

6. Попов А.И., Чуднов А.М. Совместное управление маршрутизацией и канальной структурой мобильной пакетной сети радиосвязи на основе оптимизации распределения информационных потоков в решении задачи технического обеспечения средств связи и АСУ // Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях: Труды IV Межвузовской науч.-практ. конф. СПб.: Военная академия связи имени маршала Советского Союза С.М. Буденного, 2019. С. 343–347.
7. Ху Т. Целочисленное программирование и потоки в сетях. М.: Мир, 1974. 520 с.
8. Чуднов А.М., Курашев З.В. Принципы формирования маршрутных таблиц на основе оптимизации распределения потоков в сети передачи данных // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9, № 6. С. 46–51.

### Literatura

1. Aganesov A.V. Model' seti sputnikovoj svyazi na osnove protokola sluchajnoy mnogochestvennogo dostupa S-Aloha // Sistemy upravleniya, svyazi i bezopasnosti. 2015. № 2. S. 99–134.
2. Klyuchnikov V.O. Vybhor optimal'nogo protokola marshrutizatsii v besprovodnykh sensornykh setyakh peredachi dannykh // Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii. 2020. Т. 8, № 2. DOI: 10.26102/2310-6018/2020.29.2.038
3. Klyuchnikov V.O. Metodika sozdaniya bystro razvertyvaemoy seti svyazi na osnove radiorelejnykh liniy // Modelirovanie, optimizatsiya i informatsionnye tekhnologii. 2020. Т. 8, № 3. DOI: 10.26102/2310-6018/2020.30.3.032
4. Kormen T., Lejzerson Ch., Rivest R., Shtajn K. Algoritmy: postroenie i analiz. 2-e izd. M.: Vil'yams, 2006. 1296 s.
5. Margolis B.I., Muzanna M.M. Reshenie zadachi optimal'noj marshrutizatsii po kriteriyu srednej zaderzhki // Programmnye produkty i sistemy. 2013. № 3. S. 202–205.
6. Попов А.И., Чуднов А.М. Совместное управление маршрутизацией и каналной структурой мобильной пакетной сети радиосвязи на основе оптимизации распределения информационных потоков в решении задачи технического обеспечения средств связи и АСУ // Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях: Труды IV Межвузовской науч.-практ. конф. СПб.: Военная академия связи имени маршала Советского Союза С.М. Буденного, 2019. С. 343–347.
7. Ху Т. Целочисленное программирование и потоки в сетях. М.: Мир, 1974. 520 с.
8. Чуднов А.М., Курашев З.В. Принципы формирования маршрутных таблиц на основе оптимизации распределения потоков в сети передачи данных // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9, № 6. С. 46–51.

DOI: 10.25586/RNUV9187.21.01.P.008

УДК 621.374.4

**С.Ф. Аткишкин**

---

## УДВОИТЕЛЬ СВЕРХВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ НА КВАДРАТУРНЫХ МОСТАХ И БАЛАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

---

Рассматривается математическая модель удвоителя сверхвысокой частоты на основе нелинейных параметров рассеяния в режиме большого сигнала, построенного на квадратурных мостах, балансных преобразователях и синфазных сумматорах мощности. Приводятся выражения для входного и выходного коэффициентов отражения, амплитуды паразитных гармоник и основного сигнала.

## Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

Анализируется влияние фазовой и амплитудной неидентичности квадратурных мостов, балансных преобразователей и активных элементов на коэффициент отражения, мощность паразитных гармоник и основного сигнала.

*Ключевые слова:* умножитель сверхвысокой частоты, удвоитель сверхвысокой частоты, квадратурный ответвитель, балансный преобразователь, умножение частоты, нелинейные параметры рассеяния.

S.F. Atkishkin

---

MICROWAVE FREQUENCY DOUBLER BASED ON A QUADRATURE  
COUPLERS AND BALUNS

---

The article deals with mathematical model of microwave frequency doubler based on a quadrature couplers, baluns and in-phase power combiners. The mathematical model based on the nonlinear large signal scattering parameters. Expressions for input reflection coefficient, output reflection coefficient, parasitic harmonics level and desired signal level are derived. The influence of amplitude and phase imbalance of quadrature couplers, baluns and active devices on the reflection coefficient, power of desired and parasitic output waves was analyzed.

*Keywords:* microwave frequency multiplier, microwave frequency doubler, quadrature coupler, microwave balun, frequency multiplication, nonlinear scattering parameters.

*Введение*

Умножители сверхвысокой частоты (СВЧ) находят широкое применение в устройствах радиолокации, генерации сигналов [5], устройствах оперативного измерения частоты [3], сфере телекоммуникаций и др. Наибольшей полосой рабочих частот при приемлемом уровне подавления паразитных гармоник обладают балансные удвоители частоты [2]. Подавление нечетных гармоник в балансных умножителях частоты достигается за счет противофазной работы двух полупроводниковых приборов (транзисторов или диодов) [15]. При этом рабочая точка транзисторов для максимизации уровня второй гармоники выбирается вблизи области отсечки, что делает входное и выходное сопротивления транзисторов преобладающе комплексным [6]. Это затрудняет согласование удвоителя по входу и выходу и, таким образом, увеличивает коэффициенты отражения по входу и выходу. Высокие коэффициенты отражения по входу и выходу могут приводить к возбуждению и генерации нежелательных колебаний, высоким неравномерностям амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) тракта, нежелательному изменению частоты генераторов СВЧ. В литературе по теме не удалось обнаружить четких требований к входному и выходному коэффициентам отражения для удвоителей частоты. Однако для существующих широкополосных удвоителей частоты, выполненных в виде монолитной интегральной схемы (МИС), максимальное значение модуля коэффициента отражения как по входу [7, 10, 11], так и по выходу [11, 13] принимает значения  $-10 \dots -5$  дБ. Примем это значение как верхнюю границу для модуля входного и выходного коэффициентов отражения. Вместе с тем к удвоителям частоты предъявляются следующие требования [4]:

## Моделирование технических устройств

- 1) максимальная широкополосность;
- 2) выходная мощность порядка единиц мВт;
- 3) равномерность выходной мощности  $\pm 1,5 \dots 2$  дБ;
- 4) подавление побочных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала не менее  $20 \dots 25$  дБ;
- 5) пороговая мощность по входу не более  $30 \dots 100$  мВт.

В связи с этим представляет интерес схема удвоителя частоты СВЧ с улучшенным согласованием по входу и выходу, удовлетворяющая указанным требованиям.

*Постановка задачи и способы решения*

Известен способ согласования мощных транзисторов, входное и выходное сопротивления которых сильно отличаются от волнового сопротивления линии передачи [14]. Способ заключается в балансном включении двух идентичных усилителей через квадратурные мосты или четвертьволновые линии передачи на входе и выходе. Отраженные от входа и выхода усилителей (транзисторов) волны, проходя через квадратурные мосты, выделяются на входе и выходе квадратурных мостов в противофазе и взаимно компенсируются. Другая часть отраженных волн выделяется в фазе на изолированных портах квадратурных мостов и поглощается в согласованной нагрузке. Так как умножение частоты увеличивает также фазовый набег, приобретаемый во входном квадратурном мосте, указанный способ нельзя непосредственно перенести на случай умножителя частоты. Нарушение баланса фазы из-за умножения фазового набега приведет к снижению степени подавления нежелательных гармоник на выходе удвоителя частоты. Тем не менее для применения указанного способа входные и выходные цепи удвоителя должны содержать квадратурные мосты. Следовательно, необходимо разработать схему удвоителя частоты с квадратурными мостами на входе и выходе, одновременно обеспечивающую согласование по входу/выходу и сохранение фазовых соотношений между гармониками на выходе умножителя частоты.

Известно, что степень подавления паразитных гармоник в балансных удвоителях частоты зависит от баланса амплитуд и фаз входного балансного преобразователя, а также разброса параметров активных приборов [12]. В связи с этим для рассматриваемого удвоителя частоты необходимо рассмотреть зависимость степени подавления паразитных гармоник и входного/выходного коэффициентов отражения от следующих факторов: баланса фазы и амплитуды пассивных устройств, разброса параметров активных приборов. Для упрощения анализа ограничимся третьей гармоникой входного сигнала. Для анализа работы удвоителя частоты применим нелинейные параметры рассеяния в режиме большого сигнала [9], так как они позволяют получить выражения для выходных гармоник входного сигнала с учетом фазового набега, приобретаемого вследствие умножения частоты. Кроме того, нелинейные параметры рассеяния позволяют рассмотреть коэффициенты отражения по входу/выходу на частоте основного сигнала и на его гармониках.

*Математическая модель удвоителя частоты*

Рассмотрим схему бинарного деления/суммирования мощности, представленную на рисунке 1. Схема состоит из квадратурных мостов 1, 10; балансных преобразователей 2, 3; активных элементов 4, 5, 6, 7; синфазных сумматоров мощности СВЧ 8, 9. Заглавными и прописными буквами на схеме указаны порты устройств. Абстрагируемся от фазовых

## Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

сдвигов, указанных на рисунке 1, и предположим, что устройства 1, 2, 3 сдвигают фазу выходных волн относительно входных волн на углы  $(\varphi_1, \varphi_2)$ ,  $(\varphi_3, \varphi_4)$ ,  $(\varphi_5, \varphi_6)$ . Устройства 8, 9, 10 суммируют входные волны, предварительно сдвигая их фазы на углы  $(\varphi_7, \varphi_8)$ ,  $(\varphi_9, \varphi_{10})$ ,  $(\varphi_{11}, \varphi_{12})$ .

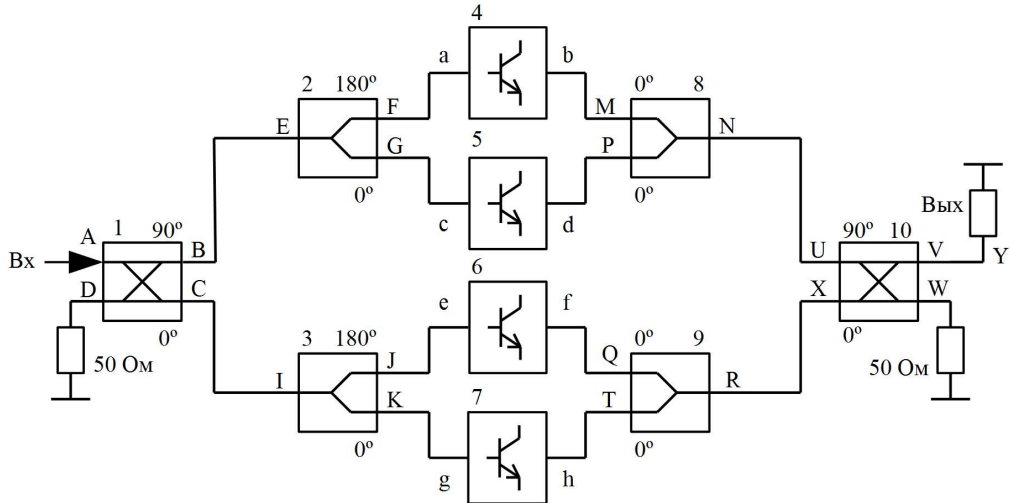


Рис. 1. Схема удвоителя частоты на квадратурных мостах и балансных преобразователях

Запишем выражения для гармоник  $S_1, S_2, S_3$ , входного сигнала на выходе устройства (на выходе элемента 10). Для упрощения примем, что делители/сумматоры и активные элементы имеют идентичные параметры. В итоге для выходного сигнала на первой, второй и третьей гармониках для момента времени  $t = 0$  получим нормированную относительно амплитуды входного сигнала и коэффициентов передачи систему уравнений:

$$\begin{cases} S_1 = \cos(\varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_7 + \varphi_{11}) + \cos(\varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_4 + \varphi_8 + \varphi_{11}) + \\ + \cos(\varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_5 + \varphi_9 + \varphi_{12}) + \cos(\varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_6 + \varphi_{10} + \varphi_{12}), \\ S_2 = \cos(2(\varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_3) + \varphi_7 + \varphi_{11}) + \cos(2(\varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_4) + \varphi_8 + \varphi_{11}) + \\ + \cos(2(\varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_5) + \varphi_9 + \varphi_{12}) + \cos(2(\varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_6) + \varphi_{10} + \varphi_{12}), \\ S_3 = \cos(3(\varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_3) + \varphi_7 + \varphi_{11}) + \cos(3(\varphi_0 + \varphi_1 + \varphi_4) + \varphi_8 + \varphi_{11}) + \\ + \cos(3(\varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_5) + \varphi_9 + \varphi_{12}) + \cos(3(\varphi_0 + \varphi_2 + \varphi_6) + \varphi_{10} + \varphi_{12}), \end{cases} \quad (1)$$

где  $\varphi_0$  – начальная фаза сигнала;  $S_1$  – сигнал на выходе бинарной схемы (рис. 1) на первой гармонике;  $S_2$  – сигнал на выходе бинарной схемы на второй гармонике;  $S_3$  – сигнал на выходе бинарной схемы на третьей гармонике.

Так как система (1) состоит из трех уравнений, а неизвестных переменных 12, она не может быть решена известными способами. Для поиска ее решения была применена процедура перебора углов  $\varphi_i$  с шагом  $\pi/2$ , где  $i = 1 \dots 12$ , со следующими ограничениями:

1) вносимый устройствами 1–3, 8–10 фазовый сдвиг при передаче с входа на любой из выходов (и наоборот) должен принимать значения  $0, \pi/2$  или  $\pi$ ;

2) вносимый устройствами 1–3, 8–10 фазовый сдвиг при передаче с входа на выход (и наоборот) не должен одновременно для обоих выходов принимать значение  $\pi/2$  или  $\pi$ ;

Моделирование технических устройств

3) сумма фазовых сдвигов при передаче с входа на первый и второй выходы для каждого из устройств 1–3, 8–10 должна быть меньше  $3\pi/2$ .

Ограничение 1 направлено на реализацию элементов 1–3, 8–10 с помощью известных синфазных делителей/сумматоров, квадратурных ответвителей (мостов) и балансных преобразователей.

Ограничение 2 направлено на исключение ситуации, когда фазовый сдвиг коэффициентов передачи с входа на первый и второй выходы каждого из элементов 1–3, 8–10 имеет одинаковое значение.

Ограничение 3 направлено на исключение ситуации, когда фазовый сдвиг одного из коэффициентов передачи с входа на выход элементов 1–3, 8–10 имеет значение  $\pi/2$ , а фазовый сдвиг другого коэффициента передачи с входа на выход имеет значение  $\pi$ .

В результате процедуры перебора с указанными условиями были найдены следующие значения углов:  $\varphi_1 = 90$ ,  $\varphi_2 = 0$ ,  $\varphi_3 = 180$ ,  $\varphi_4 = 0$ ,  $\varphi_5 = 180$ ,  $\varphi_6 = 0$ ,  $\varphi_7 = 0$ ,  $\varphi_8 = 0$ ,  $\varphi_9 = 0$ ,  $\varphi_{10} = 0$ ,  $\varphi_{11} = 90$ ,  $\varphi_{12} = 0$ . С учетом этого схема удвоителя частоты примет вид, представленный на рисунке 1.

Запишем выражение для комплексного входного коэффициента отражения  $S_{AA11}^e$  удвоителя частоты, рассмотрев последовательность многократно отраженных от неоднородностей волн [1]. Падающая на вход ответвителя 1 от генератора волна с комплексной амплитудой  $a_{A1}$  частично отразится, частично пройдет на вход балансных преобразователей 2 и 3. Комплексная амплитуда частично отраженной от входа ответвителя 1 волны пропорциональна  $a_{A1}S_{AA11}$ , где  $S_{AA11}$  – комплексный входной коэффициент ответвителя 1. Комплексная амплитуда частично отраженных от входа балансных преобразователей 2 и 3 волн, прошедших на порт А ответвителя 1, пропорциональна  $a_{A1}S_{BA11}S_{EE11}S_{AB11}$  и  $a_{A1}S_{CA11}S_{II11}S_{AC11}$  соответственно, где  $S_{BA11}$ ,  $S_{AB11}$ ,  $S_{CA11}$ ,  $S_{AC11}$  – комплексные коэффициенты передачи ответвителя 1 с порта А на порты В, С и обратно. Коэффициенты  $S_{EE11}$  и  $S_{II11}$  – входные комплексные коэффициенты отражения балансных преобразователей 2 и 3. Продолжая по аналогии, учитывая только однократно отраженные волны и считая активные устройства 4–7 однонаправленными, суммируя частично отраженные волны, выполняя деление полученной суммы отраженных волн на  $a_{A1}$ , запишем выражения для входного коэффициента отражения удвоителя частоты при условии, что комплексные коэффициенты передачи  $S_{BC11}$ ,  $S_{CB11}$ ,  $S_{FG11}$ ,  $S_{GF11}$ ,  $S_{JK11}$ ,  $S_{KJ11} \ll 1$ :

$$\begin{aligned} S_{AA11}^e &\approx S_{AA11} + S_{BA11}S_{EE11}S_{AB11} + S_{CA11}S_{II11}S_{AC11} + \\ &+ S_{BA11}S_{FE11}S_{ad11}S_{EF11}S_{AB11} + S_{BA11}S_{GE11}S_{cc11}S_{EG11}S_{AB11} + \\ &+ S_{CA11}S_{II11}S_{ee11}S_{IJ11}S_{AC11} + S_{CA11}S_{KP11}S_{gg11}S_{IK11}S_{AC11}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $S_{\Psi\Omega11}$  – линейный комплексный коэффициент передачи (параметр рассеяния) с порта  $\Omega$  на порт  $\Psi$  (заглавные буквы на рис. 1) на первой гармонике;  $S_{\Omega\Omega11}$  – линейный комплексный коэффициент отражения (параметр рассеяния) от порта  $\Omega$  (заглавные буквы на рис. 1) на первой гармонике;  $S_{\beta\beta11}$  – нелинейный комплексный коэффициент отражения (параметр рассеяния) от порта  $\beta$  (прописные буквы на рис. 1) на первой гармонике.

## Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

Введем в выражение (2) фазовые соотношения, указанные на рисунке 1. Пусть квадратурный мост 1 и балансные преобразователи 2, 3 имеют фазовые неидентичности  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  (то есть  $\varphi_1 = 90 + \delta_1$ ;  $\varphi_3 = 180 + \delta_2$ ;  $\varphi_5 = 180 + \delta_3$ ) в диапазоне рабочих частот. Тогда входной коэффициент отражения на первой гармонике примет вид

$$\begin{aligned} S_{AA11}^e &\approx S_{AA11} + S_{EE11} |S_{BA11} S_{AB11}| e^{-j\pi-2j\delta_1} + S_{II11} |S_{CA11} S_{AC11}| + \\ &+ S_{aa11} |S_{BA11} S_{AB11} S_{FE11} S_{EF11}| e^{-3j\pi-2j\delta_1-2j\delta_2} + S_{cc11} |S_{BA11} S_{AB11} S_{GE11} S_{EG11}| e^{-j\pi-2j\delta_1} + \\ &+ S_{ee11} |S_{CA11} S_{AC11} S_{JI11} S_{JI11}| e^{-2j\pi-2j\delta_3} + S_{gg11} |S_{CA11} S_{AC11} S_{KI11} S_{IK11}|, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $j$  – мнимая единица.

Раскладывая экспоненту в выражении (3) в ряд Тейлора, ограничиваясь первыми двумя членами ряда, и группируя слагаемые, получим выражение для входного коэффициента отражения на первой гармонике при малых углах фазовой неидентичности квадратурного моста 1 и балансных преобразователей 2 и 3:

$$\begin{aligned} S_{AA11}^e &\approx S_{AA11} [S_{II11} |S_{CA11} S_{AC11}| - S_{EE11} |S_{BA11} S_{AB11}| (1 - 2j\delta_1)] + \\ &+ [S_{ee11} |S_{CA11} S_{AC11} S_{JI11} S_{JI11}| (1 - 2j\delta_3) - S_{aa11} |S_{BA11} S_{AB11} S_{FE11} S_{EF11}| (1 - 2j\delta_1 - 2j\delta_2)] + \\ &+ [S_{gg11} |S_{CA11} S_{AC11} S_{KI11} S_{IK11}| - S_{cc11} |S_{BA11} S_{AB11} S_{GE11} S_{EG11}| (1 - 2j\delta_1)], \end{aligned} \quad (4)$$

Воспользуемся описанной выше методикой для записи выражений для выходных коэффициентов отражения  $S_{VVi}^e$  ( $i = 1 \dots 3$ , где  $i$  указывает номер гармоники) при фазовых неидентичностях  $\delta_4, \delta_5, \delta_6$  элементов 8–10 (то есть  $\varphi_7 = \delta_4$ ,  $\varphi_9 = \delta_5$ ,  $\varphi_{11} = 90 + \delta_6$ ). Выходной коэффициент отражения  $S_{VVi}^e$  удвоителя частоты при малых фазовых неидентичностях элементов 8–10 на первой, второй и третьей гармониках при условии, что коэффициенты передачи элементов 8–10  $S_{MP11}, S_{PM11}, S_{QT11}, S_{TQ11}, S_{UX11}, S_{MP22}, S_{PM22}, S_{QT22}, S_{TQ22}, S_{UX22}, S_{MP33}, S_{PM33}, S_{QT33}, S_{TQ33}, S_{UX33} \ll 1$ , учитывая только однократно отраженные волны, можно представить в виде

$$\begin{aligned} S_{VVi}^e &\approx S_{VVi} + [S_{RRii} |S_{XVii} S_{VXii}| - S_{NNii} |S_{UVii} S_{VUii}| (1 - 2j\delta_6)] + \\ &+ [S_{ffii} |S_{XVii} S_{VXii} S_{QRii} S_{RQii}| (1 - 2j\delta_5) - S_{bbii} |S_{UVii} S_{VUii} S_{MNii} S_{NMii}| (1 - 2j\delta_6 - 2j\delta_4)] + \\ &+ [S_{hhii} |S_{XVii} S_{VXii} S_{TRii} S_{RTii}| - S_{ddii} |S_{UVii} S_{VUii} S_{PNii} S_{NPii}| (1 - 2j\delta_6)], \end{aligned} \quad (5)$$

где  $i = 1 \dots 3$ .

Для установления связи между уровнем полезного сигнала, а также уровнем паразитных гармоник с параметрами элементов удвоителя частоты необходимо выразить комплексные амплитуды отраженных волн  $b_{V1}, b_{V2}, b_{V3}$  на выходе ответвителя 10 через комплексную амплитуду падающей на вход ответвителя 1 волны  $a_{A1}$ . Для этого применим методику, описанную в [8], совместно с методикой, примененной ранее для нахождения входного коэффициента отражения. С учетом этого комплексную амплитуду отраженной волны  $b_{Vi}$  ( $i = 1 \dots 3$ , где  $i$  указывает номер гармоники) на выходе умножителя частоты при условии  $\Gamma_s = 0$ , где  $\Gamma_s$  – коэффициент отражения источника сигнала, можно представить в следующем виде:

## Моделирование технических устройств

$$\begin{aligned}
b_{Vi} = & \frac{a_{A1} S_{BA11} S_{FE11} S_{ba11} S_{NMii} S_{VUii}}{(1 - S_{VVii} S_{YYii})(1 - S_{FF11} S_{aa11})(1 - S_{bbii} S_{MMii})(1 - S_{NNii} S_{UUii})(1 - S_{BB11} S_{EE11})} + \\
& + \frac{a_{A1} S_{BA11} S_{GE11} S_{dcl} S_{NPii} S_{VUii}}{(1 - S_{VVii} S_{YYii})(1 - S_{BB11} S_{EE11})(1 - S_{GG11} S_{cc11})(1 - S_{ddii} S_{PPii})(1 - S_{NNii} S_{UUii})} + \\
& + \frac{a_{A1} S_{CA11} S_{JJ11} S_{fei} S_{RQii} S_{VXii}}{(1 - S_{VVii} S_{YYii})(1 - S_{CC11} S_{II11})(1 - S_{JJ11} S_{ee11})(1 - S_{ffii} S_{QQii})(1 - S_{RRii} S_{XXii})} + \\
& + \frac{a_{A1} S_{CA11} S_{KI11} S_{hgi} S_{RTii} S_{VXii}}{(1 - S_{CC11} S_{II11})(1 - S_{KK11} S_{gg11})(1 - S_{hhii} S_{TTii})(1 - S_{RRii} S_{XXii})(1 - S_{VV11} S_{YYii})},
\end{aligned} \tag{6}$$

где  $a_{A1}$  – комплексная амплитуда падающей на порт  $A$  волны на первой гармонике от источника сигнала;

$$\begin{aligned}
S_{EEii}^e & \approx S_{EEii} + S_{FEii} S_{aa11} S_{EFii} + S_{GEii} S_{cc11} S_{EGii}; \\
S_{IIii}^e & \approx S_{IIii} + S_{JIIii} S_{ee11} S_{IJii} + S_{KIIii} S_{gg11} S_{IKii}; \\
S_{MMii}^e & \approx S_{MMii} + S_{NMii} S_{UUii} S_{MNii} + S_{NMii} S_{VUii} S_{YYii} S_{UVii} S_{MNii}; \\
S_{PPii}^e & \approx S_{PPii} + S_{NPii} S_{UUii} S_{PNii} + S_{NPii} S_{VUii} S_{YYii} S_{UVii} S_{PNii}; \\
S_{QQii}^e & \approx S_{QQii} + S_{RQii} S_{XXii} S_{QRii} + S_{RQii} S_{VXii} S_{YYii} S_{XVii} S_{QRii}; \\
S_{TTii}^e & \approx S_{TTii} + S_{RTii} S_{XXii} S_{TRii} + S_{RTii} S_{VXii} S_{YYii} S_{XVii} S_{TRii}; \\
S_{UUii}^e & \approx S_{UUii} + S_{VUii} S_{YYii} S_{UVii}; \\
S_{XXii}^e & \approx S_{XXii} + S_{VXii} S_{YYii} S_{XVii};
\end{aligned}$$

$i = 1...3$ .

Введем в выражение (6) фазовые неидентичности  $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, \delta_6$  элементов 1, 2, 3, 8, 9, 10. При этом учтем, что умножение частоты приводит также к умножению начальной фазы сигнала. Проводя те же операции, что и при выводе выражений (4), (5), получим выражения для отраженных волн на выходе квадратурного сумматора мощности СВЧ 10 на первой, второй и третьей гармониках при малых углах фазовой неидентичности элементов 1–3, 8–10:

$$\begin{aligned}
b_{V1} \approx & \frac{a_{A1} |S_{BA11} S_{FE11} S_{NM11} S_{VU11}| S_{ba11} (1 - j\delta_1 - j\delta_2 - j\delta_4 - j\delta_6)}{(1 - S_{VV11} S_{YY11})(1 - S_{BB11} S_{EE11})(1 - S_{FF11} S_{aa11})(1 - S_{bb11} S_{MM11})(1 - S_{NN11} S_{UU11})} - \\
& - \frac{a_{A1} |S_{BA11} S_{GE11} S_{NP11} S_{VU11}| S_{dcl} (1 - j\delta_1 - j\delta_6)}{(1 - S_{VV11} S_{YY11})(1 - S_{BB11} S_{EE11})(1 - S_{GG11} S_{cc11})(1 - S_{dd11} S_{PP11})(1 - S_{NN11} S_{UU11})} - \\
& - \frac{a_{A1} |S_{CA11} S_{JJ11} S_{RQ11} S_{VX11}| S_{fei} (1 - j\delta_3 - j\delta_5)}{(1 - S_{VV11} S_{YY11})(1 - S_{CC11} S_{II11})(1 - S_{JJ11} S_{ee11})(1 - S_{ff11} S_{QQ11})(1 - S_{RR11} S_{XX11})} + \\
& + \frac{a_{A1} |S_{CA11} S_{KI11} S_{RT11} S_{VX11}| S_{hgi}}{(1 - S_{VV11} S_{YY11})(1 - S_{CC11} S_{II11})(1 - S_{KK11} S_{gg11})(1 - S_{hh11} S_{TT11})(1 - S_{RR11} S_{XX11})};
\end{aligned} \tag{7}$$

Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

$$\begin{aligned}
 b_{V2} \approx & \frac{j a_{A1} S_{BA11} S_{FE11} S_{ba21} S_{NM22} S_{VU22} (1 - 2j\delta_1 - 2j\delta_2 - j\delta_4 - j\delta_6)}{(1 - S_{VV22} S_{YY22})(1 - S_{BB11} S_{EE11}^e)(1 - S_{FF11} S_{aa11})(1 - S_{bb22} S_{MM22}^e)(1 - S_{NN22} S_{UU22}^e)} \\
 & - \frac{j a_{A1} S_{BA11} S_{GE11} S_{dc21} S_{NP22} S_{VU22} (1 - 2j\delta_1 - j\delta_6)}{(1 - S_{VV22} S_{YY22})(1 - S_{BB11} S_{EE11}^e)(1 - S_{GG11} S_{cc11})(1 - S_{dd22} S_{PP22}^e)(1 - S_{NN22} S_{UU22}^e)} + \\
 & + \frac{a_{A1} S_{CA11} S_{Jl11} S_{fe21} S_{RQ22} S_{VX22} (1 - 2j\delta_3 - j\delta_5)}{(1 - S_{VV22} S_{YY22})(1 - S_{CC11} S_{II11}^e)(1 - S_{JJ11} S_{ee11})(1 - S_{ff22} S_{QQ22}^e)(1 - S_{RR22} S_{XX22}^e)} + \\
 & + \frac{a_{A1} S_{CA11} S_{Kl11} S_{hg21} S_{RT22} S_{VX22}}{(1 - S_{VV22} S_{YY22})(1 - S_{CC11} S_{II11}^e)(1 - S_{KK11} S_{gg11})(1 - S_{hh22} S_{TT22}^e)(1 - S_{RR22} S_{XX22}^e)};
 \end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
 b_{V3} \approx & \frac{a_{A1} S_{BA11} S_{FE11} S_{ba31} S_{NM33} S_{VU33} (1 - 3j\delta_1 - 3j\delta_2 - j\delta_4 - j\delta_6)}{(1 - S_{VV33} S_{YY33})(1 - S_{BB11} S_{EE11}^e)(1 - S_{FF11} S_{aa11})(1 - S_{bb33} S_{MM33}^e)(1 - S_{NN33} S_{UU33}^e)} + \\
 & + \frac{a_{A1} S_{BA11} S_{GE11} S_{dc31} S_{NP33} S_{VU33} (1 - 3j\delta_1 - j\delta_6)}{(1 - S_{VV33} S_{YY33})(1 - S_{BB11} S_{EE11}^e)(1 - S_{GG11} S_{cc11})(1 - S_{dd33} S_{PP33}^e)(1 - S_{NN33} S_{UU33}^e)} - \\
 & \frac{a_{A1} S_{CA11} S_{Jl11} S_{fe31} S_{RQ33} S_{VX33} (1 - 3j\delta_3 - j\delta_5)}{(1 - S_{VV33} S_{YY33})(1 - S_{CC11} S_{II11}^e)(1 - S_{JJ11} S_{ee11})(1 - S_{ff33} S_{QQ33}^e)(1 - S_{RR33} S_{XX33}^e)} + \\
 & + \frac{a_{A1} S_{CA11} S_{Kl11} S_{hg31} S_{RT33} S_{VX33}}{(1 - S_{VV33} S_{YY33})(1 - S_{CC11} S_{II11}^e)(1 - S_{KK11} S_{gg11})(1 - S_{hh33} S_{TT33}^e)(1 - S_{RR33} S_{XX33}^e)}.
 \end{aligned} \tag{9}$$

Результаты моделирования

Для проверки полученных выражений было проведено сравнение расчетов, проведенных по выражениям (2), (5), (6) с результатами поведенческого моделирования схемы умножителя в среде ADS. Схема удвоителя частоты была спроектирована для работы в диапазоне частот 2...4 ГГц по входу (4...8 ГГц по выходу). В качестве активного элемента был использован каскад с общим эмиттером на биполярном транзисторе BFP840FESD. Рабочая точка транзисторов была выбрана таким образом, чтобы снизить уровень паразитных гармоник и максимизировать амплитуду второй гармоники на выходе. В качестве элементов 1–3, 8–10 умножителя были использованы коммерчески доступные сверхширокополосные ответвители MQS-0218SM, балансные преобразователи BAL-0012SSG и синфазные делители MPD-0226SM.

На рисунках 2–5 представлены графики входного коэффициента отражения на первой гармонике, выходных коэффициентов отражения на первой, второй и третьей гармониках, рассчитанные по выражениям (2), (5) и полученные в результате нелинейного моделирования в среде ADS. По вертикальной оси справа отложена абсолютная разница между результатами расчета и моделирования. Графики на рисунках 2–5 получены при уровне входного сигнала 13 дБ/мВт.



## Моделирование технических устройств

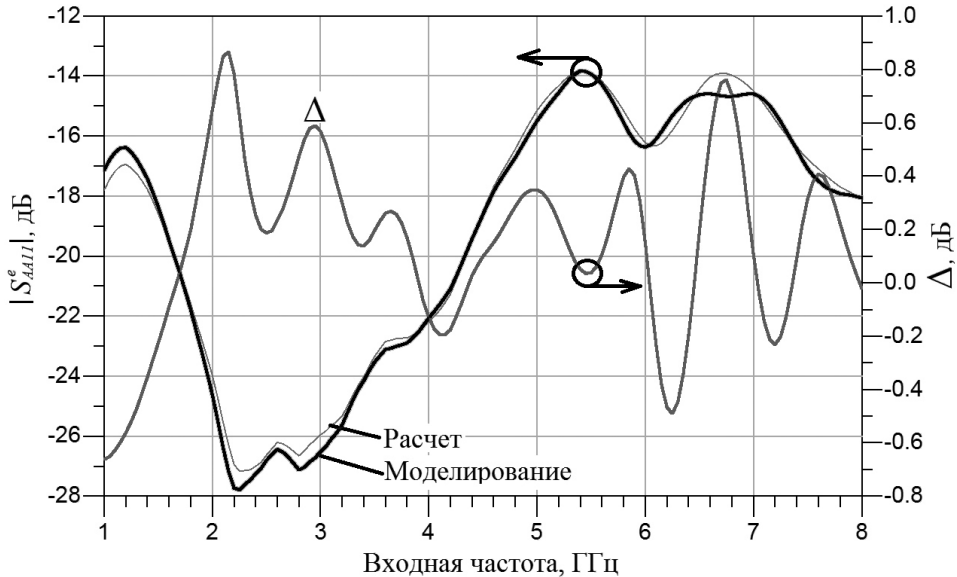


Рис. 2. Модуль входного коэффициента отражения умножителя частоты на первой гармонике

График на рисунке 2 показывает, что представленная схема удвоителя частоты обеспечивает значение модуля входного коэффициента отражения, не превышающее  $-20$  дБ в диапазоне частот  $2 \dots 4$  ГГц и не превышающее  $-12$  дБ в диапазоне частот  $1 \dots 8$  ГГц. Данная схема удвоителя по указанному параметру превосходит представленные в [7, 10, 11] схемы умножителей частоты и удовлетворяет требованиям, указанным во введении.

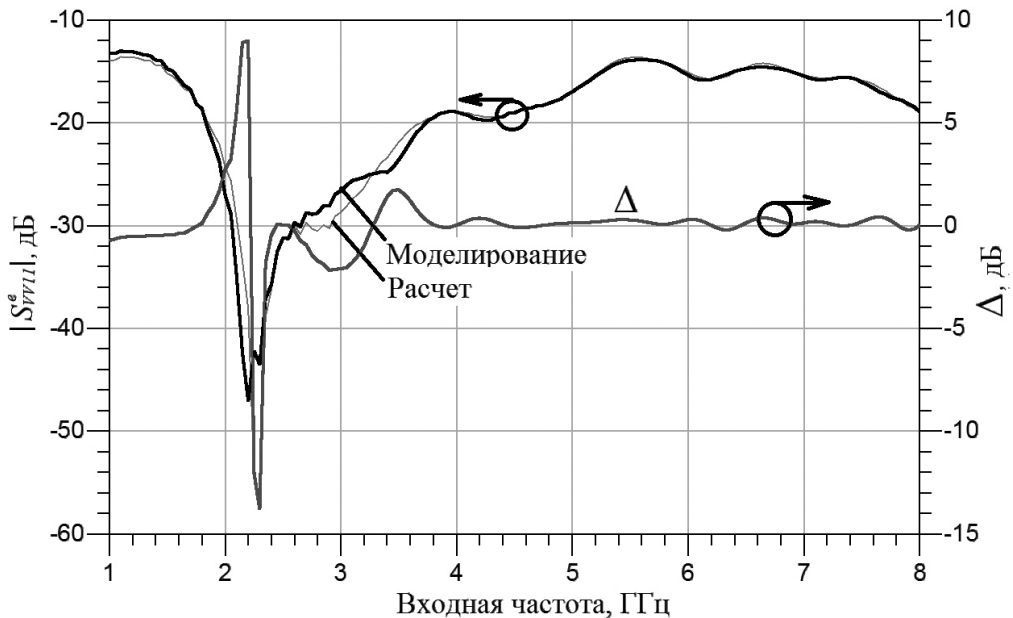


Рис. 3. Модуль выходного коэффициента отражения умножителя частоты на первой гармонике

## Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

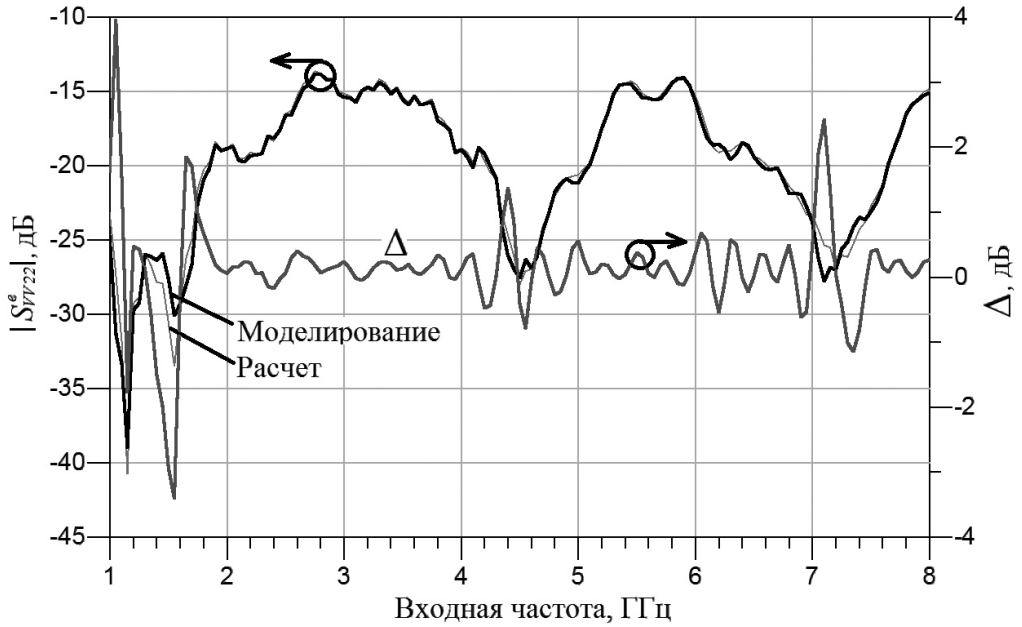


Рис. 4. Модуль выходного коэффициента отражения умножителя частоты на второй гармонике

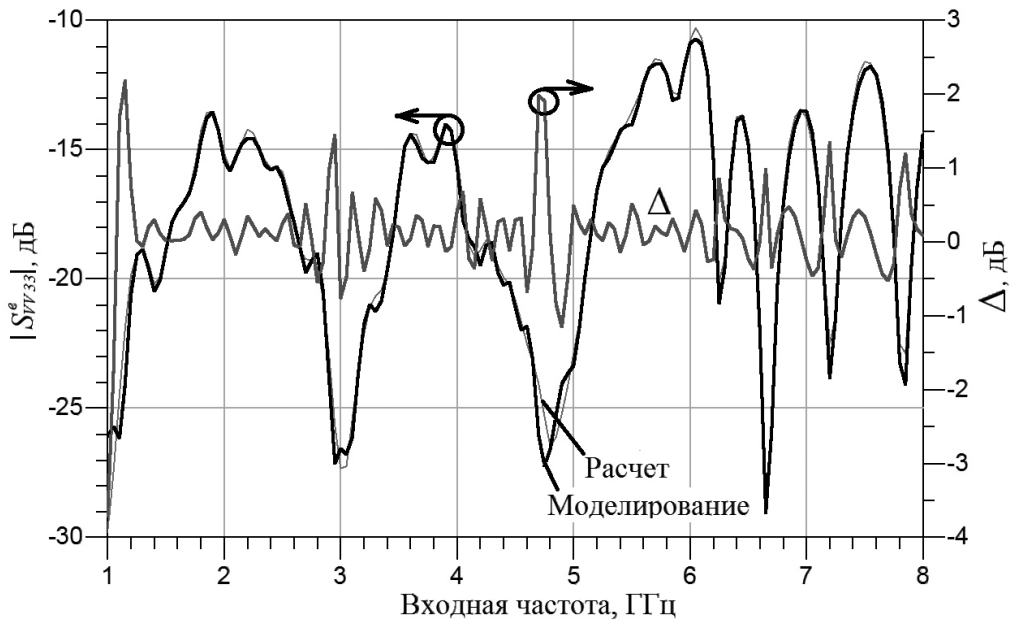


Рис. 5. Модуль выходного коэффициента отражения умножителя частоты на третьей гармонике

## Моделирование технических устройств

Графики на рисунках 3–5 показывают, что представленная схема удвоителя частоты обеспечивает значение модуля выходного коэффициента отражения, не превышающее  $-18$  дБ в диапазоне частот  $2 \dots 4$  ГГц по первой гармонике. Модуль выходного коэффициента отражения по второй гармонике не превышает  $-13$  дБ в диапазоне частот  $1 \dots 8$  ГГц. Модуль выходного коэффициента отражения по третьей гармонике не превышает  $-10$  дБ в диапазоне частот  $1 \dots 8$  ГГц. Представленная схема удвоителя по значению модуля выходного коэффициента отражения на второй гармонике превосходит представленные в [11, 13] схемы удвоителей частоты. Данные по выходным коэффициентам отражения на первой и третьей гармониках не приводятся.

На рисунках 6–8 представлены графики мощности на выходе умножителя частоты на первой, второй и третьей гармониках, рассчитанные с помощью выражений (6) и полученные путем нелинейного моделирования методом гармонического баланса в среде ADS. Графики на рисунках 6–8 получены при уровне входного сигнала  $13$  дБ/мВт.

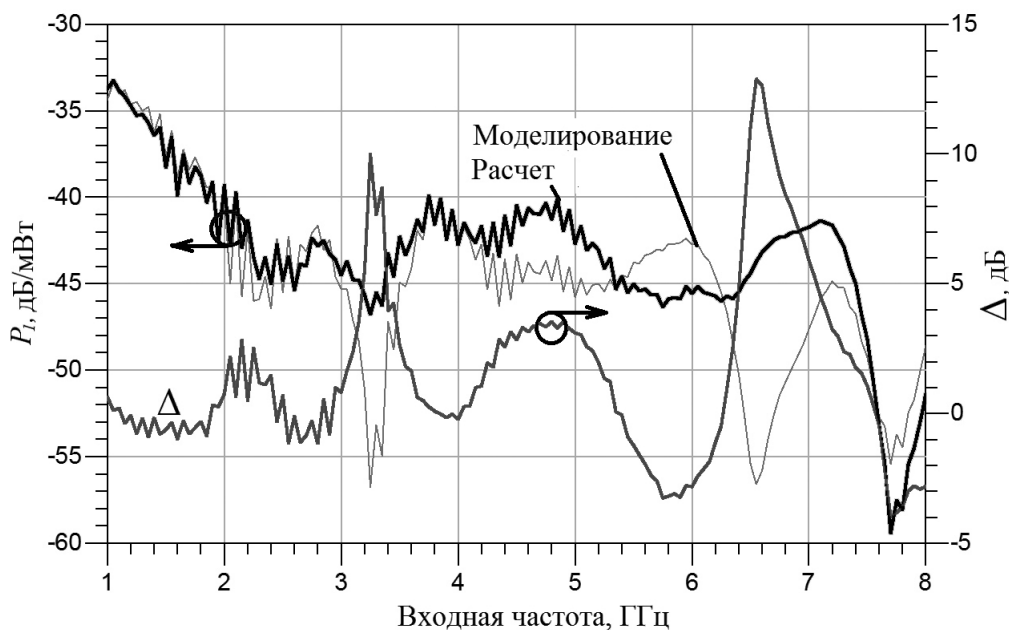


Рис. 6. Мощность сигнала первой гармоники на выходе умножителя частоты

Из рисунков 6–8 видно, что представленная схема удвоителя частоты обеспечивает подавление первой гармоники не менее  $30$  дБ в диапазоне частот  $2 \dots 4$  ГГц и не менее  $20$  дБ в диапазоне частот  $1 \dots 8$  ГГц. Подавление третьей гармоники составляет не менее  $17$  дБ в диапазоне частот  $1 \dots 8$  ГГц. Неравномерность мощности второй гармоники составляет не более  $2$  дБ в диапазоне частот  $2 \dots 4$  ГГц и не более  $10$  дБ в диапазоне  $1 \dots 8$  ГГц. Предложенная схема удвоителя частоты соответствует требованиям, представленным во введении.

## Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

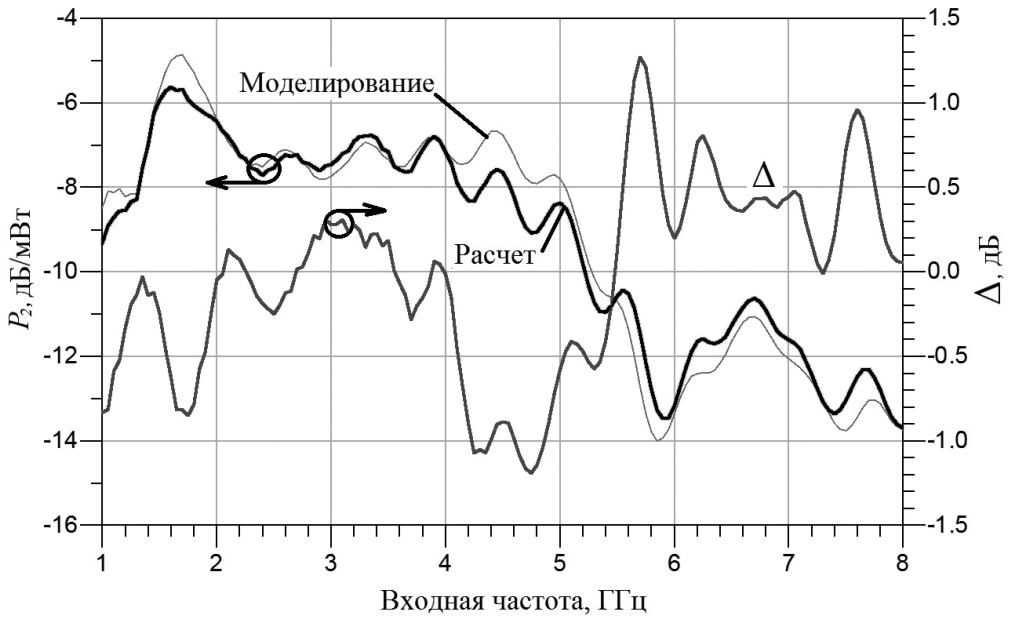


Рис. 7. Мощность сигнала второй гармоники на выходе умножителя частоты

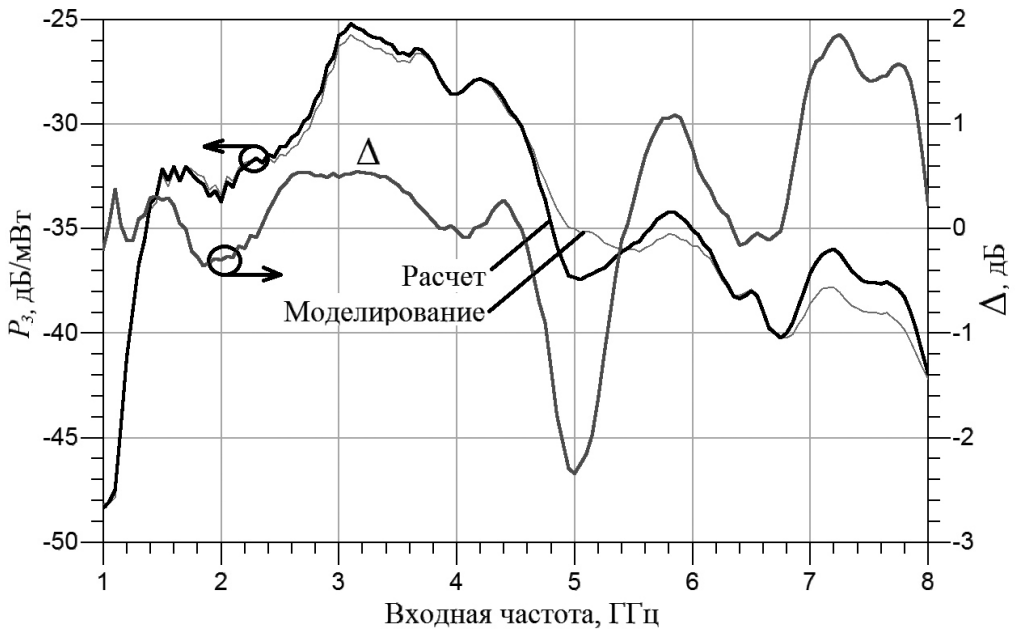


Рис. 8. Мощность сигнала третьей гармоники на выходе умножителя частоты

## Моделирование технических устройств

*Обсуждение результатов*

Из выражений (2), (5), а также результатов моделирования видно, что предложенная схема умножителя частоты обладает сниженным входным и выходным коэффициентами отражения. Входной и выходной коэффициенты отражения имеют нижний предел (члены  $S_{AA}$  и  $S_{VV}$  в выражениях (2), (5)), снижение ниже которого затруднительно или невозможно. Кроме того, из выражений (4), (5) видно, что снижению коэффициентов отражения препятствует наличие фазовых и амплитудных неидентичностей пассивных устройств. Обеспечение низкого коэффициента отражения на выходе умножителя на нескольких гармониках затрудняется еще и тем, что выходные синфазные сумматоры и квадратурный преобразователь обладают ограниченной рабочей полосой. Для обеспечения низкого выходного коэффициента отражения на нескольких гармониках элементы 8–10 должны иметь рабочий диапазон частот, перекрывающий полосы первой, второй и третьей гармоник.

Из выражений (7)–(9) следует, что представленная схема умножителя обеспечивает подавление паразитных гармоник за счет поддержания между ними определенных фазовых и амплитудных соотношений. Ограниченная полоса рабочих частот выходных синфазных сумматоров и балансного преобразователя приводит к нарушению фазовых и амплитудных соотношений, необходимых для подавления паразитных гармоник на выходе умножителя частоты. Кроме того, дисбаланс амплитуд входных квадратурного и балансных преобразователей приводит к разнице в режимах работы транзисторов. Разница режимов работы транзисторов вызывает дополнительные амплитудные и фазовые неидентичности, что ухудшает степень подавления паразитных гармоник и снижает уровень полезного сигнала. Дополнительным фактором, снижающим амплитуду второй гармоники на выходе умножителя, является то, что составляющие второй гармоники от верхних двух плеч умножителя суммируются с составляющими от нижних двух плеч в квадратуре. Высокая неравномерность мощности второй гармоники на выходе умножителя частоты выше частоты 4 ГГц вызвана спадом коэффициента усиления транзисторов, а также влиянием паразитных параметров корпусов транзисторов. Низкий коэффициент преобразования умножителя обусловлен малым коэффициентом преобразования транзисторов, влиянием паразитных параметров корпуса транзисторов, а также потерями, вносимыми пассивными элементами 1–3, 8–10. Снизить влияние некоторых из указанных параметров можно переходом к монолитному интегральному исполнению умножителя частоты.

Результаты расчета и моделирования входного коэффициента отражения (рис. 2) согласуются в пределах  $\pm 1$  дБ во всем диапазоне частот. Разница в результатах расчета и моделирования выходного коэффициента отражения на первой, второй и третьей гармониках (рис. 3–5) колеблется в пределах  $\pm 2$  дБ за исключением окрестности точек, где модуль коэффициента отражения опускается ниже значения  $-25 \dots -20$  дБ.

Результаты расчета мощности второй и третьей гармоник на выходе умножителя частоты согласуются с результатами моделирования в пределах  $\pm 2$  дБ во всем диапазоне ча-

---

### Удвоитель сверхвысокой частоты на квадратурных мостах...

стот за исключением окрестности точки 5 ГГц для третьей гармоники. Наибольшее расхождение наблюдается между результатами расчета и моделирования мощности первой гармоники на выходе умножителя частоты. Указанное расхождение колеблется в пределах  $\pm 3$  дБ в диапазоне частот 1 ... 8 ГГц за исключением точек, где мощность сигнала первой гармоники падает ниже  $-45$  дБ/мВт. Расхождение в результатах моделирования и расчета может быть связано с принятыми при разработке методики допущениями и упрощениями, учетом только однократно отраженных волн при расчете коэффициентов отражения или неучетом конечной развязки между портами балансных и квадратурных преобразователей.

#### Выводы

Представленная схема удвоителя частоты позволяет снизить модуль входного и выходного коэффициентов отражения до уровня  $-20 \dots -10$  дБ, обеспечить подавление первой и третьей гармоник не менее 20 дБ, а также обеспечить неравномерность выходной мощности в пределах 2 дБ в диапазоне входных рабочих частот 2 ... 4 ГГц. Низкий коэффициент преобразования умножителя может быть улучшен за счет перехода к интегральной технологии изготовления.

Степень подавления паразитных гармоник, а также значения модулей коэффициентов отражения сохраняются в пределах рабочих диапазонов пассивных устройств (квадратурных ответвителей, балансных преобразователей, синфазных сумматоров). Входной и выходной коэффициенты отражения имеют нижнее предельное значение, определяемое коэффициентами отражения входного и выходного квадратурных ответвителей. Степень снижения коэффициентов отражения и степень подавления паразитных гармоник зависят от фазовой и амплитудной идентичности квадратурных мостов, балансных преобразователей, синфазных сумматоров мощности СВЧ и активных элементов. Соблюдению фазового баланса препятствует увеличение фазовой неидентичности, возникающее при умножении частоты, а также большое число пассивных фазосдвигающих устройств. Идентичность активных и пассивных устройств может быть улучшена технологическими методами (изготовление на единой подложке), однако остается разница в рабочих точках активных устройств, обусловленная амплитудной неидентичностью стоящих впереди квадратурных и балансных преобразователей.

#### Литература

1. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А. и др. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985. 536 с.
2. Аткишкин С.Ф. Достижимая полоса частот приемника оперативного измерения частоты с предварительным умножением частоты // Обмен опытом в создании сверхширокополосных радиоэлектронных систем. 2020. С. 3–11.
3. Аткишкин С.Ф. Широкополосный измеритель частоты СВЧ сигналов с предварительным умножением частоты // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2019. № 10. С. 15–19.

## Моделирование технических устройств

4. Мирзаев З.Н., Щитов А.М., Гусейнов М.С. Широкополосный балансный удвоитель частоты миллиметрового диапазона (26...40 ГГц) // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 12-1. С. 47–50.
5. Chiu J.-C., Chang C.-P., Houng M.-P., Wang Y.-H. A 12–36 GHz PHEMT MMIC Balanced Frequency Tripler // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. Vol. 16, no. 1. Pp. 19–21.
6. Chung Y., Ahn D., Itoh T. Alternating Input Power Dividing Technique for High Conversion Gain Frequency Doubler // 33rd European Microwave Conference. 2003. Pp. 491–494.
7. Hiraoka T., Tokumitsu T., Akaike M. A Miniaturized Broad-Band MMIC Frequency Doubler // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Vol. 38, no. 12. Pp. 1932–1937.
8. Hunton J.K. Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1960. March. Pp. 206–212.
9. Jargon J.A., Gupta K.C., DeGroot D.C. Nonlinear Large-Signal Scattering Parameters: Theory and Applications // ARFTG 63rd Conference. 2004. Pp. 157–174.
10. Kondoh H., Cognata A. A 20–50 GHz MMIC Amplifier with 21 dBm Output Power and Its Application as a Frequency Doubler // IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. 1993. Pp. 35–38.
11. Kumar S., Morkner H. A High Performance 20–42 GHz MMIC Frequency Multiplier with Low Input Drive Power and High Output Power // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference. 2006. Pp. 533–536.
12. Piernas B., Nishikawa K., Nakagawa T., Hayashi H. et al. Analysis of Balanced Active Doubler for Broad-Band Operation – The Frequency-Tuning Concept // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, no. 4. Pp. 1120–1126.
13. Tang W., Tang S., He Q., Shao Z.-H. High Conversion Gain Broadband Frequency Doubler Design // ICMMT 2010 Proceedings. 2010. Pp. 536–538.
14. Wu L., Basaran U., Dettmann I., Berroth M. et al. A Broadband High Efficiency Class-AB LDMOS Balanced Power Amplifier // European Microwave Conference. 2005. Pp. 1–4.
15. Zhang X., Yun Y.-H. A DC to X-Band Frequency Doubler Using GaAs HBT MMIC // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 1997. Pp. 1213–1216.

## Literatura

1. Ajzenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko E.M., Kliger G.A. et al. Korotkovolnovye anteny. M.: Radio isvyaz', 1985. 536 s.
2. Atkishkin S.F. Dostizhimaya polosna chastot priemnika operativnogo izmereniya chastoty s predvaritel'nym umnozheniem chastoty // Obmen opytom v sozdanii sverkhshirokopolosnykh radioelektronnykh sistem. 2020. S. 3–11.
3. Atkishkin S.F. Shirokopolosnyy izmeritel' chastoty SVCh signalov s predvaritel'nym umnozheniem chastoty // Pribory i sistemy. Upravlenie, kontrol', diagnostika. 2019. № 10. S. 15–19.
4. Mirzaev Z.N., Shchitov A.M., Gusejnov M.S. Shirokopolosnyy balansnyy udvoitel' chastoty millimetrovogo diapazona (26–40 GGts) // Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2012. Т. 8, № 12-1. S. 47–50.
5. Chiu J.-C., Chang C.-P., Houng M.-P., Wang Y.-H. A 12–36 GHz PHEMT MMIC Balanced Frequency Tripler // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2006. Vol. 16, no. 1. Pp. 19–21.

6. *Chung Y., Ahn D., Itoh T.* Alternating Input Power Dividing Technique for High Conversion Gain Frequency Doubler // 33rd European Microwave Conference. 2003. Pp. 491–494.
7. *Hiraoka T., Tokumitsu T., Akaike M.* A Miniaturized Broad-Band MMIC Frequency Doubler // IEFÉ Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1990. Vol. 38, no. 12. Pp. 1932–1937.
8. *Hunton J.K.* Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1960. March. Pp. 206–212.
9. *Jargon J.A., Gupta K.C., DeGroot D.C.* Nonlinear Large-Signal Scattering Parameters: Theory and Applications // ARFTG 63rd Conference. 2004. Pp. 157–174.
10. *Kondoh H., Cognata A.* A 20–50 GHz MMIC Amplifier with 21 dBm Output Power and Its Application as a Frequency Doubler // IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium. 1993. Pp. 35–38.
11. *Kumar S., Morkner H.* A High Performance 20–42 GHz MMIC Frequency Multiplier with Low Input Drive Power and High Output Power // Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference. 2006. Pp. 533–536.
12. *Piernas B., Nishikawa K., Nakagawa T., Hayashi H. et al.* Analysis of Balanced Active Doubler for Broad-Band Operation – The Frequency-Tuning Concept // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, no. 4. Pp. 1120–1126.
13. *Tang W., Tang S., He Q., Shao Z.-H.* High Conversion Gain Broadband Frequency Doubler Design // ICMMT 2010 Proceedings. 2010. Pp. 536–538.
14. *Wu L., Basaran U., Dettmann I., Berroth M. et al.* A Broadband High Efficiency Class-AB LDMOS Balanced Power Amplifier // European Microwave Conference. 2005. Pp. 1–4.
15. *Zhang X., Yun Y.-H.* A DC to X-Band Frequency Doubler Using GaAs HBT MMIC // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 1997. Pp. 1213–1216.

DOI: 10.25586/RNU.V9I187.21.01.P.023

YAK 621.3+51.74

Sh. Sattar

---

MATHEMATICAL MODELLING OF THERMO-MECHANICAL STRESSES  
ARISING IN RECTANGULAR SUPPORTS OF THERMOELECTRIC  
MODULES

---

Traditionally available unsegmented thermoelectric modules are simple to operate but their applications are limited. Whereas, segmented thermoelectric modules have got significant amount of advantage over unsegmented thermoelectric modules, materially and performance wise, but structural reliability is still unresolved challenge. Thermoelectrical module encounters high stresses due to increase in operating temperature and difference in coefficient of thermal expansion. Consequently, these stresses create deformation and cracks in thermoelectric legs, especially at higher temperature. In this paper a comprehensive analytical model for Thermoelectric modules is discussed. The model can predict thermally induced and shearing stresses in Thermoelectric module. The contemplation of geometrical shape for thermoelectrical module is limited to rectangular and beam-like design, for unsegmented and segmented modules. The analytical model was compiled in MATLAB and Python and results are discussed in detail.

*Keywords:* thermoelectric, thermo-mechanical stresses, stress-strain relationship, shear stress.