

Исследование спектра сигнала при двукратном частотном преобразовании

Подстригаев А.С.*, Смоляков А.В.**

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, 5,

Санкт-Петербург, 197376, Россия

**e-mail: ap0d@ya.ru*

***e-mail: andreismolyakow@gmail.com*

Статья поступила 15.08.2020

Аннотация

В работе выполнен анализ гармонического состава выходного сигнала устройства ретрансляции сигнала с внесением доплеровского сдвига частоты. Результаты получены для различных значений ширины полосы пропускания устройства. Выделены общие тенденции, которым подчиняются изменения выходного сигнала устройства при изменении его полосы пропускания. Показана принципиальная возможность имитации доплеровского сдвига частоты в широкой полосе частот входных сигналов с помощью устройства ретрансляции сигнала с двойным преобразованием частоты. Таким образом, такое устройство может являться составной частью широкополосного имитатора радиолокационных целей.

Ключевые слова: смеситель, интермодуляционные искажения, двойное преобразование частоты, доплеровский сдвиг частоты.

Введение

Задача имитации радиоэлектронной обстановки имеет важное прикладное значение в средствах радиолокации, радиотехнического мониторинга, радиотехнической разведки и радиоэлектронной борьбы, широко применяемых, например, в авиационной и ракетно-космической технике [1–7]. Динамически изменяющиеся радиоэлектронные портреты реальных объектов и окружающей их обстановки позволяют проверять и отлаживать радиоэлектронную аппаратуру, применяемую в указанных выше областях радиотехники.

Для имитации движущихся радиолокационных целей широко используются цифровые и аналоговые ретрансляторы, переизлучающие сигналы с заданными значениями задержки и доплеровского сдвига частоты [8–11]. Один из методов внесения доплеровского сдвига основан на двукратном частотном преобразовании принятого сигнала – рис. 1 [12]. При первом преобразовании сигнал переносится на промежуточную частоту, при втором – возвращается обратно в исходную полосу. Однако при втором переносе используется сигнал гетеродина, смещенный на частоту, численно равную частоте Доплера Δf_d . В результате выходной сигнал также оказывается смещенным на заданную доплеровскую частоту. Метод используется в цифровой и аналоговой аппаратуре.

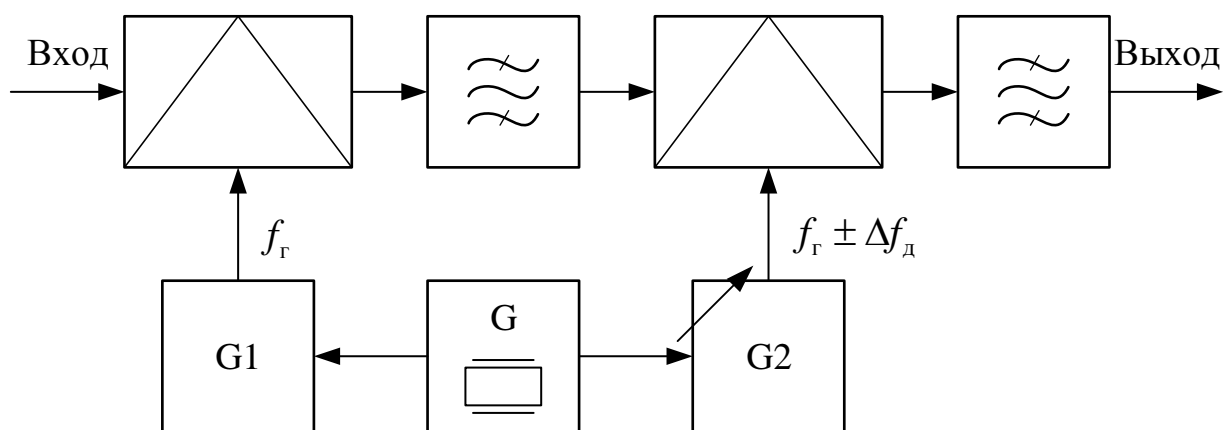


Рис. 1. Структурная схема устройства ретрансляции сигнала с внесением доплеровского сдвига частоты

При этом для аналоговой аппаратуры до сих пор не исследована зависимость спектра сигнала после описанного двукратного преобразования по частоте от выбранной полосы преобразования. Решение данной задачи и является целью настоящей работы.

Исследуемое устройство содержит последовательно соединенные балансный смеситель (работающий в понижающем режиме), фильтр промежуточной частоты, второй балансный смеситель (работающий в повышающем режиме) и выходной фильтр. Спектральный ансамбль, сформированный первым смесителем, проходит через фильтр промежуточной частоты и поступает на второй смеситель. Он возвращает полезный сигнал в исходный диапазон частот и в процессе преобразования, как и первый смеситель, вносит в этот сигнал новые спектральные составляющие. Выходным фильтром из преобразованного сигнала выделяется необходимая полоса, соответствующая входному частотному диапазону устройства. При этом интерес представляет также спектр сигнала в паразитных полосах пропускания выходного фильтра [13].

Реализация модели

Определение спектрального состава выходного сигнала после двукратного частотного преобразования в работе выполнено с помощью математического моделирования. Для того, чтобы сократить время расчетов, использовались функциональные модели смесителей и фильтров, не учитывающие электродинамические процессы в этих узлах аппаратуры.

Обзор основных программных продуктов, предоставляющих возможности моделирования радиотехнических цепей, показал, что требуемые модели встроены в пакет AWR Design Environment компании National Instruments (в рамках базы блоков Visual System Simulator), в пакет MATLAB компании MathWorks (в рамках RF Toolbox) и в пакеты Advanced Design System и SystemVue компании Keysight. Основным недостатком перечисленных программных средств является отсутствие в них функциональных моделей полосно-пропускающих СВЧ-фильтров, учитывающих их паразитные полосы пропускания. Поэтому необходимые модели смесителей и полосовых фильтров с паразитными полосами пропускания были разработаны в среде MATLAB самостоятельно.

Модель смесителя. Пусть на вход первого смесителя подается непрерывный гармонический сигнал, т.е. смеситель работает в отсутствие интермодуляционных искажений. Тогда частоты комбинационных составляющих спектра сигнала на выходе смесителя определяются выражением:

$$f = |mf_{RF} \pm nf_{LO}|, \quad (1)$$

где f_{RF} – частота входного сигнала, f_{LO} – частота гетеродина, m, n – неотрицательные целые числа. Задача определения мощности данных комбинационных составляющих может быть решена с помощью функциональных моделей смесителей, основанных на интермодуляционных таблицах (ИМТ) [14] – рис. 2.

		N × LO				
		0	1	2	3	4
M × RF	0	N/A	0.6	26	25	N/A
	1	22	0	44	70	68
	2	71	67	58	70	78
	3	84	92	93	71	91
	4	N/A	82	93	98	101

Рис. 2. Интермодуляционная таблица смесителя HMC553ALC3B при $f_{RF} = 10,1$ ГГц, $f_{LO} = 10$ ГГц, $P_{RF} = -10$ дБм, $P_{LO} = 13$ дБм [15]

Эти таблицы устанавливают соответствие между гармониками входного сигнала и сигнала гетеродина, формирующими ту или иную комбинационную составляющую в выходном сигнале, а также степень подавления этой составляющей, выраженной в дБн. Определить действительную мощность комбинационной составляющей в дБм, имеющей частоту f можно, используя следующее выражение:

$$P_f = P_{RF} - L_c - P_{m,n}, \quad (2)$$

где P_{RF} – мощность входного сигнала в дБм, L_c – потери мощности на преобразование в дБ, $P_{m,n}$ – соответствующее частоте f значение из ИМТ в дБн.

ИМТ реальных смесителей зависят от частотного исполнения, ширины полосы рабочих частот, схемотехнической и технологической реализации, поэтому на практике значительно отличаются от устройства к устройству [16,17]. Для

обобщенного исследования характеристик устройства ретрансляции сигнала, не привязанного к конкретной модели смесителя, целесообразно использование ИМТ, полученных Б. Хендерсоном на основе математической модели двойного балансного смесителя [18,19]. При использовании этих таблиц для второго смесителя, работающего в повышающем режиме, в величину подавления отдельных спектральных составляющих вносится поправка 10 дБ [19].

Оценить адекватность разработанной реализации модели на данном этапе можно путём сравнения спектра выходного сигнала, получаемого в результате симуляции, со спектром сигнала, получаемым для тех же исходных параметров в одном из пакетов моделирования радиотехнических цепей. Целесообразно использовать в качестве такого пакета AWR Design Environment, так как в его состав входит утилита ускоренного проектирования преобразователей частоты iFPlan Frequency Planner Wizard, содержащая в своём составе ИМТ Хендерсона.

Проведённое сравнение показало, что значения частот гармоник обоих спектров идентичны при понижающем режиме работы преобразователя частоты, однако мощности некоторых из них отличаются. В ходе анализа выяснилось, что выявленные отличия относятся только к мощностям гармоник гетеродина ($f_{LO}, 2 \cdot f_{LO}, 3 \cdot f_{LO} \dots$), попадающим в состав выходного сигнала. Разработанная реализация модели рассчитывает эти мощности по формуле (2), в то время как AWR Design Environment – по следующему выражению:

$$P_n = P_{LO} - L_c - P_{0,n},$$

где P_{LO} – мощность гетеродина в дБм, L_c – потери мощности на преобразование в дБ, $P_{0,n}$ – соответствующее n -й гармонике гетеродина значение из ИМТ в дБн.

Была проведена дополнительная проверка, заключающаяся в сравнении обоих спектров со спектром, формируемым моделью преобразователя частоты из состава RF Toolbox пакета MATLAB. В данную модель предварительно была загружена идентичная использованной ранее ИМТ Хендерсона. Проведённое сравнение не показало отличий от разработанной реализации модели.

Проведение аналогичного сравнения спектров для повышающего режима работы преобразователя частоты выявило дополнительные отличия разработанной реализации модели и указанных программных пакетов. Эти отличия обусловлены отсутствием в реализациях модели смесителя, представленных в AWR Design Environment и MATLAB, коррекции мощности комбинационных составляющих при работе преобразователя в повышающем режиме, описанной ранее. Других отклонений выявлено не было.

Модель полосового фильтра. Разработанная авторами реализация модели полосового СВЧ-фильтра формирует АЧХ с кусочно-линейной аппроксимацией и следующими параметрами: центральная частота f_0 ; ширина полосы пропускания Δf ; скорость убывания АЧХ в полосе заграждения k , [дБ/ГГц]; расположение центральных частот паразитных полос пропускания $f_{\text{пар}i}$.

Для анализа работы устройства выбрана наихудшая реализация фильтра: коэффициент передачи (КП) в паразитных полосах пропускания принят равным КП в основной полосе и составляет 0 дБ, ширина паразитных полос пропускания

соответствует ширине основной полосы пропускания. КП в полосе заграждения составляет минус 100 дБ.

Центральные частоты паразитных полос пропускания определяются по формуле

$$f_{\text{пар}i} = i \cdot f_0,$$

где $i = \{2, 3, \dots\}$, f_0 – центральная частота основной полосы пропускания фильтра.

Большинство СВЧ-фильтров имеют паразитные полосы пропускания либо на всех частотах, кратных основной, либо на частотах, для которых i – нечётное. Симуляция производилась для второго случая, так как использовать фильтры первого типа в исследуемом устройстве нецелесообразно [20].

Параметры модели. В работе выполнено моделирование устройства ретрансляции сигнала, структурная схема которого приведена на рис. 1. Так как $\Delta f_{\text{д}} \ll \Delta f$, доплеровский сдвиг частоты $\Delta f_{\text{д}}$ не повлияет на спектральный состав выходного сигнала значительно и потому была принята равной 0.

Фильтр промежуточной частоты и выходной фильтр в модели имеют одинаковую ширину полосы пропускания Δf . Фильтр промежуточной частоты настроен на частоту f_{IF} , выходной фильтр – на частоту f_C .

Симуляция производилась при следующих параметрах устройства ретрансляции:

- центральная частота исследуемой полосы $f_C = 13$ ГГц;

- ширина полосы пропускания фильтров Δf изменялась в каждом цикле симуляции от 0,5 ГГц до 8 ГГц, а полоса входных частот, соответственно, от 12,75 – 13,25 ГГц до 9 – 17 ГГц;
- скорость убывания АЧХ фильтра в полосе заграждения $k = 400$ дБ/ГГц;
- потери мощности сигнала, связанные с преобразованием частоты в смесителе $L_C = 6$ дБ;
- мощность входного сигнала $P_{RF} = 0$ дБм;
- мощность сигнала гетеродина $P_{LO} = 17$ дБм;
- промежуточная частота $f_{IF} = (500 + 0,5\Delta f)$ МГц;
- частота гетеродина $f_{LO} = f_C - f_{IF}$.

Ширина полосы пропускания при моделировании выбиралась из условия

$$f_{IF} + 0,5\Delta f \leq f_C - 0,5\Delta f$$

так, чтобы полоса входного сигнала не пересекалась с полосой промежуточных частот.

Множество составляющих спектра выходного сигнала первого смесителя образуют входной сигнал для второго смесителя. В этом случае во втором смесителе помимо комбинационных составляющих спектра могут образоваться интермодуляционные составляющие. Данные гармоники возникают вследствие взаимодействия между собой нескольких гармоник входного сигнала смесителя. Они не могут быть учтены при использовании функциональных моделей смесителей

на основе ИМТ, так как ИМТ содержат информацию о мощности только комбинационных составляющих спектра.

При подаче на вход смесителя, работающего в понижающем режиме, двухтонального сигнала на его выходе образуются интермодуляционные составляющие с частотами $|2f_{RF2} - f_{RF1} - f_{LO}|$ и $|2f_{RF1} - f_{RF2} - f_{LO}|$, где f_{RF1} и f_{RF2} – частоты входных сигналов, f_{LO} – частота сигнала гетеродина. Такие гармоники называются интермодуляционными составляющими третьего порядка. Они имеют наибольшую среди интермодуляционных составляющих мощность. В работе [21] указано, что даже при подаче на вход смесителя суммы двух гармонических сигналов с мощностью 0 дБм мощность интермодуляционных составляющих третьего порядка будет на 30 – 40 дБ меньше мощности комбинационных составляющих спектра выходного сигнала смесителя. В [22] показано, что мощность интермодуляционных гармоник быстро падает с уменьшением мощности гармоник входного сигнала.

В настоящей работе на входе второго смесителя все гармоники, за исключением расположенной на основной комбинационной частоте, имеют мощность менее минус 20 дБм. Следовательно, мощность интермодуляционных составляющих выходного сигнала устройства будет на несколько десятков децибел ниже мощности комбинационных составляющих. Поэтому интермодуляционными гармониками выходного сигнала было решено пренебречь.

Выходной сигнал второго смесителя рассчитан как сумма реакций данного смесителя на подачу каждой гармоники входного сигнала в отдельности. То есть

при построении графиков суммировались мощности комбинационных составляющих, имеющих одинаковую частоту, но порожденных различными гармониками сигнала на входе второго смесителя.

Симуляция была произведена трижды: в первый раз частота входного сигнала была равна центральной частоте исследуемого диапазона ($f_{RF} = f_C$), во второй – частоте его нижней границы ($f_{RF} = f_C - 0,5\Delta f$), и в третий – частоте его верхней границы ($f_{RF} = f_C + 0,5\Delta f$).

Результаты моделирования

Результаты симуляции для каждого из описанных случаев представлены на рис. 3 – рис. 5. По оси абсцисс отложена частота, по оси ординат – наборы значений параметров, зависящих от ширины полосы пропускания фильтров. Каждый из этих наборов соответствует определённому значению ширины. Точками обозначены комбинационные составляющие спектра выходного сигнала исследуемого устройства. Точки, имеющие одинаковую ординату, формируют спектр, соответствующий определённому значению ширины рассматриваемой полосы частот. Цвет точки определяется мощностью комбинационной составляющей, которую она обозначает, в соответствии со шкалой, приведённой на рис. 3 – рис. 5 справа. Составляющие спектра, имеющие мощность ниже минус 100 дБм, на графиках не показаны.

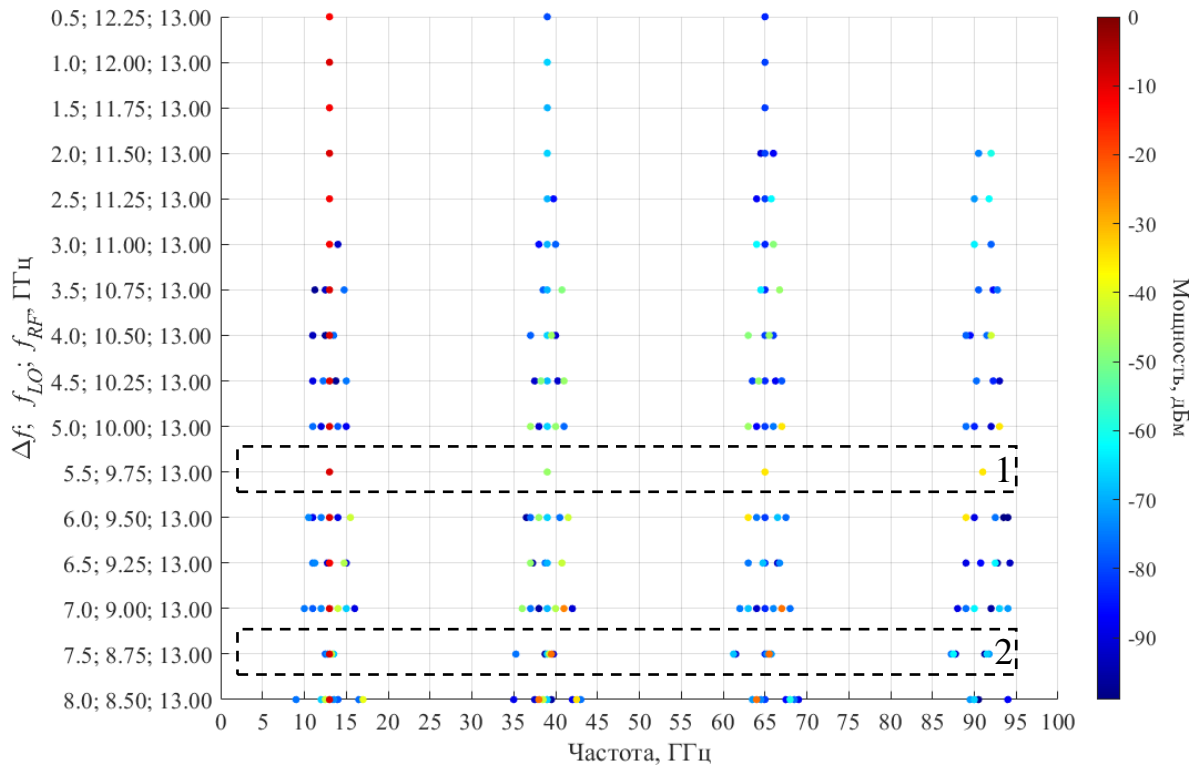


Рис. 3. Зависимость спектра сигнала после двойного частотного преобразования от частотных соотношений в устройстве, $f_{RF} = f_C$

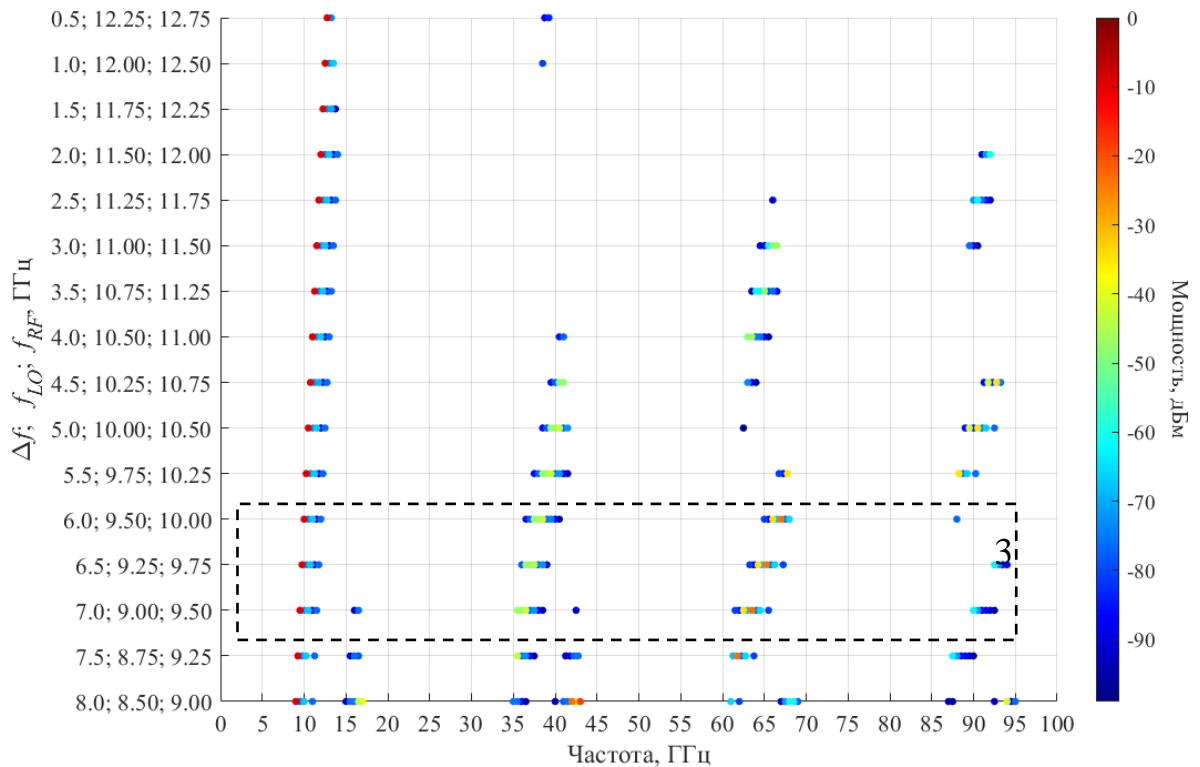


Рис. 4. Зависимость спектра сигнала после двойного частотного преобразования от частотных соотношений в устройстве, $f_{RF} = f_C - 0,5\Delta f$

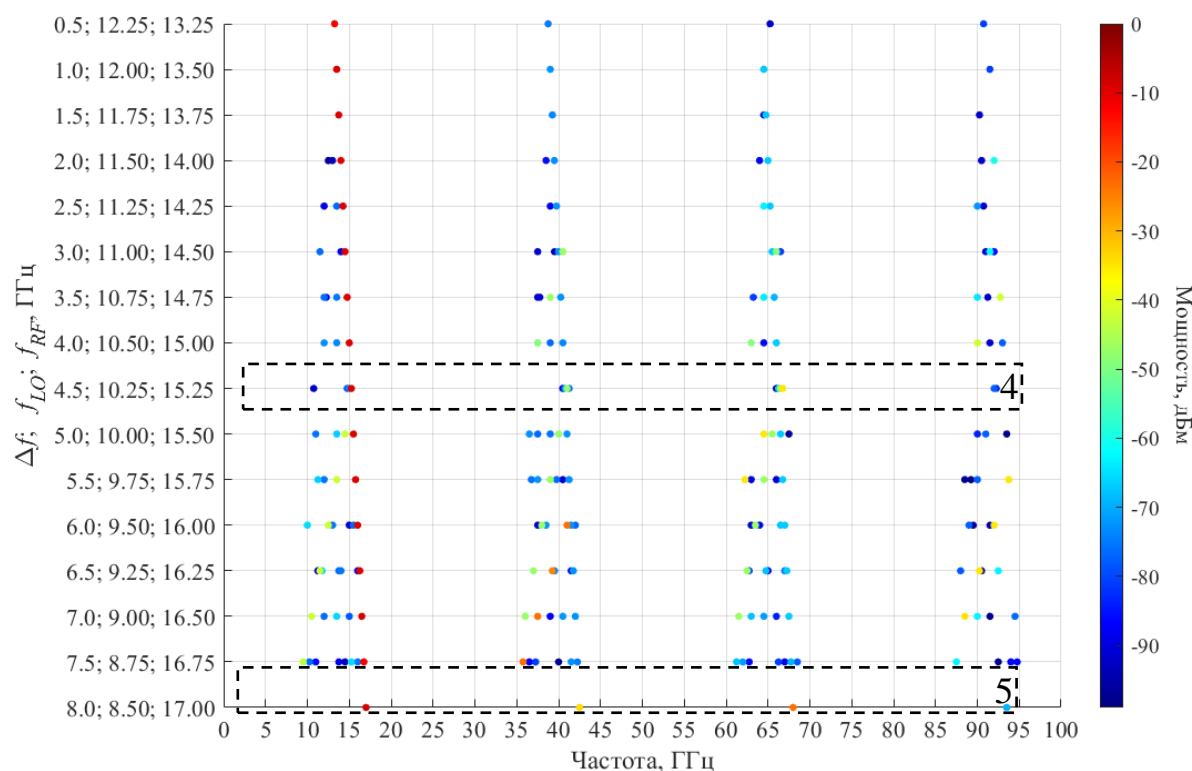


Рис. 5. Зависимость спектра сигнала после двойного частотного преобразования от частотных соотношений в устройстве, $f_{RF} = f_C + 0,5\Delta f$

Обсуждение результатов моделирования

Анализируя полученные зависимости, можно выделить две закономерности, которым они подчиняются:

1. При расширении полосы пропускания фильтров возрастают мощность и количество комбинационных составляющих. Возрастание числа комбинационных составляющих не требует пояснений. Возрастание их мощности обусловлено тем, что одна и та же составляющая при более широкой полосе пропускания фильтров может быть образована бóльшим количеством гармоник сигнала на входе второго смесителя, чем при менее широкой полосе.

2. В каждом отдельном спектре, соответствующем фиксированной ширине полосы пропускания устройства, количество и мощность комбинационных составляющих снижаются с ростом частоты. Снижение числа комбинационных

составляющих в данном случае обусловлено тем, что гармоники на более высоких частотах имеют больше шансов оказаться недостаточно мощными, чтобы быть выведенными на график.

Однако на рис. 3 – рис. 5 можно наблюдать и спектры, не подчиняющиеся этим тенденциям. Примеры таких спектров отмечены пунктирной линией и пронумерованы. Целесообразно проанализировать их отдельно.

Спектры 1, 5 демонстрируют наличие всего по одной комбинационной составляющей в каждой полосе пропускания выходного фильтра. При этом в спектрах, для которых полоса пропускания фильтров была уже, этих составляющих существенно больше. Специфической особенностью спектров 1 и 5 является то, что комбинация частот f_{RF} и f_{LO} удовлетворяет условию

$$\text{НОД}(f_{RF}, f_{LO}) = f_{IF}$$

Для таких комбинаций f_{RF} и f_{LO} частоты комбинационных составляющих спектра выходного сигнала первого смесителя, получаемые по формуле (1), по свойству деления будут кратны $\text{НОД}(f_{RF}, f_{LO})$, а значит и f_{IF} . Отсюда следует, что комбинационные составляющие спектра выходного сигнала второго смесителя также будут кратны f_{IF} . Это означает, что минимальное расстояние между любыми соседними гармониками в спектре выходного сигнала составит f_{IF} . В то же время центральная частота второго фильтра равна частоте входного сигнала и, следовательно, также кратна f_{IF} . Это значит, что центральные частоты основной и паразитных полос пропускания будут совпадать с частотами некоторых гармоник выходного сигнала. Расстояние от этих гармоник до границ полос пропускания

фильтров – $\Delta f/2 < f_{IF}$. Из этого следует, что в каждую полосу пропускания выходного фильтра попадёт лишь одна гармоника. На рис. 6 приведен полный спектр 1 выходного сигнала с наложенной на него АЧХ выходного фильтра, подтверждающий это. Таким образом, в спектре выходного сигнала может оказаться не более, чем $N = \lceil 0,5 \Delta F_{ан} / f_C \rceil$ составляющих, где $\Delta F_{ан}$ – полоса анализа, а коэффициент 0,5 указывает на то, что положение паразитных полос пропускания фильтров совпадает только с нечетными гармониками входного сигнала. Для спектра 1 $N = 4$. Именно такое число гармоник можно наблюдать на рис. 3 и рис. 6. Вид спектра 5 на рис. 5 объясняется аналогично.

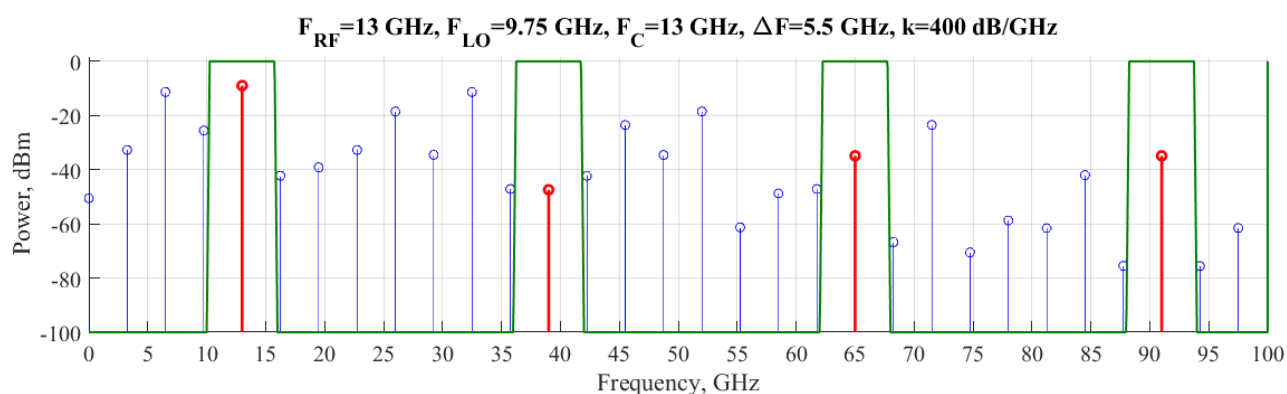


Рис. 6. Спектр 1 выходного сигнала второго преобразователя частоты с наложенной на него АЧХ второго фильтра

Даже при минимальной отстройке входной частоты условие $\text{НОД}(f_{RF}, f_{LO}) = f_{IF}$ будет нарушено, и в спектре выходного сигнала вновь появится множество паразитных составляющих – рис. 7.

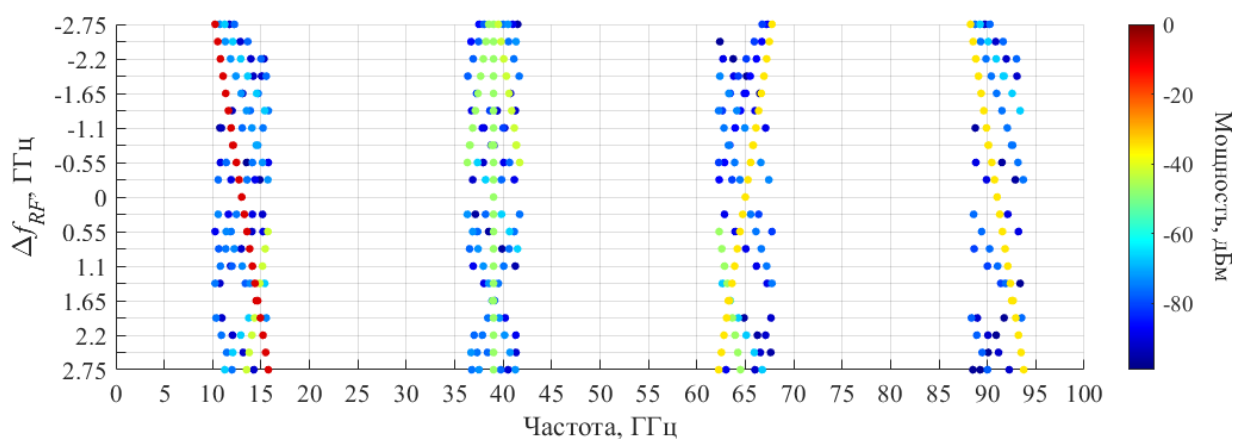


Рис. 7. Спектры выходного сигнала при различных отстройках входного сигнала от центральной частоты, $f_{LO} = 9,75$ ГГц, $\Delta f = 5,5$ ГГц

Спектры 2 и 4 выделяются на фоне остальных небольшим количеством близкорасположенных комбинационных составляющих. Из рис. 7 видно, что подобные спектры также являются лишь частным случаем совпадения некоторых значений f_{RF} и f_{LO} .

Группа спектров 3 выделена как пример противоречия второй закономерности: с ростом частоты максимальная мощность комбинационных составляющих в группе изменяется выражено неравномерно. Однако, если построить один из спектров выходного сигнала второго преобразователя частоты до фильтрации, а затем наложить на него АЧХ выходного фильтра – рис. 8, можно заметить, что нарушения второй закономерности в действительности не происходит. Необычный вид выделенных спектров объясняется попаданием в полосу заграждения фильтра большого числа мощных комбинационных составляющих.

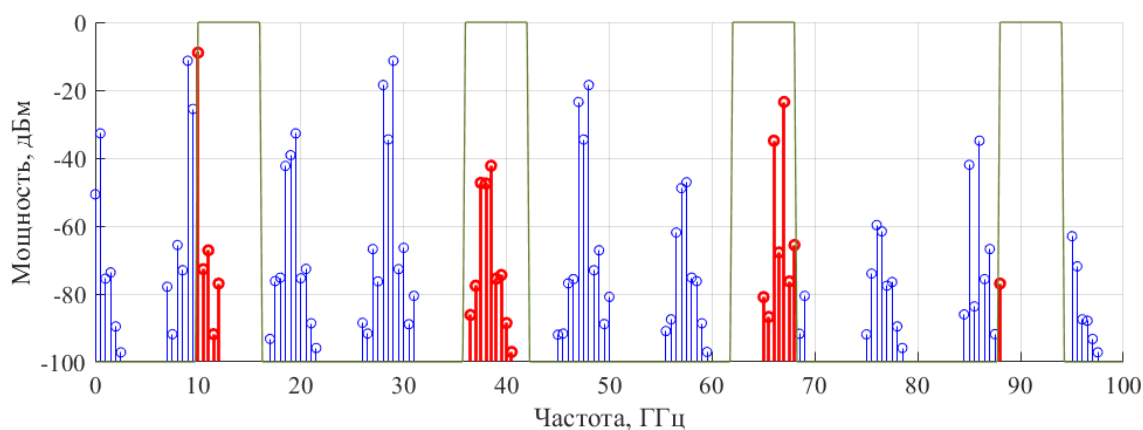


Рис. 8. Спектр группы 3 выходного сигнала второго преобразователя частоты с наложенной на него АЧХ выходного фильтра

Выводы

Полученные спектры позволяют спрогнозировать спектральный состав на выходе устройства с двукратным частотным преобразованием, в том числе в паразитных полосах пропускания выходного фильтра.

Полученные зависимости показывают, что при изменении параметров устройства в широких пределах выходной спектр в основной полосе пропускания всегда имеет только одну мощную гармоническую составляющую. Остальные составляющие имеют уровень не выше минус 25 дБн. Паразитные полосы пропускания значительно отстоят от основной полосы (нижняя граница первой паразитной полосы находится не ниже 35 ГГц), что на практике, как правило, позволяет исключать их из внимания. Однако, если имитируемая радиоэлектронная обстановка оценивается в полосе, перекрывающей паразитные полосы пропускания выходного фильтра устройства, на выходе второго преобразователя частоты целесообразна установка дополнительного режекторного фильтра соответствующего частотного диапазона.

Таким образом, при подаче на вход устройства гармонического сигнала оно показывает высокое качество выходного сигнала. Соответственно, данное устройство может применяться для внесения доплеровского сдвига в аналоговом имитаторе движущихся радиолокационных целей при изменении его параметров в широких пределах.

Следует заметить, что при подаче на вход устройства суммы гармонических сигналов, имеющих высокую мощность, пренебречь интермодуляцией таких сигналов будет невозможно. В этом случае на выходе первого смесителя возникнет множество дополнительных составляющих спектра с частотами, отличными от частот комбинационных составляющих. Аналогичные эффекты будут наблюдаться и во втором смесителе. Это приведет к образованию на выходе большого количества спектральных составляющих, не учтенных в настоящей работе. Использовать ИМТ для предсказания их уровней будет некорректно. Для решения этой задачи потребуется выполнять электромагнитное моделирование.

Библиографический список

1. Diewald A.R., Culotta-López C. Concepts for radar target simulation // Loughborough Antennas & Propagation Conference, 2017, Loughborough, pp. 1 - 5. DOI: [10.1049/cp.2017.0229](https://doi.org/10.1049/cp.2017.0229)
2. Steins M., Diewald A.R. Implementation of delay line with fine range discretization for radar target simulations // 19th International Radar Symposium, 2018, Bonn, pp. 1 - 9. DOI: [10.23919/IRS.2018.8447935](https://doi.org/10.23919/IRS.2018.8447935)

3. Engelhardt M., Pfeiffer F., Biebl E. A high bandwidth radar target simulator for automotive radar sensors // European Radar Conference, 2016, London, pp. 245 - 248.
4. Feng D., Xu L., Pan X., Wang X. Jamming Wideband Radar Using Interrupted-Sampling Repeater // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, vol. 53, no. 3, pp. 1341 – 1354. DOI: [10.1109/TAES.2017.2670958](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2670958)
5. Гусев С.Н., Миклин Д.В. Модель имитатора тестовых радиолокационных сигналов авиационных систем обзора земной поверхности // Труды МАИ. 2020. № 112. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=116355>. DOI: [10.34759/trd-2020-112-11](https://doi.org/10.34759/trd-2020-112-11)
6. Гусев С.Н., Сахно И.В., Хуббиев Р.В. Методика оценивания качества формирования виртуальных объектов на радиолокационных изображениях // Труды МАИ. 2019. № 104. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=102169>
7. Подстригаев А.С. Широкополосный матрично-параллельный приемник средств радиотехнической разведки с пониженной неоднозначностью определения частоты радиолокационных сигналов: дис. ... канд. техн. наук. - СПб: 2016. - 168 с.
8. Li H., Zhao F., Chen F., Wang J. DRFM system based on the principle of radar deception // International Journal of Simulation Systems, Science & Technology, 2016, vol. 17, no. 37, pp. 17.1 - 17.5. DOI [10.5013/IJSSST.a.17.37.17](https://doi.org/10.5013/IJSSST.a.17.37.17)
9. Berger S.D. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, vol. 39, no. 2, pp. 725 - 735. DOI [10.1109/TAES.2003.1207279](https://doi.org/10.1109/TAES.2003.1207279)

10. Kwak C.M. Application of DRFM in ECM for pulse type radar // 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, September 21-25, 2009, Busan, South Korea, pp. 1 - 2. DOI: [10.1109/ICIMW.2009.5324673](https://doi.org/10.1109/ICIMW.2009.5324673)
11. Advanced DRFM target generator for radar test and evaluation // Dynetics. URL: <https://www.dynetics.com/files/fact-sheets/Dynetics%20Phantom%20RF.pdf>
12. Otoide B.H., Keigham J.K. Portable radar target simulator. U.S. Patent 5518400A, 1996.
13. Куликов С.В., Гудаев Р.А., Михалченков А.А., Зеленков А.В., Викулова Ю.М. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств сверхвысоких частот на неоднородных шлейфах // Труды МАИ. 2017. № 95. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=84570>
14. Faria D., Dunleavy L., Svensen T. The Use of Intermodulation Tables for Mixer Simulations // Microwave Journal, 2002, vol. 45, no. 4, pp. 60.
15. 6 GHz to 14 GHz, GaAs, MMIC, Double-Balanced Mixer, HMC553ALC3B, Rev. B // Analog Devices. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc553alc3b.pdf>
16. Marki F., Marki C. Mixer Basics Primer: A Tutorial for RF & Microwave Mixers // Marki Microwave, 2010. URL: https://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/mixer_basics_primer.pdf
17. Подстригаев А.С. Исследование полосы пропускания резистивных смесителей с субгармонической накачкой для станции радиотехнической разведки // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные

технологии»: материалы конференции (Севастополь, 6-12 сентября 2015). – Севастополь: Вебер. Т. 1. С. 83 – 84.

18. Henderson B.C. Mixers Part I: Characteristics and Performance // WJ Tech Notes, 1981, vol. 8, no. 2. URL: <https://studylib.net/doc/18798803/mixers--part-1-characteristics-and-performance>

19. Henderson B.C. Predicting Intermodulation Suppression in Double-Balanced Mixers // WJ Tech Notes, 1981, vol. 10, no. 4. URL: [file:///C:/Users/lenovo/Downloads/predicting-intermod-suppression-double-balanced-mixers-v10-4\(2\).pdf](file:///C:/Users/lenovo/Downloads/predicting-intermod-suppression-double-balanced-mixers-v10-4(2).pdf)

20. Петров И.А. Проектирование линейных и нелинейных устройств сверхвысоких частот с использованием широкополосных согласующих структур // Труды МАИ. 2012. № 52. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=29554>

21. AN-00-009 Application note: Understanding Mixers – Terms Defined, and Measuring Performance // Mini-Circuits. URL: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>

22. AN-00-008 Application note: Improve Two-Tone, Third-Order Intermodulation Testing // Mini-Circuits. URL: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-008.pdf>

Signal spectrum studying at double frequency conversion

Podstrigaev A.S.*, Smolyakov A.V.**

*Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”,
5, Professora Popova str., Saint Petersburg, 197376, Russia*

**e-mail: ap0d@ya.ru*

***e-mail: andreismolyakov@gmail.com*

Abstract

The article performs the harmonic composition analyzes of the output signal of the signal relay device with injection of Doppler frequency shift. Functional models of mixers and band-pass filters were developed in MATLAB. Mixers models are based on intermodulation tables. Band-pass filters models account for parasitic pass-bands. Powers of fundamental and spurious components of the output signal of device with double frequency conversion were determined by the developed models. The results were obtained for various device bandwidths. Simulation was performed for a single-tone input signal. The article considers three cases of the input signal location in the pass-band of the device, namely in the center of the band and at its borders. General patterns of changes in the device output signal while the device bandwidth changing were highlighted. Thus, with the device band-pass increasing, the power and number of spurious harmonics increase in its output signal. In each separate spectrum herewith, corresponding to the fixed value of the device band-pass, the power and number of spurious components decreases with the frequency increase. The cases, when the spectrum does not correspond to the above said patterns were considered in detail. The article demonstrates the possibility in principle to imitate Doppler frequency shift in the wide frequency band of

the input signals with the relaying device of the signal with double frequency conversion. Thus, such device can be an integral part of a broadband simulator of radar targets.

Keywords: mixer, intermodulation distortions, double frequency conversion, intermodulation tables, intermodulation distortion, Doppler frequency shift.

References

1. Diewald A.R., Culotta-López C. Concepts for radar target simulation, *Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 2017, Loughborough, pp. 1 - 5. DOI: [10.1049/cp.2017.0229](https://doi.org/10.1049/cp.2017.0229)
2. Steins M., Diewald A.R. Implementation of delay line with fine range discretization for radar target simulations, *19th International Radar Symposium*, 2018, Bonn, pp. 1 - 9. DOI: [10.23919/IRS.2018.8447935](https://doi.org/10.23919/IRS.2018.8447935)
3. Engelhardt M., Pfeiffer F., Biebl E. A high bandwidth radar target simulator for automotive radar sensors, *European Radar Conference*, 2016, London, pp. 245 - 248.
4. Feng D., Xu L., Pan X., Wang X. Jamming Wideband Radar Using Interrupted-Sampling Repeater, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, vol. 53, no. 3, pp. 1341 – 1354. DOI: [10.1109/TAES.2017.2670958](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2670958)
5. Gusev S.N., Miklin D.V. *Trudy MAI*, 2020, no. 112. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=116355>. DOI: [10.34759/trd-2020-112-11](https://doi.org/10.34759/trd-2020-112-11)
6. Gusev S.N., Sakhno I.V., Khubbiev R.V. *Trudy MAI*, 2019, no. 104. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=102169>

7. Podstrigaev A.S. *Shirokopolosnyi matrichno-parallel'nyi priemnik sredstv radiotekhnicheskoi razvedki s ponizhennoi neodnoznachnost'yu opredeleniya chastoty radiolokatsionnykh signalov* (Wideband matrix-parallel receiver with reduced frequency determination ambiguity of radar signals for radio intelligence tools), Candidate of Sciences thesis, Saint Petersburg, 2016, 168 p.
8. Li H., Zhao F., Chen F., Wang J. DRFM system based on the principle of radar deception, *International Journal of Simulation Systems, Science & Technology*, 2016, vol. 17, no. 37, pp. 17.1 - 17.5. DOI [10.5013/IJSSST.a.17.37.17](https://doi.org/10.5013/IJSSST.a.17.37.17)
9. Berger S.D. Digital radio frequency memory linear range gate stealer spectrum, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, vol. 39, no. 2, pp. 725 - 735. DOI [10.1109/TAES.2003.1207279](https://doi.org/10.1109/TAES.2003.1207279)
10. Kwak C.M. Application of DRFM in ECM for pulse type radar, *34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, September 21-25, 2009, Busan, South Korea, pp. 1 - 2. DOI: [10.1109/ICIMW.2009.5324673](https://doi.org/10.1109/ICIMW.2009.5324673)
11. Advanced DRFM target generator for radar test and evaluation, *Dynetics*. URL: [https://www.dynetics.com/_files/fact-sheets/Dynetics%20 Phantom%20RF.pdf](https://www.dynetics.com/_files/fact-sheets/Dynetics%20Phantom%20RF.pdf)
12. Otoide B.H., Keigharn J.K. Portable radar target simulator, *U.S. Patent 5518400A*, 1996.
13. Kulikov S.V., Gudaev R.A., Mikhailchenkov A.A., Zelenkov A.V., Vikulova Yu.M. *Trudy MAI*, 2017, no. 95. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=84570>
14. Faria D., Dunleavy L., Svensen T. The Use of Intermodulation Tables for Mixer Simulations, *Microwave Journal*, 2002, vol. 45, no. 4, pp. 60.

15. 6 GHz to 14 GHz, GaAs, MMIC, Double-Balanced Mixer, HMC553ALC3B, Rev. B, *Analog Devices*. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc553alc3b.pdf>
16. Marki F., Marki C. Mixer Basics Primer: A Tutorial for RF & Microwave Mixers, *Marki Microwave*, 2010. URL: https://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/mixer_basics_primer.pdf
17. Podstrigaev A.S. *25-ya Mezhdunarodnaya Krymskaya konferentsiya «SVCh-tehnika i telekommunikatsionnye tekhnologii»: materialy konferentsii*, Sevastopol', Veber, vol. 1. pp. 83 – 84.
18. Henderson B.C. Mixers Part I: Characteristics and Performance, *WJ Tech Notes*, 1981, vol. 8, no. 2. URL: <https://studylib.net/doc/18798803/mixers--part-1-characteristics-and-performance>
19. Henderson B.C. Predicting Intermodulation Suppression in Double-Balanced Mixers, *WJ Tech Notes*, 1981, vol. 10, no. 4. URL: [file:///C:/Users/lenovo/Downloads/predicting-intermod-suppression-double-balanced-mixers-v10-4\(2\).pdf](file:///C:/Users/lenovo/Downloads/predicting-intermod-suppression-double-balanced-mixers-v10-4(2).pdf)
20. Petrov I.A. *Trudy MAI*, 2012, no. 52. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=29554>
21. AN-00-009 Application note: Understanding Mixers – Terms Defined, and Measuring Performance, *Mini-Circuits*. URL: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-009.pdf>
22. AN-00-008 Application note: Improve Two-Tone, Third-Order Intermodulation Testing, *Mini-Circuits*. URL: <https://www.minicircuits.com/app/AN00-008.pdf>