

УДК 621.376

О.В. Рязанцев, А.А. Андреев, А.Ю. Михацкий

**СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНАЯ МОДИФИКАЦИЯ ОФМ**

**Введение.** Вся эволюция систем связи, в которых кодек и модулятор независимы, указывает на обменный характер соотношения между помехоустойчивостью и спектральной эффективностью таких систем. Причем, этот характер имеет место как для аналоговых, так и для цифровых систем, что, в частности, потребовало разработки и реализации весьма громоздких алгоритмов информационного сжатия для достижения приемлемых значений ширины спектра цифровых каналов. В настоящее время есть понимание того, что для оптимального формирования сигнала процессы кодирования и модуляции должны быть определенным образом согласованы, т.е. представлять по существу, единый процесс (кодированная модуляция [1]).

**Постановка задачи исследований.** Соответственно, для оптимальной обработки сигнала требуется согласованная работа демодулятора и декодера. Не исключено, что каждая пара этих функций может быть реализована в одном устройстве.

Так, например, известно, что одной из наиболее помехоустойчивых систем является система связи с фазовой манипуляцией (ФМ), причем, её разновидность ОФМ – относительная ФМ не требует передачи опорного сигнала, т.к. его роль выполняет предыдущая посылка (радиоимпульс) [2]. Однако, скачок фазы на границе двух соседних посылок приводит к существенному распылению спектра такого сигнала. В простейшем случае «опрокидывания фазы» (однократная ФМ) колебаний на  $\pi$  в области перехода между радиоимпульсами выражение для сигнала имеет вид [3]

$$\alpha(t) = \frac{2A_0}{\pi} \left\{ [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \frac{1}{3} [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t] + \frac{1}{5} [\cos(\omega_0 + 5\Omega)t - \cos(\omega_0 - 5\Omega)t] + \dots \right\},$$

где  $\Omega$  - половинная частота следования радиоимпульсов. Как видно, теоретически этот спектр бесконечен, однако, основной вклад имеют линии с частотами  $\omega_0 - \Omega$  и  $\omega_0 + \Omega$ , причем, линия с частотой  $\omega_0$  в этом спектре отсутствует. Ориентируясь на изложенное выше попытаемся определить вид компенсирующей АМ для данного сигнала с целью сужения его спектра. Учитывая, что производная от фазы сигнала по времени равна мгновенному значению его частоты, а резкое изменение фазы происходит именно в области перехода между радиоимпульсами, можно прийти к выводу о том, что в этой области необходимо соответствующим образом уменьшить амплитуду сигнала, а для идеального скачка фазы эта амплитуда должна обращаться в ноль.

**Методика исследования.** Переход от нулевых амплитуд на границах радиоимпульса до конечного значения амплитуды в его центре должен быть наиболее плавным (минимальное распыление спектра), т.е. происходить по гармоническому закону. В результате, вместо классического сигнала ОФМ (рис.1в) получим сигнал, показанный на рис.1б.

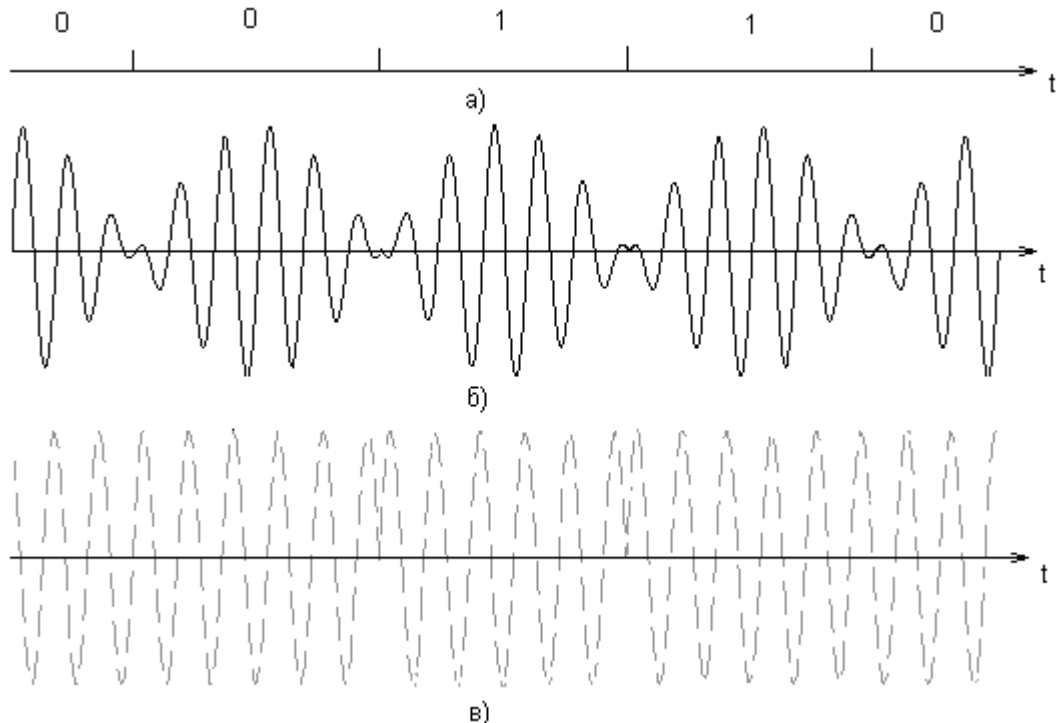


Рисунок 1 - Пример временных зависимостей сигналов Н-ОФМ и ОФМ для кода 00110. а) –представляемый код, б) – сигнал «нуль-ОФМ», в) –сигнал ОФМ

Каждой кодовой позиции «1» или «0» соответствует, например скачок фазы в момент перехода амплитуды через ноль или его отсутствие, т.е. фазовая манипуляция, соответствующая передаваемой кодограмме должна быть строго когерентна компенсирующей АМ.

Спектр предлагаемого сигнала ОФМ на рис.1б нет нужды определять специально, т.к. точно такой же вид имеет сигнал биений – результат сложения двух гармонических колебаний с одинаковыми амплитудами и различными частотами (или сигнал DSB). Если частота одного из них равна  $\omega_0$ , а второго  $\omega_0 + \Delta\omega$ , то уравнение биений

$$a(t) = 2A_0 \cos \frac{\Delta\omega}{2} t + \cos \omega_0 t$$

Как видно, первый гармонический сомножитель определяет форму огибающей, а обращение амплитуды в ноль происходит при условии  $\frac{\Delta\omega}{2} t = \frac{\pi}{2} (2n + 1)$ , где  $n = 0, 1, 2 \dots$ . Интервал между соседними узлами, т.е. период следования радиоимпульсов  $T_n = \frac{2\pi}{\Delta\omega}$ .

Итак, если в качестве базовой взять временную последовательность сигнала биений, т.е. последовательность радиоимпульсов с гармонической огибающей и скачком фазы на  $\pi$  в каждом из узлов, то информацию сообщения можно заложить в такую последовательность в виде наличия или отсутствия скачка фазы в этих узлах. Для определения спектра полученного сигнала использовалось моделирование в ПО MathCad [4], причем в качестве сигнала сообщения использовалась псевдослучайная знаковая функция, а сам сигнал представлял собой произведение этой функции на сигнал биений. Знаковая функция подбиралась таким образом, чтобы знаковые скачки приходились строго на узлы опорного сигнала биений. Результаты моделирования приведены на рис.2.

В данном случае на псевдослучайную последовательность не накладывалось никаких дополнительных требований, т.е. допускалось, что манипуляция фазы или ее отсутствие могли выполняться в любом узле опорного сигнала. Был также проанализирован вариант, при котором подобные манипуляции могли быть осуществлены только в четных узлах опорного сигнала, т.е. количество нулей и единиц в результирующем сигнале любого вида

было одинаковым, т.е каждая кодовая позиция содержала в этом случае только четное число радиоимпульсов. Спектр такого сигнала представлен на рис.3

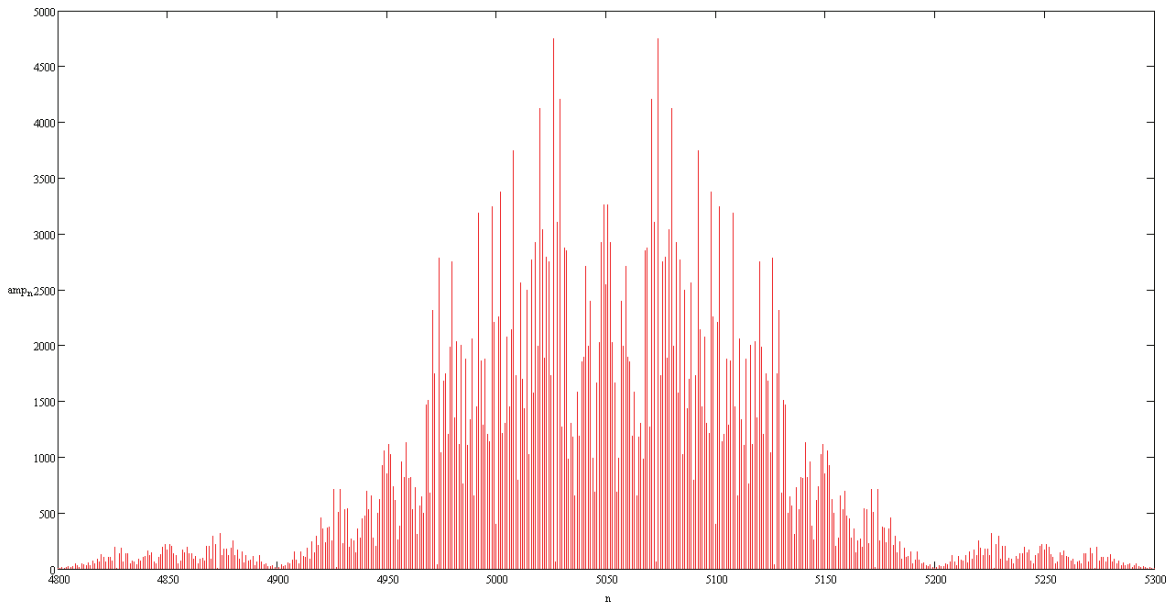


Рисунок 2 - Спектр сигнала Н-ОФМ для случайного сообщения

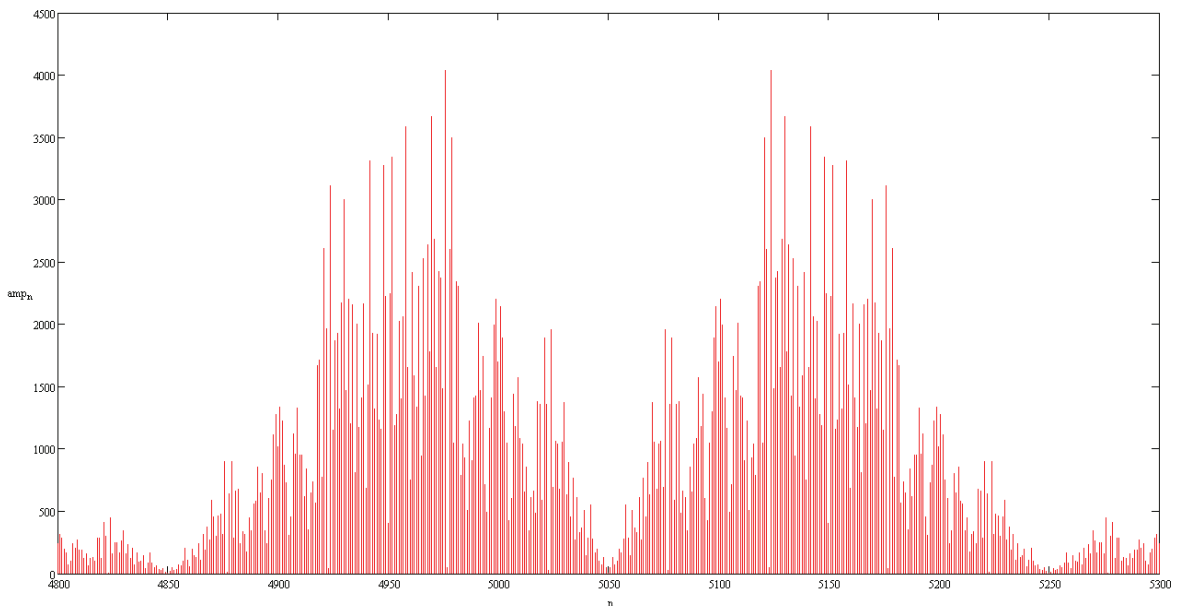


Рисунок 3 - Спектр сигнала Н-ОФМ при избыточном кодировании

Как видно из рисунков, при избыточном кодировании полностью подавляется частота заполнения радиоимпульсов, а вместо спектральных линий опорного сигнала биений возникают две спектральные полосы, ширина каждой из которых практически совпадает со скоростью передачи информации. При обычном кодировании спектральная линия, соответствующая частоте заполнения радиоимпульсов присутствует. Оба спектра симметричны

относительно частоты заполнения, причем ширина боковых полос для неизбыточного кодирования оказывается приблизительно в 1.33 раза меньше, чем для избыточного. Оба варианта оказываются достаточно спектрально эффективными и, в принципе, позволяют реализовать цифровой вариант SSB.

В работе исследован еще один вариант формирования опорного сигнала биений в котором каждая из двух компонент этого сигнала расщеплялась на две квадратурные составляющие, а манипуляция фазы в узле радиоимпульса при наложении сигнала сообщения осуществлялась только над одной парой этих составляющих. Результаты проведенного моделирования при псевдослучайном сообщении для данного варианта (расщепленная квадратурная манипуляция) приведены на рис.4.

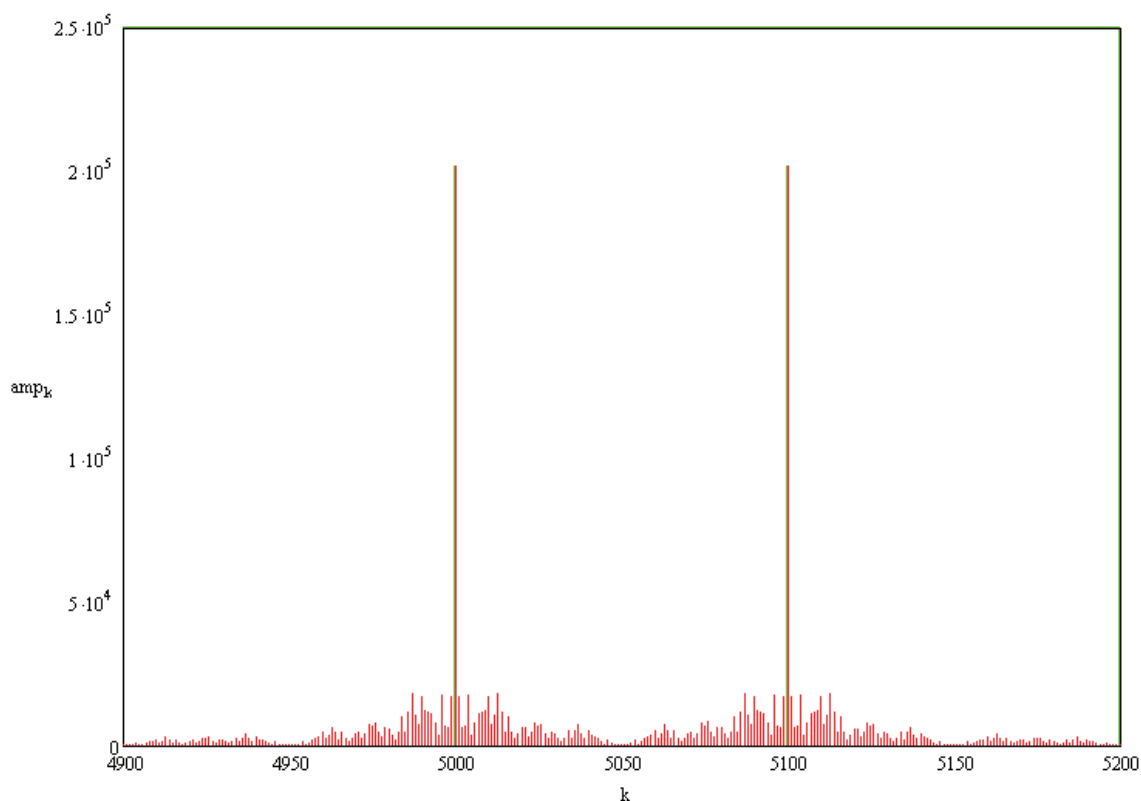


Рисунок 4 - Спектр сигнала Н-ОФМ при расщепленной квадратурной фазовой манипуляции

Как видно, полученный спектр содержит две основные линии, соответствующие компонентам опорного сигнала биений, т.е. является еще более спектрально эффективным, чем предыдущие – пространство между этими линиями практически пустое, что может

позволит, например, сформировать каналы связи для такого сигнала следующим образом.

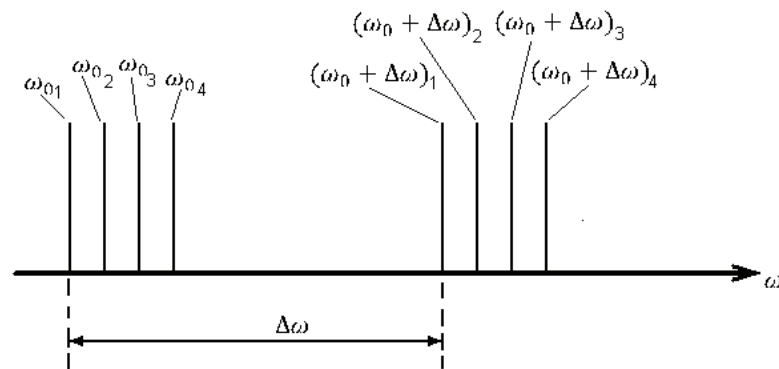


Рисунок 5 - Вариант частотного распределения каналов связи для Н-ОФМ

Такой способ формирования каналов, обусловлен следующей причиной. В настоящее время практически все системы связи являются цифровыми, причем по традиции для повышения помехоустойчивости этих систем относительно узкоспектральных помех, спектр сигнала стремятся сделать по возможности более широким, в пределе – шумоподобным. В результате для каждой из систем связи все остальные по существу являются источниками шума. И по этой причине система связи использующая линейчатый спектр сигнала с ограниченным количеством спектральных линий может оказаться более помехоустойчивой.

Однако, в отличие от любой другой цифровой системы связи в которой кодер и модулятор работают независимо, в данном варианте требуется максимальная когерентность процесса фазовой манипуляции и момента перехода амплитуды через ноль, что, очевидно потребует новых архитектурных решений как передающих, так и приемных устройств. Кроме того, можно представить такую Н-ОФМ с кратностью больше единицы, однако, если увеличение кратности обычной ОФМ приводит к росту её эффективности (см. например [2]), то для Н-ОФМ, кроме аппаратного усложнения такое увеличение ни к чему не приведет – спектр сигнала Н-ОФМ отличается от вообще немодулированного наличием ещё одной спектральной линии, вместо одной – две. Для увеличения же скорости передачи достаточно расширить частотный зазор между канальной парой этих линий.

Заметим, что форма сигнала, приведенного на рис.1б, может быть использована и для частотной манипуляции (в таком варианте

«Н-ЧМ») с той разницей, что частота заполнения радиоимпульсов может принимать одно из двух значений, а информация отображается наличием или отсутствием скачка частоты на границе между соседними радиоимпульсами. Спектр такого сигнала сложнее, чем спектр Н-ОФМ, однако, в данном варианте Н-ЧМ благодаря компенсирующей АМ практически устраняется паразитный скачок фазы на переходе между радиоимпульсами, приводящий к дополнительному расширению спектра – в момент скачка амплитуда сигнала близка к нулю. В этом случае отпадает необходимость использования систем ЧМ с непрерывной фазой (ЧМНФ) или модуляции с минимальным сдвигом (ММС).

**Выводы.** Показано, что определенным образом согласованная работа кодера и модулятора может привести к существенному увеличению эффективности цифрового канала связи. Так, например, для предложенных вариантов ОФМ (Н-ОФМ (ZPSK)) показано, что в случае избыточного кодирования спектр сигнала в 1.5 раза больше скорости передачи информации, для избыточного – в 2 раза, а для расщепленной квадратурной Н-ОФМ расстояние между основными линиями спектра в точности равно скорости передачи информации. Полученные результаты создают предпосылки для дальнейших исследований в данном направлении.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Теория электрической связи. Под ред. Д.Д. Колосского, М., «Радио и связь», 1998.
2. Н.Т. Петрович. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. М., «Советское радио», 1965.
3. И.С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы, часть I. М., «Советское радио», 1966
4. [www.mathsoft.com](http://www.mathsoft.com).

Получено 14.03.2008 г.