

К. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО

Украина, г. Киев, Научно-производственное предприятие «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СВЧ-ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ДЛЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Проведен анализ особенностей микрополосковых дискретных отражательных фазовращателей. Изложен принцип формирования многоразрядных фазовращателей на основе проходных. Приведены схемы их реализации.

Ключевые слова: СВЧ, фазовращатель, микрополосковая линия, дискрет, диод, согласующие цепи, направленный ответвитель, схема.

Все современные радиолокационные системы СВЧ-диапазона (обнаружения, нацеливания, наблюдения и контроля) создаются на основе активных фазированных антенных решеток, определяющим элементом которых являются многоразрядные фазовращатели (**ФВ**). С помощью ФВ формируется и управляется антенный луч как в режиме излучения (передачи сигнала), так и в режиме приема (обработки информации). Следует отметить, что для систем ближнего действия (до 5 км) для организации антенных решеток можно применять полупроводниковые микросхемы многоразрядных ФВ, например AD8341, AD8349, AMT2221013OP или CGY2177AUN (Digital Phase Shifter), которые способны обеспечить работоспособность системы при непрерывной СВЧ-мощности до 1 Вт. В случае же систем дальнего действия (более 30 км), где необходима непрерывная СВЧ-мощность более 5–10 Вт на единичный модуль решетки, применение этих микросхем невозможно.

Рассмотрим процесс реализации многоразрядных фазовращателей различного типа.

Известно [1], что многоразрядный (многодискретный) ФВ с числом разрядов (дискретов) p на основе микрополосковой линии (МПЛ)

представляет собой последовательное соединение ряда проходных ФВ с разными дискретными значениями фазового сдвига $\Delta\varphi$, которые определяются выражением

$$\Delta\varphi_i = 2\pi/2^i, \text{ где } i = 1, \dots, p \quad (1)$$

Например, для $p = 4$ имеем $\Delta\varphi_1 = 180^\circ$, $\Delta\varphi_2 = 90^\circ$, $\Delta\varphi_3 = 45^\circ$ и $\Delta\varphi_4 = 22,5^\circ$.

Из [2, с. 110, 111] следует, что в проходном дискретном ФВ фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ обеспечивается за счет происходящего под влиянием управляющего (коммутирующего) сигнала изменения электрической длины отрезка МПЛ с подключенным к нему варактором, сегнетоэлектриком или другим элементом с управляемой проводимостью. Этот процесс можно проиллюстрировать на примере структурной схемы проходного ФВ, которая приведена на **рис. 1**. Здесь видно, что фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ такого устройства определяется диодной секцией и длиной отрезка МПЛ, электрическая длина l_φ которого зависит от числа дискретов. Собственно диодная секция состоит из элемента с дискретно изменяемой проводимостью (в качестве такового сейчас чаще всего применяется переключательный $p-i-n$ -диод) и элементов, обеспечивающих его короткое замы-

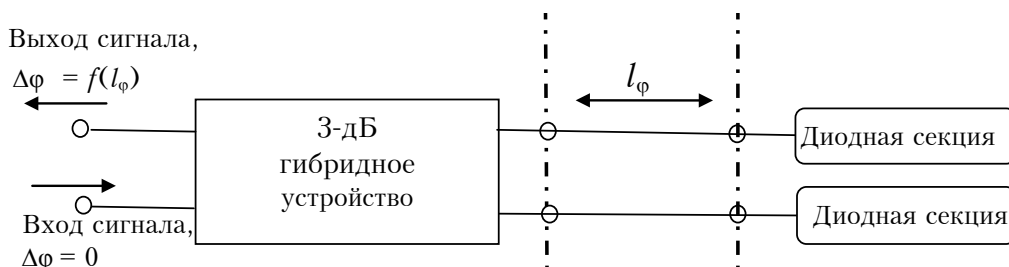


Рис. 1. Структурная схема проходного фазовращателя [3, с. 155]

кание по СВЧ, а также фильтра нижних частот (ФНЧ) для подачи коммутирующего (управляющего фазой) сигнала. Структуру, объединяющую фазосдвигающий отрезок МПЛ и диодную секцию, принято называть дискретным отражательным фазовращателем (ДОФ) [3].

Таким образом, для проектирования много-разрядного (многодискретного) микрополоскового фазовращателя необходимо сформировать базовую схему дискретного отражательного ФВ и проанализировать ее особенности; рассмотреть варианты построения схем проходных дискретных ФВ и оценить их достоинства и недостатки; выбрать и обосновать целесообразность реализации схем многоразрядных ФВ. Целью настоящей работы является рассмотрение указанных вопросов.

Дискретные отражательные фазовращатели

ДОФ является основным (базовым) элементом микрополосковых многоразрядных ФВ и представляет собой двухполюсник, в котором воздействие коммутирующего сигнала приводит к изменению фазы отраженного сигнала. При этом ДОФ имеет только два рабочих состояния — при открытом или закрытом $p-i-n$ -диоде.

Соответственно, за счет изменения электрической длины МПЛ в ДОФ имеет место скачкообразное изменение фазы проходящей или отраженной электромагнитной СВЧ-волны. Это является следствием эквивалентного изменения электрической длины короткозамкнутой МПЛ при переходе от открытого состояния $p-i-n$ -диода к закрытому. Следовательно, на выходе ДОФ СВЧ-сигнал будет уже фазоманипулированным.

С учетом изложенного базовая электрическая схема ДОФ на основе МПЛ может быть представлена в виде, приведенном на рис. 2. Здесь ρ_0 соответствует нормированной волновой проводимости отрезка МПЛ с импедансом $Z_0 = 50$ Ом; ρ_1, ρ_2 — отрезков высокоомной ($Z \approx 100$ Ом) и низкоомной ($Z \approx 20$ Ом) МПЛ. Следует отметить, что фазовый сдвиг конкретного ДОФ определяется электрической длиной l_ϕ отрезка регулярной МПЛ в относительных значениях длины волны λ . При этом длина фазосдвигающе-

го отрезка МПЛ соответствует заданному дискретному фазовому сдвигу. Для его согласования с СВЧ-трактом в МПЛ включены корректирующие отрезки с волновой проводимостью ρ_k , которая зависит от конкретного дискрета фазы.

Диодная секция состоит из переключающего $p-i-n$ -диола D , двух высокоомных шлейфов с импедансом ρ_1 для компенсации паразитных параметров диода, двух четвертьволновых низкоомных шлейфов с импедансом ρ_2 , являющихся короткозамыкателем по СВЧ, а также цепи управления режимом диода в виде высокоомной МПЛ с импедансом ρ_1 и подключенным к ней Г- или Т-образным фильтром нижних частот.

Поскольку СВЧ-сигнал в ДОФ проходит через фазосдвигающий отрезок МПЛ дважды (входной и отраженный), реальное значение электрической длины l_ϕ таких отрезков для случая четырехразрядного ФВ будет следующим: $l_1 = \lambda/4$ для $\Delta\phi_1 = 180^\circ$; $l_2 = \lambda/8$ для $\Delta\phi_2 = 90^\circ$; $l_3 = \lambda/16$ для $\Delta\phi_3 = 45^\circ$; $l_4 = \lambda/32$ для $\Delta\phi_4 = 22,5^\circ$.

Следует отметить, что для расчета конкретных топологических (геометрических) размеров отрезков МПЛ, образующих ДОФ, следует использовать известные и неоднократно апробированные соотношения, приведенные, например, в [4].

Переключательный $p-i-n$ -диод в ДОФ используется для фазовой манипуляции СВЧ-сигнала, которая определяется режимом коммутации подключаемых отрезков МПЛ с различной электрической длиной. Принцип действия переключающего диода основан на резком изменении полярности управляющего сигнала, причем скорость коммутации фазового состояния ДОФ и допустимая непрерывная мощность определяются именно параметрами $p-i-n$ -диола — быстродействием и его полупроводниковой структурой.

Переключательный $p-i-n$ -диод в ДОФ включается в МПЛ либо по прямой схеме, либо по инверсной. В первом случае прямому смещению соответствует состояние запирающего, а обратному — состояние пропускающего. Эквивалентная схема такого диода приведена на рис. 3.

Максимальная непрерывная мощность СВЧ-сигнала, коммутируемого $p-i-n$ -диодом, определяется двумя условиями: рассеиваемая (поглощенная) мощность не должна превышать максимально допустимую, а сумма амплитуд напряжения управляющего сигнала и обратного смещения не должна превышать пробивное (максимально допустимое) напряжение. Более полная информация о переключающем $p-i-n$ -диоде содержится в специализированных источниках, например в [5].

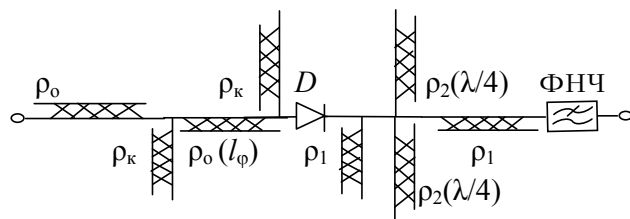


Рис. 2. Базовая электрическая схема микрополоскового ДОФ

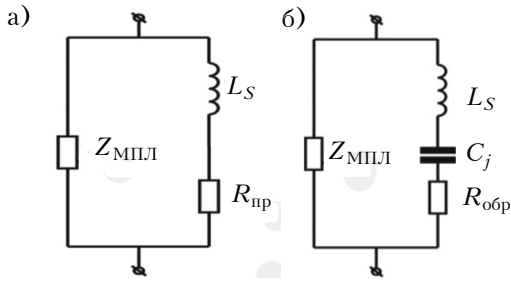


Рис. 3. Эквивалентная схема переключающего $p-i-n$ -диода при положительном (а) и отрицательном (б) электрическом смещении:

$Z_{МПЛ}$ — импеданс микрополосковой структуры, подведенной к диоду; L_S — индуктивность выводов и монтажа; C_j — емкость диодной структуры; $R_{пр}$ — сопротивление потерь при прямом смещении; $R_{обр}$ — сопротивление потерь при обратном смещении

Если фактические значения активного сопротивления $p-i-n$ -диода и активной составляющей его импеданса $Z_{МПЛ}$ минимальны, то можно предположить, что они не влияют на фазовые состояния ДОФ. Тогда реальный режим возбуждения ДОФ будет соответствовать согласованному по входу режиму и полной передаче мощности уже фазоманипулированного СВЧ-сигнала на его выходе. Для оптимизации структуры ДОФ относительно обоих состояний $p-i-n$ -диода можно использовать традиционный метод элементов матриц рассеяния или такие современные САПР, как Microwave Office или HFSS.

ДОФ, как было отмечено ранее, является базовым элементом микрополосковых многоразрядных ФВ, но даже из ряда отдельных ДОФ с различным фазовым сдвигом $\Delta\phi_i$ сформировать многоразрядный фазовращатель невозможно, поскольку все такие ДОФ являются двухполюсниками. Для названной цели необходимы четырехполюсники — дискретные проходные отражательные ФВ (ДПОФ).

Дискретные проходные отражательные фазовращатели

Микрополосковые ДПОФ могут быть двух типов — циркуляторные или балансные [2]. Циркуляторные ДПОФ представляют собой устройство, в котором ДОФ подключен к одному из свободных полюсов циркулятора X- или Y-типа. Например, в случае Y-циркулятора немодулированный СВЧ-сигнал с входного полюса циркулятора подается в соответствии с его структурой (по стрелке на рис. 4) на вход ДОФ.

При открытом $p-i-n$ -диодом СВЧ-сигнал доходит до короткозамыкателя, отражается от него и проходит на выход ДОФ, откуда уже фазоманипулированный сигнал подается (также по стрелке) на выходной полюс циркулятора.

Преимуществом ДПОФ циркуляторного типа является то, что коммутация его фазового состояния осуществляется только одним $p-i-n$ -диодом. Однако устройства такого типа недостаточно широкополосны вследствие зависимости от рабочей полосы частот микрополосковых циркуляторов. Кроме того, для функционирования последних необходима достаточно громоздкая арматура магнитной системы, что исключает возможность их интегральной (планарной) компоновки (реализации). Именно эти факторы предопределили ограниченную востребованность ДПОФ такого типа.

Балансные ДПОФ — это четырехполюсники, образованные на основе восьмиполюсников — гибридных устройств (ГУ), обеспечивающих уровень переходного затухания 3 дБ [2, с. 126–128]. В таких устройствах (рис. 5) мощность СВЧ-сигнала делится поровну между прямым и рабочим полюсами ДПОФ, к которым подключены одинаковые ДОФ.

Немодулированный СВЧ-сигнал на входе ДПОФ (полюс 1) делится поровну по амплитуде между полюсами 3 и 4 и передается на входы

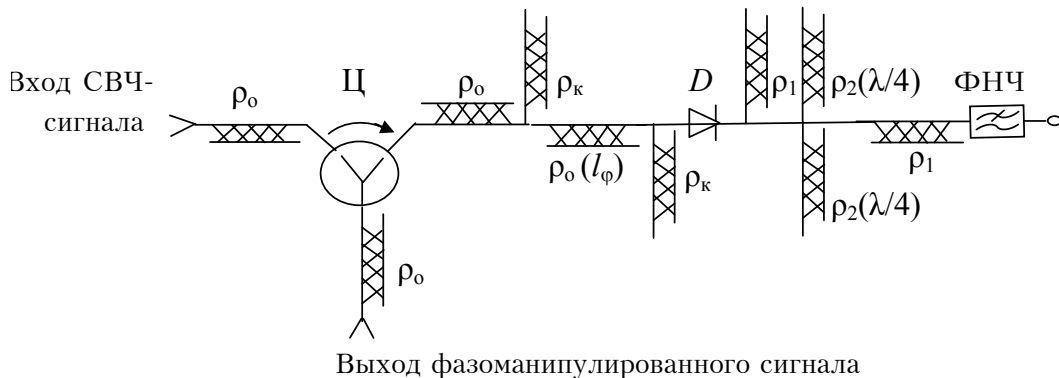


Рис. 4. Электрическая схема проходного фазовращателя циркуляторного типа

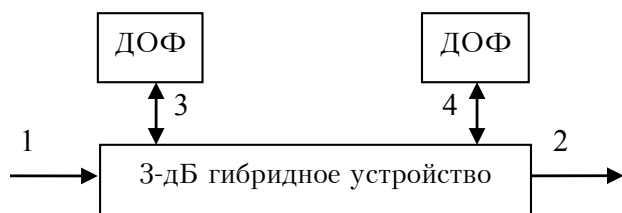


Рис. 5. Структурная схема проходного фазовращателя балансного типа

ДОФ. Поскольку оба ДОФ одинаковы, то уже фазоманипулированные равноамплитудные сигналы с выходов ДОФ (полюсы 3 и 4 ДПОФ), векторно суммируясь (по фазе и амплитуде), поступают на выход ДПОФ (полюс 2). Следовательно, фазовый сдвиг одноразрядного ДПОФ на ГУ будет фактически равен фазовому сдвигу, создаваемому его единичными ДОФ.

Оптимальный режим функционирования ДПОФ определяется уровнем согласования при условии равенства потерь и постоянства фазового сдвига в полосе частот для двух фазовых состояний ДОФ. Соответственно, при выборе ГУ-восьмиполосников желательно, чтобы они имели как можно большую ширину полосы пропускания Δf и минимальные габариты. В качестве восьмиполосников (ГУ с переходным ослаблением 3 дБ) в ДПОФ могут применяться шлейфные мосты, гибридные кольца и направленные ответвители на связанных МПЛ, например типа «тандем» или Lange. Из них указанным критериям соответствует только ответвитель с многостыревой структурой Lange [7] (рис. 6), обладающий максимальной из перечисленных ответвителей шириной полосы пропускания ($\Delta f \geq 50\%$) при хорошем согласовании с регулярным трактом (КСВН не более 1,15), а также малыми габаритами (площадью) — например, на подложке из поликора толщиной 1 мм такой ответвитель имеет размеры не более $0,8 \text{ мм} \times \lambda/4$. Остальные из перечисленных ответвителей достаточно габаритны (поскольку

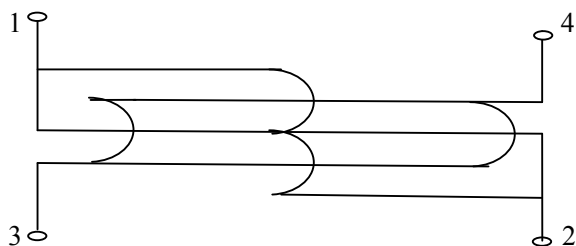


Рис. 6. Структурная схема ответвителя типа Lange

компонуются в двух координатах из отрезков МПЛ длиной $\lambda/4$), а шлейфные мосты и гибридные кольца еще и узкополосны ($\Delta f \leq 15\%$).

Основными требованиями при выборе типа проходного фазовращателя являются следующие: собственные потери (определяются параметрами МПЛ), быстродействие (определяется характеристиками переключающего диода), допустимая мощность и надежность.

Все СВЧ-устройства балансного типа обладают повышенной устойчивостью (надежностью) их электрических параметров. Именно поэтому ДПОФ балансного типа с ответвителем Lange имеют существенное преимущество перед ДПОФ циркуляторного типа.

Еще одно преимущество ДПОФ балансного типа определяется его структурной схемой (рис. 2). Мощность входного СВЧ-сигнала делится поровну между полюсами 3 и 4 ответвителя Lange. Соответственно, на каждый ДОФ, а значит, и на его переключающий диод подается в два раза меньшая мощность СВЧ-сигнала, чем в ДПОФ циркуляторного типа.

Многоразрядные дискретные фазовращатели

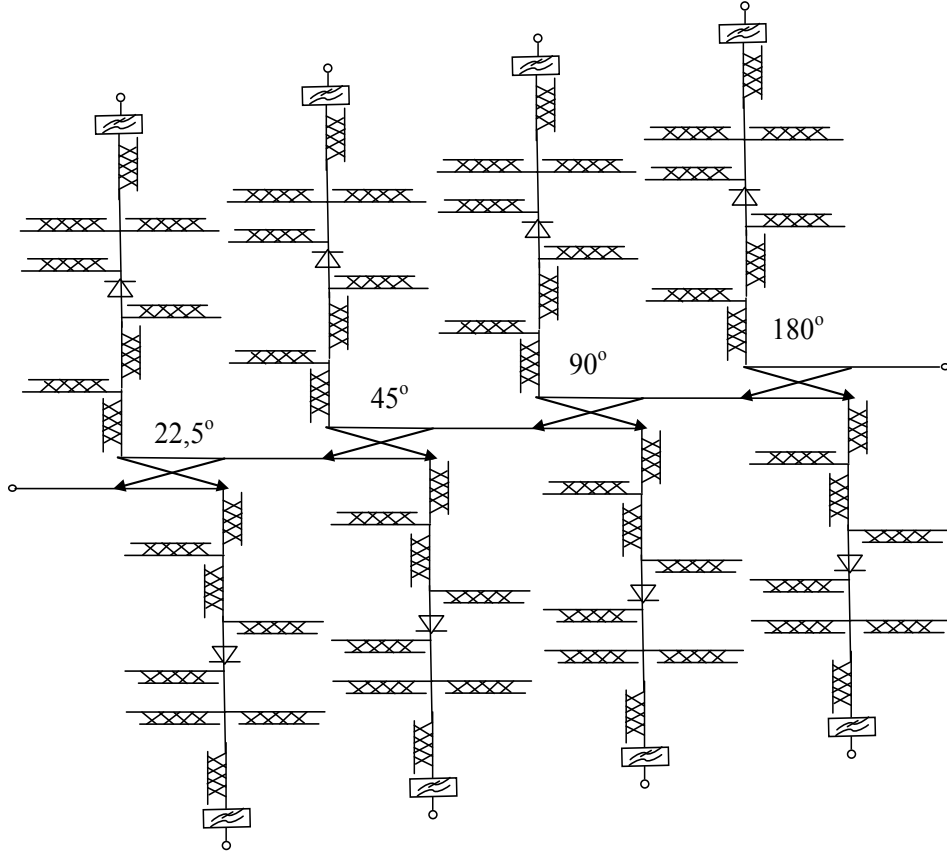
Как отмечено выше, многоразрядные микрополосковые дискретные ФВ (МДФВ) образуются путем последовательного соединения ДПОФ с различным фазовым сдвигом. Следует отметить, что в качестве самостоятельных устройств МДФВ применяются достаточно редко. В большинстве известных случаев микрополосковые МДФВ используются в качестве элементов приемопередающих модулей антенных решеток, для удобства компоновки которых входы и выходы МДФВ должны быть расположены на продольной оси (по центру) модуля. Именно это условие создает определенные проблемы при реальном проектировании МДФВ.

Как было показано выше, ДПОФ балансного типа организуются на базе направленного ответвителя с многостыревой структурой типа Lange. Далее рассмотрим два возможных варианта формирования структурной схемы многоразрядных МДФВ.

Очевидно, что с целью минимизации потерь четырехразрядного ФВ все образующие его ДПОФ должны быть соединены между собой непосредственно. На практике это означает, что выход ответвителя каждого предыдущего ДПОФ непосредственно соединен со входом последующего.

Реальная длина ответвителя типа Lange равна четверти длины волны: $l_{НО} = \lambda/4$. В то же время в каждом ДОФ низкоомные шлейфные

а)



б)

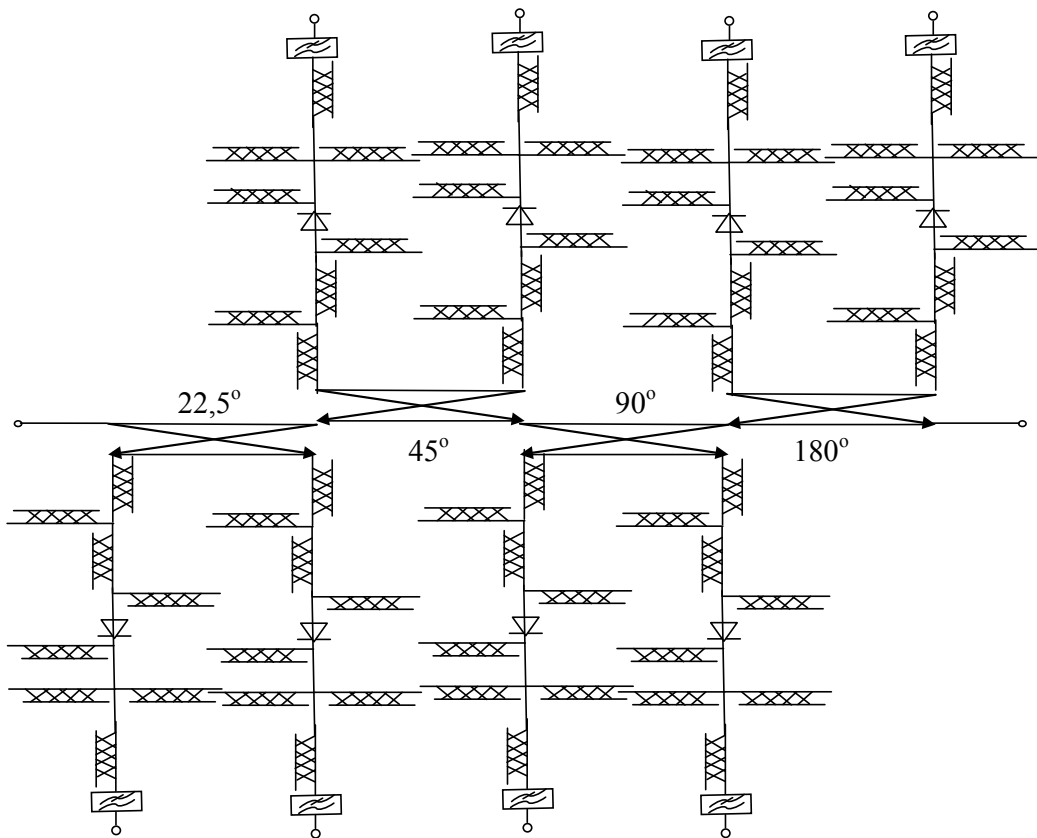


Рис. 7. Структурная схема четырехразрядного ФВ с модифицированным (а) и с классическим (б) направленными ответвителями

короткозамыкатели и распределенные емкости фильтров нижних частот, служащих для подачи коммутирующих сигналов на $p-i-n$ -диоды, тоже имеют четвертьволновую длину, т. е. достаточно габаритны. Именно поэтому разместить рядом ДОФ двух соседних ДПОФ невозможно.

Первый вариант реализации схемы многоэлектродных МДФВ был предложен в 1979 г. сотрудниками ленинградского ПО «Светлана» [8]. Здесь указанная проблема решена за счет применения для образования микрополоскового четырехэлектродного ФВ не классического ответвителя Lange, а его модифицированного варианта. При этом полюсы ответвителя, между которыми входной сигнал делится поровну и которые нагружены ДОФ, располагаются по разным сторонам продольной оси ответвителя.

Структура схема такой реализации четырехэлектродного МДФВ приведена на рис. 7, а. С целью максимального снижения потерь все модифицированные ответвители Lange соединены между собой практически непосредственно. При этом, однако, ответвитель Lange не соответствует классическим условиям деления энергии электромагнитной волны пополам, что ведет к увеличению потерь многоэлектродного ФВ. Устранить этот недостаток можно только путем изменения электромагнитной связи в структуре ответвителя. Это требует дополнительного уточнения (перерасчета) параметров для каждого дискрета ДПОФ, а поскольку все ДПОФ в этой схеме не соответствуют балансному типу, их топологию необходимо повторно оптимизировать с помощью САПР.

Второй вариант реализации микрополоскового четырехэлектродного ФВ на основе ДПОФ балансного типа с классическим ответвителем типа Lange приведен на рис. 7, б. Здесь все четыре ДПОФ — балансного типа, а соседние ДПОФ расположены по разные стороны относительно оси ФВ. При этом ответвители Lange отдельных ДПОФ также соединены между собой практически непосредственно, что минимизирует потери ФВ. Соответственно, все четыре ДПОФ и образованный ими четырехэлектродный ФВ не требуют повторной оптимизации топологий и при этом, как и любые балансные устройства, они будут устойчивы с точки зрения электрических параметров.

Заключение

Рассмотренные принципы создания микрополосковых дискретных ФВ отражательного типа, дискретных проходных ФВ балансного типа и

обоих описанных вариантов четырехэлектродных ФВ неоднократно проходили апробацию, которая экспериментально подтвердила их работоспособность. Все упомянутые устройства были реализованы как на керамических подложках из поликора или керамики 22ХС, так и на подложках из органо-диэлектриков типа Duroid.

Такие параметры многоэлектродных фазовращателей, как время переключения фазового сдвига, импульсная и средняя управляемая СВЧ-мощность, а также допустимая длительность импульса, определяются структурой $p-i-n$ -диола. Собственно микрополосковое решение схемы четырехэлектродных ФВ, сформированных в соответствии в описанной методикой, позволяет для частот до 4,2 ГГц и полосы рабочих частот до 20% достичь следующих параметров: точность установки фазового сдвига $\pm 4 \dots \pm 10^\circ$ (в зависимости от значения дискрета); максимальные вносимые потери не хуже 1,8 дБ; перепад вносимых потерь в полосе рабочих частот не более 0,5 дБ; КСВН не более 1,8 при токе управления через диод не более 100 мА. При этом указанный частотный диапазон не является предельно достижимым и описанную методику можно с полной уверенностью рекомендовать для проектирования многоэлектродных микрополосковых фазовращателей до частот не менее 12 ГГц.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели. — Москва: Радио и связь, 1984.
2. Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А. Управляющие устройства СВЧ. — Киев: Техніка, 1973.
3. Бова Н.Т., Ефремов Ю.Г., Конин В.В. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ. — Киев: Техніка, 1984.
4. Собол Г. СВЧ применения технологии интегральных схем // В кн.: Полупроводниковые приборы СВЧ / Под ред. Ф.Брэнда. — Москва: Мир, 1972. — С. 83–96.
5. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник / Под ред. Наливайко Б.А. — Томск: МГП «РАСКО», 1992.
6. Вендик И.Б., Хижа Г.С., Чебоксаров С.И. Дискретные фазовращатели проходного типа на $p-i-n$ -диолах // Известия ЛЭТИ. — 1972. — Вып. 101. — С. 27–33.
7. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid // IEEE Trans. MTT. — 1969. — Vol.17, N 12. — P. 1150–1151.
8. Хижа Г.С., Кузнецов В.И., Сулоева О.А. Мощные интегральные СВЧ-модули, фазовращатели на диодах для фазированных антенных решеток // Специальная техника средств связи, сер. ТРС. — 1979. — Вып. 2. — С. 71–77.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 12.04 2017 г.*

ПРОЕКТУВАННЯ МІКРОСМУЖКОВИХ НВЧ-ФАЗООБЕРТАЧІВ ДЛЯ АНТЕННИХ ГРАТОК

Проведено аналіз особливостей мікросмужкових дискретних відбивних фазообертачів. Викладено принцип формування багаторозрядних фазообертачів на основі прохідних. Наведено схеми їх реалізації.

Ключові слова: НВЧ, фазообертач, мікросмужкова лінія, дискрет, діод, узгоджувальні кола, спрямований відгалужувач, схема.

DOI: 10.15222/ТКЕА2017.3.12

E. N. GLUSHECHENKO

UDC 621.372.852:621.382

Ukraine, Kyiv, Scientific-production enterprise «Saturn»

E-mail: gen-nto@ukr.net

DESIGN OF MICROSTRIP MICROWAVE PHASE SHIFTERS FOR ANTENNA ARRAYS

The analysis of the features of microstrip discrete reflective phase shifters is given. The principle of forming multi-bit phase shifters based on the transmission-type phase shifter is presented. Two specific schemes are given as the implementation of the phase shifters.

Keywords: microwave, phase shifter, microstrip, discrete, diode, coupler, matching circuits, scheme.

REFERENCES

1. Khizha G.S., Vendik I.B., Serebryakova E.A. *SVCh fazovrashchateli i pereklyuchateli* [Microwave phase shifters and switches]. Moscow, Radio i svyaz', 1984. (Rus)
2. Bova N.T., Stukalo P.A., Khramov V.A. *Upravlyayushchie ustroystva SVCh* [Microwave control devices]. Kiev, Tekhnika, 1973. (Rus)
3. Bova N.T., Efremov Yu.G., Konin V.V. et al. *Mikroelektronnye ustroystva SVCh*. [Microelectronic microwave devices]. Kiev, Tekhnika, 1984. (Rus)
4. Sobol G. [Microwave applications of integrated circuit technology]. In book: *Poluprovodnikovye pribory SVCh*, Ed. by F.Brenda, Moscow, Mir, 1972, pp. 83-96. (Rus)

5. Poluprovodnikovye pribory. *Sverkhvysokochastotnye diody. Spravochnik* [Semiconductor devices. Ultrahigh-frequency diodes. Handbook]. Ed. by B.A.Nalivaiko, Tomsk, MGP «RASKO», 1992. (Rus)
6. Vendik I.B., Khizha G.S., Cheboksarov S.I. [Discrete phase shifters of a through type on $p-i-n$ -diodes]. *Izvestiya LETI*, 1972, iss. 101, pp. 27-33. (Rus)
7. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid. *IEEE Trans. MTT*, 1969, vol. 17, no. 12, pp. 1150-1151.
8. Khizha G.S., Kuznetsov V.I., Suloeva O.A. [Powerful integrated microwave modules, phase shifters on diodes for phased antenna arrays]. *Spetsial'naya tekhnika sredstv svyazi, ser. TRS*, 1979, iss. 2, pp. 71–77. (Rus)

НОВЫЕ КНИГИ

Горбатий І. В., Бондарев А. П. Телекомунікаційні системи та мережі.— Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016.

Автори прагнули ознайомити читача з новими технічними рішеннями в галузі телекомунікацій, сучасними технологіями передавання даних та мовних сигналів. Розглянуто принципи функціонування, технології та протоколи сучасних телекомунікаційних систем та мереж. Описано принципи функціонування й вимоги до телекомунікаційних систем та мереж наступних поколінь. Детально розглянуто методи формування й оброблення сигналів у телекомунікаційних системах та мережах. Описано методи обчислення частотних та енергетичних характеристик модульованих і кодованих сигналів.

Також у посібнику наведено матеріали, присвячені найважливішим показникам телекомунікаційних систем та мереж — якості та технічній ефективності. Особливу увагу присвячено розгляду питань надійності, достовірності та безпеки телекомунікаційних систем та мереж.

Для студентів вищих навчальних закладів спеціальностей “Телекомунікаційні системи та мережі”, “Телекомунікації та радіотехніка” та споріднених спеціальностей, а також для тих, хто цікавиться телекомунікаційними й радіотехнічними технологіями.

