

УДК 621.398.97

DOI: 10.24160/1993-6982-2018-2-114-122

Минимизация интермодуляционных искажений при усилении мощности и обработке радиосигналов в навигации и связи

Л.А. Белов

В каскадах усиления мощности и пассивных трактах обработки сигналов со сплошным спектром возникают интермодуляционные частотные составляющие, которые отсутствуют во входном. Перекрестные искажения передаваемой информации происходят при усилении мощности нескольких модулированных сигналов в общей частотной полосе. Они проявляются в асинхронном подавлении слабого сигнала сильным и в снижении суммарной выходной мощности в зависимости от соотношения уровней сигналов в каналах. Для преодоления противоречий при выборе режима работы активного элемента по отношению к уровню насыщения следует достигать компромисса между повышением энергетической эффективности активного элемента, допустимым уровнем интермодуляции в рабочей полосе частот и уровнем помех в соседних частотных полосах в соответствии с требованиями электромагнитной совместимости (ЭМС).

Сопоставлены методы оценки уровня мощности продуктов интермодуляции при усилении СВЧ-сигналов: на основе двухтонового сигнала; с использованием многочастотного теста; относительного уровня шумовой помехи в рабочей полосе; помех в соседней полосе частот; искажения диаграммы фазовых состояний для сигналов с манипуляцией фазы.

Систематизированы методы линеаризации каскадов усилителей мощности: со связью вперед, с обратной связью, с предискажением амплитудных и фазовых характеристик. Приведены параметры адаптивных предискажающих линеаризаторов, корректирующих амплитудную компрессию АМ/АМ и амплитудно-фазовое преобразование АМ/ФМ.

В компонентах тракта передачи сигнала эффекты пассивной интермодуляции (ПИМ) создают недопустимые помехи для каналов приема, работающих в соседних частотных полосах. Сформулированы рекомендации по выбору технологии изготовления пассивных компонентов, минимизирующих уровень таких помех.

Сопоставлены параметры и характеристики лабораторных анализаторов уровня пассивной интермодуляции и переносных тестеров, определяющих местоположение источников интермодуляционных помех различного порядка и измеряющих их уровень по стандартизированной методике.

Ключевые слова: усиление мощности, насыщение, линеаризация, предискажение, пассивная интермодуляция, электромагнитная совместимость.

Для цитирования: Белов Л.А. Минимизация интермодуляционных искажений при усилении мощности и обработке радиосигналов в навигации и связи // Вестник МЭИ. 2018. № 2. С. 114—122. DOI: 10.24160/1993-6982-2018-2-114-122.

Minimizing Intermodulation Distortions in Power Amplification and Processing of Radio Frequency Signals in Navigation and Communication

L.A. Belov

Intermodulation frequency components may occur in power amplification cascades and in passive signal processing channels with a continuous spectrum, which are not available in their input signals. Cross-distortion of transmitted information occurs in amplifying the power of several modulated signals in the common frequency band. They manifest themselves in that a strong signal asynchronously suppresses a weak one, and that the total output power has a decreased level depending on the ratio of signal levels in the channels.

To overcome possible contradictions in choosing the active element operating mode in regard of the saturation level, a compromise should be reached between increasing the energy efficiency of the active element, the permissible level of intermodulation in the operating frequency band, and the level of interference in the adjacent frequency bands in accordance with the electromagnetic compatibility (EMC) requirements.

The methods used for estimating the power level of intermodulation products in amplifying microwave signals, namely, the one based on a two-tone signal, the one involving a multifrequency test; the one based on the relative noise interference level in the working band (noise power rate, NPR), the method of interference in the adjacent frequency band (ACPR), and the distortion phase diagram method for signals with phase manipulation.

The methods used to linearize power amplifier cascades, including the use of feed-forward and feedback circuits, and pre-distortion of amplitude and phase characteristics are arranged in a systematic order. The parameters of adaptive pre-distorting linearizing circuits correcting the AM/AM amplitude compression and AM/FM amplitude-phase conversion are given.

Passive intermodulation (PIM) effects that are present in the signal transmission path components give rise to unacceptable interference for the receiving channels operating in adjacent frequency bands. Recommendations on choosing the technology for manufacturing passive components minimizing the level of such interference are formulated.

The parameters and characteristics of laboratory instruments for analyzing passive intermodulation levels, as well as and portable testers used for locating the sources of intermodulation interference of different orders and for measuring its level according to a standardized method are compared.

Key words: power amplification, saturation, linearization, pre-distortion, passive intermodulation, electromagnetic compatibility.

For citation: Belov L. A. Minimizing Intermodulation Distortions in Power Amplification and Processing of Radio Frequency Signals in Navigation and Communication. MPEI Vestnik. 2018;2:114—122. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2018-2-114-122.

Введение

Важнейшие характеристики электронных устройств формирования и обработки радиосигналов: энергетическая эффективность, устойчивость по отношению к естественному шуму, возможность функционирования с высоким качеством без создания неумышленных помех иным радиоэлектронным средствам в соседних полосах радиочастот, — существенно зависят от величины мгновенной информационной полосы частот передаваемого сообщения. Ее расширение приводит к снижению энергетического коэффициента полезного действия и нарушению требований к электромагнитной совместимости (ЭМС), что заставляет выбирать компромиссные технические решения, снижающие технико-экономические показатели устройства.

В отечественной учебной литературе рассматриваются, главным образом, узлы и каскады, предназначенные для обработки монохроматических или узкополосных сигналов, что затрудняет понимание сути функционирования появляющихся и создание новых схемотехнических решений, отвечающих комплексу современных требований к электронной аппаратуре.

Цель настоящей работы состоит в систематизации разрозненных сведений о функционировании и методах создания устройств формирования, обработки и усиления мощности радиочастотных сигналов с определенной шириной информационного спектра, способных обеспечить одновременно высокие значения энергетического коэффициента полезного действия, спектральной эффективности передачи потоков информации, увеличивающей объем информации в выделенной полосе радиочастот, соблюдения жестких требований ЭМС.

Основные положения расчета радиочастотных цепей, трактов и усилительно-преобразовательных узлов исходят из предположения о почти синусоидальной форме высокочастотного сигнала без учета ширины занимаемой полосы радиочастот. Это упрощает расчетные соотношения, однако не дает возможности

оценить уровень паразитных частотных искажений передаваемой информации и находить компромиссные решения по оптимизации энергетических и спектральных характеристик аппаратуры. Предположение о линейности пассивных электрических цепей при малом уровне входных сигналов приводит к игнорированию причин фактического появления на выходе цепей спектральных составляющих, отсутствовавших во входном сигнале. В результате этого возникают непреднамеренные помехи для приемо-передающих устройств, использующих общие элементы антенно-фидерного тракта. При обработке сигналов СВЧ-диапазона с расширенной частотной полосой задача дополнительно осложняется явлениями амплитудной компрессии (AM/AM) и амплитудно-фазового преобразования (AM/ФМ), появлением нежелательных фазовых набегов в корректирующих цепях и др.

Обучение молодых специалистов радиотехнике происходит в настоящее время фактически без учета указанных явлений, что не позволяет в полной мере понимать новые технические и технологические решения в связной и навигационной аппаратуре, полноценно ее обслуживать, и, тем более, затрудняет разработку новых приборов и аппаратов.

Возникновение интермодуляционных искажений

В радиочастотных цепях, узлах и устройствах всегда проявляются нелинейные и инерционные явления, связанные со мгновенными значениями суммарного входного сигнала за время пролета зарядов через активный прибор или импульсной реакции цепи [1].

При немодулированном входном сигнале синусоидальной формы с несущей частотой f_0 в спектре выходного сигнала безынерционного активного элемента возможно возникновение высших гармоник с частотами nf_0 , а в цепях с нелинейной реактивностью — дополнительно субгармоник с частотами f_0/m , где n , m — небольшие целые числа. Эти составляющие могут быть отфильтрованы частотными фильтрами.

Если параметры радиочастотного входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ переносят информационное сообщение, или сигнал является аддитивной суммой нескольких составляющих с различными частотами, то в спектре выходного сигнала возникают интермодуляционные искажения (ИМИ, Intermodulation Distortions — IMD) в виде отсутствовавших на входе спектральных составляющих вблизи частот входного сигнала, фильтрация которых затруднительна.

Появление ИМИ ухудшает помехоустойчивость линии передачи информации, создает помехи другим радиоэлектронным средствам в соседних частотных полосах, а при совместной обработке нескольких радиосигналов в общей частотной полосе активного элемента приводит к появлению перекрестных искажений передаваемой информации, снижает энергетическую и технико-экономическую эффективность функционирования линии передачи информации.

Для снижения вредного влияния ИМИ в линиях с частотным разделением каналов приходится значительно (от 3 до 10 дБ) увеличивать номинальную мощность радиопередающего устройства, недоиспользуя его энергетический ресурс; в дуплексных устройствах связи с общей антенной необходимо ужесточать требования к качеству пассивных компонентов и применять дополнительные меры по линеаризации.

Новые сигнальные конструкции, разработанные в интересах увеличения пропускной способности линии передачи информации, характеризуются повышенным значением пик-фактора мощности (отношением пиковой мгновенной мощности к средней квадратической за период модуляции (Peak-to-Average Power Ratio) $\text{PARP} = \max(u_k^2) / \sum_k u_k^2$, где k — номер отсчета сигнала u_k на периоде модуляции. Появление недопустимого уровня ИМИ и нарушение требований ЭМС определяются превышением значения PARP над единицей.

Критерии оценки уровня интермодуляции

Простейший (двухтоновый) тест [2 — 4] для оценки уровня ИМИ в компоненте радиочастотного тракта выполняется при подключении на его вход аддитивной суммы двух колебаний синусоидальной формы с одинаковой амплитудой по $U/\sqrt{2}$ на близко расположенных частотах $f_1 = f_0 - \Delta/2$ и $f_2 = f_0 + \Delta/2f_1$

$$u_{2T}(t) = \left(\frac{U}{\sqrt{2}} \right) [\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t)] = U\sqrt{2} [\cos(\pi \Delta t)] \cos(2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где $\Delta = f_2 - f_1$ — разнос их частот.

Сигнал вида (1) представляет собой высокочастотное колебание с несущей частотой f_0 , амплитуда которого пульсирует по закону $U\sqrt{2} |\cos(\pi \Delta t)|$. Он характеризуется значением пик-фактора мощности $\text{PARP} = 2$. В выходном сигнале исследуемого компонента вблизи частоты f_0 возникают интермодуляционные составляющие

3-го порядка I_{3-} и I_{3+} с частотами $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$, 5-го порядка I_{5-} и I_{5+} с частотами $3f_1 - 2f_2$ и $3f_2 - 2f_1$ и более высокого нечетного порядка.

Для количественной оценки уровня ИМИ выходного сигнала используется выраженное в логарифмической шкале децибел отношение C/I мощности C выходного сигнала на входных частотах f_1 и f_2 к суммарной мощности I интермодуляционных продуктов нечетного порядка, которое для двухтонового теста выражается в виде

$$(C/I)_{2T} = 10 \lg \left\{ C / \sum [I_{3-} + I_{3+} + I_{5-} + I_{5+} \dots] \right\}. \quad (2)$$

Мешающие частотные составляющие выходного сигнала I_{3-} и I_{3+} расположены симметрично относительно частот входного сигнала и имеют одинаковую мощность, если в компоненте проявляются лишь амплитудные искажения АМ/АМ. На рис. 1 пунктирной линией показан пример спектра выходного сигнала безынерционного транзисторного усилителя с нечетной частью вольтамперной характеристики вида $i(u) = (2\pi) \arctg(2\pi u)$ и уровнем ограничения $\max_{|u| \rightarrow \pm \infty} |i(u)| \leq 1$ при действии на его входе одночастотного сигнала $u_0(t) = U\sqrt{2} \cos(2\pi f_0 t)$. Сплошными линиями на рис. 1 показан амплитудный спектр выходного сигнала этого усилителя при действии на его входе двухтонового сигнала $u_{2T}(t)$ вида (1) с $U = 1$, пульсирующая амплитуда которого достигает значения $u_{\text{max}} = 2U$, а средняя мощность равна мощности сигнала $u_0(t)$.

Анализ графиков на рис. 1 показывает, что выходная мощность на частотах f_1 и f_2 в два раза меньше, чем для одночастотного сигнала с такой же средней мощностью. Это означает, что появление ИМИ приводит к невозможности получения номинальной выходной мощности активного элемента, которая указывается в паспорте активного элемента производителем для

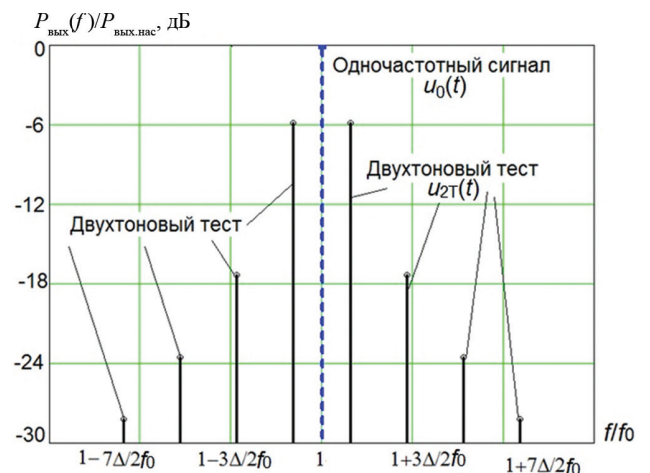


Рис. 1. Амплитудный спектр выходного сигнала усилителя с вольтамперной характеристикой $i(u) = (2/\pi) \arctg(2\pi u)$ при действии на его входе одночастотного сигнала $u_0(t)$ с $U = 1,41$ В (пунктирная линия) и двухтонового сигнала $u_{2T}(t)$ (сплошные линии) с такой же средней мощностью

немодулированного входного сигнала без искажения. Причина этого заключается в расходовании энергетического ресурса активного элемента на генерирование паразитных интермодуляционных спектральных составляющих.

При использовании инерционных активных элементов с тестовым сигналом (1) наблюдается асимметрия мешающих внеполосных составляющих I_{3-}, I_{5-}, \dots по сравнению с I_{3+}, I_{5+}, \dots даже в малосигнальном режиме [3], а их уровень зависит от значения разности Δ частот входного сигнала. Причина асимметрии состоит в векторном суммировании ИМИ компонент, вызванных АМ/АМ и АМ/ФМ эффектами по одну сторону от центральной частоты и в их вычитании — по другую сторону и влиянием недостаточного ослабления составляющих разностной частоты Δ в цепях питания.

Для оценки уровня перекрестных искажений, возникающих в узлах и компонентах тракта при обработке нескольких узкополосных сигналов в общей частотной полосе широкополосного устройства, применяют тестовый сигнал в виде аддитивной суммы нескольких, например трех, сигналов синусоидальной формы разного уровня. Уровень подавления слабого сигнала в присутствии сильного, а также изменения коэффициентов передачи сигналов в разных частотных полосах зависит от соотношения мощности совместно усиливаемых сигналов [1].

Входной сигнал, несущий передаваемую информацию, имеет сплошной спектр, мощность которого сосредоточена вблизи частоты f_0 . Для оценки уровня ИМИ сигнала со сплошным спектром используют критерий NPR (Noise Power Ratio) относительного уровня интермодуляционного шума [2, 3]. Тестовый входной сигнал $u_{\text{NPR}}(t)$ отличается тем, что в его спектре (рис. 2) при помощи узкополосного полосно-заграждающего фильтра (Notch Filter) сформирован провал с ослаблением не менее 45 дБ в пределах входной полосы частот. В качестве оценки ИМИ по критерию NPR принимается отношение C/I спектральной плотности мощности выходного сигнала вне зоны подавления к ее уровню в середине этой зоны.

Применение тестовых сигналов сопряжено с необходимостью прекращать текущее функционирование УМ для проведения оценки уровня ИМИ. Кроме того, количественные значения C/I , получаемые на основе тестовых сигналов, отличаются от полученных для рабочих сигналов из-за влияния статистических характеристик сигнала, определяющих значение его пик-фактора [5]. Уточненную оценку ИМИ в рабочем режиме аппаратуры обеспечивает применение критерия АСРР (Adjacent Channel Power Ratio) — относительного уровня мощности в соседней полосе частот [2, 3]. На рис. 3 сплошной линией 1 показан пример спектра сигнала с фазовой манипуляцией по псевдослучайному закону на выходе транзисторного усилителя, работаю-

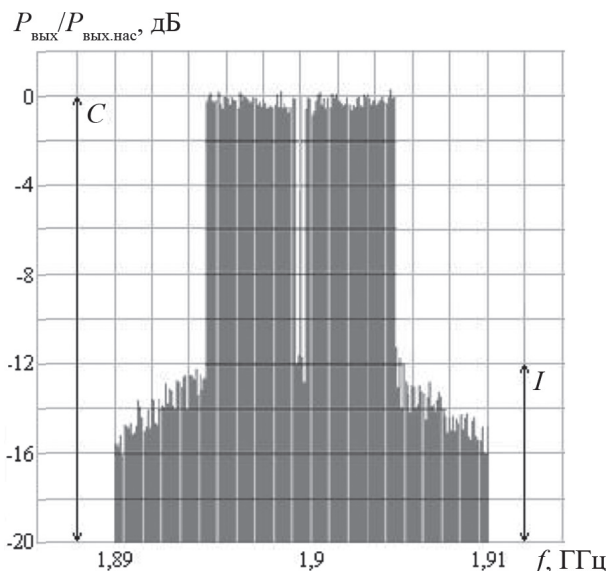


Рис. 2. Пример спектра мощности выходного сигнала для оценки уровня ИМИ по критерию NPR

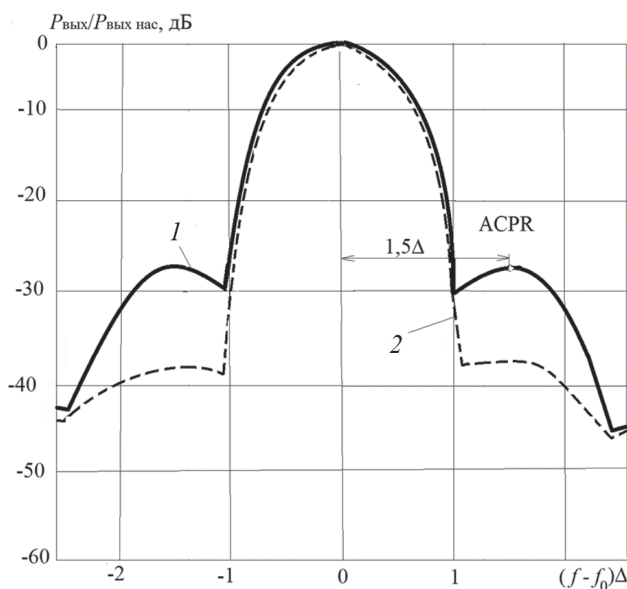


Рис. 3. Измерение уровня ИМИ по критерию АСРР:

1 — твердотельный УМ без линейризации, $P_{\text{вых}}/P_{\text{вых,нас}} = -6$ дБ;
2 — твердотельный УМ с предьсказжающей линейризацией

щего вблизи уровня насыщения. По критерию АСРР в спектре выходного сигнала оценивается превышение спектральной плотности мощности в середине рабочей полосы частот над ее уровнем при отстройке на полуширину рабочей полосы частот от ее края.

Для сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией QAM (Quadrature Amplitude Modulation) и фазовой манипуляцией ФМ оценивают влияние ИМИ на качество распознавания символов при согласованном приеме по критерию расширения зоны фазовых состояний EVM (Error Vector Magnitude).

Снижение уровня интермодуляции в радиочастотных усилителях мощности

В радиочастотных усилителях мощности (УМ) требования высокой энергетической эффективности приводят к необходимости выбора уровня входной мощности вблизи насыщения активного элемента. Для сохранения высокого качества передачи информации и низкого уровня непреднамеренных помех радиоэлектронным средствам, работающим в других частотных полосах, можно использовать невыгодный энергетически и экономически режим с номинальной мощностью активного элемента, значительно превышающей среднюю мощность выходного сигнала [1]. Повышение спектральной эффективности новых сигнальных конструкций, направленных на передачу увеличенного объема информации в выделенной радиочастотной полосе, дополнительно усложняет проблему оптимизации устройств формирования и обработки радиосигналов, так как, во-первых, новые сигналы характеризуются увеличенным значением пик-фактора, а, во-вторых, расширение мгновенной полосы частот требует значительного улучшения качества широкополосного согласования тракта, включая выбор параметров блокировочных цепей и учета малых нелинейных проявлений, которыми ранее пренебрегали.

Важным направлением для снижения уровня ИМИ на выходе радиопередающего устройства является комплекс мер по снижению пик-фактора мощности PARP в цифровых узлах формирования информационного сигнала на входе радиочастотного усилителя мощности.

Паспортные амплитудные характеристики активных элементов определяют максимальный уровень мощности насыщения $P_{\text{вых.нас}}$ при входном сигнале синусоидальной формы. Режим насыщения обеспечивает максимальный КПД для сигнала синусоидальной формы, но сопровождается снижением коэффициента усиления по сравнению с малосигнальным значением из-за АМ/АМ компрессии, недопустимым уровнем ИМИ в выделенной и в соседних частотных полосах, появлением амплитудно зависимого фазового сдвига АМ/ФМ, который по сравнению с малосигнальным значением достигает нескольких десятков угловых градусов. Режим работы активного элемента вблизи насыщения используется в качестве условной точки нормировки, по отношению к которой определяют уровень недоиспользования номинальной мощности активного элемента.

Используются различные методы линеаризации амплитудных характеристик УМ. Среди них можно выделить:

- с управлением параметрами активного элемента УМ;
- со связью вперед;
- с обратной связью;
- с внесением амплитудно-фазовых предискажений входного сигнала.

Адаптивное управление параметрами активного элемента по первому методу предусматривает изменение текущего уровня мгновенной мощности входного сигнала и быстродействующую аналоговую коррекцию питающих напряжений для снижения уровня ИМИ [6]. Техническая реализация этого метода требует использования сложного процессора, приводит к снижению быстродействия цепи авторегулирования и, соответственно, ограничивает ширину информационной мгновенной полосы частот.

Линеаризация при помощи связи вперед [2] по второму методу предполагает суммирование искаженного выходного сигнала УМ с сигналом вспомогательного канала, который содержит составляющие, равные по амплитуде и противофазные тем, которые возникают в основном усилителе УМ. Ее версии (схема Дохерти) успешно применяется для повышения КПД транзисторных УМ в базовых станциях сотовой связи. Однако при повышенной выходной радиочастотной мощности и широком динамическом диапазоне ее изменения в диапазоне СВЧ возникают проблемы с суммированием выходных сигналов из-за неидентичности характеристик группового запаздывания в основном и вспомогательном каналах.

Использование линеаризирующей обратной связи [3] по третьему методу основано на измерении амплитудных и фазовых погрешностей выходного сигнала УМ и автоматической коррекции комплексной амплитуды входного сигнала УМ при помощи дополнительного векторного модулятора на входе УМ. Однако при высоком значении малосигнального коэффициента усиления УМ (до 55 дБ для бортовых спутниковых усилителей на ЛБВ) и увеличении ширины мгновенной полосы частот информационного сигнала возрастает опасность самовозбуждения усилительного устройства с обратной связью в широком интервале значений несущей частоты и вариации параметров окружающей среды.

Предыскажающая аналоговая коррекция входного сигнала УМ по четвертому методу использует предварительную настройку нелинейных амплитудных и фазоамплитудных характеристик входного линеаризатора [7, 8]. Она может обладать высоким быстродействием благодаря использованию простых диодно-транзисторных цепей на входе УМ с низким уровнем мощности и компенсирующими амплитудными характеристиками. В интервале изменения параметров окружающей среды согласование нелинейных характеристик УМ и линеаризатора нарушается, уровень ИМИ значительно возрастает по сравнению с УМ без линеаризации.

Цифровая предыскажающая коррекция [9, 10] обеспечивает высокую точность линеаризации благодаря использованию многоуровневых корректирующих таблиц и может предусматривать автоматическую адаптацию содержимого этих таблиц в случае изменения характеристик УМ в определенном заранее интервале

параметров внешних воздействий. Преимущество этого способа заключается в возможности внесения амплитудно-фазовых предискажений не в радиосигнал на несущей частоте, а в цифровой модулирующий сигнал, формирующий комплексную амплитуду входного сигнала УМ. В перспективных вариантах адаптивной цифровой предискажающей коррекции используются узлы формирования управляющих воздействий на основе вычисления четных гармоник от варьлируемой мощности модулирующего сигнала. На рис. 3 пунктирной линией 2 показан спектр выходного сигнала УМ при использовании цифровой предискажающей коррекции, понижающей уровень ИМИ 3-го порядка на 10 дБ по критерию АСРР.

Некоторые зарубежные производители выпускают серийно узлы предискажающей аналоговой коррекции для базовых станций мобильной связи и наземных усилительных устройств диапазонов частот от 5,8 до 32 ГГц [4].

Пассивная интермодуляция в СВЧ-цепях

Специфический вид интермодуляционных искажений — пассивная интермодуляция (ПИМ, Passive Intermodulation — PIM) возникает в узлах и конструкциях, которые традиционно считались пассивными и линейными: в подложках печатных плат, микрополосковых линиях, радиочастотных кабелях и соединителях, частотных фильтрах, окружающих антенну предметах [11, 12].

Мешающие частотные продукты ПИМ низкого уровня мощности могут попадать в полосу пропускания приемного устройства этой же системы связи, либо в полосы частот других приемных систем при совместном использовании или близком расположении соответствующих антенн [13]. Если поступающий в антенну сигнал имеет сплошной спектр с полосой занимаемых частот Δ_1 в окрестности несущей частоты f_0 , то продукты ПИМ 3-го порядка занимают полосу частот шириной $3\Delta_1$, продукты 5-го порядка — шириной $5\Delta_1$ вблизи несущей частоты и т.д. При вариациях уровня мощности входного сигнала $P_{вх}$ мощность составляющих ПИМ 3-го порядка возрастает со скоростью 3 дБ/дБ, 5-го порядка — со скоростью 5 дБ/дБ и т.д. Вдали от несущей частоты эффекты ПИМ порождают комбинационные частотные продукты четного порядка, которые могут попадать в полосу приема других радиоэлектронных средств [13]. Для сети беспроводной связи стандарта GSM-900 выделены полосы приема/передачи (890...915)/(925...960) МГц. При значениях частоты передачи 930 и 955 МГц составляющая ПИМ 3-го порядка с частотой $2 \times 930 - 955 = 905$ МГц попадает в полосу приема этого стандарта. Для стандарта 3G-UMTS с выделенными частотами (1920...1980)/(2110...2170) МГц компонента ПИМ 7-го порядка с частотой $4f_1 - 3f_2$ попадает в полосу его приема. Развитие широкополосных систем мобильной связи, а также передач цветного

телевидения, совместное использование оборудования различными операторами или стандартами (косайтинг — cositing) увеличивают риск недопустимого влияния мешающих продуктов ПИМ.

В коаксиальных соединителях [17] нелинейные явления ПИМ могут возникать в результате недостаточно плотного контакта в токонесущих соединениях «металл–металл», влияния нелинейных процессов в корпусе или в покрытии поверхности соединителя. Из-за погрешностей заделки кабеля могут образоваться полости между контактами, неровности, микротрещины, дефекты и загрязнения металлической поверхности в области контактирования. Поверхностные окислы металлов, возникающие из-за влаги, органических загрязнений и остатков солей после операций травления, ведут себя как металлооксидные детекторы с нелинейной характеристикой.

Эффекты термо-ЭДС в проводниках из разнородных металлов внутри соединителя, гистерезиса в материалах из железа, нержавеющей стали, никеля приводят к ПИМ, поэтому высококачественные соединители изготавливаются из немагнитных материалов — латуни, бериллиевой и фосфористой бронзы. Если на материал с магнитными свойствами нанесено антикоррозийное покрытие, то при его недостаточной толщине или неравномерности проникающие на глубину скин-слоя высокочастотные токи приведут к ПИМ. Применение для корпуса соединителя сплавов алюминия уменьшает массу изделия, но окисная пленка на поверхности этого металла способна создать недопустимый уровень ПИМ. Качество соединителей по параметру ПИМ деградирует с увеличением количества циклов соединений — разъединений из-за износа, появления микротрещин, ослабления усилия в соединениях металл–металл.

Для типовых коаксиальных соединителей типа SMA с тестовым двухтоновым сигналом мощностью 2×20 Вт на частотах 463 и 468 МГц уровень ПИМ составляет -108 дБн. В высококачественных соединителях покрытый серебром типа N не хуже -175 дБн. В линии длиной 5 м со стандартным коаксиальным кабелем РК50 и соединителем BNC50Ω при двухчастотном тестовом сигнале диапазона 1,8 ГГц с мощностью 2×10 Вт уровень ПИМ 3-го порядка составляет -78 дБмВт, а при использовании сертифицированного по ПИМ кабеля и соединителей типа DIN7/16 уровень таких помех снижается на 30 дБ и не превышает -125 дБмВт.

Ведущие производители фольгированных диэлектрических материалов для подложек СВЧ-плат и микросборок (ламинатов) [15] оптимизируют свойства своих продуктов за счет снижения уровня диэлектрических потерь, согласования коэффициентов теплового расширения диэлектрика с коэффициентами теплового расширения металлических покрытий.

В полосковых линиях передачи увеличение уровня ПИМ вызывают холодная сварка, скрутка или стяжка,

загрязнения на поверхности диэлектрика, трещины в полужесткой оболочке кабеля, температурные вариации окружающей среды, нагрев проводников от протекающего постоянного и высокочастотного токов; применение промежуточных слоев покрытий из никеля; градиенты распределения температур в материале платы из-за нагрева печатного проводника.

В направленных ответвителях, вентилях и циркуляторах, содержащих ферритовые материалы [16], нелинейные проявления вызваны гистерезисным характером их магнитных свойств. В типовых трансформаторах с ферритовыми или марганцево-цинковыми сердечниками увеличенный уровень ПИМ связан с магнитным сопротивлением сердечника. Провода намотки трансформатора для предотвращения короткого замыкания между витками изолируются, но в случае повреждения изоляции на проводах и сердечнике возможны локальные короткие замыкания, увеличивающие уровень ПИМ.

При использовании частотно-разделительных фильтров для обеспечения высокой развязки между полосами передачи и приема применяют резонансные фильтрующие цепи высокого порядка с точной настройкой. Добавление в них подстроечных элементов в виде стальных винтов с недостаточно плотным покрытием из серебра способно существенно увеличить уровень продуктов ПИМ за счет окислов металлов в резьбовых соединениях и привести к динамическим изменениям уровня ПИМ при воздействии механических вибраций.

Внешними источниками ПИМ выступают [16] конструктивные элементы антенного устройства, вышки размещения антенны, стальная проволока, стружка, окружающие антенну предметы и объекты. В узлах молниезащиты и заземления, мачтах базовых станций, металлических крышах окружающих зданий используются стальные болты, стяжки, контактные соединения, имеющие нелинейные вольтамперные характеристики, способные переизлучать мощность падающего на них СВЧ-сигнала на комбинационных частотах. В результате такого «эффекта ржавого болта» («rusty bolt effect») сигнал на эквиваленте антенны может иметь допустимый уровень ПИМ, а в дальней зоне у абонента линии передачи его уровень недопустимым образом возрастает. Для примера на рис. 4 показана ориентировочная зависимость уровня внешней ПИМ 3-го порядка от расстояния между антенной и переизлучающим объектом.

Аппаратура для локализации расположения источника и оценки уровня ПИМ

Рекомендации Международной электротехнической комиссии [14] определяют процедуру измерения уровня ПИМ рассмотренным двухтоновым методом тестирования сигналом в виде аддитивной суммы двух синусоидальных колебаний смещенных частот f_1 и f_2

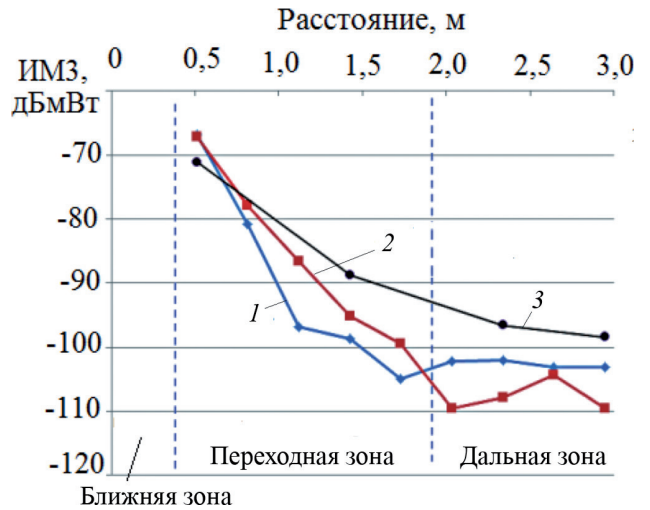


Рис. 4. Изменение уровня ПИМ 3-го порядка на входе антенны в зависимости от расстояния до отражающего объекта (безэховая камера; тест 720 и 680 МГц, 2×20 Вт):

1 — сталь; 2 — ржавая поверхность; 3 — диод

одинаковой (по умолчанию, 2×20 Вт) мощности и измерения уровня спектральной составляющей на одной из частот ПИМ. Для определения уровня ПИМ применяют специализированные лабораторные анализаторы или батарейные переносные тестеры (в полевых условиях на месте расположения антенно-фидерного устройства). В [14] рекомендованы схемы подключения анализатора к тракту «на проход» или «на отражение». Последняя из них имеет более высокую чувствительность, ее применяют для объектов как с одним, так и с двумя портами.

В специализированном оборудовании для тестирования цепей на уровень ПИМ используется синтезатор двухтонового сигнала с заданным разносом частот $\Delta = f_2 - f_1$ и усилением мощности до нужного уровня, а также калиброванный маломощный приемник ИМИ составляющих выбранного частотного диапазона. При этом принимаются меры по предотвращению взаимного затягивания частоты источников колебаний смещенных частот, а собственный уровень ПИМ измерительных средств должен составлять не более -170 дБмВт.

В профессиональных тестерах [13] предусмотрена возможность для обнаружения грубых неполадок применения тестирующих сигналов меньшей мощности, например 2×2 Вт, а для тонких измерений и обнаружения дополнительных источников ПИМ мощность тестовых сигналов увеличивается до 2×40 Вт и более. При обследовании протяженного антенно-фидерного тракта используются технологии определения расстояния до неоднородности КСВН (Range-to-Fault) и расстояния до источника ПИМ (Distance-to-PIM). Методика динамического тестирования (PIM vs. Time) необходима для выявления дефектов контактных соединений путем простукивания компонентов и соединений, фильтров, объединительных плат, антенн, сгибания кабелей и др.

Данные тестеры производятся фирмами Kaelus, Rosenberger, Wireless Telecom Group Inc., AWT Global, Anritsu Co. Так, анализатор лабораторной модели S1L850 производства AWT Global предназначен для диагностики ПИМ-явлений, сканирования частотных полос от 730 до 2690 МГц. Чувствительность к ПИМ-компонентам в этом анализаторе составляет -172 дБн; мощность источника тестовых сигналов устанавливается от 2×30 до 2×40 Вт. Прибор позволяет измерить компоненты ПИМ нечетных порядков от 3-го до 25-го; динамический диапазон уровней составляет не менее 96 дБ. Анализатор комплектуется кабелями, согласованными нагрузками, соединителями и адаптерами с малым уровнем ПИМ, тестовым источником сигналов с калиброванным уровнем ПИМ до -80 дБмВт.

Выводы

Явления активной и пассивной интермодуляций в устройствах обработки и усиления мощности высокочастотных сигналов существенно влияют на энергетическую, спектральную и технико-экономическую эффективность систем беспроводной связи и навигации [18]. С учетом современных тенденций применения новых сигнальных конструкций с увеличенным пик-фактором и широкой полосы частот передаваемой информации становится необходимым переход к повсеместному учету ширины мгновенной полосы сигналов с непрерывным спектром и отказ от традиционного упрощающего предположения о линейности устройств и пассивных СВЧ-цепей при малом уровне мощности входного сигнала.

В качестве основного направления снижения мешающего влияния ИМИ следует рассматривать:

- методы, снижающие пик-фактор мощности (в узлах цифрового формирования модулирующих сигналов);
- адаптивную предсказывающую коррекцию входного сигнала (применительно к усилению мощности СВЧ-сигналов);
- совершенствование технологии изготовления компонентов, сертифицированных по уровню ПИМ (применительно к пассивным цепям тракта формирования и обработки).

Реализация указанных мер требует дополнительных экономических затрат и заставляет повышать технические требования к комплектующим узлам приемопередающего и антенного устройств.

Литература

1. **Спутниковая связь и вещание.** М.: Радио и связь, 1997.
2. **Colantonio P., Gianini F., Limiti E.** High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers. Wiltshire (Great Britain): Wiley, 2009.
3. **Сечи Ф., Буджатти М.** Мощные твердотельные СВЧ-усилители. М.: Техноспера, 2016.
4. **Belov L.A., Smolskiy S.M., Kochemasov V.N.** Handbook of RF, Microwave, and Millimeter Wave Components. Boston, London: Artech House, 2012.
5. **Белов Л.А., Кондрашов А.С., Петушков С.В.** Корреляционная оценка уровня интермодуляционных искажений СВЧ-сигналов в усилителях мощности // Электросвязь. 2015. № 5. С. 36—41.
6. **Солнцев В.А., Шульга А.И.** Анализ подавления нелинейных искажений в усилителях сигналов огибающей // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 2. С. 219—229.
7. **Белов Л.А., Кондрашов А.С., Рожков В.М., Ромашенко К.В.** Повышение линейности и энергетической эффективности усилителей мощности широкополосных СВЧ-сигналов // Электросвязь. 2012. № 5. С. 23—25.
8. **Белов Л.А. и др.** Искажения фазоманипулированных сигналов СВЧ в усилителях мощности // Вестник МЭИ. 2013. № 3. С. 122—126.
9. **Аверина Л.И., Бобрешов А.М., Шутов В.Д.** Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предсказаний // Нелинейный мир. 2013. № 10. С. 720—727.
10. **Петушков С.В., Белов Л.А., Кондрашов А.С.** Использование четных гармоник для цифрового предсказания входного сигнала при линеаризации амплитудных характеристик СВЧ-усилителя мощности // T-Comm — Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 6. С. 3—7.
11. **Wilkerson J.R. et al.** Distributed Passive Intermodulation Distortion on Transmission Lines // IEEE Trans. MTT. 2011. V. 59. No. 5. Pp. 1190—1205.
12. **Hartman R.** Passive Intermodulation (PIM) Testing Moves to the Base Station // J. Microwave. 2011.
13. **Белов Л.А., Кочемасов В.Н., Строганова Е.П.** Пассивная интермодуляция в СВЧ-цепях и сетях передачи данных: механизмы появления, методы измерения, способы снижения // Электроника-НТБ. 2015. № 3. С. 80—91.
14. **IEC 62037-2(2012).** Пассивные радиочастотные и микроволновые устройства для измерения уровня взаимной модуляции. Ч. 1 — 8.
15. **Богданов Ю., Кочемасов В., Хасьянова Е.** Фольгированные диэлектрики — как выбрать оптимальный вариант для печатных плат ВЧ/СВЧ-диапазонов // Печатный монтаж. 2013. № 2 (0043). С. 156—168; № 3 (0044). С. 142—147.
16. **Bell T.** Mitigating External Sources of Passive Intermodulation // Anritsu Company. 2013. № 11410-0756.
17. **Джуринский К., Покровский Е.** Радиочастотные соединители: современное состояние // Электроника-НТБ. 2014. № 7. С. 28—37.
18. **Белоус А.И., Мерданов М.К., Шведов С.В.** СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи. Техническая энциклопедия. Кн. 2. Гл. 13. Методы и средства обеспечения надежности радиолокацион-

ных систем и систем связи. М.: Техносфера, 2016. С. 1020—1127.

References

1. **Sputnikovaya Svyaz' i Veshchanie.** М.: Radio i Svyaz', 1997. (in Russian).

2. **Colantonio P., Gianini F., Limiti E.** High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers. Wiltshire (Great Britain): Wiley, 2009.

3. **Sechi F., Budzhatti M.** Moshchnye Tverdotel'nye SVCH-usiliteli. М.: Tekhnosfera, 2016. (in Russian).

4. **Belov L.A., Smolskiy S.M., Kochemasov V.N.** Handbook of RF, Microwave, and Millimeter Wave Components. Boston, London: Artech House, 2012.

5. **Belov L.A., Kondrashov A.S., Petushkov S.V.** Korrelyatsionnaya Otsenka Urovnya Intermodulyatsionnykh Iskazheniy SVCH-signalov v Usilitelyakh Moshchnosti. *Elektrosvyaz'*. 2015;5:36—41. (in Russian).

6. **Colntsev V.A., Shul'ga A.I.** Analiz Podavleniya Nelineynykh Iskazheniy v Usilitelyakh Signalov Ogibayushchey. *Radiotekhnika i Elektronika*. 2012;57;2:219—229. (in Russian).

7. **Belov L.A., Kondrashov A.S., Rozhkov V.M., Romashchenko K.V.** Povyshenie Lineynosti i Energeticheskoy Effektivnosti Usiliteley Moshchnosti Shirokopolosnykh SVCH-signalov. *Elektrosvyaz'*. 2012;5:23—25. (in Russian).

8. **Belov L.A. i dr.** Iskazheniya Fazomanipulirovannykh Signalov SVCH v Usilitelyakh Moshchnosti. *Vestnik MPEI*. 2013;3:122—126. (in Russian).

9. **Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D.** Povyshenie Lineynosti Peredayushchego Trakta Metodrom Tsifrovyykh Predyskazheniy. *Nelineinyi Mir*. 2013;10:720—727. (in Russian).

10. **Petushkov S.V., Belov L.A., Kondrashov A.S.** Ispol'zovanie Chetnykh Garmonik dlya Tsifrovogo Predyskazheniya Vkhodnogo Signala pri Linearizatsii Amplitudnykh Kharakteristik SVCH-usilitelya Moshchnosti. *T-Comm — Telekommunikatsii i Transport*. 2016;10;6:3—7. (in Russian).

11. **Wilkerson J.R. e. a.** Distributed Passive Intermodulation Distortion on Transmission Lines. *IEEE Trans. MTT*. 2011;59;5:1190—1205.

12. **Hartman R.** Passive Intermodulation (PIM) Testing Moves to the Base Station. *J. Microwave*. 2011.

13. **Belov L.A., Kochemasov V.N., Stroganova E.P.** Passivnaya Intermodulyatsiya v SVCH-tsepyakh i Setyakh Peredachi Danykh: Mekhanizmy Poyavleniya, Metody Izmereniya, Spocoby Snizheniya. *Elektronika-NTB*. 2015;3:80—91. (in Russian).

14. **IEC 62037-2(2012).** Passivnye Radiochastotnye i Mikrovolnovye Ustroystva dlya Izmereniya Urovnya Vzaimnoy Modulyatsii. Ch. 1 — 8. (in Russian).

15. **Bogdanov Yu., Kochemasov V., Khas'yanova E.** Fol'girovannyye Dielektriki — kak Vybrat' Optimal'nyy Variant dlya Pechatnykh Plat VCH/SVCH-diapazonov. *Pechatnyy Montazh*. 2013;2 (0043):156—168; 3 (0044):142—147. (in Russian).

16. **Bell T.** Mitigating External Sources of Passive Intermodulation. *Anritsu Company*. 2013;11410-0756.

17. **Dzhurinskiy K., Pokrovskiy E.** Radiochastotnye Soediniteli: Sovremennoe Sostoyanie. *Elektronika-NTB*. 2014;7:28—37. (in Russian).

18. **Belous A.I., Merdanov M.K., Shvedov S.V.** SVCH-elektronika v Sistemakh Radiolokatsii i Svyazi. *Tekhnicheskaya Entsiklopediya*. Kn. 2. Gl. 13. Metody i Sredstva Obespecheniya Nadezhnosti Radiolokatsionnykh Sistem i Sistem Svyazi. М.: Tekhnosfera, 2016:1020—1127. (in Russian).

Сведения об авторе

Белов Леонид Алексеевич — кандидат технических наук, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов НИУ «МЭИ», e-mail: belovla@gmail.com

Information about author

Belov Leonid A. — Ph.D. (Techn.), Professor of Formation and Processing of Radio Signals Dept., NRU MPEI, e-mail: belovla@gmail.com

Статья поступила в редакцию 20.03.2017