ПРИЕМ СИГНАЛОВ ФАЗОВОЙ ТЕЛЕГРАФИИ БЕЗ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ НИЗКОМ ОТНОШЕНИИ СИГНАЛ/ШУМ

А.В. Леушин

*Военный учебно-научный центр Сухопутных войск «Общевойсковая академия
Вооруженных Сил Российской Федерации», Москва, Российская Федерация*

Рассмотрена работа командных радиолиний управления с фазоманипулированными сигналами (КРУ ФТ) без синхронизации в условиях низкого отношения сигнал/шум. Дана оценка помехоустойчивости радиолиний, реализованных в виде блока каналов приема. Раскрыты основные проблемные вопросы реализации радиолинии, определена рациональная схема построения КРУ ФТ, принимающих решение по критерию максимума апостериорной вероятности.

Ключевые слова: командная радиолиния управления, помехоустойчивость, фазоманипулированные сигналы.

RECEPTION OF SIGNALS OF PHASE TELEGRAPHY WITHOUT SYNCHRONIZATION AT THE LOW RELATION THE SIGNAL/NOISE

A.V. Leushin

*Military Educational Research Center of Ground Forces "Combined Arms Military Academy
of Armed Forces of the Russian Federation", Moscow, Russian Federation*

The operation of command radio control lines with phase-shift signals (RLU FT) without synchronization in the conditions of low signal-to-noise ratio is considered. An estimate of the noise immunity of radio lines implemented as a block of receiving channels is given. The main problematic issues of the implementation of the radio line are disclosed, a rational scheme for constructing RLU FT, which decide on the criterion of maximum posterior probability, is determined.

Keywords: command control radio link, noise-immunity, phase-shift signals.

Работа с сигналами фазовой телеграфии (ФТ) обуславливается стремлением приблизиться к потенциальной помехоустойчивости. В цифровой связи в качестве критерия качества чаще используется нормированная версия SNR (*Signal Noise Ratio*, определяемое, как отношение средней мощности сигнала S к средней мощности шума N) обозначаемая как E_b/N_0 , где E_b – это энергия бита, и её можно описать как мощность сигнала S , умноженная на время передачи бита T_b . N_0 – это спектральная плотность мощности шума, и её можно выразить как мощность шума N , деленную на ширину полосы W . Поскольку время передачи бита и скорость передачи битов R_b взаимно обратны, T_b можно заменить на $1/R_b$:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST_b}{N/W} = \frac{S/R_b}{N/W} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R} \right).$$

Важной мерой производительности, используемой для сравнения цифровых схем модуляции, является вероятность появления ошибочного бита, P_b от E_b/N_0 . На рис. 1 показан «водопадоподобный» вид большинства подобных кривых. Следовательно, необходимое отношение E_b/N_0 можно рассматривать как метрику, позволяющую сравнивать качество различных систем; чем меньше требуемое отношение E_b/N_0 , тем эффективнее процесс детектирования при данной вероятности ошибки.

В табл. 1 и на рис. 1 приведены аналитические выражения и графики P_b для наиболее распространенных схем модуляции [1]. Для $P_b=10^{-4}$ можно видеть, что разница между луч-

шим когерентным детектированием PSK и худшей некогерентным ортогональным детектированием FSK из рассмотренных схем равна приблизительно 4 дБ. В некоторых случаях 4 дБ – это небольшая цена за простоту реализации, увеличивающуюся от когерентной схемы PSK до некогерентной FSK; впрочем, в других случаях ценным является даже выигрыш в 1 дБ. В военных и космических приложениях весьма желательны сигналы, которые могут противостоять значительному ухудшению качества, сохраняя возможность детектирования.

Рис. 1. Вероятность появления ошибочного бита для двоичных систем нескольких типов

Таблица 1

Вероятность появления ошибочного бита для различных двоичных модуляций

Модуляция	P_b
ФТ PSK (когерентное детектирование)	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
ОФТ DPSK (дифференциальное когерентное детектирование)	$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$
ЧТ Ортогональная FSK (когерентное детектирование)	$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
ЧТ Ортогональная FSK (некогерентное детектирование)	$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}\right)$

где $Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ – гауссовский интеграл ошибок.

Из табл. 2 и рис. 2 видно, что разность отношений $q^2 = E_b/N_0$ при FSK (некогерентное детектирование) и DPSK приеме постоянна и равна порядка 3 дБ. Однако такая линейная зависимость отсутствует между PSK и DPSK приемом.

В системах связи вероятность битовой ошибки принимается примерно равной $P_b = 10^{-4}$, где энергетический выигрыш PSK составит порядка 1 дБ. По мере увеличения вероятности битовой ошибки P_b от 0,01 до 0,49 энергетический выигрыш PSK увеличивается

от 1,6 дБ до 18 дБ по мощности. Однако, построение систем приема и обработки сигналов с высокой вероятностью битовой ошибки P_b весьма затруднителен и требует длинных кодовых последовательностей. В настоящее время в командных радиоприемах управления вероятность битовой ошибки составляет $P_b = 0,01 \dots 0,3$, где возможный выигрыш от использования PSK сигналов может составить до 6 дБ по мощности.

Таблица 2

**Сравнительная оценка отношений с/ш ($q^2 = E_b/N_0$)
при PSK, DPSK и FSK при различных значениях вероятности битовой ошибки P_b**

P_b	P_3	$Q(P_b)$	FSK (некогер.) (E_b/N_0), дБ	DPSK (E_b/N_0), дБ	PSK (E_b/N_0), дБ	$q_{\text{офт}}^2 - q_{\text{фт}}^2$, дБ
0,49	0,51	0,025	-13,94	-16,95	-35,03	18,08
0,45	0,55	0,1256	-6,76	-9,77	-21,03	11,25
0,41	0,59	0,2275	-4,01	-7,02	-15,87	8,85
0,37	0,63	0,3318	-2,20	-5,21	-12,59	7,38
0,35	0,65	0,3853	-1,47	-4,48	-11,29	6,82
0,33	0,67	0,4399	-0,80	-3,81	-10,14	6,33
0,31	0,69	0,4958	-0,20	-3,21	-9,10	5,90
0,29	0,71	0,5533	0,37	-2,64	-8,15	5,51
0,27	0,73	0,6128	0,91	-2,10	-7,26	5,16
0,25	0,75	0,6744	1,42	-1,59	-6,43	4,84
0,23	0,77	0,7388	1,91	-1,10	-5,64	4,54
0,21	0,79	0,8064	2,39	-0,62	-4,88	4,26
0,19	0,81	0,8778	2,87	-0,14	-4,14	4,00
0,17	0,83	0,9541	3,34	0,33	-3,42	3,75
0,15	0,85	1,0364	3,82	0,81	-2,70	3,51
0,13	0,87	1,1263	4,30	1,29	-1,98	3,27
0,11	0,89	1,2265	4,81	1,80	-1,24	3,04
0,09	0,91	1,3407	5,35	2,34	-0,46	2,81
0,07	0,93	1,4757	5,95	2,94	0,37	2,57
0,05	0,95	1,6448	6,63	3,62	1,31	2,31
0,03	0,97	1,8807	7,50	4,49	2,48	2,02
1e-02	0,99	2,3263	8,93	5,92	4,32	1,60
1e-03	0,999	3,090232	10,94	7,93	6,79	1,14
1e-04	0,9999	3,719016	12,31	9,30	8,40	0,90
1e-05	0,99999	4,264891	13,35	10,34	9,59	0,75
1e-06	0,999999	4,753424	14,19	11,18	10,53	0,65

Фазовая манипуляция (PSK) относится к когерентным схемам, которые требуют синхронизации. В данной работе ограничимся рассмотрением командных радиоприемов, которые принимают решение по критерию максимума апостериорной вероятности. Таким образом, должна выполняться частотная, фазовая и символьная синхронизация. Реализация системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) позволяет обрабатывать PSK сигналы, однако, за это придется заплатить временем, затраченным на синхронизацию до начала связи, или энергией, необходимой для передачи сигналов, которые будут использоваться в приемнике для получения и поддержания синхронизации. Необходимо отметить, что при малых отношениях сигнал/шум весьма сложно обеспечивать синхронизацию и как правило при $S/N \leq 10$ дБ (модуляция PSK) схемы синхронизации не рассматриваются [1].

Рис. 2. Вероятность появления ошибочного бита для бинарных систем нескольких типов при малых отношениях с/ш (кривая 1 – BPSK, кривая 2 – DPSK, кривая 3 – FSK)

Рассмотрим один из частных случаев приема PSK сигнала, когда несущая частота передатчика и приемника высоко стабилизированы и требуется только фазовая и символьная синхронизация. Одним из методов обработки PSK сигналов является *метод использования блока каналов приема*, где каждый канал согласовывается с ожидаемым сигналом с определенным фазовым сдвигом несущей частоты [2]. В любом случае канал с максимальным выходом будет соотнесен со сдвигом фазы частоты сигнала. Схематический вид подобного приемника представлен на рис. 3.

Рис. 3. Схема приема PSK сигнала путем использования блока каналов приема

Преимуществом рассмотренного выше подхода с использованием блока каналов приема является возможность снижения неопределённости по фазе до любого требуемого значения. Недостаток заключается в увеличении аппаратных затрат на реализацию блока каналов приема.

Рассмотрим зависимость помехоустойчивости схемы приема PSK сигнала путем использования блока каналов приема от количества каналов.

Одной из основных причин ухудшения помехоустойчивости систем цифровой связи является ошибка фазовой синхронизации. На рис. 4 показано положение точек созвездия BPSK при отклонении фазы принимаемого сигнала на угол φ .

Из рисунка видно, что расстояние до границы между областями принятия решения о нулевом/единичном значении переданного бита при наличии фазовой ошибки уменьшается пропорционально ее косинусу. Таким образом, в формуле для вероятности битовой ошибки необходимо умножить аргумент Q-функции на $\cos \varphi$ [3]:

$$P_b(\varphi) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \cos \varphi\right) \quad (1)$$

Рис. 4. Фазовая ошибка при приеме сигнала с BPSK

Если фазовая ошибка является случайной величиной с плотностью вероятности $p_\varphi(\varphi)$, нужно усреднить (1) в соответствии с вероятностными свойствами φ :

$$\overline{P_b(\varphi)} = \int_{-\infty}^{\infty} P_b(\varphi) p_\varphi(\varphi) d\varphi = \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \cos \varphi\right) p_\varphi(\varphi) d\varphi. \quad (2)$$

Для равномерного распределения фазовой ошибки это выражение принимает вид

$$\overline{P_b(\varphi)} = \int_a^b Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_0}} \cos \varphi\right) \frac{1}{b-a} d\varphi, \quad (3)$$

где a, b – границы изменения случайного значения фазы φ .

Построим график вероятности битовой ошибки $P_b(\varphi)$ в зависимости от случайного значения фазы φ (рис. 5), согласно выражения (1). Расчет выполнен в программе Matlab, для отношения с/ш ($E_b/N_0 = -2$ дБ).

Анализ графика вероятности битовой ошибки $P_b(\varphi)$ от фазы показывает, что эта функция также является симметричной как и функция $\cos$ относительно $\varphi = 0$. Минимальная вероятность битовой ошибки $P_b(\varphi = 0)$ наблюдается при нулевом смещении (идеальной синхронизации), которая соответствует теоретическому значению P_b (зависимости от отношения с/ш E_b/N_0). Максимальная вероятность битовой ошибки P_b не является самым худшим вариантом приема, так как можно констатировать, что бит был принят неправильно. При фазовом сдвиге $\varphi = \pm \pi/2$ вероятность битовой ошибки равна $P_b = 0.5$, что является неопределенностью и самым худшим вариантом приема сигнала. Таким образом, с учетом возможности работы с инверсными сигналами, дискретную подстройку сигнала необходимо выполнять в диапазоне изменения фазы $\varphi = 0 \dots \pi/2$.

Рис. 5. Вероятность битовой ошибки $P_b(\varphi)$ в зависимости от фазы φ при $E_b/N_0 = -2$ дБ

Теоретическая усредненная вероятность битовой ошибки $\overline{P_b(\varphi)}$ (3) для одного канала приема BPSK сигнала представлена в табл. 3 (фаза имеет равномерный закон распределения, интегрирование в пределах $\varphi = 0 \dots \pi/2$). Этот интеграл был вычислен численно, программа кода написана на языке Matlab. Анализ вероятности битовой ошибки P_b при идеальной синхронизации и одноканальным приемом BPSK сигнала со случайной фазой показал энергетический проигрыш последней системы в среднем на 5 дБ.

Для обеспечения дискретной подстройки по фазе необходимо увеличивать количество каналов приема. В табл. 3 вероятности битовой ошибки $P_b(\varphi)$ в зависимости от фазы φ с двумя, тремя, четырьмя и шестью каналами приема разнесенными на $\pi/2$, $\pi/3$, $\pi/4$ и $\pi/6$ (соответственно). При увеличении количества каналов приема *общая* вероятность битовой ошибки $P_b(\varphi)$ уменьшается во всем диапазоне изменения фазы $\varphi = \pm\pi$ и обозначена жирной линией.

Для численного определения *общей* теоретической усредненной вероятности битовой ошибки $\overline{P_b(\varphi)}$ для n канальной системы приема BPSK сигнала можно выполнять интегрирование в таких же пределах изменения фазы $\varphi = 0 \dots \pi/2$, либо интегрированием для *одного* канала согласно (3) в пределах возможной девиации фазы $\varphi = \pm \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{8}, \frac{\pi}{12}$ (соответственно). Результаты расчетов *общей* теоретической усредненной вероятности битовой ошибки $\overline{P_b(\varphi)}$ для n канальной системы дискретной подстройки фазы, представлены в табл. 3.

Анализ полученных значений табл. 3 говорит о том, что при *двух* канальной системе дискретной подстройки фазы энергетический проигрыш составит в среднем 1 дБ, для *трех* канальной системы дискретной подстройки фазы энергетический проигрыш составит 0,45 дБ, для *четырёх* канальной системы дискретной подстройки фазы энергетический проигрыш составит 0,25 дБ и для *шести* канальной системы дискретной подстройки фазы энергетический проигрыш составит порядка 0,1 дБ.

Для обеспечения приема фазоманипулированных сигналов BPSK без синхронизации рационально использовать *блок с тремя каналами приема* с возможностью работы инверсными сигналами, при этом энергетический проигрыш составит порядка 0,45 дБ по сравнению с системой имеющую идеальную синхронизацию.

Таблица 3

**Теоретическая усредненная вероятность битовой ошибки $P_b(\varphi)$ (BPSK)
в зависимости от количества дискретных каналов подстройки фазы**

(Eb/No) , дБ	(Eb/No)	P_b , теор, ΦT (идеал синхр.)	P_b , теор $n=1$ кан., $\Delta\varphi=360^\circ$, интегр. $0 \dots \pi/2$	P_b , теор $n=2$ кан., $\Delta\varphi=90^\circ$, интегр. $0 \dots \pi/4$	P_b , теор $n=3$ кан., $\Delta\varphi=60^\circ$, интегр. $0 \dots \pi/6$	P_b , теор $n=4$ кан., $\Delta\varphi=45^\circ$, интегр. $0 \dots \pi/8$	P_b , теор $n=6$ кан., $\Delta\varphi=30^\circ$, интегр. $0 \dots \pi/16$
-45	3,16E-05	0,4968	0,498	0,498	0,497	0,4969	0,4969
-40	0,0001	0,4944	0,4964	0,4949	0,4946	0,4945	0,4944
-35	0,0003	0,4900	0,4936	0,491	0,4904	0,4902	0,4901
-30	0,0010	0,4822	0,4886	0,4839	0,483	0,4826	0,4824
-25	0,0032	0,4683	0,4798	0,4715	0,4697	0,4691	0,4687
-20	0,0100	0,4438	0,4642	0,4493	0,4463	0,4452	0,4444
-15	0,0316	0,4007	0,4366	0,4105	0,4051	0,4032	0,4018
-10	0,1000	0,3274	0,3889	0,3437	0,3889	0,3315	0,3292
-8	0,1585	0,2867	0,3619	0,3063	0,2955	0,2917	0,2889
-6	0,2512	0,2392	0,3295	0,2621	0,2493	0,2449	0,2417
-4	0,3981	0,1861	0,2917	0,2116	0,1972	0,1924	0,1889
-2	0,6310	0,1306	0,2493	0,1571	0,1419	0,1369	0,1334
-1	0,7943	0,1038	0,2272	0,1297	0,1147	0,1098	0,106
0	1,0000	0,0786	0,2048	0,1032	0,0888	0,0842	0,0811
1	1,2589	0,0563	0,1828	0,0786	0,0653	0,0611	0,0584
2	1,5849	0,0375	0,1618	0,0567	0,045	0,0415	0,0392
3	1,9953	0,0229	0,1422	0,0384	0,0286	0,0259	0,0242
4	2,5119	0,0125	0,1244	0,024	0,0165	0,0146	0,0134
5	3,1623	0,0060	0,1088	0,0137	0,0085	0,0072	0,0065
6	3,9811	0,002388	0,0953	0,007	0,0037	0,003	0,0026
7	5,0119	0,000773	0,0837	0,0031	0,0014	0,001	8,78E-04
8	6,3096	0,000191	0,0738	0,0012	3,95E-04	2,81E-04	2,24E-04
9	7,9433	3,36E-05	0,0653	3,79E-04	8,69E-05	5,52E-05	4,12E-05
Проигрыш при $Eb/No=-10$ дБ			-3,7	-0,9	-0,4	-0,2	-0,1
Проигрыш при $Eb/No=1$дБ			-4,8 дБ	-1 дБ	-0,45 дБ	-0,25 дБ	-0,1 дБ
Проигрыш при $Eb/No=9$ дБ			-8,4	-1,5	-0,5	-0,27	-0,1
Эквив. Пост. Сдвиг фазы, град			$54,8^\circ$	27°	$18,3^\circ$	$13,7^\circ$	$8,7^\circ$

Дальнейшее увеличение числа каналов в блоке дискретной подстройки фазы BPSK сигнала (до шести) ведет к значительному увеличению аппаратных затрат при энергетическом выигрыше 0,35 дБ, что является нерациональным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Вильямс, 2003.
2. Устройство обработки фазоманипулированного сигнала с дискретной подстройкой фазы в исполнительном приборе радиолинии управления : патент на полезную модель № 176149 / Леушин А.В., Кравцов А.В., Анисимов В.И. // Изобретения и полезные модели: офиц. бюллетень. 2018. № 1.
3. Сергиенко А.Б. Цифровая связь: учеб. пособие. СПб.: ЛЭТИ, 2012.
4. Ашимов Н.М. Помехоустойчивость и помехозащищенность радиолиний управления. М.: ВИУ, 2000.