

2.5. Трансформаторы и симметрирующие устройства

Задача трансформации напряжений и сопротивлений решается в каждом блоке, применяемом в СКТ. Допустим, необходим однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе для включения в 75-омный тракт. Входное сопротивление такого транзистора обычно 30 Ом, а выходное — 120 Ом. Схема такого усилителя включает повышающий трансформатор на входе и понижающий трансформатор на выходе, она представлена на рис. 2.12, а. Трансформирующие цепи для усилителей выполняют на LC-цепях. Вопросы расчета таких цепей хорошо систематизированы в книге [2.7].

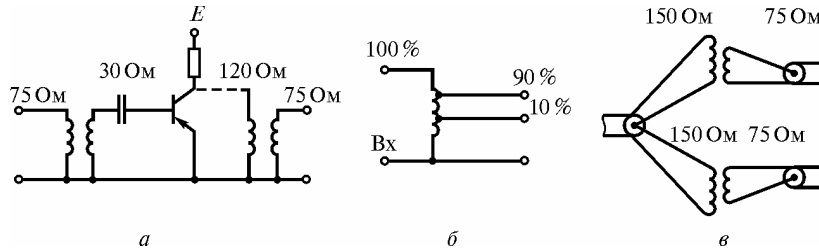


Рис. 2.12. Примеры использования трансформаторов в СКТ:

а — в транзисторных усилителях; б — в ответвителях; в — в делителях

Другим объектом, использующим трансформаторы, является широкополосный ответвитель, применяемый в СКТ. Достаточно грубо и условно работу ответвителя, отводящего 10 % мощности из коаксиального тракта, можно пояснить схемой, изображенной на рис. 2.12, б. На самом деле используются

более сложные схемы (они будут рассмотрены в п. 2.6).

Еще одним объектом, использующим трансформаторы, является делитель мощности. Принцип работы двухканального делителя изображен на рис. 2.12, в. Здесь два выходных кабеля нельзя непосредственно присоединить ко входному кабелю, так как их общее входное сопротивление окажется 37,5 Ом. Сопротивление каждого кабеля нужно трансформировать до 150 Ом с помощью трансформаторов, подсоединенных к входному кабелю.

Рассмотрим генератор сигнала с чисто активным выходным сопротивлением Z_r , который нужно согласовать с активной нагрузкой Z_n с помощью трансформирующей цепи (ТЦ). Нужно, чтобы ТЦ в заданной рабочей полосе (полосе перекрытия) имела минимальные потери и минимальные отражения (модуль коэффициента отражения $|\Gamma|$ должен быть не больше заданного Γ_3). В СКТ сигналы распространяются как от ГС в сторону абонента, так и от абонента в сторону ГС, поэтому далее рассматриваем более простую постановку: нужно реализовать ТЦ, чтобы согласовать два резистора R_1 и R_2 (каждый из которых может быть как генератором, так и нагрузкой). В связи с тем, что трансформаторы — взаимные устройства, в теории трансформаторов обычно в качестве входных зажимов берут те, на которых напряжение ниже. Соответственно далее считаем, что R_1 меньше R_2 .

Чтобы избежать терминологической путаницы, определим понятие «коэффициентов трансформации». Коэффициент трансформации по напряжению — это отношение выходного и входного напряжений $n = U_2/U_1$. Поскольку трансформатор имеет КПД, близкий к 1, то $P_{вх} = U_1^2/R_1 = P_{вых} = U_2^2/R_2$. Отсюда коэффициент трансформации сопротивления $r = R_2/R_1 = U_2^2/U_1^2 = n^2$, т. е. $r = n^2$. Далее в основном будем оперировать понятием «коэффициент трансформации сопротивлений», а под словом «трансформатор» будем понимать трансформатор сопротивлений.

В высокочастотной технике используют следующие виды трансформаторов: ступенчатые трансформаторы (СТ), коаксиальные или полосковые; LC-трансформаторы (LCT); широкополосные трансформаторы (ШТ) на магнитопроводах с использованием обмоток из бифилярных и трифилярных проводников. Для любого типа ВЧ-трансформаторов основным параметром является перекрытие по частоте $a = F_v/F_n$ при заданном модуле коэффициента отражения Γ_3 . Двухкратное частотное перекрытие ($a = 2$) называется октавой. Трансформаторы, работающие в полосе одной-трех октав, называются широкополосными, а работающие в полосе трех и более октав — сверхширокополосными (это разделение условное, и в разных публикациях встречаются иные цифры).

Рассмотрим ступенчатые трансформаторы. Теория СТ давно и фундаментально разработана. Опубликованы подробные справочные таблицы для их проектирования [2.8]. Ступенчатый трансформатор состоит из каскадно включенных четвертьволновых отрезков длинных линий, волновые сопротивления которых выбраны в соответствии с данными справочника. Такой одноступенчатый СТ использует трансформирующие свойства длинных линий (см. п. 1.2.2). Волновое сопротивление одной ступени можно вычислить по формуле $Z_{\text{тр}} = \sqrt{R_1 R_2}$. Перекрытие по частоте для одноступенчатого СТ зависит от коэффициента трансформации r . Это иллюстрируется на рис. 2.13, *а*, где приведены зависимости $|G|$ от частоты: штриховой линией для $r = 2$ (осуществляется трансформация с 75 до 150 Ом) и сплошной линией для $r = 1,5$ (осуществляется трансформация с 50 до 75 Ом). Видно, что чем меньше r , тем больше полоса перекрытия. Следовательно, если использовать несколько ступеней, каждая из которых трансформирует сопротивление на небольшую величину, то можно расширить рабочую полосу. Так, трансформатор с 50 на 100 Ом можно сделать из двух секций (первая с 50 до 75 Ом, а вторая — с 75 до 100 Ом) или из трех секций (первая с 50 до 67 Ом, вторая — с 67 до 86 Ом и третья с 86 до 100 Ом).

Выбор волновых сопротивлений ступеней обычно производят по одному из следующих критериев: 1) получение максимально плоской АЧХ; 2) получение чебышевской АЧХ. Зависимости $|G|$ в полосе частот для трехступенчатого СТ приведены на рис. 2.13, *б*. Видно, что хотя чебышевский СТ имеет волнистость в полосе перекрытия, он более широкополосен (поэтому на практике предпочитают чебышевские СТ).

Рассмотрим LC-трансформаторы (LCT). На рис. 2.14, *а* изображен одноступенчатый LCT. Если реактивное сопротивление X имеет индуктивный характер, а проводимости Y — емкостной, то получаем упрощенную эквивалентную схему длинной линии. Соответственно зависимости $|G|$ от частоты для LCT будут качественно такими же, как и для СТ. А на многозвенных LCT тоже можно реализовать максимально плоские и чебышевские характеристики. На рис. 2.14, *б* изображен трехзвенный LCT (аналог трехступенчатого СТ).

Для однозвенного LCT, у которого $X = j2\pi FL$ и $Y = j2\pi FC$, расчет его номиналов производят по формулам

$$C = \sqrt{r-1}/(2\pi F_0 R_2), \quad L = R_1 \sqrt{r-1}/(2\pi F_0).$$

Например, если $R_1 = 50$ Ом, $R_2 = 75$ Ом и $F_0 = 200$ МГц, то получим $L = 28,1$ нГн, $C = 7,5$ пФ.

Существуют дуальные схемы LCT, когда $X = 1/(j2\pi FC)$ и $Y = 1/(j2\pi FL)$. Такие LCT удобны, когда надо иметь гальваническую развязку. Расчет номиналов элементов в этом случае производят по формулам

$$C = \sqrt{r-1}/(2\pi F R_1), \\ L = R_2 \sqrt{r-1}/(2\pi F).$$

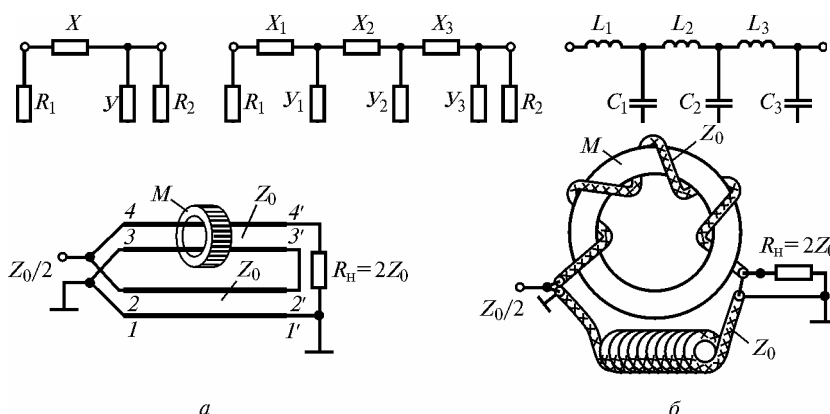


Рис. 2.15. Широкополосный трансформатор 1:4 на длинных линиях:
а — принципиальная схема; *б* — один из вариантов исполнения

Результаты синтеза многоступенчатых LCT (рис. 2.14, *в*) приведены в виде таблиц в работе [2.9]. По ним легко спроектировать LCT с чебышевскими характеристиками, аналогичные приведенным на рис. 2.13, *б*. На практике LCT с числом звеньев более четырех не используют.

Рассмотрим третий вид трансформаторов, применяемых в блоках СКТ. Это широкополосные трансформаторы, выполненные на ферритовых магнитопроводах. Впервые такие ШТ были описаны в 1959 г. в работе [2.10]. В них в качестве обмоток использовался коаксиальный кабель малого диаметра. Сейчас в ШТ для обмоток используют двухпроводную витую пару или три скрученных провода (трифиляр) либо большее количество скрученных проводов. Для лучшего понимания принципов работы ШТ рассмотрим конструкцию трансформатора с обмотками из коаксиального кабеля, изображенную на рис. 2.15, *а*. Этот ШТ содержит две одинаковые двухпроводные линии

длины L (первая линия содержит проводники 1'-1 и 2'-2, вторая — проводники 3'-3 и 4'-4). Каждая двухпроводная линия имеет волновое сопротивление Z_0 (Ом) и электрическую длину $L_{эл} = 2\pi L/\lambda$ (рад). Здесь λ — рабочая длина волны.

Входы этих линий с понижающей стороны ШТ соединены параллельно, а их выходы с повышающей стороны соединены последовательно. При этом вторая линия должна быть размещена на магнитопроводе: продета через него (см. рис. 2.15, а) либо намотана на него, как показано на рис. 2.15, б. В таком трансформаторе можно выделить два процесса. Первый, специфичный для ШТ, представляет собой распространение колебаний по линиям и передачу мощности от источника на входе трансформатора к нагрузке на выходе. Для этого процесса характерно, что токи в любом сечении каждой линии равны по величине и противоположны по знаку. Поэтому можно считать, что вне пространства между проводниками магнитное поле отсутствует, и соответственно магнитопровод не оказывает влияния на этот процесс. Для получения согласования с нагрузкой она должна быть равна удвоенному волновому сопротивлению линии, т. е. $R_z = 2Z_0$. В этом случае в линиях имеет место режим бегущей волны и входное сопротивление с понижающей стороны трансформатора равно $Z_0/2$.

Второй процесс, обусловленный нерегулярностью соединения линий, представляет собой колебания относительно общей шины. Он не участвует в передаче мощности в нагрузку и характеризуется тем, что в проводниках верхней линии в каждом ее сечении протекают равные синфазные токи. Значением этого тока, как и в обычном низкочастотном трансформаторе, определяется шунтирующее действие индуктивности, образованной проводниками этой линии. Поэтому для уменьшения шунтирующего эффекта верхнюю линию размещают на магнитопроводе. Поскольку в нижней линии один проводник с обеих сторон соединен с общей шиной, то в ее проводниках отсутствуют упомянутые синфазные токи. Эта линия служит только для того, чтобы в процессе распространения колебаний от источника к нагрузке скомпенсировать фазовый сдвиг, имеющий место в верхней линии. Поэтому линию, размещенную вне магнитопровода и обеспечивающую только требуемый фазовый сдвиг, называют *фазокомпенсирующей линией* (ФЛ).

В книге [2.5] описаны варианты построения разнообразных ШТ, в том числе и с дробными коэффициентами трансформации сопротивлений.

Основное достоинство ШТ состоит в том, что они, как правило, имеют коэффициенты перекрытия по частоте ($a = F_v/F_n$) более 100, что обуславливает их широкое использование при реализации делителей мощности и направленных ответвителей, применяемых в СКТ.

Теперь рассмотрим класс устройств, предназначенных для соединения симметричных и несимметричных высокочастотных устройств, например, если нужно соединить коаксиальную линию и двухпроводную линию, коаксиальный кабель и ТВ-антенну типа симметричного вибратора и т. д. Такие устройства называются *симметрирующими* (balun — от balance-unbalance). Основное требование к симметрирующим устройствам — обеспечить наименьший КСВ в широкой полосе частот и хороший КПД.

Впервые задачи симметрирования решались при подключении ТВ-антенн к коаксиальному кабелю. Рассмотрим подключение симметричного полуволнового вибратора (его активное сопротивление 73 Ом) к 75-омному кабелю. Если просто присоединить внутреннюю жилу к одной половине вибратора, а оплетку — к другой, на наружной оболочке кабеля будут наводиться поверхностные токи, что резко ухудшит согласование. Первый способ симметрирования, который здесь применен в чисто методических целях, изображен на рис. 2.16, а. Здесь используется симметрирующий стакан с четвертьволновой длиной на выбранной центральной частоте. На этой частоте сопротивление между концом кабеля и краями стакана будет близким к бесконечности. Токи высокой частоты не будут растекаться по внешней оболочке коаксиального кабеля, и электрическая симметрия вибратора не будет нарушена.

Другой способ симметрирования этого вибратора изображен на рис. 2.16, б. Здесь используется симметрирующее устройство из двух отрезков 75-омного кабеля (длиной четверть и три четверти волны). Сопротивление половины вибратора, т. е. сопротивление между любым зажимом вибратора и «землей» (оболочкой коаксиала) составляет $73/2 = 36,5$ Ом. Отрезок кабеля AB работает как четвертьволновой трансформатор и трансформирует это сопротивление из точки A в точку B в величину 154 Ом. Отрезок кабеля BB трансформирует сопротивление из точки B в точку B в величину 154 Ом. В точке B итоговое сопротивление равно 77 Ом, чем и обеспечивается хорошее согласование с кабелем и симметричная запитка антенны.

После появления широкополосных многообмоточных трансформаторов с ферритовыми магнитопроводами симметрирующие устройства для антенн стали делать с их использованием. Так, для симметрирования вышеупомянутого вибратора можно применять устройство (изображенное на рис. 2.16, в), выполненное двухпроводной линией с волновым сопротивлением 75 Ом. Эта двухпроводная линия намотана на ферритовый тороидальный сердечник. Такое устройство симметрирования (УС) по сути препятствует затеканию токов на внешнюю сторону оплетки коаксиального кабеля. В антеннах типа петлевого вибратора выходное сопротивление около 300 Ом. В этом случае помимо симметрирования нужно трансформировать это сопротивление в четыре раза. Если применить витую пару с волновым сопротивлением 150 Ом,

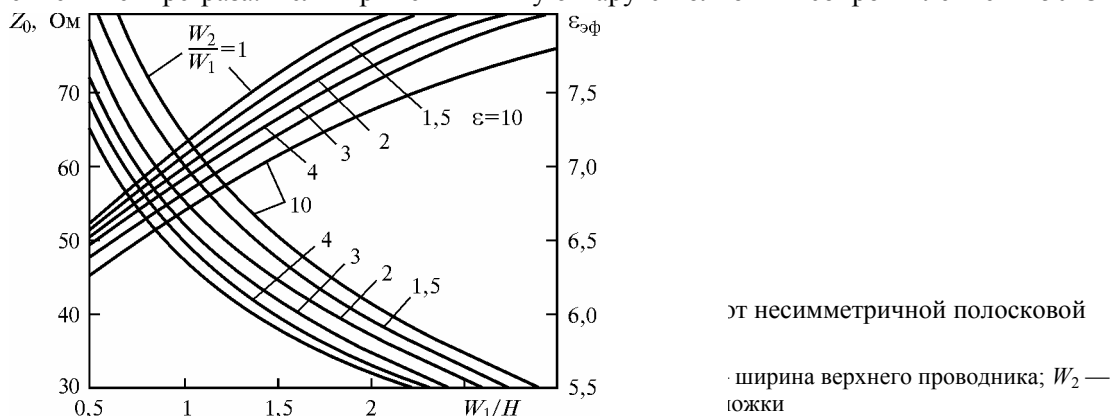


Рис. 2.18. Графики для проектирования плавных переходов от несимметричной полосковой линии к двухпроводной



Рис. 2.16. Симметрирующие устройства:

а — симметрирующий стакан; б — симметрирование шлейфом длины λ ; в — симметрирование с помощью ШТ 1:1; г — симметрирование с помощью ШТ 4:1

от несимметричной полосковой

ширина верхнего проводника; W_2 — южки

то, используя способ реализации трансформатора из рис. 2.15, а (где на выходе длинные линии соединялись параллельно, а на выходе — последовательно), можно реализовать УС для подключения петлевого вибратора. Симметрирующие

устройства изображены на рис. 2.16.

Обычно УС помещается в небольшую коробочку вблизи антенны, в которую заходит кабель. Кабель припаивается или прикручивается винтами к печатной плате или к иному конструктиву, к которому присоединены выводы ШТ. Иные варианты УС на ШТ, в том числе с одновременной трансформацией сопротивлений, приведены в [2.5]. При использовании УС на ШТ на частотах выше 500 МГц нужно соединять их с другими элементами (антеннами, усилителями и пр.) выводами минимальной длины, чтобы паразитные индуктивности выводов не ухудшали согласование.

На частотах выше 500 МГц можно применять широкополосные симметрирующие устройства путем плавного перехода от несимметричной полосковой линии к симметричной двухпроводной линии. Конструкция такого УС приведена на рис. 2.17. Здесь показана проекция сверху (рис. 2.17, а), где штриховыми линиями изображено плавное уменьшение ширины нижнего печатного проводника и соответственно плавное расширение верхнего печатного проводника. На рис. 2.17, б изображено сечение перехода с указанием геометрических размеров.

Проектирование таких УС сводится к подбору значений ширины верхнего и нижнего проводников (W_1 и W_2), чтобы в любом сечении перехода волновое сопротивление оставалось постоянным. Однако обеспечение этого требования приводит к неоднозначности и к бесчисленному множеству возможных решений. Поэтому для синтеза вышеупомянутых переходов накладывают дополнительное требование — обеспечение плавного изменения эффективной диэлектрической проницаемости вдоль перехода. Таким образом, при заданных длине перехода и диэлектрической проницаемости возможен единственный оптимальный профиль.

Для расчета волнового сопротивления и диэлектрической проницаемости можно использовать следующие формулы:

$$Z_0 = (141W_1/W_2 + 358)H / (\epsilon^{0,5}W_1)[1 + 1,735\epsilon^{-0,0724}(W_1/H)^{-0,836}], \quad (2.7)$$

$$\varepsilon_{\text{эф}} = (0,1W_1/W_2 + 0,0025H/W_1 + 0,5) \times [\varepsilon + 1 + (\varepsilon - 1)(1 - 10H/W_1)^{-0,5}]. \quad (2.8)$$

Формулы (2.7) и (2.8) справедливы при условиях $8 < \varepsilon < 12$, $0,5 < W_1/H < W_2/H < 10$.

Соответствующие графики для проектирования плавных переходов приведены на рис. 2.18.

Плавные симметрирующие переходы можно использовать в комбинации с УС на ШТ, что иллюстрируется на рис. 2.17, *в* (диэлектрик подложки не показан). В этом случае длина плавного перехода должна составлять не менее четверти длины волны для верхней частоты рабочего диапазона (т. е. для 860 МГц длина перехода будет порядка 80 мм). Чтобы снизить габариты плавного перехода, его печатные проводники выполняют на эластичном диэлектрике, например на силиконовой резине, и наматывают на пенопластовый цилиндрический стержень. Такие комбинированные УС, несмотря на увеличенные габариты и конструктивную сложность, имеют повышенную широкополосность и более высокое согласование, чем УС на ШТ.