

Э.В. Семенов

ФАЗОВАЯ ОБРАБОТКА В ЗАДАЧАХ
ФОРМИРОВАНИЯ, ПЕРЕДАЧИ
И ИССЛЕДОВАНИЯ ИСКАЖЕНИЙ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
СИГНАЛОВ

Под редакцией Н.Д. Малютина



ИЗДАТЕЛЬСТВО ТОМСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
2007

УДК 521.372+621.317.757

ББК 32.811.3

С30

Рецензенты:

д-р техн. наук, академик Петровской академии наук,
лауреат премии Совета Министров СССР *Н.С. Вернигоров*,
д-р техн. наук, профессор *А.А. Тутов*

Семенов Э.В.

С30 Фазовая обработка в задачах формирования, передачи и исследования искажений сверхширокополосных сигналов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2007. – 122 с.

ISBN 978-5-7511-1812-9

Рассмотрены задачи, связанные с использованием сверхширокополосных сигналов, которые решаются с применением фазовой обработки сигналов. Это задачи преобразования формы сигналов, согласования импедансов и исследования нелинейных искажений.

Рассматриваются как способы решения перечисленных задач, использующие фазовую обработку как одну из ключевых процедур, так и устройства (фазовые корректоры), реализующие такую обработку.

Для научных работников, инженеров и аспирантов, занимающихся создания и применения техники, использующей сверхширокополосные сигналы. Возможно использование в качестве учебного пособия для студентов радиотехнических специальностей по дисциплинам «Аналоговые и цифровые быстродействующие устройства», «Устройства приема и обработки сигналов», «Схемотехника аналоговых электронных устройств».

УДК 521.372+621.317.757

ББК 32.811.3

ISBN 978-5-7511-1812-9

© Э.В. Семенов, 2007

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	5
Глава 1. Устройства фазовой обработки сверхширокополосных сигналов	9
1.1. Разновидности фазовых корректоров на основе связанных линий и области их применения	9
1.2. Фазовые корректоры с максимумом группового времени запаздывания на низких частотах	12
1.2.1. <i>N</i> -секция	12
1.2.2. Модифицированная <i>N</i> -секция	17
1.3. Фазовые корректоры с минимумом группового времени запаздывания на низких частотах	24
1.3.1. <i>P</i> -секция	24
1.4. Фазовые корректоры с периодической частотной зависимостью группового времени запаздывания	25
1.4.1. <i>C</i> -секция	25
1.4.2. <i>X</i> -секция	30
1.4.3. Фазовый корректор на основе двух отрезков связанных линий	37
1.5. Методика отыскания фазочастотной характеристики	39
1.6. Импульсные характеристики фазовых корректоров на основе связанных линий	42
1.6.1. Общие особенности импульсных характеристик фазовых корректоров	42
1.6.2. Способы отыскания импульсной характеристики	43
1.6.3. Импульсная характеристика <i>C</i> -секции	43
1.6.4. Импульсная характеристика <i>X</i> -секции	48
1.7. Передаточные свойства фазовых корректоров в отсутствие согласования с импедансом источника и нагрузки	49
1.7.1. Модуль коэффициента пропускания фазового корректора при рассогласовании только по входу или только по выходу	49
1.7.2. Групповое время запаздывания фазового корректора при рассогласовании только по входу или только по выходу	53
1.7.3. Чувствительность фазовых корректоров к отклонению параметров элементов в согласованном включении и при рассогласовании по одной из пар полюсов	57
Глава 2. Фазовая обработка сверхширокополосных сигналов	59
2.1. Преобразование формы импульсных сигналов	59
2.1.1. Коррекция фазочастотных характеристик	59
2.1.2. Условие наибольшего влияния на форму сигнала и фазовые корректоры, его реализующие	60
2.2. Использование фазовой обработки в задачах согласования импедансов	64
2.2.1. Согласование импедансов в ограниченной области частот	64

2.2.2. Уменьшение локального рассогласования импедансов.....	66
2.2.3. Синтез согласующих неминимально-фазовых устройств	70
2.2.4. Пример уменьшения локального рассогласования проводной антенны декаметрового диапазона	74
Глава 3. Фазовая обработка в задачах исследования нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов	77
3.1. Причины потребности в фазовой обработке при исследовании нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов	77
3.2. Метод исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов с использованием фазовой обработки	79
3.2.1. Основы метода.....	79
3.2.2. Модификация метода, допускающая нелинейные искажения тестовых сигналов генератором и учитывающая нелинейность приемника.....	84
3.3. Сопоставление $\epsilon(t)$ с другими характеристиками нелинейности	88
3.3.1. Теория	88
3.3.2. Сопоставление характеристик нелинейности, полученных при исследовании преобразования сигналов металлическими объектами.....	89
3.4. Сопоставление методов исследования нелинейности, использующих один и несколько зондирующих импульсов	94
3.4.1. Теория	95
3.4.2. Эксперимент	96
3.5. Пример исследования линий передачи, содержащих линейные и нелинейные неоднородности.....	98
Заключение.....	103
Литература	104
Приложения	109
Приложение 1. Система автоматизированного проектирования согласующих неминимально-фазовых устройств Match Wizard.....	109
Приложение 2. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей P4-И-01	117

ВВЕДЕНИЕ

Важное место в обработке сигналов занимает фазовая обработка, т.е. такая обработка, при которой преобразование сигнала осуществляется главным образом или исключительно за счет фазочастотной характеристики (ФЧХ) устройства обработки. Фазовая обработка является основой согласованной фильтрации [1], позволяет осуществлять преобразование Гильберта [1] и другие линейные преобразования, не связанные с изменением энергии обрабатываемого сверхширокополосного (СШП) сигнала.

Совокупность задач, которые решаются посредством фазовой обработки, можно классифицировать следующим образом.

1. Преобразование формы сигнала [11–15]. Решение этой задачи позволяет осуществлять коррекцию импульсных характеристик устройств и систем.

2. Согласование импедансов источника сигнала и нагрузки путем использования неминимально-фазовых цепей. Это позволяет уменьшать рассогласование в окрестности частоты наилучшего согласования, существенно не ухудшая согласование в остальной области частот [3–5].

3. Исследование нелинейных искажений сверхширокополосных сигналов методами, основанными на фазовой обработке тестовых сигналов и откликов исследуемых объектов на эти сигналы [6–10]. Фазовая обработка здесь используется при исследовании нелинейных искажений сигналов. Сверхширокополосные сигналы имеют сплошной спектр, поэтому различить линейные и нелинейные искажения формы сигнала на основании единственного тестового воздействия возможно только при наличии точных априорных сведений о линейных свойствах исследуемой системы. Если такие сведения отсутствуют, то необходимы, по меньшей мере, два различных по форме и/или амплитуде тестовых сигнала [6–7]. Если сигналы различаются по форме, то обеспечивается, в общем случае, лучшее отношение сигнал/шум для получаемой характеристики нелинейности, чем при отличиях сигналов только

по амплитуде. Различие же форм сверхширокополосных сигналов в большей степени связано с различием их фазовых спектров.

В ряде случаев фазовая обработка может быть выполнена цифровыми средствами. Современные цифровые устройства позволяют обрабатывать все более широкополосные аналоговые сигналы. Например, в осциллографах Tektronix серии DPO70000 используется аналого-цифровое преобразование с тактовой частотой до 50 ГГц и дальнейшая обработка (в том числе коррекция фазочастотной характеристики тракта осциллографа) в режиме реального времени. Проблемы технической реализации цифровой фазовой обработки не входят в круг вопросов, освещаемых в данной работе, так как им посвящено значительное количество специальных работ (например, [11]). В некоторых же случаях аналоговая обработка сигналов остается безальтернативной. К таким случаям относятся задачи формирования мощных сигналов (когда использование генераторов сигналов произвольной формы на основе цифро-аналоговых преобразователей затруднительно или энергетически невыгодно), согласования импедансов, обработки сигналов при особо жестких требованиях к линейности обработки (в измерительной технике, в преселекторах, при нелинейной рефлектометрии или локации).

Основой для осуществления аналоговой фазовой обработки сигналов являются фазовые корректоры (ФК), т.е. устройства с равномерной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), но с нелинейной фазочастотной характеристикой. Фазовые корректоры на элементах с сосредоточенными параметрами рассмотрены детально, например в работах [12–15], поэтому не являются предметом специального внимания в настоящей работе. Следует отметить, однако, что такие корректоры могут рассматриваться как прототипы для фазовых корректоров на основе структур с распределенными параметрами [16–18].

Фазовые корректоры на основе структур с распределенными параметрами исследуются в литературе в меньшей степени, чем ФК на элементах с сосредоточенными параметрами. В то же время из технологических соображений устройства на основе связанных линий (СЛ) предпочтительны на ультравысоких и сверхвысоких частотах. В связи с этим первая глава посвящена фазо-

вым корректорам на основе связанных линий. Материал главы структурирован в соответствии с разновидностями рассматриваемых устройств. Кроме того, в этой главе рассматриваются и некоторые общие вопросы: например, особенности импульсных характеристик фазовых корректоров на основе СЛ, функционирование фазовых корректоров в режиме согласования только по одной из пар полюсов.

Во второй главе рассмотрена обработка сверхширокополосных сигналов при помощи устройств с неминимально-фазовыми свойствами. Рассматриваются задачи коррекции фазочастотных характеристик, преобразования формы импульсных сигналов и согласования импедансов.

Третья глава посвящена вопросам применения фазовой обработки при исследовании нелинейных искажений СШП сигналов.

Материалы всех трех глав могут быть использованы для преподавания таких дисциплин радиотехнических специальностей, как «Аналоговые и цифровые быстродействующие устройства», «Устройства приема и обработки сигналов», «Схемотехника аналоговых электронных устройств».

Автор выражает признательность за многолетнее сотрудничество Н.Д. Малютину и А.В. Семёнову. Н.Д. Малютину принадлежит постановка задачи синтеза фазовых корректоров на основе связанных линий с максимумом группового времени запаздывания в окрестности нулевой частоты. А.В. Семёновым высказана идея использования рассмотренных методов исследования нелинейности для зондирования металлических объектов переменным магнитным полем.

Кроме того, в выполнении экспериментальных исследований X-секции и моделировании импульсных характеристик фазовых корректоров принимал участие А.Н. Маничкин. Вычислительные эксперименты по моделированию функционирования фазовых корректоров в отсутствие согласования с импедансами источника и нагрузки выполнялись с участием Ю.Е. Милешиной.

Реализация системы автоматизированного проектирования (САПР) (приложение 1) согласующих неминимально-фазовых устройств осуществлена А.Г. Лоциловым. Генетические алгоритмы, использованные в данной САПР, реализованы И.Г. Лоциловым. В

выполнении экспериментальных исследований по решению задач согласования импедансов участвовали А.Г. Лоцилов, А.П. Рыбин, В.В. Бабатьев.

Программное обеспечение для представленного в приложении 2 измерителя, реализующего изложенные методы исследования нелинейности, создано при участии А.Г. Лоцилова, А.А. Бомбизова, А.Г. Кан, Т.Х. Бибикова

ГЛАВА 1. УСТРОЙСТВА ФАЗОВОЙ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

1.1. Разновидности фазовых корректоров на основе связанных линий и области их применения

Возможности аналоговой обработки сигналов при помощи фазовых корректоров и устройств с неминимально-фазовыми свойствами, для которых ФК являются прототипом, определяются разнообразием их фазочастотных характеристик (ФЧХ). В ряде случаев удобнее рассматривать первую производную ФЧХ по частоте – групповое время запаздывания (ГВЗ) $\tau(f)$. Сложные характеристики ГВЗ получают обычно при каскадном соединении одно- или разнотипных звеньев, реализующих базовые характеристики. Эффективность такого подхода обусловлена тем, что фазовые корректоры имеют близкие к постоянным входное и выходное сопротивления, равные сопротивлению подводящих линий. Поэтому влияние каскадно соединенных фазовых корректоров друг на друга минимально (в отличие от звеньев частотно-селективных фильтров). Из обобщения работ [12–28] следует, что в качестве базовых можно выделить четыре разновидности характеристик ГВЗ:

1. Непериодическая характеристика с единственным максимумом ГВЗ (рис. 1.1, кривая 1). Этот максимум может располагаться как на нулевой частоте, так и на конечной частоте. Данная характеристика реализуется N -секцией [17].

2. Непериодическая характеристика с минимумом ГВЗ на нулевой частоте (рис. 1.1, кривая 2). Такую характеристику имеет P -секция [16].

3. Периодическая характеристика с минимумом ГВЗ на нулевой частоте (рис. 1.1, кривая 3). Эта характеристика свойственна C -секции [19, 24].

4. Периодическая характеристика с максимумом на нулевой частоте (рис. 1.1, кривая 4); реализуется X -секцией [25].

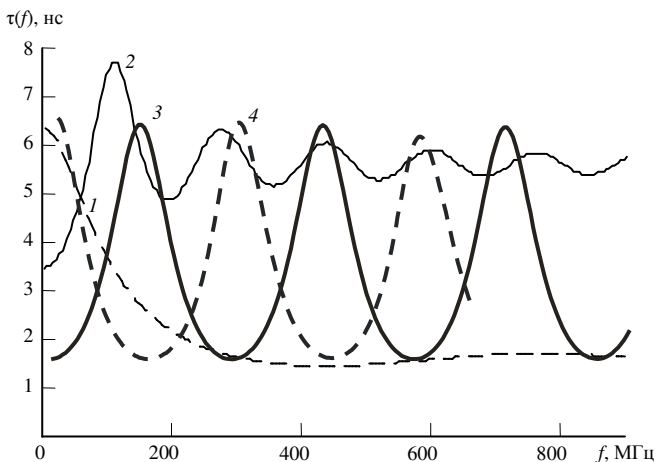


Рис. 1.1. Разновидности характеристик группового времени запаздывания фазовых корректоров на основе связанных линий: неперидическая характеристика с единственным максимумом ГВЗ (кривая 1), неперидическая характеристика с минимумом ГВЗ на нулевой частоте (кривая 2), периодическая характеристика с минимумом ГВЗ на нулевой частоте (кривая 3), периодическая характеристика с максимумом на нулевой частоте (кривая 4)

Названия секций выбраны соответственно тому, какую литеру напоминает их схематическое изображение. Разновидности характеристик получены на основе двух классификационных признаков: периодичность и экстремальные свойства функции ГВЗ в окрестности нулевой частоты (наличие минимума или максимума ГВЗ). Принципиальное значение этих признаков обусловлено следующими обстоятельствами.

Периодичность частотных характеристик присуща распределенным структурам, не содержащим неоднородностей с сосредоточенными параметрами, и с функциональной точки зрения может выступать и как положительное, и как отрицательное свойство. Например, при синтезе заданной частотной зависимости ГВЗ в окрестности первых (нижних по частоте) экстремумов путем каскадного соединения нескольких корректоров с разными частотами экстремумов ГВЗ, частотная зависимость ГВЗ в окрестности вторых экстремумов может оказаться неприемлемой [16]. Поэтому автором настоящей работы в соавторстве с Н.Д. Малютиным и

А.Н. Маничкиным были приложены специальные усилия по разработке фазовых корректоров на основе СЛ с характеристиками ГВЗ, имеющими единственный экстремум [16–17]. В разделах 1.2–1.4 они рассмотрены более подробно.

Как положительное свойство периодичность характеристики ГВЗ проявляется, например, при желании внести в сигнал обратимые искажения. Корректор с ГВЗ, соответствующим кривой 4 на рис. 1.1, компенсирует в широком диапазоне частот искажения, внесенные корректором с $\tau(f)$, соответствующим кривой 3 на этом же рисунке.

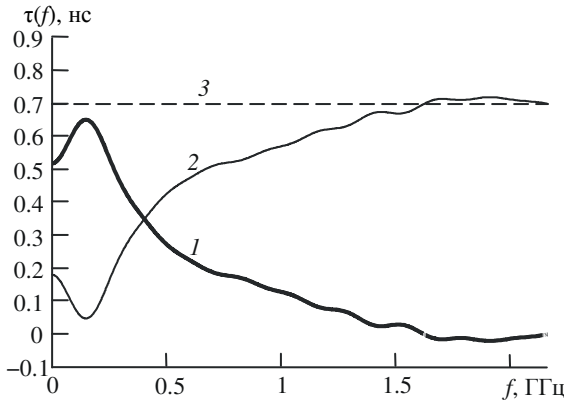


Рис. 1.2. Частотные зависимости ГВЗ антенны [29] (кривая 1), ГВЗ корректора (кривая 2), требуемого для выравнивания ГВЗ антенны, суммарное ГВЗ корректора и антенны (кривая 3)

Наличие максимума или минимума ГВЗ в окрестности нулевой частоты использовано в качестве классификационного признака по двум причинам. Во-первых, характеристика ГВЗ с максимумом на нулевой частоте подходит для достаточно широкого круга задач: реализации фильтра Гильберта (раздел 2.1), уменьшения локального рассогласования импедансов в сверхширокополосных системах (раздел 2.2) и селекции продуктов нелинейного преобразования (глава 3). Во-вторых, одной из важных задач фазовой коррекции в сверхширокополосных системах является уменьшение неравномерности ГВЗ в области низких частот. Эта неравномерность, например, сопровождается спад амплитудно-частотной характеристики

(АЧХ), имеющийся в области низких частот у сверхширокополосных антенн. На рис. 1.2 приведена частотная зависимость ГВЗ антенны, описанной в [29]. Выравнивание ГВЗ антенны корректором на элементах с сосредоточенными параметрами возможно в ограниченном диапазоне частот с применением большого количества корректирующих звеньев (ФК на сосредоточенных элементах имеют характеристику ГВЗ с единственным максимумом). При реализации же характеристики с провалом ГВЗ в окрестности нулевой частоты (кривая 2 на рис. 1.1) возможно выравнивание ГВЗ антенны в широком диапазоне частот при использовании небольшого числа звеньев.

1.2. Фазовые корректоры с максимумом группового времени запаздывания на низких частотах

1.2.1. N -секция

Замечательным свойством N -секции [17] на основе связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью (рис. 1.3)¹ является наличие только одного выраженного максимума частотной характеристики ГВЗ (рис. 1.4), т.е. будучи конструктивно распределенным устройством, секция тем не менее имеет свойства, характерные для устройств на элементах с сосредоточенными параметрами.

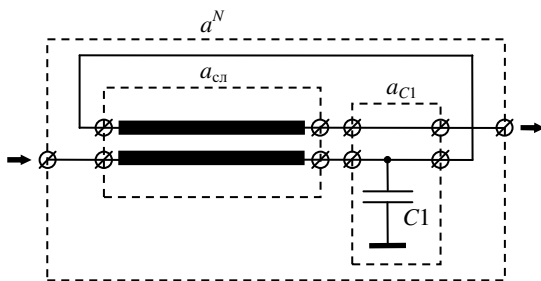


Рис. 1.3. N -секция

¹ N -секция с уравновешенной связью [16] имеет характеристику ГВЗ, обратную характеристике S -секции, однако вносит в сигнал значительное ослабление: рост коэффициента связи СЛ приводит к появлению провалов в АЧХ секции. Данное свойство не позволяет использовать N -секцию с уравновешенной связью в качестве фазового корректора.

Другим особым свойством N -секции является то, что секция не вносит ослабления при неуравновешенной (точнее, предельно неуравновешенной) электромагнитной связи СЛ, т.е. при неодинаковых коэффициентах связи линий по емкости и индуктивности. На примере N -секции в [16] впервые показано, что интерференционные провалы в АЧХ устройств не являются неперенным следствием неуравновешенности электромагнитной связи. Устранение этих провалов в данном случае обеспечивается включением в схему секции конденсатора $C1$. Отсутствие ослабления обеспечивается при следующих параметрах секции:

$$L_{11} = L_{22}, C_{11} = C_{22}, k_C = C_{12}/C_{11} = 1, \tag{1.1}$$

$$\sqrt{\frac{L_{11} - L_{12}}{C_{11}}} = \frac{\rho}{\sqrt{2}}, C1 = \frac{2}{\rho^2} (L_{11} + L_{12})l,$$

где C_{11}, C_{22}, C_{12} – собственные и взаимная погонные емкости СЛ; L_{11}, L_{22}, L_{12} – собственные и взаимная погонные индуктивности СЛ; k_C – коэффициент электромагнитной связи линий по емкости; l – длина отрезка СЛ; ρ – волновое сопротивление подводящей и отводящей линий. При этом коэффициент электромагнитной связи линий по индуктивности $k_L = L_{12}/L_{11} = L_{12}/L_{22}$ определяет форму характеристики ГВЗ (рис. 1.4).

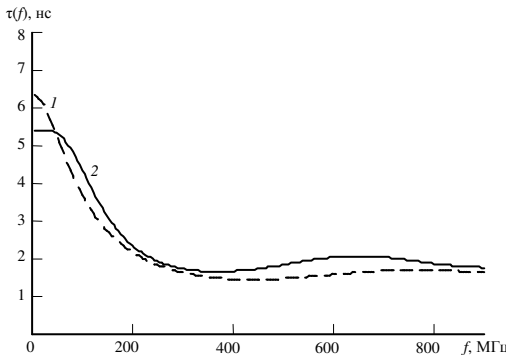


Рис. 1.4. Зависимость ГВЗ N -секции от коэффициента электромагнитной связи линий по индуктивности k_L при выполнении условий отсутствия ослабления: 1, 2 – $k_L = 0.6, 0.486$

Получим формулу для коэффициента пропускания N -секции при выполнении условий отсутствия ослабления (1.1).

Модель отрезка двухпроводных одинаковых связанных линий при предельной связи по емкости. Рассмотрим вначале модель одинаковых СЛ при $k_C = 1$. Эта модель получается из модели СЛ для общего случая (см., например, [30]) при условии, что $Z_{11} = Z_{22}$, $Y_{11} = Y_{22}$ и $Y_{12} \rightarrow -Y_{11}$, где Z и Y – матрицы комплексных погонных сопротивлений и проводимостей соответственно. Как следует из [16], матрица передачи отрезка СЛ для этого случая имеет вид

$$a_{сл} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \text{ch}(\gamma_o l) & 1 - \text{ch}(\gamma_o l) & Z_{11} l + Z_{12} l + \frac{\text{sh}(\gamma_o l)}{Y_o} & Z_{11} l + Z_{12} l - \frac{\text{sh}(\gamma_o l)}{Y_o} \\ 1 - \text{ch}(\gamma_o l) & 1 + \text{ch}(\gamma_o l) & Z_{11} l + Z_{12} l - \frac{\text{sh}(\gamma_o l)}{Y_o} & Z_{11} l + Z_{12} l + \frac{\text{sh}(\gamma_o l)}{Y_o} \\ Y_o \text{sh}(\gamma_o l) & -Y_o \text{sh}(\gamma_o l) & 1 + \text{ch}(\gamma_o l) & 1 - \text{ch}(\gamma_o l) \\ -Y_o \text{sh}(\gamma_o l) & Y_o \text{sh}(\gamma_o l) & 1 - \text{ch}(\gamma_o l) & 1 + \text{ch}(\gamma_o l) \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

где γ_o и Y_o – постоянная распространения и проводимость для нечетной собственной волны соответственно:

$$\gamma_o = \sqrt{2Y_{11}} \sqrt{Z_{11} - Z_{12}}, \quad Y_o = \sqrt{2Y_{11}} / \sqrt{Z_{11} - Z_{12}}^{-1}. \quad (1.3)$$

Далее запишем элементы матриц Z и Y при выполнении условий (1.1).

$$\begin{aligned} Z_{11} &= j\omega L_{11}, \\ Z_{12} &= j\omega L_{12}, \end{aligned} \quad (1.4)$$

$$Y_{11} = j\omega \frac{2}{\rho^2} (L_{11} - L_{12}).$$

Подставим (1.4) в (1.3) и после упрощения получим

$$\gamma_o = j\omega \frac{2}{\rho} (L_{11} - L_{12}), \quad Y_o = \frac{2}{\rho}.$$

¹ При этом постоянная распространения γ_e и проводимость Y_e для четной собственной волны: $\gamma_e = 0$ и $Y_e = 0$.

Подставив данные выражения для γ_o и Y_o в формулу для матрицы передачи (1.2) и учитывая, что для чисто мнимого аргумента $jm \operatorname{ch}(jm) = \cos(m)$, $\operatorname{sh}(jm) = j\sin(m)$, получим матрицу передачи отрезка СЛ при выполнении условий отсутствия ослабления (1.1):

$$a_{\text{сн}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \cos(ml) & 1 - \cos(ml) & j\omega(L_{11} + L_{12})l + j\frac{\rho}{2}\sin(ml) & j\omega(L_{11} + L_{12})l - j\frac{\rho}{2}\sin(ml) \\ 1 - \cos(ml) & 1 + \cos(ml) & j\omega(L_{11} + L_{12})l - j\frac{\rho}{2}\sin(ml) & j\omega(L_{11} + L_{12})l + j\frac{\rho}{2}\sin(ml) \\ \frac{2j}{\rho}\sin(ml) & -\frac{2j}{\rho}\sin(ml) & 1 + \cos(ml) & 1 - \cos(ml) \\ -\frac{2j}{\rho}\sin(ml) & \frac{2j}{\rho}\sin(ml) & 1 - \cos(ml) & 1 + \cos(ml) \end{bmatrix}, \quad (1.5)$$

где $m = 2\omega(L_{11} - L_{12})/\rho$ – волновое число.

Для того чтобы получить матрицу передачи четырехполюсника N -секции, следует матрицу (1.5) умножить справа на матрицу a_{C1} , учитывающую включение конденсатора $C1$ (рис. 1.3). Затем от полученного восьмиполусника нужно перейти к четырехполюснику в соответствии с рис. 1.3. Матрица a_{C1} при выполнении (1.1) имеет следующий вид:

$$a_{C1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & j\omega C1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.6)$$

Формула перехода к матрице передачи четырехполюсника N -секции, в соответствии с [16], выглядит следующим образом:

$$a^N = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} a \times \left\{ \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} a \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \right)^{-1} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} a \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \right\}, \quad (1.7)$$

где

$$a = a_{\text{сн}} a_{C1}. \quad (1.8)$$

Подставив (1.5) и (1.6) в (1.8), а получившийся результат – в (1.7) и выполнив соответствующие преобразования, получим элементы матрицы передачи N -секции при выполнении условий отсутствия ослабления (1.1):

$$a_{11}^N = a_{22}^N = \frac{1 + \left(1 - \omega^2 C1^2 \frac{\rho^2}{2}\right) \cos(ml) - \omega C1\rho \sin(ml)}{1 + \cos(ml) + \omega^2 C1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega C1\rho \sin(ml)},$$

$$a_{12}^N = \frac{j\omega\tilde{N}1\rho^2 \left[1 + \cos(ml) - \omega\tilde{N}1\frac{\rho}{2} \sin(ml)\right]}{1 + \cos(ml) + \omega^2\tilde{N}1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega\tilde{N}1\rho \sin(ml)},$$

$$a_{21}^N = \frac{j\omega C1 \left[1 + \cos(ml) - \omega C1\frac{\rho}{2} \sin(ml)\right]}{1 + \cos(ml) + \omega^2 C1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega C1\rho \sin(ml)}.$$

Выполним по известной формуле [31] нормирование полученной матрицы передачи. Элементы нормированной матрицы передачи N -секции A^N равны:

$$A_{11}^N = A_{22}^N = \frac{1 + \left(1 - \omega^2 C1^2 \frac{\rho^2}{2}\right) \cos(ml) - \omega C1\rho \sin(ml)}{1 + \cos(ml) + \omega^2 C1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega C1\rho \sin(ml)},$$

$$A_{12}^N = A_{21}^N = \frac{j\omega C1\rho \left[1 + \cos(ml) - \omega C1\frac{\rho}{2} \sin(ml)\right]}{1 + \cos(ml) + \omega^2 C1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega C1\rho \sin(ml)}.$$

Перейдем от нормированной матрицы передачи к нормированной матрице рассеяния по известным формулам [31]. В ре-

зультате получим выражения для элементов нормированной матрицы рассеяния N -секции S^N при выполнении условий (1.1):

$$S_{12}^N = S_{21}^N = \frac{1 + \left(1 - \omega^2 C_1^2 \frac{\rho^2}{2}\right) \cos(ml) - \omega C_1 \rho \sin(ml)}{1 + \cos(ml) + \omega^2 C_1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega C_1 \rho \sin(ml)}, \quad (1.9)$$

$$- j \frac{\omega C_1 \rho \left[1 + \cos(ml) - \omega C_1 \frac{\rho}{2} \sin(ml)\right]}{1 + \cos(ml) + \omega^2 C_1^2 \frac{\rho^2}{2} - \omega C_1 \rho \sin(ml)}$$

$$S_{11}^N(\omega) = S_{22}^N(\omega) \equiv 0. \quad (1.10)$$

В рамках условий (1.1) предполагается отсутствие потерь энергии в секции. С учетом этого (1.10) означает, что $|S_{21}^N(\omega)| \equiv 1$. Это доказывает, что секция с неуравновешенной (предельно неуравновешенной) электромагнитной связью СЛ может не вносить ослабления во всём диапазоне частот.

1.2.2. Модифицированная N -секция

Характеристика ГВЗ N -секции непериодическая и имеет один выраженный максимум (рис. 1.4). Технологически легко изготовить связанные линии, если $k_C/k_L < 2$. При $k_C = 1$ (см. (1.1)) этому соответствует $k_L > 0.5$. На рис. 1.4 представлены характеристики ГВЗ N -секции для $k_L \geq 0.486$. Видно, что максимум ГВЗ может располагаться только на частоте, близкой к нулю.

Для построения корректоров с максимумом ГВЗ на заданной, отличной от нуля, частоте необходимо уменьшить неуравновешенность связи СЛ. Этого можно добиться, либо уменьшив коэффициент связи линий по емкости, либо увеличив коэффициент связи по индуктивности. Уменьшить коэффициент связи по емкости нельзя (это приводит к появлению паразитных провалов в АЧХ секции [16]). Увеличив коэффициент связи по индуктивности и скомпенсировав излишнюю индуктивную связь включением индуктивности последовательно с конденсатором C_1 (чтобы сек-

ция по-прежнему не вносила ослабления), придем к модифицированной N -секции [16] (рис. 1.5).

Секция не вносит ослабления, если:

$$L_{11} = L_{12} = L_{22}, C_{11} = C_{12} = C_{22}, \quad (1.11)$$

$$\frac{L_{11}}{C_{11}} \frac{L1}{C1} = \frac{\rho^4}{16}, L_{11} C_{11} l^2 = L1 C1.$$

Из этих условий следует, что $k_C/k_L \equiv 1$, т.е. препятствий для технологической реализации секции в форме большой неуравновешенности электромагнитной связи не возникает ни в каком случае (вне зависимости от того, располагается ли максимум ГВЗ в окрестности нулевой частоты или и на заданной, не равной нулю частоте).

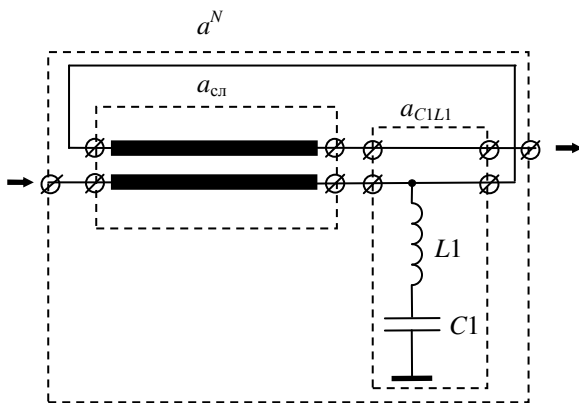


Рис. 1.5. Модифицированная N -секция

Получим формулу для коэффициента пропускания модифицированной N -секции при выполнении условий отсутствия ослабления (1.11).

Модель отрезка двухпроводных одинаковых связанных линий при предельной электромагнитной связи. Формулы (1.11) содержат условия $k_C = 1$ и $k_L = 1$. Рассмотрим модель отрезка СЛ, имеющего такие коэффициенты связи. Так как $k_C = 1$, в качестве основы для этой модели используем систему формул (1.2)–(1.3). При $L_{12} \rightarrow L_{11}$ будем иметь $Z_{12} \rightarrow Z_{11}$, следовательно,

$$\gamma_o = \sqrt{2Y_{11}} \sqrt{Z_{11} - Z_{12}} \rightarrow 0.$$

Учтем, что $\text{ch}(x) \rightarrow 1$ и $\text{sh}(x) \rightarrow x$ при $x \rightarrow 0$. В результате формула (1.2) примет вид

$$a_{\text{сн}} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 & Z_{11}l + Z_{12}l + \frac{\gamma_o l}{Y_o} & Z_{11}l + Z_{12}l - \frac{\gamma_o l}{Y_o} \\ 0 & 2 & Z_{11}l + Z_{12}l - \frac{\gamma_o l}{Y_o} & Z_{11}l + Z_{12}l + \frac{\gamma_o l}{Y_o} \\ Y_o \gamma_o l & -Y_o \gamma_o l & 2 & 0 \\ -Y_o \gamma_o l & Y_o \gamma_o l & 0 & 2 \end{bmatrix}.$$

Подставим формулы (1.3) в последнюю формулу и после упрощения получим

$$a_{\text{сн}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & Z_{11}l & Z_{12}l \\ 0 & 1 & Z_{12}l & Z_{11}l \\ Y_{11}l & -Y_{11}l & 1 & 0 \\ -Y_{11}l & Y_{11}l & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Для $Z_{12} = Z_{11}$ будем иметь

$$a_{\text{сн}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & Z_{11}l & Z_{11}l \\ 0 & 1 & Z_{11}l & Z_{11}l \\ Y_{11}l & -Y_{11}l & 1 & 0 \\ -Y_{11}l & Y_{11}l & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

Перепишем (1.12) с учетом того, что $Z_{11} = j\omega L_{11}$, $Y_{11} = j\omega C_{11}$:

$$a_{\text{сн}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & j\omega L_{11}l & j\omega L_{11}l \\ 0 & 1 & j\omega L_{11}l & j\omega L_{11}l \\ j\omega C_{11}l & -j\omega C_{11}l & 1 & 0 \\ -j\omega C_{11}l & j\omega C_{11}l & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.13)$$

Дальнейшие действия аналогичны тем, которые выполнялись в разделе 1.2.1 для N -секции. Матрицу (1.13) следует умножить справа на матрицу a_{C1L1} , учитывающую включение конденсатора $C1$ и индуктивности $L1$ (рис. 1.5). Эта матрица имеет вид

$$a_{C1L1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{j\omega C1}{1 - \omega^2 L1C1} & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее от полученного восьмиполосника нужно перейти к четырехполоснику в соответствии с (1.7). В результате, с учетом (1.11), получим матрицу передачи a^N четырехполосника модифицированной N -секции:

$$a^N = \begin{bmatrix} \frac{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 + \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} & j \frac{-4\omega^3 \omega_0^2 L_{11} l + 4\omega \omega_0^4 L_{11} l}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} \\ j \frac{-\omega^3 \omega_0^2 C1 + \omega \omega_0^4 C1}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} & \frac{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 + \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} \end{bmatrix},$$

где $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{11} C_{11} l^2}} = \frac{1}{\sqrt{L1C1}}$ – частота, на которой фаза коэффициента пропускания принимает значение $-\pi$,

$m = \sqrt{\frac{L1}{L_{11} l}} = \sqrt{\frac{C_{11} l}{C1}}$ – коэффициент, аналог которого для фазовых корректоров на элементах с сосредоточенными параметрами называется коэффициентом крутизны фазовой характеристики [11].

Выполним по известной формуле [31] нормирование полученной матрицы передачи, учитывая, что в соответствии с (1.11)

$$\rho = 2^4 \sqrt{\frac{L_{11}}{C_{11}} \frac{L1}{C1}}.$$

Нормированная матрица передачи модифицированной N -секции A^N равна

$$A^N = \begin{bmatrix} \frac{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 + \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} & j \frac{-\omega^3 \frac{2\omega_0}{m} + \omega \frac{2\omega_0^3}{m}}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} \\ j \frac{-\omega^3 \frac{2\omega_0}{m} + \omega \frac{2\omega_0^3}{m}}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} & \frac{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 + \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} \end{bmatrix}.$$

Перейдем от нормированной матрицы передачи к нормированной матрице рассеяния по известным формулам [31]. Выражения для элементов нормированной матрицы рассеяния модифицированной N -секции S^N при выполнении условий (1.11) имеют следующий вид:

$$S_{12}^N = S_{21}^N = \frac{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 + \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4} + j \frac{\omega^3 \frac{2\omega_0}{m} - \omega \frac{2\omega_0^3}{m}}{\omega^4 - \omega^2 \left(2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{m^2} \right) + \omega_0^4}, \quad (1.14)$$

$$S_{11}^N(\omega) = S_{22}^N(\omega) \equiv 0. \quad (1.15)$$

В предположении отсутствия потерь энергии в секции условия (1.15) означают, что $|S_{21}^N(\omega)| \equiv 1$. Таким образом, модифицированная N -секция при выполнении условий (1.11) не вносит ослабления.

Можно показать, что формула (1.14) тождественна формуле

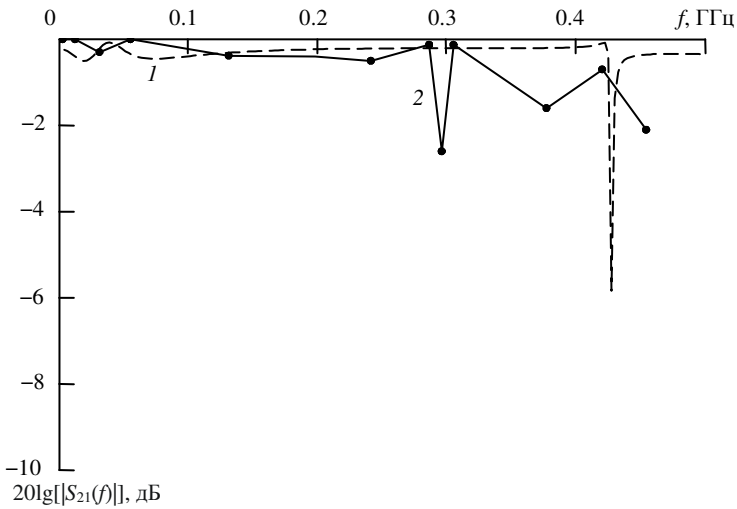
$$S_{12}^N = S_{21}^N = \frac{(j\omega)^2 - \frac{\omega_0}{m} j\omega + \omega_0^2}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_0}{m} j\omega + \omega_0^2}, \quad (1.16)$$

известной как передаточная функция фазового корректора второго порядка на элементах с сосредоточенными параметрами [11]. Данный факт позволяет, в частности, применять для синтеза характеристик ГВЗ корректоров на основе модифицированной N -секции известные полиномиальные описания. Отсюда следует также, что формула для группового времени запаздывания модифицированной N -секции совпадает с формулой ГВЗ фазового корректора второго порядка на элементах с сосредоточенными параметрами. Последняя, в соответствии с [11], имеет вид

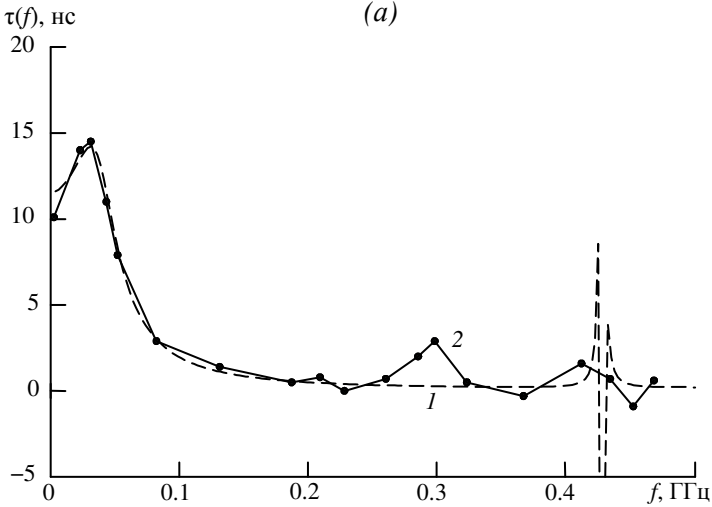
$$\tau(\omega) = \frac{1}{\omega_0} \frac{2m(1 + \omega^2/\omega_0^2)}{\omega^2/\omega_0^2 + m^2(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2}.$$

Модифицированная N -секция может иметь весьма простую конструкцию. В качестве примера на рис. 1.6 приведены характеристики секции (расчетные и экспериментальные), в которой связанные линии выполнены в виде отрезка полоскового кабеля марки РП 12-5-12 длиной 25.7 см, свернутого в виде кольца (для минимизации длины перемычки, соединяющей диагональные концы СЛ). На рис. 1.6, a приведен модуль коэффициента пропускания $|S_{21}|$, на рис. 1.6, b – групповое время запаздывания. Кривые 1 на этих графиках представляют результаты расчетов, кривые 2 – результаты экспериментальных измерений.

Провалы в частотной характеристике коэффициента пропускания связаны с тем, что условия (1.10) о полной связи линий выполняются не в точности. На рис. 1.6, a (кривая 1) приведен результат расчета коэффициента пропускания при $k_C = 1$ и $k_L = 0.96$.



(a)



(б)

Рис. 1.6. Модуль коэффициента пропускания (а) и ГВЗ (б) модифицированной N -секции из кабеля РП 12-5-12: кривые 1 – расчет, кривые 2 – эксперимент

1.3. Фазовые корректоры с минимумом группового времени запаздывания на низких частотах

1.3.1. *P*-секция

Отличительная особенность *P*-секции (рис. 1.7) с неуравновешенной электромагнитной связью линий¹ [16, 26] состоит в том, что ее ГВЗ (рис. 1.8) на частотах, близких к нулю, меньше, чем на бесконечной частоте. Такая характеристика не имеет функциональных аналогов среди характеристик, реализуемых корректорами на элементах с сосредоточенными параметрами.

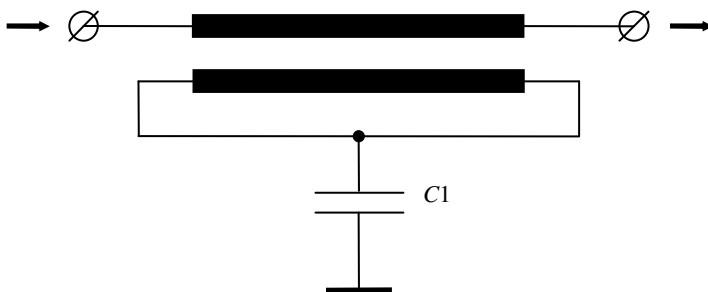


Рис. 1.7. *P*-секция

Для того чтобы корректор не вносил ослабления в сигнал при неуравновешенной связи СЛ, в схему секции включается конденсатор $C1$. *P*-секция не вносит ослабления в сигнал при выполнении тех же условий, что и *N*-секция, т.е. (1.1) [16, 27].

¹ *P*-секция с уравновешенной связью вносит в сигнал незначительное ослабление, однако характеристика ГВЗ секции качественно аналогична характеристике ГВЗ *C*-секции (см. раздел 1.4.1), которая проще реализуется технологически (не требуется пространственное совмещение противоположных концов отрезка СЛ). Поэтому практическое применение *P*-секции с уравновешенной электромагнитной связью нецелесообразно.

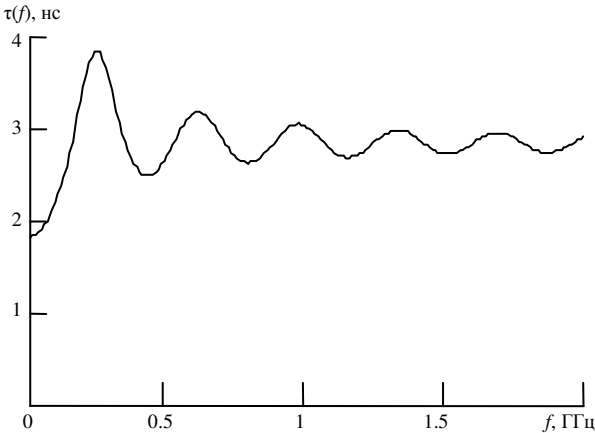


Рис. 1.8. ГВЗ P -секции с неуравновешенной электромагнитной связью

1.4. Фазовые корректоры с периодической частотной зависимостью группового времени запаздывания

1.4.1. C -секция

C -секция (рис. 1.9) – наиболее известный фазовый корректор на основе связанных линий [19–20, 23–24].



Рис. 1.9. C -секция

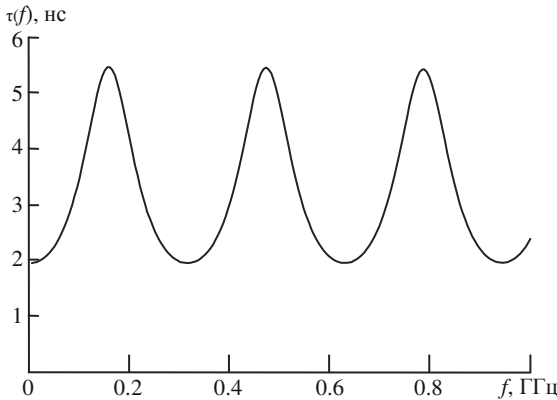
Секция не вносит ослабления в сигнал, если электромагнитная связь линий уравновешенная, т.е.

$$k_L = k_C = k,$$

а также выполняется условие согласования с подводящими линиями

$$\rho = \sqrt{L_{11}/C_{11}}. \quad (1.17)$$

ГВЗ при этом имеет периодическую зависимость от частоты с минимумом на нулевой частоте (рис. 1.10) [16, 26].

Рис. 1.10. ГВЗ C -секции

Для решения задач инженерного синтеза корректоров с использованием C -секции важно иметь запись ее характеристик в аналитическом виде. Такая запись рассмотрена в [32]. При уравновешенной электромагнитной связи СЛ и выполнении условия согласования с подводящими линиями нормированная матрица передачи C -секции имеет вид

$$A = \frac{1}{k \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) + 1} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} k + \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) & j\sqrt{1-k^2} \sin\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) \\ j\sqrt{1-k^2} \sin\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) & k + \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) \end{bmatrix}.$$

Отсюда можно найти элемент S_{21} матрицы рассеяния:

$$S_{21}(\omega) = \frac{k + \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) - j\sqrt{1-k^2} \sin\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right)}{1 + k \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right)}. \quad (1.18)$$

C -секция с неуравновешенной связью линий.

Минимизация вносимого ослабления

В общем случае бывает сложно удовлетворить условию уравновешенности электромагнитной связи линий. Это приводит к появ-

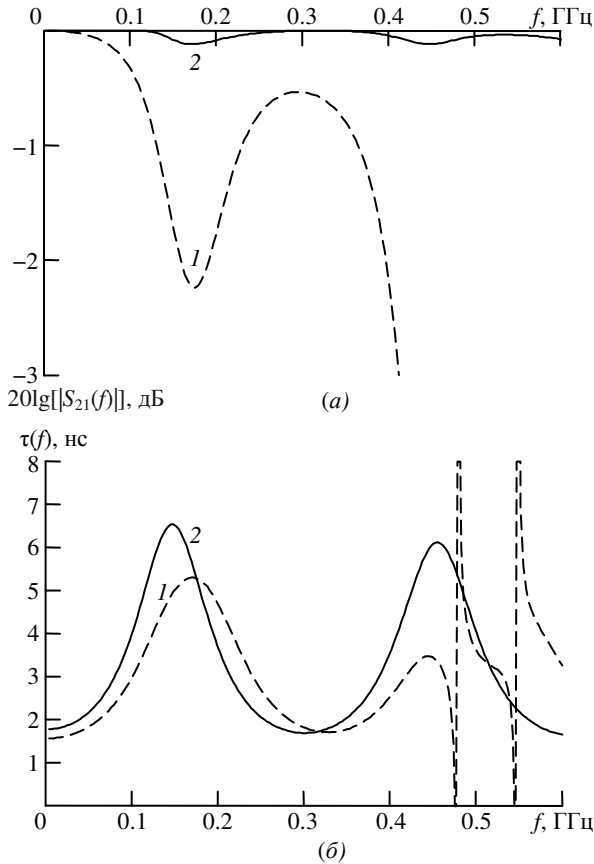


Рис. 1.11. Модуль коэффициента пропускания (а) и ГВЗ (б) S -секции с неравновешенной электромагнитной связью: кривые 1 – при емкости $C1$ на рис. 1.12, равной нулю, кривые 2 – при $C1$, минимизирующей ослабление в окрестностях двух экстремумов ГВЗ

лению локальных минимумов модуля коэффициента пропускания в окрестностях максимумов группового времени запаздывания (рис. 1.11, кривые 1). В работе [24] показано, что неравномерность модуля коэффициента пропускания может быть эффективно уменьшена при включении в схему секции емкости $C1$ (рис. 1.12). В

[16] дополнительно рассмотрен вопрос выбора оптимального значения этой емкости для уменьшения вносимого ослабления в окрестности сразу нескольких максимумов ГВЗ. Сложность, в данном случае, состоит в том, что невозможно обеспечить отсутствие ослабления во всем диапазоне частот, речь может идти только о максимизации минимального значения модуля коэффициента пропускания в некотором частотном диапазоне. Решение данной задачи представляется эффективным проводить в численном виде. Результаты такого решения для случая, когда в рассматриваемый диапазон частот укладываются два максимума ГВЗ, приведены на рис. 1.11 (кривые 2). На рис. 1.13 представлены результаты, полученные для того же отрезка СЛ, но в более широком диапазоне частот, когда в рассматриваемую область частот укладывается три максимума ГВЗ.



Рис. 1.12. С-секция с конденсатором, включенным для уменьшения локальных минимумов модуля коэффициента пропускания

Из рис. 1.11 и 1.13 вытекают следующие общие свойства решения задачи максимизации минимального значения модуля коэффициента пропускания С-секции:

1. Чем больше максимумов ГВЗ укладывается в рабочий диапазон частот, тем меньше минимальное значение модуля коэффициента пропускания в этом диапазоне.

2. Модуль коэффициента пропускания в окрестностях первого и последнего по частоте максимумов ГВЗ (из укладываемых в рассматриваемый диапазон частот) имеет одинаковое и минимальное в рассматриваемом диапазоне частот значение.

Интерпретацию последнего свойства можно получить, рассматривая зависимость модуля коэффициента пропускания С-секции от частоты и величины емкости C_1 (рис. 1.14). При небольших емкостях C_1 провалы модуля коэффициента пропускания на более высоких частотах больше, чем в самый низкочастотный провал. Увеличение емкости C_1 приводит к уменьшению как первого, так и последующих провалов модуля коэффициента пропускания (это обстоятельство отмечено в работе [24]).

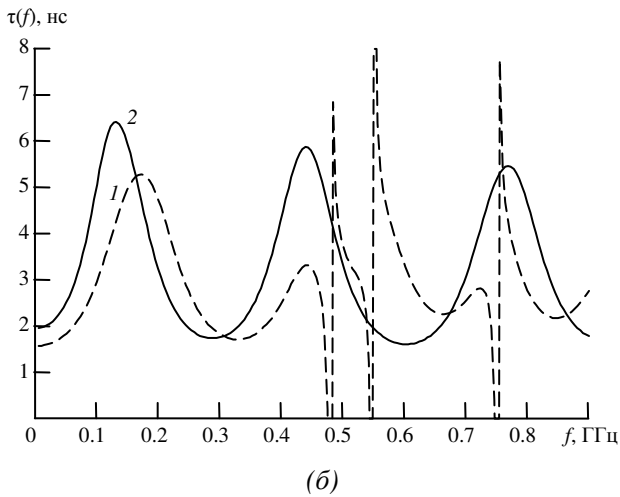
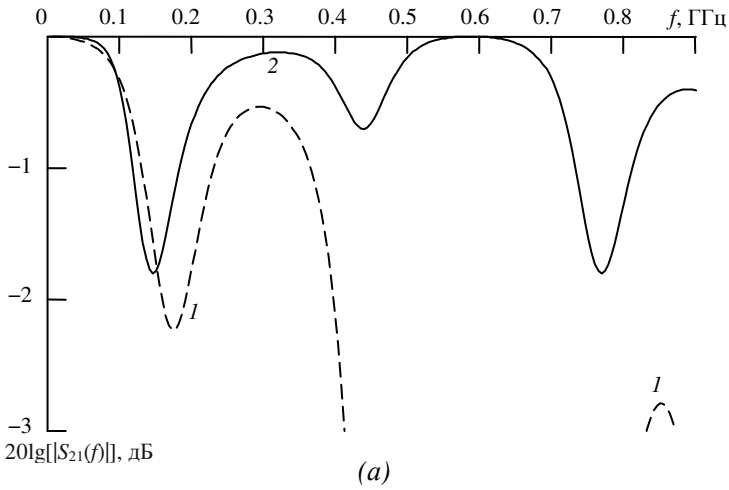


Рис. 1.13. Модуль коэффициента пропускания (а) и ГВЗ (б) C -секции с неравновешенной электромагнитной связью: кривые 1 – при емкости $C1$ на рис. 1.12, равной нулю, кривые 2 – при $C1$, минимизирующей ослабление в окрестностях трех экстремумов ГВЗ

Однако данная ситуация сохраняется лишь до момента, когда первый провал становится исчезающе малым. Далее высокочастотные провалы продолжают уменьшаться, а первый вновь начинает увеличиваться. Очевидно, минимальное значение модуля коэффициента пропускания будет максимально тогда, когда величина первого и последнего провалов будет одинаковой. Увеличение емкости приведет к росту первого резонанса, а уменьшение – к росту старшего. И в том и в другом случае величина максимального затухания вносимого секцией возрастет.

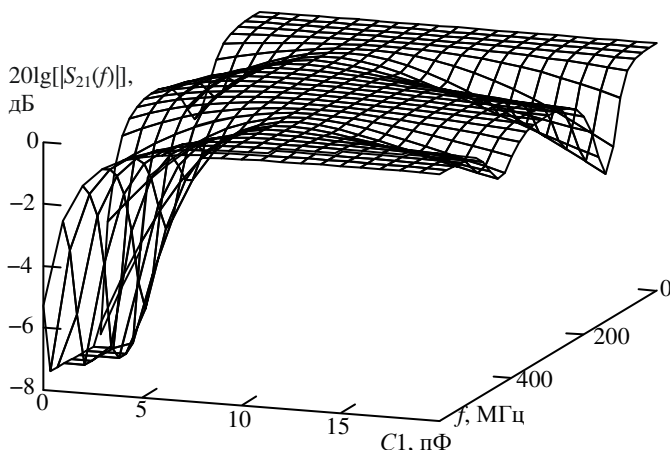


Рис. 1.14. Зависимость модуля коэффициента пропускания C -секции от частоты и величины емкости $C1$

На рис. 1.14 видно также, что величина емкости, необходимой для устранения провала, увеличивается с увеличением его частоты. Поэтому применение вместо $C1$ двухполосника с более сложной, чем у емкости, частотной зависимостью импеданса должно давать лучшие результаты.

1.4.2. X -секция

X -секция (рис. 1.15) [25] аналогично N -секции имеет максимум ГВЗ на нулевой частоте (рис. 1.16), однако в отличие от N -секции характеристика ее ГВЗ периодична.

Еще одна отличительная особенность X -секции – использование симметричных подводящих линий. Это обстоятельство нуждается в комментариях.

Задача синтеза X -секции ставилась и решалась как задача отыскания секции, ГВЗ которой имело бы максимумы на тех частотах, где ГВЗ C -секции имеет минимумы. Было установлено, что такая частотная зависимость ГВЗ получается, если присвоить коэффициентам связи СЛ по емкости и индуктивности в модели C -секции отрицательные значения. Физически получить отрицательные коэффициенты связи между линиями невозможно. Предпосылкой к реализации аналога отрицательного коэффициента связи по емкости стал тот факт, что C -секция вносит на частоте максимума ГВЗ фазовый сдвиг π . То есть X -секция, имея максимум ГВЗ на нулевой частоте, должна инвертировать постоянный ток. В пассивных схемах это возможно только при наличии парафазного входного сигнала, подключенного к выходу «крест-накрест» (рис. 1.15).

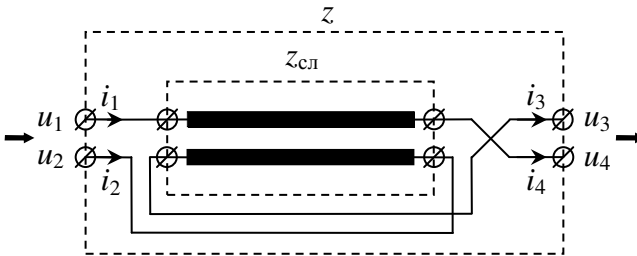
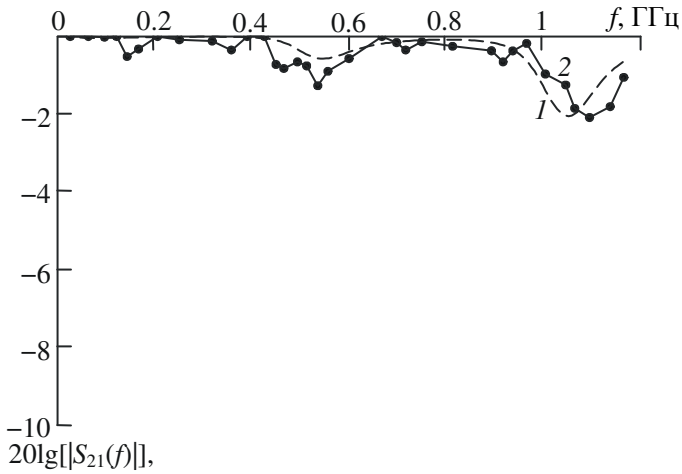
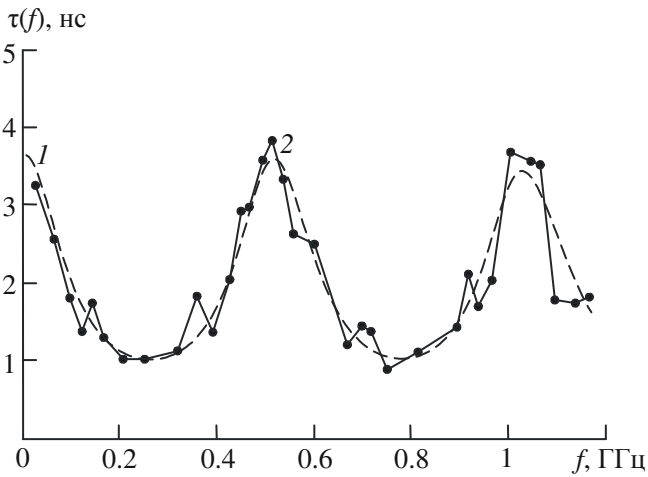


Рис. 1.15. X -секция

Положительная емкостная связь СЛ в такой схеме включения эквивалентна отрицательной емкостной связи в том смысле, что рост потенциала в линии связи приводит, вследствие ее емкостной связи с другой линией, к росту потенциала в противофазном канале, что эквивалентно уменьшению потенциала в синфазном.



(a)



(б)

Рис. 1.16. Модуль коэффициента пропускания (а) и ГВЗ (б) X-секции: кривые 1 – расчет, кривые 2 – эксперимент

Секция не вносит затухания в сигнал, если электромагнитная связь линий уравновешенная, т.е.

$$k_L = k_C = k, \quad (1.19)$$

линии одинаковые:

$$L_{11} = L_{22}, C_{11} = C_{22}, \quad (1.20)$$

а также выполняется условие согласования с подводящими линиями:

$$\rho/2 = \sqrt{L_{11}/C_{11}}. \quad (1.21)$$

Анализ характеристик X -секции основан на ее представлении в виде восьмиполосника связанных линий, от которого осуществляется переход к четырехполоснику согласно рис. 1.15. Расчет характеристик X -секции выполняется проще, если восьмиполосник СЛ описать матрицей сопротивлений $z_{\text{сл}}$. Расчет матрицы четырехполосника X -секции удобно выполнять в два этапа. Вначале осуществляется перестановка полюсов восьмиполосника СЛ согласно рис. 1.15:

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} z_{\text{сл}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.22)$$

где z – результат перестановки. Для перехода к четырехполоснику X -секции учтем, что в силу симметрии секции и подводящих линий токи i_1 и i_2 (рис. 1.15) одинаковы по величине и противоположны по направлению: $i_1 = -i_2$. Такое же условие выполняется для токов i_3 и i_4 : $i_3 = -i_4$. Матрица четырехполосника X -секции z^X устанавливает связь между разностью напряжений u_1 и u_2 , разностью напряжений u_3 и u_4 и токами i_1 и i_3 .

$$\begin{pmatrix} u_1 - u_2 \\ u_3 - u_4 \end{pmatrix} = z^X \begin{pmatrix} i_1 \\ i_3 \end{pmatrix}.$$

С учетом изложенного матрица сопротивлений X -секции:

$$z^X = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} z \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}. \quad (1.23)$$

Подставив (1.22) в (1.23), получим окончательную формулу перехода от матрицы сопротивлений восьмиполосника связанных линий к матрице четырехполосника X -секции:

$$z^X = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} z_{\text{сл}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}. \quad (1.24)$$

Осуществляя нормировку z^X к волновому сопротивлению подводящих линий и переходя к нормированной матрице рассеяния S^X , получим затухание и ГВЗ корректора как модуль и аргумент коэффициента S_{12}^X этой матрицы соответственно.

Полезно также иметь функции вносимого X -секцией затухания и ГВЗ в аналитическом виде. При выполнении условий (1.19)–(1.21) матрицы погонных сопротивлений СЛ $Z(\omega)$ и погонных проводимостей $Y(\omega)$ будут иметь вид

$$Z(\omega) = j\omega L_{11} \begin{bmatrix} 1 & k \\ k & 1 \end{bmatrix}, \quad Y(\omega) = j\omega \frac{4L_{11}}{\rho^2} \begin{bmatrix} 1 & -k \\ -k & 1 \end{bmatrix}.$$

Поскольку связь линий уравновешенная, постоянные распространения четной и нечетной волн одинаковы и равны

$$\gamma(\omega) = 2j\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1 - k^2}.$$

В соответствии с [33] напряжения модальных волн $U(\omega)$ представляют собой собственные векторы матрицы $\alpha(\omega) = Z(\omega)Y(\omega)$. Так как связь линий уравновешенная, матрица $\alpha(\omega)$ получается диагональной, а матрица ее собственных векторов единичной, т.е. $U(\omega) \equiv E$. По [33] вектор модальных токов $I(\omega) = Y(\omega)U(\omega)\{\gamma(\omega)\}^{-1}$,

где $\{\bullet\}$ – оператор диагонализации. Подставив в последнюю формулу полученные выше $Y(\omega)$, $U(\omega)$ и $\gamma(\omega)$, будем иметь

$$I(\omega) = \frac{2}{\rho\sqrt{1-k^2}} \begin{bmatrix} 1 & -k \\ -k & 1 \end{bmatrix}.$$

Ненормированная матрица z связанных линий в соответствии с [33] представляется в виде совокупности матриц-клеток:

$$z_{\text{сн}}(\omega) = \begin{bmatrix} z_{aa}(\omega) & z_{ab}(\omega) \\ z_{ba}(\omega) & z_{bb}(\omega) \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

где $z_{aa}(\omega) = z_{bb}(\omega) = U(\omega)\{\text{cth}[\gamma(\omega)l]\}I(\omega)^{-1}$, $z_{ab}(\omega) = z_{ba}(\omega) = U(\omega)\{\text{csch}[\gamma(\omega)l]\}I(\omega)^{-1}$. Подставив в эти формулы $I(\omega)$, $U(\omega)$ и $\gamma(\omega)$, получим:

$$z_{aa}(\omega) = z_{bb}(\omega) = \frac{\rho}{2\sqrt{1-k^2}} \text{cth}\left(2j\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right) \begin{bmatrix} 1 & k \\ k & 1 \end{bmatrix}, \quad (1.26)$$

$$z_{ab}(\omega) = z_{ba}(\omega) = \frac{\rho}{2\sqrt{1-k^2}} \text{csch}\left(2j\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right) \begin{bmatrix} 1 & k \\ k & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.27)$$

Подставив (1.26) и (1.27) в (1.25), а получившийся результат в (1.24) и выполнив соответствующие преобразования, найдем z -матрицу четырехполосника X -секции:

$$z^X(\omega) = \frac{j\rho}{\sqrt{1-k^2} \sin\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right)} \times \begin{bmatrix} k - \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right) & 1 - k \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right) \\ 1 - k \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right) & k - \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2}l\right) \end{bmatrix}.$$

Выполним нормировку z^X к волновому сопротивлению подводящих линий и перейдем по известной формуле [33] к нормированной матрице рассеяния $S^X(\omega) = E - 2(E + Z^X(\omega))^{-1}$, где Z^X – нормированная матрица сопротивлений. Элементы матрицы S^X равны:

$$S_{11}^X(\omega) = S_{22}^X(\omega) \equiv 0, \quad (1.28)$$

$$S_{12}^X(\omega) = S_{21}^X(\omega) = \frac{k - \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right) + j\sqrt{1-k^2} \sin\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right)}{1 - k \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right)}. \quad (1.29)$$

Равенства (1.28) являются доказательством отсутствия ослабления сигнала X -секцией при выполнении условий (1.19)–(1.21) и любом коэффициенте связи линий. Аргумент выражения (1.29) представляет собой фазочастотную характеристику секции.

Реализации X -секции с малой длиной перемычек

Первым полюсом симметричного входа X -секции является начало отрезка СЛ, а вторым – конец (рис. 1.15). То же самое относится и к выходным полюсам. Поэтому для минимизации длины необходимых перемычек начало и конец отрезка СЛ должны быть пространственно совмещены. Осуществить это можно, например, выполнив секцию из двух отрезков СЛ согласно рис. 1.17, *а*. X -секция также может быть выполнена из четырех отрезков СЛ (рис. 1.17, *б*) или в виде кольца гибких СЛ.

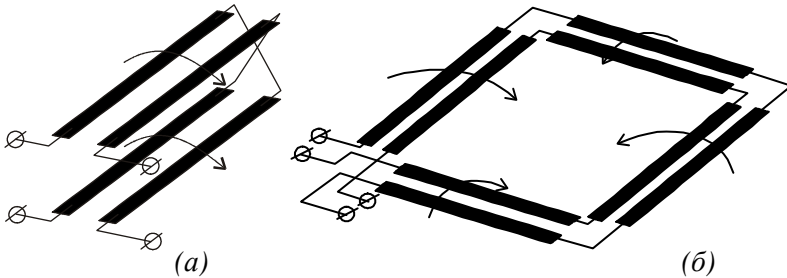


Рис. 1.17. Варианты реализации X -секции с малой длиной перемычек: *а* – из двух отрезков СЛ, расположенных с двух сторон подложки, *б* – из четырех отрезков СЛ, расположенных с одной стороны подложки

X-секция с неуравновешенной связью линий.

Минимизация вносимого ослабления

Выполнить условие (1.19) об уравновешенности электромагнитной связи технологически сложно. Наличие локальных минимумов модуля коэффициента пропускания практически реализованной X-секции (рис. 1.16, а, кривая 2) обусловлено главным образом неравенством коэффициентов связи линий, образующих X-секцию, по емкости и по индуктивности. В связи с этим возникает задача минимизации ослабления, вносимого X-секцией с неуравновешенной связью линий.

Эксперименты с математической моделью X-секции показали [25], что вносимое секцией с неуравновешенной связью линий ослабление уменьшается при включении посередине отрезка СЛ двухполюсника с определенной частотной зависимостью импеданса. Если $k_L > k_C$, то уменьшить затухание возможно путем включения в состав X-секции конденсатора $C1$, как показано на рис. 1.18. Если $k_L < k_C$, то двухполюсник должен иметь индуктивный характер импеданса. В этом случае возможно вместо конденсатора $C1$ включение индуктивности, но следует иметь в виду, что в этом случае рабочий диапазон частот секции будет ограничен снизу.

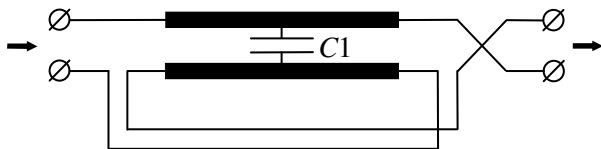


Рис. 1.18. X-секция с конденсатором, включенным для уменьшения локальных минимумов модуля коэффициента пропускания

1.4.3. Фазовый корректор на основе двух отрезков связанных линий

Рассмотренные корректоры выполнены с использованием одного отрезка связанных линий. Но, кроме этого, известны корректоры и на основе нескольких отрезков. На рис. 1.19 приведен фазовый корректор, рассмотренный в [21–22].

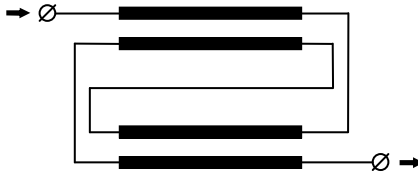


Рис. 1.19. Фазовый корректор на основе двух отрезков связанных линий

При определенных соотношениях сопротивлений подводящих линий и погонных емкостей и индуктивностей отрезков СЛ такой фазовый корректор не вносит ослабления в сигнал. В соответствии с [22] отрезки СЛ выбирают однородными и одинаковыми.

Частотная зависимость группового времени запаздывания такого корректора более сложная (рис. 1.20, кривая 1), чем у корректоров на основе одного отрезка СЛ (*C*-секции, *X*-секции). Но по проведенной в разделе 1.1 классификации характеристик ГВЗ корректор рис. 1.19 относится к корректорам с периодической характеристикой ГВЗ с минимумом на нулевой частоте. В этом смысле он аналогичен *C*-секции. Однако при одинаковых с *C*-секцией суммарной длине и погонных параметрах отрезков связанных линий корректор рис. 1.19 имеет значительно больший перепад ГВЗ (см. рис. 1.20).

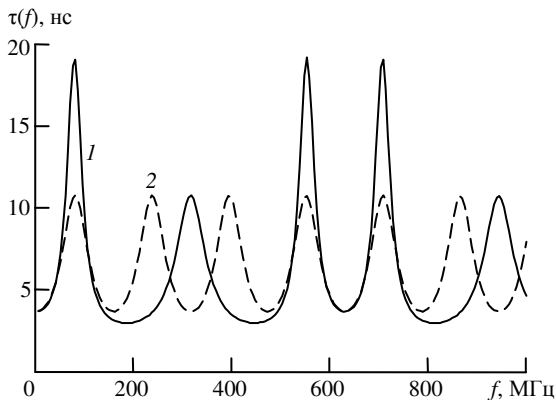


Рис. 1.20. Частотная зависимость ГВЗ фазового корректора рис. 1.19 (кривая 1) в сравнении с ГВЗ *C*-секции (кривая 2) при одинаковых суммарной длине и погонных параметрах отрезков СЛ

1.5. Методика отыскания фазочастотной характеристики

И с теоретической точки зрения, и с точки зрения инженерного синтеза важно иметь формулы для фазочастотных характеристик рассмотренных корректоров. Классическая методика предусматривает вначале получение ФЧХ через функцию $\text{arctg}(\bullet)$. Однако функция $\text{arctg}(\bullet)$ имеет область значений $[-\pi/2; \pi/2]$, и, чтобы получить ФЧХ, нужно учитывать квадрант, в котором находится значение коэффициента пропускания S_{21} . Чтобы получить более удобную формулу ФЧХ, вначале найдем характеристику ГВЗ, а затем найдем ФЧХ интегрированием ГВЗ по частоте.

$$\begin{aligned} \tau(\omega) &= -\frac{d(\arg[S_{21}(\omega)])}{d\omega} = -\frac{d\left(\text{arctg}\left(\frac{\text{Im}[S_{21}(\omega)]}{\text{Re}[S_{21}(\omega)]}\right)\right)}{d\omega} = \\ &= -\frac{1}{1 + \left(\frac{\text{Im}[S_{21}(\omega)]}{\text{Re}[S_{21}(\omega)]}\right)^2} \left(\frac{\text{Im}[S_{21}(\omega)]}{\text{Re}[S_{21}(\omega)]}\right)' = \\ &= -\frac{\text{Re}^2[S_{21}(\omega)]}{\text{Re}^2[S_{21}(\omega)] + \text{Im}^2[S_{21}(\omega)]} \times \\ &\quad \times \frac{\text{Im}'[S_{21}(\omega)]\text{Re}[S_{21}(\omega)] - \text{Im}[S_{21}(\omega)]\text{Re}'[S_{21}(\omega)]}{\text{Re}^2[S_{21}(\omega)]}. \\ \tau(\omega) &= \frac{\text{Im}[S_{21}(\omega)]\text{Re}'[S_{21}(\omega)] - \text{Im}'[S_{21}(\omega)]\text{Re}[S_{21}(\omega)]}{\text{Re}^2[S_{21}(\omega)] + \text{Im}^2[S_{21}(\omega)]}. \end{aligned} \quad (1.30)$$

Если выполняются условия отсутствия ослабления, т.е. $|S_{21}(\omega)| \equiv 1$, то знаменатель (1.30) будет равен единице и формула упрощается:

$$\tau(\omega) = \text{Im}[S_{21}(\omega)]\text{Re}'[S_{21}(\omega)] - \text{Im}'[S_{21}(\omega)]\text{Re}[S_{21}(\omega)]. \quad (1.31)$$

ФЧХ корректора определяется далее как неопределенный интеграл от характеристики ГВЗ:

$$\varphi(\omega) = -\int \tau(\omega)d\omega + \varphi_0, \quad (1.32)$$

где φ_0 – некоторая константа. Определить эту константу можно исходя из знания фазового сдвига на нулевой частоте $\varphi(0)$. Он может быть равен либо нулю, либо $\pm\pi$ в зависимости от того, инвертирует ли устройство постоянный ток или нет. Иногда бывает полезно выполнить дополнительные тригонометрические преобразования полученной по (1.32) формулы ФЧХ, для того чтобы $\varphi(\omega)$ имела область значений $(-\pi, \pi)$ (это будет проиллюстрировано далее при отыскании ФЧХ X-секции).

В качестве примера получим с использованием изложенной методики характеристики ГВЗ и ФЧХ некоторых из рассмотренных выше секций.

Групповое время запаздывания и фазочастотная характеристика C-секции

Подставим (1.18) в (1.31) и после упрощения получим

$$\tau(\omega) = \frac{2 \frac{L_{11}}{\rho} (1 - k^2) l}{1 + k \cos \left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1 - k^2} l \right)}. \quad (1.33)$$

Последняя формула описывает частотную зависимость группового времени запаздывания C-секции при выполнении условий отсутствия ослабления.

Подставив (1.33) в (1.32), выполнив интегрирование и преобразования, получим фазочастотную характеристику:

$$\varphi(\omega) = -2 \arctg \left[\sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \operatorname{tg} \left(\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l \right) \right].$$

Значение φ_0 в (1.32) определено как равное нулю в связи с тем, что C-секция инвертирует постоянный ток.

Групповое время запаздывания и фазочастотная характеристика X-секции

Подставим (1.29) в (1.31) и после упрощения получим

$$\tau(\omega) = \frac{2 \frac{L_{11}}{\rho} (1-k^2) l}{1 - k \cos\left(2\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l\right)}. \quad (1.34)$$

Данное выражение представляет собой частотную зависимость группового времени запаздывания X -секции при выполнении условий отсутствия ослабления.

Фазочастотную характеристику получим, подставив (1.34) в (1.32), выполнив интегрирование и преобразования:

$$\varphi(\omega) = -2 \operatorname{arctg} \left[\sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \operatorname{tg} \left(\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l \right) \right] \pm \pi. \quad (1.35)$$

Значение φ_0 в (1.32) определено как $\pm\pi$ в связи с тем, что X -секция инвертирует постоянный ток. Наличие слагаемого $\pm\pi$, однако, приводит к тому, что область значений этой ФЧХ отличается от интервала $(-\pi, \pi)$. Ниже приведена формула, совпадающая на любой частоте с точностью до слагаемого 2π с (1.35), но имеющая область значений $(-\pi, \pi)$:

$$\varphi(\omega) = -2 \operatorname{arccctg} \left[\sqrt{\frac{1-k}{1+k}} \operatorname{ctg} \left(\omega \frac{L_{11}}{\rho} \sqrt{1-k^2} l \right) \right] + \pi.$$

Групповое время запаздывания N -секции

Найдем характеристику ГВЗ N -секции. Подставим (1.9) в (1.31) и после упрощения получим

$$\tau(\omega) = C\rho \left(\omega C \frac{\rho}{2} ml + \cos(ml) + 1 \right) \times \\ \times \frac{\omega^2 C^2 \frac{\rho^2}{2} + \omega C \rho \sin(ml) + \cos(ml) + 1}{(\omega^2 C^2 \rho^2 + 1) \cos^2(ml) + (\omega^2 C^2 \rho^2 + 2) \cos(ml) + \omega^4 C^4 \frac{\rho^4}{4} + 1}.$$

1.6. Импульсные характеристики фазовых корректоров на основе связанных линий

1.6.1. Общие особенности импульсных характеристик фазовых корректоров

Временные характеристики фазовых корректоров отображают их основное функциональное свойство: свойство преобразовывать форму сигнала без изменения его энергии. В отдельных случаях импульсные характеристики фазовых корректоров на основе связанных линий имеют такой же функциональный вид, как и характеристики ФК, выполненных на элементах с сосредоточенными параметрами. К этому случаю относится, в частности, модифицированная N -секция¹ (раздел 1.2.2). Импульсные характеристики таких корректоров далее не рассматриваются.

Фазовые корректоры, выполненные только с использованием однородных связанных линий (когда элементы с сосредоточенными параметрами отсутствуют), имеют импульсную характеристику $h(t)$ в виде взвешенной суммы сдвинутых во времени дельта-функций $\delta(t)$:

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i \delta(t - \tau_i),$$

где c_i и τ_i – весовой коэффициент и время задержки для соответствующей дельта-функции. Само это обстоятельство следует из работ [34–35], где исследуется распространение импульсов в устройствах на связанных линиях вообще. В общем случае амплитудный спектр суммы нескольких дельта-функций отличается от равномерного. Однако импульсная характеристика фазовых корректоров на основе структур с распределенными параметрами обладает специальным свойством: несмотря на то, что она представляет собой сумму сдвинутых во времени дельта-функций,

¹ В разделе 1.2.2 показано, что модифицированная N -секция имеет такой же коэффициент пропускания, как и ФК на элементах с сосредоточенными параметрами. Поэтому импульсная характеристика, определенная как обратное преобразование Фурье от коэффициента пропускания, у модифицированной N -секции такая же, как и у ФК на элементах с сосредоточенными параметрами.

амплитудный спектр ее такой же, как и у одиночной дельта-функции, т.е. равномерный [32].

Если времена распространения волн вдоль отрезков СЛ, образующих фазовый корректор, кратны некоторому интервалу времени, то дельта-функции в импульсной характеристике следуют с постоянным интервалом времени T . Импульсная характеристика в этом случае имеет вид

$$h(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i \delta(t - T \cdot i). \quad (1.36)$$

К таким устройствам относятся, в частности, фазовые корректоры, выполненные на одном отрезке СЛ с уравновешенной связью (С-секция, Х-секция).

1.6.2. Способы отыскания импульсной характеристики

Импульсную характеристику устройств на основе СЛ можно определить двумя способами:

1. Рассматривается процесс многократного отражения сигнала от концов отрезков СЛ с выводами о том, какая часть сигнала передается каждый раз в выходную линию [34]. Если импульсная характеристика определяется в соответствии с (1.36), то достаточно определить формулу общего члена для последовательности $\{c_i\}$ и время T .

2. Импульсная характеристика определяется как обратное преобразование Фурье от коэффициента пропускания. Преобразование может быть выполнено в общем виде или, если это затруднительно, численно.

Рассмотрим импульсные характеристики С- и Х-секций.

1.6.3. Импульсная характеристика С-секции

Время T , через которое следуют дельта-функции в импульсной характеристике, может быть определено исходя из коэффициента пропускания. Частотная зависимость коэффициента пропускания С-секции (1.18) периодична. Периодический спектр имеют функции, которые во временной области представляют собой сумму дельта-функций, период следования которых T равен периоду частоты ω_1 , через которую повторяются значения спектра [1]. Значения функций $\sin(\bullet)$ и $\cos(\bullet)$ повторяются при из-

менении их аргумента на 2π . Этот аргумент для всех тригонометрических функций, входящих в (1.18), одинаков и равен $\omega L_{11} l \sqrt{1-k^2} 2/\rho$, поэтому ω_1 найдем из уравнения

$$\omega_1 L_{11} l \sqrt{1-k^2} 2/\rho = 2\pi.$$

Находим, что

$$\omega_1 = \frac{\rho}{L_{11} l} \frac{\pi}{\sqrt{1-k^2}}.$$

Период ω_1 равен

$$T = L_{11} l \sqrt{1-k^2} 2/\rho. \quad (1.37)$$

Последовательность $\{c_i\}$ определим, рассматривая процесс многократного отражения сигнала от концов отрезка СЛ. Первый импульс ($i = 0$) в импульсной характеристике образуется в результате пропускания части энергии входного импульса на выход секции без задержки ($t = 0$). Соответствующий весовой коэффициент согласно [34] равен

$$c_0 = E_e - E_o, \quad (1.38)$$

где

$$E_e = 1/(1 + Y_e); E_o = 1/(1 + Y_o). \quad (1.39)$$

Формулы ненормированной проводимости для четной и нечетной волн можно получить, например, из [30], учитывая условие одинаковости связанных линий:

$$Y_e = \frac{\sqrt{Y_{11} + Y_{12}}}{\sqrt{Z_{11} + Z_{12}}}; Y_o = \frac{\sqrt{Y_{11} - Y_{12}}}{\sqrt{Z_{11} - Z_{12}}}.$$

При выполнении условия согласования с подводящими линиями (1.17) нормированная к проводимости подводящих линий проводимость для четной волны равна

$$Y_e = \frac{\sqrt{Y_{11} + Y_{12}}}{\sqrt{Z_{11} + Z_{12}}} \frac{\sqrt{Z_{11}}}{\sqrt{Y_{11}}} = \frac{\sqrt{1-k_C}}{\sqrt{1+k_L}}.$$

Для случая уравновешенной электромагнитной связи линий (только в этом случае С-секция не вносит ослабления)

$$Y_e = \frac{\sqrt{1-k}}{\sqrt{1+k}}. \quad (1.40)$$

Аналогично для нечетной волны получаем, что

$$Y_o = \frac{\sqrt{1+k}}{\sqrt{1-k}}. \quad (1.41)$$

Подставим (1.40)–(1.41) в (1.39):

$$E_e = \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{1-k}}{\sqrt{1+k}}}; \quad E_o = \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{1+k}}{\sqrt{1-k}}}.$$

Последние формулы подставим в (1.38) и после упрощения получим

$$c_0 = \frac{1 - \sqrt{1-k^2}}{k}.$$

Для определения остальных элементов последовательности $\{c_i\}$ путем рассмотрения многократного отражения сигнала от концов отрезка СЛ представим этот процесс графически (рис 1.21). В нулевой момент времени дельта-функция с единичным весовым коэффициентом воздействует на вход первой линии (точка 1) и вызывает в отрезке СЛ длиной l четную и нечетную волны (x на рис. 1.21 обозначает текущую координату импульсов в линии). Эти волны характеризуются, в соответствии с [34], весовыми коэффициентами

$$F_e = \sqrt{2Y_e} / (1 + Y_e) \text{ и } F_o = \sqrt{2Y_o} / (1 + Y_o) \quad (1.42)$$

для четной и нечетной волн соответственно. Для четной волны перемычка в конце отрезка СЛ представляет собой холостой ход, а для нечетной – короткое замыкание. Поэтому, по достижении волной конца отрезка СЛ (точка 2 на рис. 1.21), обратно по отрезку распространяется четная волна с весовым коэффициентом F_e и нечет-

ная с коэффициентом $-F_o$. Часть дошедших до точки Z волн проходит в подводящие линии. Весовые коэффициенты, определяющие долю сигнала, проходящего из отрезка СЛ в подводящие линии, также равны F_e и F_o для четной и нечетной волн соответственно. Поэтому в подводящих линиях оказываются сигналы с весовыми коэффициентами F_e^2 для четной волны и $-F_o^2$ для нечетной. На выходе секции эти сигналы сложатся в противофазе. Поэтому их разность $c_1 = F_e^2 + F_o^2$ определяет следующий коэффициент последовательности $\{c_i\}$.

Другая часть волны распространяется по отрезку СЛ обратно. Весовые коэффициенты, определяющие долю этого сигнала, согласно [34] равны

$$D_e = (Y_e - 1)/(Y_e + 1), D_o = (Y_o - 1)/(Y_o + 1), \quad (1.43)$$

для четной и для нечетной волн соответственно. Таким образом, на следующем этапе волнового процесса от начала отрезка СЛ распространяются волны с весовыми коэффициентами $F_e D_e$ для четной волны и $-F_o D_o$ для нечетной. Очевидно, что отличие этого и последующих этапов распространения волн от первого состоит только в том, что от начала отрезка распространяются волны с весовыми коэффициентами, равными не F_e и F_o , а $F_e D_e^{i-1}$ и $F_o (-D_o)^{i-1}$, где $i = 1, 2, \dots$ – номер этапа. Соответственно, сигналы, проходящие в подводящие линии после каждого этапа, равны $F_e^2 D_e^{i-1}$ и $-F_o^2 (-D_o)^{i-1}$. Таким образом, формула общего члена последовательности $\{c_i\}$ начиная со второго элемента ($i = 1$) будет иметь вид

$$c_i = F_e^2 D_e^{i-1} + F_o^2 (-D_o)^{i-1}. \quad (1.44)$$

Подставив в (1.43) формулы (1.40) и (1.41) и выполнив упрощение, получим

$$D_e = -\frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} = -c_0, \quad D_o = \frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} = c_0.$$

Далее, учитывая последние формулы, а также формулы (1.40)–(1.42), придем к упрощенной записи (1.44):

$$c_i = 2(-c_0)^{i-1} \left(1 - \frac{c_0}{k}\right). \quad (1.45)$$

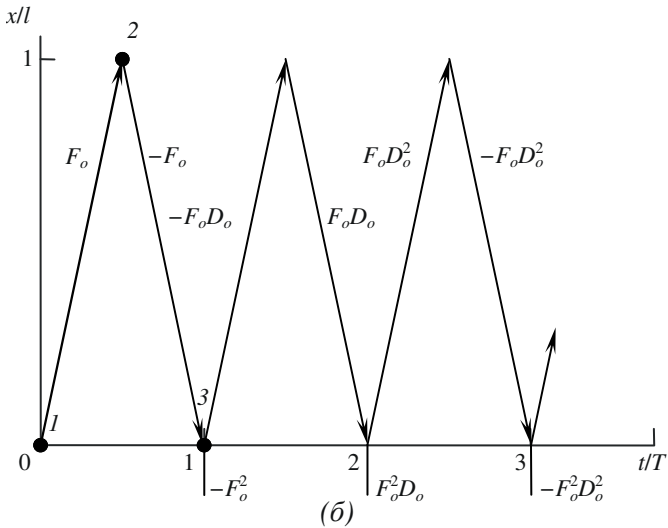
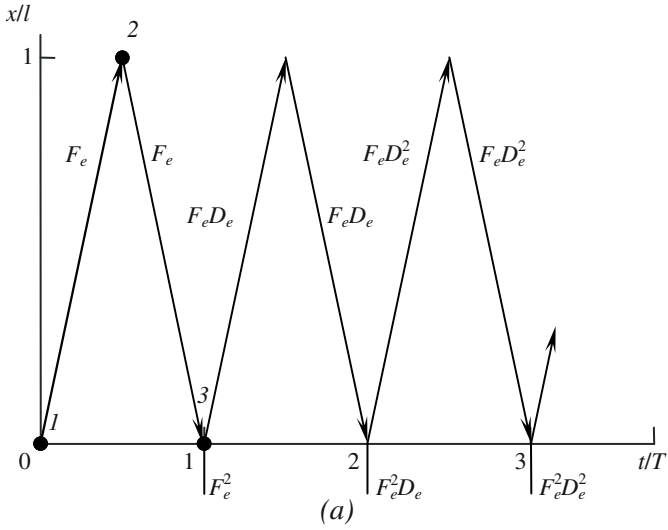


Рис. 1.21. Зависимость координаты импульсов в С-секции от времени для четной (а) и нечетной (б) составляющих

Определение импульсной характеристики при помощи преобразования Фурье менее наглядно физически и составляет сложности при определении формулы импульсной характеристики в общем виде. Однако этот способ позволяет анализировать структуры на основе многих отрезков СЛ с учетом ослабления, вносимого реальной секцией в сигнал, и других факторов. На рис. 1.22 приведены результаты расчета (кривая 2) и экспериментального измерения (кривая 3) отклика $u_{\text{вых}}(t)$ двух каскадно соединенных С-секций на видеоимпульс $u_{\text{вх}}(t)$ (кривая 1). Видно, что отклик представляет собой последовательность импульсов, мало отличающихся по форме от входного импульса.

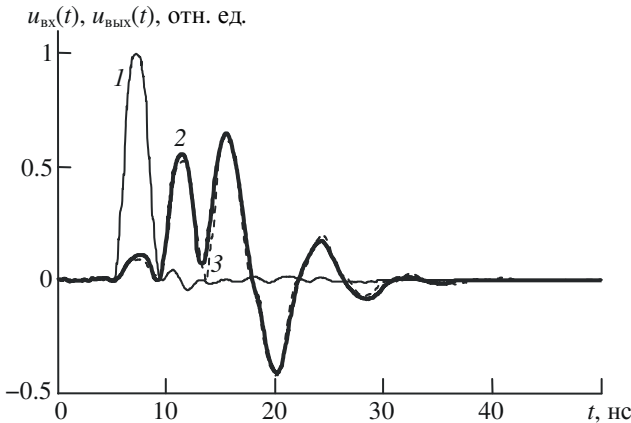


Рис. 1.22. Отклик двух каскадно соединенных С-секций: кривая 1 – тестовый сигнал, $u_{\text{вх}}(t)$; кривые 2–3 – отклик секций, $u_{\text{вых}}(t)$ (кривая 2 – расчет, кривая 3 – эксперимент)

1.6.4. Импульсная характеристика Х-секции

С физической точки зрения волновые процессы в Х-секции и С-секции существенно различаются: в Х-секции в ответ на импульсное входное воздействие волны распространяются навстречу друг другу сразу с двух концов отрезка СЛ. Однако формально коэффициент пропускания Х-секции (1.29) получается из коэффициента пропускания С-секции (1.18), если заменить знак перед коэффициентом связи линий k и всю формулу коэффициента пропускания умножить на -1 . Поэтому интервал следования импуль-

сов T в импульсной характеристике X -секции определяется, как и для S -секции, по формуле (1.37). Формулу же общего члена для последовательности $\{c_i\}$ для X -секции можно получить из (1.45), если заменить знак перед k в этой формуле и в формуле для c_0 и всю последовательность $\{c_i\}$ умножить на -1 :

$$c_0 = \frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k}; \quad c_i = -2(-c_0)^{i-1} \left(1 + \frac{c_0}{k} \right).$$

1.7. Передаточные свойства фазовых корректоров в отсутствие согласования с импедансом источника и нагрузки

В случае если сопротивления источника ρ_0 и нагрузки ρ_n одинаковые и вещественные, то фазовый корректор, будучи включенным между источником и нагрузкой, не вносит дополнительного ослабления в тракт передачи сигнала. Однако устройства, между которыми мог бы быть включен фазовый корректор, в сверхширокополосных системах не всегда согласованы друг с другом по импедансу (например, выходной каскад передатчика и СШП антенна). Возникает вопрос: сохранится ли в этой ситуации (и если да, то при каких условиях) упомянутое свойство фазового корректора не вносить дополнительного затухания в тракт передачи сигнала [36]?

1.7.1. Модуль коэффициента пропускания фазового корректора при рассогласовании только по входу или только по выходу

Сначала рассмотрим случай различных, но вещественных сопротивлений источника ρ_0 и нагрузки ρ_n . Сопоставим модули коэффициента пропускания $|S_{21}|$ непосредственного соединения источника и нагрузки и соединения «источник – фазовый корректор – нагрузка».

Если сопротивления источника и нагрузки одинаковые $\rho = \rho_0 = \rho_n$, то коэффициент пропускания такого соединения равен единице. S_{21} в этом случае остается единичным и при включении между источником и нагрузкой фазового корректора, рассчитанного на волновое сопротивление ρ . Единичным S_{21} будет и в слу-

чае, если между источником и нагрузкой включить отрезок линии передачи с волновым сопротивлением ρ . Поэтому фазовый корректор можно рассматривать как отрезок линии передачи с частотно-независимым волновым сопротивлением ρ (с тем отличием, что групповое время запаздывания сигнала в фазовом корректоре частотно-зависимо). Используя формулы из [31], запишем коэффициент пропускания отрезка линии передачи

$$S_{21} = \frac{2}{\left(\sqrt{\frac{\rho_n}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_n}} \right) \cos \Theta + j \left(\frac{\rho}{\sqrt{\rho_n \rho_0}} + \frac{\sqrt{\rho_n \rho_0}}{\rho} \right) \sin \Theta}, \quad (1.46)$$

где $\Theta = 2\pi l/\lambda$ – электрическая длина отрезка линии передачи, l – физическая длина отрезка, λ – длина волны в линии.

S_{21} , вычисленный по формуле (1.46), независим от Θ при выполнении условия

$$\sqrt{\frac{\rho_n}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_n}} = \frac{\rho}{\sqrt{\rho_n \rho_0}} + \frac{\sqrt{\rho_n \rho_0}}{\rho}.$$

Это уравнение имеет два решения: $\rho = \rho_0$ и $\rho = \rho_n$. Независимость S_{21} от Θ означает независимость S_{21} и от физической длины отрезка линии передачи, моделирующего фазовый корректор, и, следовательно, S_{21} не зависит от самого наличия этого отрезка.

Таким образом, включение фазового корректора между несогласованными источником и нагрузкой с частотно-независимыми сопротивлениями не сопровождается увеличением ослабления сигнала, если корректор согласован с источником или нагрузкой. Это обстоятельство позволяет применять фазовые корректоры и при наличии рассогласования по одной из пар их полюсов. Для инженера в этой ситуации имеется даже больше степеней свободы, так как появляется возможность рассчитать корректор на одно из двух значений волнового сопротивления. При этом заданная частотная зависимость ГВЗ реализуема при двух сочетаниях параметров корректора. Отдать предпочтение тем или другим параметрам можно исходя из, например, технологических соображений.

Если сопротивление источника z_0 или нагрузки z_n комплексное, то определить коэффициент пропускания активной мощности удобно, если мнимую часть сопротивления представить отдельным четырехполюсником, как показано на рис. 1.23 штриховой линией.

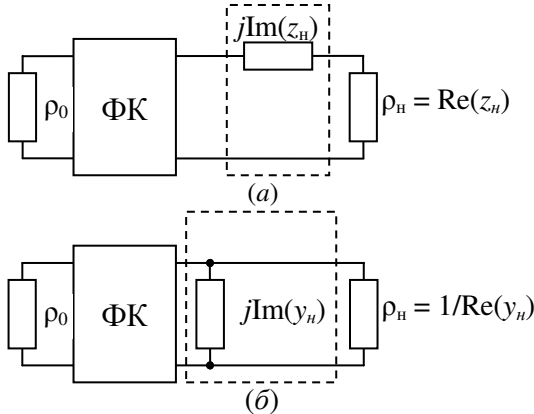


Рис. 1.23. Учет комплексного характера сопротивления нагрузки: z_n – комплексное сопротивление нагрузки, y_n – комплексная проводимость нагрузки

По-прежнему будем рассматривать в качестве модели фазового корректора отрезок линии передачи. Используя формулы из [31], запишем коэффициент пропускания каскадного соединения отрезка линии передачи с волновым сопротивлением ρ и последовательного сопротивления $j\text{Im}(z_n)$ (рис. 1.23, a)

$$S_{21} = 2 \left[\left(\sqrt{\frac{\rho_n}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_n}} + j \frac{\text{Im}(z_n)}{\sqrt{\rho_n \rho_0}} \right) \cos \Theta + \right. \\ \left. + j \left(\frac{\rho}{\sqrt{\rho_n \rho_0}} + \frac{\sqrt{\rho_n \rho_0}}{\rho} + j \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_n}} \frac{\text{Im}(z_n)}{\rho} \right) \sin \Theta \right]^{-1}. \quad (1.47)$$

При этом под ρ_n понимается вещественная часть комплексного сопротивления нагрузки. S_{21} не зависит от Θ и, следовательно, от наличия или отсутствия фазового корректора при выполнении условия

$$\sqrt{\frac{\rho_H}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_H}} + j \frac{\text{Im}(z_H)}{\sqrt{\rho_H \rho_0}} = \frac{\rho}{\sqrt{\rho_H \rho_0}} + \frac{\sqrt{\rho_H \rho_0}}{\rho} + j \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_H}} \frac{\text{Im}(z_H)}{\rho}.$$

Это условие выполняется только при $\rho = \rho_0$ (если $\text{Im}(z_H) \neq 0$). В случае, если $\text{Im}(z_H) = 0$, приходим к рассмотренному ранее случаю вещественного сопротивления нагрузки.

Сходную с (1.47) формулу можно записать и в случае представления мнимой части проводимости нагрузки y_H в виде параллельного сопротивления в соответствии с рис. 1.23, б:

$$S_{21} = 2 \left[\left(\sqrt{\frac{\rho_H}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_H}} + j \sqrt{\rho_H \rho_0} \text{Im}(y_H) \right) \cos \Theta + \right. \\ \left. + j \left(\frac{\rho}{\sqrt{\rho_H \rho_0}} + \frac{\sqrt{\rho_H \rho_0}}{\rho} + j \sqrt{\frac{\rho_H}{\rho_0}} \rho \text{Im}(y_H) \right) \sin \Theta \right]^{-1}. \quad (1.48)$$

Условие независимости S_{21} от Θ прежнее: $\rho = \rho_0$.

Таким образом, фазовый корректор не вносит дополнительно ослабления в тракт передачи сигнала и при комплексном сопротивлении нагрузки или источника, если корректор согласован хотя бы только с нагрузкой или только с источником. Сказанное проиллюстрировано на рис. 1.24. Кривые 1 и 4 представляют модуль коэффициента пропускания непосредственного соединения источника сопротивлением 50 Ом и нагрузки сопротивлением $[50 - j/(10^{-11}\omega)]$ Ом, кривые 2 и 3 – модуль коэффициента пропускания соединения «источник сопротивлением 50 Ом – фазовый корректор – нагрузка сопротивлением $[50 - j/(10^{-11}\omega)]$ Ом». При этом кривые 1 и 2 отражают результаты расчетов, а кривые 3 и 4 – результаты экспериментальных исследований. В качестве фазового корректора использована N -секция, рассчитанная на волновое сопротивление $\rho = 50$ Ом. Отличие модуля коэффициента пропускания соединения «источник – корректор – нагрузка» от модуля коэффициента пропускания непосредственного соединения источника и нагрузки не превышает 0.65 дБ. Это значение не превышает неравномерность модуля «собственного» коэффициента пропускания корректора, т.е. коэффициента пропускания в режиме согласования по обеим парам полюсов ($\text{Im}(z_H) = 0$ или

$\text{Im}(y_n) = \infty$, $\rho_n = \rho_0$). Кривая 5 на рис. 1.24 представляет результат экспериментального измерения модуля этого коэффициента.

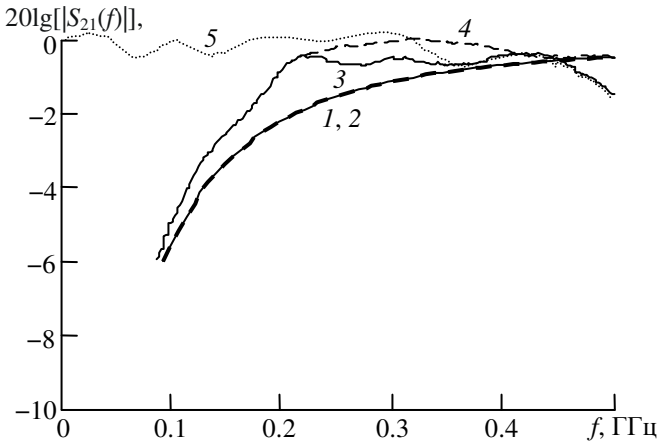


Рис. 1.24. Модуль коэффициента пропускания: непосредственного соединения источника сопротивлением 50 Ом и нагрузки $[50 - j/(10^{-11}\omega)]$ Ом (кривые 1, 4), соединения «источник сопротивлением 50 Ом – фазовый корректор – нагрузка $[50 - j/(10^{-11}\omega)]$ Ом» (кривые 2, 3), фазового корректора (N -секции) в согласованном режиме (кривая 5). Кривые 1, 2 представляют результаты расчетов, кривые 3–5 – экспериментальные результаты

1.7.2. Групповое время запаздывания фазового корректора при рассогласовании только по входу или только по выходу

При комплексном характере нагрузки корректора под фазой его выходного сигнала можно понимать либо фазу тока, либо фазу напряжения, поскольку они в этом случае различны. Если определяется фаза выходного тока, то применяется последовательная схема замещения рис. 1.23, а. При определении фазы выходного напряжения применяется параллельная схема замещения рис. 1.23, б.

В случае, если фазовый корректор согласован, по крайней мере, по одной паре полюсов, например, с источником, формулы (1.47) и (1.48) принимают вид соответственно

$$S_{21} = 2 \left(\sqrt{\frac{\rho_{\text{н}}}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_{\text{н}}}} + j \frac{\text{Im}(z_{\text{н}})}{\sqrt{\rho_{\text{н}}\rho_0}} \right)^{-1} \exp(-j\Theta),$$

$$S_{21} = 2 \left(\sqrt{\frac{\rho_{\text{н}}}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_{\text{н}}}} + j \sqrt{\rho_{\text{н}}\rho_0} \text{Im}(y_{\text{н}}) \right)^{-1} \exp(-j\Theta).$$

При этом собственный коэффициент пропускания фазового корректора $S_{21}^{\text{ФК}} = \exp(-j\Theta)$. А коэффициент пропускания непосредственного соединения источника и нагрузки ($\Theta = 0$)

$$S_{21}^{\text{HC}} = 2 \left(\sqrt{\frac{\rho_{\text{н}}}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_{\text{н}}}} + j \frac{\text{Im}(z_{\text{н}})}{\sqrt{\rho_{\text{н}}\rho_0}} \right)^{-1} \text{ или}$$

$$S_{21}^{\text{HC}} = 2 \left(\sqrt{\frac{\rho_{\text{н}}}{\rho_0}} + \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho_{\text{н}}}} + j \sqrt{\rho_{\text{н}}\rho_0} \text{Im}(y_{\text{н}}) \right)^{-1}.$$

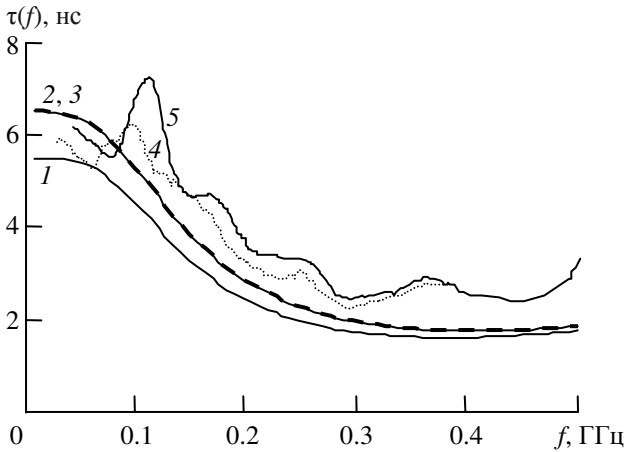
Видно, что коэффициент пропускания соединения «источник – фазовый корректор – нагрузка» равен произведению коэффициентов пропускания фазового корректора и непосредственного соединения источника и нагрузки при определении как фазы выходного тока, так и выходного напряжения. В отношении группового времени запаздывания это означает, что ГВЗ, вносимое фазовым корректором, аддитивно по отношению к ГВЗ непосредственного соединения источника и нагрузки.

Изложенное проиллюстрировано на рис. 1.25. Так, рис. 1.25, *a* относится к определению ГВЗ тока в нагрузке, а рис. 1.25, *б* – к ГВЗ напряжения на нагрузке. Кривые 1 и 4 представляют ГВЗ фазового корректора в согласованном по входу и выходу включении (в качестве корректора, как и ранее, использована *N*-секция, рассчитанная на волновое сопротивление $\rho = 50$ Ом). Кривые 2 и 5 показывают ГВЗ соединения «источник сопротивлением 50 Ом – фазовый корректор – нагрузка сопротивлением $[50 - j/(10^{-11}\omega)]$ Ом». Кривые 3 изображают сумму ГВЗ корректора в согласованном включении и ГВЗ непосредственного соединения источника сопротивлением 50 Ом и нагрузки сопротивлением

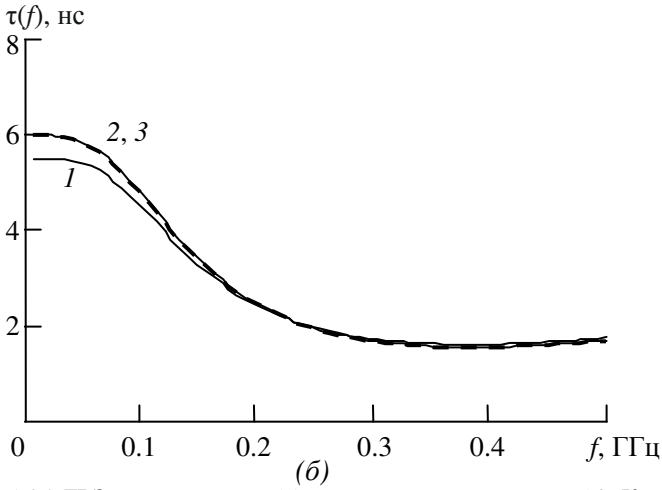
$[50 - j/(10^{-11} \omega)]$ Ом. Кривые 1–3 представляют результаты расчетов, кривые 4–5 – экспериментальные результаты. Совпадение кривых 2 с кривыми 3 показывает, что по результатам расчетов вносимое фазовым корректором групповое запаздывание аддитивно по отношению к ГВЗ непосредственного соединения источника и нагрузки (как по напряжению, так и по току). Отличия экспериментальных результатов от расчетных сводятся к некоторой дополнительной частотно-независимой задержке в подводящих линиях, а также к тому, что условие аддитивности ГВЗ выполняется не строго. Последнее объяснимо с учетом того обстоятельства, что модуль коэффициента пропуска корректора отличается от единицы, (см. кривую 5 на рис. 1.24).

Значительная локальная неравномерность экспериментально измеренной характеристики ГВЗ корректора в области частот ниже 150 МГц в несогласованном режиме, по всей вероятности, иллюстрирует повышенную чувствительность передаточных характеристик корректора к отклонению его параметров при рассогласовании по одной из пар полюсов (см. раздел 1.7.3).

Таким образом, ГВЗ фазового корректора является аддитивным по отношению к собственному ГВЗ тракта, в который корректор включен, как при согласовании корректора по обеим парам полюсов, так и при согласовании хотя бы по одной паре. Это позволяет применять фазовые корректоры в трактах, в которых только источник или только нагрузка имеют частотно-независимое вещественное сопротивление.



(a)



(б)

Рис. 1.25. ГВЗ тока в нагрузке (а) и напряжения на нагрузке (б). Кривые 1, 4 – ГВЗ фазового корректора (N -секции) в согласованном по входу и выходу включении, кривые 2, 5 – ГВЗ соединения «источник сопротивлением 50 Ом – фазовый корректор – нагрузка $[50 - j/(10^{-11} \omega)]$ Ом», кривые 3 – сумма ГВЗ корректора в согласованном включении и ГВЗ непосредственного соединения источника сопротивлением 50 Ом и нагрузки сопротивлением $[50 - j/(10^{-11} \omega)]$ Ом. Кривые 1–3 представляют результаты расчетов, кривые 4–5 – экспериментальные результаты

Рассмотренные свойства фазовых корректоров сохраняются и в том случае, когда импеданс, с которым согласование отсутствует, изменяется в процессе функционирования тракта (как, например, импеданс антенны в георадиолокаторах).

1.7.3. Чувствительность фазовых корректоров к отклонению параметров элементов в согласованном включении и при рассогласовании по одной из пар полюсов

Как показано выше, фазовые корректоры не вносят дополнительного ослабления в тракт передачи сигнала, будучи согласованными хотя бы только с источником или только с нагрузкой. Однако в этом случае влияние отклонения действительных параметров корректора от расчетных на коэффициент пропускания значительно больше, чем при наличии согласования по обеим парам полюсов.

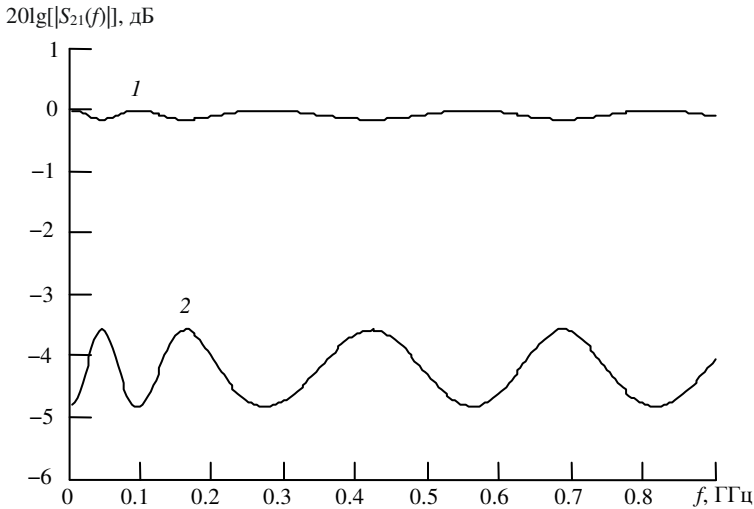


Рис. 1.26. Модуль коэффициента пропускания фазового корректора при отклонении его фактического характеристического сопротивления (60 Ом) от номинального (50 Ом): кривая 1 – сопротивление источника и нагрузки 50 Ом, кривая 2 – сопротивление источника 50 Ом, сопротивление нагрузки 500 Ом

Кривая 1 на рис. 1.26 изображает модуль коэффициента пропускания фазового корректора (N -секции) при отклонении фактического характеристического сопротивления корректора

($\rho = 60$ Ом) от номинального ($\rho = 50$ Ом) при стремлении к согласованию по обеим парам полюсов (сопротивление источника и нагрузки 50 Ом). Частотная неравномерность модуля коэффициента пропускания составляет в этом случае 0.14 дБ. Кривая 2 представляет модуль коэффициента пропускания того же корректора (характеристическое сопротивление $\rho = 60$ Ом) при стремлении к согласованию только по входу (сопротивление источника 50 Ом, сопротивление нагрузки 500 Ом). Теперь частотная неравномерность модуля коэффициента пропускания составляет 1.25 дБ.

Таким образом, при расчете и применении фазовых корректоров в режиме согласования только по одной паре полюсов должно быть больше внимания уделено точности и стабильности их характеристик.

ГЛАВА 2. ФАЗОВАЯ ОБРАБОТКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

В настоящей главе рассматриваются две из перечисленных во введении задач, решаемых посредством фазовой обработки: преобразование формы сигналов и согласование импедансов источника сигнала и нагрузки.

2.1. Преобразование формы импульсных сигналов

Достижение фазочастотной характеристики определенного вида имеет большое значение для получения заданной импульсной характеристики устройств и систем. Например, в [2] показано, что оптимальные по скорости нарастания импульсные характеристики имеют неминимально-фазовые цепи.

2.1.1. Коррекция фазочастотных характеристик

Одним из примеров применения фазовых корректоров может служить корректирование фазочастотной характеристики осциллографов. Собственная нелинейность ФЧХ входных цепей современных осциллографов на сверхвысоких частотах довольно значительна: кривая 1 на рис. 2.1 иллюстрирует фазочастотную характеристику осциллографа Tektronix TDS6154. Для уменьшения нелинейности ФЧХ сигнал после его аналого-цифрового преобразования обрабатывается цифровым корректором. Кривая 2 на рис. 2.1 представляет результат такой коррекции. Видно, что эффективность коррекции высокая. Тем не менее компания Tektronix рассматривает возможность отключения этой коррекции как одно из конкурентных преимуществ. Это связано, в числе прочего, с возможностью возникновения нелинейных искажений сигнала в цифровом корректоре.

Другая возможность коррекции фазочастотных характеристик осциллографов состоит в применении аналоговых фазовых корректоров, описанных в главе 1. В качестве примера на рис. 2.1 (кривая 3) приведен результат коррекции ФЧХ вышеупомянутого

осциллографа при помощи такого корректора (корректор вносит дополнительное запаздывание сигнала, поэтому для удобства сопоставления этой ФЧХ с результатом цифровой коррекции из действительной ФЧХ вычиталось некоторое линейно зависящее от частоты значение). Видно, что нелинейность ФЧХ при аналоговой коррекции выше. Однако собственной нелинейностью пассивного аналогового корректора можно пренебречь.

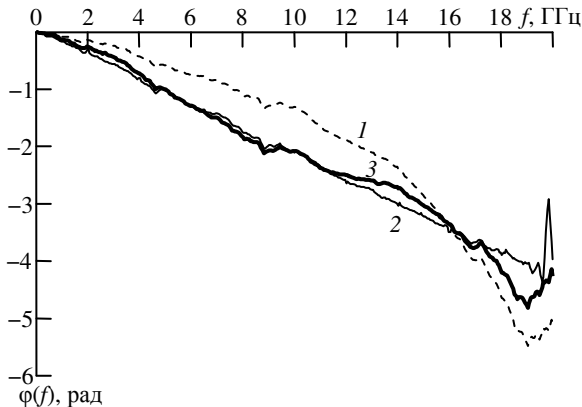


Рис. 2.1. Фазочастотные характеристики осциллографа Tektronix TDS6154: кривая 1 — без коррекции, кривая 2 — со встроенной цифровой коррекцией, кривая 3 — с коррекцией аналоговым фазовым корректором

2.1.2. Условие наибольшего влияния на форму сигнала и фазовые корректоры, его реализующие

Необходимым условием неискаженной передачи формы сигнала является следующее требование к ФЧХ [11]: $\varphi(\omega) = -\omega\tau \pm n\pi$, где τ — некоторая постоянная, а n — целое число. Если ограничиться рассмотрением линейных ФЧХ $\varphi(\omega) = -\omega\tau \pm \varphi_0$, то наиболее значительные изменения формы сигнала наблюдаются в случае

$$\varphi_0 = n\pi + \pi/2. \quad (2.1)$$

Действительно, если слагаемое $\pi/2$ уменьшить, то φ_0 будет приближаться к значению $n\pi$, а если увеличить, то φ_0 приблизится к $(n + 1)\pi$. В обоих случаях приблизимся к условию неискаженной передачи сигналов. Фазочастотная характеристика, принимающая

для всех положительных частот значение (2.1), с точностью до фазовой инверсии соответствует ФЧХ преобразователя Гильберта. И для целей коррекции формы сигналов, и для намеренного ее искажения (как требуется, например, при исследовании нелинейных искажений СШП сигналов) важно знать, какие фазовые корректоры лучше подходят для аппроксимации ФЧХ преобразователя Гильберта [64].

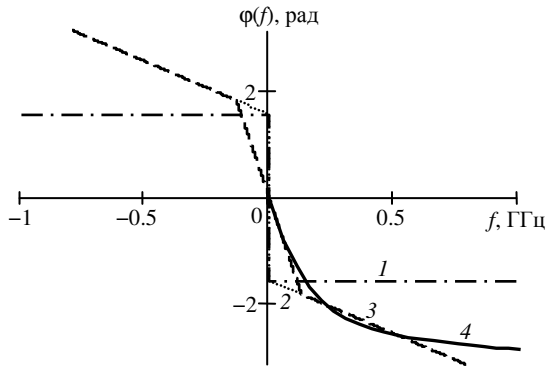


Рис. 2.2. Фазочастотная характеристика идеального преобразователя Гильберта (кривая 1) и ее реализуемая аппроксимация (кривая 4)

Фазочастотная характеристика идеального преобразователя Гильберта представлена на рис. 2.2, кривая 1. Преобразование Гильберта некаузально и, следовательно, в точности нереализуемо. Чтобы прийти к каузальному преобразованию, необходимо дополнить преобразователь Гильберта линией задержки. При этом ФЧХ преобразователя примет вид кривой 2 на рис. 2.2. Разрыв фазочастотной характеристики этого преобразователя, присутствующий на нулевой частоте, означает бесконечное групповое время запаздывания на данной частоте, что нереализуемо. ФЧХ и ГВЗ устройства с конечным ГВЗ приведены на рис. 2.2 (кривая 3) и рис. 2.3 (кривая 1) соответственно. Таким образом, для приближенной реализации преобразователя Гильберта требуется устройство с максимумом ГВЗ в окрестности нулевой частоты. Такое групповое время запаздывания могут иметь фазовые корректоры как на элементах с сосредоточенными пара-

метрами [13], так и на основе связанных линий. К фазовым корректорам на основе СЛ, имеющим максимум ГВЗ в окрестности нулевой частоты, относятся N -секция (раздел 1.2.1), модифицированная N -секция (раздел 1.2.2) и X -секция (раздел 1.4.2). В диапазонах УВЧ и СВЧ выбор корректоров практически ограничивается N - и X -секциями. В частности, на рис. 2.2 (кривая 4) и рис. 2.3 (кривая 2) приведен пример ФЧХ и ГВЗ X -секции, аппроксимирующих характеристики рис. 2.2 (кривая 3) и рис. 2.3 (кривая 1) соответственно.

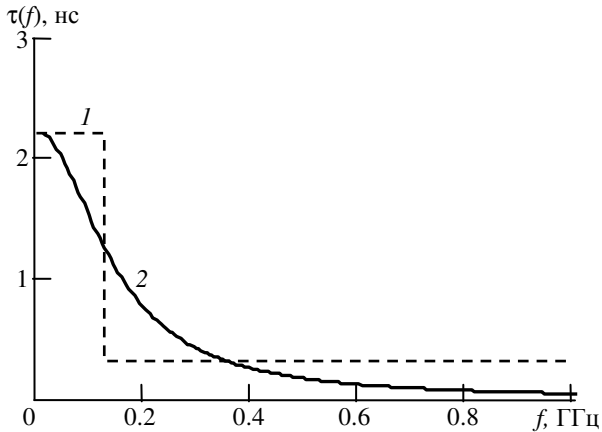


Рис. 2.3. Кривая 1 – характеристика ГВЗ устройства, имеющего фазочастотную характеристику рис. 2.2 (кривая 3); кривая 2 – характеристика ГВЗ X -секции, аппроксимирующая кривую 1

Рис. 2.4 иллюстрирует результат преобразования производной импульса Гаусса (кривая 1) идеальным фильтром Гильберта (кривая 2) и X -секцией (кривая 3). Видно значительное изменение формы импульса, увеличение амплитуды положительного экстремума и уменьшение амплитуды отрицательных экстремумов. Различие форм сигналов на выходе идеального фильтра Гильберта и X -секции представляется возможным оценить как малое.

С уменьшением ширины спектра сигнала степень влияния на его форму преобразования фазового спектра уменьшается.

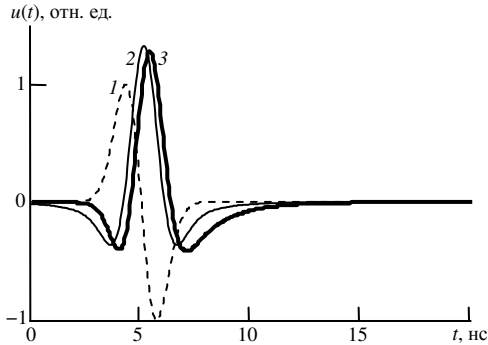


Рис. 2.4. Преобразование производной импульса Гаусса (кривая 1): идеальным фильтром Гильберта (кривая 2); X-секцией (кривая 3)

На рис. 2.5 приведен результат преобразования (кривая 2) третьей производной импульса Гаусса¹ (кривая 1) модифицированной N -секцией. Для узкополосного сигнала влияние фазовой коррекции сводится к изменению фазы этого сигнала.

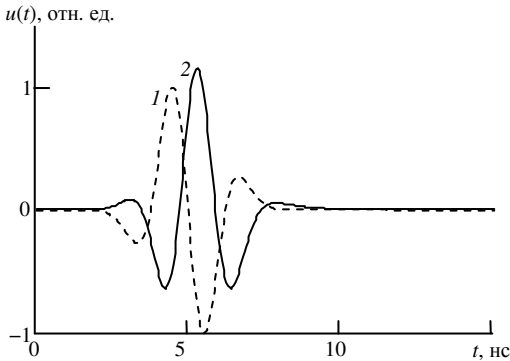


Рис. 2.5. Преобразование третьей производной импульса Гаусса модифицированной N -секцией: кривая 1 – третья производная импульса Гаусса; кривая 2 – выходной сигнал модифицированной N -секции

¹ Третья производная импульса Гаусса – сигнал более узкополосный, чем первая производная.

2.2. Использование фазовой обработки в задачах согласования импедансов

2.2.1. Согласование импедансов в ограниченной области частот

Одной из областей, в которых аналоговая обработка сигналов не может быть заменена цифровой, является согласование импедансов источника сигнала и нагрузки. Из работы Фано [37] известно применение неминимально-фазовой цепи Дарлингтона типа C в дополнение к лестничной цепи, обеспечивающей согласование в диапазоне частот от нуля до некоторой f_b . Такое решение рассмотрено для случая, когда моделью нагрузки служат параллельно соединенные резистор R и конденсатор C , последовательно с которыми включена индуктивность L (рис. 2.6). Смысл применения неминимально-фазовой цепи при этом состоит в следующем. Нагрузка и лестничная согласующая цепь рассматриваются в целом как лестничный фильтр нижних частот (т.е. элементы нагрузки понимаются как последние элементы фильтра). Для заданной аппроксимации коэффициента отражения от входа этого фильтра $\Gamma(p)$ (например, чебышевской с заданным уровнем осцилляции [37]) соотношение номиналов элементов фильтра должно быть вполне определенным. При этом существуют три возможности.

1. Отношение L/C равно требуемому заданной аппроксимацией. В этом случае задача согласования решается лестничной цепью.
2. Отношение L/C меньше требуемого. В этом случае последовательно с нагрузкой достаточно включить дополнительную индуктивность, и задача согласования сводится к предыдущему пункту.
3. Отношение L/C больше требуемого. При этом с применением только лестничной согласующей цепи заданная аппроксимация не может быть получена.

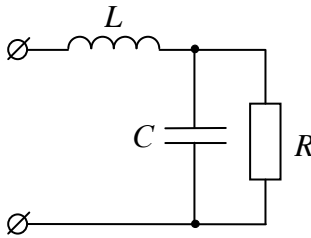


Рис. 2.6. Трехэлементная модель нагрузки

Предложение Фано для последнего случая состояло в том, чтобы требуемую аппроксимацию коэффициента отражения $\Gamma(p)$ умножить на функцию вида

$$(p - p_0)/(p + p_0), \quad (2.2)$$

где p_0 – комплексная (в общем случае) константа. Модуль этой функции единичен, а аргумент нелинейно зависит от частоты, что соответствует свойствам фазового корректора. При этом модуль коэффициента отражения не изменяется. Реализация такой аппроксимации представляет собой каскадное соединение неминимально-фазовой цепи с лестничной цепью. Выбирая различные значения p_0 , можно получать цепи с одним и тем же модулем $\Gamma(p)$, но с различными соотношениями элементов, стремясь обеспечить равенство отношения L/C реально существующему в нагрузке.

Еще один вывод Фано состоял в том, что минимальный коэффициент стоячей волны (КСВ) в заданной полосе частот¹ при согласовании импеданса рис.2.6 получается при использовании фазового множителя именно вида (2.2), т.е. первого порядка, при положительном действительном значении p_0 . Этому соответствует расположение максимума группового времени запаздывания неминимально-фазовой цепи в окрестности нулевой частоты. В диапазоне низких и высоких частот это реализуется рассмотренным в [37] звеном Дарлингтона типа *C* на элементах с сосредоточенными параметрами. Однако реализация цепей на элементах с сосредоточенными параметрами затруднительна в диапазоне

¹ Или максимальная полоса при заданном КСВ.

сверхвысоких частот. В этом диапазоне такие ГВЗ имеют новые секции фазовых корректоров: N - и X -секции, рассмотренные в главе 1.

Подчеркнем, что изложенный подход оперирует с фазами коэффициента отражения и пропускания согласующего устройства, что следует учитывать в тех сверхширокополосных системах, в которых форма сигнала является важной. С учетом результатов раздела 1.7, между подводящей линией и согласующим устройством возможно включение дополнительного фазового корректора для коррекции формы сигнала, поступающего в нагрузку.

2.2.2. Уменьшение локального рассогласования импедансов

Постановка задачи

Рассмотренная в предыдущем разделе задача согласования импедансов состоит в том, чтобы обеспечить равномерный коэффициент отражения от входа согласующего устройства в заданной полосе частот и наибольшее отражение за пределами этой полосы [37]. Однако в сверхширокополосных системах нередко встречается ситуация, когда нежелательное рассогласование наблюдается только на локальных участках частотного диапазона. В качестве примера на рис. 2.7 и 2.8 приведены геометрия сверхширокополосной проводной антенны диапазона 1.5...30 МГц и ее КСВ (по конструкции антенна сходна с описанной в [38]).

Таким образом, возникает необходимость решения задачи согласования, при которой требуется улучшить согласование в некоторой области частот и оказать минимальное влияние на КСВ за пределами этой полосы.

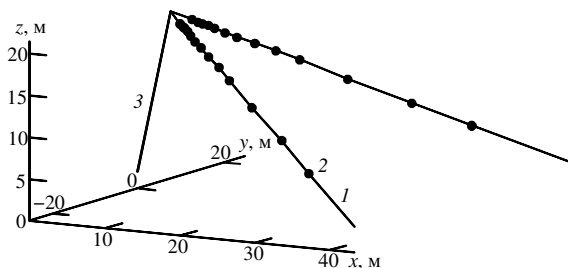


Рис. 2.7. Геометрия антенны, имеющей локальные рассогласования импеданса (1 – проводники; 2 – фильтры-пробки; 3 – согласующее снижение)

Моделирование нагрузки с использованием неминимально-фазовых устройств

Реальный импеданс нагрузки z_n в сверхширокой полосе частот может быть достаточно сложен (как, например, импеданс антенны, приведенной на рис. 2.7), и построение его аналитической модели затруднительно.

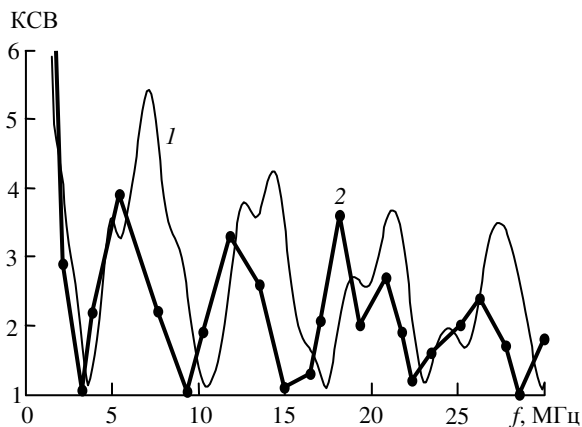


Рис. 2.8. КСВ антенны, представленной на рис. 2.7 (кривая 1 – расчет в программе NEC2; кривая 2 – эксперимент)

Однако в целях рассмотрения принципиальных вопросов может быть построена модель импеданса, приводящего к единственному экстремуму КСВ (рис. 2.10, кривая 1). В соответствии с идеей Фано [37] такая модель строится на основе показанного Дарлингтоном

обстоятельства, в соответствии с которым функция физически реализуемого импеданса может быть представлена в виде входного сопротивления реактивного четырехполюсника, нагруженного чисто активным сопротивлением. Применительно к рассматриваемому случаю локального рассогласования такой подход приводит к модели нагрузки, рассмотренной в работе Юлы [39]. Эта модель включает неминимально-фазовую цепь, нагруженную на резистор (рис. 2.9).

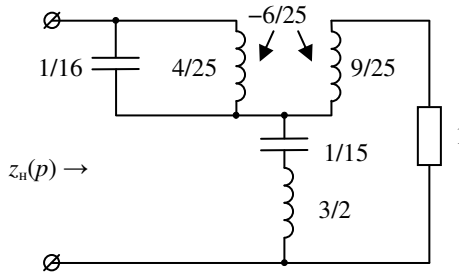


Рис. 2.9. Модель импеданса, приводящего к единственному экстремуму КСВ

Следует отметить, что разработка неминимально-фазовых устройств, рассмотренных в главе 1, с новыми функциональными характеристиками открывает более широкие возможности по моделированию сложных импедансов согласуемых нагрузок.

Подходы к решению задачи уменьшения локального рассогласования

К решению задачи согласования импеданса, приводящего к локальному экстремуму КСВ, возможно несколько подходов.

Первый подход рассмотрен в уже упоминавшейся работе Юлы [39]. При этом преследуется цель получить равномерный коэффициент стоячей волны во всем диапазоне частот. Решение задачи согласования в такой постановке приводит с согласующей цепи, содержащей только трансформатор. Получающаяся при таком согласовании частотная зависимость КСВ приведена на рис.2.10, кривая 2. Наряду с уменьшением рассогласования в окрестности экстремума КСВ наблюдается существенное ухудшение согласования во всем остальном диапазоне частот.

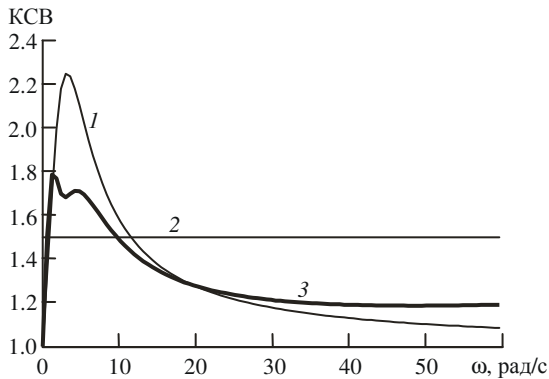


Рис. 2.10. КСВ цепи рис. 2.9 без согласования (кривая 1), с согласованием по [39] (кривая 2), с согласованием при помощи неминимально-фазового устройства (кривая 3)

При втором подходе сопротивление источника сигнала выбирается равным сопротивлению, на которое нагружена неминимально-фазовая цепь, моделирующая нагрузку. Это обеспечивает близкий к единице КСВ вдали от согласуемого экстремума. При этом уменьшение локального рассогласования обеспечивается еще одним неминимально-фазовым устройством¹ [3–5]. Результат применения такого подхода для согласования нагрузки рис. 2.9 представлен на рис. 2.10, кривая 3. Видно, что коэффициент стоячей волны не является равномерным, а уменьшение локального рассогласования не столь значительно, как в предыдущем случае, но КСВ вне согласуемого экстремума согласующее устройство ухудшает значительно меньше.

¹ Применяемые для согласования импедансов в ограниченной области частот фильтры верхних, нижних частот, полосовые фильтры не удовлетворяют требованию малого влияния на КСВ вне согласуемого экстремума, так как вносят значительное ослабление за пределами диапазона частот, в котором проявляются их трансформирующие свойства. Режекторные фильтры также неприменимы, поскольку имеют нули передаточной функции в рабочем диапазоне частот, что является фундаментальным препятствием для решения задачи согласования [37].

2.2.3. Синтез согласующих неминимально-фазовых устройств

Вводные замечания

Аналитическое решение задачи синтеза согласующего устройства в соответствии с методиками [37, 39] требует наличия модели нагрузки в виде соединения конечного числа элементов с сосредоточенными параметрами. Однако импеданс реальных нагрузок в сверхширокой полосе частот нередко имеет сложный характер (см., например, рис. 2.8). Построение такой его аналитической модели затруднительно. Поэтому для устройств уменьшения локального рассогласования в сверхширокополосных системах представляется более эффективным итерационный синтез.

Фазовый корректор как прототип согласующего неминимально-фазового устройства

При решении оптимизационных задач большое значение имеет выбор начального приближения для искомых параметров. В разделе 1.7 показано, что включение фазового корректора между несогласованными источником и нагрузкой не сопровождается увеличением ослабления сигнала, если корректор согласован хотя бы только с источником или только с нагрузкой. Это делает согласованный с источником фазовый корректор хорошим начальным приближением при оптимизационном синтезе согласующих неминимально-фазовых устройств, т.к. гарантируется по меньшей мере неухудшающее действие синтезируемого устройства.

При рассогласовании по обеим парам полюсов фазовый корректор приобретает свойство влиять на передачу мощности от источника сигнала к нагрузке, что уже не позволяет относить такое устройство к фазовым корректорам, а следует говорить о некотором неминимально-фазовом устройстве.

Разновидности фазовых корректоров, обыкновенно предпочтительные для использования в качестве прототипов

Вообще итерационный подход к синтезу согласующего устройства позволяет перебирать различные виды неминимально-фазовых звеньев, которые будут каскадно включаться в состав синтезируемого устройства на каждой итерации. Однако полезно

сделать некоторые замечания относительно функционального вида характеристик, дающих лучшие результаты.

На примере нагрузки в виде сверхширокополосной антенны, представленной на рис. 2.7, рассмотрим типичный максимум КСВ в окрестности частоты $f_0 = 7$ МГц (рис. 2.11, кривая 1). В качестве согласующего устройства используем четырехполюсник нулевым собственным затуханием и частотно-независимым характеристическим сопротивлением ρ . Собственную фазовую постоянную четырехполюсника в окрестности f_0 будем рассматривать как линейную функцию частоты: $\varphi(\omega) = (\omega - 2\pi f_0)\tau + \varphi_0$, где φ_0 – фазовая постоянная на частоте f_0 . Выберем φ_0 так, чтобы минимизировать КСВ на частоте 7 МГц. КСВ, получающийся для различных (в том числе физически не реализуемых) значений τ , приведен на рис. 2.11 (кривые 2–4).

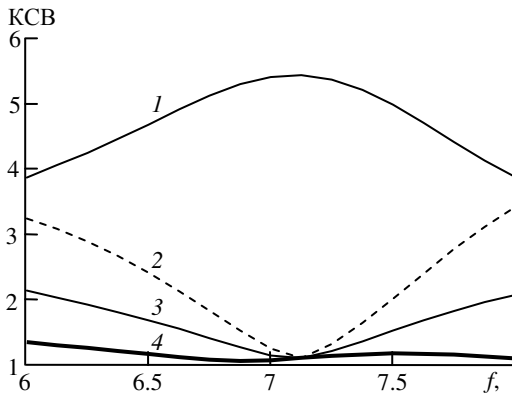


Рис. 2.11. КСВ антенны рис. 2.7 в окрестности частоты 7 МГц: без согласующего устройства (кривая 1), с согласующим устройством при различных τ (кривая 2: $\tau = 64.7$ нс, кривая 3: $\tau = 0$, кривая 4: $\tau = -64.7$ нс)

Видно, что наименьший КСВ в окрестности частоты согласования достигается при отрицательном τ , что нереализуемо. Однако ясна тенденция: чем меньше τ , тем меньше КСВ в окрестности частоты наилучшего согласования. Данный результат характерен и для максимумов КСВ на других частотах. Поскольку собственная фазовая постоянная физически реализуемых устройств проходит через начало координат, то предпочтительной является частотная зависи-

мость собственной фазовой постоянной, наклон которой минимален в окрестности частоты согласования и увеличивается с уменьшением частоты. Среди устройств на основе связанных линий этому условию удовлетворяют N -секция, ее модификации и X -секция. Поэтому при синтезе согласующих неминимально-фазовых устройств эти секции следует рассматривать как предпочтительные.

Пространство варьируемых параметров

В фазовых корректорах параметры элементов, составляющих корректор, связаны определенными соотношениями (такими как, например, (1.1), (1.11)). Это вызвано требованиями отсутствия влияния на ослабление сигнала. К согласующему неминимально-фазовому устройству, для которого фазовый корректор являлся прототипом, таких требований не предъявляется. Поэтому появляется возможность варьировать все параметры элементов устройства независимо друг от друга.

Особо следует указать на возможность выбирать проводники отрезка связанных линий неодинаковыми (прототипы – фазовые корректоры строятся, как правило, на основе отрезка одинаковых СЛ). Неодинаковую длину линий в области электромагнитной связи можно рассматривать как одно из средств трансформации импедансов.

Отдельного упоминания заслуживает вопрос формы описания параметров отрезков СЛ, входящих в состав согласующего устройства. Отрезок СЛ можно описать либо геометрическими размерами заданного поперечного сечения линий, либо матрицами погонных индуктивностей и емкостей. Первый вариант удобен тем, что на синтезируемую структуру сразу удастся наложить условия технологической реализуемости. Однако наперед заданное поперечное сечение линий, пусть и с варьируемыми геометрическими размерами, в общем случае ограничивает область поиска оптимального решения. Поэтому предпочтительным представляется описание отрезка СЛ матрицами погонных емкостей и индуктивностей. При этом если синтезированное устройство оказывается нереализуемым или сложно реализуемым, то его параметры указывают область, в которой целесообразно искать параметры реализуемого устройства.

Программные средства оптимизации

Синтез неминимально-фазовых согласующих устройств возможен с использованием САПР общего назначения, таких, например, как пакет программ Microwave Office компании AWR. По отношению к устройствам на элементах с сосредоточенными параметрами использование этого пакета эффективно в связи тем, что в нем присутствуют модели идеализированных элементов, параметры которых доступны для варьирования в процессе оптимизации.

Оптимизация неминимально-фазовых фильтров на основе распределенных структур при помощи Microwave Office затруднительна в связи с тем, что распределенные структуры описываются в данной САПР геометрическими размерами, а не электрическими параметрами (погонными емкостями и индуктивностями). Оптимальное решение может быть не получено потому, что изначально выбрана «не та» геометрия связанных линий (например, не допускающая различной длины линий в области электромагнитной связи, накладывающая ограничения на неуравновешенность электромагнитной связи).

В связи с изложенным А.Г. Лощиловым и автором настоящей работы разработана специализированная САПР для синтеза неминимально-фазовых согласующих устройств на основе связанных линий Match Wizard (приложение 1).

Методы оптимизации

В зависимости от особенностей оптимизационной задачи различные методы оптимизации демонстрируют различную эффективность. Результаты сравнительных исследований методов оптимизации при синтезе неминимально-фазовых согласующих устройств приведены в [4]. Наибольшую эффективность для решения рассмотренной задачи показывают метода Монте-Карло с последующей оптимизацией градиентным методом и генетические алгоритмы. Поэтому в САПР Match Wizard реализованы четыре метода оптимизации.

1. Метод Монте-Карло.
2. Градиентный метод.
3. Комбинированный метод (позволяет получить начальное приближение методом Монте-Карло с последующей оптимизацией градиентным методом).

4. Генетические алгоритмы [40–44] (в разработке этой части программы принимал участие И.Г. Лошилов).

2.2.4. Пример уменьшения локального рассогласования проводной антенны декаметрового диапазона

Рассмотрим пример уменьшения локального рассогласования упоминавшейся ранее проводной антенны декаметрового диапазона (рис. 2.7). В качестве прототипа согласующего устройства выбран фазовый корректор на элементах с сосредоточенными параметрами (корректоры на основе СЛ для диапазона частот до 30 МГц имеют, как правило, большие габариты). С учетом того, что для решения задач уменьшения локального рассогласования предпочтительны, как правило, устройства с максимумом ГВЗ в окрестности нулевой частоты, выбрана схема корректора [13], реализующая такую характеристику. Антенна и трансформатор, от которого она питается, имеют симметричные вход и выход соответственно, поэтому использованы два одинаковых корректора (рис. 2.12).

Целью оптимизации было уменьшение локального рассогласования в окрестности 7 МГц при малом влиянии на качество согласования в остальной области частот. На рис. 2.13 приведены результаты оптимизации. На рис. 2.13, *а* приведен рассчитанный в программе NEC2 КСВ антенны без согласующего устройства (кривая 1). Кривая 2 на рис. 2.13, *а* представляет КСВ антенны с неминимально-фазовым согласующим устройством. Видно существенное уменьшение КСВ в окрестности указанной частоты при незначительном влиянии на КСВ в остальном диапазоне частот. На рис. 2.13, *б* приведены экспериментальные результаты. КСВ в области частот 2...11 МГц уменьшается с 3.9 до 2.0 при малом влиянии на КСВ в диапазоне 11...30 МГц. Совпадение с результатами расчетов можно охарактеризовать как хорошее.

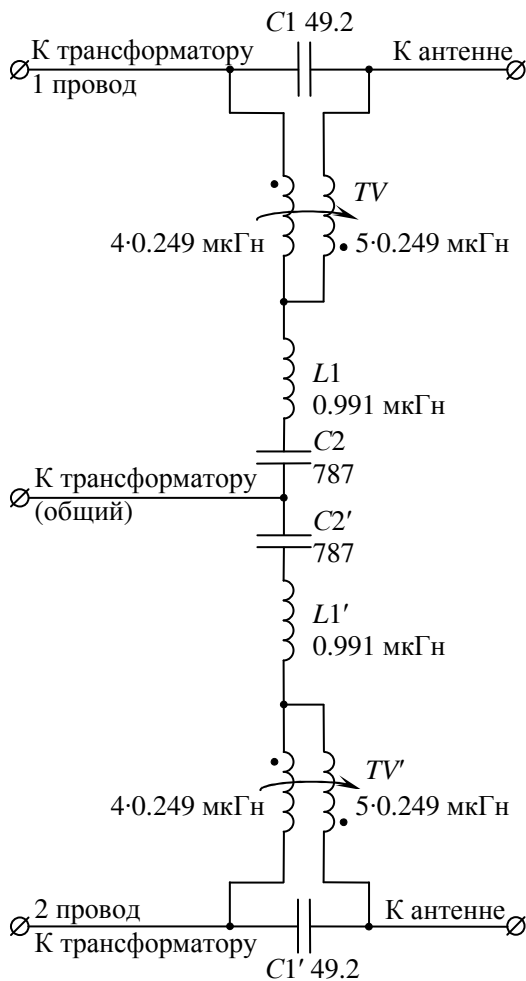
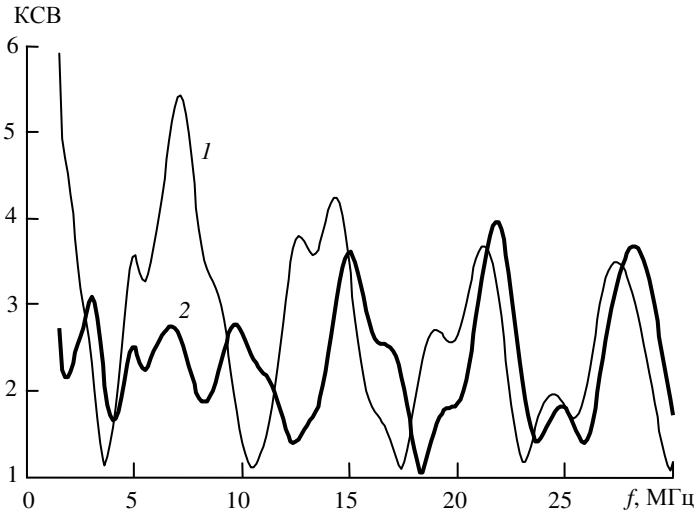
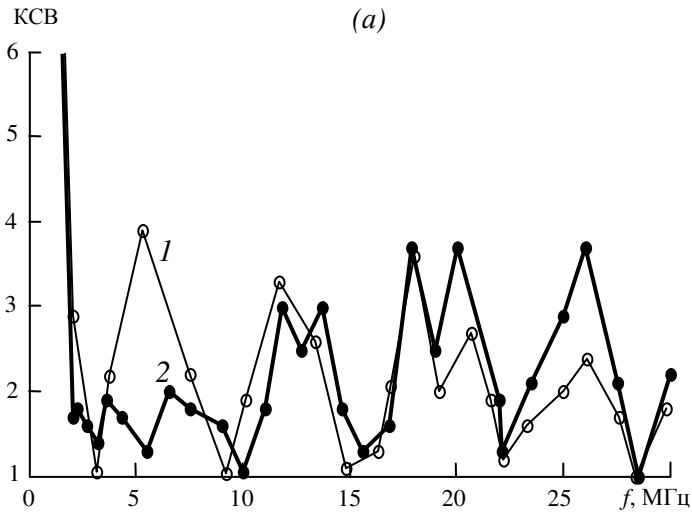


Рис. 2.12. Принципиальная схема неминимально-фазового согласующего устройства



(а)



(б)

Рис. 2.13. Расчетный (а) и экспериментальный (б) КСВ антенны, представленной на рис. 2.7 (кривая 1 – без согласующего устройства, кривая 2 – с согласующим неминимально-фазовым устройством)

ГЛАВА 3. ФАЗОВАЯ ОБРАБОТКА В ЗАДАЧАХ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

3.1. Причины потребности в фазовой обработке при исследовании нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов

Применение сверхширокополосных сигналов позволяет исследовать нелинейные свойства устройств в сверхширокополосных системах связи по отношению к сигналам, с которыми такие системы реально работают (нелинейность устройств проявляется по-разному при воздействии на них разных сигналов). В [45] показаны преимущества использования многочастотного сигнала в нелинейной локации, что вызывает интерес к исследованию особенностей применения сверхширокополосных сигналов в качестве зондирующих для нелинейной локации.

Потребность в использовании фазовой обработки при исследовании нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов проистекает из следующего определения линейного преобразования сигнала [6]. Преобразование сигнала объектом линейно, если

$$u(t) = h(t) * x(t), \quad (3.1)$$

где $x(t)$ – тестовый сигнал, $u(t)$ – отклик объекта на тестовый сигнал, $h(t)$ – импульсная характеристика объекта, а знак равенства понимается как тождество относительно $x(t)$.

В случае, когда

$$\left. \begin{array}{l} X(\omega) = 0 \\ U(\omega) \neq 0 \end{array} \right\}, \quad (3.2)$$

где $X(\omega)$ и $U(\omega)$ – спектры тестового сигнала и отклика объекта соответственно, хотя бы в некоторых точках или промежутках

исследуемого диапазона частот (такая ситуация характерна при исследовании нелинейности преобразования узкополосных сигналов) уточнения о том, что (3.1) должно быть тождественно относительно $x(t)$, не требуется. Действительно, если (3.2) выполняется хотя бы для некоторых ω , то даже на основании единственного тестового воздействия ясно, что преобразование сигналов объектом нелинейно.

Сверхширокополосные же сигналы имеют, как правило, сплошной спектр¹. В этом случае принципиально возможно установить невыполнение (3.1) (т.е. нелинейность преобразования) на основании нескольких тестовых воздействий, когда (3.1) нарушается в смысле отсутствия тождественности относительно $x(t)$ [6–10]. При этом требуется, по меньшей мере, два различных по форме и/или амплитуде тестовых сигнала. Если различаются только амплитуды тестовых сигналов, то отклику исследуемого объекта на тестовый сигнал с меньшей амплитудой будет соответствовать, как правило, худшее отношение сигнал/шум. Это приведет к ухудшению отношения сигнал/шум и для получаемой характеристики нелинейности. Кроме того, в некоторых случаях меньшей амплитуде зондирующего сигнала соответствует меньший относительный уровень продуктов нелинейного преобразования (это относится, например, к полупроводниковым элементам [46]). Различие же форм сверхширокополосных сигналов в большой степени связано с различием их фазовых спектров. Таким образом, существует потребность в том, чтобы задавать определенное соотношение фазовых спектров тестовых сигналов.

Существует возможность установить нелинейность преобразования на основании единственного тестового воздействия и при сплошном спектре тестового сигнала [47]. Метод [47] подразумевает нахождение разности отклика объекта и тестового сигнала. В этом случае требуется, чтобы «эффективная ширина спектра испытательного сигнала не выходила за пределы горизонтальной части амплитудно-частотной характеристики испытуемого устройства». В противном

¹ К исключениям относится, например, случай искусственно сформированных в спектре тестового сигнала локальных нулей [48–54]. Целью при этом является именно исследование нелинейности преобразования сигналов объектом с использованием единственного тестового воздействия. Недостатком такого метода исследования нелинейности является то, что наблюдению доступна только небольшая доля продуктов нелинейного преобразования в окрестностях нулей.

случае необходима компенсация линейных искажений объектом тестового сигнала, что реально может быть осуществлено только для стабильных во времени линейных искажений с простой частотной зависимостью. Это же утверждение относится и к методу уменьшения нелинейных искажений сигнала в приемно-усилительных трактах [55].

Существуют также методы, основанные на воздействии на объект случайными сигналами и анализе статистических характеристик отклика [56–57]. При этом, однако, требуется длительное воздействие на объект.

Известны также методы оценивания искажений сигналов системой, сводящиеся к построению такой математической модели системы, которая позволяет по известному входному сигналу рассчитать сигнал искажений [58]. При этом модель включает инерционный расщепляющий многополюсник и нелинейный безынерционный стационарный многополюсник. Однако построение такой модели осуществляется по отношению к заранее заданной модели входного сигнала. Это исключает возможность применения входных сигналов с наперед не заданной формой (например, отрывков реальных сигналов, передаваемых в системах связи). Кроме того, реальный входной сигнал может отличаться от его модели, на основании которой строилась модель системы. Влияние этого отличия должно быть исследовано теоретически или экспериментально. Помимо этого, задача синтеза нелинейного безынерционного стационарного многополюсника должна решаться с учетом специфики искажений сигналов в конкретных преобразователях [59].

3.2. Метод исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов с использованием фазовой обработки

3.2.1. Основы метода

Будем последовательно воздействовать на объект двумя тестовыми сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Пусть также один из тестовых сигналов является линейным преобразованием другого [7]:

$$X_2(\omega) = K_1(\omega)X_1(\omega), \quad (3.3)$$

где $K_1(\omega)$ – заданная функция, $X_{1,2}(\omega)$ – спектры тестовых сигналов.

Характеристику нелинейности $\varepsilon(t)$ преобразования сигналов объектом определим выражением

$$\varepsilon(t) = u_1(t) - F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t), \quad (3.4)$$

где $u_1(t)$ и $u_2(t)$ – отклики объекта на тестовые сигналы $x_1(t)$ и $x_2(t)$ соответственно, F^{-1} – обратное преобразование Фурье, $*$ – символ свертки.

Как отмечалось в разделе 3.1, формы тестовых сигналов целесообразно выбирать различными. Так как различие форм сигналов в большой степени связано с различием их фазовых спектров, то в качестве функции $K_1(\omega)$ во многих практических случаях рационально использовать передаточную функцию фазового корректора.

Если преобразование сигналов объектом линейно, то $\varepsilon(t) \equiv 0$. Действительно, подставив (3.1) в правую часть (3.4) и учитывая (3.3), получим

$$\begin{aligned} u_1(t) - F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t) = \\ = h(t) * x_1(t) - F^{-1}[1/K_1(\omega)] * h(t) * x_2(t), \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} h(t) * x_1(t) - F^{-1}[1/K_1(\omega)] * h(t) * x_2(t) = \\ = h(t) * x_1(t) - F^{-1}[X_2(\omega)X_1(\omega)/X_2(\omega)] * h(t) \equiv 0. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Если $\varepsilon(t) \neq 0$ хотя бы для некоторых t , то преобразование сигналов объектом нелинейно, т.к. из $\varepsilon(t) \neq 0$ следует невыполнение (3.5) ((3.4) и (3.6) выполняются по-прежнему). Отсюда следует несправедливость подстановки

$$u_1(t) = h(t) * x_1(t), \quad (3.7)$$

$$u_2(t) = h(t) * x_2(t), \quad (3.8)$$

т.е. одновременное выполнение (3.7) и (3.8) не имеет места. Следовательно, (3.1) не тождественно относительно $x(t)$. Поэтому преобразование сигналов в этом случае нелинейно.

Однако обратное утверждение неверно, т.е. нелинейное преобразование сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ не гарантирует, что $\varepsilon(t) \neq 0$. Например, при $x_1(t) = x_2(t)$ характеристика нелинейности $\varepsilon(t) = 0$ и при нелинейном преобразовании этих сигналов. Поэтому, для того чтобы при нелинейном преобразовании сигналов $\varepsilon(t)$ была отлична от нуля, следует выбирать сигналы $x_1(t)$ и $x_2(t)$ разной формы и/или амплитуды с тем, чтобы они различным образом подвергались изменению при нелинейном преобразовании.

С учетом изложенного практическое использование рассмотренного подхода заключается в следующем: если обнаружено,

что $\varepsilon(t) \neq 0$, то делается вывод о том, что преобразование сигналов нелинейно.

Проиллюстрируем это на примере. В качестве примера используем безынерционный объект с амплитудной характеристикой вида (рис. 3.1)

$$u(x) = \begin{cases} x & x \leq 0.5 \\ 0.5 & x > 0.5 \end{cases},$$

где x – тестовый сигнал, $u(x)$ – отклик объекта на тестовый сигнал. Данная характеристика выбрана для наглядности иллюстрации. Поскольку при изложении сущности метода предположений о безынерционности объекта не делалось, рассматриваемый подход применим и для исследования нелинейности преобразования сигналов при наличии сложных линейных искажений сигнала объектом. При этом допустимо изменение линейных искажений за время между окончанием воздействия на объект парой тестовых сигналов и началом воздействия следующей парой тестовых сигналов.

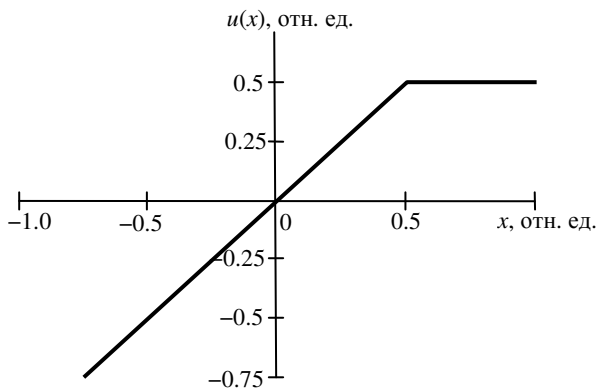


Рис. 3.1. Пример амплитудной характеристики

К тестовым сигналам предъявляется только требование о соотношении их спектров в соответствии с (3.3), поэтому они могут быть широкополосными со сплошным спектром. В качестве сигнала $x_1(t)$ используем сигнал $x_1(t) = \sin(2\pi f_b t)/(2\pi f_b t)$ (рис. 3.2, кривая 1), где $f_b = 24$ кГц – верхняя граничная частота спектра сигнала $x_1(t)$. В качестве $K_1(\omega)$ используем передаточную функцию фазового корректора $K_1(\omega) = \exp(-jd_2\omega)$, где d_2 – коэффициент [60], определяющий уменьшение амплитуды и увеличение длительности сигнала $x_2(t)$ по сравнению с соответствующими параметрами $x_1(t)$. При этом амплитудные спектры и энергии сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ одинаковы, различаются только фазовые спектры и форма сигналов. Приняв $d_2 = 7.25 \cdot 10^{-10}$ с², получим сигнал $x_2(t)$, представленный на рис. 3.2 кривой 2 (причем воздействие сигналом $x_2(t)$ начнем через время $T = 0.6$ мс после начала сигнала $x_1(t)$).

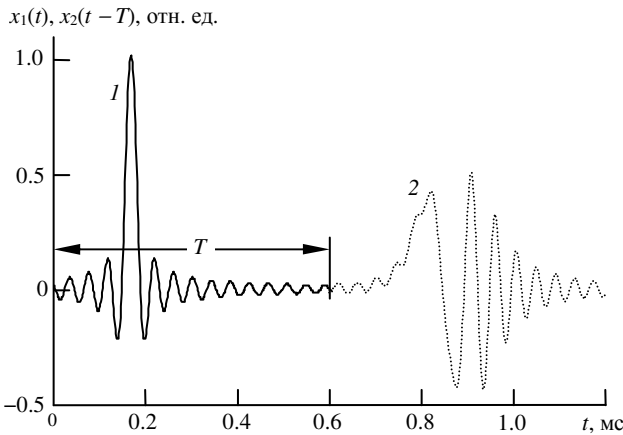


Рис. 3.2. Тестовые сигналы $x_1(t)$ (кривая 1) и $x_2(t - T)$ (кривая 2)

Сигнал $x_2(t)$ укладывается в линейную часть амплитудной характеристики, поэтому форма отклика объекта $u_2(t)$ (рис. 3.3, кривая 2) повторяет форму $x_2(t)$. Учитывая это обстоятельство и записав (3.3) в виде $F^{-1}[1/K_1(\omega)] * x_2(t) = x_1(t)$, получим, что $F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t) = x_1(t)$.

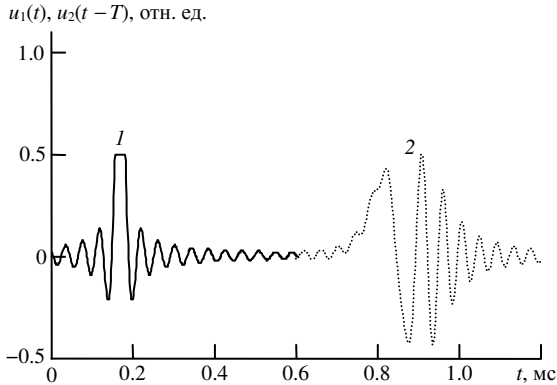


Рис. 3.3. Отклики объекта, имеющего амплитудную характеристику в соответствии с рис. 3.1: $u_1(t)$ – кривая 1, $u_2(t - T)$ – кривая 2

Таким образом, второе слагаемое в (3.4) (рис. 3.4, кривая 2) совпадает по форме и амплитуде с $x_1(t)$. Тестовый же сигнал $x_1(t)$ не укладывается в линейную часть амплитудной характеристики объекта, поэтому отклик объекта $u_1(t)$ (рис. 3.4, кривая 1) на тестовый сигнал $x_1(t)$ отличается по форме от этого тестового сигнала. В результате при вычислениях по (3.4) появляется разностный сигнал $\varepsilon(t)$ (рис. 3.4, кривая 3), характеризующий нелинейность преобразования сигналов

объектом. Отличие состоит в том, что начало $x_2(t)$ задержано на время T относительно начала $x_1(t)$, поэтому для вычисления разности по (3.4) отклик объекта $u_1(t)$ на тестовый сигнал $x_1(t)$ (рис. 3.3, кривая 1) следует также задержать на время T . На рис. 3.4 приведены совмещенные во времени сигналы $u_1(t)$ и $F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t)$ (время исчисляется относительно начала откликов).

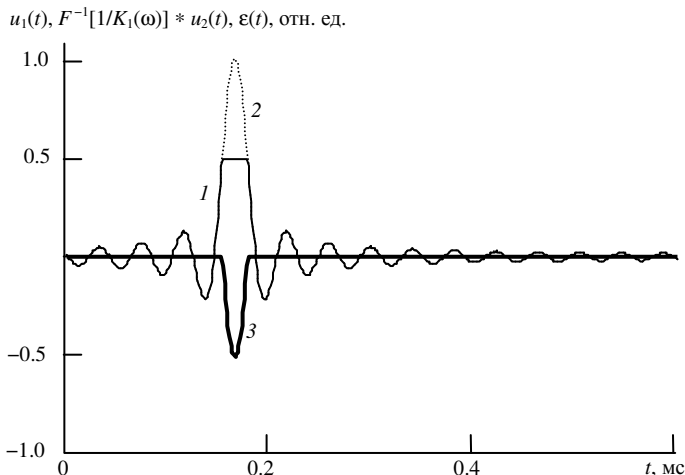


Рис. 3.4. Формирование характеристики нелинейности
 $\varepsilon(t) = u_1(t) - F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t)$:
 $u_1(t)$ – кривая 1, $F^{-1}[1/K_1(\omega)] * u_2(t)$ – кривая 2, $\varepsilon(t)$ – кривая 3

Изложенный метод исследования нелинейности преобразования сигналов реализован в векторном импульсном измерителе характеристик цепей Р4-И-01 (приложение 2).

Так как амплитудные спектры и энергия выбранных тестовых сигналов идентичны, различия в преобразовании этих сигналов обусловлены исключительно различиями их фазовых спектров. Импульсный сигнал $x_1(t)$ имеет большую пиковую мощность, чем $x_2(t)$ и, как видно из рис. 3.3, подвергается большому искажению. То есть в данном случае использование сигналов, близких к видеоимпульсным, преимущественно (при фиксированной энергии сигналов) с точки зрения увеличения энергии продуктов нелинейного преобразования.

Если применять метод наблюдения за гармониками в отклике объекта на радиоимпульс, то при использовании верхней частоты, до которой наблюдаются гармоники, равной верхней граничной

частоте спектра сигнала $x_1(t)$, абсолютная полоса частот радиоимпульса будет меньше, чем у $x_1(t)$. Поэтому этот радиоимпульс будет иметь большую, чем $x_1(t)$, длительность и при той же энергии, что и у сигнала $x_1(t)$, будет иметь меньшую амплитуду и подвергаться меньшим нелинейным искажениям.

3.2.2. Модификация метода, допускающая нелинейные искажения тестовых сигналов генератором и учитывающая нелинейность приемника

Практическому применению метода, изложенного в предыдущем разделе, препятствует сложность генерации тестовых сигналов. Действительно, функция $K_1(\omega)$, определяющая соотношение спектров тестовых сигналов (прежде всего, как было сказано ранее, требуется задавать соотношение фазовых спектров), подразумевается заданной заранее. Если генератор тестовых сигналов вносит только линейные искажения тестовых сигналов, то (3.3) в результате таких искажений не нарушается. Однако при наличии нелинейных искажений тестовых сигналов генератором возможно нарушение (3.3).

Кроме того, при наличии нелинейных искажений сигналов приемником характеристика нелинейности (3.4) отражает совокупную нелинейность преобразования сигналов объектом и приемником. Поэтому возникает потребность в том, чтобы охарактеризовать и учесть искажения сигналов собственно приемником.

Подход [6], допускающий нелинейные искажения тестовых сигналов генератором, состоит в том, чтобы регистрировать реально воздействующие на объект тестовые сигналы. Как и в методе, описанном в предыдущем разделе, осуществляем последовательное воздействие на объект двумя тестовыми сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Полагаем, что приемник является двухканальным, при этом первый (опорный) канал приемника регистрирует тестовые сигналы на выходе генератора, а второй (измерительный) – отклики объекта.

Если форма тестовых сигналов не задана наперед (в результате чего и оказываются допустимыми нелинейные искажения тестовых сигналов генератором), то в общем случае возможна ситуация, когда для некоторых ω

$$\left. \begin{aligned} X_1(\omega) &\neq 0 \\ X_2(\omega) &= 0 \end{aligned} \right\}.$$

При этом в (3.4) возникает ситуация деления на нуль, так как $1/K_1(\omega) = X_1(\omega)/X_2(\omega)$. Для исключения деления на нуль осуществим свертку каждого слагаемого в (3.4) с $x_2(t)$, в результате чего придем к следующей формуле для характеристики нелинейности:

$$\varepsilon(t) = u_1(t) * x_2(t) - u_2(t) * x_1(t).$$

Нелинейность преобразования сигналов приемником учтем при помощи нелинейного оператора измерительного канала S_u , преобразующего временную функцию отклика объекта на входе измерительного канала приемника во временную функцию на его выходе, и нелинейного оператора опорного канала S_x . В итоге от последней формулы придем к характеристике нелинейности [6]:

$$\varepsilon(t) = S_u[u_1(t)] * S_x[x_2(t)] - S_u[u_2(t)] * S_x[x_1(t)]. \quad (3.9)$$

Свойства характеристики нелинейности (3.9) при линейном приемнике

Если нелинейные искажения сигналов в каналах приемника отсутствуют, то

$$S_x[x_{1,2}(t)] = h_x(t) * x_{1,2}(t) \text{ и } S_u[u_{1,2}(t)] = h_u(t) * u_{1,2}(t). \quad (3.10)$$

Здесь h_x и h_u – импульсные характеристики опорного и измерительного канала приемника соответственно. В этом случае при линейном преобразовании сигналов объектом $\varepsilon(t)$ по (3.9) тождественно равна нулю (так же, как и характеристика нелинейности по (3.4)). Действительно, подставив (3.10) в (3.9), получим:

$$\varepsilon(t) = h_u(t) * u_1(t) * h_x(t) * x_2(t) - h_u(t) * u_2(t) * h_x(t) * x_1(t). \quad (3.11)$$

Подставив (3.1) в правую часть (3.11), получим

$$\begin{aligned} &h_u(t) * u_1(t) * h_x(t) * x_2(t) - h_u(t) * u_2(t) * h_x(t) * x_1(t) = \\ &= h_u(t) * h(t) * x_1(t) * h_x(t) * x_2(t) - h_u(t) * h(t) * x_2(t) * h_x(t) * x_1(t), \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$h_u(t) * h(t) * x_1(t) * h_x(t) * x_2(t) - h_u(t) * h(t) * x_2(t) * h_x(t) * x_1(t) \equiv 0. \quad (3.13)$$

При линейном приемнике для характеристики нелинейности по (3.9) верно также и другое свойство, действительное для (3.4): если $\epsilon(t) \neq 0$ хотя бы для некоторых t , то преобразование сигналов объектом нелинейно. Действительно, из $\epsilon(t) \neq 0$ следует невыполнение (3.12) (поскольку (3.11) и (3.13), очевидно, выполняются по-прежнему). Отсюда следует несправедливость подстановки

$$u_1(t) = h(t) * x_1(t), \quad (3.14)$$

$$u_2(t) = h(t) * x_2(t), \quad (3.15)$$

т.е. совместное выполнение (3.14) и (3.15) не имеет места. Следовательно, (3.1) не тождественно относительно $x(t)$. Поэтому преобразование сигналов в этом случае нелинейно.

Обратное утверждение в отношении (3.9) неверно так же, как и в отношении (3.4), т.е. нелинейное преобразование сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ не гарантирует, что $\epsilon(t) \neq 0$.

С учетом изложенного практическое использование характеристики нелинейности (3.9) при линейном приемнике в целом аналогично использованию (3.4): если обнаружено, что $\epsilon(t) \neq 0$, то делается вывод о том, что преобразование сигналов объектом нелинейно. Отличие состоит в том, что при использовании характеристики нелинейности (3.9) допустимо отклонение от заданного по (3.3) соотношения спектров тестовых сигналов. Это упрощает генерацию тестовых сигналов (в частности, в этом случае допустимы нелинейные искажения сигналов в генераторе).

Нелинейный приемник. Характеристика нелинейности преобразования сигналов приемником

Для характеристики нелинейности (3.9) рассмотрим случай, когда преобразование сигналов объектом линейно (в этом случае (3.14) и (3.15) выполняются совместно), но $\epsilon(t) \neq 0$. Из совместного выполнения (3.14) и (3.15) следует выполнение (3.12) и (3.13). Поэтому $\epsilon(t) \neq 0$ означает невыполнение (3.11), полученного подстановкой (3.10) в (3.9). Поскольку (3.9) есть определение $\epsilon(t)$, то, следовательно, не выполняется по крайней мере одно из равенств (3.10), т.е. присутствуют нелинейные искажения сигналов по крайней мере в одном из каналов приемника. При линейном преобразовании сигналов объектом $\epsilon(t)$ по (3.9) характеризует только

нелинейность преобразования сигналов приемником. Обозначим $\varepsilon(t)$ для этого случая как $\varepsilon_0(t)$:

$$\varepsilon_0(t) = S_u[h(t) * x_1(t)] * S_x[x_2(t)] - S_u[h(t) * x_2(t)] * S_x[x_1(t)]. \quad (3.16)$$

Характеристика нелинейности $\varepsilon_0(t)$ может быть использована для исследования нелинейности преобразования сигналов собственно сверхширокополосными приемниками, т.к. нелинейные искажения сигналов в генераторе допустимы. Кроме того, $\varepsilon_0(t)$ может быть использована для исследования нелинейности преобразования сигналов объектом с учетом нелинейных искажений сигналов приемником.

Исследование нелинейности преобразования сигналов объектом с учетом нелинейных искажений сигналов приемником

Рассмотрим исследование нелинейности преобразования сигналов объектом в присутствии нелинейных искажений в каналах приемника. Заменим исследуемый объект заведомо линейным объектом. Выберем импульсную характеристику $h(t)$ этого линейного объекта так, чтобы он изменял форму и амплитуду одного из тестовых сигналов так же, как изменяет их исследуемый объект:

$$h(t) * x_1(t) = u_1(t) \text{ или } h(t) * x_2(t) = u_2(t), \quad (3.17)$$

где $u_{1,2}$ – отклики исследуемого объекта. Если $\varepsilon(t)$, полученная для исследуемого объекта, хотя бы для некоторых t отличается от $\varepsilon_0(t)$, полученной при удовлетворяющей (3.17) $h(t)$, то преобразование сигналов исследуемым объектом нелинейно. Действительно, подставив в неравенство $\varepsilon(t) \neq \varepsilon_0(t)$ формулы (3.9) и (3.16), получим

$$\begin{aligned} & S_u[u_1(t)] * S_x[x_2(t)] - S_u[u_2(t)] * S_x[x_1(t)] \neq \\ & \neq S_u[h(t) * x_1(t)] * S_x[x_2(t)] - S_u[h(t) * x_2(t)] * S_x[x_1(t)]. \end{aligned}$$

Из последнего неравенства следует, что совместное выполнение равенств (3.17) не имеет места, следовательно, уравнение $h(t) * x(t) = u(t)$ не тождественно относительно $x(t)$. Таким образом, преобразование сигналов исследуемым объектом нелинейно.

На практике затруднительно подобрать линейный объект с импульсной характеристикой $h(t)$, в точности удовлетворяющей

(3.17). Поэтому допустимо отыскать $\varepsilon_0(t)$ для $h(t)$, удовлетворяющей условию $h(t) * x_1(t) \approx u_1(t)$ или $h(t) * x_2(t) \approx u_2(t)$, если при отклонениях формы или амплитуды $h(t) * x_1(t)$ от $u_1(t)$ (или $h(t) * x_2(t)$ от $u_2(t)$) характеристика $\varepsilon_0(t)$ изменяется незначительно (т.е. эти изменения не влияют на решение о сходстве или различии $\varepsilon_0(t)$ и $\varepsilon(t)$). Здесь под $u_{1,2}$, как и в (3.17), понимаются отклики исследуемого объекта.

3.3. Сопоставление $\varepsilon(t)$ с другими характеристиками нелинейности

3.3.1. Теория

Сопоставим $\varepsilon(t)$ по (3.9) с характеристиками нелинейности преобразования сигнала объектом, полученными посредством нахождения в отклике объекта комбинационных спектральных составляющих и гармоник. Рассмотрим подход к такому сопоставлению, реализуемый, если в исследуемой области частот

$$|F\{S_x[x_2(t)]\}| > 0, \quad (3.18)$$

где F – преобразование Фурье. Произведем свертку $\varepsilon(t)$ с функцией $F^{-1}\left[\frac{1}{F\{S_x[x_2(t)]\}}\right]$, обозначив такую свертку $\varepsilon^*(t)$:

$$\varepsilon^*(t) = \varepsilon(t) * F^{-1}\left[\frac{1}{F\{S_x[x_2(t)]\}}\right].$$

Подставим (3.9) в последнюю формулу и после упрощения получим

$$\varepsilon^*(t) = S_u[u_1(t)] - F^{-1}\left[\frac{F\{S_u[u_2(t)]\}}{F\{S_x[x_2(t)]\}}\right] * S_x[x_1(t)]. \quad (3.19)$$

Сумму комбинационных составляющих и гармоник в отклике объекта $u(t)$ на многочастотный тестовый сигнал $x(t)$ можно интерпретировать как невязку $u(t) - h(t) * x(t)$ уравнения (3.1), в котором $h(t)$ – импульсная характеристика некоторого объекта, для которой $F[h(t)] = U(\omega)/X(\omega)$ для всех ω , на которых $|X(\omega)| > 0$. Здесь $X(\omega)$ и $U(\omega)$ – спектр многочастотного тестового сигнала и спектр отклика

объекта на него соответственно¹. Характеристика нелинейности (3.19) допускает интерпретацию в виде невязки уравнения

$$S_u[u(t)] = F^{-1} \left[\frac{F\{S_u[u_2(t)]\}}{F\{S_x[x_2(t)]\}} \right] * S_x[x(t)], \quad (3.20)$$

полученной для $u(t) = u_1(t)$ и $x(t) = x_1(t)$. Уравнение (3.20) идентично (3.1), если тестовому сигналу $x(t)$ в (3.1) сопоставить зарегистрированный приемником тестовый сигнал $S_x[x(t)]$, $h(t)$ в (3.1)

сопоставить $F^{-1} \left[\frac{F\{S_u[u_2(t)]\}}{F\{S_x[x_2(t)]\}} \right]$ и отклику объекта $u(t)$ в (3.1) со-

поставить зарегистрированный приемником отклик объекта $S_u[u(t)]$. С этой точки зрения характеристика нелинейности (3.19) отличается от характеристик нелинейности, полученных посредством нахождения комбинационных составляющих и гармоник, только используемыми тестовыми сигналами и правилом выбора линейной аппроксимации нелинейного преобразования, что делает возможным сопоставление этих характеристик.

3.3.2. Сопоставление характеристик нелинейности, полученных при исследовании преобразования сигналов металлическими объектами

В работе [6] характеристика $\varepsilon^*(t)$ по (3.19) сопоставлена с характеристикой нелинейности, полученной посредством нахождения комбинационных спектральных составляющих в отклике объекта на двухчастотный тестовый сигнал². Такое сопоставление выполнено экспериментально на примере исследования нелинейности преобразования сигналов металлическими объектами.

¹ При такой $h(t)$ и при условии, что $h(t)$ имеет ограниченный амплитудный спектр, спектр $h(t) * x(t)$ совпадает со спектром отклика объекта $u(t)$ на частотах многочастотного тестового сигнала $x(t)$ и равен нулю на остальных частотах. Поэтому невязка $u(t) - h(t) * x(t)$ представляет собой сумму гармоник и комбинационных составляющих в отклике объекта, имеющих частоты, отличающиеся от частот многочастотного тестового сигнала.

² В [34] показаны преимущества использования для нелинейной локации многочастотного сигнала вместо одночастотного.

Экспериментальное устройство включало генератор, приемник, плоские передающую и приемную катушки диаметром 10 мм с числом витков 57 и 188 соответственно, расположенные в одной плоскости вплотную друг к другу (соприкасающиеся между собой). Сигнал с выхода генератора подавался на передающую катушку и на вход опорного канала приемника. В рабочем диапазоне частот передаточная функция системы «передающая катушка – приемная катушка» удовлетворительно аппроксимировалась функцией $H(j\omega) = H_0 j\omega\tau / (1 + j\omega\tau)$ при $\tau = 7.7$ мкс и $H_0 = 0.22$. Для компенсации сигнала, наводимого в приемной катушке передающей катушкой, на вход измерительного канала приемника подавалась разность выходного сигнала генератора, пропущенного через линейный пассивный фильтр с передаточной функцией $H(j\omega)$, и сигнала приемной катушки. Для определения характеристики нелинейности преобразования сигналов приемником компенсация наводки временно нарушалась посредством изменения передаточной функции фильтра таким образом, чтобы сигнал на входе измерительного канала приемника по амплитуде и форме приближенно соответствовал отклику объекта.

В качестве тестового сигнала $x_1(t)$ использовался сигнал вида

$$x_1(t) = \frac{\sin(2\pi f_B t + \pi/2)}{2\pi f_B t + \pi/2} - \frac{\sin(2\pi f_B t - \pi/2)}{2\pi f_B t - \pi/2}, \quad (3.21)$$

где $f_B = 24$ кГц – верхняя граничная частота спектра сигнала $x_1(t)$. Тестовый сигнал $x_2(t)$ имел амплитудный спектр, идентичный амплитудному спектру $x_1(t)$, а его фазовый спектр отличался от фазового спектра сигнала $x_1(t)$ на величину, квадратично зависящую от частоты:

$$X_2(\omega) = X_1(\omega)\exp(-jd_2\omega|\omega|), \quad (3.22)$$

где d_2 – коэффициент [60], определяющий уменьшение амплитуды и увеличение длительности сигнала $x_2(t)$ по сравнению с соответствующими параметрами $x_1(t)$. Было принято, что $d_2 = 2.04 \times 10^{-6} \text{ с}^2$. При этом амплитуда сигнала $x_2(t)$ составляла 1.7% от амплитуды $x_1(t)$. Таким образом, $x_1(t)$ и $x_2(t)$ существенно отличались по амплитуде и форме. Максимальное напряжение импульса $x_1(t)$ на

передающей катушке, активное сопротивление которой было равно 6.3 Ом, составляло 28 В.

Амплитуда двухчастотного тестового сигнала (частоты 16□ и 18□кГц) была равна амплитуде сигнала $x_1(t)$. Для достижения достаточного разрешения по частоте длительность двухчастотного сигнала необходимо было выбрать значительно больше длительности сигнала $x_1(t)$. Длительность двухчастотного сигнала на уровне 0.1 его амплитуды составляла 3.9□ мс. Энергия двухчастотного сигнала была соответственно больше энергии $x_1(t)$.

В качестве модельных объектов были использованы диски диаметром 10 мм и толщиной 1 мм, выполненные из низкоуглеродистой стали и алюминия (поверхность объекта из алюминия была покрыта слоем окисла). Объект располагался над катушками на расстоянии 2.5 мм от их плоскости.

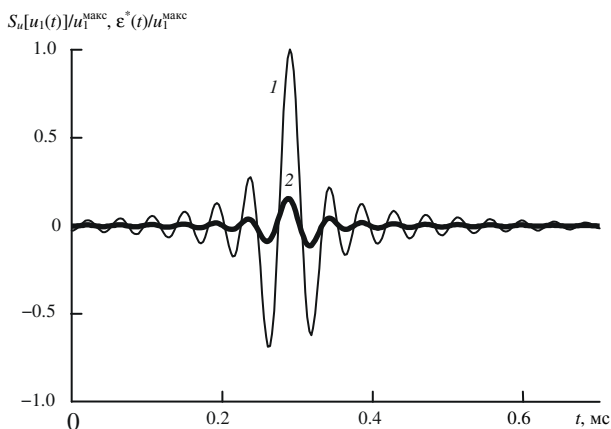


Рис. 3.5. Нормированные зарегистрированный отклик $S_u[u_1(t)]$ (кривая 1) и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ (кривая 2) объекта из низкоуглеродистой стали

На рис. □ 3.5 приведены зарегистрированный приемником отклик на тестовый сигнал $x_1(t)$ (т.е. сигнал $S_u[u_1(t)]$) и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ объекта из низкоуглеродистой стали. На рис. 3.6 приведены $S_u[u_1(t)]$ и $\varepsilon^*(t)$ объекта из алюминия. На обоих рисунках отклики объектов и характеристики нелинейности нормированы относительно амплитуды $u_1^{\text{макс}}$ зарегистрированного отклика $S_u[u_1(t)]$ объекта из низкоуглеродистой стали.

Амплитуды откликов и характеристик нелинейности, приведенных на рисунках, представлены в табл. 3.1 (амплитуды откликов объектов также нормированы относительно амплитуды зарегистрированного отклика $S_u[u_1(t)]$ объекта из низкоуглеродистой стали, а амплитуда характеристики нелинейности каждого из объектов нормирована относительно амплитуды зарегистрированного отклика $S_u[u_1(t)]$ этого же объекта).

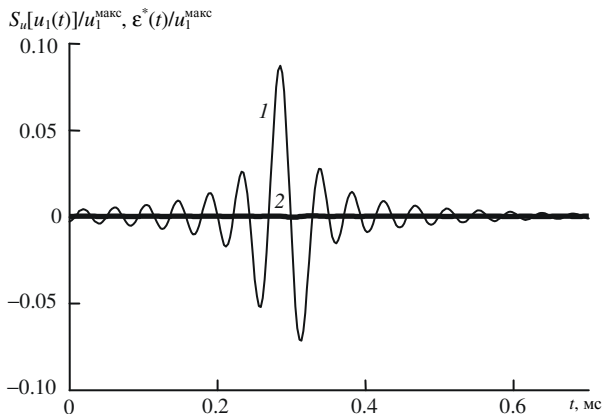


Рис. 3.6. Нормированный зарегистрированный отклик $u_1(t)$ (кривая 1) и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ (кривая 2) объекта из алюминия

В табл. 3.1 также приведена амплитуда суммы комбинационных спектральных составляющих отклика каждого из объектов на двухчастотный тестовый сигнал (нормирована относительно амплитуды отклика этого же объекта на двухчастотный тестовый сигнал). Там же представлены результаты тестирования собственной нелинейности экспериментального устройства. Их нормирование выполнено аналогично нормированию приведенных в табл. 3.1 откликов и характеристик нелинейности объектов.

При воздействии на объект из низкоуглеродистой стали двухчастотным тестовым сигналом с амплитудой, равной амплитуде $x_1(t)$, нормированная амплитуда суммы комбинационных спектральных составляющих отклика объекта составляла 2.2%. Это в семь раз меньше, чем нормированная амплитуда характеристики нелинейности $\varepsilon^*(t)$ для этого же объекта (см. табл. 3.1), притом

что и сумма комбинационных составляющих, и $\epsilon^*(t)$ допускают сходную интерпретацию в виде невязки линейного уравнения, аппроксимирующего нелинейное преобразование. Среди возможных причин такого различия отметим то, что в характеристику нелинейности в виде совокупности комбинационных составляющих не включаются, в отличие от рассмотренного подхода, спектральные составляющие отклика объекта с частотами, совпадающими с частотами тестового сигнала. Резюмируя вышеприведенное, отметим практическое преимущество рассмотренного метода перед методом исследования нелинейности преобразования путем наблюдения за комбинационными составляющими.

Таблица 3.1

Результаты экспериментальных исследований

Предмет исследования	Нормированная амплитуда, %		
	зарегистрированного отклика $S_{ii}[u_1(t)]$	характеристики нелинейности $\epsilon^*(t)$	суммы комбинационных составляющих
Объект из низкоуглеродистой стали	100	15.8	2.2
Тестирование нелинейности приемника сигналом, близким к отклику объекта из низкоуглеродистой стали	101	0.09	0.04
Объект из алюминия	8.7	0.48	0.25
Тестирование нелинейности приемника сигналом, близким к отклику объекта из алюминия	9.4	0.46	0.23

Видно также, что преобразование сигналов объектом из низкоуглеродистой стали характеризуется значительной нелинейностью, в то вре-

мя как признаки нелинейности преобразования сигналов объектом из алюминия практически отсутствуют (см. рис. 3.5 и 3.6, а также табл. 3.1).

Поэтому рассмотренную характеристику нелинейности можно использовать для получения дополнительных классификационных признаков объекта.

3.4. Сопоставление методов исследования нелинейности, использующих один и несколько зондирующих импульсов

В разделе 3.1 упомянут метод [48–54], при котором исследование нелинейности преобразования сигнала объектом осуществляется посредством определения в отклике объекта величины сигнала на частоте или частотах одного или нескольких локальных нулей спектра тестового сигнала. При этом тестовый сигнал также может быть сверхширокополосным. Представляет интерес сопоставление этого метода с методом, использующим характеристику нелинейности (3.19) [61].

Метод [48–54] обеспечивает одновременное определение дальности (по задержке импульса), доплеровских характеристик (по смещению нуля на частотной оси) и нелинейности объекта (по величине сигнала на частотах нулей спектра тестового сигнала) с использованием единственного тестового сигнала. Но при этом возможна регистрация только части спектра продуктов нелинейного преобразования (в окрестностях частот нулей спектра тестового сигнала).

Для метода, изложенного в разделе 3.2, необходимы, по меньшей мере, два тестовых сигнала $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Однако при этом возможна регистрация продуктов нелинейного преобразования во всем используемом диапазоне частот (включая их фазовый спектр).

Таким образом, упомянутые методы имеют свои преимущества и недостатки. Для более подробного сопоставления методов следует также ответить на вопрос об их сравнительной эффективности в смысле относительной величины продуктов нелинейного преобразования, наблюдаемых в откликах объекта. Такое исследование проведено в [61].

3.4.1. Теория

При сопоставлении упомянутых методов желательно сближение условий воздействия на объект обоими методами. Это, однако, вызывает определенные сложности, так как для осуществления методов требуется разное число тестовых сигналов. Основу для решения этой проблемы представляет то, что для метода [48–54] тестовый сигнал $x_0(t)$ может представлять собой сумму также двух сигналов:

$$x_0(t) = x_{01}(t) + x_{02}(t). \quad (3.23)$$

При этом сигналы $x_1(t)$ и $x_{01}(t)$ возможно выбрать одинаковыми. Например, в [61] в качестве $x_1(t)$ и $x_{01}(t)$ использованы сигналы вида (3.21).

Сигналы $x_2(t)$ и $x_{02}(t)$ удастся выбрать в определенном смысле сходными. В [61] сигналы $x_2(t)$ и $x_{02}(t)$ выбраны из следующих соображений. Для определенности поставим задачу сформировать единственный нуль в спектре $x_0(t)$ на частоте f_0 . Тогда $x_{02}(t)$ должен быть узкополосным с центральной частотой f_0 , чтобы при сложении противофазных спектральных составляющих сигналов $x_{01}(t)$ и $x_{02}(t)$ в спектре сигнала $x_0(t)$ окрестности f_0 образовался локальный нуль. Для получения характеристики нелинейности (3.19) спектр сигнала $x_2(t)$ должен удовлетворять условию (3.18). В связи с этим $x_2(t)$ не может быть выбран узкополосным.

Ограничимся тем, что выберем в качестве $x_2(t)$ и $x_{02}(t)$ сигналы одинаковой амплитуды и сходного характера. В качестве $x_{02}(t)$ выберем радиоимпульс с постоянной частотой заполнения, а в качестве $x_2(t)$ – радиоимпульс с изменяющейся частотой. Окончательно определим $x_2(t)$, задав его спектр в соответствии с (3.22). Такое преобразование фазового спектра импульсного сигнала $x_1(t)$ приводит к формированию сигнала, близкого к линейно частотно-модулированному. В качестве $x_{02}(t)$ выберем радиоимпульс с огибающей в виде импульса Гаусса:

$$x_{02}(t) = a_{02} \exp(-t^2/\tau_{02}^2) \sin(2\pi f_0 t),$$

где a_{02} – амплитуда сигнала $x_{02}(t)$, τ_{02} – половина длительности сигнала $x_{02}(t)$ по уровню $1/e$ его амплитуды.

Коэффициент a_{02} выбирается из условия равенства амплитуд сигналов $x_2(t)$ и $x_{02}(t)$.

Спектральные составляющие сигналов $x_{01}(t)$ и $x_{02}(t)$ на частоте f_0 противофазны. Равенство амплитуд этих спектральных составляющих (для обеспечения нуля в спектре сигнала $x_0(t)$ на частоте f_0) обеспечивается выбором параметра τ_{02} сигнала $x_{02}(t)$.

При условии неизменной амплитуды спектральной составляющей сигнала $x_{02}(t)$ на частоте f_0 , уменьшение a_{02} должно сопровождаться увеличением τ_{02} . Если при этом τ_{02} получается значительно больше длительности $x_{01}(t)$, то сигналы $x_{01}(t)$ и $x_{02}(t)$ мало пересекаются во времени. Это обуславливает то, что воздействие на объект суммой (3.23) сигналов $x_{01}(t)$ и $x_{02}(t)$ близко к последовательному воздействию сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$.

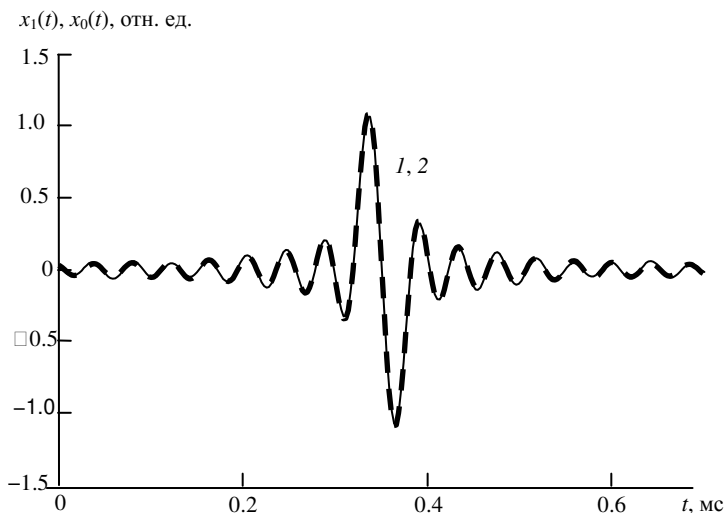
3.4.2. Эксперимент

В [61] выполнено экспериментальное сопоставление рассматриваемых методов на примере исследования нелинейности преобразования объектом из низкоуглеродистой стали тестового воздействия низкочастотным магнитным полем.

Параметры сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ выбраны такими же, как и в разделе 3.3.2 ($f_b = 24$ кГц, $d_2 = 2.04 \times 10^{-6}$ с²). При этом амплитуда сигнала $x_2(t)$ составляла 0.017. Коэффициент a_{02} , определяющий амплитуду сигнала $x_{02}(t)$, также выбран равным 0.017. Частота f_0 выбрана равной 18 кГц. Параметр τ_{02} сигнала $x_{02}(t)$, необходимый для обеспечения нуля в спектре $x_0(t)$, при выбранных d_2 и a_{02} составил 2.6 мс. При этом длительность $x_{02}(t)$ на уровне 0.1 его амплитуды составила 7.9 мс.

Графики тестовых сигналов $x_1(t)$ и $x_0(t)$ приведены на рис. 3.7. Сигналы практически одинаковы по форме и амплитуде. Это позволяет рассчитывать на то, что условия образования продуктов нелинейного преобразования при воздействии обоими сигналами будут сходными.

Экспериментальное устройство использовано то же самое, что и в разделе 3.3.2. Максимальное напряжение импульса $x_1(t)$ на передающей катушке, как и ранее, составляло 28 В. Размеры и расположение модельного объекта (диска из низкоуглеродистой стали) такие же, как и в разделе 3.3.2.

Рис. 3.7. Тестовые сигналы: $x_1(t)$ – кривая 1, $x_0(t)$ – кривая 2

На рис. 3.8 приведены результаты экспериментальных исследований. Амплитудные спектры характеристики нелинейности $\varepsilon^*(t)$ (кривая 3) и зарегистрированных приемником откликов $u_0(t)$ (кривая 1) и $u_1(t)$ (кривая 2) на сигналы $x_0(t)$ и $x_1(t)$ нормированы относительно наибольшего значения $U_0^{\text{макс}}$ амплитудного спектра отклика $u_0(t)$. Видно, что величина продуктов нелинейного преобразования, наблюдаемых в окрестности частоты нуля в спектре тестового сигнала (кривая 1), близка к значению спектра характеристики нелинейности (3.19) (кривая 3) на этой же частоте.

Таким образом, в зависимости от специфики решаемой задачи (необходимо ли получить результат после единственного тестового воздействия, необходимо ли наблюдать весь спектр продуктов нелинейного преобразования) можно осуществлять выбор между сопоставленными методами как между близкими с точки зрения относительного уровня величин, характеризующих нелинейность преобразования.

Для сопоставления обоих упомянутых методов с методом, включающим двухчастотное воздействие на объект, на рис. 3.8 приведен амплитудный спектр отклика объекта $u_d(t)$ на двухчастотный сигнал (частоты 16 и 18 кГц) (кривая 4). Спектр нормиро-

ван к своему наибольшему значению $U_{д}^{\text{макс}}$. Амплитуда двухчастотного тестового сигнала была равна амплитуде сигнала $x_1(t)$. Нормированная амплитуда наибольшей комбинационной спектральной составляющей (на частоте 20 кГц) на 19 дБ меньше нормированного значения амплитудного спектра характеристики нелинейности по (3.19) на этой же частоте.

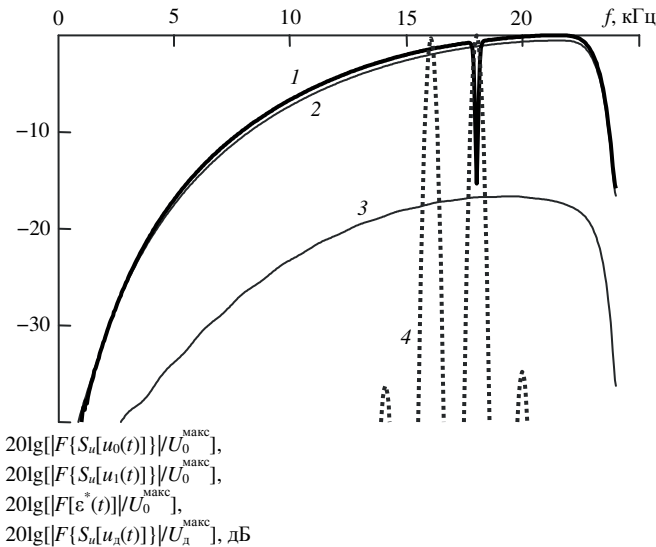


Рис. 3.8. Нормированные амплитудные спектры откликов и характеристик нелинейности объекта из низкоуглеродистой стали. Кривая 1 – спектр зарегистрированного отклика $F\{S_u[u_0(t)]\}$ на сигнал $x_0(t)$ с локальным нулем спектра, кривая 2 – спектр зарегистрированного отклика $F\{S_u[u_1(t)]\}$ на сигнал $x_1(t)$, кривая 3 – спектр характеристики нелинейности $F\{\varepsilon^*(t)\}$, полученной по (3.19); кривая 4 – спектр отклика $F\{S_u[u_d(t)]\}$ на двухчастотный тестовый сигнал (частоты 16 и 18 кГц)

3.5. Пример исследования линий передачи, содержащих линейные и нелинейные неоднородности

Рефлектометрия с применением видеоимпульсных тестовых сигналов позволяет получить информацию о наличии неоднородностей в линии передачи, расстоянии до них и характере их импеданса. При использовании синусоидальных тестовых сигналов

исследуют нелинейность преобразования сигналов неоднородностями в линии передачи (в качестве примера приведем прибор для исследования проводных линий «Визир»). Нелинейные свойства проявляют полупроводниковые элементы [46], а также дефекты линии передачи, представляющие собой контакты металл-окисел-металл [62]. Представляет интерес использование видеоимпульсных тестовых сигналов и для исследования нелинейности преобразования сигналов неоднородностями. Применение видеоимпульсных тестовых сигналов в данном случае обеспечивает высокое разрешение по дальности при минимальном затухании в линии передачи и минимальном шунтирующем влиянии емкостей контактов металл-окисел-металл и емкостей p - n -переходов. Это связано с тем, что при заданной ширине спектра видеоимпульс имеет более низкие частоты спектральных составляющих, чем радиоимпульс.

Изложенный метод исследования нелинейности преобразования сигналов допускает использование видеоимпульсных тестовых сигналов. Его применение для исследования нелинейности преобразования сигналов неоднородностями в линии передачи рассмотрено в [63]. Основные особенности такого применения сводятся к следующему.

Выходной сигнал генератора подается на параллельно соединенные вход приемника¹ и вход исследуемой линии передачи с неоднородностями (рис. 3.9).

Для того чтобы были допустимы нелинейные искажения тестовых сигналов генератором, регистрируются реально воздействующие на линию передачи тестовые сигналы. Тестовые сигналы и отклики исследуемой линии передачи регистрируются одним каналом приемника, а их разделение осуществляется стробированием по времени.

¹ В качестве приемника используется осциллограф Tektronix TDS1012 (входное сопротивление 1 МОм, входная емкость 20 пФ, частота дискретизации аналого-цифрового преобразователя 1 ГГц).

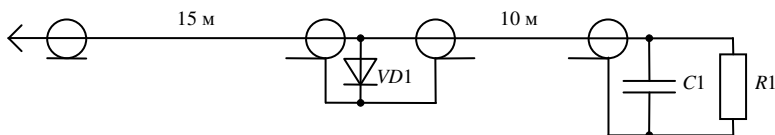


Рис. 3.9. Исследуемая линия передачи с линейной и нелинейной неоднородностями

В качестве тестового сигнала $x_1(t)$ используется видеоимпульс, генерируемый цифро-аналоговым преобразователем с частотой дискретизации 235 МГц и выходным сопротивлением 75 Ом. Форма зарегистрированного приемником сигнала $x_1(t)$ представлена на рис. 3.10. Сигнал $x_2(t)$ получим преобразованием сигнала $x_1(t)$ при помощи фазового корректора. Значительное различие форм сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ получается и при использовании простых фазовых корректоров (см. раздел 2.1.2). Для определенности выберем передаточную функцию корректора (1.16). Это позволит выполнять данное преобразование при помощи как цифровых [11], так и аналоговых корректоров¹. В данном случае используем цифровой корректор.

Диапазон значений параметров m и ω_0 (входящих в (1.16)), при которых формы первого и второго тестовых сигналов существенно различаются, достаточно широк. Было принято, что $m = 1/2$ и $\omega_0/2\pi = 14.6$ МГц.

Для получения характеристики нелинейности используется формула (3.19) с тем отличием, что приемник, регистрирующий одним каналом и тестовые сигналы, и отклики объекта, описывается одним оператором S_{Π} , для которого выполняется $S_{\Pi} = S_x = S_u$.

На рис. 3.10 приведены результаты исследования линии передачи (рис. 3.9), включавшей два каскадно соединенных отрезка коаксиального кабеля РК 75-4-15 (волновое сопротивление 75 Ом) длиной 15 м и 10 м, поглощающую оконечную нагрузку $R1$ сопротивлением 75 Ом, диод Шоттки $VD1$ ВАТ46 (нелинейная неоднородность), включенный согласно рис. 3.9 на расстоянии 15 м от генератора, и конденсатор $C1$ емкостью 18 пФ (линейная

¹ В используемом диапазоне частот передаточная функция (1.15) реализуема при помощи как корректоров на элементах с сосредоточенными параметрами [13], так и модифицированной N -секции.

неоднородность), включенный параллельно резистору $R1$. Слева на рис. 3.10 приведены зарегистрированные приемником тестовые сигналы $x_1(t)$ (кривая 1) и $x_2(t)$ (кривая 2), т.е. сигналы $S_n[x_1(t)]$ и $S_n[x_2(t)]$. Справа приведены зарегистрированный приемником отклик $u_1(t)$ (т.е. сигнал $S_n[u_1(t)]$) исследуемой линии передачи на сигнал $x_1(t)$ (кривая 3) и характеристика нелинейности $\varepsilon(t)$ (кривая 4). В отклике линии передачи вначале наблюдается отклик от нелинейной неоднородности, а затем от линейной (нелинейная неоднородность находится ближе к началу линии, чем линейная).

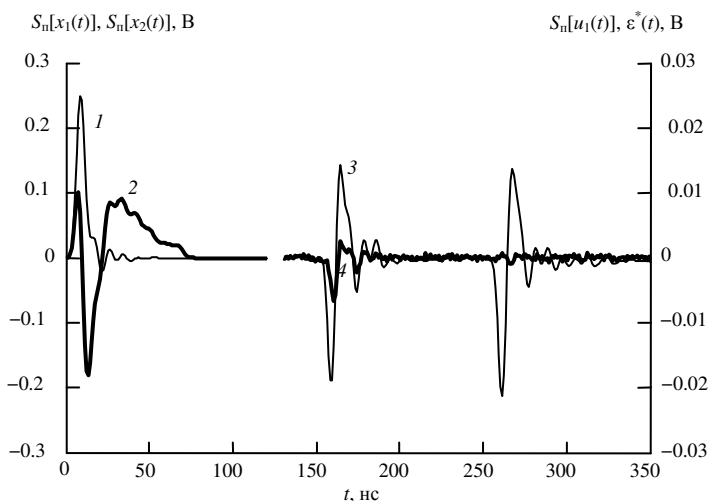


Рис. 3.10. Зарегистрированные приемником тестовые сигналы ($S_n[x_1(t)]$ – кривая 1, $S_n[x_2(t)]$ – кривая 2), зарегистрированный отклик исследуемой линии передачи на сигнал $x_1(t)$ (сигнал $S_n[u_1(t)]$, кривая 3) и характеристика нелинейности $\varepsilon^*(t)$ (кривая 4)

Емкость конденсатора выбрана так, чтобы отклик данной неоднородности мало отличался от отклика неоднородности в виде диода Шотки. Это позволило проверить возможность различения характера неоднородностей (линейная или нелинейная) по характеристике нелинейности при одинаковых откликах неоднородностей на импульсный тестовый сигнал.

Видно, что характеристика нелинейности имеет экстремум в окрестности отклика от нелинейной неоднородности. В остальной части

отклика линии передачи (в том числе и в окрестности отклика от линейной неоднородности) существенного превышения характеристики нелинейности над уровнем шума не наблюдается. Различение характера неоднородностей (линейная или нелинейная) с применением характеристики нелинейности (3.19) возможно. Такая возможность сохраняется и в том случае, если отклики неоднородностей на тестовый сигнал $x_1(t)$ неразличимо сходные (см. кривую 3 на рис. 3.10). Экстремум характеристики нелинейности локализован во времени, что обеспечивает возможность определения расстояния до нелинейной неоднородности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные фазовые корректоры и их применения позволяют сделать два основных вывода. Во-первых, новые фазовые корректоры на основе связанных линий позволяют повысить эффективность решения «классических» задач (таких как коррекция ФЧХ и преобразование формы сигнала) в сверхширокополосных системах (в особенности в УВЧ и СВЧ диапазонах). Во-вторых, «неклассические» применения фазовой обработки позволяют повысить эффективность передачи СШП сигналов (посредством решения задач согласования импедансов) и исследования их нелинейных искажений.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с: ил.
2. *Авдоченко Б.И.* Модели и структуры аналоговых устройств пикосекундного диапазона: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04. – Защищена 17.05.2005. – Томск, 2005. – 103 с.
3. *Уменьшение* локального рассогласования импедансов в сверхширокополосных системах при помощи неминимально-фазовых фильтров: Отчет о НИР (промежуточ.): 42–44 / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Семёнов Э.В. – М., 2005. – 34 с. – Исполн.: Лошилов А.Г., Бабатъев В.В. – Библиогр.: с. 27–28. – № ГР 01.2.006 06456. – Инв. № 02.2.006 04022.
4. *Уменьшение* локального рассогласования импедансов в сверхширокополосных системах при помощи неминимально-фазовых фильтров : отчет о НИР (заключ.) : 42–44 / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники ; рук. Семёнов Э.В. – М., 2005. – 42 с. – Исполн.: Лошилов А.Г., Лошилов И.Г. – Библиогр.: с. 34–36. – № ГР 01.2.006 06456. – Инв. № 02.2.006 04023.
5. *Семёнов Э.В.* Уменьшение локального рассогласования импеданса сверхширокополосной антенны диапазона 1.5...30 МГц при помощи неминимально-фазового фильтра // Труды XXIII Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред». – Санкт-Петербург, 19–21 апреля, 2005. – СПб., 2005. – С. 311–317.
6. *Семёнов Э.В., Семёнов А.В.* Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52, № 4. – С. 480–485.
7. *Семёнов Э.В.* Исследование нелинейности преобразования детерминированных сверхширокополосных сигналов путем линейного комбинирования откликов объекта на линейно зависимые тестовые сигналы // Известия Томского политехнического университета. – 2004. – Т. □ 307, № 4. – С. 18–21.
8. *Пат.* RU 2263929 C1, Российская федерация, G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом / Э.В. Семёнов. – №2004110640; Заявлено 07.04.2004; Опублик. 10.11.2005; Бюл. № 31, Приоритет 07.04.2004.
9. *Исследование* нелинейных свойств объектов с применением сверхширокополосных тестовых сигналов : отчет о НИР (промежуточ.): 42–44 / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Семёнов Э. В. – М., 2004. – 6 с. – Исполн.: Семёнов Э.В. – Библиогр.: с. 4-5. – № ГР 01.2.006 11494. – Инв. № 02.2.006 06698.
10. *Исследование* нелинейных свойств объектов с применением сверхширокополосных тестовых сигналов : отчет о НИР (заключит.): 42–44 / Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Семёнов Э. В. – М., 2006. – 7 с. –

Исполн.: Семёнов Э.В. – Библиогр.: с. 5-6. – № ГР 01.2.006 11494. – Инв. № 02.2.006 06699.

11. *Кисель В.А.* Аналоговые и цифровые корректоры: Справочник. – М.: Радио и связь, 1986. – 184 с.

12. *Давыдов Г.Б.* Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей. – М.: Связьиздат, 1958. – 293 с.

13. *Сильвинская К.А., Гольшико З.И.* Расчет фазовых и амплитудных корректоров: Справочник. – М.: Связь, 1969. – 116 с.

14. *Трифонов И.И.* Синтез реактивных цепей с заданными фазовыми характеристиками. – М.: Связь, 1969. – 216 с.

15. *Авраменко В.Л., Галямичев Ю.П., Ланнэ А.А.* Электрические линии задержки и фазовращатели: Справочник. – М.: Связь, 1973. – 107 с.

16. *Семёнов Э.В.* Фазовые фильтры на основе связанных линий и их применение для аналоговой обработки широкополосных сигналов: Дис...канд. техн. наук: 05.12.21. – Защищена 20.10.98; Утв. 30.12.98; 04980011852. – Томск, 1998. – 134 с.

17. *Семёнов Э.В., Малютин Н.Д.* Широкополосные корректоры группового времени запаздывания на основе спиралеобразных связанных линий. – Радиотехника, 1998, № 2. – С. 50–53.

18. *Малютин Н.Д., Семёнов Э.В., Сычев А.Н., Маничкин А.Н., Мелехин А.Б.* Синтез широкополосных фазовых фильтров ВЧ и СВЧ на связанных линиях. – Известия вузов России // Радиотехника. – 1998. – № 2. – С. 107–120.

19. *Shiffman В.М.* A new class of broadband microwave 90-degree phase shifters // IRE Trans. on MTT, 1958. № 4. – P. 232–237.

20. *Wardrop В., Tech В.* Strip-line microwave group-delay equalizers // Marconi Review, 1970. V. 33 – P. 150–177.

21. *Мещанов В.П., Медокс Т.М., Шикова Л.В.* Синтез фазовращателей на основе тандемного включения отрезков связанных линий // Радиотехника и электроника. — 1993.—Т. 38, № 3. — С. 416–421.

22. *Сверхиширокополосные микроволновые устройства* / АМ. Богданов, М.В. Давидович, Б.М. Кац и др.; Под ред. А.П. Креницкого и В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 2001. – 560 с.

23. *Сержантов А.М., Беляев Б.А.* Исследование фазовой секции на базе связанных микрополосковых линий / 10th International Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” CriMiCo’ 2000. 11–15 September, Sevastopol, Ukraine.

24. *Дроздалев С.В., Малютин Н.Д.* Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени задержки // Радиотехника. – 1994. – № 12. – С. 30–32.

25. *Семёнов Э.В., Малютин Н.Д., Маничкин А.Н.* Фазовое звено с характеристиками функционального антипода С-секции // Радиотехника. – 2001. – № 5.

26. *Малютин Н.Д., Семёнов Э.В., Маничкин А.Н.* Полосковые устройства коррекции фазовых характеристик ВЧ и СВЧ трактов (фазовые фильтры) // Сборник трудов 2-й Всероссийской научно-технической конференции по про-

блемам создания перспективной авионики «Авионика-2003». Томск, ТУСУР, 15–17 апреля 2003. – Томск, 2003. – С. 236–238.

27. Семёнов Э.В. Синтез устройств обработки широкополосных сигналов на СВЧ с минимальными потерями энергии на основе связанных линий // Доклады международных научных симпозиумов «Распространение радиоволн в городе» и «Конверсия науки – международному сотрудничеству». Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 1997. – С. 143–149.

28. Свидетельство на полезную модель 7248 Российская Федерация МПК⁶ Н 01 Р 9/00. Корректор группового времени запаздывания / Семёнов Э.В., Малютин Н.Д.; заявитель и патентообладатель Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники. – № 97111492/20., заявл. 10.07.97; опубл. 10.07.98. – Бюл. №7. – 1 с.: ил.

29. Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосная дипольная антенна с резистивными плечами // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49, № 4. – С. 460–465.

30. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

31. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 388 с.

32. Семёнов Э.В., Маничкин А.Н., Малютин Н.Д. Особенности импульсных последовательностей, формируемых фазовыми фильтрами на основе С-секций с периодической характеристикой группового времени запаздывания // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 27–30.

33. Сычёв А.Н. Управляемые СВЧ устройства на многомодовых полосковых структурах. – Томск: Том. гос. ун-т. – 2001. – 318 с.

34. Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А. Импульсные сигналы в связанных линиях передачи // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 7 (355). – С. 3–8.

35. Chang Fung-Yuei. Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium // IEEE trans. on MTT. – 1970. – Vol. MTT-18, № 9. – P. 616–626.

36. Семёнов Э.В., Милешина Ю.Е. Передаточные свойства корректоров формы сверхширокополосного сигнала в отсутствие согласования с импедансом источника и нагрузки // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. □–СПб.: Гидрометеоздат, 2004. □– Вып. 4. – С. 102–109.

37. Фано Р.М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов. – □ М.: Советское радио, 1965. – 69 с.

38. Малютин Н.Д., Серебренников Л.Я., Гошин Г.Г., Рыбин А.П., Лоцилов А.Г., Газизов Т.Р., Газизов Т.Т., Мелкозеров А.О., Семёнов Э.В., Семёнов А.В., Перевалов Н.Я., Феодоров А.Е. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи // Электронные средства и системы управления: Материалы Международной научно-практической конференции. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.

39. *Youla D.C.* A New Theory of Broad-band Matching // IEEE Trans. – 1964. Vol. CT-11, № 1. – P. 30–50.
40. *Holland John H.* Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Application to Biology, Control, and Artificial Intelligence. – USA: University of Michigan, 1975. – 183 p.
41. *Goldberg David E.* Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. – USA: Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1989. – 432 p.
42. *Емельянов В.В., Курейчик В.М., Курейчик В.В.* Теория и практика эволюционного моделирования. – М.: Физматлит, 2003. – С. 91–110.
43. *Лоцилов И.Г., Бабак Л.И.* Генетические алгоритмы бинарного кодирования и взбалтывающий оператор кроссовера // Электронные средства и системы управления: Доклады Международной научно-практической конференции, Томск, 12–14 октября 2005 г. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 2. – С. 136–140.
44. *Лоцилов И.Г., Бабак Л.И.* Генетические алгоритмы бинарного кодирования, основанные на мутации // Электронные средства и системы управления: Доклады Международной научно-практической конференции, Томск, 12–14 октября 2005 г. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – Ч. 2. – С. 132–136.
45. *Вернигоров Н.С., Борисов А.Р., Харин В.Б.* К вопросу о применении многочастотного сигнала в нелинейной локации // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 1. – С. 63–66.
46. *Вернигоров Н.С.* Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 10. – С. 1181–1185.
47. *Иванов И.Ф., Трофимов В.С.* О едином методе измерения нелинейности импульсных устройств // Радиотехника. – 1963. – Т. 18, № 2. – С. 52–60.
48. *Семёнов Э.В.* Синтез сверхширокополосных тестовых сигналов для обнаружения нелинейного преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектральной плотности мощности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Сб. докл. Всерос. науч. конф. – Муром, 2003. – С. 99–103.
49. *Семёнов Э.В.* Способ исследования нелинейных свойств объекта. Патент РФ № 2227921 // Бюллетень «Изобретения. Полезные модели». – 2004. – № 12 (III ч.). – С. 542.
50. *Семёнов Э.В.* Исследование неоднородностей в линии передачи с применением импульсных сигналов с нулем спектра // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: Докл. Междунар. науч.-практ. конф., Томск, 31 октября – 3 ноября 2007 г. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2007.
51. *Semyonov E.V.* Noise shaping for measuring digital sinusoidal signal with low total harmonic distortion // Convention Paper 5621: AES 112th Convention. – Munich, Germany, 2002. – 2 p.
52. *Lipshitz S.P., Vanderkooy J., Semyonov E.V.* Noise shaping in digital test-signal generation // Convention Paper 5664: AES 113th Convention. – Los Angeles, USA, 2002. – 10 p.

53. Гребенкин И.М., Семёнов Э.В. Программное обеспечение для исследования нелинейных искажений путем наблюдения за нулем спектральной плотности мощности // Материалы Шестой всероссийской научно-практической конференции «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности». – Томск, 2–4 июня 2004. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2004. – С. 129–130.
54. Будянский А.А., Семёнов Э.В. Повышение чувствительности нелинейного локатора, ограниченной шумами и нелинейностями элементов системы // Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Научная сессия ТУСУР – 2005». – Томск, 26–28 апреля, 2005. – Ч. 3. – С. 101–104.
55. Богданович Б.М. Принцип инвариантности и борьба с нелинейным поражением сигнала в приемно-усилительных трактах // Радиотехника. – 1991. – №12. – С. 43–47.
56. Хазен Э.М. Определение плотности распределения вероятностей для случайных процессов в системах с нелинейностями кусочно-линейного типа // Известия АН СССР. Отд. тех. наук. Энергетика и автоматика. – 1961. – №3. – С. 58–72.
57. Деч Р. Нелинейные преобразования случайных процессов. – М.: Советское радио, 1965. – 208 с.
58. Лабутин С.А. Оценка и коррекция динамических искажений сигналов на основе нелинейных моделей средств измерений // Измерительная техника. Метрология. – 1886. – №12. – С. 22–29.
59. Лабутин С.А. Коррекция нелинейно-инерционных искажений импульсных сигналов в измерительных преобразователях // Техника средств связи. Серия Радиоизмерительная техника. – 1989. – Вып. 1. – С. 9–15.
60. Трифонов И.И. Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками. – М.: Радио и связь, 1988.
61. Семёнов Э.В. Сопоставление методов сверхширокополосной нелинейной локации, использующих один и несколько зондирующих импульсов // Радиолокационное исследование природных сред: Тр. XXIII Всерос. симпоз. – СПб., 2005. – Вып. 5. – С. 305–310.
62. Штейншлейгер В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами // Успехи физических наук. – 1984. – Т. 142, вып. 1. – С. 131–145.
63. Семёнов Э.В. Нелинейная рефлектометрия с применением видеоимпульсных тестовых сигналов // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309, № 3. – С. 153–155.
64. Семёнов Э.В., Малютин Н.Д. Использование N - и X -секций как фильтра Гильберта для коррекции формы сверхширокополосных импульсов в антенных системах // Труды X Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 13–15 апреля, 2004. – С. 1950–1954.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1. Система автоматизированного проектирования согласующих неминимально-фазовых устройств Match Wizard

Назначение и особенности САПР

САПР предназначена для автоматизированного проектирования устройств, уменьшающих локальное (на частотной оси) рассогласование импедансов в сверхширокополосных системах. Основу проектируемого устройства составляет каскадное соединение звеньев с неминимально-фазовыми свойствами.

Отличительные особенности САПР следующие.

- Наличие большого набора неминимально-фазовых звеньев с различными, в том числе новыми, функциональными характеристиками как на элементах с сосредоточенными параметрами, так и на основе связанных линий.

- Возможность гибко изменять частотную зависимость цели оптимизации, получая либо классическую задачу по достижению равномерного коэффициента стоячей волны в рассматриваемом диапазоне частот, либо задачу, при которой особым требованием является отсутствие значительного ухудшения КСВ за пределами согласуемого экстремума.

- В САПР заложены методы оптимизации, наилучшим образом зарекомендовавшие себя по опыту применения для оптимизации неминимально-фазовых согласующих устройств пакета программ Microwave Office:

1. Метод Монте-Карло (аналог Random Global, Random Local в Microwave Office).

2. Квазиньютоновский градиентный метод (аналог Gradient Optimization в Microwave Office).

3. Комбинированный метод (позволяет получить начальное приближение методом Монте-Карло с последующей оптимизацией градиентным методом).

4. Генетические алгоритмы (классический и мутационный). В отличие от других методов оптимизации ГА, как правило, анализируют различные области пространства решений одновременно, и поэтому они более приспособлены к нахождению новых областей с лучшими значениями целевой функции.

Собственно создание новых потомков реализует оператор скрещивания (кроссовера), используя генетический материал родителей (представителей текущего поколения). Существует множество различных операторов кроссовера. В рамках данной САПР реализованы N -точечный кроссовер (он является наиболее распространенным) и взбалтывающий кроссовер [43], который на некоторых тестовых задачах показал свою эффективность и превосходство над N -точечным.

В САПР также реализован (с некоторыми модификациями) мутационный ГА [44] (рис. П1.1). Данный алгоритм использует усиленную мутацию (мутации подвергается каждая хромосома). Максимальное количество переменных, которые могут быть одновременно мутированы, выбирается пользователем. Пользователем также задается максимальное количество генов в одной переменной, которые могут быть мутированы (частота мутации). Если копия-мутант исходной особи будет иметь лучшее значение целевой функции, то мутант заменяет исходную особь. Такой процесс происходит для каждой особи из популяции. Далее с вероятностью кроссовера происходит классическая эволюция.

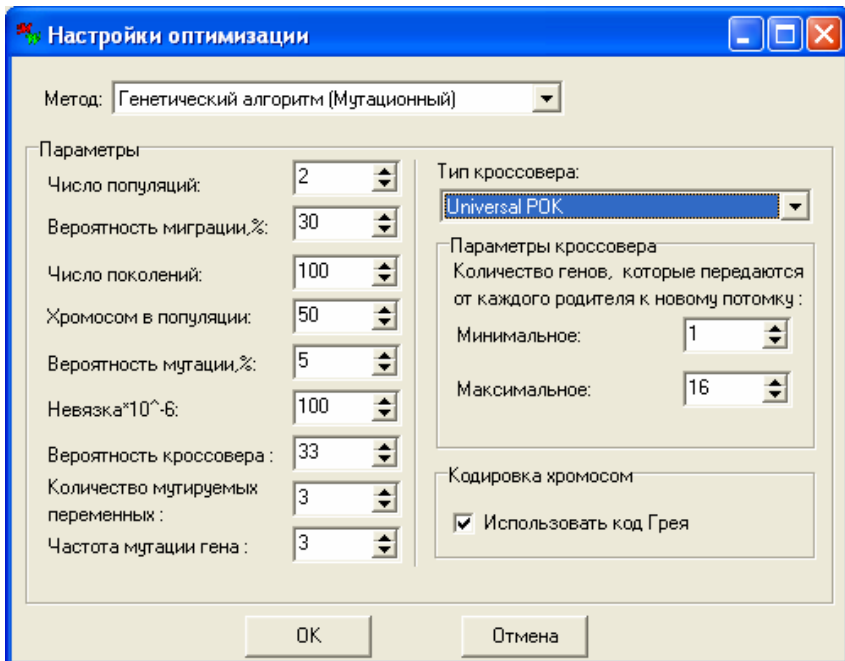


Рис. П1.1. Окно настроек оптимизации мутационным генетическим алгоритмом

Основной интерфейс САПР. Пример оптимизации согласующего неминимально-фазового устройства с ее помощью

Основной интерфейс системы автоматизированного проектирования представлен на рис. П1.2. Графический интерфейс пользователя выполнен в среде Borland Delphi 7, расчетная библиотека в среде Compaq Visual Fortran 6.6.

Последовательность работы с САПР

Процесс проектирования согласующего устройства при помощи САПР Match Wizard включает шесть этапов.

1. Выбор сопротивления подводящей линии – задается в поле Zo основного окна проекта.

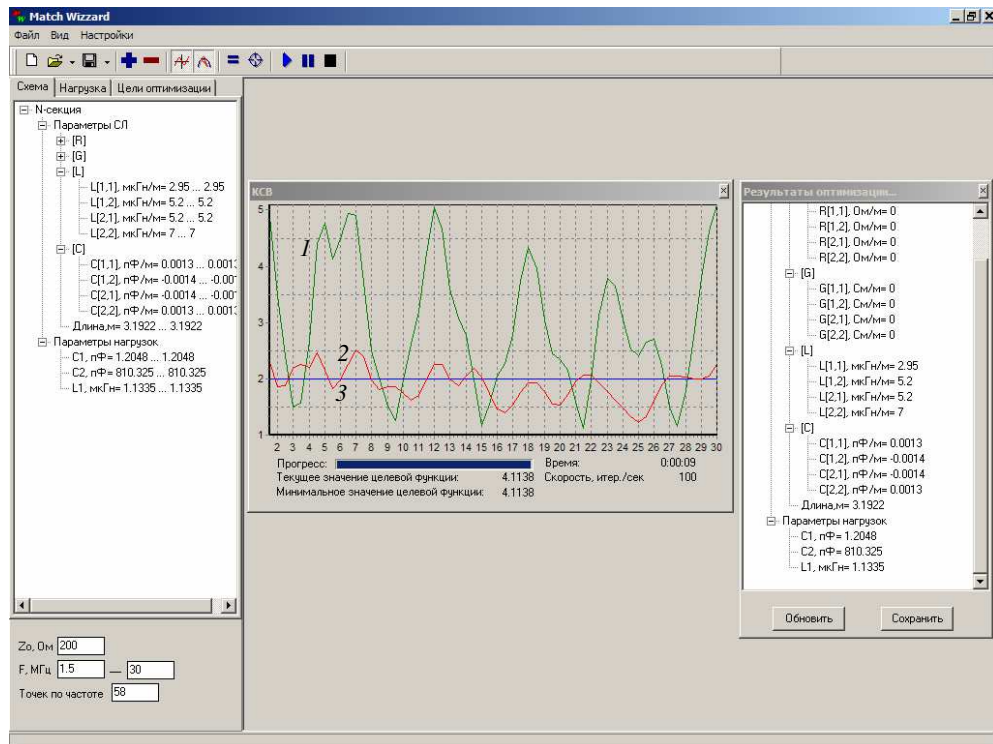


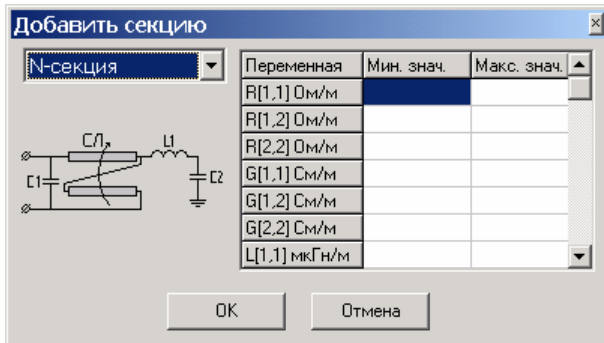


Рис. П1.2. Результаты оптимизации согласующего неминимально-фазового устройства генетическими алгоритмами (кривая 1 – КСВ нагрузки без фильтра; кривая 2 – с согласующим неминимально-фазовым фильтром; кривая 3 – цель оптимизации)

2. Выбор зависимости импеданса нагрузки от частоты (импеданс, который требуется согласовать с сопротивлением подводящей линии) – загружается из табличного файла в пункте меню «Файл» «Открыть файл нагрузки...». Загруженный импеданс нагрузки отображается в главном окне проекта во вкладке «Нагрузка» в виде таблицы.

На этом этапе можно произвести анализ согласования нагрузки без включения согласующего устройства. Анализ производится по нажатию кнопки .

3. Выбор структуры согласующего устройства – осуществляется загрузкой из файла («Файл» → «Открыть файл схемы...») либо с помощью кнопки , путем заполнения полей в форме «Добавить секцию» (рис. П1.3).



Переменная	Мин. знач.	Макс. знач.
R[1,1] Ом/м		
R[1,2] Ом/м		
R[2,2] Ом/м		
G[1,1] См/м		
G[1,2] См/м		
G[2,2] См/м		
L[1,1] мкГн/м		

Рис. П1.3. Форма «Добавить секцию»

Параметры согласующего устройства при этом отображаются во вкладке «Схема» главного окна проекта (рис. П1.4).

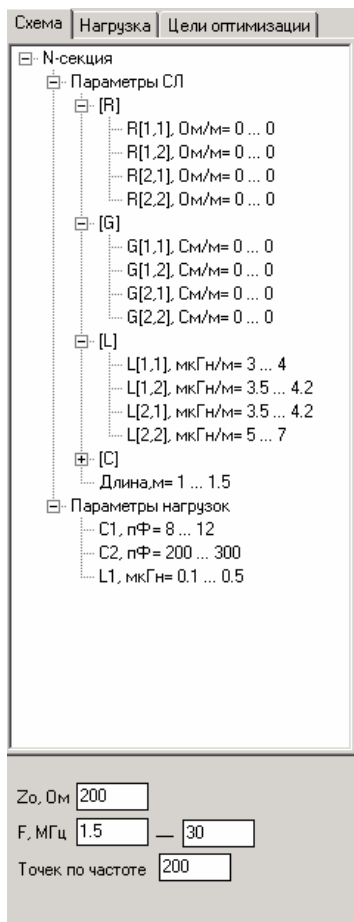


Рис. П1.4. Отображение параметров секции

4. Задание целей оптимизации – осуществляется загрузкой из табличного файла и отображается во вкладке «Цели оптимизации» главного окна проекта (рис. П1.5).


На этом этапе можно просмотреть цели оптимизации в графическом виде, нажав кнопку .

Схема	Нагрузка	Цели оптимизации		
Ф. МГц	Min	вес	Max	вес
1.4	1	1	2	1
5	1	1	2	1
10	1	1	2	1
20	1	1	2	1
30	1	1	2	1

Рис. П1.5. Отображение целей оптимизации

5. Выбор метода оптимизации и установка настроек оптимизации – осуществляется в форме «Настройки оптимизации» (рис. П1.6), которая вызывается посредством пункта меню «Настройки» → «Настройки оптимизации...».

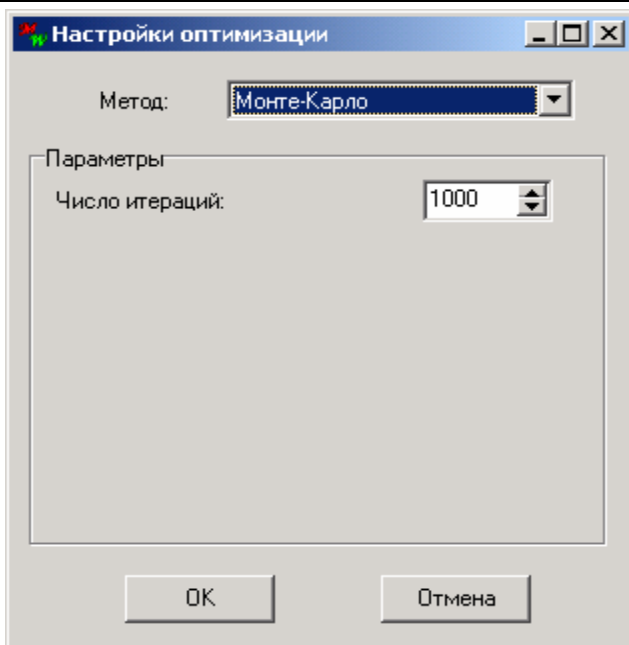



Рис. П1.6. Настройки оптимизации

6. Собственно оптимизация параметров согласующего устройства выполняется по нажатию кнопки  (“Оптимизация параметров СУ”).

Приложение 2. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей Р4-И-01



Рис. П2.1 Внешний вид измерителя

Назначение и особенности прибора

Прибор предназначен для проведения измерений временных, частотных характеристик устройств, а также характеристик нелинейности преобразования сигнала устройством. Прибор работает под управлением компьютера с установленным программным обеспечением «ИмпульсМ». Программное обеспечение управляет процессами генерации зондирующего сигнала, регистрации откликов исследуемого устройства, а также выполняет необходимую обработку полученной информации и расчет семейства характеристик исследуемого устройства.

Особенностью прибора является использование сверхширокополосных тестовых сигналов (в том числе видеоимпульсных) для измерения всей совокупности характеристик. Это создает возможность подавления паразитных отражений сигнала стробированием (например, при измерении параметров антенн в незаглушенном помещении). Такой подход имеет также преимущество перед классическим подходом (с использованием сигнала качающейся частоты) при исследовании характеристик объектов, параметры которых могли измениться за время изменения частоты.

ты генератора качающейся частоты. Особенности преимущества использование импульсных и сверхширокополосных сигналов имеет при наличии нелинейных искажений сигналов исследуемым объектом. В этом случае его характеристики зависят от параметров воздействующего на него сигнала, поэтому важным становится исследование характеристик систем по отношению к сигналам, с которыми они реально работают. Используемые в программном обеспечении измерителя методы измерений защищены патентами РФ № 2227921 и № 2263929.

Функциональные возможности

Прибор позволяет исследовать следующие характеристики и параметры.

Рефлектограммы.

Частотные зависимости:

- импеданса двухполюсника или входного импеданса четырехполюсника;
- коэффициента стоячей волны;
- модуля и фазы коэффициентов пропускания и отражения;
- группового времени запаздывания.

Характеристики нелинейности преобразования одно- и двухчастотных сигналов:

- коэффициент гармоник;
- коэффициент интермодуляционных искажений.

Характеристики нелинейности преобразования сверхширокополосных и видеоимпульсных сигналов, полученные методами:

- наблюдения за локальными нулями спектра сигналов;
- наблюдения за нарушением тождественности линейного уравнения, аппроксимирующего исследуемый нелинейный объект.

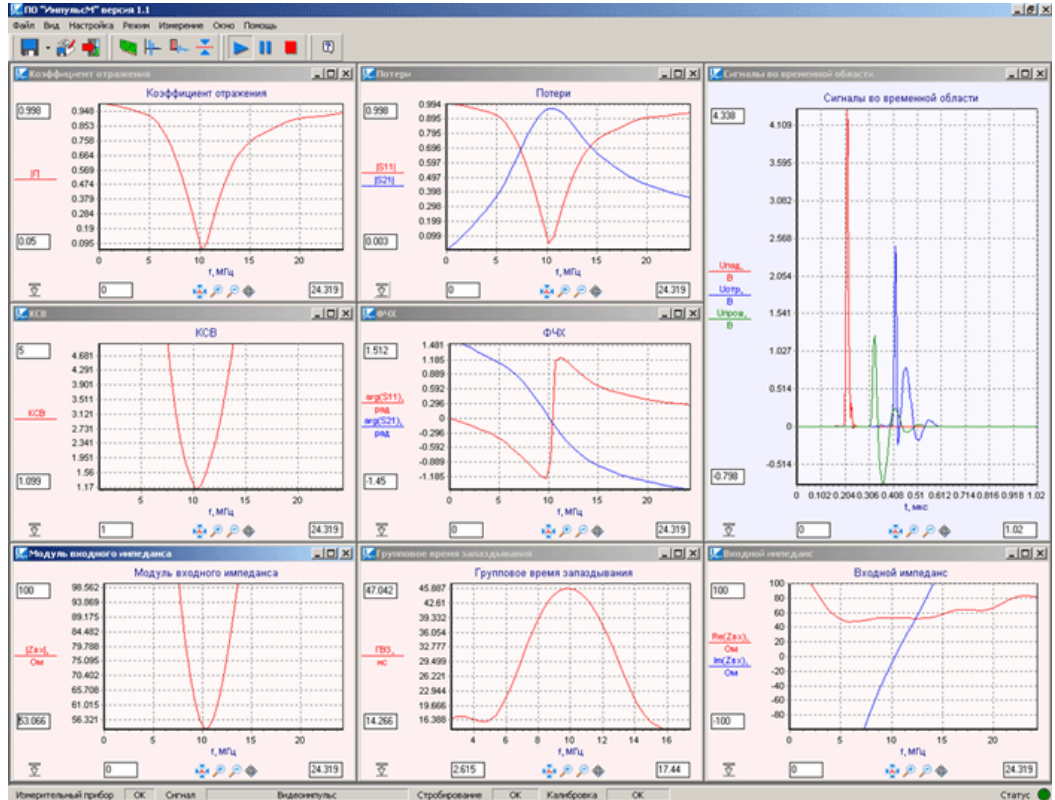


Рис. П2.2. Основное окно программного обеспечения измерителя

Основные технические характеристики

Таблица П2.1

Во временной области	
Минимальная длительность тестового сигнала по уровню его 0.1 амплитуды, нс	17.3
Минимальный интервал дискретизации, нс	10
Отношение амплитуды импульса к среднеквадратическому значению шума в рефлектограмме при полном отражении сигнала, дБ	49 (без усреднения); 69 (с усреднением по 128 измерениям)
В частотной области	
Диапазон частот, МГц	0...25
Динамический диапазон в диапазоне частот 0...25 МГц при усреднении по 128 измерениям, дБ	65
При измерении нелинейности преобразования сигналов	
Собственный коэффициент второй гармоники (при частоте тестового сигнала 10 МГц, амплитуда 5 В), %	0.65
Собственная величина комбинационных спектральных составляющих при двухчастотном тестовом сигнале (10 и 11 МГц, амплитуда 5 В), %	0.34 (9 МГц) 0.37 (12 МГц)
Общие характеристики	
Импеданс измерительного тракта, Ом	50
Присоединительные разъемы	BNC
Интерфейс между измерителем и компьютером	USB 2.0
Питание	220 В, 50 Гц, 35 Вт
Габаритные размеры, мм	160×260×320
Операционная система	Microsoft Windows XP
Процессор с тактовой частотой, не менее	600 МГц

Научное издание

СЕМЕНОВ Эдуард Валерьевич

ФАЗОВАЯ ОБРАБОТКА В ЗАДАЧАХ ФОРМИРОВАНИЯ,
ПЕРЕДАЧИ И ИССЛЕДОВАНИЯ ИСКАЖЕНИЙ
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Редактор *В.С. Сумарокова*

Подготовка оригинал-макета *А.И. Корчуганова*

Подписано в печать 7.11.2007 г. Формат 60x84¹/₁₆.
Гарнитура «Таймс». Печ. л. 7,6; усл. печ. л. 7,1; уч.-изд. л.6,8.
Тираж 500 экз. Заказ №

ОАО «Издательство ТГУ», 634029, г. Томск, ул. Никитина, 4
Типография «Иван Федоров», 634003, г. Томск, Октябрьский взвоз, 1