и при соответствующих амплитудных и фазовых соотношениях между напряжениями (токами) генераторов суммарная мощность будет выделяться на резистивной составляющей одного из комплексно-сопряженных сопротивлений, т. е. преобразованная схема будет также проявлять свойства электрического моста [6]. Преобразованная схема моста показана на рис. 2.29, где $Z^*_{вх\Gamma_1}$, $Z^*_{вх\Gamma_2}$ – соответствующие комплексно-сопряженные с $Z_{вх\Gamma_1}$, $Z_{вх\Gamma_2}$ сопротивления.

В отличие от схемы рис. 2.25 в схеме рис. 2.29 оба генератора и одно из сопротивлений могут иметь соединение с землею (корпусом), что является важным преимуществом схемы рис. 2.29.

Если в схеме классического моста (см. рис. 2.25) $R_н = R_б$, $X_1 = X_2 = X$, то преобразованная схема (рис. 2.29) оказывается симметричной по отношению к каждому из генераторов и обеспечивает суммирование равных мощностей. Более того, если потребовать, чтобы в схеме классического моста (рис. 2.25) резистивная составляющая входного сопротивления $Z_{вхГ_2}$ в параллельной схеме представления, определяемая (2.49в), была равна $R_н$, то входное сопротивление моста по схеме (рис. 2.29) оказывается также равным $R_н$ для каждого из генераторов, что позволяет при выходе из строя одного генератора подключить другой непосредственно к нагрузке, используя систему обхода моста.

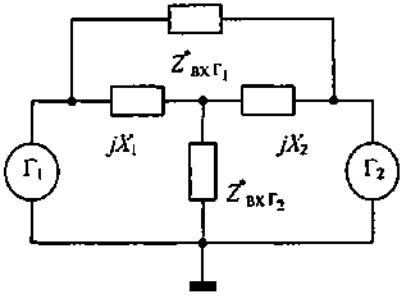


Рис. 2.29

Согласно (2.49в) в схеме классического моста (рис. 2.25) при $R_б = R_н$, $X_1 = X_2 = X$, если принять $R_{вхГ_2} = R_н$, должно быть $X = \pm R_н$. При этом $jX_{вхГ_2} = \pm jR_н$, а $Z_{вхГ_1}$ представляет параллельное соединение резистивного сопротивления $R_{вхГ_1} = 2R_н$ и реактивного сопротивления $jX_{вхГ_1} = \pm j \cdot 2R_н$ (можно представить $Z_{вхГ1}$ в виде последовательного соединения резистивного сопротивления $r_{вхГ_1} = R_н$ и реактивного сопротивления $jx_{вхГ_1} = \pm jR_н$)*.

На рис. 2.30 показаны варианты схемы моста (рис. 2.29) при индуктивном и емкостном характерах сопротивлений X_1, X_2 в схеме классического моста (рис. 2.25) при условии $X_1 = X_2 = X$, $R_б = R_н$, $R_{вхГ_2} = R_н$.

При совместной работе идентичных генераторов $Г_1$, $Г_2$ мощности их складываются в сопротивлении нагрузки $R_н$. При появлении амплитудных и фазовых различий в сигналах генераторов мощности их будут распределяться между сопротивлением нагрузки $R_н$ и сопротивлением $2R_н$, включенным между генераторами и выполняющим в данной схеме (рис. 2.30) роль балластного резистора.

---

* Еще раз обратим внимание, что в этом случае $r_{вхГ_2} = R_{вхГ_2} = R_н$ (см. с. 239).

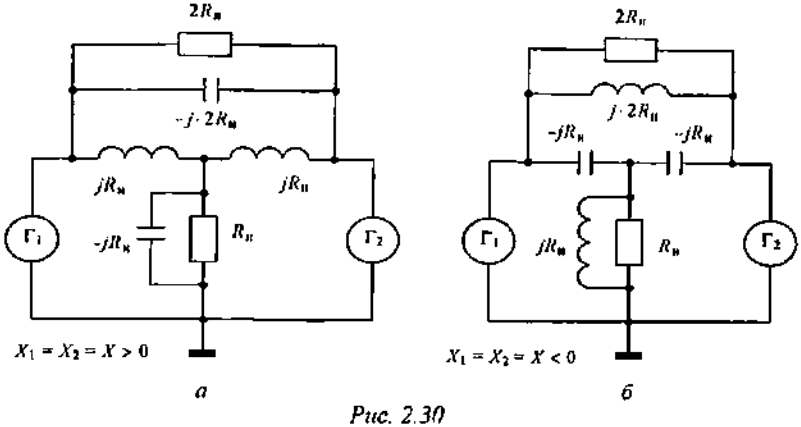


Рис. 2.30

Если генераторы полностью идентичны по выходным параметрам, то при их совместной работе можно считать, что каждый генератор подключается к электрической цепи по схеме рис. 2.31. Сопротивление ветви, образуемой $R_н$ и параллельно подключенной реактивностью в схемах рис. 2.30, удваивается за счет совместной работы генераторов.

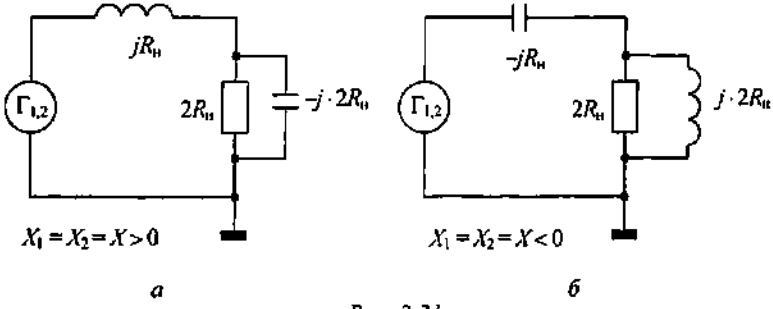


Рис. 2.31

Нетрудно убедиться, что при указанных сопротивлениях элементов в схемах рис. 2.31 результирующее входное сопротивление, являющееся нагрузкой генератора, равно $R_н$. Также нетрудно убедиться, что при обрыве или коротком замыкании одного из генераторов в схемах рис. 2.30 другой генератор при указанных сопротивлениях элементов ощущает, по-прежнему, сопротивление резистивного характера, равное $R_н$. Последнее, как уже отмечалось, позволяет при выходе из строя одного генератора другой подключить непосредственно к нагрузке $R_н$, используя систему обхода моста.

Найдем условие баланса моста по схеме рис. 2.29, рассматривая $Z^*_{\text{вх}\Gamma_1}$ как комплексное балластное сопротивление $Z_б$, а сопротивление $Z^*_{\text{вх}\Gamma_2}$ как комплексное сопротивление нагрузки $Z_н$ (рис. 2.32,*а*).

Мост сбалансирован, т. е. генераторы взаимно развязаны, если ток одного генератора в ветви другого отсутствует (равен нулю).

Рассмотрим схему (рис. 2.32,*б*), соответствующую определению токов в ветвях цепи по принципу наложения (суперпозиции)*

Ток в ветви генератора $Г_2$, создаваемый генератором $Г_1$, $I_2 = I_б + I$.

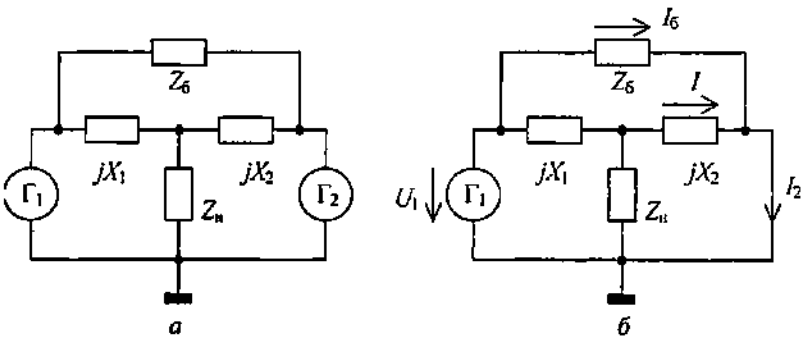


Рис. 2.32

Ток через балластное сопротивление $I_б = U_1 / Z_б$, где U_1 – комплексная амплитуда напряжения, создаваемого на входе моста генератором $Г_1$.

Ток

$$I = \frac{U_1 Z_н}{j(X_1 + X_2)\ Z_н - X_1 X_2}.$$

Ток $I_2 = 0$, если $I_б = -I$. Учитывая последние соотношения, находим:

$$j(X_1 + X_2)\, Z_н - X_1 X_2 + Z_н Z_б = 0. \qquad (2.65)$$

Соотношение (2.65) является условием независимой работы генераторов, т. е. условием баланса моста по схеме рис. 2.32.

Очевидно, сложение мощностей генераторов $Г_1$, $Г_2$ в нагрузке $R_н$ (в составе $Z_н$) без потерь в балластном резисторе $R_б$ (в составе $Z_б$)

* В представленной схеме (рис. 2.32,*б*) рассматривается ток в ветви генератора $Г_2$, создаваемый генератором $Г_1$. Можно рассматривать ток в ветви генератора $Г_1$, создаваемый генератором $Г_2$.

возможно только при условии $U_2 = U_1$, т. е. при равенстве по амплитуде и синфазности напряжений генераторов на входах моста.

Если рассматривать входное сопротивление моста со стороны генератора $Г_1$ как параллельное соединение резистивной составляющей $R_{вхГ1}$ и реактивной составляющей $jX_{вхГ_1}$, то отдаваемая генератором мощность $P_{Г_1} = |U_1|^2/2R_{вхГ_1}$.

Аналогично, если рассматривать входное сопротивление моста со стороны генератора $Г_2$ как параллельное соединение резистивной составляющей $R_{вхГ_2}$ и реактивной составляющей $jX_{вхГ_2}$, то отдаваемая генератором мощность $P_{Г_2} = = |U_2|^2/2R_{вхГ_2} = |U_1|^2/2R_{вхГ_2}$.

Отношение мощностей генераторов:

$$P_{Г_1}/P_{Г_2} = m = R_{вхГ_2}/R_{вхГ_1}. \qquad (2.66)$$

Так как при балансе моста его входное сопротивление для генератора не зависит от режима другого генератора, то при коротком замыкании $Г_2$ входное сопротивление моста для генератора $Г_1$, учитывая условие (2.65),

$$Z_{вхГ_1} = -Z_н Z_б/jX_2. \qquad (2.67)$$

При коротком замыкании генератора $Г_1$ входное сопротивление моста для генератора $Г_2$

$$Z_{вхГ_2} = -Z_н Z_б/jX_1. \qquad (2.68)$$

Представляя комплексное сопротивление нагрузки $Z_н$ как параллельное соединение резистивного сопротивления $R_н$ и реактивного сопротивления $jX_н$: $Z_н = jR_нX_н/(R_н + jX_н)$, а также представляя комплексное балластное сопротивление $Z_б$ как параллельное соединение резистивного сопротивления $R_б$ и реактивного сопротивления $jX_б$:

$$Z_б = jR_бX_б/(R_б + jX_б),$$

на основании (2.67), (2.68) получаем:

$$R_{вх\,Г_1} = -\frac{R_н R_б X_н X_б}{X_2(X_н R_б + X_б R_н)}; \qquad (2.69а)$$

$$jX_{вх\,Г_1} = -j\frac{R_н R_б X_н X_б}{X_2(R_н R_б - X_н X_б)}; \qquad (2.69б)$$

$$R_{\text{вхГ}_2} = -\frac{R_{\text{н}} R_{\text{б}} X_{\text{н}} X_{\text{б}}}{X_1 (X_{\text{н}} R_{\text{б}} + X_{\text{б}} R_{\text{н}})}; \tag{2.70а}$$

$$jX_{\text{вхГ}_2} = -j\frac{R_{\text{н}} R_{\text{б}} X_{\text{н}} X_{\text{б}}}{X_1 (R_{\text{н}} R_{\text{б}} - X_{\text{н}} X_{\text{б}})}. \tag{2.70б}$$

Входные сопротивления моста со стороны каждого генератора будут резистивными, если

$$R_{\text{н}} R_{\text{б}} = X_{\text{н}} X_{\text{б}}, \tag{2.71}$$

что возможно при одинаковом характере реактивных сопротивлений $X_{\text{н}}$, $X_{\text{б}}$.

Отношение резистивных составляющих входных сопротивлений согласно (2.69а), (2.70а) $R_{\text{вхГ}_2}/R_{\text{вхГ}_1} = X_2 / X_1$.

С учетом (2.66):

$$X_2/X_1 = m. \tag{2.72}$$

Так как $m > 0$, то реактивные сопротивления X_1, X_2 должны быть одного характера, однако противоположного характеру $X_{\text{н}}$, $X_{\text{б}}$, чтобы выполнялись соотношения (2.69а), (2.70а).

Представляя условие баланса моста (2.65) в виде двух соотношений, соответствующих действительной и мнимой частям выражения, получаем, учитывая (2.71), (2.72):

$$X_{\text{б}} = -(X_1 + X_2) = -X_1 (1 + m) = -X_2 \left(\frac{1+m}{m}\right); \tag{2.73}$$

$$(X_1 + X_2) X_{\text{н}} X_{\text{б}} R_{\text{н}} + X_1 X_2 (R_{\text{н}} X_{\text{б}} + R_{\text{б}} X_{\text{н}}) =$$

$$= (1 + m) X_{\text{н}} X_{\text{б}} R_{\text{н}} + m X_1 (R_{\text{н}} X_{\text{б}} + R_{\text{б}} X_{\text{н}}) = 0. \tag{2.74}$$

Задавая входное сопротивление моста для одного из генераторов, например, $R_{\text{вхГ1}}$, из (2.69,а), учитывая (2.72), (2.74), находим:

$$R_{\text{б}} = R_{\text{вхГ}_1} (1 + m). \tag{2.75}$$

Так как (2.66) $R_{\text{вхГ}_1} = R_{\text{вхГ}_2}/m$, то

$$R_{\text{б}} = R_{\text{вхГ}_2} (1 + m)/m. \tag{2.76}$$

Из (2.71), учитывая (2.73), (2.75), (2.76), получаем:

$$X_1 = -R_{\text{н}} R_{\text{вхГ}_1}/X_{\text{н}} = -R_{\text{н}} R_{\text{вхГ}_2}/mX_{\text{н}}. \tag{2.77}$$

Из (2.74) с учетом (2.75) – (2.77) находим:

$$X_н = \pm R_н \Big/ \sqrt{\frac{R_н}{R_{вх\,Г_1}}(1+m)-1} = \pm R_н \Big/ \sqrt{\frac{R_н}{R_{вх\,Г_2}} m\ (1+m)-1}\,. \qquad (2.78)$$

Соотношение (2.78) справедливо при выполнении условия:

$$(R_н/R_{вхГ_1})\,(1+m)-1>0,$$

чему соответствует

$$R_{вхГ_1} < R_н\,(1+m), \qquad (2.79)$$

или условия

$$(R_н/R_{Г_2})\,m\,(1+m)-1>0,$$

чему соответствует

$$R_{Г_2} < R_н m\,(1+m). \qquad (2.80)$$

Подставляя (2.78) в (2.77), получаем:

$$X_1 = \pm R_{вх\,Г_1}\sqrt{\frac{R_н}{R_{вх\,Г_1}}(1+m)-1} = \pm\frac{R_{вх\,Г_2}}{m}\sqrt{\frac{R_н}{R_{вх\,Г_2}} m\ (1+m)-1}\,. \qquad (2.81)$$

Напомним, что в рассматриваемой схеме моста (рис. 2.32) сопротивления X_1, X_2 одинакового характера; сопротивления $X_н$, $X_б$ также одинакового характера, но противоположного характеру сопротивлений X_1, X_2.

В случае генераторов одинаковой мощности ($m = 1$) $R_{Г_1} = R_{Г_2}$ и, если принять $R_{Г_1} = R_{Г_2} = R_н$, из соотношений (2.72), (2.73), (2.75), (2.78), (2.81) получаем сопротивления схем (рис. 2.30).

Мосты по схеме рис. 2.32 известны как Т-образные мосты, или Т-мосты. Первоначально такие мосты нашли широкое применение при построении радиопередатчиков километровых, гектометровых и декаметровых волн [6, 10].

Реактивные сопротивления X_1, X_2, $X_б$ формируют параллельный колебательный контур и при резистивном характере входных сопротивлений моста $Z_{вхГ_1} = R_{вхГ_1}$, $Z_{вхГ_2} = R_{вхГ_2}$, условие баланса моста, как следует из (2.73), выполняется только на резонансной частоте этого контура: сумма реактивных сопротивлений равна нулю. При отклонении от этой частоты условие баланса нарушается и развязка генераторов ухудшается. Следовательно, полосовые свойства рассмат-риваемого моста при реализации его с использованием сосредоточенных LC-элементов будут ограниченными. У классиче-

ского моста по схеме рис. 2.25 условие баланса (2.47), будучи выполненным на одной частоте, выполняется в неограниченной полосе частот. При перестройке генераторов по частоте условие баланса Т-моста может быть восстановлено перестройкой $X_б$.

Известна реализация моста по схеме (рис. 2.32) с резистивным сопротивлением нагрузки: $Z_н = R_н$ [10, 21]. Условие баланса моста (2.65) в этом случае принимает вид

$$j(X_1 + X_2)R_н - X_1X_2 + j\frac{R_н R_б X_б}{R_н + jX_б} = 0$$

и может быть записано в виде двух соотношений:

$$(X_1 + X_2)X_б R_н = -X_1X_2R_б; \qquad (2.82)$$

$$(X_1 + X_2 + X_б)R_н R_б = X_1X_2X_б. \qquad (2.83)$$

Входные сопротивления моста при этом носят комплексный характер, и составляющие их могут быть найдены из (2.69), (2.70) при $X_н = \infty$:

$$R_{вхГ_1} = -R_н X_б/X_2;\ R_{вхГ_2} = -R_н X_б/X_1;$$
$$jX_{вхГ_1} = jR_н R_б/X_2;\quad jX_{вхГ_2} = jR_н R_б/X_1 \qquad (2.84)$$

При условии отсутствия потерь мощности в балластном резисторе $R_б$ остается в силе соотношение (2.72): $X_2/X_1 = m$. Характер сопротивления $X_б$ противоположен характеру сопротивлений X_1, X_2.

Реактивные сопротивления X_1, X_2, $X_б$ по-прежнему формируют параллельный колебательный контур, однако условие баланса моста, как следует из (2.83), выполняется на частоте, отличной от резонансной частоты контура: сумма реактивных сопротивлений X_1, X_2, $X_б$ на частоте сбалансированного моста не может быть равной нулю. Из (2.83) следует также, что должно быть $|X_б| > |X_1 + X_2|$. При перестройке по частоте генераторов условие баланса моста может быть восстановлено перестройкой $X_б$.

Задавая, например, $R_{вхГ_1}$, из (2.84) находим:

$$X_б = -X_2\frac{R_{вх\,Г_1}}{R_н} = -mX_1\frac{R_{вх\,Г_1}}{R_н}. \qquad (2.85)$$

С учетом (2.85) из (2.83):

$$R_б = -mX_1^2\frac{R_{вх\,Г_1}}{R_н^2}\Bigg/\left(1 + m - m\frac{R_{вх\,Г_1}}{R_н}\right). \qquad (2.86)$$

Соотношение (2.86) имеет смысл при

$$m\,\frac{R_{\text{вх}\,\Gamma_1}}{R_{\text{н}}} > (1+m),$$

чему соответствует

$$R_{\text{вх}\Gamma_1} > R_{\text{н}}\,(1 + 1/m). \qquad (2.87а)$$

Так как $R_{\text{вх}\Gamma_2} = m\,R_{\text{вх}\Gamma_1}$, то должно быть

$$R_{\text{вх}\Gamma_2} > R_{\text{н}}\,(1 + m). \qquad (2.87б)$$

Из последних соотношений следует, что при рассматриваемой реализации Т-моста по схеме рис. 2.32 при $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ ($X_{\text{н}} = \infty$) резистивные составляющие входных сопротивлений моста отличаются от $R_{\text{н}}$ и при идентичных генераторах ($m = 1$) оказываются больше $2R_{\text{н}}$. Следовательно, при выходе из строя одного из генераторов другой не может быть подключен непосредственно к нагрузке $R_{\text{н}}$ без дополнительной регулировки связи и настройки.

С учетом (2.85), (2.86) из (2.82) находим:

$$X_1 = \pm\frac{R_{\text{н}}}{m}\sqrt{(1+m)\left[m\frac{R_{\text{вх}\,\Gamma_1}}{R_{\text{н}}} - (1+m)\right]}. \qquad (2.88)$$

Условие реализации (2.88) совпадает с (2.87).

С учетом (2.88) соотношения (2.85), (2.86) преобразуются соответственно к виду:

$$X_{\text{б}} = \pm R_{\text{вх}\,\Gamma_1}\sqrt{(1+m)\left[m\frac{R_{\text{вх}\,\Gamma_1}}{R_{\text{н}}} - (1+m)\right]}; \qquad (2.89)$$

$$R_{\text{б}} = (1 + m)\,R_{\text{вх}\Gamma_1}. \qquad (2.90)$$

Задавая значение $R_{\text{вх}\Gamma_1}$ (или значение $R_{\text{вх}\Gamma_2} = mR_{\text{вх}\Gamma_1}$), учитывая при этом условие (2.87), на основании (2.88), (2.89), (2.90), а также соотношения $X_2 = mX_1$, при известном значении $R_{\text{н}}$ можно найти сопротивления ветвей моста при рассматриваемых условиях.

Входные сопротивления рассматриваемого моста при $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}}$ в последовательной схеме представления:

$$Z_{\text{вх}\Gamma_1} = r_{\text{вх}\Gamma_1} + jx_{\text{вх}\Gamma_1}; \qquad Z_{\text{вх}\Gamma_2} = r_{\text{вх}\Gamma_2} + jx_{\text{вх}\Gamma_2}$$

на основании (2.67), (2.68) могут быть записаны в виде:

$$Z_{\text{вхГ}_1} = \frac{-R_{\text{н}} R_{\text{б}}^2 X_{\text{б}}}{X_2\left(R_{\text{б}}^2 + X_{\text{б}}^2\right)} + j\frac{R_{\text{н}} R_{\text{б}} X_{\text{б}}^2}{X_2\left(R_{\text{б}}^2 + X_{\text{б}}^2\right)};$$

$$Z_{\text{вхГ}_2} = \frac{-R_{\text{н}} R_{\text{б}}^2 X_{\text{б}}}{X_1\left(R_{\text{б}}^2 + X_{\text{б}}^2\right)} + j\frac{R_{\text{н}} R_{\text{б}} X_{\text{б}}^2}{X_1\left(R_{\text{б}}^2 + X_{\text{б}}^2\right)}.$$

С учетом соотношений для сопротивлений ветвей моста (2.88) – (2.90) и $X_2 = mX_1$ получаем:

$$Z_{\text{вхГ}_1} = R_{\text{н}}\frac{(1+m)}{m} + jX_1;$$

$$Z_{\text{вхГ}_2} = R_{\text{н}}(1+m) + jX_2 = R_{\text{н}}(1+m) + jmX_1 \qquad (2.91)$$

В случае одинаковых генераторов ($m = 1$) входные сопротивления моста одинаковы, причем резистивные составляющие входных сопротивлений в последовательной схеме представления $r_{\text{вхГ}_1}$, $r_{\text{вхГ}_2}$ равны $2R_{\text{н}}$.

В параллельной схеме представления составляющие входных сопротивлений моста:

$$R_{\text{вх}\Gamma_1} = \frac{X_1^2 m}{R_{\text{н}}(1+m)} + \frac{R_{\text{н}}(1+m)}{m}; \quad jX_{\text{вх}\Gamma_1} = j\left[X_1 + \frac{R_{\text{н}}^2(1+m)^2}{m^2 X_1}\right];$$

$$R_{\text{вх}\Gamma_2} = \frac{X_2^2}{R_{\text{н}}(1+m)} + R_{\text{н}}(1+m) = \frac{X_1^2 m^2}{R_{\text{н}}(1+m)} + R_{\text{н}}(1+m);$$

$$jX_{\text{вх}\Gamma_2} = j\left[X_2 + \frac{R_{\text{н}}^2(1+m)^2}{X_2}\right] = j\left[mX_1 + \frac{R_{\text{н}}^2(1+m)^2}{mX_1}\right],$$

что следует из преобразования последовательного соединения резистивного и реактивного сопротивлений (2.91) в параллельное соединение.

В случае одинаковых генераторов ($m = 1$) резистивные составляющие входных сопротивлений $R_{\text{вхГ}_1}$, $R_{\text{вхГ}_2}$ оказываются больше $2R_{\text{н}}$, что соответствует (2.87).

Соотношения (2.91) соответствуют электрической цепи по схеме рис. 2.33, которая справедлива для рассматриваемого моста при выполнении условия баланса и отсутствии тока через балластное сопротивление $Z_б$ при работе обоих генераторов, т. е. при отсутствии потерь складываемых мощностей в балластном резисторе $R_б$.

Действительно, результирующая мощность в нагрузке $R_н$:

$$P_{R_н} = P_{Г_1} + P_{Г_2} =$$

$$= P_{Г_1}\left(\frac{1+m}{m}\right) = P_{Г_2}(1+m).$$

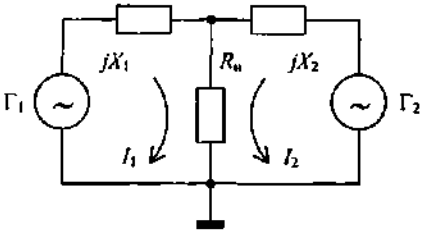


Рис. 2.33

Амплитуда напряжения на нагрузке: $U_{R_н} = \sqrt{2P_{R_н}R_н}$

Ощущаемые сопротивления резистивной нагрузки $R_н$, включаемые последовательно с генератором и соответствующим реактивным сопротивлением X_1, X_2 в схеме рис. 2.33: $R_{ощГ_1} = U_{R_н}/I_1$; $R_{ощГ_2} = U_{R_н}/I_2$, где I_1, I_2 – амплитуды токов генераторов через $R_н$.

Мощность, отдаваемая в нагрузку каждым из генераторов:

$$P_{Г_1} = \frac{1}{2}I_1U_{R_н}; \qquad P_{Г_2} = \frac{1}{2}I_2U_{R_н}.$$

Соответственно

$$I_1 = 2P_{Г_1}/U_{R_н}; \qquad I_2 = 2P_{Г_2}/U_{R_н};$$

$$R_{ощ Г_1} = \frac{U^2_{R_н}}{2P_{Г_1}} = R_н\left(\frac{1+m}{m}\right);$$

$$R_{ощ Г_2} = \frac{U^2_{R_н}}{2P_{Г_2}} = R_н\left(1+m\right).$$

Ощущаемые сопротивления резистивной нагрузки $R_{ощГ_1}$, $R_{ощГ_2}$ соответствуют резистивным составляющим входных сопротивлений (2.91). Результирующее входное сопротивление цепи по схеме рис. 2.33 для каждого из генераторов равно последовательному со-

единению ощущаемого сопротивления резистивной нагрузки $R_{ощГ_1}$, $R_{ощГ_2}$ и соответствующего реактивного сопротивления X_1 или X_2, что согласуется с (2.91).

Для сложения мощностей симметричных (двухтактных) генераторов можно использовать два Т-моста, включенных по схеме рис. 2.34. Сопротивления ветвей определяются соотношениями (2.72) – (2.81) для моста по схеме рис. 2.34,*а* и соотношениями (2.88) – (2.90) с учетом $X_2 = mX_1$ для моста по схеме рис. 2.34,*б*.

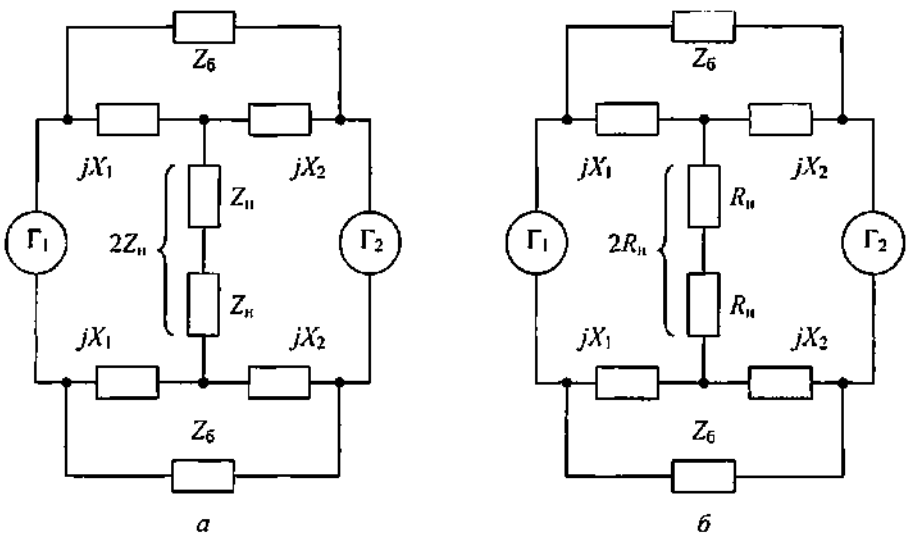


Рис. 2.34

Схемы (рис. 2.34) можно использовать для сложения как одинаковых, так и разных мощностей. Недостаток схем – узкополосность развязки генераторов. Вследствие этого при перестройке генераторов необходимо производить настройку мостов изменением $X_б$, что представляет определенные неудобства. Если складываемые мощности одинаковы и генераторы идентичны, то целесообразно использование моста по схеме рис. 2.35. На схеме показаны пути протекания токов генераторов через нагрузку $R_н$ и балластный резистор $R_б = R_н$. Преимуществами рассматриваемого моста являются его простота и полная симметричность. Баланс моста выполняется в неограниченной полосе (диапазоне) частот. Схему рис. 2.35 можно представить, как на рис. 2.36.

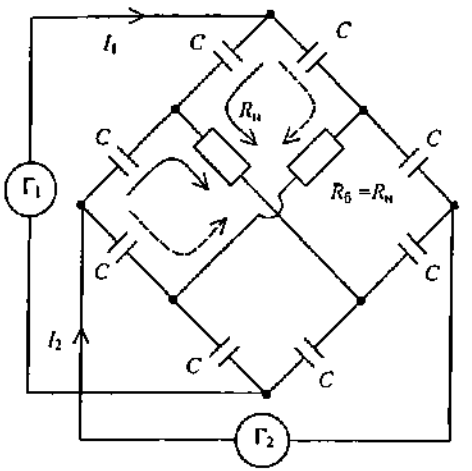


Рис. 2.35

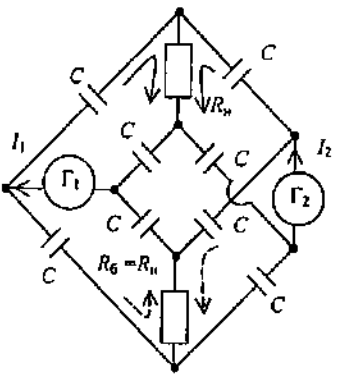


Рис. 2.36

Входное сопротивление моста легко может быть найдено из рассмотрения электрической цепи, получающейся при коротком замыкании одного из генераторов. Такая цепь представлена на рис. 2.37.

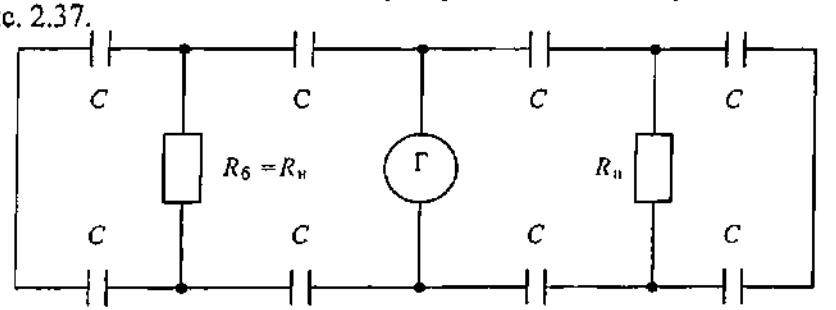


Рис. 2.37

Входное сопротивление цепи со стороны генератора*:

$$Z_{\text{вх}\,\Gamma_1,\Gamma_2} = \left(\frac{R_н}{2}\right)\frac{X_c^2}{(R_н/2)^2 + X_c^2} - jX_c\left[1 + \frac{(R_н/2)^2}{(R_н/2)^2 + X_c^2}\right],$$

где $X_c = 1/\omega C$.

* Из известных работ выражение для входного сопротивления рассматриваемого моста приводится в [22], однако с ошибкой в определении реактивной составляющей сопротивления [22, с. 405, ф.VIII. 20].

Комплексный характер входного сопротивления и неравенство его резистивной составляющей сопротивлению нагрузки $R_н$ являются недостатками рассматриваемого моста.

Рассматриваемый мост может быть выполнен на индуктивностях – катушках. Однако реализация моста на емкостях – конденсаторах предпочтительнее, во-первых, из-за простоты в обеспечении симметрии устройства и, во-вторых, из-за уменьшения потерь мощности в реактивных элементах моста: сопротивления потерь в конденсаторах существенно меньше, чем в катушках индуктивности. Наличие потерь в реактивных элементах моста, выполненного по любой схеме, отражается как на балансе моста, так и на потерях складываемых мощностей. По этой причине при реализации Т-мостов предпочтение отдается схеме с X_1, X_2 емкостного характера. Сопротивление потерь в катушке индуктивности, образующей реактивное сопротивление $X_б$, может быть отнесено в состав балластного резистора $R_б$.

Выше отмечалось, что с помощью трансформаторов можно осуществить переход от несимметричного элемента схемы моста к симметричному и наоборот.

Подключение генераторов, резистивных и реактивных сопротивлений ветвей моста с помощью трансформаторов позволяет во многих случаях сделать схемы мостов более пригодными и удобными для практического применения. Обычно применяются трансформаторы с коэффициентом трансформации напряжения 1:1 без инвертирования фазы или с инвертированием, т. е. поворотом, фазы на 180° *

Трансформатор может включаться вместо реактивных сопротивлений в ветвях моста, образуя так называемое трансформаторное мостовое устройство (МУ).

На рис. 2.38 показаны варианты трансформаторных МУ, реализуемых на основе Т-образного моста с использованием трансформаторов обмоточного типа. Устройства предназначены для сложения одинаковых мощностей синфазно включаемых генераторов.

Следует сразу отметить, что трансформаторное МУ по схеме рис. 2.38,*а* в чистом виде проявляет свойства мостовых схем в отношении развязки генераторов, т. е. обеспечения их независимой друг от друга работы, только при 100 % магнитной связи между обмотками **. В свою очередь близкая к 100 % магнитная связь между

---

* При повороте фазы на 180° коэффициент трансформации обычно обозначают 1:–1.

** Подробно этот вопрос обсуждается в приложении 4.

обмотками может быть обеспечена только в трансформаторах с коэффициентом трансформации напряжения 1:1 или 1:–1, так как только при плотной намотке витков обмоток и их одинаковой длине сводятся к минимуму магнитные потоки рассеяния. Трансформаторное МУ по схеме рис. 2.38,*б*, хотя и используется при сильной связи между обмотками, но при этом, строго говоря, не обеспечивает полной развязки генераторов*

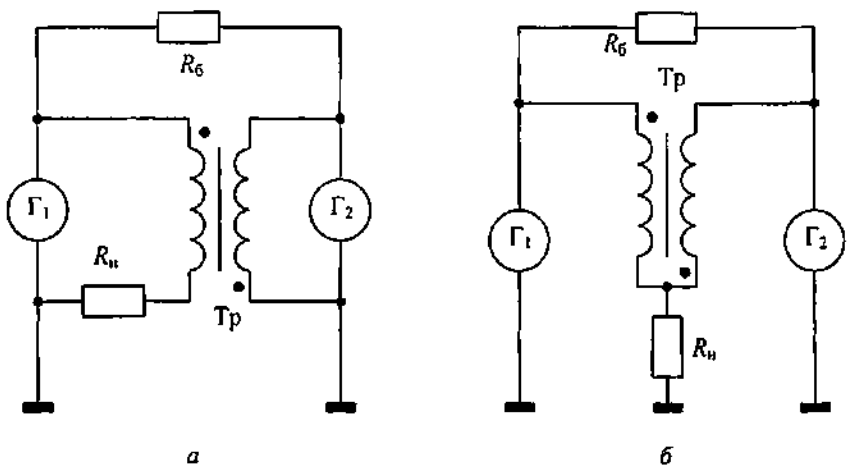


Рис. 2.38

В МУ по схеме рис. 2.38, *а* обеспечивается сложение напряжений генераторов на нагрузке $R_н$. При одинаковых напряжениях генераторов, имеющих амплитуду U, амплитуда напряжения на нагрузке $U_{R_н} = 2U$. Соответственно результирующая мощность в нагрузке:

$$P_{R_н} = \frac{1}{2} U_{R_н}{}^2/R_н = 2U^2/R_н.$$

Мощность, отдаваемая одним генератором,

$$P_Г = \frac{1}{2} P_{R_н} = U^2/R_н.$$

Из условия

$$P_Г = \frac{1}{2} U^2/R_{вх}$$

* См. приложение 4.

на основании последних соотношений получаем для резистивной составляющей входного сопротивления устройства, отнесенной к точкам подключения генератора, $R_{вх} = R_н/2$.

Чтобы при выходе из строя одного из генераторов резистивная составляющая входного сопротивления для другого генератора оставалась равной $R_н/2$, необходимо иметь* $R_б = R_н$.

Реактивные составляющие входных сопротивлений МУ со стороны каждого из генераторов обусловливаются индуктивностью намагничивания и индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора. Чем сильнее магнитная связь между обмотками, тем меньше магнитные потоки рассеяния, больше индуктивность намагничивания трансформатора и больше реактивные составляющие входных сопротивлений, пересчитанные параллельно генераторам. В приложении 4 рассмотрен вопрос о входных сопротивлениях и взаимном влиянии генераторов при реализации устройства по схеме рис. 2.38,*а* на основе высокочастотного трансформатора без ферритового сердечника. Исключение ферритового сердечника позволяет использовать линейную электрическую модель для рассматриваемого трансформаторного МУ, что облегчает интерпретацию результатов.

В общем случае на реактивные составляющие входных сопротивлений устройства со стороны каждого генератора оказывают влияние межвитковые и монтажные емкости обмоток трансформатора.

Обратим внимание, что трансформаторное МУ по схеме рис. 2.38,*а* родственно повышающему ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения, равным двум (см. рис. 1.41, п. 1.2.3), при исключении из схемы отрезка линии, образованного проводами 3, 4 (см. рис. 1.73, п. 1.2.6). Эквивалентная схема такого ТЛ с использованием символики двухобмоточного трансформатора соответствует повышающему автотрансформатору (см. рис. 1.44, *б*; п. 1.2.3) и в несколько ином виде представлена на рис. 2.39.

Отличие схемы рис. 2.39 от схемы рис. 2.38,*а* только в том, что в ней происходит «сложение» напряжений на нагрузке $R_н$ от одного источника – генератора и между эквипотенциальными точками нет резистора $R_б$. Эти точки соединены непосредственно. В остальном схемы полностью идентичны.

---

* В частности, при коротком замыкании $Г_2$ оказывается короткозамкнутой подключаемая параллельно ему обмотка трансформатора. Вследствие этого результирующая индуктивность намагничивания трансформатора принимает практически нулевое значение и генератор $Г_1$ как бы напрямую присоединяется к $R_н$. Параллельно $Г_1$ при коротком замыкании $Г_2$ оказывается подключенным резистор $R_б$. Чтобы эквивалентное сопротивление нагрузки для генератора $Г_1$ оказалось равным $R_н/2$, необходимо иметь $R_б = R_н$.

Так как у ТЛ оба провода наматываются на ферритовый сердечник в одном направлении, располагаясь параллельно друг другу, то генератор – источник сигнала оказывается подключенным к разным концам обмоток относительно точек согласного включения. Такое же включение синфазных генераторов должно быть и в МУ по схеме рис. 2.38,*а* для сложения их мощностей в нагрузке $R_н$. Используемый в МУ трансформатор имеет при этом коэффициент трансформации напряжения 1: –1, т.е. осуществляет поворот фазы напряжения на 180°. Балластный резистор $R_б$ в схеме рис. 2.38,*а* может подключаться с помощью трансформатора с коэффициентом трансформации напряжения 1:1. Подобная схема МУ представлена на рис. 2.40. Подключение балластного резистора $R_б$ через трансформатор $Тр_2$ позволяет соединить один его конец с корпусом (землей) устройства, облегчая этим отвод тепла от резистора, т. е. улучшая условия его охлаждения.

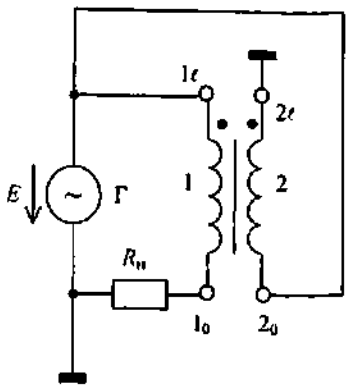


Рис. 2.39

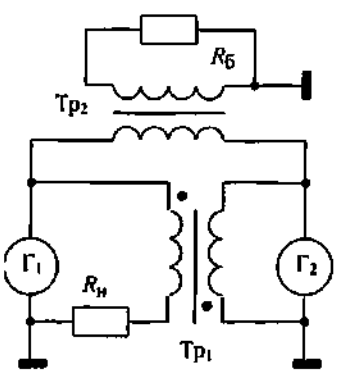


Рис. 2.40

Подобная схема (рис. 2.40) приводится в [5, с.190; рис. 3.39,*а*]. Однако обозначение точек согласного включения обмоток трансформатора $Тр_1$ на ней следует признать некорректным. В [6, с. 12; рис. 1.6,*а*] приводится схема, полностью соответствующая показанной на рис. 2.38,*а*.

В трансформаторном МУ по схеме рис. 2.38,*б* обеспечивается сложение в нагрузке $R_н$ токов генераторов. При одинаковых генераторах, создающих во внешней цепи токи амплитудой I, амплитуда результирующего тока $I_{R_н}$ через нагрузку $R_н$ равна $2I$. Мощность в нагрузке при этом:

$$P_{R_н} = \frac{1}{2} I_{R_н}^2 R_н = 2I^2 R_н.$$

Мощность, отдаваемая одним генератором,

$$P_Г = \frac{1}{2} P_{R_н} = I^2 R_н.$$

Из условия

$$P_{\text{Г}} = \frac{1}{2} I^2 R_{\text{вх}}$$

на основании последних соотношений получаем для резистивной составляющей входного сопротивления МУ: $R_{\text{вх}} = 2R_{\text{н}}$.

В случае идентичных синфазных генераторов и 100 % магнитной связи между обмотками результирующий магнитный поток в сердечнике трансформатора Тр (см. рис. 2.38,*б*) равен нулю: токи генераторов протекают через обмотки в противоположных направлениях относительно концов согласного включения. В итоге результирующая индуктивность намагничивания трансформатора оказывается равной нулю и генераторы как бы напрямую присоединяются к нагрузке $R_{\text{н}}$.

Чтобы при выходе из строя одного из генераторов резистивная составляющая входного сопротивления для другого генератора оставалась равной $2R_{\text{н}}$, необходимо иметь $R_{\text{б}} = 4R_{\text{н}}$.

Действительно, при коротком замыкании одного из генераторов другой оказывается нагруженным на электрическую цепь по схеме рис. 2.41. Обмотки трансформатора оказываются включенными последовательно, и напряжение на нагрузке $U_{R_{\text{н}}}$ можно считать равным $U/2$, где U – амплитуда напряжения генератора.

Мощность в нагрузке $R_{\text{н}}$:

$$P_{R_{\text{н}}} = \frac{1}{2} I^2_{R_{\text{н}}} / R_{\text{н}} = U^2/8R_{\text{н}}.$$

Из условия:

$$P_{R_{\text{н}}} = \frac{1}{2} U^2/R_{\text{н}}'$$

на основании последних соотношений получаем для пересчитанного параллельно генератору сопротивления нагрузки: $R_{\text{н}}' = 4R_{\text{н}}$. Чтобы при параллельном соединении $R_{\text{н}}'$ и $R_{\text{б}}$ результирующее сопротивление оказалось равным $2R_{\text{н}}$, должно быть $R_{\text{б}} = 4R_{\text{н}}$.

Обратим внимание, что схема рис. 2.41 подобна схеме понижающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1/2 (см. рис. 1.56, п. 1.2.4) при исключении из схемы отрезка линии, образованного проводами 3, 4 (см. рис. 1.74, п. 1.2.6). Эквивалентная схема такого ТЛ с использованием символики двухобмоточного трансформатора соответствует понижающему автотрансформатору (см. рис. 1.58, б, п. 5.2.4). В схему (рис. 2.41) добавлен резистор $R_{\text{б}}$, создающий дополнительную нагрузку на источник сигнала.

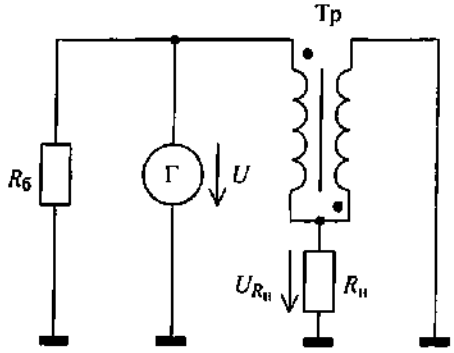
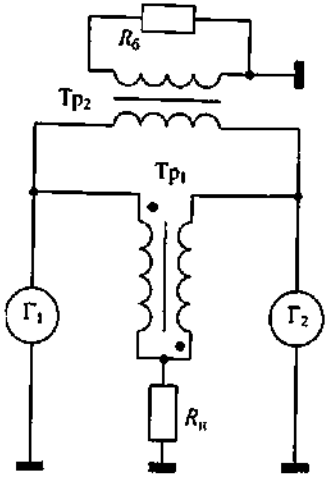


Рис. 2.41

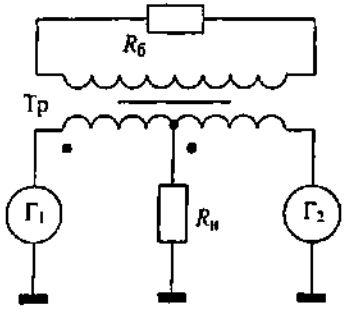


$R_б = 4R_н$

Рис. 2.42

Балластный резистор $R_б$ в схеме МУ рис. 2.38,*б* может быть подключен через трансформатор с коэффициентом трансформации напряжения 1:1, как показано на рис. 2.42. Подключение балластного резистора через трансформатор $Тр_2$ позволяет улучшить условия охлаждения $R_б$. Подобная схема МУ представлена в [5, с. 190; рис. 3.39,*б*]. Трансформатор Тр в схеме рис. 2.38,*б* и трансформатор $Тр_1$ в схеме рис. 2.42 являются трансформаторами с коэффициентом трансформации напряжения 1:–1.

Развитием схемы рис. 2.38,*б* является схема, представленная на рис. 2.43. Подобная схема приведена в [6, с. 12; рис. 1.6,*в*]. Один конец балластного резистора $R_б$ в схеме рис. 2.43 также может быть заземлен для улучшения условий его охлаждения.



$R_б = 4R_н$

Рис. 2.43

Трансформаторное МУ со сложением токов генераторов, в отличие от МУ со сложением напряжений, является полностью симметричным устройством со стороны каждого генератора. Очевидно, наибольшая симметрия достигается в схемах рис. 2.38,*б* и рис. 2.43.

Реактивные составляющие входных сопротивлений МУ со стороны каждого из генераторов обусловливаются индуктивностью намагничивания и индуктивностями рассеяния обмоток трансформатора, а также межвитковыми и монтажными емкостями. В приложении 4 рассмотрен вопрос о входных сопротивлениях и взаимном влиянии генераторов при реализации устройства по схеме рис. 2.38,*б* на основе высокочастотного трансформатора без ферритового сердечника, что облегчает интерпретацию результатов.

Реактивные составляющие входных сопротивлений в любой схеме учитываются при разработке цепи согласования – колебательной системы генератора.

Трансформаторные МУ типа рассмотренных выше широко применялись в 50-х годах при построении радиопередатчиков гектометровых волн [6]. В настоящее время они широко используются при построении мощных транзисторных генераторов в диапазоне частот от 0,1 МГц до 50...100 МГц [9]. При заданной нагрузке $R_н$ трансформаторное МУ со сложением напряжений (рис. 2.38,*а*) позволяет понизить входное сопротивление ($R_{вх} = R_н/2$), а трансформаторное МУ со сложением токов (рис. 2.38, *б*) позволяет повысить входное сопротивление ($R_{вх} = 2R_н$), что важно при разработке схемы генератора: если для транзисторного генератора требуется низкоомное сопротивление нагрузки, то целесообразно применять устройство со сложением напряжений, если же для транзисторного генератора требуется высокоомное сопротивление нагрузки, то целесообразно применять устройство со сложением токов.

Выше отмечалось некоторое родство схем трансформаторных МУ для суммирования мощностей двух генераторов с ТЛ, имеющим коэффициент трансформации напряжения 2 или 1/2. Соответственно трансформаторные МУ могут быть реализованы не только на основе трансформаторов обмоточного типа, но и с использованием ТЛ.

На рис. 2.44 показана схема МУ на основе ТЛ для сложения напряжений двух генераторов $Г_1$, $Г_2$. Для изготовления ТЛ требуются два отрезка линии I, II с волновым сопротивлением $Z_0 = R_н/2$.

Схема рис. 2.44 родственна схеме повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения, равным двум (см. рис. 1.41, п. 1.2.3). При использовании коаксиальной линии и подключении генераторов к центральным проводникам отрезок II может быть размещен без какого-либо сердечника или каркаса. Сопротивление балластного резистора $R_б = R_н$. Резистивная составляющая входного сопротивления МУ, пересчитанная параллельно генератору, $R_{вх} = R_н/2$.

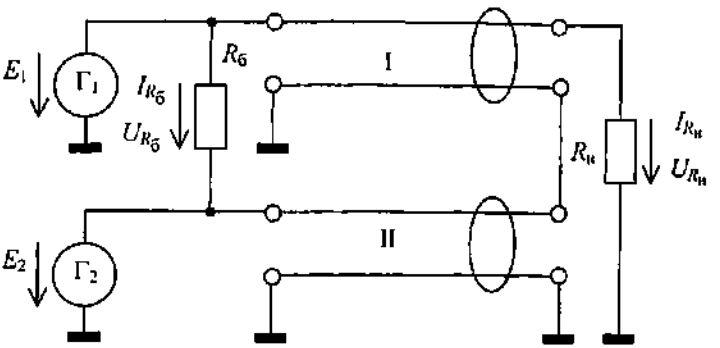


Рис. 2.44

Используя символику обозначения двухобмоточного трансформатора, рассматриваемому МУ в соответствие может быть поставлена эквивалентная схема (рис. 2.45).

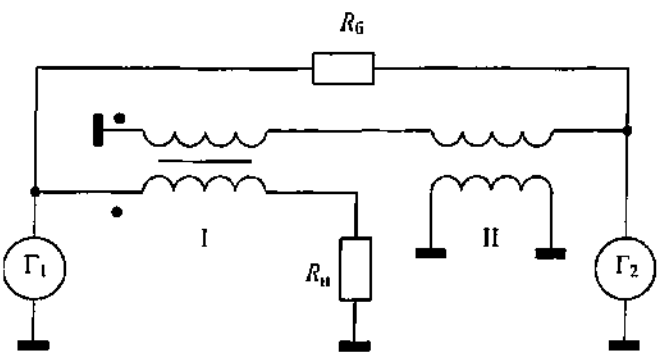


Рис. 2.45

Если пренебречь отрезком линии II, то эквивалентная схема рис. 2.45 окажется идентичной МУ по схеме рис. 2.38,*а*.

МУ для сложения напряжений трех генераторов может быть реализовано на основе повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения три на трех отрезках линии. Схема такого МУ показана на рис. 2.46. Волновое сопротивление линии для изготовления ТЛ $Z_0 = R_н/3$. В МУ включаются три балластных резистора $R_б = R_н$. Резистивная составляющая входного сопротивления МУ со стороны каждого генератора $R_{вх} = R_н/3 = Z_0$. При использовании коаксиальной линии и подключении генераторов к центральным проводникам отрезок III может быть размещен без ферритового сердечника или какого-либо каркаса.

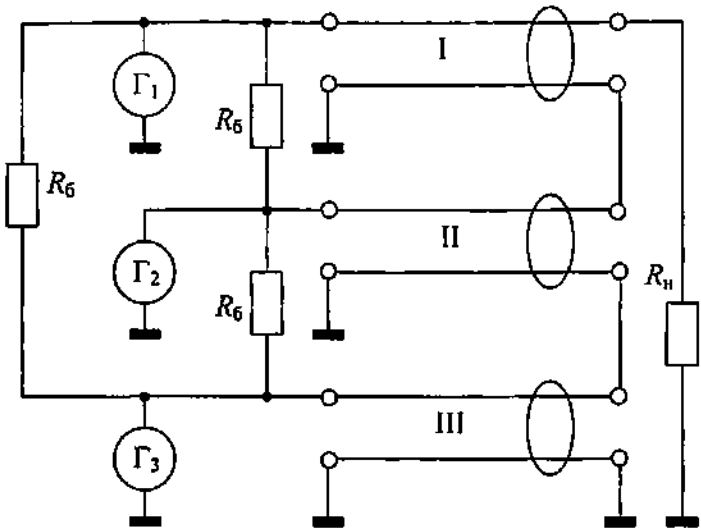


Рис. 2.46

По аналогичному принципу на основе соответствующих ТЛ реализуются МУ для сложения напряжений четырех и более генераторов. Волновое сопротивление линии для изготовления ТЛ $Z_0 = R_н/N$, где N – число генераторов, напряжения которых складываются. На практике в одной схеме МУ суммируют напряжения не более трех-четырех генераторов [9]. Балластные резисторы в схемах МУ с числом генераторов три и более могут быть включены как по схеме соответствующего многоугольника (N -угольника), так и по схеме соответствующей звезды (N-лучевой звезды). На схеме рис. 2.46 балластные резисторы включены по схеме треугольника. Включение балластных резисторов по схеме треугольной звезды представлено на рис. 2.47.

Если обозначить сопротивление балластного резистора в схеме многоугольника $R_{б.мн}$, а в схеме звезды $R_{б.зв}$, то

$$R_{б.зв} = \frac{N-1}{2N} R_{б.мн}. \qquad (2.92)$$

Соотношение (2.92) применяется при $N \geq 3$.

Для обеспечения в аварийном режиме, например при коротком замыкании одного из генераторов, значения резистивной составляющей входного сопротивления для работающего генератора такой же величины, как в номинальном режиме при работе всех N генераторов, равной $R_{вх} = R_н/N = Z_0$, необходимо иметь сопротивле-

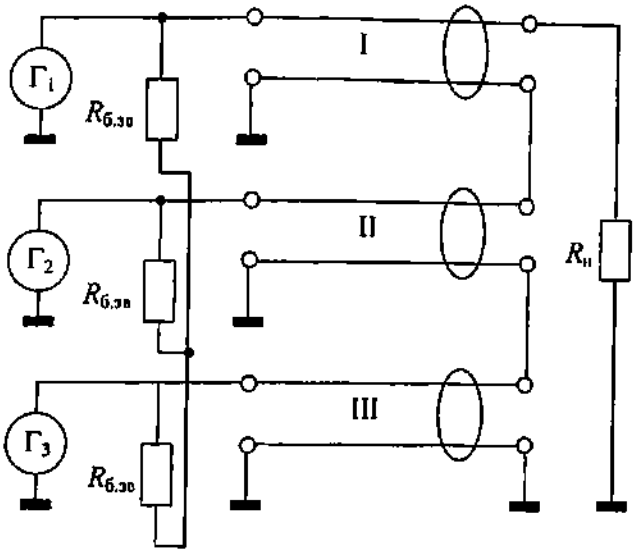


Рис. 2.47

ние балластных резисторов при включении их по схеме многоугольника (N-угольника):

$$R_{б.мн} = \frac{2R_н}{N-1} \qquad (2.93)$$

при $N \geq 3$.

Более подробно вопрос о входном сопротивлении МУ на основе ТЛ со сложением напряжений в нагрузке рассмотрен в приложении 5.

При $N \geq 4$ балластные резисторы могут быть включены как по схеме соответствующего N-угольника либо N-лучевой звезды, так и по схеме полного N-угольника, когда все генераторы соединяются между собой балластными резисторами по принципу «каждый с каждым» [9]. Необходимое сопротивление балластных резисторов в схеме полного N-угольника (полного многоугольника)

$$R_{б.пмн} = \frac{N-1}{2} R_{б.мн} = N R_{б.зв}. \qquad (2.94)$$

Соотношение (2.94) удовлетворяет, в частности, условию, что при коротком замыкании (N – 1) генератора балластные резисторы при любой схеме их соединения формируют одинаковую нагрузку $R_б$ для работающего генератора.

Как следует из рассмотрения схем рис. 2.48, при соединении балластных резисторов по схеме N-лучевой звезды (рис. 2.48,*а*), имеющих сопротивление $R_{б.зв}$, результирующее балластное сопротивление

$$R_б' = R_{б.зв} + \frac{R_{б.зв}}{N-1} = \frac{N}{N-1} R_{б.зв}; \qquad (2.95)$$

при соединении балластных резисторов по схеме N-угольника (рис. 2.48,*б*), имеющих сопротивление $R_{б.мн}$, результирующее балластное сопротивление:

$$R_б' = R_{б.мн}/2; \qquad (2.96)$$

при соединении балластных резисторов по схеме полного N-угольника (рис. 2.48,*в*), имеющих сопротивление $R_{б.пмн}$, результирующее балластное сопротивление

$$R_б' = R_{б.пмн}/(N-1). \qquad (2.97)$$

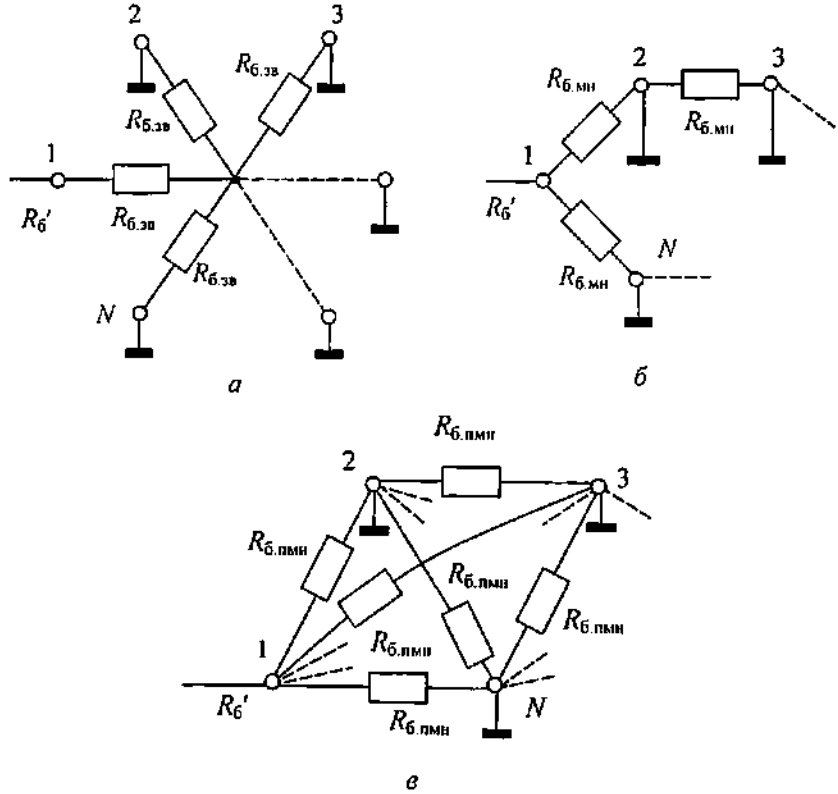


Рис. 2.48

Из равенства сопротивлений $R_б'$ (2.95) –(2.97) вытекает (2.94).

В МУ на ТЛ при коротком замыкании (N – 1) генератора сопротивление нагрузки $R_н$ непосредственно пересчитывается к работающему генератору (см. приложение 5), вследствие чего результирующее значение резистивной составляющей входного сопротивления для этого генератора определяется параллельным соединением $R_н$ и $R_б'$:

$$R_{вх} = \frac{R_н R_б'}{R_н + R_б'}.$$

Если потребовать, чтобы $R_{вх} = R_н / N$ (напомним, что в рассматриваемых МУ $R_н = NZ_0$, $R_{вх} = R_н / N = Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление линии), то из равенства:

$$\frac{R_н R_б'}{R_н + R_б'} = \frac{R_н}{N},$$

используя (2.95) – (2.97), находим соответственно:

$$R_{б.зв} = \frac{R_н}{N}; \qquad R_{б.мн} = \frac{2R_н}{N-1}; \qquad R_{б.пмн} = R_н.$$

Последние соотношения согласуются с (2.92) – (2.94). Как видим,

$$R_{б.пмн} > R_{б.мн} > R_{б.зв}.$$

Число балластных резисторов при включении их по схеме соответствующего N-угольника или N-лучевой звезды при $N \geq 3$ равно числу генераторов N. Необходимое число балластных резисторов при включении их по схеме полного N-угольника связано с числом включаемых генераторов соотношением

$$\frac{(N-1)N}{2}, \tag{2.98}$$

определяющим число сочетаний из N по два, и оказывается больше, чем при других схемах включения*. Увеличение числа балластных резисторов позволяет снизить требования к величине их допустимой мощности рассеяния. При аварийном режиме, т. е. при выходе из строя одного или нескольких генераторов, мощности других ге-

* Данное утверждение справедливо при $N > 3$. Хотя соотношение (2.98) применяется при $N \geq 4$, формально оно справедливо для любых $N \geq 1$. При $N \leq 3$ схемы N-угольника и полного N-угольника совпадают.

нераторов распределяются между полезной нагрузкой $R_н$ и балластными резисторами. Чем больше число балластных резисторов, тем меньше доля рассеиваемой мощности, приходящаяся на каждый из них. Подробно вопрос о максимальной рассеиваемой мощности на одном балластном резисторе при разных схемах их соединения рассматривается в п. 2.3.2. В нормальном режиме работы МУ мощность в балластных резисторах отсутствует.

Как уже отмечалось, практически в МУ на ТЛ со сложением напряжений в нагрузке в одной схеме суммируют мощности не более трех-четырех генераторов. Дело в том, что с увеличением числа генераторов возрастают в номинальном режиме работы продольные напряжения на проводах отрезка линии I по сравнению с продольными напряжениями на проводах отрезков линии II, III и т.д. Продольные напряжения на проводах отрезка I в номинальном режиме при одинаковых амплитудах напряжений генераторов равны $|U_{R_н} - E| = (N - 1)\,E$, где E – амплитуда напряжения одного генератора, и тем больше, чем больше число генераторов N. Именно эти напряжения определяют требования к ферритовому материалу и размерам сердечника при размещении отрезка линии на кольцевом магнитопроводе. Отрезок линии, к которому подключается последний генератор $Г_N$, имеет нулевые продольные напряжения на проводах и, как уже отмечалось, при использовании коаксиальной линии в случае подключения генератора к центральному проводнику может быть размещен без какого-либо сердечника или каркаса.

Для уменьшения продольных напряжений на линиях ТЛ МУ переходят к схемам с дополнительной линией [9], позволяющей изменять точку «заземления» на выходе основной схемы. Волновое сопротивление дополнительной линии $Z_{0\,доп} = R_н$.

Схема МУ на ТЛ с дополнительной линией для сложения в нагрузке напряжений трех генераторов показана на рис. 2.49. Балластные резисторы могут быть включены как по схеме звезды, так и по схеме многоугольника.

Если в схеме рис. 2.47 при одинаковых генераторах максимальное продольное напряжение на проводах отрезка I равно $2E$, где E – амплитуда напряжения одного генератора, то в схеме (рис. 2.49) продольное напряжение на проводах отрезка I равно E. Такое же напряжение на проводах отрезка III и дополнительной линии. На проводах отрезка II продольные напряжения отсутствуют. В схеме рис. 2.47 продольные напряжения отсутствуют на проводах отрезка III, а на проводах отрезка II они равны E.

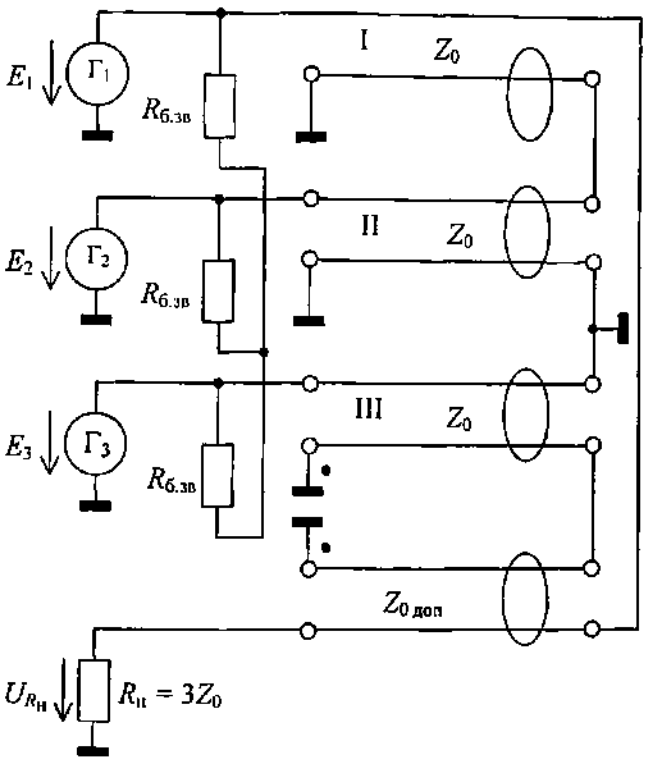


Рис. 2.49

Нетрудно видеть, что ТЛ на отрезке III в схеме рис. 2.49 выполняет роль фазоинвертирующего ТЛ, источником сигнала у которого является генератор $Г_3$, а нагрузкой – отрезок дополнительной линии. Отрезок дополнительной линии, в свою очередь, выполняет роль ТЛ, суммирующего напряжения с выходов отрезков I, III, в чем нетрудно убедиться, проанализировав схему рис. 2.50.

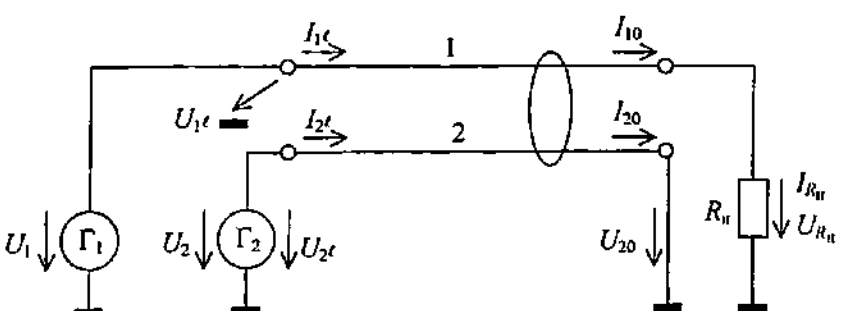


Рис. 2.50

Граничные условия на концах проводов в схеме (рис. 2.50): $I_{10} = I_{R_н} = U_{R_н}/R_н$; $U_{20} = 0$; $U_{1\ell} = U_1$; $U_{2\ell} = U_2$, где U_1, U_2 – амплитуды напряжений на входах проводов 1, 2.

На основании (1.8) для рассматриваемой схемы (рис. 2.50) можно записать, в частности, уравнения:

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j(U_{R_н}Z_{011}/R_н + I_{20}Z_{012})\sin\beta\ell = U_1; \qquad (2.99а)$$

$$U_{2\ell} = j(I_{20}Z_{022} + U_{R_н}Z_{012}/R_н)\sin\beta\ell = U_2, \qquad (2.99б)$$

согласно которым получаем:

$$U_1 - U_2Z_{012}/Z_{022} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\,(U_{R_н}W_{11}/R_н)\sin\beta\ell. \qquad (2.100)$$

Если обеспечить $R_н = W_{11}$, то, как следует из (2.100), $U_{R_н} = (U_1 - U_2Z_{012}/Z_{022})\,e^{-j\beta\ell}$ Полученное соотношение свойственно ТЛ. При использовании для отрезка ТЛ (рис. 2.50) коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = Z_{0\,доп}$ и использовании в качестве провода 1 центрального проводника линии имеем: $W_{11} = Z_{0\,доп}$, $Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$, где Z_{c2} – характеристическое сопротивление линии, образуемой проводом 2 (оплеткой) дополнительной линии относительно общей проводящей поверхности. В этом случае

$$U_{R_н} = (U_1 - U_2)\,e^{-j\beta\ell} \qquad (2.101)$$

Согласно (2.101), если напряжения U_1, U_2 будут в противофазе, то напряжение на нагрузке $U_{R_н}$ равно по величине сумме этих напряжений.

В схеме рис. 2.49 при синфазных генераторах $Г_1$, $Г_2$, $Г_3$ напряжения на выходах отрезков I, III оказываются в противофазе и соответственно суммируются на нагрузке $R_н$.

Действительно, полагая все генераторы идентичными, создающими синфазные напряжения с амплитудой E, на выходе отрезка I получаем напряжение от генераторов $Г_1$, $Г_2$, равное $2E$. На выходе отрезка III получаем напряжение от генератора $Г_3$ противоположной полярности: $-E$. В соответствии с обозначениями на схеме рис. 2.50 к отрезку дополнительной линии на схеме рис. 2.49 прикладываются напряжения: $U_1 = 2E$, $U_2 = -E$. Напряжение на нагрузке $R_н$, подключаемой к дополнительной линии, по величине согласно (2.101) будет равно $3E$. Очевидно, результирующий фазовый сдвиг напряжения на нагрузке относительно напряжения одиночного генерато-

ра оказывается равным $-2\beta\ell$, так как сигнал от генератора проходит до нагрузки $R_н$ через два отрезка, один из которых образуется дополнительной линией. При малой электрической длине отрезков ($\beta\ell \to 0$) продольные напряжения на проводах отрезка III и отрезка дополнительной линии оказываются практически одинаковыми по величине и имеющими одинаковую полярность относительно концов, помеченных точками на схеме рис. 2.49. В номинальном режиме эти напряжения можно считать равными по величине E. Соответственно отрезок III и отрезок дополнительной линии могут быть размещены на общем магнитопроводе [9] с соблюдением направлений намотки и полярностей продольных напряжений (см. п. 1.2.6). Размещение на общем магнитопроводе отрезка III и отрезка дополнительной линии при коротком замыкании генератора $Г_3$ может заметно отразиться на режиме остальных генераторов, особенно генератора $Г_1$, из-за влияния образующейся короткозамкнутой обмотки провода отрезка III на обмотку из провода дополнительной линии, к которому подключается выход отрезка I. Влияние обусловливается магнитной связью между обмотками и будет тем сильнее, чем больше на рабочей частоте магнитная проницаемость μ_r материала магнитопровода*.

При использовании МУ с дополнительной линией для сложения в нагрузке напряжений четырех и более генераторов по аналогичной схеме рис. 2.49 включается отрезок ТЛ N-го генератора и дополнительной линии, которые могут размещаться на общем магнитопроводе.

---

* В МУ для сложения напряжений трех генераторов, выполненного по схеме рис. 2.49, на проводах отрезка I продольные напряжения в номинальном режиме при $\beta\ell \to 0$ по величине практически равны E, но имеют полярность, противоположную продольным напряжениям на проводах отрезка III относительно подобных концов, например, относительно концов со стороны генераторов, что позволяет принципиально отрезок I разместить на общем магнитопроводе с отрезком III (а также с отрезком дополнительной линии либо только с ним, если позволяет размер магнитопровода), соблюдая направления намотки и полярности напряжений. Однако в этом случае между генераторами $Г_1$, $Г_3$ появится непосредственная магнитная связь, что ухудшит мостовые свойства устройства. Читателю предлагается рассмотреть характеристики МУ по схеме рис. 2.49 при подключении $R_н$ и выхода отрезка I к наружному проводу (оплетке) дополнительной коаксиальной линии. В приложении 5 рассмотрен вопрос о входном сопротивлении ТЛ на отрезке дополнительной линии.

На рис. 2.51 показана схема МУ на основе ТЛ для сложения в нагрузке токов двух генераторов. Для изготовления ТЛ требуются два отрезка линии I, II с волновым сопротивлением $Z_0 = 2R_н$. Сопротивление балластного резистора $R_б = 2Z_0 = 4R_н$.

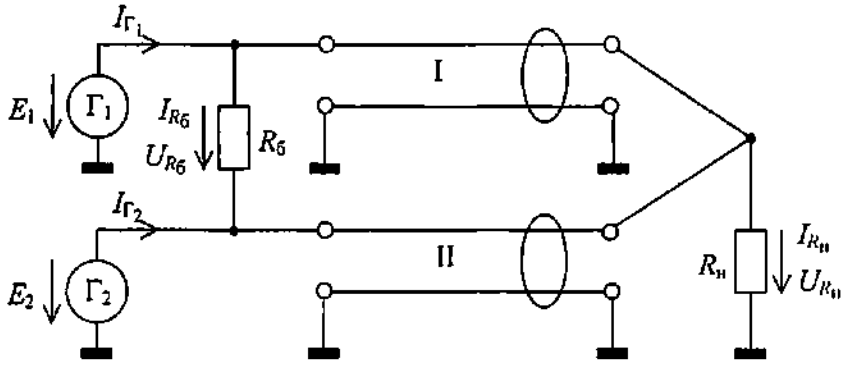


Рис. 2.51

Со стороны нагрузки $R_н$ отрезки линии I, II включаются, как в понижающем ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1/2 (см. рис. 1.56; п. 1.2.4). Если для изготовления устройства используется коаксиальная линия, то при подключении генераторов $Г_1$, $Г_2$ к центральным проводникам отрезки I, II могут размещаться без каких-либо каркасов или сердечников. При совместной работе двух идентичных генераторов ($E_1 = E_2$) каждый из отрезков оказывается нагруженным на сопротивление $2R_н = Z_0$. Соответственно в отрезках I, II в номинальном режиме существуют бегущие волны.

По аналогичному принципу осуществляется сложение в нагрузке токов трех и более генераторов ($N \geq 3$). Волновое сопротивление линии выбирается из условия $Z_0 = NR_н$. При совместной работе идентичных генераторов ($E_1 = E_2 = \quad = E_N$) каждый ощущает в качестве нагрузки чисто резистивное сопротивление, равное $NR_н = Z_0$. Сопротивление балластных резисторов при включении по схеме многоугольника при $N \geq 3$:

$$R_{б.мн} = \frac{2NZ_0}{N-1} = \frac{2N^2 R_н}{N-1}.$$

Связь между сопротивлениями балластных резисторов при включении их по схеме N-лучевой звезды, N-угольника и полного N-угольника определяется (2.94).

Подробно вопрос о соотношении сопротивления нагрузки $R_н$, волнового сопротивления Z_0, составляющих входного сопротивления и сопротивления балластных резисторов рассмотрен в приложении 5.

Как будет показано ниже, МУ для сложения в нагрузке токов генераторов по принципу схемы рис. 2.51 реализуются на отрезках коаксиальных и микрополосковых линий. При использовании отрезков двухпроводной линии мостовые свойства схемы утрачиваются из-за возрастания влияния короткозамкнутых проводов на процессы передачи энергии, связанные с проводами, соединяющими генераторы с нагрузкой (см. приложение 5).

Более широко известны МУ на ТЛ для сложения в нагрузке токов генераторов, реализуемые по принципу схемы рис. 2.52 [9] при использовании отрезков как коаксиальных, так и двухпроводных линий. Отрезки линий обязательно должны размещаться на каркасах или ферритовых сердечниках. В схеме рис. 2.52 складываются токи двух генераторов. Аналогично реализуются МУ для сложения в нагрузке токов трех и более генераторов (рис. 2.53). На рис. 2.53 показано включение балластных резисторов по схеме многоугольника (N-угольника).

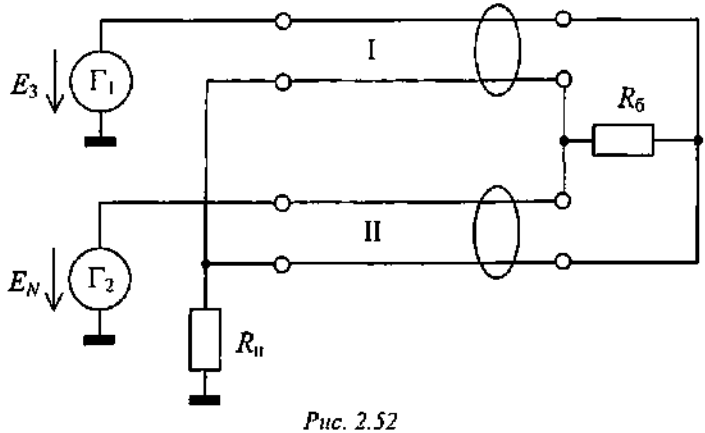


Рис. 2.52

В схемах рис. 2.52 и 2.53 волновое сопротивление линии Z_0 связано с сопротивлением нагрузки соотношением $R_н = Z_0/N$, где N – число отрезков, равное числу генераторов.

Сопротивление балластного резистора в схеме рис. 2.52: $R_б = Z_0/2 = R_н$. Сопротивление балластных резисторов при включении по схеме многоугольника (N-угольника), рис. 2.53: $R_{б.мн} = Z_0 = NR_н$.

Балластные резисторы могут быть также включены по схеме N-лучевой звезды и полного N-угольника. Связь между сопротивлениями балластных резисторов при разных схемах их включения определяется (2.94).

В схемах рассматриваемого МУ (рис. 2.52, 2.53) балластные резисторы могут быть включены со стороны генераторов, как в схемах МУ со сложением напряжений в нагрузке (см. рис. 2.46, 2.47) или в схемах МУ со сложением токов в нагрузке, реализуемых по принципу схемы рис. 2.51. Однако по конструктивным соображениям предпочтение отдается включению балластных резисторов, как показано на рис. 2.52 и 2.53. В этом случае, как и в МУ по схемам рис. 2.46, 2.47, 2.51, балластные резисторы и сопротивление нагрузки оказываются разнесенными в пространстве. В противном случае все элементы: генераторы, балластные резисторы и нагрузка – сосредоточиваются в одной области пространства, что создает неудобства в отношении как монтажа, так и отвода тепла от устройства.

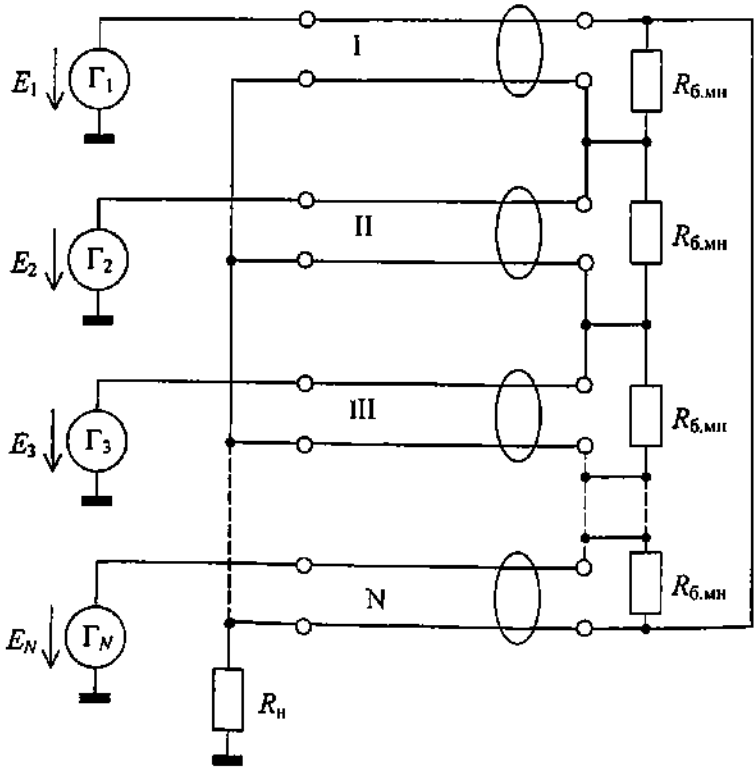


Рис. 2.53

Дополнительные сведения о МУ на ТЛ для сложения в нагрузке токов двух и более генераторов представлены в приложении 5.

Очевидно, МУ на ТЛ можно отнести к устройствам на элементах с распределенными параметрами, которыми служат отрезки длинных линий. Напомним, что отрезки длинных линий широко используются в качестве элементов цепей согласования и колебательных контуров генераторов СВЧ [3].

Следует отметить, что еще до появления ТЛ как самостоятельных элементов цепей согласования генераторов применялись МУ, реализуемые на отрезках линий. Одним из первых мостов на основе отрезков линий следует считать *Y*-мост или *U*-мост. У такого моста два плеча образуются отрезками коаксиальной линии. Длина отрезков ℓ принимается равной $\lambda/4$ на средней рабочей частоте: $f_{ср} = (f_{мин} + f_{макс})/2$. При сложении мощностей двух генераторов конструкция моста напоминает символ *Y* или *U* (рис 2.54, наружные провода – оплетки коаксиальной линии не показаны).

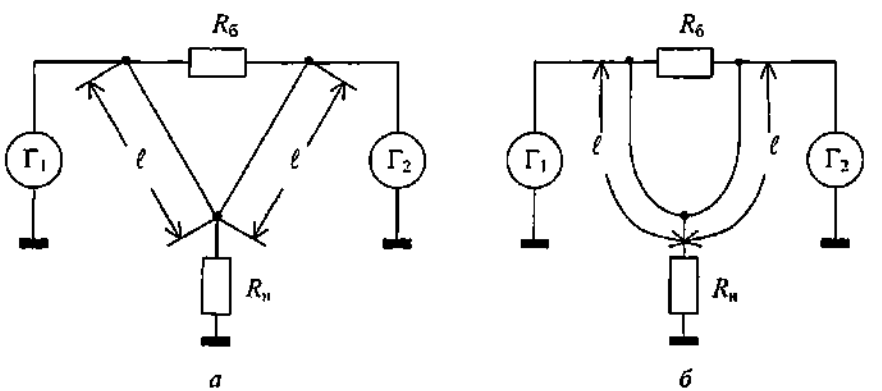


Рис. 2.54

На микрополосковых линиях конструкция рассматриваемого моста реализуется в форме части кольца, образуемого полоской линии (рис. 2.55, общая проводящая поверхность не показана),что послужило основанием для названия такого моста: укороченное кольцо [6, 10]. Выполнение МУ в форме части кольца позволяет обеспечить присоединение балластного резистора $R_б$ без дополнительных проводов, создающих индуктивное сопротивление и соответственно нарушающих работу моста. Балластный резистор может быть изготовлен вместе с микрополосковой линией путем напыления высокоомного материала.

В рассматриваемых мостовых схемах (рис. 2.54, 2.55) генераторы должны быть синфазными и полностью идентичными. Если напряжения генераторов окажутся в противофазе, то мощность будет выделяться в балластном резисторе $R_б$, а в нагрузке $R_н$ ток будет отсутствовать.

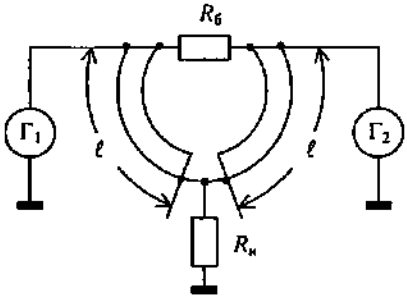


Рис. 2.55

Отсутствие соединения балластного резистора $R_б$ с землею (корпусом) устройства является недостатком рассматриваемых мостов, так как в таких конструкциях затруднен отвод тепла от балластных резисторов в аварийном режиме.

Нетрудно видеть, что рассматриваемые мосты (рис. 2.54, 2.55) по существу идентичны рассмотренному ранее МУ на ТЛ для сложения в нагрузке токов двух генераторов по принципу схемы рис. 2.51 при использовании коаксиальной или микрополосковой линии. В то же время есть некоторые принципиальные различия в практической реализации рассматриваемых мостов и МУ на ТЛ по принципу схемы рис. 2.51.

В МУ на ТЛ волновое сопротивление линии выбирается из условия $Z_0 = 2R_н$, а длина отрезков линии существенно меньше $\lambda/4$, хотя не исключается и значение $\ell = \lambda/4$ на одной из частот (см. приложение 5).

В рассматриваемых мостах принято волновое сопротивление линии выбирать из условия $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$, а длину отрезков, как уже отмечалось, принимать равной $\lambda/4$ на средней рабочей частоте.

Следует отметить, что свойства моста, в том числе и полоса рабочих частот, существенно зависят от соотношения Z_0 и $R_н$. При этом если волновое сопротивление линии выбирается, как в ТЛ ($Z_0 = 2R_н$), то резистивная составляющая входного сопротивления моста не зависит от длины отрезков и рабочей частоты, а при выборе $R_б = 2Z_0 = 4R_н$ оказывается независимой также от режимов генераторов и равна Z_0 ($R_{вх} = Z_0 = 2R_н$). Реактивная составляющая входного сопротивления в случае идентичных генераторов равна бесконечности независимо от частоты, а в аварийном режиме при коротком замыкании одного из генераторов принимает в общем случае конечное значение, определяемое соотношением: $jX_{вх} = j \cdot 2Z_0 \operatorname{tg} \beta\ell = j \cdot 4R_н \operatorname{tg} \beta\ell$. При выборе $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$ резистивная и ре-

активная составляющие входного сопротивления зависят от длины отрезков и частоты и только на частоте, соответствующей $\ell = \lambda/4$, входное сопротивление моста имеет резистивный характер и равно по величине $R_н$ ($R_{вх} = R_н = Z_0/\sqrt{2}$). В аварийном режиме при коротком замыкании одного из генераторов на частоте, соответствующей $\ell = \lambda/4$, входное сопротивление моста также остается резистивным и если взять $R_б = 2R_н$, то сохраняется $R_{вх} = R_н$. Напомним, что обеспечение $R_{вх} = R_н$ удобно при использовании системы обхода моста в аварийном режиме, когда работающий генератор может быть непосредственно подключен к нагрузке $R_н$ без какой-либо регулировки режима генератора.

Соотношения, определяющие характеристики рассматриваемых мостов (рис. 2.54; 2.55) при любом соотношении Z_0 и $R_н$, в том числе и при $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$, могут быть получены с использованием выражений приложения 5.

В общем случае напряжение на нагрузке $R_н$ определяется выражением (П.5.50), согласно которому, учитывая $W_{11} = Z_0$,

$$U_{R_н} = \frac{(E_1 + E_2)R_н}{2R_н \cos\beta\ell + jZ_0 \sin\beta\ell}, \qquad (2.102)$$

а ток через нагрузку:

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E_1 + E_2}{2R_н \cos\beta\ell + jZ_0 \sin\beta\ell}.$$

Согласно принятым на рис. П.5.3 обозначениям ток через нагрузку $I_{R_н} = I_{10} + I_{10}'$, где согласно (П.5.47) с учетом (2.102)

$$I_{10}' = \frac{(E_2 - E_1)R_н \cos\beta\ell + jE_2 Z_0 \sin\beta\ell}{jZ_0 \sin\beta\ell(2R_н \cos\beta\ell + jZ_0 \sin\beta\ell)}.$$

Соответственно

$$I_{10} = \frac{(E_1 - E_2)R_н \cos\beta\ell + jE_1 Z_0 \sin\beta\ell}{jZ_0 \sin\beta\ell(2R_н \cos\beta\ell + jZ_0 \sin\beta\ell)} \qquad (2.103)$$

Ток, поступающий от генератора $Г_1$ в отрезок линии, определяется (П.5.40) и с учетом (2.102), (2.103) будет:

$$I_{1\ell} = \frac{(E_1 + E_2)R_н - j\cos\beta\ell \sin\beta\ell\left\{Z_0 E_1 + \frac{2R_н^2}{Z_0}\left[(E_1 - E_2)\mathrm{ctg}^2\beta\ell - E_1 - E_2\right]\right\}}{4R_н^2 \cos^2\beta\ell + Z_0^2 \sin^2\beta\ell}.$$

Аналогично определяется ток, поступающий от генератора $Г_2$ в отрезок линии (ток $I_{1\ell}'$ на схеме рис. П.5.3):

$$I_{1\ell}' = \frac{(E_1+E_2)R_н - j\cos\beta\ell\sin\beta\ell\left\{Z_0E_2 + \frac{2R_н^2}{Z_0}\left[(E_2-E_1)\mathrm{ctg}^2\beta\ell - E_1 - E_2\right]\right\}}{4R_н^2\cos^2\beta\ell + Z_0^2\sin^2\beta\ell}.$$

Последние выражения позволяют определить составляющие входного сопротивления моста без балластного резистора со стороны генератора. В частности, составляющие входного сопротивления со стороны генератора $Г_1$:

$$R_{вх1} = \frac{4R_н^2\cos^2\beta\ell + Z_0^2\sin^2\beta\ell}{(1+E_2/E_1)R_н};$$

$$jX_{вх1} = \frac{4R_н^2\cos^2\beta\ell + Z_0^2\sin^2\beta\ell}{\cos\beta\ell\sin\beta\ell\left\{Z_0 + \frac{2R_н^2}{Z_1}\left[\left(1-\frac{E_2}{E_1}\right)\mathrm{ctg}^2\beta\ell - 1 - \frac{E_2}{E_1}\right]\right\}}.$$

Аналогично определяются составляющие входного сопротивления со стороны генератора $Г_2$ (выражения отличаются только заменой E_2 на E_1 и наоборот).

Если $Z_0 = 2R_н$, как принимается в МУ на ТЛ по схеме рис. П.5.3, то:

$$R_{вх1} = \frac{4R_н}{1+E_2/E_1} = \frac{2Z_0}{1+E_2/E_1};$$

$$jX_{вх1} = j\cdot 4R_н\mathrm{tg}\beta\ell/(1-E_2/E_1) = j\cdot 2Z_0\mathrm{tg}\beta\ell/(1-E_2/E_1).$$

В случае идентичных генераторов ($E_1 = E_2$): $R_{вх1} = Z_0$; $jX_{вх1} = \infty$. При коротком замыкании генератора $Г_2$: $R_{вх1} = 2Z_0 = 4R_н$; $jX_{вх1} = j\cdot 2Z_0\,\mathrm{tg}\,\beta\ell = j\cdot 4R_н\,\mathrm{tg}\,\beta\ell$. Чтобы при коротком замыкании $Г_2$ иметь резистивную составляющую входного сопротивления моста равной Z_0, необходимо взять балластный резистор с сопротивлением $R_б = 2Z_0 = 4R_н$.

Если $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$, как принимается в подобных мостах, то:

$$R_{вх1} = \frac{2R_н(1+\cos^2\beta\ell)}{1+E_2/E_1} = \frac{\sqrt{2}Z_0(1+\cos^2\beta\ell)}{1+E_2/E_1};$$

$$jX_{вх1} = j\frac{\sqrt{2}R_н \operatorname{tg}\beta\ell(1+\cos^2\beta\ell)}{(\cos^2\beta\ell - E_2/E_1)} = j\frac{Z_0 \operatorname{tg}\beta\ell(1+\cos^2\beta\ell)}{(\cos^2\beta\ell - E_2/E_1)}.$$

В случае идентичных генераторов ($E_1 = E_2$):

$$R_{вх1} = R_н\,(1+\cos^2\beta\ell) = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}(1+\cos^2\beta\ell);$$

$$jX_{вх1} = -j\frac{\sqrt{2}R_н(1+\cos^2\beta\ell)}{\sin\beta\ell\cos\beta\ell} = -j\frac{Z_0(1+\cos^2\beta\ell)}{\sin\beta\ell\cos\beta\ell} =$$

$$= -j\sqrt{2}R_н \operatorname{ctg}\beta\ell(2+\operatorname{tg}^2\beta\ell) = -jZ_0 \operatorname{ctg}\beta\ell\ \ (2+\operatorname{tg}^2\beta\ell).$$

При коротком замыкании генератора $Г_2$: $R_{вх1} = 2R_н\,(1 + \cos^2\beta\ell) = \sqrt{2}\,Z_0(1+\cos^2\beta\ell)$; $jX_{вх1} = j\sqrt{2}\,R_н \operatorname{tg}\beta\ell\,(2+\operatorname{tg}^2\beta\ell) = jZ_0 \operatorname{tg}\beta\ell\,(2+\operatorname{tg}^2\beta\ell)$.

Как видим, резистивная и реактивная составляющие входного сопротивления при $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$ у рассматриваемых мостов зависят от длины отрезков и частоты как в номинальном, так и в аварийном режиме. Только при длине отрезков $\ell = \lambda/4$ ($\beta\ell = \pi/2$) входное сопротивление имеет резистивный характер и в случае идентичных генераторов оказывается равным $R_н$, а при коротком замыкании одного генератора равно $2R_н$. Очевидно, чтобы при коротком замыкании одного генератора входное сопротивление моста сохраняло значение $R_{вх} = R_н$, необходимо иметь $R_б = 2R_н$.

Так как $\ell = \lambda/4$ обеспечивается только на одной частоте, то рассматриваемые мосты (рис. 2.54, 2.55) в обычно принимаемом исполнении: $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$ оказываются относительно узкополосными и используются в полосах частот до 5 % от средней частоты. Узкополосность рассматриваемых мостов также является их недостатком.

При реализации мостов на отрезках коаксиальной линии может быть осуществлено сложение в нагрузке токов двух и более генераторов, например, как условно показано на рис. 2.56 для $N = 4$ [6]. Балластные резисторы соединены звездой. В общем случае произвольного N, где N – число генераторов в номинальном режиме, для обеспечения $R_{вх} = R_н$ необходимо использовать линию с волновым сопротивлением $Z_0 = \sqrt{N}\,R_н$ и балластные резисторы $R_{б.зв} = R_н$. Длина отрезков линии $\ell = \lambda/4$ на средней частоте. Возможно соединение балластных резисторов многоугольником и полным многоугольником. Сопротивления балластных резисторов при различных схемах соединения связаны соотношением (2.94). При реализации моста с использованием свойства ТЛ: независимость величины выходного напряжения и тока от длины отрезков и частоты – необходима линия с волновым сопротивлением $Z_0 = NR_н$ и балластные резисторы, имеющие при соединении звездой сопротивление: $R_{бзв} = Z_0 = NR_н$. Входное сопротивление моста при этом имеет резистивную составляющую $R_{вх} = Z_0$. Длина отрезков линии в этом случае может отличаться от $\lambda/4$ во всей полосе рабочих частот.

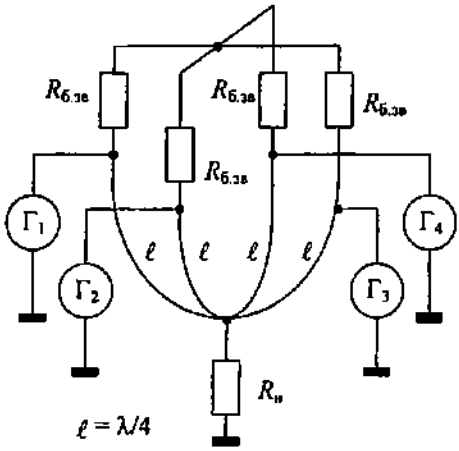


Рис. 2.56

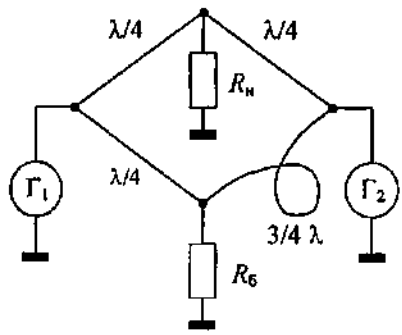


Рис. 2.57

Известна схема моста (рис. 2.57) на отрезках коаксиальной линии, обеспечивающая сложение токов двух генераторов в нагрузке $R_н$ и позволяющая соединить балластный резистор $R_б$ с землею (корпусом) устройства, что упрощает отвод тепла от балластного резистора в аварийном режиме. В данной схеме синфазные генераторы соединяются с нагрузкой $R_н$ отрезками линии длиной $\ell = \lambda/4$,

соответствующей средней частоте, а с балластным резистором $R_б$ один из генераторов соединяется через отрезок длиной $\ell = \lambda/4$, а другой – через отрезок длиной $\ell = (3/4)\lambda$. При этом токи генераторов в нагрузке оказываются в фазе и суммируются, а в балластном резисторе токи генераторов оказываются в противофазе и соответственно вычитаются. Полный баланс моста обеспечивается на частоте, длина волны колебаний которой соответствует указанным длинам отрезков.

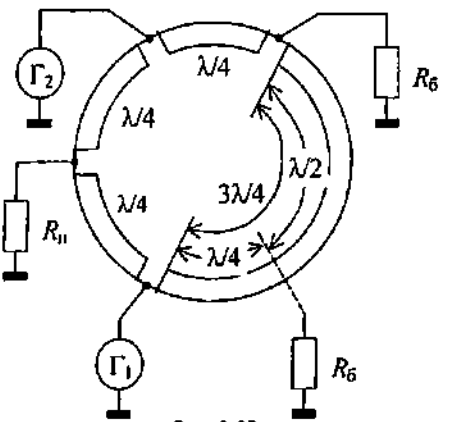


Рис. 2.58

Подобный мост реализуется также на отрезках микрополосковых линий (рис. 2.58) и носит название: «гибридное кольцо» [6, 10].

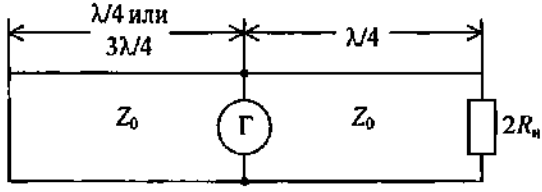
Очевидно, отрезок линии длиной $\ell = (3/4)\lambda$ может присоединяться со стороны любого генератора.

В случае идентичных синфазных генераторов на средней рабочей частоте каждый генератор нагружается на цепь, показанную на рис. 2.59,*а*. При коротком замыкании одного из генераторов другой оказывается нагруженным на средней рабочей частоте на цепь, представленную на рис. 2.59,*б*.

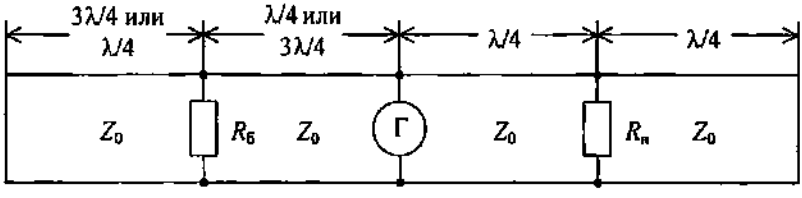
Волновое сопротивление линий для мостов рис. 2.57 и 2.58 принимается $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$. В этом случае на средней частоте в номинальном режиме каждый генератор ощущает резистивное сопротивление, равное по величине $R_н$. Действительно, согласно схеме рис. 2.59,*а*, поскольку входное сопротивление короткозамкнутого отрезка равно бесконечности, нагрузка генератора формируется четвертьволновым отрезком, нагруженным на сопротивление $2R_н$ (сопротивление $R_н$ удваивается за счет совместной работы генераторов). Входное сопротивление такого четвертьволнового отрезка определяется известной формулой четвертьволнового трансформатора и в данном случае равно: $R_{вх} = Z_0^2/2R_н = R_н$.

При коротком замыкании одного из генераторов на средней частоте согласно схеме рис. 2.59,*б* нагрузка генератора формируется параллельным соединением двух четвертьволновых отрезков, один из которых нагружен на сопротивление $R_н$ и имеет входное сопротивление согласно формуле четвертьволнового трансформа-

тора $R_{вх.н} = Z_0^2/R_н$, а другой нагружен на сопротивление $R_б$ и имеет входное сопротивление, также определяемое по формуле для четвертьволнового трансформатора: $R_{вх.б} = Z_0^2/R_б$.



а



б

Рис. 2.59

Результирующее сопротивление нагрузки генератора:

$$R_{вх} = \frac{R_{вх.н}R_{вх.б}}{R_{вх.н} + R_{вх.б}} = \frac{Z_0^2}{R_н + R_б} = \frac{2R_н^2}{R_н + R_б}.$$

Чтобы получить $R_{вх} = R_н$, необходимо обеспечить $R_б = R_н = Z_0/\sqrt{2}$

Используя схемы рис. 2.59, можно определить связь Z_0 и $R_б$ с $R_н$ для обеспечения нужного значения $R_{вх}$. Например, если потребовать: $R_{вх} = Z_0$, то из номинального режима, соответствующего схеме рис. 2.59, *а*, получим: $Z_0^2/2R_н = Z_0$, откуда $Z_0 = 2R_н$.

При этом в случае короткого замыкания одного из генераторов для работающего генератора согласно схеме рис. 2.59,*б* имеем:

$$R_{вх.н} = Z_0^2/R_н = 4R_н = 2Z_0;\ R_{вх.б} = Z_0^2/R_б = 4R_н^2/R_б;$$

$$R_н = \frac{R_{вх.н}R_{вх.б}}{R_{вх.н} + R_{вх.б}} = \frac{4R_н^2}{R_н + R_б} = \frac{2Z_0^2}{Z_0 + 2R_б}.$$

Из равенства $R_{вх} = Z_0$ получаем необходимое сопротивление балластного резистора: $R_б = Z_0 / 2 = R_н$.

Как видим, в обеих реализациях сопротивление балластных резисторов оказывается одинаковым относительно $R_н$.

При отклонении рабочей частоты от средней баланс моста (рис. 2.57, 2.58) нарушается, ощущаемые генераторами сопротивления оказываются комплексными и разными в силу различия геометрических длин отрезков, соединяющих генераторы с балластным резистором $R_б$ (отрезки $\lambda/4$ и $3\lambda/4$ на средней частоте). Чтобы сделать устройство симметричным, в гибридном кольце (рис. 2.58) включают два балластных резистора (включение второго резистора показано пунктиром). При включении двух балластных резисторов каждый из них должен иметь сопротивление $R_б = 2R_н$. На средней частоте при коротком замыкании одного из генераторов другой нагружается на цепь, представленную на рис. 2.60.

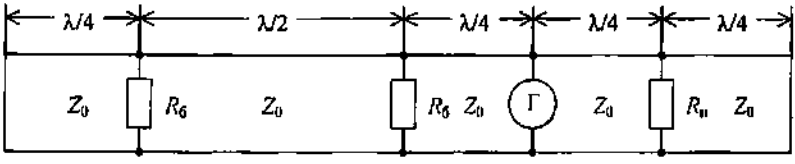


Рис. 2.60

Левый балластный резистор пересчитывается на средней частоте через отрезок линии длиной $\lambda/2$ без изменения величины параллельно второму балластному резистору, обусловливая в месте его включения результирующее балластное сопротивление $R_б/2 = R_н$. Пересчитанные к генератору сопротивление нагрузки $R_н$ и балластные резисторы обусловливают на средней частоте для работающего генератора резистивное сопротивление, равное $R_н$, при выборе $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$. Если волновое сопротивление линии $Z_0 = 2R_н$, то ощущаемое генератором сопротивление на средней частоте также оказывается резистивным, но равным по величине $Z_0 = 2R_н$. Напомним, что в последней реализации ($Z_0 = 2R_н$) в номинальном режиме при идентичных генераторах мост проявляет свойства ТЛ. Однако при любой реализации моста полная развязка генераторов обеспечивается только на средней частоте.

Для суммирования в нагрузке токов, соответственно и мощностей, двух симметричных (двухтактных) генераторов можно применить мост на отрезках двухпроводной линии, показанный на рис. 2.61. Все отрезки имеют одинаковую длину $\ell = \lambda/4$ на средней частоте.

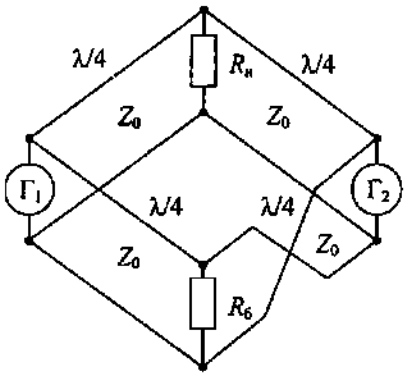


Рис. 2.61

Благодаря перекрещиванию проводов у одного из отрезков, соединяющих балластный резистор с одним из генераторов, обеспечивается развязка генераторов и токи, создаваемые ими в $R_б$, взаимно компенсируются. Отрезок длиной λ/4 с перекрещенными проводами заменяет отрезок длиной 3λ/4.

Так как длина всех отрезков одинакова, то мост по схеме рис. 2.61 сохраняет симметрию на любой частоте. Более того, при идентичных генераторах, в отличие от МУ по схеме рис. 2.57 и гибридного кольца рис. 2.58, ток в балластном резисторе рассматриваемого моста отсутствует на любой частоте благодаря перевороту фазы сигнала одного из генераторов за счет перекрещивания проводов у одного из отрезков. Следовательно, мост по схеме рис. 2.61 является более широкополосным, чем все ранее рассмотренные мосты на отрезках линий (рис. 2.54 – 2.58). Волновое сопротивление двухпроводной линии выбирается из условия $Z_0 = \sqrt{2}\,R_н$, а балластный резистор $R_б = R_н$. Ощущаемое генератором сопротивление на средней частоте оказывается резистивным и равным $R_н$. Рассматриваемый мост, в частности, используется для сложения мощностей коротковолновых передатчиков, причем в качестве $R_б$ и $R_н$ включаются две антенны [5]. Меняя фазу выходных высокочастотных колебаний одного передатчика на 180°, осуществляют перевод работы передатчиков с одной антенны на другую. Если использовать двухпроводную линию с волновым сопротивлением $Z_0 = 2R_н$, $R_б = R_н$, то ощущаемое каждым генератором сопротивление будет резистивным и равным $Z_0 = 2R_н$ на средней частоте. При отклонении рабочей частоты от среднего значения входное сопротивление моста будет комплексным, однако резистивная составляющая в параллельной схеме представления входного сопротивления будет сохранять значение, равное $Z_0 = 2R_н$, а реактивная составляющая входного сопротивления при работе двух идентичных генераторов будет $jZ_0 \operatorname{tg} \beta\ell$, где $\beta\ell$ – электрическая длина отрезка на интересующей частоте. Мост в этом режиме проявляет свойства ТЛ.

Широко используются так называемые квадратурные мосты на отрезках коаксиальных или микрополосковых линий для сложения

мощностей двух несимметричных (однотактных) генераторов. Мост образуется из четырех отрезков линий длиной λ/4 на средней рабочей частоте. Схема моста показана на рис. 2.62.

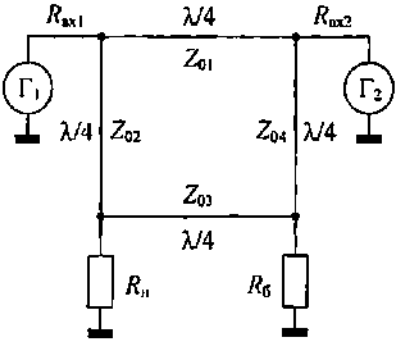


Рис. 2.62

Подобные мосты обычно используют для сложения мощностей одинаковых генераторов $Г_1$, $Г_2$, отличающихся только фазовым сдвигом выходных напряжений на 90° на средней рабочей частоте. Отличающиеся по фазе на 90° сигналы принято называть квадратурными, что послужило основанием и для названия подобных мостов*. Конструктивно рассматриваемый мост, особенно при реализации на микрополосковых линиях, имеет форму квадрата. Однако эта конструктивная особенность не лежит в основе названия моста, хотя, как ниже будет отмечено, иногда учитывается.

При одинаковых генераторах должны обеспечиваться одинаковые входные сопротивления $R_{вх1}$, $R_{вх2}$ со стороны моста ($R_{вх1} = R_{вх2} = R_{вх}$), что, естественно, проще обеспечить при симметричной конструкции моста относительно каждого из генераторов, для чего следует принять $R_б = R_н$ и $Z_{04} = Z_{02}$. Волновые сопротивления линий Z_{01}, Z_{02}, Z_{03} для изготовления соответствующих отрезков определяются требуемым соотношением $R_{вх}$ и $R_н$.

Все необходимые соотношения можно получить из рассмотрения режима моста на средней рабочей частоте при коротком замыкании одного из генераторов.

На рис. 2.63 показана схема цепи, нагружающей генератор $Г_1$ при коротком замыкании генератора $Г_2$.

---

* При простом сложении двух сигналов, отличающихся по фазе на 90°, например, $U_1 \cos \omega t$ и $U_2 \sin \omega t = U_2 \cos (\omega t - 90°)$, результирующий сигнал ($U_1 \cos \omega t + U_2 \sin \omega t$) можно представить как $U \cos (\omega t - \varphi_1)$ или $U \sin (\omega t + \varphi_2)$, где $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$; $\operatorname{tg} \varphi_1 = U_2/U_1$; $\operatorname{tg} \varphi_2 = U_1/U_2 = \operatorname{ctg} \varphi_1$ соответственно $\varphi_1 = (90° - \varphi_2)$. Амплитуда U результирующего сигнала равна квадратному корню из суммы квадратов амплитуд складываемых сигналов U_1, U_2, т. е. амплитуды сигналов находятся в квадратуре. Аналогично определяется результирующее напряжение между генераторами $Г_1$, $Г_2$ на схеме рис. 2.62.

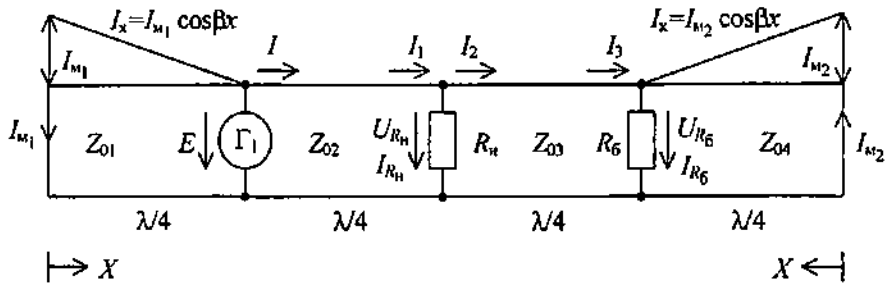


Рис. 2.63

При полной развязке генераторов ток в ветви включения одного генератора, создаваемый другим генератором, должен отсутствовать. На схеме рис. 2.63 это соответствует тому, что ток $I_{м1}$ на короткозамкнутом конце отрезка слева от $Г_1$ должен быть равен по величине, но противофазен току $I_{м2}$ на короткозамкнутом конце отрезка справа. Противофазность токов отражена на рис. 2.63.

На основании уравнений длинной линии (например, [3. кн. 1, ф. (4.149), п. 4.15]) при длине отрезка $\ell = \lambda/4$ токи и напряжения на концах отрезка (рис. 2.64) связаны соотношениями:

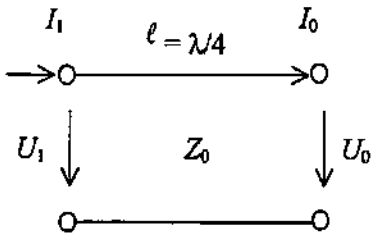


Рис. 2.64

$$U_1 = jI_0Z_0; \qquad (2.104а)$$

$$I_1 = jU_0/Z_0. \qquad (2.104б)$$

Для отрезка слева от генератора на схеме рис. 2.63, принимая $U_1 = E$, соответственно $I_0 = I_{м_1}$, получаем из (2.104а):

$$I_{м_1} = -jE/Z_{01}.$$

Для короткозамкнутого отрезка справа на схеме рис. 2.63, принимая $U_1 = U_{R_б}$; $I_0 = -I_{м_2}$, получаем из (2.104а):

$$I_{м_2} = jU_{R_б}/Z_{02}.$$

Так как противофазность токов $I_{м_1}$, $I_{м_2}$ уже учтена, то из условия $I_{м_1} = I_{м_2}$, получаем:

$$Z_{01}/Z_{02} = -E/U_{R_б}. \qquad (2.105)$$

Так как Z_{01}, Z_{02} – вещественные величины, то из (2.105) следует, что $U_{R_б}$ должно быть в противофазе с напряжением E генератора $Г_1$.

Входное сопротивление короткозамкнутого отрезка справа на схеме рис. 2.63 равно бесконечности, поэтому $I_3 = I_{R_б} = U_{R_б}/R_б$.

На основании (2.104):

$$U_{R_н} = j\,I_3 Z_{03} = jU_{R_б} Z_{03}/R_б; \tag{2.106}$$

$$I_2 = jU_{R_б}/Z_{03}. \tag{2.107}$$

Ток через сопротивление нагрузки $R_н$:

$$I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = jU_{R_б} Z_{03}/R_н R_б. \tag{2.108}$$

Учитывая, что $I_1 = I_2 + I_{R_н}$, для напряжения генератора $Г_1$ на основании (2.104а), а также (2.107), (2.108) получаем:

$$E = -U_{R_б} Z_{02}\left(\frac{1}{Z_{03}} + \frac{Z_{03}}{R_н R_б}\right) = -U_{R_б}\frac{Z_{02}}{Z_{03}}\left(1 + \frac{Z_{03}^2}{R_н R_б}\right). \tag{2.109}$$

Ток от генератора $Г_1$ согласно (2.104б) с учетом (2.106):

$$I = j\frac{U_{R_н}}{Z_{02}} = -\frac{U_{R_б} Z_{03}}{R_б Z_{02}}. \tag{2.110}$$

Так как входной ток короткозамкнутого отрезка слева от генератора равен нулю, то отношение E/I определяет входное сопротивление моста для генератора на средней частоте.

На основании (2.109), (2.110):

$$Z_{вх} = \frac{E}{I} = R_{вх} = \left(\frac{Z_{02}}{Z_{03}}\right)^2\left(R_б + \frac{Z_{03}^2}{R_н}\right). \tag{2.111}$$

При $R_б = R_н$ согласно (2.111):

$$R_{вх} = \left(\frac{Z_{02}}{Z_{03}}\right)^2\left(R_н + \frac{Z_{03}^2}{R_н}\right). \tag{2.112}$$

С учетом последнего соотношения из (2.109) получаем:

$$U_{R_б} = -E\frac{Z_{02}}{Z_{03}}\,\frac{R_н}{R_{вх}}. \tag{2.113}$$

Из (2.105) с учетом (2.113) следует:

$$\frac{Z_{01}}{Z_{03}} = \frac{R_{вх}}{R_н}. \qquad (2.114)$$

Так как при коротком замыкании одного генератора мощность другого распределяется поровну между нагрузкой и балластным резистором, то при $R_б = R_н$, очевидно, должно быть: $|U_{R_н}| = |U_{R_б}|$. Для этого, как следует из (2.106), должно выполняться соотношение

$$Z_{03} = R_б = R_н. \qquad (2.115)$$

Соответственно из (2.114) следует:

$$Z_{01} = R_{вх}. \qquad (2.116)$$

Учитывая (2.115), из (2.112) находим:

$$Z_{02} = \sqrt{R_{вх} R_н / 2}. \qquad (2.117)$$

Согласно (2.115) – (2.117), если необходимо иметь $R_{вх} = R_н$, следует обеспечить волновые сопротивления линий: $Z_{01} = Z_{03} = R_н$; $Z_{02} = R_н / \sqrt{2}$.

Если требуется $R_{вх} = 2R_н$, то должно быть: $Z_{01} = 2R_н$; $Z_{02} = Z_{03} = R_н$.

Для обеспечения $R_{вх} = R_н/2$ необходимо: $Z_{01} = Z_{02} = R_н/2$; $Z_{03} = R_н$.

Соотношения (2.115) – (2.117) соответствуют приведенным в [5].

Выше отмечалось, что напряжения генераторов $Г_1$, $Г_2$ должны отличаться по фазе на 90°. Схема рис. 2.63 и связанные с нею соотношения применимы к каждому из генераторов, при этом для генератора $Г_2$ резисторы $R_н$ и $R_б$ надо поменять местами.

Согласно (2.108) с учетом (2.113) ток через нагрузку $R_н$ от генератора $Г_1$ при $R_б = R_н$:

$$I_{R_н Г_1} = -j\frac{Z_{02}}{R_{вх} R_н} E_1 = -\frac{Z_{02}}{R_{вх} R_н} E_1 e^{j \cdot 90°}$$

где E_1 – в общем случае комплексная амплитуда напряжения генератора $Г_1$.

Ток от генератора $Г_2$ через нагрузку $R_н$ определяется аналогично току от генератора $Г_1$ через балластный резистор $R_б$. Следовательно, учитывая (2.113), при $R_б = R_н$:

$$I_{R_н Г_2} = -j\frac{Z_{02}}{R_{03}R_{вх}}E_2 = -\frac{Z_{02}}{R_{вх}R_н}E_2,$$

где E_2 – в общем случае комплексная амплитуда напряжения генератора $Г_2$.

В записи последнего соотношения учтено (2.115): $Z_{03} = R_н$.

Чтобы токи генераторов через нагрузку $R_н$ полностью складывались, должно быть: $E_2 = kE_1e^{j\cdot 90°}$, где $k = |E_2| / |E_1|$ – вещественный коэффициент, учитывающий различие амплитуд напряжений генераторов.

Как видим, напряжение генератора $Г_2$ в схеме рис. 2.62 должно опережать по фазе напряжение генератора $Г_1$ на 90°. Если напряжение генератора $Г_1$ будет опережать напряжение генератора $Г_2$ по фазе на 90°, то токи генераторов наилучшим образом будут складываться в балластном резисторе $R_б$.

Физически полученный результат объясняется следующим. Сигнал от генератора $Г_2$ проходит до нагрузки $R_н$ на средней рабочей частоте, соответствующей длине отрезков $\ell = \lambda/4$, электрический путь на 90° длиннее, чем сигнал от генератора $Г_1$. Следовательно, чтобы в нагрузке произошло сложение сигналов, сигнал генератора $Г_2$ должен иметь начальное опережение по фазе на 90° относительно сигнала от генератора $Г_1$. До балластного резистора в схеме рис. 2.62 сигнал от генератора $Г_1$ проходит электрический путь на 90° длиннее, чем сигнал от генератора $Г_2$, в итоге в балластном резисторе $R_б$ сигналы от генераторов оказываются в противофазе (сдвиг по фазе 180°) и ослабляют друг друга. При одинаковых по величине амплитудах напряжений генераторов ($k = 1$) их мощности полностью суммируются в нагрузке, а в балластном резисторе мощность не выделяется.

Квадратурные мосты подобного типа реализуются также на элементах с сосредоточенными параметрами. Отрезки линий заменяются П- или Т-цепочками из *LC*-элементов. Цепочки соответствуют фильтрам нижних (ФНЧ) или верхних (ФВЧ) частот. Обычно используют П-цепочки ФНЧ [5], что позволяет объединить емкости соединяемых цепочек и улучшить фильтрацию высших гармоник на выходах генераторов. При этом уменьшается также общее число реактивных элементов в схеме моста до восьми. Схема квадратурного моста на основе *LC*-элементов показана на рис. 2.65. П-цепочки из *LC*-элементов обеспечивают фазовый сдвиг между напряжениями на концах цепочки на 90° аналогично отрезкам линий длиной $\lambda/4$.

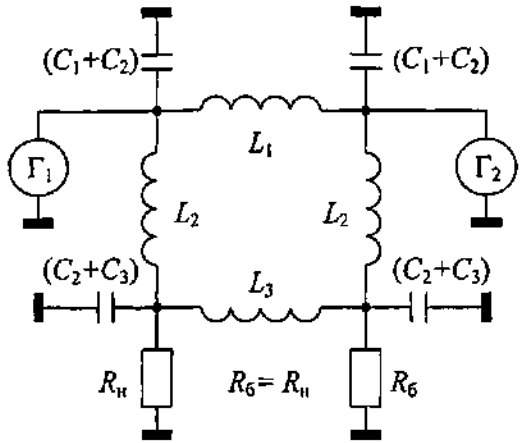


Рис. 2.65

Действительно, нетрудно убедиться, что у П-цепочки, представленной на рис. 2.66 и параметры которой удовлетворяют соотношению $\omega L = 1/\omega C$, на частоте $\omega = 1/\sqrt{LC}$ входное сопротивление носит резистивный характер и равно:

$$R_{вх} = \frac{L}{CR} = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{1}{\omega^2 C^2 R}, \qquad (2.118)$$

а

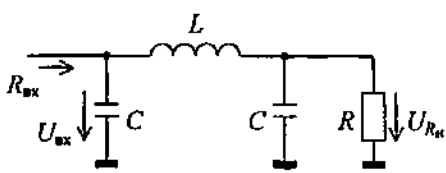


Рис. 2.66

$$U_{R_н} = \sqrt{\frac{R}{R_{вх}}}\, U_{вх} e^{-j\cdot 90^\circ}$$

где R – резистивное сопротивление, нагружающее П-цепочку.

Соответственно при реализации моста по схеме рис. 2.65 должно быть на средней рабочей частоте:

$$\omega L_1 = 1/\omega C_1; \quad \omega L_2 = 1/\omega C_2;$$

$$\omega L_3 = 1/\omega C_3;$$

$$\omega = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2} = 1/\sqrt{L_3 C_3} \qquad (*)$$

Так как $\omega L = 1/\omega C$, то параллельное соединение емкости C и индуктивности L соответствующей П-цепочки образует параллельный колебательный контур, обладающий бесконечным сопротивле-

нием на частоте $\omega = 1/\sqrt{LC}$ (резонансная частота контура). Поэтому в схеме рассматриваемого моста (рис. 2.65), например, при коротком замыкании генератора $Г_2$ параллельно балластному резистору $R_б$ подключаются L_2, C_2, C_3. Индуктивность L_2 и емкость C_2 образуют параллельный колебательный контур и могут быть исключены из рассмотрения на частоте ω, удовлетворяющей (*) и совпадающей со средней рабочей частотой. При этом цепь из L_3 и параллельного соединения $R_б$, C_3 должна трансформировать $R_б$ без изменения параллельно $R_н$ (мощность работающего генератора $Г_1$ должна делиться поровну между $R_н$ и $R_б$). Для этого согласно (2.118) должно быть $\omega L_3 = 1/\omega C_3 = R_н$. Ближайшая к генератору $Г_1$ П-цепочка, включающая L_2, нагружается в рассматриваемом режиме на резистивное сопротивление $R_н/2$ (параллельное соединение $R_н$ и входного сопротивления П-цепочки, включающей L_3 и нагруженной на $R_б = R_н$), которое она должна трансформировать до значения $R_{вх}$. Следовательно, на основании (2.118) должно быть $\omega L_2 = 1/\omega C_2 = \sqrt{R_{вх}R_н/2}$. У П-цепочки, включающей L_1, с обеих сторон должно быть сопротивление $R_{вх}$ (в силу симметрии схемы). Соответственно на основании (2.118) должно быть: $\omega L_1 = 1/\omega C_1 = R_{вх}$.

Сопоставляя записанные выше соотношения с (2.115) – (2.117), замечаем:

$$\omega L_1 = 1/\omega C_1 = R_{вх} = Z_{01};$$

$$\omega L_2 = 1/\omega C_2 = \sqrt{R_{вх}R_н/2} = Z_{02};$$

$$\omega L_3 = 1/\omega C_3 = R_н = Z_{03}. \qquad (**)$$

На основании (**) результирующие сопротивления поперечных ветвей моста на центральной частоте:

$$\frac{1}{\omega\,(C_1 + C_2)} = \frac{R_{вх}\sqrt{R_н}}{\sqrt{2R_{вх}} + \sqrt{R_н}};$$

$$\frac{1}{\omega\,(C_1 + C_2)} = \frac{R_н\sqrt{R_{вх}}}{\sqrt{2R_н} + \sqrt{R_{вх}}}. \qquad (***)$$

Последние соотношения соответствуют приведенным в [9].

П-цепочка, обеспечивающая необходимую трансформацию сопротивлений и фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями на 90°, может быть реализована комбинированным спосо-

бом с использованием, в частности, в качестве индуктивного элемента отрезка линии. Схема такой цепочки показана на рис. 2.67.

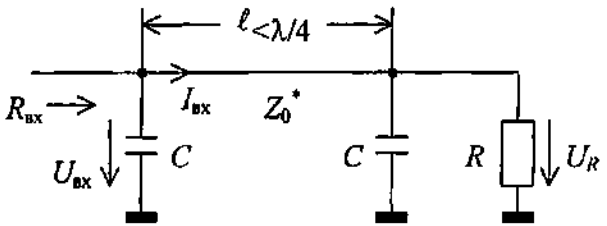


Рис. 2.67

Параметры элементов цепочки: длину отрезка линии ℓ, волновое сопротивление Z_0^* и емкость C – можно найти из сопоставления с четвертьволновым отрезком линии с волновым сопротивлением Z_0, обеспечивающим на средней частоте такую же трансформацию сопротивлений R, $R_{вх}$.

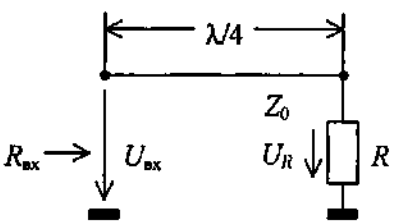


Рис. 2.68

У отрезка линии с волновым сопротивлением Z_0 и длиной λ/4, нагруженного на сопротивление R (рис. 2.68), входное сопротивление:

$$R_{вх} = Z_0^2/R. \qquad (2.119)$$

На основании закона сохранения энергии: $U_{вх}^2/2R_{вх} = |U_R|^2/2R$, откуда: $|U_R| = U_{вх}\sqrt{R/R_{вх}}$, соответственно

$$U_R = U_{вх}\sqrt{R/R_{вх}}\, e^{-j\cdot 90°}, \qquad (2.120)$$

где фазовый сдвиг – 90° обусловлен длиной отрезка λ/4.

На основании уравнения длинной линии (см., например, [3. кн. 1, ф. (4.149б), п. 4.15]) в цепи (рис. 2.67) напряжения U_R и $U_{вх}$ связаны соотношением:

$$U_R = U_{вх}\cos\beta\ell - jI_{вх}Z_0^*\sin\beta\ell =$$

$$= U_{вх}\cos\beta\ell\left(1 - j\frac{I_{вх}}{U_{вх}}Z_0^*\operatorname{tg}\beta\ell\right) =$$

$$= U_{вх}\cos\beta\ell\,(1 - jY_{вх}Z_0^*\operatorname{tg}\beta\ell), \qquad (2.121)$$

где $Y_{вх}$ – входная проводимость* отрезка линии длиной ℓ, имеющей волновое сопротивление Z_0^* и нагруженной на параллельное соединение емкости C и резистора R:

$$Y_{вх} = \frac{1}{Z_0^*}\frac{\left(Z_0^* + jZ_н \operatorname{tg}\beta\ell\right)}{\left(Z_н + jZ_0^* \operatorname{tg}\beta\ell\right)},$$

где

$$Z_н = R/(1 + j\omega CR).$$

Подставляя $Y_{вх}$ в (2.121) и выполняя преобразования, находим:

$$U_R = \frac{U_{вх}R}{\cos\beta\ell\left[R\left(1-\omega CZ_0^* \operatorname{tg}\beta\ell\right) + jZ_0^* \operatorname{tg}\beta\ell\right]}. \qquad (2.122)$$

Согласно (2.122) для обеспечения фазового сдвига –90° между напряжениями U_R и $U_{вх}$ необходимо, чтобы вещественная составляющая в знаменателе была равна нулю, что возможно при условии: $\omega CZ_0^* \operatorname{tg}\beta\ell = 1$, из которого следует:

$$1/\omega C = Z_0^* \operatorname{tg}\beta\ell. \qquad (2.123)$$

При этом получаем:

$$U_R = \frac{U_{вх}R}{Z_0^* \sin\beta\ell}e^{-j\cdot 90°} \qquad (2.124)$$

Приравнивая (2.120), (2.124), находим:

$$Z_0^* = \sqrt{R_{вх}R}/\sin\beta\ell.$$

Соответственно согласно (2.123) получаем:

$$1/\omega C = \sqrt{R_{вх}R}/\cos\beta\ell.$$

---

* $Y_{вх} = 1/Z_{вх}$, где $Z_{вх}$ определяется известной формулой для сопротивления отрезка линии, нагруженной на сопротивление $Z_н$ (см., например, [3, кн. 1, ф. (4.150), п. 4.15.1]).

Учитывая, что согласно (2.119) $\sqrt{R_{вх}R} = Z_0$, последние соотношения можно записать в следующем виде:

$$Z_0^* = Z_0/\sin\beta\ell; \qquad (2.125а)$$

$$1/\omega C = Z_0/\cos\beta\ell. \qquad (2.125б)$$

Используя (2.125), можно каждый четвертьволновый отрезок линии в схеме квадратурного моста (рис. 2.62) заменить отрезком меньшей длины и этим уменьшить габариты устройства, что особенно важно, если геометрическая длина $\lambda/4$ получается большой. Можно провести замену отдельных отрезков.

Обратим внимание, что (2.125) полностью соответствуют соотношениям, приводимым в [5] и используемым в [9], хотя аналогичное (2.125б) соотношение в указанных работах приводится в менее компактном виде*

Рассмотрим пример, приводимый в [9, с.253]. Если у квадратурного моста (рис. 2.62) при условии $R_{вх} = R_н$, для чего необходимо обеспечить $Z_{01} = Z_{03} = R_н$, $Z_{02} = R_н/\sqrt{2}$, вместо отрезков линии с волновым сопротивлением Z_{02} и длиной $\lambda/4$ ($\beta\ell = 90°$) использовать укороченные отрезки длиной $\ell = \lambda/8$ ($\beta\ell = 45°$), то потребуется линия с волновым сопротивлением (2.125а): $Z_{02}^* = Z_{02}/\sin 45° = R_н/\sqrt{2}\sin 45° = R_н$. Сопротивления емкостей C, включаемых на концах укороченных отрезков (2.125б), также оказываются равными по величине $R_н$:

$$\frac{1}{\omega C} = Z_{02}/\cos 45° = R_н/\sqrt{2}\cos 45° = R_н.$$

Преобразованная таким образом схема квадратурного моста показана на рис. 2.69. Мост содержит четыре отрезка линий с волновым сопротивлением, равным по величине сопротивлению на-

---

* Например, [5, с.193] для сопротивления дополнительной емкости $C_{доп}$, укорачивающей отрезок линии до длины $\ell_э < \lambda/4$, приводится соотношение:

$$|X_{доп}| = \frac{1}{\omega_0 C_{доп}} = \frac{Z_c}{1 - \sin(2\pi\ell_э/\lambda)\operatorname{tg}(\pi\ell_э/\lambda)},$$

знаменатель которого элементарно преобразуется к виду $\cos\beta\ell_э = \cos(2\pi\ell_э/\lambda)$, учитывая, что аргументы функций sin и tg в данном выражении отличаются в два раза.

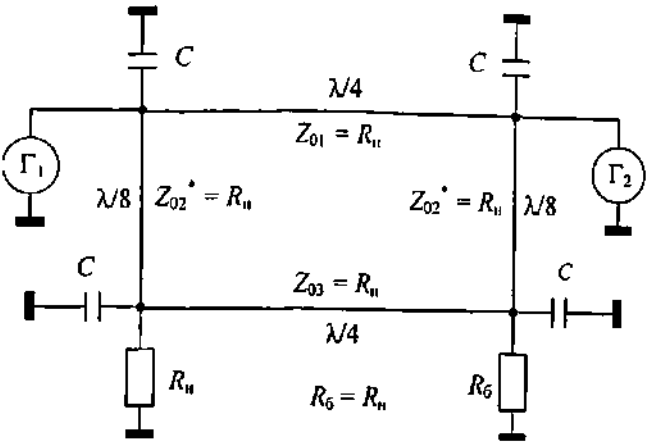


Рис. 2.69

грузки* $R_н$. Конденсаторы емкостью C могут обеспечивать дополнительную фильтрацию высших гармоник на выходах генераторов.

При реализации квадратурных мостов на сосредоточенных LC-элементах вместо цепочек ФНЧ могут использоваться цепочки ФВЧ. На рис. 2.70 показана схема П-цепочки, соответствующей звену ФВЧ. Нетрудно убедиться, что у такой цепочки при $\omega L = 1/\omega C$ на частоте $\omega = 1/\sqrt{LC}$ входное сопротивление имеет резистивный характер и равно:

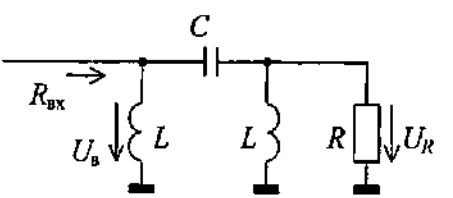


Рис. 2.70

$$R_{вх} = \frac{L}{CR} = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{1}{\omega^2 C^2 R},$$

а

$$U_R = \sqrt{\frac{R}{R_{вх}}}\, U_{вх} e^{j\cdot 90°}$$

Как видим, входное сопротивление $R_{вх}$ определяется, как и в случае П-цепочки ФНЧ (2.118), а напряжение на резисторе R, нагружающем цепочку, опережает по фазе входное напряжение на 90°, тогда как в случае П-цепочки ФНЧ (рис. 2.66) оно отстает

* Читателю предлагается рассмотреть примеры моста с заменой других отрезков линий.

на 90°. Соотношения между сопротивлениями реактивных элементов П-цепочек ФВЧ и сопротивлениями $R_{вх}$, $R_н$, Z_{01}, Z_{02}, Z_{03}, как и в П-цепочках ФНЧ соответствующих ветвей моста (**).

Схема квадратурного моста на П-цепочках, соответствующих звеньям ФВЧ, будет отличаться от представленной на рис. 2.65 заменой элементов L на C и C на L. В отношении фильтрации высших гармоник выходных токов генераторов схема квадратурного моста на звеньях ФВЧ хуже, чем на звеньях ФНЧ, так как параллельно генераторам подключаются индуктивности, сопротивления которых возрастают с номером гармоники. Очевидно, сопротивления результирующих индуктивностей на центральной частоте моста определяются аналогичными (***) соотношениями:

$$\omega\frac{L_1L_2}{L_1+L_2}=\omega L_{1-2}=\frac{R_{вх}\sqrt{R_н}}{\sqrt{2R_{вх}}+\sqrt{R_н}};$$

$$\omega\frac{L_2L_3}{L_2+L_3}=\omega L_{2-3}=\frac{R_н\sqrt{R_{вх}}}{\sqrt{2R_н}+\sqrt{R_{вх}}},$$

где L_{1-2}, L_{2-3} – результирующая индуктивность, включаемая, соответственно, параллельно генераторам $Г_1$, $Г_2$ и резисторам $R_н$, $R_б$.

Возможен комбинированный вариант квадратурного моста на П-цепочках из LC-элементов, когда два противоположных плеча реализуются на основе П-звеньев ФНЧ, а два других – на основе П-звеньев ФВЧ. При этом поперечные реактивности соединяемых звеньев, имея разный характер, образуют параллельные колебательные контуры, резонансные частоты которых в общем случае не совпадают с центральной частотой моста. Результирующие реактивные сопротивления этих контуров на центральной частоте моста могут быть найдены с использованием соотношений (**).

На рис. 2.71 показаны схемы квадратурных мостов на основе двух П-звеньев ФНЧ и двух П-звеньев ФВЧ.

Реактивные сопротивления в схемах:

$$jX_{1-2}=\mp j\frac{R_{вх}\sqrt{R_н}}{\sqrt{2R_{вх}}-\sqrt{R_н}};$$

$$jX_{2-3}=\mp j\frac{R_н\sqrt{R_{вх}}}{\sqrt{2R_н}-\sqrt{R_{вх}}},$$

где знак «минус» перед правой частью относится к схеме рис. 2.71,*а*, а знак «плюс» – к схеме рис. 2.71,*б*.

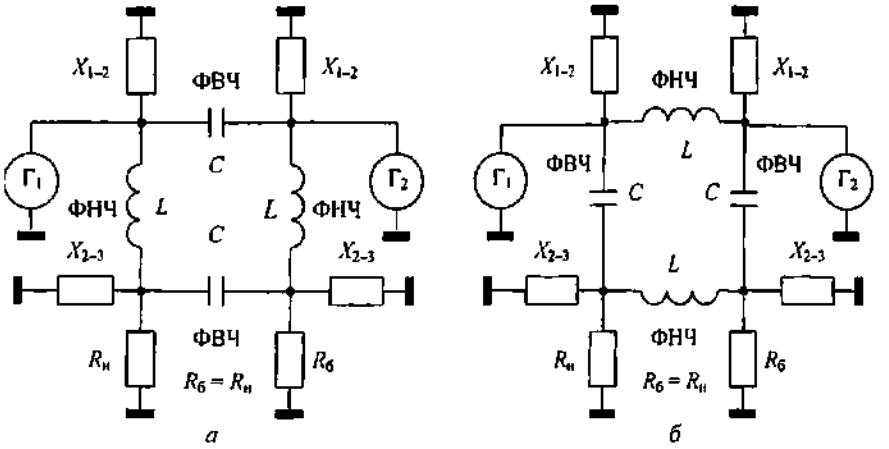


Рис. 2.71

Сопротивления продольных реактивностей определяются соответствующими соотношениями (**).

Обратим внимание, что если накладывается требование $R_{вх} = R_н / 2$, то оказывается $X_{1-2} = \infty$. Если требуется $R_{вх} = 2R_н$, то $X_{2-3} = \infty$. В этих случаях резонансные частоты соответствующих контуров совпадают с центральной частотой моста и мост реализуется на основе шести реактивных элементов. Если $R_{вх} = R_н$, то для реализации моста требуется восемь реактивных элементов.

В то же время, если учесть, что в схеме моста (рис. 2.71,*а*) при $R_{вх} = R_н$ сопротивления поперечных индуктивностей П-цепочек ФВЧ согласно (**) одинаковы и равны $R_н$: $\omega L_1 = R_{вх} = R_н$; $\omega L_3 = R_н$, а при реализации П-цепочек ФНЧ на основе отрезков линии длиной $\ell = \lambda/8$ ($\beta\ell = 45°$) на центральной частоте моста сопротивления поперечных емкостей цепочек ФНЧ также равны $R_н$ (см. пример рис. 2.69), то оба сопротивления X_{1-2} и X_{2-3} в схеме моста оказываются равными бесконечности на центральной частоте. Соответственно мост реализуется из двух отрезков линии с волновым сопротивлением $Z_0 = R_н$ и двух емкостных элементов C, сопротивление которых $1/\omega C = R_н$. Схема моста показана на рис. 2.72. Подобная схема приводится в [9].

Рассмотренные квадратурные мосты являются относительно узкополосными устройствами, обеспечивающими рабочую полосу

частот до 5...10 % относительно средней частоты. Узкополосность мостов связана с отклонением от 90° фазовых сдвигов между сигналами на входах и выходах отрезков линий или П-цепочек при отклонении рабочей частоты от средней. Путем увеличения числа П-звеньев из LC-элементов или числа отрезков линий, что резко усложняет конструкцию квадратурного моста и увеличивает его габариты, можно расширить рабочую полосу частот до 20...30 % и более [5].

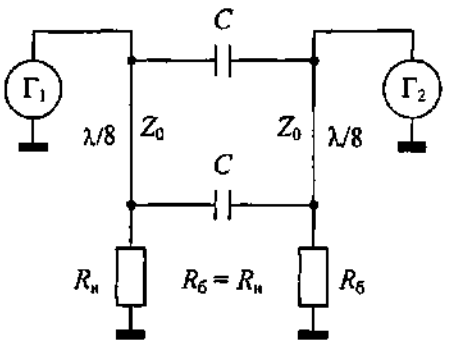


Рис. 2.72

Наличие реактивной составляющей у сопротивления нагрузки может быть учтено в составе реактивных элементов звеньев ФНЧ или ФВЧ или путем соответствующей коррекции длины и волнового сопротивления отрезков линий, образующих мост. В последнем случае при емкостном характере сопротивления нагрузки можно использовать (2.125).

Заменяя отрезки линий длиной $\lambda/4$ П- или Т-цепочками звеньев ФНЧ или ФВЧ, можно от Y- или U-моста (рис. 2.54, 2.55) перейти к Т-мосту на элементах с сосредоточенными параметрами. Возможная схема моста с использованием цепочки звеньев ФНЧ показана на рис. 2.73. Для обеспечения $R_{вх} = R_н$ следует реализовать $\omega L = 1/\omega C = \sqrt{2}\, R_н$; $R_б = 2R_н$.

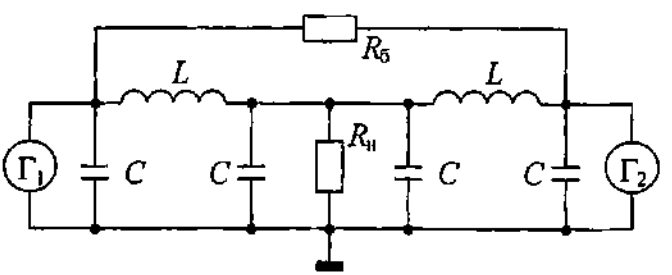


Рис. 2.73

Обратим внимание, что если в схеме рис. 2.73 емкости C со стороны генераторов $Г_1$, $Г_2$ отнести в состав их выходных цепей согласования, то схема рис. 2.73 приводится к схеме рис. 2.32,*а* и для нее применимо условие баланса моста (2.65), в котором следует

считать $Z_б = R_б$. При этом согласно (2.65) должно быть: $X_1X_2 = R_нR_б$; $X_н(X_1 + X_2) + X_1X_2 = 0$.

Учитывая, что в схеме рис. 2.73 $X_1 = X_2 = X$, получаем для нее: $X^2 = R_нR_б$; $X_н = -X/2$. Нетрудно убедиться, что указанные сопротивления элементов схемы рис. 2.73 для обеспечения $R_{вх} = R_н$ удовлетворяют последним соотношениям.

В диапазонах метровых, дециметровых и сантиметровых волн (УКВ и СВЧ диапазоны) применяют квадратурные мосты, выполненные из четвертьволновых отрезков двух связанных линий. При уровнях мощности выше 0,1...1 кВт используют линии с воздушным заполнением, провода которых располагают на определенном расстоянии друг от друга и помещают в общий экран круглой или прямоугольной формы [5]. При меньших уровнях мощности подобные мосты реализуют на полосковых и микрополосковых линиях.

Схема квадратурного моста на четвертьволновых отрезках двух связанных линий показана на рис. 2.74. Линии образуются идентичными проводами, и для обеспечения полной симметрии схемы принимается $R_б = R_н$.

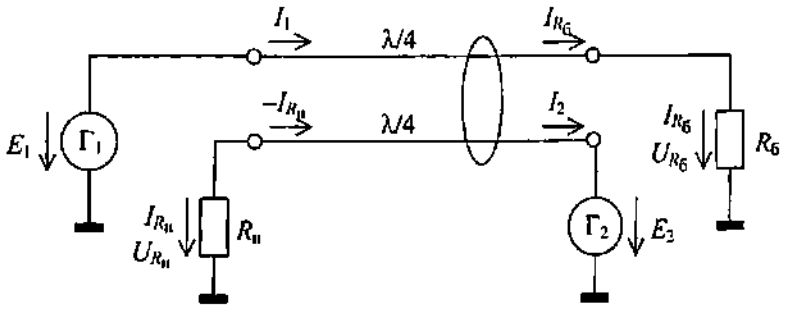


Рис. 2.74

Согласно (1.8) для представленной схемы (рис. 2.74) при принятых обозначениях справедлива следующая система уравнений:

$$E_1 = U_{R_б}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_б}}{R_б}Z_{011} + I_2Z_{012}\right)\sin\beta\ell; \qquad (2.126)$$

$$I_1 = \frac{U_{R_б}}{R_б}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_б}}{W_{11}} - \frac{E_2}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (2.127)$$

$$U_{R_н} = E_2\cos\beta\ell + j\left(I_2 Z_{011} + \frac{U_{R_б}}{R_б} Z_{012}\right)\sin\beta\ell; \qquad (2.128)$$

$$-I_{R_н} = -\frac{U_{R_н}}{R_н} = I_2\cos\beta\ell + j\left(\frac{E_2}{W_{11}} - \frac{U_{R_б}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell. \qquad (2.129)$$

Рассмотрим параметры моста на средней рабочей частоте, соответствующей длине отрезков $\lambda/4$ (электрическая длина отрезков $\beta\ell = \pi/2$). Уравнения (2.126) – (2.129) соответственно принимают вид:

$$E_1 = j\left(\frac{U_{R_б}}{R_б} Z_{011} + I_2 Z_{012}\right); \qquad (2.126')$$

$$I_1 = j\left(\frac{U_{Rб}}{W_{11}} - \frac{E_2}{W_{12}}\right); \qquad (2.127')$$

$$U_{R_н} = j\left(I_2 Z_{011} + \frac{U_{R_б}}{R_б} Z_{012}\right); \qquad (2.128')$$

$$-\frac{U_{R_н}}{R_н} = j\left(\frac{E_2}{W_{11}} - \frac{U_{R_б}}{W_{12}}\right). \qquad (2.129')$$

Из (2.128′), (2.129′) находим:

$$I_2 = -E_2\frac{R_н}{Z_{011}W_{11}} + \frac{U_{R_б}}{Z_{011}}\left(\frac{R_н}{W_{12}} - \frac{Z_{012}}{R_б}\right). \qquad (2.130)$$

Подставляя (2.130) в (2.126′), получаем:

$$E_1 + jE_2\frac{R_н}{W_{12}} = -jU_{R_б}\frac{Z_{012}(W_{12}^2 + R_н R_б)}{Z_{011}W_{12}R_б}. \qquad (2.131)$$

Из (2.131) следует, что напряжение на балластном резисторе будет отсутствовать только при выполнении соотношения

$$E_1 + jE_2\frac{R_н}{W_{12}} = 0,$$

для чего должно быть

$$E_2 = jE_1\frac{W_{12}}{R_н} = E_1\frac{W_{12}}{R_н}e^{j\cdot 90°} \qquad (2.132)$$

т. е. выходное напряжение генератора $Г_2$ должно опережать по фазе выходное напряжение генератора $Г_1$ на 90° и отличаться по амплитуде в $W_{12}/R_н$ раз.

При выполнении (2.132) мощность в балластном резисторе $R_б$ не выделяется.

Если $U_{R_б} = 0$, то согласно (2.130) $I_2 = -E_2\dfrac{R_н}{Z_{011}W_{11}}$, а согласно (2.127′) с учетом (2.132): $I_1 = E_1/R_н$.

Входные сопротивления моста со стороны генераторов*:

$$Z_{вхГ_2} = \frac{E_2}{-I_2} = \frac{Z_{011}W_{11}}{R_н} = \frac{Z_{012}W_{12}}{R_н} = R_{вх2};$$

$$Z_{вхГ_1} = E_1/I_1 = R_н = R_{вх1}.$$

Как видим, входные сопротивления моста со стороны генераторов имеют резистивный характер, но в общем случае разные. Если потребовать, чтобы $R_{вх2} = R_{вх1} = R_н$, то необходимо обеспечить:

$$\sqrt{Z_{011}W_{11}} = \sqrt{Z_{012}W_{12}} = R_н. \qquad (2.133)$$

Если амплитуды выходных напряжений генераторов $Г_1$, $Г_2$ одинаковы по величине: $|E_2| = |E_1|$, то, как следует из (2.132), должно быть $R_н = W_{12}$. При этом согласно (2.133) должно также иметь место соотношение:

$$Z_{012} = W_{12}. \qquad (2.134)$$

Соотношению (2.134) соответствует коэффициент связи линий:

$$k_л = \frac{Z_{012}}{Z_{011}} = \frac{W_{11}}{W_{12}} = \sqrt{\frac{Z_{012}}{Z_{011}+W_{12}}} = \sqrt{0{,}5} \approx 0{,}70710.$$

---

* Напомним (см., например, [3, кн. 2, п. 4.16.1]), что для идентичных связанных линий справедливо соотношение: $Z_{011}W_{11} = Z_{012}W_{12} = Z_{011}^2 - Z_{012}^2$, из которого также следует: $Z_{011} = \sqrt{Z_{012}\left(Z_{012}+W_{12}\right)}$

На рис. 2.75 показаны поперечные сечения связанных линий, используемых для изготовления квадратурных мостов.

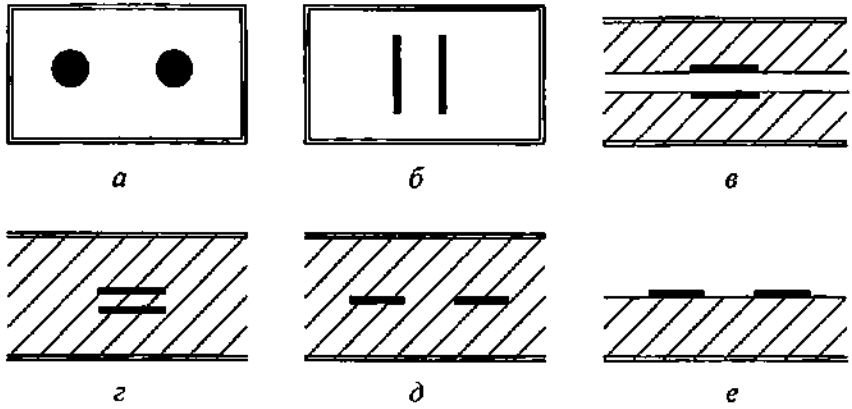


Рис. 2.75

При использовании линий с воздушным пространством между проводами (рис. 2.75,*а*,*б*,*в*) необходимый коэффициент связи линий $k_л$ обеспечивается сравнительно легко. При использовании линий с диэлектрическим заполнением пространства между проводами (рис. 2.75,*г*,*д*,*е*) возникают технологические трудности в обеспечении необходимого зазора между проводами и точности его выполнения. В силу малости зазора между проводами также резко снижается электрическая прочность моста. Поэтому при использовании линий с диэлектриком между проводами, особенно в случае микрополосковых линий с боковой связью между проводами (рис. 2.75,*д*,*е*), переходят к специальным конструкциям мостов, позволяющим использовать линии с большими зазорами между проводами.

В конструкции «тандем» используют два моста из четвертьволновых отрезков двух связанных линий, соединенных по схеме рис. 2.76. Входные сопротивления плеч моста из отрезка II являются сопротивлениями нагрузки для плеч моста из отрезка I и должны быть равны: $R_{вх1} = R_{вх2} = R_н = R_б$.

Выходные напряжения генераторов $Г_1$, $Г_2$ связаны соотношением

$$E_2 = jE_1, \qquad (2.135)$$

т. е. напряжения одинаковы по амплитуде, но одно из них (E_2) опережает другое (E_1) на 90°.

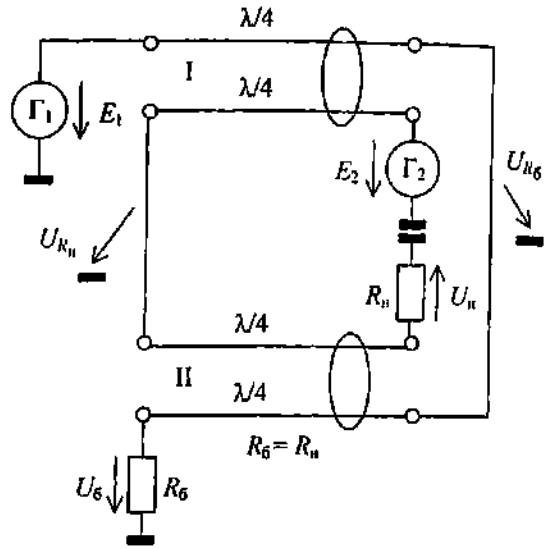


Рис. 2.76

Учитывая (2.135), из (2.131) получаем:

$$U_{R_б} = -E_2 \frac{Z_{011} R_н (W_{12} - R_н)}{Z_{012}\left(W_{12}^2 + R_н^2\right)} = \frac{-E_2}{k_л} \frac{R_н (W_{12} - R_н)}{\left(W_{12}^2 + R_н^2\right)} =$$

$$= -j \frac{E_1}{k_л} \frac{R_н (W_{12} - R_н)}{\left(W_{12}^2 + R_н^2\right)}. \qquad (2.136)$$

С учетом (2.136) на основании (2.129′) получаем:

$$U_{R_н} = E_1 \frac{Z_{011} R_н (W_{12} + R_н)}{Z_{012}\left(W_{12}^2 + R_н^2\right)} = \frac{E_1}{k_л} \frac{R_н (W_{12} + R_н)}{\left(W_{12}^2 + R_н^2\right)} \qquad (2.137)$$

В данном случае $U_{R_б}$ (2.136) и $U_{R_н}$ (2.137) – напряжения на выходах моста, образованного отрезком I, и соответственно напряжения на входах моста, образованного отрезком II. Эти напряжения отличаются по величине и сдвинуты по фазе на 90°: напряжение $U_{R_н}$ опережает напряжение $U_{R_б}$ на 90°.

Если обозначить

$$U_{R_н} = E_2'; \quad U_{R_б} = E_1', \qquad (*)$$

то для определения напряжений на выходах моста из отрезка II можно воспользоваться соотношениями (2.126′) – (2.129′), (2.130), (2.131), заменяя в них E_1 на E_1', E_2 на E_2', $U_{R_б}$ на $U_б$, $U_{R_н}$ на $U_н$.

С учетом сказанного на основании (2.131) для обеспечения $U_б = 0$ должно быть:

$$E_1' + jE_2' \frac{R_н}{W_{12}} = 0.$$

Подставляя в последнее соотношение с учетом обозначений (*) выражения (2.136), (2.137), находим, что оно выполняется, если

$$R_н = \left(\sqrt{2} - 1\right) W_{12}. \qquad (2.138)$$

Так как для обеспечения у моста из отрезка II $R_{вх2} = R_{вх1} = R_н$ должно выполняться (2.133), то из равенства (2.133), (2.138) следует: $Z_{012} = W_{12}\left(\sqrt{2} - 1\right)^2$

Необходимый коэффициент связи линий при этом:

$$k_п = \sqrt{\frac{Z_{012}}{Z_{012} + W_{12}}} = \sqrt{0{,}5\ (1 - \sqrt{0{,}5})} \approx 0{,}38268.$$

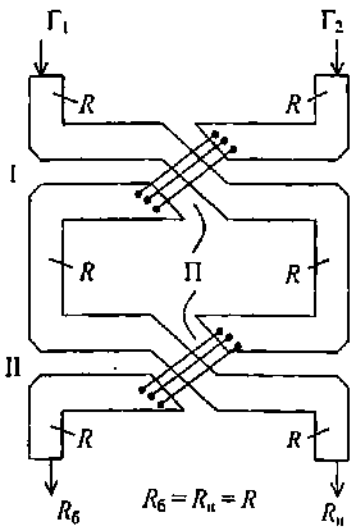


Рис. 2.77

Существенное уменьшение требуемого коэффициента связи линий в конструкции «тандем» (0,38268 против 0,70710) облегчает конструирование моста и повышает его электрическую прочность.

Для достижения полной идентичности электрических длин путей, проходимых сигналами от генераторов, конструкция «тандем» реализуется при использовании микрополосковых линий, как показано на рис. 2.77.

Волновые сопротивления подводящих линий от генераторов $Г_1$, $Г_2$ и резисторов $R_н$, $R_б$, а также соединительных линий между мостами I, II, равны сопротивлению нагрузки: $R_н = R$. Гео-

метрическая длина отрезков линий мостов определяется с учетом укорочения за счет диэлектрика (в $\sqrt{\varepsilon_r}$ раз меньше, чем при воздушном заполнении). Наличие перемычек П в конструкции несколько усложняет технологию изготовления и, главное, несколько ухудшает частотные характеристики и параметры моста. Поэтому мосты конструкции «тандем» выполняют на частотах до 5...10 ГГц. Некоторые сведения о конструктивных параметрах таких мостов и их свойствах можно найти в [9].

Мы уже отмечали, что любое МУ для сложения мощностей двух генераторов в одной нагрузке может быть использовано для распределения (деления) мощности одного генератора между двумя нагрузками. Для этого в устройстве сложения на место нагрузки надо включить генератор, а на место генераторов включить нагрузки. Подобные устройства известны как делители мощности, а также как направленные ответвители мощности. В частности, квадратурный мост на одиночных линиях по схеме рис. 2.62 в режиме деления мощности генератора в технике СВЧ называют двухшлейфовым направленным ответвителем [5], а также квадратным мостом [13]. Квадратурный мост на четвертьволновых отрезках двух связанных линий по схеме рис. 2.74 при обеспечении коэффициента связи линий $k_л = \sqrt{0,5} \approx 0,70710$ в режиме деления мощности генератора называют трехдецибельным направленным ответвителем [5, 13] (мощность генератора делится на две равные части: 10 lg 2 = = 3 дБ, где 2 – определяет отношение мощности генератора к мощности, отводимой в одно плечо, т. е. подводимой к одной из нагрузок ответвителя). Конструкция «тандем» также является трехдецибельным направленным ответвителем в режиме деления мощности одного генератора. При этом каждый из образующих конструкцию мостов рассматривается как ответвитель с переходным затуханием 8,34 дБ.

На рис. 2.78 показана схема мостового устройства из отрезков двух связанных линий, предназначенная для распределения мощности генератора с амплитудой выходного напряжения E между двумя нагрузками: $R_{н1}$ и $R_{н2}$. Обычно выполняют $R_{н1} = R_{н2} = R_б = R$, где R определяет волновое сопротивление Z_0 подводящих линий.

Схема рис. 2.78 описывается подобной системой уравнений как схема рис. 2.74, поэтому для анализа ее можно воспользоваться (2.126′) – (2.129′), заменяя в них: E_1 на E, $U_{R_б}$ на U_0, I_2 на $I_б = U_б/R_б$, E_2 на $U_б$, $U_{R_н}$ на U_1.

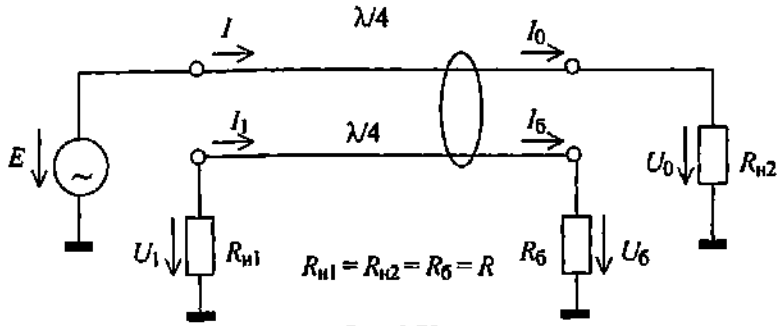


Рис. 2.78

Соответственно получаем:

$$E = j\left(\frac{U_0}{R_{н2}} Z_{011} + \frac{U_б}{R_б} Z_{012}\right); \qquad (2.139)$$

$$I = j\left(\frac{U_0}{W_{11}} - \frac{U_б}{W_{12}}\right); \qquad (2.140)$$

$$U_1 = j\left(\frac{U_б}{R_б} Z_{011} + \frac{U_0}{R_{н2}} Z_{012}\right); \qquad (2.141)$$

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_{н1}} = j\left(\frac{U_б}{W_{11}} - \frac{U_0}{W_{12}}\right). \qquad (2.142)$$

Из (2.141), (2.142) при $R_{н1} = R_{н2} = R_б = R$ находим:

$$U_б = U_0 \frac{W_{11}}{W_{12}} \frac{\left(R^2 - Z_{012}W_{12}\right)}{\left(R^2 + Z_{012}W_{12}\right)} = k_л U_0 \frac{\left(R^2 - Z_{012}W_{12}\right)}{\left(R^2 + Z_{012}W_{12}\right)}.$$

Напряжение на балластном резисторе отсутствует ($U_б = 0$), соответственно мощность в нем не выделяется, если выполняется соотношение

$$R = \sqrt{Z_{012}W_{12}} = \sqrt{Z_{011}W_{11}} = \sqrt{Z_{011}^2 - Z_{012}^2} \qquad (*)$$

Из (2.139) при $U_б = 0$, учитывая (*), находим:

$$U_0 = -jE\frac{R}{Z_{011}} = -jE\frac{\sqrt{Z_{011}^2 - Z_{012}^2}}{Z_{011}} = -jE\sqrt{1 - k_л^2} \qquad (2.143)$$

Из (2.141) при $U_б = 0$, учитывая (2.143), получаем:

$$U_1 = Ek_л. \qquad (2.144)$$

Переходное затухание от генератора к нагрузке $R_{н1}$:

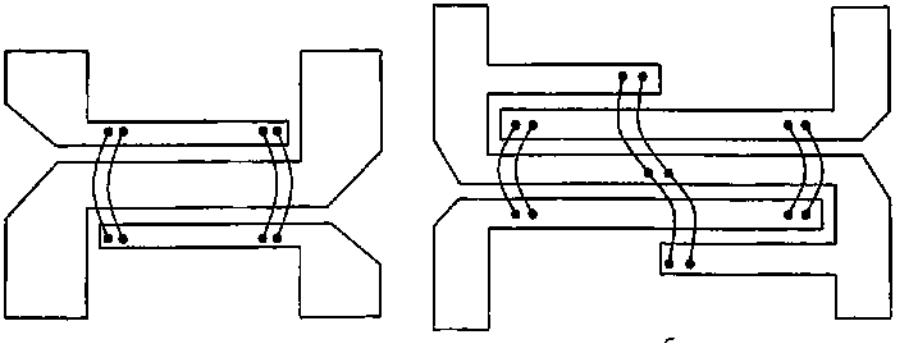
$$20 \lg \left(\frac{E}{|U_1|} \right) = 20 \lg \left(\frac{1}{k_л} \right),$$

а переходное затухание от генератора к нагрузке $R_{н2}$ равно:

$$20 \lg \left(\frac{E}{|U_0|} \right) = 20 \lg \left(\frac{1}{\sqrt{1 - k_л^2}} \right).$$

При $k_л = 1/\sqrt{2} = \sqrt{5} \approx 0{,}70710$ переходные затухания в обоих направлениях одинаковы и равны 3 дБ. При $k_л = 0{,}38268$ переходное затухание в сторону нагрузки $R_{н1}$ составляет 8,34 дБ, а в сторону нагрузки $R_{н2}$ соответственно 0,688 дБ.

Кроме конструкции «тандем» используются встречно-стержневые конструкции квадратурных мостов, реализуемые на многопроводных микрополосковых линиях с торцевой связью между полосками. Необходимая связь между плечами моста достигается параллельным расположением от трех до шести полосок с достаточно большими зазорами между ними, которые также оказываются не очень критичными к точности их выполнения. Возможные конструкции подобных мостов показаны на рис. 2.79. Наиболее широкое применение находит конструкция рис. 2.79,*б*, называемая мостом Ланге.



а *б*

Рис. 2.79

В [9] представлены другие варианты встречно-стержневой конструкции квадратурных мостов и сведения об их размерах.

В квадратурных мостах на четвертьволновых отрезках линий с лицевой связью (см. рис. 2.75,*б,г*) достижима рабочая полоса частот до 60 % и более от средней частоты [5, 9]. В мостах Ланге достижима рабочая полоса частот до 50 %, а в мостах тандемной конструкции до 45 % от средней частоты.

Как уже отмечалось, при сложении мощностей двух генераторов с помощью квадратурного моста выходные напряжения генераторов должны иметь относительно друг друга фазовый сдвиг 90°. Так как генераторы обычно идентичные, то на входе одного из них необходимо включать фазовращатель на 90° Однако, как правило, поступают по-другому [5]: на входе обоих генераторов включают квадратурный мост для деления мощности, который обеспечивает возбуждение генераторов сигналами от общего источника, но со сдвигом по фазе на 90°. Выходы генераторов объединяются с помощью аналогичного квадратурного моста. Схема подобного устройства показана на рис. 2.80. Габариты мостов (МУ) на входе и выходе генераторов с внешним возбуждением (ГВВ) могут быть разными в зависимости от проходящей через них мощности.

По схеме рис. 2.80 строятся мощные транзисторные усилители и выходные каскады телевизионных радиопередатчиков и передатчиков вещания в диапазоне УКВ с использованием частотной модуляции (УКВ ЧМ вещание).

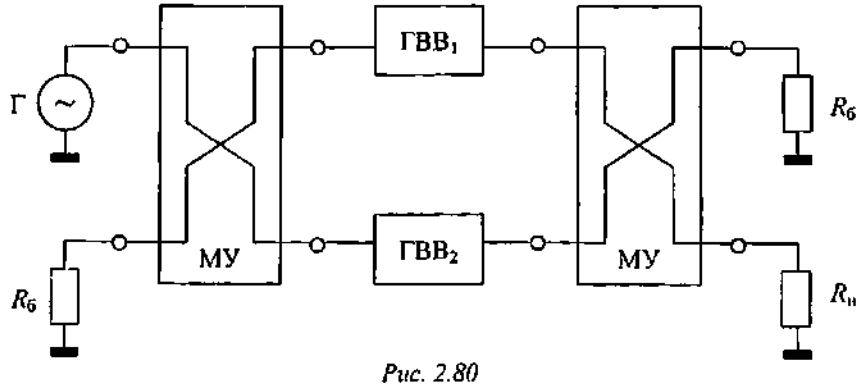


Рис. 2.80

Широкое применение квадратурных мостов с переходным затуханием между плечами 3 дБ при построении транзисторных усилителей мощности обусловлено следующими особенностями таких мостов.

1. Если в режиме деления мощности выходные плечи моста нагружены на одинаковые сопротивления, даже реактивные, а балластный резистор удовлетворяет соотношению $R_б = Z_{012} = W_{12}$, то входное сопротивление моста на средней частоте* оказывается резистивным и равным $R_б$, как и при нагрузке плеч моста на одинаковые резистивные сопротивления: $R_н = R_б = R_{вх} = Z_{012} = W_{12}$.

2. Выходное сопротивление моста со стороны подключения нагрузки $R_н$ в режиме сложения мощностей генераторов при $R_б = R_н = Z_{012} = W_{12}$ остается на средней рабочей частоте* резистивным и равным $R_н$ при любых, даже реактивных, но обязательно одинаковых, выходных сопротивлениях генераторов.

Следовательно, при одинаковом изменении входных и/или выходных сопротивлений ГВВ в устройстве по схеме рис. 2.80 будут оставаться без изменения на средней частоте нагрузка общего источника возбуждения и согласование выходного моста с нагрузкой $R_н$.

Отмеченные особенности квадратурных мостов обусловлены обратимостью процессов деления и сложения мощности в них и полной симметрией мостов при переходном затухании 3 дБ независимо от конструкции моста.

Например, если обратиться к схеме моста для деления мощности (см. рис. 2.78) и заменить $R_{н1}$, $R_{н2}$ на $Z_н$, то из (2.141), (2.142) получим, учитывая в процессе преобразований $R_б = \sqrt{Z_{011}W_{11}} = \sqrt{Z_{012}W_{12}}$

$$U_б = k_л U_0 (Z_н - R_б)/Z_н .$$

Подставляя последнее выражение в (2.139), находим:

$$U_0 = -j\,(EZ_н/Z_{011})\left[1 + k_л^2\,(Z_н - R_б)/R_б\right];$$

$$U_б = -\,j\left[Ek_л\,(Z_н - R_б)/Z_{011}\right]\left[1 + k_л^2\,(Z_н - R_б)/R_б\right].$$

Согласно (2.140) получаем:

$$I = E\frac{Z_н\left(1-k_л^2\right)+k_л^2 R_б}{R_б\left[R_б\left(1-k_л^2\right)+k_л^2 Z_н\right]}.$$

---

* Утверждение о постоянстве и резистивном характере входного сопротивления квадратурного моста в режиме деления мощности и выходного сопротивления в режиме сложения мощностей при одинаковых нагрузках и одинаковых выходных сопротивлениях генераторов [5, с. 199] следует относить только к средней рабочей частоте, соответствующей $\ell = \lambda/4$ (см. приложение 6).

Входное сопротивление моста:

$$Z_{вх} = E/I = \frac{R_б\left[R_б\left(1-k_л^2\right)+k_л^2 Z_н\right]}{Z_н\left(1-k_л^2\right)+k_л^2 R_б}.$$

У моста с переходным затуханием 3 дБ $k_л = \sqrt{0,5} \approx 0,70710$ $\left(k_л^2 = 0,5\right)$, соответственно оказывается $Z_{вх} = R_б = Z_{012} = W_{12}$ независимо от $Z_н$. При $k_л \neq \sqrt{0,5}$ и $Z_н \neq R_б$ входное сопротивление моста $Z_{вх} \neq R_б$ и при комплексной нагрузке носит комплексный характер.

Постоянство входного и выходного сопротивлений квадратурного моста с переходным затуханием 3 дБ при указанных условиях физически объясняется следующим.

Сигнал возбуждения входного моста от источника Г (рис. 2.80) распределяется поровну между плечами, идущими к $ГВВ_1$ и $ГВВ_2$. При этом сигнал к $ГВВ_2$ поступает с отставанием по фазе на 90° [см. (2.143), (2.144)]. При равных, но отличных от $R_б$, входных сопротивлениях ГВВ появляются отраженные от их входов сигналы, равные по величине, но также отличающиеся по фазе на 90° При этом отраженный сигнал от входа $ГВВ_1$ опережает по фазе сигнал, отраженный от входа $ГВВ_2$. В итоге отраженные сигналы складываются в $R_б$ и вычитаются в плече включения источника возбуждения Г (отраженные сигналы соответствуют $Г_1$, $Г_2$ на схеме рис. 2.74, где на месте $R_н$ находится источник Г).

У выходного моста при рассогласовании его с нагрузкой $R_н$ от последней появляется отраженный сигнал, проходящий через плечи моста к выходам $ГВВ_1$ и $ГВВ_2$. При этом сигнал, доходящий до выхода $ГВВ_1$, отстает по фазе на 90° от сигнала, доходящего до выхода $ГВВ_2$. Уровни сигналов одинаковые. При одинаковых, но не равных $R_б$, выходных сопротивлениях ГВВ от выходов генераторов отражаются одинаковые по величине сигналы. При этом сигнал, отраженный от выхода генератора $ГВВ_2$, опережает по фазе сигнал, отраженный от выхода $ГВВ_1$, на 90°. В итоге отраженные от выходов ГВВ сигналы (переотраженные сигналы) складываются в $R_б$ и вычитаются в $R_н$. Отсутствие отраженного от выходов ГВВ сигнала в нагрузке $R_н$ при использовании в качестве последней антенны исключает повторное излучение сигнала, происходящее с некоторой задержкой после излучения первичного сигнала. Отсутствие переизлучения особенно важно для телевизионных передатчиков сигна-

лов изображения, так как переизлучение сигнала обусловливает многоконтурность принимаемого изображения. Современные телевизионные передатчики сигналов изображения содержат системы подавления отраженных сигналов на основе квадратурных мостов [5] и строятся с применением схемы рис. 2.80.

Итак, мы рассмотрели общие положения мостовых схем сложения мощностей двух, а в отдельных случаях и большего числа генераторов и основные принципы построения мостов разных диапазонов. Представленные сведения позволят читателю принципиально разобраться с работой и особенностями не только рассмотренных выше мостовых устройств, но и различных их вариантов и модификаций, которые не нашли отражения в настоящей работе и которые будут предложены в будущем, возможно, и кем-то из читающих эти строки.

2.3.2. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ ПРОИЗВОЛЬНОГО ЧИСЛА ГЕНЕРАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В МНОГОПОЛЮСНЫХ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВАХ

Выше мы рассмотрели общие положения мостового метода сложения мощностей генераторов, а также возможные схемы и конструкции мостов разного назначения и разных диапазонов частот. Большинство мостовых схем предназначено для сложения мощностей двух генераторов. При этом возможно построение схем для сложения без потерь мощности в балластном резисторе как генераторов с одинаковыми, так и с разными выходными мощностями. При использовании трансформаторов на линиях (ТЛ) возможно сложение мощностей не только двух, но и большего числа генераторов. Однако трудности изготовления ТЛ при большом числе генераторов, связанные в основном с подбором соответствующего магнитопровода, практически не позволяют складывать с помощью МУ на ТЛ мощности более трех-четырех генераторов.

В то же время, используя системы мостов для сложения мощностей двух генераторов, можно обеспечить сложение мощностей произвольного числа генераторов и таким образом получить практически любую мощность в нагрузке.

Широко применяется метод так называемого попарного суммирования [6], структурная схема которого показана на рис. 2.81. Используются мосты М для сложения мощностей двух идентичных генераторов.

Согласно представленной структурной схеме (рис. 2.81) мощности $P_Г$ генераторов суммируются с помощью мостов M_1, M_2, M_3, M_4, на выходах которых получают мощность $2P_Г$. Мощности $2P_Г$ суммируются с помощью мостов M_5, M_6, на выходах которых получается мощность $4P_Г$. Мощности $4P_Г$ суммируются с помощью моста M_7, на выходе которого получается мощность $8P_Г$.

Метод попарного суммирования позволяет складывать без потерь в балластных резисторах $R_б$ мощности $N = 2^k$ генераторов, где $k = 1, 2, 3$ и т.д. – число рядов мостов в системе (рис. 2.81).

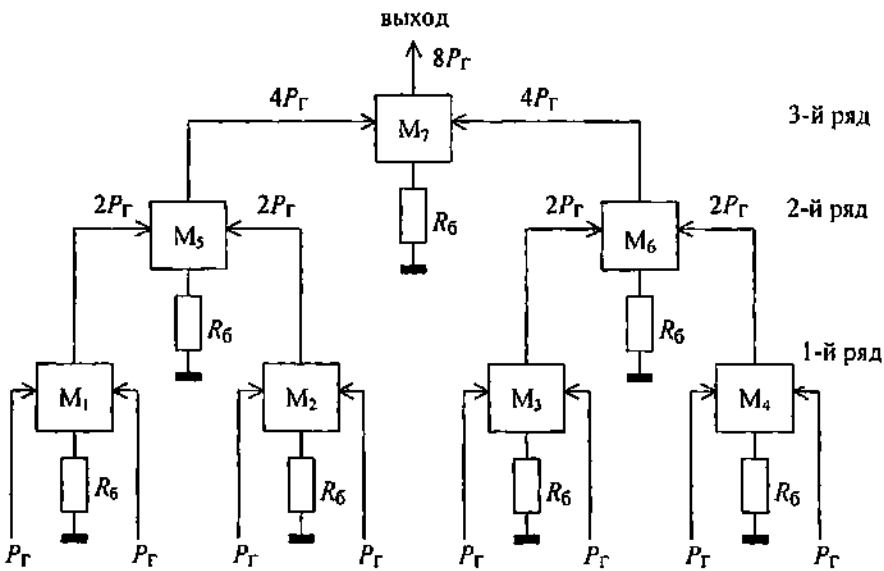


Рис. 2.81

На рис. 2.82 показана структурная схема так называемого цепочечного метода суммирования [6].

С помощью моста M_1 суммируются равные мощности $P_Г$. На выходе моста обеспечивается мощность $2P_Г$. Мосты M_2, M_3, M_4 предназначены для суммирования без потерь в балластных резисторах $R_б$ неравных мощностей. Чем ближе к выходу, тем сильнее неравенство суммируемых мощностей: мост M_2 суммирует мощности $P_Г$ и $2P_Г$, мост M_3 суммирует мощности $P_Г$ и $3P_Г$, мост M_4 суммирует мощности $P_Г$ и $4P_Г$. Этим методом, в принципе, можно суммировать мощности любого числа генераторов, причем не обязательно одинаковой мощности. Однако если суммируемые с помощью моста мощности сильно различаются, то появляются трудности в реа-

лизации такого моста, обусловленные, в частности, большим различием необходимых сопротивлений, включаемых в ветвях (плечах) моста (см. п. 2.3.1). Очевидно, в схеме рис. 2.82 наибольшие трудности возникнут при реализации моста M_4: самый мощный и с самым большим различием складываемых мощностей.

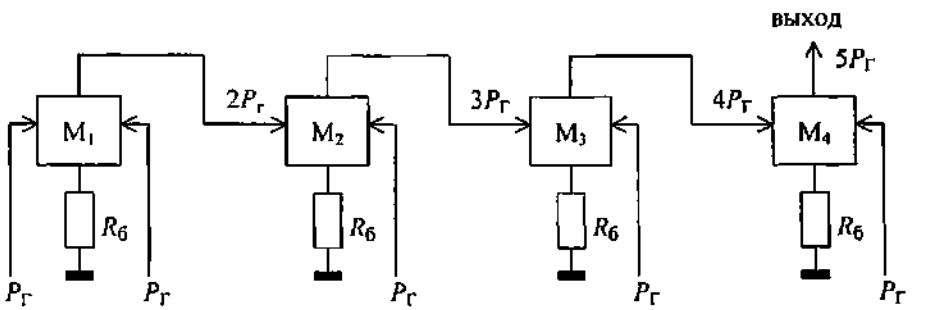


Рис. 2.82

Для суммирования мощностей любого числа генераторов как с равными, так и с неравными мощностями более удобным оказывается метод смешанного суммирования [6], структурная схема которого показана на рис. 2.83.

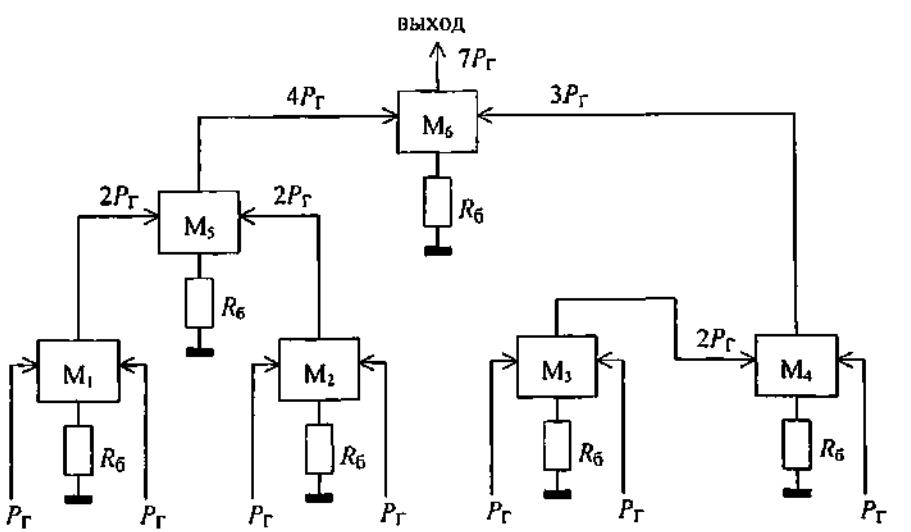


Рис. 2.83

В случае идентичных генераторов мосты M_1, M_2, M_3 суммируют одинаковые мощности $P_Г$, обеспечивая на выходах мощности $2P_Г$. Мост M_5 суммирует одинаковые мощности $2P_Г$, обеспечивая на выходе мощность $4P_Г$. Мост M_4 суммирует неравные мощности: $2P_Г$ и $P_Г$, обеспечивая на выходе мощность $3P_Г$. Мост M_6 также суммирует неравные мощности: $4P_Г$ и $3P_Г$, обеспечивая на выходе мощность $7P_Г$.

Нетрудно видеть, что при всех рассмотренных выше методах суммирования N генераторов требуется $(N - 1)$ мостов и $(N - 1)$ балластных резисторов $R_б$. Полезная нагрузка подключается к выходу системы мостов.

При подключении к системе мостов одного генератора его мощность неравномерно распределяется между полезной нагрузкой и балластными резисторами, причем большая часть мощности выделяется в балластном резисторе моста, к которому подключен генератор, независимо от метода суммирования. При выходе из строя одного генератора большая часть мощности работающих генераторов выделяется в полезной нагрузке, а мощность, выделяемая в балластных резисторах, распределяется между ними неравномерно: больше мощность выделяется в балластном резисторе моста, к которому подключен неработающий генератор. Величина этой мощности зависит от метода суммирования. Подробнее этот вопрос рассматривается ниже.

Сложение мощностей одинаковых генераторов при числе $N > 2$ можно также осуществить путем построения единого МУ на основе мостов с поворотной (радиальной) симметрией [6], прототипами которых служат мосты для $N = 2$ с симметричными относительно нагрузки входами. Примерами таких мостов являются Т-мосты на сосредоточенных элементах и Т- или U-мосты на четвертьволновых отрезках одиночных длинных линий.

На рис. 2.84 представлено МУ на основе Т-моста по схеме рис. 2.30,*а* для сложения мощностей трех генераторов ($N = 3$). Балластные резисторы $R_б$ и конденсаторы $C_б$ могут быть соединены по схеме N-угольника (рис. 2.84,*а*) или N-лучевой звезды (рис. 2.84,*б*). Возможно также соединение балластных резисторов по схеме полного многоугольника. Выбор схемы соединения балластных резисторов определяется удобством реализации конструкции и возможностью сокращения длин соединений. Напомним, что параметры элементов $R_б$, $C_б$ зависят от схемы их соединения.

МУ на основе Т- или U-мостов из четвертьволновых отрезков линий представлено на рис. 2.56 для сложения мощностей четырех

генераторов (N = 4). Балластные резисторы $R_б$ включены по схеме N-лучевой звезды, но они могут быть также включены по схеме N-угольника или полного N-угольника. Выбор включения определяется удобством реализации конструкции.

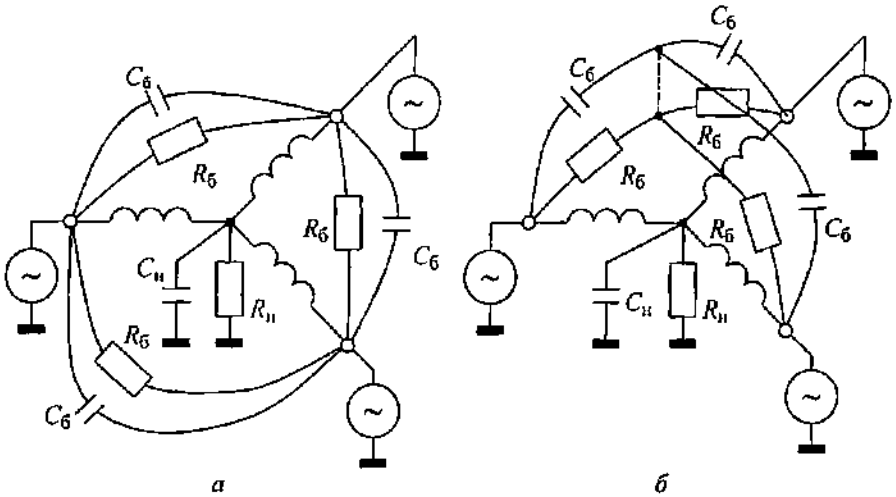


Рис. 2.84

Нетрудно видеть, что МУ на мостах с поворотной (радиальной) симметрией как минимум требуют включения N балластных резисторов (включение по схеме N-лучевой звезды или N-угольника), тогда как устройства по схемам рис. 2.81 – 2.83 требуют включения (N – 1) балластных резисторов.

МУ при $N > 2$ принято называть «многополюсными» МУ. При этом многополюсные МУ, имеющие (N – 1) балластных резисторов, называют «многополюсными МУ с минимальным числом развязывающих резисторов». МУ с N и большим числом балластных резисторов называют «многополюсными МУ с избыточным числом развязывающих резисторов» [6]. Очевидно, к последним относятся МУ на мостах с поворотной (радиальной) симметрией и МУ на ТЛ (см. п. 2.3.1). У тех и у других может быть включено N балластных резисторов по схеме N-лучевой звезды или N-угольника либо $N(N-1)/2$ балластных резисторов по схеме полного N-угольника. МУ, использующие системы мостов для сложения мощностей генераторов по методу попарного, цепочечного либо смешанного суммирования (рис. 2.81 – 2.83), относятся к многополюсным МУ с минимальным числом развязывающих резисторов.

Многополюсные МУ с избыточным числом развязывающих резисторов имеют объемную конструкцию. Выполнение таких МУ

при большом числе генераторов затруднительно* Многополюсные МУ с минимальным числом развязывающих резисторов, особенно при суммировании небольших мощностей, могут иметь плоскую конструкцию. Подобная реализация имеет, например, место при использовании микрополосковых линий.

В заключение рассмотрим энергетические соотношения в многополюсных МУ. Ограничимся случаем суммирования мощностей идентичных генераторов.

При использовании сбалансированных (развязанных) мостов для сложения мощностей N генераторов результирующая мощность в нагрузке $R_н$:

$$P_{R_н} = NP_Г, \tag{2.145}$$

где $P_Г$ – выходная мощность одного генератора.

Соответственно амплитуда тока через нагрузку: $I_{R_н} = \sqrt{2P_{R_н} / R_н} = \sqrt{2NP_Г / R_н}$

При балансе каждого моста токи генераторов в нагрузке суммируются. Следовательно, ток через нагрузку от одного генератора: $I_{R_н 1} = I_{R_н} / N = \sqrt{2P_Г / NR_н}$

На основании принципа наложения (суперпозиции) такой же величины ток от каждого генератора протекает через нагрузку независимо от числа работающих генераторов. Если выключить M генераторов (M генераторов вышли из строя), то ток через нагрузку от работающих $(N - M)$ генераторов будет: $I_{R_н} = (N - M)\, I_{R_н 1} = (N - M)\sqrt{2P_Г / NR_н}$. Соответственно мощность в нагрузке:

$$P_{R_н} = \frac{1}{2}\, I^2_{R_н} R_н = \frac{(N-M)^2}{N} P_Г. \tag{2.146}$$

Мощность, отдаваемая $(N - M)$ генераторами, $P_\Sigma = (N - M)\, P_Г$. Следовательно, мощность, выделяемая в балластных резисторах,

$$P_б = P_\Sigma - P_{R_н} = \frac{M(N-M)}{N} P_Г. \tag{2.147}$$

---

* Как отмечалось в п. 2.3.1, МУ на ТЛ используют для сложения мощностей не более трех-четырех генераторов. Объемность конструкции затрудняет выполнение МУ на основе мостов с поворотной (радиальной) симметрией при большом числе генераторов.

КПД МУ:

$$\eta_{МУ} = \frac{P_{R_н}}{P_\Sigma} = \frac{(N-M)}{N}$$

При включении только одного генератора ($M = N - 1$):

$$P_{R_н} = P_Г / N; \qquad P_б = (N-1)\,P_Г / N; \qquad \eta_{МУ} = 1 / N.$$

При выходе из строя одного генератора ($M = 1$):

$$P_{R_н} = (N-1)^2\,P_Г / N; \qquad P_б = (N-1)\,P_Г / N; \qquad \eta_{МУ} = (N-1) / N.$$

Как видим, при работе только одного генератора и при выходе из строя только одного генератора на балластных резисторах рассеивается одинаковая мощность:

$$P_б = \frac{(N-1)}{N} P_Г. \qquad (2.148)$$

При $M = 0$ и $M = N$ согласно (2.147) $P_б = 0$. Следовательно, существует значение M, при котором мощность $P_б$ максимальна.

Из условия $\delta P_б/\delta M = 0$, используя (2.147), находим, что максимальная мощность, рассеиваемая на балластных резисторах, имеет место при $M = N/2$, т. е. при выходе из строя половины генераторов: $P_{б.макс} = NP_Г/4$.Такой же величины мощность выделяется в полезной нагрузке.

При нечетном числе N генераторов максимальная мощность рассеивается на балластных резисторах при выходе из строя M генераторов, соответствующих целому числу M, ближайшему к $N/2$ с любой стороны, что следует из (2.147). Мощность в полезной нагрузке тем больше, чем меньше M, т. е. чем меньше генераторов вышло из строя.

Одновременный выход из строя большого числа генераторов маловероятен. Более вероятен выход из строя одного из генераторов. Поэтому рассмотрим вопрос о допустимой мощности рассеяния на балластных резисторах при разных методах суммирования мощностей с числом генераторов $N > 2$ при выходе из строя одного генератора*.

При методе попарного суммирования (см. рис. 2.81) наибольшая мощность рассеивается на балластном резисторе моста первого ря-

* Вопрос о допустимой мощности рассеивания балластного резистора одиночного моста обсуждался в п. 2.3.1.

да с вышедшим из строя генератором. Величина этой мощности:

$$P_{R_б\,макс} = P_Г / 2 \qquad (2.149)$$

Остальная мощность:

$$P_б - P_{R_б\,макс} = \frac{(N-1)}{N} P_Г - \frac{P_Г}{2} = \frac{P_Г}{2}\,\frac{(N-2)}{N} < \frac{P_Г}{2} \qquad (2.150)$$

рассеивается на балластных резисторах мостов последующих рядов, входящих в ветвь включения вышедшего из строя генератора. Как видим, при методе попарного суммирования наибольшей допустимой к рассеиванию мощностью должны обладать балластные резисторы мостов первого ряда. Величина их допустимой мощности рассеивания должна удовлетворять соотношению:

$$P_{R_б\,доп} \geq P_Г / 2 .$$

При цепочечном методе суммирования (см. рис. 2.82) величина максимальной мощности, выделяемой на одном из балластных резисторов, зависит от места включения вышедшего из строя генератора.

При выходе из строя генератора, подключаемого к мосту $М_1$, максимальная мощность выделяется на балластном резисторе этого моста и равна $P_Г / 2$, как и при методе попарного суммирования. Остальная мощность, определяемая (2.150), как и при методе попарного суммирования, выделяется на балластных резисторах последующих мостов.

Рассмотрим выход из строя генератора, подключенного к m-му мосту $(m \leq N-1)$. На входы m-го моста в номинальном режиме поступают для суммирования мощности $mP_Г$ и $P_Г$. При выходе из строя генератора с мощностью $P_Г$ мощность $mP_Г$ распределяется между балластным резистором этого моста и его нагрузкой: $mP_Г = P_{R_б m} + P_{R_н m}$, где $P_{R_б m}$ – мощность, выделяющаяся на балластном резисторе m-го моста, $P_{R_н m}$ – мощность, выделяющаяся в нагрузке m-го моста. Если $m < (N-1)$, то нагрузкой m-го моста является вход $(m+1)$ моста; если $m = (N-1)$, то нагрузкой m-го моста является нагрузка на выходе системы мостов.

Как показано в п. 2.3.1, при суммировании с помощью сбалансированного (развязанного) моста неравных мощностей мощность работающего генератора при выключении другого распределяется между нагрузкой и балластным резистором в пропорции, равной

отношению мощности работающего генератора к мощности выключенного генератора. Следовательно, при выходе из строя генератора с мощностью $P_Г$ мощность $mP_Г$ поделится в пропорции: $P_{R_н m}/P_{R_б m} = m$. С учетом этого соотношения получаем:

$$P_{R_б m} = \frac{mP_Г}{1+m}. \qquad (2.151)$$

Согласно (2.151) наибольшая мощность будет рассеиваться на балластном резисторе последнего моста ($m = N - 1$) при выходе из строя подключенного к нему генератора. При $m = (N - 1)$

$$P_{R_б \text{макс}} = \frac{(N-1)}{N} P_Г$$

Как видим, вся не попадающая в нагрузку мощность $P_б$ (2.148) при ($m=N-1$) выделяется в одном резисторе. При $N >> 1$ $P_{R_б \text{макс}} \to P_Г$. Обратим внимание, что при $m = 1$ (2.151) дает результат (2.149), что отмечалось выше.

Используя (2.151), можно определить необходимую допустимую мощность рассеивания балластного резистора каждого из мостов системы. В общем случае допустимая мощность рассеивания балластных резисторов при цепочечном методе суммирования находится в пределах: $P_Г > P_{R_б \text{доп}} \geq P_Г/2$ и тем больше, чем ближе балластный резистор к выходу системы мостов. Если $N >> 1$, то допустимые мощности рассеивания балластных резисторов различаются практически в два раза.

При смешанном методе суммирования $P_{R_б \text{макс}} = P_Г/2$ в части, где происходит сложение мощностей генераторов по методу попарного суммирования, и

$$P_{R_б \text{макс}} = \frac{(N_1-1)}{N_1} P_Г$$

в части, где идет сложение мощностей N_1 генераторов по методу цепочечного суммирования.

В многополюсных МУ с поворотной (радиальной) симметрией максимальная мощность, выделяющаяся на балластном резисторе, зависит от схемы соединения резисторов $R_б$ (звезда, многоугольник, полный многоугольник) и соотношения величин сопротивлений $R_б$ и $R_н$. Однако при любом соединении максимальная мощность выделяется на одном или нескольких резисторах, подключаемых к вышедшему из строя генератору.

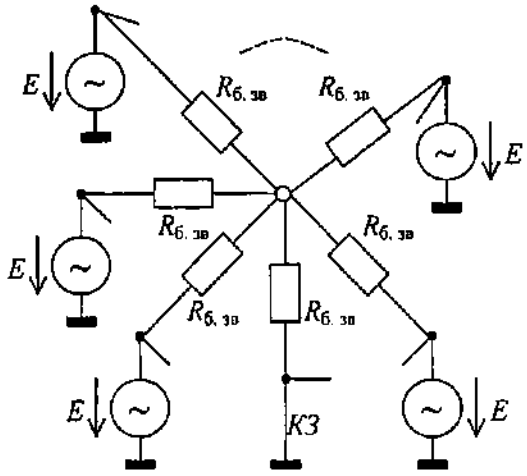


Рис. 2.85

При соединении балластных резисторов по схеме N-лучевой звезды (рис. 2.85) и выходе из строя одного генератора (например, короткое замыкание генератора) оставшиеся (N–1) генераторов можно объединить в один в силу эквипотенциальности их выходных зажимов. Соответственно балластные резисторы для работающих генераторов формируют электрическую цепь, представленную на схеме рис. 2.86.

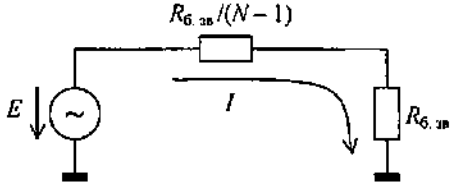


Рис. 2.86

Результирующий ток в цепи балластных резисторов:

$$I = \frac{E}{R_{б.зв} + R_{б.зв}/(N-1)} = \frac{E}{R_{б.зв}} \frac{(N-1)}{N}.$$

Мощность, выделяющаяся на балластном резисторе, присоединяемом к вышедшему из строя генератору,

$$P_{R_{б.зв}\,макс} = \frac{1}{2} I^2 R_{б.зв} = \frac{E^2}{2R_{б.зв}} \left(\frac{N-1}{N}\right)^2$$

Мощность, выделяющаяся на остальных (N – 1) балластных резисторах:

$$P_б' = \frac{1}{2} I^2 R_{б.зв} /(N-1) = \frac{E^2(N-1)}{2R_{б.зв}N^2} < P_{R_{б.зв}\,макс}$$

Мощность, приходящаяся на один из $(N-1)$ балластных резисторов, подключаемых к работающим генераторам,

$$P_{R_{б.зв}} = \frac{P_б'}{N-1} = \frac{E^2}{2R_{б.зв}N^2} << P_{R_{б.зв}\,макс}.$$

Если в МУ обеспечивается $R_{вх} = R_н$, то мощность генератора $P_Г = E^2/2R_{вх} = = E^2/2R_н$. Соответственно можно записать:

$$P_{R_{б.зв}\,макс} = P_Г \frac{R_н}{R_{б.зв}} \left(\frac{N-1}{N}\right)^2$$

$$P_б' = P_Г \frac{R_н}{R_{б.зв}} \frac{(N-1)}{N^2};$$

$$P_{R_{б.зв}} = P_Г \frac{R_н}{R_{б.зв}N^2}$$

Полная мощность в балластных резисторах:

$$P_б = P_{R_{б.зв}\,макс} + P_б' = P_Г \frac{R_н}{R_{б.зв}} \frac{N-1}{N}.$$

Приравнивая последнее соотношение (2.148), находим, что должно быть $R_{б.зв} = R_н$. Соответственно получаем:

$$P_{R_{б.зв}\,макс} = P_Г \left(\frac{N-1}{N}\right)^2 \qquad (2.152)$$

При соединении балластных резисторов по схеме многоугольника (рис. 2.87) при выходе из строя одного генератора (например, короткое замыкание генератора) мощность выделяется только на балластных резисторах, присоединенных к аварийному генератору. На остальных балластных резисторах мощность не выделяется, так как они по-прежнему оказываются включенными между эквипотенциальными выходами работающих генераторов.

Мощность, выделяемая на одном из балластных резисторов у вышедшего из строя генератора: $P_{R_{б.мн}\,макс} = E^2/2R_{б.мн}$.

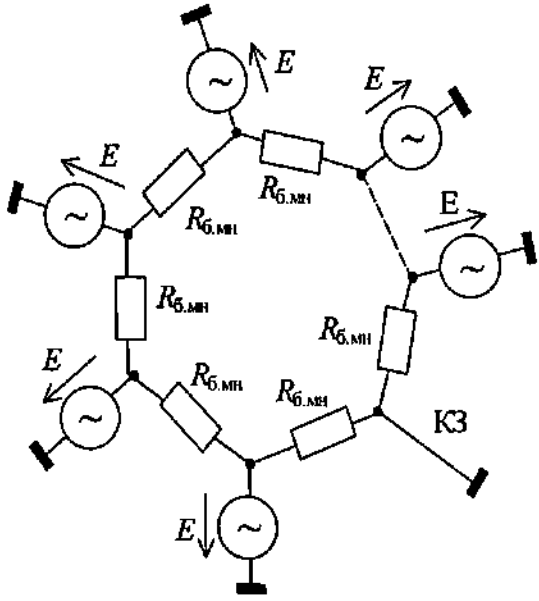


Рис. 2.87

Если в МУ обеспечивается $R_{вх} = R_н$, то, учитывая, что мощность одного генератора $P_г = E^2/2R_{вх} = E^2/2R_н$, получаем: $P_{R_{б.мн}\,макс} = P_г R_н/R_{б.мн}$. Полная мощность, выделяемая в двух балластных резисторах, $P_б = 2P_г R_н/R_{б.мн}$.

Из равенства последнего соотношения (2.148) получаем, что должно быть:

$$R_{б.мн} = R_н \frac{2N}{(N-1)}.$$

Соответственно оказывается:

$$P_{R_{б.мн}\,макс} = P_г \frac{(N-1)}{2N}. \qquad (2.153)$$

При соединении балластных резисторов по схеме полного многоугольника (рис. 2.88) при выходе из строя одного генератора (например, короткое замыкание генератора) мощность выделяется на $(N-1)$ балластных резисторах $R_{б.пмн}$, подключенных к аварийному генератору. Причем на каждом резисторе выделяется одинаковая мощность:

$$P_{R_{б.пмн}\,макс} = E^2/2R_{б.пмн}. \qquad (2.154)$$

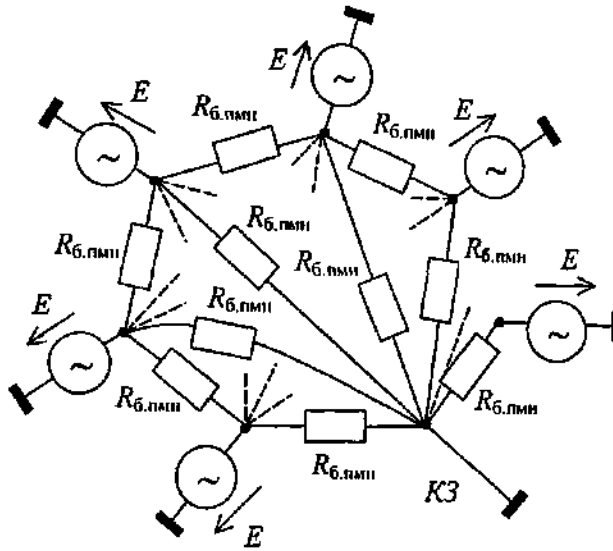


Рис. 2.88

Если в МУ обеспечивается $R_{вх} = R_н$, то, учитывая, что мощность одного генератора $P_Г = E^2/2R_{вх} = E^2/2R_н$, получаем

$$P_{R_{б.пмн}\,макс} = P_Г R_н / R_{б.пмн}.$$

Полная мощность, выделяемая в $(N-1)$ балластном резисторе:

$$P_б = (N-1)\ P_{R_{б.пмн}\,макс} = P_Г R_н (N-1)/R_{б.пмн}.$$

Из равенства последнего соотношения (2.148) следует, что должно быть:

$$R_{б.пмн} = N R_н. \qquad (2.155)$$

Соответственно получаем:

$$P_{R_{б.пмн}\,макс} = P_Г / N. \qquad (2.156)$$

Согласно (2.152), (2.153), (2.156):

$$\frac{P_{R_{б.зв}макс}}{P_{R_{б.мн}макс}} = \frac{2(N-1)}{N}; \qquad \frac{P_{R_{б.мн}макс}}{P_{R_{б.пмн}макс}} = \frac{N-1}{2};$$

$$\frac{P_{R_{б.зв}макс}}{P_{R_{б.пмн}макс}} = \frac{2(N-1)^2}{N}. \qquad (2.157)$$

При $N \geq 4$ наименьшая мощность рассеивается на балластном резисторе при включении по схеме полного многоугольника, а наибольшая – при включении по схеме многолучевой звезды. Сопротивления балластных резисторов при разных соединениях их подчиняются соотношению (2.94) и при условии обеспечения равенства входного сопротивления МУ сопротивлению нагрузки оказывается:

$$R_{б.пмн} = NR_н = NR_{б.зв} = R_{б.мн}\frac{N-1}{2}.$$

Интересно отметить [13], что при соединении балластных резисторов по схеме полного многоугольника рассеиваемая в каждом из балластных резисторов мощность может принимать только два значения: ноль при нормальном режиме всех генераторов либо определяемое (2.156) вне зависимости от числа вышедших из строя генераторов.

Действительно, при выходе из строя M генераторов оставшиеся $(N-M)$ генераторов отдают мощность* величиной (2.154) в каждый из $[(N-M)M]$ резисторов $R_{б.пмн}$. Результирующая мощность в балластных резисторах:

$$P_б = (N-M)M\frac{E^2}{2R_{б.пмн}}.$$

При условии равенства входного сопротивления МУ со стороны каждого работающего генератора сопротивлению нагрузки: $R_{вх} = R_н$, учитывая, что $E^2/2 = R_н P_Г$, можно записать:

$$P_б = (N-M)M\frac{R_н}{R_{б.пмн}}P_Г.$$

Из равенства последнего соотношения (2.148) следует (2.155). Соответственно

$$P_б = \frac{(N-M)M}{N}P_Г,$$

что, обратим внимание, совпадает с (2.147).

Так как все $[(N-M)M]$ балластных резисторов, присоединяемых к вышедшим из строя генераторам, находятся в равных условиях, то приходящаяся на один балластный резистор мощность

---

* Параллельно каждому работающему генератору подключается M балластных резисторов $R_{б.пмн}$.

$$P_{R_{б.пмн}} = \frac{P_б}{(N-M)M} = \frac{P_г}{N}$$

оказывается равной (2.156).

Меньшая величина выделяемой в аварийном режиме мощности на балластном резисторе при соединении по схеме полного многоугольника облегчает подбор балластных резисторов, допустимая мощность рассеивания которых должна удовлетворять соотношению: $P_{R_{б.пмн}доп} \geq P_г/N$. Недостатком соединения балластных резисторов по схеме полного многоугольника является большая громоздкость по сравнению с соединением многолучевой звездой, так как к каждому генераторному входу МУ подключаются $(N-1)$ балластных резисторов, а при соединении звездой – один балластный резистор [13]. При соединении балластных резисторов по схеме многоугольника к каждому генераторному входу МУ подключаются два балластных резистора.

Очевидно, при $N = 2$ соотношения для максимальной рассеиваемой мощности при различных соединениях балластных резисторов должны сходиться. В этом случае между генераторами включается один балластный резистор $R_б$.

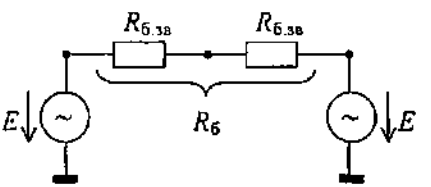


Рис. 2.89

Согласно (2.152) при соединении балластных резисторов звездой при $N = 2$ $P_{R_{б.зв}макс} = P_г/4$. При этом следует учитывать, что к каждому генератору присоединяется резистор $R_{б.зв} = R_н$ (число балластных резисторов равно числу генераторов N). Резисторы соединяются последовательно и формируют один резистор $R_б = 2R_{б.зв} = 2R_н$ (рис. 2.89), на котором выделяется мощность при выходе из строя одного генератора: $P_{R_б макс} = 2P_{R_{б.зв}макс} = P_г/2$.

Согласно (2.153) при соединении балластных резисторов многоугольником при $N = 2$ $P_{R_{б.мн}макс} = P_г/4$. При этом следует учитывать, что между генераторами включаются резисторы $R_{б.мн} = 4R_н$ со стороны каждого генератора (рис. 2.90) (число балластных резисторов равно числу генераторов N), параллельное соединение которых формирует один резистор $R_б = R_{б.мн}/2 = 2R_н$. Выделяемая на этом резисторе мощность при выходе из строя одного генератора: $P_{R_б макс} = 2P_{R_{б.мн}макс} = P_г/2$.

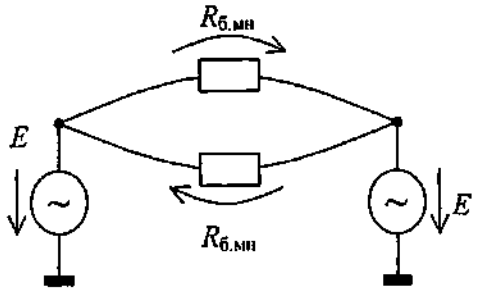


Рис. 2.90

Согласно (2.156) при соединении балластных резисторов полным многоугольником при $N = 2$

$$P_{R_{б.пмн}\,макс} = P_Г / 2.$$

Число балластных резисторов $R_{б.пмн}$, равное числу сочетаний из N по два, определяется соотношением (см. п. 2.3.1):

$$\frac{N(N-1)}{2}$$

и при $N = 2$ равно единице. В этом случае $R_б = R_{б.пмн} = 2R_н$ [см. (2.155)], а

$$P_{R_б\,макс} = P_{R_{б.пмн}\,макс} = P_Г / 2.$$

Как видим, при $N = 2$ конечные результаты получаются одинаковыми: $R_б = 2R_н$, $P_{б.макс} = P_Г / 2$ независимо от схемы соединения балластных резисторов.

Требования к допустимым мощностям рассеивания балластных резисторов резко снижаются, если допустимые отклонения генераторов от сбалансированного режима не включают в себя выход генераторов из строя [13].

При этом для многополюсных МУ с минимальным числом развязывающих резисторов с использованием метода попарного суммирования для определения рассеиваемой, соответственно и допустимой к рассеиванию, мощности на балластном резисторе можно использовать соотношения п. 2.3.1, задавая допустимую амплитудную и фазовую неидентичность выходных напряжений (или токов) генераторов.

На основании приведенных в п. 2.3.1 соотношений можно записать для мощности в нагрузке моста $R_н$: $P_{R_н} = (P_Г/2)\,(1 + 2A\cos\varphi + A^2)$, а для мощности в балластном резисторе $R_б$:

$$P_{R_б} = (P_Г/2)\,(1 - 2A\cos\varphi + A^2), \qquad (2.158)$$

где $P_Г$ – мощность одного генератора, условно принимаемого за первый (опорный).

Напомним, что при полной идентичности токов генераторов в ветвях моста ($A = 1$, $\varphi = 0$) $P_{R_б} = 0$, а $P_{R_н} = 2P_Г$, т. е. имеет место полное сложение мощностей генераторов в нагрузке.

При отклонении тока одного генератора от номинального на величину $\pm\,\varepsilon I_{ном}$ следует считать $A = (1 \pm \varepsilon)$. Принимая фазовое различие токов равным φ, получаем:

$$P_{R_б\,макс} = \frac{P_{Г\,ном}}{2}\,[2\,(1 \pm \varepsilon)\,(1 - \cos\varphi) + \varepsilon^2], \qquad (2.159)$$

где $P_{Г\,ном}$ – мощность генератора в номинальном режиме.

Последнее соотношение позволяет определить максимальную мощность рассеивания на балластном резисторе моста при допустимой амплитудной и фазовой асимметрии генераторов.

Если имеет место только изменение амплитуды тока, то согласно (2.159)

$$P_{R_б\,макс} = \frac{P_{Г\,ном}}{2}\,\varepsilon^2$$

Если допускается только фазовое различие токов φ, то согласно (2.159)

$$P_{R_б\,макс} = P_{Г\,ном}\,(1 - \cos\varphi).$$

Согласно (2.159) при выходе из строя одного генератора, чему соответствует $(1-\varepsilon) = 0$, $P_{R_б\,макс} = P_{Г\,ном}/2$. Мощность работающего генератора делится между нагрузкой $R_н$ и балластным резистором $R_б$. Если $\varphi = \pm\,\pi$, а $\varepsilon = 0$, то $P_{R_б\,макс} = 2P_{Г\,ном}$. В этом случае мощности генераторов складываются в балластном резисторе.

Обратим внимание, что изменение тока генератора на величину $\pm\,\varepsilon I_{ном}$ связано с изменением выходного напряжения генератора на величину $\pm\,\varepsilon E_{ном}$.

При отклонении тока одного генератора от номинального значения на величину $\pm\,\varepsilon I_{ном}$, а другого – на величину $\mp\,\varepsilon I_{ном}$ и наличии фазового сдвига между токами φ на основании (2.158):

$$P_{R_б\,макс} = \frac{P_{Г\,ном}}{2}(1 \pm \varepsilon)^2\,(1 - 2A\cos\varphi + A^2),$$

где $A = \dfrac{1 \mp \varepsilon}{1 \pm \varepsilon}$.

Выполняя преобразования в последнем выражении, получаем:

$$P_{R_б\,макс} = P_{Г\,ном}\,[1 + \varepsilon^2 - (1 - \varepsilon^2)\cos\varphi]. \qquad (2.160)$$

При $\varphi = 0$ $P_{R_б\,макс} = P_{Г\,ном} \cdot 2\varepsilon^2$. При различии токов только по фазе $P_{R_б\,макс} = P_{Г\,ном}\,(1 - \cos\varphi)$, что соответствует результату предыдущего случая, вытекающему из (2.159).

Для многополюсных МУ с минимальным числом развязывающих резисторов, реализуемых по методу цепочечного или смешанного суммирования, записанные выше соотношения применимы для определения мощности рассеивания в балластном резисторе моста со сложением одинаковых мощностей. Для мостов, обеспечивающих сложение неравных мощностей: $mP_Г = mP_{Г.ном}$ и $P_Г = P_{Г.ном}$, соотношения несколько изменяются. Более просто необходимые соотношения, носящие общий характер для всех мостов, можно получить, рассматривая Т-мост. Подобные мосты наиболее широко используются в многополюсных МУ.

В номинальном режиме напряжения генераторов, подключаемых к Т-мосту, одинаковы и ток через балластный резистор не протекает.

При отклонении напряжения одного генератора от номинального на величину $\pm\varepsilon E_{ном}$ и в общем случае появлении фазового сдвига φ между напряжениями генераторов через балластный резистор $R_б$ потечет ток (рис. 2.91):

$$I_{R_б} = \frac{E_{ном}}{R_б}\left[1 - (1 \pm \varepsilon)\cos\varphi - j(1 \pm \varepsilon)\sin\varphi\right].$$

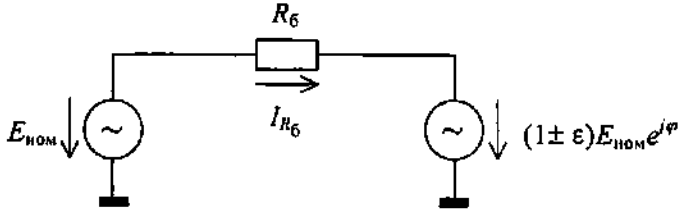


Рис. 2.91

На балластном резисторе при этом будет выделяться мощность:

$$P_{R_б} = \frac{1}{2}\left|I_{R_б}\right|^2 R_б = \frac{E_{ном}^2}{2R_б}\left[2(1 \pm \varepsilon)\,(1 - \cos\varphi) + \varepsilon^2\right].$$

Как показано в п. 2.3.1, сопротивление балластного резистора удовлетворяет соотношению

$$R_б = \frac{R_н}{m} = R_{вх.Г_1}(1+m) = R_{вх.Г_2}\frac{(1+m)}{m},$$

где
$$m = \frac{P_{Г_1}}{P_{Г_2}} = \frac{R_{вх.Г_2}}{R_{вх.Г_1}} = \frac{P_{Г_1\,ном}}{P_{Г_2\,ном}};$$

$$P_{Г_1\,ном} = \frac{E^2_{ном}}{2R_{вх.Г_1}};\quad P_{Г_2\,ном} = \frac{E^2_{ном}}{2R_{вх.Г_2}} = \frac{E^2_{ном}}{2mR_{вх.Г_1}} = \frac{P_{Г_1\,ном}}{m}.$$

Пусть $P_{Г_2\,ном} = P_{Г\,ном}$ – номинальная мощность одиночного генератора. Соответственно $P_{Г_1\,ном} = mP_{Г\,ном}$, где $m \geq 1$.

Согласно приведенным соотношениям:

$$\frac{E^2_{ном}}{2R_б} = \frac{P_{Г_1}\,R_{вх.Г_1}}{R_б} = \frac{P_{Г_1\,ном}}{1+m} = \frac{mP_{Г_2\,ном}}{1+m} = \frac{mP_{Г\,ном}}{1+m}.$$

При этом мощность, выделяемая на балластном резисторе:

$$P_{R_б} = P_{Г\,ном}\frac{m}{(1+m)}\left[2(1\pm\varepsilon)\,(1-\cos\varphi)+\varepsilon^2\right]. \qquad (2.159')$$

При $m = 1$ (2.159') обращается в (2.159). Чем больше значение m, тем больше мощность, выделяемая на балластном резисторе. В многополюсных МУ по методу цепочечного суммирования $1 \leq m \leq (N-1)$. Соответственно $m_{макс} = N - 1$. При этом

$$P_{R_б\,макс_{макс}} = P_{Г\,ном}\frac{(N-1)}{N}\left[2(1\pm\varepsilon)\,(1-\cos\varphi)+\varepsilon^2\right].$$

При выходе из строя последнего генератора, подключаемого к выходному мосту системы, учитывая, что при этом $\varepsilon = 1$; $(1 - \varepsilon) = 0$, получаем

$$P_{R_б\,макс_{макс}} = P_{Г\,ном}\frac{(N-1)}{N}.$$

Если $N \gg 1$, то $P_{R_б\,макс_{макс}} \to P_{Г\,ном}$, что соответствует полученному ранее результату при рассмотрении многополюсного МУ по методу цепочечного суммирования.

В многополюсном МУ по методу смешанного суммирования $1 \le m \le (N_1 - 1)$, где $N_1 < N$ и равно числу генераторов, включаемых в ветвь цепочечного суммирования.

Если на схеме рис. 2.91 принять у генератора слева отклонение напряжения от номинального на $\mp \varepsilon E_{\text{ном}}$, сохраняя у генератора справа отклонение напряжения от номинального на $\pm \varepsilon E_{\text{ном}}$ при угле φ между напряжениями, то получим:

$$P_{R_{\text{б}}\,\text{макс}} = \frac{2mP_{\text{Г ном}}}{(1+m)}\left[1+\varepsilon^2-\left(1-\varepsilon^2\right)\cos\varphi\right]. \qquad (2.160')$$

При $m = 1$ (2.160') обращается в (2.160). Максимальная мощность будет выделяться на балластном резисторе выходного моста системы: $m = N - 1$.

Согласно (2.160') при выходе из строя одиночного генератора или всех генераторов, предшествующих выходному мосту системы при цепочечном методе суммирования*, на балластном резисторе будет рассеиваться мощность:

$$P_{R_{\text{б}}\,\text{макс}_{\text{макс}}} = 4P_{\text{Г ном}}\frac{(N-1)}{N}.$$

При $N >> 1$ $P_{R_{\text{б}}\,\text{макс}_{\text{макс}}} \to 4P_{\text{Г ном}}$. Соответственно при выходе из строя всех предшествующих выходному мосту генераторов мощность последнего генератора практически вся будет расходоваться на балластном резисторе.

Для многополюсных МУ с избыточным числом развязывающих резисторов, какими являются, в частности, МУ на основе мостов с поворотной (радиальной) симметрией, при отклонении выходного напряжения одного генератора на величину $\pm \varepsilon E_{\text{ном}}$ по амплитуде и на угол φ по фазе при соединении балластных резисторов по схеме многолучевой звезды справедлива электрическая цепь, показанная на рис. 2.92. Очевидно, идентичной будет электрическая цепь и при отклонении от номинального режима параметров у $(N-1)$ генератора.

---

* В этом случае $m = N - 1$, $\varepsilon = 1$. Напряжение со стороны работающего генератора (генераторов) будет равно $2E_{\text{ном}}$. Соответственно мощность одиночного генератора возрастает в 4 раза и оказывается равной $4P_{\text{Г ном}}$. При изменении в 2 раза напряжения со стороны предшествующих генераторов их результирующая мощность оказывается равной $4P_{\text{Г ном}}(N-1)$.

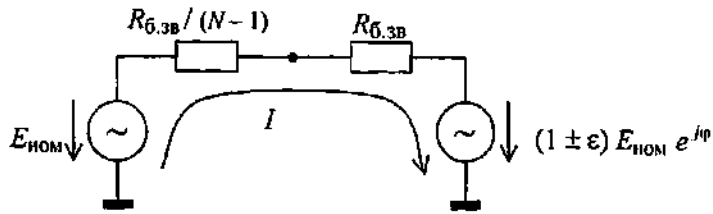


Рис. 2.92

Ток через балластные резисторы в схеме (рис. 2.92):

$$I = \frac{E_{ном}\left[1-(1\pm\varepsilon)\, e^{j\varphi}\right](N-1)}{R_{б.зв}N}.$$

Величина тока:

$$|I| = \frac{E_{ном}(N-1)}{R_{б.зв}N}\sqrt{2(1\pm\varepsilon)\,(1-\cos\varphi)+\varepsilon^2}$$

Максимальная мощность, выделяемая на балластном резисторе (правый резистор на рис. 2.92):

$$P_{R_{б.зв}\,макс} = \frac{1}{2}|I|^2 R_{б.зв} =$$

$$= \frac{E^2_{ном}}{2R_{б.зв}}\left(\frac{N-1}{N}\right)^2\left[2\,(1\pm\varepsilon)(1-\cos\varphi)+\varepsilon^2\right].$$

При равенстве входного сопротивления МУ сопротивлению резистора нагрузки ($R_{вх} = R_н$), учитывая, что $P_{Г.ном} = E^2_{ном}/2R_н$, получаем:

$$P_{R_{б.зв}\,макс} = P_{Г\,ном}\left(\frac{N-1}{N}\right)^2\frac{R_н}{R_{б.зв}}\left[2\,(1\pm\varepsilon)(1-\cos\varphi)+\varepsilon^2\right].$$

Так как при $R_{вх} = R_н$ $R_{б.зв} = R_н$, то

$$P_{R_{б.зв}\,макс} = P_{Г\,ном}\left(\frac{N-1}{N}\right)^2\left[2\,(1\pm\varepsilon)\,(1-\cos\varphi)+\varepsilon^2\right]. \qquad (2.161)$$

Обратим внимание, что сомножитель в квадратных скобках (2.161) совпадает с аналогичным сомножителем в (2.159).

При отклонении напряжения одного генератора от номинального на величину $\pm\varepsilon E_{ном}$, а у $(N-1)$ генератора на величину $\mp\varepsilon E_{ном}$ и наличии фазового сдвига φ между напряжениями генераторов, для многополюсного МУ с избыточным числом развязывающих резисторов при соединении их по схеме многолучевой звезды справедлива эквивалентная схема рис. 2.93. Схема справедлива и при отклонении напряжений на величину $\pm\varepsilon E_{ном}$ у $(N-1)$ генератора и на величину $\mp\varepsilon E_{ном}$ у одного из генераторов при наличии фазового сдвига φ между указанными напряжениями.

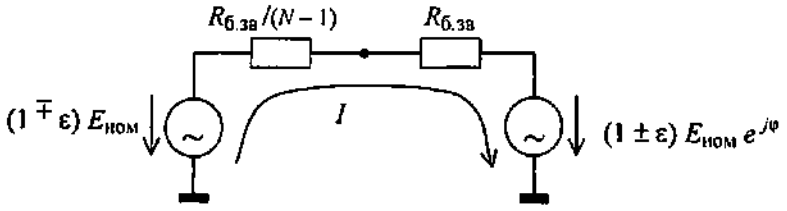


Рис. 2.93

Ток через балластные резисторы в схеме (рис. 2.93):

$$I=\frac{E_{ном}\left[1\mp\varepsilon-(1\mp\varepsilon)\,e^{j\varphi}\right](N-1)}{R_{б.зв}N}.$$

Величина тока:

$$|I|=\frac{E_{ном}(N-1)}{R_{б.зв}N}\sqrt{2\left[1+\varepsilon^2-\left(1-\varepsilon^2\right)\cos\varphi\right]}.$$

Максимальная мощность, выделяемая на балластном резисторе,

$$P_{R_{б.зв}макс}=\frac{1}{2}|I|^2R_{R_{б.зв}}=$$

$$=\frac{E^2_{ном}}{R_{б.зв}}\left(\frac{N-1}{N}\right)^2\left[(1+\varepsilon^2)-(1-\varepsilon^2)\cos\varphi\right].$$

Учитывая, что при $R_{вх}=R_н$ $R_{б.зв}=R_н$, а $E^2{}_{ном}=2P_{Г\,ном}R_н$, получаем:

$$P_{R_{б.зв}макс}=P_{Г\,ном}\left(\frac{N-1}{N}\right)^2 2\left[1+\varepsilon^2-(1-\varepsilon^2)\cos\varphi\right]. \qquad (2.162)$$

Сомножитель в квадратных скобках (2.162) совпадает с аналогичным сомножителем в (2.160).

Аналогично можно рассмотреть определение максимальной рассеиваемой мощности на балластных резисторах МУ на основе мостов с поворотной (радиальной) симметрией при соединении балластных резисторов по схемам многоугольника и полного многоугольника. В то же время, сопоставляя (2.161) с (2.152), замечаем, что соотношения отличаются заменой $P_Г$ на

$$P_{Г\,ном}\,[2\,(1 \pm \varepsilon)\,(1 - \cos\varphi) + \varepsilon^2], \qquad (2.163)$$

а соотношения (2.162), (2.152) отличаются заменой $P_Г$ на

$$P_{Г\,ном} \cdot 2\,[1 + \varepsilon^2 - (1 - \varepsilon^2)\cos\varphi]. \qquad (2.164)$$

Такие же замены надо сделать в соотношении (2.153) при соединении балластных резисторов по схеме многоугольника и в соотношении (2.156) при соединении балластных резисторов по схеме полного многоугольника.

Обратим внимание, что (2.164) согласуется с результатами [13, с.175]. Выражения (2.159), (2.160) для одиночных мостов подобны выражениям (2.161), (2.162) для многополюсных МУ при соответствующей асимметрии генераторов относительно их номинального режима.

При отклонении тока (или напряжения) одного генератора от номинального на ± 20 % ($\varepsilon = \pm 0{,}2$), что соответствует изменению мощности генератора по сравнению с номинальной на + 44 % или –36 %, максимальная мощность рассеивания на балластном резисторе моста согласно (2.159) составляет 2 % от $P_{Г\,ном}$, тогда как при выходе из строя одного генератора она составляет 50 % от $P_{Г\,ном}$ (в общем случае 50 % от мощности работающего генератора).

В многополюсном МУ при отклонении тока (напряжения) одного или ($N - 1$) генераторов от номинального на ± 20 % ($\varepsilon = \pm 0{,}2$) максимальная мощность рассеивания на балластном резисторе, например при $N = 4$ и соединении балластных резисторов звездой согласно (2.161), составляет 2,25 % от $P_{Г\,ном}$, а при соединении балластных резисторов по схеме полного многоугольника согласно (2.156) с учетом (2.163) – 1 % от $P_{Г\,ном}$. В то же время, при выходе из строя одного генератора максимальная рассеиваемая мощность на балластном резисторе составляет при соединении звездой согласно (2.152) 56,25 % от $P_{Г\,ном}$, а при соединении балластных резисторов по схеме полного многоугольника согласно (2.156) – 25 % от $P_{Г\,ном}$.

При отклонении тока (напряжения) одного генератора на ± 20 %, а другого на ∓20 % от номинального, что соответствует различию мощностей в 2,25 раза, максимальная мощность, рассеиваемая на балластном резисторе моста, согласно (2.160) составляет 8 % от $P_{\text{Г ном}}$.

В многополюсном МУ при отклонении тока (напряжения) одного генератора на ± 20 %, а у (N – 1) генераторов на ∓ 20 % от номинального или при отклонении тока (напряжения) у (N – 1) генераторов на ± 20 %, а у одного генератора на ∓ 20 % от номинального максимальная рассеиваемая мощность на балластном резисторе при N = 4 и соединении балластных резисторов звездой согласно (2.162) составляет 9 % от $P_{\text{Г ном}}$, а при соединении балластных резисторов по схеме полного многоугольника согласно (2.156) с учетом (2.164) – 4 % от $P_{\text{Г ном}}$.

Как видим, рассеиваемая, соответственно и требуемая, мощность балластных резисторов существенно снижается, если в МУ не допускается выход из строя одного генератора, а допускается только некоторое отклонение его параметров от номинальных. В любом случае для многополюсных МУ остаются в силе соотношения (2.157).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные в настоящей работе исследования трансформаторов на линиях (ТЛ) и мостовых устройств (МУ) для сложения мощностей генераторов помогут заинтересованному читателю не только лучше понять результаты других работ, но и найти новые технические решения.

Для иллюстрации сказанного приведем, основываясь на результатах настоящей работы, примеры неизвестных ранее конструкций ТЛ, МУ и согласующих устройств (СУ).

3.1. ПОНИЖАЮЩИЙ ТРАНСФОРМАТОР НА ЛИНИЯХ С ПРОИЗВОЛЬНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ТРАНСФОРМАЦИИ

В п. 1.2.4 показано, что в конструкции понижающего ТЛ на N отрезках линии один из проводов каждого отрезка может быть заземлен с обоих концов и соответственно по всей длине. В этом случае понижающий ТЛ представляет N отрезков линии, из которых $(N-1)$ закорочены на одном конце, а другими концами параллельно присоединены к нагрузке $R_н$, совместно нагружая одиночный отрезок линии, к другому концу которого присоединяется источник сигнала (генератор) E (см. рис. 1.57 и 1.61). Указанные $(N-1)$ отрезков линии с волновым сопротивлением Z_0 могут быть заменены одним отрезком линии с волновым сопротивлением $Z_0/(N-1)$. Последнее обстоятельство позволяет реализовать понижающий ТЛ на двух отрезках линий длиной ℓ (рис. 3.1) соответственно с волновым сопротивлением Z_0 и $Z_0^* = Z_0/(N-1)$, где $N > 1$ и определяется соотношением $N = \sqrt{R_{вх}/R_н}$, оказываясь по величине либо целым, либо дробным числом, в общем не связанным с числом отрезков линии. Только при N целом отрезок линии с волновым сопротивлением Z_0^* может рассматриваться как параллельное соединение $(N-1)$ отрезков линии с волновым сопротивлением Z_0.

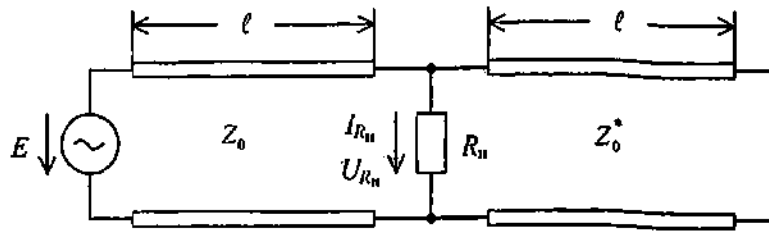


Рис. 3.1

Подробный анализ предлагаемого ТЛ приведен автором в [23].

Для изготовления ТЛ необходимы линии с волновыми сопротивлениями: $Z_0 = \sqrt{R_н R_{вх}} = NR_н$ и $Z_0^* = NR_н/(N-1)$.

При $1 < N < 2$ $Z_0^* > Z_0$, а при $N > 2$ $Z_0^* < Z_0$. Если $N = 2$, то $Z_0^* = Z_0$.

Обратим внимание, что в рассматриваемом ТЛ выполняется соотношение:

$$R_н = \frac{Z_0}{N} = \frac{Z_0 Z_0^*}{Z_0 + Z_0^*}.$$

Оба волновых сопротивления по величине больше $R_н$. Параметр $N = 1 + \frac{Z_0}{Z_0^*}$.

Напряжение на нагрузке и ток через $R_н$ соответственно:

$$U_{R_н} = \frac{E}{N} e^{-j\beta\ell}; \qquad I_{R_н} = \frac{E}{NR_н} e^{-j\beta\ell}$$

Коэффициент трансформации ТЛ по напряжению:

$$\frac{|U_{R_н}|}{E} = \frac{1}{N} < 1.$$

Резистивная составляющая входного сопротивления ТЛ в параллельной схеме представления (см. рис. 1.8) не зависит от частоты: $R_{вх} = N^2 R_н = NZ_0$, а реактивная составляющая входного сопротивления ТЛ:

$$jX_{вх} = jNZ_0^* \operatorname{tg} \beta\ell = j\frac{NZ_0}{(N-1)} \operatorname{tg} \beta\ell$$

ТЛ по схеме (рис. 3.1) может быть реализован на основе любых линий, включая коаксиальные, микрополосковые, а также двухпроводные (при использовании двухтактного генератора и симметричной нагрузки). Конструкция ТЛ при использовании коаксиальных или микрополосковых линий не требует применения какого-либо ферритового кольца или сердечника.

Рассмотренный трансформатор используется в качестве основного элемента предложенного автором трансформирующего устройства [24]. Представляющая интерес реализация трансформатора на трех отрезках линий рассмотрена в работе [25].

3.2. СИНФАЗНЫЙ МОСТ НА ОСНОВЕ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ ОТРЕЗКОВ ЛИНИЙ

Используя результаты пп. 1.2.1 и 2.3.1, можно предложить показанную на рис. 3.2 конструкцию моста на основе четвертьволновых отрезков коаксиальной линии для сложения мощностей двух идентичных генераторов* Между генератором $Г_2$ и балластным резистором $R_б$ включается отрезок линии A по схеме фазоинвертирующего звена, подобного фазоинвертирующему ТЛ по схеме рис. 1.12. Фазоинвертирующее звено заменяет отрезок линии длиной $3\lambda/4$ в конструкции моста рис. 2.57. Для обеспечения полной электрической симметрии моста параллельно генератору $Г_1$ подключается отрезок такой же линии B, у которого используется только наружный проводник (оплетка) коаксиальной линии, размещаемый относительно земли (корпуса) устройства абсолютно аналогично отрезку линии A. На рис. 3.3 с использованием двухпроводных линий показана эквивалентная схема предложенного моста. На схеме: Z_c – волновое (характеристическое) сопротивление линии, образованной наружным проводником (оплеткой) коаксиальной линии отрезков A, B относительно земли (корпуса) устройства при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения; W_{12} – электростатистическое волновое (характеристическое) сопротивление связи в системе связанных линий при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения (в случае коаксиальной линии $W_{12} = Z_0$).

---

* Конструкция рассматриваемого моста вытекает также из результатов работы [6], где указаны возможность замены отрезка линии длиной $3\lambda/4$ у моста по схеме рис. 2.57 четвертьволновой секцией связанных линий и необходимость подключения одной дополнительной линии у генератора Г1 (см. [6, с. 94–96]). Обратим внимание, что мост по схеме рис. 2.57 в [6] носит название «гибридное кольцо», хотя более часто это название относится к конструкции на микрополосковых линиях (см. п. 2.3.1).

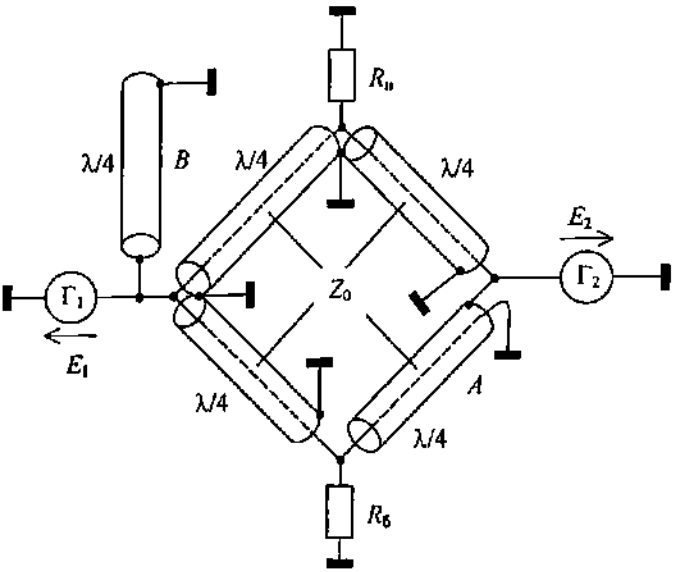


Рис. 3.2

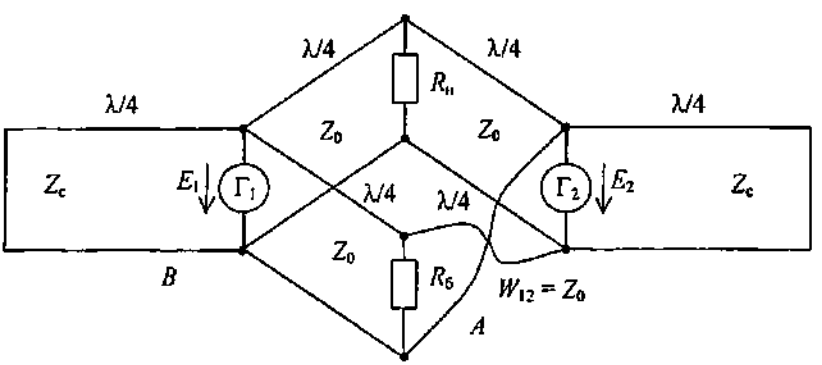


Рис. 3.3

Конструкция моста может быть упрощена, если фазоинвертирующее звено *A* включить подобно фазоинвертирующему ТЛ по схеме рис. 1.9, т. е. генератор $Г_2$ подключить к центральному проводнику отрезка *A*, а балластный резистор $R_б$ – к наружному проводнику. В этом случае не потребуется подключение отрезка линии *B*. Такой мост представлен на рис. 3.4. На рис. 3.5 с использованием двухпроводных линий показана эквивалентная схема моста. Мост оказывается электрически абсолютно симметричным относительно каждого из генераторов.

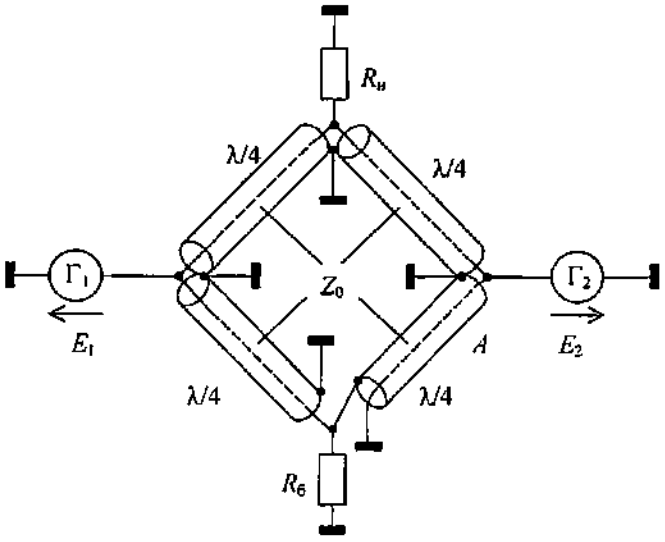


Рис. 3.4

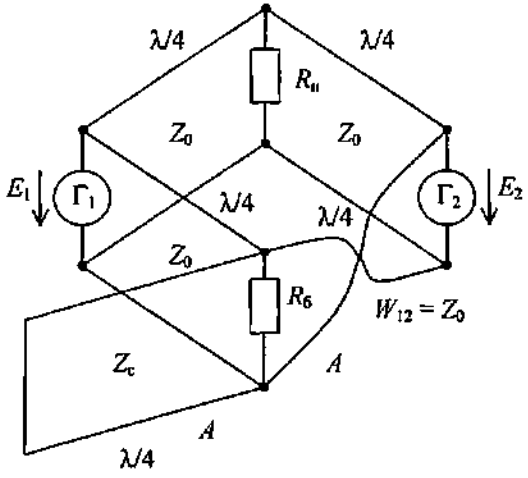


Рис. 3.5

Из-за отсутствия шунтирования генераторов короткозамкнутыми отрезками линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_c в конструкции моста рис. 3.4 обеспечивается лучшее согласование в полосе частот, чем в конструкции рис. 3.2. Однако развязка генераторов у моста рис. 3.4 в полосе частот несколько хуже, чем у моста рис. 3.2, так как уровни сигналов, поступающих от одного генератора в ветвь включения другого через плечо с $R_н$ и

плечо с $R_б$, несколько различаются при отклонении частоты от центральной (балластный резистор шунтируется короткозамкнутым отрезком линии). Чем больше волновое (характеристическое) сопротивление Z_c, тем лучше развязка в полосе частот. Уже при $Z_c = Z_0$ обеспечивается достаточный для практики уровень развязки генераторов в необходимой полосе частот.

В конструкциях мостов рис. 3.2, 3.4 для обеспечения на центральной частоте, соответствующей длине отрезков $\lambda/4$, чисто резистивного входного сопротивления $R_{вх}$, равного $R_н$, необходимы коаксиальная линия с волновым сопротивлением $Z_0 = \sqrt{2}R_н$ и балластный резистор с сопротивлением $R_б = R_н$.

В силу полной электрической симметрии рассматриваемых мостов относительно каждого из генераторов $Г_1$, $Г_2$ при их идентичности и совместной работе сигнал в балластном резисторе $R_б$ отсутствует, а в нагрузке $R_н$ выделяется суммарная мощность генераторов независимо от частоты.

Используя эквивалентные схемы рис. 3.3, 3.5, легко установить соотношения между $R_н$, $R_{вх}$, Z_0, $R_б$.

Подобный мост может быть реализован на микрополосковых линиях, как показано на рис. 3.6. Эквивалентная схема моста с использованием двухпроводных линий представлена на рис. 3.7.

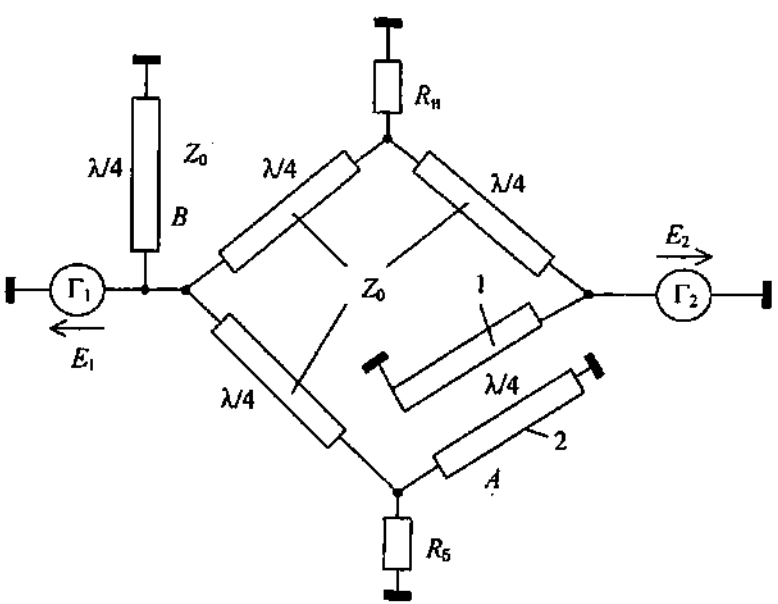


Рис. 3.6

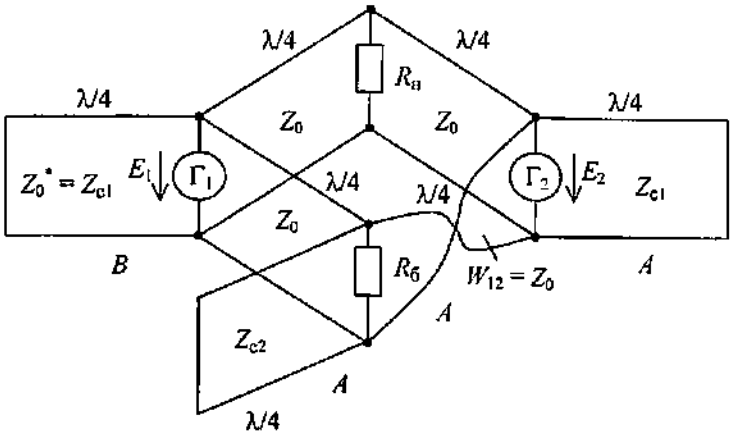


Рис. 3.7

Волновые сопротивления линий: $Z_0 = \sqrt{2}R_н$, $Z_0^* = Z_{c1}$, где Z_{c1} – волновое (характеристическое) сопротивление линии, образуемой проводом 1 в системе связанных линий 1, 2 при возбуждении в них синфазных (четных) волн напряжения. При этом необходимо обеспечить в системе связанных линий 1, 2 электростатическое волновое (характеристическое) сопротивление связи $W_{12} = Z_0$. Линии 1, 2 могут быть идентичными. В этом случае $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$, $W_{12} = 2Z_cZ_п/(Z_c - Z_п)$, где $Z_п = Z_{п1} = Z_{п2}$ – волновое (характеристическое) сопротивление линий 1, 2 при возбуждении в них противофазных (нечетных) волн напряжения. В общем случае неидентичных линий (например, разная ширина полосок) [3]:

$$W_{12} = 2Z_{c1}Z_{п1}/(Z_{c1} - Z_{п1}) = 2Z_{c2}Z_{п2}/(Z_{c2} - Z_{п2}),$$

где Z_{c1}, Z_{c2}, $Z_{п1}$, $Z_{п2}$ – волновые (характеристические) сопротивления связанных линий 1, 2 соответственно при возбуждении в них синфазных (четных) и противофазных (нечетных) волн напряжения.

Резистивная составляющая входного сопротивления моста на центральной частоте при указанных волновых (характеристических) сопротивлениях линий: $R_{вх} = R_н$.

В конструкции моста (рис. 3.6) общая длина шести отрезков линий, включая два связанных, как и у моста с отрезком 3λ/4, известным как «гибридное кольцо» при реализации на микрополосковых линиях (см. рис. 2.58). В отличие от «гибридного кольца» предлагаемый мост является электрически симметричным относительно каждого из генераторов $Г_1$, $Г_2$ независимо от частоты. Мост

по схеме «гибридное кольцо» может быть также сделан электрически симметричным относительно каждого из генераторов при включении вместо одного двух балластных резисторов соответствующей величины (см. рис. 2.58). Однако при этом при отклонении частоты от центральной, соответствующей длине отрезков моста $\lambda/4$, на балластных резисторах «гибридного кольца» будет выделяться мощность, тогда как в предлагаемой конструкции моста при идентичных генераторах и их совместной работе мощность в балластном резисторе будет отсутствовать на любой частоте сигнала.

Обратим внимание, что мост рис. 3.6 отличается от моста – «гибридного кольца», рассматриваемого в [6, с. 94–95]. Согласно эквивалентной схеме рис. 3.7 у моста рис. 3.6 только три входа шунтируются короткозамкнутыми отрезками линий, тогда как у описываемого в [6] моста все четыре входа шунтируются короткозамкнутыми отрезками линий (см. [6, с. 94–95]). Шунтирование четырех входов соответствующими отрезками линий улучшает развязку в полосе частот, но ухудшает согласование.

3.3. СИММЕТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ОСНОВЕ ПОНИЖАЮЩЕГО И ФАЗОИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРОВ НА ЛИНИЯХ

В п. 1.2.2 рассмотрено симметрирующее устройство (СУ), проявляющее свойства ТЛ и позволяющее осуществить переход от несимметричного источника сигнала (генератора) E к симметричной нагрузке $R_н$ (см. рис. 1.17). Устройство включает два отрезка коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0 = R_н/2$, один из которых выполняет функцию фазоинвертирующего звена, включаемого по схеме фазоинвертирующего ТЛ (см. рис. 1.12).

Если фазоинвертирующее звено выполнить на основе отрезка коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 с включением по схеме фазоинвертирующего ТЛ, как на рис. 1.9, то в месте присоединения симметричной нагрузки $R_н$ к центральному проводнику другого отрезка необходимо параллельно подключить короткозамкнутый отрезок линии, обладающий волновым сопротивлением, равным волновому (характеристическому) сопротивлению линии, образуемой наружным проводником (оплеткой) коаксиальной линии фазоинвертирующего звена относительно земли (корпуса) устройства. Конструкция такого СУ представлена на рис. 3.8.

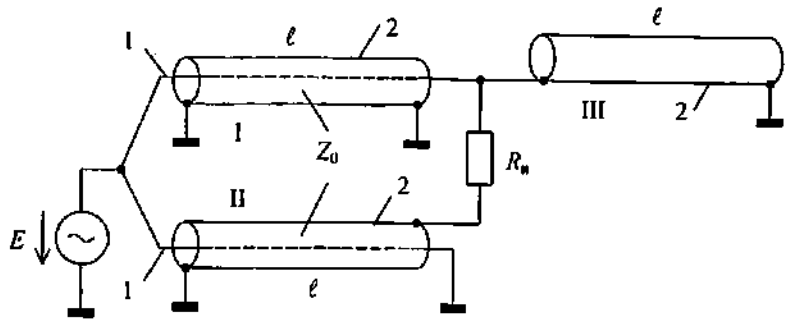


Рис. 3.8

Для облегчения реализации СУ отрезок III образуется из такой же линии, как отрезки I, II, и располагается относительно земли (корпуса) устройства аналогично отрезку II, образующему фазоинвертирующий ТЛ.

Чтобы фазоинвертирующее звено, образуемое отрезком II, проявляло свойства ТЛ, оно, как показано в п. 1.2.1 (см. рис. 1.9), должно нагружаться на сопротивление, определяемое соотношением

$$\frac{Z_{c2}Z_0}{Z_{c2}+Z_0}, \qquad (*)$$

где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии; Z_{c2} – волновое (характеристическое) сопротивление линии, образуемой наружным проводником (оплеткой) коаксиальной линии отрезка II относительно земли (корпуса) устройства.

Так как плечо СУ, образуемое отрезком I, в месте присоединения отрезка III должно нагружаться на такое же сопротивление, то результирующее сопротивление симметричной нагрузки $R_н$ должно быть

$$R_н = 2\frac{Z_{c2}Z_0}{Z_{c2}+Z_0}.$$

Соответственно волновое сопротивление коаксиальной линии, из отрезков которой изготавливается СУ,

$$Z_0 = \frac{Z_{c2}R_н}{2Z_{c2}-R_н} > \frac{R_н}{2}.$$

Нетрудно убедиться, что отрезки I, III формируют понижающий ТЛ, рассмотренный в п. 3.1 (понижающий ТЛ с произвольным коэффициентом трансформации). В частности, сопоставляя включение отрезков I, III, нагрузки $R_н$ и источника сигнала (генератора) E

со схемой (рис. 3.1), делаем заключение о соответствии: $Z_0 \leftrightarrow Z_0$; $Z_{c2} \leftrightarrow Z_0^*$, получая

$$\frac{Z_0 Z_0^*}{Z_0 + Z_0^*} = \frac{Z_0 Z_{c2}}{Z_0 + Z_{c2}},$$

что равно нагрузке одного плеча СУ (*) и нагрузке понижающего ТЛ по схеме (рис. 3.1).

Параметр N понижающего ТЛ при этом:

$$N = 1 + \frac{Z_0}{Z_{c2}}.$$

На рис. 3.9 показана эквивалентная схема обсуждаемого СУ. Согласно эквивалентной схеме СУ может рассматриваться со стороны источника сигнала (генератора) E как параллельное соединение двух понижающих ТЛ по схеме (рис. 3.1).

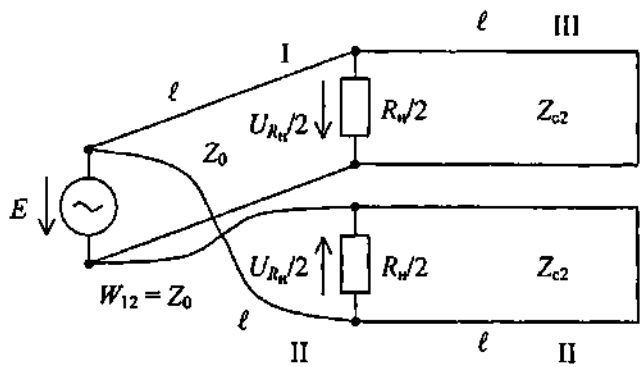


Рис. 3.9

Резистивная составляющая входного сопротивления СУ в параллельной схеме представления:

$$R_{вх} = \frac{NZ_0}{2} = \frac{Z_0}{2}\left(1 + \frac{Z_0}{Z_{c2}}\right);$$

реактивная составляющая входного сопротивления СУ:

$$jX_{вх} = j\frac{NZ_0^*}{2}\operatorname{tg}\beta\ell = j\frac{(Z_{c2} + Z_0)}{2}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Результирующее напряжение на нагрузке СУ:

$$U_{R_н} = 2\frac{E}{N}e^{-j\beta\ell} = \left[2E\Big/\left(1+\frac{Z_0}{Z_{c2}}\right)\right]e^{-j\beta\ell}$$

Ток через нагрузку:

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E}{Z_0}\,e^{-j\beta\ell}$$

Если $Z_{c2} >> Z_0$, то $N \to 1$, $R_н \to 2Z_0$, $R_{вх} \to Z_0/2$, $X_{вх} \to \frac{Z_{c2}}{2}\operatorname{tg}\beta\ell$, $U_{R_н} \to 2Ee^{-j\beta\ell}$

Если в устройстве рис. 3.8 на место $R_н$ включить симметричный источник сигнала (генератор), а на место источника сигнала (генератора) E включить несимметричную нагрузку, то получим СУ, представленное на рис. 3.10, позволяющее осуществить переход от симметричного источника сигнала (генератора) E к несимметричной нагрузке $R_н$.

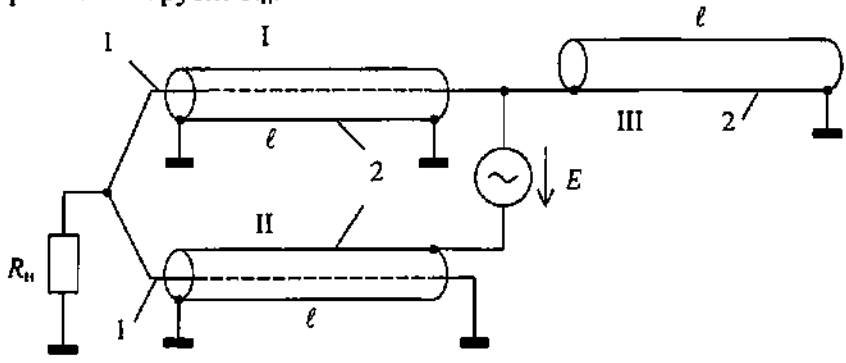


Рис. 3.10

Эквивалентная схема СУ приведена на рис. 3.11.

Чтобы СУ рис. 3.10 проявляло свойства ТЛ, необходимо выполнить следующее соотношение: $Z_0 = 2R_н$. В этом случае в отрезке линии I будет существовать режим бегущих волн. Такой же режим будет в эквивалентном отрезке II на схеме (рис. 3.11) с волновым (характеристическим) сопротивлением $W_{12} = Z_0$. Резистивная составляющая входного сопротивления СУ относительно источника сигнала (генератора) E:

$$R_{вх} = 2Z_0 = 4R_н.$$

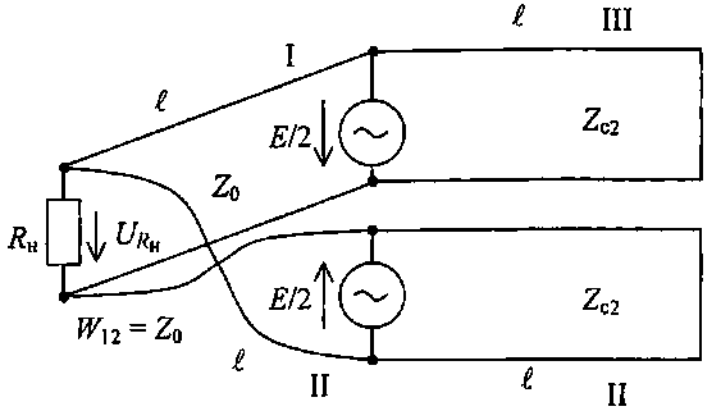


Рис. 3.11

Реактивная составляющая входного сопротивления СУ относительно источника сигнала (генератора) E формируется последовательным соединением двух короткозамкнутых отрезков линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_{c2} (один отрезок соответствует III, а другой – эквивалентному отрезку II) и соответственно будет:

$$jX_{вх} = j \cdot 2Z_{c2} \operatorname{tg} \beta\ell .$$

Напряжение на нагрузке $R_н$:

$$U_{R_н} = \frac{E}{2} e^{-j\beta\ell};$$

ток через нагрузку:

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell}$$

СУ рис. 3.10 отличается от СУ рис. 1.34,*а* не только отсутствием у последнего короткозамкнутого отрезка III, но и переменой присоединения проводов отрезка II относительно источника сигнала (генератора) E, нагрузки $R_н$ и земли (корпуса) устройства. Очевидно, чтобы СУ рис. 1.34,*а* проявляло свойства ТЛ, необходимо, чтобы цепь нагрузки каждого плеча, показанная на рис. 1.36, была эквивалентна понижающему ТЛ по схеме рис. 3.1. Принимая соответствие волновых (характеристических) сопротивлений в схемах (рис. 3.1 и 1.36): $Z_0 \leftrightarrow Z_0$; $Z_0^* \leftrightarrow 2Z_{c2}$, получаем для нагрузки $2R_н$ плеча (рис. 1.36):

$$2R_н = \frac{Z_0 Z_0^*}{Z_0 + Z_0^*} = \frac{2Z_{c2}Z_0}{2Z_{c2} + Z_0},$$

откуда

$$R_н = \frac{Z_{c2}Z_0}{2Z_{c2} + Z_0}. \qquad (**)$$

Для изготовления СУ необходима коаксиальная линия с волновым сопротивлением

$$Z_0 = \frac{2Z_{c2}R_н}{Z_{c2} - R_н} > 2R_н.$$

Параметр N понижающего ТЛ в этом случае:

$$N = 1 + \frac{Z_0}{Z_0^*} = 1 + \frac{Z_0}{2Z_{c2}}.$$

Напряжение на нагрузке $R_н$:

$$U_{R_н} = \frac{E}{2N} e^{-j\beta\ell} = \left[E \Big/ 2\left(1 + \frac{Z_0}{2Z_{c2}}\right)\right] e^{-j\beta\ell};$$

ток через нагрузку:

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell}$$

Входное сопротивление СУ по схеме рис. 1.34,*а* соответствует последовательному соединению двух цепей рис. 1.36 и при выполнении (**) представляет параллельное соединение резистивной составляющей:

$$R_{вх} = 2NZ_0 = 2Z_0\left(1 + \frac{Z_0}{2Z_{c2}}\right)$$

и реактивной составляющей:

$$jX_{вх} = j \cdot 2NZ_0^* \operatorname{tg} \beta\ell = j \cdot 4NZ_{c2} \operatorname{tg} \beta\ell = j \cdot 2(2Z_{c2} + Z_0) \operatorname{tg} \beta\ell.$$

Обратим внимание, что последние соотношения вытекают также из (1.44) при учете $R_н$ (**), которое соответствует результатам п. 1.2.2.

Если $2Z_{c2} >> Z_0$, то у СУ рис. 1.34,*а* $N \to 1$, $U_{R_н} \to (E/2)e^{-j\beta\ell}$, $R_н \to Z_0/2$, соответственно $Z_0 \to 2R_н$; $R_{вх} \to 2Z_0 \to 4R_н$, $jX_{вх} \to j \cdot 4Z_{c2} \operatorname{tg}\beta\ell$.

Как видим, реактивная составляющая входного сопротивления СУ по схеме рис. 1.34,*а* оказывается в этом случае при одинаковых Z_{c2} почти в два раза больше, чем в СУ рис. 3.10, а остальные параметры у обоих СУ практически одинаковы.

В конструкциях СУ рис. 3.8, 3.10, равно как и рис. 1.34,*а*, фазоинвертирующее звено II может быть выполнено на отрезке любых двух связанных линий, в том числе полосковых и микрополосковых, а также на отрезке двухпроводной линии. При выполнении определенных соотношений между волновыми сопротивлениями одиночных линий, образующих отрезки I, III, и волновыми (характеристическими) сопротивлениями связанных линий фазоинвертирующего звена II симметрирующие свойства рассмотренных устройств сохраняются.

На рис. 3.12,*а* показана конструкция, а на рис. 3.12,*б* – эквивалентная схема СУ при реализации фазоинвертирующего звена II из отрезка двух связанных линий, образуемых проводами 1, 2 относительно земли (корпуса) устройства.

Устройство позволяет осуществить переход от несимметричного источника сигнала (генератора) E к симметричной нагрузке $R_н$. Для этого необходимо обеспечить в системе связанных линий 1, 2 отрезка II электростатическое волновое (характеристическое) сопротивление связи W_{12}, равное волновому сопротивлению Z_0 одиночной линии отрезка I, а у одиночной линии отрезка III необходимо обеспечить волновое сопротивление Z_0^*, равное волновому (характеристическому) сопротивлению Z_{c2} в системе связанных линий отрезка II при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения.

Чтобы СУ рис. 3.12 проявляло свойства ТЛ, плечо, образуемое отрезками I, III, должно соответствовать понижающему ТЛ рис. 3.1. При этом должны выполняться следующие соотношения:

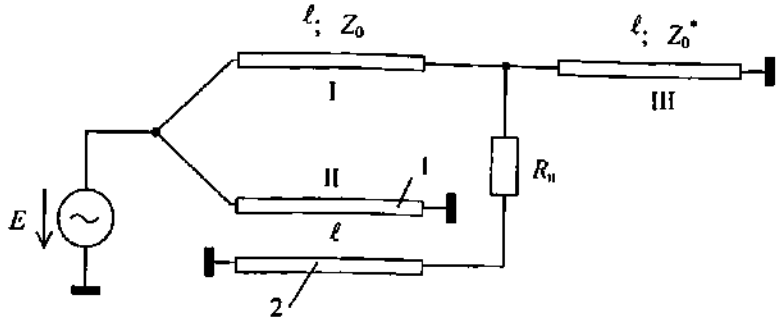
$$\frac{Z_0 Z_0^*}{Z_0 + Z_0^*} = \frac{Z_0 Z_{c2}}{Z_0 + Z_{c2}} = \frac{R_н}{2};$$

соответственно

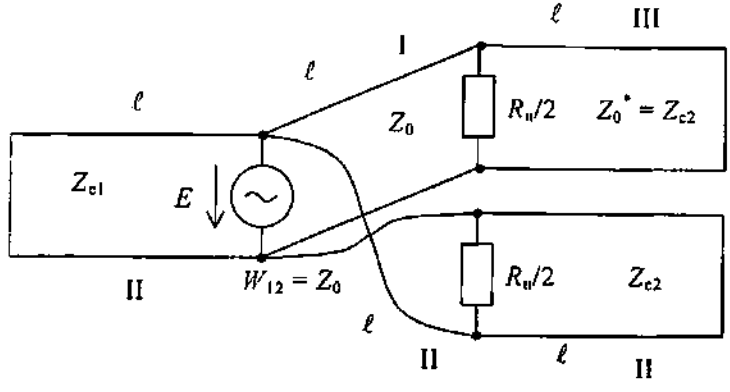
$$R_н = \frac{2 Z_0 Z_{c2}}{Z_0 + Z_{c2}}; \qquad (***)$$

$$N = 1 + \frac{Z_0}{Z_0^*} = 1 + \frac{Z_0}{Z_{c2}},$$

как и в случае СУ рис. 3.8.



а



б

Рис. 3.12

Резистивная составляющая входного сопротивления рассматриваемого СУ в параллельной схеме представления, как и у СУ рис. 3.8:

$$R_{\text{вх}} = \frac{NZ_0}{2} = \frac{Z_0}{2}\left(1 + \frac{Z_0}{Z_{c2}}\right),$$

а реактивная составляющая входного сопротивления является параллельным соединением реактивного сопротивления правой части рис. 3.12,*б*, определяемого, как у СУ рис. 3.8 (см. рис. 3.9):

$$j\frac{NZ_0^*}{2}\operatorname{tg}\beta\ell = j\frac{(Z_{c2} + Z_0)}{2}\operatorname{tg}\beta\ell,$$

и реактивного сопротивления короткозамкнутого отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_{c1} в системе

связанных линий отрезка II при возбуждении синфазных (четных) волн напряжения: $jZ_{c1}\operatorname{tg}\beta\ell$. Следовательно,

$$jX_{вх} = j\frac{Z_{c1}(Z_{c2}+Z_0)}{2Z_{c1}+Z_{c2}+Z_0}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Если линии, образуемые проводами 1, 2, идентичны, то $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$, соответственно

$$jX_{вх} = j\frac{Z_c(Z_c+Z_0)}{3Z_c+Z_0}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

В случае $Z_c \gg Z_0$

$$jX_{вх} \approx j\frac{Z_c}{3}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Подобное СУ (рис. 3.12) может быть использовано для согласования симметричного источника сигнала (генератора) E с несимметричной нагрузкой $R_н$, как показано на рис. 3.13,*а*.

На рис. 3.13,*б* показана эквивалентная схема СУ. Схема подобна представленной на рис. 3.12,*б*, отличаясь только местами подключения нагрузки и источника сигнала (генератора). Однако в рассматриваемом случае СУ проявляет свойства ТЛ при соотношении между $R_н$ и волновыми сопротивлениями линий, отличном от (***).

Действительно, как следует из схемы рис. 3.13,*б*, каждое плечо генератора слева нагружается на цепь рис. 3.14 (удвоение соответствующих сопротивлений обусловлено совместной работой плеч). Чтобы цепь проявляла свойства понижающего ТЛ, должно выполняться соотношение

$$\frac{2Z_{c1}Z_0}{2Z_{c1}+Z_0} = 2R_н,$$

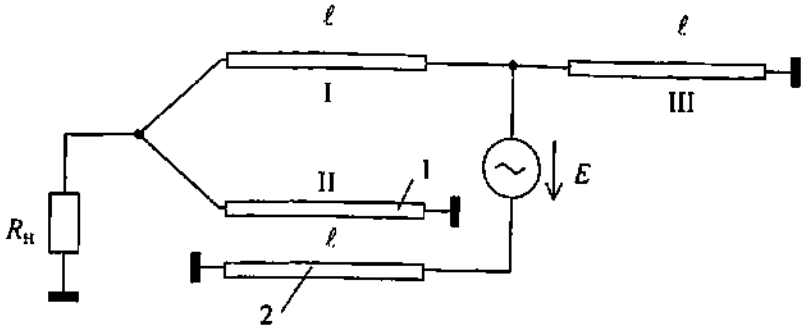
т. е.

$$R_н = \frac{Z_{c1}Z_0}{2Z_{c1}+Z_0},$$

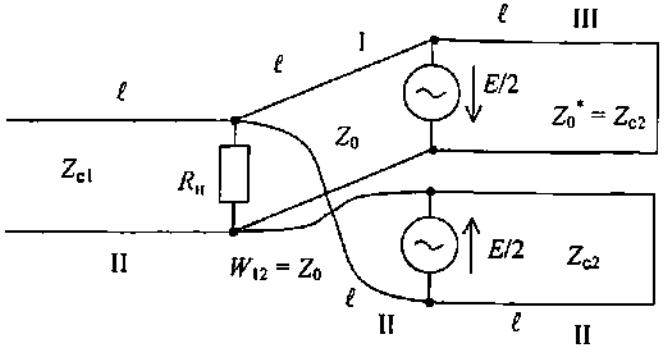
что отличается от (***).

Параметр

$$N = 1+\frac{Z_0}{Z_0^*} = 1+\frac{Z_0}{2Z_{c1}}.$$



а



б

Рис. 3.13

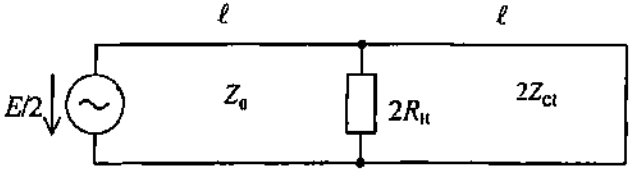


Рис. 3.14

Резистивная составляющая входного сопротивления СУ:

$$R_{вх} = 2NZ_0 = 2Z_0\left(1 + \frac{Z_0}{2Z_{c1}}\right);$$

реактивная составляющая входного сопротивления СУ определяется с учетом дополнительного шунтирования плеч короткозамкнутыми отрезками линий с волновым сопротивлением Z_{c2}:

$$jX_{\text{вх}} = j\frac{2X_{\text{вх. ТЛ}}X_{\text{вх. кз}}}{X_{\text{вх. ТЛ}} + X_{\text{вх. кз}}},$$

где

$$X_{\text{вх ТЛ}} = 2Z_{c1}N\ \text{tg}\ \beta\ell; \quad X_{\text{вх. кз}} = Z_{c2}\text{tg}\ \beta\ell.$$

Соответственно

$$jX_{\text{вх}} = j\frac{4NZ_{c1}Z_{c2}\text{tg}\ \beta\ell}{2NZ_{c1} + Z_{c2}} = j\frac{2Z_{c2}(2Z_{c1} + Z_0)\text{tg}\ \beta\ell}{2Z_{c1} + Z_{c2} + Z_0}.$$

В случае идентичных линий, образуемых проводами 1, 2 отрезка II, $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$. Если $2Z_c >> Z_0$, то $N \to 1$, $R_н \to Z_0/2$, соответственно $Z_0 \to 2R_н$; $R_{вх} \to 2Z_0 \to 4R_н$, $X_{вх} \to (4/3)Z_c\text{tg}\ \beta\ell$.

Как следует из эквивалентных схем рис. 3.9; 3.11; 3.12,*б*, 3.13,*б*, рассматриваемые СУ, а также СУ рис. 1.34,*а* сохраняют свойства симметрирования при любых соотношениях между сопротивлением нагрузки $R_н$ и волновым сопротивлением Z_0. Но только при определенных соотношениях между $R_н$ и Z_0 СУ проявляют свойства ТЛ и соответственно обладают наибольшей широкополосностью.

Если соотношение между $R_н$ и Z_0 отличается от требуемого для ТЛ, то целесообразно реализовать СУ на отрезках линий длиной $\ell = \lambda/4$ на центральной частоте. При этом на центральной частоте входное сопротивление короткозамкнутых отрезков линий равно бесконечности, а входное сопротивление СУ оказывается резистивным и соответствует известной формуле четвертьволнового трансформатора: $R_{вх} = Z_0^2 / R_н$, согласно которой $Z_0 = \sqrt{R_{вх}R_н}$

Обратим внимание, что последние соотношения имеют место и в СУ со свойствами ТЛ. Однако если в СУ со свойствами ТЛ резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх}$ не зависит от частоты и длины отрезка, то при отсутствии таких свойств она зависит от частоты.

СУ по схемам рис. 3.12; 3.13 предложено автором [26]. Подобное СУ частично описано им в [27]. СУ по схемам рис. 3.8, 3.10 являются частными случаями СУ по схемам рис. 3.12, 3.13.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

АНАЛИЗ ФАЗОИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТЛ С ПОМОЩЬЮ РЕЖИМОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ СИНФАЗНЫХ (ЧЕТНЫХ) И ПРОТИВОФАЗНЫХ (НЕЧЕТНЫХ) ВОЛН

Концепция синфазных (четных) и противофазных (нечетных) волн оказывается плодотворной при рассмотрении синхронных связанных линий* и различных устройств на их основе.

В основе концепции, по существу, лежит принцип наложения, применимый к линейным электрическим цепям, позволяющий найти результат некоторого воздействия на цепь путем наложения (суперпозиции) частных воздействий, на которые может быть разложено результирующее воздействие.

Введение понятия о синфазных и противофазных волнах позволяет при любом характере распределения токов и напряжений в связанных линиях представить их как сумму синфазной (четной, симметричной) и противофазной (нечетной, несимметричной) составляющих, т. е. при любых значениях напряжений и токов в сечении X проводов 1,2: U_{1X}, U_{2X} и I_{1X}, I_{2X}, определяемых общим решением телеграфных уравнений двух связанных линий**, дающих две волны напряжения (падающую и отраженную) и две волны тока (падающую и отраженную), можно найти такие величины $U_{X_с}$, $U_{X_п}$ и $I_{X_с}$, $I_{X_п}$, которые удовлетворяют следующим соотношениям:

$$U_{1X} = U_{X_с} + U_{X_п}; \qquad I_{1X} = I_{X_с} + I_{X_п};$$

$$U_{2X} = U_{X_с} - U_{X_п}; \qquad I_{2X} = I_{X_с} - I_{X_п},$$

---

* Линии, имеющие одинаковые скорости распространения электромагнитных волн.

** В самом общем случае решение телеграфных уравнений двух связанных линий дает четыре волны напряжения и четыре волны тока: «медленные» (падающая и отраженная) и «быстрые» (падающая и отраженная). В случае синхронных линии «медленные» и «быстрые» волны сливаются.

из которых следует

$$U_{X_c} = (U_{1X} + U_{2X})/2; \qquad I_{X_c} = (I_{1X} + I_{2X})/2;$$
$$U_{X_п} = (U_{1X} - U_{2X})/2; \qquad I_{X_п} = (I_{1X} - I_{2X})/2,$$

где U_{X_c}, I_{X_c} – синфазные (четные) напряжение и ток соответственно; $U_{X_п}$, $I_{X_п}$ – противофазные (нечетные) напряжение и ток в сечении X.

Из приведенных соотношений следует, что синфазные (четные) волны характеризуются тем, что напряжения и токи в любом сечении двух связанных линий в обоих проводах одинаковы по величине и фазе; противофазные (нечетные) волны характеризуются тем, что напряжения и токи в любом сечении двух связанных линий в проводах одинаковы по величине, но находятся в противофазе.

Оказывается также, что в случае неидентичных линий*, если создать в них только синфазные или только противофазные волны напряжения, то токи в любом из этих режимов возбуждения не будут равными по величине и будут представлять суперпозицию синфазных и противофазных волн тока; точно так же если в случае неидентичных линий создать в них только синфазные или только противофазные волны тока, то напряжения в любом из этих режимов возбуждения линий не будут равными по величине и будут представлять суперпозицию синфазных и противофазных волн напряжения. В силу этого в связанных линиях рассматривают режимы возбуждения синфазных и противофазных волн напряжения, когда провода линий возбуждаются от источников (генераторов) напряжения одинаковой величины соответственно в фазе или в противофазе, и режимы возбуждения синфазных и противофазных волн тока, когда провода линий возбуждаются от источников (генераторов) тока одинаковой величины соответственно в фазе или в противофазе. По отношению к каждому из режимов возбуждения каждая из выделяемых линий проявляет свое характеристическое сопротивление: синфазное (четное), противофазное (нечетное) соответственно по напряжению и по току. В случае идентичных линий режимы возбуждения волн напряжения и волн тока оказываются одинаковыми: в проводах существуют только синфазные волны напряжения и тока (при синфазном возбуждении) либо только противо-

* Провода 1, 2 разного сечения, расположенные на одинаковой высоте, или одинакового сечения, но расположенные на разной высоте, или разного сечения, расположенные на разной высоте, относительно общей проводящей поверхности, что обусловливает разные волновые сопротивления выделяемых одиночных линий: $Z_{01} \neq Z_{02}$.

фазные волны напряжения и тока (при противофазном возбуждении). Характеристические сопротивления по напряжению и по току в случае идентичных линий оказываются одинаковыми.

Если не оговорен характер источника сигнала: генератор напряжения или генератор тока, то выбор для анализа режима возбуждения волн напряжения или волн тока обычно является делом вкуса. Так как ранее (п.1.2) мы проводили анализ ТЛ, используя в схеме источник напряжения E, то, чтобы сопоставить результаты, воспользуемся режимом возбуждения волн напряжения: синфазных и противофазных.

Согласно граничным условиям по напряжению на концах линий 1, 2 фазоинвертирующего ТЛ:

$$U_{1\ell} = E; \qquad U_{10} = 0; \qquad U_{2\ell} = 0; \qquad U_{20} = U_{R_н}$$

в соответствие ему можно поставить схему (рис. П.1.1), токи и напряжения в которой могут быть найдены путем наложения (суперпозиции) токов и напряжений в схемах (рис. П.1.2), где обозначены Z_{c1}, Z_{c2} – характеристические сопротивления линий при возбуждении синфазных волн напряжения; $Z_{п1}$, $Z_{п2}$ – характеристические сопротивления линий при возбуждении противофазных волн напряжения.

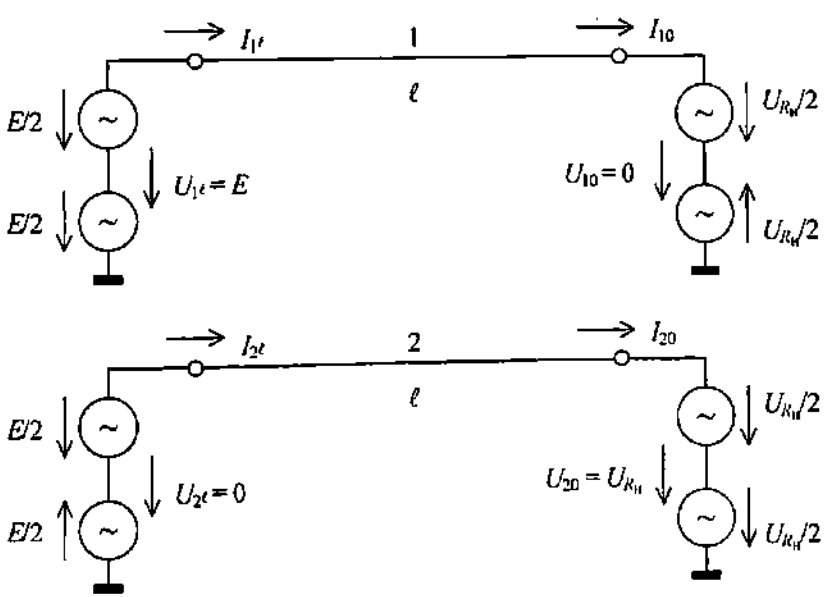
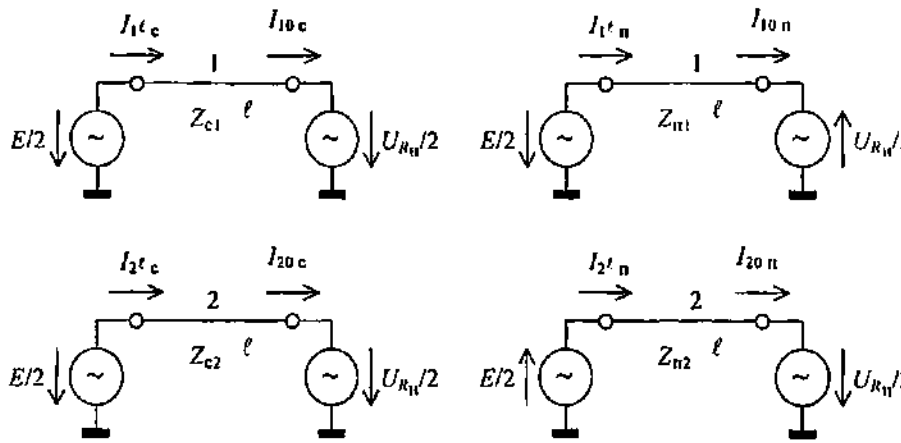


Рис. П.1.1

Схема рис. П.1.2,*а* соответствует режиму возбуждения синфазных волн напряжения: провода линий 1, 2 возбуждаются синфазными источниками (генераторами) напряжения, соответственно $E/2$ и $U_{R_н}/2$. Схема рис. П.1.2,*б* соответствует режиму возбуждения противофазных волн напряжения: провода линий 1,2 возбуждаются противофазными источниками (генераторами) напряжения соответственно $E/2$ и $U_{R_н}/2$.



синфазное возбуждение — *а*

противофазное возбуждение — *б*

Рис. П.1.2

Токи и напряжения в схеме рис. П.1.2,*а*, в свою очередь, могут быть найдены путем наложения (суперпозиции) токов и напряжений в схемах рис. П.1.3, а токи и напряжения в схеме рис. П.1.2,*б* могут быть найдены наложением (суперпозицией) токов и напряжений в схемах рис. П.1.4.

Токи в схемах рис. П.1.3 и П.1.4 находятся из простых соотношений для короткозамкнутых на одном конце отрезков, с учетом принятых направлений для токов и напряжений на концах отрезков линий.

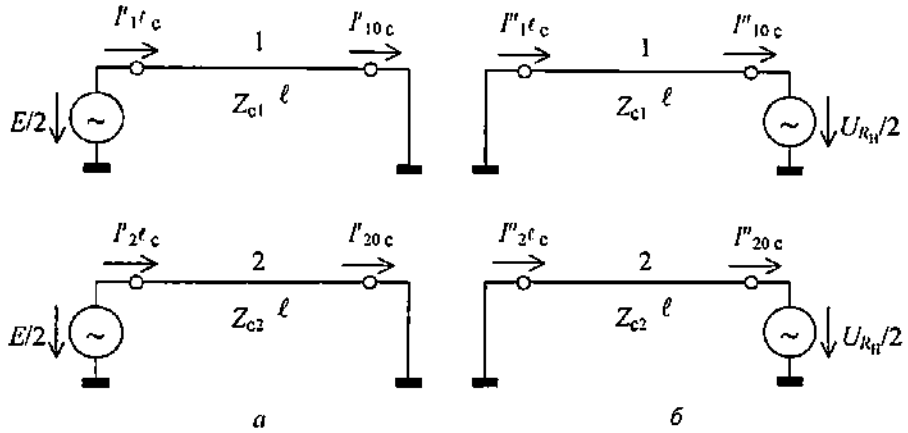
Для схем рис. П.1.3:

$$I'_{1\ell c} = \frac{E/2}{jZ_{c1}\operatorname{tg}\beta\ell} = I'_{10c}\cos\beta\ell, \quad \text{откуда} \quad I'_{10c} = \frac{E/2}{jZ_{c1}\sin\beta\ell};$$

$$I''_{1\ell c} = \frac{I''_{10c}}{\cos\beta\ell} = -\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c1}\sin\beta\ell}, \quad \text{так как} \quad I''_{10c} = -\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c1}\operatorname{tg}\beta\ell};$$

$$I'_{2\ell c} = \frac{E/2}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} = I'_{20c}\cos\beta\ell\,, \quad \text{откуда} \quad I'_{20c} = \frac{E/2}{jZ_{c2}\sin\beta\ell}\,;$$

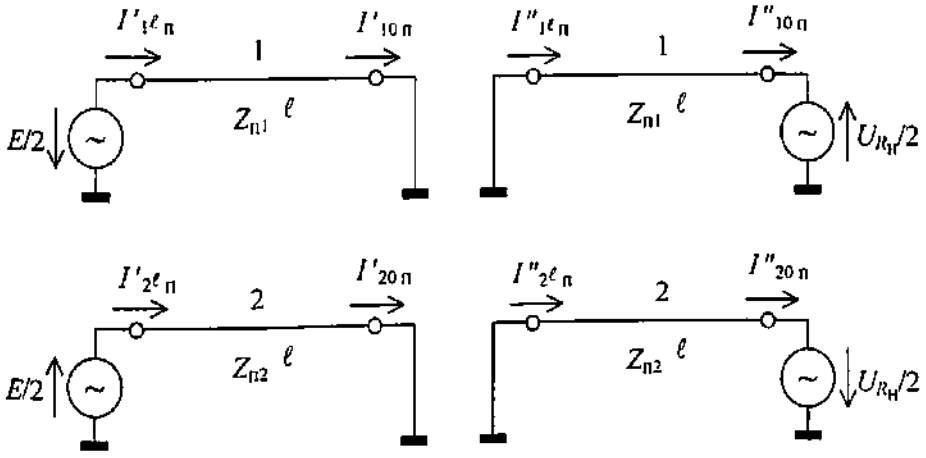
$$I''_{2\ell c} = \frac{I''_{20c}}{\cos\beta\ell} = -\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c2}\sin\beta\ell}\,, \quad \text{так как} \quad I''_{20c} = -\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c2}\mathrm{tg}\,\beta\ell}\,.$$



а *б*

синфазное возбуждение

Рис. П.1.3



а *б*

противофазное возбуждение

Рис. П.1.4

Для схем рис. П.1.4:

$$I'_{1\ell п} = \frac{E/2}{jZ_{п1}\operatorname{tg}\beta\ell} = I'_{10п}\cos\beta\ell, \quad \text{откуда} \quad I'_{10п} = \frac{E/2}{jZ_{п1}\sin\beta\ell};$$

$$I''_{1\ell п} = \frac{I''_{10п}}{\cos\beta\ell} = \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п1}\sin\beta\ell}, \quad \text{так как} \quad I''_{10п} = \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п1}\operatorname{tg}\beta\ell};$$

$$I'_{2\ell п} = -\frac{E/2}{jZ_{п2}\operatorname{tg}\beta\ell} = I'_{20п}\cos\beta\ell, \quad \text{откуда} \quad I'_{20п} = -\frac{E/2}{jZ_{п2}\sin\beta\ell};$$

$$I''_{2\ell п} = \frac{I''_{20п}}{\cos\beta\ell} = -\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п2}\sin\beta\ell}, \quad \text{так как} \quad I''_{20п} = -\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п2}\operatorname{tg}\beta\ell}.$$

Результирующий ток через нагрузку $I_{R_н} = I_{20} = I'_{20с} + I''_{20с} + I'_{20п} + I''_{20п}$. Используя записанные выражения для составляющих тока I_{20}, находим:

$$I_{20} = \frac{E/2}{jZ_{с2}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{с2}\operatorname{tg}\beta\ell} - \frac{E/2}{jZ_{п2}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п2}\operatorname{tg}\beta\ell} =$$

$$= \frac{-E}{j\sin\beta\ell}\left(\frac{Z_{с2} - Z_{п2}}{2Z_{с2}Z_{п2}}\right) - \frac{U_{R_н}}{j\operatorname{tg}\beta\ell}\left(\frac{Z_{с2} + Z_{п2}}{2Z_{с2}Z_{п2}}\right). \qquad (П.1.1)$$

Так как

$$\frac{2Z_{с2}Z_{п2}}{Z_{с2} - Z_{п2}} = W_{12}; \qquad \frac{2Z_{с2}Z_{п2}}{Z_{с2} + Z_{п2}} = W_{22},$$

то

$$I_{20} = -\frac{E}{jW_{12}\cos\beta\ell} - \frac{U_{R_н}}{jW_{22}\operatorname{tg}\beta\ell}.$$

Учитывая, что $U_{R_н} = I_{20}R_н$, из последнего выражения находим

$$I_{20} = -\frac{EW_{22}}{W_{12}\cos\beta\ell\left(R_н + jW_{22}\operatorname{tg}\beta\ell\right)}, \qquad (П.1.2)$$

что совпадает с (1.5), (1.10).

Входной ток ТЛ: $I_{1\ell} = I'_{1\ell с} + I''_{1\ell с} + I'_{1\ell п} + I''_{1\ell п}$.

Используя выражения для составляющих тока $I_{1\ell}$, получаем:

$$I_{1\ell}=\frac{E/2}{jZ_{c1}\operatorname{tg}\beta\ell}-\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c1}\sin\beta\ell}+\frac{E/2}{jZ_{п1}\operatorname{tg}\beta\ell}+\frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п2}\sin\beta\ell}=$$

$$=\frac{E}{j\operatorname{tg}\beta\ell}\left(\frac{Z_{c1}-Z_{п1}}{2Z_{c1}Z_{п1}}\right)-\frac{U_{R_н}}{j\sin\beta\ell}\left(\frac{Z_{c1}+Z_{п1}}{2Z_{c1}Z_{п1}}\right).$$

Так как

$$\frac{2Z_{c1}Z_{п1}}{Z_{c1}+Z_{п1}}=W_{11};\qquad \frac{2Z_{c1}Z_{п1}}{Z_{c1}-Z_{п1}}=W_{12},$$

то

$$I_{1\ell}=\frac{E}{jW_{11}\operatorname{tg}\beta\ell}+\frac{U_{R_н}}{jW_{12}\sin\beta\ell}=\frac{E}{jW_{11}\operatorname{tg}\beta\ell}+\frac{I_{20}R_н}{jW_{12}\sin\beta\ell}.$$

Подставляя (П.1.2), находим

$$I_{1\ell}=\frac{E}{R_н+jW_{22}\operatorname{tg}\beta\ell}\left[\frac{W_{22}}{W_{11}}+jR_н\left(\frac{W_{22}}{W_{12}^2\sin\beta\ell\cos\beta\ell}-\frac{\operatorname{ctg}\beta\ell}{W_{11}}\right)\right].$$

Так как $1/\sin\beta\ell\cos\beta\ell=(\operatorname{tg}\beta\ell+\operatorname{ctg}\beta\ell)$, то последнее выражение легко преобразуется к (1.12).

Итак, результаты, получаемые с использованием режимов возбуждения синфазных и противофазных волн напряжения, полностью совпадают с полученными на основании уравнений связанных линий.

Используя режимы возбуждения синфазных и противофазных волн напряжения в связанных линиях, токи и напряжения в проводах 1, 2 ТЛ можно также найти из схем рис. П.1.2 на основании уравнений одиночной длинной линии (см., например, [3, кн.1, п. 4.5, ф-лы (4.149)]), применяя их к каждому проводу.

Так, для схемы рис. П.1.2,*а* на основании уравнений длинной линии, учитывая принятые на схеме направления токов и напряжений, будем иметь:

$$I_{1\ell c}=I_{10c}\cos\beta\ell+j\frac{U_{R_н}}{2Z_{c1}}\sin\beta\ell;$$

$$U_{1\ell c}=\frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell+jI_{10c}Z_{c1}\sin\beta\ell=\frac{E}{2};\qquad (*)$$

$$I_{2\ell c} = I_{20c}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2Z_{c2}}\sin\beta\ell\,;$$

$$U_{2\ell c} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{20c}Z_{c2}\sin\beta\ell = \frac{E}{2}. \qquad (**)$$

Из (*), (**) находим:

$$I_{10c} = \frac{E/2}{jZ_{c1}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c1}\,\mathrm{tg}\beta\ell}\,;$$

$$I_{20c} = \frac{E/2}{jZ_{c2}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\beta\ell}. \qquad (П.1.3)$$

Как видно из последних выражений, синфазные составляющие токов I_{10c}, I_{20c} связаны соотношением: $I_{10c}/I_{20c} = Z_{c2}/Z_{c1}$.

Нетрудно убедиться, что точно так же соотносятся токи $I_{1\ell c}$, $I_{2\ell c}$. Напряжения при этом одинаковы по величине и совпадают по фазе.

Для схемы рис. П.1.2, *б* на основании уравнений длинной линии:

$$I_{1\ell п} = I_{10п}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{2Z_{п1}}\sin\beta\ell\,;$$

$$U_{1\ell п} = \frac{-U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{10п}Z_{п1}\sin\beta\ell = \frac{E}{2}\,; \qquad (***)$$

$$I_{2\ell п} = I_{20п}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{2Z_{п2}}\sin\beta\ell\,;$$

$$U_{2\ell п} = \frac{U_{R_н}}{2}\cos\beta\ell + jI_{20п}Z_{п2}\sin\beta\ell = \frac{-E}{2}. \qquad (****)$$

Из (***), (****) находим:

$$I_{10п} = \frac{E/2}{jZ_{п1}\sin\beta\ell} + \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п1}\,\mathrm{tg}\beta\ell}\,;$$

$$I_{20п} = -\frac{E/2}{jZ_{п2}\sin\beta\ell} - \frac{U_{R_н}/2}{jZ_{п2}\,\mathrm{tg}\beta\ell}. \qquad (П.1.4)$$

Противофазные составляющие токов $I_{10п}$, $I_{20п}$ связаны соотношением

$$I_{10п}/I_{20п} = -Z_{п2}/Z_{п1}.$$

Точно так же связаны токи $I_{1сп}$ и $I_{2сп}$.

Напряжения одинаковы по величине, но противоположны по фазе.

Ток через нагрузку $I_{R_н} = I_{20} = I_{20с} + I_{20п}$.

Подставляя (П.1.3), (П.1.4) в последнее соотношение, получаем для I_{20} выражение, полностью совпадающее с (П.1.1).

Очевидно, так как напряжения и токи в проводах определяются суперпозицией (наложением) падающих и отраженных волн, то при возбуждении в связанных линиях синфазных (противофазных) волн напряжения амплитуды возникающих при этом падающих и отраженных волн токов оказываются обратно пропорциональными соответствующим характеристическим сопротивлениям.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ТОКОВ В ПРОВОДАХ ФАЗОИНВЕРТИРУЮЩЕГО ТЛ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЕГО ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ

Как показано в приложении 1, токи в проводах 1, 2 фазоинвертирующего ТЛ могут быть представлены в виде суперпозиции синфазных и противофазных составляющих. Используя эквивалентную схему фазоинвертирующего ТЛ (см. рис. 1.5), токи в проводах можно представить с выделением в них составляющих, соответствующих продольным индуктивностям $L_{пр1}$, $L_{пр2}$, шунтирующим соответственно источник сигнала E и нагрузку $R_н$.

Для рассмотрения представим эквивалентную схему фазоинвертирующего ТЛ, как на рис. П.2.1, где отражен факт противофазности входного E и выходного $U_{R_н}$ напряжений* (см. [3, кн. 2, п. 4.16.2, с. 286]).

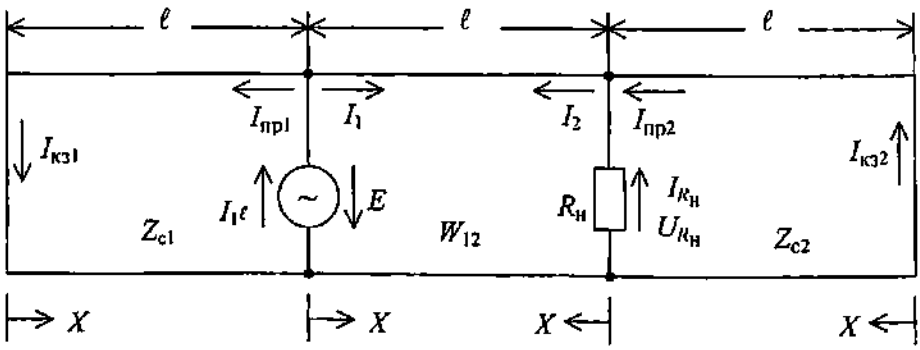


Рис. П.2.1

* Подобная схема приведена на рис. 1.14,*а*.

Согласно эквивалентной схеме (рис. П.2.1) токи продольных индуктивностей у источника E и у нагрузки $R_н$ соответствуют входным токам короткозамкнутых отрезков линий:

$$I_{пр1} = \frac{E}{jZ_{c1}\,\mathrm{tg}\beta\ell} = I_{кз1}\cos\beta\ell; \qquad (П.2.1а)$$

$$I_{пр2} = \frac{U_{R_н}}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\beta\ell} = I_{кз2}\cos\beta\ell. \qquad (П.2.1б)$$

Токи продольных индуктивностей в сечении X от короткозамкнутого конца определяются соотношениями:

$$I_{пр1X} = I_{кз1}\cos\beta X = \frac{E\cos\beta X}{jZ_{c1}\,\mathrm{tg}\beta\ell};$$

$$I_{пр2X} = I_{кз2}\cos\beta X = \frac{U_{R_н}\cos\beta X}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\beta\ell}. \qquad (П.2.2)$$

Обратим внимание, что токи $I_{кз1}$, $I_{кз2}$ в (П.2.1), (П.2.2) соответствуют (1.22).

Токи на концах отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением W_{12} определяются следующими соотношениями:

$$I_1 = I_{1\ell} - I_{пр1} = -I_2\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell =$$

$$= -(I_{R_н} + I_{пр2})\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta\ell; \qquad (П.2.3а)$$

$$I_2 = I_{R_н} + I_{пр2} = -I_1\cos\beta\ell + j\frac{E}{W_{12}}\sin\beta\ell =$$

$$= -(I_{1\ell} - I_{пр1})\cos\beta\ell + j\frac{E}{W_{12}}\sin\beta\ell. \qquad (П.2.3б)$$

Правые части (П.2.3) записаны на основании уравнения для тока в длинной линии (см., например, [3, кн. 1, п. 4.15, ур-е (4.149а)]) с учетом принятых на рис. П.2.1 направлений токов и напряжений. Напомним, что $I_{R_н} = I_{20}$, $U_{R_н} = I_{R_н}R_н = I_{20}R_н$.

Ток в сечении X отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением W_{12} соответственно от нагрузки $R_н$ в сторону источника E и, наоборот, от источника E в сторону нагрузки $R_н$:

$$I_{1X} = -(I_{R_н} + I_{пр2})\cos\beta X - j\frac{U_{R_н}}{W_{12}}\sin\beta X\,; \qquad (П.2.4а)$$

$$I_{2X} = -(I_{1\ell} - I_{пр1})\cos\beta X + j\frac{E}{W_{12}}\sin\beta X\,. \qquad (П.2.4б)$$

Обратим внимание, что (П.2.4а) соответствует (1.23).

При $X = \ell$ (П. 2.4) определяют токи I_1, I_2 (см. П. 2.3) на концах отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением W_{12} (рис. П.2.1).

Если расстояние X отсчитывать в одном направлении, то в одном из уравнений (П.2.4) следует вместо X считать $(\ell - X)$. В этом случае, очевидно, должно быть:

$$I_{1X} = -I_{2(\ell - X)} \quad \text{или} \quad I_{1(\ell - X)} = -I_{2X}. \qquad (П.2.5)$$

Действительно, принимая вместо X, например, в (П. 2.4б) $(\ell - X)$, получаем:

$$I_{2(\ell - X)} = -(I_{1\ell} - I_{пр1})\cos\beta(\ell - X) + j\frac{E}{W_{12}}\sin\beta(\ell - X) =$$

$$= \left(-(I_{1\ell} - I_{пр1})\cos\beta\ell + j\frac{E}{W_{12}}\sin\beta\ell\right)\cos\beta X -$$

$$- \left((I_{1\ell} - I_{пр1})\sin\beta\ell + j\frac{E}{W_{12}}\cos\beta\ell\right)\sin\beta X.$$

Учитывая (П.2.3а) для $(I_{1\ell} - I_{пр1})$ и принимая согласно (1.11)

$$E = -U_{R_н}\left(\frac{W_{12}}{W_{22}}\cos\beta\ell + j\frac{W_{12}}{R_н}\sin\beta\ell\right),$$

после несложных преобразований, учитывая также, что

$$\frac{U_{R_н}}{R_н} = I_{R_н} = I_{20},$$

убеждаемся в справедливости (П.2.5).

Согласно схеме рис. П.2.1 ток в сечении провода 1, отстоящем от источника сигнала E на расстоянии ℓ,

$$I_{10} = I_{\text{кз}1} - I_2 = \frac{I_{\text{пр}1}}{\cos\beta\ell} - \left(I_{R_\text{н}} + I_{\text{пр}2}\right) = \frac{I_{\text{пр}1}}{\cos\beta\ell} - \left(I_{20} + I_{\text{пр}2}\right).$$

Ток в сечении провода 2 на расстоянии ℓ от нагрузки $R_\text{н}$:

$$I_{2\ell} = -I_{\text{кз}2} - I_1 = -I_{\text{кз}2} - \left(I_{1\ell} - I_{\text{пр}1}\right) = \frac{I_{\text{пр}2}}{\cos\beta\ell} - \left(I_{1\ell} - I_{\text{пр}1}\right),$$

а ток через нагрузку $I_{R_\text{н}} = I_{20} = I_2 - I_{\text{пр}2}$.

С учетом сказанного, на основании (П.2.1) – (П.2.4) можно представить токи в проводах 1, 2 фазоинвертирующего ТЛ, как показано на рис. П.2.2.

В обозначениях рис. П.2.2 отсчет расстояния X для каждого провода производится от короткозамкнутого конца. Направления токов $I_{1\ell}$, $I_{2\ell}$, I_{10}, I_{20} в проводах соответствуют принятым направлениям токов в уравнениях связанных линий (1.8) при анализе фазоинвертирующего ТЛ.

Если учесть, что напряжения E и $U_{R_\text{н}}$ находятся в противофазе (не учитывая фазовый сдвиг $\beta\ell$)*, то на рис. П.2.2 следует изменить направления стрелок у напряжения $U_{R_\text{н}}$ и всех токов и их составляющих в проводе 2 на противоположные** При такой замене токи продольных индуктивностей $I_{\text{пр}1\text{x}}$ и $I_{\text{пр}2\text{x}}$ в проводах 1 и 2 на рис. П.2.2 будут направлены в одну сторону, как в случае синфазных токов. Однако считать их синфазными токами, как это принято при использовании концепции синфазных и противофазных режимов возбуждения, нельзя, так как в общем случае эти токи не равны

---

* Как следует из (1.11), фазовый сдвиг между напряжениями $-E$ и $U_{R_\text{н}}$

$$\varphi = -\operatorname{arc\,tg}\left(\frac{W_{22}\operatorname{tg}\beta\ell}{R_\text{н}}\right).$$

В случае $R_\text{н} = W_{22}$, что требуется для фазоинвертирующего ТЛ, $\varphi = -\beta\ell$.

** Действительно, при перемене полярности $U_{R_\text{н}}$ следует изменить направление тока $I_{20} = I_{R_\text{н}} = \dfrac{U_{R_\text{н}}}{R_\text{н}}$ и направление тока $I_{\text{пр}2}$ (П.2.1б), а также тока $I_2 = (I_{R_\text{н}} + I_{\text{пр}2})$ (П.2.3б).

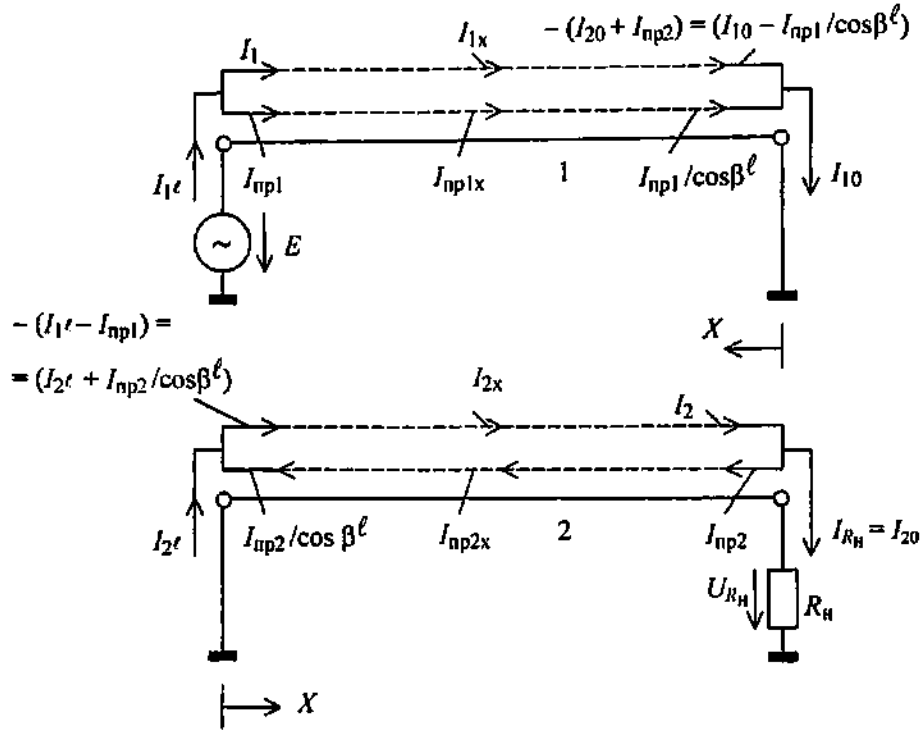


Рис. П.2.2

по величине (П.2.2). Токи I_{1x} и I_{2x}, напротив, оказываются строго противофазными: равны по величине и находятся в противофазе в сечении X проводов 1, 2 фазоинвертирующего ТЛ (П.2.5).

Представление токов в виде составляющих, как показано на рис. П.2.2, не противоречит результатам анализа фазоинвертирующего ТЛ с использованием уравнений связанных линий (1.8).

Например, представляя $I_{1\ell} = I_1 + I_{пр1}$, на основании (П.2.3а) и (П.2.1а), учитывая, что $U_{R_н} = I_{20}R_н$, получаем

$$I_{1\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell\left[1 + jR_н\left(\frac{\operatorname{tg}\beta\ell}{W_{12}} - \frac{\operatorname{ctg}\beta\ell}{Z_{c2}}\right)\right] + \frac{E}{jZ_{c1}\operatorname{tg}\beta\ell}.$$

Подставляя I_{20} из (1.10) и выполняя несложные преобразования, приходим к (1.12) для $I_{1\ell}$.

Аналогично, представляя $I_{20} = I_{R_н} = I_2 - I_{пр2}$, на основании (П.2.3б) и (П.2.1б), учитывая (П.2.3а) и $U_{R_н} = I_{20}R_н$, в результате несложных преобразований получаем (1.10).

Представляя

$$I_{10} = -I_{20} - I_{пр2} + \frac{I_{пр1}}{\cos\beta\ell}$$

и учитывая (П.2.1), получаем:

$$I_{10} = \frac{E}{jZ_{c1}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} - I_{20}\left(1 + \frac{R_y}{jZ_{c1}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right)$$

Последнее выражение после подстановки из (1.10)

$$R_н = -\frac{E}{I_{20}}\;\frac{W_{22}}{W_{12}\cos\beta\ell} - jW_{22}\,\mathrm{tg}\beta\ell$$

и несложных преобразований приводится к (1.9) для I_{10}.

Согласно (1.8в), учитывая $U_{20} = I_{20}R_н$ и $U_{10} = 0$,

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell\left(1 + j\frac{R_н}{W_{22}}\mathrm{tg}\beta\ell\right). \qquad (П.2.6)$$

Представляя (рис. П.2.2):

$$I_{2\ell} = -I_{1\ell} + I_{пр1} - \frac{I_{пр2}}{\cos\beta\ell}$$

и учитывая (1.8а) для $I_{1\ell}$, (П. 2.1) для $I_{пр1}$ и $I_{пр2}$, а также выражая E через I_{20} из (1.10), получаем:

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell\left\{\left(\frac{Z_{012} + W_{12}}{Z_{011}} - \frac{W_{12}}{Z_{c2}}\right) + \right.$$

$$\left. + j\frac{R_н}{W_{22}}\mathrm{tg}\beta\ell\left[\frac{W_{22}}{W_{12}} + \frac{W_{22}}{Z_{c2}\sin^2\beta\ell} + \frac{W_{12}}{tg^2\beta\ell}\left(\frac{Z_{011} - Z_{c1}}{Z_{c1}Z_{011}}\right)\right]\right\}.$$

Учитывая связи между волновыми (характеристическими) сопротивлениями, последнее выражение легко приводим к (П.2.6).

ВХОДНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ СИММЕТРИРУЮЩИХ ТЛ ПО СХЕМАМ РИС. 1.28 И РИС. 1.29

Учитывая, что в устройстве по схеме рис. 1.28 при реализации дополнительной линии 3 с волновым (характеристическим) сопротивлением $Z_{00} = Z_{022}$

$$\frac{U_{20}}{U_{10}} = -\frac{Z_{012}}{Z_{022}},$$

на основании уравнения (1.8а) получаем:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + jU_{10}\left(\frac{1}{W_{11}} + \frac{Z_{012}}{W_{12}Z_{022}}\right)\sin\beta\ell. \qquad (\text{П}.3.1)$$

В случае идентичных линий 1, 2

$$Z_{011} = Z_{022} = \frac{Z_{\text{с}} + Z_{\text{п}}}{2}; \qquad W_{11} = W_{22} = \frac{2Z_{\text{с}}Z_{\text{п}}}{Z_{\text{с}} + Z_{\text{п}}};$$

$$Z_{012} = \frac{Z_{\text{с}} - Z_{\text{п}}}{2}; \qquad W_{12} = \frac{2Z_{\text{с}}Z_{\text{п}}}{Z_{\text{с}} - Z_{\text{п}}}, \qquad (*)$$

а требуемое сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = W_{11}$. При этом оказывается:

$$U_{10} = \frac{E}{2}e^{-j\beta\ell};$$

$$I_{10} = -j\frac{E\left(1 + j\dfrac{2Z_{011}}{W_{11}}\operatorname{tg}\beta\ell\right)e^{-j\beta\ell}}{2Z_{011}\operatorname{tg}\beta\ell} =$$

$$= -j\frac{E\left(1 + j\dfrac{(Z_{\text{с}} + Z_{\text{п}})^2}{2Z_{\text{с}}Z_{\text{п}}}\operatorname{tg}\beta\ell\right)e^{-j\beta\ell}}{(Z_{\text{с}} + Z_{\text{п}})\operatorname{tg}\beta\ell}.$$

Подставляя последние выражения в (П.3.1) и выполняя несложные преобразования с учетом соотношений (*), получаем:

$$I_{1\ell} = E\left[\frac{Z_c^2 + Z_п^2}{2Z_cZ_п(Z_c + Z_п)} + \frac{1}{j(Z_c + Z_п)\,\mathrm{tg}\beta\ell}\right]. \qquad (П.3.2)$$

Входная проводимость устройства $Y_{вх}$ при представлении входного сопротивления $Z_{вх}$ как параллельного соединения $R_{вх}$ и $jX_{вх}$ (рис. 1.8):

$$Y_{вх} = \frac{1}{Z_{вх}} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} = \frac{I_{1\ell}}{E}.$$

На основании (П.3.2):

$$R_{вх} = \frac{2Z_cZ_п(Z_c + Z_п)}{Z_c^2 + Z_п^2}; \qquad (П.3.3а)$$

$$jX_{вх} = j\,(Z_c + Z_п)\,\mathrm{tg}\,\beta\ell = j\cdot 2Z_{011}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell. \qquad (П.3.3б)$$

Выражение (П.3.3а) совпадает с полученным на основании закона сохранения энергии применительно к рассматриваемому устройству:

$$\frac{E^2}{R_{вх}} = \frac{2\left(|U_{10}|^2 + |U_{20}|^2\right)}{R_н}.$$

При реализации устройства по схеме рис. 1.28 на отрезках коаксиальной линии и подключении источника сигнала E к центральному проводнику: $Z_{012} = Z_{022}$, а

$$\frac{U_{20}}{U_{10}} = -1$$

При этом на основании (1.8а):

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + jU_{10}\left(\frac{1}{W_{11}} + \frac{1}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell.$$

Учитывая, что в данном случае $W_{11} = W_{12} = Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии, получаем:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\cdot 2\frac{U_{10}}{Z_0}\sin\beta\ell. \qquad (П.3.4)$$

Так как в рассматриваемом случае

$$Z_{011} = Z_{c2} + Z_0, \quad Z_{022} = Z_{c2},$$

то оказывается

$$R_н = \frac{2Z_{c2}Z_0}{2Z_{c2} + Z_0};$$

$$U_{10} = \frac{EZ_{c2}}{2Z_{c2} + Z_0} e^{-j\beta\ell};$$

$$I_{10} = -j\frac{E\left[1 + j\frac{(2Z_{c2} + Z_0)}{Z_0}\operatorname{tg}\beta\ell\right]}{(2Z_{c2} + Z_0)\operatorname{tg}\beta\ell} e^{-j\beta\ell} \qquad (П.3.5)$$

Подставляя последние выражения для I_{10} и U_{10} в (П.3.4), получаем:

$$I_{1\ell} = E\left\{\frac{2Z_{c2}}{Z_0(2Z_{c2} + Z_0)} + \frac{1}{j(2Z_{c2} + Z_0)\operatorname{tg}\beta\ell}\right\}.$$

Из условия

$$Y_{вх} = \frac{1}{Z_{вх}} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} = \frac{I_{1\ell}}{E}$$

находим

$$R_{вх} = Z_0 + \frac{Z_0^2}{2Z_{c2}};$$

$$jX_{вх} = j\,(2Z_{c2} + Z_0)\operatorname{tg}\beta\ell = j\,(Z_{011} + Z_{022})\operatorname{tg}\beta\ell.$$

Выражение для $R_{вх}$ совпадает с полученным на основании закона сохранения энергии применительно к рассматриваемому устройству:

$$\frac{E^2}{R_{вх}} = \frac{2\left(|U_{10}|^2 + |U_{20}|^2\right)}{R_н} = \frac{4|U_{10}|^2}{R_н}.$$

В устройстве по схеме рис. 1.29, отличающемся от рассмотренного выше по схеме рис. 1.28 отсутствием соединения у нагрузки $R_н$ средней точки с землею (корпусом), напряжения U_{10}, U_{20} в общем случае оказываются не строго в противофазе и не равны по величине:

$$U_{10}=\frac{EZ_{00}\left[R_{н}+j\left(Z_{022}-Z_{012}\right)\operatorname{tg}\beta\ell\right]}{\cos\beta\ell\left\{R_{н}\left(Z_{00}+Z_{011}\right)+j\left[Z_{00}(Z_{011}+Z_{022}-2Z_{012})+Z_{011}Z_{022}-Z_{012}^{2}\right]\right\}};$$

$$U_{20}=-\frac{EZ_{012}\left[R_{н}-j\frac{Z_{00}}{Z_{012}}\left(Z_{022}-Z_{012}\right)\operatorname{tg}\beta\ell\right]}{\cos\beta\ell\left\{R_{н}\left(Z_{00}+Z_{011}\right)+j\left[Z_{00}(Z_{011}+Z_{022}-2Z_{012})+Z_{011}Z_{022}-Z_{012}^{2}\right]\right\}}.$$

При реализации устройства по схеме рис. 1.29 на отрезках коаксиальной линии и подключении источника сигнала E к центральному проводнику, поскольку в этом случае $Z_{00} = Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$, обеспечивается полная симметрия его электрических характеристик, причем

$$\frac{U_{20}}{U_{10}}=-1$$

независимо от величины $R_{н}$. Если $R_{н}$ выбирается согласно (1.42), оказываясь равным:

$$R_{н}=\frac{2Z_{c2}Z_{0}}{2Z_{c2}+Z_{0}},$$

как и в устройстве по схеме рис. 1.28, то

$$U_{10}=-U_{20}=\frac{EZ_{c2}}{2Z_{c2}+Z_{0}}e^{-j\beta\ell},$$

как и в устройстве по схеме рис. 1.28.

Ток I_{10} и входной ток $I_{1\ell}$ определяются так же, как и в устройстве по схеме рис. 1.28, согласно (П.3.4), (П.3.5).

В итоге входное сопротивление устройства по схеме рис. 1.29 оказывается абсолютно таким же, как и у устройства по схеме рис. 1.28 при выполнении обоих устройств на отрезках одинаковых коаксиальных линий. Если выполняется условие $2Z_{c2} >> Z_0$, то в обоих случаях

$$R_{вх}\approx Z_{0};$$

$$jX_{вх}\approx j\cdot 2Z_{c2}\operatorname{tg}\beta\ell.$$

В заключение отметим, что входные сопротивления устройств по схемам рис. 1.28, 1.29 при реализации на отрезках коаксиальной линии (рис. 1.31) соответствуют входному сопротивлению электрической цепи по схеме рис. П.3.1.

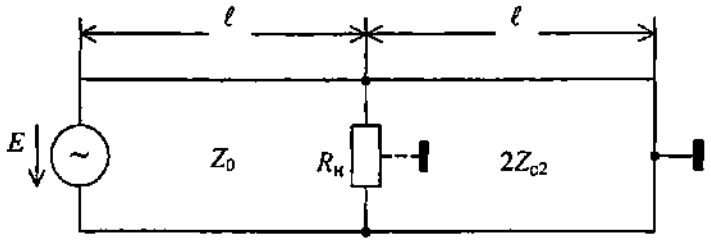


Рис. П.3.1

Входное сопротивление цепи рис. П.3.1 можно найти, пересчитав к источнику E через отрезок линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_0 и длиной ℓ сопротивление параллельного соединения $R_н$ и короткозамкнутого отрезка линии длиной ℓ с волновым (характеристическим) сопротивлением $2Z_{c2}$. Для определения входного сопротивления цепи (рис. П.3.1) можно использовать (4.150) из ([3, кн. 1, п. 4.15.1]).

Рассматривая цепь рис. П.3.1 как эквивалентную схему симметрирующего ТЛ (см. рис. 1.31), можно представить токи в проводах 1, 2 с выделением в них составляющих, соответствующих продольной индуктивности, шунтирующей нагрузку $R_н$. Шунтирующая нагрузку индуктивность образуется короткозамкнутым отрезком линии из провода 3 и наружной части провода 2. Эта линия имеет волновое (характеристическое) сопротивление $2Z_{c2}$. Соответственно ток продольной индуктивности в месте подключения нагрузки $R_н$

$$I_{пр} = \frac{Ee^{-j\beta\ell}}{j \cdot 2Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell},$$

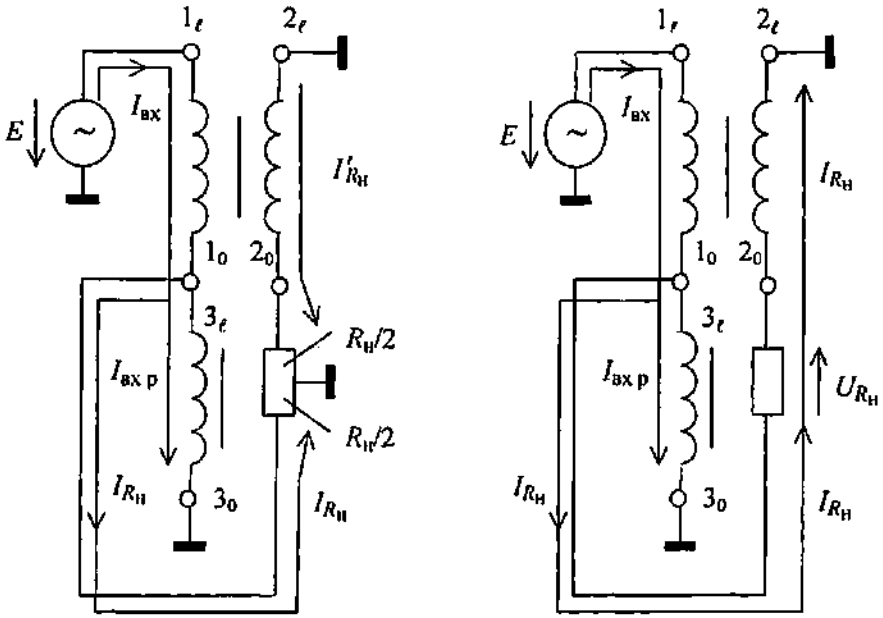
а в месте соединения проводов 2, 3 с землею (корпусом)

$$I_{пр.кз} = \frac{I_{пр}}{\cos\beta\ell} = \frac{Ee^{-j\beta\ell}}{j \cdot 2Z_{c2}\sin\beta\ell}.$$

При малой электрической длине отрезка, когда $\sin\beta\ell \approx \mathrm{tg}\,\beta\ell$, ток продольной индуктивности практически одинаков в любом сечении линии.

Ток продольной индуктивности определяет величину магнитной индукции в магнитопроводе ТЛ.

Если отрезок линии, соответствующий проводам 1, 2, и отрезок линии, соответствующий проводу 3, разместить на раздельных магнитопроводах, то рассматриваемым устройствам по схемам рис. 1.28 и 1.29 в соответствие могут быть поставлены эквивалентные схемы рис. П.3.2 (см. также схему рис. 1.33).



для схемы (рис. 1.28) — *а*

для схемы (рис. 1.29) — *б*

Рис. П.3.2

Реактивная составляющая входного тока $I_{вх\,р}$, обусловливающая намагничивание магнитопроводов*, протекает через последовательно соединенные обмотки, образованные проводами 1, 3. Сле-

* Сказанное непосредственно просматривается на схеме рис. П.3.2, *б*: в магнитопроводе обмоток проводов 1, 2 магнитный поток создается током $I_{вх} = I_{вх.р} + I_{R_н}$, протекающим через обмотку провода 1, и током $I_{R_н}$, протекающим через обмотку провода 2. Но, так как токи $I_{R_н}$ и $I_{вх}$ протекают через обмотки в противоположных направлениях относительно одинаково обозначенных и расположенных концов, то остается результирующий магнитный поток, создаваемый током $I_{вх.р}$ в магнитопроводе обмоток проводов 1, 2. В магнитопроводе обмотки провода 3 магнитный поток создается током $I_{вк.р}$.

довательно, реактивная составляющая входного сопротивления устройства определяется последовательным соединением индуктивностей намагничивания $L_{\mu 1}$ и $L_{\mu 3}$ соответственно обмоток проводов 1, 3, т. е.

$$jX_{вх} = j\omega(L_{\mu 1} + L_{\mu 3}) = j\omega L_{\mu р}.$$

Если принять обмотки одинаковыми, то $L_{\mu 1} = L_{\mu 3} = L_{\mu}$, а результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р} = 2L_{\mu}$.

При размещении обмоток на общем магнитопроводе (см. рис. 1.33) результирующая индуктивность намагничивания будет определяться результирующей обмоткой, образованной последовательным соединением обмоток 1, 3, и величина ее будет пропорциональна квадрату числа витков результирующей обмотки [см. (1.116)] при условии намотки обмоток в одном направлении на ферритовое кольцо. В этом случае, если обмотки содержат одинаковые числа витков, результирующая индуктивность намагничивания $L_{\mu р} = 4L_{\mu}$, т. е. оказывается в два раза больше, чем при размещении обмоток на раздельных магнитопроводах. Увеличение результирующей индуктивности намагничивания приводит к увеличению реактивной составляющей входного сопротивления устройства, что расширяет его рабочую полосу в области нижних частот.

Эквивалентные схемы рис. П.3.2 справедливы также в области нижних частот или при малых электрических длинах отрезков и при размещении их на фторопластовых каркасах (катушках).

В этом случае, учитывая принятые на схеме рис. П.3.2,*а* направления токов, можно записать следующие уравнения на основании второго закона Кирхгофа:

$$j\omega L_1 I_{вх} + j\omega M I'_{R_н} + I_{R_н} R_н/2 = E; \qquad (П.3.6)$$

$$j\omega L_3 I_{вх.\,р} - I_{R_н} R_н/2 = 0, \qquad (П.3.7)$$

где L_1, L_3 – индуктивности катушек из проводов 1, 3; M – взаимная индуктивность катушек из проводов 1, 2.

В симметрирующем устройстве должно выполняться условие: $I_{R_н} R_н/2 = -I'_{R_н} R_н/2$, из которого следует $I_{R_н} = -I'_{R_н}$, т. е. ток $I'_{R_н}$ по величине равен току $I_{R_н}$, но протекает в противоположном направлении, чем принято на рис. П.3.2,*а*. Очевидно, такое же соотношение между этими токами имеет место и при размещении обмоток на магнитопроводах. В итоге результирующий магнитный поток

будет обусловлен только реактивной составляющей тока $I_{вх.р}$, как и в схеме (рис. П.3.2,*б*).

Учитывая последнее соотношение и соотношение $I_{вх.р} = I_{вх} - I_{R_н}$, из (П.3.7) получаем:

$$I_{R_н} = \frac{j \cdot 2\omega L_3}{R_н + j \cdot 2\omega L_3} I_{вх} = -I'_{R_н}.$$

Из уравнения (П.3.6) находим:

$$I_{вх} = \frac{E(R_н + j \cdot 2\omega L_3)}{2\omega^2 L_3 (M - L_1) + j\omega(L_1 + L_3) R_н}.$$

Если принять индуктивности всех обмоток одинаковыми: $L_1 = L_2 = L_3 = L$ и считать при сильной связи между проводами-обмотками 1, 2 $M \approx L_1$, то получим:

$$I_{вх} \approx \frac{E(R_н + j \cdot 2\omega L)}{j \cdot 2\omega L R_н}. \qquad (П.3.8)$$

Входная проводимость устройства:

$$Y_{вх} = \frac{I_{вх}}{E} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}}$$

С учетом последних соотношений для схемы (рис П.3.2,*а*):

$$R_{вх} \approx R_н; \quad jX_{вх} \approx j \cdot 2\omega L,$$

что согласуется с ранее полученными результатами на основании уравнений связанных линий.

Для схемы рис. П.3.2, *б* с учетом принятых направлений токов справедливы следующие уравнения:

$$j\omega L_1 I_{вх} - j\omega M I_{R_н} + j\omega L_3 I_{вх.р} = E; \qquad (П.3.9)$$

$$j\omega L_3 I_{вх.р} - j\omega L_2 I_{R_н} + j\omega M I_{вх} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н, \qquad (П.3.10)$$

где L_1, L_2, L_3 – индуктивность катушек из проводов 1, 2, 3 соответственно.

Из (П.3.10), учитывая $I_{вх.\,р} = I_{вх} - I_{R_н}$, находим:

$$I_{R_н} = \frac{j\omega(L_3 + M)}{R_н + j\omega(L_2 + L_3)} I_{вх}.$$

Из (П.3.9):

$$I_{вх} = \frac{E\left[R_н + j\omega(L_2 + L_3)\right]}{\omega^2\left[(L_3 + M)^2 - (L_1 + L_3)(L_2 + L_3)\right] + j\omega(L_1 + L_3)R_н}.$$

Если принять индуктивности всех обмоток одинаковыми, равными L, а также $M \approx L$, то

$$I_{вх} \approx \frac{E(R_н + j \cdot 2\omega L)}{j \cdot 2\omega L R_н},$$

что совпадает с (П.3.8) и подтверждает полную идентичность рассмотренных схем в отношении их электрических параметров.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

К АНАЛИЗУ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ

1. Мостовое устройство со сложением напряжений в нагрузке

Рассмотрим электрическую схему рис. П.4.1, подобную схеме трансформаторного МУ рис. 2.38,*а*.

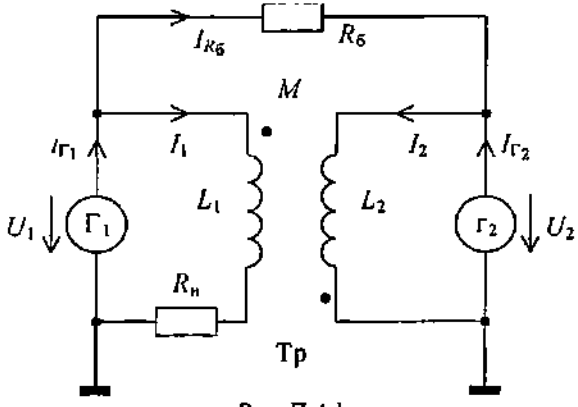


Рис. П.4.1

Для рассматриваемой схемы справедливы следующие уравнения, записанные на основании законов Кирхгофа:

$$U_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2 + I_1 R_н; \qquad (П.4.1)$$

$$U_2 = j\omega L_2 I_2 - j\omega M I_1; \qquad (П.4.2)$$

$$I_{R_б} = I_{R_б} \frac{U_1 - U_2}{R_б}, \qquad (П.4.3)$$

где U_1, U_2 – комплексные амплитуды напряжений генераторов $Г_1$, $Г_2$.

Из (П.4.2):

$$I_2 = \frac{U_2}{j\omega L_2} + \frac{M}{L_2} I_1 . \qquad (П.4.4)$$

С учетом (П.4.4) из (П.4.1) получаем:

$$I_1 = \frac{U_1\left(1 + \frac{M}{L_2}\frac{U_2}{U_1}\right)}{R_н + j\omega\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)} \qquad (П.4.5)$$

Соответственно на основании (П.4.4):

$$I_2 = U_2\left[\frac{1}{j\omega L_2} + \frac{\frac{M}{L_2}\left(\frac{U_1}{U_2} + \frac{M}{L_2}\right)}{R_н + j\omega\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)}\right] \qquad (П.4.6)$$

Полный ток генератора $Г_1$ с учетом (П.4.3), (П.4.5):

$$I_{Г1} = I_1 + I_{R_б} = U_1\left[\frac{1 + \frac{M}{L_2}\frac{U_2}{U_1}}{R_н + j\omega\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)} + \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{R_б}\right]$$

Полный ток генератора $Г_2$ с учетом (П.4.3), (П.4.6):

$$I_{Г2} = I_2 - I_{R_б} = U_2\left[\frac{1}{j\omega L_2} + \frac{\frac{M}{L_2}\left(\frac{U_1}{U_2} + \frac{M}{L_2}\right)}{R_н + j\omega\left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)} + \frac{1 - \frac{U_1}{U_2}}{R_б}\right]$$

Входная проводимость рассматриваемой электрической цепи по схеме рис. П.4.1 со стороны генератора $Г_1$:

$$Y_{вх1} = \frac{1}{R_{вх1}} + \frac{1}{jX_{вх1}} = \frac{I_{Г_1}}{U_1} = \frac{1 + \frac{M}{L_2}\frac{U_2}{U_1}}{R_н + j\omega L_1\left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right)} + \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{R_б}$$

Входная проводимость цепи со стороны генератора $Г_2$:

$$Y_{вх2} = \frac{1}{R_{вх2}} + \frac{1}{jX_{вх2}} = \frac{I_{Г_2}}{U_2} = \frac{1}{j\omega L_2} + \frac{\frac{M}{L_2}\left(\frac{U_1}{U_2} + \frac{M}{L_2}\right)}{R_н + j\omega L_1\left(1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}\right)} + \frac{1 - \frac{U_1}{U_2}}{R_б}$$

Полагая генераторы синфазными, но в общем случае имеющими разные амплитуды напряжений, на основании последних соотношений находим:

$$\frac{1}{R_{вх1}} = \frac{R_н\left(1 + \frac{M}{L_2}\frac{U_2}{U_1}\right)}{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2} + \frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{R_б};$$

$$\frac{1}{jX_{вх1}} = \frac{\omega L_1\left(1 + \frac{M}{L_2}\frac{U_2}{U_1}\right)\left(1 - k_{св}^2\right)}{j\left[R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]};$$

$$\frac{1}{R_{вх2}} = \frac{R_н \frac{M}{L_2}\left(\frac{M}{L_2} + \frac{U_1}{U_2}\right)}{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2} + \frac{1 - \frac{U_1}{U_2}}{R_б}; \qquad (П.4.7)$$

$$\frac{1}{jX_{вх2}} = \frac{1}{j}\left[\frac{1}{\omega L_2} + \frac{\omega L_1\left(1 - k_{св}^2\right)\frac{M}{L_2}\left(\frac{M}{L_2} + \frac{U_1}{U_2}\right)}{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}\right],$$

где $k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2}$ – коэффициент (магнитной) связи катушек L_1, L_2.

В случае идентичных генераторов ($U_1 = U_2$):

$$R_{вх1} = \frac{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}{R_н(1 + M/L_2)};$$

$$jX_{вх1} = j\frac{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{\omega L_1\left(1-k_{св}^2\right)\left(1+M/L_2\right)};$$

$$R_{вх2} = \frac{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{R_н(1+M/L_2)M/L_2};$$

$$jX_{вх2} = j\frac{\omega L_2\left[R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1-k_{св}^2\right)^2\right]}{R_н^2 + \omega^2 L_1^2\left(1-k_{св}^2\right)^2 + \omega^2 L_1 M\left(1-k_{св}^2\right)\left(1+M/L_2\right)}$$

Как следует из последних соотношений, несмотря на идентичность генераторов ($U_1 = U_2$), $R_{вх1} \neq R_{вх2}$; $X_{вх1} \neq X_{вх2}$.

В случае полной идентичности катушек ($L_1 = L_2 = L$) $k_{св} = M/L$. Соответственно при идентичных генераторах:

$$R_{вх1} = \frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{R_н(1+k_{св})}; \qquad (П.4.8)$$

$$jX_{вх1} = j\frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{\omega L\left(1+k_{св}\right)\left(1-k_{св}^2\right)}; \qquad (П.4.9)$$

$$R_{вх2} = \frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{R_н k_{св}(1+k_{св})}; \qquad (П.4.10)$$

$$jX_{вх2} = j\frac{\omega L\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1-k_{св}^2\right)^2\right]}{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1+k_{св}\right)\left(1-k_{св}^2\right)}$$

По-прежнему $R_{вх1} \neq R_{вх2}$, $X_{вх1} \neq X_{вх2}$, однако $R_{вх1}/R_{вх2} = k_{св}$.

Как следует из последних соотношений, при полной идентичности генераторов и катушек только при 100 % магнитной связи между катушками трансформатора ($k_{св} = 1$) $R_{вх1} = R_{вх2} = R_н/2$. При этом $X_{вх1} = \infty$; $jX_{вх2} = j\omega L$.

В случае идентичных катушек ($L_1 = L_2 = L$) и синфазных генераторов, но $U_1 \neq U_2$, согласно (П.4.7):

$$R_{вх1} = \frac{R_б\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]}{R_б R_н\left(1 + k_{св}\dfrac{U_2}{U_1}\right) + \left(1 - \dfrac{U_2}{U_1}\right)\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]}; \quad (П.4.11)$$

$$jX_{вх1} = j\frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}{\omega L\left(1 + k_{св}\dfrac{U_2}{U_1}\right)\left(1 - k_{св}^2\right)}; \quad (П.4.12)$$

$$R_{вх2} = \frac{R_б\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]}{R_б R_н k_{св}\left(\dfrac{U_1}{U_2} + k_{св}\right) - \left(\dfrac{U_1}{U_2} - 1\right)\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]}; \quad (П.4.13)$$

$$jX_{вх2} = j\frac{\omega L\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]}{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)\left(1 + k_{св}\dfrac{U_1}{U_2}\right)}$$

Из условия равенства $R_{вх1}$ при $U_1 = U_2$ (П.4.8) и $R_{вх1}$ при $U_1 \neq U_2$ в случае синфазных генераторов (П.4.11) находим сопротивление балластного резистора:

$$R_б = \frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}{k_{св} R_н} \quad (П.4.14)$$

Аналогичное (П.4.14) соотношение вытекает также из равенства $R_{вх2}$ при $U_1 = U_2$ (П.4.10) и $R_{вх2}$ при $U_1 \neq U_2$ в случае синфазных генераторов (П.4.13). Очевидно, (П.4.14) может быть выполнено только на одной частоте, что ограничивает полосовые свойства устройства.

Согласно (П.4.14) только при $k_{св} = 1$ $R_б = R_н$. Следовательно, если принято $R_б = R_н$, а $k_{св} \neq 1$, то полной развязки генераторов не будет.

Действительно, при выходе из строя одного из генераторов, например, при $U_2 = 0$ согласно (П.4.11):

$$R_{вх1} = \frac{R_б\left[R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2\right]}{R_б R_н + R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2} \qquad (П.4.15)$$

Если $R_б = R_н$, то

$$R_{вх1} = R_н \Bigg/ \left[1 + \frac{R_н^2}{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}\right],$$

что отличается от $R_{вх1}$ при работе обоих генераторов при условии их полной идентичности (П.4.8). Только при $k_{св} = 1$ входные сопротивления оказываются одинаковыми.

Если $R_б$ удовлетворяет (П.4.14), то согласно (П.4.15)

$$R_{вх1} = \frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}{R_н\left(1 + k_{св}\right)},$$

что совпадает с (П.4.8). Однако реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх1}$, определяемая (П.4.12) при $U_2 = 0$:

$$jX_{вх1} = j\frac{R_н^2 + \omega^2 L^2\left(1 - k_{св}^2\right)^2}{\omega L\left(1 - k_{св}^2\right)},$$

и в этом случае отличается от реактивной составляющей входного сопротивления при $U_1 = U_2$ (П.4.9), и, следовательно, нельзя говорить о полной независимости работы генераторов в рассматриваемом устройстве. Только при $k_{св} = 1$ обеспечивается полная развязка генераторов.

Использование трансформаторов с магнитопроводом и коэффициентом трансформации напряжения 1:1 (или 1:–1) при плотной намотке витков обмоток позволяет обеспечить значение коэффициента магнитной связи между обмотками близким к единице, что дает возможность реализовать устройство, практически проявляющее все свойства мостовой схемы сложения мощностей генераторов.

В мостовой схеме при полной развязке генераторов ток, создаваемый одним генератором в ветви включения другого генератора, равен нулю.

Рассмотрим, при каких условиях в схеме рис. П.4.1 ток генератора $Г_1$ отсутствует в ветви включения генератора $Г_2$.

Если генератор $Г_2$ закорочен, то условию $I_{Г_2} = 0$ в схеме рис. П.4.1 соответствует $I_2 = I_{R_б}$.

На основании (П.4.3): $U_1 = U_2 + I_2 R_б$.

С учетом последнего соотношения из (П.4.1):

$$I_1 = \frac{U_2 + I_2\left(R_б + j\omega M\right)}{R_н + j\omega L_1}.$$

Соответственно из (П.4.2) получаем:

$$U_2 = I_2 j\omega \; \frac{L_2\left(R_н + j\omega L_1\right) - M\left(R_б + j\omega M\right)}{R_н + j\omega\left(L_1 + M\right)}.$$

Отсутствию тока в ветви включения генератора $Г_2$ соответствует $U_2 = 0$, что согласно последнему выражению возможно только при условии: $L_2(R_н + j\omega L_1) - M(R_б + j\omega M) = 0$, которое распадается на два соотношения: $L_2 R_н = M R_б$; $L_1 L_2 = M^2$.

Согласно первому соотношению должно быть

$$R_б = R_н \frac{L_2}{M},$$

а согласно второму – должно быть

$$\frac{M^2}{L_1 L_2} = k_{св}^2 = 1.$$

Как видим, только при $k_{св} = 1$ рассматриваемое устройство полностью проявляет свойства мостовой схемы. При $k_{св} = 1$ $L_2/M = 1$ и $R_б = R_н$, что соответствует полученным ранее результатам.

2. Мостовое устройство со сложением токов в нагрузке

Рассмотрим электрическую схему рис. П.4.2, подобную схеме трансформаторного МУ рис. 2.38,*б*.

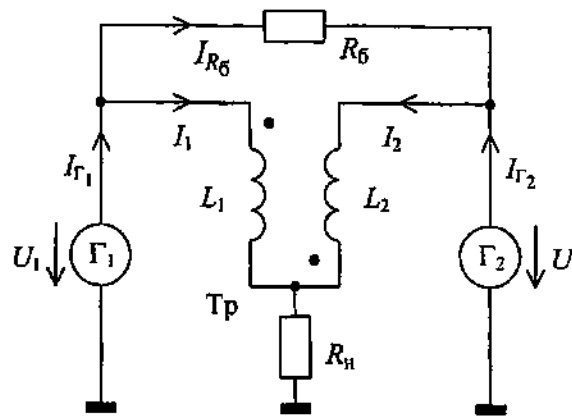


Рис. П.4.2

Для рассматриваемой схемы справедливы следующие уравнения, записанные на основании законов Кирхгофа:

$$U_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2 + (I_1 + I_2)R_н; \qquad (П.4.16)$$

$$U_2 = j\omega L_2 I_2 - j\omega M I_1 + (I_1 + I_2)R_н; \qquad (П.4.17)$$

$$I_{R_б} = \frac{U_1 - U_2}{R_б}, \qquad (П.4.18)$$

где U_1, U_2 – комплексные амплитуды напряжений генераторов $Г_1$, $Г_2$.

Из (П.4.17):

$$I_2 = \frac{U_2 - I_1(R_н - j\omega M)}{R_н + j\omega L_2}. \qquad (П.4.19)$$

Из (П.4.16) с учетом (П.4.19) получаем:

$$I_1 = U_1\left[1 - \frac{U_2}{U_1}\left(\frac{R_н - j\omega M}{R_н + j\omega L_2}\right)\right] \Bigg/ \left[R_н + j\omega L_1 - \frac{(R_н - j\omega M)^2}{R_н + j\omega L_2}\right]. \qquad (П.4.20)$$

На основании (П.4.19) с учетом (П.4.20):

$$I_2 = U_2\left[1-\frac{U_1}{U_2}\left(\frac{R_н - j\omega M}{R_н + j\omega L_1}\right)\right] \Bigg/ \left[R_н + j\omega L_2 - \frac{\left(R_н - j\omega M\right)^2}{R_н + j\omega L_1}\right]. \quad (П.4.21)$$

Выражение (П.4.21) подобно (П.4.20) в силу полной симметрии схемы рис. П.4.2 относительно каждого из генераторов.

Полный ток генератора $Г_1$ с учетом (П.4.18), (П.4.20):

$$I_{Г_1} = I_1 + I_{R_б} = U_1\left[\frac{1-\dfrac{U_2}{U_1}\left(\dfrac{R_н - j\omega M}{R_н + j\omega L_2}\right)}{R_н + j\omega L_1 - \dfrac{\left(R_н - j\omega M\right)^2}{R_н + j\omega L_2}} + \frac{1-\dfrac{U_2}{U_1}}{R_б}\right].$$

Полный ток генератора $Г_2$ с учетом (П.4.18), (П.4.21):

$$I_{Г_2} = I_2 - I_{R_б} = U_2\left[\frac{1-\dfrac{U_1}{U_2}\left(\dfrac{R_н - j\omega M}{R_н + j\omega L_1}\right)}{R_н + j\omega L_2 - \dfrac{\left(R_н - j\omega M\right)^2}{R_н + j\omega L_1}} + \frac{1-\dfrac{U_1}{U_2}}{R_б}\right].$$

Входная проводимость электрической цепи по схеме рис. П.4.2 со стороны генератора $Г_1$:

$$Y_{вх1} = \frac{1}{R_{вх1}} + \frac{1}{jX_{вх1}} = \frac{I_{Г_1}}{U_1} = \frac{1-\dfrac{U_2}{U_1}\left(\dfrac{R_н - j\omega M}{R_н + j\omega L_2}\right)}{R_н + j\omega L_1 - \dfrac{\left(R_н - j\omega M\right)^2}{R_н + j\omega L_2}} + \frac{1-\dfrac{U_2}{U_1}}{R_б}.$$

Соответственно входная проводимость рассматриваемой цепи со стороны генератора $Г_2$:

$$Y_{вх2} = \frac{1}{R_{вх2}} + \frac{1}{jX_{вх2}} = \frac{I_{Г_2}}{U_2} = \frac{1-\dfrac{U_1}{U_2}\left(\dfrac{R_н - j\omega M}{R_н + j\omega L_1}\right)}{R_н + j\omega L_2 - \dfrac{\left(R_н - j\omega M\right)^2}{R_н + j\omega L_1}} + \frac{1-\dfrac{U_1}{U_2}}{R_б}.$$

Полагая генераторы синфазными, но имеющими в общем случае разные амплитуды напряжений, на основании последних соотношений находим:

$$\frac{1}{R_{вх1}}=\frac{R_н\left[(L_1+L_2+2M)\left(L_2+M\frac{U_2}{U_1}\right)-L_1L_2\left(1-k_{св}^2\right)\left(1-\frac{U_2}{U_1}\right)\right]}{R_н^2(L_1+L_2+2M)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}+\frac{1-\frac{U_2}{U_1}}{R_б};$$

$$jX_{вх1}=j\omega\frac{\left[R_н^2(L_1+L_2+2M)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2\right]}{R_н^2(L_1+L_2+2M)\left(1-\frac{U_2}{U_1}\right)+\omega^2L_1L_2\left(1-k_{св}^2\right)\left(L_2+M\frac{U_2}{U_1}\right)};$$

(П.4.22)

$$\frac{1}{R_{вх2}}=\frac{R_н\left[(L_1+L_2+2M)\left(L_1+M\frac{U_1}{U_2}\right)-L_1L_2\left(1-k_{св}^2\right)\left(1-\frac{U_1}{U_2}\right)\right]}{R_н^2(L_1+L_2+2M)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}+\frac{1-\frac{U_1}{U_2}}{R_б};$$

$$jX_{вх2}=j\omega\frac{\left[R_н^2(L_1+L_2+2M)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2\right]}{R_н^2(L_1+L_2+2M)\left(1-\frac{U_1}{U_2}\right)+\omega^2L_1L_2\left(1-k_{св}^2\right)\left(L_1+M\frac{U_1}{U_2}\right)}.$$

В соотношениях (П.4.22) $k_{св}=M/\sqrt{L_1L_2}$ – коэффициент (магнитной) связи катушек L_1, L_2.

В случае идентичных генераторов ($U_1 = U_2$):

$$R_{вх1}=\frac{R_н^2(L_1+L_2+2M)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{R_н(L_1+L_2+2M)\ (L_2+M)};$$

$$jX_{вх1}=j\omega\frac{\left[R_н^2(L_1+L_2+2M)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2\right]}{\omega^2L_1L_2(1-k_{св}^2)\ (L_2+M)};$$

$$R_{вх2}=\frac{R_н^2\left(L_1+L_2+2M\right)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2}{R_н\left(L_1+L_2+2M\right)\ \left(L_1+M\right)};$$

$$jX_{вх2}=j\omega\frac{\left[R_н^2\left(L_1+L_2+2M\right)^2+\omega^2L_1^2L_2^2\left(1-k_{св}^2\right)^2\right]}{\omega^2L_1L_2(1-k_{св}^2)\ \left(L_1+M\right)};$$

$$\frac{R_{вх1}}{R_{вх2}}=\frac{X_{вх1}}{X_{вх2}}=\frac{L_1+M}{L_2+M}.$$

При полной идентичности катушек ($L_1 = L_2 = L$) и идентичных генераторах:

$$R_{вх1}=R_{вх2}=2R_н+\frac{\omega^2L^2}{2R_н}\left(1-k_{св}^2\right)^2 \qquad (П.4.23)$$

$$jX_{вх1}=jX_{вх2}=j\left[\omega L\left(1-k_{св}\right)+\frac{4R_н^2}{\omega L\left(1-k_{св}\right)}\right] \qquad (П.4.24)$$

Согласно (П.4.23), (П.4.24) при $k_{св} = 1$ $R_{вх1} = R_{вх2} = 2R_н$. Реактивная составляющая входного сопротивления со стороны каждого генератора в параллельной схеме представления в этом случае равна бесконечности. Если $k_{св} \neq 1$, то резистивная и реактивная составляющие входных сопротивлений оказываются частотно-зависимыми.

В случае синфазных генераторов при $U_1 \neq U_2$, но при идентичных катушках согласно (П.4.22):

$$R_{вх1}=\frac{R_б\left(1+k_{св}\right)\left[4R_н^2+\right.}{2R_бR_н\left(1+k_{св}\dfrac{U_2}{U_1}\right)-\left(1-\dfrac{U_2}{U_1}\right)\left[R_бR_н\left(1-k_{св}\right)-\right.}$$

$$\frac{\left.+\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)^2\right]}{\left.-4R_н^2\left(1+k_{св}\right)-\omega^2L^2\left(1+k_{св}\right)\ \left(1-k_{св}\right)^2\right]}. \qquad (П.4.25)$$

$$jX_{вх1} = j\frac{\omega L\left(1+k_{св}\right)\left[4R_н^2+\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)^2\right]}{\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)\left(1+k_{св}\dfrac{U_2}{U_1}\right)+2R_н^2\left(1-\dfrac{U_2}{U_1}\right)}. \quad (П.4.26)$$

Выражения для $R_{вх2}$ и $jX_{вх2}$ отличаются от приведенных выше только заменой отношения U_2/U_1 на U_1/U_2 в соответствующих сомножителях.

Из условия равенства сопротивлений (П.4.23), (П.4.25) находим для сопротивления балластного резистора:

$$R_б = 4R_н + \frac{\omega^2L^2}{R_н}\left(1-k_{св}\right)^2 \quad (П.4.27)$$

Согласно (П.4.27) при $k_{св} = 1$ $R_б = 4R_н$. Следовательно, если принять $R_б = 4R_н$, а $k_{св} \neq 1$, то полной развязки генераторов не будет. Зависимость значения $R_б$ от частоты при $k_{св} \neq 1$ сказывается на полосовых свойствах устройства.

При выходе из строя одного из генераторов, например при $U_2 = 0$, согласно (П.4.25):

$$R_{вх1} = \frac{R_б\left[4R_н^2+\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)^2\right]}{R_бR_н+4R_н^2+\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)^2}. \quad (П.4.28)$$

Если $R_б = 4R_н$, то

$$R_{вх1} = \frac{4R_н\left[4R_н^2+\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)^2\right]}{8R_н^2+\omega^2L^2\left(1-k_{св}\right)^2},$$

что отличается от $R_{вх1}$ (П.4.23) при работе обоих генераторов при условии их полной идентичности. Только при $k_{св} = 1$ входные сопротивления $R_{вх1}$ при $U_1 = U_2$ и $U_1 \neq U_2$ в случае синфазных генераторов оказываются одинаковыми при $R_б = 4R_н$.

Если $R_б$ удовлетворяет (П.4.27), то согласно (П.4.28)

$$R_{вх1} = 2R_н + \frac{\omega^2L^2}{2R_н}\left(1-k_{св}\right)^2$$

что совпадает с (П.4.23). Значение $R_б$, удовлетворяющее (П.4.27) при $k_{св} \neq 1$, может быть обеспечено только на одной частоте, что сказывается на полосовых свойствах устройства.

Реактивные составляющие входных сопротивлений в рассматриваемом устройстве зависят от режимов работы генераторов как при $k_{\text{св}} \neq 1$, так и при $k_{\text{св}} = 1$.

В случае идентичных генераторов реактивные составляющие входных сопротивлений одинаковы и определяются (П.4.24). Если при этом обеспечивается $k_{\text{св}} = 1$, то реактивные составляющие входных сопротивлений принимают бесконечное значение.

Если напряжения синфазных генераторов различаются по амплитуде ($U_1 \neq U_2$), то реактивные составляющие входных сопротивлений оказываются конечными, независимо от значения $k_{\text{св}}$. Например, при $U_2 = 0$ согласно (П.4.26):

$$jX_{\text{вх}1} = j\frac{\omega L\ (1+k_{\text{св}})\left[4R_{\text{н}}^2 + \omega^2 L^2 (1-k_{\text{св}})^2\right]}{\omega^2 L^2 (1-k_{\text{св}}) + 2R_{\text{н}}^2}.$$

Если при этом $k_{\text{св}} = 1$, то $jX_{\text{вх}1} = j \cdot 4\omega L = j\omega L_{\text{э}}$, что соответствует реактивному сопротивлению двух одинаковых последовательно согласно включенных катушек со 100 % магнитной связью между ними: $L_{\text{э}} = L + L + 2M$, где $M = L$.

Таким образом, в трансформаторном МУ со сложением в нагрузке токов генераторов, в отличие от трансформаторного МУ со сложением напряжений, даже при 100 % связи между обмотками не обеспечивается полная независимость генераторов: выход из строя одного из генераторов обусловливает как минимум изменение реактивной составляющей входного сопротивления МУ со стороны работающего генератора, что, в свою очередь, может привести к заметному изменению режима его работы.

Рассмотрим, при каких условиях устройство по схеме рис. П.4.2 обладает свойствами мостовой схемы для сложения мощностей двух генераторов.

В мостовой схеме при полной развязке генераторов ток генератора Γ_1 должен отсутствовать в ветви включения генератора Γ_2.

При коротком замыкании генератора Γ_2 условию $I_{\Gamma_2} = 0$ соответствует $I_2 = I_{R_{\text{б}}}$. С учетом этого на основании (П.4.18) $U_1 = I_2 R_{\text{б}} + U_2$.

Соответственно из (П.4.16) находим:

$$I_1 = \frac{U_2 + I_2\left(R_{\text{б}} - R_{\text{н}} + j\omega M\right)}{R_{\text{н}} + j\omega L_1}.$$

Подставляя последнее выражение в (П.4.17), получаем:

$$U_2 = I_2 \frac{\left(R_н + j\omega L_1\right)\left(R_н + j\omega L_2\right) + \left(R_н - j\omega M\right)\left(R_б - R_н + j\omega M\right)}{j\omega\left(L_1 + M\right)}.$$

Отсутствию тока в ветви включения генератора $Г_2$ соответствует $U_2 = 0$, что, согласно последнему выражению, возможно только при:

$$\left(R_н + j\omega L_1\right)\left(R_н + j\omega L_2\right) + \left(R_н - j\omega M\right)\left(R_б - R_н + j\omega M\right) = 0, \quad (П.4.29)$$

что является условием баланса рассматриваемой мостовой схемы и распадается на два соотношения:

$$R_б R_н = \omega^2 L_1 L_2 (1 - k_{св}^2); \quad (П.4.30)$$

$$R_н(L_1 + L_2 + 2M) = R_б M. \quad (П.4.31)$$

Согласно (П.4.30) при $k_{св} = 1$ условие баланса моста, т. е. полной независимости генераторов друг от друга, может быть обеспечено только при $R_б = R_н = 0$, что не представляет практического интереса.

Примем катушки идентичными ($L_1 = L_2 = L$) и посмотрим, при каком значении $k_{св}$ может быть выполнен баланс в рассматриваемой мостовой схеме.

Согласно (П.4.31):

$$R_б = 2R_н \frac{\left(1 + k_{св}\right)}{k_{св}}, \quad (П.4.32)$$

где $k_{св} = M / L$.

Подставляя последнее выражение в (П.4.30), находим:

$$k_{св} = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2R_н^2}{\omega^2 L^2}} \quad (П.4.33)$$

Выражение (П.4.33) имеет смысл при:

$$\frac{2R_н^2}{\omega^2 L^2} \le \frac{1}{4},$$

что возможно, если

$$R_н \le \frac{\omega L}{2\sqrt{2}} \approx 0{,}35\ \omega L.$$

Частотная зависимость параметров $k_{св}$, $R_н$, $R_б$ сказывается на частотных свойствах рассматриваемого устройства. Полная развязка генераторов может быть обеспечена только на одной частоте. По этой причине с целью достижения наибольшей широкополосности устройства следует признать целесообразной его реализацию с использованием трансформатора с коэффициентом магнитной связи между обмотками (катушками) $k_{св} \to 1$. При $k_{св} = 1$ возможно выполнение только соотношения (П.4.31) и вытекающего из него соотношения (П.4.32), согласно которым $R_б = 4R_н$, что соответствует (П.4.27) при $k_{св} = 1$. Невыполнение при этом соотношения (П.4.30) приводит к зависимости реактивных составляющих входных сопротивлений устройства от режимов работы генераторов.

Для достижения полной развязки генераторов в рассматриваемой схеме устройства (рис. П.4.2) при заданных значениях $k_{св}$, $R_н$ следует вместо резистивного сопротивления $R_б$ включить комплексное сопротивление $Z_б$. Необходимые параметры элементов схемы могут быть найдены на основании (П.4.16) – (П.4.18) при замене $R_б$ на $Z_б$.

Условие баланса рассматриваемой схемы при этом подобно (П.4.29) и принимает вид

$$\left(R_н + j\omega L_1\right)\left(R_н + j\omega L_2\right) + \left(R_н - j\omega M\right)\left(Z_б - R_н + j\omega M\right) = 0. \quad (П.4.34)$$

Если рассматривать балластное сопротивление $Z_б$ в виде последовательного соединения резистивного $r_б$ и реактивного $jx_б$ сопротивлений: $Z_б = r_б + jx_б$, то (П.4.34) можно представить в виде двух соотношений:

$$\begin{gathered} r_б R_н = \omega^2 L_1 L_2 \left(1 - k_{св}^2\right) - \omega M x_б; \\ R_н \left[\omega(L_1 + L_2 + 2M) + x_б\right] = \omega M r_б, \end{gathered} \quad (П.4.35)$$

из которых следует, что должно быть $x_б < 0$ и $|x_б| < \omega(L_1 + L_2 + 2M)$. Если $x_б = 0$, то соотношения (П.4.35) переходят в (П.4.30), (П.4.31) соответственно, где $r_б \leftrightarrow R_б$.

Если рассматривать балластное сопротивление $Z_б$ в виде параллельного соединения резистивного $R_б$ и реактивного $jX_б$ сопротивлений:

$$Z_б = \frac{jR_б X_б}{R_б + jX_б},$$

то (П.4.34) можно представить в виде двух соотношений:

$$(X_1 + X_2 + 2X_{св})\, X_б R_н - R_б\, X_б\, X_{св} = -X_1 X_2 \left(1 - k_{св}^2\right) R_б;$$
$$(X_1 + X_2 + 2X_{св} + X_б)\, R_н R_б = X_1 X_2 \left(1 - k_{св}^2\right) X_б, \qquad (П.4.36)$$

где $X_1 = \omega L_1$; $X_2 = \omega L_2$; $X_{св} = \omega M$; $k_{св} = M/\sqrt{L_1 L_2}$

При $X_б = \infty$ соотношения (П.4.36) переходят в (П.4.30), (П.4.31).

Если $k_{св} = 0$, при этом $M = 0$, соответственно $X_{св} = 0$, то соотношения (П.4.36) совпадают с (2.82), (2.83). В этом случае рассматриваемое МУ переходит в Т-мост по схеме рис. 2.32, когда $Z_н = R_н$, а реактивные сопротивления X_1, X_2 имеют индуктивный характер.

Таким образом, рассматриваемое МУ со сложением токов в нагрузке не только схемно, но и по своим параметрам оказывается родственным Т-мосту. Это родство сохраняется при любых значениях $k_{св}$.

Сходство трансформаторного МУ со сложением токов в нагрузке и Т-моста подтверждает сказанное в п. 2.3.1, что трансформатор может включаться вместо реактивных сопротивлений в ветвях Т-моста, образуя так называемое трансформаторное МУ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

К АНАЛИЗУ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ТРАНСФОРМАТОРАХ ИЗ ОТРЕЗКОВ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ

1. Мостовые устройства на ТЛ для сложения напряжений двух и более генераторов в нагрузке

На рис. П.5.1 показана схема МУ на ТЛ для сложения напряжений двух генераторов в нагрузке. Такое МУ реализуется на основе повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1:2 (см. п. 1.2.3).

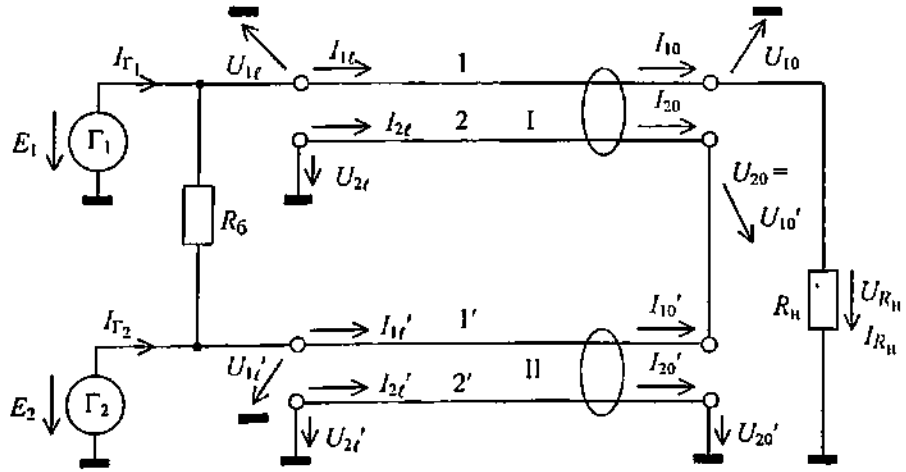


Рис. П.5.1

Отличие рассматриваемой схемы от схемы повышающего ТЛ (рис. 1.41, п.1.2.3) только в том, что со стороны входов отрезков линии I, II подключаются два генератора $Г_1$, $Г_2$, а не один, и между генераторами – входами отрезков линии включается балластный резистор $R_б$.

Для изготовления МУ принято брать линию с волновым сопротивлением $Z_0 = R_н/2$ и $R_б = R_н = 2Z_0$. При этом считается, что со стороны каждого генератора резистивная составляющая входного сопротивления в параллельной схеме представления $R_{вх} = R_н/2 = Z_0$.

Из анализа повышающего ТЛ (п.1.2.3, рис. 1.41) известно, что при его реализации лишь с определенной точностью можно считать $R_н = 2Z_0$. Соответственно с такой же точностью можно считать, что каждый из отрезков линии I, II нагружается на сопротивление, равное Z_0, и что в нем существует режим бегущих волн, при котором величины напряжения и тока в нагрузке не зависят от частоты и длины отрезка.

Проведем анализ рассматриваемого устройства при условии $R_н = 2Z_0$. Сразу отметим, что устройство не является симметричным по отношению к каждому из генераторов, что видно из схемы рис. П.5.1. В частности, генератор $Г_1$ через провод 1 подключается к нагрузке $R_н$, генератор $Г_2$ такого соединения не имеет. В то же время генератор $Г_2$ через провод 1′ нагружается на короткозамкнутый отрезок линии из провода 2. По указанным причинам входные сопротивления со стороны каждого из генераторов не могут быть одинаковыми при полной идентичности генераторов. Соответственно в устройстве не может быть обеспечена полная (100 %) развязка генераторов при выборе $Z_0 = R_н/2$ и $R_б = R_н$. В дальнейшем полагаем соответствие проводов отрезков линии I, II: $1 \leftrightarrow 1'$, $2 \leftrightarrow 2'$.

Для рассматриваемого устройства при принятых на схеме рис. П.5.1 обозначениях с учетом граничных условий:

$$I_{10} = I_{R_н} = U_{R_н}/R_н; \quad U_{1\ell} = E_1; \quad U'_{1\ell} = E_2; \quad U_{2\ell} = U'_{2\ell} = U'_{20} = 0;$$
$$I_{20} = -I'_{10}; \quad I_{R_б} = (E_1 - E_2)/R_б$$

на основании (1.8) можно записать следующую систему уравнений:

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{W_{11}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.5.1)$$

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_1; \qquad (П.5.2)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\left(I_{20}Z_{022} + \frac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = 0; \qquad (П.5.3)$$

$$I'_{1\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U_{20}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (П.5.4)$$

$$U'_{1\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\left(-I_{20}Z_{011} + I'_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_2; \qquad (П.5.5)$$

$$U'_{2\ell} = j\left(I'_{20}Z_{022} - I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = 0, \qquad (П.5.6)$$

где E_1, E_2 – амплитуды напряжений, создаваемых соответственно генераторами $Г_1$, $Г_2$ на входах отрезков линии I, II.

Из (П.5.6):

$$I'_{20} = I_{20}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}. \qquad (П.5.7)$$

Из (П.5.5) с учетом (П.5.7) и соотношения $(Z_{011}\,Z_{022} - Z_{012}^2) = Z_{022}\,W_{11}$:

$$U_{20} = \frac{E_2 + jI_{20}W_{11}\sin\beta\ell}{\cos\beta\ell}. \qquad (П.5.8)$$

Из (П.5.3) с учетом (П.5.8):

$$I_{20} = -\left(E_2 + j\frac{U_{R_н}Z_{012}}{R_н}\sin\beta\ell\right)\Big/ j\left(Z_{022} + W_{11}\right)\sin\beta\ell. \qquad (П.5.9)$$

Из (П.5.2) с учетом (П.5.9), принимая $R_н = 2Z_0$, получаем:

$$U_{R_н} = \left(E_1 + E_2\frac{Z_{012}}{Z_{022} + W_{11}}\right)\Bigg/\left[\cos\beta\ell + j\frac{W_{11}\left(Z_{011} + Z_{022}\right)}{2Z_0\left(Z_{022} + W_{11}\right)}\sin\beta\ell\right]. \qquad (П.5.10)$$

При реализации МУ на отрезках коаксиальной линии и подключении генераторов к центральным проводникам отношения сопротивлений в (П.5.10):

$$A = \frac{Z_{012}}{Z_{022} + W_{11}} = \frac{Z_{c2}}{Z_{c2} + Z_0}; \qquad B = \frac{W_{11}\left(Z_{011} + Z_{022}\right)}{2Z_0\left(Z_{022} + W_{11}\right)} = \frac{2Z_{c2} + Z_0}{2\left(Z_{c2} + Z_0\right)};$$

$$\frac{A}{B} = \frac{2Z_{c2}}{2Z_{c2} + Z_0} < 1. \qquad (*)$$

При реализации МУ на отрезках симметричной двухпроводной линии соответственно:

$$A=\frac{Z_c^2-Z_п^2}{Z_c^2+Z_п^2+6Z_cZ_п};\qquad B=\frac{Z_c\left(Z_c+Z_п\right)}{Z_c^2+Z_п^2+6Z_cZ_п};$$

$$\frac{A}{B}=\frac{Z_c-Z_п}{Z_c}=1-\frac{Z_п}{Z_c}<1. \qquad (**)$$

Напомним, что у симметричной двухпроводной линии $Z_0 = 2Z_п$.

С учетом обозначений (*), (**) можно записать (П.5.10):

$$U_{R_н}=\left(E_1+AE_2\right)/\left(\cos\beta\ell+jB\sin\beta\ell\right). \qquad (П.5.11)$$

Согласно (*), если при использовании коаксиальной линии обеспечить $Z_{c2} >> Z_0$, то можно считать $A \approx 1$, $B \approx 1$. При использовании симметричной двухпроводной линии для обеспечения $A \approx 1$, $B \approx 1$, как следует из (**), необходимо иметь $Z_c >> 6Z_п = 3Z_0$.

Согласно (П.5.11) при $A = B = 1$:

$$U_{R_н}=\left(E_1+E_2\right)\,e^{-j\beta\ell},$$

и только при этом можно говорить о полном сложении напряжений генераторов в нагрузке $R_н = 2Z_0$.

Так как $B > A$ и соответственно легче обеспечить $B \approx 1$, то согласно (П.5.11) при $B \approx 1$:

$$U_{R_н}\approx\left(E_1+AE_2\right)\,e^{-j\beta\ell}$$

Если $A \approx 1$, $B \approx 1$, то

$$U_{R_н}\approx\left(E_1+E_2\right)\,e^{-j\beta\ell}$$

Обратим внимание, что при использовании коаксиальной линии легче выполнить $A \approx B \approx 1$, чем при использовании симметричной двухпроводной линии.

Ток через нагрузку:

$$I_{R_н}=\frac{U_{R_н}}{R_н}=\frac{U_{R_н}}{2Z_0}.$$

Из (П.5.1), (П.5.4) с учетом (П.5.8), (П.5.9), (П.5.11) получаем соответственно:

$$I_{1\ell}=\frac{(E_1+AE_2)}{2Z_0(\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}\left[\cos^2\beta\ell+\left(\frac{2Z_0B}{W_{11}}-\frac{AW_{11}}{W_{12}}\right)\sin^2\beta\ell\right]+$$

$$+j\frac{(E_1+AE_2)\sin\beta\ell\cos\beta\ell}{2Z_0(\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}\left(\frac{2Z_0}{W_{11}}-B+\frac{ABW_{11}}{W_{12}}\operatorname{tg}^2\beta\ell\right)-j\frac{AE_2}{W_{11}}\operatorname{tg}\beta\ell;$$

(П.5.12)

$$I'_{1\ell}=\frac{A(E_1+AE_2)}{2Z_0\ (\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}-j\frac{AB(E_1+AE_2)\ \operatorname{tg}\beta\ell}{2Z_0\ (\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}+$$

$$+j\frac{AE_2}{Z_{012}}\operatorname{tg}\beta\ell\left(\frac{Z_{022}}{W_{11}}-\operatorname{ctg}^2\beta\ell\right).$$

При принятых на схеме рис. П.5.1 обозначениях полный ток генератора $Г_1$:

$$I_{Г_1}=I_{1\ell}+I_{R_б},$$

а полный ток генератора $Г_2$:

$$I_{Г_2}=I'_{1\ell}-I_{R_б}.$$

Полные входные проводимости рассматриваемого устройства со стороны каждого генератора:

$$Y_{вх1}=\frac{1}{R_{вх1}}+\frac{1}{jX_{вх1}}=\frac{I_{Г_1}}{E_1};\qquad Y_{вх2}=\frac{1}{R_{вх2}}+\frac{1}{jX_{вх2}}=\frac{I_{Г_2}}{E_2}.$$

На основании последних выражений с учетом (П.5.12) и граничного условия:

$$I_{R_б}=\frac{E_1-E_2}{R_б}$$

при условии синфазности генераторов находим:

$$\frac{1}{R_{вх1}}=\frac{\left(1+A\frac{E_2}{E_1}\right)}{2Z_0(\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}\left[\cos^2\beta\ell+\left(\frac{2Z_0B}{W_{11}}-\frac{AW_{11}}{W_{12}}\right)\sin^2\beta\ell\right]+\frac{1-\frac{E_2}{E_1}}{R_б};$$

$$\frac{1}{jX_{вх1}}=\frac{\left(1+A\frac{E_2}{E_1}\right)\sin\beta\ell\cos\beta\ell}{j2Z_0(\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}\left(B-\frac{2Z_0}{W_{11}}-\frac{ABW_{11}}{W_{12}}\operatorname{tg}^2\beta\ell\right)+\frac{A\frac{E_2}{E_1}}{jW_{11}\operatorname{ctg}\beta\ell};$$

(П.5.13)

$$\frac{1}{R_{вх2}}=\frac{A\left(A+\dfrac{E_1}{E_2}\right)}{2Z_0(\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}+\frac{1-\dfrac{E_1}{E_2}}{R_б};$$

$$\frac{1}{jX_{вх1}}=\frac{AB\left(A+\dfrac{E_1}{E_2}\right)\operatorname{tg}\beta\ell}{j\cdot 2Z_0(\cos^2\beta\ell+B^2\sin^2\beta\ell)}+\frac{A}{jZ_{012}\operatorname{ctg}\beta\ell}\left(\operatorname{ctg}^2\beta\ell-\frac{Z_{022}}{W_{11}}\right).$$

При реализации МУ из отрезков коаксиальной линии и подключении генераторов к центральным проводникам: $W_{11} = W_{12} = Z_0$; $Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$. При реализации МУ из отрезков симметричной двухпроводной линии при $Z_c >> Z_п$ $W_{11} \approx W_{12} \approx 2Z_п = Z_0$; $Z_{012} \approx Z_{022} \approx Z_c/2$.

Согласно (П.5.13) при идентичных генераторах входные проводимости устройства со стороны каждого генератора оказываются разными.

Если принять $A \approx B \approx 1$, $E_1 = E_2$, то при работе обоих генераторов:

$$R_{вх1} \approx R_{вх2} \approx Z_0; \quad jX_{вх1} \approx \infty; \quad jX_{вх2} \approx jZ_{012}\operatorname{tg}\beta\ell,$$

где, напомним, $Z_{012} = Z_{c2}$ при использовании коаксиальной линии и $Z_{012} \approx Z_c/2$ при использовании симметричной двухпроводной линии при $Z_c >> Z_п$.

При коротком замыкании одного из генераторов для сохранения резистивной составляющей входного сопротивления для другого генератора равной Z_0 необходимо иметь, как следует из (П.5.13),

$$R_б = 2Z_0 = R_н.$$

При коротком замыкании генератора $Г_2$ ($E_2 = 0$) реактивная составляющая входного сопротивления устройства для генератора $Г_1$ согласно (П.5.13)

$$jX_{вх1} \approx -j\cdot 2Z_0\operatorname{ctg}\beta\ell. \qquad (П.5.14)$$

При коротком замыкании генератора $Г_1$ ($E_1 = 0$) реактивная составляющая входного сопротивления устройства для генератора $Г_2$, как следует из (П.5.13), удовлетворяет соотношению:

$$\frac{1}{jX_{вх2}}\approx\frac{1}{jZ_{012}\operatorname{tg}\beta\ell}+\frac{1}{-j\cdot 2Z_0\operatorname{ctg}\beta\ell}$$

и может рассматриваться как параллельное соединение короткозамкнутого отрезка линии длиной ℓ с волновым сопротивлением

Z_{012} и разомкнутого отрезка линии длиной ℓ с волновым сопротивлением $2Z_0$.

Согласно последнему соотношению:

$$jX_{вх2} \approx j\frac{Z_{012}\,\mathrm{tg}\beta\ell}{1-\frac{Z_{012}}{2Z_0}\mathrm{tg}^2\beta\ell}. \qquad (П.5.15)$$

Если $\beta\ell \to 0$, то реактивная составляющая входного сопротивления $X_{вх1}$ в любом режиме стремится к ∞, тогда как реактивная составляющая входного сопротивления $X_{вх2} \to 0$. На реактивную составляющую входного сопротивления $X_{вх2}$ значительное влияние оказывает короткозамкнутый отрезок линии, образуемый проводом 2 относительно земли (корпуса) устройства.

Если $\beta\ell \to \pi/2$, то короткое замыкание одного генератора приводит к короткому замыканию другого генератора, так как реактивные составляющие входных сопротивлений $X_{вх1}$ (П.5.14) и $X_{вх2}$ (П.5.15) стремятся к нулю. Поэтому электрическая длина отрезков линии на верхней рабочей частоте должна быть заметно меньше 90°.

В практических устройствах электрическая длина отрезков линии на верхней рабочей частоте составляет единицы градусов: 3,3...7°, но не более 20° [9].

При изготовлении рассматриваемого МУ из отрезков коаксиальной линии и подключении генераторов к центральным проводникам 1, 1′ отрезок II (провода 1′, 2′) может быть размещен без какого-либо сердечника или каркаса. Отрезок I (провода 1,2) должен быть размещен на ферритовом сердечнике или фторопластовой катушке. В любом исполнении должно обеспечиваться большое волновое сопротивление Z_{c2} линии, образуемой проводом 2 (наружной оплеткой коаксиальной линии) по отношению к земле (корпусу) устройства. В случае симметричной двухпроводной линии оба отрезка должны размещаться на сердечниках или катушках (каркасах). При использовании кольцевых ферритовых сердечников каждый отрезок симметричной двухпроводной линии размещается на отдельном сердечнике, чтобы исключить связь между генераторами через общее потокосцепление.

В рассматриваемом МУ, как следует из (П.5.13), резистивные составляющие входных сопротивлений при $Z_{c2} >> Z_0$ и $Z_c >> 3Z_0$ при выборе $Z_0 = R_н/2$, $R_б = R_н$ практически не зависят от длины от-

резков и соотношения амплитуд напряжений генераторов; реактивные составляющие входных сопротивлений зависят от соотношения амплитуд напряжений генераторов и длины отрезков. Зависимость реактивных составляющих входных сопротивлений от амплитуд напряжений генераторов указывает на отсутствие полной независимости работы генераторов в рассматриваемой схеме МУ.

Схема рассмотренного МУ на ТЛ для сложения напряжений двух генераторов, если воспользоваться символикой двухобмоточного трансформатора, подобна трансформаторному МУ по схеме рис. 2.38,*а* (см. рис. 2.45; п.2.3.1).

На рис П.5.2 показана схема МУ на ТЛ для сложения в нагрузке напряжений трех генераторов. МУ реализуется на основе повышающего ТЛ с коэффициентом трансформации напряжения 1:3. Волновое сопротивление линии для изготовления ТЛ МУ удовлетворяет соотношению $Z_0 = R_н/3$. Устройство не является симметричным по отношению к каждому из генераторов. Ему присущи такие же особенности, что и МУ для сложения напряжений двух генераторов (рис. П.5.1).

Проведем анализ МУ по схеме (рис. П.5.2) при условии $R_н = 3Z_0$, полагая соответствие проводов отрезков линий I, II, III: $1 \leftrightarrow 1' \leftrightarrow 1''$, $2 \leftrightarrow 2' \leftrightarrow 2''$.

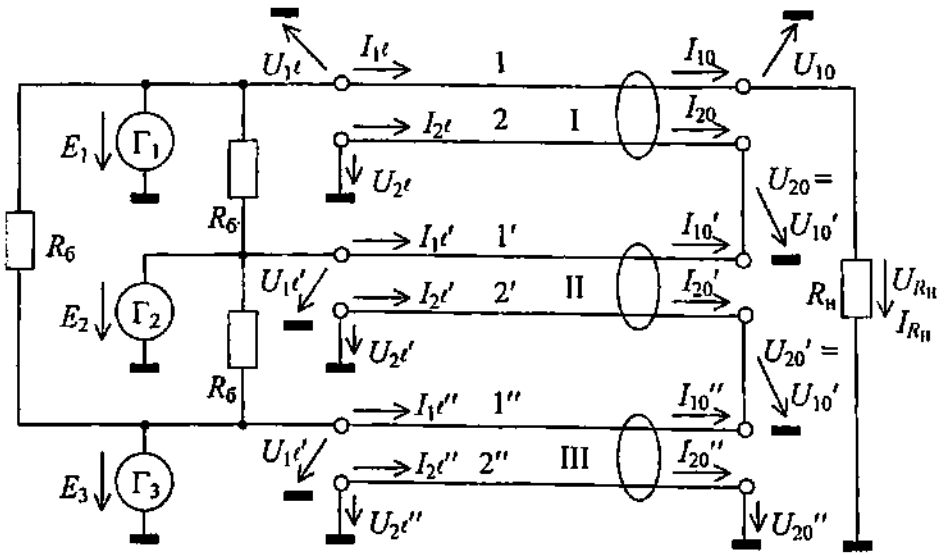


Рис. П.5.2

Для рассматриваемого устройства при принятых на схеме (рис. П.5.2) обозначениях с учетом граничных условий:

$$U_{1\ell} = E_1; \quad U'_{1\ell} = E_2; \quad U''_{1\ell} = E_3; \quad U_{2\ell} = U'_{2\ell} = U''_{2\ell} = U''_{20} = 0;$$

$$U_{20} = U'_{10}; \quad U'_{20} = U''_{10}; \quad U_{10} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н = I_{10} R_н;$$

$$I_{R_н} = I_{10} = U_{R_н} / R_н; \quad I_{20} = -I'_{10}; \quad I'_{20} = -I''_{10}$$

на основании (1.8) можно записать следующую систему уравнений:

$$U_{1\ell} = U_{R_н} \cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н} Z_{011}}{R_н} + I_{20} Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_1; \qquad (П.5.16)$$

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{R_н}}{W_{11}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.5.17)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\left(I_{20} Z_{022} + \frac{U_{R_н} Z_{012}}{R_н}\right)\sin\beta\ell = 0; \qquad (П.5.18)$$

$$U'_{1\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j(-I_{20} Z_{011} + I'_{20} Z_{012})\sin\beta\ell = E_2; \qquad (П.5.19)$$

$$I'_{1\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{20}}{W_{11}} - \frac{U'_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.5.20)$$

$$U'_{2\ell} = U'_{20}\cos\beta\ell + j(I'_{20} Z_{022} - I_{20} Z_{012})\sin\beta\ell = 0; \qquad (П.5.21)$$

$$U''_{1\ell} = U'_{20}\cos\beta\ell + j(-I'_{20} Z_{011} - I''_{20} Z_{012})\sin\beta\ell = E_3; \qquad (П.5.22)$$

$$I''_{1\ell} = -I'_{20}\cos\beta\ell + j\frac{U'_{20}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (П.5.23)$$

$$U''_{2\ell} = j(I''_{20} Z_{022} - I'_{20} Z_{012})\sin\beta\ell = 0, \qquad (П.5.24)$$

где E_1, E_2, E_3 – амплитуды напряжений генераторов $Г_1$, $Г_2$, $Г_3$ на входах отрезков линии I, II, III.

Из (П.5.24):

$$I''_{20} = I'_{20}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}.$$

С учетом последнего соотношения согласно (П.5.22):

$$U'_{20} = \frac{E_3 + jI'_{20} W_{11}\sin\beta\ell}{\cos\beta\ell}. \qquad (П.5.25)$$

Из (П.5.21) с учетом (П.5.25):

$$I'_{20} = -(E_3 - jI_{20}Z_{012}\sin\beta\ell)/j(Z_{022} + W_{11})\sin\beta\ell. \qquad (П.5.26)$$

Из (П.5.19) с учетом (П.5.26) и соотношения между сопротивлениями $(Z_{011}Z_{022} - Z_{012}^2) = Z_{022}W_{11}$:

$$I_{20} = \left(U_{20}\cos\beta\ell - E_2 - E_3\frac{Z_{012}}{Z_{022}+W_{11}}\right)\Bigg/ j\frac{(Z_{011}+Z_{022})\,W_{11}}{(Z_{022}+W_{11})}\sin\beta\ell. \qquad (П.5.27)$$

Из (П.5.18) с учетом (П.5.27):

$$U_{20} = \frac{\dfrac{Z_{022}(Z_{022}+W_{11})}{W_{11}(Z_{011}+Z_{022})}\left(E_2 + E_3\dfrac{Z_{012}}{Z_{022}+W_{11}}\right) - j\dfrac{U_{R_н}}{R_н}Z_{012}\sin\beta\ell}{\cos\beta\ell\left[1 + \dfrac{Z_{022}(Z_{022}+W_{11})}{W_{11}(Z_{011}+Z_{022})}\right]}. \qquad (П.5.28)$$

На основании (П.5.16) с учетом (П.5.27), (П.5.28):

$$E_1 + \left(E_2 + E_3\frac{Z_{012}}{Z_{022}+W_{11}}\right)\frac{Z_{012}(Z_{022}+W_{11})}{\left[Z_{022}^2 + W_{11}(2Z_{022}+Z_{011})\right]} =$$

$$= U_{R_н}\left\{\cos\beta\ell + j\frac{\sin\beta\ell}{R_н}\,\frac{W_{11}\left[Z_{011}(Z_{011}+Z_{022}) + Z_{022}(Z_{022}+W_{11})\right]}{\left[Z_{022}^2 + W_{11}(2Z_{022}+Z_{011})\right]}\right\}. \qquad (П.5.29)$$

При реализации МУ на отрезках коаксиальной линии и подключении генераторов к центральным проводникам отношения сопротивлений в (П.5.29) при условии $R_н = 3Z_0$:

$$A = \frac{Z_{012}}{Z_{022}+W_{11}} = \frac{Z_{c2}}{Z_{c2}+Z_0};$$

$$C = \frac{Z_{012}(Z_{022}+W_{11})}{Z_{022}^2 + W_{11}(2Z_{022}+Z_{011})} = \frac{Z_{c2}(Z_{c2}+Z_0)}{Z_{c2}^2 + Z_0(3Z_{c2}+Z_0)};$$

$$D = \frac{W_{11}\left[Z_{011}(Z_{011}+Z_{022}) + Z_{022}(Z_{022}+W_{11})\right]}{3Z_0\left[Z_{022}^2 + W_{11}(2Z_{022}+Z_{011})\right]} = \qquad (***)$$

$$=\frac{(Z_{c2}+Z_0)\,(3Z_{c2}+Z_0)}{3\left[Z_{c2}^2+Z_0(3Z_{c2}+Z_0)\right]};$$

$$\frac{A}{C}=\frac{Z_{c2}^2+Z_0(3Z_{c2}+Z_0)}{(Z_{c2}+Z_0)^2}=1+\frac{Z_{c2}Z_0}{(Z_{c2}+Z_0)^2}>1;\quad \frac{D}{C}=1+\frac{Z_0}{3Z_{c2}}>1.$$

При реализации МУ на отрезках симметричной двухпроводной линии при условии $R_н = 3Z_0 = 6Z_п$:

$$A=\frac{Z_c^2-Z_п^2}{(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п};\quad C=\frac{(Z_c-Z_п)}{(Z_c+Z_п)}\,\frac{\left[(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]}{\left[(Z_c+Z_п)^2+12Z_cZ_п\right]};$$

$$D=\frac{Z_c\left[3(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]}{3(Z_c+Z_п)\left[(Z_c+Z_п)^2+12Z_cZ_п\right]};\qquad (****)$$

$$\frac{A}{C}=\frac{(Z_c+Z_п)^2\left[(Z_c+Z_п)^2+12Z_cZ_п\right]}{\left[(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]^2}>1;$$

$$\frac{D}{C}=\frac{Z_c\left[3(Z_c+Z_п)^2+4Z_cZ_п\right]}{(Z_c-Z_п)\left[3(Z_c+Z_п)^2+12Z_cZ_п\right]}<1.\qquad (****)$$

С учетом обозначений (***), (****) согласно (П.5.29):

$$U_{R_н}=(E_1+CE_2+ACE_3)/(\cos\beta\ell+jD\sin\beta\ell).\qquad (П.5.30)$$

Так как $C \neq 1$, $AC \neq 1$, то согласно (П.5.30) можно лишь приближенно говорить о полном сложении напряжений в нагрузке $R_н = 3Z_0$ рассматриваемого МУ.

При использовании коаксиальной линии, если обеспечить $Z_{c2} >> Z_0$, можно считать, как следует из (***), $A \approx C \approx D \approx 1$. При использовании симметричной двухпроводной линии сложнее обеспечить $A \approx C \approx D \approx 1$. В этом случае более сильным должно быть неравенство $Z_c >> 6Z_п = 3Z_0$.

В дальнейшем будем считать, что устройство реализуется из отрезков коаксиальной линии и $A \approx C \approx D \approx 1$. При этом:

$$U_{R_н} \approx (E_1 + E_2 + E_3)\, e^{-j\beta\ell} \qquad (П.5.31)$$

С учетом (П.5.25) – (П.5.28), (П.5.31) на основании (П.5.17), (П.5.20), (П.5.23) при принятых допущениях и $R_н = 3Z_0$ находим:

$$I_{1\ell} \approx \frac{E_1 + E_2 + E_3}{3Z_0} - \frac{2E_1 - E_2 - E_3}{j \cdot 3Z_0 \operatorname{ctg} \beta\ell};$$

$$I'_{1\ell} \approx \frac{E_1 + E_2 + E_3}{3Z_0} - \frac{2E_2 - E_1 - E_3}{j \cdot 3Z_0 \operatorname{ctg} \beta\ell} + \frac{E_2 + E_3}{jZ_{c2} \operatorname{tg} \beta\ell}; \qquad (П.5.32)$$

$$I''_{1\ell} \approx \frac{E_1 + E_2 + E_3}{3Z_0} - \frac{2E_3 - E_1 - E_2}{j \cdot 3Z_0 \operatorname{ctg} \beta\ell} + \frac{2E_3}{jZ_{c2} \operatorname{tg} \beta\ell}.$$

Используя (П.5.32), можно определить составляющие входных проводимостей (сопротивлений) со стороны каждого генератора, обусловленные ТЛ.

В случае идентичных генераторов $E_1 = E_2 = E_3 = E$ резистивные составляющие входных сопротивлений практически одинаковы:

$$R_{вх1} \approx R_{вх2} \approx R_{вх3} \approx Z_0; \qquad (П.5.33)$$

реактивная составляющая входного сопротивления со стороны генератора $Г_1$:

$$jX_{вх1} \approx \infty; \qquad (П.5.34)$$

соответственно реактивные составляющие входных сопротивлений со стороны генераторов $Г_2$, $Г_3$:

$$jX_{вх2} \approx jX_{вх3} \approx j\frac{Z_{c2}}{2} \operatorname{tg} \beta\ell. \qquad (П.5.35)$$

Как видно, реактивные составляющие входных сопротивлений со стороны генераторов $Г_2$, $Г_3$ практически определяются короткозамкнутыми отрезками линий, образованных проводами 2, 2′ по отношению к земле (корпусу) устройства.

При коротком замыкании двух генераторов работающий генератор ощущает резистивную составляющую входного сопротивления со стороны отрезков ТЛ:

$$R_{вх1} \approx 3Z_0 = R_н. \qquad (П.5.36)$$

Очевидно, чтобы результирующая резистивная составляющая входного сопротивления была практически равна Z_0, необходимо иметь сопротивление балластных резисторов в схеме МУ рис. П.5.2:

$$R_б = 3Z_0 = R_н.$$

При коротком замыкании генераторов $Г_2$, $Г_3$ ($E_2 = E_3 = 0$) генератор $Г_1$ ощущает реактивную составляющую входного сопротивления:

$$jX_{вх1} \approx -j\frac{3Z_0}{2}\operatorname{ctg}\beta\ell, \qquad (П.5.37)$$

соответствующую разомкнутому отрезку линии с волновым сопротивлением $(3/2)Z_0$ и длиной ℓ.

При коротком замыкании генераторов $Г_1$, $Г_3$ ($E_1 = E_3 = 0$) генератор $Г_2$ ощущает реактивную составляющую входного сопротивления $jX_{вх2}$, удовлетворяющую согласно (П.5.32) соотношению

$$\frac{1}{jX_{вх2}} \approx -\frac{2}{j\cdot 3Z_0\operatorname{ctg}\beta\ell} + \frac{1}{jZ_{c2}\operatorname{tg}\beta\ell}. \qquad (П.5.38)$$

Как видно, реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх2}$ в этом режиме может рассматриваться как параллельное соединение разомкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $(3/2)Z_0$ и короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением Z_{c2}. Оба отрезка имеют одинаковую длину ℓ. Отрезок линии с волновым сопротивлением Z_{c2} формируется проводом 2 по отношению к земле (корпусу) устройства.

При коротком замыкании генераторов $Г_1$, $Г_2$ ($E_1 = E_2 = 0$) генератор $Г_3$ ощущает реактивную составляющую входного сопротивления $jX_{вх3}$, удовлетворяющую соотношению

$$\frac{1}{jX_{вх3}} \approx -\frac{2}{j\cdot 3Z_0\operatorname{ctg}\beta\ell} + \frac{2}{jZ_{c2}\operatorname{tg}\beta\ell}. \qquad (П.5.39)$$

Реактивная составляющая входного сопротивления $jX_{вх3}$ в этом режиме может рассматриваться как параллельное соединение разомкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $(3/2)\ Z_0$ и короткозамкнутого отрезка линии с волновым сопротивлением $Z_{c2}/2$. Оба отрезка имеют длину ℓ. Отрезок линии с волновым сопротивлением $Z_{c2}/2$ соответствует проводам 2, 2′.

Из соотношений (П.5.33) – (П.5.39) следует, что резистивные составляющие сопротивлений практически одинаковы (П.5.33), (П.5.36), тогда как реактивные составляющие оказываются разными как в номинальном режиме при работе трех генераторов (П.5.34), (П.5.35), так и при коротком замыкании отдельных генераторов (П.5.37) – (П.5.39). Зависимость реактивных составляющих входных сопротивлений от режимов работы генераторов, как уже отмечалось, указывает на отсутствие полной независимости генераторов в рассматриваемых схемах сложения мощностей генераторов с использованием ТЛ.

Чем сильнее неравенство $Z_{c2} >> Z_0$ и чем ближе электрическая длина отрезков $\beta\ell$ к $\pi/2$, тем ближе значения реактивных составляющих сопротивлений $X_{вх1}$, $X_{вх2}$, $X_{вх3}$ в номинальном режиме (П.5.34), (П.5.35). Однако в аварийном режиме при коротком замыкании одного или двух генераторов, если $\beta\ell \to \pi/2$, произойдет короткое замыкание исправного генератора из-за резкого уменьшения реактивной составляющей входного сопротивления, пропорциональной $\mathrm{ctg}\beta\ell$ (П.5.37) – (П.5.39) (при $\beta\ell \to \pi/2$ $\mathrm{ctg}\beta\ell \to 0$). Чтобы исключить короткое замыкание исправного генератора в аварийном режиме, необходимо иметь малое значение электрической длины отрезков линии $\beta\ell$ (при $\beta\ell \to 0$ $\mathrm{ctg}\beta\ell \to \infty$). При этом, однако, усиливается шунтирующее действие короткозамкнутых отрезков, образованных проводами 2, 2' по отношению к земле (корпусу) устройства. Для уменьшения шунтирующего влияния этих отрезков в аварийном (П.5.38), (П.5.39) и в номинальном режимах (П.5.35) необходимо обеспечивать как можно большее значение характеристического сопротивления Z_{c2}. Электрическая длина отрезков линий на верхней рабочей частоте, как уже отмечалось, в практических реализациях рассматриваемых МУ составляет единицы градусов: 3,3…7° и не превышает 20°.

По аналогичному принципу на основе ТЛ с соответствующим коэффициентом трансформации напряжения может быть обеспечено сложение напряжений четырех и более генераторов. Однако при этом возрастают продольные напряжения на проводах отрезка, к которому подключается нагрузка $R_н$, что затрудняет реализацию магнитопроводов ТЛ. С целью уменьшения продольных напряжений на проводах (обмотках) ТЛ применяют дополнительную линию, отрезок которой выполняет роль суммирующего ТЛ (см. п. 2.3.1).

Определим входные сопротивления ТЛ с дополнительной линией со стороны каждого из источников, создающих напряжения U_1, U_2, соответственно (см. рис. 2.50).

На основании (1.8) дополним систему уравнений (2.99) уравнениями для токов:

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell;$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell - j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell.$$

При $R_н = W_{11}$, где $W_{11} = Z_{0\,доп}$ при использовании коаксиальной линии и подключении $R_н$ к центральному проводнику,

$$I_{1\ell} = \frac{U_{R_н}}{R_н}e^{j\beta\ell} = \frac{U_{R_н}}{Z_{0\,доп}}e^{j\beta\ell}$$

В этом случае также $W_{12} = W_{11} = Z_{0\,доп}$. Учитывая, что при этом $Z_{012} = Z_{022} = Z_{c2}$, соответственно (2.101)

$$U_{R_н} = (U_1 - U_2)\,e^{-j\beta\ell}$$

получаем:

$$I_{1\ell} = \frac{U_1 - U_2}{Z_{0\,доп}}; \qquad I_{2\ell} = \frac{U_2}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} - \frac{(U_1 - U_2)}{Z_{0\,доп}}.$$

Входная проводимость ТЛ со стороны источника напряжения U_1:

$$Y_{вх1} = \frac{I_{1\ell}}{U_1} = \frac{1 - U_2/U_1}{Z_{0\,доп}};$$

входная проводимость ТЛ со стороны источника напряжения U_2:

$$Y_{вх2} = \frac{I_{2\ell}}{U_2} = \frac{1}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell} + \frac{1 - U_1/U_2}{Z_{0\,доп}}.$$

При условии противофазности напряжений и различии их по амплитуде в два раза:

$$U_1 = -2U_2$$

получаем:

$$Y_{вх1} = \frac{1}{R_{вх}} = \frac{3}{2Z_{0доп}};$$

$$Y_{вх2} = \frac{1}{R_{вх2}} + \frac{1}{jX_{вх2}} = \frac{3}{Z_{0доп}} + \frac{1}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}.$$

Как видим, со стороны источника напряжения U_1 суммирующий ТЛ на отрезке коаксиальной линии при принятых условиях представляет чисто резистивное входное сопротивление: $R_{вх1} = (2/3)Z_{0\,доп} = (2/3)R_н = 2Z_0$, где Z_0 – волновое сопротивление коаксиальной линии, к отрезкам которой подключаются генераторы; со стороны источника напряжения U_2 суммирующий ТЛ представляет комплексное входное сопротивление, составляющие которого в параллельной схеме представления

$$R_{вх2} = (1/3)Z_{0\,доп} = (1/3)R_н = Z_0;$$

$$jX_{вх2} = jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell,$$

где Z_{c2} – характеристическое (волновое) сопротивление линии, образуемой наружным проводом (оплеткой) дополнительной линии относительно общей проводящей поверхности устройства.

Таким образом, если в МУ по схеме рис. 2.46 или рис. 2.47 генераторы $Г_1$, $Г_2$, $Г_3$ через отрезки ТЛ подключаются к нагрузке $R_н = 3Z_0$, то в МУ по схеме рис. 2.49 генераторы $Г_1$, $Г_2$ через отрезки ТЛ подключаются к эквивалентной нагрузке, равной $2Z_0$, а генератор $Г_3$ через отрезок ТЛ подключается к эквивалентной нагрузке, образуемой параллельным соединением резистивной составляющей, равной Z_0, и реактивной составляющей, равной $jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\beta\ell$. Очевидно, можно считать, что в МУ с дополнительной линией по схеме рис. 2.49 генераторы $Г_1$, $Г_2$, $Г_3$ подключаются через отрезки I, II, III к эквивалентной нагрузке:

$$Z_н = \frac{2}{3}R_н + \frac{R_н}{3}\frac{1}{\left(1 + \dfrac{R_н}{j\cdot 3Z_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right)} = 3Z_0\left[\frac{2}{3} + \frac{1}{3}\frac{1}{\left(1 + \dfrac{Z_0}{jZ_{c2}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}\right)}\right].$$

Если $Z_{c2} \to \infty$, то $Z_н \to R_н = 3Z_0$. При размещении отрезка дополнительной линии на отдельном магнитопроводе, очевидно, легче обес-

печить $Z_н \to R_н = 3Z_0$, если электрическая длина отрезка дополнительной линии $\beta\ell \to \pi/2$. Фазовый сдвиг напряжения на нагрузке $R_н$ относительно напряжения каждого из генераторов будет определяться суммарной электрической длиной одного отрезка основного ТЛ и дополнительной линии.

2. Мостовые устройства на ТЛ для сложения токов двух и более генераторов в нагрузке

Схема МУ на ТЛ для сложения токов двух генераторов в нагрузке показана на рис. П.5.3. Устройство реализуется из двух отрезков линии с волновым сопротивлением Z_0 и является симметричным со стороны каждого генератора. Сопротивление нагрузки $R_н$ подключается параллельно выходам отрезков и удовлетворяет соотношению: $R_н = Z_0/2$. Сопротивление балластного резистора: $R_б = 2Z_0 = 4R_н$.

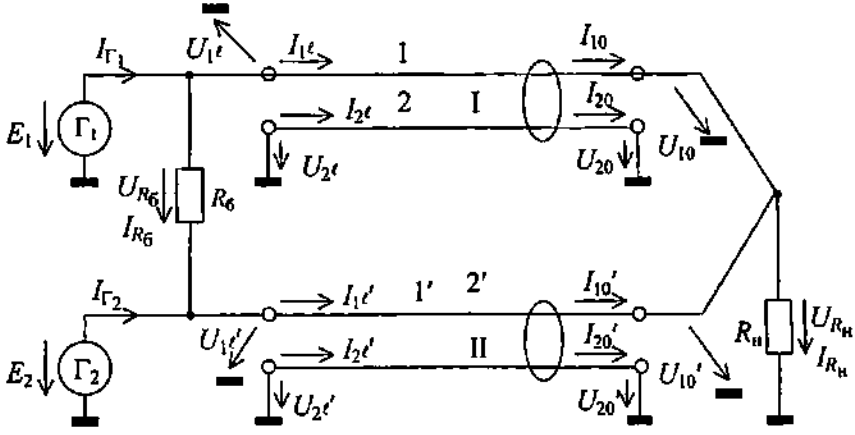


Рис. П.5.3

Для рассматриваемой схемы (рис. П.5.3) с учетом граничных условий:

$$U_{10} = U'_{10} = U_{R_н}; \qquad U_{2\ell} = U_{20} = U'_{2\ell} = U'_{20} = 0;$$

$$U_{1\ell} = E_1; \quad U'_{1\ell} = E_2; \quad I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = I_{10} + I'_{10}$$

на основании (1.8) можно записать следующую систему уравнений:

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (П.5.40)$$

$$U_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_1; \qquad (П.5.41)$$

$$U_{2\ell} = j\left(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = 0; \qquad (П.5.42)$$

$$I'_{1\ell} = I'_{10}\cos\beta\ell + j\frac{U_{R_н}}{W_{11}}\sin\beta\ell; \qquad (П.5.43)$$

$$U'_{1\ell} = U_{R_н}\cos\beta\ell + j\left(I'_{10}Z_{011} + I'_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_2; \qquad (П.5.44)$$

$$U'_{2\ell} = j\left(I'_{20}Z_{022} + I'_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = 0, \qquad (П.5.45)$$

где E_1, E_2 – амплитуды напряжений, создаваемых генераторами на входах отрезков линии I, II; ℓ – геометрическая длина отрезков линии.

При записи уравнений (П.5.40) – (П.5.45) принято соответствие проводов отрезков линии: $1 \leftrightarrow 1'$, $2 \leftrightarrow 2'$.

Из (П.5.45):

$$I'_{20} = -I'_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}. \qquad (П.5.46)$$

Из (П.5.44) с учетом (П.5.46):

$$I'_{10} = \frac{E_2 - U_{R_н}\cos\beta\ell}{jW_{11}\sin\beta\ell}. \qquad (П.5.47)$$

Из (П.5.42):

$$I_{20} = -I_{10}\frac{Z_{012}}{Z_{022}}. \qquad (П.5.48)$$

Из (П.5.41) с учетом (П.5.47), (П.5.48) и граничного условия:

$$I_{10} = \frac{U_{R_н}}{R_н} - I'_{10} \qquad (П.5.49)$$

получаем

$$E_1 + E_2 = U_{R_н}\left(2\cos\beta\ell + j\frac{W_{11}}{R_н}\sin\beta\ell\right). \qquad (П.5.50)$$

Если

$$R_н = W_{11}/2, \qquad (П.5.51)$$

то согласно (П.5.50)

$$U_{R_н} = \frac{E_1 + E_2}{2}e^{-j\beta\ell} \qquad (П.5.52)$$

Ток через нагрузку при этом:

$$I_{R_н} = \frac{U_{R_н}}{R_н} = \frac{E_1 + E_2}{W_{11}} e^{-j\beta\ell} \qquad (П.5.53)$$

Как видим, при сопротивлении нагрузки $R_н$, удовлетворяющем (П.5.51), амплитуда напряжения на нагрузке (П.5.52) и амплитуда тока через нагрузку (П.5.53) не зависят от длины отрезков и частоты сигнала.

Выше отмечалось, что сопротивление нагрузки $R_н$ удовлетворяет соотношению $R_н = Z_0/2$, где Z_0 – волновое сопротивление линии, из отрезков которой реализуется устройство. Согласно (П.5.51) соотношение $R_н = Z_0/2$ выполняется точно только при использовании коаксиальной линии с волновым сопротивлением Z_0 при подключении генераторов и нагрузки к центральным проводникам 1, 1', когда оказывается $W_{11} = Z_0$. Если устройство реализуется из отрезков симметричной двухпроводной линии, то

$$W_{11} = \frac{2Z_c Z_п}{Z_c + Z_п}$$

и согласно (П.5.51) должно быть: $R_н = W_{11}/2 = Z_c Z_п/(Z_c + Z_п)$.

Волновое сопротивление двухпроводной линии $Z_0 = 2Z_п$. При этом сопротивление нагрузки, удовлетворяющее (П.5.51), $R_н = Z_c Z_0/(2Z_c + Z_0)$. Если обеспечивается $2Z_c >> Z_0$, то можно считать $R_н \approx Z_0/2$.

При использовании коаксиальной линии отрезки I, II могут размещаться без каких-либо каркасов или сердечников. В случае двухпроводной линии отрезки должны размещаться на диэлектрических каркасах (катушках) или ферритовых сердечниках. Отрезки I, II могут быть также реализованы на основе микрополосковой линии*, имеющей волновое сопротивление $Z_0 = 2R_н$.

На основании (П.5.40) с учетом (П.5.49), (П.5.53):

$$I_{1\ell} = \frac{E_1 + E_2}{2W_{11}} + \frac{E_1 - E_2}{j \cdot 2W_{11} \operatorname{tg}\beta\ell}. \qquad (П.5.54)$$

---

* Очевидно, возможно использование любой несимметричной одиночной линии: коаксиальной, микрополосковой, однопроводной, имеющей волновое сопротивление $Z_0 = 2R_н$. При этом в системе уравнений (П.5.40) – (П.5.45) следует считать: $W_{11} = Z_{011} = Z_0$; $Z_{012} = Z_{022} = 0$. Последнее соотношение приводит к исключению уравнений (П.5.42), (П.5.45), а оставшиеся уравнения соответствуют одиночным линиям.

На основании (П.5.43) с учетом (П.5.47), (П.5.52):

$$I'_{1\ell} = \frac{E_1 + E_2}{2W_{11}} + \frac{E_2 - E_1}{j \cdot 2W_{11}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}. \qquad (П.5.55)$$

Выражения (П.5.54), (П.5.55) оказываются симметричными в силу симметрии схемы рис. П.5.3 относительно каждого из генераторов.

Полный ток генератора $Г_1$: $I_{Г_1} = I_{1\ell} + I_{R_б}$; полный ток генератора $Г_2$: $I_{Г_2} = I'_{1\ell} - I_{R_б}$, где

$$I_{R_б} = \frac{E_1 - E_2}{R_б}. \qquad (П.5.56)$$

Входная проводимость цепи по схеме рис. П.5.3 со стороны генератора $Г_1$ с учетом (П.5.54), (П.5.56):

$$Y_{вх1} = \frac{I_{Г_1}}{E_1} = \frac{1}{R_{вх1}} + \frac{1}{jX_{вх1}} = \frac{1 + E_2/E_1}{2W_{11}} + \frac{1 - E_2/E_1}{R_б} + \frac{1 - E_2/E_1}{j \cdot 2W_{11}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}, \qquad (П.5.57)$$

а со стороны генератора $Г_2$ с учетом (П.5.55), (П.5.56):

$$Y_{вх2} = \frac{I_{Г_2}}{E_2} = \frac{1}{R_{вх2}} + \frac{1}{jX_{вх2}} = \frac{1 + E_1/E_2}{2W_{11}} + \frac{1 - E_1/E_2}{R_б} + \frac{1 - E_1/E_2}{j \cdot 2W_{11}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}. \qquad (П.5.58)$$

В случае идентичных синфазных генераторов ($E_1 = E_2$) входные проводимости со стороны генераторов оказываются одинаковыми и носят резистивный характер. В этом случае $R_{вх1} = R_{вх2} = W_{11} = 2R_н$, а реактивные составляющие $X_{вх1}$, $X_{вх2}$ имеют бесконечные значения.

При коротком замыкании одного из генераторов входная проводимость цепи для работающего генератора носит комплексный характер и имеет согласно (П.5.57), (П.5.58) резистивную составляющую:

$$\frac{1}{R_{вх}} = \frac{1}{2W_{11}} + \frac{1}{R_б} = \frac{2W_{11} + R_б}{2W_{11}R_б}$$

и реактивную составляющую:

$$\frac{1}{jX_{вх}} = \frac{1}{j \cdot 2W_{11}\,\mathrm{tg}\,\beta\ell}.$$

Как видим, при коротком замыкании одного генератора резистивная составляющая входного сопротивления цепи для работающего генератора:

$$R_{вх} = \frac{2W_{11}R_б}{2W_{11} + R_б}.$$

Чтобы и в этом режиме иметь $R_{вх} = W_{11}$, необходимо обеспечить:

$$R_б = 2W_{11} = 4R_н.$$

Реактивная составляющая входного сопротивления цепи для работающего генератора, подключаемая параллельно ему,

$$jX_{вх} = j \cdot 2W_{11} \operatorname{tg} \beta\ell = j \cdot 4R_н \operatorname{tg} \beta\ell.$$

Для увеличения реактивной составляющей входного сопротивления цепи в аварийном режиме следует иметь $\beta\ell \to \pi/2$, что ограничивает полосовые свойства устройства, особенно при низких значениях $R_н$.

Зависимость реактивной составляющей входного сопротивления цепи от режима работы генераторов ($X_{вх} = \infty$ в номинальном режиме, $X_{вх} = 4R_н \operatorname{tg} \beta\ell$ в аварийном режиме) указывает на отсутствие полной независимости генераторов друг от друга в рассматриваемой схеме МУ.

В рассматриваемой схеме МУ (рис. П.5.3), учитывая (П.5.54), (П.5.55), получаем

$$I_{Г_1} + I_{Г_2} = I_{1\ell} + I'_{1\ell} = \frac{E_1 + E_2}{W_{11}}.$$

При этом согласно (П.5.53) $I_{R_н} = (I_{Г_1} + I_{Г_2})\, e^{-j\beta\ell}$, т. е. в рассматриваемом МУ имеет место сложение токов генераторов в нагрузке $R_н$.

По аналогичному принципу может быть реализовано МУ для сложения в нагрузке токов трех и более генераторов ($N \geq 3$). Волновое сопротивление линии Z_0, из отрезков которой изготавливается устройство, и сопротивление нагрузки $R_н$ связаны соотношением: $R_н = Z_0/N$.

В номинальном режиме при идентичных генераторах за счет их совместной работы каждый отрезок линии нагружается на чисто резистивное сопротивление, в N раз превышающее $R_н$ и соответственно равное Z_0. В отрезках при этом существуют режимы бегущих волн.

При коротком замыкании ($N - 1$) генераторов работающий генератор нагружается на цепь, показанную на рис. П.5.4, которая

совпадает с уже известной нам схемой понижающего ТЛ (п. 1.2.4, рис. 1.57 при $N = 2$ и рис. 1.61 при $N = 3$). Отличие только в подключении резистивного сопротивления $R_б'$, обусловленного балластными резисторами. Сопротивление $R_б'$ определяется (2.95) – (2.97) в зависимости от схемы соединения балластных резисторов: $R_{б.зв}$, $R_{б.мн}$, $R_{б.пмн}$.

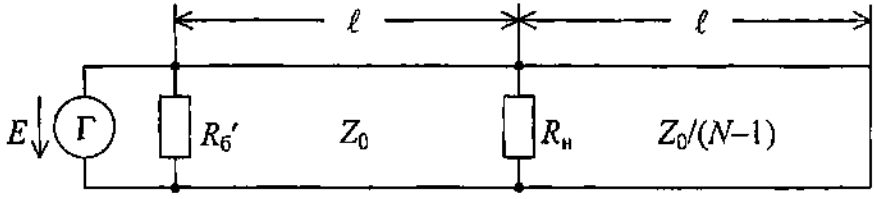


Рис. П.5.4

Для входного сопротивления понижающего ТЛ, выполненного по схеме рис. П.5.5, в общем случае произвольного N нетрудно получить при $R_н = Z_0/N$:

$$R_{вх} = NZ_0 = N^2 R_н\,; \qquad (П.5.59)$$

$$jX_{вх} = j\frac{N}{(N-1)} Z_0 \operatorname{tg}\beta\ell = j\frac{N^2 R_н}{(N-1)} \operatorname{tg}\beta\ell\,. \qquad (П.5.60)$$

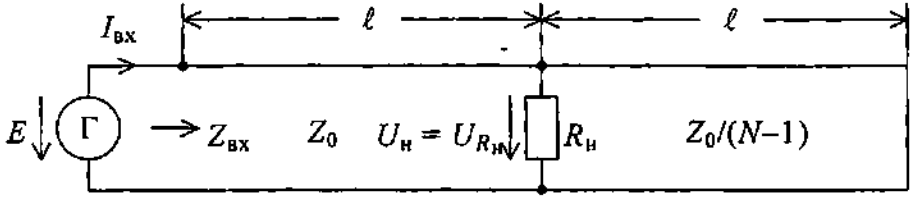


Рис. П.5.5

Действительно, рассматривая параллельное соединение $R_н$ и короткозамкнутого отрезка линии длиной ℓ с волновым сопротивлением $Z_0/(N-1)$ как сопротивление нагрузки $Z_н$ отрезка линии длиной ℓ с волновым сопротивлением Z_0, для этого отрезка на основании уравнений длинной линии [3, п. 4.15, ф. (4.149)] можно записать:

$$E = U_н \left(\cos\beta\ell + j\frac{Z_0}{Z_н}\sin\beta\ell \right); \qquad (П.5.61)$$

$$I_{вх} = U_н \left(\frac{\cos\beta\ell}{Z_н} + j\frac{\sin\beta\ell}{Z_0} \right), \qquad (П.5.62)$$

где при $R_н = Z_0/N$:

$$Z_н = \frac{jZ_0 \operatorname{tg}\beta\ell}{(N-1) + jN\operatorname{tg}\beta\ell}. \qquad (П.5.63)$$

Из (П.5.61) с учетом (П.5.63) следует:

$$U_н = U_{R_н} = \frac{E}{N}\, e^{-j\beta\ell}$$

соответственно

$$I_{R_н} = \frac{U_н}{R_н} = \frac{E}{Z_0} e^{-j\beta\ell},$$

что характерно для ТЛ: величины напряжения на нагрузке $|U_{R_н}| = |U_н|$ и тока через нагрузку $|I_{R_н}|$ не зависят от частоты и длины отрезка. Так как $N > 1$, то ТЛ является понижающим трансформатором.

Для входного тока на основании (П.5.62) с учетом (П.5.63) получаем

$$I_{вх} = \frac{E}{Z_0}\left(\frac{1}{N} + \frac{N-1}{jN\operatorname{tg}\beta\ell} \right).$$

Входная проводимость понижающего ТЛ по схеме рис. П.5.5 со стороны источника:

$$Y_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{jX_{вх}} = \frac{I_{вх}}{E} = \frac{1}{NZ_0} + \frac{N-1}{jNZ_0 \operatorname{tg}\beta\ell},$$

откуда следуют (П.5.59), (П.5.60).

Чтобы при коротком замыкании $(N-1)$ генераторов резистивная составляющая входного сопротивления МУ на ТЛ в схеме рис. П.5.4 со стороны работающего генератора сохраняла значение, равное Z_0, необходимо, чтобы выполнялось соотношение:

$$\frac{R_{вх} R'_б}{R_{вх} + R'_б} = Z_0,$$

из которого следует, что должно быть:

$$R'_б = \frac{NZ_0}{N-1}.$$

С учетом последнего соотношения из (2.95) – (2.97) можно определить сопротивление балластных резисторов в соответствующей схеме их соединения. Например, при соединении балластных резисторов по схеме многоугольника с учетом (2.96) получаем:

$$R_{б.мн} = \frac{2NZ_0}{N-1}.$$

Так как $Z_0 = NR_н$, то

$$R_{б.мн} = \frac{2N^2R_н}{N-1}.$$

МУ на ТЛ со сложением токов генераторов в нагрузке по принципу схемы рис. П.5.3 наиболее просто реализуются на основе отрезков коаксиальной линии при подключении генераторов и нагрузки к центральным проводникам, так как в этом случае можно обойтись без каких-либо каркасов или сердечников. Однако не всегда можно подобрать необходимую коаксиальную линию с требуемым волновым сопротивлением $Z_0 = NR_н$, несмотря на существование относительно большой номенклатуры коаксиальных линий, имеющих волновые сопротивления от единиц Ом до 150...200 Ом [9]. Двухпроводные линии могут как выбираться из числа существующих, так и изготавливаться из пар проводов, обеспечивающих необходимое волновое сопротивление. Однако при использовании двухпроводных линий отрезки должны размещаться на каркасах или сердечниках, чтобы обеспечить жесткость конструкции и соответственно относительную стабильность волнового сопротивления линии.

Характеристики отрезка коаксиальной линии в рассматриваемом МУ не зависят от размещения отрезка, в частности от того, находится он в выпрямленном виде или, например, в виде катушки. В любом исполнении он представляет отрезок линии с волновым сопротивлением Z_0. Что касается отрезка двухпроводной линии, то при намотке его в виде нескольких витков он превращается в две сильно связанные катушки, одна из которых короткозамкнута, что существенно сказывается на свойствах устройства.

Действительно, если воспользоваться символикой обозначения двухобмоточного трансформатора, то рассматриваемому варианту МУ в соответствие может быть поставлена эквивалентная схема рис. П.5.6.

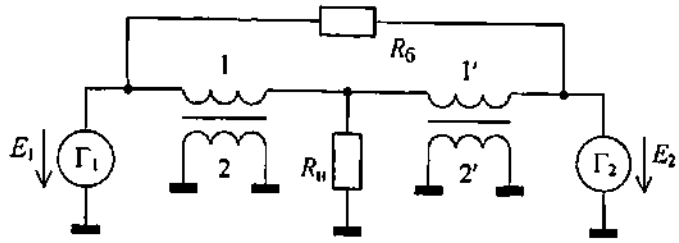


Рис. П.5.6

Как видно, одна из обмоток каждого трансформатора, соответствующая проводу 2 или 2', является короткозамкнутой. В случае коаксиальной линии и подключения генераторов и нагрузки к центральным проводникам короткозамкнутая обмотка, соответствующая оплетке коаксиальной линии, не оказывает никакого влияния на обмотку из центрального проводника, так как распространение энергии происходит в замкнутом внутреннем пространстве между центральным и наружным проводниками коаксиальной линии. В случае двухпроводной линии один из проводов формирует короткозамкнутую обмотку, которая оказывает сильное влияние на обмотку из провода, к которому подключаются генератор и нагрузка. При размещении отрезка на кольцевом ферритовом сердечнике влияние обмоток будет усиливаться.

Рассмотрим характеристики схемы (рис. П.5.7) на трансформаторах в виде связанных катушек без магнитопровода, что упрощает анализ, но позволяет получить полное представление о свойствах устройства. Для корректности получаемых результатов введем в рассмотрение внутренние сопротивления генераторов R_1, R_2 соответственно.

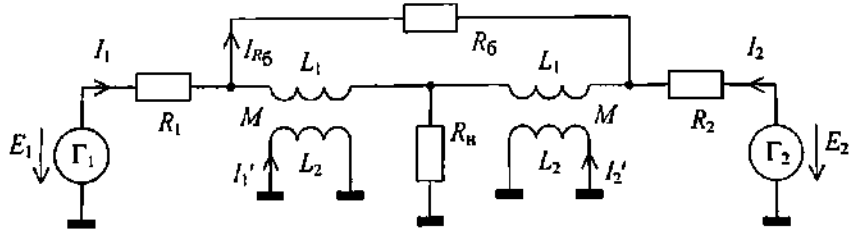


Рис. П.5.7

Для схемы рис. П.5.7, полагая трансформаторы идентичными, можно записать следующую систему уравнений:

$$I_1 R_1 + j\omega L_1 (I_1 - I_{R_б}) + j\omega M I_1' + R_н (I_1 + I_2) = E_1 ; \qquad (П.5.64)$$

$$j\omega L_2 I_1' + j\omega M (I_1 - I_{R\text{б}}) = 0; \qquad (\text{П}.5.65)$$

$$I_2 R_2 + j\omega L_2 (I_2 + I_{R\text{б}}) + j\omega M I_2' + R_{\text{н}} (I_1 + I_2) = E_2; \qquad (\text{П}.5.66)$$

$$j\omega L_2 I_2' + j\omega M (I_2 + I_{R\text{б}}) = 0; \qquad (\text{П}.5.67)$$

$$I_1 R_1 + I_{R\text{б}} R_{\text{б}} - I_2 R_2 = E_1 - E_2, \qquad (\text{П}.5.68)$$

где M – взаимная индуктивность катушек трансформатора, намотанных в одном направлении*.

Из (П.5.65), (П.5.67) соответственно:

$$I_1' = -\frac{M}{L_2}(I_1 - I_{R\text{б}}); \qquad (\text{П}.5.69\text{а})$$

$$I_2' = -\frac{M}{L_2}(I_2 + I_{R\text{б}}). \qquad (\text{П}.5.69\text{б})$$

Из (П.5.68):

$$I_{R\text{б}} = \frac{E_1 - E_2 + I_2 R_2 - I_1 R_1}{R_{\text{б}}}. \qquad (\text{П}.5.70)$$

С учетом (П.5.69а) можно (П.5.64) записать в виде

$$I_1 R_1 + j\omega L_1 \left(1 - k_{\text{св}}^2\right)\left(I_1 - I_{R\text{б}}\right) + R_{\text{н}}\left(I_1 + I_2\right) = E_1, \qquad (\text{П}.5.71\text{а})$$

а (П.5.66) с учетом (П.5.69б) можно записать в виде

$$I_2 R_2 + j\omega L_1 \left(1 - k_{\text{св}}^2\right)\left(I_2 + I_{R\text{б}}\right) + R_{\text{н}}\left(I_1 + I_2\right) = E_2, \qquad (\text{П}.5.71\text{б})$$

где $k_{\text{св}} = M/\sqrt{L_1 L_2}$ – коэффициент (магнитной) связи между катушками трансформатора.

В случае 100 % связи ($k_{\text{св}} = 1$) между обмотками трансформатора** из (П.5.71) находим:

$$I_1 = \frac{E_1\left(R_2 + R_{\text{н}}\right) - E_2 R_{\text{н}}}{R_1 R_2 + R_{\text{н}}\left(R_1 + R_2\right)}; \qquad (\text{П}.5.72\text{а})$$

$$I_2 = \frac{E_2\left(R_1 + R_{\text{н}}\right) - E_1 R_{\text{н}}}{R_1 R_2 + R_{\text{н}}\left(R_1 + R_2\right)}. \qquad (\text{П}.5.72\text{б})$$

---

* Катушки образуются проводами отрезка линии.

** Случай 100 % магнитной связи между катушками в обязательном порядке предполагает равенство индуктивностей L_1, L_2. Соответственно $M = L_1 = L_2$,.

Ток через нагрузку $R_н$:

$$I_{R_н} = (I_1 - I_{R_б}) + (I_2 + I_{R_б}) = I_1 + I_2 = \frac{E_1 R_2 + E_2 R_1}{R_1 R_2 + R_н (R_1 + R_2)}.$$

Как видим, в рассматриваемой схеме (рис. П.5.7) имеет место сложение токов генераторов в нагрузке.

Ток через балластный резистор $R_б$, как следует из (П.5.70) с учетом (П.5.72), оказывается равным нулю независимо от значений E_1, E_2, R_1, R_2. Это указывает на то, что точки, между которыми подключается балластный резистор $R_б$, являются эквипотенциальными, а напряжения на обмотках L_1 и соответственно продольные напряжения на обмотках трансформаторов равны нулю.

Действительно, напряжения на обмотках L_2 равны нулю независимо от величины связи между катушками L_1, L_2, так как эти обмотки короткозамкнуты.

При 100 % связи между обмотками ($M = L_2$) согласно (П.5.69):

$$I_1' = -(I_1 - I_{R_б}); \qquad I_2' = -(I_2 + I_{R_б}).$$

Соответственно напряжения на обмотках L_1, поскольку $M = L_1$:

– со стороны генератора $Г_1$:

$$U_{L1} = j\omega L_1 (I_1 - I_{R_б}) - j\omega M (I_1 - I_{R_б}) = 0,$$

– со стороны генератора $Г_2$:

$$U_{L1} = j\omega L_1 (I_2 + I_{R_б}) - j\omega M (I_2 + I_{R_б}) = 0.$$

При 100 % связи между обмотками трансформаторов генераторы $Г_1$, $Г_2$ как бы непосредственно подключаются параллельно нагрузке $R_н$. Если не учитывать внутренние сопротивления генераторов, то будет иметь место полное короткое замыкание одного генератора через другой. В общем случае при $E_1 \neq E_2$ и конечных значениях внутренних сопротивлений генераторов R_1, R_2 имеет место работа одного генератора на другой (ток одного из генераторов (П.5.72) принимает отрицательное значение). Соответственно мощность одного генератора распределяется между нагрузкой $R_н$ и другим генератором. При $E_1 = E_2$ происходит сложение токов и мощностей генераторов в нагрузке $R_н$.

Таким образом, если между обмотками трансформаторов в схемах рис. П.5.6 и П. 5.7 существует сильная магнитная связь, то устройство утрачивает свойства мостовой схемы, обеспечивающей независимую работу генераторов.

При реализации устройства на отрезках коаксиальной линии магнитная связь между обмотками оказывается равной нулю (коэффициент связи линий, образованных центральным проводником и оплеткой, также равен нулю) и устройство обладает мостовыми свойствами. Аналогичная ситуация имеет место при использовании микрополосковой линии. При использовании двухпроводной линии и размещении отрезков на кольцевых магнитопроводах магнитная связь между обмотками оказывается сильной и мостовые свойства устройства утрачиваются.

Если обмотки трансформаторов соединить, как показано на схеме рис. П.5.8, то у получающегося устройства проявляются мостовые свойства при любой величине магнитной связи между обмотками одного трансформатора как в случае из коаксиальной, так и из двухпроводной линии.

Как видно, через обмотку L_1 трансформатора протекает ток одного генератора, а через обмотку L_2 – ток другого генератора. Если токи генераторов не одинаковы, то даже при 100 % магнитной связи между обмотками результирующий магнитный поток в сердечнике (поток связи между обмотками) не будет равен нулю и на обмотках будет напряжение. Балластный резистор $R_б$ может быть включен, как показано на схеме рис. П.5.8 сплошными линиями либо как показано пунктирными линиями. Сопротивления резисторов $R_б$, как увидим, будут существенно различаться. Показанное сплошной линией включение $R_б$ более удобно по конструктивным соображениям, особенно при числе генераторов больше двух, так как позволяет пространственно разнести генераторы, сопротивление нагрузки $R_н$ и балластные резисторы $R_б$.

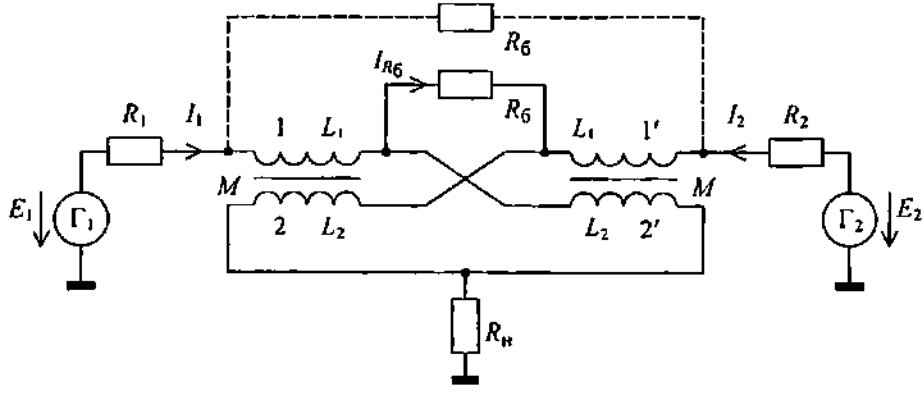


Рис. П.5.8

Схему рис. П.5.8 можно представить в виде схем рис. П.5.9.

На схемах рис. П.5.9 не показаны внутренние сопротивления генераторов $Г_1$, $Г_2$. Отсутствие их упрощает соотношения и соответственно анализ схем, не отражаясь на корректности результатов. В общем случае можно рассматривать E_1, E_2 как амплитуды напряжений, создаваемых на входах ТЛ или на концах соответствующих обмоток генераторами. В то же время отсутствие внутренних сопротивлений у генераторов, эквивалентное равенству их нулю, позволяет рассматривать генераторы как источники напряжения, что для данных схем, как увидим, оказывается допустимым, так как приводит к корректным и хорошо интерпретируемым результатам.

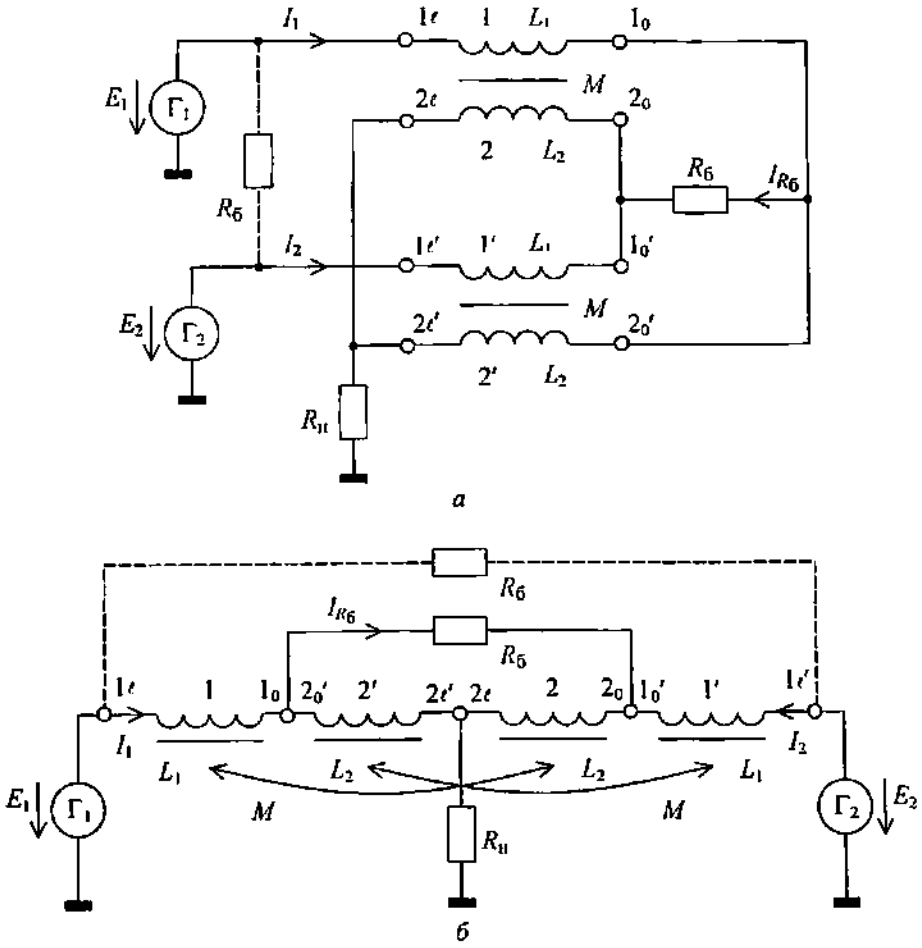


Рис. П.5.9

Для схем рис. П.5.9, полагая линейные соотношения между токами и напряжениями в ветвях с обмотками, можно записать следующую систему уравнений:

$$E_1 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M(I_2 + I_{R_б}) + j\omega L_2(I_1 - I_{R_б}) - j\omega M I_2 + (I_1 + I_2)R_н; \quad (П.5.73)$$

$$E_2 = j\omega L_1 I_2 - j\omega M(I_1 - I_{R_б}) + j\omega L_2(I_2 + I_{R_б}) - j\omega M I_1 + (I_1 + I_2)R_н; \quad (П.5.74)$$

$$E_1 - E_2 = j\omega L_1 I_1 - j\omega M(I_2 + I_{R_б}) + I_{R_б}R_б - j\omega L_1 I_2 + j\omega M(I_1 - I_{R_б}). \quad (П.5.75)$$

Из (П. 5.73), (П.5.74) находим:

$$I_2 = \frac{E_1 + E_2}{2R_н + j\omega\left(L_1 + L_2 - 2M\right)} - I_1;$$

$$I_{R_б} = I_1 \frac{\left(L_1 + L_2 + 2M\right)}{(L_2 + M)} -$$

$$- \frac{\left(E_1 - E_2\right) 2R_н + j \cdot 2\omega\left(L_1 + L_2\right)E_1 + j \cdot 4\omega M E_2}{j \cdot 2\omega(L_2 + M)\left[2R_н + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)\right]}. \quad (П.5.76)$$

Подставляя последние соотношения в (П.5.75), находим:

$$I_1\left[R_б(L_1 + L_2 + 2M) + j \cdot 2\omega(L_1 L_2 - M^2)\right] =$$

$$= (L_2 + M)(E_1 - E_2) + \frac{j\omega\left(L_1 + M\right)\left(L_2 + M\right)\left(E_1 + E_2\right)}{2R_н + j\omega(L_1 + L_2 - 2M)} +$$

$$+ (R_б - j \cdot 2\omega M)\frac{\left[2R_н\left(E_1 - E_2\right) + j \cdot 2\omega\left(L_1 + L_2\right)E_1 + j \cdot 4\omega M E_2\right]}{j \cdot 2\omega\left[2R_н + j\omega\left(L_1 + L_2 - 2M\right)\right]},$$

откуда при условии 100 % магнитной связи между катушками L_1, L_2 ($L_1 = L_2 = M = L$) следует:

$$I_1 = \frac{E_1 - E_2}{2R_б} + \frac{j\omega L\left(E_1 + E_2\right)}{2R_н R_б} +$$

$$+ (R_б - j \cdot 2\omega L)\frac{\left[R_н\left(E_1 - E_2\right) + j \cdot 2\omega L\left(E_1 + E_2\right)\right]}{j \cdot 8\omega L R_н R_б}. \quad (П.5.77)$$

Входная проводимость цепи со стороны генератора $Г_1$:

$$Y_{вх1} = \frac{1}{R_{вх1}} + \frac{1}{jX_{вх1}} = \frac{I_1}{E_1} = \frac{1 - E_2/E_1}{4R_б} + \frac{1 + E_2/E_1}{4R_н} + \frac{1 - E_2/E_1}{j \cdot 8\omega L}.$$

Аналогично определяется входная проводимость со стороны генератора $Г_2$:

$$Y_{вх2} = \frac{1}{R_{вх2}} + \frac{1}{jX_{вх2}} = \frac{I_2}{E_2} = \frac{1 - E_1/E_2}{4R_б} + \frac{1 + E_1/E_2}{4R_н} + \frac{1 - E_1/E_2}{j \cdot 8\omega L}.$$

В случае идентичных генераторов ($E_1 = E_2$):

$$R_{вх1} = R_{вх2} = 2R_н; \qquad jX_{вх1} = jX_{вх2} = \infty.$$

При коротком замыкании одного из генераторов составляющие входного сопротивления со стороны другого генератора:

$$R_{вх} = \frac{4R_н R_б}{R_н + R_б}; \qquad jX_{вх} = j \cdot 8\omega L.$$

Если потребовать, чтобы при коротком замыкании одного генератора $R_{вх}$ сохраняло значение, равное $2R_н$, то необходимо иметь $R_б = R_н$.

При включении балластного резистора $R_б$, как показано пунктиром на схемах рис. П.5.9, в уравнениях (П.5.73) – (П.5.75) следует принять $I_{R_б} = 0$. Соответственно получаем, в том числе и из (П.5.76):

$$I_1 = \frac{E_2\left(R_н - j \cdot 2\omega M\right) - E_1\left[R_н + j\omega\left(L_1 + L_2\right)\right]}{\left(R_н - j \cdot 2\omega M\right)^2 - \left[R_н + j\omega\left(L_1 + L_2\right)\right]^2}.$$

Аналогично определяется ток I_2 при замене E_1 на E_2 и наоборот.

Входная проводимость цепи (без $R_б$) со стороны генератора $Г_1$:

$$Y'_{вх1} = Y'_{вх1} \frac{1}{R'_{вх1}} + \frac{1}{jX'_{вх1}} = \frac{I_1}{E_1} =$$

$$= \frac{\left(E_2/E_1\right)\left(R_н - j \cdot 2\omega M\right) - \left[R_н + j\omega\left(L_1 + L_2\right)\right]}{\left(R_н - j \cdot 2\omega M\right)^2 - \left[R_н + j\omega\left(L_1 + L_2\right)\right]^2}.$$

При условии 100 % магнитной связи между катушками L_1, L_2 ($L_1 = L_2 = M = L$):

$$Y'_{\text{вх}1} = \frac{(E_2/E_1)\ (R_\text{н} - j\cdot 2\omega L) - (R_\text{н} + j\cdot 2\omega L)}{(R_\text{н} - j\cdot 2\omega L)^2 - (R_\text{н} + j\cdot 2\omega L)^2} =$$

$$= \frac{j\cdot 2\omega L(1 + E_2/E_1) + R_\text{н}(1 - E_2/E_1)}{j\cdot 8\omega L R_\text{н}}.$$

В случае идентичных генераторов ($E_1 = E_2$):

$$R'_{\text{вх}1} = R'_{\text{вх}2} = 2R_\text{н}; \qquad jX'_{\text{вх}1} = jX'_{\text{вх}2} = \infty.$$

При коротком замыкании одного из генераторов составляющие входного сопротивления цепи со стороны другого генератора:

$$R'_{\text{вх}} = 4R_\text{н}; \qquad jX'_{\text{вх}1} = j\cdot 8\omega L.$$

Очевидно, чтобы при коротком замыкании одного генератора иметь для другого генератора результирующую составляющую резистивного характера, равную $2R_\text{н}$, как при работе двух идентичных генераторов, необходимо между генераторами включить балластный резистор, имеющий сопротивление $R_\text{б} = 4R_\text{н}$.

Как видим, при прочих одинаковых параметрах в зависимости от места включения сопротивления балластных резисторов различаются в 4 раза. Однако при любом включении балластного резистора в нем выделяется одинаковая мощность при выходе из строя одного из генераторов.

Действительно, при включении балластного резистора $R_\text{б} = 4R_\text{н}$ непосредственно между генераторами в случае короткого замыкания одного из генераторов к балластному резистору прикладывается напряжение E работающего генератора. Если E соответствует амплитуде напряжения генератора, то мощность в балластном резисторе:

$$P_{R_\text{б}} = E^2/2R_\text{б} = E^2/8R_\text{н}.$$

Такой же величины мощность выделяется в нагрузке:

$$P_{R_\text{н}} = E^2/2R'_\text{вх} = E^2/8R_\text{н}.$$

Амплитуда тока через балластный резистор:

$$I_{R_\text{б}} = E/R_\text{б} = E/4R_\text{н}.$$

Мощность, отдаваемая генератором, $P_\text{Г} = P_{R_\text{б}} + P_{R_\text{н}} = E^2/4R_\text{н}$.

При подключении балластного резистора $R_\text{б} = R_\text{н}$, как показано сплошными линиями на схемах рис. П.5.9, амплитуда тока через

балластный резистор в случае 100 % магнитной связи между катушками L_1, L_2 согласно (П.5.76) с учетом (П.5.77) при условии $E_2 = 0$, $E_1 = E$ оказывается равной:

$$I_{R_б} = E/2R_н.$$

Мощность, выделяющаяся в балластном резисторе,

$$P_{R_б} = \frac{1}{2} I_{R_б}{}^2 R_б = E^2/8R_н.$$

Амплитуда напряжения на балластном резисторе:

$$U_{R_б} = I_{R_б} R_б = E/2.$$

Мощность, отдаваемая генератором,

$$P_Г = E^2/2R_{вх} = E^2/4R_н = P_{R_б} + P_{R_н}.$$

Если в схемах рис. П.5.8, П.5.9 пары обмоток-катушек L_1, L_2 заменить парами проводов 1, 2 и 1′, 2′, образующих отрезки I, II связанной линии, то схема рассматриваемого МУ для сложения в нагрузке $R_н$ токов двух генераторов принимает вид, как на рис. П.5.10.

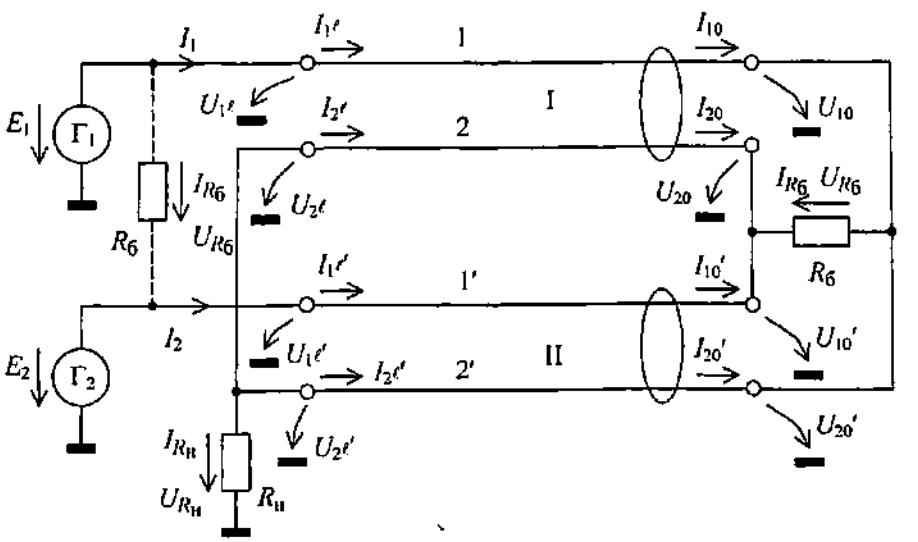


Рис. П.5.10

Граничные условия на концах проводов 1, 2 и 1′, 2′ отрезков связанной линии I, II при включении балластного резистора $R_б$, как показано сплошными линиями:

$$U_{1\ell} = E_1;\ U'_{1\ell} = E_2;\ U_{2\ell} = U'_{2\ell} = U_{R_н} = I_{R_н} R_н;\ I_{R_н} = -(I_{2\ell} + I'_{2\ell});$$

$$U_{10} = U'_{20};\quad U_{20} = U'_{10};\quad U_{R_б} = U_{10} - U_{20} = U'_{20} - U'_{10};$$

$$I_{R_б} = I_{10} + I'_{20} = -I_{20} - I'_{10} = U_{R_б}/R_б.$$

Рассмотрим характеристики устройства при отсутствии балластного резистора $R_б$. В этом случае $I_{R_б} = 0$, $I_{10} = -I'_{20}$; $I_{20} = -I'_{10}$.

На основании (1.8) с учетом граничных условий для рассматриваемой схемы можно записать следующую систему уравнений:

$$U_{1\ell} = U_{10}\cos\beta\ell + j\left(I_{10}Z_{011} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_1; \qquad (П.5.78)$$

$$I_{1\ell} = I_{10}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{10}}{W_{11}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.5.79)$$

$$U_{2\ell} = U_{20}\cos\beta\ell + j\left(I_{20}Z_{022} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = U_{R_н}; \qquad (П.5.80)$$

$$I_{2\ell} = I_{20}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{20}}{W_{22}} - \frac{U_{10}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.5.81)$$

$$U'_{1\ell} = U_{20}\cos\beta\ell - j\left(I_{20}Z_{011} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = E_2; \qquad (П.5.82)$$

$$I'_{1\ell} = -I_{20}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{20}}{W_{22}} - \frac{U_{10}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.5.83)$$

$$U'_{2\ell} = U_{10}\cos\beta\ell - j\left(I_{10}Z_{022} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell = U_{R_н}; \qquad (П.5.84)$$

$$I'_{2\ell} = -I_{10}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_{10}}{W_{22}} - \frac{U_{20}}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell. \qquad (П.5.85)$$

Из (П.5.82):

$$U_{20} = \left[E_2 + j\left(I_{20}Z_{011} + I_{10}Z_{012}\right)\sin\beta\ell\right]/\cos\beta\ell. \qquad (П.5.86)$$

Из (П.5.84):

$$U_{10} = \left[U_{R_н} + j\left(I_{10}Z_{022} + I_{20}Z_{012}\right)\sin\beta\ell\right]/\cos\beta\ell. \qquad (П.5.87)$$

Из (П.5.80) с учетом (П.5.86):

$$U_{R_н} = E_2 + jI_{10}2Z_{012}\sin\beta\ell + jI_{20}\left(Z_{011} + Z_{012}\right)\sin\beta\ell. \qquad (П.5.88)$$

Из (П.5.78) с учетом (П.5.87):

$$E_1 = U_{R_н} + jI_{10}\left(Z_{011} + Z_{022}\right)\sin\beta\ell + jI_{20}2Z_{012}\sin\beta\ell. \quad (П.5.89)$$

Из (П.5.88):

$$I_{20} = \frac{U_{R_н} - E_2 - jI_{10}2Z_{012}\sin\beta\ell}{j\left(Z_{011} + Z_{012}\right)\sin\beta\ell}. \quad (П.5.90)$$

С учетом (П.5.90) из (П.5.89):

$$I_{10} = \frac{E_1\left(Z_{011} + Z_{022}\right) + 2Z_{012}E_2 - U_{R_н}\left(Z_{011} + Z_{022} + 2Z_{012}\right)}{j\left[\left(Z_{011} + Z_{022}\right)^2 - 4Z_{012}^2\right]\sin\beta\ell}. \quad (П.5.91)$$

Соответственно получаем:

$$I_{20} = \frac{-E_2\left(Z_{011} + Z_{022}\right) - 2Z_{012}E_1 + U_{R_н}\left(Z_{011} + Z_{022} + 2Z_{012}\right)}{j\left[\left(Z_{011} + Z_{022}\right)^2 - 4Z_{012}^2\right]\sin\beta\ell}. \quad (П.5.92)$$

Обратим внимание на подобие выражений (П.5.91), (П.5.92), что обусловлено симметричностью схемы рис. П.5.10 относительно генераторов $Г_1$, $Г_2$ и граничным условием: $I_{20} = -I'_{10}$.

Учитывая (П.5.91), (П.5.92), согласно (П.5.86), (П.5.87) находим:

$$U_{10} = \frac{U_{R_н}\left(Z_{011} - Z_{012}\right)}{\cos\beta\ell\ \left(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}\right)} +$$

$$+\frac{E_1\left[\left(Z_{011} + Z_{022}\right)Z_{022} - 2Z_{012}^2\right] + E_2Z_{012}\left(Z_{022} - Z_{011}\right)}{\cos\beta\ell\ \left[\left(Z_{011} + Z_{022}\right)^2 - 4Z_{012}^2\right]}; \quad (П.5.93)$$

$$U_{20} = \frac{U_{R_н}\left(Z_{011} - Z_{012}\right)}{\cos\beta\ell\ \left(Z_{011} + Z_{022} - 2Z_{012}\right)} +$$

$$+\frac{E_2\left[\left(Z_{011} + Z_{022}\right)Z_{022} - 2Z_{012}^2\right] + E_1Z_{012}\left(Z_{022} - Z_{011}\right)}{\cos\beta\ell\ \left[\left(Z_{011} + Z_{022}\right)^2 - 4Z_{012}^2\right]} \quad (П.5.94)$$

Выражения (П.5.93), (П.5.94) также оказываются подобными, и в случае идентичных генераторов ($E_1 = E_2$) концы отрезков линий 1_0, 2_0, $1'_0$, $2'_0$ будут эквипотенциальными, что позволяет включить балластный резистор $R_б$, как показано сплошными линиями на схеме рис. П.5.10.

Используя граничное условие: $I_{R_н} = U_{R_н}/R_н = -(I_{2\ell} + I'_{2\ell})$, на основании (П.5.81), (П.5.85), учитывая (П.5.91) – (П.5.94), получаем:

$$U_{R_н}\left\{\frac{1}{R_н}+\frac{2}{(Z_{011}+Z_{022}-2Z_{012})}\left[\frac{1}{j\,\mathrm{tg}\beta\ell}+j\frac{(W_{12}-W_{22})(Z_{011}-Z_{012})}{W_{12}W_{22}}\mathrm{tg}\beta\ell\right]\right\}=$$

$$=\frac{(E_1+E_2)}{(Z_{011}+Z_{022}-2Z_{012})}\left[\frac{1}{j\,\mathrm{tg}\beta\ell}-j\frac{(W_{12}-W_{22})\,(Z_{022}-Z_{012})}{W_{12}W_{22}}\mathrm{tg}\beta\ell\right]. \quad (П.5.95)$$

При реализации устройства из отрезков коаксиальной линии и подключении генераторов $Г_1$, $Г_2$ к центральным проводникам:

$$Z_{011} = Z_{c2} + Z_0; \quad Z_{022} = Z_{012} = Z_{c2}; \quad W_{12} = Z_0;$$

$$W_{22} = Z_{c2}Z_0/(Z_{c2} + Z_0).$$

Выражение (П.5.95) приводится к виду:

$$U_{R_н}\left(j\frac{Z_0}{R_н}\mathrm{tg}\beta\ell+2-\frac{2Z_0}{Z_{c2}}\mathrm{tg}^2\beta\ell\right)=E_1+E_2.$$

Если выполнить $Z_{c2} >> 2Z_0$ и соответственно пренебречь слагаемым

$$\frac{2Z_0}{Z_{c2}}\mathrm{tg}^2\beta\ell,$$

то можно считать:

$$U_{R_н}\left(2+j\frac{Z_0}{R_н}\mathrm{tg}\beta\ell\right)\approx E_1+E_2.$$

При этом, если $Z_0 = 2R_н$, получаем:

$$U_{R_н}\approx\frac{(E_1+E_2)}{2(1+j\,\mathrm{tg}\beta\ell)}=\frac{(E_1+E_2)}{2}\cos\beta\ell\,e^{-j\beta\ell} \quad (П.5.96)$$

При малой электрической длине отрезков линии, когда $\cos\beta\ell \approx 1$,

$$U_{R_н} \approx \frac{E_1 + E_2}{2} e^{-j\beta\ell}; \qquad I_{R_н} \approx \frac{E_1 + E_2}{Z_0} e^{-j\beta\ell} \qquad (П.5.97)$$

Подобные соотношения характерны для ТЛ.

При реализации устройства из отрезков симметричной двухпроводной линии:

$$Z_{011} = Z_{022} = \frac{Z_с + Z_п}{2}; \qquad Z_{012} = \frac{Z_с - Z_п}{2};$$

$$W_{12} = \frac{2Z_с Z_п}{Z_с - Z_п}; \qquad W_{22} = \frac{2Z_с Z_п}{Z_с + Z_п}.$$

Выражение (П.5.95) приводится к виду:

$$U_{R_н}\left\{\frac{1}{R_н} + \frac{1}{Z_п}\left[\frac{1}{j\,\mathrm{tg}\beta\ell} + j\frac{Z_п}{Z_с}\mathrm{tg}\beta\ell\right]\right\} = \frac{(E_1 + E_2)}{2Z_п}\left(\frac{1}{j\,\mathrm{tg}\beta\ell} - j\frac{Z_п}{Z_с}\mathrm{tg}\beta\ell\right).$$

При выполнении $Z_с >> Z_п$, пренебрегая также составляющими $\frac{Z_п}{Z_с}\mathrm{tg}\beta\ell$, получаем

$$U_{R_н}\left(j\frac{2Z_п}{R_н}\mathrm{tg}\beta\ell + 2\right) \approx E_1 + E_2.$$

Так как волновое сопротивление симметричной двухпроводной линии $Z_0 = 2Z_п$, то при обеспечении $R_н = Z_п = Z_0/2$, т. е. при $Z_0 = 2R_н$, получаем аналогичное (П.5.96) соотношение. При этом остаются в силе и соотношения (П.5.97) при условии $\cos\beta\ell \approx 1$.

Определим составляющие входного сопротивления устройства относительно одного из генераторов, например относительно генератора $Г_1$.

На основании (П.5.79) с учетом (П.5.91), (П.5.93), (П.5.94), (П.5.96) получаем, полагая $Z_{c2} >> Z_0$ при использовании коаксиальной линии и $Z_с >> Z_п$ при использовании симметричной двухпроводной линии:

$$I_{1\ell} \approx \Big[E_1\left(1 - \mathrm{tg}^2\beta\ell\right) + E_2\left(1 + \mathrm{tg}^2\beta\ell\right) -$$

$$-(E_1 + E_2)/(1 + \mathrm{tg}^2\beta\ell)\Big] \Big/ j \cdot 2Z_0\,\mathrm{tg}\beta\ell + (E_1 + E_2)/2Z_0(1 + \mathrm{tg}^2\beta\ell).$$

Входная проводимость устройства со стороны генератора $Г_1$:

$$Y_{вх1} = \frac{I_{1\ell}}{E_1} = \frac{1}{R_{вх1}} + \frac{1}{jX_{вх1}}.$$

На основании последних соотношений получаем:

$$R_{вх1} \approx 2Z_0\left(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell\right)\Big/\left(1+\frac{E_2}{E_1}\right);$$

$$jX_{вх1} \approx j\cdot 2Z_0\mathrm{tg}\beta\ell\Big/\left[1-\mathrm{tg}^2\beta\ell+\frac{E_2}{E_1}\left(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell\right)-\left(1+\frac{E_2}{E_1}\right)\Big/\left(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell\right)\right].$$

В случае идентичных генераторов ($E_1 = E_2$):

$$R_{вх1} \approx Z_0(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell) = Z_0/\cos^2\beta\ell \approx Z_0 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$jX_{вх1} \approx jZ_0(\mathrm{ctg}\,\beta\ell + \mathrm{tg}\,\beta\ell) \to \infty \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0.$$

При коротком замыкании одного генератора ($E_2 = 0$):

$$R_{вх1} \approx 2Z_0(1+\mathrm{tg}^2\beta\ell) = 2Z_0/\cos^2\beta\ell \approx 2Z_0 \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0;$$

$$jX_{вх1} \approx -j\cdot 2Z_0\,\mathrm{ctg}\,\beta\ell\,(1+\mathrm{ctg}^2\beta\ell) \to \infty \quad \text{при} \quad \beta\ell \to 0.$$

Аналогично определяются составляющие входного сопротивления со стороны генератора $Г_2$.

Чтобы при коротком замыкании одного генератора резистивная составляющая входного сопротивления $R_{вх}$ для работающего генератора была равна Z_0, как при работе двух идентичных генераторов, между генераторами, как показано пунктиром на рис. П.5.10, следует включить балластный резистор, имеющий сопротивление $R_б = 2Z_0 = 4R_н$. Напомним, что такой же величины включается балластный резистор и в схемах рис. П.5.9. В силу родства схем рис. П.5.9 и П.5.10, очевидно, сопротивление балластного резистора при включении его, как показано сплошной линией на рис. П.5.10, должно быть: $R_б = R_н = Z_0/2$.

На рис. П.5.11 представлены схемы МУ для сложения в нагрузке $R_н$ токов трех и более генераторов, реализуемые по принципу схем (рис. П.5.9 и П.5.10). Волновое сопротивление линии выбирается из условия: $Z_0 = NR_н$.

При числе генераторов $N \geq 3$ балластные резисторы могут соединяться по схеме многолучевой (N-лучевой) звезды и много-

угольника (N-угольника), а при $N \geq 4$ также по схеме полного многоугольника. На рис. П.5.11 показано соединение балластных резисторов по схеме многоугольника. Связь между сопротивлениями балластных резисторов при разных схемах их соединения определяется соотношениями (2.94). Сопротивление балластных резисторов, включение которых показано сплошными линиями на схеме рис. П.5.11, удовлетворяет соотношению* [9]: $R_{б.мн} = Z_0 = NR_н$. Сопротивление балластных резисторов, включение которых показано пунктиром, удовлетворяет полученному ранее соотношению: $R_{б.мн} = \frac{2NZ_0}{N-1} = \frac{2N^2R_н}{N-1}$ и при $N >> 1$ оказывается примерно в два раза больше по номиналу.

При $N = 2$ в схему в соответствующем сечении включаются два резистора $R_{б.мн}$ (по принципу соединения генераторов «каждый

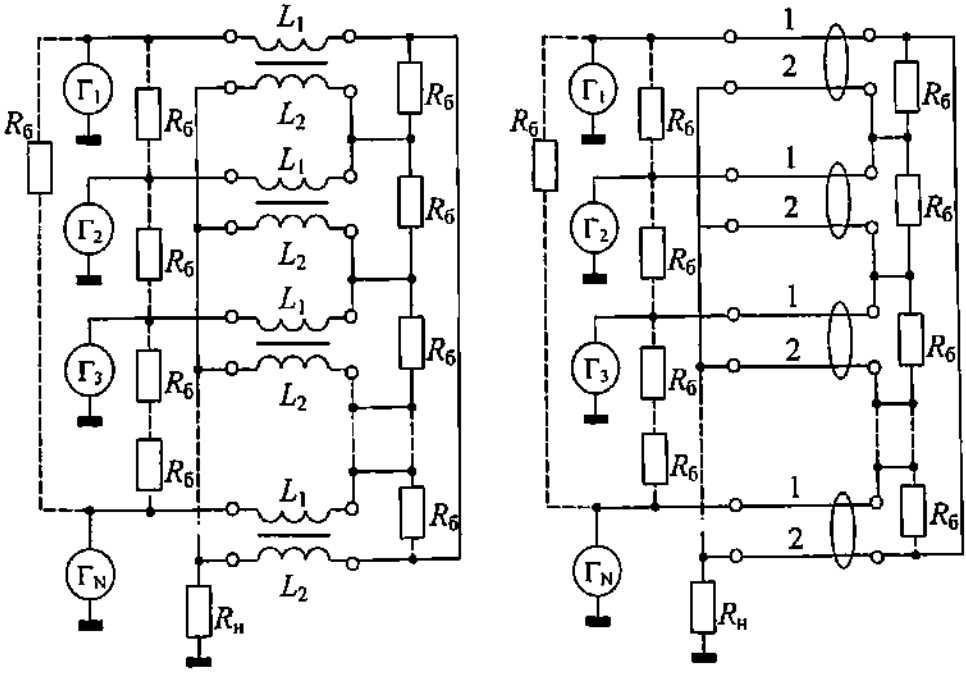


Рис. П.5.11

* См. п. 2.3.1, схемы рис. 2.52 и 2.53.

с каждым»), соединяемых параллельно и имеющих результирующее сопротивление $R_б = R_{б.мн}/2$. Соответственно $R_б = Z_0/2 = R_н$ на месте показанных сплошными линиями и $R_б = 2Z_0 = 4R_н$ на месте показанных пунктирными линиями, что соответствует полученным ранее результатам.

В заключение обратим внимание, что реализация МУ на ТЛ для сложения в нагрузке токов генераторов по схеме рис. П.5.11 возможна только при малой электрической длине отрезков, когда $\cos \beta\ell \approx 1$. В этом случае при размещении отрезков линии на кольцевых магнитопроводах МУ на ТЛ по существу превращается в МУ на трансформаторах обмоточного типа. Именно такая реализация обычно встречается на практике [9]. Электрическая длина отрезков линии на верхней рабочей частоте находится в пределах 3,3...7° и не превышает 20°.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

К АНАЛИЗУ КВАДРАТУРНЫХ МОСТОВ И НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА ОТРЕЗКАХ ДВУХ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ

1. Квадратурный мост с переходным затуханием 3 дБ

Схема квадратурного моста на отрезках идентичных связанных линий для сложения мощностей двух генераторов показана на рис. 2.74. Заменяя $R_н$ на $Z_н$, $R_б$ на $Z_б$, для анализа можно использовать систему уравнений (2.126) – (2.129).

На основании уравнений (2.128), (2.129) находим:

$$I_2 = \frac{-E_2\left(\cos\beta\ell + j\dfrac{Z_н}{W_{11}}\sin\phi\ell\right) + jU_{Z_б}\sin\beta\ell\left(\dfrac{Z_н}{W_{12}} - \dfrac{Z_{012}}{Z_б}\right)}{Z_н\cos\beta\ell + jZ_{011}\sin\beta\ell}. \quad (П.6.1)$$

На основании (2.126) с учетом (П.6.1) получаем:

$$E_1 + jE_2\sin\beta\ell\frac{\left(\cos\beta\ell + j\dfrac{Z_н}{W_{11}}\sin\beta\ell\right)}{\left(\dfrac{Z_н}{Z_{012}}\cos\beta\ell + j\dfrac{Z_{011}}{Z_{012}}\sin\beta\ell\right)} =$$

$$= U_{Z_б}\left[\cos\beta\ell + j\frac{Z_{011}}{Z_б}\sin\beta\ell - \frac{Z_{012}\sin^2\beta\ell\left(\dfrac{Z_н}{W_{12}} - \dfrac{Z_{012}}{Z_б}\right)}{Z_н\cos\beta\ell + jZ_{011}\sin\beta\ell}\right]. \quad (П.6.2)$$

Напряжение $U_{Z_б}$ на балластном сопротивлении $Z_б$ равно нулю при равенстве нулю левой части (П.6.2):

$$E_1 + jE_2 \sin\beta\ell \frac{\left(\cos\beta\ell + j\dfrac{Z_н}{W_{11}}\sin\beta\ell\right)}{\left(\dfrac{Z_н}{Z_{012}}\cos\beta\ell + j\dfrac{\sin\beta\ell}{k_л}\right)} = 0,$$

где $k_л = Z_{012}/Z_{011} = W_{11}/W_{12}$ – коэффициент связи линий.

При использовании линий с коэффициентом связи $k_л = \sqrt{0,5} \approx$ $\approx 0,70710$, чему соответствует $Z_{012} = W_{12}$, в случае $Z_н = R_н = Z_{012} = W_{12}$ последнее соотношение приводится к виду: $E_1 + jE_2 \sin\beta\ell = 0$, согласно которому должно быть:

$$E_2 = j\frac{E_1}{\sin\beta\ell} = \frac{E_1}{\sin\beta\ell}e^{j\cdot 90°} \qquad (П.6.3)$$

Если принять $Z_б = R_б = R_н = Z_{012} = W_{12}$, то согласно (П.6.1) независимо от $U_{Z_б} = U_{R_б}$,

$$I_2 = -E_2/Z_{012} = -E_2/R_н, \qquad (П.6.4)$$

а входное сопротивление моста со стороны генератора $Г_2$: $Z_{вх\,Г_2} =$ $= E_2/(-I_2) = Z_{012} = W_{12} = R_н$.

На основании (2.127) при $U_{Z_б} = U_{R_б} = 0$ с учетом (П.6.3): $I_1 = E_1/W_{12} = E_1/R_н$. Соответственно входное сопротивление моста со стороны генератора $Г_1$:

$$Z_{вх\,Г_1} = E_1/I_1 = W_{12} = Z_{012} = R_н.$$

Соотношение (П.6.3) может быть выполнено на одной частоте. Обеспечить в полосе частот необходимое амплитудное соотношение и фазовый сдвиг в 90° между выходными напряжениями генераторов практически невозможно. Поэтому в общем случае $U_{Z_б} \neq 0$. При принятых соотношениях: $Z_б = R_б = R_н$, $Z_н = R_н = Z_{012} = W_{12}$ согласно (П.6.2):

$$U_{Z_б} = U_{R_б} = \frac{E_1 + jE_2\sin\beta\ell}{\cos\beta\ell + j\dfrac{\sin\beta\ell}{k_л}} \qquad (П.6.5)$$

На основании (2.127) с учетом (П.6.5) получаем:

$$I_1 = E_1/W_{12} = E_1/R_н, \qquad (П.6.6)$$

как и при $U_{R_б} = 0$.

Как видим, при $R_б = R_н = Z_{012} = W_{12}$ входные токи моста со стороны каждого генератора $Г_1$, $Г_2$, определяемые (П.6.4), (П.6.6), зависят только от напряжения соответствующего генератора и сопротивления нагрузки $R_н$ и не зависят от частоты, длины отрезков линии и напряжения другого генератора. Соответственно входные сопротивления моста со стороны каждого генератора оказываются одинаковыми, неизменными и равными сопротивлению нагрузки $R_н$. Короткое замыкание одного генератора или обрыв его не сказываются на входном сопротивлении моста для работающего генератора. Равенство входных сопротивлений моста является отражением полной симметрии схемы относительно каждого из генераторов.

Напряжение на нагрузке на основании (2.128) с учетом (П.6.4), (П.6.5):

$$U_{R_н} = \frac{E_2 + jE_1 \sin\beta\ell}{\cos\beta\ell + j\dfrac{\sin\beta\ell}{k_л}}, \qquad (П.6.7)$$

где $k_л = \sqrt{0,5} \approx 0,70710$.

Выражение (П.6.7) подобно (П.6.5), что также является отражением полной симметрии схемы.

Если принять $E_2 = E_1 A e^{j\varphi}$, где $Ae^{j\varphi}$ – комплексный коэффициент пропорциональности между амплитудами выходных напряжений генераторов, то согласно (П.6.5), (П.6.7) величины амплитуд напряжений на соответствующих резисторах:

$$|U_{R_б}| = E_1\sqrt{1 - 2A\sin\beta\ell\sin\varphi + A^2\sin^2\beta\ell}\Big/\sqrt{1+\sin^2\beta\ell};$$

$$|U_{R_н}| = E_1\sqrt{A^2 + 2A\sin\beta\ell\sin\varphi + \sin^2\beta\ell}\Big/\sqrt{1+\sin^2\beta\ell}.$$

Выделяемые на резисторах мощности:

$$P_{R_б} = \frac{|U_{R_б}|^2}{2R_б} = \frac{E_1^2(1 - 2A\sin\beta\ell\sin\varphi + A^2\sin^2\beta\ell)}{2R_н\ (1+\sin^2\beta\ell)};$$

$$P_{R_н} = \frac{|U_{R_н}|^2}{2R_н} = \frac{E_1^2(A^2 + 2A\sin\beta\ell\sin\varphi + \sin^2\beta\ell)}{2R_н\ (1+\sin^2\beta\ell)}$$

Результирующая мощность:

$$P_\Sigma = P_{R_н} + P_{R_б} = \frac{E_1^2}{2R_н}(1 + A^2).$$

Так как входное сопротивление моста со стороны каждого генератора равно $R_н$, то отдаваемые генераторами мощности:

$$P_{Г_1} = \frac{E_1^2}{2R_н}; \quad P_{Г_2} = \frac{|E_2|^2}{2R_н} = \frac{A^2 E_1^2}{2R_н}$$

Соответственно $P_\Sigma = P_{Г_1} + P_{Г_2}$.

Если выполняется (П.6.3), то $A = 1/\sin\beta\ell$; $\varphi = 90°$. При этом $U_{R_б} = 0$,

$$|U_{R_н}| = \frac{E_1\sqrt{1+\sin^2\beta\ell}}{\sin\beta\ell}; \quad P_{R_н} = \frac{E_1^2(1+\sin^2\beta\ell)}{2R_н\sin^2\beta\ell}.$$

На средней частоте, соответствующей $\beta\ell = \pi/2$ ($\ell = \lambda/4$): $A = 1$; $|E_2| = E_1 = E$, $|U_{R_н}| = \sqrt{2}\,E$, $P_{R_н} = 2P_Г$, где $P_Г$ – мощность одного генератора ($P_Г = E^2/2R_н$). Отношение мощностей: $10 \lg P_{R_н}/P_Г = 10 \lg 2 = 3$ дБ, что отражается в названии подобных мостов.

2. Трехдецибельный направленный ответвитель

Схема направленного ответвителя или делителя мощности на два канала на отрезках двух идентичных связанных линий показана на рис. 2.78. При коэффициенте связи линий $k_л = \sqrt{0,5} \approx 0,70710$ и одинаковых резистивных нагрузках плеч, удовлетворяющих условию $R_{н1} = R_{н2} = R_н = R_б = Z_{012} = W_{12}$, мощность источника сигнала на центральной частоте делится поровну между каналами: $P_{R_н} = P_Г / 2$ (соответственно: $10 \lg P_{R_н}/P_Г = 10 \lg 0,5 = -3$ дБ).

Рассмотрим работу ответвителя в общем случае на комплексные нагрузки $Z_{н1}$ и $Z_{н2}$. Схема, соответствующая этому случаю, представлена на рис. П.6.1.

Для схемы справедлива следующая система уравнений:

$$E = U_0\cos\beta\ell + j\left(U_0\frac{Z_{011}}{Z_{н2}} + U_б\frac{Z_{012}}{R_б}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.6.8)$$

$$I = \frac{U_0}{Z_{н2}}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_0}{W_{11}} - \frac{U_б}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.6.9)$$

$$U_1 = U_б \cos\beta\ell + j\left(U_б \frac{Z_{011}}{R_б} + U_0 \frac{Z_{012}}{Z_{н2}}\right)\sin\beta\ell; \qquad (П.6.10)$$

$$I_1 = -\frac{U_1}{Z_{н1}} = \frac{U_б}{R_б}\cos\beta\ell + j\left(\frac{U_б}{W_{11}} - \frac{U_0}{W_{12}}\right)\sin\beta\ell. \qquad (П.6.11)$$

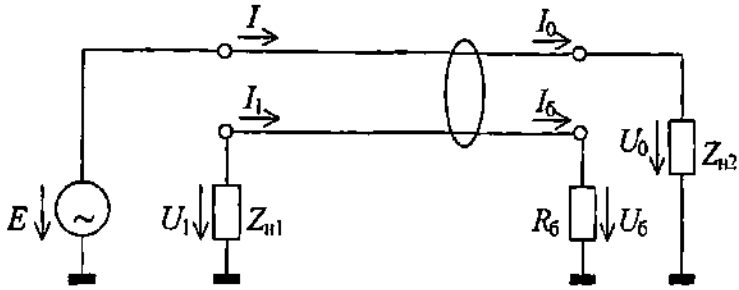


Рис. П.6.1

В дальнейшем считаем коэффициент связи линий $k_л = \sqrt{0,5} \approx$ $\approx 0,70710$, а сопротивление балластного резистора $R_б = Z_{012} = W_{12}$.

На основании (П.6.10), (П.6.11) получаем после выполнения преобразований с учетом последнего соотношения для $R_б$ и характеристических сопротивлений Z_{012}, W_{12}:

$$U_б = jU_0 \frac{\left(Z_{н1}Z_{н2} - R_б^2\right)\mathrm{tg}\beta\ell}{Z_{н2}\left(Z_{н1} + R_б\right)\left(1 + j\,\mathrm{tg}\beta\ell / k_л\right)}. \qquad (П.6.12)$$

Согласно (П.6.12) напряжение на балластном резисторе отсутствует, если $(Z_{н1}Z_{н2} - R_б^2) = 0$, что возможно при резистивных нагрузках: $Z_{н1} = R_{н1}$, $Z_{н2} = R_{н2}$, удовлетворяющих условию: $R_{н1}R_{н2} =$ $= R_б^2$, либо при реактивных нагрузках: $Z_{н1} = jX_{н1}$, $Z_{н2} = jX_{н2}$ разного характера, удовлетворяющих условию: $(-X_{н1}X_{н2}) = R_б^2$.

Подставляя (П.6.12) в (П.6.8), находим:

$$E = U_0 \cos\beta\ell\left[1 + j\frac{Z_{011}}{Z_{н2}}\mathrm{tg}\beta\ell - \frac{\left(Z_{н1}Z_{н2} - R_б^2\right)\mathrm{tg}^2\beta\ell}{Z_{н2}\left(Z_{н1} + R_б\right)\left(1 + j\,\mathrm{tg}\beta\ell / k_л\right)}\right]. \qquad (П.6.13)$$

Согласно (П.6.10) с учетом (П.6.12) получаем:

$$U_1 = jU_0 \sin\beta\ell\, \frac{Z_{н1}\left(Z_{н2} + R_б\right)}{Z_{н2}\left(Z_{н1} + R_б\right)}. \qquad (П.6.14)$$

Если сопротивления нагрузок одинаковы: $Z_{н1} = Z_{н2} = Z_н$, то независимо от их характера,

$$U_1 = jU_0 \sin\beta\ell = U_0 \sin\beta\ell\, e^{j\cdot 90°} \qquad (П.6.15)$$

т. е. выходные напряжения оказываются сдвинутыми по фазе на 90°, причем напряжение U_1 опережает напряжение U_0 на 90° независимо от частоты и длины отрезков линий.

Согласно (П.6.13):

$$U_0 = E\Big/\left[\cos\beta\ell + j\frac{Z_{011}}{Z_{н2}}\sin\beta\ell - \frac{(Z_{н1}Z_{н2} - R_б^2)\sin\beta\ell\,\mathrm{tg}\beta\ell}{Z_{н2}(Z_{н1} + R_б)(1 + j\,\mathrm{tg}\beta\ell/k_л)}\right]. \quad (П.6.16)$$

Если $Z_{н1} = Z_{н2} = R_б$, то:

$$U_0 = E/(\cos\beta\ell + j\sin\beta\ell/k_л) = \frac{\sqrt{0,5}E}{\sqrt{0,5}\cos\beta\ell + j\sin\beta\ell};$$

$$U_1 = jE\sin\beta\ell/(\cos\beta\ell + j\sin\beta\ell/k_л) = j\frac{\sqrt{0,5}E\sin\beta\ell}{\sqrt{0,5}\cos\beta\ell + j\sin\beta\ell}.$$

При $\beta\ell = \pi/2$ ($\ell = \lambda/4$):

$$U_0 = -jk_л E = k_л E e^{-j\cdot 90°} = \sqrt{0,5}\,Ee^{-j\cdot 90°}; \quad U_1 = k_л E = \sqrt{0,5}\,E. \quad (П.6.17)$$

Напряжения на нагрузках на центральной частоте, соответствующей длине отрезков линий $\ell = \lambda/4$, оказываются одинаковыми по величине, но сдвинутыми по фазе на 90°.

При $Z_{н1} = Z_{н2} = Z_н$ согласно (П.6.16):

$$U_0 = E\Big/\left[\cos\beta\ell + j\frac{Z_{011}}{Z_н}\sin\beta\ell - \frac{(Z_н - R_б)\sin\beta\ell\,\mathrm{tg}\beta\ell}{Z_н(1 + j\,\mathrm{tg}\beta\ell/k_л)}\right]. \quad (П.6.18)$$

Если $\beta\ell = \pi/2$ ($\ell = \lambda/4$), то при комплексных нагрузках, как следует из (П.6.18),

$$U_0 = -jE\Big/\left[\frac{Z_{011}}{Z_н}(1 - k_л^2) + k_л\right].$$

При $Z_н = R_б = Z_{012}$ знаменатель последнего выражения преобразуется в $1/k_л$ и получаем (П.6.17).

Напряжение U_1 связано с U_0 соотношением (П.6.15).

Как отмечалось, напряжение на балластном резисторе $R_б$ будет отсутствовать и при условии чисто реактивных нагрузок: $Z_{н1} = jX_{н1}$, $Z_{н2} = jX_{н2}$, если они удовлетворяют соотношению: $(-X_{н1}X_{н2}) = R_б^2$.

Рассмотрим случай: $|X_{н1}| = |X_{н2}| = R_б$.

Согласно (П.6.16):

$$U_0 = E/\left(\cos\beta\ell \pm \sin\beta\ell/k_л\right). \qquad (П.6.19а)$$

Согласно (П.6.14):

$$U_1 = \pm U_0 \sin\beta\ell,$$

с учетом (П.6.19а)

$$U_1 = \pm E\sin\beta\ell/\left(\cos\beta\ell \pm \sin\beta\ell/k_л\right). \qquad (П.6.19б)$$

Знак плюс в (П.6.19) соответствует индуктивному характеру $X_{н2}$ (емкостный характер $X_{н1}$), а знак минус соответствует емкостному характеру $X_{н2}$ (индуктивный характер $X_{н1}$).

Выходные напряжения U_1, U_0 (П.6.19) могут быть как в фазе, так и в противофазе между собой, а также относительно напряжения генератора E.

Если $\beta\ell = \pi/2$ ($\ell = \lambda/4$), то $U_0 = \pm k_л E = \pm\sqrt{0,5}\ E$, $U_1 = \pm U_0 = k_л E = \sqrt{0,5}\,E$. Выходные напряжения оказываются равными по величине, как и в случае одинаковых резистивных нагрузок (П.6.17). Напряжение U_1 оказывается в фазе с напряжением генератора E, а напряжение U_0 оказывается в фазе с напряжением E и U_1 при $X_{н2}$ индуктивного характера и в противофазе с ними при $X_{н2}$ емкостного характера.

Определим входное сопротивление ответвителя (делителя) мощности: $Z_{вх} = E/I$, где входной ток I определяется (П.6.9).

С учетом (П.6.12), (П.6.16) получаем для входного тока:

$$I = \frac{E}{R_б}\left[\frac{R_б + j\dfrac{Z_{н2}\,\mathrm{tg}\beta\ell}{k_л} + \dfrac{\left(Z_{н1}Z_{н2} - R_б^2\right)\mathrm{tg}^2\beta\ell}{\left(Z_{н1} + R_б\right)\left(1 + j\,\mathrm{tg}\beta\ell/k_л\right)}}{Z_{н2} + jZ_{011}\mathrm{tg}\beta\ell - \dfrac{\left(Z_{н1}Z_{н2} - R_б^2\right)\mathrm{tg}^2\beta\ell}{\left(Z_{н1} + R_б\right)\left(1 + j\,\mathrm{tg}\beta\ell/k_л\right)}}\right]. \qquad (П.6.20)$$

При одинаковых и резистивных нагрузках, равных $R_б$: $Z_{н1} = R_{н1}$; $Z_{н2} = R_{н2}$; $R_{н1} = R_{н2} = R_н = R_б$, поскольку при $k_л = \sqrt{0,5}$ $R_б = Z_{012} = W_{12}$, соответственно $Z_{н2}/k_л = Z_{011}$, входной ток оказывается независимым от частоты и длины отрезков. Входное сопротивление ответвителя (делителя) мощности при этом получается неизменным, резистивным и равным сопротивлению нагрузки:

$$Z_{вх} = E/I = R_{вх} = R_б = R_н.$$

При одинаковых, но в общем случае комплексных нагрузках: $Z_{н1} = Z_{н2} = Z_н$ входной ток согласно (П.6.20)

$$I = \frac{E}{R_б}\left[\frac{R_б - (Z_н + R_б)\mathrm{tg}^2\beta\ell + j(Z_{011} + Z_н / k_л)\mathrm{tg}\beta\ell}{Z_н - (Z_н + R_б)\mathrm{tg}^2\beta\ell + j(Z_{011} + Z_н / k_л)\mathrm{tg}\beta\ell}\right],$$

где $k_л = \sqrt{0,5} \approx 0,70710$.

Входное сопротивление оказывается комплексным и соответственно зависящим от частоты и длины отрезков:

$$Z_{вх} = \frac{E}{I} = R_б\left[\frac{Z_н - (Z_н + R_б)\mathrm{tg}^2\beta\ell + j\left(Z_{011} + Z_н / \sqrt{0,5}\right)\mathrm{tg}\beta\ell}{R_б - (Z_н + R_б)\mathrm{tg}^2\beta\ell + j\left(Z_{011} + Z_н / \sqrt{0,5}\right)\mathrm{tg}\beta\ell}\right]. \quad (П.6.21)$$

На средней частоте, соответствующей $\ell = \lambda/4$, $\beta\ell = \pi/2$, $\mathrm{tg}\,\beta\ell = \infty$, $Z_{вх} = R_б$.

Как видим, на средней частоте входное сопротивление трехдецибельного ответвителя (делителя) мощности оказывается резистивным и равным сопротивлению балластного резистора $R_б$ при любых, даже реактивных, но обязательно одинаковых сопротивлениях нагрузок. Такое же значение на средней частоте входное сопротивление ответвителя (делителя) мощности имеет и при коротком замыкании нагрузок плеч.

Согласно (П.6.21) при $Z_н = 0$:

$$Z_{вх} = R_б\left(\frac{-\mathrm{tg}^2\beta\ell + j\,\mathrm{tg}\beta\ell / k_л}{1 - \mathrm{tg}^2\beta\ell + j\,\mathrm{tg}\beta\ell / k_л}\right) =$$

$$= R_б\left(\frac{-\mathrm{tg}^2\beta\ell + j\,\mathrm{tg}\beta\ell / \sqrt{0,5}}{1 - \mathrm{tg}^2\beta\ell + j\,\mathrm{tg}\beta\ell / \sqrt{0,5}}\right). \quad (П.6.22)$$

При коротком замыкании нагрузок плеч ответвитель (делитель) мощности превращается в устройство со встречным расположением двух короткозамкнутых отрезков связанных линий (рис. П.6.2). Для подобных устройств справедлива эквивалентная схема [3, кн. 2], показанная на рис. П.6.3, входное сопротивление которой относительно точек подключения генератора может быть найдено путем пересчета через отрезок линии с волновым (характеристическим) сопротивлением W_{12} параллельного соединения $R_б$ и короткозамк-

нутого отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_c с дальнейшим присоединением параллельно пересчитанному сопротивлению второго коротокозамкнутого отрезка линии с волновым (характеристическим) сопротивлением Z_c. Получаемое выражение приводится к (П.6.22), в чем предлагается убедиться читателю*

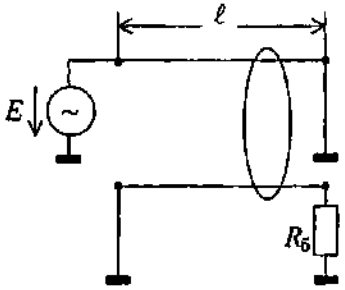


Рис. П.6.2

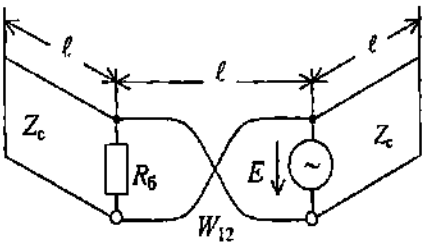


Рис. П.6.3

При реактивных нагрузках разного характера, удовлетворяющих условию $(-X_{н1}\ X_{н2}) = R_б^2$, при $|X_{н1}| = |X_{н2}| = R_б$ согласно (П.6.20):

$$I = \frac{E}{R_б}\frac{\left(1 \mp \mathrm{tg}\beta\ell / k_л\right)}{j\left(\pm 1 + \mathrm{tg}\beta\ell / k_л\right)},$$

соответственно:

$$Z_{вх} = jR_б\frac{E}{R_б}\frac{\left(\pm 1 + \mathrm{tg}\beta\ell / k_л\right)}{\left(1 \mp \mathrm{tg}\beta\ell / k_л\right)},$$

где $k_л = \sqrt{0,5}$

Если $\beta\ell = \pi/2$ ($\ell = \lambda/4$), то $Z_{вх} = \mp jR_б$.

В последних выражениях верхние знаки соответствуют индуктивному характеру сопротивления $X_{н2}$ (емкостный характер сопротивления $X_{н1}$), а нижние знаки – емкостному характеру $X_{н2}$ (индуктивный характер $X_{н1}$).

Как видим, в рассматриваемом случае реактивных нагрузок входное сопротивление ответвителя (делителя) мощности оказывается также реактивным, равным на средней частоте по величине $R_б$.

---

* Перекрещивание проводов на схеме рис. П.6.3 не отражается на пересчете сопротивлений. При $k_л = \sqrt{0,5}$ $W_{12} = Z_{012} = Z_п(1 + \sqrt{2})$, $Z_c = (3 + 2\sqrt{2})Z_п$.

В заключение обратим внимание, что приводимые в [5, с.199] высказывания относительно особенностей квадратурных мостов при использовании их в устройстве по схеме рис. 2.80:

«1. Входное сопротивление квадратурного моста деления постоянное и резистивное при любых, даже реактивных, но обязательно одинаковых нагрузочных сопротивлениях – входных сопротивлениях генераторов $Г_1$ и $Г_2$ (см. рис. 3.49): $\underline{Z}_{вх}(\omega) = R$ при $\underline{Z}_{вх\,Г_1}(\omega) = \underline{Z}_{вх\,Г_2}(\omega)$.

2. Аналогично выходное сопротивление квадратурного моста сложения постоянное и резистивное при любых, даже реактивных, но обязательно одинаковых выходных сопротивлениях генераторов $Г_1$ и $Г_2$: $\underline{Z}_{вых}(\omega) = R$ при $\underline{Z}_{вых\,Г_1}(\omega) = \underline{Z}_{вых\,Г_2}(\omega)$.» – являются корректными только для средней частоты, соответствующей длине отрезков линий $\ell = \lambda/4$.

При отклонении от средней частоты, если нагрузки не являются резистивными и равными $R_б$, входное сопротивление квадратурного моста деления (трехдецибельного ответвителя мощности) не является постоянным и резистивным (П. 6.21).

В силу обратимости мостов деления и сложения выходное сопротивление квадратурного моста сложения при комплексных, в том числе и реактивных, выходных сопротивлениях генераторов* не может считаться постоянным и резистивным, кроме как только на средней частоте. В то же время равенство выходных сопротивлений генераторов, мощности которых складываются, является необходимым условием для полного исключения переизлучения отраженного от полезной нагрузки сигнала, что теоретически возможно только на средней частоте.

Читателю предлагается, используя приведенные выше соотношения, рассмотреть энергетические характеристики устройства, представляющего каскадное соединение трехдецибельного делителя мощности (ответвителя) и трехдецибельного квадратурного моста.

---

* Обратим также внимание, что у генератора – источника мощности, потребляемой другим элементом или электрической цепью, выходное сопротивление не может быть чисто реактивным: в составе выходного тока генератора в этом случае обязательно имеется активная составляющая, определяющая резистивную составляющую выходного сопротивления.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Дегтярь Г А.* Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учеб. пособие / Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 1992. – Ч.1. – 172 с.

2. *Дегтярь Г А.* Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учеб. пособие / Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 1995. – Ч.2. – 238 с.

3. *Дегтярь Г А.* Устройства генерирования и формирования радиосигналов: Учеб. пособие / Новосиб. гос. техн. ун-т. – Новосибирск, 1996. – Ч.3. Кн.1. – 192 с. [1–192]. Кн.2. – 164 с. [193–356].

4. *Проектирование* радиопередающих устройств с применением ЭВМ: Учеб. пособие для вузов / О.В.Алексеев, А.А. Головков, А.Я. Дмитриев и др.; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.

5. *Радиопередающие* устройства: Учебник для вузов / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1996. – 560 с.

6. *Устройства* сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / В.В. Заенцев, В.М. Катушкина, С.Е. Лондон, З.И. Модель; Под ред. З.И.Моделя. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.

7. *Шумилин М.С., Козырев В.Б., Власов В.А.* Проектирование транзисторных каскадов передатчиков: Учеб. пособие для техникумов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.

8. *Нейман Л.Р., Демирчян К.С.* Теоретические основы электротехники. Т.1. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 522 с.

9. *Проектирование* радиопередающих устройств: Учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, В.А. Власов, В.Б. Козырев и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1993. – 512 с.

10. *Муравьев О.Л.* Радиопередающие устройства связи и вещания: Учебник для техникумов связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 352 с.

11. *Ред Э.* Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: Пер. с нем. – М.: Мир, 1990. – 256 с.

12. *Проектирование* радиопередающих устройств: Учеб. пособие для вузов / В.Н.Аксенов, А.М.Захаров, Э.С.Забалканский и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1976. – 432 с.

13. *Широкополосные* радиопередающие устройства (Радиочастотные тракты на полупроводниковых приборах) / О.В. Алексеев, А.А. Головков, В.В. Полевой, А.А. Соловьев; Под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.

14. *Дегтярь Г.А., Машарский Е.И.* К теории линий с электромагнитной связью // Исследования в области радиотехники и радиотехнических устройств: Труды. Вып.1. Кн.1 / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1968. – С. 49–59.

15. *Дегтярь Г.А., Машарский Е.И.* «Медленные» и «быстрые», четные и нечетные волны в связанных линиях и их характеристики // Исследования в области радиотехники и радиотехнических устройств: Труды. Вып.1. Кн.1 / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1968. – С. 39–48.

16. *Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р.* Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

17. *Проектирование* радиопередающих устройств: Учеб.пособие для вузов / В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, И. А. Попов и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 424 с.

18. *Лондон С.Е., Томашевич С.В.* Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.

19. *Устройства* генерирования и формирования радиосигналов: Практикум для студентов / Сост. Г.А. Дегтярь; Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1992. – 92 с.

20. *Линде Д.П.* Основы расчета ламповых генераторов СВЧ. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1959. – 432 с.

21. *Радиопередающие* устройства / Б.П. Терентьев, Н.И. Калашников, Л.Е. Клягин, Б.Б. Штейн; Под ред. Б.П. Терентьева. – М.: Связь, 1972. – 456 с.

22. *Радиопередающие* устройства / Под общ. ред. Б.П. Терентьева. – М.: Связьиздат, 1963. – 712 с.

23. *Degtyar' G.A.* The Step-Down Transformer on Lines Having an Arbitrary Ratio of Transformation. Proc. of the IEEE-Russia Conf. 1999 High Power Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications. MIA-ME'99. Sept. 21–23, 1999.– Novosibirsk, Russia.– P. IV.15–IV.18.

24. *Патент* на изобретение № 2175810 (Россия). Трансформирующее устройство. Авт. изобр.: Дегтярь Г.А., Разинкин В.П.

25. *Degtyar' G.A.* About the Step-Down Transformer on Lines. Pros. of the MEMIA'2001 Conf. 2001. Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications. Sept. 18–20, 2001. – Novosibirck, Russia. – P. 58–60.

26. *А.с. № 409320 (СССР).* Устройство для симметирирования и согласования. Авт. изобр.: Г.А. Дегтярь, Э.М. Новикова. – Опубл. в БИ., 1973, № 48.

27. *Дегтярь Г.А.* Широкополосное устройство для симметрирования и согласования // Исследования по радиотехнике. Вып. 4. Вопросы широкополосного усиления и умножения сверхвысоких частот. Сб. науч. трудов / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1971. – С. 4–12.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

УЧЕБНОЕ ИЗДАНИЕ

Геннадий Алексеевич Дегтярь

ТРАНСФОРМАТОРЫ В ЦЕПЯХ СОГЛАСОВАНИЯ И СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ РАДИОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Учебное пособие

Редактор *И. Л. Кескевич*
Художник-дизайнер *А. В. Волошина*
Компьютерная верстка *С. Н. Кондратенко*

Лицензия ИД № 04303 от 20.03.01.
Подписано в печать 14.04.03.
Формат 60 × 90 1/16. Бумага офсетная.
Уч.-изд. л. 34,5. Печ. л. 31,5.
Тираж 3000 экз. (1-й завод 1 – 1000 экз.). Заказ № 925

Издательство Новосибирского государственного технического университета
630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.
Тел. (383-2) 46-31-87
E = mail: root@publish.nstu.ru

Отпечатано в сибирском полиграфическом предприятии «Наука»
630077, г. Новосибирск, ул. Станиславского, 25

Г.А. ДЕГТЯРЬ

ТРАНСФОРМАТОРЫ В ЦЕПЯХ СОГЛАСОВАНИЯ И СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ РАДИОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Допущено Министерством образования Российской Федерации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальностям «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Средства связи с подвижными объектами», «Защищенные системы связи» направления подготовки дипломированных специалистов «Телекоммуникации»

НГТУ
НОВОСИБИРСК
2003

Г.А. ДЕГТЯРЬ

ТРАНСФОРМАТОРЫ В ЦЕПЯХ СОГЛАСОВАНИЯ И СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ РАДИОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Допущено Министерством образования Российской Федерации в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальностям «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Средства связи с подвижными объектами», «Защищенные системы связи» направления подготовки дипломированных специалистов «Телекоммуникации»

НГТУ
НОВОСИБИРСК
2003