

**ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ
С МНОГОУРОВНЕВОЙ ИМПУЛЬСНОЙ АМПЛИТУДНОЙ
МОДУЛЯЦИЕЙ¹**

Макаренко А. С., к.т.н., доц.; Литвинцев С. Н., ст. преп.

*Национальный технический университет Украины «Киевский политехни-
ческий институт», Киев, Украина, serge_li@ukr.net*

**NOISE-IMMUNITY PROCESSING OF DIGITAL MULTI-LEVEL PULSE-
AMPLITUDE MODULATION SIGNALS**

Aleksander Makarenko, Sergii Litvintsev

National Technical University of Ukraine

“Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, Ukraine, serge_li@ukr.net

Введение

Основой функционирования любой системы радиосвязи является радиоканал. Метод формирования спектра сигнала, вид модуляции, схема приемника высокочастотных модулированных сигналов, алгоритм восстановления переданного цифрового сообщения определяют основные эксплуатационные характеристики системы радиосвязи: число каналов связи в выделенной полосе частот, скорость передачи информации в канале, достоверность и качество приема информации [1].

Количество каналов в выделенной полосе частот непосредственно определяет экономическую эффективность сети связи, потому каждый новый стандарт связи отличается от предыдущих лучшим использованием спектра. Традиционным методом достижения максимального количества каналов в сети радиосвязи является использование модулированных сигналов, занимающих предельно узкую полосу частот. За последние 15 лет ширина полосы частот, занимаемая узкополосным модулированным сигналом, уменьшилась с 50 до 6,25 кГц, и соответственно увеличилось число каналов. Однако уменьшение полосы частот модулированного сигнала в общем случае приводит к уменьшению скорости передачи информации. Поэтому наряду с фильтрами, ограничивающими полосу частот модулированного сигнала, применяется многоуровневая модуляция [2]. В результате сохраняется скорость передачи информации, достаточная для передачи речи и низкоскоростных данных.

Основными причинами, затрудняющими прием сигналов и ухудшающими качество принимаемой информации в мобильной сети связи, являются шумы, помехи от прочих радиосредств и искажение полезного сигнала.

¹ <http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/1049>

ла при его распространении в сложных условиях города. Решение вопросов, связанных с оптимизацией функциональной схемы приемника и алгоритма обработки принятого сигнала при наличии шума, помех, искажений и паразитной модуляции, имеет первостепенное значение при проектировании радиоканала: достоверность и качество принимаемой информации являются важнейшими характеристиками сети связи.

Целью статьи является рассмотрение особенностей спектрально-эффективной многоуровневой амплитудной модуляции цифровых сигналов и описание нового компенсатора шума, позволяющего получить выигрыш в отношении сигнал/шум, лежащий в пределах 8–18 дБ, что делает систему с многоуровневой РАМ энергетически эффективной, перспективной и конкурентоспособной.

Представление цифрового сигнала во временной и частотной областях

Во временной области цифровой сигнал определяется как физически реализуемая функция времени, состоящая из N импульсов, каждый из которых имеет длительность T_s и амплитуду A_n , принимающую одно из M возможных значений [1]:

$$w(t) = \sum_{n=1}^N A_n q(t - kT_s), \quad 0 < t < T_0 \quad (1)$$

где N — количество символов цифрового сигнала, A_n — амплитуда n -го импульса, T_s — длительность импульса, $T_0 = NT_s$ — длительность цифрового сигнала, $q(t)$ — форма импульса.

Из формулы (1) следует, что множество возможных значений амплитуд импульсов цифрового сигнала $\{A\}$ имеет размерность M , совпадающую с размерностью множества возможных значений символов цифрового сообщения $\{J\}$. При этом точное соответствие между символами цифрового сообщения $\{J\}$ и значениями амплитуд импульсов цифрового сигнала $\{A\}$ определяется отдельным правилом и не следует автоматически из (1).

Форма импульса $q(t)$ цифрового сигнала может быть не только прямоугольной, но и иметь форму отрезка косинусоиды, кривой Гаусса и т.д. Существенно, что каждый импульс цифрового сигнала может принимать строго ограниченное число значений амплитуд из множества $\{A\}$ и определен на ограниченном интервале времени длительностью T_s , называемом символьным интервалом.

На рис. 1 показан четырехуровневый полярный сигнал ($M = 4$), передающий цифровое сообщение $\{J\} = \text{"аавсад"}$ длиной 6 символов ($N = 6$) с помощью импульсов прямоугольной формы и множеством возможных значений амплитуд импульсов $\{-2A, -A, A, 2A\}$.

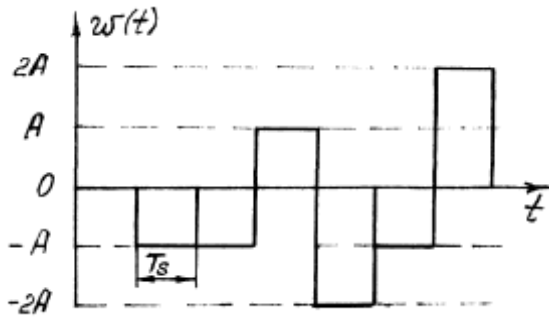


Рис. 1.

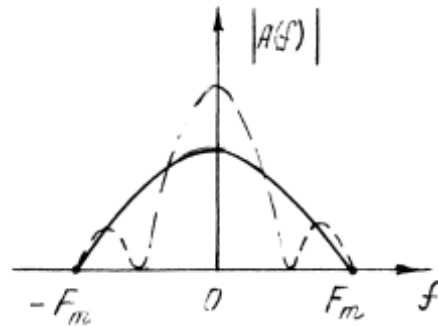


Рис. 2.

В частотной области цифровой сигнал определяется как baseband-сигнал [1]. Это сигнал, частотный спектр которого расположен в непосредственной близости от нулевой частоты, симметричен относительно нулевой частоты и ограничен по занимаемой полосе частот:

$$-F_m < f < F_m, \quad (2)$$

где F_m — максимальная частота в спектре сигнала.

Графически модуль спектра различных baseband-сигналов показан на рис. 2. Абсолютная величина ширины спектра сигнала $|F_m|$ определяется различным образом в зависимости от вида анализа: энергетического, информационного, спектрального и т.д. Спектр baseband-сигнала может содержать или не содержать постоянную составляющую, иметь колебательный или монотонный характер.

Цифровые системы передачи обладают двумя важнейшими особенностями [3]:

1. Любые сообщения представляются в цифровой форме, т.е. в виде последовательностей битов $\{a_j, j = \dots, -1, 0, +1, \dots\}$. При любом значении индекса j символ a_j принимает значения из алфавита $\{0, 1\}$.

2. Передатчик системы формирует и передает по очереди в канал передачи конечное число сигналов $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$, различающихся по форме, которые принято называть канальными символами. Один канальный символ «переносит» один бит или большее число битов, подлежащих передаче. Если $M = 2$, систему передачи называют двоичной, если $M > 2$, то систему называют M -ичной.

Многоуровневая импульсная амплитудная модуляция

Импульсная амплитудная модуляция РАМ (Pulse-Amplitude Modulation) относится к классу линейной узкополосной модуляции без памяти. При многоуровневой РАМ имеет место передача цифрового сигнала $w(t)$ с амплитудами импульсов, принимающих M различных значений. Многоуровневый сигнал образуется из исходной бинарной цифровой последовательности путем объединения соседних двоичных символов, так что каждый новый символ M -уровневой последовательности содержит $m = \log_2 M$ бит информации. Выражение для комплексной огибающей при многоуровне-

вой РАМ имеет вид [1]:

$$g(t) = Uw(t) = U \sum_k A_k q(t - kT_s), \quad (3)$$

где U — размерный множитель, определяющий амплитуду модулированного колебания при безразмерных относительных амплитудах импульсов $\{A\}$ цифрового модулирующего сигнала.

Из (3) следует, что комплексная огибающая $g(t)$ при РАМ является действительной функцией времени и с точностью до постоянного множителя U совпадает с модулирующим сигналом $w(t)$. При многоуровневой РАМ ($M > 2$) используется, как правило, полярный модулирующий сигнал, безразмерные (нормированные) амплитуды импульсов которого представляются следующим образом:

$$A_k = 2k - 1 - M, \quad (4)$$

где M — количество уровней модулированного сигнала, $k = 1, 2, \dots, M$.

Высокочастотный амплитудно-модулированный сигнал $s(t)$ записывается в виде [1]:

$$s(t) = \text{Re}[g(t)e^{j2\pi f_c t}] = Uw(t) \cos \omega_c t. \quad (5)$$

Спектральная плотность мощности амплитудно-модулированного сигнала (5) определяется как спектральная плотность мощности комплексной огибающей в области положительных частот, с точностью до постоянного множителя совпадающая со спектральной плотностью мощности PSD (power spectral density) модулирующего сигнала при замене частоты в baseband диапазоне на отклонение частоты от несущей ВЧ сигнала:

$$\text{PSD}(f) = \frac{1}{4} \text{PSD}_w |f_c - f|, \quad (6)$$

где $\text{PSD}(f)$ — спектральная плотность мощности ВЧ сигнала, $\text{PSD}_w(f)$ — спектральная плотность мощности модулирующего сигнала $w(t)$.

Простейшее распределение спектральной плотности мощности имеет РАМ-сигнал, для модуляции которого используется бинарный полярный NRZ-сигнал (Non Return to Zero) с импульсами прямоугольной формы:

$$\text{PSD}(f) = A^2 T_b \left[\frac{\sin(\pi |f_c - f| T_b)}{\pi |f_c - f| T_b} \right]^2. \quad (7)$$

Спектральная плотность мощности многоуровневого РАМ-сигнала также вычисляется по формуле (6). В [1] показано, что спектр M -уровневого цифрового модулирующего сигнала определяется по формулам для бинарного сигнала при условии замены битового интервала T_b символьным интервалом $T_s = T_b \log_2 M$. Спектральная плотность мощности восьмиуровневого РАМ-сигнала при модулирующем полярном NRZ-сигнале с импульсами прямоугольной формы описывается выражением:

$$\text{PSD}(f) = K \left[\frac{\sin(\pi |f - f_c| T_s)}{\pi |f - f_c| T_s} \right]^2 = K \left[\frac{\sin(3\pi |f - f_c| T_b)}{3\pi |f - f_c| T_b} \right]^2. \quad (8)$$

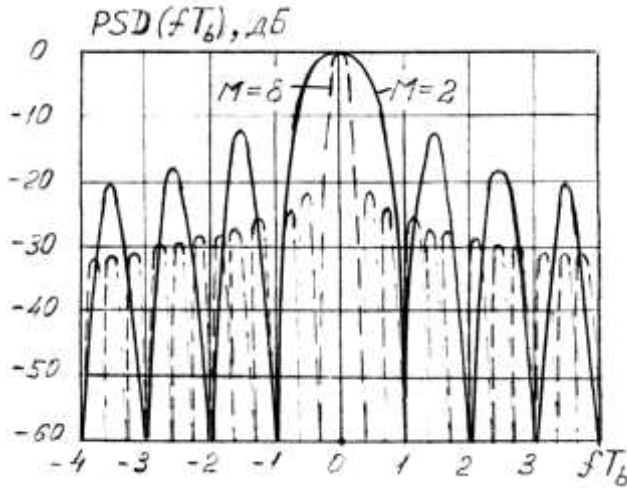


Рис. 3.

На рис. 3 приведена зависимость $\text{PSD}(fT_b)$ от fT_b . Для сравнения на этом же рисунке представлена спектральная плотность мощности бинарного сигнала ($M = 2$). Как видно, многоуровневый сигнал имеет меньшую ширину главного лепестка и более низкий уровень боковых лепестков.

Достоверность приема многоуровневого PAM-сигнала

Для оценки качества цифровых систем связи (ЦСС) используется параметр BER (Bit Error Rate) — относительная величина ошибочно принятых битов.

Модулирующий сигнал для M-PAM представляет собой полярный многоуровневый сигнал с прямоугольной формой импульсов, нормированные амплитуды которых определяются выражением (4). Расстояние между соседними символами в многоуровневом импульсно-модулированном сигнале постоянно и равно разностной энергии сигнала $E = d_E^2 = 2U^2T_s$. Иногда вместо максимальной энергии ожидаемого сигнала используется средняя энергия ожидаемого сигнала, которая определяется путем усреднения энергии на 1 бит информации всех возможных импульсов в многоуровневом сигнале:

$$E_{ba} = \frac{E_b}{M} \sum_{m=1}^M (2m-1-M)^2 = \frac{E_b(M^2-1)}{3}. \quad (9)$$

Выражение для ошибки приема информации M-PAM сигнала в зависимости от средней энергии принимаемого сигнала имеет вид [1]:

$$\text{BER} = \frac{2(M-1)}{M} Q \left\{ \sqrt{\frac{6E_{ba} \log_2 M}{(M^2-1)N_0}} \right\}, \quad (10)$$

где $Q\{\dots\}$ — гауссов интеграл ошибок, N_0 — спектральная плотность мощности шума.

Результаты расчета функции ошибок BER при M-РАМ по формуле (10) показаны на рис. 4. Несмотря на то, что количество битов информации в каждом символе увеличивается с ростом числа уровней сигнала, расстояние между уровнями сигнала уменьшается, что приводит к уменьшению вероятности правильного приема каждого отдельного символа. При этом уменьшение достоверности достаточно велико. Так, например, восьмиуровневый сигнал должен быть на 10 дБ более мощным, чем бинарный сигнал, для достижения той же достоверности приема. Предпринимаются различные способы по уменьшению BER, например, путем выбора среднего значения уровня сигнала при наличии помехи [4].

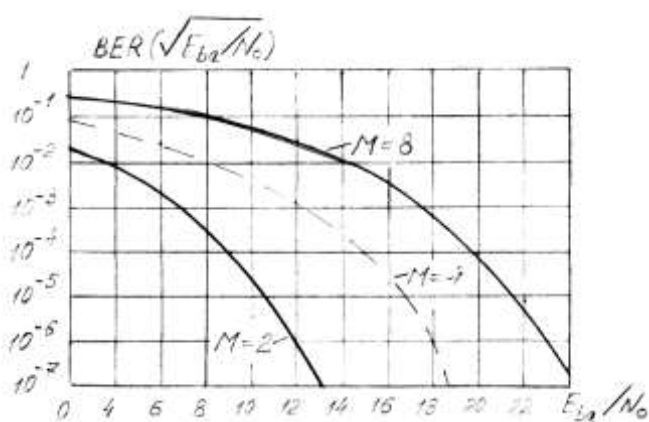


Рис. 4.

Функциональная схема радиоканала включает два компонента, назначение которых определяется как синтез и преобразование частот: синтезатор частоты и смеситель. Синтезатор частоты обеспечивает генерацию сетки высокостабильных частот, необходимую для поддержки много-

частотного режима работы сети связи. Смеситель переносит спектр модулированного сигнала из радиочастотного диапазона на промежуточную частоту (в приемнике) и с промежуточной частоты на высокую (в передатчике) для достижения требуемого качества модуляции–демодуляции и выполнения требований по электромагнитной совместимости [3].

Принято выделять два основных типа синтезаторов частоты: синтезатор частоты на основе схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и синтезатор прямого синтеза. Синтезатор с использованием схемы ФАПЧ в настоящее время является основным типом в радиостанциях мобильной связи [1].

Демодуляция РАМ-сигнала может быть осуществлена когерентным демодулятором, как квадратурным, так и полярным [1]. Вероятность битовой ошибки в такой системе связи зависит от фазовой ошибки $\Delta\varphi$ схемы ФАПЧ. Следует отметить, что для отношений сигнал/шум, меньших 5 дБ, ухудшение качества связи происходит очень быстро [5, 6]. Учет этого фактора позволит в дальнейшем определить возможный выигрыш в отношении сигнал/шум при использовании в системе M-РАМ компенсатора шумов, рассмотренного далее.

Компенсатор шумов при обробці М-РАМ сигналів

Аддитивная флуктуационная помеха, обусловленная шумами входного источника (приемник антенны) и внутренними шумами приемника (тепловые и дробовые шумы), после прохождения через избирательные цепи, в том числе и усилитель промежуточной частоты (УПЧ), имеет вид узкополосного случайного процесса [7]:

$$n(t) = A(t) \cos[\omega_{\text{ПЧ}}t + \varphi(t)], \quad (11)$$

где огибающая $A(t)$ и фаза $\varphi(t)$ являются случайными, медленно меняющимися по сравнению с $\cos\omega_{\text{ПЧ}}t$, функциями времени. Очевидно, что шум $n(t)$ — это колебание со смешанной амплитудной и фазовой модуляцией. Полезный амплитудно-модулированный сигнал может быть записан в виде (5): $s(t) = Uw(t) \cos \omega_{\text{ПЧ}}t$.

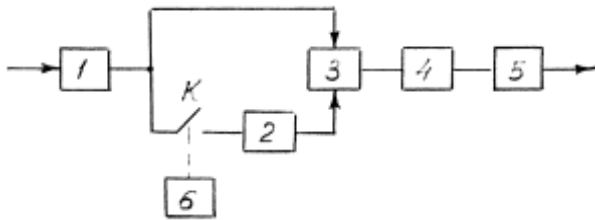


Рис. 5.

Структурная схема устройства обработки смеси сигнала и шума представлена на рис. 5, где 1 — УПЧ приемника, 2 — усилитель-инвертер, 3 — сумматор, 4 — выходной УПЧ компенсатора шумов, 5 — детектор, К — ключ для

дискретизации колебаний в компенсационном канале, 6 — схема управления.

Устройство работает следующим образом [8]. Аддитивная смесь сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$ подается в основной канал (ОК) и в компенсационный канал (КК). В КК установлен ключ К, который замыкается управляющими короткими импульсами τ , следующими с частотой дискретизации $f_d = 2f_{\text{ПЧ}}$. Устройство обработки вплоть до детектора, подключенного к выходу УПЧ блока обработки, является линейно-параметрическим и к нему применим принцип суперпозиции. Поэтому расчет сигналов и шумов в устройстве производится отдельно.

Особенностью обработки является то, что выборки смеси сигнала и шума в КК осуществляются короткими импульсами в моменты перехода сигнала $s(t)$ через ноль (рис. 6). При этом сигнал в КК после прохождения через УПЧ 4 практически будет равен нулю. Шум, поступающий в КК, дискретизируется с частотой $f_d = 2f_{\text{ПЧ}}$. Колебание на выходе ключа К можно записать в виде: $f(t) = n(t)q_\tau(t)$, где $q_\tau(t)$ — сигнал периодической последовательности импульсов длительностью τ , причем $\tau \ll T_{\text{ПЧ}}$, где $T_{\text{ПЧ}} = 1/f_{\text{ПЧ}}$.

В частотной области получаем:

$$\dot{S}_f(\omega) = \frac{1}{2\pi} \dot{S}_n(\omega) * \dot{S}_q(\omega), \quad (12)$$

Таким образом, в частотной области мы имеем свертку спектров $\dot{S}_n(\omega)$ и $\dot{S}_q(\omega)$. Очевидно [9], что выходной спектр на выходе К содержит исходный спектр узкополосного нормального шума $n(t)$ на частоте $f_{ПЧ}$ и такие же спектры на частотах $f_d, 2f_d, \dots$. УПЧ 4 выделяет спектр шума на частоте $f_{ПЧ}$, т.е. восстанавливает шум. В ОК присутствует смесь сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$. Однако в ОК сигнал и шум не ослабляются, а в КК сигнал практически равен нулю. Выборки шума в КК инвертируются с помощью усилителя-инвертора 2, подаются на сумматор 3 и затем на УПЧ 4, где происходит вычитание шумов каналов. Коэффициент усиления инвертора должен быть таким, чтобы интенсивность шумов в каналах была одинакова.

Следует подчеркнуть, что условия теоремы Котельникова в данном устройстве для шума не выполняются, поскольку, как указано ранее, шум — это колебание со смешанной амплитудной и фазовой модуляцией. Однако, поскольку в устройстве происходит обработка сильнокоррелированной помехи и $f_d = 2f_{ПЧ}$, то, как показывают расчеты, выполненные в среде MATLAB, узкополосная нормальная помеха с ростом $f_{ПЧ}$ ослабляется существенно. При исследовании подавления шума в устройстве от выхода УПЧ 1 до входа детектора возможно утверждать, что при проведении 50000 экспериментов со случайными реализациями гауссового шума подавление шума составило $-15 \dots -25$ дБ по мощности. На рис. 7 приведена зависимость ослабления шума от $f_{ПЧ}/2\Delta f = f_{ПЧ}/2F_m$, где F_m — максимальная частота в спектре входного сигнала, $P_{УПЧ1}/P_{нд}$ — отношение мощностей шума на выходе УПЧ приемника и на входе детектора.

Для определения коэффициента усиления инвертора также проведена серия расчетов для различных τ . Так при $\tau = T_{ПЧ}/8$, $K_{инв} = 2$. Очевидно, что ключ К, усилитель-инвертор, сумматор и выходной УПЧ должны быть достаточно широкополосными, чтобы пропустить выборки длительностью τ .

Схема управления б формирует импульсную последовательность с частотой следования импульсов f_d и заданной длительностью τ . Эта последовательность формируется из гармонического колебания генератора с частотой $f_{ПЧ}$.

При наличии фазовой ошибки схемы ФАПЧ в реальном шумовом радиоканале выборки в КК не будут браться в моменты перехода сигнала через ноль, а будут смещены на $\Delta\phi$. При этом сигнал будет поступать и в компенсационный канал и вычитаться из сигнала основного канала, т.е. выигрыш устройства в отношении сигнал/шум будет уменьшаться. Нетрудно показать, что ослабление сигнала на выходе УПЧ 4 в зависимости от фазовой ошибки схемы ФАПЧ $\Delta\phi$ определяется выражением: $L[\text{дБ}] = 10\lg[1/(1 - \sin \Delta\phi)]^2$.

Известно, что схема ФАПЧ нормально функционирует при отношении сигнал/шум $\rho \geq 5$ дБ [5]. При этом для $\rho = 5$ дБ ошибка равна $\Delta\phi =$

32,3°[10]. Следовательно, ослабление сигнала составит $L = 6,64$ дБ.

Таким образом, с учетом особенностей схемы ФАПЧ, мы не должны работать при отношении сигнал/шум менее 5 дБ. Современные ЦСС допускают в речевой радиолинии наличие одной ошибки на 1000 бит передаваемой информации, т.е. $P_b \leq 10^{-3}$. В то же время многие информационные системы предъявляют значительно более жесткие требования, допуская $P_b \leq 10^{-6}$. Исходя из этих данных возможно определить выигрыш в отношении сигнал/шум, обеспечиваемый компенсатором шумов, для заданной величины BER и числа уровней M .

Так, при $BER = 10^{-3}$ (рис. 4) и 8-уровневой РАМ требуется $E_{ba}/N_0 = 18$ дБ. Как отмечалось ранее, схема ФАПЧ работает при $\rho = 5$ дБ. При этом дополнительное ослабление сигнала в компенсаторе шумов составляет 6,64 дБ и он обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум, лежащий в пределах 8,36...18,36 дБ. Следовательно, предлагаемое техническое решение может обеспечить успешное функционирование системы с многоуровневой РАМ при $\rho \approx 5$ дБ. Кроме того, оно дает необходимый выигрыш в отношении сигнал/шум при надлежащем выборе отношения $f_{ПЧ}/2F_m$ (рис. 7) для требуемой вероятности битовой ошибки.

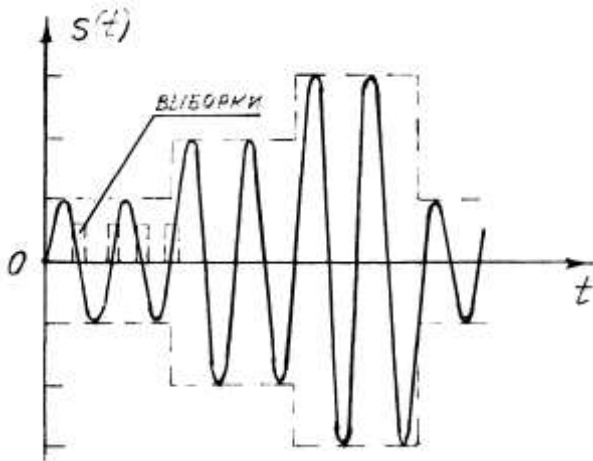


Рис. 6.

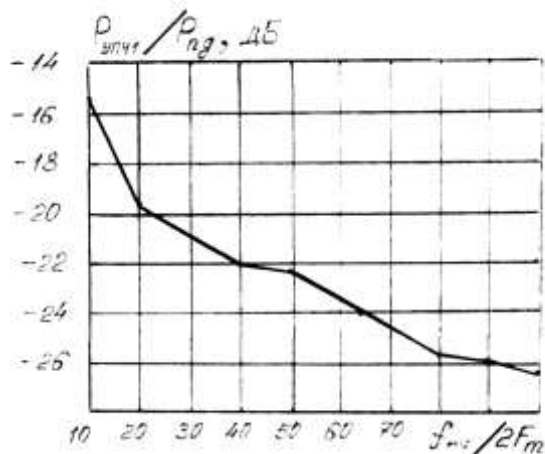


Рис. 7.

Учитывая спектральную эффективность многоуровневой РАМ, использование компенсатора шумов делает этот вид модуляции также и энергетически эффективным, перспективным и конкурентоспособным.

Недостатком системы связи с М-РАМ, как и многих других систем, использующих модуляцию с непостоянной огибающей, является невозможность использования энергетически эффективных усилителей класса С в передатчике.

Следует отметить, что компенсатор шума может быть также использован в системах связи с когерентной бинарной фазовой модуляцией.

Выводы

1. Многоуровневая импульсная амплитудная модуляция цифровых сиг-

налов, используемая в мобильной связи, является спектрально-эффективной. Однако с ростом числа уровней сигнала она требует существенного увеличения отношения сигнал/шум.

2. Предложенный в статье компенсатор шума, работающий на промежуточной частоте приемника, обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум, лежащий в пределах 8–18 дБ при фазовой ошибке схемы ФАПЧ $\Delta\varphi = 33^\circ$.

3. Данное техническое решение позволяет получить значительный выигрыш в отношении сигнал/шум при заданной вероятности ошибки.

4. Описанная М-РАМ система связи с компенсатором шума является энергетически эффективной, перспективной и конкурентоспособной.

Перечень ссылок

1. Галкин В. А. Цифровая мобильная радиосвязь / В. А. Галкин. – М. : Горячая линия–Телеком, 2007. – 432 с. – ISBN 5-93517-252-6.
2. Rashdan M. Differential-Time and Pulse-Amplitude Modulation Signaling for Serial Link Transceivers / Mostafa Rashdan, James W. Haslett // *Multiple-Valued Logic : Proc. of IEEE 44th Int. Symp. ISMVL, 19–21 May 2014, Bremen.* – 2014. – pp. 248–253. – DOI : <http://dx.doi.org/10.1109/ISMVL.2014.51>.
3. Маковеева М. М. Системы связи с подвижными объектами / М. М. Маковеева, Ю. С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с. – ISBN 5-256-01562-1.
4. Anttonen A. Energy Detection of Multilevel PAM Signals with Systematic Threshold Mismatch / Antti Anttonen, Adrian Kotelba, Aarne Mämmelä // *Journal of Electrical and Computer Engineering.* – 2009. – ID : 457342. – DOI : <http://dx.doi.org/10.1155/2009/457342>.
5. Чуркин Е. И. Следящие фазовые системы и помехоустойчивость радиосвязи / Е. И. Чуркин. – Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 1983. – 239 с.
6. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты ; 2-е изд. доп. / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. – М. : Связь, 1972.
7. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы : 3-е изд. перераб. и доп. / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 1977. – 608 с.
8. Пат. України № 71118. Чутливий підсилювач з малим рівнем шумів / О. С. Макарченко. – Опубл. 10.07.2012.
9. Латхи Б. П. Системы передачи информации / Б. П. Латхи ; пер. с англ. Б. И. Кувшинова. – М. : Связь, 1971. – 324 с.
10. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с. – ISBN 5-8459-0497-8.

References

1. Galkin V. A. (2007) *Tsifrovaya mobil'naya radiosvyaz'* [Digital mobile radiocommunication]. Moscow, Goryachaya liniya–Telekom, 432 p.
2. Rashdan M. and Haslett J. W. (2014) Differential-Time and Pulse-Amplitude Modulation Signaling for Serial Link Transceivers. *Multiple-Valued Logic (ISMVL), 2014 IEEE 44th International Symposium on*, pp. 248–253. DOI: 10.1109/ISMVL.2014.51.
3. Makoveeva M. M. and Shinakov Yu. S. (2002) *Sistemy svyazi s podvizhnymi ob"ektami* [System for Mobile Communications]. Moscow, Radio i svyaz', 440 p.
4. Antti Anttonen, Adrian Kotelba and Aarne Mämmelä. (2009) Energy Detection of Multilevel PAM Signals with Systematic Threshold Mismatch. *Research Letters in Commu-*

nications, Vol. 2009, Article ID 457342, 4 p. DOI: 10.1155/2009/457342.

5. Churkin E. I. (1983) *Sledyashchie fazovye sistemy i pomekhoustoichivost' radiosvyazi* [Continuous phase system and noise immunity of radio communication]. Saratov, Izdatelstvo Saratovskogo universiteta, 239 p.

6. Shakhgil'dyan V. V. and Lyakhovkin A. A. (1972) *Sistemy fazovoi avtopodstroiki chastoty* [A phase-locked loop], Moskov, Svyaz' Publ.

7. Gonorovskii I. S. (1977) *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio Circuits and Signals]. Moskov, Sov. radio Publ., 608 p.

8. Makarenko A. S. (2012) *Sensitive amplifier with low noise level*. Patent UA, no. 71118.

9. Lathi B. P. (1968) *Communication Systems*. John Wiley & Sons Inc.

10. Sklar B. (2001) *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd ed. New Jersey: Prentice-Hall.

Макаренко. О. С., Литвінцев С. М. Завадостійка обробка цифрових сигналів з багаторівневою імпульсною модуляцією. Розглянуті основні властивості та особливості спектрально-ефективної багаторівневої імпульсної амплітудної модуляції цифрових сигналів при когерентному прийомі. Показано, що схема ФАПЧ, яка використовується в приймачі, працездатна при відношенні сигнал шум $\rho \geq 5$ дБ. Описана нова схема компенсатора шумів на проміжній частоті, яка дозволяє отримати вигоди у відношенні сигнал/шум, що лежить в межах 8–18 дБ при фазовій помилці схеми ФАПЧ рівній 33° . Це дозволяє працювати в системах з М-РАМ при відношенні сигнал/шум порядку 5 дБ, тобто отримати потрібний вигоди у відношенні сигнал/шум при заданій імовірності бітової помилки. Можлива робота не тільки з восьмирівневою РАМ, але і в системах з РАМ більш високого рівня. Розглянуте технічне рішення робить спектрально-ефективну систему з багаторівневою РАМ також і енергетично ефективною, перспективною і конкурентноздатною. Очевидно, що потужність передавачів стільникових телефонів і радіорелейних ліній зв'язку може бути зменшена в десятки разів або при незмінній потужності передавачів суттєво підвищена якість зв'язку або дальність.

Ключові слова: багаторівнева модуляція, спектральна щільність потужності, BER, відносна величина помилково прийнятих бітів, компенсатор шумів, схема фазового автопідстроювання частоти, ФАПЧ.

Макаренко А. С., Литвінцев С. Н. Помехоустойчивая обработка цифровых сигналов с многоуровневой импульсной амплитудной модуляцией. Рассмотрены основные свойства и особенности спектрально-эффективной многоуровневой импульсной амплитудной модуляции цифровых сигналов при когерентном приеме. Показано, что схема ФАПЧ, используемая в приемнике, работоспособна при отношении сигнал/шум $\rho \geq 5$ дБ. Описана новая схема компенсатора шумов на промежуточной частоте, позволяющая получить выигрыш в отношении сигнал/шум, лежащий в пределах 8–18 дБ при фазовой ошибке схемы ФАПЧ, равной 33° . Это позволяет работать в системах с М-РАМ при отношении сигнал/шум порядка 5 дБ, т.е. получить нужный выигрыш в отношении сигнал/шум при заданной вероятности ошибки. Возможна работа не только с восьмиуровневой РАМ, но и в системах с РАМ более высокого порядка. Предложенное техническое решение делает спектрально-эффективную систему с многоуровневой РАМ также и энергетически эффективной, перспективной и конкурентоспособной. В результате мощность передатчиков сотовых телефонов и радиорелейных линий связи может быть уменьшена в десятки раз либо при неизменной (прежней) мощ-

ности передатчиков существенно улучшено качество связи или увеличена дальность.

Ключевые слова: многоуровневая модуляция, спектральная плотность мощности, BER, относительная величина ошибочно принятых битов, компенсатор шумов, схема фазовой автоподстройки частоты, ФАПЧ.

Makarenko A. S., Litvintsev S. N. Noise-immunity processing of digital multilevel pulse-amplitude modulation signals

Introduction. The main properties and features of spectral-effective multi-level pulse amplitude modulation digital signals at coherent reception are presented. It is shown that the phase locked loop circuit (PLL) circuit used in the receiver is able to work at SNR > 5 dB.

Object of the paper. We propose a new scheme of noise compensator at an intermediate frequency, allowing us to obtain increasing of SNR on 15–25 dB when error of PLL is equal zero. The noise compensator has the gain 8–18 dB at error of PLL = 33° that is able to work at SNR = 5 dB. As result, we can obtain a required SNR for determined BER in systems with multi-level PAM.

Conclusions. This technical solution makes a spectrally-efficient system using multi-level amplitude modulation is also energy efficient, forward-looking and competitive. The power transmitters of cell phones and radio relay lines of mobile communication systems can be reduced by 10 times or at the same transmitter power improvement the quality of communication or range is presented.

Keywords: multi-level modulation, SNR, PSD, power spectrum density, BER, bit error rate, noise compensator, phase locked loop, PLL.