

## ЭФФЕКТИВНАЯ ПРОЦЕДУРА СЖАТИЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА СИГНАЛА ПО ФАЗЕ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

© 2006 А. Д. Буштрук, Т. Н. Буштрук, А. И. Рыськин

Самарская государственная академия путей сообщения

В статье описывается квадратурная фазовая модуляция и ее применение. Описывается новый вид разработанной квадратурной фазовой модуляции и принцип сжатия динамического диапазона сигнала по фазе. Описываются преимущества разработанного метода по сравнению с существующими аналогами.

Увеличение скорости передачи в системах с квадратурной фазовой модуляцией невозможно, без применения метода сжатия динамического диапазона сигнала по фазам. Возможности цифровых систем передачи информации обуславливают специфику алгоритмов сжатия информации, которую мы не будем рассматривать в данной статье. В отличие от аналоговых систем, в цифровых системах за счет использования их памяти можно формировать узкополосные сигналы. Что не приводит к расширению спектров передаваемых сообщений в фазовых областях.

Квадратурная фазовая модуляция обеспечивает получение сигнала следующего вида

$$Y(t) = U_1 \sin(\omega_0 t - \psi_0 + \Delta\psi(\alpha) \sin \Omega t) + U_2 \sin(\omega_0 t - \psi_0 + \Delta\psi(\beta) \cos \Omega t)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  принимают значения  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$  и т.д. в зависимости от значений двоичного кода;  $U_1$  и  $U_2$  – амплитуды синусоидальных слагаемых;  $\omega_0$  – несущая частота;  $\Omega$  – частота модуляции;  $\Delta\psi(\alpha)$ ,  $\Delta\psi(\beta)$  – девиации фаз, формируемых устройствами сжатия;  $\Delta\phi(\alpha)$ ,  $\Delta\phi(\beta)$  – определяемые функции сжатия,  $\psi_0$  – начальная фаза сигнала динамических диапазонов. Процедура получения функций  $\Delta\phi(\alpha)$ , и  $\Delta\phi(\beta)$  описана ниже и эту процедуру необходимо рассматривать как процесс псевдосжатия.

В устройстве псевдосжатия используется нелинейный безинерционный элемент, с

характеристикой  $U_{\text{вых}}(t) = 2^{\kappa-1} \sqrt{U_{\text{вх}}(t)}$ , где  $\kappa$  – целые числа. При подаче на вход гармонических синусоидальных либо косинусоидальных сигналов формируется широкий спектр сигналов, кратный частоте входного сигнала. В аналоговых системах все спектральные компоненты передавались бы в линию связи. В цифровых же системах можно передавать только сигналы, которые несут информацию о сообщениях. Такими сигналами являются сигналы  $\sin \Omega t$  и  $\cos \Omega t$ . Остальные гармоники после нелинейного преобразования указанного вида просто не передаются. Чтобы выполнить такие действия, необходимо определить амплитуды указанных сигналов, которые будут формироваться после сжатия. Эти амплитуды определяются процедурами корреляционной фильтрации. Устройства, реализующие данный способ фильтрации, приведены на рис. 1 и рис. 2. Поскольку опорные гармонические сигналы имеют единичную амплитуду, то сигнал на входе интегратора умножается на 2. Амплитуды входных гармонических сигналов задаются в соответствии с протоколом, принятым в системах передачи. На практике часто используют системы передачи с КАМ модуляцией, для них существует соответствующие протоколы. Авторами предлагается использовать данные протоколы в системах с квадратурной фазовой модуляцией. При этом они должны быть модифицированы по уровням в соответствии с процедурой псевдосжатия, применяемого в

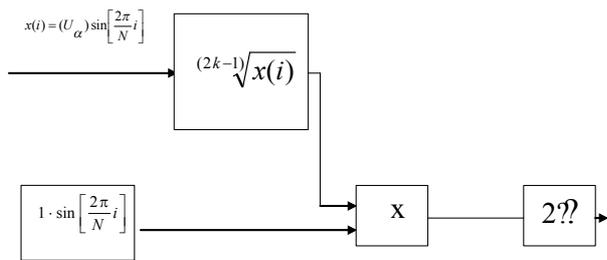


Рис. 1. Структурная схемы устройств идентификации амплитуд гармоник  $\sin\Omega t$

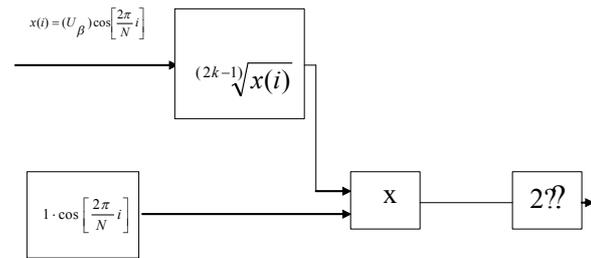


Рис. 2. Структурная схемы устройств идентификации амплитуд гармоник  $\cos\Omega t$

данной работе. В таблице приведены значения уровней амплитуд для новых протоколов в системах с квадратурной фазовой модуляцией (табл. 1).

На основе измерительного эксперимента составлена таблица соответствия (табл. 1) для амплитуд гармоник  $\sin\Omega t$  и  $\cos\Omega t$ , подаваемых на входы устройств идентификации с нелинейной характеристикой, указанной выше, с амплитудами этих же гармоник, но уже полученных на устройстве сжатия. Уровни  $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots$  соответствуют известным протоколам с КАМ модуляцией. Строчки со значениями для  $1/2 \Delta\psi(\alpha), 1/2 \Delta\psi(\beta), 1/2 \Delta\omega(\alpha), 1/2 \Delta\omega(\beta)$  соответствуют новому протоколу, применяемому в данной работе.

Значения в таблице умножаются на число два. Данная таблица дает одинаковые значения для синусоидальных и косинусоидальных входных сигналов, подвергаемых псевдосжатию.

дальних входных сигналов, подвергаемых псевдосжатию.

Характеристики вход – выход в системах с квадратурной фазовой модуляцией существенно нелинейные, но они имеют однозначные области, которые можно использовать при передаче сообщений. Динамический диапазон систем с квадратурной амплитудной модуляцией практически неограничен. Как уже было отмечено выше, в системах с квадратурной фазовой модуляцией рабочие диапазоны ограничены. Поэтому необходимо ввести другую функцию сжатия, учитывающую эту характерную особенность. В этом случае сигналы на выходе квадратурного фазового модулятора имеет вид.

$$Y(t) = U_1 \sin(\omega_0 t - \psi_0 + d_\alpha \Delta\psi(\alpha) \sin\Omega t) + U_2 \sin(\omega_0 t - \psi_0 + d_\beta \Delta\psi(\beta) \cos\Omega t),$$

Таблица 1. Таблица соответствия

	k=1									
U=	1	3	5	7	9	-1	-3	-5	-7	-9
$1/2 \Delta\psi(\alpha), 1/2 \Delta\psi(\beta),$ $1/2 \Delta\omega(\alpha), 1/2 \Delta\omega(\beta)$	0,5	1,5	2,5	3,5	4,5	-0,5	-1,5	-2,5	-3,5	-4,5
	k=2									
U=	1	3	5	7	9	-1	-3	-5	-7	-9
$1/2 \Delta\psi(\alpha), 1/2 \Delta\psi(\beta),$ $1/2 \Delta\omega(\alpha), 1/2 \Delta\omega(\beta)$	0,5796	0,8360	0,9912	1,1088	1,2057	-0,579	-0,8361	-0,9913	-1,108	-1,20579
	k=3									
U=	1	3	5	7	9	-1	-3	-5	-7	-9
$1/2 \Delta\psi(\alpha), 1/2 \Delta\psi(\beta),$ $1/2 \Delta\omega(\alpha), 1/2 \Delta\omega(\beta)$	0,6004	0,7480	0,8285	0,8861	0,9318	-0,600	-0,7481	-0,8285	-0,886	-0,93188

где  $d_\alpha$  и  $d_\beta$  – настроечные коэффициенты, которые должны быть меньше единицы и определяться по характеристикам вход – выход квадратурного фазового модулятора.

В дискретном виде предыдущая формула принимает вид

$$Y(j) = U_1 \sin\left(\frac{2\pi}{N} j - \psi_0 + d_\alpha \Delta\psi(\alpha) \sin \frac{\pi}{N} j\right) + U_2 \sin\left(\frac{2\pi}{N} j - \psi_0 + d_\beta \Delta\psi(\beta) \cos \frac{\pi}{N} j\right),$$

где  $j = 1..N$ ;  $N$  – число отсчетов приходящихся на период несущей частоты.

Ниже определяем область сигнала на подъеме или на спаде, чтобы избежать взаимных наложений значений. Так как сжатие справедливо только для цифрового сигнала, рассчитаем соответствие исходного сигнала и результатов сжатия. Это позволит определить коэффициенты для псевдосжатия сигнала.

В табл. 2 приведены коэффициенты соответствия сигнала при псевдосжатии равные как для положительных значений, так и для отрицательных.

Характеристики вход – выход фазового модулятора. по закону  $\sin$  и фазового моду-

лятора по закону  $\cos$ , по оси абсцисс  $0$  – соответствует фазе –  $\pi$ , проценты берутся от величины  $\pi$ , по оси ординат откладываются значения сигналов на выходах приемных устройств (значения сигналов на двух выходах одинаковы).

При задании динамического диапазона изменение по фазе задается цифрами от  $-50\%\pi$  до  $+50\%\pi$ .

Устройства расширения динамического диапазона ставятся после первых перемножителей в приемнике, а их аналитическая

функция имеет вид  $Z_i^{2k-1}$ ,  $k=1,4$ .

На оси ординат определены значения измеряемой фазы в ортогональной части устройства идентификации (рис. 3), как для канала  $\alpha$ , так и для канала  $\beta$ . Значение фазы откладывается в радианах. Значение нулевой фазы принимается равной  $3,1416$ . На оси ординат откладывается приращение фаз без сжатия динамического диапазона по фазе.

В соответствии с рассмотренным принципом выделения однозначного фазового диапазона построена таблица (табл. 2) по которой определяются уровни девиации по

Таблица 2. Уровни девиации по фазе

псевдосжатие=1						
U=		-3		-1		0
Результат Сжатия		-3	-33	-1	-16,5	0
канал А	-	-0,04268	0,128037	-0,00393	0,00392685	
канал В	-	-0,04268	0,128037	-0,00393	0,00392685	
псевдосжатие=2						
U=		-3		-1		0
Результат Сжатия		-1,6721	-15,33	-1,15937	-34,67	
канал А	-	-0,13619	0,227715	-1,5E-20	1,77E-20	
канал В	-	-0,13619	0,227715	-2,4E-21	2,74E-21	
псевдосжатие=3						
U=		-3		-1		0
Результат Сжатия		-1,49612	-9,8629	-1,200994	-40,137	
канал А	-	-0,16533	0,247349	-6,5396E-07	7,85E-07	
канал В	-	-0,16533	0,247349	-6,5396E-07	7,85E-07	

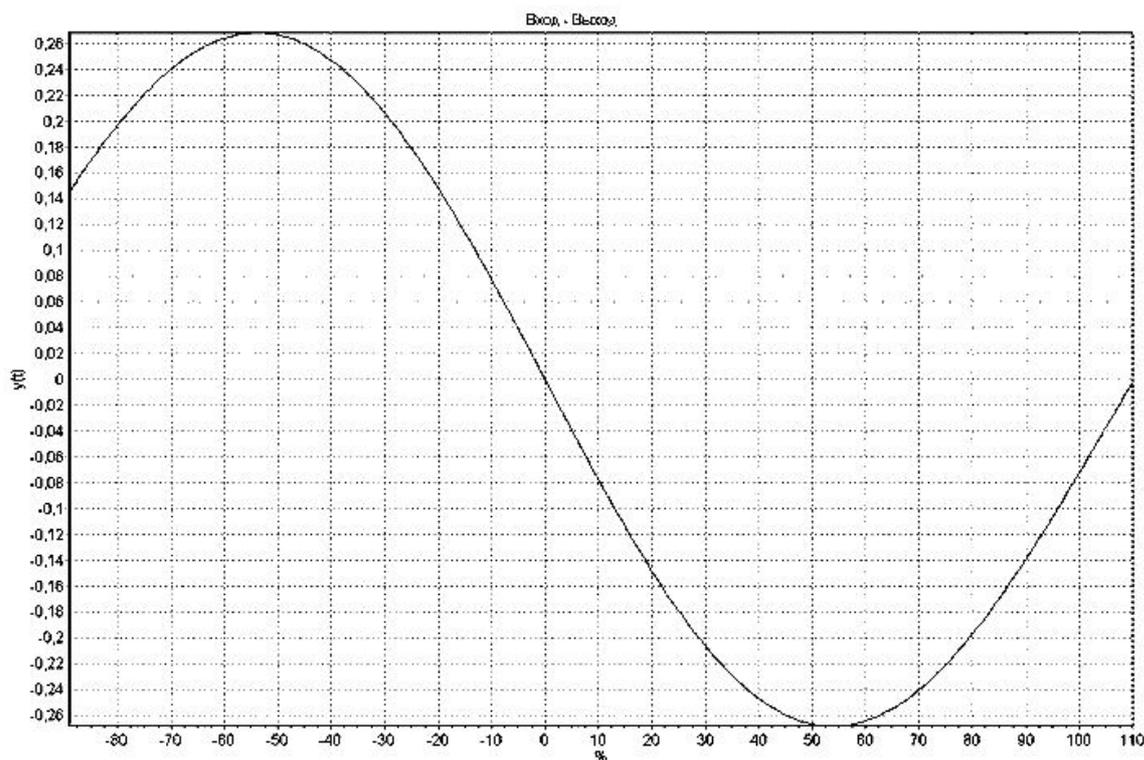


Рис. 3. Характеристика вход – выход фазового модулятора

фазе. Сжатие по каналам  $\alpha$  и  $\beta$  осуществляются при одинаковых уровнях.

Для исследования влияния взаимных каналов был выбран протокол модема V.32 bis, основанный на модифицированной КАМ, обеспечивающий передачу данных со скоростью до 14400 бит/с по двухпроводным коммутируемым и выделенным телефонным каналам.

КАМ – квадратурная амплитудная модуляция, изменение как фазы, так и амплитуды сигнала позволяет увеличить количество кодируемых бит и повысить помехозащищенность. Квадратурное представление заключается в выражении колебания линейной комбинацией двух ортогональных составляющих – синусоидальной и косинусоидальной

$S(t) = x(t)\sin(\omega t + \varphi) + y(t)\cos(\omega t + \varphi)$ ,  
 где  $x(t)$  и  $y(t)$  – биполярные дискретные величины. Такая дискретная модуляция осуществляется по двум каналам на несущих, сдвинутых на  $90^\circ$  друг относительно друга, т.е. находящихся в квадратуре. Манипулирующие импульсы имеют амплитуду  $U_m/\sqrt{2}$  и длительность  $2T$ .

Данный протокол принят в качестве стандарта ITU-T в 1991. При скорости пере-

дачи 7200 бит/с входной проскремблированный поток данных делится на блоки по три бита  $Q1n, Q2n, Q3n$ . Пространственная сигнальная диаграмма для передачи со скоростью 7200 бит/с представлена на (рис. 4). В этом случае двоичные числа соответствуют последовательности четырех бит  $Y0n, Y1n, Y2n, Y3$ , поступающих на вход устройства сигнального отображения.

Скорость передачи данных будет зависеть от сложности сигнальных диаграмм.

За счет увеличения разрядности сигнальной диаграммы можно добиться увеличения скорости передачи данных.

Расчетные скорости по известным диаграммам будут составлять: 14400, 1200, 9600, 7200 бит/с с треллис-кодированием.

Ниже представлена система передачи и приема данных с квадратурной фазовой модуляцией со сжатием динамического диапазона по фазе (рис 5).

На рис. 5.: 1, 2, 3, 4 – блоки множители, 9, 10 – интеграторы, 13, 14 – расширители, 5, 6 – устройства сжатия, 11 – канал связи, 17, 18 – АЦП, 7, 8 – структурная схема фазовых модуляторов, после сжатия и модуля-

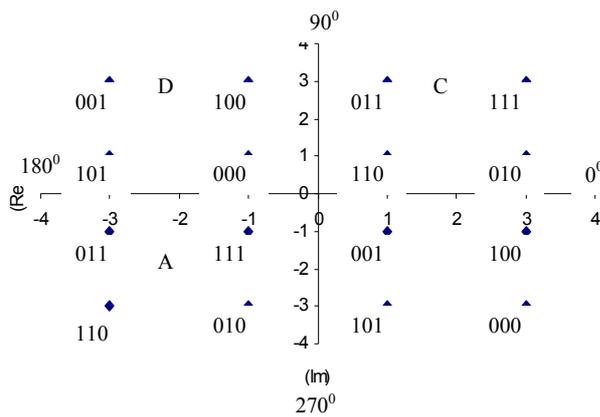


Рис. 4. Сигнальная диаграмма

ции фазовые каналы объединяются  $\Delta\psi(\alpha)$ ,  $\Delta\psi(\beta)$  входные сигналы по каждому сигналу суммируются и поступают на линию связи. ФМб и ФМв осуществляют модуляцию. В приемном устройстве сигналы разделяются большим числом приемных каналов, которые состоят, например, из перемножителей – 1 и интеграторов – 8. Выделения по отдельным каналам осуществляется за счет пары опорных сигналов, поступающих на соответствующие входы перемножителей. Усреднение сигналов осуществляется интеграторами после расширения, фазовые сигналы  $\Delta\psi(\alpha)$ ,  $\Delta\psi(\beta)$  поступают на входы АЦП и преобразуются в двоичный код. В работе были проведены исследования передачи данных с аддитивной помехой. Так же были проведены исследования взаимного влияния соседних сигналов.

Для определения устойчивости системы в канал связи аддитивно подается помеха.

$$Y(t) = U_{S1} \sin(\omega_0 t - \psi_0 + \Delta\psi(\alpha) \sin \Omega t) + U_{S2} \sin(\omega_0 t - \psi_0 + \Delta\psi(\beta) \cos \Omega t) + E[n]$$

При моделировании влияния помехи, используем розовый гауссовский шум

$$E[n] = a_0 x^*[n] + b_1 E[n-1],$$

$$\text{где } a_0 = \sigma \sqrt{1-P^2}, \quad b_1 = P = e^{-J^*},$$

$$J^* = \omega_0 \Delta t, \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{N}, \quad \text{учитывая что}$$

$\frac{1}{N} < J^* < 1$   $N=8, 16 \dots$  число отсчетов, много меньше числа отсчетов передаваемого сигнала.

$$x^*[n] = y^*[n],$$

где  $y^*[n] = \sigma \sqrt{-2 \ln x_1} \sin 2\pi x_2$  – белый гауссовский шум с среднеквадратичным значением  $\sigma$ , где  $x_1, x_2$  – случайные числа  $0 \dots 1$ .

В табл. 3 приведены результаты расчетов с процентным количеством ошибок в канале связи. Результаты проведенного моделирования сжатия цифрового сигнала по фазе подтверждают высокую эффективность предложенных процедур псевдосжатия. Значения в таблице показывают устойчивость системы с коэффициентом сжатия  $k=1$ , при десятикратном превышении шума и коэффициентом сжатия  $k=2$  при соотношении сигнала равного шуму.

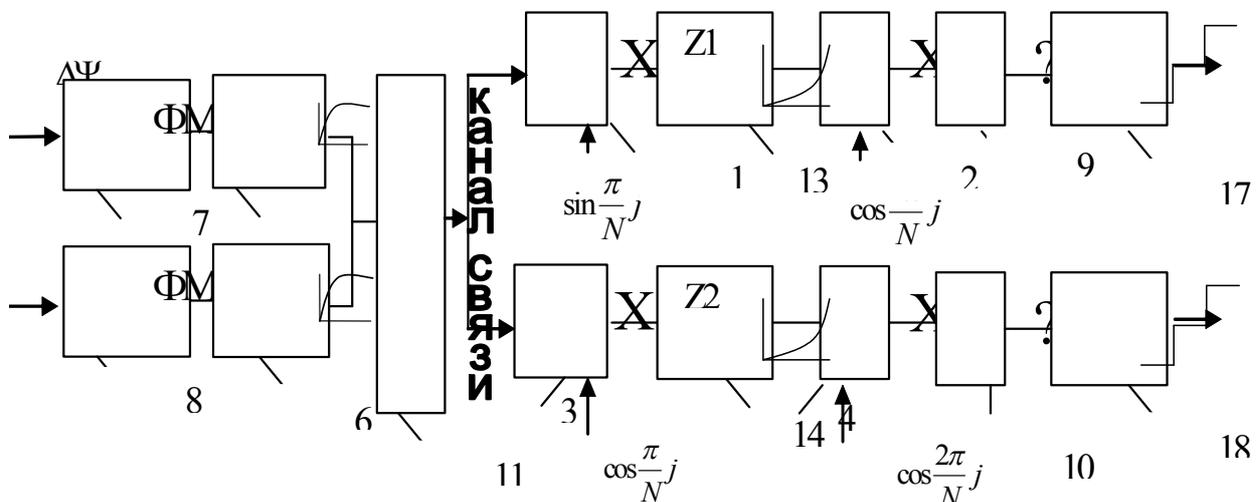


Рис. 5. Система передачи данных

**Таблица 3.** Результаты расчетов

сжатие	Количество обсчетов	$\sigma =1$	$\sigma =2$	$\sigma =3$	$\sigma =10$
K=1	N=64	0	0	0	0
	N=1024	0	0	0	0
K=2	N=64	35%	78%	89%	99%
	N=1024	35%	78%	90%	99%

**THE PROCEDURE PRESSURE DYNAMIC DIAPASON BY PHASE  
IN THE DIGITAL SYSTEM DATA TRANSFER,  
WHITH QUADRATURE PHASESHIFT KEY**

© 2006 A.D. Bushtruk , T.N. Bushtruk , A.I. Riskin

Samara State Academy of Ways of Communication

The paper contained standard quadrature phaseshift key and the field of application, also the paper contained new created quadrature phaseshift key and method compressing dynamic diapason by phase. The paper also contained advantages new created method as compared with existent methods.