

РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.391

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф-м.н., доцент
КУЛИК М.В., ассистент

Днепродзержинский государственный технический университет

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ
КОМБИНИРОВАННОЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ
С ПЕРЕХОДОМ ЧЕРЕЗ НОЛЬ

Введение. В работе [1] предложен метод комбинированной АМ-ФМ (нуль-ОФМ) для цифровых систем передачи информации, который, предположительно, должен обладать высокой спектральной эффективностью.

Так, например, известно, что одной из наиболее помехоустойчивых систем является система связи с фазовой манипуляцией (ФМ), причём её разновидность ОФМ – ортогональная ФМ не требует передачи опорного сигнала, т.к. его роль выполняет предыдущая посылка (радиоимпульс). Однако скачок фазы на границе двух соседних посылок приводит к существенному «опрокидыванию фазы» (однократная ФМ) колебаний на π в области перехода между радиоимпульсами, а выражение для сигнала имеет вид:

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

где Ω – половинная частота следования радиоимпульсов. Как видно, теоретически этот спектр бесконечен, однако, основной вклад имеют линии с частотами $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$, причём линия с частотой ω_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.

Постановка задачи. Провести сравнительный анализ потенциальных возможностей комбинированной АМ-ФМ с переходом через ноль в цифровой системе связи.

Результаты работы. Проанализируем потенциальные возможности системы связи, использующей фазовую манипуляцию, дополненную гармонической огибающей, которая, в свою очередь, обеспечивает переход через ноль на границе соседних радиоимпульсов.

Формирование сигнала в этом случае сводится к сложению двух гармонических колебаний с частотами ω_1 и ω_2 , дающими биения $2 \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} * t * \cos \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} * t$, где первым множителем является «медленная» огибающая (её модуль имеет смысл амплитуды). Результат сложения показан на рис.1.

Амплитуды складываемых колебаний для простоты приняты равными единице. При этом на границе радиоимпульсов в момент перехода через ноль происходит скачок фазы на π . Гармоническое заполнение с частотой $(\omega_1 + \omega_2) / 2$ практически не оказывает

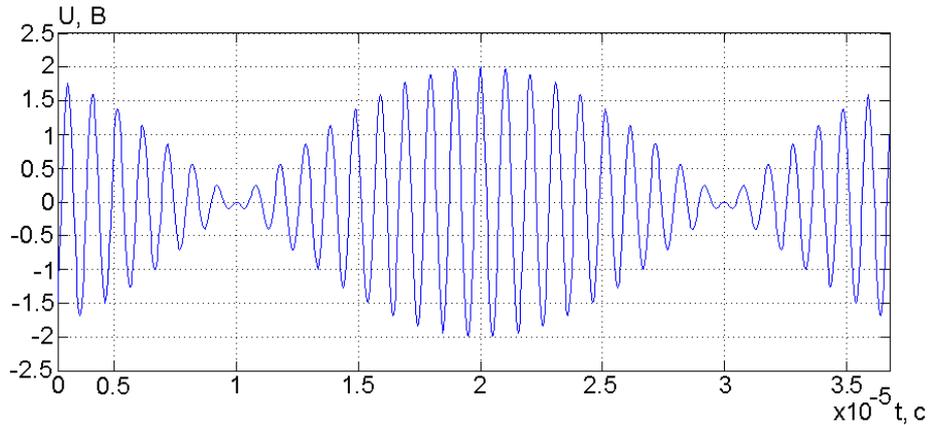


Рисунок 1 – Сигнал биений

влияния на колебательный контур приёмника, настроенный на такую частоту, именно вследствие этих скачков, зато вызывает резонансные явления у контуров, настроенных на частоты ω_1 и ω_2 . Различие откликов этой триады контуров на данный сигнал зависит от следующих факторов. Постоянная времени колебательного контура $\tau_k = 2 * Q / \omega_p$, где Q – добротность, ω_p – резонансная частота контура. Для идеального π -скачка и неизменной амплитуды время установления колебаний $t_0 = 0,693 * \tau_k$, т.е. $t_0 \sim \frac{Q}{\omega_p}$.

Рассмотрим теперь зависимость параметров радиоимпульса от соотношения между ω_1 и ω_2 . Период гармонической огибающей (длительность радиоимпульса τ_0) легко определить из условия $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} * \tau_0 = \pi \Rightarrow \tau_0 = \frac{2 * \pi}{\omega_1 - \omega_2}$. Учитывая, что период гармо-

нического заполнения $T_3 = \frac{4 * \pi}{\omega_1 + \omega_2}$, определим число полных колебаний заполнения, укладываемых на интервале τ_0 :

$$N = \frac{\tau_0}{T_3} = \frac{1}{2} * \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 - \omega_2}. \quad (2)$$

Известно также, что добротность Q пропорциональна числу колебаний, совершенных за время уменьшения их амплитуды в e раз, т.е. $Q = \pi * N_e$. Тогда выражение для t_0 можно представить в виде $t_0 \approx \frac{4 * N_e}{\omega_p}$.

Отсюда следует, что в зависимости от соотношения между N радиоимпульса и N_e колебательного контура можно выделить следующие характерные случаи.

При $N_e \ll N$ в контуре, настроенном на частоту заполнения $(\omega_1 + \omega_2) / 2$, после π -скачка колебания практически полностью восстанавливаются, в то время как отклики контуров, настроенных на ω_1 и ω_2 , будут выражены менее отчётливо – только во временном интервале окрестности перехода через ноль. Если же поменять условие на обратное, т.е. положить $N < N_e$, то, наоборот, реакция контура, настроенного на $(\omega_1 + \omega_2) / 2$, будет выражена слабо, а отклики остальных двух будут существенными.

Если считать, как для обычной ОФМ, что информация о наличии «0» или «1» заключается в отсутствии или наличии π -скачка фазы на границе раздела радиоимпульсов, то, как следует из изложенного, об этом можно судить по реакции колебательных контуров на такой сигнал. При этом следует выбрать условие, при котором различие в

откликах будет максимальным. Очевидно, в этом случае следует положить $N \approx N_e$. Тогда, например, для некоторой дискретной равномерной последовательности π -скачков реакция контуров с резонансными частотами ω_1 и ω_2 будет максимальной (практически режим биений), а контура, настроенного на $(\omega_1 + \omega_2)/2$, – минимальной. Разумеется, такая последовательность не несёт информации, а сигнал имеет две спектральные линии ω_1 и ω_2 . Наложение сообщения означает в этом случае, что узлы с π -скачком будут некоторым образом чередоваться с узлами, в которых течение фазы будет непрерывным. В эти интервалы времени увеличится вес линии $(\omega_1 + \omega_2)/2$ и отклик соответствующего контура, а отклики контуров с ω_1 и ω_2 , соответственно, существенно уменьшатся. Тактовая частота для такого сигнала может быть легко выделена обычным АМ-детектором, фиксирующим переход через ноль.

Рассмотрим в качестве простого примера контур с резонансной частотой в 1 МГц и добротностью 100.

Тогда $\tau_K = \frac{2 * Q}{\omega_p} \approx 32 \text{ мкс}$, $T_0 \approx 0,693 * \tau_K \approx 22 \text{ мкс}$, а число периодов колебаний, со-

ответствующее времени релаксации, $N_p \approx 3 * N_e = \frac{t_0}{T_p} \approx 22$.

Т.е. длина радиоимпульса, выраженная в периодах колебаний, составляет приблизительно 20 периодов. Определим соответствующие частоты ω_1 и ω_2 для этой длины радиоимпульса:

$$N_p = \frac{1}{2} * \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 - \omega_2} \Rightarrow \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{41}{39}. \quad (3)$$

Полагая, например, $f_1 = 1 \text{ МГц}$, получаем $f_2 = 0,95 \text{ МГц}$, т.е. спектральные линии f_1 и f_2 отстоят на 50 кГц. С другой стороны, известно, что полоса пропускания контура на уровне 0,707 определяется как $2\Delta f = \frac{f_p}{Q} = 10 \text{ кГц}$, а на уровне 0,4 – приблизительно 20 кГц.

Таким образом, частоты f_1 и f_2 и $(f_1 + f_2)/2$ будут достаточно хорошо выделяться соответствующими контурами, а спектральная полоса, занимаемая таким каналом связи, составляет величину около 50 кГц. Символьная скорость передачи информации в этом случае оказывается равной $J \approx \frac{f_1}{20} = 50 \text{ Кбит/с}$, т.е. численно совпадает с занимаемой спектральной полосой, что полностью соответствует выводам, полученным в [2], где проанализированы соотношения между максимально допустимой символьной скоростью передачи информации и добротностью частотно-селективного устройства (ЧСУ), выделяющего амплитудно-манипулированный сигнал.

Описанную ситуацию логично изменить, если несколько нарушить условие $N_p = N$, где $N_p = \frac{1}{2} * \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1 - \omega_2}$ или $\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{f_1}{f_2} = \frac{2N_p + 1}{2N_p - 1}$.

Как видно, если длину радиоимпульса уменьшить по сравнению с N_p , например, в 4...5 раз, то разнос частот f_1 и f_2 можно увеличить до 300 кГц. Уровень сигнала и различимость кодовых посылок при этом снизится, но это позволит сформировать каналы связи для такого сигнала следующим образом (рис.2).

Такой способ формирования каналов обусловлен следующей причиной. В настоящее время практически все системы связи являются цифровыми, причём, по традиции, для повышения помехоустойчивости этих систем относительно узкоспектральных помех спектр сигнала стремятся сделать по возможности более широким, в пределах –

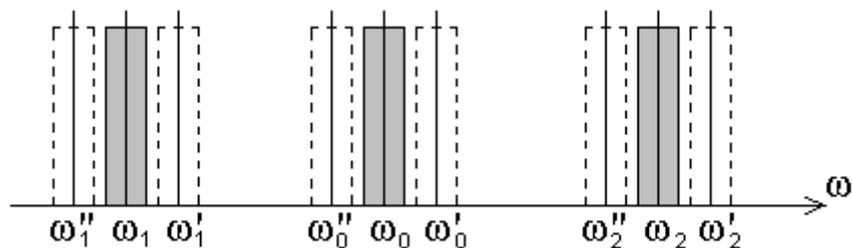


Рисунок 2 – Частотный план формирования каналов

шумоподобным. По этой причине система связи, использующая линейчатый спектр сигнала с ограниченным количеством спектральных линий, может оказаться более помехоустойчивой. В отличие от любой другой цифровой системы связи, в которой кодер и модулятор работают независимо, в данном варианте требуется максимальная когерентность процессов фазовой манипуляции и момента перехода через «ноль», что, очевидно, потребует новых структурных решений как передающих, так и приёмных устройств. Кроме того, такая форма сигналов может быть использована и для частотной манипуляции («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 этом случае отпадает необходимость использования систем ЧМ с непрерывной фазой (ЧМНФ) или модуляции с минимальным сдвигом (ММС).

Выводы. 1. В работе показано, что при традиционном способе использования ЧСУ комбинированная АМ-ФМ и просто АМ имеют сходные соотношения между символьными потоками и спектральной шириной канала, т.к. в обоих случаях основным фактором, влияющим на эти соотношения, являются релаксационные свойства ЧСУ. В то же время достоинством комбинированной АМ-ФМ по сравнению с АМ или обычной ОФМ можно считать простоту и надёжность выделения тактовой частоты в случае длинных последовательностей «нулей» или «единиц».

2. Показано, что определённым образом согласованная работа кодера и модулятора и увеличение разности первых боковых спектральных линий может привести к существенному повышению эффективности цифровых каналов связи, в том числе помехоустойчивости.

3. Предложенный способ формирования сигнала может быть применён и для частотной манипуляции («Н-ЧМ»), предполагающей переход через «ноль» на границе соседних радиоимпульсов. При этом распыление спектра вследствие паразитной фазовой манипуляции может быть существенно снижено.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рязанцев О.В. Спектральноэффективная модификация ОФМ / Рязанцев О.В., Андреев А.А., Михацкий А.Ю. // Системные технологии: сб. науч. трудов. – Днепропетровск. – 2008. – Выпуск 2(55). – С.140-144.
2. Рязанцев О.В. О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией. / Рязанцев О.В., Кулик М.В. // Сб. науч. трудов ДГТУ (технические науки). – Днепропетровск: ДГТУ. – 2010. – Выпуск 2(15). – С.72-76.

Поступила в редколлегию 02.03.2015.