

УДК 621.372

А.А. Ильин, Н.Д. Малютин, А.О. Мисюнас, А.Г. Лоцилов

Синтез топологии устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками на основе нерегулярных рельефных связанных микрополосковых линий

Представлено решение задачи анализа и синтеза топологии устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками. Устройства создаются на основе нерегулярных рельефных связанных полосковых и микрополосковых линий. Описан алгоритм синтеза, приведены расчетные и экспериментальные результаты реализации алгоритма.

Ключевые слова: синтез топологии, нерегулярные линии, связанные линии, сигналы произвольной формы, рельефные микрополосковые линии.

Введение. В радиотехнических системах по мере их развития возникают задачи формирования и обработки сигналов специальной формы с наперед заданными спектральными характеристиками. Так, в работе [1] В.А. Котельниковым поставлена и решена задача синтеза сигналов с минимальной энергией вредного спектра. Применение импульсных и видеоимпульсных сверхширокополосных сигналов в радиолокации и нелинейной радиолокации [2, 3] позволяет получить значительно больший объем информации о характеристиках объектов исследования. В радиосвязи применение импульсных сигналов [4–6] дает возможность повысить помехозащищенность систем.

В последние два десятилетия одновременно с развитием радиотехнических систем интенсивно развивались средства измерений нано-пикосекундного диапазона [7]. Естественно, что перечисленные и многие другие направления, связанные с практической радиотехникой и исследованиями физики материалов и волновых процессов в различных линейных и нелинейных средах, потребовали разработки методов и технических средств формирования и обработки импульсов с заданными спектрами. При этом стремительно росли требования к форме сигналов (допуски вплоть до долей процентов), фазовой и временной стабильности. Например, решение задач измерения нелинейных искажений импульсных сигналов [8, 9] напрямую связано с формированием импульсов сложной формы с заданной зависимостью группового времени запаздывания спектральных составляющих.

Достижения современной микроэлектроники позволяют решить большинство проблем формирования импульсов и импульсных последовательностей на основе применения как пассивных, так и активных устройств. Однако остается актуальной проблема синтеза и изготовления устройств формирования импульсных сигналов с наперед заданными частотными (спектральными) характеристиками в нано- и пикосекундном диапазонах. Одна из подобных задач возникла в измерительной технике в связи с необходимостью получения двух жестко связанных импульсов синтезируемой формы, один из которых необходимо подвергнуть фазовой обработке [10].

Известно, что при распространении импульсных сигналов в многопроходных линиях передачи происходит их разложение на моды вследствие интерференции нормальных волн [11], имеющих разные фазовые скорости. Это явление, как было показано в работе [12], может быть с успехом использовано для построения новых функциональных устройств.

Решение поставленной задачи формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками возможно путем применения связанных микрополосковых структур (связанных линий). Однако при этом весьма остро стоит вопрос о синтезе устройств такого типа и создании конструкции связанных линий с широким диапазоном вариации коэффициентов электрической и магнитной связи с минимальными потерями и размерами.

Задачам синтеза СВЧ-устройств на связанных линиях посвящено большое число работ, среди которых можно отметить монографии А.Л. Фельдштейна, Л.Р. Явича, Б.М. Каца, В.П. Мещанова [13, 14]. В этих и других публикациях рассматриваются связанные линии с однородным в поперечном сечении диэлектриком и, следовательно, считается, что распространяющиеся в них нормальные волны имеют одинаковые фазовые скорости. Но связанные полосковые и микрополосковые линии, как правило, конструк-

тивно выполняются с неоднородным в поперечном сечении диэлектрическим заполнением и характеризуются неодинаковыми фазовыми скоростями нормальных волн [15–23]. Поэтому результаты, полученные в [13, 14], применимы к синтезу устройств рассматриваемого типа лишь в качестве первого приближения. Основы подхода к синтезу полосковых устройств на связанных линиях с учетом зависимости коэффициентов распространения от типа возбуждения проводников были рассмотрены в работе [20] применительно к проектированию управляемых устройств на секциях связанных линий.

В настоящей работе поставлена и решена задача синтеза устройств формирования импульсов с заданными спектральными характеристиками на основе нерегулярных микрополосковых рельефных связанных линий.

Построение математической модели. На рис. 1 показана эквивалентная схема устройств рассматриваемого типа. Нерегулярные связанные линии (НСЛ) 1, 2 имеют в общем случае произвольные зависимости первичных параметров от продольной координаты. Исходный импульс подается с генератора E_1 . Сформированные импульсные сигналы снимаются с нагрузок z_2 и z_3 . Нагрузки z_1 – z_4 и первичные параметры структуры выбираются таким образом, чтобы потери на отражение со стороны генератора были минимальны.

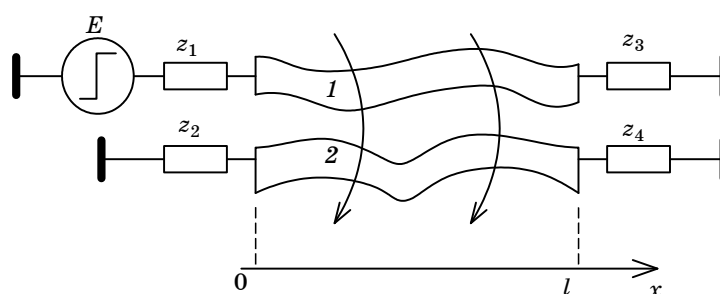


Рис. 1. Эквивалентная схема устройств формирования импульсов с заданной спектральной характеристикой

Получение импульсов с заданной спектральной характеристикой основывается на формировании соответствующего волнового процесса в нерегулярных связанных линиях, содержащих участки сильной и слабой связи. Эти участки расположены по координате x , вдоль которой распространяется система нормальных волн с различающимися фазовыми скоростями. Анализ квази-Т-волн в регулярных связанных полосковых линиях такого типа был проведен в работах [21–23]. Применительно к рассматриваемым нерегулярным связанным линиям результаты этих и других работ применимы лишь для участков небольшой длины Δx . Решение для общего случая произвольной зависимости погонных параметров от координаты x , в том числе при наличии сосредоточенных неоднородностей, получено в работах [24, 25]. Амплитуды и коэффициенты нормальных волн в нерегулярных связанных линиях определяются в зависимости от координаты x , поэтому классическая форма общего решения телеграфных уравнений [13, 14] преобразуется к виду

$$\mathbf{U}_{1,2} = \mathbf{A}_{1,2}(x)e^{\gamma(x)x}, \quad (1)$$

$$\mathbf{I}_{1,2} = \mathbf{B}_{1,2}(x)e^{\gamma(x)x}, \quad (2)$$

где $\mathbf{A}_{1,2}(x)$, $\mathbf{B}_{1,2}(x)$ – матрицы амплитуд напряжений и токов синфазной и противофазной волн в первой (индекс 1) и второй (индекс 2) линиях; $\gamma(x)$ – матрица коэффициентов распространения синфазной и противофазной волн.

Воспользуемся результатами работы [24, 25] для определения параметров НСЛ. Отрезки НСЛ разбиваются равномерной сеткой по координате x с шагом Δx , который выбирается путем численного эксперимента. Первичные параметры участков отрезков НСЛ, образовавшихся в результате дискретизации структуры, будем считать постоянными внутри отрезка Δx . Обозначим через $k=0, 1, 2, \dots, N$ номер узла сетки. Полагаем, что условие постоянства первичных параметров выполняется на шаге k «вперед». Тогда первичные параметры связанных линий и сосредоточенных неоднородностей будут представлены множествами матриц индуктивностей \mathbf{L}_k , емкостей \mathbf{C}_k , сопротивлений \mathbf{R}_k , проводимостей \mathbf{G}_k .

Вычислив производную «вперед», переходим от системы телеграфных уравнений к системе алгебраических уравнений:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{k+1} \\ \mathbf{I}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_k \\ \mathbf{I}_k \end{bmatrix} - \Delta x \left\{ j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k \mathbf{I}_k \\ \mathbf{C}_k \mathbf{U}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k \mathbf{I}_k \\ \mathbf{G}_k \mathbf{U}_k \end{bmatrix} \right\}, \quad (3)$$

где $\mathbf{U}_k, \mathbf{I}_k$ – матрицы напряжений и токов в точке k ; ω – круговая частота спектральной составляющей.

Формула (3) в приведенном виде позволяет вычислить волновые параметры комбинированной нерегулярной структуры, построив рекурсивный алгоритм. При этом алгоритм, строящийся на основе (3), не предусматривает нахождения коэффициентов распространения и амплитуд нормальных волн, поэтому уже с этой точки зрения позволяет существенно упростить решение, если каким-либо образом определены напряжения и токи хотя бы в одной точке k структуры.

Система уравнений (3) записана для полных напряжений и токов в связанных линиях, которые являются суперпозицией падающих и отраженных составляющих, т.е. $\mathbf{U}(x) = \mathbf{U}_{\text{пад}}(x) + \mathbf{U}_{\text{отр}}(x)$, $\mathbf{I}(x) = \mathbf{I}_{\text{пад}}(x) - \mathbf{I}_{\text{отр}}(x)$. Конечно-разностное уравнение (3) позволяет значительно упростить отыскание не только $\mathbf{U}(x)$ и $\mathbf{I}(x)$, но и их составляющих $\mathbf{U}_{\text{пад}}(x), \mathbf{U}_{\text{отр}}(x), \mathbf{I}_{\text{пад}}(x), \mathbf{I}_{\text{отр}}(x)$, т.к. (3) справедливо для обеих компонент напряжений и токов:

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{U}_{k+1})_{\text{пад}} \\ (\mathbf{I}_{k+1})_{\text{пад}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{U}_k)_{\text{пад}} \\ (\mathbf{I}_k)_{\text{пад}} \end{bmatrix} - \Delta x \left\{ j\omega \begin{bmatrix} \mathbf{L}_k (\mathbf{I}_k)_{\text{пад}} \\ \mathbf{C}_k (\mathbf{U}_k)_{\text{пад}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{R}_k (\mathbf{I}_k)_{\text{пад}} \\ \mathbf{G}_k (\mathbf{U}_k)_{\text{пад}} \end{bmatrix} \right\}, \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} (\mathbf{U}_{k+1})_{\text{отр}} \\ -(\mathbf{I}_{k+1})_{\text{отр}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{U}_k)_{\text{отр}} \\ -(\mathbf{I}_k)_{\text{отр}} \end{bmatrix} - \Delta x \left\{ j\omega \begin{bmatrix} -\mathbf{L}_k (\mathbf{I}_k)_{\text{отр}} \\ \mathbf{C}_k (\mathbf{U}_k)_{\text{отр}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\mathbf{R}_k (\mathbf{I}_k)_{\text{отр}} \\ \mathbf{G}_k (\mathbf{U}_k)_{\text{отр}} \end{bmatrix} \right\}. \quad (5)$$

Для решения (3) необходимо и достаточно определить значения напряжений \mathbf{U}_0 и токов \mathbf{I}_0 в сечении $x=0$, соответствующем значению $k=0$. Решение такой задачи целесообразно провести в матричной форме, как это сделано в работе [26]. Приведем последовательность расчета $\mathbf{U}_0, \mathbf{I}_0$ на примере рассматриваемой эквивалентной схемы (см. рис. 1).

Проводится дискретизация структуры путем покрытия равномерной сеткой с шагом Δx .

Находятся первичные параметры каждого элементарного отрезка Δx НСЛ в виде множеств матриц $\mathbf{L}_k, \mathbf{C}_k, \mathbf{R}_k, \mathbf{G}_k$.

Формируются матрицы передачи \mathbf{a}_k для каждого элементарного отрезка Δx с номерами $k=0, 1, \dots, N-1$ [21, 22].

Определяется матрица передачи \mathbf{as} отрезков НСЛ длиной l в виде произведения матриц \mathbf{a}_k :

$$\mathbf{as} = \prod_{k=0}^{N-1} \mathbf{a}_k. \quad (6)$$

Формулируются граничные условия на входах и выходах многополюсника, представленного матрицей передачи \mathbf{as} , используя значения $E_1, z_1 - z_4$. В результате для вычисления напряжений и токов в точке $x=0$ получается система 4 линейных алгебраических уравнений, сводящаяся благодаря известной связи напряжений и токов на входе и на выходе к системе из 2 алгебраических уравнений [24].

Решается полученная система и определяется \mathbf{I}_0 и, используя граничные условия, вычисляется \mathbf{U}_0 :

$$\mathbf{I}_0 = \left[\mathbf{A}2 \cdot (\mathbf{A}1)^{-1} + \begin{pmatrix} z_1 & 0 \\ 0 & z_2 \end{pmatrix} \right]^{-1} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \end{pmatrix},$$

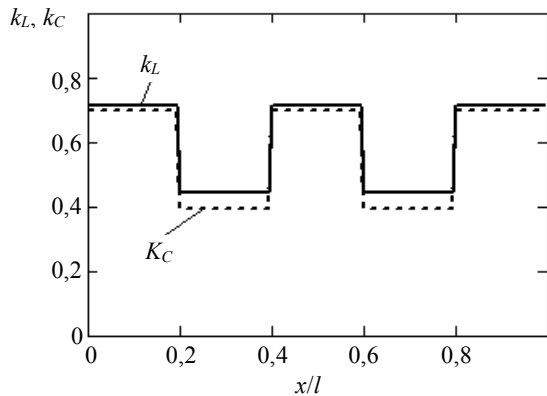
$$\mathbf{U}_0 = \begin{pmatrix} -(I_0)_1 \cdot z_1 \\ -(I_0)_2 \cdot z_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ 0 \end{pmatrix},$$

где

$$\mathbf{A1}_i = \begin{bmatrix} (as)_{3,1} \cdot z_3 + (as)_{3,3} & (as)_{3,2} \cdot z_4 + (as)_{3,4} \\ (as)_{4,1} \cdot z_3 + (as)_{4,3} & (as)_{4,2} \cdot z_4 + (as)_{4,4} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A2}_i = \begin{bmatrix} (as)_{1,1} \cdot z_3 + (as)_{1,3} & (as)_{1,2} \cdot z_4 + (as)_{1,4} \\ (as)_{2,1} \cdot z_3 + (as)_{2,3} & (as)_{2,2} \cdot z_4 + (as)_{2,4} \end{bmatrix}.$$

Итак, поскольку вектор $\begin{bmatrix} \mathbf{U}_0 \\ \mathbf{I}_0 \end{bmatrix}$ определен, расчет напряжений и токов в остальных узлах сетки реализуется с помощью рекурсивного алгоритма с использованием (3).



Анализ параметров. Анализ частотных и импульсных характеристик был проведен на модели-прототипе устройства, выполненного на нерегулярных связанных полосковых линиях с зависимостями коэффициентов электрической k_C и магнитной k_L связи от координаты x , показанными на рис. 2.

Рис. 2. Зависимость коэффициентов электрической k_C и магнитной k_L связи от нормированной координаты x/l

В качестве базовой структуры взята конструкция нерегулярных рельефных связанных полосковых линий (НРСПЛ) [25–30], поперечное сечение которых показано на рис. 3, а. Топология проводников, соответствующая выбранной зависимости $k_C(x)$, $k_L(x)$ (см. рис. 2), изображена на рис. 3, б.

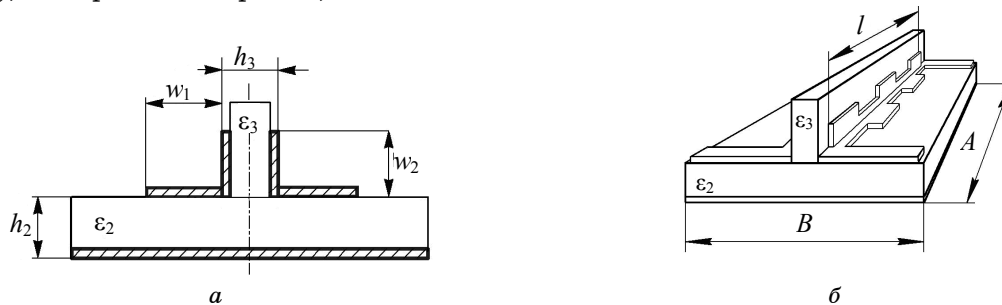
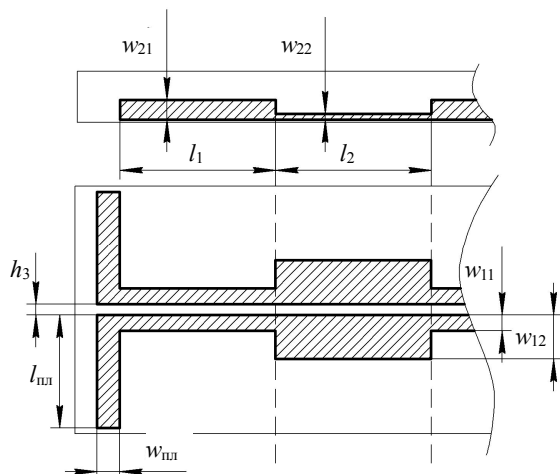


Рис. 3. Конструкция поперечного сечения рельефных связанных линий (а) и топология модели – прототипа устройства формирования импульсов (б)



Размеры проводников нерегулярных рельефных связанных линий модели-прототипа обозначены на рис. 4, а их значения даны в таблице.

Рис. 4. Размеры полосок нерегулярных рельефных связанных линий

Топологические размеры и параметры материалов нерегулярных рельефных связанных линий

Параметр, единица измерения	Обозначение	Значение
Длина структуры, мм	A	214
Ширина структуры, мм	B	38
Толщина подложки, мм	h_2	2
Диэлектрическая проницаемость подложки	ϵ_2	5
Длина связанных линий, мм	l	200
Диэлектрическая проницаемость вертикальной вставки	ϵ_3	2,8
Длина гребня с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,7$, мм	l_1	40
Длина гребня с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,45$, мм	l_2	40
Зазор между связанными линиями, мкм	h_3	520
Ширина горизонтального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,7$, мкм	w_{11}	713
Ширина вертикального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,7$, мкм	w_{21}	1560
Ширина горизонтального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,45$, мкм	w_{12}	2049
Ширина вертикального проводника с коэффициентом связи $\sqrt{k_C k_L} = 0,45$, мкм	w_{22}	452
Длина подводящей линии, мм	$l_{ПЛ}$	18,3
Ширина подводящей линии, мм	$w_{ПЛ}$	3,58

Результаты анализа модели-прототипа и экспериментальные данные. Расчет параметров модели-прототипа проводился с целью исследования закономерностей формирования импульсов в устройствах на основе НРСПЛ. Расчетная модель в виде эквивалентной схемы показана на рис. 5. Схема разделена на три части, обозначенные римскими цифрами. Части I и III представляют собой регулярные несимметричные полосковые линии, матрицы передачи которых находятся по известным соотношениям [13]. Часть II – это отрезок нерегулярных связанных линий, основной элемент формирователя импульсов.

Через подводящую линию 1 импульс с генератора E_1 подается на нерегулярную связанную линию 3. Часть ответвленной энергии поступает в линию 4, другая часть проходит в линию 5. Требуемый импульсный сигнал выделяется на нагрузке z_2 . На нагрузке z_3 также получается импульсный сигнал, жестко связанный по времени с сигналом на выходе линии 2. В идеальном случае вся мощность, обеспечиваемая генератором, попадает в нагрузки z_2, z_3 , а в линию 6 и соответственно в нагрузку z_4 энергия не проходит.

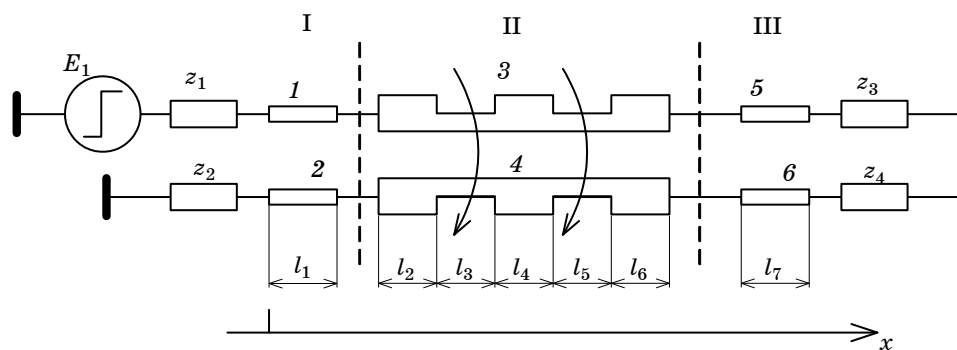


Рис. 5. Эквивалентная схема модели-прототипа формирователя импульсов

Для определения частотных характеристик устройства на нерегулярных связанных линиях (НСЛ) отрезки НСЛ с продольными размерами l_2, \dots, l_6 в соответствии с ранее описанным алгоритмом разбиваются на N регулярных элементарных отрезков длиной Δl . Для каждого из этих отрезков методом сеток [31] находятся матрицы первичных параметров $[C_k], [L_k], k = 0, \dots, N - 1$ [32]. Матрицы передачи элементарных отрезков a_k рассчитывались по соотношениям, полученным в работах [21, 22], с учетом неодинаковых коэффициентов распространения синфазной и противофазной составляющих нормальных волн.

Осуществив нормирование результирующей матрицы передачи отрезков НСЛ as , запишем классическую нормированную матрицу передачи As в клеточном виде, а затем перейдем к волновой матрице передачи [13]

$$[T] = \begin{bmatrix} [1] & [1] \\ [1] & -[1] \end{bmatrix}^{-1} [As] \begin{bmatrix} [1] & [1] \\ [1] & -[1] \end{bmatrix},$$

где $[1]$ – единичная матрица размером 2×2 . Матрица коэффициентов рассеяния

$$[S] = \begin{bmatrix} [T_{ba}] [T_{aa}]^{-1} [T_{bb}] - [T_{ba}] [T_{aa}]^{-1} [T_{ab}] \\ [T_{aa}]^{-1} [T_{ab}] \end{bmatrix}.$$

Расчет и экспериментальные измерения проводились в частотной и во временной областях. Частотные характеристики были получены с помощью прибора OBZOR-103. Измерения частотных характеристик проводились в согласованном режиме, в полосе частот от 300 кГц до 1,4 ГГц, а измерения во временной области осуществлены на установке, содержащей стробоскопический осциллограф Tektronix 11801B и измерительную головку SD-24. Установка содержит также генератор ступенчатого скачка напряжения с длительностью фронта порядка 70 пс и позволяет регистрировать отклик от устройства с частотой 256×10^9 выборок в секунду (длительность выборки 3,9 пс).

На рис. 6, 7 приведены частотные характеристики, полученные в результате моделирования и эксперимента. Наблюдается достаточно хорошее соответствие расчетных и экспериментальных данных.

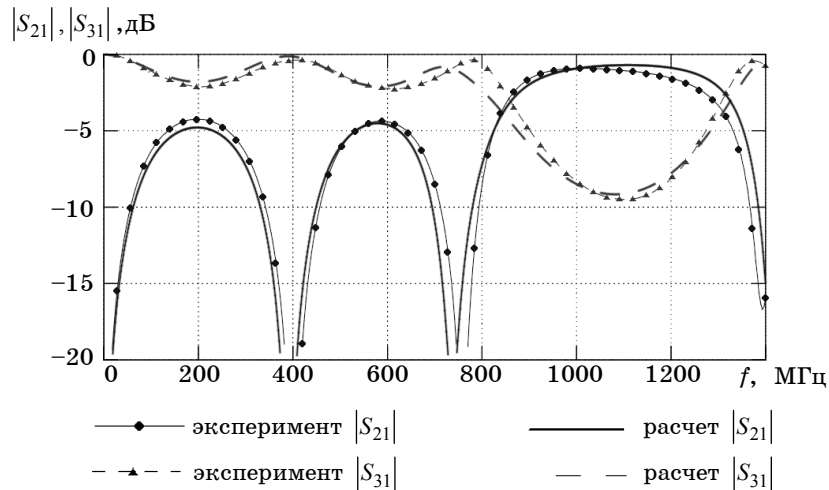


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов передачи (модулей коэффициентов матрицы рассеяния S_{21} , S_{31})

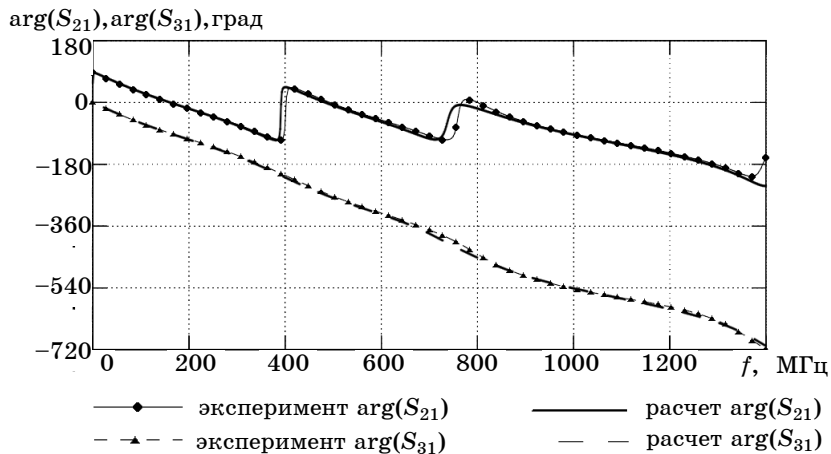


Рис. 7. Частотные зависимости вносимых фазовых сдвигов (фазы коэффициентов матрицы рассеяния S_{21} , S_{31})

Из анализа частотных характеристик следуют важные выводы:

1) Наблюдается периодичность зависимости $|S_{21}(f)|$ и $|S_{31}(f)|$ в диапазоне частот, соответствующем нарастанию $\arg(S_{31})$ до 360 град, т.е. до частоты, на которой длина участка связи линий соответствует длине волны.

2) На более высоких частотах периодичность нарушается и, судя по зависимости $|S_{21}(f)|$, происходит сложение обратных волн, распространяющихся по структуре НСЛ, в нагрузке z_2 .

3) Учитывая, что в исследуемой модели-прототипе в пределах отрезков l_2, \dots, l_6 первичные параметры зависят от продольной координаты ступенчато и структура является ступенчато-нерегулярной, вариация параметров внутри l_2, \dots, l_6 дает дополнительные степени свободы в изменении вида зависимости коэффициентов связи от x и в изменении их амплитуды. Следовательно, будут существенно изменяться частотные характеристики устройства в целом в пределах физически возможной реализации.

На рис. 8 показаны импульсные характеристики макета-прототипа. На вход устройства подавался сигнал от генератора с ЭДС E_1 , напряжение на нагрузке $z_1 - U_1(t)$ (показано на рис. 8, а). Импульс $U_1(t)$ имеет фронт нарастания 0,1 нс. На выходе подводящей линии 5 напряжение $U_3(t)$ (рис. 8, а) повторяет форму сигнала $U_1(t)$ с затянутым фронтом 0,6 нс. На рис. 8, б показана зависимость $U_2(t)$ – импульса, сформированного на нагрузке z_2 . Фронт импульса $U_2(t)$ практически идентичен фронту $U_1(t)$, но импульс имеет три ярко выраженных максимума, что свидетельствует о механизме его образования за счет перекачки части энергии падающей волны в линии 3 в волну в линии 4 (см. рис. 5), распространяющуюся в обратном направлении. При этом четко просматривается задержка максимумов $U_2(t)$, обусловленная групповым временем запаздыванием волны, сформированной на участках сильной связи между линиями.

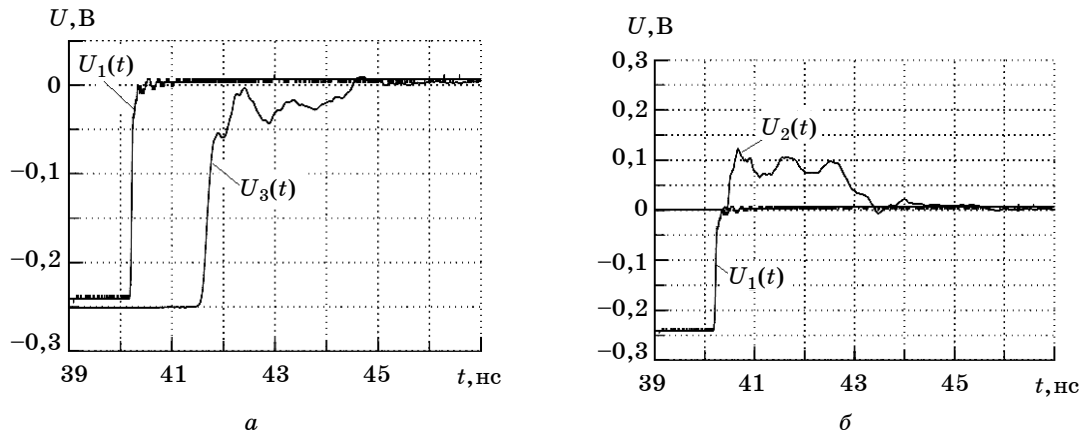


Рис. 8. Реакция устройства на ступенчатое изменение напряжения на входе

Алгоритм синтеза. Выявленные на примере модели-прототипа закономерности формирования импульсов, а также численные эксперименты позволили разработать алгоритм синтеза устройств рассматриваемого типа на основе нерегулярных связанных линий. Его суть состоит в следующем:

1. Задается форма импульса $U_2(t)$, который необходимо получить на выходе линии 2 (см. рис. 5) при известных параметрах исходного импульса $E_1(t)$.

2. По заданным функциям $U_2(t)$ и $E_1(t)$ проводится спектральный анализ входного и выходного сигналов. Затем определяется коэффициент передачи $S_{21}(f)$, например, с помощью пакета Signal – CAD, предназначенного для решения задач исследования и инженерного анализа негармонических волн и устройств, реализующих заданную обработку сигналов [33].

3. В предположении, что на выход линии b (см. рис. 5) в нагрузку z_4 сигнал не поступает, вычисляются спектральные характеристики функции напряжения $U_3(t)$ и затем рассчитывается $S_{31}(f)$.

4. Решается обратная задача вычисления множества матриц погонных параметров \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k в предположении, что $\mathbf{R}_k = \mathbf{G}_k = 0$. Для этого строится система уравнений (7), записанная в матричной форме. Данная система определена на множестве частот f_i , где i – номер гармоники в спектральном разложении функций напряжений, определенных ранее.

$$\begin{bmatrix} U_1(f_i) \\ U_2(f_i) \\ I_1(f_i) \\ I_2(f_i) \end{bmatrix} = \prod_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \begin{bmatrix} U_3(f_i) \\ U_4(f_i) \\ I_3(f_i) \\ I_4(f_i) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Система (7) упрощается, если пренебречь энергией, поступающей в нагрузку z_4 . В этом случае имеем:

$$\begin{bmatrix} U_1(f_i) \\ U_2(f_i) \\ I_1(f_i) \\ I_2(f_i) \end{bmatrix} = \prod_{k=0}^{N-1} a_k \cdot \begin{bmatrix} U_3(f_i) \\ 0 \\ I_3(f_i) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Используя граничные условия в точках $x=0$ и $x=\sum_{i=2}^m l_i$, преобразуя систему (8), получаем функцию $\Psi(f)$, которая в неявной форме зависит от элементов матриц \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k :

$$\Psi(f) = (1 - z_2^{-1}) \cdot S_{21}(f) - (as_{21}(f) + as_{23}(f) \cdot z_3^{-1} + as_{41}(f) + as_{43}(f) \cdot z_3^{-1}) \cdot S_{31}(f), \quad (9)$$

где $z_{2,3}$ – сопротивление нагрузки во втором и третьем плече, соответственно; $S_{21}(f)$, $S_{31}(f)$ – требуемые частотные характеристики элементов матрицы рассеяния \mathbf{S} ; as_{21} , as_{23} , as_{41} , as_{43} – элементы суммарной матрицы передачи as , получаемой из матриц \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k .

Минимизация $\Psi(f)$ путем вариации элементов \mathbf{L}_k , \mathbf{C}_k в процессе оптимизации генетическими или эволюционными алгоритмами приводит к синтезу топологии нерегулярных связанных полосковых или микрополосковых линий и, в конечном итоге, – устройства формирования импульсов заданной формы и с заданными спектральными характеристиками. При этом, если $|\Psi(f)| \rightarrow 0$, автоматически обеспечивается условие $S_{41}(f) \rightarrow 0$.

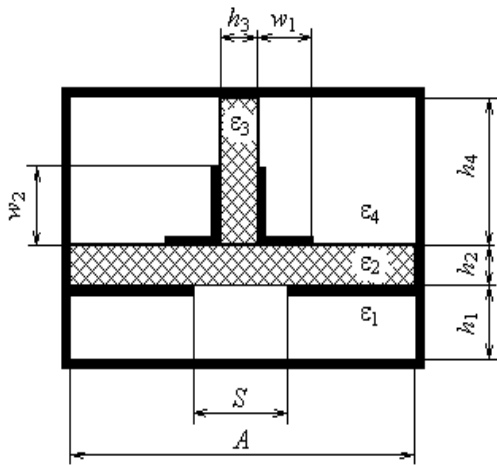


Рис. 9. Рельефные связанные микрополосковые линии с зазором в заземляемом основании

5. Решается задача определения геометрических размеров структуры [32]. Ее суть заключается в получении функции, аппроксимирующей связь между первичными параметрами и геометрическими размерами поперечного сечения нерегулярных связанных линий в каждом k -м сечении. Рельефные связанные микрополосковые линии (РСМПЛ) обеспечивают возможность вариации коэффициентов электрической и магнитной связи в широких пределах: от величины, близкой к нулю, до значения, близкого к единице. Нами применялись конструкции РСМПЛ, показанные на рис. 3, а и рис. 9.

Обозначим размеры РСМПЛ в соответствии с рис. 9. Опустив индекс k , запишем исходные данные в виде матриц погонных параметров: емкостей

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix}, \quad \text{индуктивностей}$$

$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix}$. Матрица L определяется через матрицу емкостей $C(1)$ структуры, заполненной воздухом: $L = c^{-2}(C(1))^{-1}$, где c – скорость света.

Будем считать, что связанные линии имеют одинаковые параметры и справедливы равенства $C_{11} = C_{22}$, $L_{11} = L_{22}$, $C(1)_{11} = C(1)_{22}$. Поскольку элементы матрицы L определяются через $C(1)$, число исходных электрических параметров для решения поставленной задачи составляет $N = 4$, а именно: C_{11} , C_{12} , $C(1)_{11}$, $C(1)_{12}$. Количество неизвестных параметров $n = 12$: $w_1, w_2, s, A, h_1, \dots, h_4, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_4$. Очевидно, что точное решение задачи определения геометрических параметров и диэлектрических свойств подложек, если $n > N$, невозможно, поэтому в процессе постановки задачи необходимо уменьшить число n до приемлемого значения.

Синтез размеров РСМПЛ предполагает, что при проектировании у разработчика нет полного набора исходных данных ни о геометрических размерах, ни о свойствах материалов подложек. Но, с другой стороны, всегда существуют ограничения на выбор размеров и типов подложек. Это существенно облегчает постановку задачи определения геометрических параметров и типоразмеров подложек.

Рассматриваемые связанные микрополосковые линии обладают следующими отличительными особенностями:

1) составляющие погонных емкостей полосок на горизонтально и вертикально ориентированных подложках в различной степени зависят от размеров w_1 и w_2 при прочих равных условиях;

2) наличие зазора в заземляемом основании и воздушного промежутка между ним и экраном снижает собственные частичные емкости преимущественно горизонтальных полосок с размером w_1 ;

3) ортогональное расположение диэлектрических подложек и соответственно полосок при вариации ε_2 и ε_3 позволяет в различной степени изменять частичную емкость C_{10} между проводниками и заземляемым основанием и взаимную емкость C_{12} между проводниками.

Расчет первичных параметров проводился тремя методами: конформных отображений, методом сеток и методом моментов. При этом ставилась задача вне зависимости от выбранного метода обосновать алгоритм синтеза размеров по заданным первичным параметрам.

Алгоритм решения задачи определения w_1, w_2 в виде последовательности шагов состоит в следующем.

1) Задаются исходные значения емкостей РСМПЛ $C_{10}^{(0)}, C_{12}^{(0)}, C(1)_{10}^{(0)}, C(1)_{12}^{(0)}$, где $C_{10}^{(0)}, C(1)_{10}^{(0)}$ – частичные собственные емкости полосок на заземляемое основание при реальном и воздушном заполнении поперечного сечения соответственно.

2) Исходя из конструктивных и технологических ограничений, задаются параметры $A, h_1, \dots, h_4, \varepsilon_1, \dots, \varepsilon_4, s = 0$. Искомые параметры – w_1, w_2 .

3) Проводится численная проверка существования решения. С этой целью на шаге 1 на горизонтальной подложке размещается «зародыш» в виде достаточно узких полосок так, как это показано на рис. 10, а. Вычисляются значения емкостей $C_{10}^{(1)}, C_{12}^{(1)}, C(1)_{10}^{(1)}, C(1)_{12}^{(1)}$. Затем полоски «выращиваются» до предельного значения (показано пунктирной линией) и определяются емкости $C_{10}^{(2)}, C_{12}^{(2)}, C(1)_{10}^{(2)}, C(1)_{12}^{(2)}$. На шаге 2 возвращаемся к первоначальному размеру горизонтальной полоски и разрешаем рост вертикальных полосок в соответствии с рис. 10, б. Получаем $C_{10}^{(3)}, C_{12}^{(3)}, C(1)_{10}^{(3)}, C(1)_{12}^{(3)}$ и $C_{10}^{(4)}, C_{12}^{(4)}, C(1)_{10}^{(4)}, C(1)_{12}^{(4)}$. На шагах 1, 2 проверяются условия попадания всех заданных емкостей в интервал их изменения при вариации размера вертикальных полосок. Условия существования решения: $C_{10}^{(0)} \in (C_{10}^{(1)}, C_{10}^{(2)}), C(1)_{10}^{(0)} \in (C(1)_{10}^{(1)}, C(1)_{10}^{(2)}), C_{12}^{(0)} \in (C_{12}^{(3)}, C_{12}^{(4)}), C(1)_{12}^{(0)} \in (C(1)_{12}^{(3)}, C(1)_{12}^{(4)})$. Если эти условия выполняются, тогда принимается решение о нахождении более точного

соответствия параметров тем или иным методом в более узком интервале вариации размеров горизонтальных и вертикальных полосок. В противном случае переходим к шагу 3: возвращаемся в диапазон размера вертикальных полосок, в наибольшей степени соответствующий поставленным условиям.

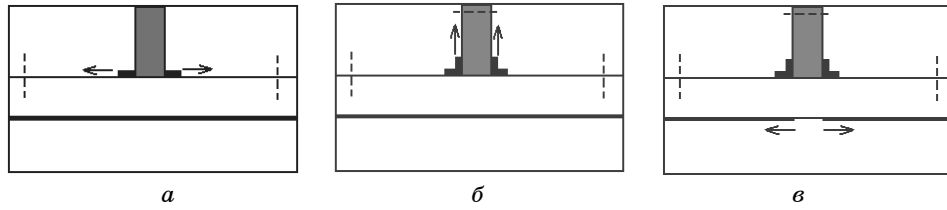


Рис. 10. «Выращивание» полосок структуры

Разрешаем рост зазора S в заземляемом основании (см. рис. 10, в). Проверяются условия попадания всех емкостей в интервал их изменения при вариации зазора. Если данное событие не состоялось, тогда изменяются исходные параметры и процедура повторяется пошагово.

4) Учитывая, что емкости $C_{10}^{(0)}$, $C_{10}^{(1)}$ в большей степени зависят от w_1 , в результате решения обратной задачи методом конформных отображений определяем зависимость w_1 от $C_{10}^{(0)}$:

$$w_1 = \frac{h_2}{\pi} \operatorname{arcsch} \left(-\left(\frac{b(1-ke^2)}{ke^2} \right) + \operatorname{ch}(\pi\alpha) \right) - \alpha h_2, \quad (10)$$

где ke – модуль полных эллиптических интегралов первого рода, определяется из отношения

$$K'/K = C_{10}^{(0)} / (\varepsilon_0 \varepsilon_2); \quad \alpha = (h_3/2 + ih_2)/h_2;$$

$$b = \left| -\operatorname{ch}(\pi s/2h_2) + \operatorname{ch}(\pi(h_3/2 + ih_2)/h_2) \right|.$$

5) По заданной емкости $C_{12}^{(0)}$ находим

$$w_2 = h_3 / \pi \cdot \operatorname{arcsch}(2ke/(1-ke)), \quad (11)$$

где ke – модуль эллиптического интеграла, определяемый из условия

$$K(ke)/K(ke') = C_{12}^{(0)} / (\varepsilon_0 \varepsilon_3).$$

6) Найденные параметры РСМПЛ являются начальным приближением, которое используется при оптимизации на основе численных методов расчета матриц \mathbf{C} , \mathbf{L} .

7) Как уже отмечалось, для нерегулярных РСМПЛ \mathbf{C} , \mathbf{L} зависят от продольной координаты x , поэтому процедура синтеза размеров повторяется n раз (n – число узлов сетки, покрывающей проводники в продольном направлении).

Результаты синтеза. По представленным алгоритмам с учетом знаний о свойствах модели-прототипа была синтезирована топология устройства, формирующего импульс на нагрузке z_2 , показанный на рис. 11 в виде зависимости $U_2(t)$.

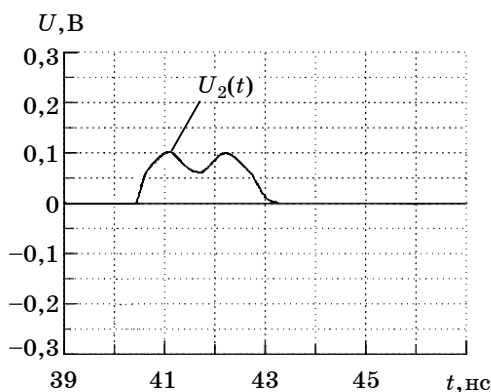


Рис. 11. Зависимость $U_1(t)$, заданная в качестве исходной

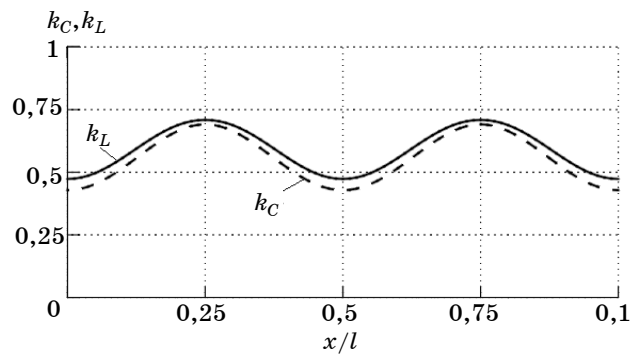


Рис. 12. Зависимость коэффициентов электрической k_C и магнитной k_L связи от нормированной координаты x/l синтезируемого формирователя импульсов

Входной импульс $U_1(t)$ при этом брался в соответствии с рис. 8, а. Синтез элементов S_k , L_k показал, что зависимость коэффициентов связи, физически реализуемая в конструкции НРСПЛ, имеет вид, показанный на рис. 12. Расчетные и экспериментальные частотные зависимости коэффициентов S_{21} , S_{31} матрицы рассеяния показаны на рис. 13, а сформированные импульсные характеристики на рис. 14.

Рис. 13. Частотные зависимости коэффициентов передачи (модулей матрицы коэффициентов матрицы рассеяния $|S_{21}|$, $|S_{31}|$), полученные в результате синтеза устройства:

- эксперимент $|S_{21}|$
- ▲- эксперимент $|S_{31}|$
- расчет $|S_{21}|$
- - расчет $|S_{31}|$

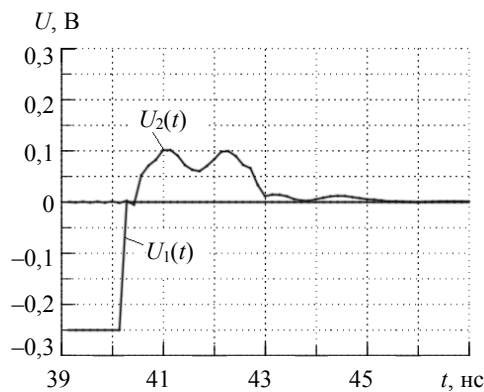
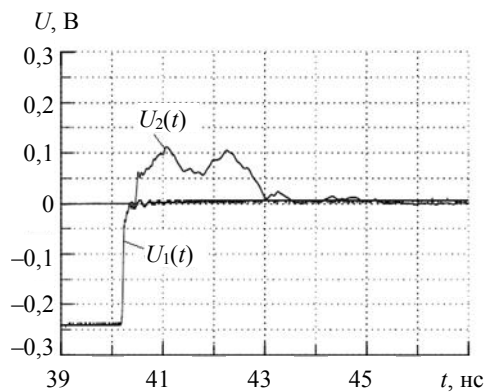
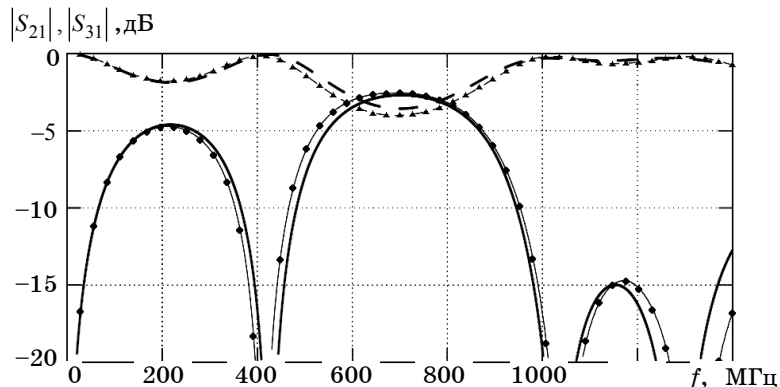


Рис. 14. Расчетные (а) и экспериментальные (б) зависимости напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$, полученные в результате синтеза

Данная работа поддержана грантом в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» (направление «Микроэлектроника», мероприятие 1.2.1, проект П-690).

Литература

1. Котельников В.А. Сигналы с минимальной энергией вредного спектра // Радиотехника и электроника. – 1996. – Т. 41, № 7. – С. 773–780.
2. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. – 1998. – № 4. – С. 25–56.
3. Вернигоров Н.С. Процесс нелинейного преобразования и рассеяния электромагнитного поля электрически нелинейными объектами // Радиотехника и электроника. – 1997. – Т. 42, № 10. – С. 1181–1185.
4. Об использовании сверхширокополосных сигналов на скоростных линиях радиосвязи / Г.Я. Шайдунов, А.В. Алексеев, С.Н. Савкин, А.В. Кулаев // Труды междунар. науч.-техн. конф. «Спутниковые системы связи и навигации», Красноярск, 30 сентября – 3 октября. – Красноярск, 1997. – Т. 1. – С. 66–71.
5. Scholtz R.A. Time-hopping SSMA techniques for impulse radio with an analog modulated data subcarrier / R.A. Scholtz, M.Z. Win, L.W. Fullerton // Proceedings of the IEEE Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'96), Mainz, Germany, September 22–25, 1996. – Mainz, 1996. – P. 359–364.

6. Withington P. Impulse Radio Overview [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://leitl.org/docs/uwb/pulse-radio-overview.pdf>, свободный (дата обращения: 24.08.2010).
7. Ильюшенко В.Н. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильюшенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др.; под ред. В.Н. Ильюшенко. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.
8. Штейншлейгер В.Б. Нелинейное рассеяние радиоволн металлическими объектами // Успехи физических наук. – 1984. – Т. 142, вып. 1. – С. 131–145.
9. 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.
10. Пат. 2 263 929 Российская Федерация, МПК G 01 S 13/00. Способ исследования нелинейности преобразования сигналов объектом / Э.В. Семёнов. – № 2004110640; заявл. 07.04.2004; опубл. 10.11.2005; Бюл. – № 31. – 8 с.
11. Семёнов Э.В. Особенности импульсных последовательностей, формируемых фазовыми фильтрами на основе С-секций с периодической характеристикой группового времени запаздывания / Э.В. Семёнов, А.Н. Маничкин, Н.Д. Малютин // Радиотехника. – 2006. – № 6. – С. 27–30.
12. Пат. № 79355 Российская Федерация, МПК H02H3/22. Модальный фильтр / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, И.Г. Бевзенко, И.Е. Сомотин, П.Е. Орлов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, И.С. Костарев. – № 2008127527/22(033781); заявл. 07.07.2008; опубл. 27.12.2008; Бюл. – № 36. – 8 с. : ил.
13. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1971. – 352 с.
14. Кац Б.М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами / Б.М. Кац, В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн; под ред. В.П. Мещанова. – М.: Радио и связь, 1984. – 288 с.
15. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.
16. Белуга И.Ш. Программа расчета нормальных квази-ТЕМ волн в N-полосковой линии с тонкими проводниками // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. – 1977. – Вып. 9. – С. 125–127.
17. Беляев Б.А. Исследование частотно зависимых коэффициентов связи микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, В.В. Тюрнев / Препринт № 695 Ф. ИФ СО АН СССР. – Красноярск, 1991. – 43 с.
18. Аристархов Г.М. Эквивалентное модовое представление микрополосковых фильтров на основе многопроводных линий с неравными фазовыми скоростями / Г.М. Аристархов, В.П. Чернышев // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т. 30, № 12. – С. 2289–2297.
19. Вершинин И.М. Применение метода возмущений для расчета элементов матрицы передачи многопроводной линии в неоднородном диэлектрике / И.М. Вершинин, П.А. Воробьев // Радиотехника и электроника. – 1980. – Т. 25. – С. 1079–1080.
20. Малютин Н.Д. Синтез полосковых устройств для аналоговой обработки сверхширокополосных сигналов / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов // Изв. вузов. Электроника. – 1998. – № 3. – С. 95–101.
21. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных полосковых линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.
22. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.
23. Сычёв А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / Под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
24. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на основе нерегулярных линий передачи с сосредоточенными неоднородностями / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – Томск: ТУСУР, 2005. – № 4 (12). – С. 42–49.
25. Малютин Н.Д. Квази-Т-волны в комбинированных структурах на нерегулярных связанных линиях / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, Э.В. Семенов // Сборник докл. междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления»: В 2 ч. – Ч. 1. – Томск: Институт оптики атмосферы СО РАН, 2005. – С. 125–128.
26. Широкодиапазонные приемопередающие комбинированные антенны. Принципы построения. Решение внутренней задачи / Н.Д. Малютин, Л.Я. Серебренников, Н.Я. Пе-

ревалов и др. // Материалы междунар. науч.- практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Томск, 6–8 октября, 2004. – Томск: ТУСУР, 2004. – Ч. 1. – С. 107–111.

27. Шлее В.Р. Рельефные связанные микрополосковые линии / В.Р. Шлее, А.В. Ефименко, М.Я. Воронин // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 6. – С. 1064–1071.

28. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuoka, M. Nakajima // The Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – № 6. – P. 1057–1063.

29. Реберно-диэлектрическая линия и некоторые устройства на ее основе / В.И. Гвоздев, Е.И. Нефедов, Т.Ю. Черникова, В.А. Шепетина // Радиотехника и электроника. – 1990. – Т. 35, № 3. – С. 465–478.

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

31. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.

32. Малютин Н.Д. Синтез нерегулярных рельефных связанных микрополосковых линий методом «выращивания» / Н.Д. Малютин, А.А. Ильин, А.Г. Лоцилов // 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Крыми-Ко'2010): В 2 т. – Т. 2. – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 745–747.

33. Малютин Н.Д. Пакет Signal-CAD. Решение задач исследования и инженерного анализа негармонических волн и устройств, реализующих заданную обработку сигналов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1996. – 38 с.

Ильин Александр Алексеевич

Аспирант каф. телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУРа

Эл. почта: pjin@mail.ru

Тел.: +7-913-857-5444

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор, начальник научного управления ТУСУРа

Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Мисюнас Альгис Олегович

Начальник СЖБ «Смена»

Эл. почта: rn1985@sibmail.com

Лоцилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, старший научный сотрудник каф. РЭТЭМ

Эл. почта: yogl@mail.ru

Ijlin A.A., Maljutin N.D., Misunas A.O., Loshilov A.G.

The topology synthesis of forming pulse devices with the given spectral characteristics based on the irregular relief coupled microstrip lines

A solution of the topology analysis and synthesis problem for the forming pulse devices with the given spectral characteristics is considered. The devices are designed on the basis of irregular relief coupled strip and microstrip lines. An algorithm for the devices synthesis is described. The theoretical and experimental data of the algorithm implementation are compared.

Keywords: topology synthesis, irregular line, coupled line, arbitrary waveform, relief microstrip coupled lines.