

МОДЕЛЬ ПРИЕМНИКА ОПЕРАТИВНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАССЕЯНИЯ

DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-3-40-49

Manuscript received 02 November 2020;
Revised 12 January 2021;
Accepted 16 February 2021

Аткишкин Сергей Федорович,

Самарский национальный исследовательский университет
имени академика С.П. Королева (Самарский университет),
Самара, Россия, p4r4n014c@yandex.ru

Ключевые слова: оперативное измерение частоты, линия задержки СВЧ, умножение частоты, нелинейные параметры рассеяния, детектор СВЧ, математическая модель

Рассматривается модель приемника оперативного измерения частоты (ОИЧ) с предварительным умножением частоты и дополнительным детекторным каналом, позволяющим уменьшить вклад нестабильности и неравномерности коэффициентов передачи некоторых элементов СВЧ тракта в погрешность. Целью статьи является исследование способа компенсации влияния неравномерности и нестабильности элементов СВЧ тракта. Цель достигается построением и анализом математической модели приемника ОИЧ на основе нелинейных параметров рассеяния в режиме большого сигнала. Полученная модель демонстрирует, что введение дополнительного измерительного канала, инвариантного относительно частоты входного сигнала, и переход к измерительной функции в виде отношения напряжений основного и дополнительного каналов позволяют снизить влияние амплитуды входного сигнала, неравномерности и нестабильности АЧХ элементов тракта на погрешность измерения. Показано, что полной компенсации влияния нестабильности и неоднородности препятствуют паразитные гармоники, возникающие в активных элементах, а также многократно отраженные от неоднородностей волны, приобретающие дополнительные фазовые набеги относительно основного сигнала. Также показано, что предварительное умножение частоты позволяет снизить требования к групповому времени задержки линий задержки. Проведены оценки требуемого уровня подавления паразитных гармоник на выходе умножителя частоты. Полученные в статье результаты могут найти применение в технике радиоэлектронной борьбы, измерительной технике.

Информация об авторе

Аткишкин Сергей Федорович, аспирант кафедры "Конструирования и технологии электронных систем и устройств" федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева", г. Самара, Россия

Для цитирования:

Аткишкин С.Ф. Модель приемника оперативного измерения частоты с предварительным умножением частоты и дополнительным каналом на основе нелинейных параметров рассеяния // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №3. С. 40-49.

For citation:

Atkishkin S.F. (2021) Model of instantaneous frequency measurement receiver with preliminary frequency multiplication and auxiliary channel based on nonlinear scattering parameters. *T-Comm*, vol. 15, no. 3, pp. 40-49. (in Russian)

Введение

Оперативное измерение частоты имеет большое значение в задачах распознавания радиоэлектронных средств [1], пеленгации, радиоэлектронного противодействия [1]. Интерференционные приемники оперативного измерения частоты на линиях задержки (ЛЗ) позволяют получить приемлемые показатели по ширине входной полосы частот, чувствительности, динамическому диапазону и погрешности при относительной простоте и дешевизне [2]. Миниатюризации приемников ОИЧ на ЛЗ препятствуют относительно высокие габаритные размеры и масса линий задержки, снижение которых затрудняется текущим уровнем технологии ЛЗ.

Снизить требования к групповому времени задержки ЛЗ позволяет предварительное умножение частоты входного сигнала в известное число раз [3]. При этом неравномерность и нестабильность коэффициентов передачи элементов СВЧ тракта существенным образом влияют на погрешность приемника ОИЧ с предварительным умножением частоты, так как значение входной частоты в интерференционных приемниках ОИЧ определяется по напряжению на выходе детектора. Значительной неравномерностью АЧХ обладают как умножители частоты, так и линии задержки. Неравномерность АЧХ умножителей частоты обусловлена необходимостью одновременного выполнения нескольких требований: согласование на входе по первой гармонике; согласование на выходе по требуемой гармонике; подавление прямого просачивания первой гармоники на выход; подавление на выходе паразитных гармоник высшего порядка. Неравномерность АЧХ ЛЗ вызвана неоднородностями линии передачи (чаще всего межвитковым взаимодействием). Нестабильность коэффициентов передачи элементов СВЧ тракта вызвана температурной зависимостью, изменением питающих и смещающих напряжений (для активных элементов) и другими факторами.

В связи с этим, поиск и разработка способов снижения влияния нестабильности и неравномерности коэффициентов передачи элементов СВЧ тракта на результат измерения имеет большое значение. Эффективным способом снижения влияния неравномерностей и нестабильностей коэффициентов передачи СВЧ тракта в интерференционном приемнике ОИЧ на ЛЗ является введение дополнительного асимметричного относительного информационного параметра измерительного канала [4]. При этом уровень паразитных гармоник на выходе усилителя в ОИЧ на ЛЗ должен быть существенно меньше уровня основного сигнала, что обеспечивается линейностью усилителя. В приемнике ОИЧ с предварительным умножением частоты ситуация осложняется наличием умножителя частоты, который работает в существенно нелинейном режиме. Это приводит к возникновению на выходе умножителя частоты паразитных гармоник, которые, воздействуя на основной и дополнительный канал, увеличивают погрешность.

1. Постановка задачи и методы решения

Для оценки влияния паразитных гармоник на погрешность измерения частоты, а также работоспособность способа компенсации нестабильности и неравномерности АЧХ элементов СВЧ тракта, необходимо разработать и исследовать нелинейную модель основного и дополнительного измерительного канала приемника ОИЧ.

Нелинейные модели СВЧ устройств и систем строятся в основном во временной и частотной области. Нелинейное моделирование во временной области связано с высокими временными и вычислительными затратами, так как требуется поиск установившегося режима работы схемы. Моделирование в частотной области позволяет сразу определить установившееся состояние схемы (системы).

В данном случае было выбрано поведенческое нелинейное моделирование в частотной области на основе нелинейных параметров рассеяния в режиме большого сигнала [5], так как оно позволяет: 1) искать решение в частотной области, минуя переходные процессы; 2) учесть нелинейные эффекты (генерация гармоник, компрессия усиления); 3) вывести аналитическую связь между падающими волнами на входе приемника и падающими на вход детекторов волнами основного и дополнительного каналов; 4) абстрагироваться от схемотехники и элементной базы построения функциональных устройств.

2. Схема приемника и способ компенсации

Схема приемника ОИЧ с предварительным умножением частоты и дополнительным каналом представлена на рисунке 1, где 1 – усилитель, 2 – умножитель частоты, 3 – делитель СВЧ мощности, 4 – линия задержки СВЧ, 6 – сумматор СВЧ мощности, 5, 7 – детекторы. Заглавные латинские буквы у входов и выходов функциональных элементов, пронумерованных числами, обозначают порты. Для определенности примем коэффициент умножения частоты умножителя частоты 2 равным двум.

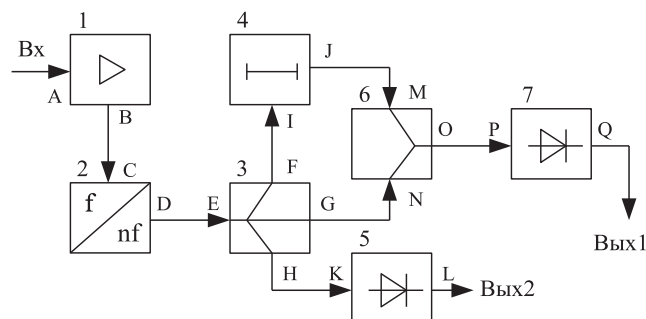


Рис. 1. Функциональная схема приемника ОИЧ с предварительным умножением частоты и дополнительным каналом

Принцип действия приемника ОИЧ основан на сравнении фазы задержанного и незадержанного в линии задержки сигнала. Разность фаз двух сигналов пропорциональна частоте. Напряжение на выходе детектора 7 пропорционально разности фаз задержанного и незадержанного в линии задержки сигнала. Погрешность измерения частоты данным способом может быть снижена за счет увеличения разности фаз между двумя сигналами. Разность фаз в свою очередь может быть увеличена за счет увеличения времени задержки или предварительного умножения частоты в известное число раз [3].

Способ снижения влияния неравномерности и нестабильности АЧХ элементов тракта заключается в формировании функции преобразования устройства в виде [6]:

$$V_R(f) = \frac{V_7(f)}{V_5(f)}, \quad (1)$$

где $V_7(f)$ – напряжение постоянного тока на выходе детектора 7; $V_5(f)$ – напряжение постоянного тока на выходе детектора 5.

В [6] уровень паразитных гармоник на выходе умножителя частоты 2 принимается пренебрежимо малым по сравнению с уровнем полезного сигнала. Однако, для применения описанного ранее в [6] способа, требуется оценить допустимый уровень паразитных гармоник (степень подавления) на выходе умножителя частоты 2, а также механизмы их возникновения. Для этого необходимо разработать математическую модель, связывающую напряжение на выходе детекторов 5 и 7 с падающей волной сигнала на входе устройства через линейные и нелинейные параметры рассеяния элементов СВЧ тракта.

3. Методика анализа

Прежде чем приступить к разработке математической модели приемника ОИЧ рассмотрим методику анализа схем, состоящих из каскадного включения четырехполюсников. Для этого рассмотрим каскадное включение двух линейных четырехполюсников, граф которого изображен на рисунке 1 (сверху).

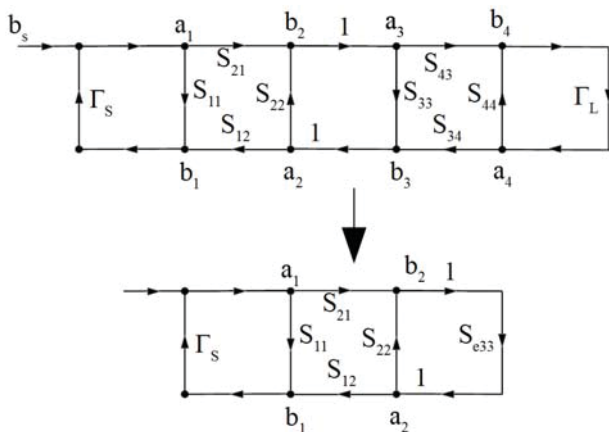


Рис. 2. Граф каскадного включения линейных четырехполюсников

Известно [7], что отраженная волна b_2 на выходе линейного четырехполюсника, нагруженного на оконечную нагрузку с коэффициентом отражения Γ_L может быть записана следующим образом:

$$b_2 = \frac{b_s S_{21}}{(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - S_{21} S_{12} \Gamma_s \Gamma_L}, \quad (2)$$

где $S_{11}, S_{22}, S_{21}, S_{12}$ – параметры рассеяния четырехполюсника; Γ_s, Γ_L – коэффициенты отражения генератора и нагрузки; b_s – комплексная амплитуда падающей на четырехполюсник от генератора волны.

Выражение (2) не может быть напрямую использовано для нахождения отраженной волны b_2 на выходе первого четырехполюсника. Для того чтобы воспользоваться выражением (2), представим правую часть графа на рисунке 2 (сверху) в виде эквивалентной нагрузки с входным коэффициентом отражения S_{e33} (рис. 1 снизу). Приближенное выра-

жение для входного коэффициента отражения можно получить, если рассмотреть процесс многократного отражения падающей волны от неоднородностей [8]. Приближенное выражение для S_{e33} имеет следующий вид:

$$S_{e33} \approx S_{33} + S_{43} \Gamma_L S_{34}. \quad (3)$$

В данном случае ради простоты в выражении (3) оставлены только однократно отраженные волны. Теперь, падающая волна b_2 на выходе первого четырехполюсника может быть выражена в виде:

$$b_2 \approx \frac{b_s S_{21}}{(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - S_{e33} S_{22}) - S_{21} S_{12} \Gamma_s S_{e33}}. \quad (4)$$

Если коэффициент $S_{12} \ll 1$ и/или $\Gamma_s S_{e33} \ll 1$, то последним слагаемым в знаменателе можно пренебречь, тогда выражение (4) примет вид:

$$b_2 \approx \frac{b_s S_{21}}{(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - S_{e33} S_{22})}.$$

Теперь, зная b_2 , можно аналогичным образом выразить отраженную волну b_4 на выходе второго четырехполюсника:

$$b_4 \approx \frac{b_s S_{21} S_{43}}{(1 - \Gamma_s S_{11})(1 - S_{e33} S_{22})(1 - \Gamma_L S_{44})}.$$

Действуя аналогичным образом, описанную методику можно расширить на случай большего числа каскадно включенных четырехполюсников. Описанная выше методика, далее будет применена для разработки модели приемника ОИЧ.

4. Математическая модель

Разрабатываемая математическая модель приемника ОИЧ должна связывать напряжение на выходе детекторов 5 и 7 с комплексной амплитудой падающей волны на входе приемника ОИЧ через линейные и нелинейные параметры рассеяния, входящих в него функциональных устройств. В большинстве практических случаев при анализе и проектировании нелинейных СВЧ устройств достаточно ограничиться 3-4 гармониками основного сигнала [9].

Для упрощения анализа ограничим максимальное число гармоник k тремя. При выводе выражений для комплексных амплитуд отраженных волн на выходе четырехполюсников, входящих в приемник ОИЧ, воспользуемся методикой, описанной в разделе 3. При этом учтем, что комплексные амплитуды падающих и отраженных волн в приемнике ОИЧ связаны следующими равенствами:

$$\begin{bmatrix} b_{B1} = a_{C1} \\ b_{B2} = a_{C2} \\ b_{B3} = a_{C3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b_{D1} = a_{E1} \\ b_{D2} = a_{E2} \\ b_{D3} = a_{E3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b_{F1} = a_{I1} \\ b_{F2} = a_{I2} \\ b_{F3} = a_{I3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b_{J1} = a_{M1} \\ b_{J2} = a_{M2} \\ b_{J3} = a_{M3} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} b_{G1} = a_{N1} \\ b_{G2} = a_{N2} \\ b_{G3} = a_{N3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b_{H1} = a_{K1} \\ b_{H2} = a_{K2} \\ b_{H3} = a_{K3} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b_{O1} = a_{P1} \\ b_{O2} = a_{P2} \\ b_{O3} = a_{P3} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

Рассмотрим комплексную амплитуду a_{A1} , падающей на вход усилителя 1 волны. Комплексными амплитудами падающих волн a_{A2} , a_{A3} на второй и третьей гармонике пренебрежем в силу их малости по сравнению a_{A1} . Это можно продемонстрировать, если рассмотреть режим работы оконечных усилителей РЛС с АФАР, работающих в режиме насыщения. При этом уровень второй и третьей гармоники на выходе мощных оконечных усилителей меньше уровня основного сигнала на 15-20 дБ [10]. Следовательно, амплитуды волн a_{A2} и a_{A3} на входе усилителя 1 меньше амплитуды волны a_{A1} как минимум в 10 раз. Поэтому волны a_{A2} и a_{A3} могут быть исключены из дальнейшего рассмотрения.

Так как усилитель 1 нелинейный, на его выходе помимо основного сигнала будут присутствовать гармоники основного сигнала. Комплексные амплитуды отраженных волн на выходе усилителя 1 (порт В) на первой, второй и третьей гармонике имеют вид:

$$b_{Bk} \approx \frac{a_{A1} S_{BAk1}}{(1 - \Gamma_S S_{AA11})(1 - S_{BBkk} S_{CCkk})}, \quad (6)$$

где a_{Xk} – комплексная амплитуда падающей на порт X волны на гармонике $k=1...3$; b_{Yk} – комплексная амплитуда отраженной от порта Y волны на гармонике $k=1...3$; Γ_S – коэффициент отражения источника сигнала; S_{YXRS} – нелинейный коэффициент передачи (преобразования) с порта X на порт Y, с гармоники S в гармонику R; $R, S=1...3$; k – целое число, принимает значения 1, 2, 3 соответственно для первой, второй и третьей гармоники.

Параметры S_{YXRS} являются нелинейными функциями возбуждающего воздействия [5]. Методики выделения нелинейных параметров рассеяния могут быть найдены в [5] и [11]. Комплексные амплитуды отраженных волн могут быть найдены путем численного решения системы нелинейных уравнений. Указанная нелинейная система уравнений связывает комплексные амплитуды падающих и отраженных волн через линейные и нелинейные параметры рассеяния. При этом комплексные амплитуды падающих волн на входе известны из условий возбуждения устройства, а комплексные амплитуды падающих волн на выходе определяются из нелинейных параметров рассеяния детекторов 5 и 7.

Комплексные амплитуды отраженных волн (6) согласно (5) являются для умножителя частоты 2 падающими волнами. При этом каждая падающая на вход умножителя частоты 2 волна будет преобразована аналогично в первую, вторую и третью гармонику. Поэтому для комплексных амплитуд отраженных волн на выходе умножителя частоты 2 имеем:

$$b_{Dk} \approx \frac{a_{A1} S_{BA11} S_{DCk1}}{(1 - \Gamma_S S_{AA11})(1 - S_{BB11} S_{CC11})(1 - S_{DDkk} S_{EEkk}^{eq})} + \frac{a_{A1} S_{BA21} S_{DCk2}}{(1 - \Gamma_S S_{AA11})(1 - S_{BB22} S_{CC22})(1 - S_{DDkk} S_{EEkk}^{eq})} + \frac{a_{A1} S_{BA31} S_{DCk3}}{(1 - \Gamma_S S_{AA11})(1 - S_{BB33} S_{CC33})(1 - S_{DDkk} S_{EEkk}^{eq})}, \quad (7)$$

где

$$S_{EEkk}^{eq} \approx S_{EEkk} + S_{FEkk} S_{Ikk} S_{EFkk} + S_{GEkk} S_{NNkk} S_{EGkk} + S_{HEkk} S_{KKkk} S_{EHkk} + S_{FEkk} S_{Jkk} S_{MMkk} S_{IJkk} S_{EFkk} + S_{GEkk} S_{ONkk} S_{PPkk} S_{NOkk} S_{EGkk} + S_{FEkk} S_{Jkk} S_{OMkk} S_{PPkk} S_{MOKk} S_{IJkk} S_{EFkk}$$

В выражениях (6) и (7) использован коэффициент отражения S_{CCii} , где $i=1...3$, вместо более сложного выражения (3). Это справедливо, если умножитель частоты 2 является невзаимным устройством (коэффициенты передачи S_{CD11} , S_{CD22} , $S_{CD33} \approx 0$), что обычно выполняется на практике.

Пользуясь выражениями для комплексных амплитуд отраженных волн b_{D1} , b_{D2} , b_{D3} запишем выражения для комплексных амплитуд отраженных волн на порте H делителя СВЧ мощности 3:

$$b_{Hk} \approx \frac{b_{Dk} S_{HEkk}}{(1 - S_{HHkk} S_{KKkk})}, \quad (8)$$

где k принимает значения 1, 2, 3 соответственно для первой, второй и третьей гармоники.

Опуская вывод формул, запишем сразу выражения для комплексной амплитуды отраженных волн на выходе O сумматора СВЧ мощности 6. Выражения получены в предположении, что коэффициенты передачи S_{MN11} , S_{NM11} , S_{MN22} , S_{NM22} , S_{MN22} , $S_{NM22} \ll 1$. Комплексные амплитуды имеют вид:

$$b_{Ok} \approx \frac{b_{Dk} S_{GEkk} S_{ONkk}}{(1 - S_{GGkk} S_{NNkk}^{eq})(1 - S_{OOkk} S_{PPkk})} + \frac{b_{Dk} S_{FEkk} S_{Jkk} S_{OMkk}}{(1 - S_{FFkk} S_{Ikk}^{eq})(1 - S_{JJkk} S_{MMkk}^{eq})(1 - S_{OOkk} S_{PPkk})}, \quad (9)$$

где

$$S_{Ikk}^{eq} \approx S_{Ikk} + S_{Jkk} S_{MMkk} S_{IJkk} + S_{Jkk} S_{OMkk} S_{PPkk} S_{MOKk} S_{IJkk},$$

$$S_{MMkk}^{eq} \approx S_{MMkk} + S_{OMkk} S_{PPkk} S_{MOKk},$$

$$S_{NNkk}^{eq} \approx S_{NNkk} + S_{ONkk} S_{PPkk} S_{NOkk}.$$

Рассмотрим второе слагаемое выражения (9) для значения $k = 2$ и 3. Множители S_{J122} , S_{J133} с учетом определения нелинейных параметров рассеяния в режиме большого сигнала [5] можно представить в комплексном виде как произведение АЧХ и ФЧХ:

$$S_{J122} = |S_{J122}(2f)| e^{j\varphi(2f)}$$

$$S_{J133} = |S_{J133}(3f)| e^{j\varphi(3f)}, \quad (10)$$

где f – частота входного сигнала.

Известно, что групповое время задержки определяется как [12]:

$$\tau = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_r(f)}{df} = -\frac{1}{360} \frac{d\varphi_d(f)}{df}, \quad (11)$$

где φ_r , φ_d – фазочастотные характеристики, выраженные в радианах и градусах соответственно.

Производя дифференцирование аргумента комплексного выражения (10) как сложной функции можно показать, что групповое время задержки линии задержки 4 на второй и третьей гармонике имеет вид:

$$\tau_{J122} = -\frac{2}{2\pi} \frac{d\varphi_r(2f)}{df}, \quad \tau_{J133} = -\frac{3}{2\pi} \frac{d\varphi_r(3f)}{df}. \quad (12)$$

Из выражений (10), (11) и (12) можно сделать два важных вывода. Во-первых, фазовый набег на выходе линии задержки 4 на второй и третьей гармонике в два и три раза соответственно больше, чем на первой гармонике. Для приемника ОИЧ это эквивалентно увеличению группового времени задержки линии задержки соответственно в 2 и 3 раза. Таким образом, предварительное умножение частоты позволяет увеличить фазовый набег между задержанным и незадержанным сигналом при том же групповом времени задержки линии задержки. Во-вторых, из вида ФЧХ следует, что входной полосе частот $f_{H1} \dots f_{H3}$ соответствуют полосы $2(f_{H1} \dots f_{H3})$ и $3(f_{H1} \dots f_{H3})$ на второй и третьей гармонике соответственно на выходе умножителя частоты и следующих за ним элементах. Таким образом, умножение частоты в умножителе 2 приводит к расширению требуемой полосы частот элементов тракта, стоящих после умножителя частоты. Это является одним из главных недостатков предложенного приемника ОИЧ.

Для дальнейшего анализа необходимо рассмотреть напряжение постоянного тока, возникающее на выходе детекторов 5 и 7 под действием падающих на них волн на первой, второй и третьей гармониках соответственно:

$$V_5 \approx \text{Re}(S_{LK01}b_{H1} + S_{LK02}b_{H2} + S_{LK03}b_{H3}), \quad (13)$$

$$V_7 \approx \text{Re}(S_{QP01}b_{O1} + S_{QP02}b_{O2} + S_{QP03}b_{O3}), \quad (14)$$

где $S_{YX01}, S_{YX02}, S_{YX03}$ – коэффициенты преобразования амплитуды падающих на первой, второй и третьей гармониках волн соответственно в постоянное напряжение на выходе детекторов 5 и 7; индексы YX принимают значение QP и LK ; $\text{Re}()$ – действительная часть комплексного числа.

Коэффициенты $S_{LK01}, S_{LK02}, S_{LK03}, S_{QP01}, S_{QP02}, S_{QP03}$ есть чувствительности характеристической функции детекторов 5 и 7 к изменению комплексных амплитуд $b_{H1}, b_{H2}, b_{H3}, b_{O1}, b_{O2}, b_{O3}$ и имеют следующий вид:

$$S_{LK01} = \left. \frac{\partial F_5}{\partial b_{H1}} \right|_{b_{H2}}, \quad S_{LK02} = \left. \frac{\partial F_5}{\partial b_{H2}} \right|_{b_{H1}}, \quad S_{LK03} = \left. \frac{\partial F_5}{\partial b_{H3}} \right|_{b_{H2}},$$

$$S_{QP01} = \left. \frac{\partial F_7}{\partial b_{O1}} \right|_{b_{O2}}, \quad S_{QP02} = \left. \frac{\partial F_7}{\partial b_{O2}} \right|_{b_{O1}}, \quad S_{QP03} = \left. \frac{\partial F_7}{\partial b_{O3}} \right|_{b_{O2}}$$

где F_5, F_7 – характеристические функции детекторов 5 и 7.

Из выражений (1), (13), (14) видно, что устранению влияния неоднородностей и нестабильностей АЧХ элементов тракта препятствуют паразитные гармоники b_{H1}, b_{H3} и b_{O1}, b_{O3} , присутствующие на входе детекторов 5 и 7. Их наличие препятствует полной компенсации неоднородности и нестабильности АЧХ усилителя 1 и умножителя частоты 2. Их влияние не может быть полностью устранено соответствующим выбором АЧХ детекторов (через коэффициенты $S_{LK01}, S_{LK02}, S_{LK03}, S_{QP01}, S_{QP02}, S_{QP03}$), так как полосы частот первой, второй и третьей гармоник могут пересекаться. Специальный же выбор полосы входных частот, обеспечивающий отсутствие перекрытий полос частот первой, второй и третьей гармоники накладывает существенные ограничения на полосу рабочих частот приемника ОИЧ. Анализ выраже-

ний (7)-(9) показывает, что подавление паразитных гармоник $b_{O1}, b_{O3}, b_{H1}, b_{H3}$ требует как повышения линейности усилителя 1, так и степени подавления побочных гармоник умножителя частоты 2.

Для выработки конкретных требований к подавлению паразитных гармоник рассмотрим приращение функции (1), возникающее при недостаточном подавлении волн $b_{O1}, b_{O3}, b_{H1}, b_{H3}$. Для этого положим, что $S_{QP01} \approx S_{QP02} \approx S_{QP03}$ и $S_{LK01} \approx S_{LK02} \approx S_{LK03}$. Данное условие выполняется, если полосы первой, второй, третьей гармоники перекрываются, что соответствует входной полосе частот устройства ОИЧ превышающей октаву. Наложим на члены $S_{LK01}b_{H1}, S_{LK03}b_{H3}, S_{QP01}b_{O1}, S_{QP03}b_{O3}$, входящие в выражения (13) и (14), следующие ограничения:

$$S_{QP01}b_{O1} = S_{QP03}b_{O3} = mS_{QP02}b_{O2}, \quad S_{LK01}b_{H1} = S_{LK03}b_{H3} = nS_{LK02}b_{H2},$$

где n и m некоторые числа по модулю меньше единицы. С учетом этого выражения (13) и (14) запишем в виде:

$$V_{50} + \Delta V_5 = (1 + 2n) \text{Re}(S_{LK02}b_{H2}), \quad (15)$$

$$V_{70} + \Delta V_7 = (1 + 2m) \text{Re}(S_{QP02}b_{O2}), \quad (16)$$

где

$$V_{50} = \text{Re}(S_{LK02}b_{H2}), \quad V_{70} = \text{Re}(S_{QP02}b_{O2}). \quad (17)$$

Далее, разложим функцию V_R (1) в ряд Тейлора по переменным V_5, V_7 в окрестности точки (V_{50}, V_{70}) . Ограничившись двумя первыми членами разложения, разделив полученное выражение на значение функции V_R в точке (V_{50}, V_{70}) и, учитывая выражения (15)-(17), получим:

$$\delta_R = \frac{\Delta V_R}{V_R} = \frac{\Delta V_7}{V_{70}} - \frac{\Delta V_5}{V_{50}} = 2m - 2n. \quad (18)$$

Так как выражение (18) может принимать как положительные, так и отрицательные значения, возьмем модуль выражения (18) и воспользуемся свойством модуля для оценки сверху значения модуля разности:

$$|\delta_R| = |2m - 2n| \leq |2m| + |2n|. \quad (19)$$

Выражение (19) показывает, что снижение относительно отклонения функции V_R (2) до 2% за счет паразитных гармоник требует подавления комплексных амплитуд $b_{O1}, b_{O3}, b_{H1}, b_{H3}$ в выражениях (13), (14) до уровня не более 0.005 от комплексной амплитуды полезного сигнала b_{O2}, b_{H2} . Это соответствует уровню подавления -46 дБ по амплитуде.

При этом существующие широкополосные удвоители частоты обеспечивают степень подавления паразитных гармоник 15...35 дБ [13, 14] в ограниченной полосе частот, которая меньше полосы рабочих частот удвоителя частоты.

Предположим далее, что паразитные комплексные амплитуды паразитных гармоник $b_{O1}, b_{O3}, b_{H1}, b_{H3}$ пренебрежимо малы по сравнению с b_{O2} и b_{H2} соответственно. Тогда выражение (1) после подстановки в него выражений (17), (8), (9) примет вид:

$$V_k(f) = \frac{\operatorname{Re}(S_{QP02} b_{02})}{\operatorname{Re}(S_{LK02} b_{H2})} \approx \frac{|S_{QP02}| |S_{GE22} S_{ON22} (1 - S_{FF22} S_{II22}^{eq})(1 - S_{JJ22} S_{MM22}^{eq}) + S_{FE22} S_{JI22} S_{OM22} (1 - S_{GG22} S_{NN22}^{eq})| \cos(\beta_k)}{|(1 - S_{GG22} S_{NN22}^{eq})(1 - S_{FF22} S_{II22}^{eq})(1 - S_{JJ22} S_{MM22}^{eq})(1 - S_{OO22} S_{PP22}^{eq}) - \frac{S_{HE22} S_{LK02}}{(1 - S_{HH22} S_{KK22}^{eq})}| \cos(\beta_d)}, \quad (20)$$

где β_n, β_d – аргументы комплексного выражения в числителе и знаменателе, соответственно.

4. Результаты моделирования

Путем имитационного моделирования приемника ОИЧ в среде ADS были решены следующие задачи: 1) проверка разработанной математической модели; 2) проверка способа компенсации неравномерности АЧХ элементов СВЧ тракта; 3) проверка влияния уровня подавления паразитных гармоник на функцию измерительного преобразователя.

Нелинейная модель приемника ОИЧ, реализованная в среде ADS, была разработана для работы в диапазоне частот 2-4 ГГц. Модели активных элементов приемника ОИЧ (усилитель, удвоитель частоты, детекторы) были реализованы на SiGe транзисторах BFP520 и BFP840. Модели транзисторов предоставлены производителем. СВЧ сумматоры и делители мощности реализованы по схеме Вилкинсона. Линия задержки с групповым временем задержки 1 нс реализована в виде отрезка микрополосковой линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом. Для имитации неравномерности коэффициента передачи и коэффициента отражения линии задержки в линию передачи были включены несколько коротких сегментов с волновым сопротивлением отличным от 50 Ом.

Для решения первой задачи результаты моделирования были сопоставлены с результатами расчетов, проведенных по формулам (8) и (9). Для этого по выражениям (8) и (9) были вычислены коэффициенты передачи $S_{HA11}, S_{HA21}, S_{HA31}, S_{OA11}, S_{OA21}, S_{OA31}$, связывающие падающие на вход детекторов 5 и 7 волны с падающей волной на входе приемника ОИЧ. На рисунках 3-5 представлены графики модулей коэффициентов передачи $S_{HA11}, S_{HA21}, S_{HA31}$, рассчитанные по формулам (8) и полученные в результате моделирования в среде ADS. На рисунках 6-8 представлены графики модулей коэффициентов передачи $S_{OA11}, S_{OA21}, S_{OA31}$, рассчитанные по формулам (9) и полученные в результате моделирования в среде ADS. На рисунках 3-8 символом Δ обозначена абсолютная разность между результатами моделирования в среде ADS и результатами расчета по выражениям (8) и (9). Проверка выражений (13), (14) и (20) затрудняется сложностью выделения параметров $S_{LK01}, S_{LK02}, S_{LK03}, S_{QP01}, S_{QP02}, S_{QP03}$ детекторов 5 и 7 и требует отдельного исследования.

Для решения второй задачи было проведено моделирование отношения напряжений на выходе детекторов 7 и 5 $V_7(f)/V_5(f)$, а также отношения коэффициентов передачи S_{OA21}/S_{HA21} для четырех уровней мощности -35, -25, -15, -5 дБ/мВт на входе приемника ОИЧ. На рисунках 9 и 10 соответственно представлены графики зависимости отношений $V_7(f)/V_5(f)$ и S_{OA21}/S_{HA21} для четырех уровней входной мощности: -35, -25, -15, -5 дБ/мВт, полученные в результате моделирования в среде ADS. На рисунке 11 представлены графики зависимости напряжения на выходе детекторов 7 и 5 от частоты, а также их отношение для входной мощности -25 дБ/мВт на входе приемника ОИЧ.

Для решения второй задачи было проведено моделирование отношения напряжений на выходе детекторов 7 и 5 $V_7(f)/V_5(f)$, а также отношения коэффициентов передачи S_{OA21}/S_{HA21} для четырех уровней мощности -35, -25, -15, -5 дБ/мВт на входе приемника ОИЧ. На рисунках 9 и 10 соответственно представлены графики зависимости отношений $V_7(f)/V_5(f)$ и S_{OA21}/S_{HA21} для четырех уровней входной мощности: -35, -25, -15, -5 дБ/мВт, полученные в результате моделирования в среде ADS. На рисунке 11 представлены графики зависимости напряжения на выходе детекторов 7 и 5 от частоты, а также их отношение для входной мощности -25 дБ/мВт на входе приемника ОИЧ.

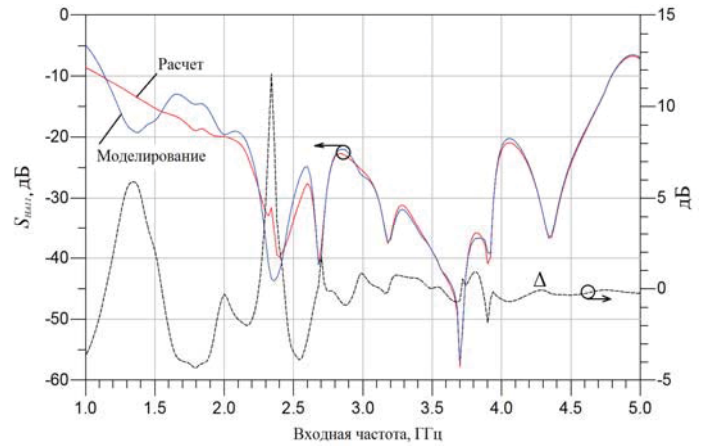


Рис. 3. Модуль коэффициента передачи S_{HA11}

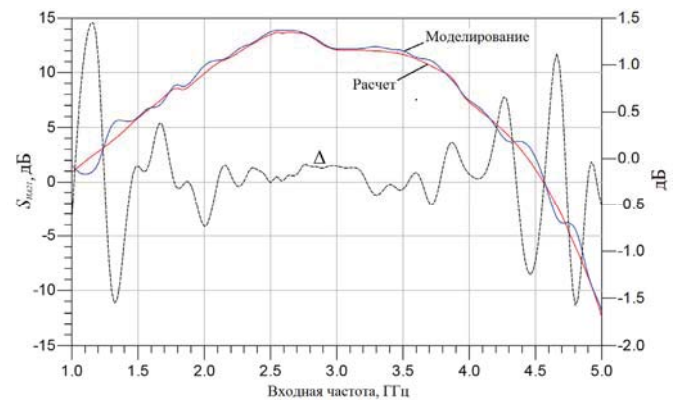


Рис. 4. Модуль коэффициента передачи S_{HA21}

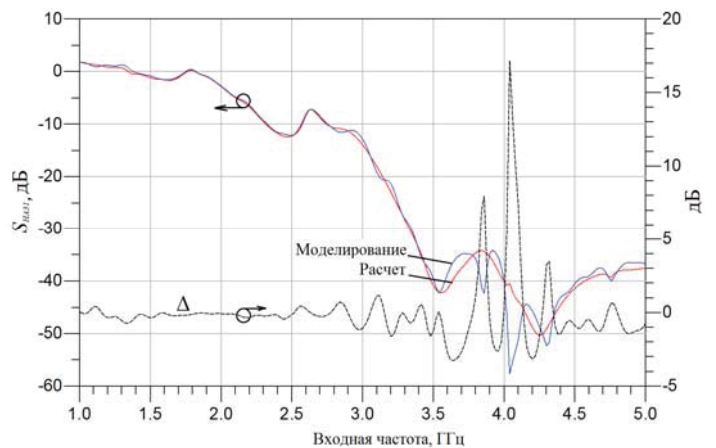


Рис. 5. Модуль коэффициента передачи S_{HA31}

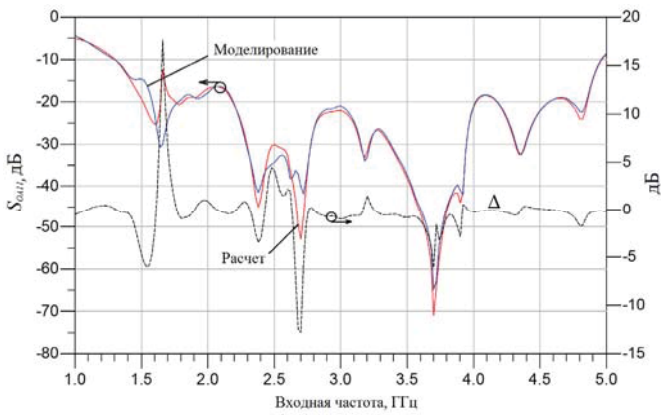


Рис. 6. Модуль коэффициента передачи S_{OA11}

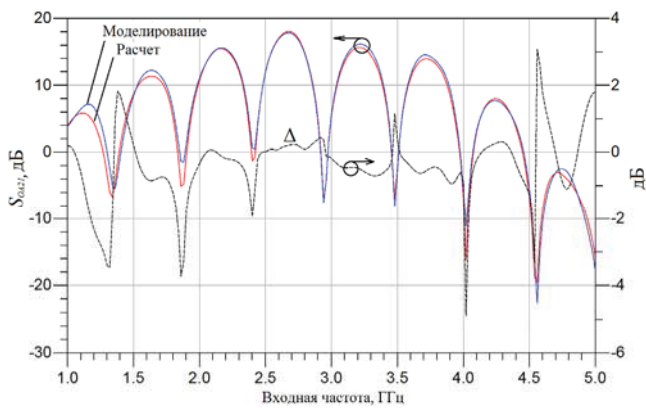


Рис. 7. Модуль коэффициента передачи S_{OA21}

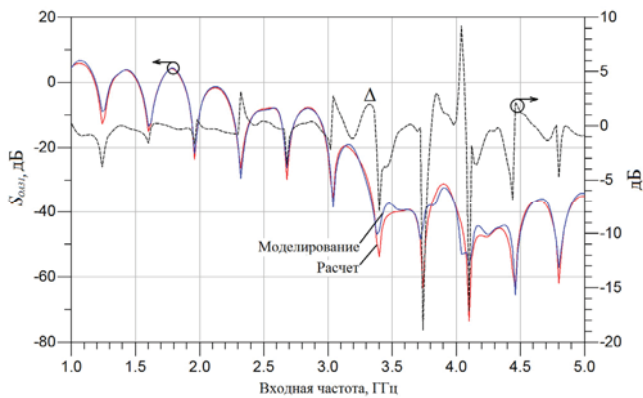


Рис. 8. Модуль коэффициента передачи S_{OA31}

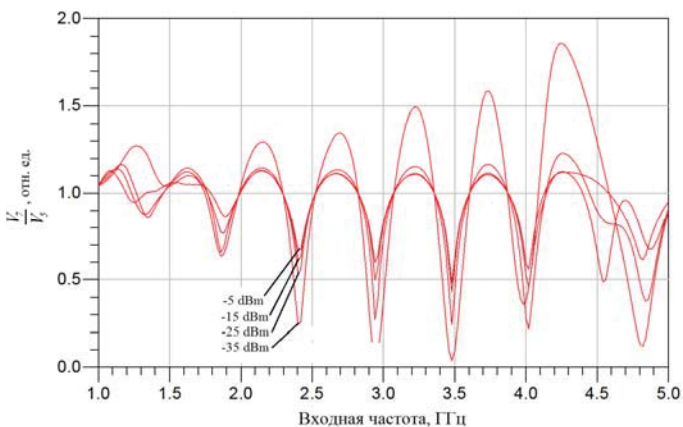


Рис. 9. Графики зависимости $V_7(f)/V_5(f)$ для четырех уровней входной мощности: -35, -25, -15, -5 дБ/мВт

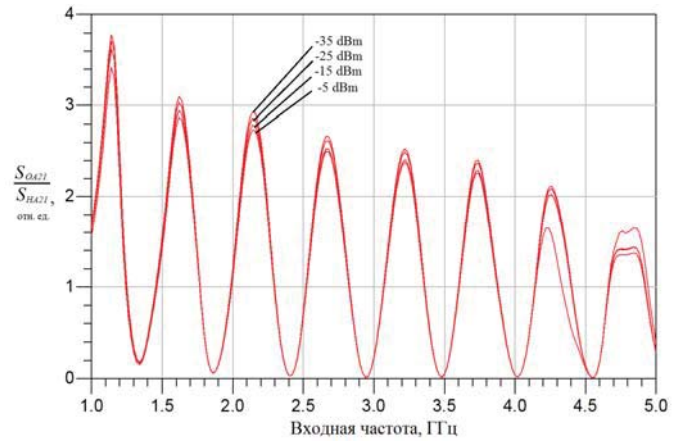


Рис. 10. Графики зависимости отношения S_{OA21}/S_{OA21} для четырех уровней входной мощности: -35, -25, -15, -5 дБ/мВт

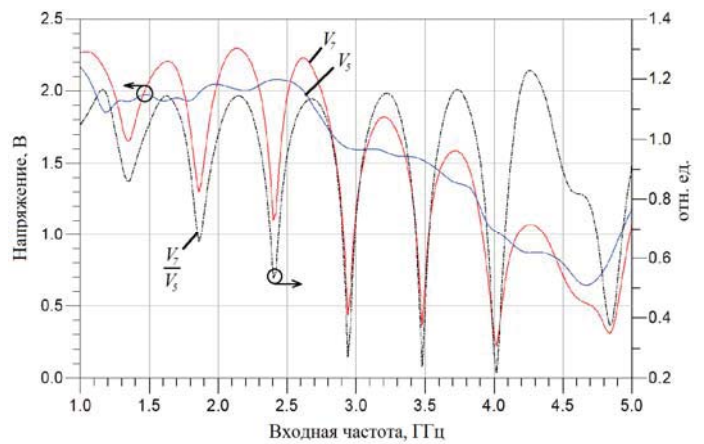


Рис. 11. Графики зависимостей $V_5(f)$, $V_7(f)$, $V_7(f)/V_5(f)$

Для решения третьей задачи было проведено моделирование отношения $V_7(f)/V_5(f)$ в зависимости от уровня подавления паразитных гармоник (первой и третьей) в умножителе частоты 2. Для моделирования была использована встроенная в среду ADS поведенческая модель умножителя частоты, позволяющая задавать коэффициенты преобразования гармоник умножителя частоты.

На рисунках 12 и 13 представлены графики зависимости отношения напряжений на выходе детекторов 7 и 5 $V_7(f)/V_5(f)$ при подавлении паразитных гармоник на выходе умножителя частоты в 100 и 10 раз соответственно. Цифрой 1 на рисунках 12 и 13 отмечено отношение напряжений $V_7(f)/V_5(f)$ при полном подавлении паразитных гармоник, цифрой 2 отмечено отношение напряжений $V_7(f)/V_5(f)$ при конечном (неполном) подавлении паразитных гармоник. Штрихпунктирной линией на рисунках 12 и 13 отмечено относительное отклонение отношения напряжений $V_7(f)/V_5(f)$ вызываемое паразитными гармониками.

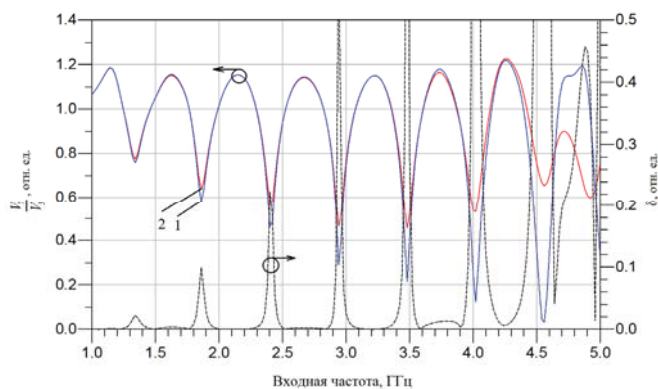


Рис. 12. Графики зависимости $V_7(f)/V_3(f)$ от частоты при подавлении паразитных гармоник в 100 раз

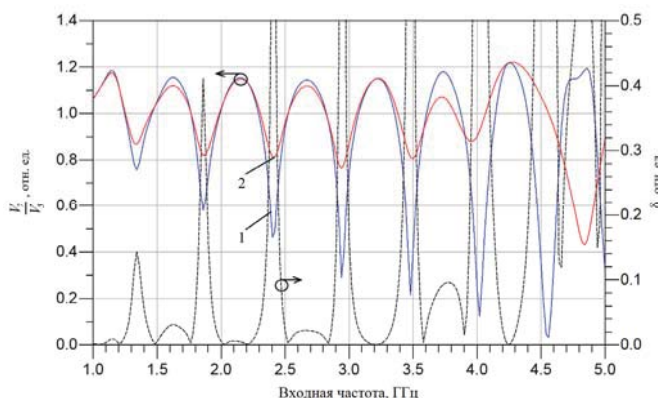


Рис. 13. Графики зависимости $V_7(f)/V_3(f)$ от частоты при подавлении паразитных гармоник в 10 раз

5. Обсуждение результатов

Из графиков на рисунках 3-8 видно, что результаты моделирования и расчетов по выражениям (8), (9) в целом согласуются. Разработанная модель приемника ОИЧ на основе нелинейных параметров рассеяния в режиме большого сигнала позволяет достоверно (за исключением некоторых точек) оценивать коэффициент передачи основного и дополнительного измерительных каналов как на основной (второй) гармонике, так и на паразитных (первая и третья) гармониках. По графикам на рисунках 3-8 можно видеть, что разница между результатами моделирования и расчета возрастает с уменьшением коэффициентов передачи по модулю. Это может быть вызвано допущениями, положенными в основу методики анализа.

Выражение (20) показывает, что введение дополнительного канала и переход к измерительной функции (1) позволяет снизить влияние неравномерности и нестабильности коэффициентов передачи только тех элементов СВЧ тракта, которые являются общими для основного и дополнительного измерительных каналов. Графики на рисунке 10 показывают, что отношение коэффициентов передачи S_{OA21} и S_{HA21} практически не меняется при изменении мощности входного сигнала в диапазоне $-35...-5$ дБ/мВт. Слабый спад отношения S_{OA21}/S_{HA21} с ростом частоты вызван растущими с частотой вносимыми линией задержки 4 потерями.

Из графиков на рисунках 9, 11 видно, что максимум отношения напряжений на выходе детекторов 7 и 5 остается практически неизменным в диапазоне рабочих частот при изменении мощности входного сигнала в диапазоне $-25...-5$ дБ/мВт не смотря на неравномерности коэффициентов передачи S_{OA21} и S_{HA21} .

В то же время минимум отношения напряжений на выходе детекторов 7 и 5 уменьшается с ростом частоты. Это вызвано двумя причинами.

Во-первых, детектор 5 работает на линейном участке детекторной характеристики, в то время как рабочая точка детектора 7 захватывает нелинейный участок детекторной характеристики при малом уровне сигнала. Заход в нелинейный участок детекторной характеристики может быть вызван как низким уровнем входного сигнала, так и передаточной характеристикой интерферометра, образованного элементами 3, 4, 6.

Во-вторых, уровень максимумов и минимумов передаточной характеристики интерферометра зависит от частоты, так как вносимое линией задержки 4 затухание возрастает с ростом частоты. Кроме того, некоторой неравномерностью коэффициентов передачи обладают также делители и сумматоры СВЧ мощности. В результате затухание в одном из плеч интерферометра выше, чем в другом, что ограничивает размах пульсаций коэффициента передачи интерферометра. Третьей причиной, не учтенной при моделировании, является технологический разброс коэффициентов преобразования детекторов, который можно уменьшить, изготавливая детекторы в едином технологическом цикле на единой подложке. Влияние первой причины может быть снижено за счет повышения динамического диапазона детекторов 5 и 7. Влияние второй причины может быть снижено за счет повышения симметрии плеч интерферометра и снижения потерь линии задержки. Другим вариантом является введение в устройство градуировочной характеристики.

Выражения (12) показывают, что предварительное умножение частоты увеличивает групповое время задержки, которые испытывают сигналы, проходящие через интерферометр, образованный элементами 3, 4, 6. Это позволяет сократить требуемое время задержки линии задержки 4, уменьшив, таким образом, габаритные размеры приемника ОИЧ. В то же время предварительное умножение частоты расширяет спектр входного сигнала, ужесточая требования к полосе пропускания функциональных устройств, стоящих после умножителя частоты 2. Другой негативный фактор, связанный с умножением частоты заключается в том, что потери, вносимые линией задержки, увеличиваются с ростом частоты [15]. Это, в конечном итоге, приводит к возрастанию погрешности.

Другим фактором, увеличивающим погрешность, является наличие паразитных гармоник. Паразитные гармоники, как видно из выражений (8) и (9), присутствуют как на выходе усилителя 1, так и на выходе умножителя частоты 2. Из выражений (13), (14), (20), а также из результатов моделирования (рисунки 12 и 13) следует, что паразитные гармоники основного сигнала, проходя на вход детектора 5 напрямую, а на вход детектора 7 через интерферометр, вызывают на их выходах дополнительные смещения напряжения, повышающие погрешность.

Из графиков на рисунке 12 видно, что недостаточное подавление паразитных гармоник вызывает значительное изменение минимумов отношения напряжений $V_7(f)/V_5(f)$. При этом остальные части графика функции $V_7(f)/V_5(f)$ не испытывают значительных отклонений при подавлении амплитуды паразитных гармоник в 100 раз. Значительные отклонения (около 7 %), не считая минимумы, возникают при подавлении амплитуды паразитных гармоник в 10 раз на краю рабочего диапазона частот приемника ОИЧ (рис. 13).

Вид зависимости на рисунках 12 и 13 указывает на целесообразность исключения работы приемника ОИЧ в области минимумов функции $V_7(f)/V_5(f)$. Для этого необходимо ввести дополнительный измерительный канал, групповое время задержки в котором подобрано таким образом, чтобы минимум функции преобразования вида (1) в одном канале совпал с максимум функции преобразования в другом канале.

Из выражения (20) также следует, что на результат измерения влияют коэффициенты отражения элементов СВЧ тракта. Физически их влияние объясняется возникновением отраженных волн, которые, взаимодействуя с падающими волнами на входах и отраженными волнами на выходах СВЧ устройств, вызывают неравномерности коэффициентов передачи.

Выводы

Предварительное умножение частоты позволяет уменьшить требуемое время групповой задержки линии задержки, что снижает габаритные размеры устройства ОИЧ. Введение множителя частоты приводит к возрастанию неравномерности и нестабильности коэффициента передачи тракта, что увеличивает погрешность. Введение дополнительного канала и переход к относительной функции преобразования позволяет уменьшить влияния неравномерностей и нестабильностей коэффициентов передачи усилителя и множителя частоты, а также снизить влияние уровня входного сигнала на погрешность.

Однако переход к функции преобразования в виде отношения напряжений осложняется наличием на входе детекторов основного и дополнительного каналов паразитных гармоник, которые, вызывая на детекторах паразитные смещения напряжения, увеличивают погрешность. Наибольшее влияние паразитные гармоники оказывают на минимумы функции преобразования.

В связи с этим целесообразно введение дополнительного измерительного канала с отличающимся временем групповой задержки линии задержки. Недостатком указанного способа компенсации является его ограниченная работоспособность, охватывающая только общие для основного и допол-

нительного измерительного каналов элементы приемника ОИЧ.

Литература

1. Подстригаев А.С., Смоляков А.В., Слободян М.Г. Анализ плотности распределения типов РЛС в частотном диапазоне // Журнал радиоэлектроники. 2016. №7. С. 1-23.
2. Бабинцев Д.В., Батаев В.Я., Жерновенков А.С., Каменьков А.С., Капустин Д.Ю., Малыщук В.М., Фролов С.А. Широкополосные модули СВЧ для систем измерения параметров импульсных и квазинепрерывных сигналов // Электронная техника, серия 1, СВЧ-техника. 2009. №3(502). С. 17-26.
3. Аткиншикин С.Ф. Широкополосный измеритель частоты СВЧ сигналов с предварительным умножением частоты // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2019. №10. С. 15-19.
4. Coupez J.P., Gruchala H., Slowik A., Redko Cz., Rutkowski A. High resolution IFMs // 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2002. P. 484-487.
5. Jargon J.A., Gupta K.C., De Groot D.C. Nonlinear large-signal scattering parameters: theory and applications // ARFTG 63rd Conference. 2004. pp. 157-174.
6. Аткиншикин С.Ф. Снижение влияния неравномерности и нестабильности АЧХ элементов тракта на погрешность в измерителе частоты с предварительным умножением частоты // Материалы XX координационного научно-технического семинара по СВЧ технике. 2019. С. 81-83.
7. Hunton J.K. Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1960. March. P. 206-212.
8. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клузгер Г.А., Курашов А.Г. Коротковолновые антенны. М.: Радио и Связь, 1985. 536 с.
9. Qinglong Z., Shengli L. Comparative Study of X-parameters and Nonlinear Scattering Functions // The Tenth International Conference on Electronic Measurement & Instruments. 2011. P. 355-358.
10. Taleb-Alhagh Nia H., V. Nayyeri A. 0.85–5.4 GHz 25-W GaN Power Amplifier // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2018. VOL28. Issue3. P. 251-253.
11. Rizzoli V., Lipparini A. Computation of large-signal S-parameters by harmonic-balance techniques // Electronics letters. 1988. №6. VOL24. P. 329-330.
12. B. Ravelo, A. Perennec, M. Le Roy, Y.G. Boucher, "Active Microwave Circuit With Negative Group Delay," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, issue 12. P. 861-863, December 2007.
13. Liu Y., Yang T., Chen J. A 3-50 GHz Ultra-Wideband PHEMT MMIC Balanced Frequency Doubler // IEEE Microwave and wireless components letters, №9, vol. 18, 2008. P. 629-631.
14. Gruson F., Bergmann G., Schumacher H. A Frequency Doubler with High Conversion Gain and Good Fundamental Suppression // IEEE MTT-S Digest, 2004. P. 1-4.
15. Tian Y., Lee K., Wang H. A 390 ps On-Wafer True-Time-Delay Line Developed by a Novel Micro-Coax Technology // IEEE Microwave and wireless components letters, №4, vol. 24, 2014. P. 233-235.

MODEL OF INSTANTANEOUS FREQUENCY MEASUREMENT RECEIVER WITH PRELIMINARY FREQUENCY MULTIPLICATION AND AUXILIARY CHANNEL BASED ON NONLINEAR SCATTERING PARAMETERS

Sergey F. Atkishkin, Samara University, Samara, Russia, p4r4n014c@yandex.ru

Abstract

The article deals with instantaneous frequency measurement (IFM) receiver model. Proposed receiver exploits preliminary frequency multiplication of input signal and auxiliary microwave detector channel. Article goal is investigation of microwave transfer coefficient irregularity compensation method. Another goal is investigation and reduction of measurement error sources. Research goals are reached by mathematical model construction and its further investigation. Mathematical model is based on the nonlinear large signal scattering parameters. Model demonstrates that preliminary frequency multiplication allows reduction of required group delay time of delay line. It is shown that measurement result is affected by transfer coefficient irregularity, transfer coefficient instability of receiver chain elements and multiply reflected waves. Auxiliary measurement channel and measurement function in the form of voltage ratio at basic channel detector and auxiliary channel detector provide a way to reduce influence of input signal amplitude, instabilities and irregularities of transfer coefficient on the frequency measurement result. It is shown that full reduction of aforementioned factors is prevented by parasitic harmonics and multiply reflected waves. Required suppression level of parasitic harmonics are presented. Obtained results can find applications in sphere of electronic warfare and measurement theory and techniques.

Keywords: instantaneous frequency measurement, microwave delay line, frequency multiplication, nonlinear scattering parameters, microwave detector, mathematical model.

References

1. A.S. Podstrigaev, A.V. Smolyakov and M.G. Slobodyan (2016), "Radars distribution density analysis by frequency band", *Zhurnal radioelektroniki*, No. 7. P. 1-23.
2. D.V. Babincev, V.Ya. Bataev, A.S. Zhernovenkov, A.S. Kamen'kov, D.Yu. Kapustin, V.M. Malyschik, and S.A. Frolov (2009), "Wide bandwidth receivers for measurement parameters of pulse and quasicontinuous signals", *Elektronnaya tekhnika, seriya 1, SVCH-tekhnika*, No.3(502). P. 17-26.
3. S.F. Atkishkin (2019), "Wide bandwidth frequency measurement receiver with preliminary frequency multiplication", *Pribory i sistemy. Upravlenie, kontrol, diagnostika*, No.10. P. 15-19.
4. J.P. Coupez, H. Gruchala, A. Slowik, Cz. Redko, and A. Rutkowski (2002), "High resolution IFMs", *14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*. P. 484-487.
5. J.A. Jargon, K.C. Gupta, and D.C. De Groot (2004), "Nonlinear large-signal scattering parameters: theory and applications", *ARFTG 63rd Conference*. P. 157-174.
6. S.F. Atkishkin (2019), "Irregularity and instability influence compensation on the error in the frequency measurement receiver with preliminary frequency multiplication", *Materialy XX koordinatsionnogo nauchno-tehnicheskogo seminara po SVCH tekhnike*. P. 81-83.
7. J.K. Hunton (1960). Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1960. March. P. 206-212.
8. G.Z. Ajzenberg, S.P. Belousov, E.M. Zhurbenko, G.A. Kliger, A.G. Kurashov (1985). *Korotkovolnovye anteny*. Moscow: Radio i Svyaz', 536 p.
9. Z. Qinglong, L. Shengli (2011). Comparative Study of X-parameters and Nonlinear Scattering Functions. *The Tenth International Conference on Electronic Measurement & Instruments*. P. 355-358.
10. Taleb-Alhagh Nia H., V. Nayyeri A 0.85-5.4 GHz 25-W GaN Power Amplifier. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2018. VOL28. Issue 3. P. 251-253.
11. V. Rizzoli, A. Lipparini (1988). Computation of large-signal S-parameters by harmonic-balance techniques. *Electronics letters*. No.6. VOL24. P. 329-330.
12. B. Ravelo, A. Perennec, M. Le Roy, Y. G. Boucher (2007). "Active Microwave Circuit With Negative Group Delay," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 17, issue 12. P. 861-863, December 2007.
13. Liu Y., Yang T., Chen J. A 3-50 GHz Ultra-Wideband PHEMT MMIC Balanced Frequency Doubler. *IEEE Microwave and wireless components letters*. No.9. Vol. 18, 2008. P. 629-631.
14. F. Gruson, G. Bergmann, H. Schumacher. (2004). A Frequency Doubler with High Conversion Gain and Good Fundamental Suppression. *IEEE MTT-S Digest*. P. 1-4.
15. Y. Tian, K. Lee, H. Wang (2014). A 390 ps On-Wafer True-Time-Delay Line Developed by a Novel Micro-Coax Technology. *IEEE Microwave and wireless components letters*. No.4. Vol. 24. P. 233-235.

Information about author:

Sergey F. Atkishkin, postgraduate student of Samara University, Samara, Russia