

# ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ЯВЛЕНИЯ ПРИ УСИЛЕНИИ И ОБРАБОТКЕ СВЧ-СИГНАЛОВ

В статье рассмотрены механизмы появления интермодуляционных искажений в каскадах усиления мощности и в пассивных цепях обработки сигналов СВЧ. Сопоставлены вызванные явлениями амплитудной компрессии и амплитудно-фазового преобразования внеполосные излучения, нарушения требований электромагнитной совместимости и ухудшения технико-экономических показателей радиоэлектронных средств. Рассмотрены перспективные методы линейризации характеристик цепей и каскадов.

## ВВЕДЕНИЕ

Современные тенденции при использовании сверхвысокочастотных (СВЧ) сигналов в средствах передачи информации, радиолокации и измерений, наряду с традиционными задачами достижения высокой энергетической эффективности, состоят в повышении скорости передачи данных в заданной полосе частот и расширении динамического диапазона линейности устройств обработки сигналов при жестких нормативах на уровень внеполосных излучений. В результате разработчикам радиоэлектронных технических средств приходится решать одновременно ряд противоречивых задач обеспечения энергетической и спектральной эффективности при обострении дефицита частотного ресурса [1].

Усиление средней мощности многочастотных или модулированных радиосигналов сопровождается возрастанием уровня интермодуляционных искажений (ИМИ). Увеличение пик-фактора мощности новых видов СВЧ-сигналов привело к появлению ограничений уровня пассивной интермодуляции (ПИМ) в таких компонентах СВЧ-тракта, которые ранее считались условно линейными: в подложках микрополосковых линий передачи, в радиочастотных соединителях, в коаксиальных и микрополосковых линиях передачи, в частотных фильтрах и диплексерах, в элементах антенных систем [13, 16, 17].

При усилении сигналов СВЧ-диапазона с расширенной частотной полосой задача дополнительно осложняется явлениями амплитудной компрессии (АМ/АМ) и амплитудно-фазового преобразования (АМ/ФМ), появлением нежелательных фазовых набегов в корректирующих цепях и др.

Цель данной работы состоит в анализе текущего состояния проблемы возникновения ИМИ в цепях СВЧ и в формулировании перспективных направлений решения связанных с этим задач.

## ВОЗНИКНОВЕНИЕ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ

В электронных цепях, узлах и устройствах всегда, хотя и в разной мере, проявляются нелинейные и инерционные явления, вызванные изменениями мгновенных значений входного сигнала за время пролета зарядов или импульсной реакции цепи.

При немодулированном входном сигнале синусоидальной формы с частотой  $f_0$  в спектре выходного сигнала возможно возникновение высших гармоник с частотами  $nf_0$ , где  $n$  — небольшое целое число. Эти составляющие могут быть отфильтрованы частотными фильтрами. Однако если параметры входного сигнала на несущей частоте  $f_0$  переносят информационное сообщение или сигнал является аддитивной суммой нескольких составляющих с близкими к  $f_0$  частотами, то в спектре выходного сигнала возникают интермодуляционные составляющие нечетного порядка с частотами в пределах выделенной рабочей полосы и в примыкающих к ней полосах, фильтрация которых затруднительна.

При увеличении размаха входного сигнала эти составляющие ухудшают помехоустойчивость линии передачи информации, нарушают требования электромагнитной совместимости (ЭМС) и при совместной обработке нескольких сигналов в общей частотной полосе приводят к появлению перекрестных (межканальных) искажений передаваемой информации, к снижению энергетической и ухудшению технико-экономической эффективности функционирования усилителя мощности [2–4].

Для усилителей СВЧ характерными являются одновременные проявления безынерционной активной нелинейности (АМ/АМ-компрессии) и эффекта фазовой памяти из-за АМ/ФМ-преобразования. Если, например, входной сигнал является аддитивной суммой колебаний на близких частотах

$f_1$  и  $f_2$ , то мощности составляющих ИМИ, вызванных указанными эффектами, суммируются по одну сторону от частот  $f_1$ ,  $f_2$  и вычитаются по другую сторону, так что появляется асимметрия ИМИ в соседних полосах частот [5–10].

Для снижения вредного влияния ИМИ в системах передачи информации с частотным разделением каналов приходится значительно увеличивать номинальную мощность радиопередающего устройства [11], недоиспользуя его ресурс; в дуплексных устройствах связи с общей антенной значительно ужесточаются требования к качеству пассивных линий, узлов и цепей. Все это заставляет применять дорогостоящие меры по линеаризации.

### СПОСОБЫ ОЦЕНКИ УРОВНЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ ПРОЯВЛЕНИЙ

Простейший (двухчастотный) тест для оценки уровня ИМИ в усилителе мощности (УМ) выполняется [2] при подключении на его вход сигнала с одинаковой мощностью на близко расположенных частотах  $f_1$  и  $f_2$  вида

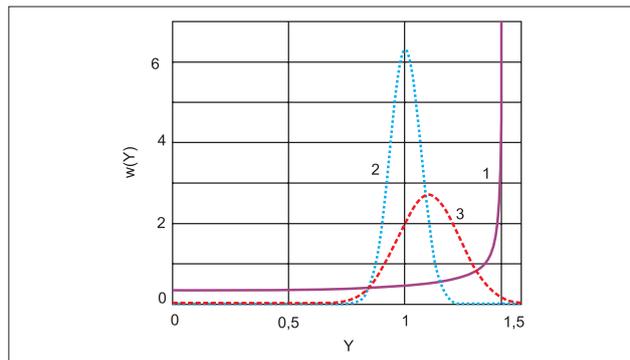
$$u_{2T}(t) = \left( \frac{U}{\sqrt{2}} \right) [\sin(2\pi f_1 t) + \sin(2\pi f_2 t)], \quad (1)$$

где:  $U$  — амплитуда каждого из аддитивных сигналов;  $f_1 = f_0 - \Delta$ ;  $f_2 = f_0 + \Delta$ ;  $f_0$  — несущая частота;  $2\Delta = f_2 - f_1$  — разнос частот. Сигнал вида (1) представляет собой высокочастотное колебание с несущей частотой  $f_0$ , амплитуда которого  $U$  пульсирует с частотой  $\Delta \ll f_0$  по закону  $2 \cos(2\Delta t)$ . Тестовый сигнал (1) характеризуется значением пик-фактора ПФ =  $P_{\text{пик}}/P_{\text{cp}} = 2$  — отношением максимальной мощности сигнала  $P_{\text{пик}}$  к его средней мощности  $P_{\text{cp}}$  (Peak-To-Average Power Ratio, PAPR). В выходном сигнале УМ возникают вблизи частоты  $f_0$  интермодуляционные составляющие 3-го порядка  $I_3$  с частотами  $2f_1 - f_2$  и  $2f_2 - f_1$ , 5-го порядка  $I_5$  с частотами  $3f_1 - 2f_2$  и  $3f_2 - 2f_1$  и более высокого нечетного порядка.

В качестве количественной оценки уровня ИМИ по указанному тесту используется выраженное в шкале децибел отношение мощности  $S$  выходного сигнала на частотах  $f_1$  и  $f_2$  к суммарной мощности интермодуляционных продуктов нечетного порядка:

$$C / I_{об} = 10 \cdot \lg \left\{ C / \sum [I_3 + I_5 + \dots] \right\}. \quad (2)$$

Иногда для простоты учитывают лишь продукты ИМИ 3-го порядка, ограничиваясь значением  $C/I_3$ . Для спутниковых

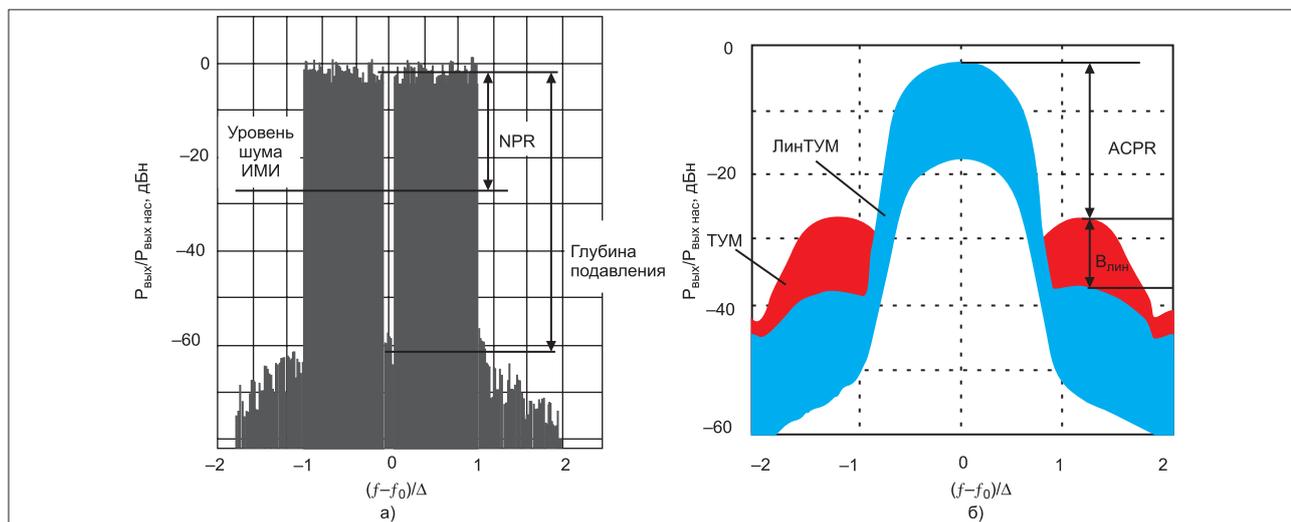


▲ Рис. 1. Гистограммы распределения плотности вероятности  $w(Y)$  появления нормированной амплитуды  $Y = U/U_0$  в сигналах с одинаковой средней мощностью: 1 — тестовый двухчастотный; 2 — с фазовой манипуляцией ФМ4 по псевдослучайному закону и сглаживанием фронтов манипуляции в цифровом фильтре Найквиста ( $\delta = 0,35$ ); 3 — с фазовой манипуляцией ФМ4 и сглаживанием в аналоговом полосно-пропускающем фильтре с длительностью фронта 5% от длительности импульса

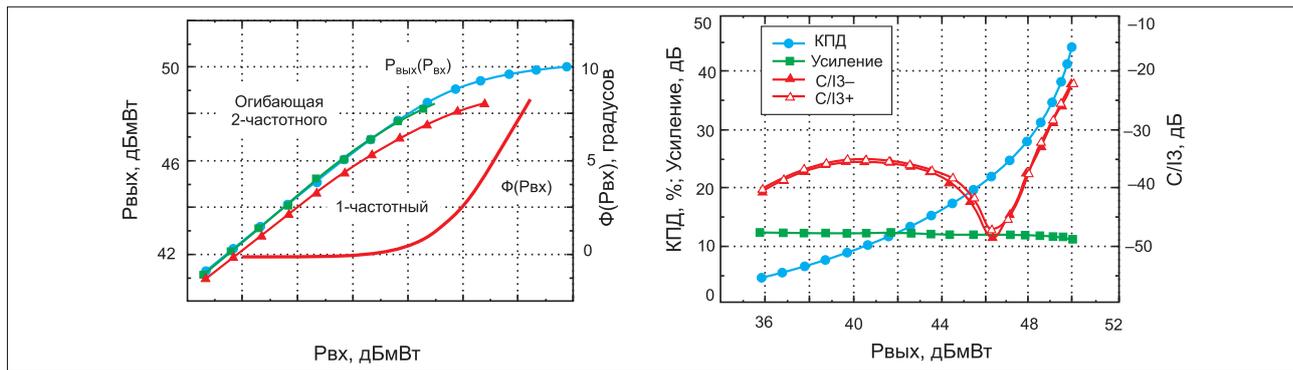
ретрансляторов обычно принимают в качестве допустимого  $C/I_3 > 26$  дБ.

При оценке уровня ИМИ необходимо учитывать не только значение пик-фактора ПФ сигнала, но также гистограмму плотности распределения вероятностей  $w(Y)$  нормированных амплитуд  $Y$  за время передачи сообщения [12]. Нормирование значений  $Y$  целесообразно выполнять по отношению к амплитуде  $U_0$  одночастотного сигнала, имеющего такую же среднюю мощность. Например, для сигнала (1) получаем  $U_0 = U/\sqrt{2}$ . На рис. 1 показаны варианты графиков таких распределений для нескольких видов радиосигналов. Из рассмотрения рис. 1 видно, что распределение плотности вероятности мгновенных амплитуд  $w(Y)$  для тестового двухчастотного сигнала (линия 1) существенно отличается от распределений для рабочих сигналов ФМ4 с псевдослучайной цифровой модуляцией и вариантами сглаживания фронтов манипуляции фазы (линии 2 и 3), а значений  $Y > \sqrt{2}$  в тестовом сигнале не возникает. Если ориентироваться лишь на минимум мощности  $I_3$ , то выбор режима УМ может дать ошибочные результаты, так как минимизация мощности одной спектральной составляющей не сопровождается снижением уровня составляющих другого порядка. Поэтому для УМ тестирование по двухчастотному критерию, в особенности по упрощенной методике нахождения  $C/I_3$ , может использоваться только для качественной оценки.

Уточненную оценку уровня ИМИ, мешающих распознаванию передаваемой информации в месте согласованного приема, дает критерий [7, 8] интермодуляционного шума



▲ Рис. 2. Измерение уровня ИМИ: а) в середине рабочей полосы частот по критерию NPR; б) в соседней полосе частот по критерию АСРР



▲ **Рис. 3.** Типовые зависимости выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  ( $P_{\text{вх}}$ ) и фазового сдвига  $\Phi(P_{\text{вх}})$  от мощности входного сигнала (а) и КПД, усиления,  $C/I$ , от выходной мощности (б) для ТУМ модели NPT35050A фирмы Nitronex

в рабочей полосе частот (Noise Power Ratio, NPR) (рис. 2а). При этом используется многочастотный или имеющий шумовую модуляцию тестовый входной сигнал, вблизи средней частоты которого  $f_0$  при помощи узкополосного заграждающего фильтра (Notch Filter) формируется провал с ослаблением не менее 45 дБ. В качестве оценки ИМИ по критерию NPR принимается отношение спектральной плотности мощности (СПМ) вне зоны подавления к ее уровню в середине этой зоны.

Для сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМ, QAM) оценивают влияние ИМИ на качество распознавания символов при согласованном приеме по критерию среднеквадратического расширения зоны на диаграмме фазовых состояний (Error Vector Magnitude, EVM).

Уточненную оценку ИМИ применительно к выполнению нормативов ЭМС по компактности спектра (Spectral Regrowth, SR) обеспечивает применение критерия [7] относительного уровня мощности в соседней полосе частот (Adjacent Channel Power Ratio, ACPR) (рис. 2б). По этому критерию в текущем спектре выходного сигнала находится превышение СПМ в середине рабочей полосы частот над ее уровнем при отстройке на 1,5Δ.

### ИМИ В УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ СВЧ-СИГНАЛОВ И СПОСОБЫ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

В УМ требования достижения высокой энергетической эффективности, требующие работы вблизи насыщения активного элемента, входят в противоречие [1] с задачами обеспечения допустимого уровня ИМИ.

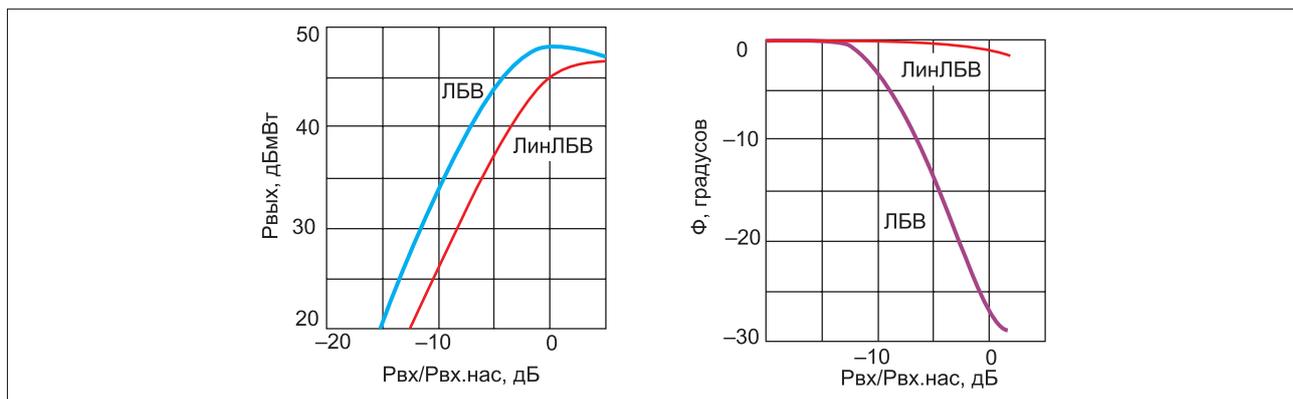
На рис. 3 показаны [7, 16] типовые паспортные зависимости выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  ( $P_{\text{вх}}$ ) и амплитудно-зависимого фазового сдвига  $\Phi(P_{\text{вх}})$  от входной мощности  $P_{\text{вх}}$  одночастотного сигнала для твердотельного усилителя (ТУМ) на примере модели NPT35050A от фирмы Nitronex по технологии

GaN в полосе частот 3,3–3,8 ГГц. Наибольший КПД  $\eta = 45\%$  и максимальная выходная мощность в непрерывном режиме  $P_{\text{вых}3 \text{ дБ}} = 65 \text{ Вт} = 43,2 \text{ дБм}$  достигаются вблизи насыщения в точке, где усиление  $G = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$  уменьшается на 3 дБ по сравнению с малосигнальным значением  $G_0 = 12,5 \text{ дБ}$ . На монотонной характеристике  $P_{\text{вых}}$  ( $P_{\text{вх}}$ ) обычно выбирается условная точка нормировки, по отношению к которой определяют режим недоиспользования номинальной мощности УМ при учете ограничений по нормативам ЭМС или ИМИ продуктов  $C/I$ . Для указанной модели ТУМ в точке нормировки фазовый сдвиг увеличивается по сравнению с малосигнальным значением на 15° на частоте 3,5 ГГц, а допустимый уровень искажений сигнала с ортогональным частотным мультиплексированием (Orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM) не превышает допустимого при выходной мощности менее 6 Вт, что на 10 дБ ниже номинального.

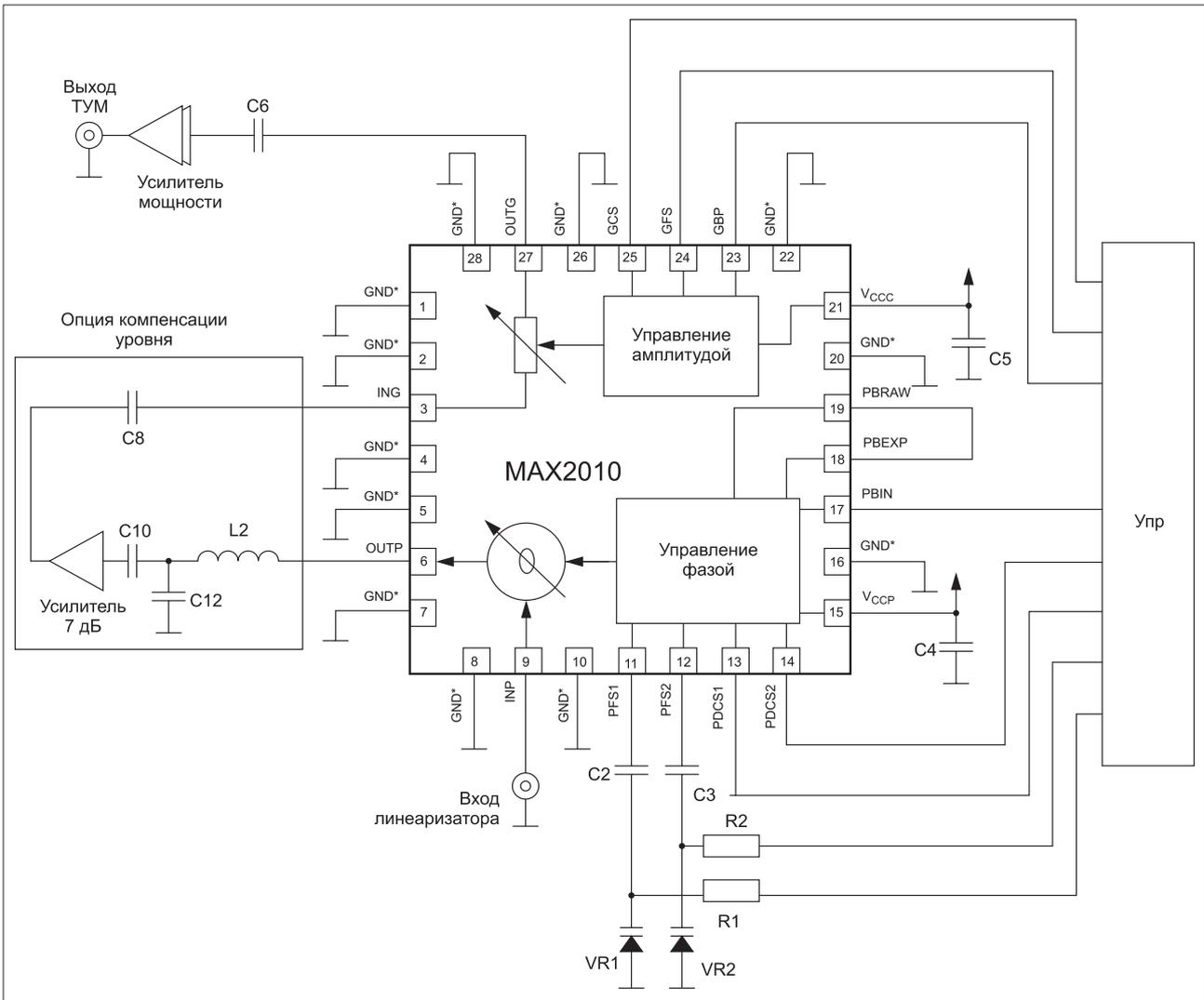
На рис. 4 представлены подобные характеристики для усилителя на лампе бегущей волны (УЛБВ) на примере модели TN4704C фирмы Thales Group [6, 7].

Характеристика амплитудной компрессии  $P_{\text{вых}}$  ( $P_{\text{вх}}$ ) для УЛБВ имеет немонотонный характер, поэтому в качестве точки нормировки выбирается сочетание входной и выходной мощностей, соответствующее режиму насыщения (максимальной выходной мощности). Фазовый сдвиг  $\Phi(P_{\text{вх}})$  с возрастанием  $P_{\text{вх}}$  уменьшается и для точки насыщения достигает нескольких десятков угловых градусов. Для выполнения нормативов по уровню ИМИ без использования мер по линеаризации УЛБВ необходимо снижать мощность выходного сигнала по сравнению с номинальной на 6–8 дБ.

Для УМ на пролетных клистронах ситуация в качественном смысле аналогична [6]. Например, в усилителе на пролетном клистроне модели VZA-6903E от Communications & Power Industries (непрерывная мощность 750 Вт, интервал частот 27–31 ГГц с мгновенной полосой до 500 МГц; усиле-



▲ **Рис. 4.** Типовые зависимости выходной мощности  $P_{\text{вых}}$  (а) и фазового сдвига  $\Phi$  (б) от нормированной мощности входного сигнала для УЛБВ модели TN4704C фирмы Thales Group (частота 7,5 ГГц,  $P_{\text{вх,нас}} = 1 \text{ мВт}$ )



▲ Рис. 5. Функциональная схема использования микросхемы предсказывающего настраиваемого линейризатора модели MAX2010 от Maxim Integrated

ние слабого сигнала 80 дБ) ИМИ характеризуются значением  $S/I_3 = 24$  дБ для выходной мощности на 7 дБ ниже мощности насыщения.

В настоящее время используются различные методы линейризации амплитудных характеристик УМ. Среди них можно выделить:

- 1) со связью вперед;
- 2) с обратной связью;
- 3) с внесением предсказаний входного сигнала.

Направление 1) предполагает суммирование искаженного выходного сигнала УМ с сигналом вспомогательного канала, который содержит составляющие, равные по амплитуде и противофазные тем, которые возникают в основном усилителе [2–5]. Версии этой схемы успешно применяются для повышения энергетической эффективности ТУМ в базовых станциях сотовой связи (схема Догерти [2, 4, 8]). Однако в радиопередающих устройствах повышенной мощности диапазона СВЧ возникают проблемы с использованием сумматоров выходных сигналов, а изменение несущей частоты ограничено неидентичностью характеристик основного и вспомогательного каналов.

Направление 2) основано на автоматической коррекции амплитуды и фазы входного сигнала УМ при помощи дополнительного векторного модулятора, управляющий сигнал которого формируется в измерителе амплитудных и фазовых погрешностей УМ. Этот метод удобен для автоматической

адаптации линейризатора при вариации параметров УМ [3]. Однако проблемы обеспечения устойчивости и стабильности в широком интервале значений несущей частоты и параметров окружающей среды, в совокупности с высоким значением коэффициента усиления (до 55 дБ для УЛБВ), препятствуют использованию таких схем в СВЧ-диапазоне.

Система предсказывающей аналоговой коррекции входного сигнала УМ с предварительной настройкой нелинейных амплитудных и фазоамплитудных характеристик линейризатора может иметь высокое быстродействие благодаря использованию простых диодно-транзисторных цепей. Однако в интервале изменения параметров окружающей среды согласование нелинейных характеристик УМ и линейризатора нарушается, а автоматическое восстановление компенсации затруднительно. Цифровая предсказывающая коррекция [9–12] допускает высокую точность линейризации благодаря использованию многоразрядных корректирующих таблиц и может предусматривать автоматическую адаптацию содержимого этих таблиц в случае изменения характеристик УМ в диапазоне внешних воздействий. Разработаны варианты для внесения предсказаний при помощи дополнительного квадратурного или векторного модулятора на несущей частоте, для коррекции отсчетов в цифровом блоке обработки передаваемого информации последовательности, для использования нечетных гармоник модулирующего сигнала [15]. Быстродействие цифровых линейризаторов ограничено

использованием сложных алгоритмов вычисления предсказывающей функции [9, 11].

Фирма Maxim Integrated производит серийно несколько простых настраиваемых предсказывающих радиочастотных линейризаторов для ТУМ с входной мощностью до 200 мВт и несущей частотой 0,5–2,5 ГГц. На рис. 5 показана функциональная схема использования модели MAX2010. Микросхема MAX2010 содержит каскадно включенные управляемые напряжением фазовращатель и аттенуатор, формирующие характеристики, обратные типовым характеристикам АМ/АМ-компрессии  $P_{\text{вых}}(P_{\text{вх}})$  и АМ/ФМ-преобразования  $\Phi(P_{\text{вх}})$  в ТУМ, показанным на рис. 3а. Напряжениями от схемы управления Упр в пределах 0,5–5 В устанавливаются раздельно значения порогов появления нелинейности по амплитуде и по фазе, а также крутизны увеличения усиления и снижения фазового сдвига для повышенных значений амплитуды входного сигнала. В связи с ослаблением сигнала на 7 дБ в фазовращателе, предусмотрена возможность включения внешнего линейного усилителя на 7 дБ. Производитель указывает для значений несущей частоты от 1200 до 2500 МГц при мгновенной полосе входного сигнала до 100 МГц и радиочастотной мощности до 23 дБм на возможность изменения крутизны амплитудной характеристики до 7 дБ, коррекции фазовых сдвигов до 24° и результирующее увеличение параметра качества АСРР на 12 дБ.

Фирма Scintera Networks, Inc. производит серийные предсказывающие линейризаторы 2-го поколения семейства RFPAL® со встроенными тактовым генератором и адаптивным процессором для вычисления корректирующих функций. Например, модель SC1889 предназначена для линейризации ТУМ с выходной мощностью 5–60 Вт и несущей частотой 0,7–2,8 ГГц при мгновенной полосе частот до 60 МГц. Ее применение позволяет снизить уровень ИМИ по критерию  $C/I$  до 38 дБ. Совместно с корпорацией TriQuint выпускаются предсказывающие линейризаторы модели TQP7M9103 для ТУМ с выходной мощностью до 10 Вт в мгновенной полосе частот 20 МГц в составе сотовых систем связи 3G/4G/LTE.

Фирма Lineariser Technology, Inc. производит серию предсказывающих линейризаторов для наземных усилительных станций на клистронах и ЛБВ диапазонов частот от 5,8 до 32 ГГц. В модели WAFL-28000 (рис. 6) диапазона 26–32 ГГц в мгновенной полосе частот шириной  $\pm 500$  МГц при входной мощности от –15 до –5 дБм с помощью такого линейризатора для ЛБВ, работающей на уровне выходной мощности –6 дБ от номинальной, удается на 15 дБ улучшить компактность спектра SR и получить  $C/I_3$  не хуже 25 дБ. Из рассмотрения рис. 6б следует, что использование линейризатора позволяет либо увеличить до 6 дБ выходную мощность при заданном уровне ИМИ, либо улучшить на 14 дБ уровень ИМИ при недоиспользовании номинальной мощности ЛБВ.

### ПАССИВНАЯ ИНТЕРМОДУЛЯЦИЯ В СВЧ-ЦЕПЯХ

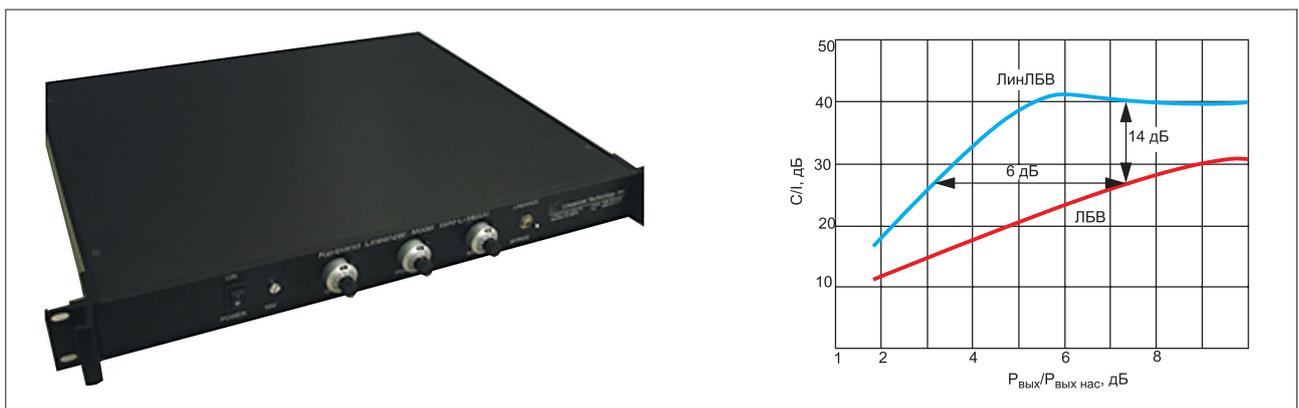
Развитие пространственной плотности размещения базовых станций мобильной связи в сочетании с директивными ограничениями выбора полос передачи и приема для дуплексного режима при общей антенне выдвинули жесткие требования к уровню интермодуляционных явлений (ПИМ) в пассивных узлах СВЧ-тракта: коаксиальных сборках, радиочастотных кабелях и соединителях, частотных фильтрах, в антенных устройствах.

В условиях дефицита частотного ресурса составляющие ПИМ могут попадать в выделенные полосы маломощающего приемного устройства своего или соседнего по частоте стандарта, ухудшая их функционирование. Например, для стандарта GSM-900 при частотах передачи 930 МГц и 955 МГц интермодуляционная составляющая излучения радиопередатющего устройства  $I_3$  с частотой 905 МГц попадает в полосу приема этого стандарта. Для стандарта 3G-UMTS интермодуляционная компонента 7-го порядка с частотой  $4f_1 - 3f_2$  попадает в полосу его приема. Ситуация дополнительно усложняется при расположении на одной вышке сотовых систем антенн разных стандартов [13, 14]. Развитие широкополосных систем 4G-LTE, а также передача телевидения увеличивают риск недопустимого влияния мешающих интермодуляционных продуктов.

Проблемы мешающего влияния ПИМ в узлах и цепях, которые по своему функциональному назначению должны быть линейными, известны [13]. Однако появление ПИМ ранее относилось к погрешностям технологической реализации компонентов.

Рекомендации Международной электротехнической комиссии IEC 62037 определяют процедуру измерения уровня ПИМ методом тестирования сигналом в виде аддитивной суммы двух синусоидальных колебаний смещенных частот  $f_1$  и  $f_2$  одинаковой мощности  $2 \times 10$  Вт или  $2 \times 20$  Вт и измерения уровня спектральной составляющей на одной из частот интермодуляции. Характеристикой собственного уровня ПИМ измеряемого компонента рекомендовано использовать либо значение абсолютной мощности сигнала на частоте интермодуляции нечетного порядка в шкале [дБм], либо значение его относительной мощности по отношению к мощности на одной из двух исходных частот в [дБн] при обязательном указании мощности тестового сигнала. Таким образом, оценки ПИМ –110 дБм и –153 дБн равносильны при тестовом сигнале  $2 \times 43$  дБм =  $2 \times 20$  Вт. Предусмотрены варианты измерения уровня ПИМ по однопортовой схеме «на отражение» (например, для антенны) или по двухпортовой схеме «на проход» (например, для отрезка линии передачи).

Технические проблемы при измерении малого уровня продуктов ПИМ состоят в обеспечении высокого качества источника мощного двухчастотного тестового сигнала и компонентов измерительных цепей. Из-за наличия паразитной



▲ Рис. 6. Внешний вид (а) и характеристика эффективности снижения ИМИ в зависимости от уровня выходной мощности (б) для линейризатора наземной станции WAFL-28000 от Lineariser Technology, Inc. (ЛБВ, несущая частота 26–32 ГГц, мгновенная полоса  $\pm 500$  МГц,  $C/I_3 > 25$  дБ при  $P_{\text{вых}}/P_{\text{вых ном}} = -3$  дБ)

связи между входами мостового сумматора мощности требование аддитивности спектральных компонентов тестового сигнала нарушается, может возникнуть явление затягивания частоты. Для тестового сигнала с мощностью  $2 \times 20$  Вт уровень собственных ПИМ-компонент, возникающих в кабелях, соединителях, частотных фильтрах измерительной схемы, в мощной согласованной нагрузке сумматора не должен превышать  $-170$  дБм.

В **коаксиальных соединителях** явления ПИМ могут возникать из-за особенностей конструкции или технологии изготовления коаксиального соединителя, недостаточного усилия в зоне контакта, погрешностей заделки кабеля, загрязнения металлической поверхности в области контактирования по центральному проводнику или по внутренней поверхности коаксиальной линии. При этом могут инициироваться микроскопические искрения, при которых генерируются продукты интермодуляции. Поверхностные окислы металлов ведут себя как металлоокисные детекторы с нелинейной характеристикой. На поверхности металла присутствуют влага, пыль, органические загрязнения и остатки различных солей металлов после операций химического травления и осаждения покрытий, которые имеют нелинейную вольт-амперную характеристику, приводящую к ПИМ. Уровень ПИМ деградирует с увеличением количества циклов соединений-разъединений из-за износа, появления микротрещин, ослабления усилия в соединениях металл-металл. Сталь (в том числе нержавеющая), железо, никель имеют ферромагнитные свойства, в них могут проявляться эффекты гистерезиса, приводящие к нелинейным явлениям и ПИМ. Поэтому высококачественные соединители должны изготавливаться из немагнитных материалов — латуни, бериллиевой и фосфористой бронзы. Если на материал с магнитными свойствами нанесено антикоррозийное покрытие (например, серебрение или золочение), то при недостаточной толщине или неравномерности покрытия проникающие в основной материал поверхностные токи будут вызывать ПИМ. Использование в качестве антикоррозийного покрытия соединителя гальванически осажденного никеля недопустимо. Применение для корпуса соединителя сплавов алюминия уменьшает массу изделия, но окисная пленка на поверхности этого металла может создать недопустимый уровень ПИМ. Измерения стандартных коаксиальных соединителей с сигналом мощностью  $2 \times 43$  дБм показали, что соединители типа DIN 7/16 имеют уровень ПИМ до  $-175$  дБн, а соединители типа SMA — порядка  $-108$  дБн для одинаковых частот тестирования.

В **коаксиальных кабельных линиях** 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. Установлено, что в отрезке длиной 10 м для коаксиального кабеля, не ориентированного на снижение ПИМ, при двухчастотном тестовом сигнале диапазона 1,8 ГГц с мощностью  $2 \times 10$  Вт уровень  $I_3$  составляет  $-78$  дБм, а при использовании сертифицированного по этому параметру кабеля и соединителей типа DIN 7/16 уровень таких помех снижается на 30 дБ и не превышает  $-125$  дБм.

В **полосковых линиях** передачи к возрастанию уровня ПИМ приводят: использование недостаточно высокого качества диэлектрика печатной платы; применение промежуточных слоев покрытий из никеля; градиенты распределения температур в материале платы из-за нагрева печатного проводника. Вариации температуры окружающей среды из-за различий в коэффициентах температурного расширения для подложки, покрытий и металлизации приводят к ухудшению плотности соединения и к возникновению локальных участков с окислами, имеющими нелинейную вольт-амперную характеристику.

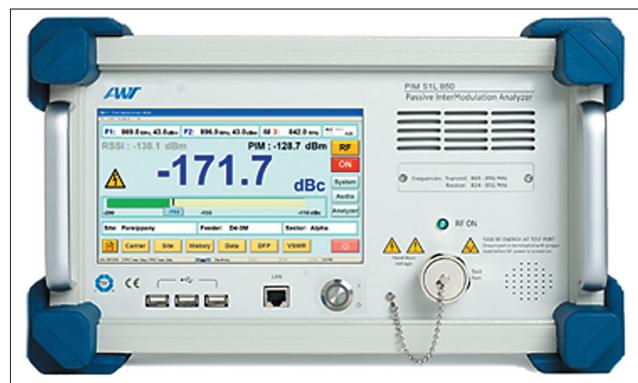
**Материал подложки** и технология изготовления печатной платы имеют существенное значение. Ведущие производители фольгированных диэлектрических материалов для СВЧ-цепей оптимизируют свойства своих продуктов за счет снижения уровня диэлектрических потерь, согласования коэффициентов теплового расширения диэлектрика в разных направлениях с коэффициентами теплового расширения металлических покрытий.

В **направленных ответвителях, вентиллях и циркуляторах**, содержащих ферритовые материалы, нелинейные проявления вызваны гистерезисным характером их магнитных свойств. В трансформаторах с ферритовыми сердечниками увеличенный уровень ПИМ связан с магнитным сопротивлением сердечника. Обнаружено, что стандартные сборочные операции могут привести к повреждению изоляции на проводах и сердечнике, что в свою очередь ведет к локальным коротким замыканиям, а в результате возрастает уровень ПИМ.

В **частотно-разделительных фильтрах** (дуплексерах) для обеспечения высокой прямоуглольности амплитудно-частотных характеристик в переходной зоне между полосами приема и передачи используют резонансные цепи высокого порядка с точной настройкой. Применение 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.

**Элементы антенного устройства** (вышка, стальная проволока, стружка, окружающие антенну предметы и объекты, узлы молниеотвода и заземления, мачты соседних базовых станций, металлические крыши окружающих зданий и др.) могут переизлучать мощность падающего на них СВЧ-сигнала на различных комбинационных частотах. В результате этого сигнал на эквиваленте антенны может иметь допустимый уровень ПИМ, а в дальней зоне у абонента линии передачи его уровень недопустимым образом возрастает. Превышение уровня ПИМ в антенных устройствах становится критической задачей, которую не может решить даже высококачественная фильтрация.

Специализированное оборудование для тестирования цепей, устройств и систем на уровень ПИМ производится фирмами Kaelus, Rosenberger, AWT Global LLC, Anritsu и др. [13, 14]. Аппаратура обычно рассчитана под несколько диапазонов и стандартов сотовой связи и при выбранных значениях тестовых частот позволяет контролировать уровень ИМИ от 3-го до 25-го порядка. Предусмотрена возможность панорамного или ступенчатого изменения уровня мощности тестового сигнала, отслеживания динамических изменений при постукивании по участкам тракта и антенны, а также (опционально) определения расстояния вдоль тракта до нескольких неоднородностей, вызывающих ПИМ различного уровня.



▲ Рис. 7. Внешний вид лабораторного анализатора ПИМ серии S1L от AWT Global

Лабораторный анализатор серии S1L от AWT Global (рис. 7) предназначен для диагностики ПИМ-явлений, сканирования частотных полос от 730 до 2690 МГц.

Анализаторы ПИМ комплектуются кабелями, согласованными нагрузками, соединителями и адаптерами с малым уровнем ПИМ, снабжаются источником искаженных сигналов PIMGEN с калиброванным уровнем ПИМ.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Возникновение ИМИ в усилителях сигналов СВЧ разной мощности — от абонентских телефонов до бортовых ретрансляторов и наземных станций — в условиях высоких требований к мешающим внеполосным излучениям, к энергетической и спектральной эффективности приводит к ухудшению технико-экономических показателей радиопередающего устройства.

Дальнейшая разработка средств предсказывающей линеаризации их амплитудных и амплитудно-фазовых характеристик должна быть ориентирована на расширение мгновенной полосы частот передаваемого сигнала, увеличение несущей частоты и автоматическую адаптацию при изменении условий окружающей среды.

Явления пассивной интермодуляции в конструкционных материалах, цепях, компонентах СВЧ-трактов и антенных устройствах, которые традиционно считались линейными, приводят к возникновению помех для каналов приема других радиоэлектронных средств, включая устройства сотовой связи. Диагностика и поиск местоположения источников пассивных интермодуляционных помех осложнены их скрытым характером и деградацией качества многих пассивных узлов в процессе эксплуатации. Перспективным является повышение требований к качеству материалов и узлов, а также совершенствование инструментальных средств. ■

### ЛИТЕРАТУРА

1. *Спутниковая связь и вещание: Справочник. 3 изд./Под ред. Л. Я. Кантора. М.: Радио и связь, 1997.*
2. *Cripps S. C. Advanced Techniques in Power Amplifier Design. Boston/London: Artech House, 2002.*
3. *Pedro J. C. and Carvalho N. B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits. Boston/London: Artech House, 2003.*
4. *Colantonio P., Gianini F., and Limiti E. High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers. Wiltshire, Great Britain, Wiley, 2009.*
5. *Kim Y., Jeon K.-K., Kim E.-K., Kim B.-C. An analog Lineariser Based on Amplitude Modulation with Even Harmonic Signals//Microwave J., Vol. 52. 2009. № 2.*
6. *Gilmour A. S. Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed Field Amplifiers, and Gyrotrons. Boston/London: Artech House, 2011.*
7. *Belov L. A., Smolskiy S. M., and Kochemasov V. N. Handbook of RF, Microwave, and Millimeter Wave Components. Boston/London: Artech House, 2012.*
8. *Grebennikov A., Sokal N. O., Franco M. J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifier//2nd edition. N.-Y./London/Boston: Academic Press, 2012.*
9. *Соловьева Е. Б., Зубарев А. В. Нейронная модель компенсатора нелинейных искажений сигналов для цифрового канала связи//Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 4.*
10. *Белов Л. А., Рожков В. М., Карутин А. Н., Кондрашов А. С., Челноков О. А. Искажения фазоманипулированных сигналов СВЧ в усилителях мощности//Вестник МЭИ. 2013. № 3.*
11. *Аверина Л. И., Бобрешов А. М., Шутков В. Д. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предсказаний//Нелинейный мир. 2013. № 10.*
12. *Белов Л. А., Кондрашов А. С., Петушков С. В. Корреляционная оценка уровня интермодуляционных искажений СВЧ-сигналов в усилителях мощности//Электросвязь. 2015. № 5.*
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.*
14. *Белов Л., Сокальский И. Анализаторы пассивной интермодуляции. Продукция компании AWT Global//Электроника: НТБ. 2015. № 9.*
15. *Петушков С. В., Белов Л. А., Кондрашов А. С. Использование четных гармоник для цифрового предсказания входного сигнала при линеаризации амплитудных характеристик СВЧ-усилителя мощности//Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Том 10. № 6.*
16. *Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. Пер. с англ. под ред. А. А. Борисова. М.: Техносфера, 2016.*
17. *Белоус А. И., Мерданов М. К., Шведов С. В. СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи: Техническая энциклопедия. Кн. 2, гл. 13. М.: Техносфера, 2016.*