

К. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО

Украина, г. Киев, НПП «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ УДВОИТЕЛИ СВЧ С НЕТРАДИЦИОННОЙ РЕАЛИЗАЦИЕЙ

Рассмотрены известные схемно-технологические принципы создания микрополосковых СВЧ-умножителей. Проведен анализ особенностей, проблем и недостатков, возникающих при их реализации. Сформирован перечень обязательных требований и условий, необходимых для реализации СВЧ-умножителей. Продемонстрировано, что особенности функционирования микрополоскового направленного фильтра бегущей волны идентичны условиям и требованиям реализации балансных умножителей. На примере модификации структурной схемы направленного фильтра в схему умножителя подтверждена возможность создания СВЧ-удвоителя за счет выделения заданной частоты из спектра частот кольцевого резонатора бегущей волны.

Ключевые слова: умножитель, СВЧ, микрополосковая линия, спектр частот, нелинейный элемент, бегущая волна, направленный фильтр, кольцевой резонатор.

Умножители частоты применяются в радиоэлектронных устройствах для формирования спектрально чистых синусоидальных сигналов в диапазоне частот от единиц до десятков гигагерц. Они реализуются путем умножения частоты высокостабильных, но более низкочастотных устройств с последующим выделением необходимых гармоник из спектра частот полученного СВЧ-диапазона. При этом выделенные после умножения (заданные) частоты обладают существенно более высокими энергетическими, спектральными и диапазонными характеристиками, что позволяет использовать их в качестве гетеродинов и синтезаторов в приеме-передающих системах.

Из анализа известных публикаций об СВЧ-умножителях, например [1–6], следует, что все они объединены общим признаком — для преобразования (умножения) частоты в них обязательно используются нелинейные свойства активных полупроводниковых приборов. В качестве последних могут применяться как одиночные диоды или сложные многодиодные структуры, так и транзисторы.

Необходимо также отметить, что характеристики каждого умножителя существенно зависят от особенностей использованных полупроводниковых приборов, а также от параметров подводимого к ним электрического смещения. Из-за этого процесс подбора режимов смещения и оптимизации всех условий и требований, необходимых для реализации заданных характеристик умножителей, является не только длитель-

ным, но еще и достаточно сложным и трудоемким. Поскольку отмеченные сложности характерны для всех видов СВЧ-умножителей — независимо от схемно-конструктивной реализации (на базе волновода, коаксиала или полосковой линии) и диапазона рабочих частот (от сотен МГц до миллиметрового), практически каждое такое устройство является уникальным техническим решением, как это следует, например, из [4]. Очевидно, что в такой ситуации представляется вполне логичным желание реализовать СВЧ-умножитель (как минимум — удвоитель) без использования для преобразования частоты активных полупроводниковых приборов (то есть в пассивном режиме) и с отличным от традиционного режимом распространения электромагнитной волны.

Цель настоящей работы — теоретически обосновать и практически продемонстрировать возможность нетрадиционной, не требующей применения активных полупроводниковых элементов, реализации микрополоскового умножителя СВЧ-диапазона на базе направленного фильтра бегущей волны.

Особенности классических СВЧ-умножителей

Все известные умножители СВЧ, независимо от используемого типа линии передачи, можно разделить на три основных вида в соответствии с практической реализацией схемы: последовательная, параллельная или балансная [7]. При этом необходимо отметить, что большинство со-

временных СВЧ-устройств, включая и умножители частоты, создаются на основе микрополосковых линий (МПЛ) передачи.

Традиционно все умножители СВЧ на МПЛ, независимо от диапазона рабочей частоты, представляют собой устройство, состоящее из входного и выходного узлов, между которыми включен частотно-преобразовательный узел — нелинейный активный полупроводниковый элемент (НАПЭ). Примером такого устройства может служить схема удвоителя частоты миллиметрового диапазона, приведенная на рис. 1. На ней использованы следующие обозначения: МПЛ входа 1 и выхода 2, согласующие отрезки МПЛ 3, 4 и 5 на входе и выходе, а также холостые отрезки МПЛ радиальных линий 6, которые обеспечивают оптимальные величины импедансов, приведенных к активному элементу 7, для получения заданной кратности умножения частоты. Отметим, что в настоящее время в качестве активного элемента частотно-преобразовательного узла умножителей чаще всего применяются различные полупроводниковые структуры: диоды или транзисторы.

Гибридно-интегральный удвоитель, изображенный на рис. 1, изготовлен на диэлектрической подложке и представляет собой последовательную цепочку МПЛ-элементов СВЧ. Недостатком такой схемы умножителя является излишне высокий уровень побочных (паразитных) гармоник на выходе устройства, его работоспособность в узкой полосе частот, зависимость характеристик выходного сигнала от режимов питания активного элемента, сложность согласования частотно-преобразовательного узла с входной и выходной МПЛ умножителя, а также его нестабильность и нестойкость к воздействию внешних факторов.

Параллельная схема умножителя принципиально отличается от последовательной схемы только тем, что в частотно-преобразовательном узле устройства активные элементы (не менее двух) включены параллельно в цепочку МПЛ, в результате чего улучшаются некоторые характеристики умножителя. С точки зрения практической реализации более перспективной и эффективной представляется балансная схема умноже-

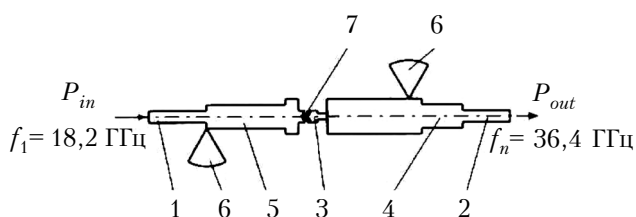


Рис. 1. Схема удвоителя частоты мм-диапазона в гибридно-интегральном исполнении [8]

ния. Например, наибольшее распространение в качестве СВЧ-удвоителя получила схема двухполупериодного выпрямителя — балансная схема умножения (удвоения) электромагнитных колебаний с симметрирующим трансформатором [9]. Эквивалентная схема такого умножителя состоит из входного инвертора-разветвителя, двух узлов частотного преобразования с НАПЭ и выходного сумматора (рис. 2).

Перспективность и эффективность балансной схемы микрополоскового СВЧ-удвоителя подтверждена тем, что современные и технологически наиболее развитые предприятия (например, ЗАО «НПФ «Микран», Hittite) освоили серийное производство таких устройств в широкой полосе частот с уровнем входного сигнала в диапазоне 30—100 мВт, потерями преобразования частоты порядка 13—15 дБ с неравномерностью не более 1,0 дБ и коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН) входа/выхода не более 2,0.

В спектре частот на выходе удвоителя, реализованного по балансной схеме, возможно возникновение целого ряда комбинационных составляющих (паразитных гармоник). Для их подавления (не менее чем на 30 дБ по уровню на выходе устройства) применяют полосно-пропускающий фильтр (ППФ), настроенный на конкретную заданную выходную частоту.

Заданную кратность умножения определяют режимы цепи питания — постоянного напряжения смещения, подводимого к НАПЭ. Следовательно, цепи питания должны обеспечивать надежность и стабильность напряжения смещения как по уровню амплитуды, так и во времени. Этот фактор исключительно важен, поскольку влияет на оптимальную величину импедансов, приведенных к НАПЭ [4].

Также одним из основных параметров микрополоскового удвоителя является КСВН, который (по определению) означает, что в этом устройстве электромагнитные колебания распространяются в режиме стоячей волны. Соответственно, изменения импедансов в частотно-преобразовательном (умножительном) узле могут существенно нарушить этот режим и, следовательно, само функционирование удвоителя.

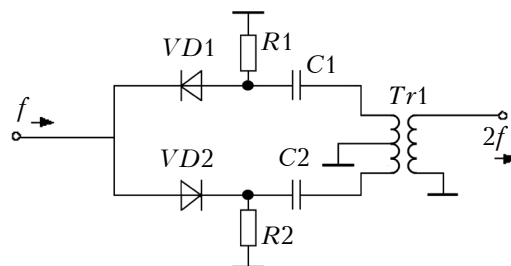


Рис. 2. Эквивалентная балансная схема СВЧ-удвоителя

Анализ характеристик известных умножительных устройств [10] позволил сформировать перечень основных условий, выполнение которых необходимо для реализации удвоителей (умножителей) на основе МПЛ:

- обеспечить максимально возможное согласование (КСВН) МПЛ входного и выходного узлов с регулярным СВЧ-трактом;

- на выходе устройства иметь максимальное подавление первой, третьей и четвертой гармоник входного сигнала относительно выходной гармоники;

- частотно-преобразовательный узел с НАПЭ, обеспечивающий заданную кратность умножения частоты, должен быть достаточно хорошо согласован с МПЛ входного и выходного узлов в возможно более широкой полосе частот.

Наиболее проблемным и трудоемким из перечисленных условий реализации микрополоскового СВЧ-удвоителя является третье. И поэтому вполне логичным оказывается стремление найти СВЧ-устройство с аналогичными характеристиками, в котором электромагнитная волна распространяется иным образом, например в режиме бегущей волны.

Направленный фильтр с резонатором бегущей волны

Известно [11], что для распространения СВЧ-электромагнитных колебаний (волн) по направляющим структурам (линиям передачи) возможны только два режима: стоячей волны, когда в линии передачи через каждые полволны возникают пучности и узлы напряженности, и бегущей волны, когда напряженность вдоль линии передачи всегда постоянна. Последнее свидетельствует и о том, что все элементы СВЧ-тракта хорошо согласованы между собой. Это также позволяет реализовать основные преимущества режима бегущей волны при использовании резонансных явлений — возможность согласования в рабочей полосе линии передачи за счет применения широкополосных направленных ответвителей (НО) и направленное разделение частотных каналов при сохранении согласования во всей полосе частот НО.

Названные преимущества рассматриваемого режима распространения СВЧ-колебаний (волн) реализованы в известном фильтре направленного типа, где применены объемные (волноводные) резонаторы бегущей волны [12]. Также известен и однотипный ему микрополосковый направленный фильтр бегущей волны (МНФБВ) [13], эквивалентная схема которого и базовая топология приведены на **рис. 3**.

Из эквивалентной схемы МНФБВ (**рис. 3, а**) видно, что он образован двумя четвертьволно-

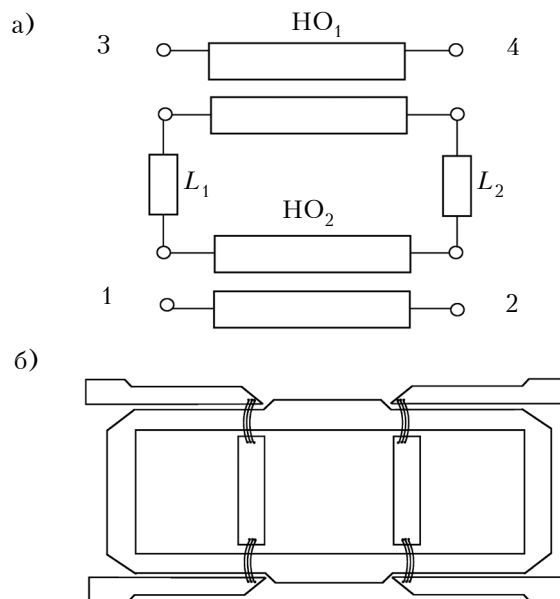


Рис. 3. Эквивалентная схема (а) и базовая топология (б) МНФБВ

выми ответвителями HO_1 и HO_2 на связанных МПЛ с переходным ослаблением 3 дБ, вторичные каналы которых, объединенные четвертьволновыми отрезками МПЛ L_1 и L_2 , образуют кольцевой резонатор бегущей волны. Причем очевидно, что для образования кольцевого резонатора ответвители HO_1 и HO_2 должны иметь автономный и цельный (безразрывный) вторичный канал. Однако такому требованию не отвечают известные микрополосковые ответвители с ослаблением 3 дБ — ни шлейфные, ни на многопроводной МПЛ типа Ланге, ни даже составные типа «тандем» [14].

Проблему удалось преодолеть, осуществив модификацию ответвителя типа «тандем». Характер проведенной модификации можно оценить, сравнив, как это показано на **рис. 4**, структурные схемы двух направленных ответвителей типа «тандем» — классического и модифицированного. Очевидно, что модифицированный НО (**рис. 4, б**) имеет уже безразрывный (цельный) вторичный канал, образованный вторичными каналами ответвителей HO_{11} и HO_{12} , которые соединены четвертьволновым отрезком МПЛ L_3 . Следовательно, электрическая длина такого вторичного канала уже не $\lambda/4$ (как у классического МНФБВ на **рис. 3, а**), а $3\lambda/4$ (как видно из топологии на **рис. 3, б**). Вторичные каналы НО типа «тандем» (входного и выходного), с электрической длиной $3\lambda/4$ каждый, объединены четвертьволновыми отрезками МПЛ L_1 и L_2 в замкнутое кольцо — резонатор бегущей волны. Его электрическая длина кратна длине распространяющейся электромагнитной волны, но уже равна $2\lambda_1$, где λ_1 — длина волны на входной ча-

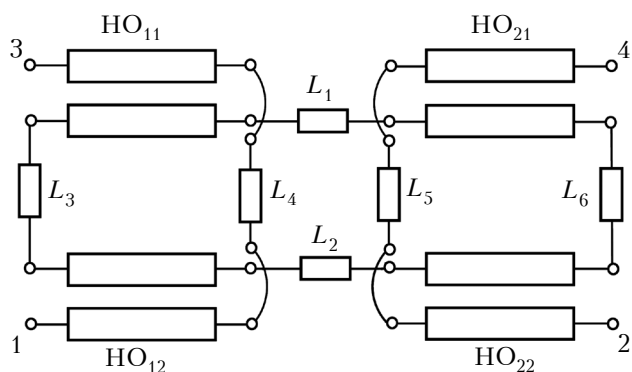


Рис. 5. Структурная схема МНФБВ

стоте f_1 . При этом эквивалентная схема рис. 3, *a* преобразуется в структурную схему МНФБВ, представленную на рис. 5.

Как видно из рис. 5, МНФБВ имеет только один резонансный элемент — резонатор в виде замкнутого кольца, по которому распространяется СВЧ-сигнал в режиме бегущей волны. Поскольку МНФБВ функционирует в режиме бегущей волны, то входная цепь 1–2 и выходная цепь 3–4 такого фильтра безусловно (по определению) согласованы как с МПЛ СВЧ-тракта, так и с кольцевым резонатором, в котором распространяются электромагнитные волны со спектром возможных частот: $f_0 = f_1/2$; f_1 ; $f_2 = 2f_1$; $f_3 = 3f_1$ и т. д. Следует отметить, что все элементы схемы рис. 5 — как отрезки МПЛ $L_1 \dots L_6$, так и ответвители НО₁₁, НО₁₂, НО₂₁ и НО₂₂ — имеют электрическую длину $\lambda_1/4$, где λ_1 — длина волны на входной частоте f_1 .

В представленной структуре МНФБВ (при фиксированной геометрии ответвителей) практически невозможно реализовать селекцию сигнала с частотой f_0 , а вот изменить резонансную частоту выходной цепи для выделения частот f_1 , f_2 и f_3 (при неизменной физической и электрической длине кольцевого резонатора) уже можно. Для этого достаточно изменить электрическую (и геометрическую) длину ответвителей НО₂₁ и НО₂₂.

Удвоитель частоты с резонатором бегущей волны

По аналогии с балансной схемой удвоителя частоты (см. рис. 2), в МНФБВ входной ответвитель НО₁ выполняет функцию инвертора-разветвителя, выходной ответвитель НО₂ — выходного сумматора, а кольцевой резонатор бегущей волны с электрической длиной, кратной длине волны λ_1 на его резонансной частоте, — узла преобразования частоты с НАПЭ. И поскольку ответвитель НО₂ — частотно-зависимый элемент, он является выходным сумматором МНФБВ с функцией полосового фильтра.

Если сопоставить названные функциональные роли узлов МНФБВ с ранее сформированными тремя основными условиями реализации балансных микрополосковых СВЧ-удвоителей, то можно убедиться в их идентичности. Однако неидентичным и неопределенным оказывается принцип преобразования (умножения) частоты в этих устройствах.

В классическом балансном удвоителе СВЧ-характер преобразования частоты определяется постоянным напряжением смещения — режимом цепи питания, подводимого к НАПЭ. Однако МНФБВ является пассивным устройством, к которому напряжение смещения не подводится ни в каком виде, поэтому возможность осуществить преобразование (умножение) частоты в кольцевом резонаторе бегущей волны следует рассмотреть более тщательно.

Возможность преобразования МНФБВ в удвоитель частоты проще всего проиллюстрировать на примере упрощенной структурной схемы удвоителя (умножителя на 2), приведенной на рис. 6.

Упрощенная структурная схема МНФБВ с входной и выходной частотой f_1 , когда все ее составные элементы имеют электрическую длину $\lambda_1/4$, приведена на рис. 6, *a*. Для выделения необходимой частоты на выходе уже нового устройства — удвоителя (рис. 6, *б*), где $f_2 = 2f_1$ (что соответствует длине волны $\lambda_2 = \lambda_1/2$), необходимо, чтобы электрическая длина всех элементов выходной цепи — ответвителя типа «тандем» НО₂(λ_2), состоящего из ответвителей НО₂₁(λ_2) и НО₂₂(λ_2), была равна $\lambda_2/4$. При этом длина кольцевого резонатора с режимом бегущей волны остается неизменной, равной $2\lambda_1 = 8\lambda_2/4 = 16\lambda_2/4$.

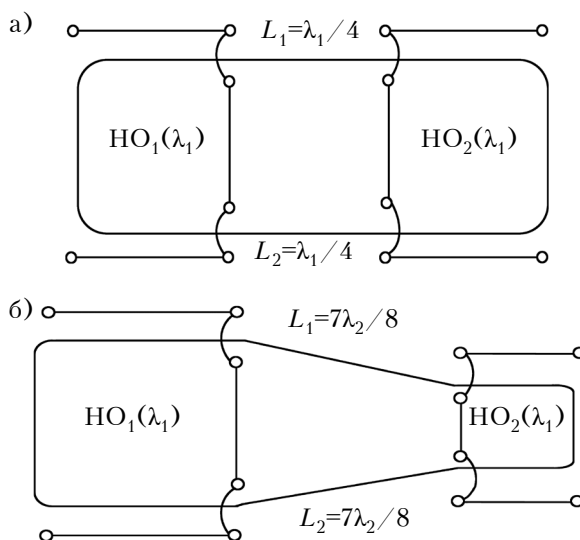


Рис. 6. Иллюстрация преобразования МНФБВ (*a*) в удвоитель частоты (*б*)

Следует отметить, что за счет электромагнитного взаимодействия кольцевого резонатора бегущей волны с входным и выходным узлами устройства в виде НО типа «тандем» обеспечено хорошее согласование этого частотно-преобразовательного узла удвоителя с МПЛ его входного и выходного узлов.

Электрическая длина выходной цепи удвоителя равна $3\lambda_2/4$, а входной — $3\lambda_1/4$. Следовательно, длина отрезков МПЛ L_1 и L_2 , которые образуют с ответвителями НО₁ (на частоте f_1) и НО₂ (на частоте f_2) резонансное кольцо, будет следующей:

$$(16\lambda_2/4 - 3\lambda_1/4 - 3\lambda_2/4)/2 = \\ = (13\lambda_2/4 - 6\lambda_2/4)/2 = (7\lambda_2/4)/2 = 7\lambda_2/8.$$

При этом соответствие предлагаемого пассивного устройства третьему из сформулированных ранее условий реализации схемы СВЧ-удвоителя обеспечивается за счет электромагнитного взаимодействия кольцевого резонатора бегущей волны и ответвителя НО₂(λ_2) типа «тандем».

Подобное микрополосковое устройство, соответствующее структурной схеме рис. 6, б, было реализовано в дециметровом диапазоне. Исследования показали, что КСВН его входа и выхода, т. е. показатель согласования с МПЛ СВЧ-тракта, не превышает 1,25. А уровень сигнала с частотой f_2 на выходе 3 удвоителя частоты ниже уровня входного сигнала с частотой f_1 примерно на 13 дБ, что является характерным показателем для СВЧ-удвоителей. Следует отметить, что при измерениях в режиме удвоения частоты к полюсам 2 и 4 устройства были подключены согласованные нагрузки.

Рассмотренное техническое решение пассивного микрополоскового СВЧ-удвоителя защищено правами интеллектуальной собственности [15].

Выводы

Проведенные исследования подтвердили возможность реализации микрополоскового пассивного удвоителя частоты — СВЧ-устройства с нетрадиционным характером распространения электромагнитного сигнала в режиме бегущей волны. Показано, что если усилить сигнал выходной (удвоенной) частоты до уровня не менее 20 дБ, то на основе МНФБВ как на базовом элементе можно реализовать пассивные СВЧ-умножители с кратностью больше двух.

Необходимо также отметить, что восьмиполюсник МНФБВ является взаимным устройством, принцип функционирования которого не изменится, если поменять местами его входной и выходной узлы. Поэтому если на полюс 3 как на вход подать СВЧ-сигнал с частотой f_2 , то на

полюсе 1 как на выходе получим сигнал с частотой $f_1 = f_2/2$. Следовательно, предложенное техническое решение обладает уникальным свойством — СВЧ-удвоитель может служить также делителем частоты на 2.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Yuk K., Wong C., Branner G. R. Design of a high power X-Band frequency tripler using a AlGaIn/GaN HEMT device // European Microwave Integrated Circuits Conference. — 2010. — P. 612–615.
2. Shao W., Li Juan Li. Design of a microwave frequency tripler with conversion gain // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. — 2012. — Vol. 26, iss. 2-3. — P. 226–238. — <https://doi.org/10.2528/PIER10010202>
3. Wong C., Yuk K., Branner G. R., Bahadur S. R. High power, wideband frequency doubler design using AlGaIn/GaN HEMTs and filtering // European Microwave Circuits Conference. — 2011. — P. 587–590.
4. Карушкин Н. Ф. Умножители частоты миллиметрового диапазона на основе полупроводниковых диодных структур // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2018. — № 3. — С. 22–37. — <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>
5. Kim D., Lee D.H., Park H.J., Kim M. A Ku-band waveguide frequency multiplier using harmonic-rejection microstrip patch transitions // Int. Journal of infrared and millimeter waves. — 2006. — Vol. 27, iss. 9. — P. 1209–1216.
6. Cambor R., Ver Hoeye S., Notopan G. et al. Microwave frequency tripler based on a microstrip gap with graphene // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. — 2011. — Vol. 25, iss. 14-15. — P. 14–15. <https://doi.org/10.1163/156939311798072090>
7. Касаткина Е. Г. Исследование диодных балансных умножителей частоты // Дисс. ... канд. техн. н. 05.12.07. — Новосибирский государственный технический университет, 2006.
8. Courtney W. E., Chen C. L. et al. Monolithic analog phase shifters and frequency multipliers for mm-wave phased array applications // Microwave Journal. — 1966. — N 12. — P. 105–119.
9. Мирзаев З. Н., Щитов А. М., Гусейнов М. С. Широкополосный балансный удвоитель частоты миллиметрового диапазона (26-40 ГГц) // Вестник Воронежского государственного технического университета. Электроника. Радиотехника. — 2012. — № 1. — 4 с.
10. Белов А. Преобразователи частоты. Современные ВЧ-компоненты // Электроника. Наука. Технологии. Бизнес. — 2004. — № 2. — С. 44–50.
11. Саусворт Дж. К. Принципы и применения волновой передачи. — Москва: Сов. радио, 1955.
12. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. — Москва: Сов. радио, 1965.
13. А.с. СССР № 1406668. Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны / Э.Н.Глушеченко. — 1988. — БИ № 24.
14. Shelton J. P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters // Microwaves. — April, 1965. — P.14–19.
15. Патент на корисну модель кл. UA 132408. Мікро-смушковий помножувач НВЧ з резонатором біжучої хвилі / Глушеченко Е. М. — 2019. — Бюл. № 4.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 02.04 2019 г.*

Е. М. ГЛУШЕЧЕНКО

Україна, м. Київ, НВП «Сатурн»

E-mail: gen-nto@ukr.net

МІКРОСМУЖКОВІ ПОДВОЮВАЧІ НВЧ З НЕТРАДИЦІЙНОЮ РЕАЛІЗАЦІЄЮ

Помножувачі частоти застосовуються в радіоелектронних пристроях для формування спектрально чистих синусоїдальних сигналів в діапазоні частот від одиниць до десятків ГГц. Вони реалізуються шляхом множення частоти високостабільних, але більш низькочастотних пристроїв з наступним виділенням необхідних гармонік зі спектра частот отриманого НВЧ-діапазону. При цьому виділені після множення (задані) частоти мають істотно більш високі енергетичні, спектральні та діапазонні характеристики, що дозволяє використовувати їх як гетеродини та синтезатори в приймально-передавальних системах.

У даній роботі теоретично обґрунтовано і практично продемонстровано можливість нетрадиційної, що не вимагає застосування активних напівпровідникових елементів, реалізації мікросмужкового помножувача НВЧ-діапазону на базі спрямованого фільтра біжучої хвилі.

Розглянуто відомі схемно-технологічні принципи створення мікросмужкових НВЧ-помножувачів. Проведено аналіз особливостей, проблем та недоліків, що виникають під час їхньої реалізації. Сформовано перелік обов'язкових умов реалізації НВЧ-помножувачів. Продемонстровано, що особливості функціонування мікросмужкового спрямованого фільтра біжучої хвилі та балансних НВЧ-помножувачів ідентичні. На прикладі модифікації структурної схеми спрямованого фільтра у структурну схему подвоювача частоти підтверджено можливість створення пасивного НВЧ-подвоювача за рахунок виділення заданої частоти із спектра кільцевого резонатора.

Ключові слова: помножувач, НВЧ, мікросмужкова лінія, спектр частот, нелінійний елемент, біжуча хвиля, спрямований фільтр, кільцевий резонатор.

DOI: 10.15222/TKEA2019.1-2.20
UDC 621.374.4:621.372.832

Е. N. GLUSHECHENKO

Ukraine, Kyiv, Scientific-production enterprise «Saturn»

E-mail: gen-nto@ukr.net

MICROSTRIP DOUBLER MICROWAVE WITH NON-TRADITIONAL IMPLEMENTATION

Frequency multipliers are used in electronic devices to generate spectrally pure sinusoidal signals in the frequency range from a few to tens of GHz. The multipliers are used to multiply the frequency of highly stable but more low-frequency devices with the subsequent extraction of the necessary harmonics from the frequency spectrum of the received microwave range. The frequencies selected after multiplication (set) have significantly higher energy, spectral and range characteristics, which allows them to be used as local oscillators and synthesizers in receiving and transmitting systems.

The authors of this paper theoretically substantiate and practically demonstrate the possibility of an unconventional implementation of a microstrip multiplier of the microwave range based on a directional traveling wave filter. The proposed implementation does not require the use of active semiconductor elements.

The well-known circuit and technological principles for the creation of microstrip microwave multipliers are considered in the paper. The features, problems and shortcomings arising from their implementation are analyzed. The effectiveness of using the balanced circuit for frequency multiplication is confirmed. A list of mandatory requirements and conditions necessary for the implementation of the microwave multipliers is given. It is demonstrated that the features of the microstrip travelling-wave filter are identical to the conditions and requirements for the implementation of balanced multipliers. It is shown and substantiated how an unconventional implementation of a passive microwave multiplier is possible due to the electromagnetic interaction of the input and output nodes of such a filter with an annular travelling-wave resonator. Using the example of modifying a block diagram of a directional filter into a multiplier circuit, the possibility of creating a microwave doubler is confirmed by separating a given frequency from the frequency spectrum of a traveling-wave ring resonator.

Keywords: multiplier, microwave, microstrip, frequency range, nonlinear element, traveling wave, directional filter, ring resonator.

REFERENCES

1. Yuk K., Wong C., Branner G. R. Design of a high power X-Band frequency tripler using a AlGa_N/Ga_N HEMT device. *European Microwave Integrated Circuits Conference*, 2010, pp. 612-615.
2. Shao W., Li Juan Li. Design of a microwave frequency tripler with conversion gain. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2012, vol. 26, iss. 2-3, pp. 226-238. <https://doi.org/10.2528/PIER10010202>
3. Wong C., Yuk K., Branner G. R., Bahadur S. R. High power, wideband frequency doubler design using AlGa_N/Ga_N HEMTs and filtering. *European Microwave Circuits Conference*, 2011, pp. 587-590.
4. Karushkin M.F. Millimeter-wave frequency multipliers based on semiconductor diode structures. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi aparature*, 2016, no. 1, pp. 22-37. (Rus) <https://doi.org/10.15222/TKEA2018.3.22>
5. Kim D., Lee D.H., Park H.J., Kim M. A Ku-band waveguide frequency multiplier using harmonic-rejection microstrip patch transitions. *Int. Journal of infrared and millimeter waves*, 2006, vol. 27, iss. 9, pp. 1209-1216.
6. Cambor R., Ver Hoeve S., Hotopan G. et al. Microwave frequency tripler based on a microstrip gap with grapheme. *Jornal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2011, vol. 25, iss. 14-15, pp. 14-15. <https://doi.org/10.1163/156939311798072090>
7. Kasatkina E.G. *Study of balanced diode frequency multipliers*. Thesis in the specialty 05.12.07. Novosibirsk State Technical University, 2006. (Rus)
8. Courtney W. E., Chen C. L. et al. Monolithic analog phase shifters and frequency multipliers for mm-wave phased array applications. *Microwave Journal*, 1966, no. 12, pp. 105-119.
9. Mirzaev Z.N., Schitov A.M., Guseinov M.S. Broadband balance millimeter range frequency doubler (36–40 GHz). *Bulletin of the Voronezh State Technical University. Electronics. Radio engineering*, 2012, no. 1. (Rus)
10. Belov A. [Frequency converters]. *Electronics: Science, Technology, Business*, 2004, no. 2, pp. 44-50. (Rus)
11. Southworth George K. *Principles and applications of waveguide transmission*, New York, Academic press, 1953, 700 p.
12. *Microwave Communication*. Tokyo, Maruzen company, Ltd., 1965, vol. 1.
13. Glushechenko E.N. *Microstrip directional traveling-wave filter*. Certificate of authorship USSR 1406668. 1988, bull. no. 24. (Rus)
14. Shelton J.P., Wolf J., Van Wagoner R. Tandem couplers and phase shifters, *Microwaves*, April, 1965, pp. 14-19.
15. Glushechenko E.N. *Microstrip microwave multiplier with traveling-wave resonator*. Patent 132408 Ukraine, 2019.

Описание статьи для цитирования:

Глушеченко Э. Н. Микрополосковые удвоители СВЧ с нетрадиционной реализацией. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, 2019, № 1–2, с. 20–26. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.20>

Cite the article as:

Glushechenko E. N. Microstrip double microwave with non-traditional implementation. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnoi Apparature*, 2019, no. 1–2, pp. 20-26. <http://dx.doi.org/10.15222/TKEA2019.1-2.20>

Пістун Є. П., Стасюк І. Д. Основи автоматики та автоматизації.— Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2018.

Розглянуто основні принципи побудови систем автоматичного регулювання та керування. Висвітлено основні етапи розвитку техніки автоматизації. Подано функційне призначення і наведено статичні та динамічні характеристики елементів систем автоматичного регулювання і керування. Наведено класифікацію регуляторів за законами регулювання. Розглянуто будову і роботу регуляторів прямої дії та ізодромних регуляторів, основні властивості об'єктів регулювання та їхній вплив на характер процесу регулювання, а також вплив властивостей автоматичного регулятора на характер перехідного процесу в САР. Подано спрощені інженерні методи вибору автоматичних регуляторів і розрахунку їхніх параметрів настроювання.

Призначений для студентів вищих технічних навчальних закладів. Буде корисним інженерно-технічним працівникам, які займаються розробленням та впровадженням систем автоматичного регулювання та керування.

