

- 1.1 Модели ВЧ широкополосных трансформаторов**
 - 1.2 Трансформаторы на идентичных двухпроводных линиях**
 - 1.3 Широкополосные трансформаторы на линиях с целочисленными коэффициентами трансформации**
 - 1.4 Широкополосные трансформаторы с минимальным числом линий**
 - 2. Разработка и исследование оптимального варианта ТДЛ**
 - 3. Анализ и исследование оптимального варианта ТДЛ**
 - 4. Разработка широкополосного высоколинейного экспериментального усилителя на основе выбранного оптимального ТДЛ**
- Заключение**
- Список литературы**

1.1 Модели ВЧ широкополосных трансформаторов

Устройства, выполняющие широкополосную трансформацию сопротивления, принципиально различаются для диапазонов низких и высоких (радиотехнических) частот. В низкочастотных трансформаторах правомерно не принимать во внимание непосредственную электромагнитную связь между обмотками, размещенными на магнитопроводе (М). Для них характерно, что энергия передается посредством магнитопровода и характеристики трансформатора мало зависят от изменения сопротивления нагрузки (при сохранении коэффициента трансформации). Кроме того, эти характеристики малочувствительны к изменению включения зажимов трансформатора относительно общей шины, т.е. к изменению функционального назначения трансформатора. По этому критерию трансформаторы можно разделить на несколько типов согласно табл.1.1.1.

Введем для них коэффициент K , равный отношению суммарного напряжения на обмотках трансформатора к напряжению U на его входе (со

стороны наименьшего напряжения). Для всех рассматриваемых трансформаторов примем нормированную величину $U=1$. Минимальное значение этого параметра $K_{мин}$, обусловленное функциональным назначением трансформатора, приведено в табл.1.1.1. В дальнейшем величина K понадобится для оценки эффективности использования проводников, в конечном счете широкополосности, реальных ВЧ трансформаторов.

В широкополосных трансформаторах (ШТ), работающих на высоких частотах, нельзя не учитывать непосредственную электромагнитную связь между обмотками. Это принципиальное отличие требует иного подхода к разработке схемных решений для ШТ. Для реализации максимально достижимой ширины рабочего диапазона частот необходимы рассмотрение ШТ как электрических цепей с распределенными параметрами и отыскание предельных характеристик таких цепей при трансформации сопротивлений. В таких ШТ наименьший вносимый коэффициент отражения в задаваемой рабочей полосе частот будет при определенной (номинальной) нагрузке. Это обусловлено тем, что схема замещения ШТ включает в себя реактивные элементы, образующие фильтр с равномерной характеристикой передачи только для определенной нагрузки. Подход к конструированию ШТ с позиции “интегральных” сосредоточенных элементов в схеме замещения (индуктивностей рассеяния, собственных и взаимных емкостей обмоток) не позволял реализовывать максимально достижимую рабочую полосу частот.

В попытке снять это ограничение были предложены трансформаторы, обмотки которых выполнялись двухпроводными линиями передачи [10]. В таких устройствах доминирующей в передаче энергии является непосредственная электромагнитная связь между обмотками. Схема замещения таких широкополосных трансформаторов на линиях (ШТЛ), содержащая линии передачи, достаточно точно отражает характеристики реальных конструкций ШТЛ в широкой полосе частот. В результате были созданы трансформаторы, обладающие существенно расширенным диапазоном

частот. Вместе с тем первоначальный подход к разработке схемных решений для ШТЛ в рамках согласованных двухпроводных линий приводит к значительному превышению параметра K в сравнении с его минимальным значением $K_{мин}$ в табл.1.1.1.

Табл.1.1.1

№ п/п	Тип трансформатора		Условное обозначение	Принципиальная эл.схема	$K_{мин}$
1	Гальванически связанные (автотрансформаторы)	С несимметричными входом и выходом	1:n		n
2		С симметричными входом и выходом	$\pm(1:n)$		n
3		Симметрирующий, с понижением напряжения	n: $\pm 1/2$		n+1/2
4		Симметрирующий, с повышением напряжения	1: $\pm n/2$		n
5	Гальванически развязанные	С изменением полярности, несимметричными входом и выходом	1:- n		n+1
6		С симметричными входом и выходом	$\pm(1:n)$		n+1
7		Симметрирующий, с повышением напряжения	1: $\pm n/2$		n+1
8		Симметрирующий, с понижением напряжения	n: $\pm 1/2$		n+1

Для пояснения этого фактора обратимся к рассмотрению наиболее простых ТШЛ с коэффициентом трансформации 1:n. При n=2 схема

трансформатора (рис.1.1а) содержит две одинаковые двухпроводные линии (первая-проводники 1-1' и 2-2', вторая-проводники 3-3' и 4-4'), каждая с волновым сопротивлением W и электрической длиной x ($x=2\pi l_l/\lambda$, где l_l -длина линии; λ -длина волны в ней).

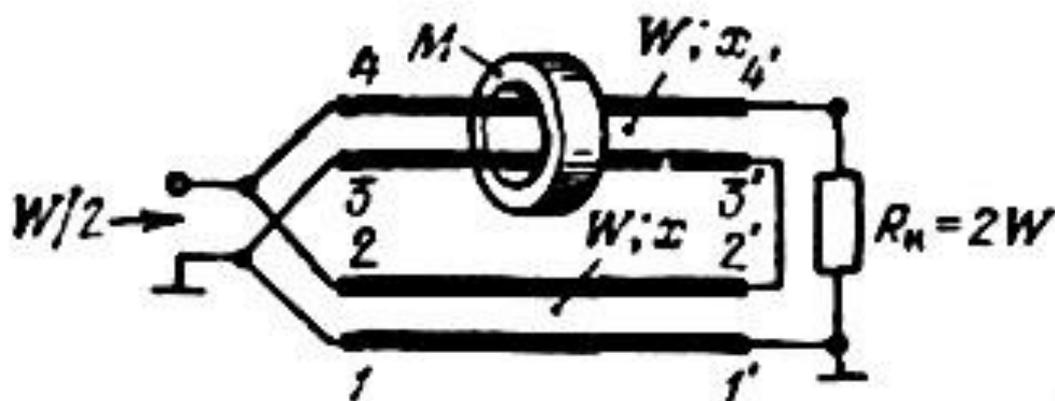


Рис.1.1.1,а

Входы этих линий с понижающей стороны ТШЛ соединены параллельно, а их выходы с повышающей стороны соединены последовательно. При этом вторая линия должна быть размещена на магнитопроводе: продета через него (рис.1.1.1,а) либо намотана на нем, как показано на рис.1.1.1,б. В таком трансформаторе можно выделить два процесса. Первый, специфичный для ТШЛ, 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. $R_n=2W$. В этом случае в линиях имеет место режим бегущей волны и входное сопротивление с пониженной стороны трансформатора равно $W/2$.

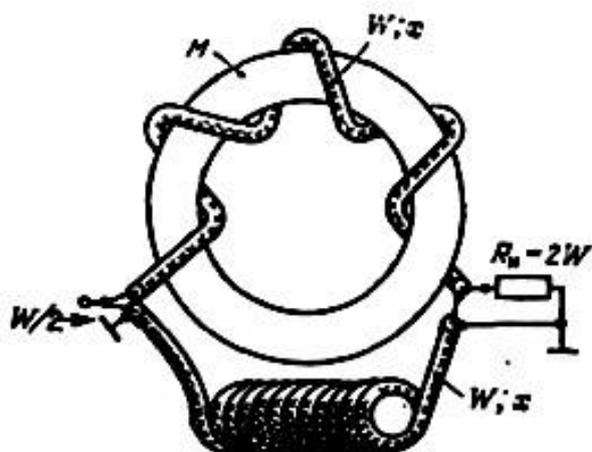


Рис.1.1.1,б

Второй процесс, обусловленный нерегулярностью соединения линий, представляет 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. Значение этого тока, как и в обычном низкочастотном трансформаторе, определяет 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 синфазные токи. Эта линия 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, обеспечивающий только требуемый фазовый сдвиг называют *фазокомпенсирующей линией* (ФЛ). Фазокомпенсирующие линии не участвуют в формировании шунтирующей индуктивности намагничивания и поэтому являются избыточными элементами (по сравнению с низкочастотными трансформаторами). При малых электрических длинах линий (x близко к нулю), что соответствует области нижних частот рабочего диапазона, этот ШТ 1:2. Проводник 3-3' в ШТЛ образует понижающую его обмотку, а соединенные последовательно проводники 3-3' и 4-4' — его повышающую обмотку (проводники ФЛ

заменяются непосредственными соединениями). Нижняя граница рабочего диапазона ШТЛ определяется, как и для обычного низкочастотного трансформатора, значением индуктивности намагничивания, приведенной ко входу трансформатора. Как видно из рис.1.1.1,в, она равна индуктивности обмотки, образованной проводником 3-3'. Для этого ШТЛ 1:2 $K_{мин}=2$ (п.1 табл.1.1.1).

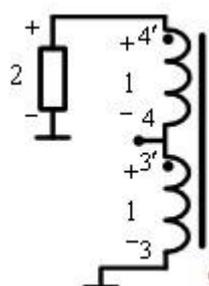
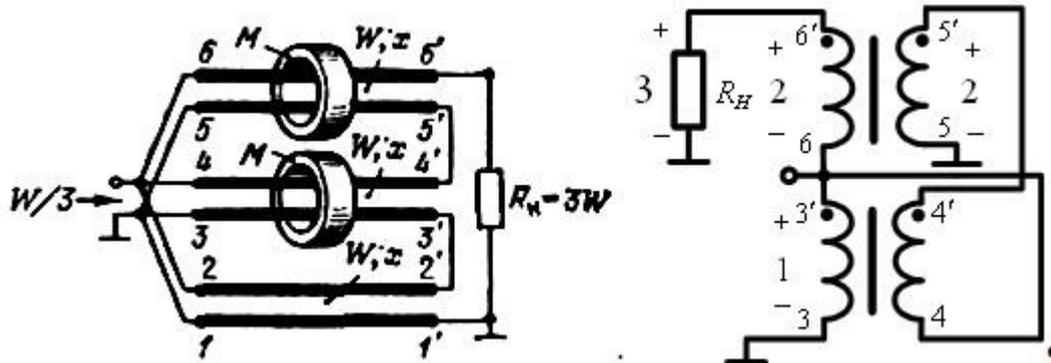


Рис.1.1.1,в

Рассмотрим теперь следующий по сложности ШТЛ 1:3 (рис.1.1.2,а,б), построенный по тому же принципу. Он состоит из трех идентичных двухпроводных линий ($W;x$), соединенных на входе параллельно, а на выходах последовательно. В этом трансформаторе для обеспечения режима бегущей волны (как и в предыдущем ТШЛ 1:2) в процессе распространения колебаний в линиях нагрузка должна составлять $3W$; при этом входное сопротивление равно $W/3$. Для устранения шунтирующего действия, обусловленного наличием синфазных токов, вторая (проводники 3-3' и 4-4') и третья (проводники 5-5' и 6-6') линии размещаются на отдельных или общем (рис.1.1.2,в) магнитопроводах. В области нижних частот рабочего диапазона ($x \approx 0$) структура этого ТШЛ (рис.1.1.2,в) принципиально отличается от структуры обычного низкочастотного трансформатора присутствием избыточных обмоток, образованных проводниками 4-4' и 5-5'. Для этого ТШЛ 1:3 $K=6$ вместо $K_{мин}=3$ (согласно п.1 табл.1.1.1). Эта избыточность в значении K является платой за согласование волнового процесса распространения колебаний.

Поскольку напряжения на обмотках (рис.1.1.2,в), относящихся к разным линиям, различаются вдвое, то при размещении этих линий на общем

магнитопроводе (рис.1.1.2,б) число витков обмоток должно отличаться в два раза, а направление их намотки определяется полярностью напряжений на проводниках.



При этом шунтирующая индуктивность намагничивания, отнесенная к входу трансформатора (L_I), будет определяться индуктивностью обмотки, образованной проводником 3-3', т.е. обмотки, напряжение на которой равно входному. Разное число витков для второй и третьей линий, размещаемых на общем магнитопроводе (при соблюдении требований равной их длины для выполнения согласования волнового процесса), приводит к необходимости включения (рис.1.1.2,б) еще одной ФЛ (по сравнению с ШТЛ 1:2). При размещении линий на разных магнитопроводах L_I определяется параллельным соединением индуктивности обмотки, образованной проводником 3-3', и одной четвертой части индуктивности обмотки, образованной проводником 6-6'. Если эти индуктивности одинаковы, то L_I в 5 раз меньше (соответственно в 5 раз выше f_H), чем при размещении линий на общем магнитопроводе.

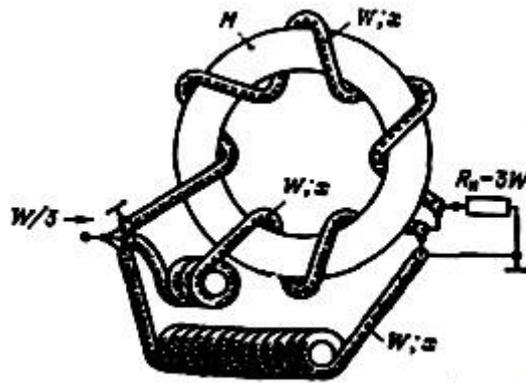


Рис.1.1.2,б

Для общего случая ТШЛ 1:n, построенного по принципу параллельного соединения входов и последовательного соединения выходов согласованных линий (рис.1.1.3,а), схема замещения для области нижних частот приведена на рис.1.1.3,б. Коэффициент K для этой схемы равен $n(n-1)$. При выполнении такого ТШЛ на общем магнитопроводе число витков обмоток, образованных проводниками линий, возрастает прямо пропорционально $(N-1)$, где N - порядковый номер двухпроводной линии, начиная с нижней. В этом случае $L_I=L$, где L -индуктивность обмотки, образованной проводником 3-3', т.е. обмотки на которой нормированное напряжение равно единице.

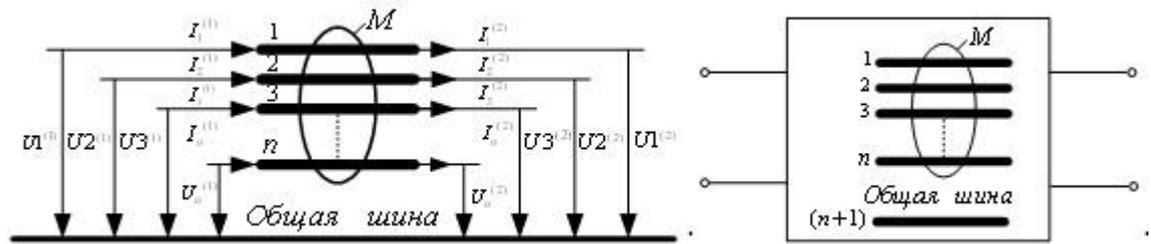
Для выравнивания длин двухпроводных линий (образующих обмотки с разным числом витков) с целью выполнения согласования для волнового процесса необходимо введение $(n-1)$ ФЛ. При выполнении ШТЛ на отдельных магнитопроводах значение L_I резко снижается, поскольку в этом случае оно определяется параллельным соединением индуктивности обмотки 3-3' (L), $1/4$ индуктивности обмотки 5—5', $1/9$ индуктивности обмотки 7—7',..., $1/(n-1)^2$ индуктивности обмотки $(2n) — (2n)'$. Квадрат нормированного значения напряжения на обмотке определяет, во сколько раз уменьшается индуктивность этой обмотки при приведении ее к входу ШТЛ. Если индуктивности обмоток, размещенных на разных магнитопроводах, одинаковы, то $L_I = 6L/n (n-1) (2n - 1)$, а индукции B в их магнитопроводах прямо пропорциональны напряжениям на обмотках. Выровнять индукцию в магнитопроводах (для получения одинаковых допустимых потерь в каждом

из них) можно, увеличивая пропорционально напряжениям на обмотках либо сечения их магнитопроводов, либо числа витков. В первом случае $L_I = 2L/n$ ($n — I$), а во втором случае $L_I = L/(n — I)$.

Принципиальный недостаток ШТЛ (согласно рис. 1.1.3, а) состоит в том, что *продольные напряжения, т. е. напряжения на обмотках, образованных проводниками двухпроводных согласованных линий, значительно превышают их минимальные значения, имеющие место при низкочастотном исполнении трансформаторов* согласно п. 1 табл. 1.1.1, т. е. $K > K_{мин}$. Это существенно сокращает реально достижимую ширину рабочего диапазона частот, так как пропорционально продольным напряжениям растут длины проводников двухпроводных линий, необходимые для получения требуемого числа витков, соответственно увеличиваются габариты трансформатора, возрастают емкости на общую шину, а также не учитываемые электромагнитные связи между линиями и разброс параметров линий. При электрических длинах двухпроводных линий, близких к 90° , возникают эффекты, приводящие к ограничению рабочего диапазона частот в области верхних частот. В целом такие ШТЛ крайне неэкономичны и не способны решать широкий круг возникающих задач.

Для улучшения параметров высокочастотных ШТ необходимо в полной мере использовать все многообразие электромагнитных связей между проводниками. Поэтому в качестве элементного базиса ШТ следует принять отрезок однородной многопроводной линии без потерь, который может быть размещен на магнитопроводе (рис. 1.1.4, а); общая модель таких трансформаторов приведена на рис. 1.1.4, б. Магнитопровод вносит потери, но обеспечивает увеличение α и уменьшение габаритов. Двум последним факторам в значительной мере способствует применение многопроводной линии, проводники которой соединяются так, чтобы была максимальной шунтирующая индуктивность. Это позволяет получить на единицу длины линии наибольшее значение L_I и обеспечить существенное расширение

рабочего диапазона частот в сравнении с традиционным использованием двухпроводных линий.



Рассмотрим более подробно общую модель ШТЛ (рис.1.1.4,б). В реальных устройствах наибольшие поперечные размеры линий малы по сравнению с кратчайшей рабочей длиной волны, что позволяет при описании волнового процесса распространения колебаний по ним пользоваться «ТЕМ-приближением». Известно, что передачу ТЕМ-колебаний по линиям можно представить суперпозицией $n-1$ колебаний противофазных типов (нечетных мод) и одного колебания синфазного типа (четной моды) [11]. Для каждого колебания противофазного типа сумма токов в проводниках $1, 2, 3, \dots, n$ для любого сечения линии и ток в опорном $(n+1)$ -м проводнике равна нулю и отсутствует индукция в магнитопроводе. Колебания противофазного типа, имеющие адекватный характер распространения и связанные с проводниками $1, 2, 3, \dots, n$ (рис.1.1.5,а), осуществляют передачу энергии и определяют характеристики ШТЛ в основной части рабочего диапазона частот. Эти колебания имеют единую частотно-независимую постоянную распространения, полагая, что линия имеет однородное заполнение (диэлектриком). В результате для линии на рис. 1.1.5,а правомерна система уравнений [11].

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \cos x & \dots & jG^{-1} \sin x \\ jG \sin x & \dots & E \cdot \cos x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1.1.1)$$

где $U^{(1)} = U_1^{(1)}, U_2^{(1)}, U_3^{(1)}, \dots, U_n^{(1)}$ — вектор входных напряжений; $I^{(1)} = I_1^{(1)}, I_2^{(1)}, I_3^{(1)}, \dots, I_n^{(1)}$ — вектор входных токов; аналогично для $U^{(2)}$ и $I^{(2)}$ — векторов напряжения и токов на выходе линии; E — единичная матрица с размерами

$(n - 1) \times (n - 1)$; G — матрица волновых проводимостей линии, имеющая размеры $(n - 1) \times (n - 1)$; G^{-1} — обратная матрица.

Для колебания синфазного типа сумма токов в проводниках $1, 2, 3, \dots, n$ равна по величине и противоположна по направлению току в опорном $(n + 1)$ -м проводнике. Это колебание создает поле в магнитопроводе и определяет шунтирующее реактивное сопротивление $X(\omega)$ и соответственно шунтирующую индуктивность L_I , т. е. нижнюю рабочую частоту ω , (рис. 1.1.5, б). На верхних частотах снова проявится ограничение в виде ω_g^+ (рис. 1.1.5, б). Для большинства реальных конструкций весьма затруднительно расчетным путем определить значение ω_g^+ . Оно зависит от дисперсии фазовой скорости для колебания синфазного типа, вызванной тем, что n -проводная линия выполняется в форме витков над общей шиной с целью получения достаточно низкой ω_n , а также частотной зависимостью магнитной проницаемости магнитопровода и его добротности. Эти факторы способствуют увеличению ω_g^+ , в результате чего достигается весьма большое значение α . В любом случае, чем меньше напряжения на обмотках, образованных линиями, тем короче необходимая длина линий и выше частота ω_g^+ , которая дополнительно может быть увеличена ценой небольших вносимых потерь.

В свете изложенного сформулируем понятие *предельно достижимых параметров ШТЛ* как сочетание нулевого рассогласования, связанного с противофазными типами колебаний ($\Gamma_B = 0$), и минимальных напряжений на проводниках линий, обусловленных синфазным типом колебаний ($K = K_{\min}$). Выполнение этих условий обеспечивает максимально широкий рабочий диапазон частот.

При рассмотрении принципов построения ШТЛ будем пользоваться их общей моделью (рис. 1.1.5, в), содержащей участки однородной многопроводной линии, в которых учитывают только противофазные типы колебаний, описываемые системой (1.1.1). Для этих типов колебаний

определяются такие соединения проводников и волновые параметры линий, при которых выполняется условие $\Gamma_g=0$.

Общим направлением для формализованного выбора тех или иных соединений проводников линий должно служить $K \rightarrow K_{мин}$. Такой подход дает возможность осуществить целенаправленный синтез схемных решений ШТЛ. При этом будем сразу указывать на одном из проводников многопроводных (в частном случае двухпроводных) линий, размещенных на магнитопроводах, нормированное напряжение, определяемое схемой замещения для области нижних частот рабочего диапазона. Это позволит не изображать для конкретных схем ШТЛ магнитопроводов и соответствующей схемы замещения для области нижних частот. Указанные напряжения позволяют найти значение индукции в магнитопроводе и значение L_I , определяющее ω_n , как и в обычных низкочастотных трансформаторах [9,12]. В соответствии с полярностью напряжений выбирается направление намотки линий. При выполнении трансформатора на одном магнитопроводе значение L_I всегда равно L — индуктивности проводника линии, на котором нормированное продольное напряжение равно единице. При нескольких магнитопроводах L_I определяется параллельным соединением индуктивностей. Каждая из этих индуктивностей равна индуктивности одной из обмоток на данном магнитопроводе, деленной на квадрат нормированного напряжения на ней.

После решения задачи синтеза анализ конкретных схемных решений с целью уточнения их характеристик можно проводить с учетом совместного действия синфазного и противофазного типов колебаний, как это сделано для простых устройств в [2, 3, 13].

Для удобства записи и расчетов конкретных схем обозначим номинальное сопротивление на выходе ШТЛ R_2 nR , а на входе R_1 R_n и введем нормировку, приняв $R=1$. Для определения волновых сопротивлений линий их нормированные значения W , найденные в результате расчетов, следует умножить на $\sqrt{R_1 \cdot R_2}$. Например, для схемы на рис. 1.1.1,а

нормированное волновое сопротивление каждой линии равно единице. Если трансформатор предназначен для согласования сопротивлений 50 и 200 Ом ($R_2 = 200$ Ом, $R_1 = 50$ Ом), то фактическое волновое сопротивление каждой линии будет 100 Ом. Поскольку ШТЛ в области нижних частот сводится к определенному соединению обмоток, то коэффициент трансформации, определяемый отношением чисел витков, всегда равен отношению двух целых чисел a и b . Коэффициент трансформации $n = a/b$ сохраняется и при рассмотрении волнового процесса. Таким образом, вносимое рассогласование без учета шунтирующей индуктивности намагничивания Γ_B может быть равно нулю во всей полосе частот только при коэффициенте трансформации, равном отношению двух целых чисел, т.е. $n = a/b$. В рамках обеспечения условия $\Gamma_B = 0$ рассмотрение схемных решений ШТЛ целесообразно проводить отдельно для целочисленных коэффициентов трансформации ($b=1, n=1, 2, 3, \dots$) и дробных $n = a/b$. Для многих вариантов построения схем с дробными n ШТЛ с целочисленными n входят в качестве составляющих узлов.

1.2 Трансформаторы на идентичных двухпроводных линиях

В табл. 1.2.1 приведены схемные решения для ШТЛ с целочисленными коэффициентами трансформации. Эти трансформаторы выполнены двухпроводными согласованными линиями, соединенными параллельно на входах и последовательно на выходах. Все линии должны быть равной длины и $W=1$, чтобы выполнялось условие $\Gamma_e = 0$. Ранее рассмотренные ШТЛ на рис. 1.1.1 — 1.1.3 относятся к п. 1 табл. 1.2.1.

Как видно из табл. 1.2.1, с увеличением n резко возрастает K по сравнению с K_{\min} , что свидетельствует о низкой эффективности таких решений при больших n . Практически могут использоваться такие ШТЛ с $n = 1, 2, 3$. Кроме того, для симметрирующих ШТЛ (пп. 4—6 табл. 1.2.1) имеет место большая асимметрия плеч симметричной пары зажимов, поскольку «пути» от каждого плеча к общей шине различны.

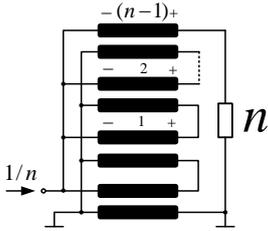
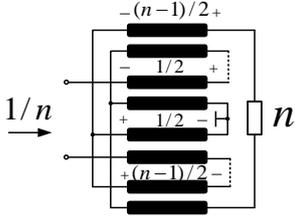
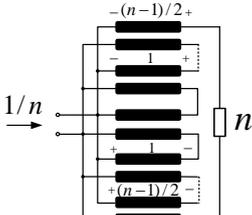
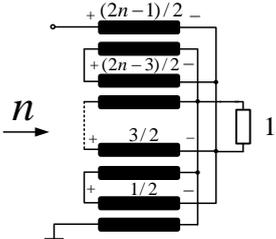
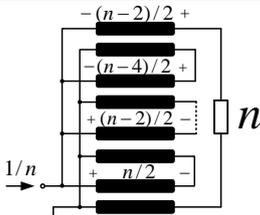
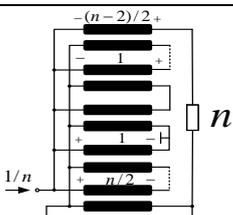
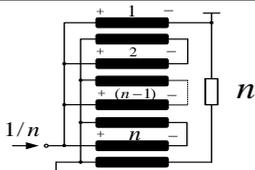
Характеристики ШТЛ можно улучшить (уменьшить напряжения на проводниках линий либо асимметрию плеч) путем подключения к входу или к выходу трансформатора дополнительной согласованной линии. Ее нормированное волновое сопротивление в первом случае равно $1/n$, а во втором— n . Структурные схемы таких ШТЛ приведены в табл. 1.2.2; отношения $K/K_{мин}$ даны для случая, когда функциональными узлами (обозначенные прямоугольниками) являются ШТЛ из табл. 1.2.1. При этом зачастую один проводник дополнительной двухпроводной линии можно совместить с проводником одной из двухпроводных линий, входящих в состав того или иного функционального узла.

В качестве примера на рис. 1.2.1,а,б и 1.2.2,а,б показаны соответственно ШТЛ 1:3 и 1:±1, выполненные согласно п.2 и п.4 табл. 1.2.2. На рис. 1.2.1,б и 1.2.2,б показаны примеры конструктивной реализации этих ШТЛ при выполнении двухпроводных линий коаксиальными. В первом трансформаторе (см. рис. 1.2.1) выровнены напряжения на проводниках линий, что в сравнении с ШТЛ 1:3 на рис. 1.1.3 позволяет при том же размере сердечника увеличить число витков линии с нормированным напряжением на проводниках, равным единице (практически в 1,5 раза), т.е. увеличить L , и соответственно снизить f_n . Кроме того, исключается одна ФЛ. Во втором трансформаторе (см. рис. 1.2.2) «пути» от каждого плеча симметричной нагрузки к общей шине одинаковы, что практически полностью исключает асимметрию.

Как уже отмечалось, наличие различающихся напряжений на проводниках линий требует при размещении на общем магнитопроводе разного числа витков для линий равной длины, что приводит к необходимости включения ФЛ. Эти ФЛ приводят к увеличению габаритов (см. рис.1.1.1,б и 1.1.2,б), а также к возрастанию нежелательных связей между линиями и их емкостей на «землю».

Таблица 1.2.1

№	Тип ШТЛ	Схема ШТЛ	$K/K_{мин}$
---	---------	-----------	-------------

п/п			
1	1:n		n-1
2	$\pm(1:n)$, n-четное		n/2
3	$\pm(1:n)$, n-нечетное		$(n^2-1)/2n$
4	n: $\pm 1/2$		$2n^2/(2n+1)$
5	1: $\pm n/2$, n-четное		n/2
6	1: $\pm n/2$, n-нечетное		$(n^2+1)/2n$
7	1: -n		n

Представляет интерес определить рассогласование ($\Gamma_B=0$), возникающее при отсутствии ФЛ, т. е. при замене их проводников

непосредственными соединениями. В этом случае уместно воспользоваться h -параметрами четырехполюсника, и тогда для ШТЛ 1:n (п.1 табл. 1.2.1) имеем нормированную матрицу:

$$[H]_1 = \begin{bmatrix} jh_{11} & \dots & h_{12} \\ h_{12} & \dots & -h_{11} \end{bmatrix} \quad (1.2.1)$$

$$h_{11} = \sum_{i=1}^n \operatorname{tg}[(i-1)x/(n-1)]; \quad h_{12} = \sum_{i=1}^n \cos[(i-1)x/(n-1)]$$

Таблица 1.2.2

№ п/п	Тип ШТЛ	Структурная схема	К/К _{мин}
1	1:n, n-четное		n/2
2	1:n, n-нечетное		(n^2-1)/2
3	n: ±1/2		2[n(n-1)+1]/(2n+1)
4	1: ±n/2		n/2, n-четное (n^2+1)/2n, n-нечетное
5	n: ±1/2		(n^2+2n)/(2n+1) n-четное (n^2+2n-1)/(2n+1) n-нечетное
6	1: -n		[n(n-1)+2]/(n+1)

Соответственно коэффициент отражения:

$$\Gamma_B = [n^2(h_{12}^2 - h_{11}^2) - 1] / [n^2(h_{12}^2 - h_{11}^2) + 1 + j2nh_{11}] \quad (1.2.2)$$

Зависимости $|\Gamma_B| = F(x)$ показаны на рис. 1.2.3 непрерывными линиями.

Для ШТЛ 1:—n (п.7 табл. 1.2.1) при исключении ФЛ матрица $[H]_2$ имеет тот же вид (1.2.1), но $h_{11} = \sum \operatorname{tg}[ix/(n-1)]; h_{12} = \sum \cos[ix/(n-1)]$. По аналогии с

предыдущим случаем, находим модуль коэффициента отражения — штриховые линии на рис. 1.2.3.

Для ШТЛ с дополнительной линией (пп.1.2 табл. 1.2.2), матрица $[H]$ которого равна $[H]_1 + [H]_2$, при тех же значениях n величина $|\Gamma_B|$ значительно меньше (рис. 1.2.4).

В заключение покажем, что при исключении ФЛ рассогласование можно существенно снизить с помощью сосредоточенных корректирующих элементов: индуктивности $L_K = l_0 x_\epsilon W / \omega_\epsilon$ в продольной ветви на выходе и шунтирующей емкости $C_K = c_0 x_B / W \omega_\epsilon$ на входе трансформатора (рис. 1.2.5, а), где l_0 и c_0 — безразмерные (нормированные) значения индуктивности и емкости, а x_ϵ — длина линии для верхней частоты диапазона (f_ϵ). Полагая $l_0 = c_0$, что физически обусловлено антисимметричностью корректируемой цепи, в соответствии с элементами матрицы (1.2.1) коэффициент отражения:

$$\Gamma_B = (A - 1) / [A + 1 + j2n(h_{11} + l_0 x)],$$

где $A = n^2(h_{12}^2 - h_{11}^2 - 2h_{11}l_0x - l_0^2x^2)$. Как показано на рис. 1.2.5, б-г, для ШТЛ 1:n (п. 1 табл. 1.2.1) при обычно приемлемых малых значениях Γ_B ($|\Gamma_B| \leq 0,05$) достигается вдвое и более расширенный рабочий диапазон частот.

1.3. Широкополосные трансформаторы на линиях с целочисленными коэффициентами трансформации

Усовершенствуя рассмотренный выше принцип образования ШТЛ, можно реализовать и при $n > 2$ минимальные напряжения на проводниках согласованных двухпроводных линий и соответственно минимальные их длины. Этот усовершенствованный принцип проиллюстрируем на примере ШТЛ 1:4 (рис. 1.3.1, а), выполненного из трех двухпроводных линий, на проводниках которых указаны продольные напряжения, имеющие место для низкочастотного аналога (рис. 1.3.1, б), и трех ФЛ. В дальнейшем линии, на проводниках которых указаны продольные напряжения, будем называть *основными*.

Пусть волновые сопротивления первой основной линии и трех ФЛ равны W . Тогда по каждой из этих четырех линий, входы которых соединены

параллельно, будут распространяться колебания с амплитудами напряжения U и тока $I=U/W$. Если электрические длины первой основной линии и ФЛ, подключенной последовательно к ее выходу, одинаковы и равны x , то колебания на выходах этих линий сложатся синфазно. Чтобы это суммарное колебание амплитудой $2U$ распространялось без отражения по второй основной линии, ее волновое сопротивление должно быть $2W$. Тогда амплитуда тока останется равной U/W . Для сохранения неизменным тока в третьей основной линии при амплитуде напряжения $3U$ ее волновое сопротивление должно составлять $3W$, а электрическая длина второй ФЛ должна быть $2x$. Для синфазного суммирования напряжений на согласованной нагрузке R_2 $4W$ длина третьей ФЛ должна составлять $3x$. В результате получаем трансформацию напряжения в 4 раза при полном согласовании для волнового процесса передачи мощности в нагрузку R_2 , т. е. $\Gamma_v=0$. Фазокомпенсирующие линии для такого трансформатора удобно выполнять коаксиальными линиями, которые могут соединяться своими внешними проводниками. На рис. 1.3.1,в показан вариант выполнения ШТЛ 1:4 для согласования сопротивлений 50 и 3,125 Ом при использовании стандартных кабелей РК-50 и РК.-75. Для реализации требуемых волновых сопротивлений линии отрезки кабелей соединяются параллельно.

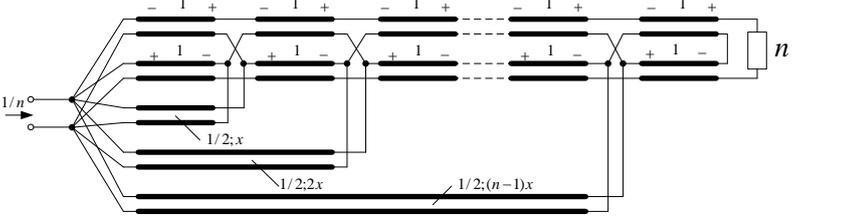
Широкополосные трансформаторы на линиях различных типов, полученные при использовании рассмотренного принципа, приведены в табл. 1.3.1. При этом трансформатор (рис. 1.3.1,а) относится к п. 1 табл. 1.3.1. Для всех ШТЛ табл. 1.3.1 нормированные значения продольных напряжений на проводниках линий не превышают единицы и соответственно их длины минимальны.

Рассмотрим теперь пути уменьшения числа ФЛ в схемах ШТЛ табл. 1.3.1 при сохранении тех же значений K и условия $\Gamma_v=0$. На рис. 1.3.1,а точки фазокомпенсирующих линий, отстоящие на одинаковых электрических «расстояниях» от входа, эквипотенциальны для волн, распространяющихся в обоих направлениях. Поэтому их можно соединить и заменить все ФЛ одной

трехступенчатой (рис. 1.3.2). Волновые сопротивления ее первой, второй и третьей ступеней равны соответственно: $W/3$, $W/2$ и W . Напряжение бегущей волны вдоль этой трехступенчатой ФЛ неизменно по амплитуде, а амплитуда тока в ней уменьшается от $3U/W$ для первой ступени до U/W для третьей ступени. Для основных линий возрастает амплитуда напряжения бегущей волны от линии к линии от U до $3U$, а амплитуда тока остается неизменной. Рассмотренный принцип уменьшения числа ФЛ можно развить на все типы ШТЛ табл. 1.3.1.

Таблица 1.3.1

№ п/п	Тип ТШЛ	Схема ТШЛ	К/К _{мин}
1	1:n		$2(n-1)/n$
2	$\pm(1:n)$ n-четное		$2(n-1)/n$
3	$\pm(1:n)$ n-нечетное		$2(n-1)/n$
4	1:-n		$2n/(n+1)$
5	$\pm(1:n)$ n-четное		$2n/(n+1)$

6	$\pm(1:n)$ n -нечетное		$2n/(n+1)$
---	-----------------------------	--	------------

Для схем ШТЛ табл. 1.3.1 существуют дуальные схемы с теми же минимальными продольными напряжениями на проводниках линий. Дуальная схема образуется путем замены последовательного соединения линий между собой на параллельное и наоборот, а нормированных волновых сопротивлений — на проводимости. В таблице 1.3.1 отсутствуют схемы, дуальные, поскольку они оказываются гальванически связанными и имеют худшие параметры. Выбор того или иного варианта ШТЛ обусловлен возможностью реализации волновых сопротивлений основных линий при задаваемых значениях R_1 и R_2 . Количество возможных решений возрастает при использовании рассмотренных ШТЛ в структурных схемах табл. 1.2.2.

Конструктивное выполнение схем ШТЛ табл. 1.3.1 существенно упрощается, если исключить все ФЛ, заменив их проводники непосредственными соединениями. В этом случае появляются проводники основных линий с эквипотенциальными зажимами. Это позволяет объединить такие проводники и образовать ШТЛ, для которых $K=K_{мин}$ согласно табл.1.1.1. Объединение проводников дает возможность уменьшить размеры магнитопровода или увеличить число витков на выбранном магнитопроводе. Однако исключение ФЛ дается (как и для ШТЛ в разд.1) ценой рассогласования, возрастающего с увеличением x для основных линий. Схемы ШТЛ по табл. 1.2.1 без ФЛ сводятся к единым и соответствуют двум конструктивным реализациям. Первая предполагает, что волновая проводимость, отличная от нуля, имеет место только между одним (общим) проводником и каждым из остальных, что условно изображено набором коаксиальных линий с объединенными внешними проводниками, образующими общий проводник. Это условие для волновых параметров

может быть реализовано и по-другому, например, при расположении над общим проводником полосковых проводников, торцевыми связями между которыми можно пренебречь. Вторая конструктивная реализация предполагает не равными нулю волновые проводимости только между смежными проводниками. Это обеспечивается, например, при расположении полосковых проводников друг над другом.

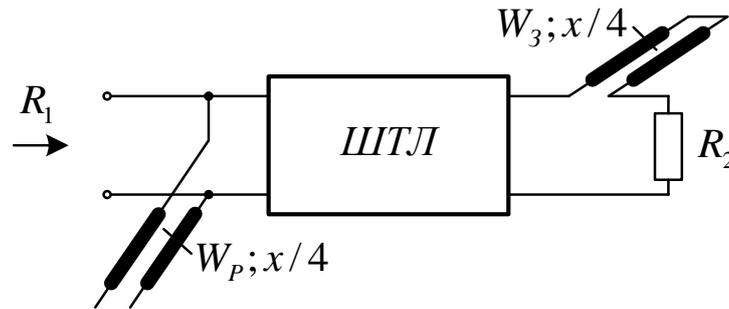


Рис.1.3.3

Характеристики ШТЛ могут быть улучшены (увеличивается x_v и уменьшается разброс волновых сопротивлений) при использовании корректирующих элементов (рис. 1.3.3): разомкнутой на конце линии, подключенной параллельно входу ШТЛ, и короткозамкнутой на конце линии, подключенной последовательно на выходе ШТЛ.

Отметим, что при использовании ШТЛ без ФЛ в структурных схемах табл. 1.2.2 проводник дополнительной линии также можно объединить с проводником ШТЛ, имеющим с ним эквипотенциальные зажимы, сохраняя в целом $K=K_{мин}$. Очевидно, что корректирующие элементы должны быть включены до дополнительной линии.

1.4. Широкополосные трансформаторы с минимальным числом линий

Число основных линий и значительный разброс номиналов их волновых сопротивлений можно уменьшить при $n \geq 5$, если использовать в одном ШТЛ составляющие узлы (рис. 1.4.1,а,б) дуальных схем ШТЛ.

Например, для ШТЛ 1:5 возможны два варианта построения (рис. 1.4.2,а,б). При этом в обоих случаях обе линии первого составляющего узла

соединяются по входам параллельно, образуя вход ШТЛ. К крайним выходным зажимам последнего составляющего узла (выход ШТЛ) подключается нагрузка, а два других выходных зажима остаются свободными. Эти граничные условия сохраняются для ШТЛ 1:n с произвольным целым n .

На примере рис. 1.4.2,а поясним принцип определения волновых сопротивлений линий, при которых $\Gamma=0$. Поскольку в линиях должен быть режим бегущей волны, то амплитуды напряжений и токов на входах и выходах всех линий определяются в соответствии с их соединениями по законам Кирхгофа. При этом нормированное напряжение на входе и ток на выходе равны единице. Поделив нормированные напряжения на соответствующие токи (эти значения указаны на рис. 1.4.2,а), получим искомые нормированные волновые сопротивления всех линий: для основных линий 1/2, 1 и 2, а для ФЛ 1/3, 1 и 3. Отметим, что при выполнении ШТЛ 1:5 для основных линий 1, 2, 3, 4, а для ФЛ 1/4, 1/3, 1/2, 1.

Приведенные варианты ШТЛ 1:5 (рис. 1.4.2,а,б) отличаются тем, что основные и фазокомпенсирующие линии меняются ролями. Обусловлено это тем, что общая шина переносится с одной группы линий на другую. Если это различие не принимать во внимание (т. е. исключить соединения с общей шиной), то можно обе схемы представить единой топологической схемой (рис. 1.4.2,в). На схеме каждая двухпроводная линия изображается одним отрезком, на котором указаны в порядке следования напряжения бегущей волны и нормированное волновое сопротивление. В кружочках указаны нормированные значения продольных напряжений на проводниках двухпроводных линий, имеющие место либо для верхней группы линии (если они в соответствии с выбранными соединениями с общей шиной являются основными), либо для нижней, когда верхняя группа линий является ФЛ. Стрелки на соединительных проводниках указывают на процесс суммирования напряжения, а точки - на суммирование токов.

Используя рассмотренный принцип построения, можно составить и рассчитать различные варианты схем ШТЛ 1:n с минимальным числом линий для $n \geq 5$. Эти варианты для $n=5,6,\dots,13$ в рассмотренном топологическом изображении. При $n=6,7,8$ минимальное число составляющих узлов (см. рис. 1.4.1) равно четырем, а при $n=9,10,11,12,13$ - пяти. При задаваемом числе составляющих узлов всегда существует определенный наибольший коэффициент трансформации для ШТЛ 1:n. Для получения наибольшего n (при заданном числе составляющих узлов) необходимо при каждом соединении составляющих узлов вводить в одну двухпроводную линию последующего узла максимальное напряжение с выхода двухпроводной линии предыдущего узла, а суммарное напряжение с выходов обеих двухпроводных линий предыдущего узла вводить в другую двухпроводную линию последующего узла. При этом на вход каждого последующего узла поступает максимально возможное напряжение. Получаемый ряд наибольших коэффициентов трансформации отвечает последовательности Фибоначчи (без первых ее двух членов, равных единице), для которой каждый последующий ее член равен сумме двух предыдущих. Соответственно имеем ряд наибольших коэффициентов трансформации: 2, 3, 5, 8, 13,...

Широкополосные трансформаторы на линиях типа $\pm(1:n)$ с минимальным числом линий, построены по тому же принципу, что и ШТЛ 1:n. При этом использовано аналогичное топологическое изображение, что и для ШТЛ 1:n, только введенная третья цифра означает значение нормированного напряжения на проводниках линий. В качестве примера на рис. 1.4.3 показан ШТЛ $\pm(1:11)$. Обеспечивая при каждом соединении составляющих узлов передачу максимально возможной суммы напряжений с выхода предыдущего узла на вход последующего узла, получаем ряд наибольших коэффициентов трансформации при задаваемом числе составляющих узлов. Этот ряд наибольших коэффициентов трансформации, для которого каждый последующий член равен сумме предыдущего и

удвоенного значения члена, стоящего перед предыдущим (учитывая, что первых два члена равны единице), имеет вид: 3, 5, 11, 21, ...

Альтернативный вариант построения ТШЛ типа $\pm(1:n)$ состоит в каскадном подключении к входу ШТЛ $\pm(1:n)$ простейшего ШТЛ $\pm(1:1)$.

2. Разработка и исследование оптимального варианта ТДЛ

Результаты разработки ТДЛ с коэффициентом трансформации « n_{TP} » по R [1:9] или по U [1:3] для усилителей с повышенными требованиями по блокированию.

Был взят за основу ТДЛ с выполнением обмотки в виде двух одинаковых двухпроводных линий W , каждая с волновым сопротивлением ρ и электрической длиной x (рис.1.1.1а), образующих длинные линии, намотанные на тороидальный ферритовый магнитопровод.

Целью разработки и исследования является расширение рабочей полосы частот трехпроводникового ТДЛ без увеличения его габаритов.

При разработке ТДЛ необходимо ориентироваться на выполнение следующих противоречивых требований:

- получение максимально возможной величины коэффициента широкополосности $K_{Ш} \approx 6000-10000$, для чего необходимо расширять полосу пропускания ТДЛ как «вверх», так и «вниз»;

- иметь как можно меньшую величину волнового сопротивления ρ , с целью облегчения согласования ТДЛ со стандартной величиной импедансов источников сигнала и нагрузок с сопротивлением $R_{Г} = R_{Н} = 75 \text{ Ом}$ (или 50 Ом);

- получение постоянства волнового сопротивления ρ во всем диапазоне частот, но не более стандартных величин;

- иметь минимальные габариты, большую эксплуатационную надежность и экономический эффект.

Коэффициент передачи ТДЛ измеряется по схеме рис.2.1. следующим образом. На вход трансформатора от генератора Γ подается фиксированное напряжение $E_{Г} = 100 \text{ мВ}$ (точка 1). На входном зажиме 2 измеряется входное

напряжение $U_{ВХ}$ на нескольких частотах. Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ измеряется на нагрузке R_H . Результаты измерений заносятся в таблицу.

Для достижения наибольшей полосы рабочих частот в широкополосном трансформаторе должно быть выполнено условие постоянства волнового сопротивления по всей длине линии передачи.

Волновое сопротивление

$$\rho = \sqrt{R_H \cdot R_T} = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

где L - индуктивность ДЛ при КЗ на выходе; C - емкость ДЛ при ХХ на выходе; измеряется по схеме рис.3.1

Коэффициент усиления

$$K_v = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{500}{35} = 14,3,$$

где $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ - соответственно действующее значение выходного и входного напряжений усилителя (при частоте $f = 50 Гц$), измеряется в диапазоне частот по схеме рис.2.1. Экспериментальные данные сводятся в таблицу.

Результаты исследования ТДЛ-1.

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0.33$ мм; количество витков $N=14$; межвитковая емкость $C=100$ пФ; межвитковая индуктивность $L=0.07$ мкГн.

Таблица 2.1

$f, МГц$	0,1	1	10	20	30	40	50	60	70
$U_{ВХ}, мкВ$	50	50	48	43	44	44	42	48	50
$U_{ВЫХ}, мкВ$	150	150	150	145	145	145	145	145	78
K	3	3	3,12	3,3	3,3	3,3	3,4	3	1,6

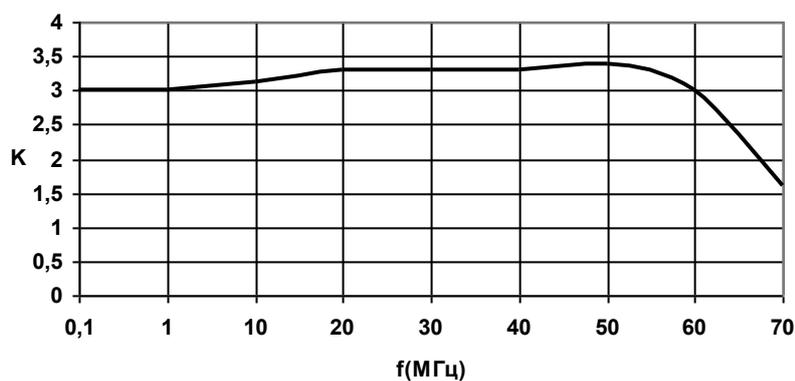


Рис.2.2. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-1.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 60МГц

$$K_{III} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{60000}{100} = 600$$

что не удовлетворяет условиям, изложенным выше. Возможно, выбор сердечника большего диаметра, например, типа К-20, а также увеличение диаметра провода ($D=1,07\text{мм}$) и уменьшение количества витков до величины $N=2,5$ даст более лучший результат.

Результаты исследования ТДЛ-2

Таблица 2.2

f, МГц	0,1	10	30	50	60	70	80	98	100
$U_{ВХ}, \text{мкВ}$	40	42	42	38	41	40	40	48	56
$U_{ВЫХ}, \text{мкВ}$	122	132	132	114	112	110	110	105	112
K	5,5	3,14	3,14	3,0	2,73	2,75	2,75	2,18	2,0

Марка магнитопровода К-20; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=1,07\text{мм}$; количество витков $N=2,5$; межвитковая емкость $C=27\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.039\text{мкГн}$.

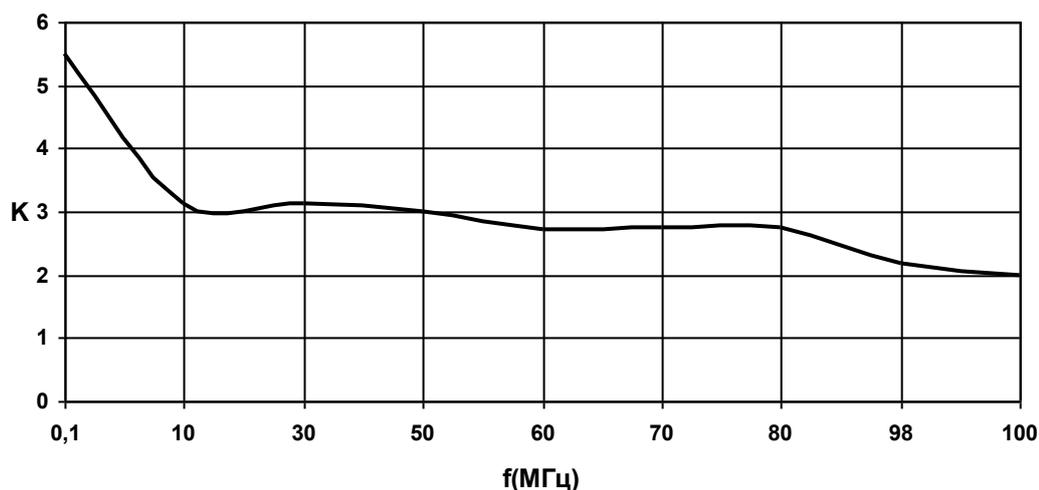


Рис.2.3. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-2.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 50МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{50000}{100} = 500$$

что не удовлетворяет условиям изложенным выше. Возможно следует уменьшить количество витков до N=2.

Результаты исследования ТДЛ-3

f,МГц	0,1	10	30	40	50	60	70	80
U _{ВХ} ,мкВ	30	36	39	38	40	42	35	28
U _{ВЫХ} ,мкВ	90	120	122	120	120	122	100	70
K	3	3,3	3,12	3,16	3,0	2,9	2,86	2,5

Марка магнитопровода К-20; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника D=1,07мм; количество витков N=2; межвитковая емкость C=51пФ; межвитковая индуктивность L=0.03мкГн.

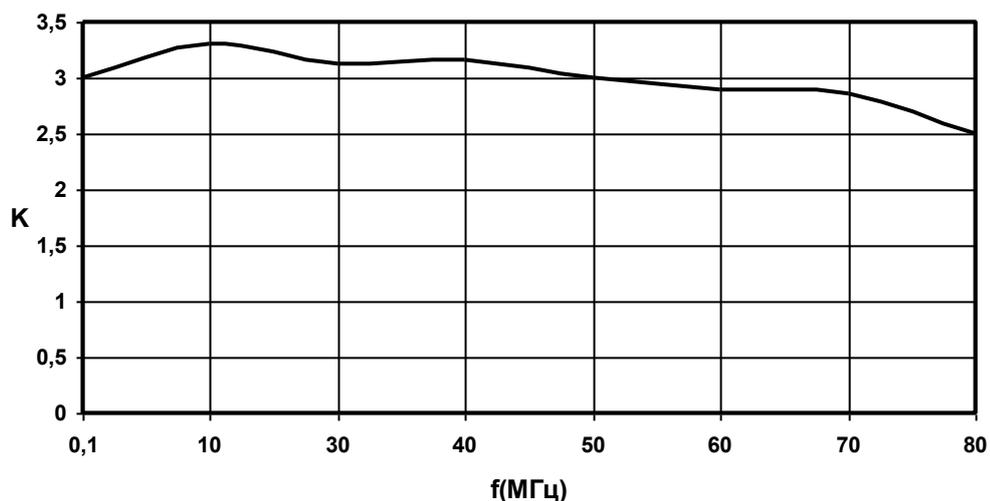


Рис.2.4. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-3.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 50МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{50000}{100} = 500$$

что не удовлетворяет условиям изложенным выше. Перейдем на сердечник с меньшей магнитной проницаемостью $\mu=1000$.

Результаты исследования ТДЛ-4

f, МГц	0,1	1	10	30	40	50	60	70	80	90
$U_{вх}, \text{мкВ}$	13	46	46	45	45	46	49	50	47	44
$U_{вых}, \text{мкВ}$	40	132	140	135	130	128	128	118	105	72
K	3	2,86	3,04	3	2,88	2,78	2,61	2,36	2,23	1,64

Марка магнитопровода К-16; магнитная проницаемость $\mu=1000$; диаметр проводника $D=1,07\text{мм}$; количество витков $N=2$; межвитковая емкость $C=62\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.029\text{мкГн}$.

Таблица 2.4

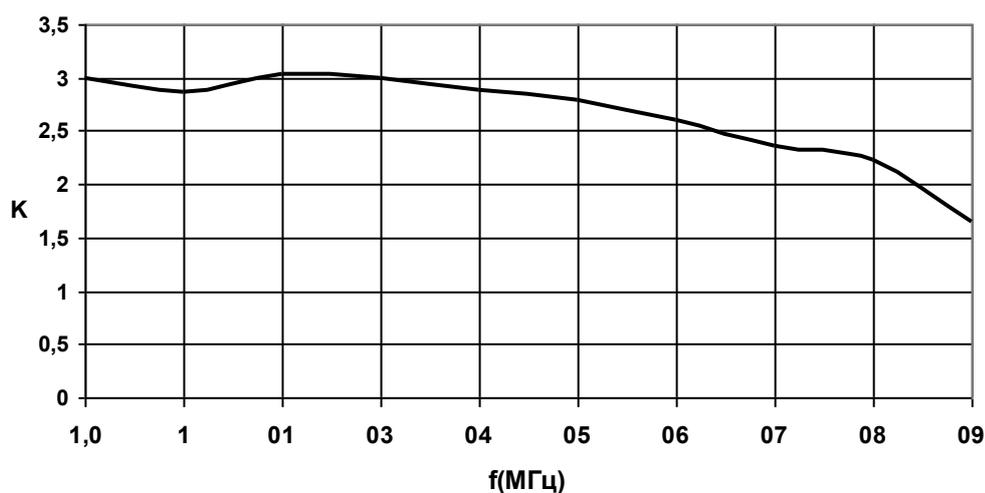
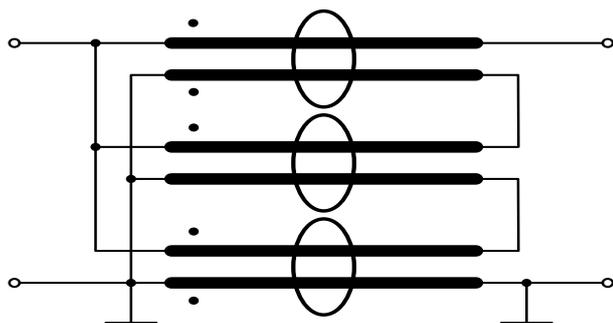


Рис.2.5. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-4.

Вывод: однако спад АЧХ на 30-60МГц во всех вариантах побуждает искать иной выход. Очевидно внутриобмоточная проходная емкость (особенно первичной обмотки) ограничивает частотный диапазон «сверху». Поэтому исследуем вариант трех отдельных ТДЛ с двойными проводами по схеме рис.2.6.

Результаты исследования ТДЛ-5



f, МГц	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
U _{вх} , мкВ	40	47	46	46	46	46	46	47	49	50	50
U _{вых} , мкВ	125	148	142	140	138	133	140	127	125	120	112
K	3,12	3,15	3,08	3,04	3,0	2,9	3,04	2,7	2,55	2,4	2,24

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,54\text{мм}$; количество витков $N=5$; межвитковая емкость $C=9,4\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.067\text{мкГн}$.

Таблица 2.5

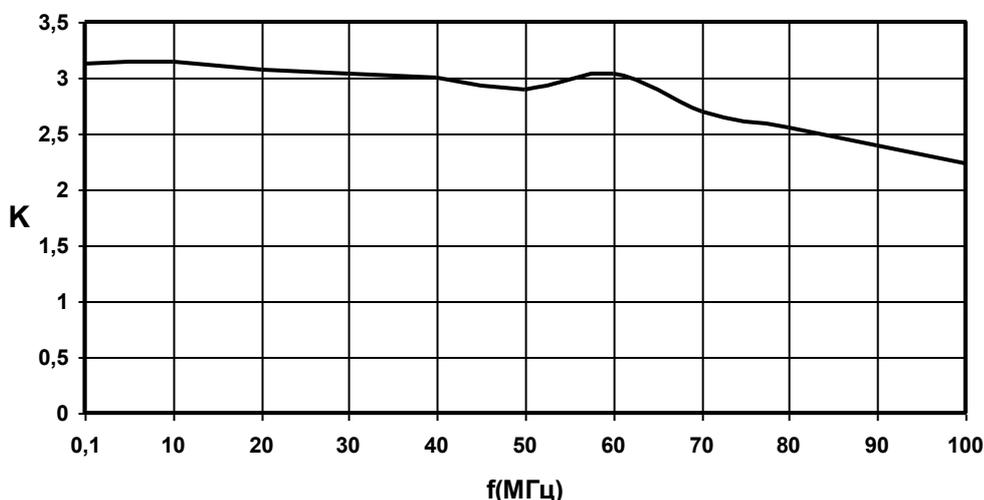


Рис.2.7. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-5.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 60МГц

$$K_{III} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{60000}{100} = 600$$

что не удовлетворяет условиям изложенным выше. Возможно следует уменьшить количество витков до $N=4$.

Результаты исследования ТДЛ-6

f, МГц	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$U_{ВХ}, \text{мкВ}$	36	47	46	46	46	46	46	46	46	48	49
$U_{ВЫХ}, \text{мкВ}$	112	142	140	138	132	130	128	120	120	115	112
K	3,11	3,02	3,04	3,0	2,9	2,82	2,8	2,6	2,6	2,4	2,28

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,54\text{мм}$; количество витков $N=4$; межвитковая емкость $C=10,5\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.072\text{мкГн}$.

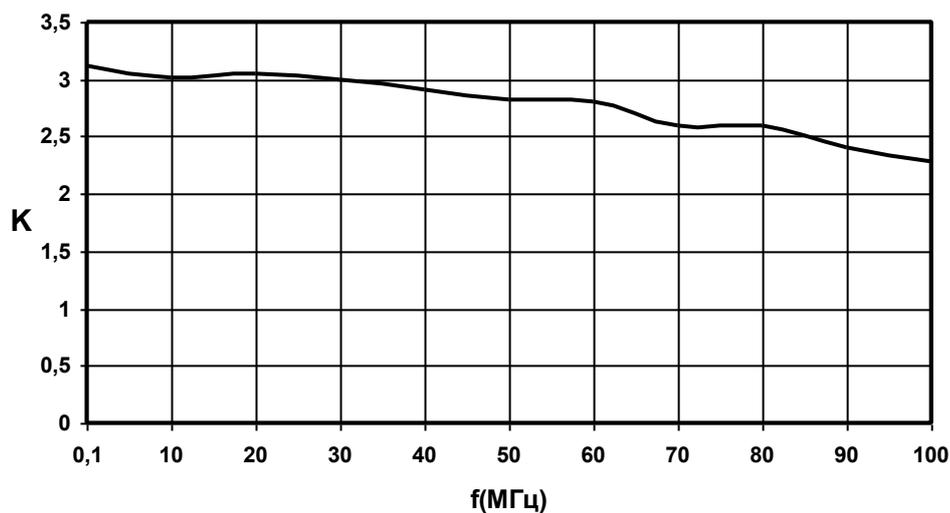


Рис.2.8. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-6.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 30МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{30000}{100} = 300$$

что не удовлетворяет условиям изложенным выше. Попробуем уменьшить диаметр провода $D=0,33\text{мм}$ и увеличить количество витков до $N=7$.

Результаты исследования ТДЛ-7

$f, \text{МГц}$	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$U_{ВХ}, \text{мкВ}$	45	48	47	46	47	47	47	46	47	48	49
$U_{ВЫХ}, \text{мкВ}$	140	148	145	140	138	135	130	120	115	110	105
K	3,11	3,08	3,08	3,04	2,94	2,87	2,76	2,6	2,44	2,29	2,14

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,33\text{мм}$; количество витков $N=7$; межвитковая емкость $C=21,5\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.045\text{мкГн}$.

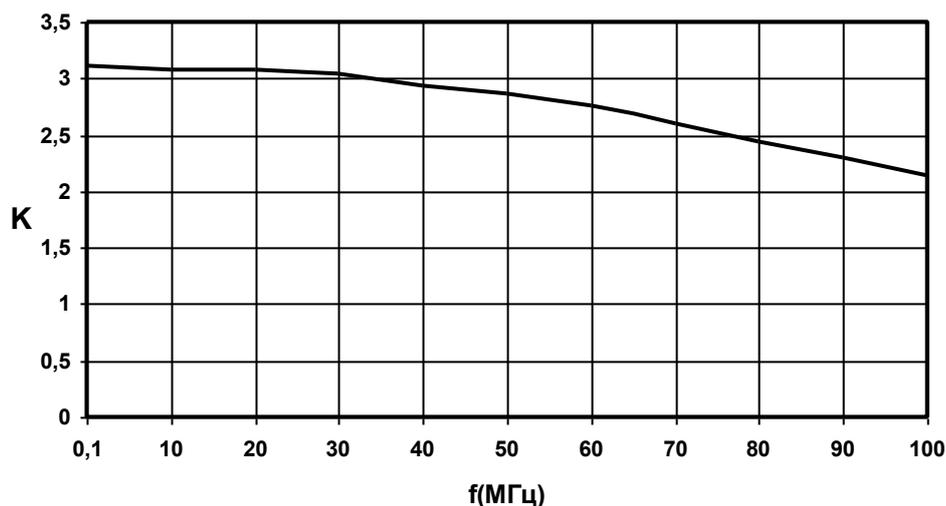


Рис.2.9. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-7.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 30МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{30000}{100} = 300$$

что не удовлетворяет условиям изложенных выше. Возможно, уменьшение количества витков до N=5, даст лучший результат.

Результаты исследования ТДЛ-8.

f, МГц	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
U _{ВХ} , мкВ	42	47	47	46	47	47	48	48	48	49	50
U _{ВЫХ} , мкВ	130	140	140	138	135	130	128	120	145	112	110
K	3,09	2,97	2,97	3	2,87	2,76	2,66	2,5	2,4	2,28	2,2

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника D=0,33мм; количество витков N=5; межвитковая емкость C=24,6пФ; межвитковая индуктивность L=0.042мкГн.

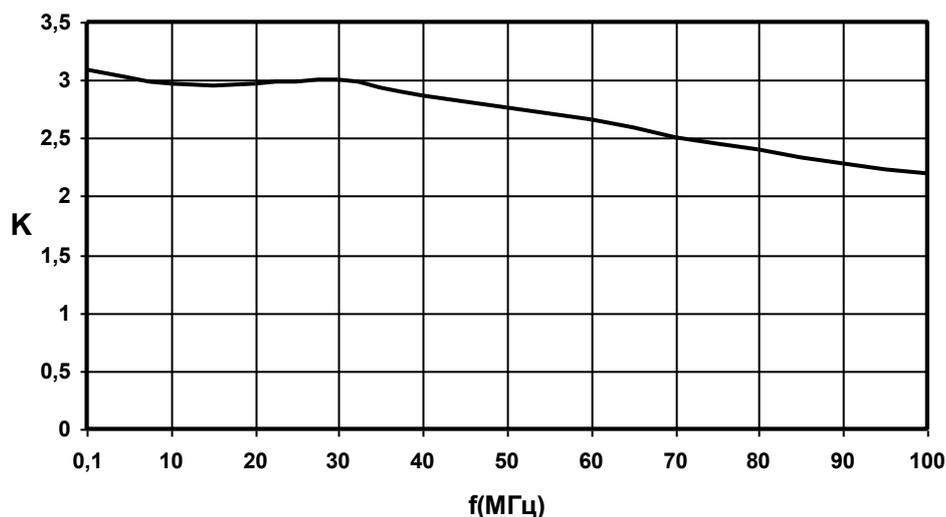


Рис.2.10. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-8.

Вывод: так как увеличение числа витков с $N=5$ до $N=7$ дает улучшения передачи, следовательно при одинаковых сердечниках длина выводов при 5 витках соизмерима с длиной ДЛ, а при одинаковом числе витков лучшие результаты дает увеличение диаметра провода с 0.33мм до 0.54мм. Попробуем $N=7$, $D=0,54$ мм на кольце К-12.

Результаты исследования ТДЛ-9

f, МГц	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$U_{вх}, мкВ$	48	48	48	47	46	47	46	44	44	45	45
$U_{вых}, мкВ$	150	152	150	145	142	137	135	132	125	120	115
K	3,12	3,16	3,12	3,08	3,08	2,9	2,93	3	2,84	2,66	2,55

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,54$ мм; количество витков $N=7$; межвитковая емкость $C=24,6$ пФ; межвитковая индуктивность $L=0.042$ мкГн.

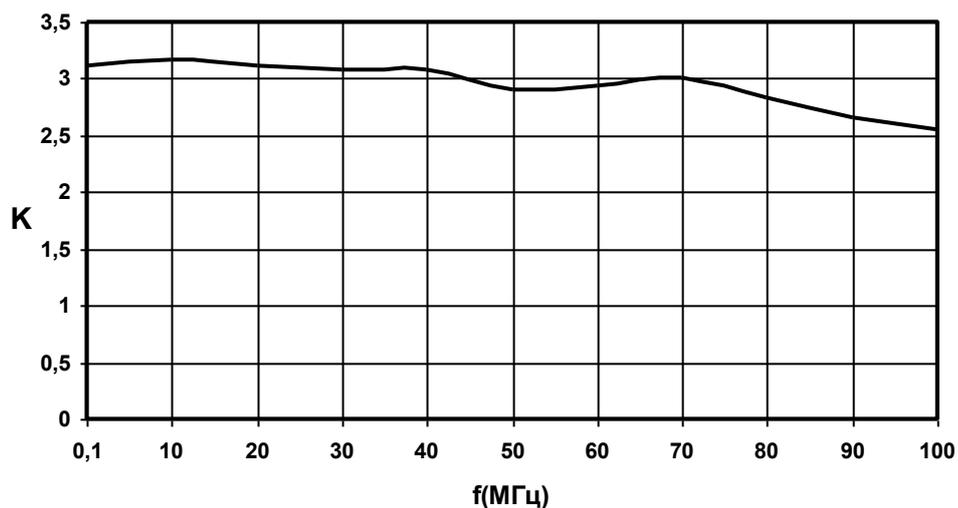


Рис.2.11. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-9.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 70МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{70000}{100} = 700$$

что не удовлетворяет условиям изложенных выше. Возможно, следует увеличить диаметр провода до 0.84мм на кольце К-16 ($\mu=1000$).

Результаты исследования ТДЛ-10

f, МГц	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
U _{вх} , мкВ	46	46	45	42	39	38	29	30	37	46	50
U _{вых} , мкВ	145	150	145	142	139	130	88	76	83	70	54
K	3,15	3,26	3,22	3,38	3,56	3,42	3,03	2,53	2,24	1,52	1,08

Марка магнитопровода К-16; магнитная проницаемость $\mu=1000$; диаметр проводника $D=0,84$ мм; количество витков $N=7$; межвитковая емкость $C=27$ пФ; межвитковая индуктивность $L=0.0264$ мкГн.

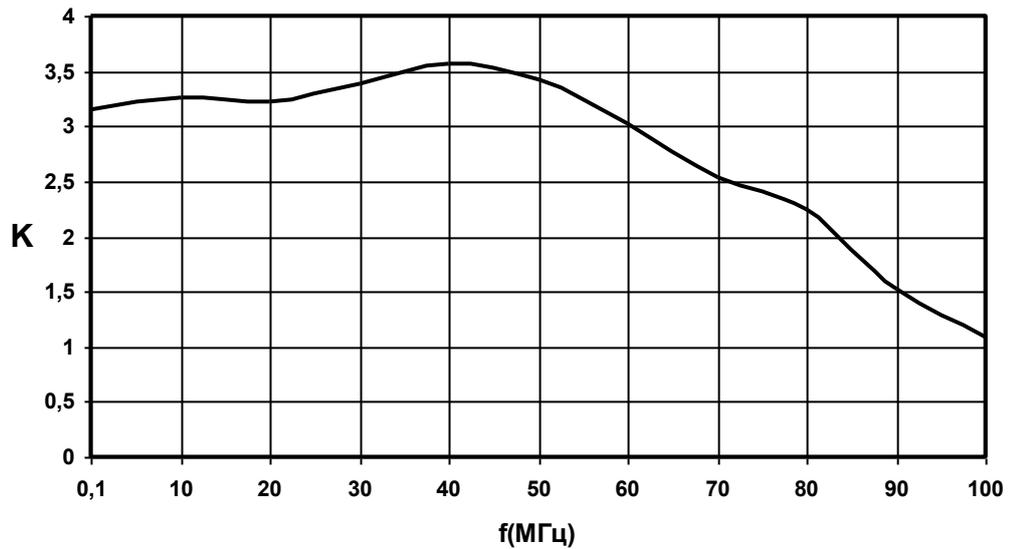


Рис.2.12. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-10.

Вывод: рабочий частотный диапазон 100кГц – 85МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{85000}{100} = 850$$

что не удовлетворяет условиям изложенных выше. Применение схемы с тремя отдельными ТДЛ рис.2.6. особых результатов не принесло. Появляется необходимость внести некоторые изменения в конструкцию ТДЛ. Используем другую схему широкополосного трансформатора рис.2.13. в виде трех симметричных длинных линий, равномерно намотанных на тороидальный магнитопровод, причем третьим проводником длинной линии служит экранированная проводящая оплетка.

Результаты исследования ТДЛ-11 (в экране).

f,МГц	0,01	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
U _{вх} ,мкВ	42	44	48	46	43,5	41	37	29	26	26	29	29
U _{вых} ,мкВ	126	140	150	148	145	140	118	94	90	84	70	54
K	3,02	3,18	3,12	3,21	3,33	3,41	3,19	3,24	3,46	3,23	2,41	1,86

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,54$ мм; количество витков $N=6$; межвитковая емкость $C=27,8$ пФ; межвитковая индуктивность $L=0.035$ мкГн; $l_{ЭКР}=12$ см.

Особенностью трансформатора является его обмотки в виде трех симметричных длинных линий, равномерно намотанных на тороидальный

магнитопровод, причем третьим проводником длинной линии служит экранированная проводящая оплетка.

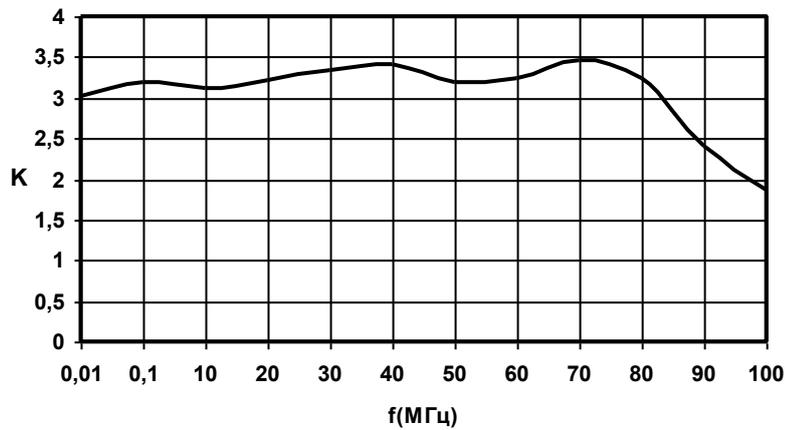


Рис.2.14. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-11.

Вывод: рабочий частотный диапазон 10кГц – 85МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{85000}{10} = 8500$$

что удовлетворяет условиям изложенным выше. С целью увеличения $K_{ш}$ используем провод меньшего сечения $D=0,33\text{мм}$; $N=7$; $l_{ЭКР}=10\text{см}$.

f, МГц	0,01	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$U_{ВХ}, \text{мкВ}$	42	47	50	47	42	40	26	24	20	19,5	23,5	28
$U_{ВЫХ}, \text{мкВ}$	126	145	150	145	140	130	82	74	61	50	40	30
K	3,02	3,09	3,0	3,08	3,33	3,25	3,15	3,08	3,05	2,55	1,7	1,07

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,33\text{мм}$; количество витков $N=7$; межвитковая емкость $C=29,3\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.043\text{мкГн}$; $l_{ЭКР}=10\text{см}$.

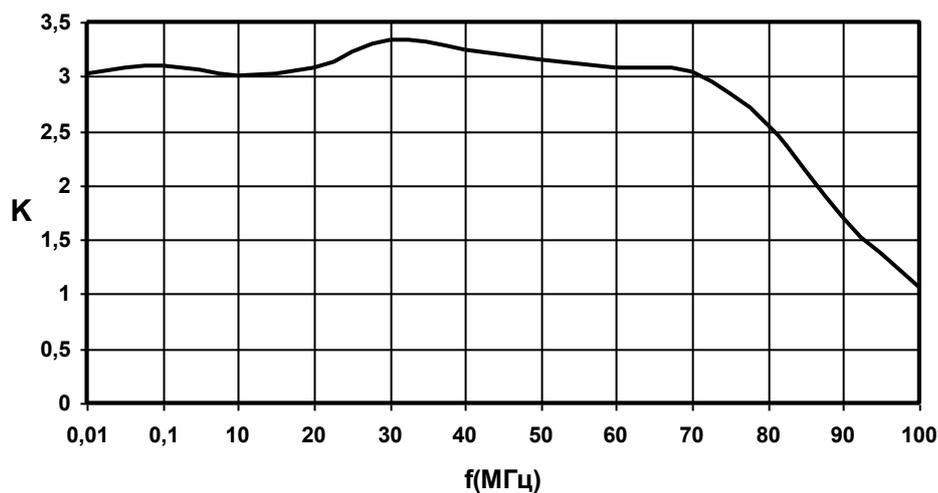


Рис.2.15. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-12.

Вывод: уменьшение диаметра провода и длины экранирующей оплетки ожидаемых результатов не принесло $K_{\text{ш}}=7000$. Поэтому снова увеличим диаметр провода до $l_{\text{ЭКР}}=2\text{см}$.

Результаты исследования ТДЛ-13

f, МГц	0,01	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$U_{\text{вх}}, \text{мкВ}$	32	34	45	44	41	30	24	21,5	18,5	23	28	33
$U_{\text{вых}}, \text{мкВ}$	96,4	105	145	148	140	110	84	74	60	58	44	32
K	3,02	3,08	3,22	3,36	3,41	3,33	3,5	3,44	3,24	2,52	1,57	1,03

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,54\text{мм}$; количество витков $N=7$; межвитковая емкость $C=29,3\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.043\text{мкГн}$; $l_{\text{ЭКР}}=2\text{см}$.

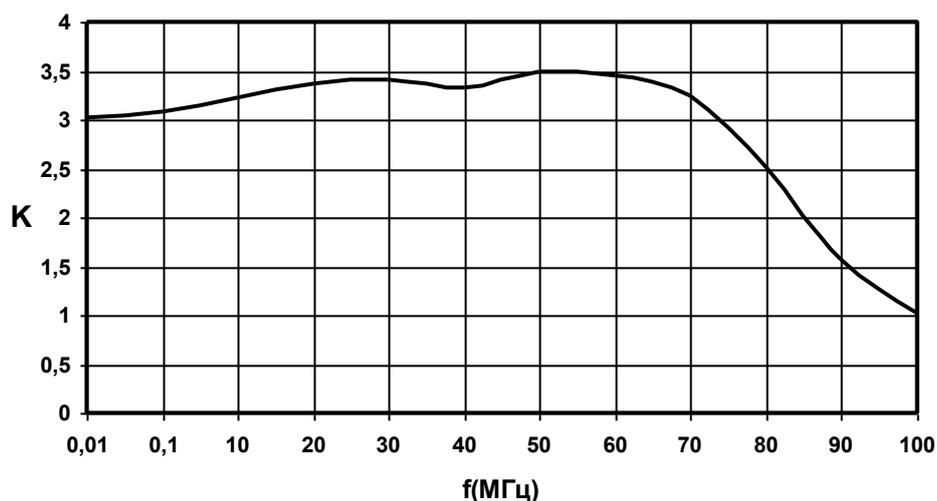


Рис.2.16. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-13.

Вывод: рабочий частотный диапазон 10кГц – 75МГц

$$K_{ш} = \frac{f_{МАКС}}{f_{МИН}} = \frac{75000}{10} = 7500$$

что удовлетворяет условиям изложенным выше. Для увеличения $K_{ш}$ увеличим длину экранирующей оплетки $l_{ЭКР}=11$ см.

Результаты исследования ТДЛ-14

f, МГц	0,01	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
$U_{ВХ}, мкВ$	42	46	50	47	43	41,5	37,5	21,5	23,5	24	26,5	29
$U_{ВЫХ}, мкВ$	126	140	152	150	148	140	115	80	84	80	68	48
K	3,0	3,04	3,04	3,2	3,44	3,37	3,06	3,72	3,57	3,33	2,56	1,65

Марка магнитопровода К-12; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,54$ мм; количество витков $N=6$; межвитковая емкость $C=29,3$ пФ; межвитковая индуктивность $L=0.043$ мкГн; $l_{ЭКР}=11$ см.

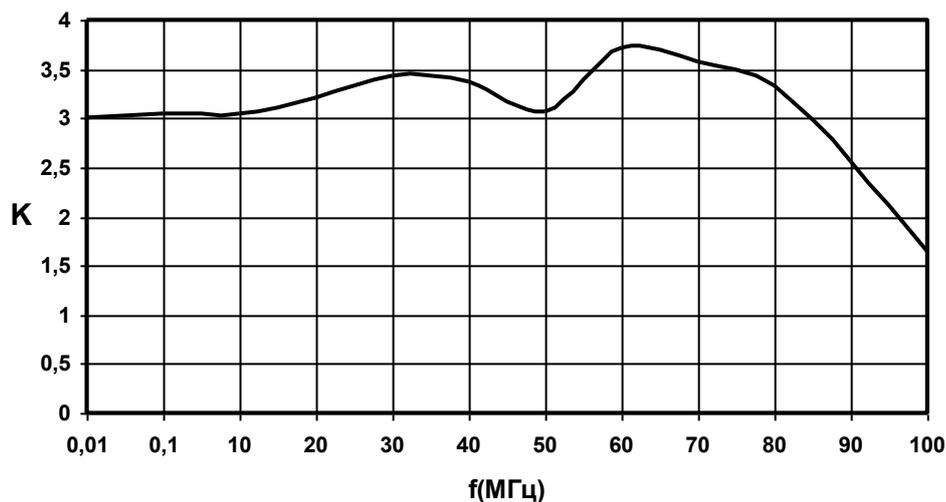


Рис.2.17. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-14.

Вывод: с увеличением длины экранирующей оплетки до $l_{\text{ЭКР}}=11\text{см}$ диапазон рабочих частот расширился до

$$K_{\text{ш}} = \frac{f_{\text{МАКС}}}{f_{\text{МИН}}} = \frac{85000}{10} = 8500$$

Результаты исследования ТДЛ-15

f, МГц	0,01	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80
$U_{\text{вх}}$, мкВ	50	50	49	48	46	44	39	37,5	38	42
$U_{\text{вых}}$, мкВ	150	150	155	150	150	145	135	115	108	92
K	3,0	3,0	3,16	3,12	3,26	3,29	3,46	3,06	2,84	2,19

Марка магнитопровода К-20; магнитная проницаемость $\mu=4000$; диаметр проводника $D=0,84\text{мм}^2$; количество витков $N=6$; межвитковая емкость $C=93\text{пФ}$; межвитковая индуктивность $L=0.03\text{мкГн}$.

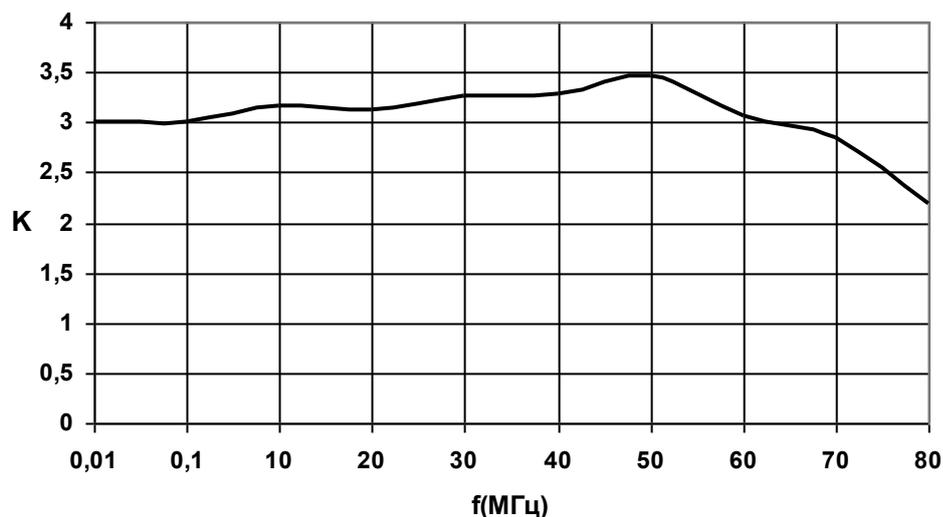


Рис.2.18. Амплитудно – частотная характеристика ТДЛ-15.

Таким образом, в результате проработки 15^{ти} вариантов широкополосных трансформаторов были выявлены наилучшие характеристики у ТДЛ-11 ($K_{III}=8500$) и ТДЛ-14 ($K_{III}=8500$).

Вывод: в результате исследований появилась необходимость выявить оптимальное решение между μ сердечника и количеством витков W , технологию намотки (плоская, скручиваемая, намотанная).

Также получены следующие рекомендации по намотке ТДЛ:

Для расширения диапазона рабочих частот «вверх» - число витков должно быть минимальным, а сердечник – с меньшим диаметром.

$\rho \approx 50$ Ом (т.е. больший диаметр провода $D \approx 0.52-1$ мм).

μ сердечника – максимальное.

Для расширения диапазона «вниз» μ необходимо снижать, а диаметр сердечника увеличивать.

Чем больше скруток, тем меньше ρ .

Чем толще провод, тем меньше ρ .

3. Анализ и исследование оптимального варианта ТДЛ

Для дальнейшего исследования выбираем широкополосный трансформатор ТДЛ-11 и ТДЛ-14 поскольку они показали наилучшие характеристики. Критерием выбора послужил $K_{ш}=8500$.

Как известно, для достижения наибольшей полосы рабочих частот в широкополосном трансформаторе должно быть выполнено условие постоянства волнового сопротивления по всей длине линии передачи.

Волновое сопротивление ТДЛ-11:

$$\rho_{ТДЛ-11} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{0.035 \cdot 10^{-6}}{27.8 \cdot 10^{-12}}} = 35.4 \text{ Ом} \quad (3.1)$$

Волновое сопротивление ТДЛ-14:

$$\rho_{ТДЛ-14} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{0.043 \cdot 10^{-6}}{29.3 \cdot 10^{-12}}} = 38.3 \text{ Ом} \quad (3.2)$$

Рассмотрим ТДЛ 1:3, нагруженный на входе и выходе (рис. 3.1). Для него дуальная схема приведена на рис.3.2.

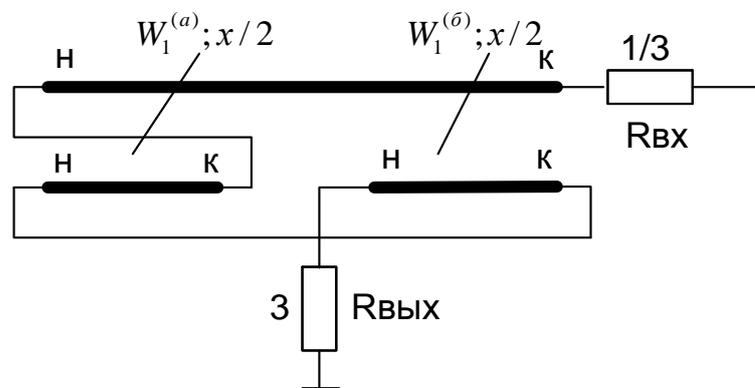


Рис.3.1

Сопоставляя схемы на рис.3.1 и рис.3.2, видим, что они идентичны. Это означает, что схема рассматриваемого ТДЛ является самодуальной, т.е. $W_1^{(b)} = 1/W_1^{(a)}$. Самодуальной будем называть структуру, дуальная которой тождественна исходной, имея в общем случае различающиеся параметры.

Для согласования при $X/2 = 90^\circ$ необходимо, чтобы напряжение на выходе второй ступени ($W_1^{(b)}; x/2$) было в 3 раза больше входного напряжения и имело обратный знак. Отсюда следует, что $W_1^{(b)}/W_1^{(a)} = 3$. В результате имеем систему уравнений:

$$W_1^{(a)} \cdot W_1^{(б)} = 1$$

$$W_1^{(б)} / W_1^{(a)} = 3, \quad (3.3)$$

из которой следует, что

$$W_1^{(a)} = 1/\sqrt{3}, \text{ а } W_1^{(б)} = \sqrt{3}.$$

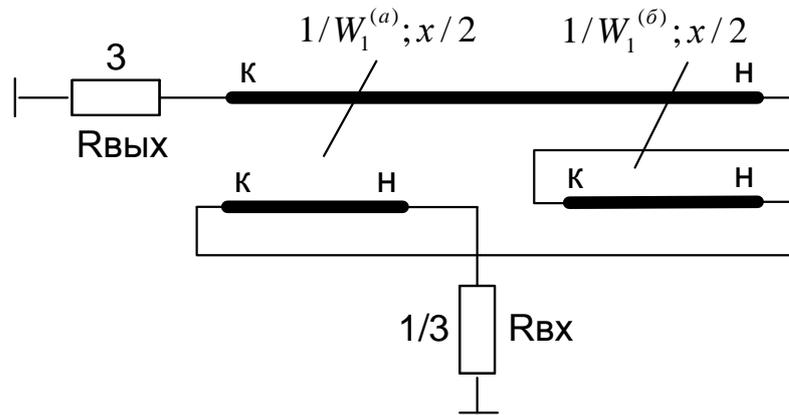


Рис.3.2

Соотношение волновых сопротивлений во взаимосвязи с сопротивлениями сигнала и нагрузки при бесконечной длине линий должно удовлетворять уравнению[1]:

$$3 = \frac{1}{W_1^{(a)}} + \frac{1}{W_1^{(б)} + W_2^{(a)}} + \frac{1}{3 + W_2^{(б)}}$$

$$3 = W_2^{(б)} + \frac{1}{\frac{1}{W_1^{(a)}} + \frac{1}{W_1^{(б)} + W_2^{(a)}}} \quad ; (3.4)$$

Из рассмотрения эквивалентной схемы ТДЛ на низкой частоте (рис. 3.3), получим для отношения мощности, выделяемой в нагрузке P_H , к номинальной мощности источника возбуждения P_{BX} [1]:

$$P_{BX} = \frac{E^2}{8R_{BX}} = \frac{0,1^2}{8 \cdot 16} = 0,075 \text{ мВт} \quad ; \quad (3.5)$$

$$P_{НАГР} = \frac{P_{BX} \cdot 8X_1^2}{R_{BX}^2 + 4X_1^2} =$$

$$= \frac{7,5 \cdot 10^{-5} \cdot 8 \cdot (2,2 \cdot 10^{-3})^2}{6^2 + 4 \cdot (2,2 \cdot 10^{-3})^2} = 1,044 \cdot 10^{-5} \text{ мкВт} \quad (3.6)$$

$$X_1 = \omega L = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0.035 \cdot 10^{-6} = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

L - индуктивность первичной обмотки при частоте $f = 10 \text{ кГц}$.

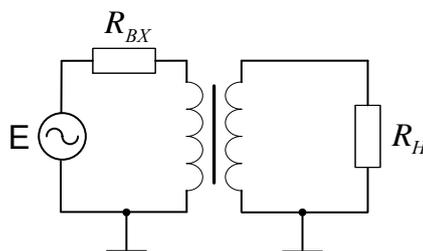


Рис.3.3.

Приняв на нижней частоте диапазона f_H допустимое уменьшение мощности на 3 дБ, получим для требуемой индуктивности первичной обмотки: $L_1 \geq R_{BX} / 4\pi \cdot f_H$.

4.Разработка широкополосного высоколинейного экспериментального усилителя на основе выбранного оптимального ТДЛ

Необходимо разработать усилитель, функционирующий в диапазоне частот 0.01-100 МГц с усилением 12 ± 1 дБ и динамическим диапазоном по нелинейности (интермодуляционным составляющим) второго и третьего порядков 90-120 дБ, допускающим уровень блокирующей помехи менее 1.5В, при котором $\delta_{БЛ} \leq 20\%$. Спроектировать в соответствии с требованиями, предъявляемыми к современным перспективным широкополосным усилителям (ШПУ). Усилитель в рабочем диапазоне частот имеет следующие технические показатели:

- коэффициент усиления - 12 ± 1 дБ;
- коэффициент шума – не более 3.0 дБ;
- входные и выходные сопротивления – в пределах 30-80 Ом;
- сопротивления источника сигнала (генератора) и нагрузки – 75 Ом;
- нелинейные искажения, оцениваемые динамическим диапазоном по интермодуляции третьего порядка, - 90-120 дБ;
- напряжение питания при токе потребления 100мА - 15 ± 1 В;
- амплитуда блокирования помехи не менее 1.5В;

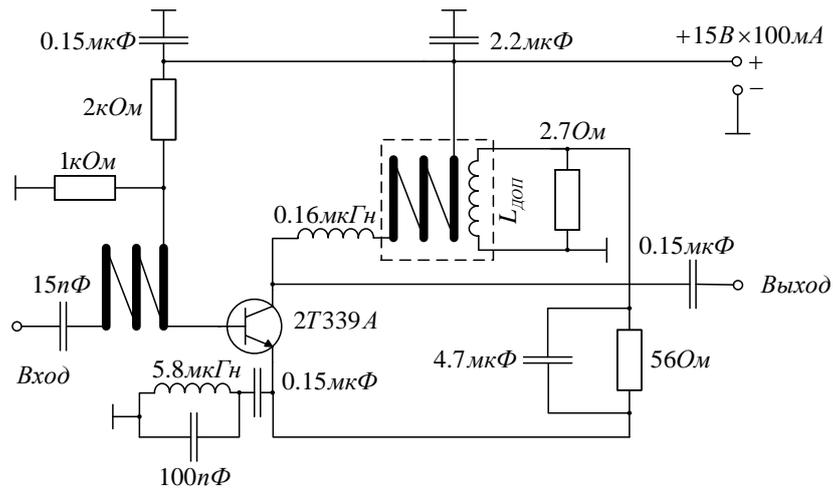


Рис.4.1. Принципиальная схема усилителя.

На основании проработки и анализа оптимальных технических решений, взят за основу усилитель на линейном транзисторе 2Т339А, в результате чего разработан и исследован наиболее перспективный его вариант на входе и выходе которого включены выбранные ТДЛ-11 и ТДЛ-14 соответственно, волновое сопротивление (ρ) которых полностью определяет широкополосность усилителя.

Принципиальная схема усилителя приведена на рис.4.1. В схеме использованы трансформаторы разработанные в разделе № 3.

Коэффициент усиления

$$K_v = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{500}{35} = 14,3$$

где $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ - соответственно действующее значение выходного и входного напряжений усилителя (при частоте $f = 50\text{Гц}$), измеряется в диапазоне частот по схеме рис.4.2. Экспериментальные данные сведены в таблицу 4.1.

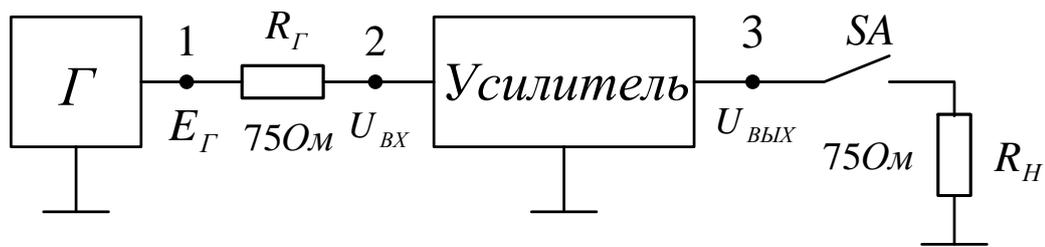


Рис.4.2. Схема для измерения коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений усилителя.

Для достижения в ТДЛ максимальной широкополосности ДЛ согласуют с источником сигнала R_{Γ} и нагрузки R_{H} , т.е. как со стороны входа, так и со стороны выхода усилителя.

$$R_{BX} = \frac{U_{BX} \cdot R_{\Gamma}}{E_{\Gamma} - U_{BX}} = \frac{35 \cdot 75}{100 - 35} = 40,38 \text{ Ом} ,$$

где U_{BX} и $U_{ВЫХ}$ - соответственно действующее значение выходного и входного напряжений усилителя (при частоте $f = 50 \text{ Гц}$).

Табл.4.1.

f, МГц	0,01	0,05	0,1	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
U_{BX} , мВ	21	24	70	86	72	60	45	35	50	60	82	88	78
$U_{\text{б}}$, мВ	5,0	8,0	23	32	28	28	25	27	26	27	24	14	16
$U_{ВЫХ}$, мВ	67,2	115	380	520	550	500	470	500	400	300	300	200	80
K_3	48	55	58	62	64	65	65	60	62	60	58	45	43
K_{γ}	3,2	4,8	5,4	6,0	7,6	8,3	10,4	14,3	8,0	5,0	3,6	2,3	1,02
$D_{K3ВЫХ}$, дБ	100	100,3	101,3	102,6	103,3	103,6	103,6	104	102,6	102	101,3	97	82,3
$P_{3ВЫХ}$	36,0	38,5	40	42,7	43	44,2	44,2	44,5	42,7	42	40	33,7	22,8
R_{BX} , Ом	6,0	23,68	175	460,7	192,8	112,5	61,36	40,38	75	112,5	341,6	550	266

Основным показателем, характеризующим амплитуду напряжений продукта нелинейного преобразования на выходе усилителя, является коэффициент нелинейности интермодуляционных (комбинационных) составляющих соответствующих порядков. В частности, для составляющей третьего порядка этот коэффициент определяется формулой:

$$K_3 = \frac{U_{K3}}{U_c} ,$$

где U_{k3} - амплитуда напряжения третьего порядка на выходе усилителя;
 U_c - амплитуда напряжения выходного полезного сигнала с частотой f_c .
 Коэффициент нелинейности K_3 измеряется в диапазоне частот по схеме рис.4.3 двухсигнальным методом. Результат измерений приведен в таблице 4.1.

Широкополосность усилителя в целом определяется нижней и верхней граничными частотами, на которых коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ (1.7 раз). При этом нижняя граничная частота определяется максимальным значением магнитной проницаемости $\mu \geq 4000$ и наибольшим числом витков.

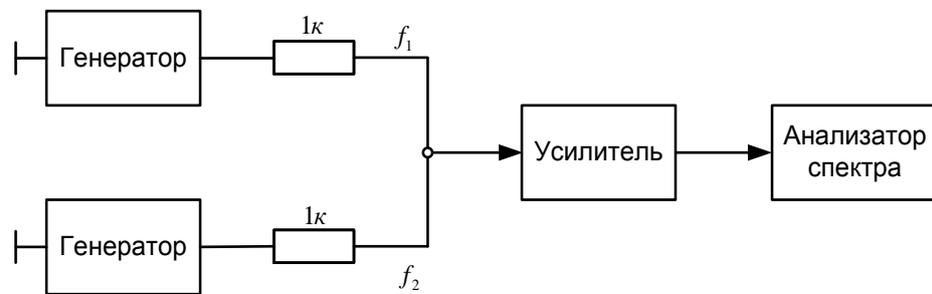


Рис.4.3. Схема для измерения коэффициента нелинейности K_3 двухсигнальным методом.

Верхняя граничная частота усилителя определяется максимальной граничной частотой биполярного транзистора (БПТ), а также минимальными геометрическими размерами ферритового кольца. При этом для уменьшения входного сопротивления усилителя на низких частотах необходимо увеличить погонную емкость C , что достигается скручиванием проводников.

Кроме того, для уменьшения шумов и нелинейных искажений в схему ШПУ введена «бесшумная» отрицательная обратная связь (ООС) по току за счет дополнительной обмотки $L_{доп}$, шунтирование которой резистором малой величины компенсирует ограничение широкополосности из-за введения ООС.

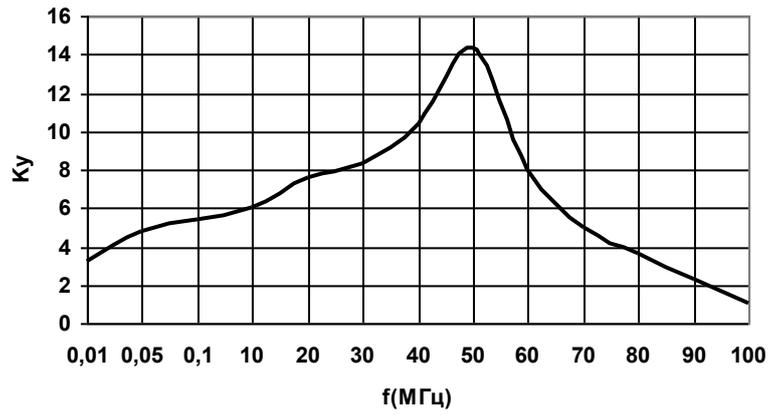


Рис.5.4. Амплитудно - частотная характеристика экспериментального усилителя функционирующий в диапазоне частот 10кГц – 85МГц

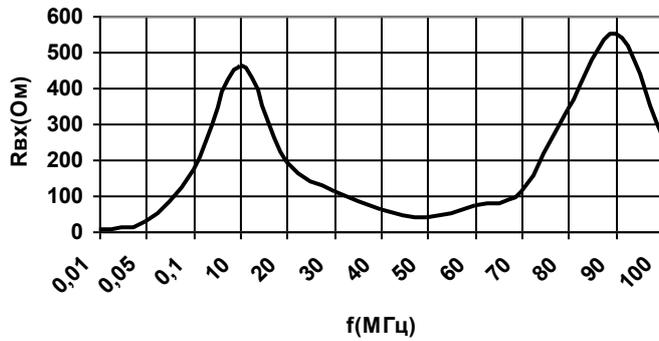


Рис.5.5. Экспериментальная зависимость величины входного сопротивления $R_{ВХ}$ от частоты усилителя.

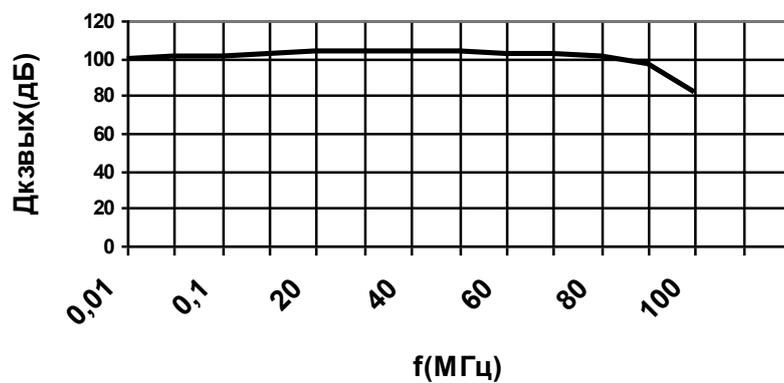


Рис.5.6. Зависимость величины динамического диапазона $Д_{КЗ}$ по интермодуляции третьего порядка от частоты усилителя.

Для обеспечения определенного качественного усиленного сигнала приходится задавать, с одной стороны, минимально допустимое отношение сигнал/шум или сигнал/фон, ограничивающее минимальный уровень усиливаемых сигналов, а с другой, максимально допустимую нелинейность усилителя, что ограничивает наибольший уровень усиливаемых сигналов. Отношение максимального сигнала к минимальному (в любой, но одной и той же точке усилителя, например на выходе) при определенных критериях качества выходного сигнала называется динамическим диапазоном усилителя.

Динамический диапазон D , дБ,

$$D = 20 \log \frac{U_{\text{МАКС}}}{U_{\text{МИН}}} \quad (4.1)$$

$$D_{K3} = \frac{2}{3} \cdot 20 \log U_c [\text{мкВ}] + \frac{K_3}{3} [\text{дБ}] = \frac{2}{3} \cdot 20 \log 1.41 \cdot 10^6 + \frac{K_3}{3} = 82 + \frac{K_3}{3} = 82 + \frac{60}{3} = 104 \text{ дБ}$$

где K_3 - коэффициент нелинейности интермодуляционной (комбинационной) составляющей третьего порядка, U_c - амплитуда напряжения выходного полезного сигнала с частотой f_c .

Точка пересечения третьего порядка, т.е. точка при которой комбинационная составляющая была равна зондирующему входному сигналу.

$$IP_3 = \frac{3}{2} \cdot D_{K3} [\text{дБ}] - 10 \log R_H [\text{Ом}] - 90 = \frac{3}{2} \cdot 104 - 10 \log 150 - 90 = 44.5 \text{ дБмВт}$$

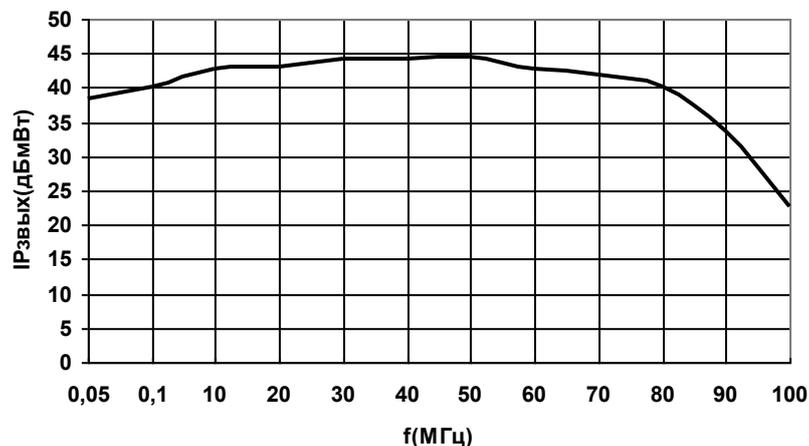


Рис.4.7. Зависимость параметра нелинейности третьего порядка IP_3 от частоты усилителя.

Особенностью такого усилителя является его сверхширокополосность, минимальные нелинейные искажения, шумы и потребляемая мощность, а также стабильность параметров при изготовлении и эксплуатации, технологичность изготовления, что достигается с помощью схемы на биполярном транзисторе с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению и бесшумной ООС – по току, а также включением в нагрузку усилителя трансформатора типа длинной линии.

Заключение

Благодаря новой идеологии, а также связанной с конструкцией, типом намотки, выбором сердечника и другими техническими факторами, удалось достигнуть практически идеальной фазовой характеристики в полосе частот 10кГц – 85МГц (рис. 3.14 и рис.3.17), т.е. получить коэффициент широкополосности порядка 8500 раз.

В известных высокочастотных трансформаторах удовлетворительные фазовые характеристики достигаются лишь в полосе рабочих частот при коэффициенте широкополосности 30 – 200 раз.

На основе разработанных широкополосных трансформаторов ТДЛ-11 ($K_{ш}=8500$, $\rho_{ТДЛ-11} = 35,40\text{Ом}$) и ТДЛ-14 ($K_{ш}=8500$, $\rho_{ТДЛ-14} = 38,30\text{Ом}$), построен усилитель (рис. 5.1), функционирующий в диапазоне частот 5кГц – 80МГц (рис.5.4) с усилением 12 ± 1 дБ и динамическим диапазоном по нелинейности (интермодуляционным составляющим) второго и третьего порядков 90-120 дБ, допускающим уровень блокирующей помехи менее 1.5В, при котором $\delta_{БЛ} \leq 20\%$.

Список литературы

- Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. /С.Е. Лондон, С.В. Томашевич. – М.: Радио и связь, 1984.
- Исследование автотрансформатора типа длинной линии /Э.В. Зелях, А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.С. Брилон. – Радиотехника, 1982, т. 37, №5.

Широкополосное устройство для согласования и симметрирования.
/Кузнецов В.Д., Парамонов В.К. – Электросвязь, 1968, №11.

Широкополосные радиопередающие устройства. /С.Е. Лондон – Л.: Энергия, 1970.

Синтез входных и выходных цепей широкополосных усилителей. /Полякова Л.Н. – М.: Связь, 1966.

Широкополосные радиопередающие устройства. / О.В. Алексеев, А.А. Головков, В.В. Полевой, А.А. Соловьев. – М.: Связь, 1978.

Анализ удельной мощности потерь в ферритовых сердечниках мощных высокочастотных трансформаторов. /Розенбаум Л.Б. – Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС, 1975, вып. 6.

Ферриты для сердечников мощных высокочастотных трансформаторов. /Изергина Е.В. – Электронная техника, сер. VII, 1969, №3.

Проектирование радиопередающих устройств /Под. Ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Связь, 1986.

Some broad-band transformers. /Ruthroff C.L. – PIRE, 1959, N8.

Фильтры и цепи СВЧ устройства: Пер. с англ./Под ред. А.Е. Знаменского. – М.: Связь, 1976.

Трансформаторы для радиоэлектроники. /Бальян Р.Х. – М.: Советское радио, 1971.

Input impedance analysis of 1: - 1 balun. /Shimada Y. - IEEE Trans., 1970, MTT – 18, N5.

Лабораторный практикум по основам измерительной техники. /С.В.Бирюков, А.В.Бубнов, А.И.Тихонов. М/У О.: 2002.