УДК 621.372.88

# МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОВОЛНОВЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ-СУММАТОРОВ СУБМОДУЛЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

**Е. П. Васильев**, д.т.н., профессор кафедры КТ РГРТУ, Рязань, Россия; orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru

Рассматривается задача электродинамического и схемотехнического моделирование трехступенчатого трехдецибельного микрополоскового направленного ответвителя с фазосдвигающей цепочкой между секциями. Целью работы является исследование оригинальных конструктивных решений трехступенчатых направленных ответвителей с фазосдвигающей цепочкой между четвертьволновыми секциями. Обосновывается возможность исключения перемычек между секциями за счет применения фазосдвигающих цепочек с распределенными и сосредоточенными параметрами для повышения технологичности и стабильности параметров направленных ответвителей с сильной связью. Подтверждается корректность полученных результатов моделирования сравнительным анализом данных машинного эксперимента и внедрением направленных ответвителей в субмодули усилителей мощности L, S и X-диапазонов.

**Ключевые слова:** направленный ответвитель, электродинамическое и схемотехническое моделирование, фазосдвигающая цепочка с распределенными и сосредоточенными параметрами, данные машинного эксперимента, делители-сумматоры мощности, субмодули усилителей мощности L, S и X-диапазона.

DOI: 10.21667/1995-4565-2020-71-23-33

#### Введение

Микроволновые делители-сумматоры (ДС) мощности находят широкое применение в диаграммообразующих схемах, балансных схемах усилительных каскадов, в субмодулях усилителей мощности (УМ) передатчиков РЛС, в фазовращателях, согласованных аттенюаторах и других схемно-топологических решениях. Сравнительный анализ современных ДС [1, 2] показал, что развитие данного научного направления требует новых конструктивных решений, направленных на улучшение основных характеристик. В частности, для повышения технологичности и стабильности параметров направленных ответвителей (HO) с сильной связью на связанных микрополосковых линиях (СМПЛ), целесообразно исключить проволочные перемычки (пересечение линий), которые используются, например, в НО Ланге и его модификациях [3-5] (рисунок 1). Для реализации зазора в НО с переходным ослаблением 3 дБ между СМПЛ с боковой связью требуется обеспечить размер составляющий единицы микрон, что технологически не реализуемо из-за жестких допусков. Поэтому в топологических вариантах, на рисунках 1, б, в, г за счет тандемного соединения двух секций, обеспечивается повышение величины переходного ослабления каждой из секций до 8,34 дБ и увеличение величины зазора между СМПЛ. В НО Ланге (рисунок 1, *a*), увеличение зазора между СМПЛ обеспечивается за счет реализации встречно-штыревой конструкции области связи. Отметим, что рассмотренные планарные модификации НО с сильной связью требуют применения пайки проволочных перемычек соединяющих отрезки линий, что увеличивает стоимость, снижает технологичность и стабильность параметров НО. При использовании тандемных НО в оконечных каскадах субмодулей УМ на GaN транзисторах повышенного уровня мощности требуется, в ряде случаев, обеспечить полосу частот  $\leq 10$  %. Например, GaN транзистор IGN2729M400 реализует выходную мощность в импульсном режиме 400 Вт в полосе частот 7,1 %. Это необходимо учитывать при выборе конструктивных вариантов НО.

Поэтому в представленной работе *решается задача* моделирования схемотехническими и электродинамическими методами оригинальных конструктивных решений НО [6], с целью получения оптимальных параметров в полосе частот 11 %.



Рисунок 1 – Тандемные микрополосковые НО с сильной связью Figure 1 – Tandem Microstrip DC with strong bond

## Объекты анализа и моделирования

Объектами исследований являлись конструктивные варианты направленных ответвителей с фазосдвигающей цепочкой (HO\_ФЦ), которые применяются в качестве ДС, включенных по схеме TWL («бегущая волна»), в субмодулях УМ L, S и X диапазонов. В процессе моделирования использовалось схемотехническое (матричные методы анализа с использованием аналитических соотношений для базовых элементов) и электродинамическое моделирование (2,5D-методы моделирования трехмерных структур) в среде Applied Wave Research (AWR) [7].

## Теоретическая часть

Основы анализа и синтеза классического НО на связанных линиях приводятся в работах [8, 9]. НО с распределенной электромагнитной связью (рисунок 2) являются «противонаправленными», так как волна типа-Т во вторичной линии секций А и D, в случае возбуждения клеммы 1, распространяется в сторону клеммы 2. Поэтому, для обеспечения синфазного суммирования волн на клемме 2 секции А, необходимо во вторичной линии между секциями А и D включить ФЦ с определенными параметрами.

Электромагнитные процессы в НО на связанных линиях описываются волновой матрицей рассеяния S для восьмиполюсника и переходным ослаблением:

$$\begin{bmatrix} S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix}; \ C_{12} = 10 \lg(1/|S_{12}|^2).$$

Для анализа трехступенчатого НО с фазосдвигающей цепочкой необходимо разработать математическую модель на основе теории волновых матриц. На схеме НО\_ФЦ (рисунок 2) выделим следующие элементы: А – отрезок связанных линий ( $Z_{OO}, Z_{OE}, Q_A$  – волновые сопротивления нечетного и четного типов волн, электрическая длина отрезка связанных линий); В – технологический отрезок соединяющий две секции связанных линий с волновым сопротивлением  $Z_B$  и электрической длинной  $Q_B$ ; С – фазосдвигающая цепочка с распределенными ( $Z_C$ ,  $Q_C$ ) или сосредоточенными параметрами (L, C – индуктивность и емкость);

D – секция аналогичная секции А. Для секций А и D элементы матрицы S (1) определим на центральной частоте через модуль коэффициента связи  $K_C = (Z_{OE} - Z_{OO}) / (Z_{OE} + Z_{OO})$  [8]:

$$S_{21} = K_0(Q_A) = jK_C \sin Q_C / (\sqrt{1 - K_C^2} \cdot \cos Q_A + j \sin Q_A);$$
  

$$S_{31} = T_0(Q_A) = \sqrt{1 - K_C^2} / (\sqrt{1 - K_C^2} \cdot \cos Q_A + j \sin Q_A),$$

где  $Q_A = Q_D = 2\pi L_A / \Lambda_A$ ,  $(L_A - геометрическая длина секций A и D; \Lambda_A = \Lambda_D - длина волны в СМПЛ секций A и D.$ 



Рисунок 2 – Схема трехступенчатого НО с фазосдвигающей цепочкой Figure 2 – The scheme of a three-stage DC with a phase-shifting circuit

Модуль коэффициента связи для НО\_ФЦ (рисунок 2) определим соотношением [10]:

$$K_{P} = \left| K_{O} \frac{1 + (T_{O}^{2} - K_{O}^{2})exp[-j(Q_{B} + Q_{C})]}{1 - K_{O}^{2} \exp[-j(Q_{B} + Q_{C})]} \right|.$$
 (1)

Амплитудный коэффициент связи определяет величину переходного ослабления в децибеллах:

$$C_{12} = 10 \log K_P^2.$$
 (2)

Из соотношения (1) следует, что переходное ослабление НО\_ФЦ является функцией четырех параметров  $C_{12} = F(K_C, Q_A, Q_C, Q_B)$ . Оценим, используя соотношения (1, 2), влияние коэффициента связи  $K_C$  на переходное ослабление при условии  $Q_A$ =90 градусов, а  $Q_C + Q_B = 250$ . Расчеты проведём для подложки МПЛ с параметрами: диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon = 6,15$ ; толщина подложки H=0,76 мм и проводников T=0,015 мм; тангенс угла диэлектрических потерь tg $\delta = 0,002$ ; центральная частота  $f_O$ =9 ГГц.

Table 1 – Calculation Results									
$K_C$	0,1	0,2	0,3	0,388	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
С <sub>12</sub> , дБ (НО_ФЦ)	-9,083	-6,045	-4,244	-3,094	-2,958	-1,974	-1,215	-0,651	-0,272
С <sub>12</sub> , дБ (HO_1C)	-20	-13,979	-10,458	-8,223	-7,959	-6,021	-4,437	-3,098	-1.938

Таблица1 – Результаты расчетов Table 1 – Calculation Results

Из таблицы 1 видно, что для реализации переходного ослабления HO\_ФЦ -3,094 дБ требуется обеспечить в секциях СМПЛ (HO\_1C) А и D переходное ослабление -8,223 дБ; при этом зазоры между связанными линиями для  $Z_{OE}$ =75,298 Ом и  $Z_{OO}$ =33,2 Ом (при условии идеального согласования секции  $Z_{OO} \cdot Z_{OE} = 1$ ) составили  $S_M$ =105 мкм. При тех же условиях для классического HO\_1C для  $Z_{OE}$ =121 Ом и  $Z_{OO}$ =20,7 Ом –  $S_M$ =2,2 мкм, полученный зазор не реализуем для ГИС СВЧ. Результаты расчетов показывают, что конструкция HO\_ФЦ с  $S_M$ =105 мкм позволяет технологически реализовать трехдецибельный HO на СМПЛ.

Формулировка задачи оптимизации НО\_ФЦ. В реальной конструкции НО\_ФЦ необходимо провести учет влияния различных неоднородностей и дополнительных электромагнит-

ных связей. Данная задача решается на этапе оптимизации и электродинамического анализа. В общем случае, для микроволновых устройств функциями цели являются кусочнонепрерывные нелинейные функции, которые в совокупности с граничными условиями, порождают векторные или скалярные задачи многопараметрической оптимизации [11, 12]. Векторная (многокритериальная) оптимизация вызывает существенные математические трудности и, обычно, сводится к скалярной (однокритериальной) оптимизации. При этом, частные критерии,  $F_m(\overline{k}), m = \overline{1, n}$ , тем или иным способом объединяются в составной критерий  $F(\overline{k}) = \phi(F_1(\overline{k}), ..., F_n(\overline{k}))$ . Если критерий  $F(\overline{k})$  отражает физическую суть процессов, протекающих в микроволновых устройствах, то оптимальное решение является объективным и адекватным. Составной критерий иногда называют обобщенным или интегральным. При этом, в зависимости от того, каким образом частные критерии объединяются, различают критерии аддитивные, мультипликативные и минимаксные (максиминные). Также, различают критерии – детерминированные, (без учета вероятностного характера физических процессов), и статистические. Статистические критерии более полно отражают реальные процессы, но приводят к существенным затратам машинного времени. Рассмотрим подходы к конструированию функций цели для НО ФЦ.

Взвешенная функция ошибки может быть определена как

$$F(\overline{k},f) = \sum_{i=1}^{p} a_{i} \Big[ Y(\overline{k},f_{i}) - Y_{T}(\overline{k},f_{i}) \Big],$$

где  $a_i > 0$  – весовая функция зависящая от частоты  $f_i$ ;  $Y(\overline{k}, f_i), Y_T(\overline{k}, f_i)$  – текущее и директивное значение внешней характеристики (элементы обобщенной S-матрицы);  $\overline{k}$  – вектор внутренних параметров HO. Если множество  $R^f$  состоит из конечной совокупности точек  $f_i, i = \overline{1, p}$ , то можно записать:

$$F(\bar{k}, f) = \left\{ \sum_{i=1}^{p} a_i \left| Y(\bar{k}, f_i) - Y_T(\bar{k}, f_i) \right|^e \right\}^{\frac{1}{2}e}, e=1, 2, 3...n$$
  
$$F(\bar{k}, f) = \max a_i \left| Y(\bar{k}, f_i) - Y_T(\bar{k}, f_i) \right|.$$

Последнее соотношение получило название чебышевской (равномерной) аппроксимации. Так как зачастую в постановке оптимизационных задач для микроволновых устройств оговаривается максимально или минимально допустимые значения критериев качества, то, в этом случае, чебышевский критерий близости является более предпочтительным. Среднестепенной критерий, особенно при небольших значениях «*e*», может приводить к существенным локальным отклонениям  $F(\bar{k}, f)$  от  $F_T(\bar{k}, f)$ . Внешние характеристики НО\_ФЦ определим элементами матрицы S [S(1,1), S(1,2), S(1,3), S(2,3)] из условия симметрии S(1,1)=S(2,2), S(1,2)=S(2,1), S(1,3)=S(3,1), S(2,3)=S(3,1). Тогда задачу оптимизации НО\_ФЦ, с учетом  $Y(\bar{k}, f_i) = S(\bar{k}, f_i)$ , сформулируем в виде:

$$\min\max a_i \left| S(\overline{k}, f_i) - S_T(\overline{k}, f_i) \right|^e.$$

Директивные значения  $S_T(\bar{\kappa}, f_i)$  представим в виде: для АЧХ  $|S(1,1)| < C_1$ ,  $C_2 < |S(1,2)| < C_3$ ,  $C_4 < |S(1,3)| < C_5$ ,  $|S(2,3)| < C_6$ ; для ФЧХ  $C_7 < Ang(S(1,2)) < C_8$ ,  $C_9 < Ang(S(1,3)) < C_{10}$ ,  $(C_1 \dots C_{10} - \kappa$ ритерии качества основных частотно-зависимых S-параметров HO\_ФЦ).

### Экспериментальные исследования

Конструкция НО с ФЦ между секциями СМПЛ с переходным ослаблением -3дБ наиболее чувствительна к конструктивно-технологическому разбросу параметров. Поэтому представляет интерес исследовать наиболее сложно реализуемое конструктивно-топологическое решение НО с боковой электромагнитной связью. Схемотехническая модель трехдецибельного НО с U-образной ФЦ представлена на рисунке 3. Правая половина НО получена зеркальным отображением рисунка 3, *a* относительно U-образной ФЦ (рисунок 3,  $\delta$ ). Аналогично вторая ступень НО подсоединяется к U-образной ФЦ слева (рисунок 4, *a*). В качестве материала подложки МПЛ использован Arlon с параметрами: толщина подложки и медной фольги 0,76 мм и 0,015мм;  $\varepsilon = 6,15, tg\delta = 0,002$ .



Рисунок 3 – Схема HO-U (а) и распределенная структура U-образной  $\Phi$ Ц (б) Figure 3 – The scheme of DC-U and the distributed structure of U-shaped FC (b)

 $\Phi$ Ц длиной  $\Lambda_A / 4 < L < \Lambda_A / 2$  обеспечивает на центральной частоте синфазное суммирование мощности в выходном плече 2 (рисунок 3, *a*) вторичной линии. При этом для сокращения габаритов НО могут быть использованы  $\Phi$ Ц на сосредоточенных элементах, реализованные, например, по Т (рисунок 6,а) или П-образной (рисунок 7, *a*) схеме.

Расчет S-параметров HO с U-образной ФЦ (HO-U) проведен с использованием следующих программных модулей [7]: VoltaireLS (Schematic, линейное моделирование схем в частотной области); EMSight (2,5D EM-моделирование), рисунок 4,  $\delta$ ; AxiEM (2,5D EM-моделирование со смешанной сеткой), рисунок 5. Результаты схемотехнического и электродинамического моделирования показали хорошее совпадение характеристик. Абсолютное максимальное расхождение характеристик S(1,2) и S(1,3) в полосе 8,5 ГГц – 9,5 ГГц, рассчитанное двумя указанными электродинамическими программами составило 0,198 дБ. Не идентичность выходных каналов HO-U на частотах 8,5 ГГц, 9 ГГц и 9,5 ГГц составляет 0,417 дБ, 0,304 дБ и 0,488 дБ, соответственно (рисунок 4,  $\delta$ ). Дисбаланс фазы составляет не более 0,54 градуса. Развязка между выходными каналами S(2,3) < - 20 дБ, коэффициент отражения от входа S(1,1)< - 21,3 дБ.

Построение ФЦ в микроволновом диапазоне с использованием элементов с сосредоточенными параметрами направлено на сокращение линейных размеров вторичной линии НО\_ФЦ. При этом реализуется требуемый фазовый сдвиг и эквивалентное волновое сопротивление. Уменьшение фазовой скорости волны типа-Т во вторичной линии приводит к фазовому сдвигу, что обеспечивает синфазное суммирование волн в выходном плече.

Будем считать, что элементы Т и П-образных схем имеют чисто реактивный характер и их максимальный геометрический размер  $\ell_{max} \ll \Lambda_0$  ( $\Lambda_0$  – длина волны в линии на центральной частоте диапазона). В случае создания широкополосных ФЦ и увеличении фазового сдвига волны в СВЧ тракте применяют каскадное включение Т и П-образных LC-схем. Однако, увеличение числа элементов схемы приводит к снижению надежности и ухудшению массогабаритных показателей, что нежелательно для ботовой радиоэлектронной аппаратуры.



Рисунок 4 – Топология НО-U (а) и результаты ЕМ-моделирования с использованием модуля EMSight (б)





Рисунок 5 – Результаты ЕМ-моделирования НО-U с использованием модуля AxiEM; S-параметры (a) и фаза (б) Figure 5 – The results of EM modeling of DC-U using the AxiEM module; S-parameters (a) and phase (b)

При втором варианте реализации ФЦ использованы соотношения для параметров сосредоточенных элементов эквивалентных четырехполюсников [13]. Важным частным случаем реализации ФЦ является использование Т и П-образного звена фильтра нижних частот (ТФНЧ, ПФНЧ). Для определения параметров L и C сосредоточенных элементов использованы соотношения:

$$T\Phi H\Psi: \qquad L = \frac{2Z_0 tg \frac{\Psi_0}{2}}{w_0}; \ C = \frac{\sin \Psi_0}{Z_0 w_0};$$
$$\Pi \Phi H\Psi: \qquad L = \frac{Z_0}{w_0} \sin \Psi_0; \ C = \frac{2tg \frac{\Psi_0}{2}}{Z_0 w_0},$$

где  $Z_0$  – волновое сопротивление подводящих линий,  $\omega_0$  – круговая частота, соответствующая средней частоте  $f_0$  рабочего диапазона,  $\Psi_0$  – фазовый сдвиг на частоте  $f_0$ .

Т-образная ФЦ на сосредоточенных элементах и S-параметры НО с ФЦ типа ТФНЧ (НО-Т) приведены на рисунке 6. В процессе оптимизации параметры LC-элементов ФЦ корректировались в соответствии с целевой функцией.



Рисунок 6 – Т-образная ФЦ на сосредоточенных элементах (а) и S-параметры HO-T (б) Figure 6 – T-shaped FC on lumped elements (a) and S-parameters DC-T (b)

Неидентичность выходных каналов НО\_ФЗ с Т-образной ФНЧ на частотах 8,5 ГГц, 9 ГГц и 9,5 ГГц составляет 0,469 дБ, 0,55 дБ и 0,278 дБ, соответственно (рисунок 6,6). Дисбаланс фазы составил -1,06...+0,32 градуса. Развязка между выходными каналами S(2,3) < -37,1 дБ, коэффициент отражения от входа S(1,1)< - 19,76 дБ.

Оптимизация НО\_ФЦ с П-образной ФНЧ (НО-П) (рисунок 7, 8) проведена с учетом следующих значений критериев качества основных частотно-зависимых S-параметров:  $C_1$ = - 24,  $C_2$ = - 3,5,  $C_3$ = - 3,  $C_4$ = - 3,5,  $C_5$ = - 3,  $C_6$ = - 23,  $C_7$ =89,7,  $C_8$ =90,3,  $C_9$ =89,7,  $C_{10}$ =90,3.

Для решения задач оптимизации используются различные методы. В частности, метод Rondom (Global), позволяющий находить точки оптимума из полного диапазона переменных. После нахождения решения, на следующем шаге, целесообразно пользоваться методом Rondom (Local), который имеет высокое быстродействие для задач с большим числом переменных. Методы робастной оптимизации – это оптимизация в условиях неопределенности. Неопределенность означает, что решающие переменные могут принимать любые значения из заданного множества, причем информация о виде функции распределения этих значений отсутствует.

Необходимо отметить, что для рассматриваемой задачи результаты существенно зависят от метода оптимизации, так например, метод Simplex Optimizer может давать не реализуемые конструктивные параметры. Наиболее эффективными являются методы: Pointer-Robust Optimization, Rondom (Local) и Rondom (Global).



Рисунок 7 – П-образная ФЦ на сосредоточенных элементах (а) и S-параметры HO-П (б) Figure 7 – P-shaped FC on lumped elements (a) and S-parameters DC-P (b)



Рисунок 8 – Фазовый сдвиг в выходных каналах HO-П Figure 8 – Phase shift in output channels DC-P

Неидентичность выходных каналов НО-П на частотах 8,5 ГГц, 9 ГГц и 9,5 ГГц составляет - 0,173 дБ, -0,095 дБ и 0,016 дБ, соответственно (рисунок 7,  $\delta$ ). Дисбаланс фазы составляет – 0,16...+0,2 градуса (рисунок 8). Развязка между выходными каналами S(2,3) < -23,13 дБ, коэффициент отражения от входа S(1,1) < -24,55 дБ.

Обобщенные результаты моделирования сведены в таблицу 2, где

 $|\Delta S| = |S(1,2) - S(1,3)|; \ \Delta \varphi^0 = |Ang(S(1,2)) - Ang(S(1,3))| - 90.$ 

Расчеты, проведенные тремя различными методами, дают приемлемую для практики точность. Наиболее эффективно подстройка ФЧХ НО-U реализуется за счет изменения длины участков несвязанных МПЛ, для НО-T и НО-П целесообразно варьировать параметрами LC цепочек. Минимальное значение  $|\Delta S|$  получено для НО-П, а  $|\Delta \phi^0|$  для НО-U и НО-П. Наилучшие значения коэффициента отражения S(1,1) и развязки между выходными каналами S(2,3) реализованы для НО-П и НО-Т. Поэтому предпочтение по результатам моделирования можно отдать варианту НО-П.

S-парамет (тах или и значения,	<i>S</i> (1,2)	<i>S</i> (1,3)	<i>S</i> (1,1)	<i>S</i> (2,3)	$ \Delta S $	$\left \Delta\phi^{0}\right $	
HO-U	Schematic	-3,4	-3,09	-22,6	-29,5	0,27	0,19
	EMSight	-3,5	-3,04	-21,3	-20,0	0,48	0,8
	AxiEM	-3,63	-2,94	-22,06	-25,2	0,69	1,03
НО-Т	Schematic	-2,95	-3,5	-19,76	-37,1	0,55	1,06
НО-П	Schematic	-3,3	-3,19	-24,5	-23,1	0,173	0,2

Таблица 2 – Результаты расч	етов
Table 2 – Calculation Results	

В отличие от НО Ланге в НО\_ФЦ, выходные каналы гальванически не связаны, что обеспечивает развязку цепей питания и смещения транзисторов субмодуля.

Результаты моделирования субмодуля усилителя с ДС на НО\_ФЦ с переходными ослаблениями 3 дБ, 4,7 дБ, 6 дБ, 7 дБ, 7,78 дБ и 8,34 дБ апробированы в процессе разработки приемопередающих модулей авионики [14-16].



## Рисунок 9 – Ячейка схемы подключения делителей-сумматоров на HO\_ФЦ к транзисторам Figure 9 – The cell circuit of the dividers–combiners on DC\_FC to transistors

Ячейка схемы подключения ДС на HO\_ФЦ к транзисторам по схеме «бегущая волна» с цепями подачи смещения (U2, U4) и питания (U1, U3) приведена на рисунке 9. Развязанные плечи 4 подключены через разделительные конденсаторы Ср к сопротивлению нагрузки *R*н=50 Ом. К транзисторам TP1 и TP2 со стороны затвора подключены делители HO\_ФЦ1 (6,02 дБ) и HO\_ФЦ3 (4,77 дБ), со стороны стока сумматор HO\_ФЦ2 (3,01дБ). Количество транзисторов в схеме определяется требованиями к Рвых и параметрами транзистора. Данная схема построения субмодуля УМ позволяет компактно расположить «в линейку» однотипные платы многокаскадных усилителей и на выходе обеспечить суммирование мощностей сигналов поступающих с каждой платы.

По схеме «бегущая волна» на семи транзисторах УМ1015-300/12 реализован опорный передатчик с Рвых = 500 Вт [14]. Усилитель мощности состоит из двух плат размером 186х69,5х1,3 мм в качестве ДС использованы НО-U. При изменении входного импульсно-модулированного сигнала от 3 до 10 мВт изменение выходной мощности субмодуля УМ не превышало 3 %.

#### Заключение

Проведенное исследование оригинального конструктивного решения трехступенчатого НО с ФЦ показывает возможность достижения сильной связи без использования перемычек. Для достижения данной цели между первой и второй ступенью НО используется во вторичной линии ФЦ с распределенными или сосредоточенными параметрами. Это позволяет исключить пересечение линий и увеличить зазор в СМПЛ, в частности для трехдецибельного НО\_ФЦ с боковой связью в 47,7 раза. Результаты моделирования различными методами (программные модули VoltaireXL, EMSight, AxiEM), показывают достаточную точность совпадения результатов расчетов. Модуль расхождения характеристик S(1,2) и S(1,3), рассчитанный электродинамическими методами, составляет в полосе частот 8,5 ГГц – 9,5 ГГц 0,198 дБ.

Полученные данные позволяют оценить возможности реализации требуемых выходных характеристик НО\_ФЦ. Предложенные конструктивные варианты НО\_ФЦ успешно применяются в ООО НПК Радарсервис в качестве ДС субмодулей микрополосковых УМ L, S и X-диапазонов.

#### Библиографический список

1. Останков А. В., Щетинин Н. Н. Микрополосковые направленные ответвители УВЧ и СВЧ диапазонов // Радиостроение. 2017. № 5. С. 1-37.

2. Kishchinsky A. A., Radchenko V. V., Radchenko A. V. Broadband Quadrature Couplers for Microwave Power Amplifiers // 23th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2013). Sevastopol. 2013, pp. 6-10.

3. Lange J. Interdigitated Stripline Quadrature Hybrid // IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique. 1969, pp. 1150-1151.

4. **Grebennikov A.** Power Combiners, Impedance Transformers and Directional Couplers. High Frequency Electronics 2008 Summit Technical Media, LLC. Part IV/ From March 2008, pp. 18-24. Режим доступа: https://www.highfrequencyelectronics.com/Mar08/0308\_GrebennikovPart4.pdf (дата обращения 01.25.2020).

5. **Piña R., Jiménez A. Dueñas, Bonilla Barragán C. A.** The Circuit and Network Analysis of Some Signal Separation Structures Constituting Microwave Six-Port Reflectometers // Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering 2(4). 2014, pp. 183-196.

6. Трёхступенчатый направленный ответвитель: пат. 2016100276/28(000335) Рос. Федерация: МПК Н01Р 5/18 / **Левашев В. Г., Иванов М. А.;** заявитель и патентообладатель ООО НПК Радарсервис; заявл. 11.01.2016. Режим доступа: https://нэб.рф/catalog/000224\_000128\_0000165185\_20161010\_U1\_RU/ (дата обращения 01.25.2020).

7. Режим доступа: <u>https://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office-software</u> (сайт компании AWR – разработчик программы MWO), (дата обращения 05.01.2020).

8. Малорацкий Л. Г. Миниатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: Сов. радио, 1976. 216 с.

9. **Филиппов В. С., Пономарев Л. И., Гринев Ф. Ю. и др.** Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / Под ред. Д. И. Воскресенского. М: Радио и связь, 1994. 592 с.

10. Park M. J.; Lee B. Compact Foldable Coupled Line Cascade Couplers // IEE Proc. Microw. Antennas Propag. 2006, vol. 153. P. 237–240.

11. Штоер Р. Многокритериальная оптимизация. Теория, вычисления и приложения / Пер. с англ. Е.М. Столяровой. Под ред. А.В. Лотова. М.: Радио и связь, 1992. 504 с.

12. Васильев Е. П. Особенности целевых функций для многокритериальной оптимизации микроэлектронных устройств СВЧ // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 1999. Вып. 1 (473). С. 15-19.

13. Карпов В. М., Малышев В. А., Перевощиков И. В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами. М.: Радио и связь, 1984. 104 с.

14. **Иванов А. Г., Иванов М. А., Левашев В. Г.** Технология мощных передатчиков L-диапазона информационно-измерительных систем авионики // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 3. С. 131-134.

15. Васильев Е. П. Моделирование согласующих цепей по известным импедансам микроволновых транзисторов // Технические науки: проблемы и решения: сб. ст. по материалам XII Международной научно практической конференции. М.: Интернаук. № 6(11). 2018. С. 70-80.

16. Васильев Е. П., Ермолаев И. А., Сомов И. М. Современные САПР СВЧ и их особенности // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2019: сб. тр. II междунар. науч.-техн. форума: Т.6 / под общ. ред. О.В. Миловзорова. Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т. 2019. С. 170-177.

UDC 621.372.88

## SIMULATION OF MICROWAVE DIVIDER-COMBINER POWER AMPLIFIER SUBMODULES

**E. P. Vasilyev,** Dr. Sc. (Tech.), full professor, RSREU, Ryazan, Russia; orcid.org/0000-0003-2747-7012, e-mail: evasiliev48@mail.ru

The problem of electrodynamics and circuitry modeling of a three-stage three-decibel microstrip directional coupler with phase-shifting circuit between sections is considered. **The aim is to** research the original design solutions of three-stage directional couplers with a phase-shifting circuit between quarter-wave sections. The possibility of eliminating jumpers between sections due to the use of phase-shifting circuit with distributed and lumped parameters to increase the manufacturability and stability of the parameters of directional couplers with strong coupling is justified. The correctness of the simulation results obtained is confirmed by a comparative analysis of machine experiment data and the introduction of directional couplers into the submodules of power amplifiers of L, S and X-ranges.

**Key word**: directional coupler, electrodynamics and circuit modeling, phase-shifting circuit with distributed and lumped parameters, data from a machine experiment, divider–combiner power, submodules of power amplifiers of L, S and X-band.

DOI: 10.21667/1995-4565-2020-71-23-33

#### References

1. Ostankov A. V., Shchetinin N. N. Mikropoloskovye napravlennye otvetviteli UVCh i SVCh diapazonov. *Radiostroenie*. 2017, no. 5, pp. 1-37. (in Russian).

2. Kishchinsky A. A., Radchenko V. V., Radchenko A. V. Broadband Quadrature Couplers for Microwave Power Amplifiers. 23th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2013). Sevastopol. 2013, pp. 6-10. (in Russian).

3. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. 1969, pp. 1150-1151.

4. **Grebennikov A.** Power Combiners, Impedance Transformers and Directional Couplers. *High Frequency Electronics Summit Technical Media*, LLC. Part IV / From March 2008, pp. 18-24. Rezhim dostupa: https://www.highfrequencyelectronics.com/Mar08/0308 GrebennikovPart4.pdf (data obrashcheniya 01.25.2020).

5. **Piña R., Jiménez A. Dueñas, Bonilla Barragán C. A.** The Circuit and Network Analysis of Some Signal Separation Structures Constituting Microwave Six-Port Reflectometers. *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering* 2(4). 2014, pp.183-196.

6. Tryohstupenchatyj napravlennyj otvetvitel': *pat. 2016100276/28(000335) Ros. Federaciya*: MPK N01R 5/18 / Levashev V. G., Ivanov M. A.; zayavitel' i patentoobladatel' OOO NPK Radarservis; zayavl. 11.01.2016. Rezhim dostupa: https://neb.rf/catalog/000224\_000128\_0000165185\_20161010\_U1\_RU/ (data obrashcheniya 01.25.2020) (in Russian).

7. Rezhim dostupa: https://www.awrcorp.com/products/ni-awr-design-environment/microwave-office-software (*sajt kompanii AWR* – razrabotchik programmy MWO), (data obrashcheniya 05.01.2020).

8. Malorackij L. G. *Miniatyurizaciya elementov i ustrojstv SVCh*. (Miniaturization of microwave elements and devices), Moscow, Sov. radio, 1976, 216 p. (in Russian).

9. Filippov V. S., Ponomarev L. I., Grinev F. Yu. i dr. Antenny i ustrojstva SVCh. Proektirovanie fazirovannyh antennyh reshetok: Ucheb. posobie dlya vuzov (Antennas and microwave devices. Designing phased array antennas: Textbook manual for universities) / Pod red. D. I. Voskresenskogo, Moscow, Radio i svyaz', 1994, 592 p. (in Russian).

10. Park M. J., Lee B. Compact foldable coupled line cascade couplers. *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* 2006, vol. 153, pp. 237-240.

11. **Shtoer R.** *Mnogokriterial'naya optimizaciya. Teoriya, vychisleniya i prilozheniya* (Multi-criteria optimization. Theory, Computing, and Applications) / Per. s angl. E.M. Stolyarovoj. Pod red. A. V. Lotova, Moscow, Radio i svyaz', 1992, 504 p.

12. Vasil'ev E. P. Osobennosti celevyh funkcij dlya mnogokriterial'noj optimizacii mikroelektronnyh ustrojstv SVCh. *Elektronnaya tekhnika. Ser. 1. SVCh-tekhnika*, 1999, no. 1 (473), pp. 15-19 (in Russian).

13. Karpov V. M., Malyshev V. A., Perevoshchikov I. V. Shirokopolosnye ustrojstva SVCh naelementah s sosredotochennymi parametrami. (Broadband microwave devices with lumped parameters), Moscow, Radio i svyaz', 1984, 104 p. (in Russian).

14. **Ivanov A. G., Ivanov M. A., Levashev V. G.** Tekhnologiya moshchnyh peredatchikov L-diapazona informacionno-izmeritel'nyh sistem avioniki. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2014, no 3, pp. 131-134. (in Russian).

15. **Vasil'ev E. P.** Modelirovanie soglasuyushchih cepej po izvestnym impedansam mikrovolnovyh tranzistorov. *Tekhnicheskie nauki: problemy i resheniya*: sb. st. po materialam XII Mezhdunarodnoj nauch-noprakticheskoj konferencii. M.: Internauka: no 6(11), 2018, pp. 70-80. (in Russian).

16. Vasil'ev E. P., Ermolaev I. A., Somov I. M. Sovremennye SAPR SVCh i ih osobennosti. *Sovremennye tekhnologii v nauke i obrazovanii – STNO-2019*: sb. tr. II mezhdunar. nauch.-tekhn. foruma: t. 6. / pod obshch. red. O.V. Milovzorova. Ryazan': Ryazan. gos. radiotekhn. un-t. 2019, pp. 170-177. (in Russian).