

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В ПЕРЕДАТЧИКАХ С ПОЛЯРНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

А. М. Бобрешов, Л. И. Аверина, А. В. Авдеев

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 27.04.2018 г.

Аннотация. Описаны главные особенности представленной архитектуры передатчика с полярной архитектурой. Представлены основные параметры ее компонентов, дана их характеристика. Рассмотрены основные источники нелинейных искажений в передатчиках с полярной архитектурой. Описана природа возникновения этих нелинейных искажений в передающем тракте. Разработана бесструктурная модель данного устройства. На основании компьютерного моделирования проанализировано влияние основных источников нелинейных искажений в полярном передатчике на изменение многопозиционных сигналов как во временной, так и в частотной области. В статье даны практические рекомендации по выбору параметров системы. Особое внимание уделено выбору типа, порядка и частоты среза восстанавливающего фильтра нижних частот. Даны рекомендации по повышению линейности рассматриваемой архитектуры.

Ключевые слова: амплитудно-фазовая манипуляция, усилитель мощности, передатчик с полярной архитектурой, нелинейные искажения, восстанавливающий фильтр.

NONLINEAR DISTORTION OF OFDM SIGNALS IN POLAR TRANSMITTER

A. M. Bobrechov, L. I. Averina, A. V. Avdeev

Abstract. The main features of the presented architecture of a transmitter with a polar architecture are described. The main parameters of its components are presented, their characteristics are given. The nature of occurrence of these nonlinear distortions in the transmission path is described. The main sources of nonlinear distortions in the polar transmitters are considered. Behavioral model of this device has been developed. The impact of the major sources of distortions in polar transmitter to change the amplitude-phase modulated signals in both the time and frequency domain is analyzed based on computer modeling. Practical advice on the choice of the system parameters are given. Particular attention is paid to the choice of the type, order and cutoff frequency of the low-pass filter. Recommendations are given to improve the linearity of the architecture in question.

Keywords: amplitude and phase shift keying, power amplifier, transmitter with polar architecture, harmonic distortion, reducing filter.

ВВЕДЕНИЕ

Вопрос повышения скорости передачи данных в беспроводных системах связи все более остро встает в настоящее время. Развитие интернет-технологий, повышение качества мультимедийных приложений порождает все возрастающие объемы данных. Достижение высоких скоростей передачи тесно связано с необходимостью обеспечения высокой спектральной эффективности канала передачи данных. Поэтому для построения современных систем связи

все чаще применяют сложные, комплексные методы модуляции радиосигнала. Для таких сигналов характерно значительное изменение амплитуды огибающей, что накладывает жёсткие ограничения на линейность передающего тракта и понижает энергоэффективность системы.

Для повышения энергопотенциала передающего тракта системы связи при сохранении высокой спектральной эффективности разработчики всё чаще применяют усилители мощности с управляемым питанием [1-3]. Причём, для некоторых систем переходят от традиционной квадратурной архитектуры к полярной [3], которая позволяет использовать высокоэффективные нелинейные режимы работы усилителя (С, D, E, F). Однако и при таком подходе происходит искажение передаваемого сигнала при прохождении через радиотракт. Поэтому в работе ставилась задача рассмотреть основные источники нелинейных искажений в передатчиках с полярной архитектурой, построить поведенческую модель данного устройства и на основе компьютерного моделирования проанализировать нелинейные искажения многопозиционных сигналов при прохождении через него.

ПЕРЕДАТЧИК С ПОЛЯРНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

Структурная схема передатчика с полярной архитектурой приведена на рис.1. Главной особенностью данного подхода является отдельная передача амплитудной огибающей и фазовой составляющей сигнала.

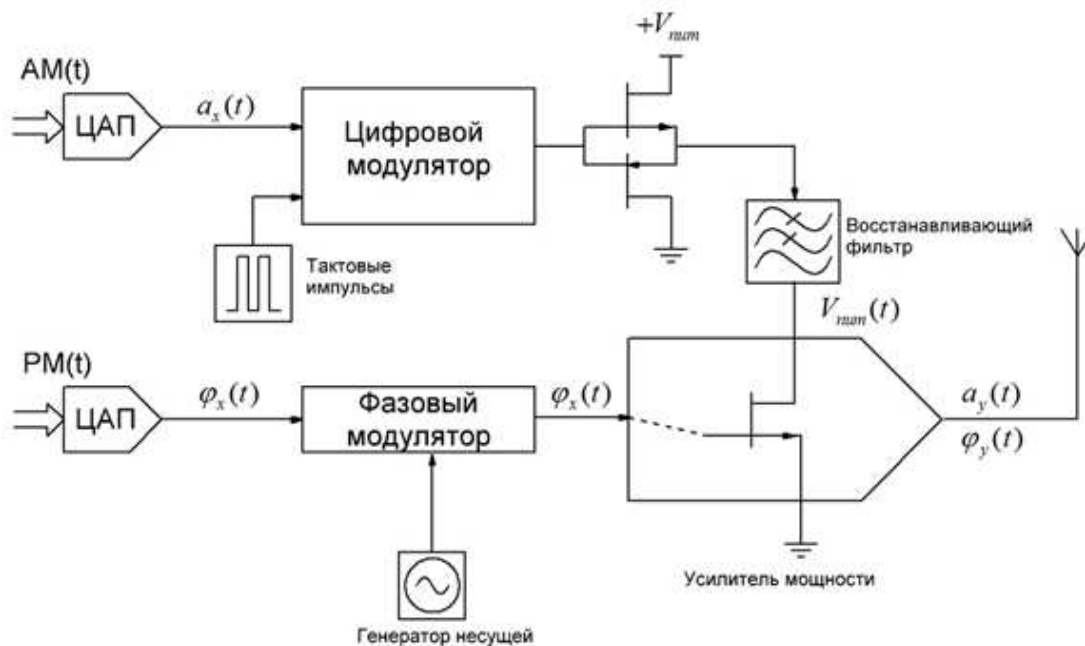


Рис. 1. Блок-схема передатчика с полярной архитектурой.

Многопозиционный цифровой сигнал в сигнальном процессоре разделяется на амплитудную и фазовую составляющие, которые поступают на цифро-аналоговые преобразователи. Полученный аналоговый сигнал фазовой составляющей через фазовый модулятор переносится на несущую частоту и поступает на усилитель мощности. Аналоговый же сигнал амплитудной составляющей подаётся на цифровой модулятор, который представляет собой широтно-импульсный модулятор или дельта-сигма модулятор. Полученный сигнал поступает на модулятор питания, с помощью которого осуществляется управление питанием усилителя мощности пропорционально амплитудной составляющей. Для подавления высокочастотных составляющих перед подачей на усилитель сигнал пропускается через восстанавливающий

фильтр нижних частот

Ключевой особенностью данной архитектуры является то, что на усилитель мощности поступает сигнал с постоянной огибающей, поэтому он может работать в одном из высокоэффективных режимов — D, E, F.

ИСТОЧНИКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПОЛЯРНЫХ ПЕРЕДАТЧИКАХ

Для построения поведенческой модели, необходимо сначала определить основные источники искажений сигнала в данном устройстве. Как известно [4-5], все причины искажений сигнала в радиопередающем тракте с полярной архитектурой можно разделить на линейные и нелинейные. К линейным причинам относится влияние архитектуры передатчика: ограниченность полосы пропускания, дифференциальная задержка ($a_y(t)$ и $\varphi_y(t)$ соответственно) и неидеальность восстанавливающего фильтра. Нелинейные причины вызваны высокочастотным усилителем мощности, а именно его нелинейными выходными характеристиками: АМ-АМ (зависимость $a_y(t)$ от $V_{\text{пит}}(t)$) и АМ-РМ (зависимость $\varphi_y(t)$ от $V_{\text{пит}}(t)$).

Сначала аналитически на примере двухчастотного сигнала рассмотрим искажения, вызванные линейными причинами:

$$\tilde{x}(t) = a_x(t)e^{j\varphi_x(t)} = |2A \cos(\omega_m(t))| \text{sign}(\cos(\omega_m t)). \quad (1)$$

Цифровой модулятор, с частотой дискретизации ω_S , будет кодировать амплитуду огибающей, внося при этом дифференциальную задержку τ между $a_x(t)$ и $\varphi_x(t)$. Поэтому восстановленный аналоговый амплитудный сигнал — напряжение питания усилителя мощности — будет задержанная копия амплитудного входа:

$$V_{\text{пит}}(t) = a_x(t - \tau).$$

На практике фильтр имеет неидеальную характеристику $F(\omega)$ и будет вносить амплитудные и фазовые искажения. С учётом этого и соотношения (1) зависимость напряжения питания усилителя от дифференциальной задержки, амплитуды сигнала и частотных коэффициентов характеристики фильтра будет иметь вид [5]:

$$V_{\text{пит}}(t) = \frac{8A}{\pi} \left\{ \frac{1}{2}F(0) + \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} |F(n\omega_m)| \frac{(-1)^{\frac{n-2}{2}}}{n^2 - 1} \cos(n\omega_m t + \varphi(n\omega_m)) \right\}, \quad (2)$$

где

$$\varphi(n\omega_m) = -j \ln \left[\frac{F(n\omega_m)}{|F(n\omega_m)|} \right] - n\omega_m \tau.$$

Тогда для усилителя с линейной выходной характеристикой это напряжение питания будет генерировать выходную огибающую в виде:

$$\tilde{y}(t) = a_y(t)e^{j\varphi_y(t)} = \left[\frac{4A}{\pi}F(0) + \frac{8A}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} |F(n\omega_m)| \frac{(-1)^{\frac{n-2}{2}}}{n^2 - 1} \cos(n\omega_m t + \varphi(n\omega_m)) \right] \times \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n-2}{2}}}{n^2 - 1} \cos(n\omega_m t) \right].$$

Из соотношения видно, что основная и все интермодуляционные компоненты выходного сигнала пропорциональны амплитуде входного сигнала A независимо от ее порядка. Это

означает, что интермодуляционные искажения не зависят от уровня входного сигнала и поэтому ограничение входной мощности больше не является средством достижения линейности системы.

Рассмотрим теперь интермодуляционные искажения из-за нелинейности выходной характеристики усилителя мощности, работающего в ключевом режиме. Пусть транзистор усилителя переключается между состоянием максимального напряжения с минимальным током и другим состоянием, где ток максимален и напряжение достигает минимума. Тогда выходное напряжение представляет собой меандр (для класса F) и положительные полуволны синусоиды (для класса E). Выходной ток будет складываться из тока через резистивную компоненту нагрузки и тока через проходную емкость транзистора. Таким образом, когда напряжение питания максимально, преобладает ток через резистивную составляющую нагрузки, который пропорционален напряжению питания. При очень больших значениях напряжения питания транзистор выходит из ключевого режима и переходит в режим насыщения. В этом случае выходной сигнал усилителя не зависит от питающего напряжения, поэтому этот режим порождает нелинейную зависимость выходной характеристики устройства. В общем случае зависимость выходного напряжения усилителя мощности от напряжения питания (AM-AM) можно аппроксимировать полиномом:

$$a_y(t) = \sum_{p=1}^P c_p |V_{\text{пит}}(t)|^p, \quad (3)$$

где $V_{\text{пит}}(t)$ определяется соотношением (2). Тогда выходная огибающая может быть представлена в виде:

$$\tilde{y}(t) = \sum_{p=1}^P c_p |V_{\text{пит}}(t)|^p \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n-2}{2}}}{n^2 - 1} \cos(n\omega_m t) \right].$$

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ OFDM СИГНАЛА ЧЕРЕЗ ПЕРЕДАТЧИК С ПОЛЯРНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

Для анализа искажений OFDM сигналов в передатчиках с полярной архитектурой была разработана поведенческая модель устройства, состоящая из последовательного включения моделей широтно-импульсного модулятора (ШИМ), восстанавливающего фильтра и нелинейной модели усилителя мощности, которая описывалась соотношением (3). С использованием данной модели сначала проведено компьютерное моделирование прохождения рассматриваемого сигнала через полярный передатчик и исследовано влияние различных параметров системы на искажения сигнала как во временной, так и в частотной области.

Данный тип модуляции был выбран, так как он получил в настоящее время широкое распространение в системах связи. А также OFDM сигнал обладает значительно более широкой полосой по сравнению, например, с QAM – 16.

Сначала исследована зависимость уровня нормированной среднеквадратической ошибки от коэффициента M , характеризующего отношение частоты ШИМа к ширине полосы сигнала. Исследование проведено для трех типов восстанавливающих фильтров: Чебышева 1-го рода, Чебышева 2-го рода и эллиптического. Порядок фильтров выбран равным 5 исходя из соображений практической применимости исследуемой модели. Частота среза всех фильтров подбиралась так, чтобы обеспечить минимальное значение среднеквадратической ошибки. Результаты моделирования представлены в таблице 1.

Анализ полученных данных показал, что наименьшую среднеквадратическую ошибку обеспечивает фильтр Чебышева 2-го рода. Для дальнейших исследований выбрано $M = 10$.

Таблица 1. Уровень нормированной среднеквадратической ошибки

М	2	5	10	50	70
Чебышева 1-го рода	33,41	16,75	7,60	2,10	1,59
Чебышева 2-го рода	20,77	3,53	0,89	0,67	0,63
Эллиптический	36,00	19,32	8,96	2,20	1,75

После выбора типа восстанавливающего фильтра (Чебышев 2-го рода) и фиксированного значения коэффициента M , произведено исследование влияние порядка фильтра на степень восстановления сигнала во временной области (EVM). Результаты моделирования представлены в таблице 2.

Таблица 2. Степень восстановления сигнала во временной области

Порядок фильтра	1	3	5	7	9
EVM, %	38,23	9,30	0,91	1,03	1,86

Анализ полученных данных показал, что с увеличением порядка восстанавливающего фильтра до 5-го отмечается повышение качества восстановления сигнала. При дальнейшем увеличении порядка фильтра происходит незначительное снижение точности. Для дальнейшего рассмотрения был выбран 5-й порядок восстанавливающего фильтра.

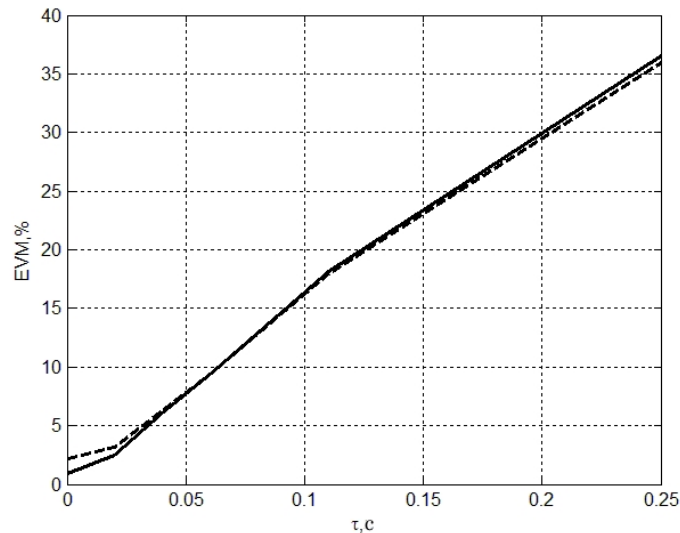


Рис. 2. Зависимость EVM от дифференциальной задержки.

После определения лучших параметров системы, произведено исследование влияния дифференциальной задержки на EVM, ACPR и отношение сигнал/шум (SNR). Сигнал пропускался через линейную модель передатчика, а затем через модель, учитывающую нелинейность тракта. Результаты приведены на рис. 2, рис. 3 и рис. 4. На всех графиках сплошной линией обозначены результаты для линейной модели, а пунктирной линией — результаты для нелинейной модели.

Анализ данных графиков показывает, что для широкополосного OFDM сигнала учет нелинейности тракта практически не изменяет результата, полученного для линейной модели.

Для результатов ACPR отмечается такая же зависимость.

На рисунке 4 видно, что разница в SNR для линейной и нелинейной моделей передатчика с полярной архитектурой заметна при минимальной расстройке амплитудных и фазо-

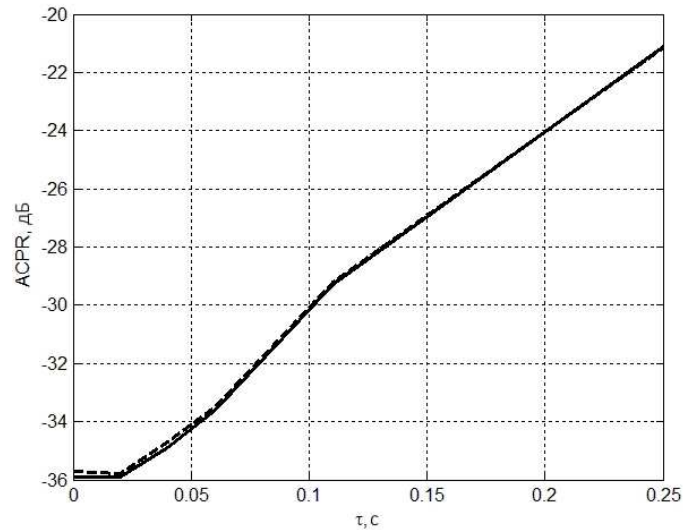


Рис. 3. Зависимость ACPR от дифференциальной задержки.

вых составляющих. И становится тем меньше, чем больше появляется дифференциальная задержка.

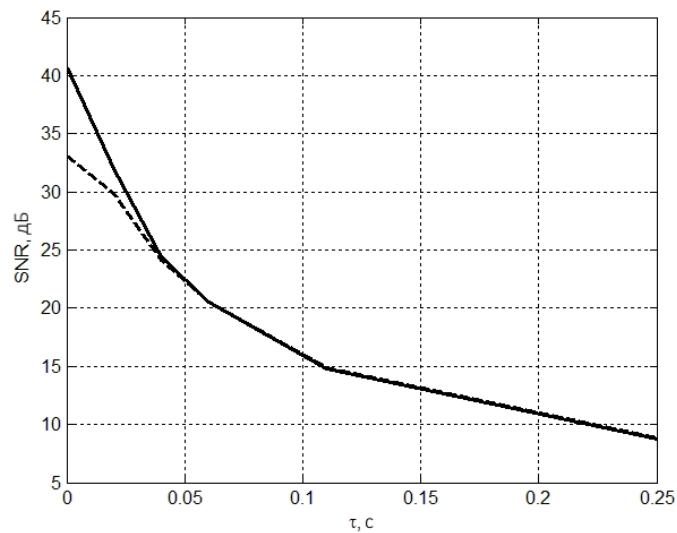


Рис. 4. Зависимость SNR от дифференциальной задержки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведённых исследований установлено, что полярная архитектура передатчика является привлекательной альтернативой квадратурной архитектуры, обладая большей энергоэффективностью. Однако и в полярном передатчике присутствуют искажения многопозиционного передаваемого сигнала, обусловленные различными причинами. Установлено, что для сведения к минимуму этих искажений необходимо правильно выбирать частоту широтно-импульсного модулятора, тип восстанавливающего фильтра и его параметры. Также необходимо как можно точнее компенсировать задержку между амплитудной и фазовой компонентами сигнала, которая вызвана групповым временем задержки восстанавливающего фильтра. И, наконец, необходимо проводить дополнительную линейризацию выходной ха-

рактеристики усилителя мощности, например, методом цифровых предискажений [6]. Также стоит отметить, что полученная модель полярного передатчика точнее описывает узкополосные сигналы, такие как QAM – 16, и точность описания несколько снижается при работе с сигналами, обладающими более широкой полосой (на примере сигнала с OFDM модуляцией).

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 16–07–01238А).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kim, B. Efficiently Amplified / B. Kim, J. Moon, I. Kim // IEEE Microwave Magazine. — 2010. — V. 11. — P. 87–100.
2. Asbeck, P. ET Comes of Age / P. Asbeck, Z. Popovic // IEEE Microwave Magazine. — 2016. — V. 3. — P. 16–25.
3. Caverly, R. High efficiency power amplifiers / R. Caverly, F. Raab, J. Staudinger // IEEE Microwave Magazine. — 2012. — V. 11. — P. 22–32.
4. Raab, F. H. Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters / F. H. Raab // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. — 1996. — V. 44, № 12. — P. 2273–2278.
5. Pedro, J. C. Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters / J. C. Pedro, J. A. Garcia, P. M. Cabral // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. — 2007. — V. 55, № 12. — P. 2757–2765.
6. Аверина, Л. И. Повышение линейности передающего тракта методом цифровых предискажений / Л. И. Аверина, А. М. Бобрешов, В. Д. Шутов // Нелинейный мир. Радиотехника. — 2013. — Т. 11, № 10. — С. 720–727.

REFERENCES

1. Kim B., Moon J., Kim I. Efficiently Amplified. IEEE Microwave Magazine, 2010, vol. 11, pp. 87–100.
2. Asbeck P., Popovic Z. ET Comes of Age. IEEE Microwave Magazine, 2016, vol. 3, pp. 16–25.
3. Caverly R., Raab F., Staudinger J. High efficiency power amplifiers. IEEE Microwave Magazine, 2012, vol. 11, pp. 22–32.
4. Raab F.H. Intermodulation distortion in Kahn-technique transmitters. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1996, vol. 44, no. 12, pp. 2273–2278.
5. Pedro J.C., Garcia J.A., Cabral P.M. Nonlinear Distortion Analysis of Polar Transmitters. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2007, vol. 55, no. 12, pp. 2757–2765.
6. Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D. Improving the linearity of the transmission path by using digital predistortion. [Averina L.I., Bobreshov A.M., Shutov V.D. Povyshenie lineynosti peredayushhego trakta metodom cifrovyyh predyskazhenij]. *Nelineyniy mir — Nonlinear World*, 2013, vol. 11, no. 10, pp. 720–727.

Бобрешов Анатолий Михайлович,
д.ф.-м.н., профессор, декан физического
факультета, зав. кафедрой электроники
Воронежского государственного универси-
тета, Воронеж, Россия
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru
Тел.: +7(910)479-79-45

Bobreshov Anatoly Mihaylovich, Doctor of
physical and mathematical science, Professor,
Dean of physics faculty, Head of Department
of Electronics, Voronezh State University,
Voronezh, Russia
E-mail: bobreshov@phys.vsu.ru
Tel.: +7(910)479-79-45

Аверина Лариса Ивановна, д.ф.-м.н., профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия

E-mail: averina@phys.vsu.ru

Тел.: +7(473)243-09-76

Авдеев Алексей Владимирович, аспирант кафедры электроники Воронежского государственного университета, Воронеж, Россия

E-mail: avdeev_av@inbox.ru

Тел.: +7(950)779-44-72

Averina Larisa Ivanovna, Doctor of physical and mathematical sciences, Professor of the Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia

E-mail: averina@phys.vsu.ru

Tel.: +7(473)243-09-76

Avdeev Aleksey Vladimirovich, Postgraduate student, Department of Electronics, Voronezh State University, Voronezh, Russia

E-mail: avdeev_av@inbox.ru

Tel.: +7(950)779-44-72