

## **Проектирование симметрирующих устройств Маршанда для кремниевых монолитных интегральных схем миллиметрового диапазона волн**

*Будяков А.С., Журавлёва Л.В., Власов А.И., Аверьянихин А.Е.*

*Проведены анализ и систематизация методик проектирования симметрирующих устройств Маршанда для кремниевых монолитных интегральных схем миллиметрового диапазона волн. Предлагаемый маршрут проектирования позволяет учесть конечные значения толщины металлизации в поперечном сечении связанных линий передачи, а также рельефный характер их поверхности. Рассмотрены три метода расчёта симметрирующих устройств Маршанда с заданными значениями амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик в нескольких характерных точках. Составлен маршрут проектирования устройств симметрирования сигнала с использованием свободно распространяемого программного обеспечения, что позволяет рекомендовать предложенный маршрут для внедрения в учебный процесс и на инновационных предприятиях.*

### **Введение**

Устройства симметрирования сигнала (balun – от английского «balanced-to-unbalanced transformer» в зарубежной литературе) в СВЧ технике применяются уже многие годы. Необходимость в их использовании возникла со времён появления дипольных антенн, для питания которых требуется использовать противофазное напряжение. Первоначально применялись исключительно конструкции на отрезках коаксиального кабеля, позже появились планарные варианты исполнения. За последние полвека разработано множество устройств симметрирования сигнала в базе элементов различных технологических процессов [1].

Уровень развития современных технологий позволяет реализовать высокоинтегрированные системы радиолокации и радиометрии миллиметрового диапазона на одном кристалле кремниевой микросхемы [2]. Устройство симметрирования сигнала (СУ) в таких микросхемах является базовым элементом, обеспечивающим работу интегральных дипольных антенн, а также служащим в качестве противофазного сумматора в усилителях мощности и преобразователях частоты [3, 4, 5].

Актуальной задачей являются анализ, систематизация и адаптация методик проектирования с целью разработки типового маршрута проектирования интегральных СУ для кремниевых монолитных интегральных схем (МИС) миллиметрового диапазона волн.

При построении МИС миллиметрового диапазона волн наиболее распространённой является конструкция СУ, предложенная Маршандом [6].

Изначально данная конструкция была реализована с применением отрезков связанных коаксиальных линий. Позже она была переработана в планарный вариант и нашла широкое применение благодаря менее жестким требованиям к соотношению волновых сопротивлений используемых отрезков связанных линий в сравнении с другими конструкциями СУ. Данное преимущество особенно актуально для применения в современных кремниевых технологических процессах с фиксированным расположением слоёв многоуровневой металлизации [5, 7].

Далее в работе рассмотрены три метода проектирования СУ Маршанда и предложен маршрут проектирования с использованием свободно распространяемого программного обеспечения.

### Описание конструкции и принцип работы СУ

Планарный вариант СУ Маршанда состоит из двух пар четвертьволновых отрезков полосковых линий (секции А и В) с боковой или лицевой связью (рис. 1).

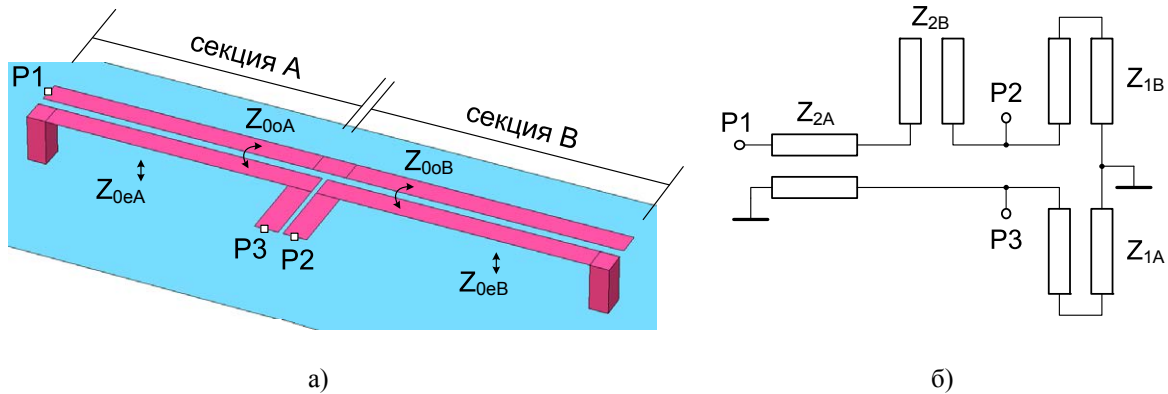


Рис. 1

Пример конструктивного исполнения СУ Маршанда (а) и его эквивалентная схема (б)

Стрелками на рис. 1а указаны проводники, по которым определяются значения волновых сопротивлений для нечётной ( $Z_{0oA}$ ,  $Z_{0oB}$ ) и чётной ( $Z_{0eA}$ ,  $Z_{0eB}$ ) мод в связанных линиях секций А и В. На эквивалентной схеме рис. 1б отрезки линий передачи  $Z_{2A}$ ,  $Z_{2B}$  соответствуют нечётной моде, а отрезки  $Z_{1A}$ ,  $Z_{1B}$  чётной моде распространения электромагнитной волны в секциях А и В.

Непосредственно преобразование несимметричного сигнала P1 в симметричный P2-P3 в СУ (рис. 1а) происходит в секции А. Секция В в конструкции СУ (рис. 1а) может быть исключена, однако при этом будут созданы неодинаковые условия по нагрузке выходов: выход P3 шунтируется короткозамкнутым шлейфом  $Z_{1A}$ , а выход P2 нет, что ведёт к значительной асимметрии сигналов на выходе.

Возможность построения широкополосных СУ на основе двухпроводной линии (секция А) обеспечивается только при значительном снижении ёмкости проводников линий секции А относительно проводящей плоскости «земли». Данное условие выражается в необходимости обеспечить значение волнового сопротивления чётной моды  $Z_{0eA}$  в десятки-сотни раз выше, чем волновое сопротивление нечётной моды  $Z_{0oA}$ , что практически не достижимо в рамках современных кремниевых технологических процессов.

Идея Маршанда заключается в добавлении компенсирующей секции В, которая приводит к шунтированию выхода P2 короткозамкнутым шлейфом с волновым сопротивлением  $Z_{1B}$  (рис. 1б). В случае идентичности параметров секции А и секции В шунтирующее действие короткозамкнутых шлейфов на выходы P2 и P3 будет одинаковым, что позволяет обеспечить практически идентичные частотные характеристики выходов.

Эквивалентная схема СУ Маршанда (рис. 1б) состоит из согласующего четвертьволнового шлейфа с волновым сопротивлением  $Z_{2A}$ , последовательной секции  $Z_{2B}$ , которая по своим частотным свойствам подобна последовательному колебательному LC контуру, и двух шунтирующих короткозамкнутых шлейфов  $Z_{1A}$ ,  $Z_{1B}$ , которые по своим частотным свойствам подобны параллельному LC колебательному контуру.

Таким образом, диапазон рабочих частот СУ Маршанда определяется отношением последовательного импеданса  $Z_{2B}$  и шунтирующей нагрузки импеданса  $Z_{1A} || Z_{1B}$ , что приводит к необходимости снижать волновое сопротивление для нечётной моды и повышать его для чётной моды.

Этап схемотехнического проектирования СУ Маршанда заключается в выборе значений волновых сопротивлений связанных пар линий секций А и В таким образом, чтобы обеспечить заданные значения частотных характеристик. Можно выделить три основных метода определения значений волновых сопротивлений связанных линий СУ. Рассмотрим последовательно данные методы.

### Метод проектирования СУ Маршанда № 1

Наиболее простой метод расчёта СУ Маршанда предполагает установление заданных условий только на центральной частоте рабочего диапазона [8]. Метод № 1 не предусматривает количественную оценку диапазона рабочих частот СУ Маршанда. Предполагается использование идентичных по конструкции и параметрам секций А и В (рис. 1а), что обеспечивает минимальные значения ошибки симметрирования по фазе и амплитуде.

По методу № 1 СУ Маршанда представляется в виде соединения двух направленных ответвителей, характеризуемых идентичными матрицами Y-параметров, как это показано на рис. 2а.

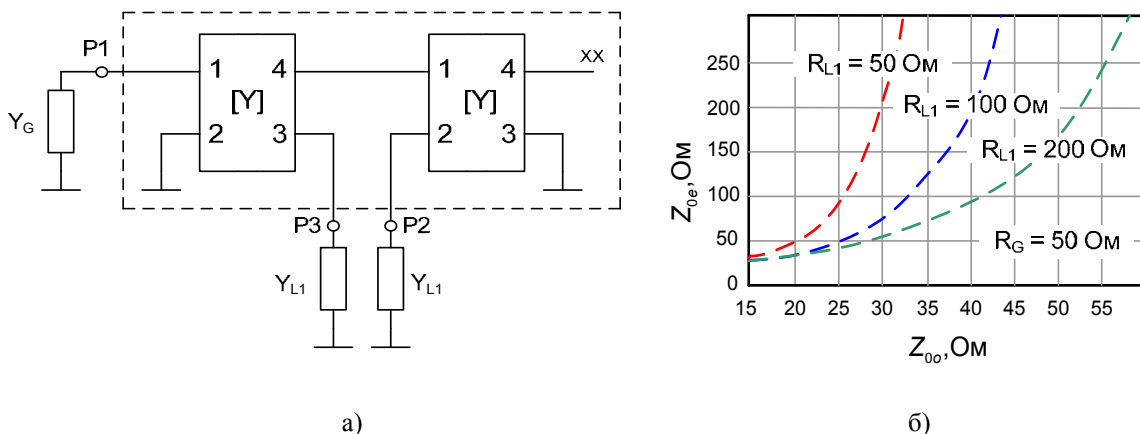


Рис. 2

Эквивалентная схема СУ Маршанда для метода № 1 (а) и расчётные зависимости (б)

Схема рис. 2а может быть свёрнута к эквивалентному шестиполуснику (СУ Маршанда), нагруженному со стороны несимметричного входа на нагрузку  $Y_G$  и со стороны симметричного выхода на нагрузки  $Y_{L1}$ . Если потребовать выполнения условий в терминах S-параметров

$$S_{11}=0; S_{21}=-S_{31}, \quad (1)$$

то полученная система уравнений может быть решена относительно значений волновых сопротивлений направленных ответвителей и сопротивлений нагрузок. Данное решение описывается уравнением [8]:

$$\frac{1}{Z_{0o}} - \frac{1}{Z_{0e}} = \sqrt{\frac{2}{R_G R_{L1}}}, \quad (2)$$

где  $Z_{0o}$ ,  $Z_{0e}$  – волновые сопротивления связанных линий для нечётной и чётной мод соответственно,  $R_G$ ,  $R_{L1}$  – сопротивления нагрузок в соответствии с рис. 2а. На рис. 2б приведены решения параметрического уравнения (2) для различных сочетаний  $R_G$ ,  $R_{L1}$ . Таким образом, условия обеспечения рабочих параметров СУ (1) выполняются для непрерывного ряда значений волновых сопротивлений связанных линий в секциях А и В. Преимуществом метода № 1 является возможность выбора значений из непрерывного ряда, что упрощает проектирование в условиях жёстких ограничений на величину достижимых волновых сопротивлений.

### Метод проектирования СУ Маршанда № 2

Метод № 2 позволяет сформировать заданную амплитудно-частотную характеристику СУ Маршанда путём аппроксимации характеристик фильтра прототипа высоких частот и вычисления значений волновых сопротивлений линий в секциях А и В из номиналов элементов фильтра прототипа [9]. С целью упрощения конструкции и снижения внешних габаритных размеров в рассматриваемом варианте СУ Маршанда в отличие от [9] была исключена труднореализуемая согласующая выходная секция на основе четвертьволнового отрезка двухпроводной линии передачи.

На рис. 3а приведена эквивалентная схема СУ Маршанда для расчёта по методу № 2, полученная путём частотных преобразований Ричардсона [7], и представляет собой фильтр-прототип высоких частот (ФВЧ) второго порядка. Единичный элемент (UE), включённый между ФВЧ и генератором, можно рассматривать как согласующий четвертьволновой шлейф, используемый для согласования выходного сопротивления генератора  $R_G$  с нагрузкой  $R_L$ .

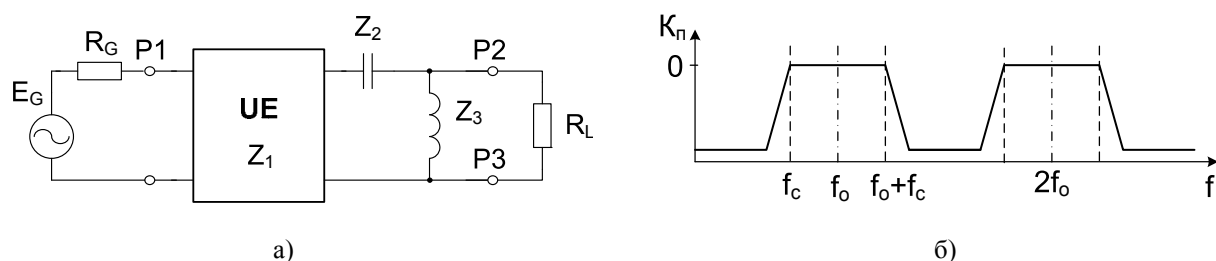


Рис. 3

Эквивалентная схема СУ Маршанда для метода № 2 (а) и качественная зависимость коэффициента передачи от частоты (б)

В области действительных частот передаточная характеристика схемы рис. 3а периодически повторяется, как это показано на рис. 3б, что обусловлено периодическим изменением характера импеданса четвертьволновых линий на частотах кратных  $f_0$  (частота, на которой электрическая длина линии составляет четверть волны).

Таким образом, для расчёта СУ Маршанда по методу 2 следует выполнить следующие шаги:

1. выполнить синтез ФВЧ прототипа с заданной характеристикой в диапазоне частот до  $f_0$  с использованием методов [11-13] или специализированных программ, например плагина синтеза фильтров в программе QUCs [14]. Значение граничной частоты  $f_c$  выбирается исходя из необходимого диапазона рабочих частот СУ Маршанда;

2. преобразовать рассчитанные номиналы элементов эквивалентной схемы рис. 3а в значения волновых сопротивлений связанных линий СУ. Для этого определим номиналы элементов эквивалентной схемы рис. 3а:

$$Z_1 = \sqrt{R_G \cdot R_L}; Z_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_f}; Z_3 = 2\pi \cdot f_c \cdot L_f, \quad (3)$$

где  $f_c$  – граничная частота ФВЧ прототипа,  $C_f$ ,  $L_f$  – номиналы элементов фильтра-прототипа. Тогда с учётом уравнений из [9] находим соотношения между номиналами элементов эквивалентной схемы рис. 3а и волновыми сопротивлениями линий СУ Маршанда рис. 1а:

$$k = \sqrt{\frac{Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}, Z_A = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - k^2}}, Z_B = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - k^2}}, \quad (4)$$

где  $Z_A$ ,  $Z_B$  – волновые сопротивления связанных линий секций А и В соответственно,  $k$  – коэффициент связи по напряжению в связанных линиях секций А и В. Волновые сопротивления для чётной  $Z_{0e}$  и нечётной  $Z_{0o}$  мод в линиях секций А и В находятся из известных уравнений [15].

Для автоматизации приведённых уравнений предлагается использовать математический пакет Smath Studio [16].

Недостатком метода № 2 является различие волновых сопротивлений связанных секций А и В, что ведёт к появлению систематической ошибки симметрирования по фазе и амплитуде.

### **Метод проектирования СУ Маршанда № 3**

Чтобы задать амплитудно-частотную характеристику СУ Маршанда по трём точкам и исключить систематическую составляющую ошибки симметрирования по фазе и амплитуде, следует задать два условия [17]:

- коэффициент отражения по несимметричному входу СУ Маршанда следует приравнять заданному значению в трёх характерных точках;
- параметры связанных линий секций А и В должны быть идентичными.

В соответствии с обозначениями рис. 1б первое условие записывается в виде:

$$Z_{1C} = Z_{1A} = Z_{1B}, Z_{2C} = Z_{2A} = Z_{2B}. \quad (5)$$

Для нахождения второго условия требуется решение уравнения для коэффициента отражения в трёх характерных точках [17]:

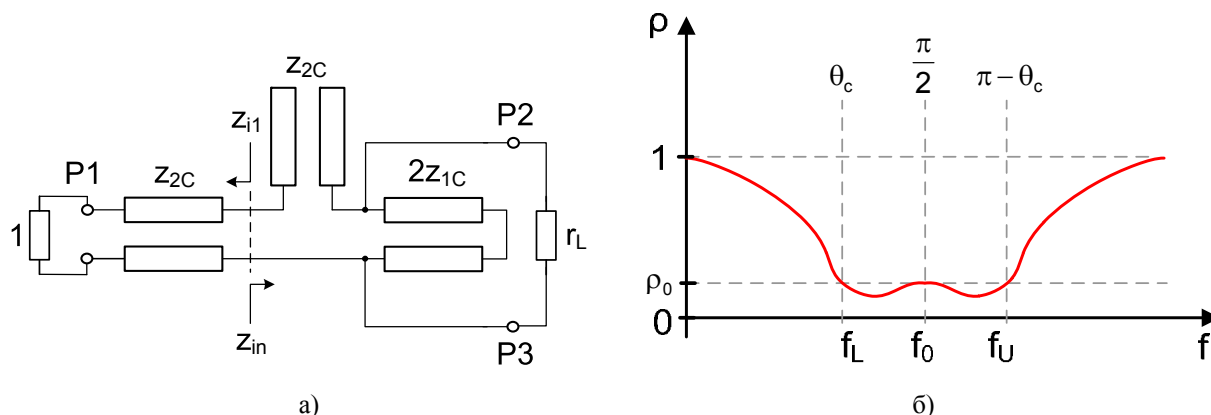
$$\rho = \left| \frac{z_{in} - z_{i1}^*}{z_{in} + z_{i1}} \right|, \quad (6)$$

где  $z_{in}$  – нормированный импеданс цепей со стороны несимметричного входа,  $z_{i1}$  – нормированный импеданс цепей со стороны симметричного выхода в соответствии с рис. 4а.

На рис. 4б приведена качественная зависимость частотной характеристики коэффициента отражения по несимметричному входу СУ Маршанда с тремя характерными точками. Электрическая длина линий на граничных частотах рабочего диапазона определяется из уравнения:

$$\theta_c = \frac{\pi}{\frac{f_U}{f_L} + 1}, \quad (7)$$

где  $f_U, f_L$  – верхняя и нижняя граничные частоты рабочего диапазона СУ Маршанда.



**Рис. 4**

Эквивалентная схема СУ Маршанда для метода № 3 (а) и расположение характерных точек на частотной характеристике коэффициента отражения (б)

Нормированные значения параметров эквивалентной схемы рис. 4а определяются уравнениями [17], которые предлагается решать с применением программы SMath.

Следует отметить, что решений у системы уравнений [17] может быть несколько, что может быть использовано для нахождения решения проще реализуемого в рамках заданных конструктивно-технологических ограничений.

### **Маршрут проектирования СУ Маршанда**

На основе рассмотренных методов расчёта волновых сопротивлений связанных линий секций А и В для СУ Маршанда (рис. 1) был составлен маршрут проектирования с использованием свободно распространяемого программного обеспечения:

1. определение значений исходных данных  $R_G, R_L, f_L, f_0, f_U, \rho_0$  и выбор метода расчёта в зависимости от требований к частотным характеристикам;
2. расчёт волновых сопротивлений связанных линий секций А и В для СУ Маршанда в программе SMath [16] с использованием уравнений соответствующего метода;
3. расчёт характеристик с использованием схемотехнической модели на идеализированных полосковых линиях в программе QUCs [14];
4. расчёт конструктивных параметров линий передачи в поперечном сечении с использованием программы 2D электромагнитного моделирования FEMM и скриптов автоматизации SciLab [18, 19, 20];
5. проверка и окончательная настройка, например, с применением программы электромагнитного моделирования методом конечных разностей во временной области openEMS [21].

### **Сравнение методов расчёта**

Для отработки предложенного маршрута проектирования СУ Маршанда были проведены расчёты по трём рассмотренным методам.

При расчёте по методу № 1 были заданы исходные данные:  $R_G = 50$  Ом,  $R_L = 200$  Ом. Для моделирования характеристик из непрерывного ряда были выбраны значения  $Z_{0o} = 37,5$  Ом,  $Z_{0e} = 150$  Ом.

При расчёте по методу № 2 были заданы исходные данные:  $R_G = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_L = 200 \text{ Ом}$ ,  $f_c = 75 \text{ ГГц}$ , характеристика по Чебышеву с неравномерностью 0,05 дБ (соответствует  $20 \log(\rho_0) = -19 \text{ дБ}$ ). Расчётные значения волновых сопротивлений:  $Z_{0oA} = 56,8 \text{ Ом}$ ,  $Z_{0eA} = 416,1 \text{ Ом}$ ,  $Z_{0oB} = 63,5 \text{ Ом}$ ,  $Z_{0eA} = 464,7 \text{ Ом}$ .

При расчёте по методу № 3 были заданы исходные данные:  $R_G = 50 \text{ Ом}$ ,  $R_L = 200 \text{ Ом}$ ,  $f_L = 75 \text{ ГГц}$ ,  $f_0 = 80 \text{ ГГц}$ ,  $f_U = 85 \text{ ГГц}$ ,  $20 \log(\rho_0) = -15 \text{ дБ}$ . Расчётные значения волновых сопротивлений:  $Z_{0o} = 34,1 \text{ Ом}$ ,  $Z_{0e} = 187,3 \text{ Ом}$ .

Полученные значения волновых сопротивлений были использованы для схемотехнического моделирования частотных характеристик СУ Маршанда в программе QUCs, которые приведены на рис. 5.

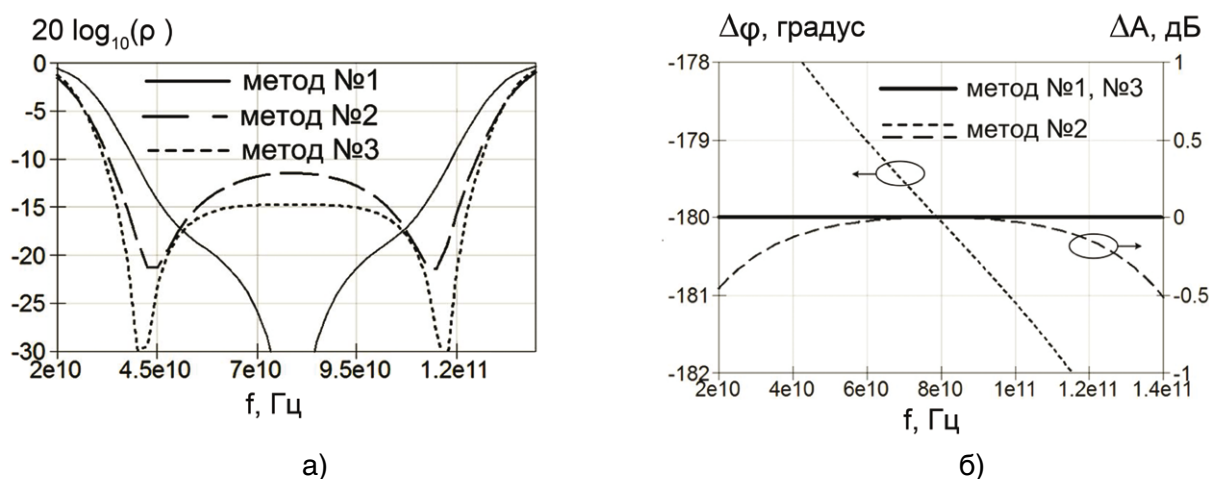


Рис. 5

Частотные зависимости коэффициента отражения (а) и ошибок симметрирования по фазе и амплитуде (б) для СУ, рассчитанных по разным методам

Из результатов схемотехнического моделирования рис. 5а следует, что коэффициент отражения по входу на центральной частоте для СУ по методу № 1 имеет наименьшее значение, однако при отклонении частоты от центрального значения он возрастает быстрее, чем в случаях для расчёта по методам № 2 и № 3. Расчёт по методу № 3 позволяет обеспечить наибольший диапазон рабочих частот по критерию минимального коэффициента отражения.

Из рассмотрения графиков рис. 5б следует, что расчёт СУ по методам № 1 и № 3 позволяет исключить систематические ошибки симметрирования по фазе и амплитуде. Расчёт по методу № 2 имеет систематические составляющие ошибок, причём для ошибки по фазе систематическая составляющая нарастает линейно.

### Заключение

На основе проведённого системного анализа и отработки методов проектирования СУ Маршанда разработан типовой маршрут проектирования с использованием свободно распространяемого программного обеспечения.

Установлены преимущества и недостатки рассмотренных методов проектирования.

Для построения узкополосных СУ рекомендуется применять метод № 1, поскольку в отсутствие требований на форму амплитудно-частотной характеристики он позволяет выбрать наиболее подходящие значения волновых сопротивлений, реализуемые в условиях жестких конструктивно-технологических ограничений.

Метод № 2 может быть рекомендован для построения СУ высокого порядка, которые, однако, плохо реализуются в кремниевых технологических процессах

---

и более подходят для гибридного исполнения, так известны примеры реализации широкополосных СУ третьего и пятого порядка [22]. При построении СУ второго порядка наблюдается существенная систематическая ошибка симметрирования по фазе.

Для построения интегральных широкополосных СУ рекомендуется использовать метод № 3. В этом случае исключаются систематические ошибки симметрирования по фазе и амплитуде и обеспечивается возможность формирования заданной частотной характеристики по трём характерным точкам. В случае возникновения проблем с физической реализацией полученных значений волновых сопротивлений возможно изменение диапазона рабочих частот и/или коэффициента отражения по входу для поиска компромиссного решения.

Работа проведена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы по гранту № 14.740.11.1079 при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

### ***Литература***

1. Мельничук С.А., Будяков А.С., Савченко Е.М. Обзор СВЧ симметрирующих устройств на основе технологии LTCC // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА. Материалы VIII научно-технической конференции. – Москва: ФГУП «НПП «Пульсар», 2009. – С. 60-62.
2. Будяков А.С., Котельницкий А.В., Шишкунова Е.В. Состояние и перспективы развития КВЧ интегральных схем класса «Система на кристалле» // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2011. – № 2(227). – С. 104-113.
3. Савченко Е.М. Широкополосный интегральный СВЧ удвоитель частоты // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2008. Сборник научных трудов / под общ. ред. А.Л. Стемповского. – М.: ИППМ РАН. – 2008. – С. 297-300.
4. Будяков А.С., Вагин А.В., Васильев А.Г., Мельничук С.А., Савченко Е.М. Кремниевые СВЧ смесители на основе диодов Шоттки в монолитном и гибридном исполнении // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2010. – Вып. 2(225). – С. 28-33.
5. Пат. 2419189 Российская Федерация, МПК7 H03F3/45. Аналоговый перемножитель напряжений с низковольтным питанием / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Савченко Е.М.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «ЮРГУЭС».- N 2010104548/09; заявл. 09.02.2010; опубл. 20.05.2011., Бюл. № 14.
6. Marchand N. Transmission-Line Conversion Transformers // Electronics. – 1944. – V. 17. – P. 142-146.
7. Будяков А.С. Состояние и перспективы СВЧ и КВЧ МИС на основе кремниевых технологий класса система на кристалле // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА. Материалы X научно-технической конференции. – Москва: МНТОРЭС им. А.С. Попова. – 2011. – С. 20-21.
8. Zhang Z., Guo Y.-X., Ong L.C. et al. Improved planar Marchand balun using a patterned ground plane // International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering. – 2005. – V. 15. – N 3. – P. 307-316.
9. Goldsmith C.L., Kikel A., Wilkens N.L. Synthesis of Marchand baluns using multilayer microstrip structures // International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering. – 1992. – V. 2. – N 3. – P. 179-188.
10. Steer M. Microwave and RF design: a systems approach // SciTech Publishing, Incorporated. – 2009. – 650 p.
11. Wenzel R.J. Exact Design of TEM Microwave Networks Using Quarter-Wave Lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1964. – V. 12. – N 1. – P. 94-111.
12. Horton M.C., Wenzel R.J. General Theory and Design of Optimum Quarter-Wave TEM Filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1965. – V. 13. – N 3. – P. 316-327.



- 
13. Orchard H., Temes G. Filter Design Using Transformed Variables // IEEE Transactions on Circuit Theory. – 1968. – V. 15. – N 4. – P. 385-408.
  14. Qucs project [Электронный ресурс]. URL: <http://qucs.sourceforge.net/> (дата обращения: 01.09.2013).
  15. Mongia R.K., Bahl I.J., Bhartia P. и др. RF and Microwave Coupled-Line Circuits / Artech House, Incorporated, 2007.
  16. SMATH Studio [Электронный ресурс]. URL: <http://ru.smath.info/forum/> (дата обращения: 01.09.2013).
  17. Lee J., Yeom K. Synthesis of a Planar, Coupled-line Marchand Balun with Emphasis on Balance // Microwave Journal. – 2006.
  18. Meeker D.C. Finite Element Method Magnetics [Электронный ресурс]. URL: <http://www.femm.info/> (дата обращения: 01.09.2013).
  19. Создание методологической основы проектирования и исследование интегральных пассивных полосковых элементов для СВЧ и КВЧ монолитных интегральных схем на основе кремниевых технологий для приёмно-передающего тракта автомобильных радаров и систем двойного назначения: отчёт о НИР (промежуточ.) / МГТУ им. Н.Э. Баумана; рук. Будяков А.С. – М., 2013. – 83 с. – Библиогр.: с. 52-54. – Инв. № 02201360774.
  20. Scilab. Open source software for numerical computation [Электронный ресурс]. URL: <https://www.scilab.org/> (дата обращения: 01.09.2013).
  21. openEMS. Free and open electromagnetic field solver using the FDTD method [Электронный ресурс]. URL: <http://openems.de/> (дата обращения: 01.09.2013).
  22. Lu J., Lin C., Chang C. Exact Synthesis and Implementation of New High-Order Wideband Marchand Baluns // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2011. – V. 59. – N 1. – P. 80-86.