

# АДАПТИВНЫЙ ЦИФРОВОЙ МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ ВНЕПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Л. И. Аверина, А. М. Бобрешов, В. Д. Шутов

*Воронежский государственный университет*

Поступила в редакцию 13.02.2013 г.

**Аннотация.** Изложены теоретические основы метода цифровых предусказаний, позволяющего увеличивать линейность усилителя мощности. Исследована зависимость эффективности метода от размера и способу заполнения корректирующей таблицы. Приведены математические основы адаптивного алгоритма цифровых предусказаний. Приведены экспериментальные результаты линеаризации усилителя мощности.

**Ключевые слова:** усилитель мощности, цифровые предусказания, линейность, адаптивный метод.

**Annotation.** Theoretical bases of a method of the digital predistortion were stated. Dependence of efficiency of a method on the size and to a way of filling of the correcting table were investigated. Mathematical bases of adaptive algorithm of digital predistortion were given. Experimental results of a linearization of the power amplifier were given.

**Keywords:** power amplifier, digital predistortion, linearity, adaptive method.

## ВВЕДЕНИЕ

Тенденция развития современных систем беспроводной связи демонстрирует постоянное увеличение скоростей передачи данных, вызванное смещением приоритета пользователей на мультимедийные, бизнес-приложения, интернет. Для достижения высоких скоростей передачи и одновременно высокой спектральной эффективности применяются сложные, комплексные методы модуляции радиосигнала, которые характеризуются значительными изменениями уровня его огибающей. Прежде всего, это системы с модуляцией типа 16QAM, 64QAM в совокупности с технологией ортогонально-частотного мультиплексирования. Для таких сигналов отношение пиковой мощности к средней (пик-фактор) может достигать 15 дБ, что, соответственно, приводит к более строгим требованиям линейности передающего тракта. Если сигналы искажаются, то в конечном итоге это ухудшает вероятность битовой ошибки приёмника и приводит к перераспределению энергии в соседние каналы. И, если с первой проблемой можно бороться путём введения избыточности в передаваемую информацию, то для уменьшения второго эффекта необходимо повысить линейность системы [1]. Усилитель мощности (УМ), являясь одним из выходных

каскадов передатчиков, обеспечивает усиление радиосигнала и играет основную роль в соблюдении требований линейности.

Обеспечение высокой линейности передаточной характеристики УМ достигается, прежде всего, разработкой специальных звеньев линеаризации, схемой включения активного элемента, выбором типа и класса работы активного элемента, реализацией выходной системы фильтрации высших гармоник [2, 3]. При построении СВЧ усилителей мощности возникают несколько взаимосвязанных проблем, таких как обеспечение одновременно и высокой линейности характеристик, и высокой энергетической эффективности. Обеспечение высокой энергетической эффективности является крайне важным требованием, предъявляемым к УМ, так как при этом минимизируется потребляемая мощность от источников питания, снижаются расходы на энергопотребление. Кроме того, это приводит к увеличению срока службы активных элементов и упрощению системы охлаждения с последующим уменьшением размеров устройства.

В последнее время интенсивно развиваются цифровые методы линеаризации усилителей мощности, когда искажения сигнала компенсируются численными методами. Например, линеаризация с помощью внесения предусказаний значительно улучшает линейность при сохранении высокого КПД усилителя. Метод

цифровых предусказаний имеет ряд преимуществ. Во-первых, в передатчиках СВЧ усилительный тракт обладает высокой чувствительностью к любым вмешательствам в структуру. Поэтому цифровая линеаризация, не связанная с изменением параметров самого усилителя, является наиболее приемлемым методом. Она лишь предполагает включение на входе УМ дополнительного маломощного устройства (корректора), осуществляющего предварительное искажение входного сигнала с целью уменьшения нелинейных искажений на выходе усилителя. Во-вторых, в аналоговых корректорах, принцип действия которых основаны на применении одного или нескольких нелинейных элементов (обычно диодов), практически невозможно целенаправленно управлять параметрами, чтобы максимально скомпенсировать нелинейные искажения усилителя. В значительной мере свободен от этого недостатка цифровой корректор. И, в-третьих, применение цифровых методов модуляции и использование схем прямого цифрового синтеза позволяет создавать цифровой корректор в виде аппаратно-программного модуля, входящего в состав модулятора.

На рис. 1 изображена блок-схема адаптивной системы, реализующей линеаризацию усилителя мощности с помощью предусказаний цифрового сигнала.

В данной работе ставилась задача рассмотреть основные принципы метода цифровых предусказаний и исследовать влияние различных параметров корректора на качество работы передающей системы.

### КРИТЕРИИ ЛИНЕЙНОСТИ СИСТЕМЫ

В качестве количественной меры линейности систем, работающих с широкополосными сигналами, часто используется параметр  $ACPR$ , который определяется соотношением:

$$ACPR = 10 * \log_{10} \left( \frac{P_{\text{осн.кан.}}}{P_{\text{сос.кан.}}} \right) \text{дБ}, \quad (1)$$

где  $P_{\text{осн.кан.}}$  – средняя мощность сигнала в основном канале,  $P_{\text{сос.кан.}}$  – средняя мощность сигнала в соседнем канале. Из определения  $ACPR$  видно, что эта величина учитывает как нелинейные, так и усилительные свойства системы.

Мерой качества цифровой системы связи является параметр  $EVM$ , который показывает, как изменяется положение точек модуляции на звёздной диаграмме при появлении нелинейных искажений. Он рассчитывается по формуле:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (I_o - I_n)^2 + \sum_{n=1}^N (Q_o - Q_n)^2}{\sum_{n=1}^N (I_o^2 + Q_o^2)}}, \quad (2)$$

где  $I_o, Q_o$  – квадратуры опорного сигнала,  $I_n, Q_n$  – квадратуры искажённого сигнала.

### МЕТОД ЦИФРОВЫХ ПРЕДСКАЖЕНИЙ

Адаптивная линеаризация цифровыми методами требует построения нелинейной модели усилителя. Эта модель должна адаптироваться к изменениям характеристик усилителя, включая температурные изменения, изменение напряжения источника питания, старение транзисторов, а также к изменению свойств входного сигнала (количества пользователей, обслуживаемых каналом). На основе этой нелинейной модели усилителя строится корректирующая таблица  $LUT$ , значения которой записываются в ячейки памяти ПЛИС цифрового корректора. Таблица является двумерной, так как необходимо корректировать синфазную и квадратурную составляющие сигнала. Блок адаптации использует квадратуры исходного и усиленного сигналов, корректирует значения  $LUT$  и периодически перезаписывает их в память.

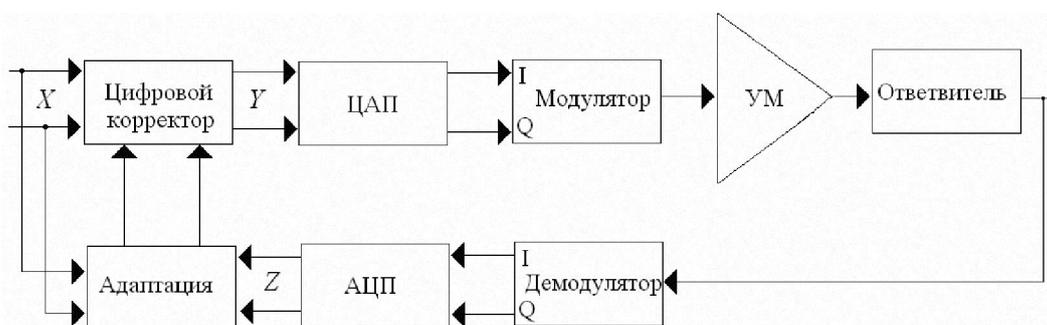


Рис. 1. Блок-схема системы с адаптивными предусказаниями

Поэтому весь метод цифровых предсказаний можно разбить на несколько этапов: измерение амплитудно-амплитудной (ААХ) и фазо-амплитудной (ФАХ) характеристик усилителя мощности, вычисление значений корректирующей таблицы, выбор метода адаптации [4].

Измерение ААХ и ФАХ усилителя мощности является весьма важным этапом. Если эти зависимости будут получены неточно, то при введении в радиопередатчик корректора ожидаемый эффект линеаризации не проявится должным образом. Также стоит отметить, что полученные экспериментальные точки будут затем аппроксимироваться непрерывными функциями.

Следующий этап – это вычисление значений корректирующей таблицы. Для рассмотрения принципов внесения цифровых предсказаний обратимся к рис. 2. На нём представлены ААХ (кривая 1) и ФАХ (кривая 2) исследуемого усилителя мощности. Пусть на вход усилителя поступает сигнал с амплитудой  $x_1$ . Для линейной системы отклик должен был бы иметь величину  $y_2$ . Предположим, что корректор, находящийся перед УМ, умножает амплитуду сигнала на величину  $K(x_1) = \frac{x_2}{x_1}$ . Тогда на входе усилителя будем иметь  $x_2$ , а на его выходе –  $y_2$ . То есть коэффициент  $C$  и есть корректирующий коэффициент для заданной амплитуды  $x_1$ . Для определения значения  $x_2$  необходимо решить уравнение:

$$K * x_1 = A(x_2), \quad (3)$$

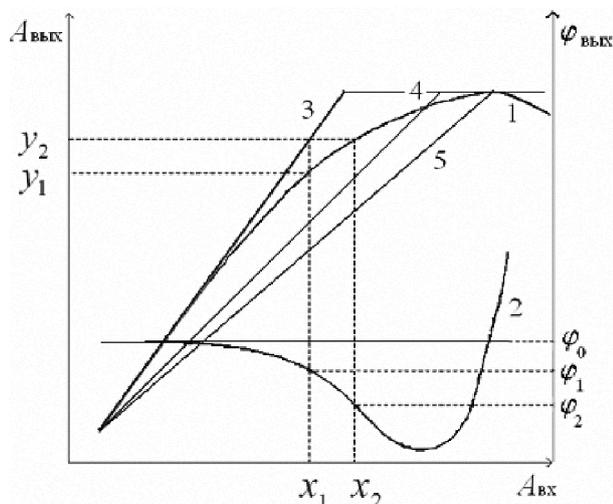


Рис. 2. Принцип метода цифровых предсказаний

где  $K$  – модуль линейного коэффициента передачи усилителя,  $A(x)$  – его ААХ. Методика вычисления фазовых предсказаний более проста: фазовое искажение, вносимое корректором, должно быть равно:

$$\Delta\varphi(x_1) = \varphi_0 - F(x_2), \quad (4)$$

где  $\varphi_0$  – фаза линейного коэффициента передачи усилителя,  $F(x)$  – его ФАХ. Таким образом, совокупность корректора и усилителя мощности будет представлять собой квазилинейную систему. Для идеальных предсказаний эта система не даёт фазовых искажений, а амплитудные искажения могут быть смоделированы как мягкий ограничитель (кривая 3). Можно избежать ограничения, снижая коэффициент передачи системы (кривая 4), но только до тех пор, пока входной сигнал не достигнет уровня насыщения (кривая 5). Далее ограничения избежать невозможно, что приведёт к неизбежному искажению сигнала.

### ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОРРЕКТОРА НА УВЕЛИЧЕНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

В работе исследовалось влияние различных параметров цифрового корректора на увеличение линейности выходного усилителя мощности. В качестве УМ был выбран усилитель mrf9060 фирмы Freescale, работающий в режиме А, получены его нелинейные характеристики и смоделирована система представленная на рис. 1. Моделирование проводилось в среде AWR с использованием блока адаптации, реализующего расчёты в Matlab. Сначала в качестве критериев линейности системы использовались параметры *EVM* и *ACPR*. Однако в результате анализа было установлено, что хотя использование цифрового корректора уменьшает значение *EVM* (рис.3, кривая 1 – система без коррекции, кривая 2 – система с коррекцией), но изменение его различных параметров не влияет на эту величину. Поэтому дальнейшему анализу подвергался лишь уровень *ACPR*.

Из приведённых выше соотношений видно, что для расчёта амплитудных и фазовых корректирующих коэффициентов необходимо решать нелинейное уравнение, аппроксимируя при этом экспериментально измеренные ААХ и ФАХ усилителя.

Поэтому вначале рассматривалось влияние метода аппроксимации на качество работы корректора. При этом использовались два

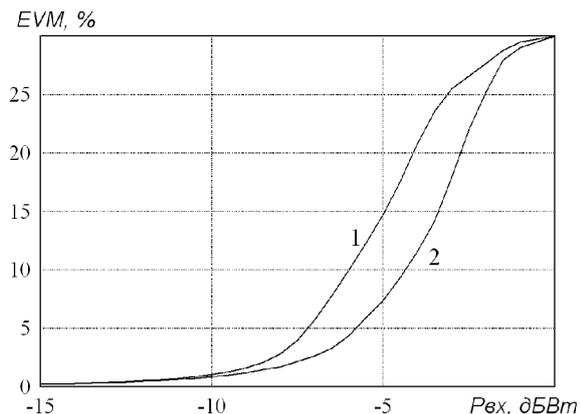


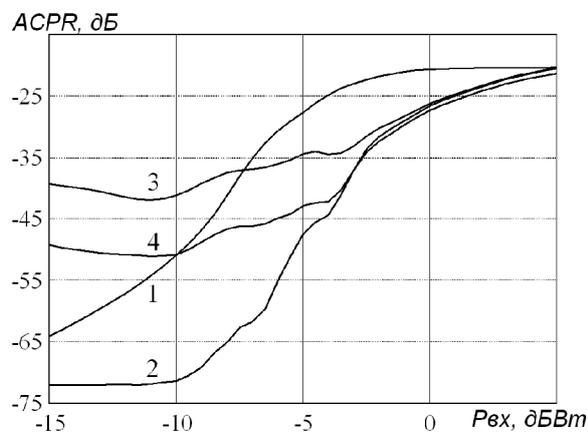
Рис. 3. График зависимости EVM от средней мощности на входе

подхода: аппроксимация полиномами и интерполяция сплайнами. На рис.4а показаны зависимости *АСРР* от средней мощности входного сигнала для исследуемой системы без коррекции (кривая 1), коррекция со сплайн интерполяцией (кривая 2), коррекция с аппроксимацией полиномом пятого порядка (кривая 3) и коррекция с аппроксимацией полиномов девятого порядка (кривая 4). Из графиков видно, что при малых мощностях входного воздействия (до -10дБВт) аппроксимация полиномами не даёт коррекции, а только ухудшает *АСРР*. Увеличение степени полинома уменьшает *АСРР*, но качественно не изменяет картину. Это связано с тем, что в области малых амплитуд полином неправильно описывает характеристики усилителя. При средних значениях мощности усиливаемого сигнала (от -10 дБВт до -3 дБВт) аппрокси-

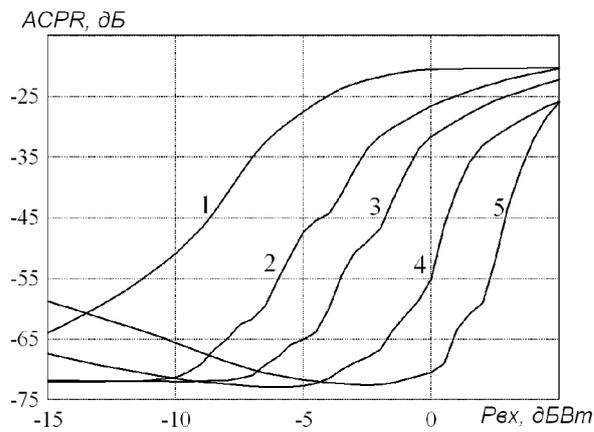
мация сплайнами лучше корректирует работу системы (кривая 2 проходит ниже кривых 3 и 4). И, наконец, в области больших значений входных мощностей (вплоть до насыщения) обе аппроксимации дают похожий результат.

Как указывалось выше, диапазон применения ограничения амплитуды при аппроксимации можно уменьшить за счёт уменьшения коэффициента усиления, на который происходит коррекция. Поэтому следующей задачей, которая ставилась в работе, было исследование эффективности коррекции системы при аппроксимации на различные коэффициенты усиления. В качестве метода аппроксимации при этом использовалась сплайн интерполяция. На рис.4б показаны полученные зависимости *АСРР* от средней мощности входного сигнала при различных значениях коэффициента усиления (кривая 1 – система без коррекции, 2 – коррекция на максимальный коэффициент усиления  $K_y = 28.5\text{дБ}$ , 3 – коррекция на  $K_y = 26.3\text{дБ}$ , 4 – коррекция на  $K_y = 24.1\text{дБ}$ , 5 – коррекция на  $K_y = 21.8\text{дБ}$ ). Видно, что при больших значениях средней мощности входного сигнала (от -8дБВт до 5 дБВт) можно улучшить коррекцию системы за счёт уменьшения коэффициента усиления.

После выбора корректирующей функции необходимо определить, сколько её значений и какие требуется записать в корректирующую таблицу, т.е. определить размерность *LUT* (*N*). Для этого в работе исследовались зависимости *АСРР* от *N* для различных значений средней мощности входного сигнала. Полученные гра-



а)



б)

Рис. 4. График зависимости АСРР от средней мощности на входе

фики приведены на рис.5а (сплошные кривые). Кривая 1 соответствует  $P_{\text{вх}} = -10\text{дБВт}$ , 2 –  $P_{\text{вх}} = -8\text{дБВт}$  и 3 –  $P_{\text{вх}} = -4\text{дБВт}$ . Видно, что для меньших значений входных мощностей требуется больший размер корректирующей таблицы для сходимости *ACPR*. Но эта закономерность не прямо пропорциональна. Хотя с уменьшением средней мощности входного сигнала уменьшается количество точек коррекции, но также уменьшается и нелинейность системы. Поэтому, например, для  $P_{\text{вх}} = -8\text{дБВт}$  сходимость хуже, чем для  $P_{\text{вх}} = -10\text{дБВт}$ .

Уменьшить размерность *LUT* и улучшить *ACPR* можно путём дополнительных расчётов после считывания данных из корректирующей таблицы. В обычном случае, значения корректирующих коэффициентов для мгновенного значения входной амплитуды выбираются путём “подтягивания” этой амплитуды к ближайшему значению из корректирующей таблицы. Используя линейную аппроксимацию между значениями *LUT*, можно более точно посчитать корректирующие коэффициенты. На рис.5а пунктирными кривыми показаны зависимости *ACPR* от *N* с дополнительной линейризацией. Видно, что при таком подходе можно ограничиться значением размерности таблицы 32 для любого значения средней входной мощности. На рис.5б показаны зависимости *ACPR* от средней входной мощности сигнала для  $N = 32$  (кривая 1 – система без коррекции, 2 – обычная коррекция, 3 – коррекция с дополнительной линейризацией). Видно, что дополнительная линейризация даёт уменьшение *ACPR* для большого диапазона входных мощностей.

И, наконец, что касается метода заполнения корректирующей таблицы, то помимо традиционного, когда диапазон значений входных амплитуд делится на равные промежутки, был рассмотрен метод, при котором на равные промежутки делится диапазон значений корректирующей функции. Линейризация, полученная при таком заполнении таблицы при  $N = 32$ , приведена на рис. 5 б пунктирной линией (кривая 4). Видно, что она улучшает *ACPR* только при малых значениях входных мощностей.

Учитывая все предыдущие результаты, был смоделирован цифровой корректор для исследуемого усилителя, который позволил уменьшить уровень внеполосного излучения на 20 дБ.

### МЕТОДЫ АДАПТАЦИИ

Как уже указывалось выше, система должна адаптироваться к изменению различных характеристик усилителя. Для этого применяется обратная ветвь и вводится цифровой блок адаптации [5]. Рассмотрим основные принципы адаптации системы, изображённой на рис. 1. Здесь введены следующие обозначения  $X$  – комплексный сигнал на входе системы,  $Y$  – сигнал на выходе корректора (предысказанный сигнал),  $Z$  – сигнал на выходе усилителя мощности. Суть адаптации состоит в сравнении сигналов  $Z$  и  $X$  и на основе этого анализа изменении (адаптации) коэффициентов корректора. Предположим, что система корректор-усилитель мощности – линейная с комплексным коэффициентом усиления  $K$ . Тогда сигнал на выходе должен быть равен  $K * X$ . Найдём теперь сиг-

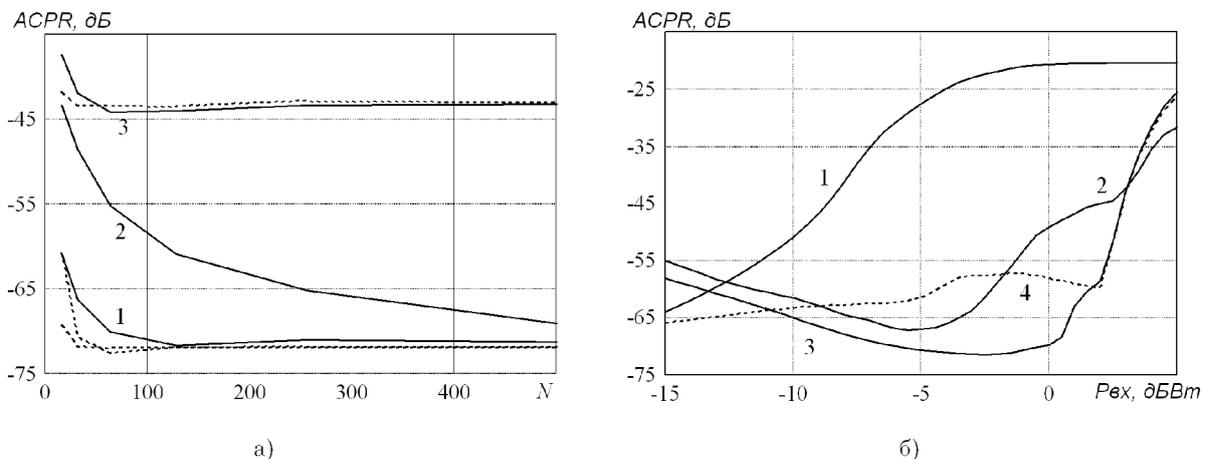


Рис. 5. Графики зависимости *ACPR* от числа элементов корректирующей таблицы (а); от средней мощности на входе (б)

нал на выходе системы через характеристики отдельных блоков. Если на вход корректора поступает сигнал  $X$ , то сигнал на его выходе будет равен:

$$Y = X * F(|X|), \quad (5)$$

где  $F(|X|)$  – комплексная передаточная характеристика корректора. Здесь необходимо отметить, что рассматриваемый усилитель считается квазистационарной системой, характеризуется однональными ААХ и ФАХ, поэтому сигнал на выходе системы зависит лишь от модуля входного воздействия. Далее сигнал поступает на вход усилителя мощности, на выходе которого будет равен:

$$\begin{aligned} Z &= Y * G(|Y|) = \\ &= X * F(|X|) * G(|X * F(|X|)|), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $G(|X|)$  – комплексная передаточная характеристика усилителя.

Так как система должна быть линейной, то очевидно должно выполняться равенство

$$K * X = X * F(|X|) * G(|X * F(|X|)|). \quad (7)$$

Как видно выражение (3) является нелинейным уравнением относительно  $F$ , поэтому в зависимости от метода решения данного уравнения различают несколько типов адаптации – линейная и методом секущих [4]. Метод секущих сходится быстрее, чем линейная адаптация. Однако он требует более громоздких вычислений, а также дополнительный объём памяти для хранения двух предыдущих итераций. Поэтому в данной работе использовался метод линейной адаптации.

Изменение корректирующих коэффициентов можно проводить как в режиме реального времени, так и через какие-то промежутки времени, накапливая при этом статистику и модифицируя уже всю таблицу на основе этой статистики. В работе был выбран второй вариант ввиду дуплексности системы связи, для которой проводилось данное исследование. При этом коррекция коэффициентов производилась через равные промежутки времени равные длительности 2000 символов. На рис.6 показана зависимость значения  $ACPR$  от времени для смоделированной системы с адаптацией. В момент времени  $t_1$  произошло изменение напряжения питания усилителя, что повлекло за собой изменение его ААХ и ФАХ и резкое увеличение  $ACPR$ . На промежутке  $(t_2 - t_1)$  система скорректировала значения коэффициентов  $LUT$

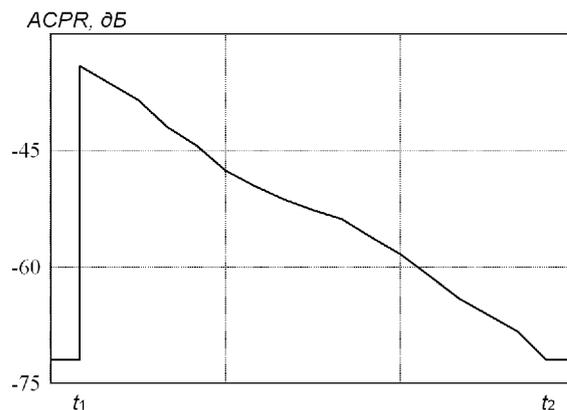


Рис. 6. График зависимости  $ACPR$  от времени в системе с адаптацией

с помощью линейной адаптации под изменившиеся условия работы. При этом уровень  $ACPR$  упал до прежнего значения.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для проверки метода цифровых предсказаний без адаптации был проведён практический эксперимент. Исследовался усилитель мощности на основе транзистора фирмы NEC. Сначала анализатор цепей измерялись ААХ и ФАХ данного усилителя. Причём измерения проводились при гармоническом входном воздействии на частоте 800 МГц. По измеренным характеристикам, применяя рассмотренную выше методику, рассчитывались коэффициенты корректирующей таблицы. Далее моделировались два типа сигналов: двухтоновый и сигнал с модуляцией QAM16, и для них производилось предсказание на основе корректирующей таблицы. Затем сначала неискажённый, а затем предсказанный сигналы загружались в генератор ROLDE SCHWARZ и подавались на исследуемый усилитель мощности, на выходе которого измерялись их спектры.

В результате эксперимента были получены следующие результаты. Для двухтонового сигнала при равных уровнях основных гармоник выигрыш метода предсказаний по интермодуляции 3-го порядка на частоте  $2\omega_1 - \omega_2$  составил порядка 7–8 дБ, по интермодуляции 5-го порядка на частоте  $3\omega_1 - 2\omega_2 - 3$ –4 дБ. При этом необходимо отметить, что уровни интермодуляционных продуктов более высокого порядка стали немного больше. Подобный эффект наблюдался и при моделировании, когда не вносилась фазовая коррекция сигнала. Поэтому

увеличение уровней интермодуляционных продуктов высокого порядка может быть объяснено неточностью измерения фазо-амплитудной характеристики усилителя. Данная проблема будет автоматически решена при внесении обратной адаптационной ветви в систему.

Для сигнала QAM16 просматривалась аналогия с двухтоновым сигналом, т.е. метод даёт улучшение в полосе частот близкой к полосе сигнала за счёт компенсации интермодуляционных продуктов низких порядков (значение АСРР увеличилось на 6 дБ), при удалении же от полосы сигнала наблюдается ухудшение характеристик.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе на основе проведённого сравнительного анализа обосновывается выбор адаптивного метода линеаризации усилителя мощности при помощи цифровых предискажений, излагается его суть и исследуется влияние различных параметров корректора на качество работы передающей системы. Показано, что данная система при введении адаптивной ветки устойчива к изменению внешних параметров. Проведена

**Аверина Лариса Ивановна** – к.ф.-м.н., доцент кафедры электроники Воронежского государственного университета. E-mail: averina@phys.vsu.ru

**Бобрешов Анатолий Михайлович** – д.ф.-м.н., профессор, зав. кафедрой электроники Воронежского государственного университета. E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

**Шутков Владимир Дмитриевич** – аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета. E-mail: vovchik888@gmail.com

экспериментальная проверка рассмотренного метода на основе реального усилителя. Все изложенные результаты могут быть применены при реализации высоколинейного усилителя мощности передающей системы связи.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kaye A.* Analysis and compensation of bandpass nonlinearities for communications / A. Kaye, D. George, M. Eric // IEEE Transactions on Communications, 2000. – P. 965–972.

2. *Grebennikov A.* Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 1 / A. Grebennikov // High frequency electronics, 2009. – May. – P. 16–26.

3. *Grebennikov A.* Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 2 / A. Grebennikov // High frequency electronics, 2009. – June. – P. 44–53.

4. *Teikari I.* Controlled RF input/output predistortion for a class AB power amplifier / I. Teikari [et al] // In Proceedings of NORCHIP'032003. – P. 204–207.

5. *Muhonen K.* Look-up table techniques for adaptive digital predistortion: A development and comparison / K. Muhonen, M. Kahverad, R. Krishnamoorthy // IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000. – Vol. 49. – P. 1995–2002.

**Averina Larisa Ivanovna** – candidate of physical and mathematical sciences, Associate Professor, Department of Electronics, Voronezh State University. E-mail: averina@phys.vsu.ru

**Bobreshov Anatoly Mikhailovich** – doctor of physical and mathematical sciences, Professor, Head of Electronics Department, Voronezh State University. E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru

**Shutov Vladimir Dmitrievich** – post-graduate student, Department of Electronics, Voronezh State University. E-mail: vovchik888@gmail.com