

УДК 621.375.1

## ВОЗМОЖНОСТЬ УМЕНЬШЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ШИРИНЕ ПОЛОСЫ ЧАСТОТ МОДУЛЯТОРА ПЕРЕДАТЧИКОВ С ПОЛЯРНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ (МЕТОД КАНА)

Л.Н. Протопопов, ведущий научный сотрудник ОАО «РИМП», д.т.н.; avel121@yandex.ru

**Ключевые слова:** передатчик с полярной модуляцией, коррекция колебаний с полярной модуляцией, моделирование системы OFDM.

**Введение.** Известно, что одним из самых эффективных способов повышения КПД усилительных устройств является применение полярной модуляции [1]. В этом случае усиливаемое колебание должно быть представлено в полярной системе координат в виде двух составляющих, соответствующих огибающей и фазе, которые усиливаются отдельно. Существенное отличие структур усиливаемого и исходного колебаний приводит к значительному увеличению ширины полосы частот обоих составляющих (например, для огибающей OFDM-сигнала это увеличение равно ~3–4 раза [1]). В наибольшей степени необходимость в использовании более широкополосных устройств сказывается на повышении сложности и стоимости усилителя огибающей – модулятора.

Цель работы – исследование способа обеспечения заданных качественных показателей усилителя при менее широкополосном модуляторе и доказательство возможности его реализации.

**Вывод основных соотношений.** В соответствии с принципом построения схемы усилителя правило формирования выходного сигнала описывается с помощью формулы:

$$U_{\text{вых}}(t) = A(t)[\cos[\omega_0 t + \varphi(t)]], \quad (1)$$

где  $A(t)$  – мгновенное значение огибающей формируемого сигнала;  $\omega_0$  – его центральная частота;  $\varphi(t)$  – мгновенное значение фазы формируемого сигнала. Предположим, что усиливаемое колебание представляет собой узкополосный Гауссовский шум.

Тот факт, что в результате взаимодействия колебаний с относительно широкой полосой частот образуется колебание с заметно более узкой шириной спектра, свидетельствует о компенсации определенных составляющих за счет связи между сомножителями формулы (1). Естественно, какие-либо изменения свойств одного из сомножителей приведут к нарушению компенсации и появлению искажений в выходном сигнале. Одним из таких воздействий является попытка сужения ширины полосы модулятора, влияние которой эквивалентно появлению в тракте усиления огибающей фильтра нижних частот (ФНЧ). Уменьшение влияния этого фильтра на свойства формируемого колебания может быть достигнуто путем внесения в тракт усиления фазовой составляющей соответствующих изменений. Эти изменения должны учитывать искажения как закона распределения огибающей, так и сужения полосы частот.

К сожалению, в известной автору литературе отсутствует методика расчета результата преобразования случайного процесса с негауссовским законом распределения (в данном случае это закон распределения Релея) при прохождении через линейное инерционное устройство, каким является ФНЧ. Поэтому уменьшение искажений выходного колебания, обусловленного изменением закона распределения огибающей, не представляется возможным.

Частичная коррекция искажений, вызванных сужением полосы частот модулятора, может быть выполнена путем введения линейного корректирующего фильтра (КФ) в тракт усиления фазовой составляющей. Для того чтобы введение КФ не привело к изменению спектра выходного колебания должно удовлетворяться соотношение:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_A(j\omega_1 - j\omega) S_{\Phi_0}(j\omega) K_{\text{ФК}}(j\omega) d\omega = S_{\text{ЭТ}}(j\omega_1), \quad (2)$$

где  $S_A$  – спектр амплитудной составляющей с учетом характеристики ФНЧ;  $S_{\Phi_0}$  – спектр фазовой составляющей без учета характеристики КФ;  $K_{\text{ФК}}$  – частотно-фазовая характеристика КФ;  $S_{\text{ЭТ}}$  – заданный спектр выходного колебания. Спектры  $S_A$ ,  $S_{\Phi_0}$  и  $S_{\text{ЭТ}}$  определяли из соответствующих корреляционных функций в предположении, что порождающие их цепи являются минимально-фазовыми и их фазовые характеристики вычисляются с помощью формулы [2]:

$$\psi(j\omega) = \frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{A(v)}{v^2 - \omega^2} dv,$$

где  $A(v)$  – натуральный логарифм от модуля соответствующей передаточной характеристики.

После обратного преобразования Фурье соотношения (2), имеет место равенство

$$U_A(t) \int_0^{\infty} U_{\Phi_0}(t - \pi) h_{\text{ФК}}(\tau) d\tau = U_{\text{ЭТ}}(t), \quad (3)$$

где  $U_A$  – обратное преобразование Фурье спектра амплитудной составляющей с учетом характеристики ФНЧ;  $U_{\Phi_0}$  – обратное преобразование Фурье спектра фазовой составляющей без учета характеристики КФ;  $h_{\text{ФК}}$  – обратное преобразование Фурье частотно-фазовой характеристики КФ;  $U_{\text{ЭТ}}$  – обратное преобразование Фурье заданного спектра выходного колебания.

Из (3) определяется частотно-фазовая характеристика КФ:

$$K_{\text{ФК}}(j\omega) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{U_{\text{ЭТ}}(t)}{U_A(t)} e^{-j\omega t} dt}{S_{\Phi_0}(j\omega)}. \quad (4)$$

Вычисление  $K_{\text{ФК}}(j\omega)$  сопряжено с определенными трудностями, обусловленными погрешностью определения функций  $S_{\Phi_0}$  и  $U_A$ . Для преодоления влияния этого фактора на окончательный результат необходимо использовать методику решения некорректных задач [3, 4], в соответствии с которой при вычислении интеграла в (4) к подинтегральному выражению добавляется стабилизирующий множитель, например  $\exp(-\alpha^2 t^2)$ . Коэффициент  $\alpha$  определяется по критерию минимума невязки между результатом вычисления левой части соотношения (1) и его правой частью.

Следует отметить, что величина невязки в соотношении (1) не при каких обстоятельствах не может быть равной нулю,

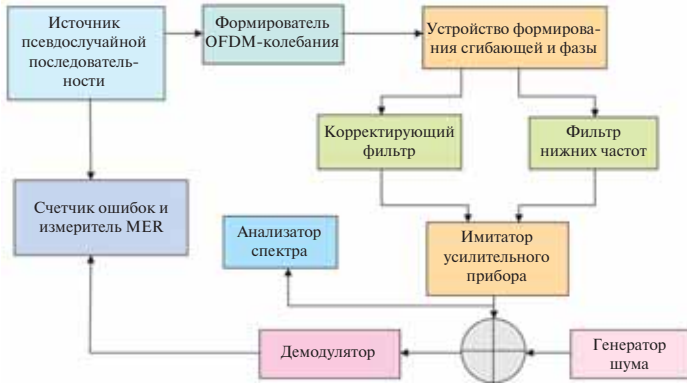


Рис. 1. Структурная схема системы OFDM

поскольку искажения закона распределения огибающей не были учтены при выводе уравнения (4). Тем не менее даже приближенное решение поставленной задачи имеет смысл и представляет определенную практическую ценность. Ниже приведены результаты математического моделирования системы OFDM, в состав которой входит модифицированный передатчик с полярной модуляцией.

**Результаты математического моделирования.** На рис. 1 представлена структурная схема OFDM-системы и контрольно-измерительной аппаратуры, необходимой для оценки качества ее работы. Исследуемое колебание состоит из 256 поднесущих частот, амплитуды и фазы которых образуют созвездия в соответствии с видом модуляции 64-QAM. Устройство формирования огибающей и фазы, ФНЧ, КФ и имитатор усилительного прибора моделируют работу передатчика с полярной модуляцией.

В этом передатчике ФНЧ выполняет функцию модулятора с ограниченной полосой частот, а КФ воздействует на формируемое колебание таким образом, чтобы удовлетворить соотношению (2). В данном случае характеристика КФ определялась не путем решения уравнения (4), а перебором параметров амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик, заданных в определенной области. В качестве критерия соответствия полученного результата заданным требованиям использовалась величина штрафа за превышение уровня спектральной плотности, определенного как предельно-допустимое значение для системы DRM [5].

На рис. 2 приведены зависимости спектральной плотности от частоты для: колебания, сформированного схемой без ограничения полосы частот (*синяя кривая*); колебания, полученного при условии ограничения полосы частот в тракте усиления огибающей и наличии КФ в тракте усиления фазовой составляющей (*зеленая кривая*); маски спектра допустимого значения уровня внеполосных спектральных составляющих в системе DRM [5] (*красная линия*).

Результаты поиска параметров КФ, позволяющих удовлетворить требования к уровню внеполосных составляющих спектра, приведены на рис. 3. Область значений параметров КФ, ограниченная кривой с индексом 0, соответствует заданным требованиям. При этом ширина полосы частот ФНЧ (по уровню минус 3 дБ) в 1,25 раза больше ширины спектра формируемого колебания. Кривые с индексом больше нуля ограничивают области, в которых функция штрафа не превосходит значения индекса.

Помимо измерений спектра контролировались значения вероятности ошибочного приема символов и параметр размытия созвездия (MER). Значение параметра вычисляется по методике, изложенной в [5]. В процессе измерений ширина

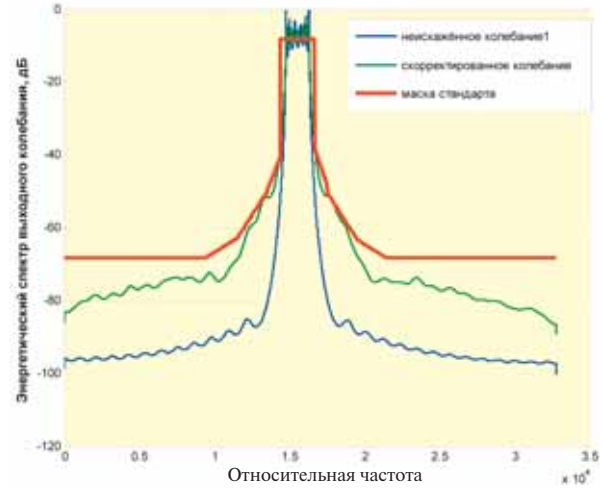


Рис. 2. Зависимости спектральной плотности выходного колебания от частоты и требования стандарта

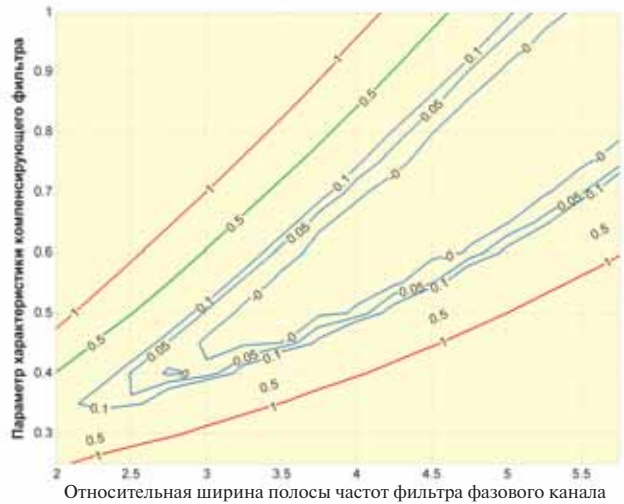


Рис. 3. Зависимость величины штрафа за нарушение требований стандарта от параметров КФ

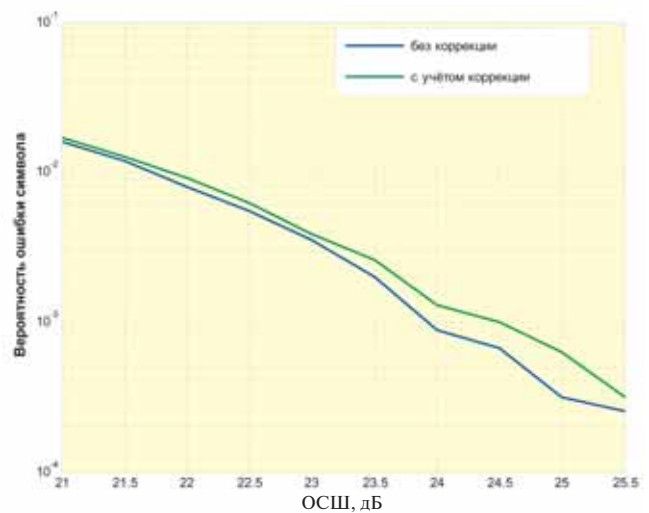


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибочного приема символов на выходе демодулятора от ОСШ

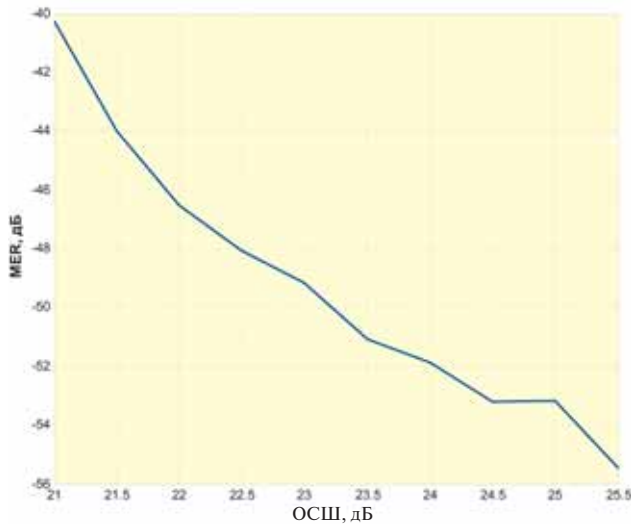


Рис. 5. Зависимость MER от ОСШ

полосы частот КФ была установлена равной 3,5 относительно ширины спектра формируемого колебания, другой параметр был равен 0,5 (рис. 3). На рис. 4 и 5 представлены зависимости вероятности ошибочного приема символов и MER от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе демодулятора. Оценка энергетических потерь, обусловленных влиянием системы коррекции, не превышает 0,2 дБ при вероятности ошибки равной 0,01. Значение MER при ОСШ = 21,5 дБ, соответствующем вероятности ошибки 0,01, составляет ~ минус 44 дБ, что вполне допустимо для системы DRM [5].

В дополнение к рассмотренным выше параметрам формируемого колебания была произведена оценка амплитудной модуляции в тракте усиления фазовой составляющей, возникшей в результате искажений фазомодулированного колебания в КФ. Пикфактор этого амплитудно-модулированного колебания не превышал 0,5 дБ.

**Выводы.** 1. Исследование соотношений между компонентами системы полярной модуляции показало, что за счет связи между амплитудной и фазовой составляющими возможна частичная компенсация какой-либо составляющей.

2. Результаты математического моделирования системы OFDM, использующей передатчик с полярной модуляцией, продемонстрировали, что влияние сужения полосы частот модулятора может быть скомпенсировано примерно в 2 раза (без нарушения существующих норм на качество спектра выходного колебания) и сопровождается потерями энергетической эффективности не более 1 дБ.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Technical bases for DRM services coverage planning. – Geneva, June 2008. [http://tech.ebu.ch/docs/tech\\_3330.pdf](http://tech.ebu.ch/docs/tech_3330.pdf) (09.05.2013).
2. Гоноровский И.С. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях. – М.: Связьиздат, 1954.
3. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1979.
4. Кабатинский С.И. Обратные и некорректные задачи. – Новосибирск: Сибирское научное изд-во, 2009.
5. ETSI EN 302 245-1 v1.1.1 (2005-01). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Transmitting equipment for the Digital Radio Mondiale (DRM) broadcasting service; Part 1: Technical characteristics and test methods.

Получено 17.07.13