

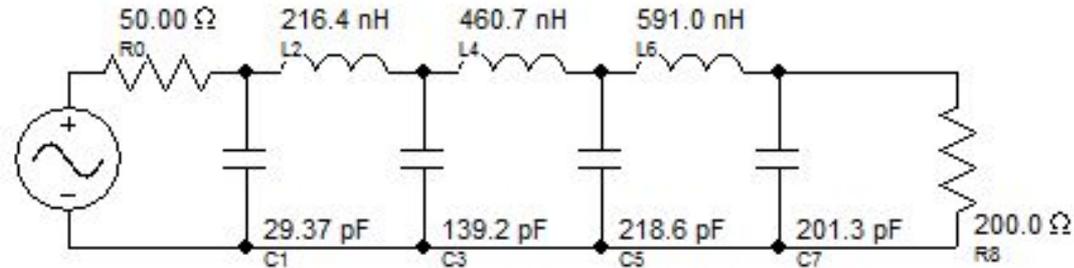
# Основы генерирования и формирования сигналов

Широкополосные согласующие  
устройства

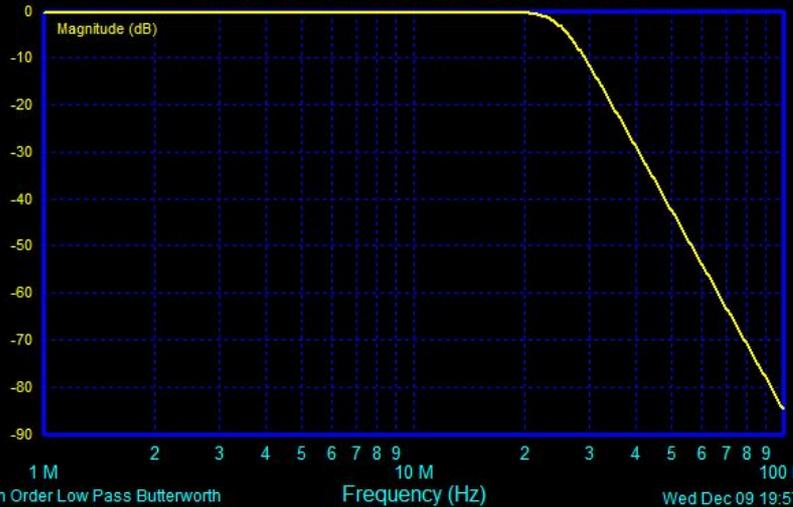
# Фильтры в качестве широкополосных согласующих устройств

## 7th Order Low Pass Butterworth

Pass Band Frequency = 25.00 MHz

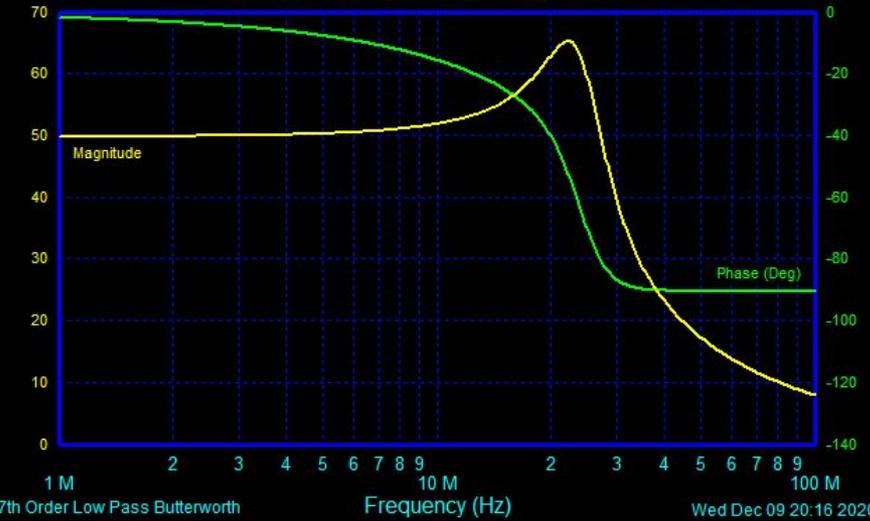


### Lumped Circuit Frequency Response



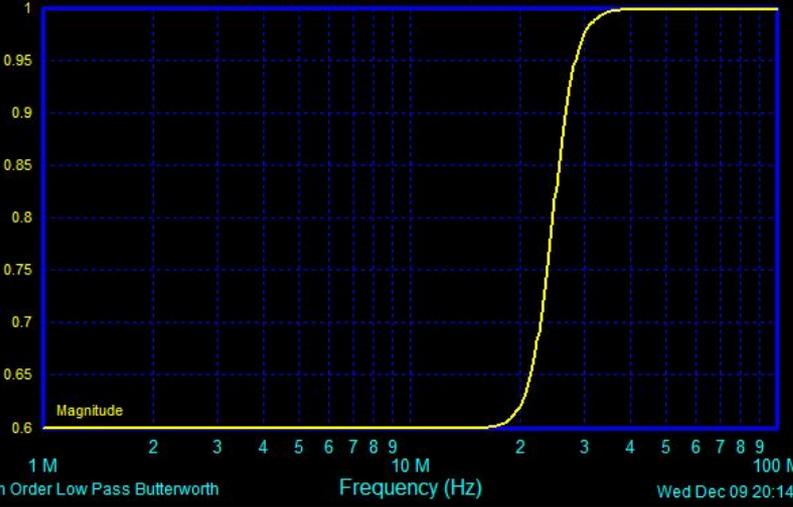
7th Order Low Pass Butterworth Wed Dec 09 19:57 2020

### Lumped Circuit Output Impedance



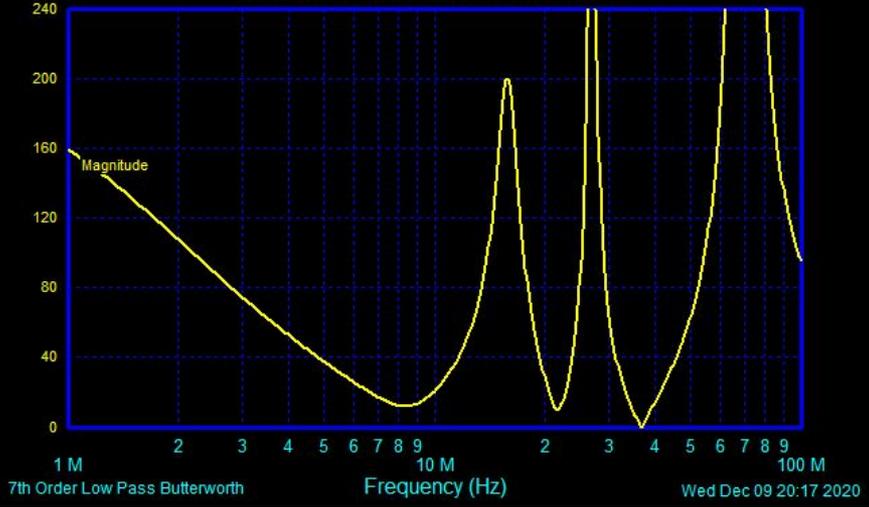
7th Order Low Pass Butterworth Wed Dec 09 20:16 2020

### Lumped Circuit Reflection Coefficient



7th Order Low Pass Butterworth Wed Dec 09 20:14 2020

### Lumped Circuit Input Impedance



7th Order Low Pass Butterworth Wed Dec 09 20:17 2020

## ТРАНЗИСТОРНЫЕ ШПУ НА ТРАНСФОРМАТОРАХ С ФЕРРИТОМ

РПУ диапазона (0,1...30 МГц), в которых целесообразно применять ШПУ, отличаются разнообразием технических данных: назначением, мощностью, видами модуляции, количеством выпускаемых экземпляров и т.д.

Наилучшим образом требованиям дешевизны производства, удобства эксплуатации, надежности, экономичности отвечает построение их ВЧ трактов по принципу ШПУ.

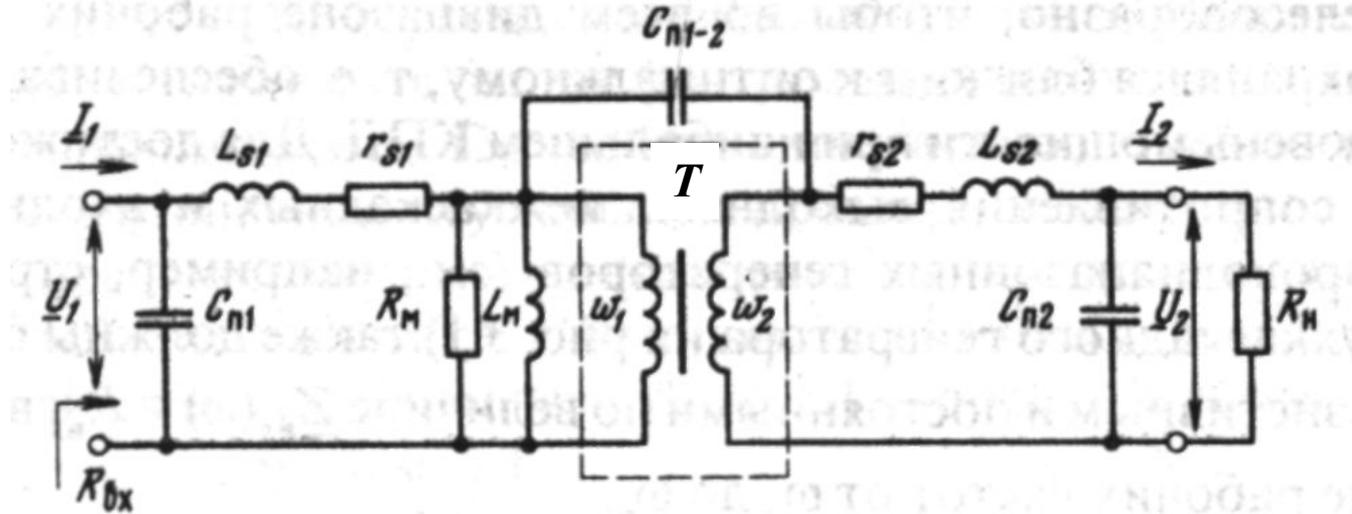
Построение ШП передатчиков этого диапазона осложняется сильной частотной зависимостью входного сопротивления антенны, особенно широко используемых в низовых системах радиосвязи простейших антенн типа «штырь». Особенностью таких антенн является их высокая добротность ( $Q \sim 100$ ), и, соответственно, их узкополосность. В этом случае весь тракт передатчика может быть широкополосным, за исключением выходной цепи, которая неизбежно оказывается узкополосной (и настраиваемой).

Диапазон коротких волн (3...30 МГц) разбивается на несколько октавных поддиапазонов, в пределах которых можно эффективно согласовать выходной каскад с антенной с помощью специальных корректирующих звеньев.

В диапазонах 30...300 кГц и 0,3...3 МГц можно получить высокие КПД (до 70%) и линейную амплитудную характеристику (АХ), применяя простые трансформаторные схемы с глубокими отрицательными обратными связями.

Коэффициенты трансформации трансформаторов с магнитной связью по напряжению, току и сопротивлениям определяются по формулам:

$$K_U = u_2/u_1 = w_2/w_1; \quad K_I = I_2/I_1 = w_1/w_2; \quad R_H/R_{BX} = w_2^2/w_1^2$$



В эквивалентной электрической схеме на рис. учитываются сопротивления обмоток  $r_{s1}$ ,  $r_{s2}$  и эквивалентное сопротивление потерь в магнитопроводе  $R_M$ . Влияние  $r_{s1}$ ,  $r_{s2}$  и  $R_M$  на коэффициент трансформации мало, и их учитывают при оценке мощности потерь и расчете КПД трансформатора.

Паразитные реактивные элементы влияют на коэффициент трансформации и ограничивают его полосу: снизу - эквивалентной индуктивностью намагничивания первичной обмотки  $L_M$ , сверху - индуктивностями рассеивания обмоток  $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$ , эквивалентными емкостями обмоток  $C_{n1}$ ,  $C_{n2}$  и эквивалентной емкостью между обмотками  $C_{n1-2}$ .

Для расширения полосы пропускания необходимо увеличивать  $L_M$  и одновременно снижать  $L_s$  и  $C_n$ . Однако эти требования противоречивы.

При рациональном проектировании обеспечивается полоса пропускания с коэффициентом перекрытия до 10...30 на частотах от 100 кГц до 100 мГц для больших сопротивлений  $R_H$  (25 Ом...10 кОм) [РПУ, Шахгильдян].

Для мощных каскадов на биполярных транзисторах с малыми  $R_{ВХ}$  и  $R_{ВЫХ}$  (от единиц и менее Ом) трансформаторы с магнитной связью малопригодны.

Схемы с ОБ (рис.9а) и с ОК (рис.10) имеют 100%-ные отрицательные обратные связи, соответственно по току и по напряжению.

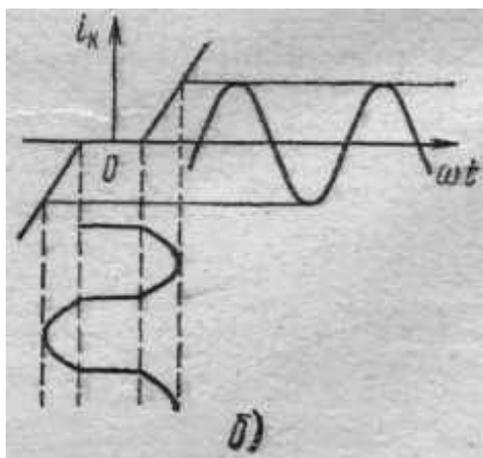
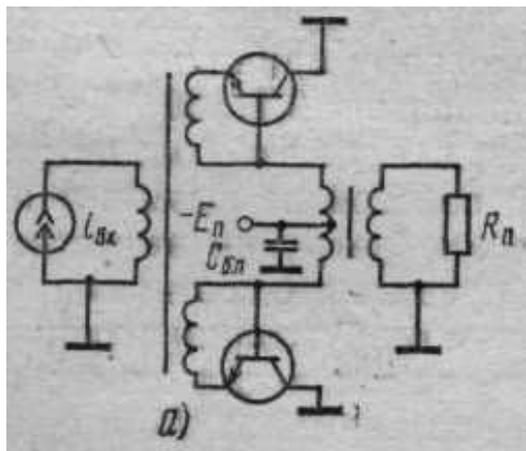


Рис. 9. Схема двухтактного трансформаторного ШПУ с ОБ (а) и формы выходного тока и входного напряжения (б)

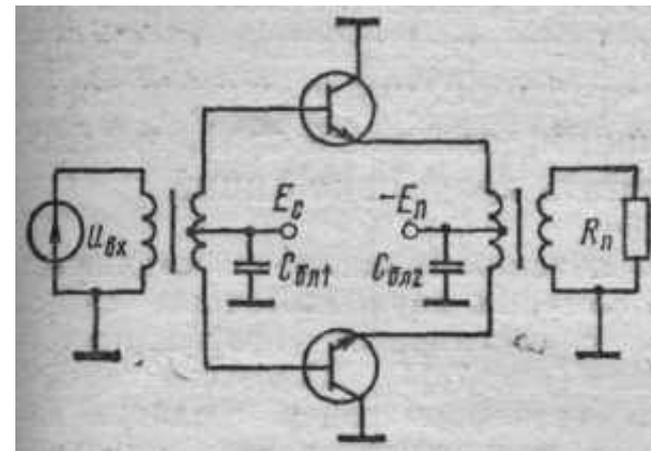


Рис.10. Схема широкополосного двухтактного эмиттерного повторителя

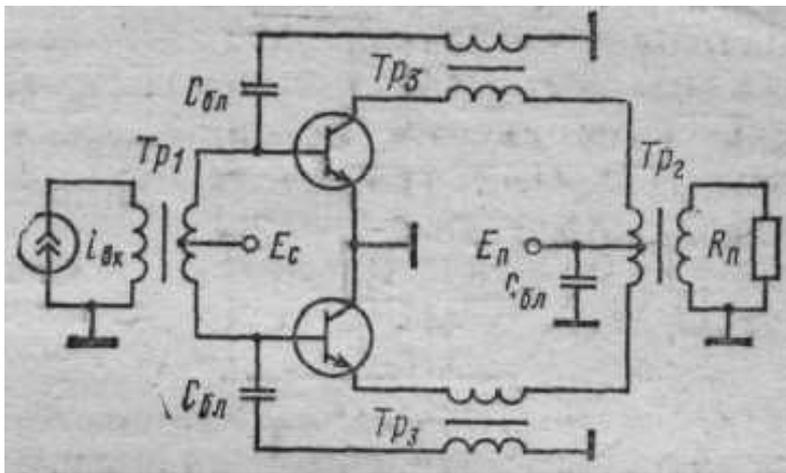


Рис. 11. Схема трансформаторного ШПУ с  
ОЭ

Нелинейность АХ усилителя, порождаемая нелинейностью АЭ, зависит от внутреннего сопротивления источника возбуждения. Для уменьшения нелинейности АХ усилителя на рис.9а (ОБ) и 11 (ОЭ) следует возбуждать генератором тока, а усилитель на рис.10 (ОК) – генератором напряжения.

Искажения выходного сигнала в схеме ОБ на рис.9а малы лишь в КР и НР. Увеличение сопротивления нагрузки в схеме с ОБ может перевести усилитель в ПР и вызвать искажение формы выходного сигнала.

От этого недостатка свободна схема с ОК (рис.10), в которой выходное напряжение в широком интервале сопротивлений нагрузки близко к входному. Поэтому она предпочтительна при работе на переменную нагрузку.

В схеме с ОЭ (рис.11) отрицательная обратная связь вводится с помощью трансформаторов  $Tr_3$ , ее глубина определяется коэффициентом трансформации.

Если требуемое подавление гармоник не превышает 40...50 дБ, можно, применяя указанные схемы, обойтись без октавных фильтров гармоник на выходе усилителя.

Отрицательная обратная связь в схемах на рис.9-11 позволяет, кроме того, получить равномерную АЧХ усилителя.

Усилители указанных диапазонов обычно строятся по схеме с заземленным коллектором, поскольку у транзисторов этого диапазона коллектор, как правило, соединен с корпусом, а корпус привинчивается к шасси.

На схемы ШПУ диапазона до десятков мегагерц влияют два обстоятельства:

- необходима коррекция АЧХ усилителя в связи с сильным проявлением инерционных свойств транзистора,
- трудно реализовать обычный трансформатор, особенно мощный, с равномерной АЧХ из-за влияния индуктивностей рассеяния и паразитных межвитковых и межобмоточных емкостей.

# Трансформаторы с магнитной связью

$f_B/f_H < 50$

Вся полезная мощность передается через магнитный поток  $\Phi$  (рис. 3.20). Передача энергии через электрическое поле за счет емкости между витками, обмотками, а также между обмотками и сердечником является вредной. Поскольку

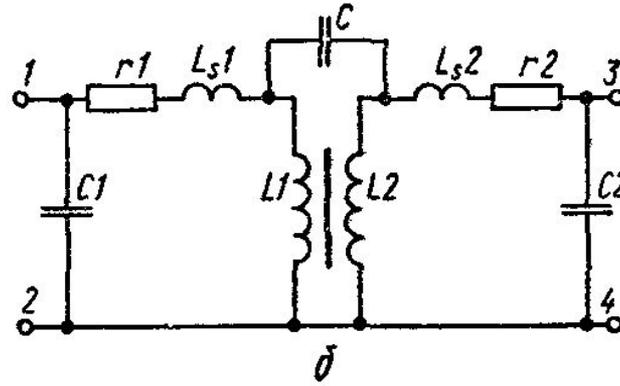
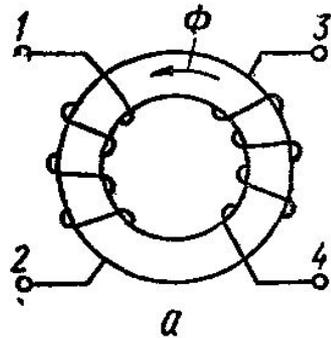
не весь магнитный поток проходит через сердечник (часть его замыкается через воздух), происходит рассеяние магнитного потока. В эквивалентной схеме ШПТ (рис. 3.20, б) это явление

отражается так: последовательно с первичной и вторичной обмотками  $L1$  и  $L2$  идеального трансформатора включаются индуктивности рассеяния  $L_S1$  и  $L_S2$ . Индуктивность первичной обмотки  $L1$  измеряется при

рис. 3.20. Высокочастотный трансформатор с магнитной связью между обмотками:

а — устройство, б — эквивалентная схема

разомкнутой вторичной обмотке, а индуктивность рассеяния  $L_S1$  измеряется при КЗ вторичной обмотки. Аналогично измеряются параметры  $L2$  и  $L_S2$ . Обычно соотношение  $L_S/L$  составляет несколько процентов. Индуктивности рассеяния совместно с паразитными емкостями увеличивают неравномерность частотной характеристики ШПТ и завал в области высоких частот. Для расширения полосы частот нужно увеличивать  $L$ , уменьшать  $L_S$  и паразитные емкости. Эти требования трудносовместимы, но путем рационального конструирования можно довести верхний предел передаваемой полосы частот до 30 МГц.



Для увеличения  $L$  применяют сердечники с высокой проницаемостью ( $\mu$  до 1000) и малыми потерями в рабочем диапазоне частот. Высокая проницаемость позволяет достичь необходимой индуктивности при малом числе витков. Для снижения  $L_S$  обмотку нередко выполняют лентой, плотно наматывая ее на кольцевой сердечник; витки располагают равномерно по всему кольцу; между витками первичной обмотки располагают вторичную (с зазором); помещают трансформатор в экран. Для снижения паразитной емкости выводы первичной и вторичной обмоток делают в противоположные стороны, а при намотке лентой между первичной и вторичной обмотками помещают прокладку толщиной до 1 мм. Между обмотками и наружным экраном расстояние должно быть порядка 2—3 мм.

Для ШПТ с индуктивной связью в диапазоне КВ 3...30 МГц наиболее часто применяют кольцевые ферритовые сердечники с проницаемостью 200...50. При мощности до 5 Вт используют сердечники с наружным диаметром 10—12 мм; при 10—20 Вт — диаметром 16—20 мм; при 50 Вт — диаметром 32 мм. Указанные пределы мощности относятся к низшей частоте КВ диапазона (3 МГц). По мере повышения частоты мощность, которую способен передать трансформатор на данном сердечнике, может повышаться, если потери в сердечнике растут медленнее, чем частота. У ферритов марок 100 ВЧ, 90 ВЧ, 50 ВЧ-3 на частотах 25—30 МГц допустимая индукция (величина магнитного поля в сердечнике) снижается всего в 1,5—2 раза по сравнению с частотой 3 МГц. Поэтому трансформатор на кольце из такого материала типоразмером 32 × 16 × 8 мм, передающий на частоте 3 МГц мощность 60 Вт, при частоте 7 МГц может передать 110—120 Вт, при 14 МГц — 200 Вт, при 21—28 МГц — 250 Вт. Однако здесь ограничение мощности трансформатора может наступить уже за счет перегрева обмотки (необходимо воздушное охлаждение). В то же время у ферритов марок 400НН-1, 200НН-1, 150НН, 150 ВЧ допустимая индукция на частотах 20—30 МГц в несколько раз ниже, чем на частоте 3 МГц, поэтому мощность трансформатора по мере роста частоты не повышается, а может даже снижаться. Для повышения мощности трансформатора можно применить сердечник, сложенный из  $n$  колец (обычно 2...5); при этом число витков обмотки уменьшается в  $\sqrt{n}$  раз.

Число витков обмоток трансформатора определяется из условия, чтобы на низшей рабочей частоте индуктивное сопротивление не меньше чем в 4 раза превышало сопротивление нагрузки, которое подключается к данной обмотке:

$$\omega = \sqrt{\frac{1600R (D_{\text{нар}} + D_{\text{вн}})}{hf_{\text{н}}\mu (D_{\text{нар}} - D_{\text{вн}})}}.$$

Здесь  $\omega$  — число витков;  $R$  — подключаемое к обмотке сопротивление, Ом;  $D_{\text{нар}}$  и  $D_{\text{вн}}$  — наружный и внутренний диаметры кольца, мм;  $h$  — высота кольца, мм;  $f_{\text{н}}$  — низшая рабочая частота, МГц;  $\mu$  — проницаемость материала сердечника.

Число витков вторичной обмотки

$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{R_2/R_1}$$

**Пример** Определить число витков трансформатора мощностью 50 Вт для согласования сопротивлений  $R_1 = 50$  Ом и  $R_2 = 200$  Ом в диапазоне от  $f_{\text{н}} = 3$  МГц до  $f_{\text{в}} = 30$  МГц.

1. Выберем кольцевой сердечник со следующими данными:  $D_{\text{нар}} = 32$  мм;  $D_{\text{вн}} = 16$  мм;  $h = 8$  мм; материал — феррит с проницаемостью  $\mu = 100$ .

2. Число витков первичной обмотки

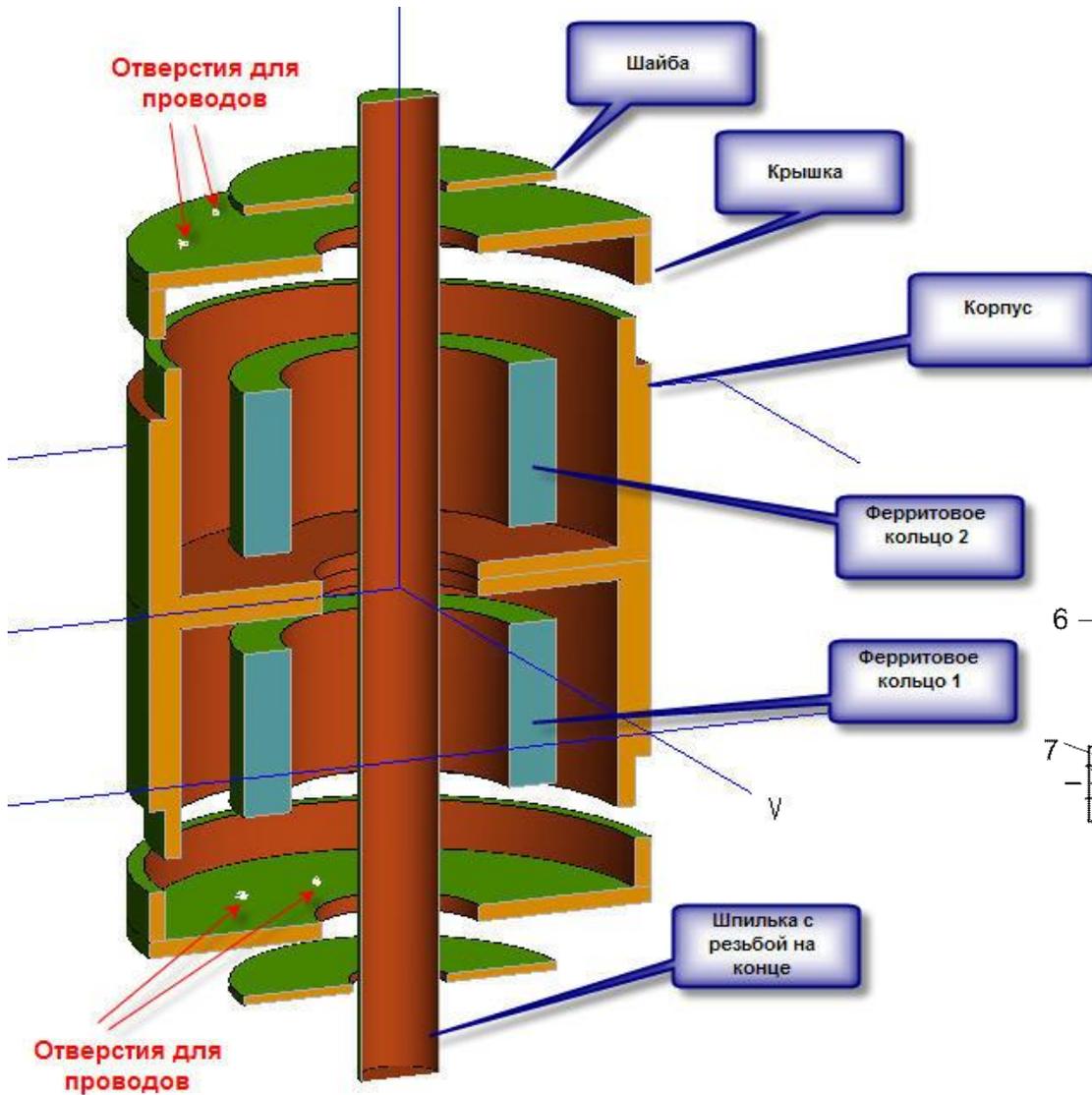
$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1600 \cdot 50 (32 + 16)}{8 \cdot 3 \cdot 100 (32 - 16)}} = 10.$$

3. Число витков вторичной обмотки

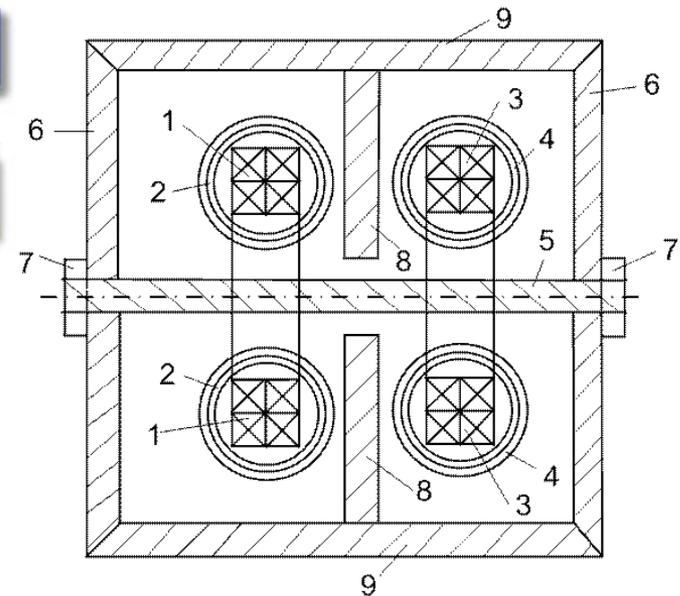
$$\omega_2 = \omega_1 \sqrt{R_2/R_1} = 10 \sqrt{200/50} = 20.$$

Для снижения индуктивности рассеяния обмотки нужно распределять равномерно по всему сердечнику.

# Трансформатор с объемным ВИТКОМ



Каждая обмотка наматывается на своем кольце. За счет этого снижается межобмоточная емкость и расширяется полоса рабочих частот.



- 1 – торроидальное ферритовое кольцо для первичной обмотки;
- 2 – первичная обмотка;
- 3 - торроидальное ферритовое кольцо для вторичной обмотки;
- 4 – вторичная обмотка;
- 5 – электропроводящая шпилька;
- 6 – электропроводящая торцевая крышка;
- 7 – стягивающая гайка;
- 8 – электропроводящая перегородка, разъединяющая области обмотки;
- 9 – цилиндрическая электропроводящая обойма.
- Соединение деталей 5, 6, 7, 8 и 9 пропаивается. Для ввода и вывода сигнала первичной и вторичной обмоток трансформаторов в крышке 6 имеется отверстие.
- Детали 5, 6, 7, 8 и 9 образуют объемный виток связи между ферритовыми кольцами. Первичная и вторичная обмотки не имеют непосредственной индуктивной связи как в обычных трансформаторах, но каждая из них индуктивно связана с объемным витком.

# Принцип работы трансформатора с объемным витком

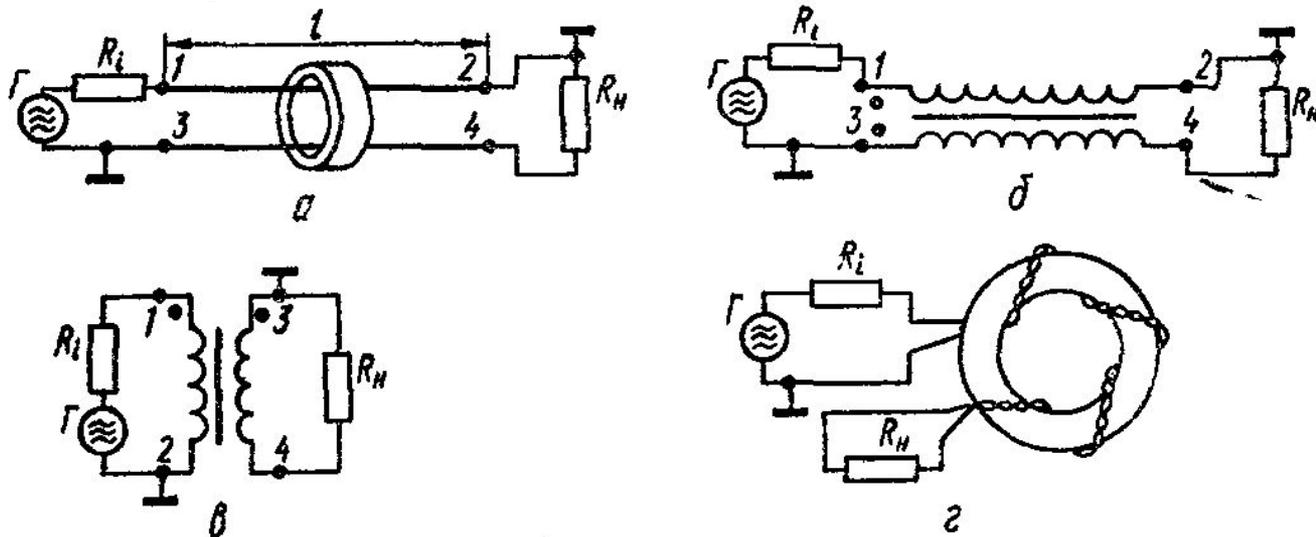
- Переменный ток в первичной обмотке наводит переменный магнитный поток в ферритовом кольце 1, который в свою очередь наводит ЭДС в объемном витке, под действием которой там притекает переменный электрический ток, наводящий магнитный поток в ферритовом кольце 3, который в свою очередь наводит ЭДС во вторичной обмотке.
- Трансформатор с объемным витком связи обеспечивает лучшую гармоническую развязку первичной и вторичной цепи, чем обычный разделительный трансформатор за счет существенного уменьшения емкостной связи между обмотками.
- Перегородка 8 служит для дополнительного уменьшения емкостной связи между обмотками за счет закорачивания токов смещения на объемный виток. Полоса пропускания такого трансформатора может оказаться примерно на две декады больше, чем у обычного разделительного трансформатора.

## Трансформаторы на линиях

В транзисторных ШПУ на частотах выше 10 мГц широкое применение нашли трансформаторы на линиях (ТЛ).

Как известно, линия, согласованная на концах, имеет бесконечно большую полосу пропускания (теоретически при  $Z_{\text{ВХ}}(\omega) = R_{\text{ВХ}} = Z_{\text{Л}} = R_{\text{Н}}$ ). ТЛ содержит одну или несколько согласованных линий, чем и объясняется его широкополосность.

Принцип действия ШПТЛ нетрудно понять на примере работы трансформатора-фазоинвертора. На рис. 3.21, а показана схема, содержащая генератор  $\Gamma$ , имеющий внутреннее сопротивление  $R_i$  и связанный с нагрузкой  $R_H$  через отрезок длиной линии, образованный двумя проводниками 1—2 и 3—4. Если волновое сопротивление линии  $Z_0 = R_H$ , т. е. линия работает на согласованную нагрузку, то энергия по линии будет передаваться почти без потерь (кроме активных), вплоть до частот в тысячи мегагерц, независимо от соотношения между длинами линии и волны.



Если же  $Z_0 \neq R_H$  (г. е. при неточном согласовании), АЧХ линии будет неравномерна при длине линии  $\lambda/4$  или при кратных ей числах. Если же длину линии сделать менее  $\lambda/4$  (порядка  $(0,1\dots 0,15)\lambda$ ) на самой короткой волне, АЧХ такой линии будет практически равномерной даже при некотором рассогласовании:  $Z_0 = (0,5\dots 2)R_H$ . АЧХ такого устройства будет весьма широкой, когда концы  $R_H$  не заземлены. Если же заземлить точку 2, схема будет работать как фазоинвертор: фаза на выходе генератора (точка 1) противоположна фазе на  $R_H$  (точка 4), но АЧХ такого устройства ограничена снизу, поскольку на низких частотах индуктивное сопротивление провода 1—2 мало, и выход генератора почти закорочен. Нижняя граница АЧХ будет определяться соотношением между индуктивным сопротивлением проводов линии и сопротивлением нагрузки. Для снижения  $f_H$  необходимо увеличить индуктивность проводников линии, не увеличивая ее длины, что достигается наматыванием линии на сердечник с большой проницаемостью. Сердечник может быть кольцевым или стержневым. Кольцевые сердечники обеспечивают  $f_H$  порядка 0,1 МГц при  $f_B = 100\dots 200$  МГц. Трансформаторы на стержневых сердечниках имеют такую же  $f_B$ , несколько уступая трансформаторам на кольцах в ширине полосы снизу. Тем не менее полоса ШПТЛ на стержневых сердечниках более чем достаточна для всего диапазона коротких волн, но их недостаток в том, что сердечник не замкнут, следовательно они подвержены влиянию внешних полей и сами являются источниками ВЧ поля. Применение их в усилителях может привести к самовозбуждению, поэтому их следует экранировать. Если же наведение полей неопасно (например, при согласовании антенны с кабелем), в экранировке нет необходимости. Достоинство ШПТЛ со стержневым сердечником состоит в легкости намотки.

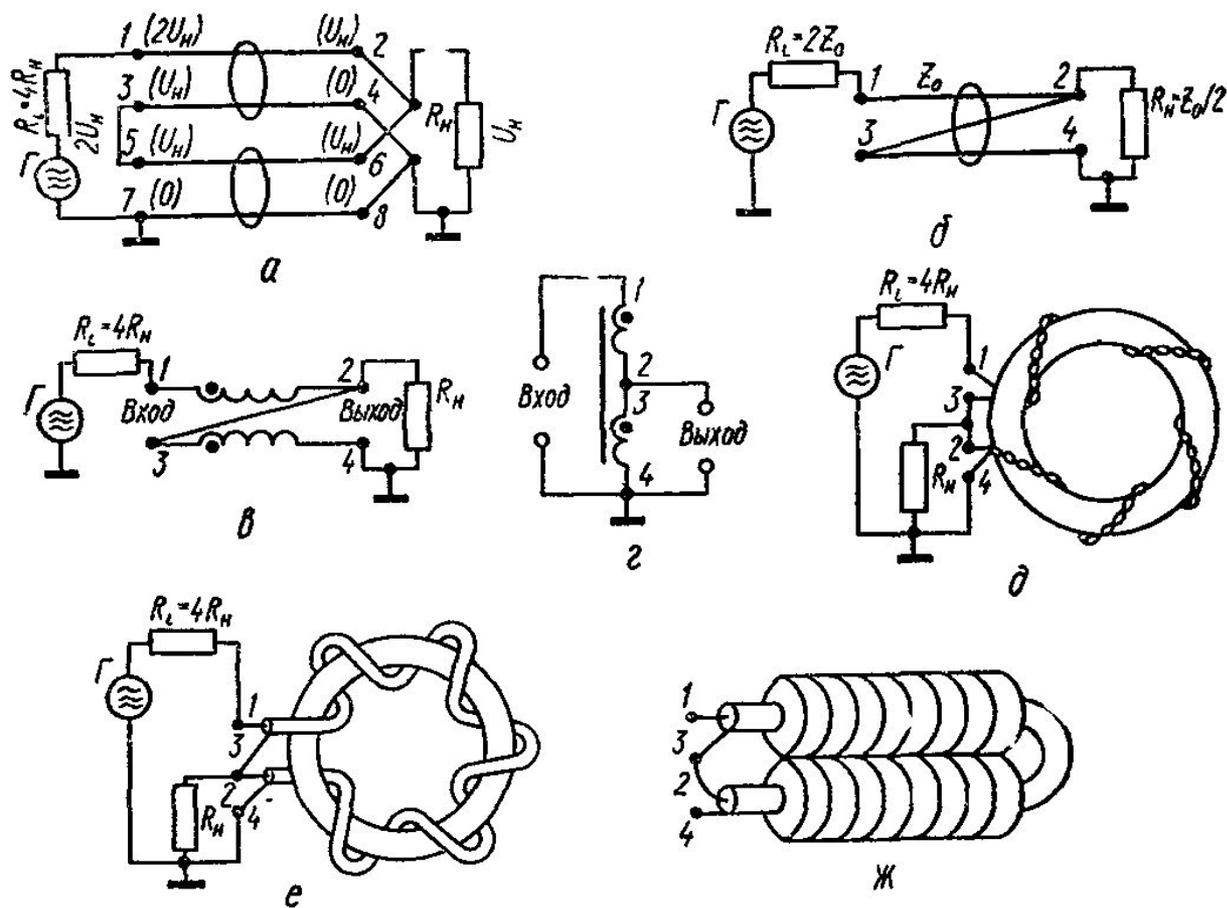


Рис. 3.22. ШПТЛ с коэффициентом трансформации по сопротивлению 4 : 1:

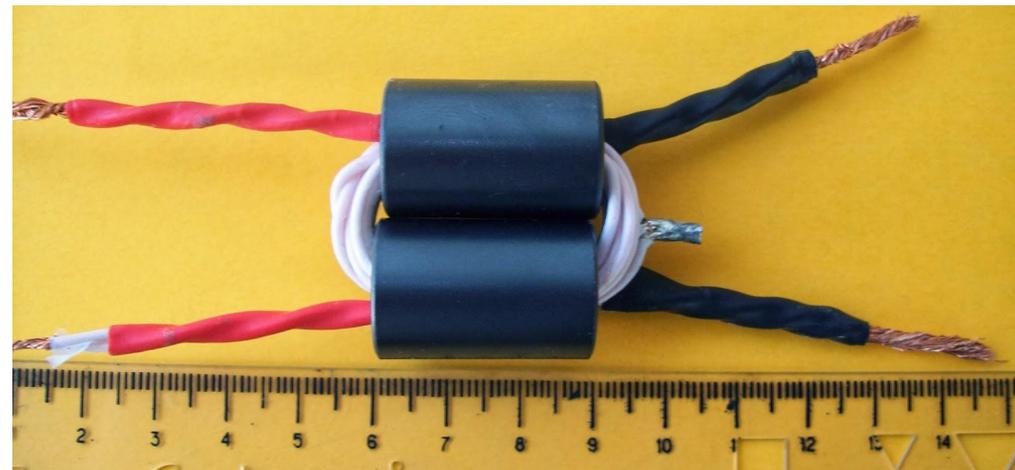
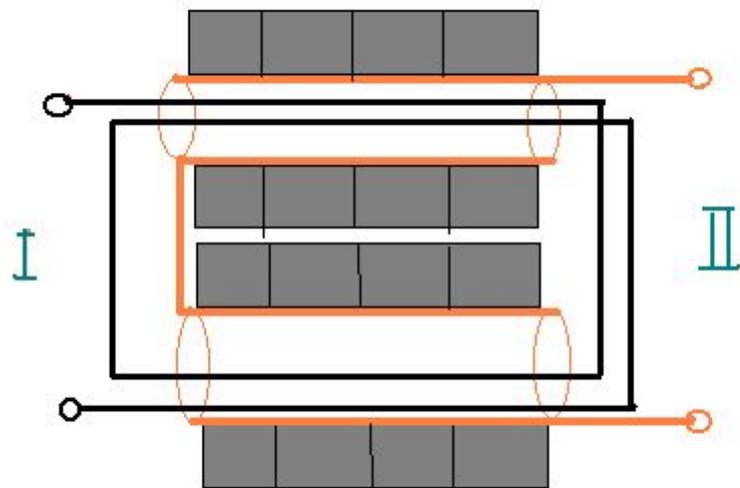
*а* — схема; *б* — упрощенное изображение ШПТЛ, *в* — вариант схемы; *г* — эквивалентная схема на низких частотах, *д* — конструкция при намотке линией из скрученных проводов; *е* — при намотке коаксиальным кабелем; *ж* — конструкция одновиткового ШПТЛ

Чтобы повысить коэффициент трансформации, нужно соединить несколько линий.

Для этого первичные концы линий соединим параллельно, а вторичные

последовательно. Для двух линий коэффициент трансформации будет равен 4:1

Если вход и выход несимметричны, как показано на рис. 3.22, а, ШПТЛ можно упростить. Возле концов линий проставлены их мгновенные потенциалы. Видно, что точки 7 и 8 находятся под одинаковым (нулевым) потенциалом; точки 5 и 6 также находятся под одинаковым потенциалом ( $U_H$ ), поэтому их можно попарно соединить и исключить одну двухпроводную линию. При этом точку 2 соединим с точкой 3. Преобразованный ШПТЛ показан на рис. 3.22, б и, в другом изображении, — на рис. 3.22, в, а на рис. 3.22, г — его НЧ аналог. Волновое сопротивление линии  $Z_0 = \sqrt{R_{вх}R_H} = 2R_H$ . На рис. 3.22, д и 3.22, е показано выполнение ШПТЛ при намотке двухпроводной скрученной линией и отрезком коаксиального кабеля, а на рис. 3.22, ж — одновитковый вариант конструкции мощного ШПТЛ. Для его изготовления можно применять толстые, негибкие кабели, но требуется большое число ферритовых колец (15—20 шт.). Аналогичную конструкцию могут иметь и обычные ШПТ, рассчитанные на большие токи, причем обмотки имеют 1—3 витка каждая и выводятся в противоположные стороны.



Для трансформации напряжения в 3, а сопротивления в 9 раз нужно входы трех линий соединить последовательно, а выходы — параллельно (рис. 3.23, а).

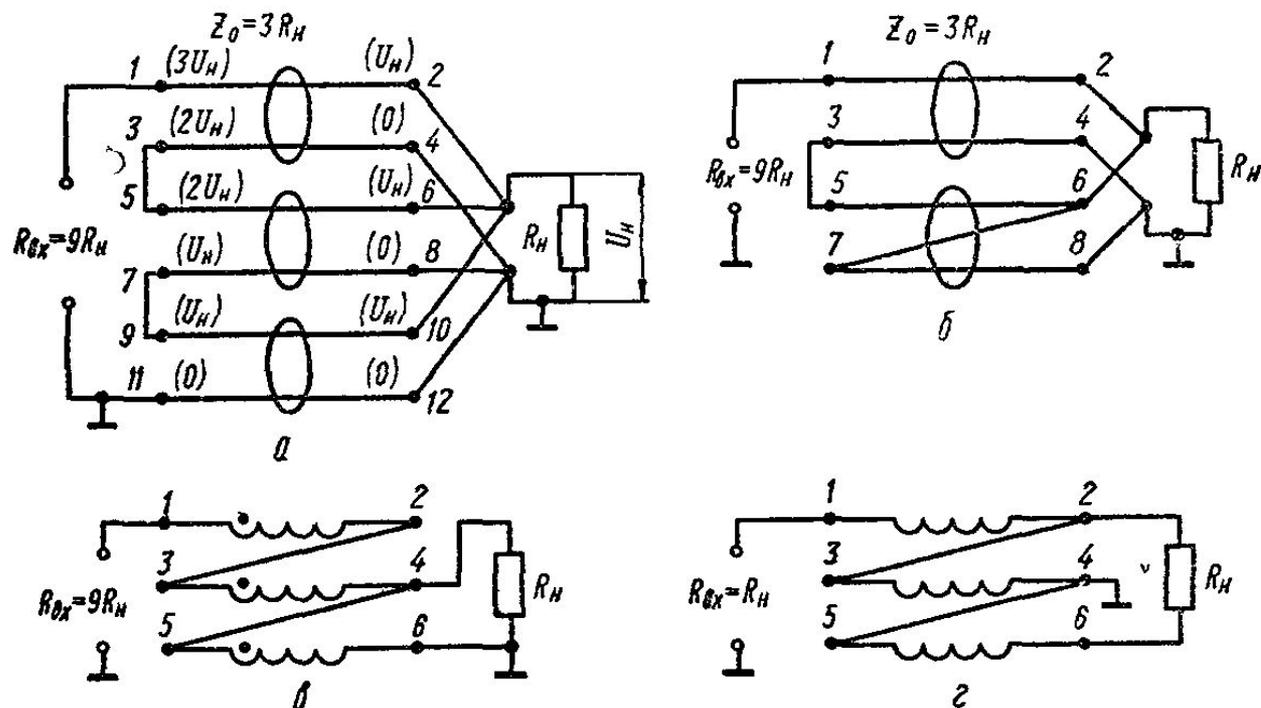


Рис. 3.23. ШПТЛ с коэффициентом трансформации по сопротивлению 9 : 1:

а — схема; б — упрощенное изображение ШПТЛ; в — ШПТЛ с намоткой трехпроводной линией; г — симметрирующий ШПТЛ без трансформации сопротивлений

Как видно из распределения потенциалов, проставленных около концов проводников линий, разность потенциалов между концами проводников 1—2 и 3—4 составляет  $2U_H$  (вдвое больше напряжения на нагрузке), а между концами проводников 5—6 и 7—8 составляет  $U_H$ . Отметим, что между концами проводников 9—10 и 11—12 разность потенциалов равна нулю. Следовательно, нижнюю линию можно закортить, т. е. вообще исключить; при этом точки 6—7 оказываются соединенными (рис. 3.23, б). Поэтому для трансформации напряжения в  $N$  раз требуется  $N - 1$  двухпроводных трансформаторов-линий. Волновое сопротивление линий должно быть  $Z_0 = \sqrt{R_{вх} R_H} = 3 R_H$ . Обе линии можно намотать на один сердечник, но линия из проводов 1—2 и 3—4 должна иметь вдвое больше витков, чем линия, образованная проводами 5—6 и 7—8 (так как на линии 1—2, 3—4 вдвое больше разность потенциалов). ШПТЛ с трансформацией напряжения в 3 раза можно также изготовить, намотав на сердечник виток к витку линию из трех параллельно сложенных проводов. Порядок расположения проводов на сердечнике будет такой: 1—2—3—1—2—3 и т. д. Нетрудно заметить, что каждый из проводов соседствует с двумя другими, что сохраняет симметрию и равномерность волнового сопротивления линии. Поэтому такой трансформатор, показанный на рис. 3.23, в, практически не уступает трансформатору на рис. 3.23, а. Применение трехпроводной линии открывает возможность получения дробиных коэффициентов трансформации. Если на рис. 3.23, в, нагрузку отсоединить от точки 4 и подсоединить к точке 2,  $K_{тр}$  будет не  $1/3$ , а  $2/3$ , т. е. отношение  $R_{вх} / R_{н} = 4/9$ . Этот же трехпроводный ШПТЛ можно использовать для симметрирования входного напряжения без трансформации. Источник подключают к точкам 1 и 4, точку 4 заземляют, а нагрузку подсоединяют к точкам 2 и 6 (рис. 3.23, г). Эта схема аналогична схеме на рис. 3.21, е.

Существует множество вариантов соединения отрезков линий с ферритами - с дискретными коэффициентами трансформации, равными отношению любых целых чисел, с поворотом фазы на  $180^\circ$ , а также преобразующих симметричную нагрузку в несимметричную и наоборот. Некоторые примеры ТЛ приведены на рис.17.

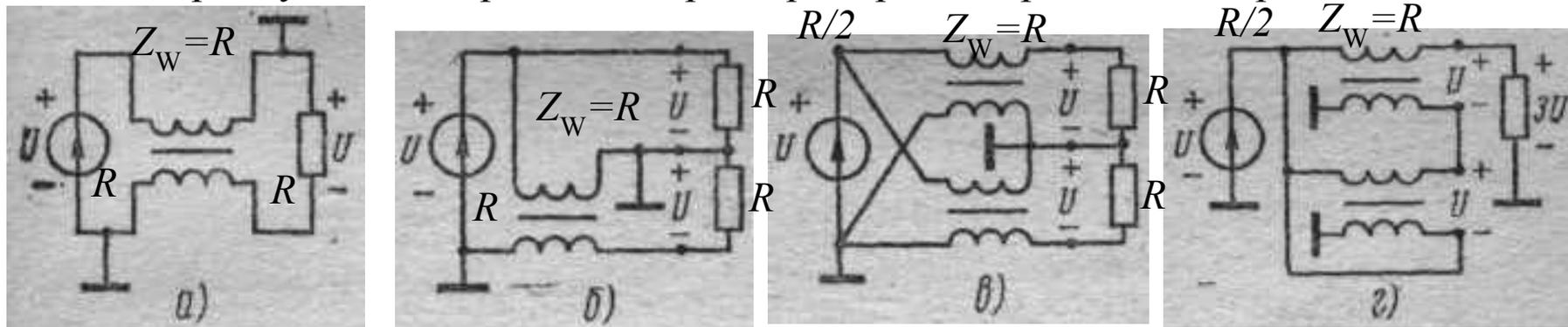
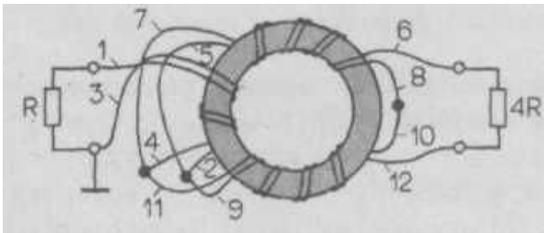
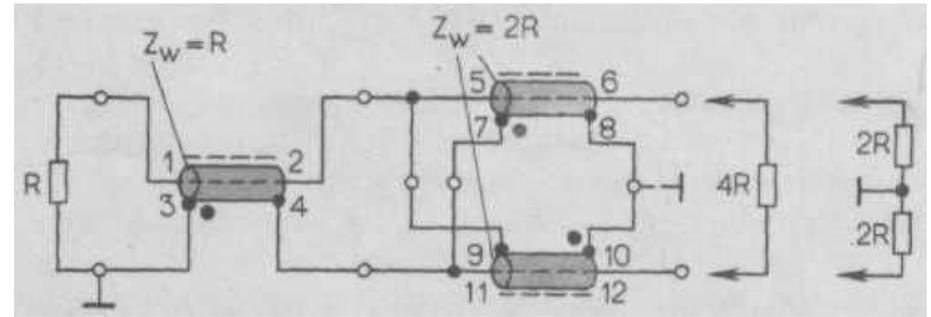
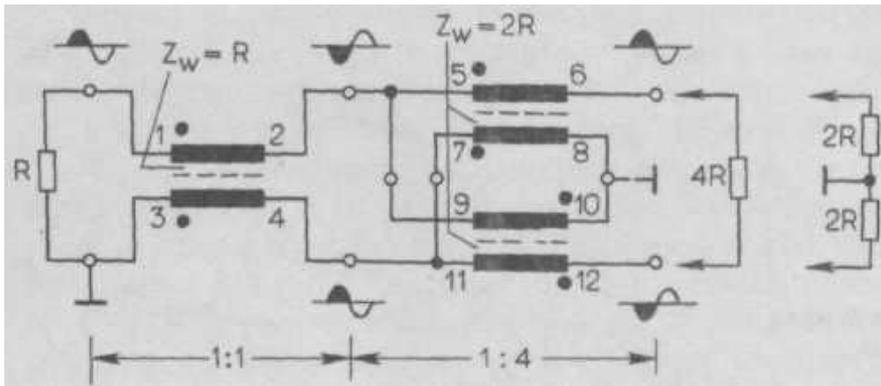


Рис.17. Эквивалентные схемы фазоинвертора (а) и фазорасщепителей (б, в, г)

Целый спектр схем с трансформаторами на линиях разного типа (коаксиальных, двухпроводных и др.) и их конструктивных вариантов приведен в книге «Справочное пособие по ВЧ схемотехнике» Рэда.



Схемы двух симметрирующих трансформаторов на линиях с коэффициентом трансформации сопротивлений 1:4.

Обратимость входов и выходов схем.

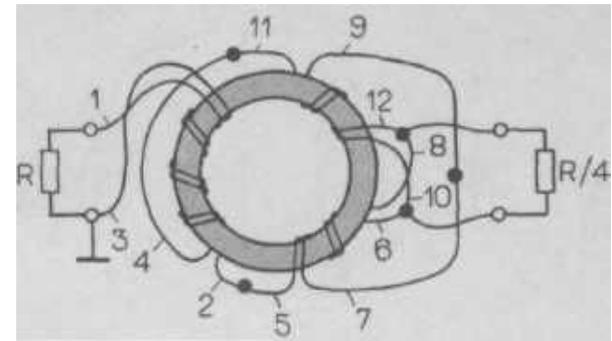
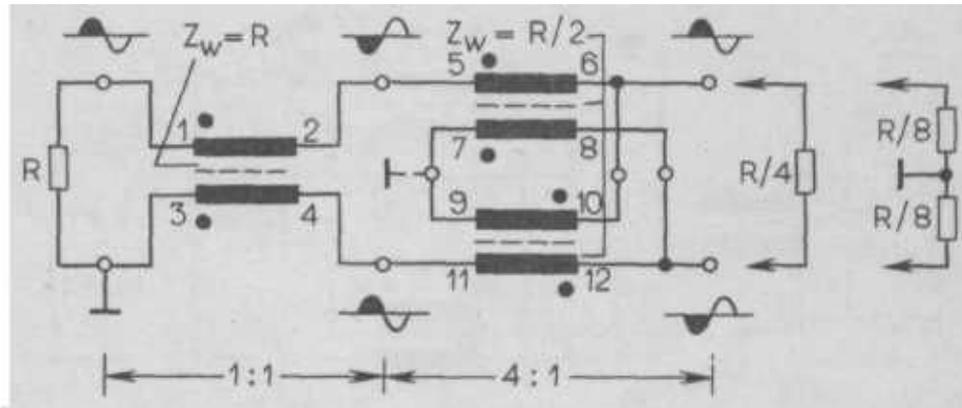
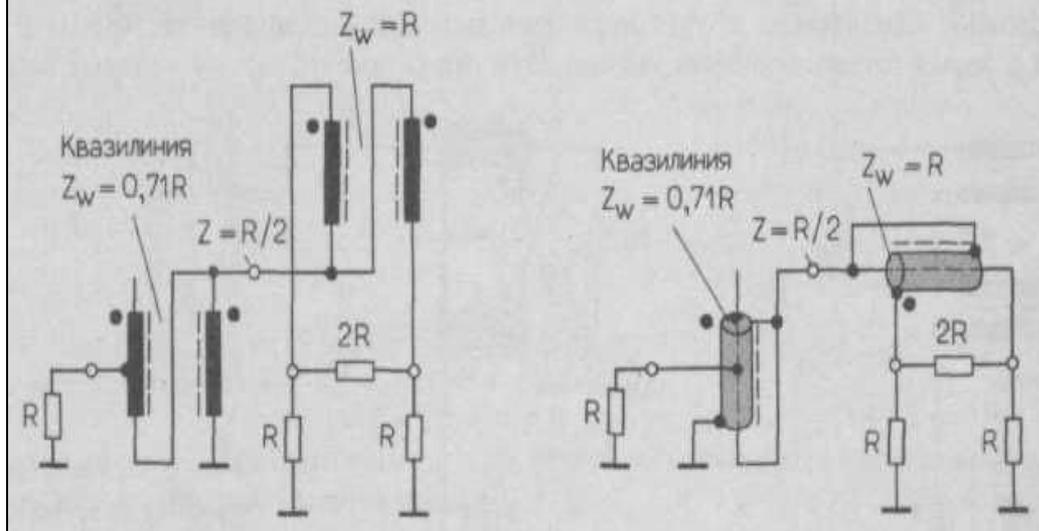
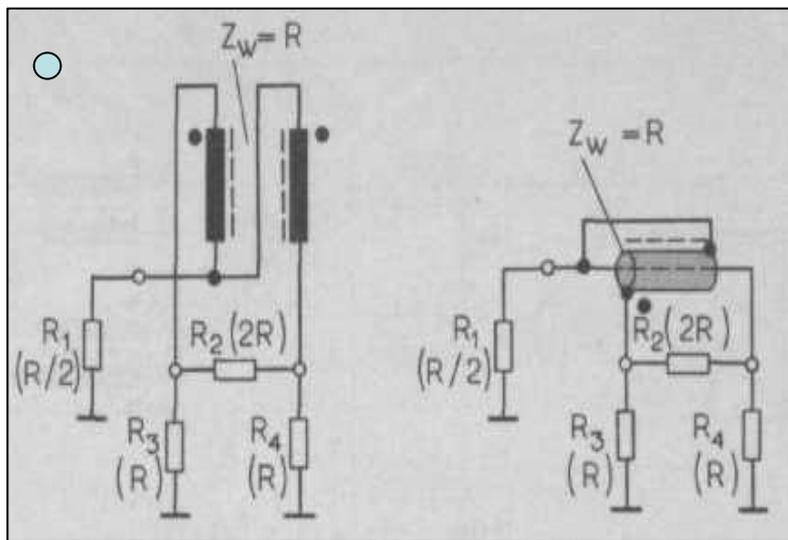
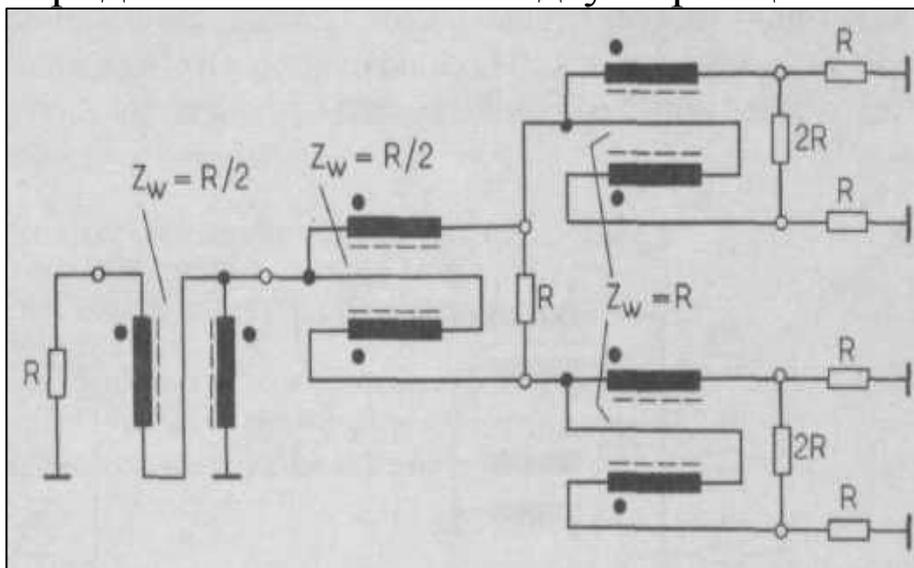


Схема симметрирующего трансформатора на линиях и расположение обмоток на тороидальном сердечнике с коэффициентом трансформации сопротивлений 1:1/4

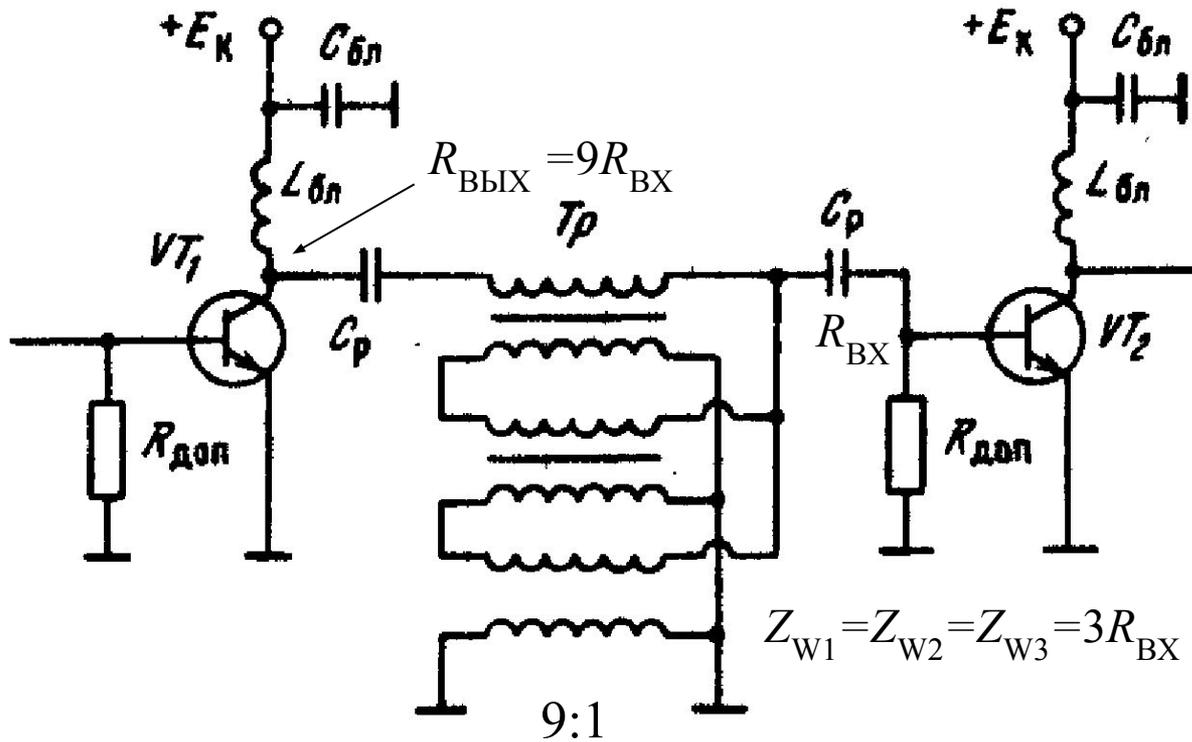


$$Z_{Л} = (R_{Н} R_{ВХ})^{0,5} = R(0,5 * 1)^{0,5} = 0,707R$$

Схемы  $0^\circ$ -гибридных ответвителей с двумя расщепляющими цепями.



Схемы двух  $0^\circ$ -гибридных ответвителей с четырьмя расщепляющими цепями с одинаковыми входными и выходными сопротивлениями.



Межкаскадная цепь согласования на трансформаторе из трех линий, включенных на входе последовательно, а на выходе – параллельно.

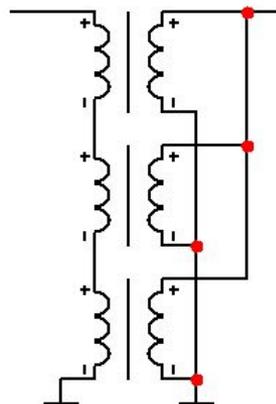
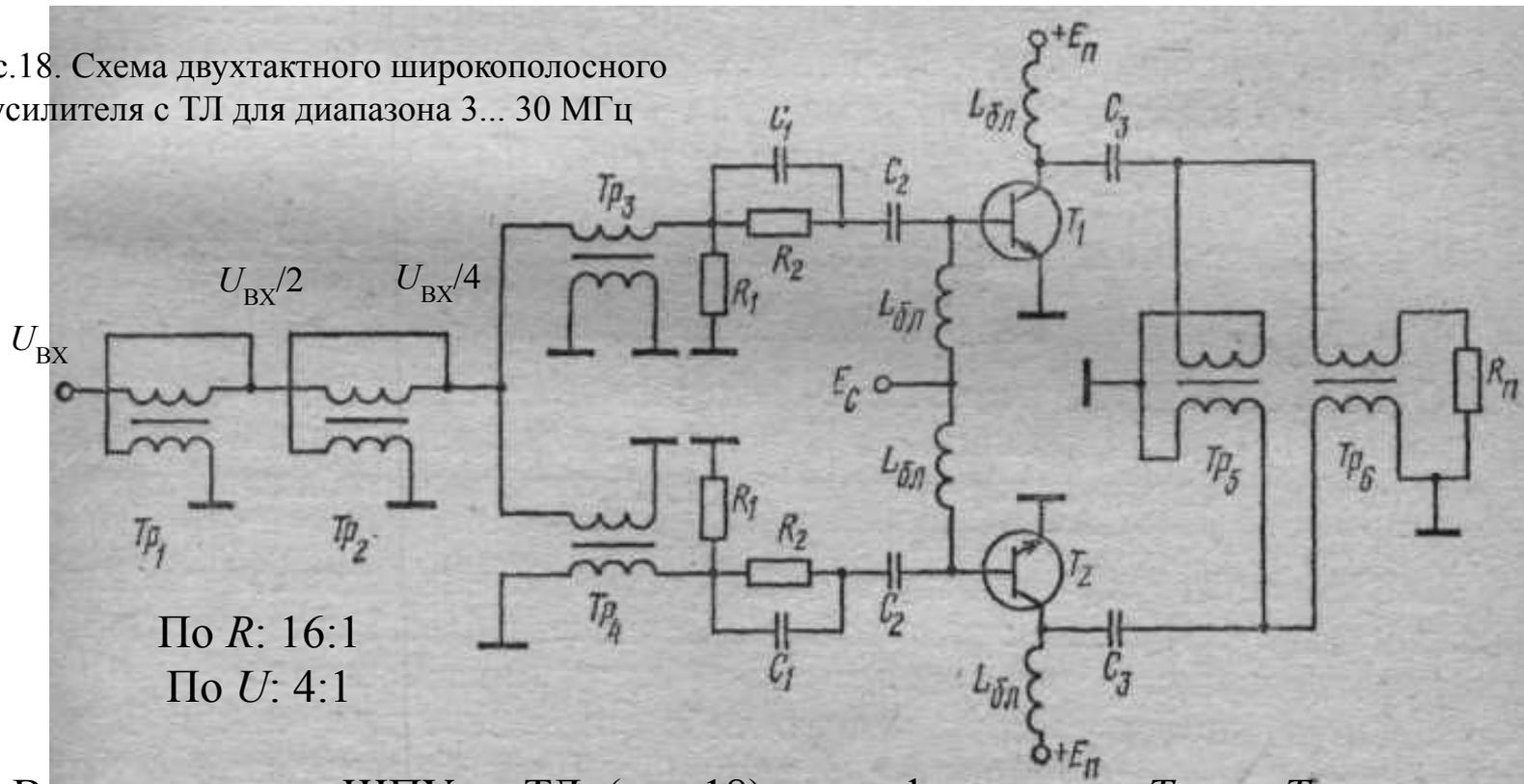


Рис.18. Схема двухтактного широкополосного усилителя с ТЛ для диапазона 3... 30 МГц



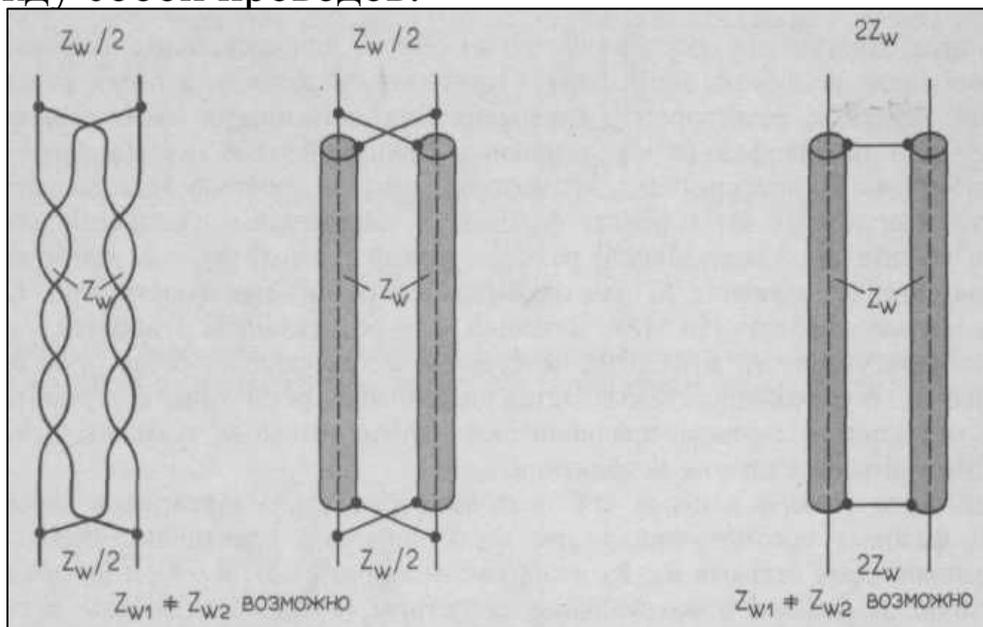
В двухтактном ШПУ с ТЛ (рис.18) трансформаторы  $Tr_1$  и  $Tr_2$  имеют общий коэффициент трансформации по  $U$ , равный 4 (по сопротивлению в 16 раз). Трансформаторы  $Tr_3$  и  $Tr_4$  создают противофазное напряжение возбуждения.

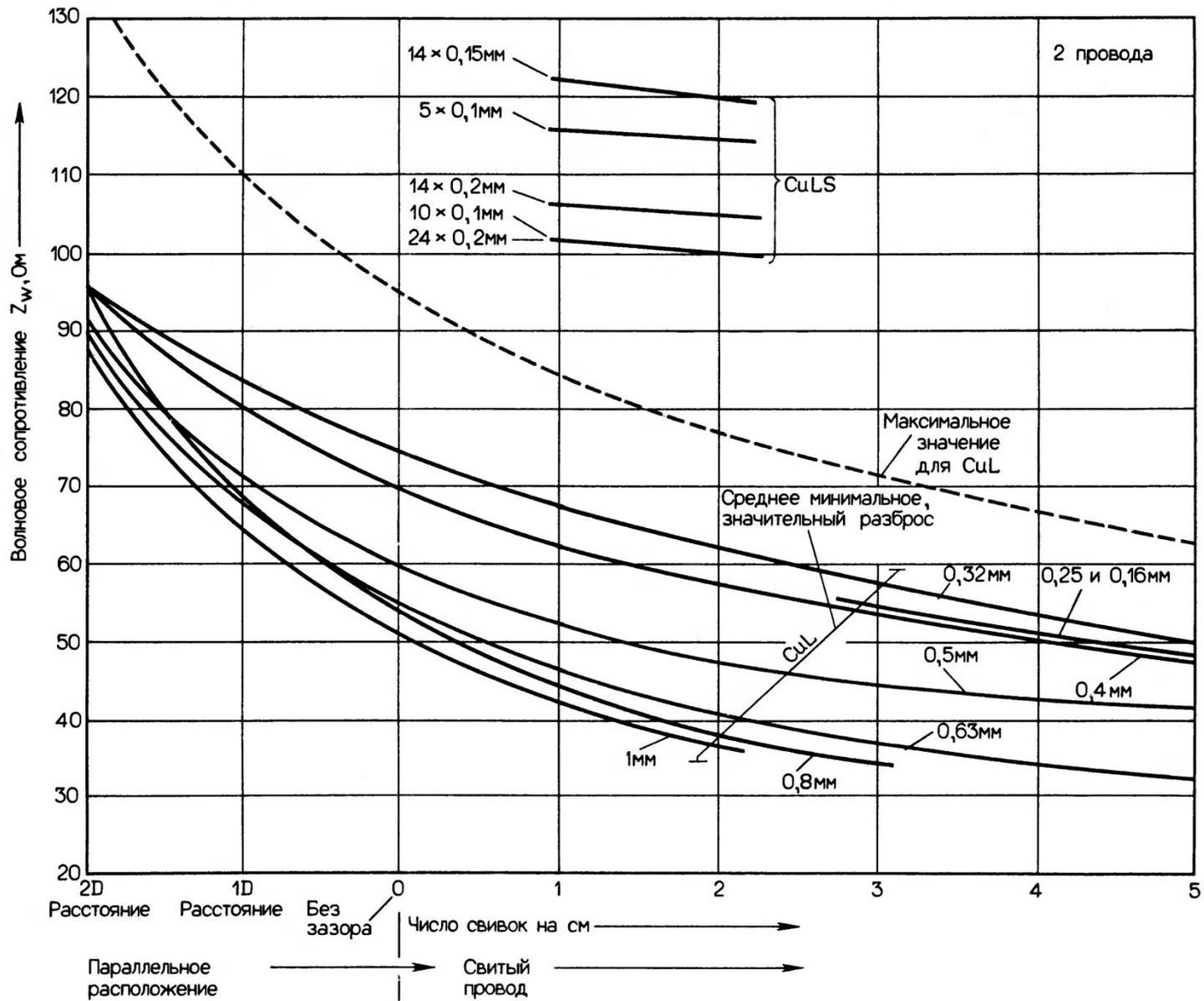
Цепи  $R_1R_2C_1$  выполняют функции коррекции спада  $\beta$  транзисторов в верхней части диапазона и приближенное согласование во всем рабочем диапазоне частот на входах трансформаторов  $Tr_3$  и  $Tr_4$ . Конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$  разделительные. Трансформатор  $Tr_5$  необходим при режиме класса В для попеременного замыкания выходной цепи, так как в любой момент времени один из транзисторов закрыт. Общая точка обмоток  $Tr_5$  заземлена.  $Tr_6$  преобразует несимметричную нагрузку  $R_{II}$  в симметричную.

Волновые сопротивления линий всех трансформаторов в оптимальном случае должны быть согласованы с сопротивлением их нагрузок. Однако даже при комплексной нагрузке, когда неизбежны отражения в линиях, образующих ТЛ, частотные характеристики ТЛ оказываются более равномерными, чем у обычных трансформаторов.

Рассмотрены простейшие ТЛ. Их нижняя рабочая частота ограничена конечным значением магнитной проницаемости феррита  $\mu$ . Для расширения рабочего диапазона ТЛ в области низких частот применяют корректирующие элементы, конденсаторы и дополнительные симметрирующие обмотки.

Для расширения возможностей трансформации сопротивлений схем на линиях можно использовать параллельное и (или) последовательное соединений симметричных и коаксиальных линий, а также использование линий в виде скрученных между собой проводов.





Номограмма для определения волнового сопротивления  $Z_w$  двухпроводных линий.

# Порядок расчета ТДЛ

**Исходные данные:** назначение и схема трансформатора (повышающий или понижающий, симметричный или несимметричный по входу и выходу); граничные частоты  $f_H$  и  $f_B$ ; трансформируемые сопротивления  $R_H$  и  $R_{ВХ}$ ; мощность  $P_H$ , передаваемая в нагрузку. Расчет ведут в следующей последовательности.

1. Составляют схему трансформатора. Основной является схема рис. 3.12 на  $N$  линиях с одинаковыми волновыми сопротивлениями, включенными параллельно или последовательно по входу и выходу. Такой трансформатор обеспечивает дискретный коэффициент трансформации по напряжению  $U_H/U_{ВХ} = N$  (или  $= 1/N$ ) и соответственно по сопротивлениям  $R_H/R_{ВХ} = N^2$  (или  $= 1/N^2$ ). При несимметричном входе (выходе) число линий ограничивают тремя-четырьмя, чтобы на некоторых из них не оказывалось неоправданно больших напряжений.

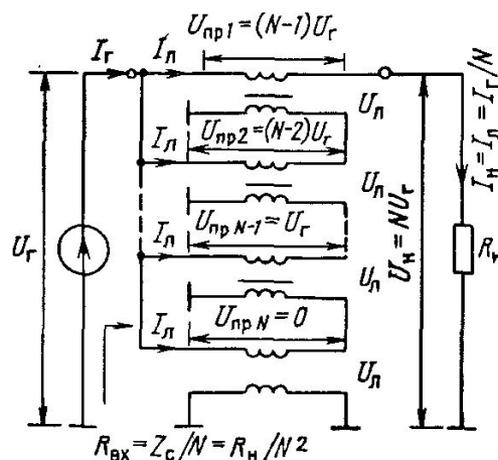


Рис. 3.12

При симметричных входе и выходе (см. рис. 3.13, а, б) число линий может быть увеличено до пяти-семи. Трансформаторы для перехода от несимметричной к симметричной (и наоборот) нагрузкам, в том числе для подключения двухтактных ГВВ, строят по схемам рис. 3.13, в-д и

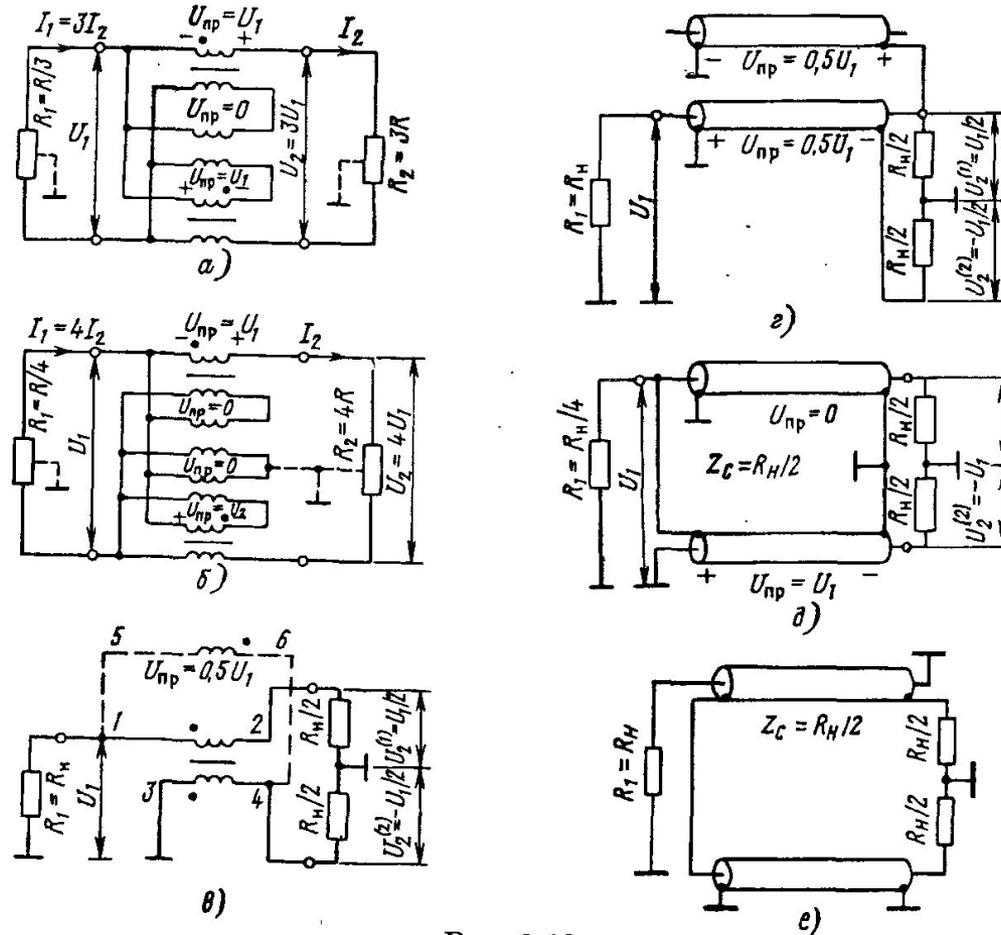


Рис. 3.13

При заданном  $R_H$  (или  $R_{вх}$ ) уточняют  $R_{вх}$  (или  $R_H$ ), связанные между собой через  $N^2$

2. Определяют волновое сопротивление линий. Для схемы Рис. 3.12 по формуле:

$$Z_c = \sqrt{R_{BX} R_T}$$

Для прочих трансформаторов – в соответствии с пояснениями на рисунке 3.13

3. При заданных  $P_H$  и  $R_H$  определяют амплитудные значения напряжения  $U_H = \sqrt{2P_H R_H}$  и тока  $I_H = \sqrt{2P_H / R_H}$  на сопротивлении нагрузки  $R_H$  и затем напряжения  $U_L$ , токи  $I_L$  в линиях, продольные напряжения  $U_{пр}$  на линиях согласно обозначениям на рис. 3.12-3.13

4. Рассчитывают требуемую продольную индуктивность проводников линии,  $\Gamma_H$ :

$$L_{пр.треб} \geq \frac{2}{\alpha_1} \frac{U_{пр}}{I_L} \frac{1}{2\pi f_H}, \quad (3.9)$$

где  $\alpha_1$  берут из табл. 3.7 (см. ниже) для  $m = 1$  исходя из допустимой неравномерности АЧХ на низких частотах  $f \rightarrow f_H$ .

$\delta$	$\Delta a$ , дБ	КБВ $_{\phi \min}$	$m = 1$ ( $r = 1$ )
			$\alpha_1$
0,0001	0,0004	0,980	0,0200
0,0004	0,0017	0,960	0,0400
0,0009	0,0039	0,940	0,0600
0,0025	0,0109	0,895	0,1001
0,0041	0,0279	0,850	0,1605
0,0098	0,0436	0,820	0,2010
0,0225	0,0988	0,738	0,3034
0,0400	0,1773	0,666	0,4082
0,0625	0,2803	0,600	0,5164
0,2500	1,2494	0,333	1,1547

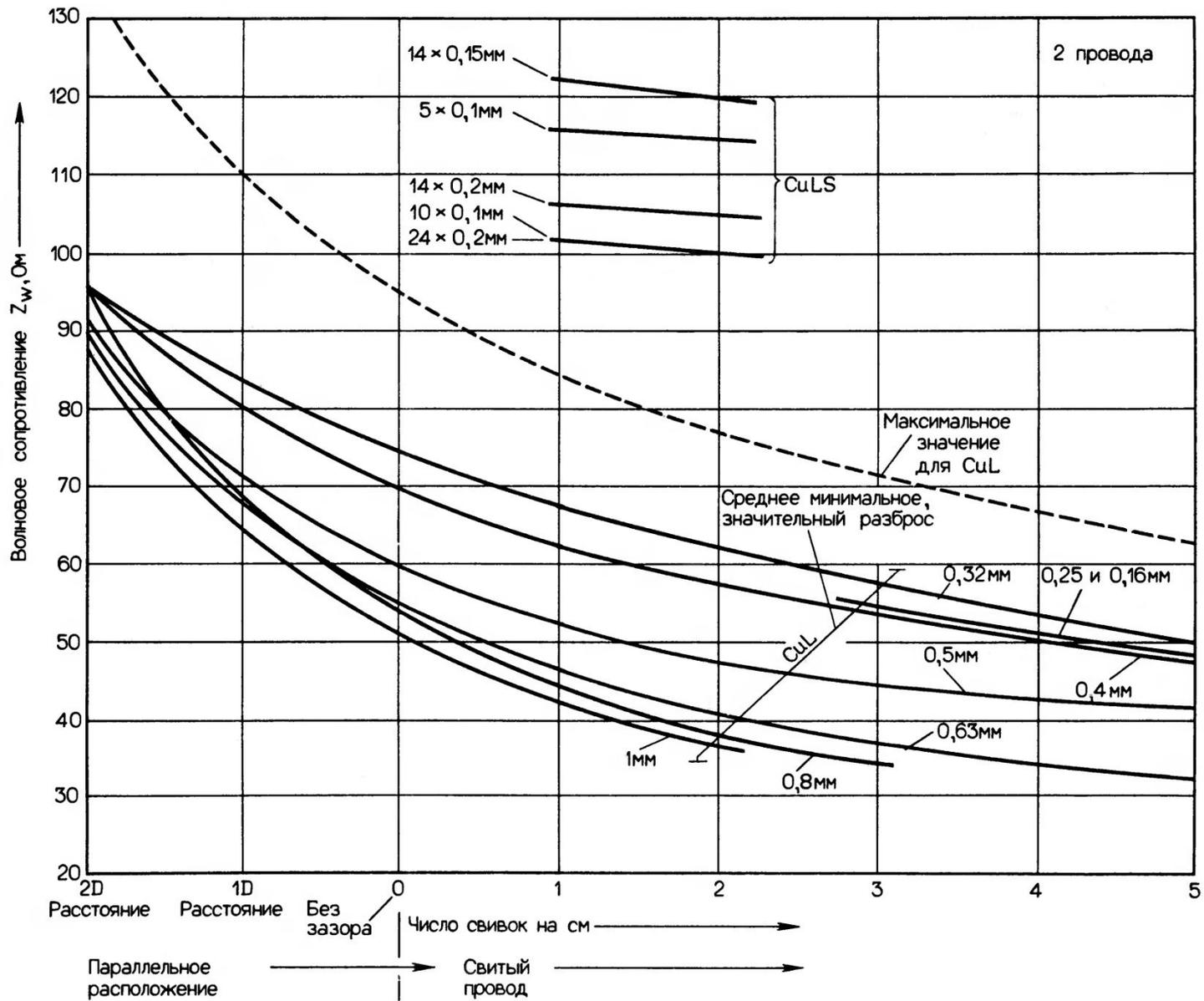
5. Выбираем линию.

Коаксиальные кабели выпускаются с волновыми сопротивлениями 37,5; 50; 75; 87; 100; 150 и 200 Ом.

Полосковые линии выпускаются с волновыми сопротивлениями 3,2; 4,7; 6,3; 9,4; 12,5 и 18,8 Ом.

Волновое сопротивление витой пары можно определить по графику, приведенному на следующем слайде.

Кабель выбирают так, чтобы его волновое сопротивление  $Z_c$  отклонялось от требуемого не более чем на  $\pm 10...20\%$ , что обеспечивает коэффициент бегущей волны трансформатора  $K_{БВ_{тр}} = Z_{c.треб}/Z_c$  при  $Z_{c.треб} < Z_c$  или  $Z_c/Z_{c.треб}$  при  $Z_{c.треб} > Z_c$  не ниже 0,8...0,9. В



Волновое сопротивление витой пары

6. Определяют геометрическую длину линий в сантиметрах:

$$l = \frac{\theta}{360^\circ} \frac{c}{\sqrt{\epsilon}} \frac{1}{f_B}, \quad (3.11)$$

где  $\theta$  — электрическая длина линии, град.;  $c = 3 \cdot 10^{10}$  см/с — скорость света;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость диэлектрика (в плосковых и коаксиальных кабелях в качестве диэлектрика используется фторопласт с  $\epsilon = 2,1$ );  $f_B$  — частота, Гц. Ограничение на  $\theta_{\min}$  снизу следует из условия достижения необходимой величины  $L_{\text{пр}}$  (см. п. 9). Ограничения на  $\theta_{\max} < 20 \dots 55^\circ$  при  $Z_c \approx Z_{c.\text{треб}}$  и  $\theta_{\max} < 20 \dots 25^\circ$  при  $Z_c > Z_{c.\text{треб}}$ . Значения  $\theta_{\max}$  для трансформаторов-линий, используемых в двухтактных генераторах и в мостовых схемах суммирования (деления) мощности, берут из § 2.2 и 3.7. Практически стремятся уменьшить длину линии до геометрически приемлемых размеров, обеспечивая при этом  $L_{\text{пр.треб}}$  и, конечно, не превышая  $\theta_{\max}$ .

7. При выборе ферритового сердечника в первую очередь учитывают уровень мощности. При мощности в линии не более 10...30 Вт магнитная индукция  $B_{\text{раб}}$  (в теслах) обычно не превышает 0,001. В этом случае марку феррита выбирают по табл. 3.4 из условия обеспечения добротности  $Q$  не ниже 10 на частоте  $f_{\text{в}}$ . Желательно, чтобы  $f_{\text{в}}$  была близка к  $f_{\text{кр}}$  или  $f_{\text{изм}}$  (см. табл. 3.4). При этом феррит будет иметь наибольшую начальную магнитную проницаемость  $\mu_{\text{н}}$  и, следовательно, будет обеспечиваться наибольшая продольная индуктивность  $L_{\text{пр}}$ . Размеры (сечение, объем) и число ферритовых колец (или трубок) выбирают из условия получения требуемой индуктивности  $L_{\text{пр}}$ , а также из возможности размещения линии (или линий) на них.

При мощности в линии более 10...30 Вт для обеспечения теплового режима марку феррита, сечение и объем ферритовых сердечников выбирают так, чтобы значение магнитной индукции  $B_{\text{раб}}$  не превышало 0,03 на 0,15 МГц; 0,01 на 1 МГц и 0,0002...0,0006 на 30 МГц [1.44].

Величина  $B_{f_{\text{раб max}}}$  в теслах:

$$B_{f_{\text{раб max}}} \leq \sqrt{P'_{\text{ф}} \mu_{\text{н}} Q(B_f, f) / (2,5f)}, \quad (3.12)$$

где  $P'_{\Phi}$  — допустимые удельные тепловые потери в феррите, Вт/см<sup>3</sup>. При естественном охлаждении для кольцевых сердечников с наружным диаметром  $D = 15 \dots 18$  см  $P'_{\Phi} \leq 0,05 \dots 0,08$  Вт/см<sup>3</sup>, а для малогабаритных колец с  $D = 3 \dots 4$  см  $P'_{\Phi} \leq 0,3 \dots 1,5$  Вт/см<sup>3</sup> (при использовании дополнительного охлаждения, например при установке радиаторов, или при жидкостном охлаждении эти допуски могут быть увеличены в 3...5 раз);  $\mu$  и  $Q$  берут из табл. 3.4. Расчеты  $V_{f_{\text{раб}}}$  выполняют на  $f$ , равных  $f_H$  и  $f_B$ , причем, поскольку  $Q$  зависит от  $V_f$ , могут потребоваться повторные перерасчеты.

Марка феррита	Номинальное значение $\mu_H$	Предельное отклонение $\mu_H$	$f_{кр}$ , МГц, при $Q$ , равной		$Q$ , не менее, при $B$ , Тл				$f_{изм}$ , МГц	
			50	10	0,001	0,0075	0,01	0,02		
2000 НН	2000	+400 -200	—	0,1	—	6	—	—	0,1	
1500 НМ	1500	±300	0,1	0,6	—	—	20	—	0,5	
1000 НМ	1000	±200	0,2	0,6	—	—	20	—	0,5	
400 НН-1	400	±80	3,9	6,0	—	50	30	—	3,0	
100 НН	100	±20	15	30	—	—	50	—	6,0	
50 ВНС	50	+10	70	80	300	—	—	150	8,0	
		-5			160	—	—	—	30,0	
90 ВНС	90	±10	30	40	230	—	—	130	8,0	
					60	—	—	—	30,0	
200 ВНС	200	±20	5	11	130	—	—	80	3,0	
					40	—	—	—	30,0	
300 ВНС	300		4	8	90	—	—	30	3,0	
700 НМ	700		2	3		100				0,1
						140				1,0
						40				2,0
						15				3,0
						3,0				5,0

8. Выбирают конструкцию трансформатора и сердечников. Конструкция трансформатора зависит от длины линии, ее диаметра или сечения (табл. 3.3, рис. 3.16), а также от геометрических размеров ферритовых колец или трубок (рис. 3.17), типоразмеры которых даются в табл. 3.5 и 3.6. В конструкции на рис. 3.18,а на линию надевают ферритовые кольца или трубки, условно ее можно назвать одновитковой ( $w = 1$ ). В конструкции рис. 3.18,б,в линия наматывается на ферритовое кольцо (или два-три кольца) либо трубку достаточно малой высоты. В этом случае линия образует несколько витков ( $w > 1$ ). В конструкции рис. 3.18,б сечение ферритового кольца (или трубки) достаточно близко к квадрату, так что намотанная на них линия образует витки, близкие к окружностям. Если результирующее сечение ферритовых колец или трубок близко к прямоугольному (рис. 3.18,в), то используется конструкция типа "бинокль" (рис. 3.18,г), сочетающая оба способа взаимного расположения линии и ферритовых колец или трубок. Выпускаются специальные ферриты с двумя отверстиями, предназначенные для такой конструкции (см. рис. 3.17,в).

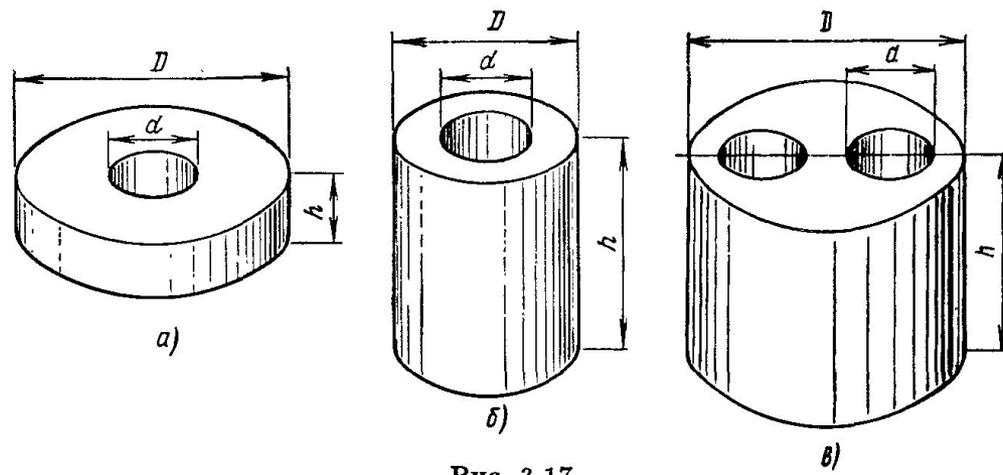


Рис. 3.17

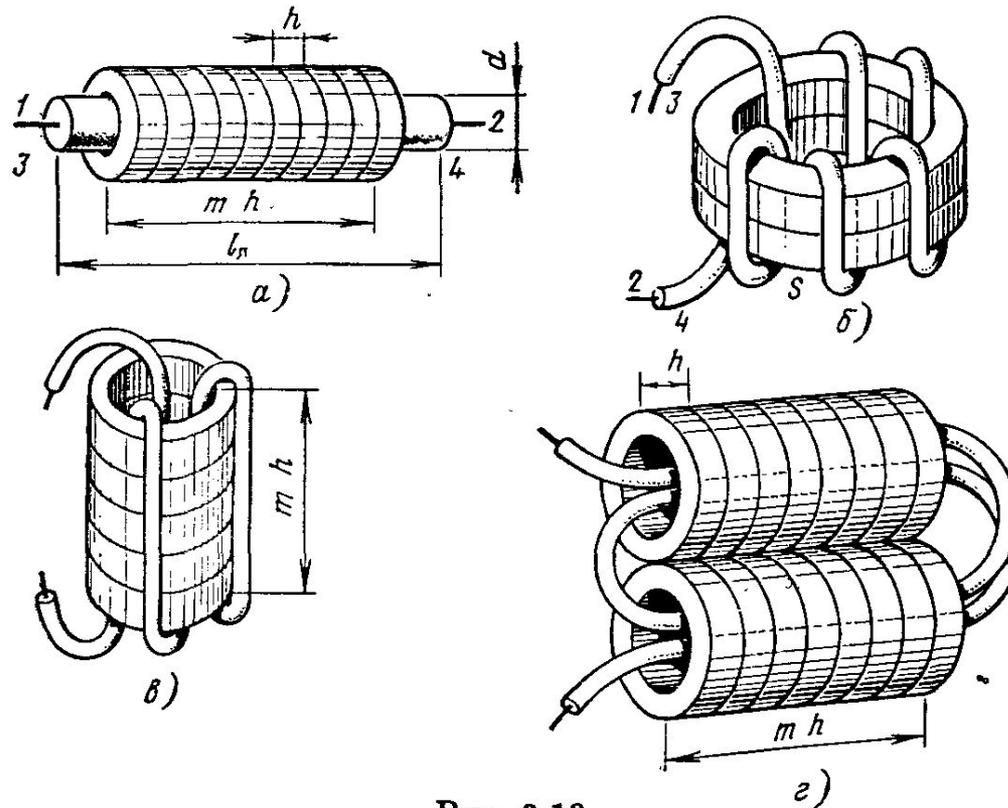


Рис. 3.18

Одновитковую конструкцию (рис. 3.18,а) применяют на достаточно высоких частотах ( $f_{\text{в}} > 30 \dots 100$  МГц), когда геометрическая длина линии получается малой. Такая конструкция удобна и при недостаточно гибких кабелях большого диаметра, рассчитанных на большие мощности. В такой конструкции величина  $L_{\text{пр}}$  оказывается существенно ниже, и поэтому нижняя граничная частота обычно оказывается не менее 1...5 МГц.

Внутренний диаметр ферритовых колец (или трубок)  $d$  должен незначительно превышать диаметр (сечение) линии, а число  $m$  колец (или трубок) стремятся выбрать так, чтобы они закрывали всю линию (см. рис. 3.18,а), т.е.  $m \leq \ell_{\text{л}}/h$ , где  $h$  — толщина одного кольца или трубки.

Максимальная индукция и продольная индуктивность [1.44]

$$B_{f_{\text{раб}} \text{ max}} = 10^4 U_{\text{пр}}^{(\text{амп})} / \pi f d \ell \ln(D/d); \quad (3.13a)$$

$$L_{\text{пр}} \approx 2 \cdot 10^{-4} \mu_{\text{н}} \ell_{\text{л}} \ln(D/d). \quad (3.14a)$$

Поскольку  $B_{f_{\text{раб}}}$  не должна превышать (3.12), а  $L_{\text{пр}}$  не должна быть ниже (3.9), из (3.13а) и (3.14а) находим ограничения

$$\ln(D/d) \geq k_1 = 10^4 U_{\text{пр}} / (\pi f d \ell_{\text{л}} B_{f_{\text{раб}} \text{ max}}); \quad (3.15a)$$

$$\ln(D/d) \geq k_2 = 5 \cdot 10^8 L_{\text{пр.треб}} / (\mu_{\text{н}} \ell_{\text{л}}). \quad (3.15б)$$

Расчеты  $B_{f_{\text{раб}} \text{ max}}$  по (3.12) и затем  $k_1$  по (3.15а) проводят на граничных частотах  $f_{\text{н}}$  и  $f_{\text{в}}$ . Из двух  $k_1$  и  $k_2$  берут максимальное и определяют наружный диаметр колец или трубок:  $D \geq d e^{k_{\text{max}}}$ . При известных внутреннем и наружном диаметрах  $d$  и  $D$  подбирают кольца или трубки (табл. 3.5 и 3.6) и определяют их число  $m \leq \ell_{\text{л}}/h$ . Отметим, что, если  $D$  оказывается много больше  $d$ , необходимо увеличить длину линии  $\ell_{\text{л}}$ .

Таблица 3.5

Типоразмеры стандартных кольцевых ферритовых сердечников (рис. 3.17, а)

Внешний диаметр $D$ , мм	Внутренний диаметр $d$ , мм	Высота $h$ , мм	Внешний диаметр $D$ , мм	Внутренний диаметр $d$ , мм	Высота $h$ , мм
6,0	2,5	1,8	31,0	18,5	7,0
	3,0	2,4	32,0	16,0	8,0; 12,0
7,0	4,0	1,5; 2,0		20,0	6,0; 9,0
8,0	4,0	2,5	38,0	24,0	7,0
9,0	6,0	3,0	40,0	20,0	5,0; 7,5
10,0	4,0	3,0		24,0	12,0
	6,0	2,0...5,0		25,0	7,5; 11,0
12,0	5,0	5,5	45,0	28,0	8,0; 12,0
	6,0	4,5	50,0	25,0	6,0; 9,0
	8,0	3,0		30,0	10,0
	9,0	4,0	55,0	32,0	9,0; 12,0
13,0	5,5	5,0	65,0	40,0	6,0; 9,0; 15,0
15,0	6,0	4,5		50,0	6,0; 20,0
16,0	4,0	2,5	70,0	50,0	10,0
	8,0	6,0	80,0	50,0	7,5; 11,0
	10,0	4,5	90,0	70,0	10,0
17,5	8,2	5,0	100,0	60,0	10,0; 15,0
18,0	9,0	5,0	110,0	85,0	10,0
	14,0	12,0	120,0	80,0	10,0
20,0	10,0	5,0; 7,5	125,0	80,0	8,0; 12,0; 18,0
	12,0	4,0; 6; 7,5	140,0	90,0	20,0
21,0	11,0	5,0	180,0	110,0	20,0
25,0	12,0	6,0; 9,0		115,0	12,0
	15,0	7,5	200,0	145,0	20,0
28,0	16,0	6,0; 9,0	250,0	170,0	25,0

Таблица 3.6

Типоразмеры стандартных трубчатых ферритовых сердечников (рис. 3.17, б)

Внешний диаметр $D$ , мм	Внутренний диаметр $d$ , мм	Высота $h$ , мм	Внешний диаметр $D$ , мм	Внутренний диаметр $d$ , мм	Высота $h$ , мм
6,3	2,0	16,0...45,0	10,0	4,0	10,0...63,0
	2,6	16,0...45,0		7,1	10,0...63,0
	3,0	8,0...12,0		8,0	25,0
8,0	2,8	18,0	12,0	5,0	10,0...63,0
	4,0	10,0...63,0	14,0	8,0	20,0...63,0
	5,0	25,0...63,0	16,0	8,0	20,0...63,0

Многовитковая конструкция (рис. 3.18, б-г) удобна при использовании гибких линий достаточно большой длины, что позволяет наматывать их на ферритовые кольца или трубки. При согласованной нагрузке ( $K_{БВ_{тр}} \approx 1$ ) электрическая длина линии может быть достаточно большой ( $\theta = 45 \dots 55^\circ$  и выше) на верхней частоте  $f_{в}$ . Поэтому геометрическая длина линии получается большой, что обеспечивает значительную продольную индуктивность и снижает нижнюю граничную частоту  $f_{н}$ .

При такой конструкции во внутреннее отверстие ферритовых колец или трубок должно свободно проходить заданное число  $w$  витков линии (или линий). Конструкцию трансформатора (см. рис. 3.18, б-г) выбирают в зависимости от длины и геометрических размеров сечения линии (или линий) и сечения ферритовых колец или трубок. Сначала находят амплитуду магнитной индукции в сердечнике:

$$B_{f_{раб\ max}} = 10^4 U_{пр} / (2\pi f S w), \quad (3.136)$$

где  $S = 0,5\pi h(D - d)$  — сечение сердечника, см.

Число витков [3.5]

$$w = 2,5 \cdot 10^4 \pi f L_{пр} (D + d) B_{f_{раб\ max}} / (\mu_{н} U_{пр}). \quad (3.16)$$

После подстановки (3.16) в (3.136) определяют необходимый объем сердечника:

$$V = \pi \frac{D + d}{2} S \geq \frac{\mu_{н} U_{пр}^2}{10\pi f^2 B_{f_{раб\ max}}^2 L_{пр.тр\ еб}}, \quad (3.17)$$

где  $L_{пр.тр\ еб}$  подставляют из (3.9), а  $B_{f_{раб\ max}}$  рассчитывают по (3.12) на частотах  $f_{н}$  и  $f_{в}$ .

9. Подбирают  $m$  колец или трубок так, чтобы их объем  $V_m = mV_1 = (m/4)\pi(D^2 - d^2)$  был не ниже  $V_{\min}$  согласно (3.17). Уточняют значение продольной индуктивности: для одновитковой конструкции — по (3.14а), в которую подставляют  $\ell_{\text{л}} = mh$ ; для многовитковой конструкции сначала определяют число витков:

$$w = \frac{(0,7 \dots 0,9)\ell_{\text{л}}}{D - d + 2mh + 4b^*} \text{ для конструкции на рис. 3.18, б, в; } \quad (3.18\text{а})$$

$$w = \frac{(0,7 \dots 0,9)\ell_{\text{л}}}{2(D - d) + mh + 4b^*} \text{ для конструкции на рис. 3.18, г, } \quad (3.18\text{б})$$

где  $b^* = b$  — толщина или  $b^* = a$  — внешний диаметр кабеля (рис. 3.16), и затем рассчитывают [2.3]

$$L_{\text{пр.расч}} = 0,4 \cdot 10^{-8} \mu_{\text{н}} w^2 S D_{\text{ср}}, \quad (3.14\text{в})$$

где  $D_{\text{ср}} = 0,5(D + d)$ .

Значение  $L_{\text{пр.расч}}$  должно быть не меньше  $L_{\text{пр.треб}}$ . Отметим, что для достижения максимальной  $L_{\text{пр.расч}}$  в одновитковой конструкции надо стремиться увеличивать отношение  $D/d$ , для чего диаметр колец или трубок выбирать близким к диаметру (сечению) линии (линий). В многовитковой конструкции нужно увеличивать также отношение  $D/d$  и число витков. Для этого желательно, чтобы форма сечения феррита была ближе к квадрату; наматывать линию на феррит надо вплотную виток к витку. Кроме того, надо стремиться снижать размеры ферритовых колец (трубок), чтобы линия (линии) размещалась равномерно по всей окружности и заполняла полностью внутренний диаметр. Если все же  $L_{\text{пр.расч}} < L_{\text{пр.треб}}$ , то надо увеличить длину линии  $\ell_{\text{л}}$ . Наоборот, если  $L_{\text{пр.расч}}$  значительно больше  $L_{\text{пр.треб}}$ , нужно уменьшать  $\ell_{\text{л}}$ , т.е. снижать  $\theta$ . Все это может потребовать изменения размеров и конструкции трансформатора. Практически после расчета и изготовления трансформатора измеряют продольную индуктивность внутреннего или наружного проводника линии на частоте, близкой к  $f_{\text{н}}$ , и при напряжении, близком к расчетному  $U_{\text{пр}}$ .

10. Определяют магнитную индукцию  $B_{f\text{раб}}$  для одновитковой конструкции по (3.13а) при  $\ell_{\text{л}} = mh$ , для многовитковой — по (3.13б).

11. Определяют удельные тепловые потери в феррите:

$$p'_{\text{ф}} = 2,5fB_{f\text{раб}}^2/[\mu_{\text{н}}Q(B_f, f)], \text{ Вт/см}^3,$$

где  $Q(B_f, f)$  уточняют по табл. 3.4.

Расчеты  $B_{f\text{раб}}$  и затем  $p'_{\text{ф}}$  надо проводить в диапазоне от  $f_{\text{н}}$  до  $f_{\text{в}}$ , чтобы определить наибольшее  $p'_{\text{ф}\text{max}}$ .

12. Рассчитывают мощность потерь в объеме  $m$  сердечников:

$$P_{\text{ф}} = 0,25m\pi(D^2 - d^2)hp'_{\text{ф}\text{max}}, \text{ Вт.}$$

13. Определяют потери в линиях на частоте  $f$ :

$$a = a_0(f/f_0)^n \ell_{\text{л}}, \text{ дБ,}$$

где значения  $a_0$  и  $f_0$  берут из табл. 3.3 или [3.9, табл. 7.1–7.13];  $n$  — показатель степени (принимают равным 0,5...1,0);  $\ell_{\text{л}}$  — геометрическая длина линии, м.

14. Рассчитывают КПД трансформатора  $\eta = 10^{-0,1a} P_{\text{н}}/(P_{\text{н}} + P_{\text{ф}})$ .

Для трансформатора, работающего на низкие нагрузочные сопротивления (доли ома), так что  $Z_{\text{с.треб}} < Z_{\text{с}}$ , находят эквивалентное входное сопротивление, определяемое последовательным включением сопротивления  $R_{\text{вх}} = N^2 R_{\text{н}}$  и индуктивности (рис. 3.19):

$$L_{\text{вх.тр}} = NZ_{\text{с}}\ell_{\text{л}}\sqrt{\epsilon}/c.$$

Отметим, что в общем случае при комплексной низкоомной нагрузке надо вместо  $R_{\text{вх}}$  записывать  $Z_{\text{вх}} = N^2 Z_{\text{н}}$ .

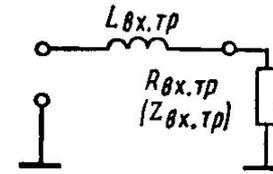


Рис. 3.19

**Пример.** Рассчитать повышающий трансформатор с несимметричными входом и выходом; диапазон частот 2...30 МГц; трансформируемые сопротивления  $R_{\text{н}} = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_{\text{вх}} = 5 \text{ Ом}$ ; мощность в нагрузке  $P_{\text{н}} = 100 \text{ Вт}$ ; КБВ трансформатора не ниже 0,85.

1. Выбираем схему трансформатора на рис. 3.12. Определяем число линий  $N = \sqrt{R_{\text{н}}/R_{\text{вх}}} = 3,2$ , округляем до трех и уточняем входное сопротивление  $R_{\text{вх}} = 50/9 = 5,5 \text{ Ом}$ .

2. Необходимое волновое сопротивление линии  $Z_c = \sqrt{50 \cdot 5,5} = 16,58 \text{ Ом}$ .

3. Амплитудные значения напряжения и тока в нагрузке  $U_{\text{н}} = \sqrt{2 \cdot 100 \cdot 50} = 100 \text{ В}$ ,  $I_{\text{н}} = \sqrt{2 \cdot 100/50} = 2 \text{ А}$ ; напряжения и токи в линиях  $U_{\text{л}} = U_{\text{н}}/3 = 100/3 = 33,3 \text{ В}$ ,  $I_{\text{л}} = I_{\text{н}} = 2 \text{ А}$ ; продольные напряжения  $U_{\text{пр1}} = 66,6 \text{ В}$ ,  $U_{\text{пр2}} = 33,3 \text{ В}$ ,  $U_{\text{пр3}} = 0$ ; индуктивности  $L_{\text{пр.треб1}} = (1/0,1)(66,6/2)(1/2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^6) = 0,027 \text{ мГн}$  (по табл. 3.7 приняли  $\alpha_1 = 0,1$  для  $m = 1$  при  $\text{КБВ}_{\text{тр}} > 0,895$  на  $f \rightarrow f_{\text{н}}$ ),  $L_{\text{пр.треб2}} = 0,0135 \text{ мГн}$ ,  $L_{\text{пр.треб3}} = 0$ .

4. По табл. 3.3 выбираем полосковый кабель РП18-5-11 с волновым сопротивлением  $Z_c = 18,8 \text{ Ом}$  и геометрическими размерами  $a = 5,7 \text{ мм}$ ,  $b = 1,7 \text{ мм}$ . Рассчитываем на  $f > f_{\text{н}}$   $\text{КБВ}_{\text{тр}} = 16,58/18,8 = 0,88$ . Определяем  $U_{\text{доп}} = \sqrt{1,76/30,0 \cdot 145} = 36 \text{ В}$ ,  $I_{\text{доп}} = \sqrt[4]{1,76/30,0 \cdot 8} = 4 \text{ А}$  на частоте  $f_{\text{в}} = 30 \text{ МГц}$ .

5. Определяем геометрическую длину линий  $l_{\text{л}} = \frac{45}{360} \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{2,1}} \frac{1}{30 \cdot 10^6} = 89 \text{ см}$  (при  $\theta = 45^\circ$ ).

6. По табл. 3.4 выбираем феррит 200ВНС с  $\mu_{\text{н}} = 200$ ;  $Q = 130$  при  $B = 0,001 \text{ Тл}$  и  $Q = 80$  при  $B = 0,02 \text{ Тл}$  на  $f = 3 \text{ МГц}$  и  $Q = 40$  при  $B = 0,001 \text{ Тл}$  на  $f = 10 \text{ МГц}$ .

Определяем  $B_2 \leq \sqrt{(0,2 \dots 1,0) \cdot 200 \cdot 130 / 2,5 \cdot 2 \cdot 10^6} = 0,03 \dots 0,072$  Тл на  $f = 2$  МГц при  $P'_\phi = 0,2 \dots 1,0$  Вт/см<sup>3</sup>. Поскольку  $B_2 > 0,001$  Тл, уточняем при  $Q = 80$  значение  $B_2 = 0,0235 \dots 0,0565$  Тл. Аналогично определяем значение  $B_{f_{\text{раб max}}}$  на  $f = 30$  МГц:  $B_{30} \leq \sqrt{(0,2 \dots 1,0) \cdot 200 \cdot 20 / 2,5 \cdot 30 \cdot 10^6} = 0,003 \dots 0,0072$  Тл. С запасом принимаем  $B_2 \approx 0,015$  на 2 МГц и  $B_{30} \approx 0,002$  на 30 МГц.

7. Выбираем многовитковую конструкцию на рис. 3.18,б. Определяем минимальный объем феррита для первой линии:

$$V_{\min} = \frac{66,6^2 \cdot 200}{10 \cdot 3,14 \cdot (2 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,015^2 \cdot 0,026 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ см}^3$$

на  $f_H = 2$  МГц. При расчетах на 30 МГц объем получается меньше. Из табл. 3.5 выбираем сердечник с  $D = 2$  см,  $d = 1$  см,  $h = 0,75$  см и определяем его объем:  $V = 0,25 \cdot 3,14 \cdot (2^2 - 1^2) \cdot 0,75 = 1,76$  см<sup>3</sup>. Однако на таком маленьком кольце нельзя разместить кабель шириной  $a = 5,7$  см и длиной  $\ell_L = 89$  см. Поэтому из табл. 3.5 берем сердечник с гораздо большими размерами:  $D = 5$  см,  $d = 3$  см,  $h = 1$  см.

$$8. \text{ По (3.18а) определяем число витков } w = \frac{(0,7 \dots 0,9)89}{5,0 - 3,0 + 2 \cdot 1 \cdot 1 + 4 \cdot 0,17} = 15.$$

Пятнадцать витков кабеля шириной  $a = 5,7$  мм будут занимать площадь  $5,7 \times 15 = 85,5$  мм. Периметр кольца по внутреннему диаметру составляет  $\pi 30 = 94$  мм, т.е. все витки помещаются в один слой на кольце. Оценим по (3.14б) продольную индуктивность  $L_{\text{пр. расч}} = 0,4 \cdot 10^{-8} \cdot 200 \cdot 15^2 \cdot 1/4 = 0,0045$  нГн, где  $S = 0,5 \cdot 1 \cdot 1(5-3) = 1$  см<sup>2</sup>,  $D_{\text{ср}} = 0,5(5+3) = 4$  см. Поскольку  $L_{\text{пр. расч}}$  значительно больше требуемой  $L_{\text{пр. треб.}}$ , то можно уменьшить длину линии до 60 см и сократить число витков до 12. При  $w = 12$  будет  $L_{\text{пр. расч}} = 0,03$  мГн.

9. По (3.13б) оцениваем величину  $B_{2\text{раб}} = 10^4 \cdot 66,6 / (2 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 12) = 0,0044$  Тл на 2 МГц и  $B_{30\text{раб}} = 0,0003$  Тл на 30 МГц.

10. Удельные тепловые потери в феррите  $p'_\phi = 2,5 \cdot 2 \cdot 10^6 (0,0044)^2 / (200 \cdot 80) = 6,05 \cdot 10^{-3}$  Вт/см<sup>3</sup> на частоте 2 МГц при  $Q = 80$  и  $p'_\phi = 2,5 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot (0,0003)^2 / (200 \times 20) = 1,68 \cdot 10^{-3}$  Вт/см<sup>3</sup> на частоте 30 МГц при  $Q = 20$ .

11. Мощность потерь в сердечнике  $P_{\phi \text{ max}} = 0,25 \cdot 1 \cdot 3,14 \cdot (5^2 - 3^2) \cdot 6,05 \cdot 10^{-3} = 0,076$  Вт.

12. Потери в линии на частоте 30 МГц  $\alpha = 0,15 \cdot (30/30)^1 \cdot 0,6 = 0,09$ .

13. КПД трансформатора  $\eta = 10^{-0,1 \cdot 0,09} 100 / (100 + 0,1) = 0,98$ , где мощность потерь во второй линии принята 0,25 от мощности потерь в первой линии.