

УДК 621.396.669.8

## МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ ИСКАЖЕНИЙ, ВОЗНИКАЮЩИХ В КОРРЕЛЯЦИОННОМ РАДИОМЕТРЕ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА ОДИН ИЗ ЕГО ВХОДОВ МОЩНОЙ ВНЕПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

© 2012 г.

*В.А. Калинин, Д.Н. Ивлев, В.С. Беагон, А.В. Калинин*

Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского

kkalinin@list.ru

Поступила в редакцию 26.03.2012

Предложен метод компенсации нелинейных искажений, возникающих при воздействии на один из входов корреляционного радиометра мощной блокирующей помехи. Метод основан на выделении мгновенной мощности помехи на входе перегруженного МШУ корреляционного радиометра и использовании её для вычисления и коррекции вносимых искажений. Приведены экспериментальные оценки метода.

*Ключевые слова:* радиометрия, цифровая обработка сигналов, защита от помех, нелинейные искажения.

### Введение

В условиях плотной насыщенности радиоэфира особое место занимают проблемы, вызванные воздействием на радиоприёмный тракт помех, превышающих динамический диапазон телекоммуникационных систем и переводящих входные активные цепи приёмника (как правило, малошумящий усилитель) в существенно нелинейный режим работы. Наиболее остро эта проблема стоит в радиоэлектронных комплексах, системах спутниковой навигации и радиосвязи, системах связи малого радиуса действия [1–5]. В статье [6] был предложен метод коррекции нелинейных искажений, возникающих в цифровом приемнике при воздействии на вход приемника мощной внеполосной помехи. Метод основан на выделении мгновенной мощности помехи на входе МШУ приемника и использовании её для коррекции искажений. Данная работа развивает предложенный метод для компенсации искажений, возникающих в корреляционном радиометре.

### Схема работы корреляционного радиометра

Стандартная схема приемной системы, построенной на базе корреляционного радиометра с использованием двух независимых антенн, приведена на рис.1. На схеме изображен радиометр с одним преобразованием частоты.

Принцип работы такой системы в условиях отсутствия на входах антенн мощных помех описан, например, в [7]. Мощность принимаемого сигнала определяется функцией видности

источника  $\dot{V}_0$ , которая зависит от диаграмм направленности обеих антенн, а также от распределения интенсивности источника в полосе приема. Предполагается, что  $\dot{V}_0$  одинакова во всей наблюдаемой полосе частот. В схеме используются два разных коррелятора. Выход одного из корреляторов, обозначенного на схеме RE, называется *действительным* (на рис. 1 –  $r_{re}$ ), выход второго коррелятора, обозначенного на схеме IM, называется *мнимым* (на рис. 1 –  $r_{im}$ ). Из Y-канала на оба коррелятора поступает один и тот же сигнал. Из X-канала на RE и IM корреляторы поступают два разных сигнала. Один из сигналов, поступающий на вход IM коррелятора, сдвинут по фазе на  $\pi/2$  радиан для всех частот относительно поступающего на вход RE коррелятора сигнала (см. рис. 1). Приемные тракты, через которые проходят сигналы, содержат усилители, фильтры, смесители. Суммарные низкочастотные эквиваленты комплексных амплитудных характеристик X- и Y-каналов коррелятора RE равны  $\dot{H}_X(\omega)$  и  $\dot{H}_Y(\omega)$ . Предполагается, что  $\dot{H}_X(\omega)$  и  $\dot{H}_Y(\omega)$  симметричны относительно нулевой частоты. Значком  $\omega$  обозначена угловая частота на входе корреляторов.

В отсутствие мощной помехи отклики корреляторов будут равны [7]:

$$r_{re} = \operatorname{Re} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}_0 \int_{-\infty}^{+\infty} H_X(\omega) H_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}, \quad (1)$$

$$r_{im} = \operatorname{Im} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}_0 \int_{-\infty}^{+\infty} H_X(\omega) H_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}, \quad (2)$$

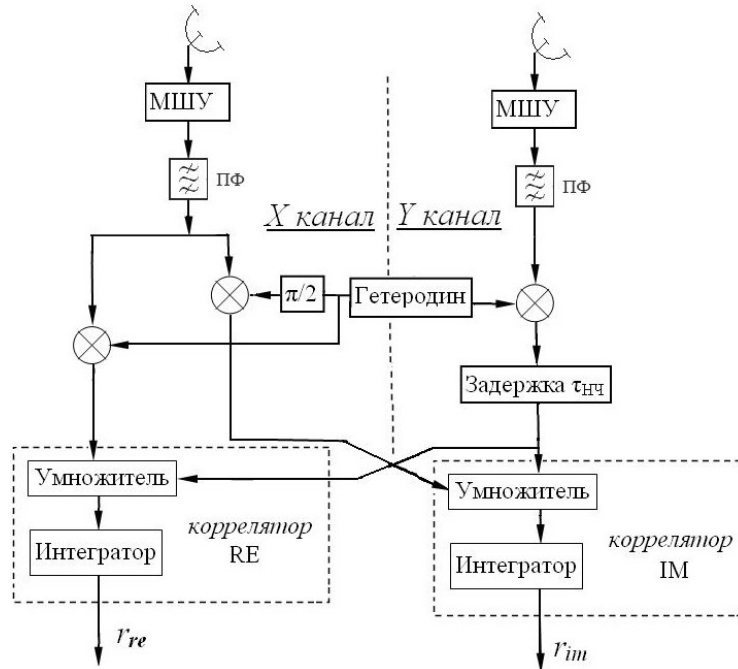


Рис. 1. Приемная система на базе корреляционного радиометра с двумя независимыми антеннами

где  $\dot{A}_0$  – комплексная константа, одинаковая для обоих откликов;  $\Delta\tau$  – суммарная задержка сигнала в X-канале относительно Y-канала на входе RE коррелятора.

Таким образом, два выхода соответствуют откликам на действительную и мнимую части комплексной функции корреляции  $\dot{\Phi}_0$ :

$$\dot{\Phi}_0 = r_{re} + jr_{im} = \dot{A}_0 \dot{V}_0 \int_{-\infty}^{+\infty} H_X(\omega) H_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega. \quad (3)$$

### Нелинейные искажения полезного сигнала во входном тракте радиометра

Пусть на вход антенны одного из каналов помимо сигнала поступает мощная внеполосная помеха. Предположим также, что входной фильтр, расположенный перед МШУ, не может подавить помеху, которая попадает на вход МШУ и переводит его в нелинейный режим, в достаточной степени. Возникающие при этом искажения слабого полезного сигнала обусловлены следующими нелинейными эффектами [8]:

- амплитудно-амплитудной перекрестной модуляцией (переносом амплитудной модуляции помехи на огибающую сигнала);
- амплитудно-фазовой перекрестной модуляцией (переносом амплитудной модуляции помехи на фазу сигнала);
- взаимной модуляцией (попаданием интермодуляционных составляющих сигнала и помехи, помехи и шума, нескольких помех и т. д. в полосу полезного сигнала);
- инерционностью по отношению к огибающей (изменения огибающей слабого полезного

сигнала на выходе усилителя не будут являться синхронными с быстрыми изменениями огибающей мощной помехи на входе).

Эффект амплитудно-амплитудной перекрестной модуляции можно описать путем задания зависимости относительного амплитудного коэффициента усиления полезного сигнала  $G_0$  от мгновенной мощности помехи на входе усилителя  $P_i$ :

$$G_0(P_i) = G(P_i) / G(0), \quad (4)$$

где  $G(P_i)$  — вещественный коэффициент усиления полезного сигнала в усилителе при наличии мощной помехи,  $G(0)$  — коэффициент усиления полезного сигнала при отсутствии помехи.

Аналогично, эффект амплитудно-фазовой перекрестной модуляции описывается с помощью задания зависимости изменения фазы сигнала от мгновенной мощности помехи на входе усилителя  $P_i$ :

$$\Delta\varphi_0(P_i) = \Delta\varphi(P_i) - \Delta\varphi(0), \quad (5)$$

где  $\Delta\varphi(P_i)$  — сдвиг фазы полезного сигнала при прохождении через усилитель при наличии помехи на входе усилителя мощностью  $P_i$ ,  $\Delta\varphi(0)$  — сдвиг фазы полезного сигнала при прохождении через усилитель в отсутствие помехи,  $\Delta\varphi_0(P_i)$  — относительный сдвиг фаз.

Можно ввести относительный комплексный коэффициент усиления, описывающий амплитудно-амплитудную и амплитудно-фазовую перекрестные модуляции:

$$\dot{G}_0(P_i) = G_0(P_i) \exp[j\Delta\varphi_0(P_i)]. \quad (6)$$

Экспериментально было установлено [6], что воздействие мощной помехи изменяет фазу каждой из частот полезного сигнала не более чем

на  $\pm\pi$ . В таком случае безынерционные искажения узкополосного сигнала, вызванные воздействием мощной помехи, полностью описываются уравнениями (4)–(6). В противном случае помимо этих уравнений пришлось бы рассматривать изменение задержки времени распространения сигнала через усилитель, которое привело бы к изменению аргумента корреляционной функции  $\Delta\tau$ .

Поскольку сигнал узкополосный, можно считать все введенные коэффициенты одинаковыми для всех частот сигнала. Мощность полезного сигнала и шума предполагается такой, что усилитель в отсутствие помехи работает в линейном режиме. При невыполнении этого условия величины  $G(0)$ ,  $\Delta\varphi(0)$  будут нелинейно зависеть от мощности сигнала, а величины  $G(P_i)$ ,  $\Delta\varphi(P_i)$  будут зависеть не только от мощности помехи, но также и от мощности самого полезного сигнала.

### Искажения корреляционной функции, вызванные воздействием мощной внеполосной помехи

Изменение параметров работы МШУ приведет к изменению одного из коэффициентов пропускания канала –  $\dot{H}_X(\omega)$  или  $\dot{H}_Y(\omega)$ , в зависимости от того, на какой вход попадает мощная помеха. Следовательно, изменится значение корреляционной функции. Определим характер этих искажений.

Пусть  $u_X(t)$  и  $u_Y(t)$  – напряжения на входах РЕ коррелятора, создаваемые X- и Y-каналами, представляют собой смесь сигнальной  $s$  и шумовой  $n$  компонент:

$$u_X(t) = s_X(t) + n_X(t), \quad u_Y(t) = s_Y(t) + n_Y(t).$$

Тогда  $\xi(t)$  равно:

$$\xi(t) = s_X(t)s_Y(t-\tau) + n_X(t)s_Y(t-\tau) + s_X(t)n_Y(t-\tau) + n_X(t)n_Y(t-\tau).$$

Отклик РЕ коррелятора будет равен:

$$r_{re} = \langle \xi(t) \rangle = \langle s_X(t)s_Y(t-\tau) \rangle + \langle n_X(t)s_Y(t-\tau) \rangle + \langle s_X(t)n_Y(t-\tau) \rangle + \langle n_X(t)n_Y(t-\tau) \rangle,$$

здесь и далее угловыми скобками обозначено усреднение по какому-либо определенному времени  $T$ , называемому временем накопления корреляционной функции. Три последних слагаемых обращаются в ноль при достаточном времени усреднения в силу статистической независимости сигнала и шумов каналов, независимо от искажений, вызванных воздействием мощной помехи. Тогда

$$r_{re} = \langle \xi(t) \rangle = \langle s_X(t)s_Y(t-\tau) \rangle. \quad (7)$$

Рассмотрим, чему равно произведение сигнальных компонент  $s_X(t)s_Y(t-\tau)$ . Мгновенное значение функции видности  $\dot{V}(t)$ , в общем слу-

чае, может отличаться от своего среднего значения  $\dot{V}_0 = \langle \dot{V}(t) \rangle$ , входящего в формулы (1), (2). В случае если помеха попадает на вход антенны X-канала, проведя рассуждения, аналогичные выводу формулы (1), приведенному в [7], можно получить для произведения сигнальных компонент:

$$s_X(t)s_Y(t-\tau) = \text{Re} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}(t) \int_{-\infty}^{+\infty} G_0(P_i) e^{j\varphi_0(P_i)} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}. \quad (8)$$

Убрав одинаковый для всех частот множитель  $G_0(P_i) e^{j\varphi_0(P_i)}$  из-под знака интегрирования и учтя определение (6), окончательно можно записать:

$$s_X(t)s_Y(t-\tau) = \text{Re} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}(t) \dot{G}_0(P_i) \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}.$$

Подставив получившееся выражение в (7), получим:

$$r_{re}(\bar{P}) = \text{Re} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}(t) \dot{G}_0(P_i) \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}, \quad (9)$$

где  $\bar{P}$  соответствует множеству всех мгновенных значений  $P_i$ , описывающих мощность помехи во время накопления корреляционной функции, точное определение  $\bar{P}$  нас не интересует.

Процесс изменения мгновенной функции видности и процесс изменения относительного комплексного коэффициента усиления, обусловленный воздействием мощной помехи, статистически независимы. В таком случае

$$r_{re}(\bar{P}) = \text{Re} \left\{ \dot{A}_0 \langle \dot{V}(t) \rangle \langle \dot{G}_0(P_i) \rangle \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\} = \text{Re} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}_0 \langle \dot{G}_0(P_i) \rangle \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}.$$

Обозначив среднее за время накопления корреляционной функции значение коэффициента  $\dot{G}_0(P_i)$  как  $\dot{\bar{G}}(\bar{P})$

$$\dot{\bar{G}}(\bar{P}) = \langle \dot{G}_0(P_i) \rangle = \left| \dot{\bar{G}}(\bar{P}) \right| \exp[j\bar{\phi}(\bar{P})], \quad (10)$$

где  $\left| \dot{\bar{G}}(\bar{P}) \right|$  – модуль коэффициента  $\dot{\bar{G}}(\bar{P})$ ,  $\bar{\phi}(\bar{P})$  – фаза коэффициента  $\dot{\bar{G}}(\bar{P})$ , можно записать (9):

$$r_{re}(\bar{P}) = \text{Re} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}_0 \dot{\bar{G}}(\bar{P}) \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \right\}.$$

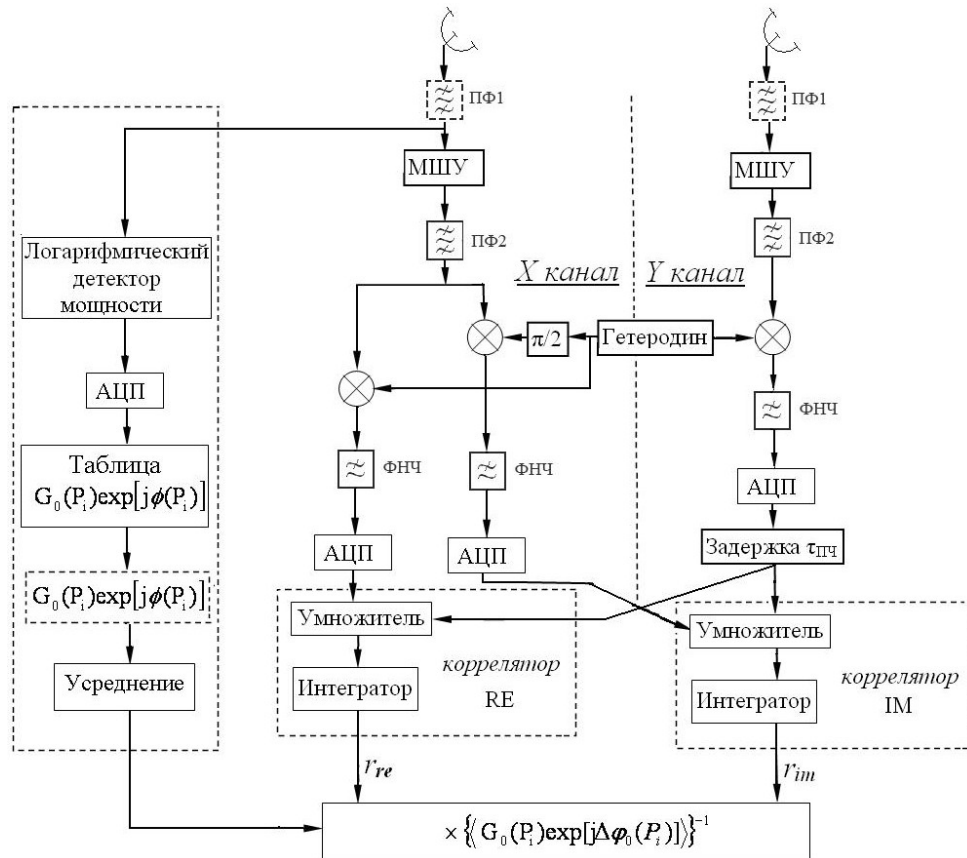


Рис. 2. Схема метода компенсации искажений

Аналогично, выход ИМ коррелятора будет равен:

$$r_{im}(\bar{P}) = \text{Im} \left\{ \dot{A}_0 \dot{V}_0 \dot{G}(\bar{P}) \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega \Delta \tau} d\omega \right\}.$$

Искаженное значение комплексной корреляционной функции будет равно:

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}(\bar{P}) &= r_{re}(\bar{P}) + jr_{im}(\bar{P}) = \\ &= \dot{A}_0 \dot{V}_0 \dot{G}(\bar{P}) \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}_X(\omega) \dot{H}_Y^*(\omega) e^{j\omega \Delta \tau} d\omega. \end{aligned}$$

Сравнивая полученное выражение с (3), получим

$$\dot{\Phi}(\bar{P}) = \dot{G}(\bar{P}) \dot{\Phi}_0. \quad (11)$$

Таким образом, можно восстановить значение неискаженной корреляционной функции  $\dot{\Phi}_0$ , зная  $\dot{\Phi}(\bar{P})$  и вычислив  $\dot{G}(\bar{P})$  на времени накопления:

$$\dot{\Phi}_0 = \dot{\Phi}(\bar{P}) / \dot{G}(\bar{P}). \quad (12)$$

Отметим, что для коррекции необходимо комплексное значение искаженной корреляционной функции  $\dot{\Phi}(\bar{P})$ , т.е. необходимо измерять значение откликов обоих корреляторов, RE и IM, при наличии на входе радиометра мощной помехи. Знание выхода только одного коррелятора недостаточно для восстановления неискаженной корреляционной функции.

### Метод коррекции нелинейных искажений

Если мощная помеха подавляется входным фильтром радиометра в недостаточной степени и если входные фильтры отсутствуют, на выходе МШУ также будет присутствовать мощная помеха. На выходе МШУ необходимо применять фильтр, подавляющий помеху и её гармоники, а также гармоники полезного сигнала и интермодуляционные компоненты, чтобы мощная помеха не переводила в нелинейный режим цепи, следующие за усилителем. Поскольку усилитель в сильно нелинейном режиме является одновременно ограничителем мощности помехи, в фильтре, следующем за МШУ, эти компоненты могут быть подавлены практически полностью.

Обычно корреляторы реализуются в цифровом виде. Воздействие мощной помехи изменяет уровень сигнала, следовательно, в принципе может изменить шум квантования АЦП. Будем считать, что изменение шума квантования пренебрежимо мало при любой мощности помехи.

Обобщенная схема метода компенсации искажений, возникающих в корреляционном радиометре при наличии на входе антенны X-канала мощной блокирующей помехи, приведена на рис. 2. Мощность помехи на входе перегруженного МШУ оценивается с помощью спе-

циального канала, выделенного на схеме пунктиром. Строго говоря, в этом канале происходит оценка мощности суммы сигнала помехи и шума. Однако поскольку мощность помехи, переводящей входные активные цепи приёмника в нелинейный режим работы, как правило, намного больше мощности полезного сигнала и шума, то мощность суммы помехи, сигнала и шума на входе МШУ практически полностью совпадает с мощностью помехи.

Полосовой фильтр на входе МШУ может отсутствовать. Это приведет к увеличению шумов системы и степени нелинейности МШУ. Однако выражение (12) будет справедливо и в этом случае.

Перед началом работы радиометра проводится калибровка относительного комплексного коэффициента усиления  $\dot{G}_0(P_i)$  для каждого значения мгновенной мощности помехи  $P_i$ . Для этого на вход радиометра подается полезный сигнал без помехи, измеряется значение корреляционной функции при отсутствии помех. Потом к сигналу добавляется мощная внеполосная помеха известной постоянной мощности  $P_i$ . На выходе коррелятора получается искаженное значение корреляционной функции. По изменению корреляционной функции вычисляется средний коэффициент усиления  $\dot{G}(\bar{P})$ . Поскольку мощность помехи остается постоянной, мгновенное значение  $\dot{G}_0(P_i)$  будет равно среднему. После этого меняется значение мощности помехи  $P_i$ , и измеряется коэффициент  $\dot{G}_0(P_i)$  для другого значения помехи. Полученная таким образом таблица  $\dot{G}_0(P_i)$  записывается в память радиометра.

При работе устройства в присутствии помех в каждый момент времени происходит оценка мгновенной мощности помехи  $P_i(t)$  и в соответствии с измеренной таблицей вычисляется мгновенный коэффициент  $\dot{G}_0(P_i)$ . По измеренным значениям коэффициента  $\dot{G}_0(P_i)$  в каждый момент работы радиометра вычисляется среднее за время накопления значение коэффициента  $\dot{G}(\bar{P})$ . Искаженное значение корреляционной функции, получаемое на выходе радиометра, корректируется по формуле (12).

Отметим, что предложенный способ коррекции искажений может быть реализован без внесения изменений в принципиальную схему корреляционного радиометра. В этом случае вычисление среднего коэффициента  $\dot{G}(\bar{P})$  происходит параллельно работе коррелятора с помощью другого прибора, имеющего в своем составе АЦП и достаточный размер памяти.

### Экспериментальная оценка метода

Для экспериментальной оценки метода была собрана установка по схеме, показанной на рис. 2. Вычисление корреляционной функции производилось с помощью разработанного авторами цифрового корреляционного радиометра [9]. Оценка мгновенной мощности помехи производилась с помощью осциллографа. Данные с осциллографа и коррелятора передавались в компьютер, где производились вычисление среднего коэффициента усиления за время накопления и корректировка значения корреляционной функции. Скорректированное значение корреляционной функции сравнивалось с неискаженным, полученным при отсутствии помехи.

В установке в качестве МШУ использовался усилитель фирмы Analog Devices AD8350AR20.

Измерения проводились для шумового и синусоидального полезного сигнала при амплитудно-модулированной гармоническим сигналом помехе.

При синусоидальном сигнале мощность полезного сигнала на входе МШУ составляла около -48 дБм, частота 212 МГц. Пиковая мощность помехи составляла 7 дБм, частота помехи 224 МГц, частота модуляции амплитуды помехи менялась от 1 Гц до 1 МГц, глубина модуляции от 50% до 70%.

Шумовой сигнал был сформирован вблизи частоты 225 МГц в полосе 60 МГц, средняя по времени мощность сигнала на входе МШУ составляла около -30 дБм. Цифровые фильтры коррелятора ограничивали полосу сигнала до 5 МГц. Пиковая мощность помехи составляла 7 дБм, частота помехи 295 МГц. Частота и глубина модуляции амплитуды помехи менялись в тех же пределах, что при синусоидальном сигнале.

На рис. 3 – 6 представлены экспериментальные зависимости амплитуды и фазы относительного комплексного коэффициента усиления от мгновенной мощности помехи на входе МШУ, полученные при использовании в качестве МШУ усилителя AD8350AR20. Графики приведены для синусоидального и шумового сигналов. Коэффициент  $\dot{G}_0(P_i)$  вычислялся путем сравнения искаженной и неискаженной комплексных корреляционных функций. Измерения проводились при разных значениях мощности полезного входного сигнала и при разных значениях задержки  $\Delta t$ . Мгновенная мощность помехи в ходе измерения таблиц менялась с шагом 0.5 дБм. Погрешность измерений модуля коэффициента  $\dot{G}_0(P_i)$  и мгновенной мощности помехи составляла 2%, фазы коэффициента  $\dot{G}_0(P_i)$  – 2 градуса.

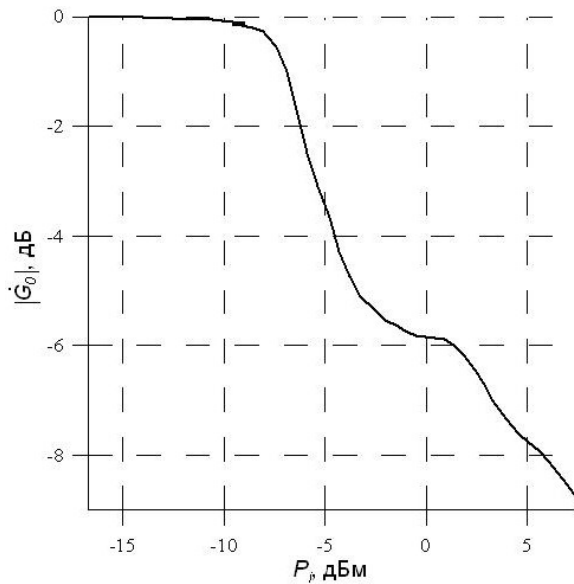


Рис. 3. Экспериментальная зависимость модуля относительного коэффициента усиления от мощности помехи для усилителя AD8350AR20, синусоидальный сигнал, частота помехи 224 МГц

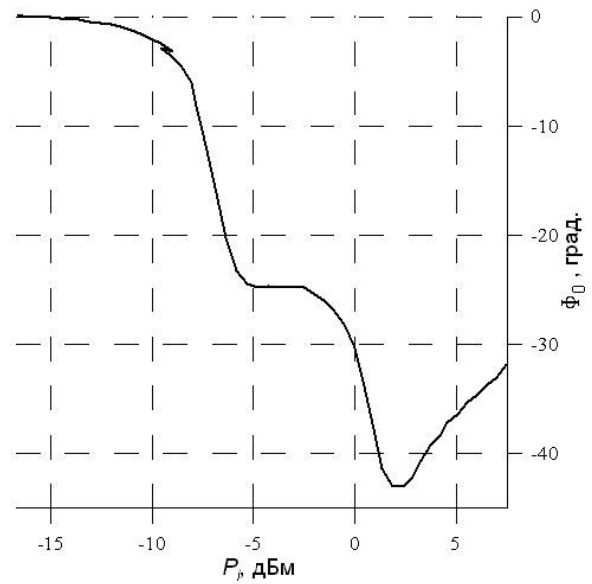


Рис. 4. Экспериментальная зависимость фазы относительного коэффициента усиления от мощности помехи для усилителя AD8350AR20, синусоидальный сигнал, частота помехи 224 МГц

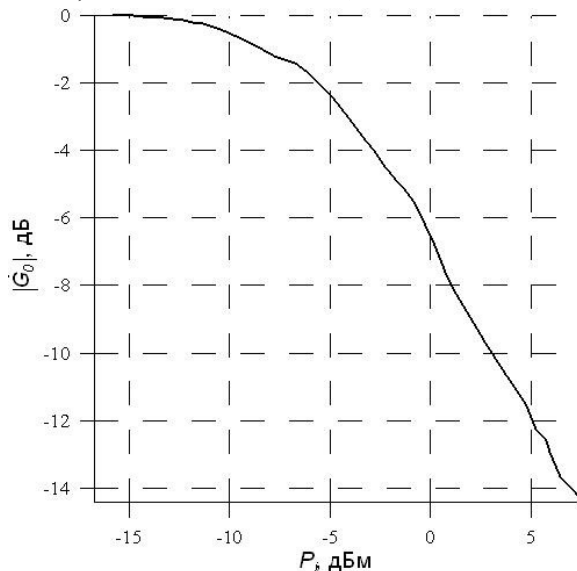


Рис. 5. Экспериментальная зависимость модуля относительного коэффициента усиления от мощности помехи для усилителя AD8350AR20, шумовой сигнал, частота помехи 295 МГц

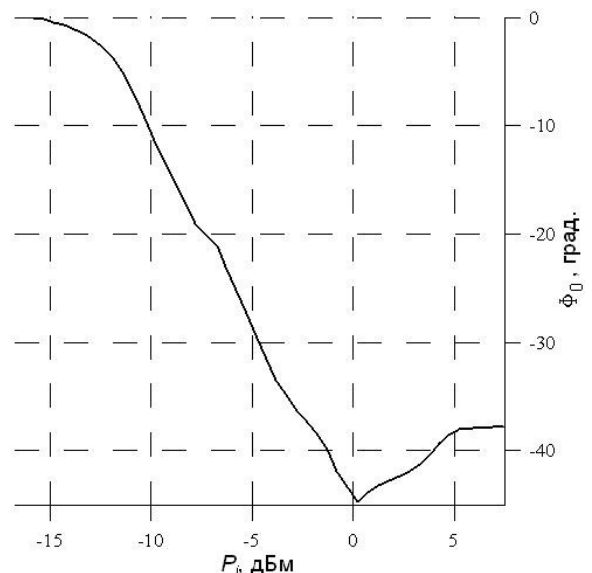


Рис. 6. Экспериментальная зависимость фазы относительного коэффициента усиления от мощности помехи для усилителя AD8350AR20, шумовой сигнал, частота помехи 295 МГц

Проведенные измерения подтвердили, что искажения корреляционной функции не зависят ни от мощности полезного сигнала, поступающего на вход радиометра, ни от значения задержки  $\Delta t$ . Из сравнения графиков рис. 3 и 5 видно, что в общем случае при увеличении мощности помехи наблюдается рост амплитудных искажений полезного сигнала. Фазовые искажения полезного сигнала (рис. 4 и 6) могут как увеличиваться, так и уменьшаться при увеличении помехи. Конкретный вид искажений зависит не только от амплитуды помехи, но и от ее частоты и от типа полезного сигнала.

На рис. 7 и 8 представлены зависимости значения амплитуды и фазы искаженного и скомпенсированного отсчетов корреляционной функции при фиксированном значении задержки  $\Delta t = 0$ . Графики получены при частоте огибающей помехи 1 Гц, времени накопления 5 мс, то есть в случае когда время накопления меньше, чем период огибающей помехи, при синусоидальном полезном сигнале. Искаженное значение отсчета показано сплошной линией, восстановленное – штриховой. Пиковая мощность помехи составляла +6 дБм, глубина модуляции амплитуды помехи была равна 60%. При отсут-

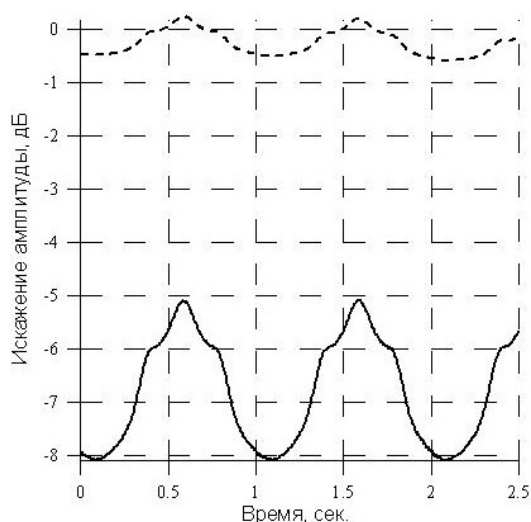


Рис. 7. Искаженное (сплошной линией) и скорректированное (штриховой линией) значение амплитуды отсчета корреляционной функции при  $\Delta t = 0$ . Частота огибающей помехи 1 Гц, синусоидальный сигнал

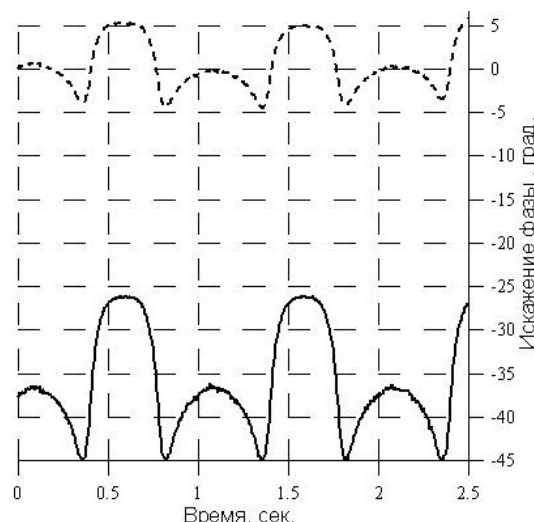


Рис. 8. Искаженное (сплошной линией) и скорректированное (штриховой линией) значение фазы отсчета корреляционной функции при  $\Delta t = 0$ . Частота огибающей помехи 1 Гц, синусоидальный сигнал

ствии помехи на входе радиометра значения искажений амплитуды и фазы того же отсчета корреляционной функций не зависят от времени, равны 0 дБ и 0 градусов.

На рисунках наглядно видны эффекты амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой конверсии, частота модуляции помехи переносится на амплитуду и фазу сигнала. Применение коррекции значительно уменьшает уровень искажений, однако не полностью устраняет их. Неточность компенсации искажений может быть обусловлена недостаточной точностью синхронизации оценки мощности помехи и работы радиометра, а также недостаточной точностью измерения таблицы зависимости относительного комплексного коэффициента усиления от мощности помехи.

Если период огибающей помехи много меньше времени накопления, при тонально-модулированной помехе, значение коэффициента  $\dot{G}(\bar{P})$  не зависит от конкретного времени накопления, равно среднему значению коэффициента  $\dot{G}_0(P_i)$  за один период изменения мгновенной мощности помехи  $P_i$ . В таком случае искажение отсчета корреляционной функции остается постоянным во времени.

### Заключение

В работе приведено теоретическое обоснование возможности компенсации искажений, возникающих в корреляционном радиометре при воздействии на один из его входов мощной внеполосной помехи, путем выделения мгновенной мощности помехи на входе перегружен-

ного МШУ и использования её для коррекции искажений. Приведена схема метода компенсации возникающих искажений.

Приведенные экспериментальные данные подтверждают возможность применения предлагаемого метода в случае приема шумового и синусоидального полезного сигнала при воздействии на вход радиометра мощной внеполосной амплитудно-модулированной гармоническим сигналом помехи. Для синусоидального сигнала удалось добиться остаточной погрешности восстановления амплитуды корреляционной функции не более 14%, фазы – не более 6 градусов, для шумового сигнала – не более 10% по амплитуде и не более 7 градусов по фазе.

Дальнейшее повышение точности компенсации искажений может быть достигнуто с помощью различных технических решений, таких как повышение точности синхронизации канала оценки мощности помехи и коррелятора, повышение точности измерения таблицы зависимости относительного комплексного коэффициента усиления от мощности помехи и т.д.

### Список литературы

1. Барченков С.А. Проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры // Морской сборник. 1968. № 12. С. 23.
2. Ефимов В.П. // Электромагнитные волны и электронные системы. 1998. Т. 3, № 1. С. 95.
3. Куюн А.В. // Радиотехника. 2007. № 6. С. 16.
4. Compatibility of bluetooth with other existing and proposed radio communication systems in the 2.45 GHz frequency band. ECR Report No. 109. 2001.
5. Chiasserini C.-F., Rao R. // IEEE Trans. Wireless Commun. 2003. V. 2. No. 5. P. 964.

6. Ивлев Д.Н., Калинин В.А. Прием сигнала на фоне мощной помехи, превышающей динамический диапазон приемника // Известия вузов. Радиофизика. 2010. Том LIII, №9–10. С. 658–668.

7. Томпсон А.Р., Моран Дж.М., Свенсон Дж.У. Интерферометрия и синтез в радиоастрономии. М.: Физматлит, 2003. 624 с.

8. Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприёмных устройств. М.: Связь, 1978. 240 с.

9. Калинин В.А., Беагон В.С., Калинин А.В. Корреляционный радиометр для антенных и интерферометрических измерений // Вестник ННГУ. 2011. №5. Часть 3. С. 88–94.

**A METHOD TO COMPENSATE FOR DISTORTIONS IN CORRELATION RADIOMETER  
ARISING UNDER THE ACTION OF A STRONG OUT-OF-BAND INTERFERENCE  
AT ONE OF ITS INPUTS**

*V.A. Kalinin, D.N. Ivlev, V.S. Beagon, A.V. Kalinin*

A method to compensate for nonlinear distortions in correlation radiometer arising under the action of a powerful blocking interference at one of its inputs is proposed. The method is based on selecting the instantaneous interference power at the overloaded LNA input of the correlation radiometer and using it for the calculation and correction of the distortions involved. The article is concluded with the experimental estimates of the method.

*Keywords:* radiometry, digital signal processing, interference elimination, nonlinear distortions.