

## Моделирование фазового метода подавления зеркального канала приема

**Р.Р. Вишняков**

*МИРЭА – Российский технологический университет, Москва 119454, Россия*

*@Автор для переписки, e-mail: rustamvishnyakov0955@gmail.com*

В работе была показана алгоритмическая возможность подавления зеркального канала приема фазовым методом, приведены основные выходные параметры схем, реализующих данный метод, приведена математическая модель, позволяющая оценить избирательность как функцию от дисбаланса фаз и амплитуд плечей схемы, проведено математическое и системотехническое моделирование. Результаты различных способов моделирования совпадают, что свидетельствует о верности математической модели и подтверждает техническую возможность реализации фазового метода подавления зеркального канала. На основе данной модели возможно обеспечение высокого уровня подавления (не менее 40 дБ) зеркального канала путем амплитудной и фазовой компенсации квадратурных плечей схемы. Приведена зависимость уровня шумов на выходе схемы фазового подавления зеркального канала как функции от частотных характеристик ее элементов. Результаты настоящей работы могут быть использованы при дальнейшей практической реализации представленного метода на этапе выбора элементов на основе анализа их характеристик. По приведенным математическим моделям и характеристикам выбранных элементов, для практической реализации схемы, можно оценить уровень подавления зеркального канала, уровень шумов на выходе схемы фазового подавления зеркального канала и отношение сигнал-помеха. На практическом примере реализации рассматриваемого метода показано влияние широкополосности фазовращателей на уровень шумов. Показано, что обеспечение высокого уровня избирательности с целью минимизации уровня шумов зеркального канала целесообразно только до некоторых значений (около 25 дБ). Дальнейшее улучшение избирательности, например, минимизацией фазового и амплитудного балансов, или взаимная компенсация дисбалансов плечей смесителя и фазовращателя необходима при наличии требований к увеличению отношения сигнал-помеха. Показано, что при амплитудном дисбалансе схемы до 1 дБ и фазовом дисбалансе до 5 град. в требуемой частотной полосе, возможно обеспечение избирательности до 25 дБ и снижение уровня шумов на 2.5–3 дБ.

**Ключевые слова:** зеркальный канал приема, фазовый метод подавления зеркального канала, супергетеродинный приемник, математическая модель, фаза сигнала, гармонические составляющие.

**Для цитирования:** Вишняков Р.Р. Моделирование фазового метода подавления зеркального канала приема. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2020;8(3):33-47 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-3-33-47>

## Simulation of the image rejection phase method

Rustam R. Vishnyakov

MIREA – Russian Technological University, Moscow 119454, Russia

@Corresponding author, e-mail: [rustamvishnyakov0955@gmail.com](mailto:rustamvishnyakov0955@gmail.com)

The paper considers the algorithmic possibility of the image rejection method. The main resulting characteristics of circuits implementing the above method are presented. The simulation model allows estimating the selectivity coefficient as a function of the phase and amplitude imbalance of the circuit branches. Mathematical and circuit simulations were conducted. The results of different modeling methods coincide, and the simulation results verify the possibility of implementing the image rejection method. On the basis of this model it is possible to provide a high level (at least 40 dB) of image rejection by amplitude and phase circuit imbalance compensation. The dependence of the noise level at the output of the image rejection circuit as a function of the circuit elements frequency characteristics is given. The results of this work could be used for further practical implementation of above mentioned method at the stage of selecting elements based on an analysis of their characteristics. The simulation model could be used to select required radioelements and to estimate image rejection level. It is possible to estimate the level of image channel suppression, the noise level and the signal-to-noise ratio at the output of the image rejection circuit by using the above mentioned mathematical models and characteristics of the selected elements for practical implementation of the circuit. The effect of the broadband phase shifters on the noise level is considered with the implementation of the above method as an example. It was shown that ensuring a high level of selectivity in order to minimize the noise level of the image channel is advisable only up to some values (about 25 dB). Further improvement of selectivity, for example, by minimizing the phase and amplitude balances, or mutual compensation of the mixer and phase shifter branch imbalances are necessary, if there are requirements for increasing the signal-to-noise ratio. It is shown that it is possible to ensure selectivity of up to 25 dB and a noise level reduction of 2.5–3 dB if the amplitude imbalance of the circuit is up to 1 dB, and the phase imbalance is up to 5 deg. in the required frequency band.

**Keywords:** image channel, phase method of image rejection, super heterodyne, simulation model, signal phase, harmonic component.

**For citation:** Vishnyakov R.R. Simulation of the image rejection phase method. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2020;8(3):33-47 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-3-33-47>

С развитием радиотехнических систем более жесткие требования предъявляются к их основным параметрам: ширине динамического диапазона, рабочей полосе частот, полосе пропускания [1]. Кроме того, существует тенденция перехода к более высокой частоте несущего колебания. В тоже время для цифровой обработки сигналов промежуточная частота супергетеродинного приемника должна быть как можно ниже для оцифровывания сигнала с большим количеством отсчетов. Таким образом, появляется необходимость фильтрации зеркального канала приема в супергетеродинном приемнике с высокой несущей частотой и частотой гетеродина с малой отстройкой от несущего колебания, соответствующей низкой промежуточной частоте. Обеспечить подавление зеркального канала приема только СВЧ-фильтрами в этом случае становится сложно. При этом, если не выполняется условие (1), которое наглядно иллюстрируется рис. 1, возникает проблема фильтрации зеркального канала, находящегося в рабочей полосе всей радиотехнической системы. Таковой, например, может являться радиолокационная система, для которой полезный сигнал при различных условиях работы может находиться на любом участке спектра  $\Delta f_{\text{сист.}}$ , ограниченного частотами  $f_{\text{с}}$  и  $f_{\text{н}}$  (рис. 1)

$$f_{\text{нч}} \geq \frac{1}{2}(f_{\text{с}} - f_{\text{н}} + \Delta f_{\text{нч}}), \quad (1)$$

где  $f_{\text{нч}}$  – промежуточная частота приема;  $f_{\text{с}}$  – верхняя граница диапазона частот работы системы;  $f_{\text{н}}$  – нижняя граница диапазона частот работы системы;  $\Delta f_{\text{нч}}$  – требуемая рабочая полоса частот.

В этом случае, чтобы осуществить фильтрацию зеркального канала в супергетеродинном приемнике, необходим перестраиваемый в широкой полосе узкополосный режекторный преселектор с добротностью несколько сотен, с коэффициентом прямоугольности близким к 1. Разработка и настройка такого устройства сложна.

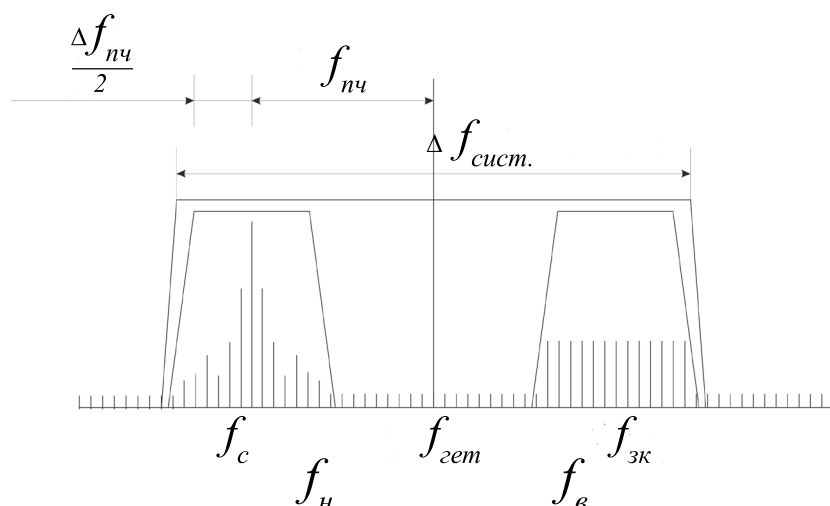


Рис. 1. Спектральное представление сигнала на входе приемного устройства.

Одним из способов подавления зеркального канала приема является фазовый метод [1–3]. Структурная схема реализации такого метода представлена на рис. 2. Расчеты для оценки избирательности по зеркальному каналу будут проведены на основе математической и системотехнической моделей.

Известно, что для преобразования сигнала в смесителе, реализованном на диодах, используется квадратичный участок ВАХ диодов, при этом справедливо соотношение:

$$I = a \cdot U^2, \quad (2)$$

где  $I$  – ток нелинейного элемента;  $U$  – напряжение на нелинейном элементе;  $a$  – коэффициент пропорциональности.

Введя в выражение (2) сумму гармонических колебаний, представляющих собой сигнал радиочастоты и сигнал гетеродина, получим:

$$I = a \cdot (A \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + B \cdot \cos(\omega_{zem} \cdot t))^2, \quad (3)$$

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $B$  – амплитуда сигнала гетеродина;  $\omega_c$  – круговая частота сигнала;  $\omega_{zem}$  – круговая частота гетеродина.

После преобразования:

$$I = a \cdot \left( \frac{1}{2}(A^2 + B^2) + \frac{A^2}{2} \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t) + \frac{B^2}{2} \cos(2 \cdot \omega_{zem} \cdot t) + A \cdot B \cdot \cos(\omega_c \cdot t - \omega_{zem} \cdot t) + A \cdot B \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \omega_{zem} \cdot t) \right). \quad (4)$$

Из выражения (4) видно, что в спектре выходного сигнала помимо сигнала с разностной частотой будут присутствовать постоянная составляющая, вторые гармоники входного сигнала и сигнала гетеродина, и сигнал с суммарной частотой. Данные сигналы в реальных смесителях имеют уровень порядка минус 50 дБ или меньше, поэтому в дальнейшем гармонические составляющие при оценке возможностей фазового подавления зеркального канала учитываться не будут [4]. С учетом этого, выражение (4) можно привести к виду:

$$I = k \cdot \cos(\omega_{zem} \cdot t - \omega_c \cdot t), \quad (5)$$

где  $k$  – коэффициент трансформации амплитуды сигнала при преобразовании частоты.

Если выражение (5) переписать с учетом структурной схемы, представленной на рис. 2, получим в точках 1 и 2:

$$I_1 = k \cdot \cos(\omega_{zem} \cdot t - \omega_c \cdot t - \varphi_{zem}), \quad (6)$$

$$I_2 = k \cdot \cos(\omega_{zem} \cdot t - \omega_c \cdot t). \quad (7)$$

где  $\varphi_{zem}$  – фазовый набег сигнала гетеродина в цепи гетеродина.

Окончательное выражение сигнала после квадратурного преобразования (точка 5 на рис. 2) с учетом дисбаланса коэффициентов передачи плечей ( $b$ ) преобразователя без учета коэффициента трансформации амплитуд сигнала при преобразовании частоты ( $k$ ) примет вид:

$$I_5 = b \cdot \cos(-\omega_c \cdot t - (-\omega_{zem} \cdot t + \varphi_{zem}) - \varphi_1) + (1 - b) \cdot \cos(\omega_{zem} \cdot t - \omega_c \cdot t), \quad (8)$$

где  $\varphi_1$  – фазовый набег сигнала в плече 1.

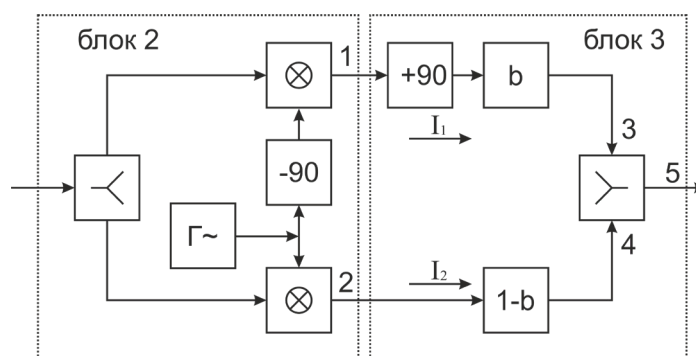


Рис. 2. Структурная схема подавления зеркального канала приема.

Из выражения (8) видно, что для обеспечения подавления зеркального канала необходимо не строгое выполнение поворота фазы на 90 градусов в фазовращателях, а суммарное изменение фазы на 180 градусов [5]. При этом следует учесть, что в случае приема зеркального канала в аргументе первого слагаемого выражения (8) необходимо поменять знак перед выражением полной фазы сигнала гетеродина и полной фазы сигнала. Связано это с тем, что четность функции косинуса не позволит учесть знак преобразования, в то время как колебание с отрицательной частотой физически не существует.

Избирательность по зеркальному каналу можно определить, как отношение амплитуд сигналов с частотами основного и зеркального каналов приема:

$$R = \frac{I_{\text{снр}}}{I_{\text{зк}}}, \quad (9)$$

где  $I_{\text{снр}}$  – амплитуда сигнала основного канала приема на выходе преобразователя частоты (в точке 5, рис. 2);  $I_{\text{зк}}$  – амплитуда сигнала зеркального канала приема на выходе преобразователя частоты (в точке 5, рис. 2).

Для оценки зависимости избирательности по зеркальному каналу приема фазовым методом в программе MATLAB были проведены расчеты избирательности как функции от дисбаланса плечей преобразователя в соответствии с (9). Здесь величины избирательности и дисбаланс плечей приведены в децибелах. Амплитудный дисбаланс  $b$  из безразмерных величин пересчитан в децибелы следующим образом:

$$b[\text{дБ}] = 10 \cdot \log\left(\frac{b}{1-b}\right). \quad (10)$$

Суммарное изменение фазы сигнала пересчитано в дисбаланс  $\psi$  следующим образом:

$$\psi = \varphi - 180, \quad (11)$$

где  $\varphi$  – суммарное изменение фазы определяется выражением:

$$\varphi = \varphi_{\text{снр}} - \varphi_1. \quad (12)$$

На рис. 3 представлены сечения двумерной функции  $R = f(\psi, b)$  при  $\psi = 0^\circ$ ,  $b = 0$  дБ.

Также для подтверждения корректности расчетов в программе AWRDE была построена модель (рис. 4) структурной схемы, представленной на рис. 2.

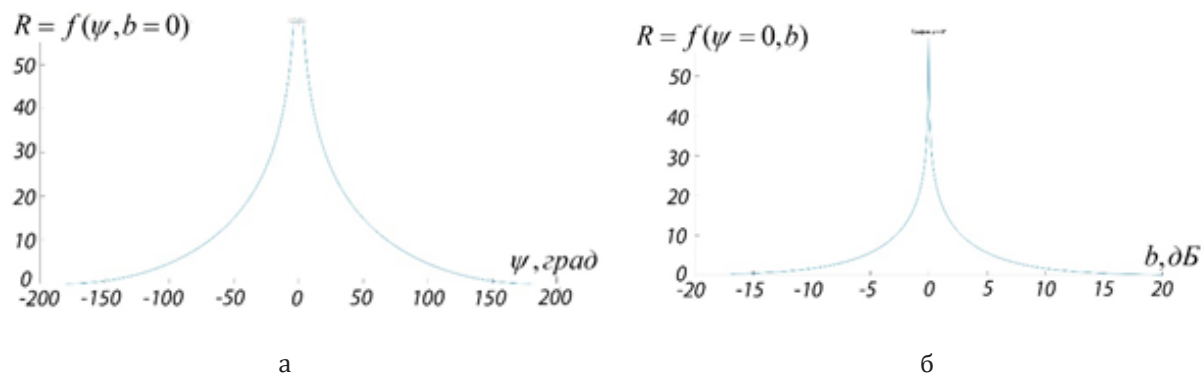


Рис. 3. Сечения двумерной функции  $R = f(\psi, b)$  при  $\psi = 0^\circ$ ,  $b = 0$  дБ.  
а) зависимость избирательности от фазового дисбаланса;  
б) зависимость избирательности от дисбаланса плечей.

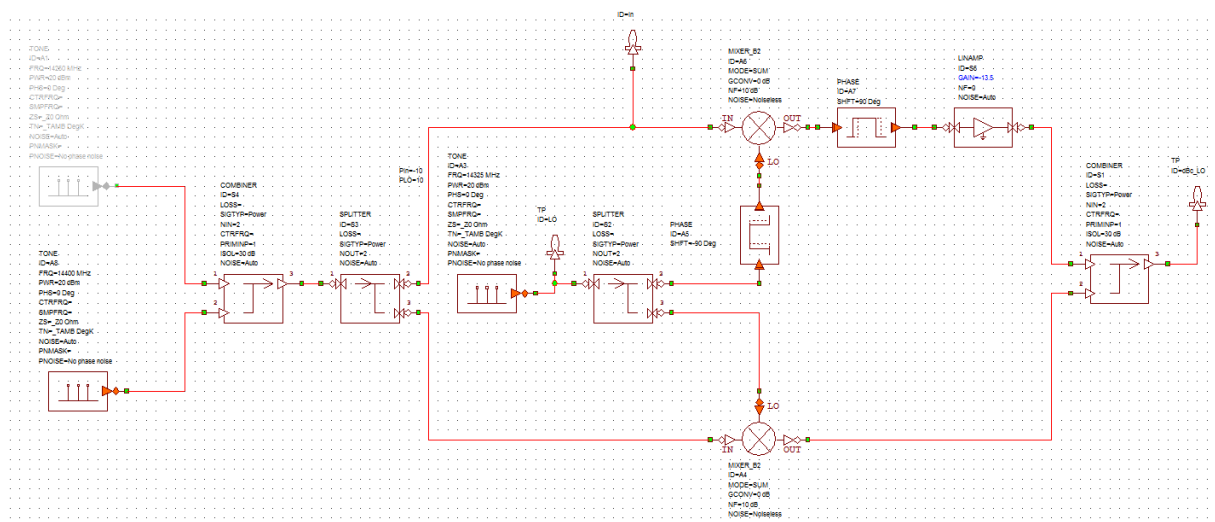


Рис. 4. Структурная схема модели в программе AWRDE.

Для построения графиков зависимости избирательности по зеркальному каналу от фазового и амплитудного дисбалансов плечей преобразователя было проведено моделирование. На рис. 5 представлены результаты расчета спектра сигнала, по которым получена требуемая зависимость.

Результаты моделирования объединены с результатами расчетов в программе MATLAB (рис. 6).

Для наглядности результаты, полученные различным путем, объединены на одном графике. Совпадение результатов расчета и моделирования с достаточной точностью свидетельствует о том, что выражения (8) и (9) корректно описывают избирательность схемы фазового подавления как функцию дисбалансов плечей. Чтобы учесть одновременно дисбаланс амплитуд и фаз плечей, удобнее построить изолинии двумерного графика избирательности. На рис. 7 представлены сечения коэффициента избирательности при разных соотношениях амплитудного и фазового дисбаланса.

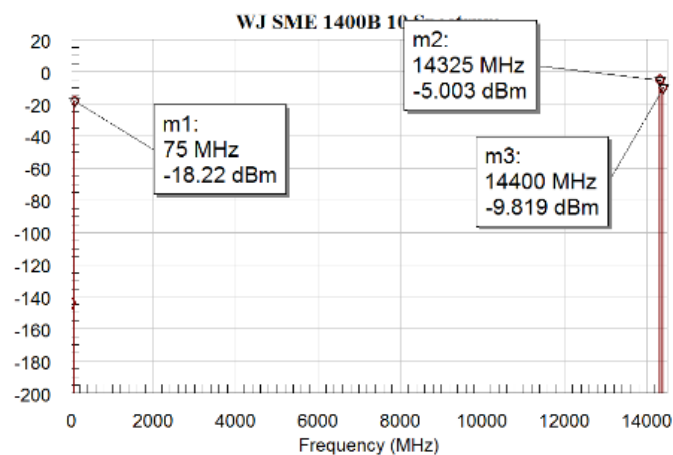


Рис. 5. Результаты моделирования преобразования сигнала в программе AWRDE.

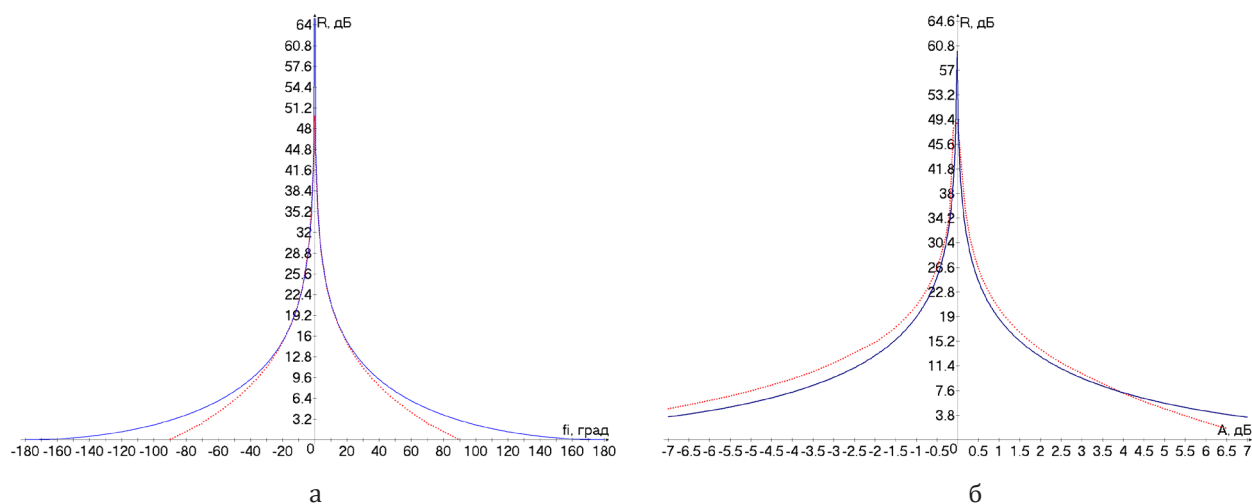


Рис. 6. Результаты расчетов в MATLAB и моделирования (синяя линия – расчеты в программе MATLAB, красная линия – результаты моделирования в программе AWRDE):

- а) зависимость избирательности от фазового дисбаланса;  
б) зависимость избирательности от амплитудного дисбаланса.



Рис. 7. Зависимость избирательности по зеркальному каналу при различных соотношениях фазового и амплитудного дисбаланса.



Из рис. 7 видно, что при наличии фазового дисбаланса избирательность будет также ограничиваться и амплитудным дисбалансом. При этом дисбаланс амплитуд не столь значителен по сравнению с фазовым. При отклонении фазы от требуемой величины всего на 3–4 градуса ухудшение избирательности составит порядка 3–4 дБ, в то время как дисбаланс плечей может достигать 0.5–1 дБ с ухудшением избирательности всего на 1–2 дБ. В то же время обеспечить фазовую идентичность гораздо сложнее, чем идентичность коэффициентов передачи [6, 7].

Селекция зеркального канала приема обеспечивает не только улучшение отношения сигнал-помеха, при наличии помеховых спектральных составляющих на частотах зеркального канала, но и уменьшение уровня шумов на промежуточной частоте за счет гетеродинного переноса шумов с зеркального канала. Для оценки влияния уровня подавления зеркального канала на уровень тепловых шумов рассмотрим схему, представленную на рис. 8, которая является упрощением схемы, представленной на рис. 2.

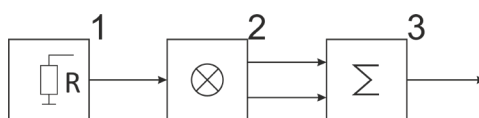


Рис. 8. Структурная схема расчета шумов.

Блок 1 структурной схемы (рис. 8) представляет собой источник тепловых шумов с мощностью, определяемой выражением:

$$P_{т.ш.}(f) = k \cdot T \cdot \Delta f \quad (13)$$

где  $P_{т.ш.}$  – мощность шумов;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура;  $\Delta f$  – полоса частот.

Блок 2 обобщает собой делитель сигнала и два плеча со смесителями. Данный блок можно охарактеризовать коэффициентом передачи  $G_{см}$  и коэффициентом шума  $K_{ш.см.}$ . Блок 3 представляет собой фазовращатель и сумматор с коэффициентом передачи  $G_{фв}$  и коэффициентом шума  $K_{ш.фв.}$ . Поскольку мощность сигнала на входе такой схемы делится в делителе, а затем складывается в сумматоре, коэффициент, учитывающий деление и суммирование мощностей, опустим и будем учитывать только потери преобразования и передачи сигнала. Мощность шумов на выходе схемы  $P_{ш.вых.}$  (рис. 8) можно определить следующим образом:

$$P_{ш.вых.}(f) = P_{т.ш.}(f) \cdot G_{см}(f) \cdot G_{фв}(f_{гет} - f) + (K_{ш.см.}(f) - 1) \cdot P_{т.ш.}(f) \cdot G_{см}(f) \cdot G_{фв}(f_{гет} - f) + (K_{ш.фв.}(f_{гет} - f) - 1) \cdot P_{т.ш.}(f) \cdot G_{фв}(f_{гет} - f) \quad (14)$$

где  $f_{гет}$  – частота гетеродина.

Преобразовав (14) с учетом (13), получим:

$$P_{ш.вых.}(f) = k \cdot T \cdot \Delta f \cdot G_{см}(f) \cdot G_{фв}(f_{гет} - f) \cdot (K_{ш.см.}(f) + \frac{K_{ш.фв.}(f_{гет} - f) - 1}{G_{см}(f)}). \quad (15)$$



Интегрируя выражение (14) по всем частотам, можно получить мощность шумов на выходе схемы, однако, поскольку шумовая полоса ограничивается полосовым фильтром на промежуточной частоте, интегрирование можно ограничить двумя полосами – полосой фильтра промежуточной частоты по основному каналу приема от  $f_2$  до  $f_1$  и равной полосой по зеркальному каналу приема от  $f_{2\text{зк}}$  до  $f_{1\text{зк}}$  (рис. 9). С учетом этого, выражение (15) преобразуется:

$$P_{\text{ш.вых.}} = k \cdot T \cdot \left( \int_{f_1}^{f_2} G_{\text{см.}}(f) \cdot G_{\text{фв.}}(f_{\text{зет}} - f) \cdot \left( K_{\text{ш.см.}}(f) + \frac{K_{\text{ш.фв.}}(f_{\text{зет}} - f) - 1}{G_{\text{см.}}(f)} \right) df + \right. \\ \left. + \int_{f_{1\text{зк}}}^{f_{2\text{зк}}} G_{\text{см.}}(f) \cdot G_{\text{фв.}}(f_{\text{зет}} - f) \cdot \left( K_{\text{ш.см.}}(f) + \frac{K_{\text{ш.фв.}}(f_{\text{зет}} - f) - 1}{G_{\text{см.}}(f)} \right) df \right), \quad (16)$$

где  $f_2$  – верхняя граница полосы частот основного канала приема;  $f_1$  – нижняя граница полосы частот основного канала приема;  $f_{2\text{зк}}$  – верхняя граница полосы частот зеркального канала приема;  $f_{1\text{зк}}$  – нижняя граница полосы частот зеркального канала приема.

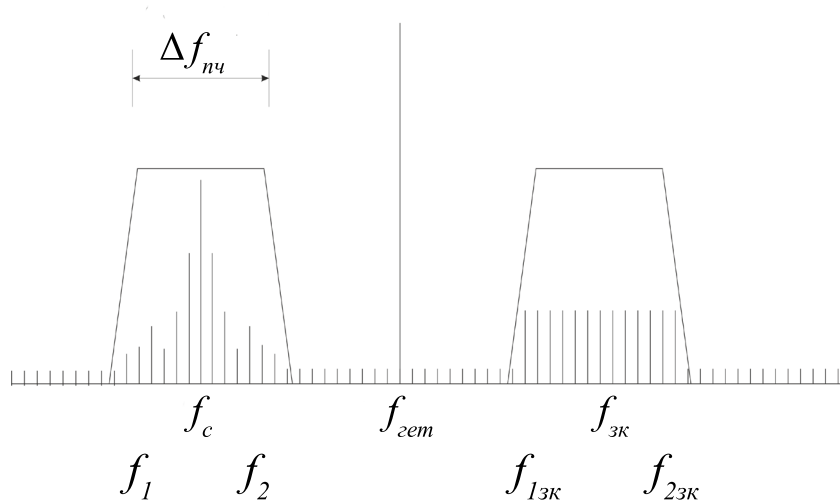


Рис. 9. Схематичное представление пределов интегрирования спектра сигнала.

Произведение коэффициентов передачи в подынтегральной функции второго интеграла в выражении (16) на частотах зеркального канала представляет собой избирательность по зеркальному каналу приема и может быть заменена ранее полученной функцией:

$$G_{\text{см.}}(f) \cdot G_{\text{фв.}}(f_{\text{зет}} - f) = R(\psi(f), b(f)), \quad (17)$$

где  $\psi(f)$  – суммарный дисбаланс фаз блока 2 и блока 3 (рис. 8);  $b(f)$  – суммарный дисбаланс плечей блока 2 и блока 3 (рис. 8).

$$\psi(f) = \psi_{\text{см.}}(f) + \psi_{\text{фв.}}(f_{\text{зет}} - f), \quad (18)$$

где  $\psi_{\text{см.}}(f)$  – баланс фаз смесителя;  $\psi_{\text{фв.}}(f)$  – баланс фаз фазовращателя.

$$b(f) = b_{см.}(f) + b_{фв.}(f_{зет} - f), \quad (19)$$

где  $b_{см.}(f)$  – баланс амплитуд смесителя;  $b_{фв.}(f)$  – баланс амплитуд фазовращателя.

Для оценки избирательности, которую можно получить при реализации описанного метода селекции зеркального канала, а также величины уменьшения уровня шумов в полосе промежуточной частоты, приведем обзор способов построения, выбора и расчета характеристик схемы [8].

В качестве первой половины структурной схемы (блок 2, рис. 2), включающей в себя делитель мощности, два смесителя и фазовращатель, целесообразно использовать одну микросхему, объединяющую в себе эти элементы. В качестве такой микросхемы можно применить НМС8191 или ее аналоги [9]. Данная микросхема представляет собой смеситель с двумя квадратурными выходами с высоким уровнем фазового и амплитудного баланса плечей (рис. 10). Также существуют смесители, объединенные с малошумящим усилителем (МШУ) с целью миниатюризации радиотехнического устройства, например, НМС1113.

Реализация фазовращателя на  $90^\circ$  и сумматора (блок 3, рис. 2), устанавливаемого на одно из выходных плечей смесителя, может быть различной и сильно варьируется от промежуточной частоты и требуемой рабочей полосы частот [4]:

- В качестве фазовращателя можно использовать два звена RC-цепочки.

Недостатком такой цепи является большая неравномерность и низкое значение коэффициента передачи, поскольку сдвиг фаз между плечами  $90^\circ$  обеспечивается при коэффициенте передачи по мощности – 3 дБ.

- В качестве фазовращателя возможно применение гибридного ответвителя или моста Ланге.

Существенным преимуществом такого вида фазовращателей является относительная простота регулировки фазового сдвига. Кроме того, возможна регулировка фазы сигнала аналоговым способом с помощью изменения напряжения на варикапах. Однако применение описанных фазовращателей ограничено требуемыми рабочими частотами. Поскольку на длине отрезков линий передач должна укладываться четверть длины волны, то использование вышеупомянутых типов фазовращателей возможно в случае, если промежуточная частота находится в диапазоне высоких частот. В супергетеродинном приемнике такая ситуация возможна при многократном переносе частоты.

- Низкочастотным вариантом вышеописанных типов фазовращателей является гибридный ответвитель на сосредоточенных элементах.

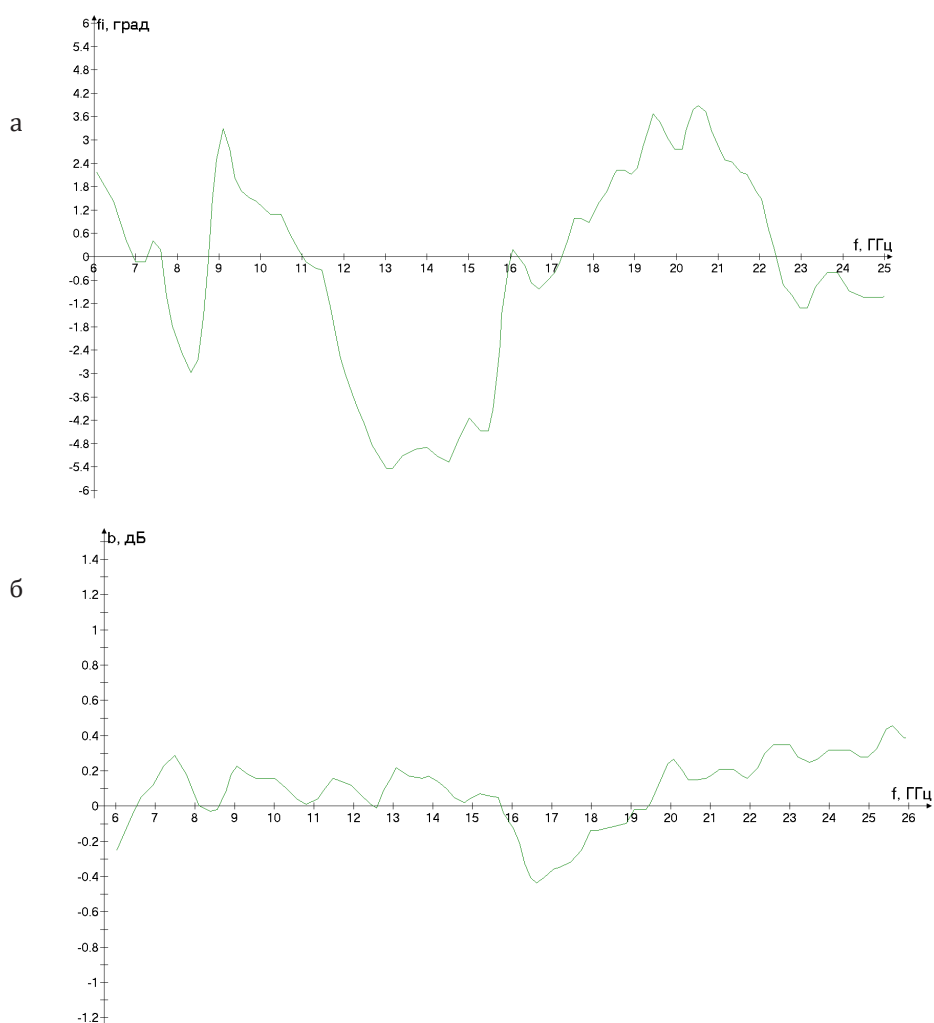
К недостаткам такой цепи следует отнести сложность настройки и физической реализации ввиду наличия разброса номинального значения элементов и наличия паразитных индуктивностей и емкостей.

- К более широкополосным фазовращателям с наименьшими потерями можно отнести цепи, представленные на рис. 11.

Чем выше порядок представленных цепей, тем шире рабочий диапазон частот, в котором выполняется равенство амплитуд на выходе плечей фазовращателя и баланс фаз. Однако повышение порядка цепи ведет к усложнению настройки цепи под нужный частотный диапазон вследствие неидеального поведения элементов.

- Следующим альтернативным вариантом является фазовращатель на трансформаторе [10].

Схема фазовращателя представляет собой трансформатор, между плечами которого



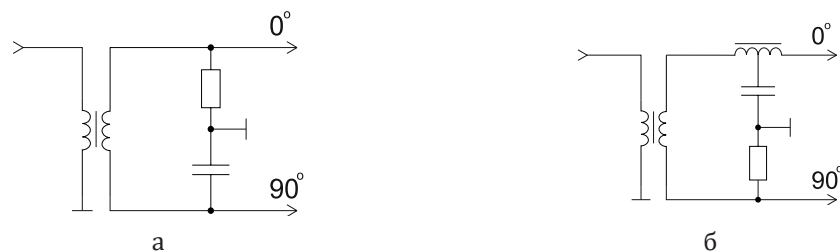
**Рис. 10.** Характеристики смесителя НМС8191: а) баланс фаз плечей б) баланс амплитуд плечей.

включены конденсаторы. Данная схема обеспечивает высокий коэффициент передачи, поскольку вклад в омические потери создают только паразитные эффекты, в большей степени в трансформаторе. Кроме того, схема с трансформатором обеспечивает баланс фаз в широком диапазоне частот.

- Простым с точки зрения проектирования цепи может считаться решение использовать в качестве фазовращателя готовый элемент, например, такой как фазовращатель PS-927 или аналоги.

Осуществлять монтаж и настройку готового элемента гораздо проще, чем осуществлять монтаж нескольких элементов. Однако так же, как и в случае применения гибридного ответвителя или моста Ланге, применение готовой схемы ограничено требуемым диапазоном частот. Данные микросхемы в диапазоне до нескольких сотен мегагерц имеют большие габариты. Кроме того, большинство фазовращателей для поддержания необходимого фазового сдвига требуют некоторого постоянного уровня напряжения управления и тока, что с учетом повышенных габаритов негативно сказывается на характеристиках приемного тракта в целом.

Выше были приведены лишь основные варианты реализации фазовращателя. В сообщениях [11–15] также представлены альтернативные схемы.

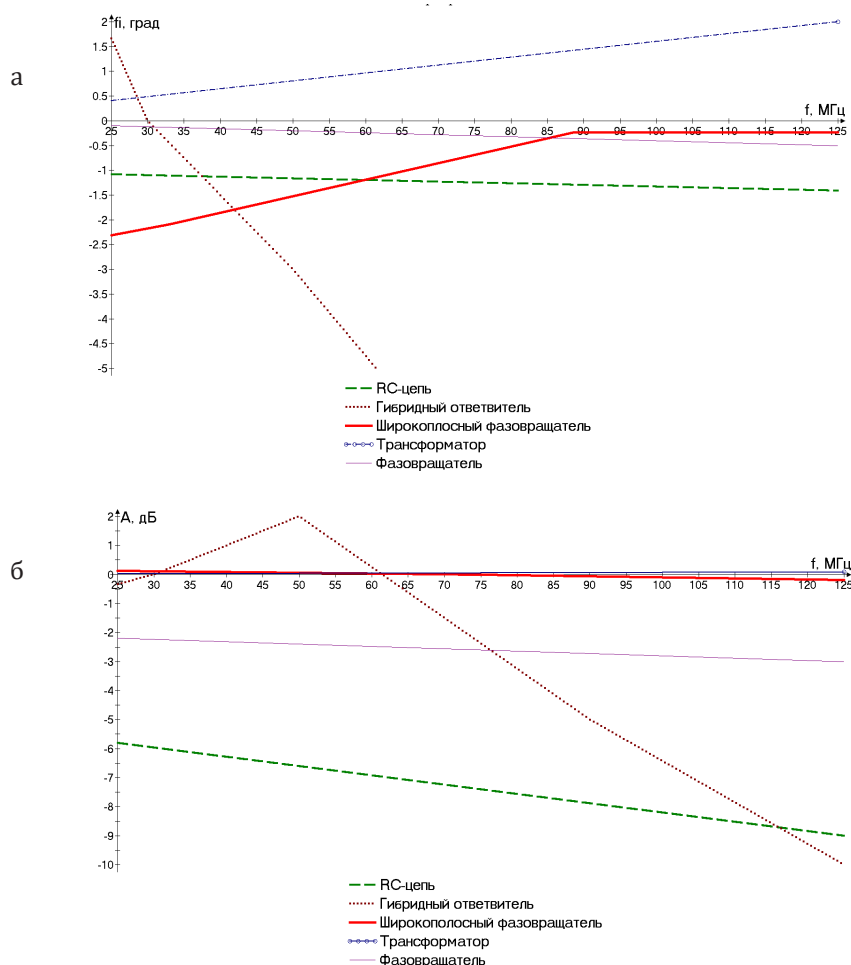


**Рис. 11.** Схемы фазовращателей:

а) фазовращатель первого порядка; б) фазовращатель второго порядка.

На рис. 12 представлены характеристики вышеописанных фазовращателей.

Наиболее простым решением, обеспечивающим приемлемый баланс амплитуд и фаз, можно считать фазовращатель с использованием трансформатора. Так, например, на рынке представлены трансформаторы ЕТС1-1-13 или ТС1-1 и их аналоги. Приведем расчет избирательности и уровня шумов для схемы, состоящей из микросхемы НМС8191 в качестве блока 2 (рис. 8), каждого вида рассмотренных фазовращателей в качестве блока 3 (рис. 8) для следующих условий:  $T = 290$  К;  $f_{\text{сет.}} = 14250$  МГц;  $f_2 = 14225$  МГц;  $f_1 = 14125$  МГц;  $f_{2\text{зк}} = 14375$  МГц;  $f_{1\text{зк}} = 14275$  МГц;



**Рис. 12.** Характеристики фазовращателей:

а) фазовый дисбаланс плечей; б) амплитудный дисбаланс плечей.

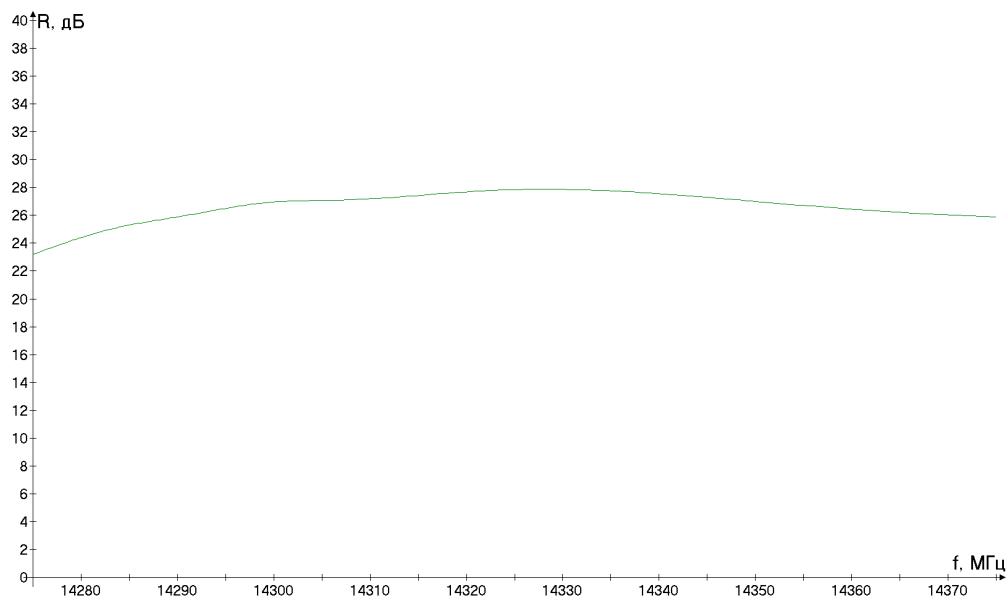
В выражении (17) суммарный баланс фаз блоков 2 и 3 (рис. 2) в зависимости от частоты  $\psi(f)$  можно оценить путем сложения функций баланса фаз смесителя (рис. 10а) и баланса фаз фазовращателей (рис. 12а) для каждого вида фазовращателей, соответственно. Аналогично можно провести оценку функции суммарного дисбаланса плечей  $b(f)$  (рис. 10б и 12б, соответственно). После получения зависимости избирательности от частоты по выражению (16), проведена оценка избирательности и уровня мощности шумов на выходе схемы. Результаты расчета сведены в таблице.

Выходные параметры различных схем.

Блок 2	Блок 3	Мощность шумов, дБм	Избирательность на центральной частоте 14325 МГц, дБ
Схема без подавления		–90.96	0
НМС8191	RC-цепь	–91.85	10
НМС8191	гибридный ответвитель	–90.96	12
НМС8191	широкополосный фазовращатель	–93.97	31
НМС8191	трансформатор TC1-1+	–93.93	27.8
НМС8191	фазовращатель PS-927	–93.1	24

Наиболее низким уровнем шумов на выходе обладает схема с применением наиболее широкополосных цепей – цепи второго и более высокого порядков и трансформатор. При этом различие в мощности шума незначительно и составляет сотые доли децибел, и для понижения уровня шумов на промежуточной частоте, принимаемых с зеркального канала, на 2.5–3 дБ, достаточно избирательности, обеспечиваемой схемой с фазовым разбалансом плечей порядка 50 и амплитудным разбалансом порядка 0.5 дБ. Более широкополосные цепи целесообразно применять в случае, если требования по избирательности в широкой полосе обусловлены необходимостью увеличения отношения сигнал-помеха. В данном примере не рассматривался вариант применения моста Ланге, поскольку промежуточная частота составляет 75 МГц. В данном частотном диапазоне такой фазовращатель нереализуем, поскольку обладает большими физическими размерами. Менее широкополосные цепи, обеспечивающие фазовый и амплитудный баланс в узком диапазоне частот, такие как RC-цепь, гибридный ответвитель, обеспечивая достаточный для некоторых задач уровень подавления зеркального канала, обладают более высоким уровнем шумов на выходе схемы. Это объясняется тем, что мощность шумов пропорциональна ширине канала приема, а, следовательно, необходимо обеспечивать подавление зеркального канала в широком диапазоне частот с достаточным уровнем (25–30 дБ), что нереализуемо ввиду неприемлемого фазового и амплитудного балансов на краях частотного диапазона для указанных фазовращателей. При такой схемной реализации рекомендуется применение дополнительных фильтров во входных цепях.

На рис. 13 показана кривая зависимости избирательности схемы на частотах зеркального канала приема.



**Рис. 13.** Зависимость избирательности схемы от частоты.

Из результатов расчета избирательности схемы, реализованной с помощью микросхемы НМС8191 и трансформатора ТС1-1 (рис. 13), следует, что данный параметр составляет не менее 22 дБ. Данная величина избирательности позволяет на 2.5–3 дБ снизить шумы, вызванные переносом тепловых шумов с зеркального канала приема. Для увеличения избирательности необходимо улучшать параметр баланса фаз схемы, путем подбора фазовращателя с меньшим дисбалансом фаз плечей. Другой путь повышения избирательности заключается в подборе фазовращателя с дисбалансом фаз плечей, противоположным по знаку дисбалансу плечей смесителя. В таком случае будет наблюдаться некоторая компенсация, и суммарный дисбаланс будет более низким. Аналогичную компенсацию можно обеспечить и для амплитудного дисбаланса, но поскольку для большинства квадратурных смесителей и фазовращателей данный параметр не превышает 0.5–0.7 дБ в требуемой полосе, дисбаланс амплитуд оказывается не критичным параметром для повышения избирательности. Наиболее существенным с точки зрения повышения избирательности представляется фазовая компенсация.

### Заключение

Одним из недостатков приемных устройств, построенных по супергетеродинной схеме, является наличие побочного канала приема – зеркального. Двумя различными альтернативными способами его подавления являются фильтрация с помощью преселектора и рассмотренный в настоящей работе фазовый метод. Наличие зеркального канала приема в приемном устройстве приводит не только к ухудшению отношения сигнал-помеха, но и к увеличению мощности тепловых шумов. На основании расчетов, представленных в настоящей работе, доказано, что подавление зеркального канала на 22 дБ позволяет уменьшить уровень шумов в полосе промежуточных частот на 2.5–3 дБ. Данный уровень подавления может быть обеспечен фазовым методом, что доказано с помощью ма-

тематической модели, системотехнического моделирования и практического примера реализации схемы. Также, на основе модели, показано, что с помощью фазового метода возможно обеспечение высокого (не менее 40 дБ) подавления зеркального канала путем амплитудной и фазовой компенсации квадратурных плечей схемы.

### Литература / References:

1. Haruoka M., Utsurogi Y., Matsuoka T., Taniguchi K. A Dual-band Image-reject Mixer for GPS with 64dB Image Rejection. In: IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, Oct. 2003. P. 168-169. <https://doi.org/10.1109/WCT.2003.1321472>
2. Haruoka M., Utsurogi Y., Matsuoka T., Taniguchi K. A. Study on the LO Phase Error Compensation of GPS Dual-Band Image-Reject Mixer. *IEICE Trans. Electron.* 2003;J86-C(11):1177-1183. <https://doi.org/10.1002/ecjb.20061>.
3. Kazuhiro N., Hiroyuki M., Masaomi T., Kenji K., Moriyasu M., Yoji. I.A Planar Image Rejection Mixer with 135/45 deg Power Dividers. In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium. June 2007. P. 1401-1404. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.2007.380493>.
4. Harvey J. C., Harjani R. An Integrated Quadrature Mixer with Improved Image Rejection at Low Voltage. In: Proc. 14<sup>th</sup> International Conference on VLSI Design (VLSI DESIGN 2001). 2001. P. 269-273. <https://doi.org/10.1109/ICVD.2001.902672>.
5. Harvey J. C., Harjani R. Analysis and design of an integrated quadrature mixer with improved noise, gain and image rejection. In: Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). 2001. V. 4. P. 786-789. <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2001.922355>
6. Darabi H., Abidi A.A. Noise in RF-CMOS mixers: a simple physical model. *IEEE J. Solid-State Circuits.* 2000;35(1):15-25. <https://doi.org/10.1109/4.818916>.
7. Carrera A., Rohmer G. Novel Design Methodology for Low-power Image-reject Mixers. In: Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. 05 March 2007. P. 261-264. <https://doi.org/10.1109/SMIC.2007.322808>.
8. Fang J.S., Bellaouar A., Li S.T., Allstot D.J. An image-rejection down-converter for low-IF receivers. *IEEE Microw. T. Theory.* 2005;53(2):478-487. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2004.840759>.
9. Cetin E., Topcu S., Kale I. Design and low-power implementation of an adaptive image rejection receiver. In: Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 18-21 May 2008. P. 3146-3149. <https://doi.org/10.1109/ISCAS.2008.4542125>.
10. Walker J.L.B. Improvements to the Design of the 180° Rat Race Coupler and its Application to the design of Balanced Mixers with High LO to RF Isolation. In: IEEE MMT-S Digest. 1997. V. II. P. 747-750. <https://doi.org/10.1109/MWSYM.1997.602898>.
11. Younus Md., Mohammed I. Phase Calibration Technique for Mismatch Optimization in Image-Reject Receivers. *Analog Integr. Circ. Sig. Process.* 2006;46(2):165-168. <https://doi.org/10.1007/s10470-005-0851-7>.
12. Kravchenko R., Markov K., Orlenko D., Sevskiy G., Heide P. Implementation of a miniaturized lumped-distributed balun in balanced filtering for wireless applications. In: European Microwave Conference. November 2005. V. 2. P. 1306. <https://doi.org/10.1109/EUMC.2005.1610174>.
13. Yang B., Zhiqiang Yu., Jianyi Z. A low noise S-band image rejection mixer based on enhancement mode pHEMT. In: Progress in Electromagnetics Research Symposium. 2017. P. 508-512. <https://doi.org/10.1109/PIERS-FALL.2017.8293191>.
14. Mayer B. Planar broadband image rejection mixer. *Electronics Letters.* 1991;27(23):2128-2130. <http://dx.doi.org/10.1049/el:19911318>.
15. Wen H., Changjun L. Compact half-wave balun using microstrip and lumped-element artificial transmission lines. In: Proc. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT). 2012. V. 1. P. 1-4. <https://doi.org/10.1109/ICMMT.2012.6229909>.

#### Об авторе:

**Вишняков Рустам Рустамович**, аспирант кафедры радиоэлектронные системы и комплексы Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). <https://orcid.org/0000-0002-8630-5109>

#### About the author:

**Rustam R. Vishnyakov**, Postgraduate student of Department of Radio Electronic Systems and Complexes, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo, Moscow, 119454, Russia). <https://orcid.org/0000-0002-8630-5109>