

В.А. НАГАПЕТАН, А.А. АХУМЯН

КВАДРАТИЧНАЯ НЕЛИНЕЙНОСТЬ В ПРИЕМНИКАХ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Предлагается схема двойного балансного смесителя с синфазным входным сигналом и двойным квадратурным гетеродином для применения в системах с I/Q приемниками прямого преобразования с несколькими несущими. Исследовано влияние нелинейности второго порядка на среднюю ошибку приема цифрового сигнала. Разработана модель системы, показывающая улучшение качества приема при применении предлагаемой схемы.

Ключевые слова: прямое преобразование, I/Q-демодулятор, постоянная составляющая, балансный смеситель, нелинейность второго порядка.

Введение. Приемники прямого преобразования (ППП), в которых принимаемый сигнал преобразуется непосредственно на нулевую промежуточную частоту, в последнее время находят широкое применение в различных системах беспроводных локальных сетей (БЛС), таких как сотовая телефония, пейджинговая связь, IEEE 802.11.a.b.g.

Пристальный интерес к ППП обусловлен их низкой стоимостью, высокой интегрируемостью, исключением внешних фильтрующих цепей и т.д. Вместе с тем ППП присущ ряд недостатков, что ограничивает их более широкое внедрение. К ним относятся известная проблема постоянной составляющей [1] и искажение сигнала, вызванное квадратичной нелинейностью входных активных узлов-усилителей и смесителей [2]. Последнее особенно важно в системах с частотным разделением каналов, так как приводит к сильному паразитному перекрестному сигналу между поднесущими частотами и снижению динамического диапазона.

Снижения влияния нелинейности на качество ППП можно добиться как созданием полупроводниковых элементов с большим линейным диапазоном [3], что приводит к их удорожанию, так и разработкой соответствующих структурных схем приемников [4]. Ниже предлагается и рассматривается вариант такой структуры.

Модель нелинейности в ППП. Для выявления влияния нелинейности на качество ППП и систем связи, в которых он применяется, а также изыскания способов подавления интермодуляционных помех необходимо тщательное исследование нелинейных эффектов в ППП.

Обычно в супергетеродинных радиоприемных системах важна интермодуляция третьего порядка (IP_3), так как частоты ее продуктов находятся в окрестности полезного сигнала. В приемниках же прямого преобразования критической становится нелинейность второго порядка (IP_2) так как возникший нежелательный сигнал попадает в низкочастотный спектр преобразованного полезного сигнала, а большие входные сигналы (как полезный так и побочные)

приводят к появлению постоянной составляющей (DC) на выходе смесителя, что неприемлемо при применении модулирующего сигнала с собственной постоянной компонентой.

Модель нелинейности можно представить следующим многочленом:

$$y(x) = ax + bx^2 + cx^3, \quad (1)$$

а сигнал-помеху как

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t).$$

После фильтра низких частот сигнал будет иметь следующий вид:

$$y(x) = b \cdot A_1 A_2 \cos(\omega_2 - \omega_1)t + \frac{1}{2} b \cdot (A_1^2 + A_2^2).$$

Первое слагаемое представляет собой помеху, которая попадает в спектр полезного демодулированного сигнала, а второе - постоянное смещение.

Для уменьшения влияния входной нелинейности второго порядка предлагается использовать схему с двойными балансными смесителями, представленную на рис. 1.

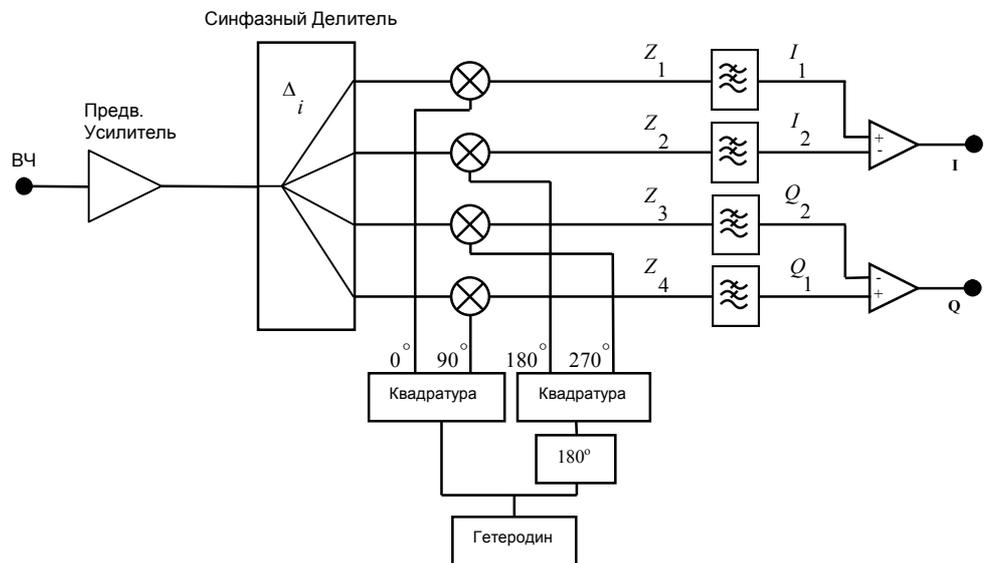


Рис. 1. Двойной балансный приемник

Здесь мы имеем синфазное деление входного высокочастотного сигнала и квадратурно-противофазное деление гетеродина.

Из этой упрощенной схемы видно, что все продукты нелинейностей четного порядка находятся в одинаковой фазе на выходах у всех смесителей. Принимая во внимание, что I, I' и Q, Q' представлены как дифференциальные пары, ожидается подавление вышеупомянутых продуктов. Эффективность же подавления будет зависеть от амплитудного и фазового разбаланса входного синфазного делителя.

Более подробно рассмотрим влияние нелинейности второго порядка на принятый сигнал при использовании широкоиспользуемой небалансной и предложенной схем при амплитудном разбалансе синфазного делителя.

Допустим, принятый ВЧ-сигнал имеет следующий вид:

$$s(t) = x(t) \cdot \sin(\omega t) + y(t) \cdot \cos(\omega t).$$

После прохождения через неидеальный синфазный делитель с амплитудной погрешностью на первом выходе $\Delta_1 \ll 1$. При этом имеем

$$(1 + \Delta_1) x(t) \cdot \sin(\omega t) + (1 + \Delta_1) y(t) \cdot \cos(\omega t).$$

Принимая во внимание наличие квадратичной нелинейности с коэффициентом b , демодулированный сигнал будет иметь вид

$$z_1(t) = (1 + \Delta_1) x(t) \cdot \sin^2(\omega t) + (1 + \Delta_1) y(t) \cdot \cos(\omega t) \sin(\omega t) + b \cdot [(1 + \Delta_1) x(t) \cdot \sin(\omega t) + (1 + \Delta_1) y(t) \cdot \cos(\omega t)]^2.$$

Пренебрегая малыми величинами второго порядка Δ_1^2 , после фильтра нижних частот будем иметь

$$I_1(t) = \frac{1}{2} (1 + \Delta_1) \cdot x(t) + b(1 + 2\Delta_1) \cdot (x^2(t) + y^2(t)). \quad (2)$$

Это и есть выходной сигнал традиционного приемника. Для предложенной же схемы нужно получить разность противофазных компонент.

$I_2(t)$ рассчитывается аналогичным способом.

$$I_2(t) = \frac{1}{2} (1 + \Delta_3) \cdot x(t) + b(1 + 2\Delta_3) \cdot (x^2(t) + y^2(t)).$$

Таким образом,

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = \left[1 + \frac{\Delta_1 + \Delta_3}{2} \right] x(t) + 2b(\Delta_1 - \Delta_3) \cdot (x^2(t) + y^2(t)). \quad (3)$$

Аналогичным образом получим

$$Q(t) = Q_1(t) - Q_2(t) = \left[1 + \frac{\Delta_2 + \Delta_4}{2} \right] y(t) + 2b(\Delta_2 - \Delta_4) \cdot (x^2(t) + y^2(t)). \quad (4)$$

Величины $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4$ характеризуют технологический разброс погрешностей синфазного делителя и обычно имеют нормальное распределение, дисперсия которого $\sigma_{\Delta} = \sqrt{\sum_i \Delta_i^2}$. Для нашего случая будем иметь $\sigma_{\Delta} = \sqrt{2}\Delta$, где Δ - характеризующий амплитудный разброс погрешности делителя.

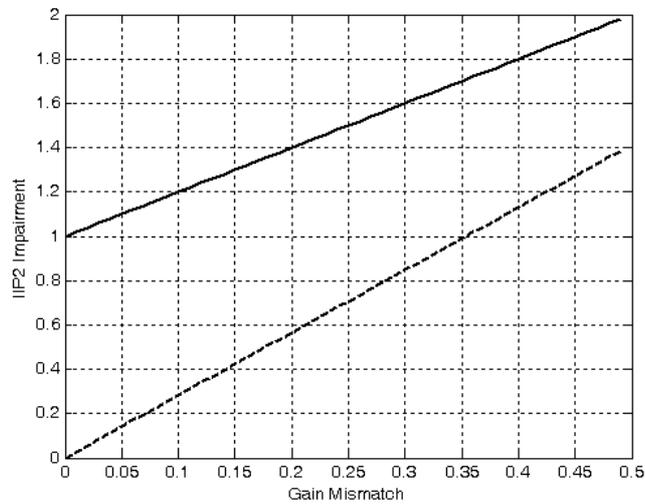


Рис. 2. Зависимость амплитуды паразитных компонент от амплитудного разбаланса синфазного делителя.

Итак, выражения (3) и (4) принимают вид

$$I(t) = \left(1 + \frac{\Delta}{\sqrt{2}}\right)x(t) + 2\sqrt{2}b \cdot \Delta \cdot (x^2(t) + y^2(t)), \quad (5)$$

$$Q(t) = \left(1 + \frac{\Delta}{\sqrt{2}}\right)y(t) + 2\sqrt{2}b \cdot \Delta \cdot (x^2(t) + y^2(t)). \quad (6)$$

Из выражения (2) следует, что при наличии квадратичной нелинейности даже при идеальном синфазном делителе ($\Delta_i = 0$) в небалансной схеме возникает паразитный сигнал величиной $b \cdot (x^2(t) + y^2(t))$. В случае же двойного балансного приемника из (5) и (6) видно, что при идеальном делителе ($\Delta = 0$) паразитные компоненты полностью компенсируются.

На рис. 2 приведены зависимости возникших паразитных компонент принятого сигнала от амплитудного разбаланса делителя для традиционной (сплошная линия) и двойной балансной (штриховая линия) схем. Связь фактора IIP_2 с коэффициентом b в формуле (1) приведена в [4].

Моделирование цифрового канала связи с применением ППП. Для выявления потенциальных возможностей схемы ППП в системах цифровой связи разработана модель прием-передатчика в программной среде Matlab 6.5 как для предложенной, так и для традиционной схем с целью исследования поведения обоих приемников при различных внутренних параметрах и внешних условиях помех. В качестве модулирующего цифрового сигнала был применен широкоизвестный QPSK-сигнал.

Четырехуровневый низкочастотный сигнал разделяется на два бинарных потока и подается на соответствующие I и Q входы модулятора. В точке приема имеются три полосы спектра: сигнал с частотой f_0 и две помехи с несущими частотами f_1 и f_2 ($f_1 < f_2$). Ширина спектра каждого модулированного сигнала равна F . Амплитудный разбаланс входного синфазного делителя взят равным 1,2 дБ по мощности. Такое значение разбаланса типично для многих широкоиспользуемых делителей.

В результате симуляции для обоих приемников была рассчитана вероятность ошибки приема символа (SER) в зависимости от уровня нелинейности второго порядка (IIP_2). Полученные зависимости приведены на рис. 3.

Кривые 1 и 1а описывают случай приема сигнала без помех. Здесь единственной причиной искажения сигнала и, следовательно, увеличения вероятности ошибки является значительная величина DC, порожденная от умножения сигнала на самого себя при достаточно большой нелинейности.

Кривые 2 и 2а описывают сигнал с немодулированными внешними помехами, каждая из которых производит DC, но их разностная частота ($f_1 - f_2$) находится вне полезного спектра.

Кривые 3 и 3а описывают случай принятого сигнала с двумя

модулированными источниками помех. В этом случае, помимо постоянных компонент, образуется нежелательное искажение спектра полезного низкочастотного сигнала, который является следствием появления малых разностных частот. Разность частот ($f_2 - F$) и $(F + f_1)$ лежит в спектре F сигнала.

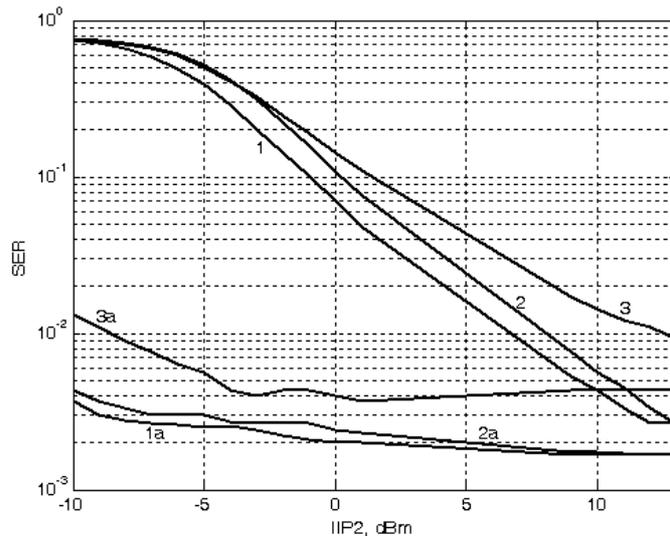


Рис. 3 Зависимость SER от нелинейности второго порядка для традиционного (1-3) и двойного балансного (1а-3а) приемников прямого преобразования

Сравнение приведенных данных свидетельствует, что предложенная схема во всех рассмотренных случаях обеспечивает выигрыш по качеству более 30 дБ по сравнению с традиционным построением ППП. Таким образом, в предложенном ППП воздействие нелинейности второго порядка на спектр демодулированного сигнала незначительно и обусловлено в основном погрешностями входного синфазного делителя. В небалансном же ППП спектр принятого сигнала сильно зависит от нелинейности, в результате чего растут постоянная составляющая и величина искажения спектра сигнала.

Заключение. Предложенная схема является хорошим решением основных проблем приемников прямого преобразования. Слабая зависимость качества приема от фактора IIP_2 делает возможным ее применение в сложных системах с множественными несущими частотами (например IEEE 802.11), где помеха от соседнего канала может оказать существенное влияние на спектр сигнала. Предложенная схема проста в реализации, поскольку она может быть исполнена в одной интегральной схеме. Поэтому ожидается практика применения представленной схемы в самых различных отраслях беспроводной связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Razavi B.** RF Microelectronics. Prentice-Hall, 1998. – 335 p.
2. **Kerry Z. Cai and Pengfei Zhang.** The Effects of IP_2 Impairment on an 802.11a OFDM Direct Conversion Radio Systems // Microwave Journal.-February 2004.-V.47, N2.
3. **Stephen Yue.** Linearization techniques for mixers / Analog circuit design Course, 2000. – 13 p.
4. **Parssinen Aarno.** Direct Conversion Receivers in Wide-Band Systems. Kluwer Academic Publishers, 2001. – 230 p.

ЕГУ. Материал поступил в редакцию 16.02.2004.

Վ.Ա. ՆԱՀԱՊԵՏՅԱՆ, Ա.Ա. ՀԱԽՈՒՄՅԱՆ

ՔԱՌԱԿՈՒՄԱՅԻՆ ՈՉԳԾԱՅՆՈՒԹՅՈՒՆԸ ՈՒՂԻՂ ՉԵՎԱՓՈՒՍԱՆ ՈԱԴԻՈԸՆԴՈՒՆԻԻՉՆԵՐՈՒՄ

Առաջարկվում է համափող մուտքային ազդանշանով և կրկնակի քառակուսային հետերոդինով երկրալանս խառնիչի սխեմա՝ մի քանի կրողներով I/Q ուղիղ ձևափոխման ռադիոընդունիչներում կիրառելու համար: Հետազոտված է քառակուսային ոչգծայնության ազդեցությունը թվային ազդանշանի ընդունման միջին սխալի վրա: Մշակված է համակարգի մոդել, որի միջոցով ցույց է տրված ընդունման արդյունավետության մեծացումն առաջարկվող սխեմայի կիրառման դեպքում:

V.A. NAHAPETYAN, A.A. HAKHOUMIAN

QUADRATIC NONLINEARITY IN DIRECT CONVERSION RECEIVERS

The double balanced mixer scheme in-phase signal input and double-quadrature local oscillator is suggested for application on I/Q multi-carrier direct conversion receivers. An influence of the quadratic nonlinearity on BER of the digital signal is shown. A model of the system illustrating the improvement of the system performance in case of using the suggested scheme is developed.