

УДК 621.372.852.1

К. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО

Украина, г. Киев, НПП «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ С КОЛЬЦЕВЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Приведена структурная схема направленного фильтра бегущей волны, а также система аналитических выражений, определяющих уровни сигналов в плечах фильтра. Рассмотрены особенности реализации фильтра в микрополосковом исполнении, приведены структурная схема такого фильтра, его базовая топология и система сигналов.

Ключевые слова: направленный фильтр, ответвитель, кольцевой резонатор, микрополосковая линия передачи.

Устройства на резонаторах бегущей волны, например направленные фильтры, известны давно [1]. Основное преимущество СВЧ-устройств такого класса перед устройствами, работающими в режиме стоячей волны — практически идеальное согласование с СВЧ-трактом в диапазоне рабочих частот. Это является следствием того, что в них реализован принципиально иной тип передачи сигнала — на основе режима бегущей волны, при котором отсутствуют отраженные волны.

Однако наряду с указанным преимуществом устройства с кольцевым резонатором бегущей волны имеют существенный недостаток — очень большие габариты в случае волноводного или коаксиального исполнения, а их реализации в интегральном (микрополосковом) исполнении препятствуют технологические факторы, анализу которых посвящена настоящая статья.

Принцип функционирования направленного фильтра

Принцип функционирования устройств с кольцевым резонатором бегущей волны рассмотрим на примере направленного фильтра бегущей волны — наиболее известного в этом классе. Его структурная схема представлена на **рис. 1**.

Фильтр состоит из двух направленных ответвителей (НО) на двух параллельных связанных линиях, вторичные каналы которых с помощью четвертьволновых отрезков линии передачи L_1 и L_2 объединены в замкнутый кольцевой резонатор. Поскольку вторичные каналы ответвителей $НО_1$ и $НО_2$ также четвертьволновые, на резонансной частоте электрическая длина кольцевого резонатора по осевой линии l равна целому числу длин волн в линии передачи $l = m\lambda$, где $m=1, 2, \dots, n$ — число циклов обхода сигнала по кольцевому резонатору, а λ — длина волны на резонансной частоте.

Часть мощности сигнала, поданного в плечо 1 направленного фильтра бегущей волны (**НФБВ**), через ответвитель $НО_1$ поступает в кольцевой резонатор. Через ответвитель $НО_2$ часть мощности сигнала из кольцевого резонатора поступает в плечо 3 фильтра. Оставшаяся мощность будет распространяться по кольцевому резонатору к ответвителю $НО_1$, где часть мощности ответвится в плечо 2, а оставшаяся часть — снова к ответвителю $НО_2$.

На выходе ответвителя $НО_1$ в направлении плеча 3 НФБВ кроме волны, распространяющейся по кольцевому резонатору, имеется волна, ответвленная от плеча 1 НФБВ, т. е. происходит наложение двух волн. Если $l = m\lambda$, то волна в кольцевом резонаторе отстает по фазе на целое число периодов от волны, ответвленной от плеча 1. Следовательно, волны в кольцевом резонаторе на выходе ответвителя $НО_1$ и, соответственно, в плече 3 суммируются.

В плече 2 также происходит наложение двух волн. Однако здесь волны не суммируются, а

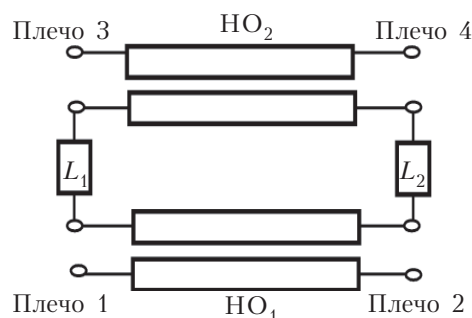


Рис. 1. Структурная схема направленного фильтра бегущей волны:

$НО_1$ и $НО_2$ — четвертьволновые направленные ответвители; L_1 и L_2 — четвертьволновые отрезки линии передачи

вычитаются, т. к. волна, ответвленная из кольцевого резонатора, отстает по фазе на 180° (после двукратного прохождения через ответвитель HO_1) от волны, идущей от плеча 1. Таким образом, если плечо 1 является входным, то в плече 3 реализуется полосно-пропускающий фильтр (**ППФ**), а в плече 2 — полосно-заграждающий (**ПЗФ**). К плечу 4 во избежание отражений подключают согласованную нагрузку.

Очевидно, что на резонансной частоте в плече 2 происходит уменьшение амплитуды сигнала, а в плече 3 — ее увеличение за счет режима бегущей волны в кольцевом резонаторе. При многократном повторении процесса в кольцевом резонаторе имеет место резонанс в режиме бегущей волны, а сам процесс происходит до тех пор, пока вся возможная энергия волны не будет поступать в плечо 3 фильтра.

Для определения уровня сигналов в плечах НФБВ допустим, что:

- оба направленных ответвителя имеют идеальное согласование с линиями передачи и бесконечную направленность;
- линии передачи не имеют точек отражения, поэтому в кольцевом резонаторе с электрической длиной $l = \lambda$ распространяется чисто бегущая волна;
- уровни сигнала в плечах НФБВ для удобства отнесены к средним плоскостям ответвителей HO_1 и HO_2 .

Обозначим уровни сигнала в плечах 1—4 НФБВ как $E1$ — $E4$ соответственно, а в плечах (полюсах) вторичного канала ответвителя HO_1 , являющегося частью кольцевого резонатора, обозначим следующим образом: со стороны плеча 1 — как $ER1$, а со стороны плеча 2 — как $ER2$ (рис. 2).

С учетом сделанных предположений и считая, что уровень входного сигнала (в плече 1) нормирован по напряжению и равен единице, можем определить систему аналитических выражений для уровней сигналов в плечах НФБВ при первом цикле обхода кольцевого резонатора:

$$E1_1=1; E2_1=(1-C_1^2)^{1/2}; ER1_1=C_1; ER3_1=C_1C_2\exp(-\alpha l/2); \quad (1)$$

$$E4_1=0; ER2_1=ER1_1(1-C_2^2)^{1/2}\exp(-\alpha l)=C_1(1-C_2^2)^{1/2}\exp(-\alpha l), \quad (2)$$

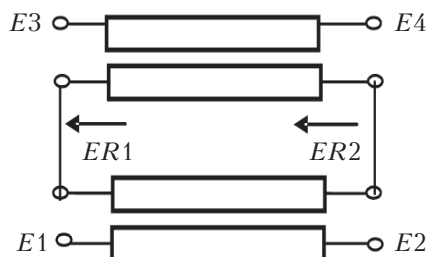


Рис. 2. Система сигналов НФБВ в режиме чисто бегущей волны

где C_1, C_2 — коэффициенты связи по напряжению HO_1 и HO_2 соответственно;
 α — постоянная затухания линий передачи НФБВ на единицу длины.

Для второго и любого j -го цикла обхода сигнала по кольцевому резонатору система сигналов в плечах НФБВ примет такой вид:

$$E1_j=1; E2_j=C_1 \cdot ER2_1=C_1(1-C_2^2)^{1/2}\exp(-\alpha l); \quad (3)$$

$$ER1_j=ER2_1(1-C_1^2)^{1/2}=C_1(1-C_1^2)^{j/2}(1-C_2^2)^{j/2}\exp(-\alpha l); \quad (4)$$

$$E3_j=ER1_j \cdot C_2\exp(-\alpha l); E4_j=0; \quad (5)$$

$$ER2_j=ER1_j(1-C_2^2)^{1/2}\exp(-\alpha l/2)=C_1(1-C_2^2)^{1/2}(1-C_1^2)^{j/2}(1-C_2^2)^{j/2}\exp(-\alpha l). \quad (6)$$

Если учесть, что независимо от цикла обхода сигнала по кольцевому резонатору $E1 \equiv 1$ и $E4 \equiv 0$, а $E2, E3$ и $ER1$ определяются относительно значения $ER2$, то систему сигналов в плечах НФБВ можно представить в виде

$$E1=1; E4=0; \quad (8)$$

$$E2=(1-C_1^2)^{1/2}-C_1 \cdot ER2; \quad (9)$$

$$E3=C_2 \cdot ER2 \exp(-\alpha l/2)/(1-C_2^2)^{1/2}; \quad (10)$$

$$\text{где } ER2=C_1(1-C_2^2)^{1/2}\exp(-\alpha l) \times \{1 + \sum_{j=2}^m (1-C_1^2)^{j/2} (1-C_2^2)^{j/2}\exp(-\alpha l)\}. \quad (11)$$

Поскольку выражение (11) для $ER2$ является степенным рядом в форме бесконечной геометрической прогрессии, при $m \rightarrow \infty$ оно примет вид

$$ER2 = \frac{C_1 e^{-\alpha l} \sqrt{1-C_2^2}}{1 - e^{-\alpha l} \sqrt{1-C_1^2} \sqrt{1-C_2^2}}. \quad (12)$$

В результате уровни сигналов в плечах НФБВ можно определить согласно выражениям $E1=1; E4=0;$

$$E2 = \frac{\sqrt{1-C_1^2} - e^{-\alpha l} \sqrt{1-C_2^2}}{1 - e^{-\alpha l} \sqrt{1-C_1^2} \sqrt{1-C_2^2}}; \quad (14)$$

$$E3 = \frac{C_1 C_2 e^{-3\alpha l/2}}{1 - e^{-\alpha l} \sqrt{1-C_1^2} \sqrt{1-C_2^2}}. \quad (15)$$

Проблемы реализации интегральных НФБВ

В [2] были предложены варианты возможной реализации НФБВ в интегральном (микрополосковом) исполнении. При этом было отмечено, что HO_1 и HO_2 НФБВ должны иметь переходное ослабление 3 дБ. Но именно это условие явилось препятствием для реализации НФБВ на основе микрополосковых линий передачи (**МПЛ**).

На основе структурной схемы НФБВ, приведенной на рис. 1, реализовать НО с переходным ослаблением 3 дБ на двух связанных МПЛ при существующей технологии практически не-

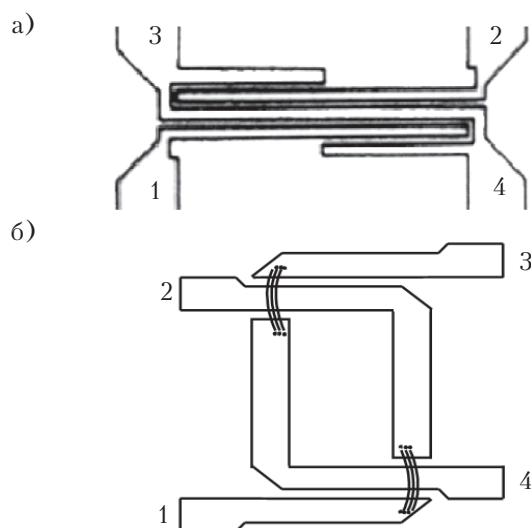


Рис. 3. Направленные ответвители с переходным ослаблением 3 дБ на многопроводной МПЛ (а) и НО типа «тандем» (б)

возможно. Это связано с тем, что в соответствии с [3] между связанными МПЛ необходимо обеспечить протяженный зазор четвертьволновой длины, т. е. он должен быть менее 15 мкм, а это практически нереализуемо. Кроме того, при этом нарушается характер распространения электромагнитной волны.

В микрополосковой СВЧ-технике известны только три топологические реализации НО с переходным ослаблением 3 дБ [3] — на основе многопроводной МПЛ типа Lange [4], НО типа «тандем» [5] и шлейфный. Шлейфный НО не имеет вторичного канала, поэтому рассматривать его для создания НФБВ не имеет смысла. Топологии двух других приведены на рис. 3, где видно, что для реализации микрополоскового НФБВ (МНФБВ) применить эти НО в известном из публикаций топологическом исполнении тоже невозможно. В НО типа Lange (рис. 3, а) полюс 2 его основного канала расположен между полюсами 3 и 4 вторичного канала, поэтому реализовать замкнутый кольцевой резонатор не представляется возможным. НО типа «тандем» (рис. 3, б) образован двумя ответвителями на двух связанных МПЛ с переходным ослаблением 8,34 дБ и двумя четвертьволновыми отрезками МПЛ. Современный уровень микрополосковой технологии (мокрой фотолитографии) позволяет реализовать такие НО на подложках как из керамики, так и из органических диэлектриков типа Duroid. Но в известном топологическом исполнении применить НО типа «тандем» для создания МНФБВ невозможно, т. к. основной и вторичный каналы этого ответвителя имеют разрывы, а распространение электромагнитной волны обеспечено с помощью гальванических перемычек.

Однако возникшую проблему удалось решить, модифицировав базовую топологию НО

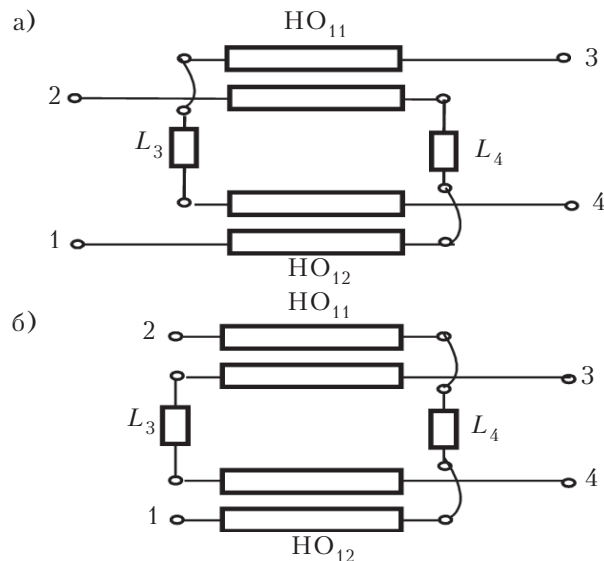


Рис. 4. Структурные схемы классического (а) и модифицированного (б) направленного ответвителя типа «тандем»

типа «тандем». Характер этой модификации можно оценить, сравнив структурные схемы классического и модифицированного ответвителей на рис. 4. Из рис. 4, б видно, что вторичный канал 3—4 модифицированного НО позволяет реализовать замкнутый кольцевой резонатор бегущей волны. В результате структурная схема МНФБВ и его топология примут вид, приведенный на рис. 5.

Как видно из рис. 5, замкнутый кольцевой резонатор образован вторичными четвертьволновыми каналами HO_{11} , HO_{21} , HO_{22} и HO_{12} «тандема», которые непосредственно соединены четвертьволновыми отрезками МПЛ L_1 , L_6 , L_2 и

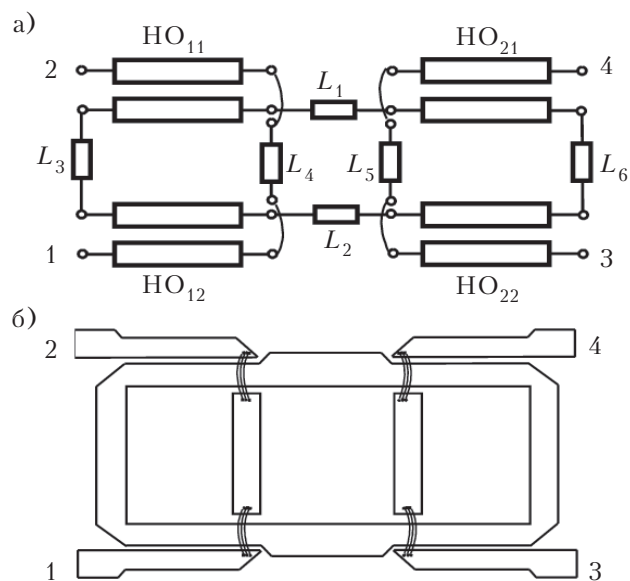


Рис. 5. Структурная схема (а) и базовая топология (б) микрополоскового направленного фильтра бегущей волны

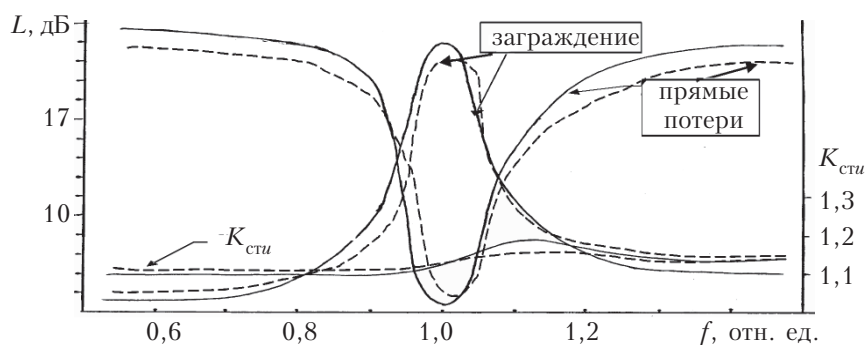


Рис. 6. Сравнительные АЧХ классического (—) и микрополоскового (---) НФБВ

L_3 соответственно. Поскольку все НО «тандема», а также отрезки МПЛ имеют длину $\lambda/4$, электрическая длина резонансного кольца (резонатора бегущей волны) в предложенном базовом варианте конструктивной реализации МНФБВ равна $L_k = 2\lambda$. При этом отрезки МПЛ L_4 и L_5 , расположенные внутри кольца между двумя НО каждого «тандема», соединены с основными каналами ответвителей гальваническими перемычками.

В предложенной реализации МНФБВ обеспечено одно из основных проблемных условий его функционирования — наличие непрерывного (замкнутого) кольцевого резонатора, в котором может распространяться бегущая волна. Второе условие — связь кольцевого резонатора с каналами входа и выхода фильтра с переходным ослаблением порядка 3 дБ — конструкцией НО типа «тандем» должно обеспечиваться автоматически, если правильно выполнить монтаж гальванических перемычек.

Гальванические перемычки в СВЧ-устройствах на связанных МПЛ применяются часто, например в НО со связью в 3 дБ на основе многопроводной МПЛ [3]. Они выполняются пайкой (микросваркой) позолоченной фольгой или золотой проволокой $\varnothing 15-25$ мкм в зависимости от частотного диапазона. Гальванические перемычки в МНФБВ выполняются аналогично. Но при этом необходимо не только обеспечить надежный гальванический контакт перемычек, но и исключить возможность излучения через них СВЧ-энергии, чтобы не нарушить электродинамическую систему фильтра. Это можно сделать путем подбора высоты перемычек, что не является технологической проблемой.

Поскольку СВЧ-сигнал в резонатор поступает через НО, в резонансном кольце возникает резонанс двух взаимно ортогональных компонент стоячей волны, соответствующих электрической и магнитной связи. Когда обе резонансные частоты совпадают, резонансные составляющие двух видов колебаний накладываются друг на друга и образуют в резонансном кольце чисто бегущую волну, которая распространяется по часовой стрелке.

Следует отметить, что конструктивно-топологическая реализация МНФБВ, представленная

на рис. 5, 6, защищена авторскими правами по критерию научной новизны [6].

Сравнительные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) классического НФБВ и реализованного МНФБВ приведены на рис. 6, откуда видно, что характер АЧХ обоих фильтров идентичен. При этом согласование с СВЧ-трактом ($K_{сти}$) практически не изменилось, прямые потери и полоса рабочих частот по уровню 3 дБ увеличились незначи-

тельно. Уменьшились лишь потери в канале ППФ за пределами рабочей полосы и уровень заграждения в канале ПЗФ, что является следствием неидеальности направленности НО на основе МПЛ.

При расстройке кольцевого резонатора, т. е. в случае когда $l \neq m\lambda$, резонанс в нем не возникает и, следовательно, в плече 2 НФБВ амплитуда сигнала будет максимальна, а в плече 3 МНФБВ — близка к нулю.

Параметры сигналов в плечах МНФБВ

Перечисленные выше различия АЧХ модифицированного и классического НФБВ являются следствием того, что СВЧ-сигнал поступает в резонансное кольцо не через одиночный НО, а через сложную составную конструкцию модифицированного НО типа «тандем». Поэтому электромагнитная система такого МНФБВ (рис. 5) существенно отличается — вместо двух НО сигнал проходит через четыре НО, а вместо двух четвертьволновых отрезков МПЛ — через шесть. При этом и электрическая длина l резонансного кольца в m раз больше, где m — целое число не меньше 2. Следует отметить, что в приведенном на рис. 5, 6 варианте МНФБВ длина кольцевого резонатора $l = 2\lambda$.

Для такого варианта реализации МНФБВ соотношения для определения уровня СВЧ-сигнала в его плечах будут отличаться от полученных ранее для НФБВ по классической структурной схеме (рис. 1).

Если обозначить уровни сигналов в плечах 1–4 МНФБВ как $ME1-ME4$ соответственно, то выражения (1) и (2) для первого цикла обхода сигнала по кольцевому резонатору МНФБВ (с учетом вышеизложенных допущений) примут вид

$$\begin{aligned} ME1_1 &= 1; ME2_1 = (1 - K_1^2)^{1/2} \exp(-\alpha l / 2); \\ MER1_1 &= K_1 \exp(-\alpha l / 2); \\ ME3_1 &= K_1 K_2 \exp(-\alpha l); \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} ME4_1 &= 0; \\ MER2_1 &= MER1_1 (1 - K_2^2)^{1/2} \exp(-2\alpha l), \end{aligned} \quad (17)$$

где K_1, K_2 — коэффициенты связи по напряжению ответвителей типа «тандем», соответственно, входного НО₁ и выходного НО₂;

α — постоянная затухания на единицу длины МПЛ МНФБВ.

Выполнив с (16) и (17) преобразования согласно (3) – (11), получим

$$ME1_j=1; ME2_j=K_1 \cdot MER2_j; \\ MER1_j=MER2_j(1-K_1^2)^{j/2} \exp(-\alpha\lambda); \quad (18)$$

$$ME3_j=MER1_j \cdot K_2 \exp(-3\alpha\lambda/2); ME4_j=0; \\ MER2_j=MER1_j(1-K_2^2)^{j/2} \exp(-3\alpha\lambda/2). \quad (19)$$

Соответственно получим, что

$$ME1=1; ME4=0; \quad (20)$$

$$ME2=MER1-K_1 \cdot MER2 \exp(-3\alpha\lambda/2); \quad (21)$$

$$ME3=K_2 \cdot MER2 \exp(-\alpha\lambda/2)/(1-K_2^2)^{1/2}, \quad (22)$$

$$\text{где } MER2=K_1(1-K_2^2)^{1/2} \exp(-5\alpha\lambda/2) \times \\ \times \{1 + \sum_{j=m}^{\infty} (1-K_1^2)^{j/2} (1-K_2^2)^{j/2} \exp(-2\alpha\lambda)\}. \quad (23)$$

Поскольку выражение (23) для $MER2$ также является степенным рядом в форме бесконечной геометрической прогрессии, при $m \rightarrow \infty$ оно будет иметь вид

$$MER2 = \frac{K_1 e^{-2\alpha\lambda} \sqrt{1-K_2^2}}{1 - e^{-3\alpha\lambda/2} \sqrt{1-K_1^2} \sqrt{1-K_2^2}}. \quad (24)$$

При этом для рассматриваемого МНФБВ с $l=2\lambda$ уровни сигналов в его плечах можно определить согласно следующим выражениям:

$$ME1=1; ME4=0; \quad (25)$$

$$ME2 = \frac{e^{-\alpha\lambda} \sqrt{1-K_1^2} - e^{-7\alpha\lambda/2} \sqrt{1-K_2^2}}{1 - e^{-3\alpha\lambda} \sqrt{1-K_1^2} \sqrt{1-K_2^2}}; \quad (26)$$

$$ME3 = \frac{K_1 K_2 e^{-5\alpha\lambda}}{1 - e^{-3\alpha\lambda} \sqrt{1-K_1^2} \sqrt{1-K_2^2}}. \quad (27)$$

Необходимо отметить, что для $MER1$ и $MER2$ фазовый угол (сдвиг) составляет $\varphi = -90^\circ$, а для $ME2$ и $ME3$ $\varphi = 0^\circ$. Кроме того, для случая МНФБВ $l=m\lambda$, где $m=2... \infty$, возможно возникновение резонансных мод, которые могут исказить характер АЧХ МНФБВ, т. е. нарушить режим его функционирования.

Однако, как было показано выше (рис. 6), характер АЧХ МНФБВ не изменяется. Это происходит потому, что СВЧ-сигнал поступает в кольцевой резонатор через систему НО. А самый широкополосный микрополосковый ответвитель — на многопроводной МПЛ типа Lange — имеет рабочую полосу с хорошим согласованием (достаточно низким $K_{\text{сгл}}$) $\Delta f = f_0 \pm 20\%$, т. е. никакие сигналы резонансных мод через НО распространяться не смогут.

Заключение

Проведенный анализ принципа функционирования направленного фильтра бегущей волны и проблемных особенностей, препятствующих его реализации в интегральном виде, показал, что применение модифицированных направленных

ответвителей типа «тандем» в качестве элемента НФБВ позволяет реализовать его в микрополосковом исполнении. Несмотря на существенные конструктивно-топологические отличия от классического НФБВ, использование таких ответвителей не изменяет характер амплитудно-частотной характеристики фильтра.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. — Москва: Сов. радио, 1965. [Kharvei A. F. Tekhnika sverkhvysokikh chastot. Vol. 1. Moscow: Sov. radio, 1965]
2. Халыпин Д. Б. Коаксиальные и полосковые фильтры сверхвысоких частот. — Москва: Связь, 1969. [Khalyapin D. B. Koaksial'nye i poloskovye fil'try sverkhvysokikh chastot. Moscow: Svyaz', 1969]
3. Малорацкий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. — Москва: Сов радио, 1976. [Maloratskii L. G. Mikrominiaturizatsiya elementov i ustroystv SVCh. Moscow: Sov radio, 1976]
4. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid // IEEE Trans. MTT. — 1969. — Vol. 17. — N 12. — P. 1150–1151.
5. Shelton J. P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters // Microwaves. — 1965. — P. 14–19.
6. А.с. СССР № 1406668. Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны / Э. Н. Глушеченко. — 1988. — Бюл. № 24. [A.s. SSSR № 1406668. / E. N. Glushechenko. — 1988. — Byul. № 24]

Дата поступления рукописи
в редакцию 30.07 2012 г.

Glushechenko E. N. **Implementation features of the microstrip filters with traveling wave ring resonators.**

Keywords: directional filter, coupler ring resonator microstrip transmission line.

The article presents a block diagram of a traveling wave directional filter, and a system of analytic expressions which defines the levels of the signals in the filter branches. Implementation features of the filter in the microstrip design are considered. The block diagram of such filter, its base topology and signal system are given.

Ukraine, Kiev, SPE "Saturn".

Глушеченко Е. М. **Особливості реалізації мікрополоскових фільтрів з кільцевими резонаторами біжучої хвилі.**

Ключові слова: спрямований фільтр, відгалужувач, кільцевий резонатор, мікрополоскова лінія передачі.

Наведено структурну схему спрямованого фільтра біжучої хвилі, а також систему аналітичних виразів, що визначають рівні сигналів в плечах фільтру. Розглянуто особливості реалізації фільтру в мікрополосковому виконанні, наведено структурну схему такого фільтру, його базову топологію та систему сигналів.

Україна, м. Київ, НВП «Сатурн».