

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ ТА РАДІОТЕХНІКА

УДК 621.391

DOI 10.31319/2519-2884.34.2019.15

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф-м.н., доцент

КУЛИК М.В., ассистент

МАРЧЕНКО С.В., к.ф-м.н., доцент

Днепропетровский государственный технический университет, г. Каменское

О ВОЗМОЖНОСТЯХ ПРАКТИЧЕСКОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СИГНАЛА С ФАЗОВЫМИ ВРЕЗКАМИ

Введение. Цифровые сигналы при всех их достоинствах имеют один существенный недостаток – низкую спектральную эффективность. Так, например, этот недостаток затормозил возникновение цифрового телевидения более чем на полвека, до тех пор, пока не были разработаны алгоритмы информационного сжатия [1, 2]. По нашему мнению, такая ситуация сложилась вследствие традиционного подхода, перенесенного из аналоговых систем передачи информации и интерпретации Фурье-спектров [3].

Рассмотрим сигнал, представляющий собой сумму двух гармонических колебаний с частотами ω_1 и ω_2 . Результатом, как известно, является так называемое биение, то есть сигнал с гармонической огибающей частотой, равной разности ω_1 и ω_2 , и гармоническим заполнением с частотой, равной полусумме ω_1 и ω_2 . Причём, если амплитуды слагаемых одинаковы, то амплитуда огибающей переходит через ноль. В любом случае, либо в точке перехода через ноль, либо в минимуме размаха огибающей происходит скачок фазы на π . Если попытаться выделить данный сигнал с помощью частотно-селективного устройства (ЧСУ), настроенного на частоту, равную $(\omega_1 + \omega_2)/2$, то результат будет отрицательный, хотя в линии связи, например, воздушной присутствует колебание именно этой частоты. Как ни странно, на первый взгляд, для того, чтобы выделить этот сигнал, необходимо иметь два ЧСУ, настроенные на ω_1 и ω_2 соответственно, и просуммировать полученные сигналы или использовать одно, широкополосное ЧСУ, в полосу пропускания которого будут входить ω_1 и ω_2 . Если же подать сигнал биений на устройство, лишённое частотной селективности, например, осциллограф, то этот сигнал полностью отобразится на экране.

Таким образом, фурье-спектр сигнала является скорее свойством, которое определяет характер отклика на этот сигнал ЧСУ и проявляется именно в процессе взаимодействия сигнала с ним. То есть, перспективные исследования могут заключаться в разработке сигналов, определённым образом сопряжённых с соответствующими ЧСУ. Кроме того, следует учесть, что в цифровых системах передачи информации вовсе не обязательно сохранять форму сигнала – важна максимально достоверная идентификация поступления «1» или «0». Если указанное сопряжение игнорировать, то, как показано, например в [4], максимальная символьная скорость цифрового потока связана с шириной полосы, занимаемой каналом, простым соотношением $F_{\max} \approx 1,5 * \Delta f$. Вообще же, приближенно можно считать, что в этом случае символьный поток приблизительно равен ширине спектральной полосы, занимаемой сигналом.

Постановка задачи. Исследование потенциальных возможностей синтеза сигнала с фазовыми врезками и его свойства, несущего цифровую информацию и взаимодействующего с ЧСУ таким образом, что спектральная полоса канала может оказаться существенно меньше, чем величина символьной скорости потока, то есть совпадение ширины полосы, занимаемой каналом, и ширины спектра сигнала не обязательно.

Результаты работы. Очевидно, максимальной спектральной эффективностью обладает гармонический сигнал, но такой сигнал не переносит информацию. Амплитудная манипуляция такого сигнала, как сказано выше, спектрально неэффективна, то же самое относится к фазовой манипуляции и её разновидностям. Можно предположить, что оптимальным вариантом является сочетание гармонической несущей и периодического кратковременного фазового возмущения в виде своеобразной фазовой врезки – вставки (ФВ), то есть предполагаемый сигнал может состоять из сравнительно длинной опорной части (ОЧ) и кратковременной ФВ. После окончания интервала ФВ текущей позиции сигнала необходимо восстановление (возврат) фазы ОЧ последующей позиции сигнала. Такой возврат необходим для поддержания состояния колебаний в резонансе для ЧСУ любого типа – сосредоточенными параметрами (колебательный контур) или рассредоточенными параметрами (резонатор). ФВ при этом играет роль носителя информации – информационная часть сигнала. Эта часть выбирается кратковременной по отношению к ОЧ с тем, чтобы фазовый скачок существенно не повлиял на состояние колебаний в ЧСУ. Остаётся сделать выбор величины фазового скачка. Вообще говоря, эта величина может быть любой, однако для максимального фазового различия между ФВ и ОЧ, очевидно, следует остановиться на величинах π или $\pm\pi/2$ радиан.

Для варианта с π скачком фазовое различие максимально, однако возникают затруднения с кодированием «1» или «0». Так, например, если передача нуля кодируется как пропуск ФВ, то сигнал оказывается критичным к «длинным последовательностям» и восстановлению тактовой частоты сигнала в приёмнике. Предпочтительнее в этом смысле оказывается фазовый скачок $\pm\pi/2$. В этом случае передача кодовых позиций «1» или «0» не вызывает затруднений, то же самое относится и к восстановлению тактовой частоты, т.к. ФВ обязательно передаётся в каждой позиции сигнала, то есть такая система является по определению асинхронной. Отсюда же естественным образом вытекает некритичность такого сигнала к «длинным последовательностям».

Для исследования потенциальных возможностей такого сигнала следует разработать структурную схему соответствующего синтезатора, кодера и декодера системы.

Структурная схема синтезатора, который выполняет наложение информации на сигнал несущей частоты, используя модифицированную фазовую манипуляцию (ФМ) (кодек цифровой передачи информации с модифицированной ФМ), должна управлять фазой сигнала несущей частоты. Такое устройство содержит в себе генератор, который производит три сигнала с одинаковой частотой, но со сдвигом фаз: $\cos(\omega t)$, $\cos(\omega t + \pi/2)$, $\cos(\omega t - \pi/2)$. Сигнал $\cos(\omega t)$ принят как сигнал несущей частоты и поступает на выход кодера. В течение каждого десятого периода несущей частоты на выходе устройства «подменяется» сигнал $\cos(\omega t)$ на $\cos(\omega t + \pi/2)$ или на $\cos(\omega t - \pi/2)$, что соответствует пер-

еданным логической единице или нулю информационного потока.

На рис.1 изображена структура формирователя сигнала «шахматной строки» ФВ, состоящая из формирователя сигнала (блоки BIN, DEC, FI) и генератора-формирователя позиции сигнала (блоки СТ3, RAM, CPU, DAC, FLF).

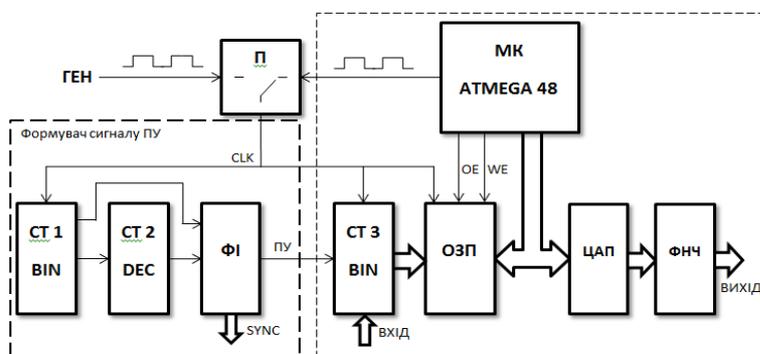


Рисунок 1 – Структурная схема кодера для сигнала с модифицированной ФМ

Алгоритм работы кодера состоит из выборки

из статической памяти заранее подготовленных фрагментов сигнала с ФМ, содержащие дискретные значения одного периода (B_d), форма которого выражена функцией $\cos(\omega t)$. Каждое дискретное значение B_d соответствует одному машинному слову.

Таким образом

$$B_d = \frac{B_{\max} \left(1 + \frac{\cos(2\pi d)}{N_d} \right)}{2}, \quad (1)$$

где B_d - значение одного отсчёта; B_{\max} - максимальное значение отчёта; d - динамический диапазон сигнала в пределах от 0 до $N_d - 1$, N_d - количество уровней квантования.

Всю отработку удобно проводить в цифровом формате, для чего используется стандартный резистивный ЦАП R2R, на выходе которого формируется аналоговый сигнал. Далее сигнал с ФМ поступает на фильтр нижних частот, параметры которого должны обеспечивать выполнение теоремы Котельникова.

Для синхронизации работы кодека следует использовать двоичные счётчики СТ1-СТ3 подсчёта тактовых импульсов CLK, оптимальное расположение которых предусматривает выборку сигнала из памяти (СТ1), декодирования периода ФВ (СТ2) и формирования периода выходного сигнала (СТ3). Таким образом, при последовательном подсчёте импульсов CLK на выходе фильтра низких частот (ФНЧ) формируется гармонический сигнал.

Для формирования «фазовой врезки» последовательность выбора данных из памяти должна изменяться на время десятого периода сигнала с последующим восстановлением. Т.е., если в момент начала десятого периода несущего сигнала изменить чтение данных из памяти на $\frac{1}{4}$ периода вперед, а по окончании десятого периода восстановить нормальный ход чтения, то состоится «фазовая врезка», характер которой описывается функцией $\cos(\omega t - \pi/2)$. Если же в начале десятого периода изменить ход чтения данных из ОЗУ на $\frac{3}{4}$ периода вперед, это приведет к формированию «фазовой врезки», форма которой описывается функцией $\cos(\omega t + \pi/2)$. В связи с этим схема счетчика СТ3 в структуре кодека должна предусматривать возможность предварительной установки значения счета.

Такой сигнал модифицированной ФМ с девятью периодами опорной части и фазовой врезкой в интервале десятого периода уже использовался авторами, например, в [4]. В рассматриваемой работе ФВ также вставляются в течение десятого периода несущей. Для соблюдения этого условия необходимо выполнять предварительную установку счетчика СТ3 в момент начала десятого периода, а после окончания десятого периода сбрасывать СТ3 в нулевое состояние. Чтобы выполнить предварительную установку счетчика, необходимо на его вход подать значение адреса алгоритма периода сигнала памяти. Одновременно с подачей адреса на вход СТ3 необходимо подавать управляющий сигнал предварительной установки на специальный вход счетчика СТ3.

Для определения момента начала десятого периода сигнала несущей в структуре кодека используется счётчик СТ2, на вход которого поступают импульсы сброса от счётчика СТ1.

С выхода счетчика СТ2 информация поступает на вход блока формирователя импульсов установки, который содержит десятиразрядный дешифратор. Импульсы сброса выбираются при окончании 9-го и 10-го периода сигнала несущей. С выхода формирователя импульсы сброса поступают на вход предустановки СТ3. Таким образом, СТ3 на время десятого периода меняет положение счета благодаря информации, поступающей на его входы предустановки.

Для подтверждения достоверности работы предложенной структурной схемы кодека системы с ФВ было проведено математическое моделирование в среде Simulink.

На рис.2 показаны результаты моделирования сигнала «шахматной последовательности» (рис.2, а) и соответствующего радиосигнала с $\pm\pi/2$ ФВ (рис.2, б).

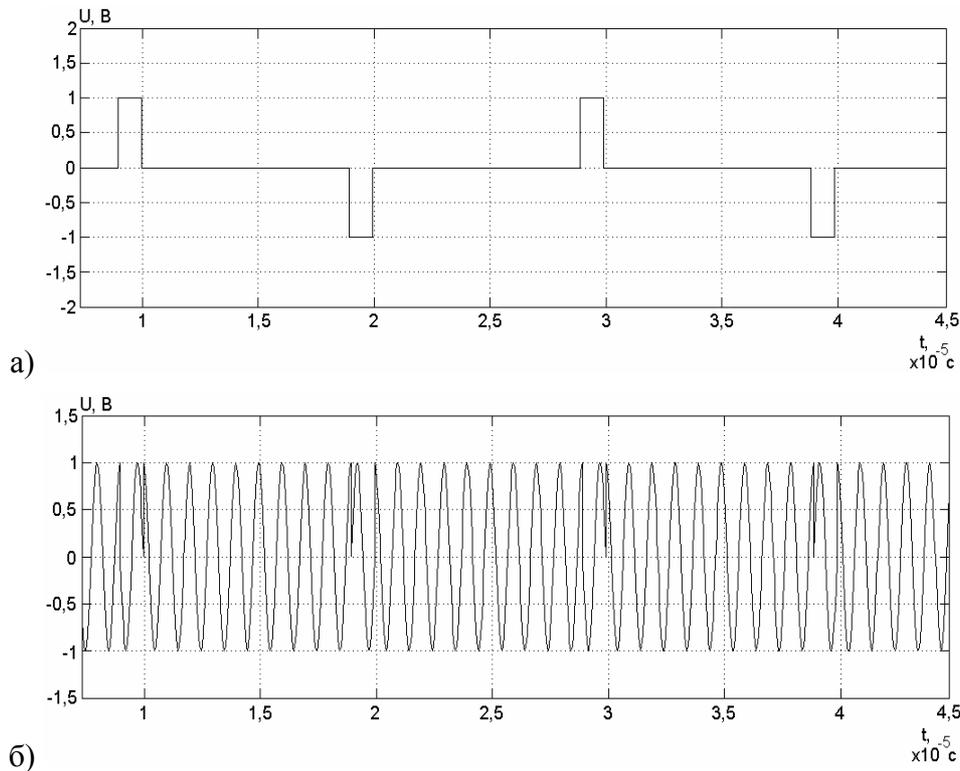


Рисунок 2 – Сигнал сообщения «шахматной последовательности» и соответствующий радиосигнал с $\pm\pi/2$ ФВ

Далее необходимо решить задачу сопряжения данного сигнала с ЧСУ, причём таким образом, чтобы релаксационный параметр ЧСУ на взаимодействие его с сигналом не сказывался. Проще всего это сопряжение можно проиллюстрировать, если в качестве ЧСУ использовать обычный колебательный контур, работающий, например, в режиме резонанса токов (параллельный). В этом случае квадратурное соотношение между ФВ и ОЧ удачно сопрягается с квадратурным соотношением токов в ветвях контура и напряжением сигнала, подаваемого на контур – $+\pi/2$, ФВ проецируется на ток ёмкостной оси векторной диаграммы, а $-\pi/2$ проецируется на индуктивную ветвь контура, нарушая таким образом баланс токов в ветвях в состоянии резонанса. Этот разностный ток, вызываемый ФВ, можно зарегистрировать с помощью простейшего токового датчика – резистора, включенного последовательно с контуром. При этом, как отмечалось выше, состояние колебаний в контуре практически не изменяется, а сигнал фазовой врезки может быть выделен, то есть влияние релаксационных свойств контура в этом случае исключается [4].

Проверка этих положений выполнялась так же, как и ранее, путём моделирования в среде MatLab. Структура детектора, основанного на таком взаимодействии сигнала с ЧСУ, состоит из двух функциональных частей – амплитудной (АД) и фазовой (ФД), поскольку токовый сигнал ЧСУ промодулирован по амплитуде и по фазе. Эта структура изображена на рис.3.

Как видно из рис.3, верхняя ветвь представляет собой амплитудную часть, а нижняя – фазовую. Перемножитель Π_1 является по существу квадратором, с помощью оптимального фильтра (ОФ) выделяется огибающая токового сигнала, а переходная RC цепочка удаляет бесполезную постоянную составляющую опорной части. Смысл вве-

дения множителя Π_3 заключается в том, что выделенный Π_2 сигнал ФВ умножается на тактовый однополярный сигнал амплитудной части, так что для опорного фрагмента имеет место практически «умножение на нуль», чем достигается существенное уменьшение влияния на выходной сигнал выбранного канала комбинационных частот соседних каналов.

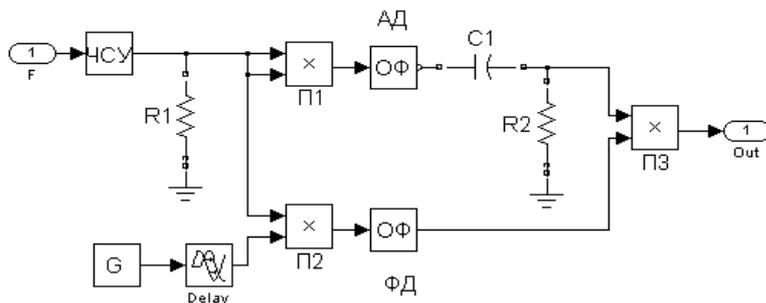


Рисунок 3 – Детектор сигнала с $\pm\pi/2$

ует сигналу сообщения. Тактовый сигнал может быть легко выделен, например, с помощью простейшего двухполупериодного выпрямителя.

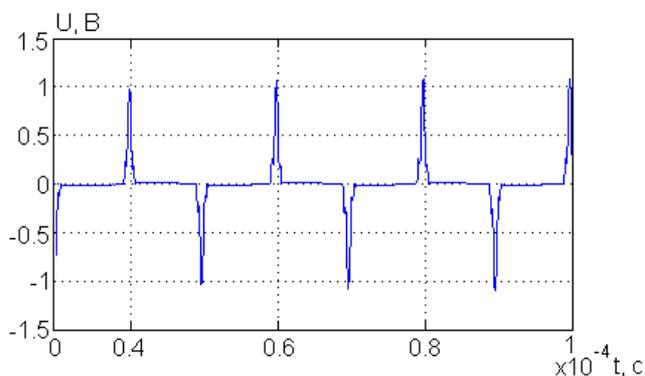


Рисунок 4 – Сигнал «шахматной последовательности» на выходе детектора

примере «шахматной последовательности» «1» и «0».

На рис.4 изображена шахматная последовательность «1» и «0», полученная на выходе детектора для случая резонансной частоты ЧСУ. Как видно, она полностью соответствует сигналу сообщения.

Выводы.

1. Предложена общая структурная схема кодера системы, использующей сигнал с модифицированной ФМ, а также разработана её виртуальная модель в среде Simulink, позволяющая исследовать потенциальные возможности сигнала с фазовыми врезками для практического его использования в радиотехнике.

2. Результаты моделирования показали полную идентичность исходного сигнала сообщения и сигнала на выходе детектора на

ЛИТЕРАТУРА

1. Sklar, Bernard. Digital communication. Theoretical foundations and practical applications. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2 ed. M.: Williams. 2007. P. 1104. ISBN 0-13-084788-7.
2. Feer K. Wireless digital communication. Modulation and spread spectrum methods. *Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications*. Moscow: Radio and Communication. 2000. 552p. ISBN 5-256-01444-7.
3. Рязанцев О.В., Кулик М.В., Съянов А.М. Цифровые сигналы с использованием фазовых врезок $\pm\pi/2$ и их некоторые особенности. *Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник Известия вузов. Радиотехника*, 2011. Вып. 167. С.143-147. ISSN 0485-8972
4. Рязанцев О.В., Кулик М.В. О детектировании радиосигналов с модифицированной фазовой манипуляцией. *Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету (технічні науки)*, 2010. № 2 (15). С.72-77.

Поступила в редколлегию 29.03.2019.