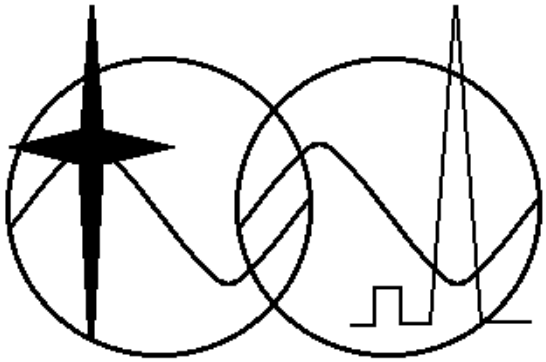
Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра средств радиосвязи (СРС)



РАДИОСВЯЗЬ НА ОСНОВЕ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

(Часть 1)

Учебно-методическое пособие
по материалам лекционных занятий, практических занятий,
для курсового проектирования
и самостоятельной работы
студентов радиотехнических специальностей

Разработчик:
заведующий кафедрой СРС,
профессор Мелихов С.В.

Томск - 2014

Содержание

Введение ... 3
1. Множественные доступы с кодовым разделением каналов ... 3
2. Автокорреляция, взаимная корреляция, ортогональная корреляция ... 5
3. Автокорреляционная функция одиночного импульсного сигнала ... 5
4. Цифровые автоматы бинарных периодических неортогональных М-последовательностей. АКФ знакопеременных периодических ПСП ... 6
5. Маска сдвига ПСП ... 10
6. Апериодические ПСП Баркера и их АКФ ... 11
7. Последовательности Голда и Касами ... 12
8. Ортогональные знакопеременные последовательности (функции, коды) Уолша ... 13
9. База импульсного сигнала. Формирование ШП-радиосигнала с использованием ПСП ... 15
10. Корреляционный прием с обработкой ШП-радиосигнала на высокой частоте. Асинхронный множественный доступ ... 18
11. Особенности CDMA-радиосвязи на основе ШП-радиосигналов ... 23
12. Корреляционный прием с обработкой импульсного ШП-сигнала интегрированием с накоплением ... 24
13. Формирование ШП-радиосигнала с использованием ортогональных функций Уолша ... 25
14. Корреляционный прием с обработкой импульсного ШП-сигнала интегрированием с накоплением. Синхронный множественный доступ ... 26
15. Задачи ... 29
16. Контрольные вопросы ... 31
Список использованных источников ... 32

Введение

В настоящем учебно-методическом пособии рассмотрены основные вопросы, касающиеся формирования шумоподобных сигналов, их свойств и особенностей использования в радиосвязи при технологии множественного доступа с кодовым разделением каналов.

Пособие содержит материалы лекционных занятий, задачи для практических занятий и контрольные вопросы. Студентам целесообразно использовать материалы пособия для самостоятельной работы при подготовке к занятиям различного вида (лекционным, практическим, лабораторным), а также при подготовке к контрольным работам, зачету и экзамену.

1. Множественные доступы с кодовым разделением каналов

Шумоподобные радиосигналы (ШП-радиосигналы) или радиосигналы с расширенным (распределенным) спектром относятся к технологии CDMA (Code Division Multiple Access – множественный (многостанционный) доступ с кодовым разделением каналов). Первая работа, посвященная этой теме, была опубликована еще в 1935 г. Д.В. Агеевым. Во второй половине 40-х годов технология CDMA, обладающая свойствами повышенной скрытности, начала использоваться в военных системах связи как в СССР, так и в США. В настоящее время на основе технологии CDMA и промежуточного стандарта IS-95 (Interim Standard) развиваются сети сотовой телефонной связи третьего и четвертого поколений (3G, 4G).

Можно выделить три основных способа множественного доступа с кодовым разделением каналов:

– *асинхронный (неортогональный) множественный доступ* с использованием знакопеременных периодических чиповых неортогональных псевдослучайных последовательностей (ПСП);

– *синхронный (ортогональный) множественный доступ* на основе знакопеременных периодических чиповых ортогональных функций Уолша;

– *асинхронно-синхронный (неортогонально-ортогональный или смешанный) множественный доступ* как с использованием знакопеременных периодических чиповых неортогональных ПСП, так и с использованием знакопеременных периодических чиповых ортогональных функций Уолша.

Под понятием «чип» (chip – щепка) понимается элементарный импульсный сигнал. Длительность чипов ПСП или чипов функций Уолша (T_{ch}) много меньше, чем длительность бита информационного сигнала (T_b): $T_{ch} << T_b$.

Термин «псевдослучайная» означает, что порядок следования чипов ПСП известен, однако статистические свойства ПСП близки к свойствам случайного процесса.

Асинхронный (неортогональный) доступ при многоканальной связи характеризуется тем, что радиосигналы передаются одновременно многими несинхронизированными передатчиками из разных географических мест на одинаковых несущих частотах одним из видов манипуляции. В каждом передатчике биты информационных сигналов кодируются («расщепляются») отдельными ПСП, чиповая скорость которых существенно больше битовой скорости. Если битовый

информационный сигнал «расщепляется» K чипами ПСП, то его спектр расширяется в K раз, что приводит и к расширению спектра радиосигнала также в K раз.

При асинхронном доступе используется корреляционный прием, основанный на выделении выброса автокорреляционной функции (АКФ) отдельной ПСП. Псевдослучайные последовательности выбираются таким образом, чтобы в приемнике их можно было разделить и выделить нужный информационный сигнал. Для разделения ПСП необходимо, чтобы они имели малую (близкую к нулю) взаимную корреляцию, т.е. были почти взаимонезависимыми.

Асинхронный доступ используется в стандарте IS-95 при организации «обратных» каналов связи – от мобильных станций (МС) к базовым станциям (БС) с использованием квадратурной фазовой манипуляции со смещением (Offset Quadrature Phase Shift Keying – OQPSK).

Синхронный (ортогональный) доступ при многоканальной связи характеризуется тем, что множество информационных сигналов синхронизировано передаются одним передатчиком на одной несущей частоте. При этом каждый информационный сигнал кодируется соответствующей функцией Уолша, которые ортогональны, т.е. имеют взаимную корреляцию равную нулю.

При синхронном доступе используется корреляционный прием, основанный на ортогональности функций Уолша, что позволяет выделить нужные информационные сигналы.

Асинхронно-синхронный (неортогонально-ортогональный) доступ при многоканальной связи характеризуется двумя этапами кодирования в модуляторе передатчика. Сначала осуществляется первый этап кодирования битов каждого из информационных сигналов соответствующей функцией Уолша. Далее осуществляется второй этап кодирования информационных сигналов при помощи определенной ПСП. После двух этапов кодирования информационные сигналы складываются и их сумма образует «единый» цифровой поток с расширенным спектром и изменяющейся амплитудой чипов. «Единый» цифровой поток осуществляет какой-либо вид модуляции несущей частоты передатчика.

Асинхронно-синхронный доступ используется в стандарте IS-95 при организации «прямых» каналов связи – от БС к МС с использованием квадратурной фазовой манипуляции (Quadrature Phase Shift Keying – QPSK), особенностью которой является изменяющаяся амплитуда несущего колебания, а фаза несущего колебания принимает только четыре значения $\varphi_k = 45^o; 135^o; 225^o; 315^o$. Такую модуляцию целесообразно назвать амплитудно-квадратурной фазовой манипуляцией (Amplitude Quadrature Phase Shift Keying – AQPSK).

При асинхронно-синхронном доступе используется корреляционный прием, основанный на двух этапах декодирования. Первый этап корреляционного декодирования основан на выделении выброса АКФ отдельной ПСП, что позволяет МС выбрать из «единого» цифрового потока предназначенную ей часть. Второй этап корреляционного декодирования основан на ортогональности функций Уолша, что позволяет МС выделить переданные ей информационные сигналы.

2. Автокорреляция, взаимная корреляция, ортогональная корреляция

В технологии CDMA при приеме кодированных каналов связи необходимо, чтобы их псевдослучайные коды были разделены с помощью корреляционного фильтра. Для этого псевдослучайные коды должны достаточно различаться. Степень подобия (похожести) функций в математике отображается с помощью корреляции. Различаются следующие виды корреляции: автокорреляция; взаимная корреляция; ортогональная корреляция.

Автокорреляция периодической функции (периодического сигнала) $S(t)$ с периодом T определяется формулой:

$$R_{П}(\tau) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S(t)S(t-\tau)dt . \quad (1)$$

Автокорреляция определяет подобие сигнала $S(t)$ своей копии $S(t-\tau)$, сдвинутой во времени на τ.

Взаимная корреляция двух периодических функций (периодических сигналов) с периодом T определяется формулой:

$$R_{П\,ij}(\tau) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S_i(t)S_j(t-\tau)dt . \quad (2)$$

Взаимная корреляция определяет подобие двух сигналов, сдвинутых во времени.

Ортогональная корреляция – частный случай взаимной корреляции – когда взаимная корреляция периодических функций (периодических сигналов) равна нулю:

$$R_{П\,ij}(\tau) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} S_i(t)S_j(t-\tau)dt = 0 . \quad (3)$$

Если сравниваемые сигналы являются одиночными (не периодическими), то формулы (1)–(3) для автокорреляции, взаимной корреляции и ортогональной корреляции имеют следующий вид:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)S(t-\tau)dt ; \quad (4)$$

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t)S_j(t-\tau)dt ; \quad (5)$$

$$R_{ij}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t)S_j(t-\tau)dt = 0 . \quad (6)$$

3. Автокорреляционная функция одиночного импульсного сигнала

АКФ $R(\tau)$ одиночного непериодического сигнала, выражаемая в виде (4), характеризует степень связи (корреляции) сигнала $S(t)$ со своей копией $S(t-\tau)$, сдвинутой по оси времени на величину τ.

На рис. 1 показано построение АКФ для одиночного импульсного сигнала с амплитудой S и длительностью $T_и$. Сдвинутый на величину τ сигнал $S(t-\tau)$ изображен на рис. 1,*б*, произведение $S(t)S(t-\tau)$ – на рис. 1,*в*, зависимость $R(\tau)$ – на рис. 1,*г*.

АКФ имеет максимум (выброс) при $\tau = 0$, т.к. при отсутствии временного сдвига сигнал коррелирован сам с собой. Максимальное значение АКФ равно энергии сигнала E:

$$R(0) = \int_0^{T_и} S^2(t)dt = S^2 T_и = E, \qquad (7)$$

где S^2 – квадрат амплитуды сигнала или мощность на единичном сопротивлении ($R = 1\,Ом$).

С увеличением τ АКФ $R(\tau)$ убывает и при сдвиге сигнала $S(t-\tau)$ на величину, превышающую длительность импульса $T_и$, обращается в ноль.

АКФ является четной функцией.

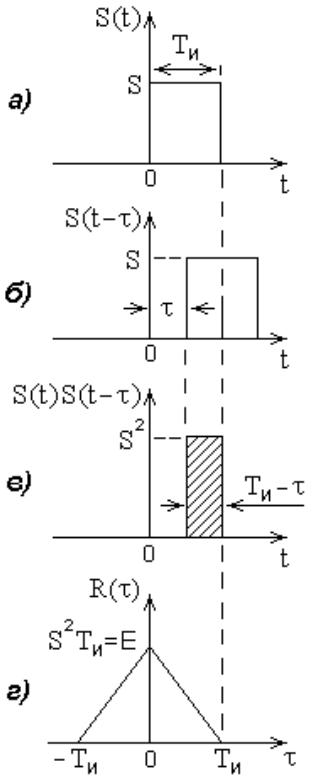


Рис. 1. К понятию АКФ одиночного импульсного сигнала

4. Цифровые автоматы бинарных периодических неортогональных М-последовательностей. АКФ знакопеременных периодических ПСП

Чиповая ПСП обладает хорошими автокорреляционными свойства, а ее АКФ имеет максимальные периодические выбросы в том случае, если последовательность является знакопеременной, т.е. состоит из чипов «-1» и «1». Знакопеременную ПСП получают из бинарной ПСП (с чипами «0» и «1») путем преобразования чипов «0» в чипы «-1».

Вид (или порядок следования чипов) знакопеременной периодической ПСП длиной L (содержащей L чипов) формируется таким образом, чтобы ее АКФ имела периодические максимумы (периодические максимальные выбросы) при временных сдвигах

$$\tau = 0 \pm k L T_{ch}, \qquad k = 0, 1, 2, \ldots . \qquad (8)$$

Условию (8) удовлетворяют знакопеременные периодические ПСП максимальной длины (М-последовательности или последовательности Хаффмена), а также образованные из них – последовательности Голда и последовательности Касами. Эти последовательности нашли широкое применение благодаря простоте их генерации.

В качестве генераторов периодических бинарных М-последовательностей (ГПСП) используют цифровой автомат, содержащие n-разрядный регистр сдвига на D-триггерах и цепь обратной связи с генератором бита четности (ГБЧ, рис. 2,*а*). Такой цифровой автомат называют еще сдвиговым регистром с линейными обратными связями (LFSR – Linear Feedback Shift Register).

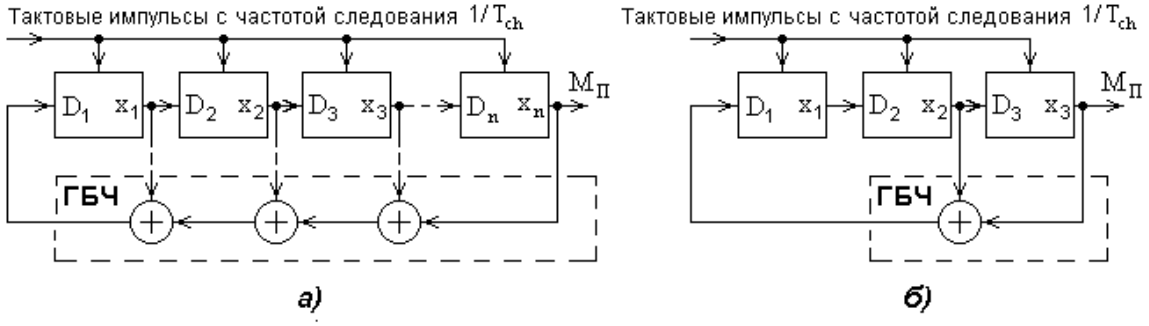


Рис. 2. Обобщенная структурная схема ГПСП (цифрового автомата) для формирования периодических бинарных М-последовательностей (*а*); генератор *7*-чиповой ПСП (*б*)

Регистром сдвига управляют тактовые импульсы с частотой следования $1/T_{ch}$. ГБЧ представляет собой набор сумматоров по модулю 2 выходных сигналов только от определенных триггеров регистра сдвига (поэтому соединения выходов триггеров, кроме выхода последнего триггера, с соответствующими сумматорами показаны пунктирными линиями).

На рис. 2,*б* приведена структурная схема ГПСП, характеризуемая порождающим полином третьего порядка

$$g(x) = 1 + x^2 + x^3 \qquad (9)$$

и генерирующая 7-чиповую М-последовательность $M_П = 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$. Рассмотрим принцип работы такого ГПСП.

Пусть в исходный момент времени в регистр сдвига было введено число «110» (число может быть любым, но только не «000», т.к. в этом случае на выходе ГБЧ всегда будет нулевой уровень).

С поступлением первого тактового импульса (ТИ) в первую ячейку запишется цифра «1», т.к. сумма по модулю 2 второго и третьего разрядов равна единице. Во вторую ячейку перейдет цифра «1», ранее записанная в первой ячейке; в третью ячейку перейдет цифра «1», ранее записанная во второй ячейке. Эти состояния ячеек приведены в первой строке табл. 1.

Связанный с поступлением последующих ТИ процесс смены состояний ячеек отражен в последующих строках таблицы. С поступлением восьмого ТИ (пятнадцатого, двадцать второго и т.д.) цикл повторяется.

В результате на выходе генератора образуется периодическая ПСП $M_П = 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$ длиной семь чипов ($L = 7$) и периодом $T_П = 7T_{ch}$.

Таблица 1. Состояние ячеек регистра сдвига ГПСП (рис. 2,*б*)

Номер ТИ	Первая ячейка	Вторая ячейка	Третья ячейка
1	1	1	1
2	0	1	1
3	0	0	1
4	1	0	0
5	0	1	0
6	1	0	1
7	1	1	0
8	1	1	1
…	…	…	…

В общем случае для LFSR с $n-$разрядным регистром длина М-последовательностей и их период определяются формулами:

$$L=(2^n-1);\qquad T_{П}=(2^n-1)T_{ch}, \tag{10}$$

а число последовательностей с малым уровнем взаимной корреляции *(предпочтительных последовательностей)*

$$N=\varphi(L)/n, \tag{11}$$

где $\varphi(L)-$ функция Эйлера.

Для М-последовательностей

$$\varphi(L)=P<L, \tag{12}$$

где $L-$ простое число, т.е. число, которое нельзя представить в виде произведения других целых чисел, например,

$$L=3=2^2-1,\ L=7=2^3-1,\ L=15=2^4-1,\ L=31=2^5-1,\ \ldots; \tag{13}$$

$P-$ число чисел в ряду $(1,2,...,L-1)$, взаимно простых с числом L (т.е. не имеющих общих делителей, кроме единицы).

Например, при $n=4$ $L=2^4-1=1!$ и взаимно простыми числами с L являются числа $1,2,4,7,8,11,13,14$ ($P=8$). Остальные числа в ряду $(1,2,...,L-1)$ имеют общие делители с числом $L=15$ (эти числа — $3,5,6,9,10,12$). Следовательно, при $n=4$ $N=P/4=8/4=2$.

В табл. 2 приведены характеристики предпочтительных М-последовательностей в зависимости от числа разрядов регистра сдвига цифрового автомата (число n может быть и больше 15).

М-последовательности обладают следующими свойствами.

Балансное свойство. В одном периоде М-последовательности содержится $2^{(n-1)}-1$ нулей и $2^{(n-1)}$ единиц.

Свойство сдвига при сложении по модулю 2. Сумма по модулю 2 М-последовательности и ее произвольного циклического сдвига представляет собой другой циклический сдвиг исходной М-последовательности.

Свойства АКФ периодической М-последовательности. Если в бинарной периодической М-последовательности, состоящей из чипов (0,1), заменить чипы «0» на чипы «-1» и получить периодическую последовательность (-1,1), то ее АКФ также является периодической, удовлетворяет условию (8) и определяется выражением:

$$R_{\Pi}(\tau)=\begin{cases}(2^{n}-1)=L, & \tau=0\pm kLT_{ch}, \quad k=0,1,2...;\\ -1, & \tau=\pm kLT_{ch}\pm pT_{ch}, \quad p=1,2,...,L-1.\end{cases} \tag{14}$$

В нормированном виде:

$$R_{\Pi н}(\tau)=R_{\Pi}(\tau)/L=\begin{cases}1, & \tau=0\pm kLT_{ch}, \quad k=0,1,2...;\\ -1/L, & \tau=\pm kLT_{ch}\pm pT_{ch}, \quad p=1,2,...,L-1.\end{cases} \tag{15}$$

Таблица 2. Длина и число М-последовательностей с малым уровнем взаимной корреляции, а также один из возможных вариантов алгоритма формирования бита четности D_1 в ГБЧ

Число разрядов регистра сдвига (n)	Длина Последовательности (L)	Число последовательностей (N)	D_1 в схеме рис.2,*а*
3	7	2	$x_2 \oplus x_3$
4	15	2	$x_3 \oplus x_4$
5	31	6	$x_4 \oplus x_5$
6	63	6	$x_5 \oplus x_6$
…	…	…	…
11	2047	176	$x_9 \oplus x_{11}$
12	4095	144	$x_2 \oplus x_{10} \oplus \oplus x_{11} \oplus x_{12}$
…	…	…	…
15	32767	1800	$x_{14} \oplus x_{15}$

Из (14) следует, что автокорреляционная функция любой периодической знакопеременной М-последовательности является четной функцией с периодом $T_{\Pi}=LT_{ch}=(2^{n}-1)T_{ch}$ и имеет максимум (максимальный выброс), равный длине последовательности $L=(2^{n}-1)$.

В качестве примера определим вид АКФ для знакопеременной 7-чиповой ПСП $\hat{M}_{\Pi}=1\ 1\ 1-1-1\ 1-1$, полученной из бинарной ПСП $M_{\Pi}=1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0$ путем преобразования чипов «0» в чипы «-1». Расчет значений АКФ такой последовательности при различных временных сдвигах ее копии $\hat{M}_{\Pi}(t-\tau)$ ($\tau=pT_{ch}$, $p=0,1,2,...$) иллюстрируется данными табл. 3. Значения периодической АКФ $R_{\Pi}(\tau)=\int_{0}^{7T_{ch}}\hat{M}_{\Pi}(t)\hat{M}_{\Pi}(t-\tau)dt$ приведены в последнем столбце этой таблицы, а вид нормированной АКФ $R_{\Pi н}(\tau)$) – на рис. 3, где $R_{\Pi н}(\tau)=R_{\Pi}(\tau)/L=R_{\Pi}(\tau)/7$.

Поскольку $R_{бок}\neq 0$, то циклически сдвинутые ПСП являются *неортогональными* (см. формулу (3)).

Максимальный выброс АКФ периодических ПСП имеет важное значение при их использовании в цифровых системах связи технологии CDMA: два или более сигналов могут быть переданы одновременно на одинаковых несущих частотах в одной и той же

полосе, а затем успешно выделены, если их кодовые последовательности представляют собой циклические сдвиги одной М-последовательности на один чип или большее число чипов.

Таблица 3. Расчет АКФ *7*-чиповой знакопеременной периодической М-последовательности вида $\hat{M}_{П}(t) = 1\ \ 1\ \ 1 -1 -1\ \ 1 -1$

Величина сдвига ($\tau = pT_{ch}$)	Последовательность $\hat{M}_{П}(t-\tau)$	$\hat{M}_{П}(t)\hat{M}_{П}(t-\tau)$ (посимвольное умножение)	$R_{П}(\tau)$ {сумма чипов $\hat{M}_{П}(t)\hat{M}_{П}(t-\tau)$}
0	1 1 1−1−1 1−1	1 1 1 1 1 1 1	7
T_{ch}	−1 1 1 1−1−1 1	−1 1 1−1 1−1−1	−1
$2T_{ch}$	1−1 1 1 1−1−1	1−1 1−1−1−1 1	−1
$3T_{ch}$	−1 1−1 1 1 1−1	−1 1−1−1−1 1 1	−1
$4T_{ch}$	−1−1 1−1 1 1 1	−1−1 1 1−1 1−1	−1
$5T_{ch}$	1−1−1 1−1 1 1	1−1−1−1 1 1−1	−1
$6T_{ch}$	1 1−1−1 1−1 1	1 1−1 1−1−1−1	−1
$7T_{ch}$	1 1 1−1−1 1−1	1 1 1 1 1 1 1	7
$8T_{ch}$	−1 1 1 1−1−1 1	−1 1 1−1 1−1−1	−1
…	…		

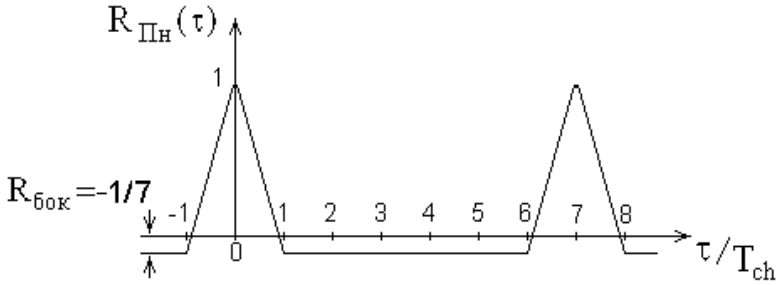


Рис. 3. Нормированная АКФ знакопеременной периодической *7*-чиповой М-последовательности.
$R_{бок}$ – боковой уровень АКФ

5. Маска сдвига ПСП

Логическую цепь, выполняющую операцию линейной комбинации выходов ГПСП, которая обеспечивает сдвиг по времени опорной М-последовательности на любое число чипов, называют *маской сдвига*. Цепи такого типа используются, например, в системе сотовой телефонии IS-95.

На рис. 4 приведена структурная схема ГПСП, характеризуемого порождающим полиномом (9), и маски с элементами вектора (m_1, m_2, m_3).

Необходимый сдвиг ПСП обеспечивается соответствующей комбинацией элементов вектора (в общем случае $m_1, m_2, ..., m_k$), принимающих значения «0» или «1».

Данные табл. 4 иллюстрируют сдвиг по времени ПСП на любое число чипов при помощи маски с вектором (m_1, m_2, m_3); состояния ячеек ГПСП для одного периода 7-чиповой ПСП взяты из табл. 1.

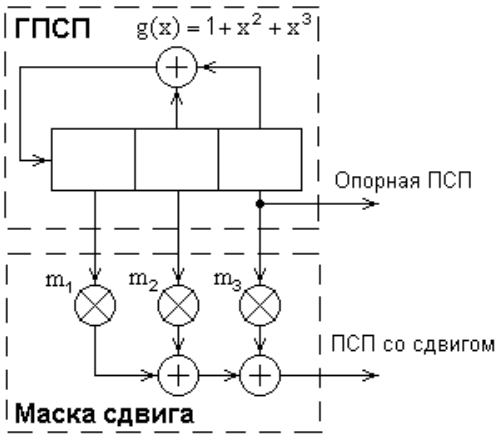


Рис. 4. Применение маски для получения циклически сдвинутой по времени ПСП

Таблица 4. Иллюстрация сдвига по времени ПСП на любое число чипов при помощи маски с вектором (m_1, m_2, m_3)

Состояние ячеек ГПСП	Опорная ПСП	Вектор (m_1, m_2, m_3)						
		(1,0,1)	(1,1,1)	(1,1,0)	(0,1,1)	(1,0,0)	(0,1,0)	(0,0,1)
		Сдвиг ПСП на 1 чип	Сдвиг ПСП на 2 чипа	Сдвиг ПСП на 3 чипа	Сдвиг ПСП на 4 чипа	Сдвиг ПСП на 5 чипов	Сдвиг ПСП на 6 чипов	Сдвиг ПСП на 7 чипов
1 1 1	1	0	1	0	0	1	1	1
0 1 1	1	1	0	1	0	0	1	1
0 0 1	1	1	1	0	1	0	0	1
1 0 0	0	1	1	1	0	1	0	0
0 1 0	0	0	1	1	1	0	1	0
1 0 1	1	0	0	1	1	1	0	1
1 1 0	0	1	0	0	1	1	1	0

6. Апериодические ПСП Баркера и их АКФ

Некоторые знакопеременные апериодические (квазиодиночные) последовательности имеют АКФ с минимальными и равноамплитудными боковыми пиками. Их называют кодовыми последовательностями Баркера. Нормированная АКФ последовательностей Баркера:

$$R_{Ан}(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = 0; \\ 0, & \tau = 2b+1, \quad b = 0, 1, ..., (L-1)/2; \\ \pm 1/L, & \tau = 2b, \quad b = 1, ..., (L-1)/2. \end{cases} \qquad (16)$$

В табл. 5 приведены виды последовательностей Баркера $S_Б(t)$ и нормированная

амплитуда боковых пиков АКФ $R_{бок} = \pm 1/L$. На рис. 5 изображена нормированная АКФ для 7-чипового кода Баркера.

Свойство минимальности и равноамплитудности боковых пиков АКФ кодов Баркера имеет важное значение при их использовании в качестве преамбул для обеспечения символьной и цикловой синхронизации в цифровых системах связи.

Таблица 5. Кодовые последовательности Баркера
и амплитуда боковых пиков их нормированной АКФ ($R_б = \pm 1/L$)

L	$S_Б(t)$	$R_б = \pm 1/L$
3	1 1–1	–1/3
4	1 1–1 1	1/4
5	1 1 1–1 1	1/5
7	1 1 1–1–1 1–1	–1/7
11	1 1 1–1–1–1 1–1–1 1–1	–1/11
13	1 1 1 1 1–1–1 1 1–1 1–1 1	1/13

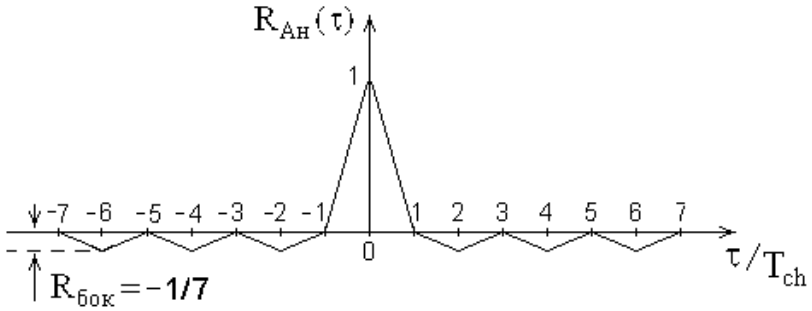


Рис. 5. Нормированная АКФ 7-чиповой последовательности Баркера.
$R_{бок}$ – боковые пики АКФ

7. Последовательности Голда и Касами

Достоинства М-последовательностей в том, что они обладают хорошими автокорреляционными свойствами и их легко генерировать.

В силу неортогональности взаимная корреляция двух М-последовательностей одной длины, сгенерированных цифровыми автоматами одного порядка с различными порождающими полиномами, не равна нулю.

При этом взаимная корреляция двух различных М-последовательностей одной длины может достигать высоких значений, сравнимых с максимумом АКФ $(L = 2^n - 1)$. Этот недостаток для CDMA-системы со множеством пользователей устраняется при использовании *последовательностей Голда и последовательностей Касами.*

Для формирования последовательностей Голда и Касами используются только *предпочтительные* М-последовательности, взаимная корреляция которых намного меньше максимума $(2^n - 1)$.

Последовательности Голда генерируются на базе двух предпочтительных последовательностей при помощи сложения по модулю 2 первой М-последовательности с любой циклически сдвинутой копией второй М-последовательности (рис. 6). В результате формируется новая периодическая последовательность с тем же периодом $(2^n-1)T_{ch}$. Количество получаемых таким путем и образующих одно семейство последовательностей Голда составляет (2^n+1), поскольку количество возможных сдвинутых копий второй последовательности равно (2^n-1), и обе исходные предпочтительных последовательности без сдвига также включаются в семейство.

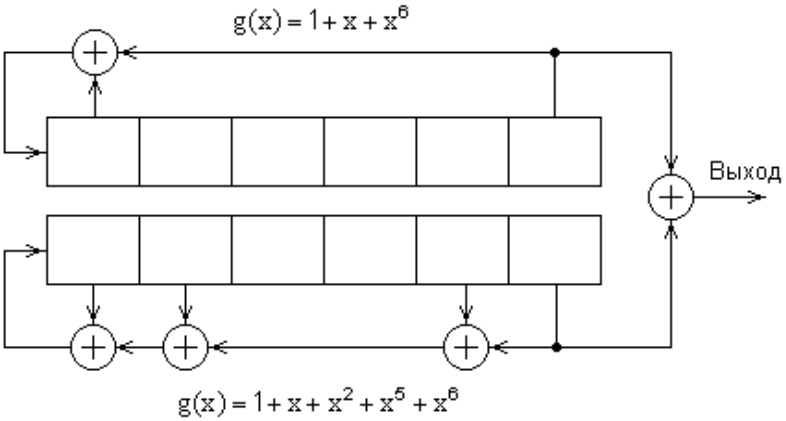


Рис. 6. ГПСП Голда длиной 63 на основе двух регистров

Таким образом, из двух предпочтительных М-последовательности длиной $L=(2^n-1)$ можно получить (2^n+1) последовательностей Голда.

Последовательности Голда используются, например, в Универсальной системе подвижной связи UMTS (Universal Mobile Telecommunication System).

Последовательности Касами формируются аналогичным образом с использованием трех регистров.

8. Ортогональные знакопеременные последовательности (функции, коды) Уолша

Последовательности Уолша могут быть сгенерированы с использованием итерационного процесса построения матрицы Адамара. Начиная с $H_1=[0]$, матрица Адамара более высокого порядка формируется по алгоритму:

$$H_{2n}=\begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & \bar{H}_n \end{bmatrix}. \qquad (17)$$

В соответствии с (17) матрицы Адамара размерностью 2, 4 и 8 соответственно имеют вид:

$$H_2=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \qquad (18)$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \tag{19}$$

$$H_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{20}$$

Чипы последовательностей (функций, кодов) Уолша соответствуют элементам матриц Адамара по строкам (или по столбцам).

При кодировании чип «0» заменяется на «-1», а кодовые функции Уолша обозначаются следующим образом:

$$W_i(J), \text{ например, } W_2(8) = -1\,-1\;\;1\;\;1\;\;1\;\;1\,-1\,-1, \tag{21}$$

где $i-$ индекс, значение которого характеризует число изменений полярности на длине соответствующей функции Уолша, например, для (21) $i = 2$;

$J-$ длина (количество чипов) функции Уолша.

Тогда соответствие матрицы Адамара (20) обозначениям $W_i(J)$ можно представить в виде:

$$\hat{H}_8 = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} W_0(8) \\ W_7(8) \\ W_3(8) \\ W_4(8) \\ W_1(8) \\ W_6(8) \\ W_2(8) \\ W_5(8) \end{bmatrix}. \tag{22}$$

На рис. 7 представлены функции $W_i(8)$ по порядку нарастания числа изменений полярности на своей длине.

Для доказательства ортогональности знакопеременных функций Уолша оценим с использованием (6) взаимную корреляцию, например, функций (без сдвига) $W_1(8) = -1\,-1\,-1\,-1\;\;1\;\;1\;\;1\;\;1$ и $W_2(8) = -1\,-1\;\;1\;\;1\;\;1\;\;1\,-1\,-1$:

$$R_{ij}(\tau = 0) = (-1)\cdot(-1) + (-1)\cdot(-1) + (-1)\cdot 1 + (-1)\cdot 1 + 1\cdot 1 + 1\cdot 1 + 1\cdot(-1) + 1\cdot(-1) = 0.$$

Результат вычисления R_{ij} показывает, что функции $W_1(8)$ и $W_2(8)$ ортогональны. Аналогично можно доказать ортогональность любой другой пары знакопеременных функций Уолша.

Однако коды Уолша имеют недостаток: для некоторых функций взаимная корреляция со своей циклически сдвинутой копией или с циклически сдвинутой копией другой функции такой же длины не равна нулю. Например, для функции $W_7(8) = -1\;\;1\,-1\;\;1\,-1\;\;1\,-1\;\;1$ и функции с циклическим сдвигом на один чип $W_{7сд}(8) = 1\,-1\;\;1\,-1\;\;1\,-1\;\;1\,-1$:

$$R_{ij}(\tau = T_{ch}) = (-1)\cdot 1 + 1\cdot(-1) + (-1)\cdot 1 + 1\cdot(-1) + (-1)\cdot 1 + 1\cdot(-1) + -1)\cdot 1 + 1\cdot(-1) = -8\,.$$

Этот недостаток проявляется, если в CDMA-приемник приходят эхо-копии сигнала с различной, вследствие многолучевого распространения, задержкой.

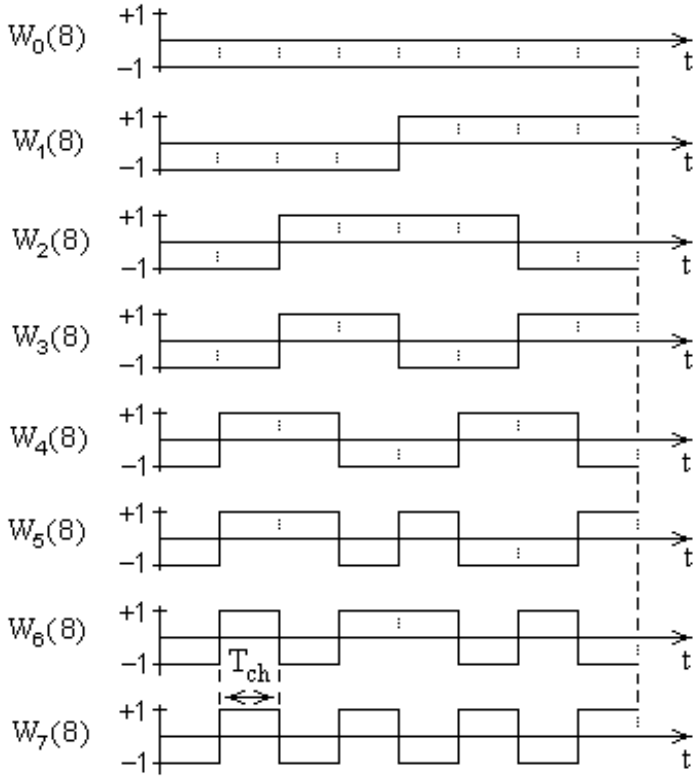


Рис. 7. Набор знакопеременных функций Уолша длиной 8 чипов

Заметим, что функции $W_1(8)$, $W_3(8)$ и $W_7(8)$, изображенные на рис. 7, являются «меандром» с периодом соответственно 8 чипов, 4 чипа, 2 чипа.

Если длина функций Уолша равна 64 чипам (такие функции используются в системе сотовой телефонии IS-95), то меандром являются функции: $W_1(64)$ с периодом 64 чипа; $W_3(64)$ с периодом 32 чипа; $W_7(64)$ с периодом 16 чипов; $W_{15}(64)$ с периодом 8 чипов; $W_{31}(64)$ с периодом 4 чипа; $W_{63}(64)$ с периодом 2 чипа.

9. База импульсного сигнала. Формирование ШП-радиосигнала с использованием ПСП

База или коэффициент расширения спектра SF (Spreading Factor) импульсного сигнала – это произведение ширины его спектра B_b на длительность единичного элемента (бита) T_b:

$$SF = B_b T_b\,. \tag{23}$$

Для битового сигнала с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ)

$$B_b = 1/T_b\,, \tag{24}$$

следовательно, его коэффициент расширения спектра $SF = (1/T_b)T_b = 1$.

Признаком *шумоподобного импульсного сигнала* (*ШП-сигнала*) является большое значение базы ($SF >> 1$). Для получения $SF >> 1$ спектр импульсного битового сигнала искусственно расширяется. На практике применение нашли два метода расширения спектра: метод «прямой последовательности» (DS – Direct Sequence) и метод «скачков по частоте» (FH – Frequency Hopping). Свойства шумоподобных сигналов при этом одни и те же.

Здесь рассмотрим принципы формирования, передачи и приема ШП-радиосигнала с использованием метода «прямой последовательности».

Структурная схема передатчика BPSK *шумоподобного радиосигнала* (*ШП-радиосигнала*) изображена на рис. 8,*а*. Бинарная фазовая манипуляция выбрана для простоты рассмотрения, возможно использование и других видов манипуляции.

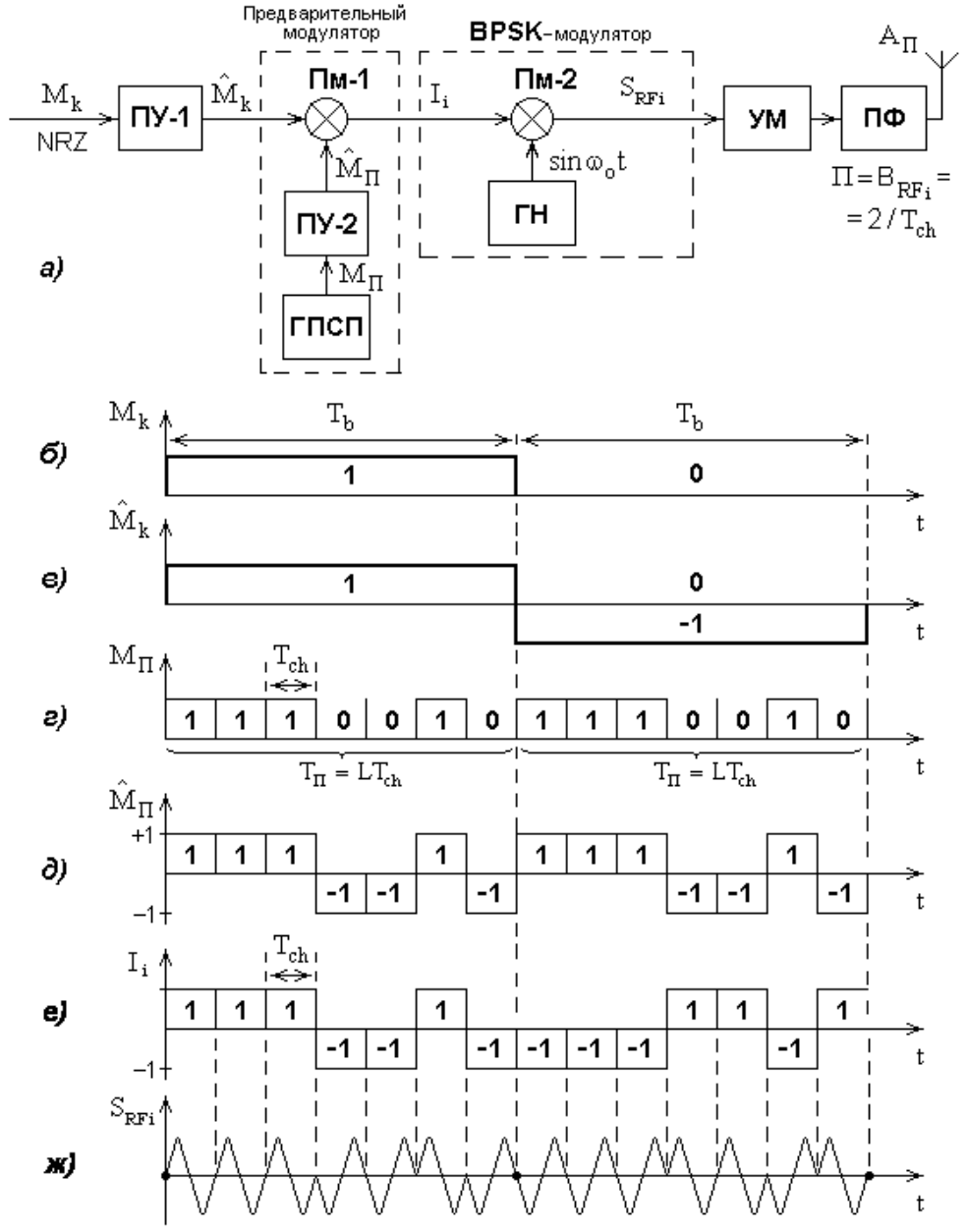


Рис. 8. Структурная схема передатчика BPSK ШП-радиосигнала (*а*);
принцип формирования BPSK ШП-радиосигнала S_{RFi}
с использованием метода «прямой последовательности»
в предварительном модуляторе (*б-ж*)

Особенность передатчика в том, что в его составе имеется предварительный модулятор, в котором происходит расширение спектра информационного битового потока M_k с использованием метода «прямой последовательности». Для этого используется знакопеременная периодическая чиповая ПСП $\hat{M}_П$.

В Пм-1 происходит перемножение знакопеременных битов информационной последовательности $\hat{M}_k$ (рис. 8,*в*), получаемых с выхода ПУ-1, с чипами знакопеременной периодической ПСП $\hat{M}_П$ (рис. 8,*д*), получаемых с выхода ПУ-2. В результате образуется знакопеременный чиповый сигнал модуляции I_i (рис. 8,*е*).

Если период ПСП $T_П = LT_{ch} = T_b$, то длительность единичного элемента модулирующего чипового сигнала I_i меньше длительности бита в L раз: $T_{ch} = T_b / L$. При этом спектр сигнала I_i в L раз шире спектра битового сигнала $B_{ch} = 1/T_{ch} = L/T_b = L \cdot B_b$ и сигнал I_i является шумоподобным импульсным сигналом (импульсный ШП-сигнал).

В результате после предварительной модуляции коэффициент расширения спектра модулирующего ШП-сигнала I_i становится равным L:

$$SF = B_{ch} T_b = B_{ch} / B_b = T_b / T_{ch} = R_{ch} / R_b = L >> 1, \quad (25)$$

где $R_{ch} = 1/T_{ch}$ – чиповая скорость (скорость чипового потока, чип/с);

$R_b = 1/T_b$ – битовая скорость (скорость битового потока, бит/с).

В Пм-2 BPSK-модулятора осуществляется бинарная фазовая манипуляция несущей частоты $\omega_o = 2\pi f_o$ для получения фазоманипулированного ШП-радиосигнала

$$S_{RFi} = \sin(\omega_o t + \varphi_i), \quad (26)$$

причем двухполярный сигнал I_i управляет начальной фазой напряжения несущей частоты: на любом $i-$том промежутке времени $\varphi_i = 0^o$, если $I_i = 1$, и $\varphi_i = 180^o$, если $I_i = -1$.

Вид шумоподобного радиосигнала S_{RFi} на выходе BPSK-модулятора изображен на рис. 8,*ж*. Для упрощения каждый единичный элемент радиосигнала длительностью T_{ch} представлен одним периодом несущей частоты (на практике количество периодов в элементе гораздо больше).

Заметим (см. рис. 8,*ж*), что пиковая мощность излучаемого BPSK ШП-радиосигнала, соответствующая максимальным положительным или отрицательным мгновенным значениям радиосигнала, точно такая же, как и у узкополосного BPSK-радиосигнала.

Ширина спектра BPSK ШП-радиосигнала (радиосигнала S_{RFi})

$$B_{RFi} = 2/T_{ch}, \quad (27)$$

поэтому полоса пропускания полосового фильтра (ПФ) передатчика $П = B_{RFi} = 2/T_{ch}$ (см. рис. 8,*а*).

Расширение спектра (увеличение базы) сигнала при его постоянной энергии приводит к уменьшению интенсивности спектральных компонентов BPSK ШП-радиосигнала, распределяющихся в полосе B_{RFi}, по сравнению с интенсивностью спектральных компонентов узкополосного BPSK-радиосигнала, распределяющихся в полосе B_{RF} (рис. 9). При этом интенсивность спектральных компонентов

ШП-радиосигнала на входе приемника может быть меньше, чем уровень суммы внешних и собственных шумов, т.е. переданный ШП-радиосигнал обладает свойством «энергетической скрытности».

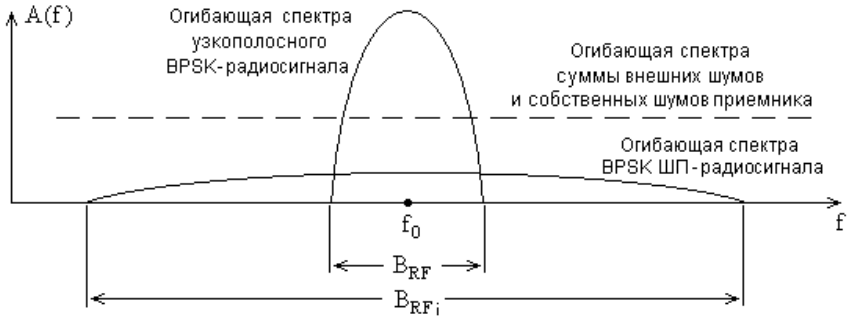


Рис. 9. Огибающие спектров узкополосного BPSK-радиосигнала, BPSK ШП-радиосигнала и шумов, приведенных ко входу приемника

При приеме ШП-радиосигнала необходимы две ступени демодуляции: сначала нужно провести демодуляцию расширяющего кода (демодуляцию ПСП), а затем – демодуляцию информационного сигнала.

Демодуляция ПСП проводится в приемнике при помощи коррелятора, выделяющего выброс АКФ периодической ПСП.

Возможны два варианта корреляционного приема:

1) с обработкой ШП-радиосигнала на высокой частоте (раздел 10);
2) с обработкой импульсного ШП-сигнала интегрированием с накоплением (раздел 12).

10. Корреляционный прием с обработкой ШП-радиосигнала на высокой частоте. Асинхронный множественный доступ

Структурная схема приемника с обработкой ШП-радиосигнала на высокой частоте приведена на рис. 10,*а*. С выхода усилителя-селектора шумоподобного радиосигнала (УС ШП), имеющего полосу пропускания $\Pi_{\text{УС ШП}} = B_{RFi} = 2/T_{ch}$ (см. (27)), BPSK ШП-радиосигнал поступает на коррелятор (КРЛ). В состав коррелятора входят перемножитель (Пм), генератор псевдослучайной последовательности (ГПСП), преобразователь уровней (ПУ), узкополосный полосовой фильтр (УПФ) с полосой пропускания $\Pi_{\text{УПФ}} = B_{RF} = 2/T_b$. Выходной сигнал КРЛ подается на демодулятор BPSK-радиосигнала (ДМ BPSK) и, после когерентной демодуляции, – на схему принятия решения (СПР).

ГПСП приемника генерирует точно такую же псевдослучайную последовательность, что и ГПСП передатчика полезного радиосигнала. Работой ГПСП и когерентного BPSK-демодулятора управляет система синхронизации (ССНХР). Главное условие нормальной работы коррелятора – строгое согласование временных параметров принимаемого и опорного сигнала, т.е. отсутствие временного сдвига ПСП приемника относительно ПСП передатчика. ССНХР, как правило, содержит несколько следящих систем фазовой и частотной автоподстройки и систему слежения за задержкой сигнала.

Первая ступень демодуляции широкополосного BPSK ШП-радиосигнала $S_{RFi} \sim \sin(\omega_o t + \varphi_i)$, имеющего длительность единичного элемента T_{ch} и ширину спектра $B_{RFi} = 2/T_{ch}$, происходит в корреляторе. Если порядок следования нулей и единиц ШП-радиосигнала и генерируемой в приемнике ПСП совпадают (полезный принимаемый радиосигнал является согласованным), то на выходе Пм образуется узкополосный информационный BPSK-радиосигнал

$$S_{RF} = \sin(\omega_o t + \varphi_k) \qquad (28)$$

с длительностью единичного символа T_b (на протяжении которого $\varphi_k = 0^o$ или $\varphi_k = 180^o$) и шириной спектра $B_{RF} = 2/T_b$. Этот процесс «демодуляции расширяющего кода» изображен на рис. 10,*б,в,г*.

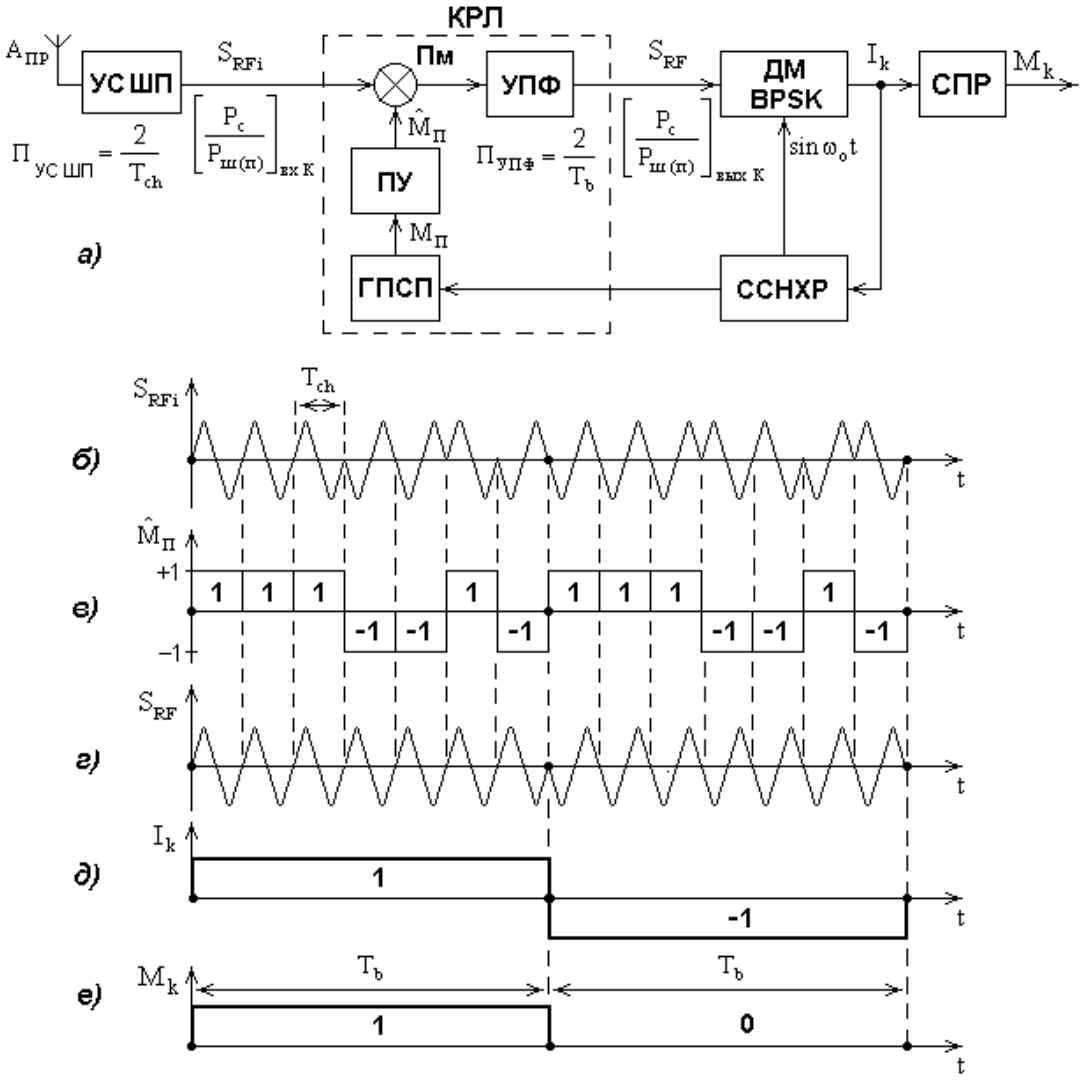


Рис. 10. Структурная схема приемника
с обработкой ШП-радиосигнала на высокой частоте (*а*);
принцип демодуляции шумоподобного радиосигнала (*б-е*)

Ширина спектра узкополосного BPSK-радиосигнала (S_{RF}) на выходе Пм в L раз меньше, чем ширина спектра широкополосного BPSK ШП-радиосигнала (S_{RFi}) на входе Пм:

$$B_{RF} / B_{RFi} = T_{ch} / T_b = 1/L . \quad (29)$$

Узкополосный BPSK-радиосигнал S_{RF} проходит через УПФ (полоса пропускания которого $П_{УПФ} = B_{RF} = 2/T_b$) и поступает на когерентный BPSK-демодулятор.

Поскольку $\sin\alpha\sin\beta = 0{,}5[\cos(\alpha-\beta) - \cos(\alpha+\beta)]$, то в BPSK-демодуляторе осуществляется вторая ступень демодуляции – выделение сигнала I_k (рис. 10,*д*):

$$I_k = S_{RF}\sin\omega_o t = \sin(\omega_o t + \varphi_k)\sin\omega_o t \sim \cos\varphi_k , \quad (30)$$

причем $I_k = 1$, если $\varphi_k = 0^o$, и $I_k = -1$, если $\varphi_k = 180^o$. На выходе схемы СПР образуется цифровой поток M_k (рис. 10,*е*).

Итак, рассмотренная структурная схема корреляционного приемника осуществляет *согласованную селекцию полезного ШП-радиосигнала.*

Согласованная селекция, осуществляемая коррелятором приемника, по своей сути соответствует обработке ШП-радиосигнала на выбросе АКФ ПСП, которой закодированы биты полезного сигнала.

Если на Пм коррелятора попадают еще какие-либо несогласованные (асинхронные) широкополосные ШП-радиосигналы (широкополосные помехи) от других передатчиков, модулированные другими кодами (например, такими же М-последовательностями, но сдвинутыми во времени на один и более чипов), то на выходе Пм они превращаются в хаотическую последовательность коротких импульсов с широким спектром. В результате через УПФ проходит лишь часть энергии несогласованных сигналов, причем эта часть тем меньше, чем больше длина L кодирующей (декодирующей) ПСП. Любой из несогласованных сигналов дает некоторое мешающее действие, определяемое боковым уровнем АКФ ПСП, сдвинутой во времени на один и более чипов. При этом, чем большее число несогласованных ШП-радиосигналов имеется на входе приемника, тем хуже качество приема полезного сигнала.

Если на входе Пм коррелятора имеется узкополосная помеха (например, гармоническая помеха, характеризуемая одной спектральной линией), то после ее перемножения с ПСП на выходе Пм образуется широкополосный сигнал с практически равномерным спектром. Лишь малая часть энергии этого широкополосного сигнала пройдет через УПФ коррелятора. Следовательно, узкополосная помеха ослабляется коррелятором тем больше, чем больше длина L кодирующей (декодирующей) ПСП.

Если на входе Пм коррелятора имеется помеха в виде широкополосного теплового шума, то после ее перемножения с ПСП на выходе Пм образуется шумовая помеха с изменяющейся полярностью. Изменение полярности шумовой помехи не оказывает влияния на ее спектральную плотность. Следовательно, шумовая широкополосная помеха ослабляется коррелятором тем больше, чем больше длина L кодирующей (декодирующей) ПСП.

Таким образом, в корреляторе приемника обеспечивается как кодовое выделение полезного информационного сигнала, так и запас помехоустойчивости к помехам различного типа.

Улучшение коррелятором отношения сигнал/шум (С/Ш) или отношения сигнал/помеха (С/П) зависит от отношения $\Pi_{\text{УС ШП}} / \Pi_{\text{УПФ}}$ и, следовательно, определяется длиной кодирующей (декодирующей) ПСП:

$$G_{\text{ш(п)}}[\text{дБ}] = 10\lg\frac{[P_{\text{с}} / P_{\text{ш(п)}}]_{\text{вых К}}}{[P_{\text{с}} / P_{\text{ш(п)}}]_{\text{вх К}}} \approx 10\lg(\Pi_{\text{УС ШП}} / \Pi_{\text{УПФ}}) = 10\lg L. \quad (31)$$

Если, например, используется ПСП с длиной $L = 2^6 - 1 = 63$, то $G_{\text{ш(п)}}[\text{дБ}] \approx 18\,\text{дБ}$. Это означает, что, например, при $[P_{\text{с}} / P_{\text{ш(п)}}]_{\text{вых К}} = 10\,\text{дБ}$, значение $[P_{\text{с}} / P_{\text{ш(п)}}]_{\text{вх К}} = -8\,\text{дБ}$, т.е. прием полезного ШП-радиосигнала возможен при его уровне на входе УС приемника значительно меньшем, чем уровень шумов:

$$\left[\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}, \text{дБ}\right]_{\text{вх УС ШП}} = \left[\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}, \text{дБ}\right]_{\text{вых УС ШП}} + \left[N_{\text{УС ШП}}, \text{дБ}\right] = \left[\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}, \text{дБ}\right]_{\text{вх К}} + \left[N_{\text{УС ШП}}, \text{дБ}\right] = -8\,\text{дБ} + 3\,\text{дБ} = -5\,\text{дБ}. \quad (32)$$

где $N_{\text{УС ШП}} \approx 3\,\text{дБ}-$ коэффициент шума УС современных радиоприемников.

На рис. 11 и рис. 12 соответственно изображены упрощенные структурные схемы обычного узкополосного приемника BPSK-радиосигнала и широкополосного приемника BPSK ШП-радиосигнала, а также диаграммы уровней сигнала и внутреннего (собственного) шума в характерных точках схем при следующих предпосылках:

отношение С/Ш на выходе ДМ BPSK	10 дБ;
напряжение сигнала на выходе ДМ BPSK	1 В;
коэффициент передачи ДМ BPSK для сигнала и шума	0 дБ;
входное сопротивление СПР	50 Ом;
коэффициент шума УС (УС ШП)	$N_{\text{УС}} = N_{\text{УС ШП}} = 3$ дБ;
длительность бита переданного цифрового потока	$T_b = 10 \cdot 10^{-6}$ с;
коэффициент расширения спектра для ШП-сигнала	$SF = T_b / T_{ch} = 63$;
частота несущей радиосигнала	900 МГц.

Расчет уровней сигнала и шума в характерных точках схем проведен следующим образом:

$$P_{\text{с вых ДМ}} = (1\text{В})^2 / 50\ \text{Ом} = 0{,}02\,\text{Вт} \approx -17\,\text{дБВт};$$

$$P_{\text{с вых УС}} = P_{\text{с вых УС ШП}} = P_{\text{с вх ДМ}} = P_{\text{с вых ДМ}} = -17\,\text{дБВт};$$

$$P_{\text{ш вых УС}} = P_{\text{ш вх ДМ}} = P_{\text{ш вых ДМ}} = P_{\text{с вых ДМ}} - 10\,\text{дБ} = -17\,\text{дБВт} - 10\,\text{дБ} = -27\,\text{дБВт};$$

$$B_{RF} \approx 2 / T_b = 2 / (10 \cdot 10^{-6}) = 0{,}2 \cdot 10^6\ \text{Гц};$$

$$P_{\text{ш вх УС}} \approx N_0 + 10\lg(B_{RF}) = -204\ \text{дБВт/Гц} + 10\lg(0{,}2 \cdot 10^6)\,\text{дБ} = -204\ \text{дБВт/Гц} + 53\,\text{дБ} = -151\,\text{дБВт};$$

$$K_{\text{УС}} = P_{\text{ш вых УС}} - P_{\text{ш вх УС}} - N_{\text{УС}} = -27\,\text{дБВт} - (-151\,\text{дБВт}) - 3\,\text{дБ} = 121\,\text{дБ};$$

$$P_{\text{с вх 0}} = P_{\text{с вых УС}} - K_{\text{УС}} = -17\,\text{дБВт} - 121\,\text{дБ} = -138\,\text{дБВт};$$

$$P_{\text{ш вых УС ШП}} = P_{\text{ш вх ДМ}} + 10\lg(SF) = -27\,\text{дБВт} + 10\lg(63) = -27\,\text{дБВт} + 18\,\text{дБ} = -9\,\text{дБВт};$$

$$B_{RFi} \approx 2 / T_{ch} = 2 / (T_b / 63) = 2 / (10 \cdot 10^{-6} / 63) = 12{,}6 \cdot 10^6\ \text{Гц};$$

$$P_{\text{ш вх УС ШП}} \approx N_0 + 10\lg(B_{RFi}) = -204\,\text{дБВт/Гц} + 10\lg(12{,}6\cdot 10^6) = -204\,\text{дБВт/Гц} + 71\,\text{дБ} = -133\,\text{дБВт};$$

$$K_{\text{УС ШП}} = P_{\text{ш вых УС ШП}} - P_{\text{ш вх УС ШП}} - N_{\text{УС ШП}} = -9\,\text{дБВт} - (-133\,\text{дБВт}) - 3\,\text{дБ} = 121\,\text{дБ};$$

$$P_{\text{с вх 0 ШП}} = P_{\text{с вых УС ШП}} - K_{\text{УС ШП}} = -17\,\text{дБВт} - 121\,\text{дБ} = -138\,\text{дБВт},$$

где $N_0 = 10\lg(kT_0) \approx -204\ \text{дБВт/Гц}$ – спектральная плотность мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в полосе $1\,\text{Гц}$ на входе УС (или на входе УС ШП) от согласованной антенны при отсутствии внешнего шума;

$k = 1{,}38\cdot 10^{-23}[\text{Дж/К}]$ – постоянная Больцмана;

$T_0 = 290\,[\text{К}]$.

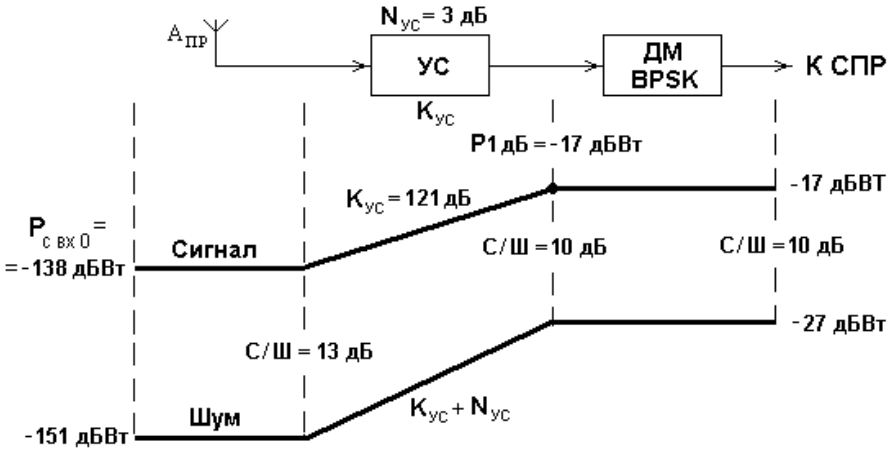


Рис. 11. Диаграмма уровней сигнала и шума
для упрощенной структурной схемы приемника узкополосного BPSK-радиосигнала

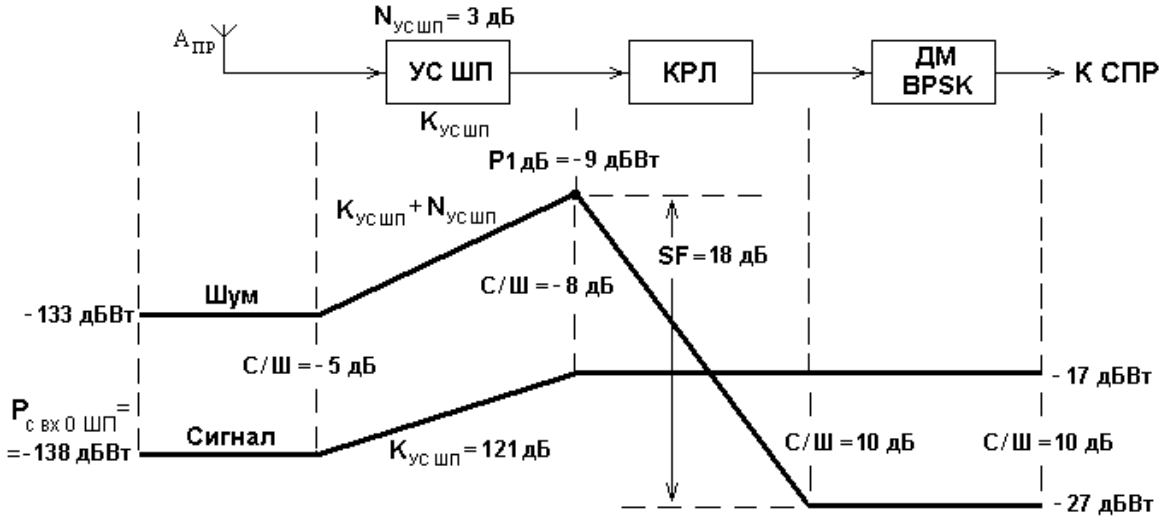


Рис. 12. Диаграмма уровней сигнала и шума
для упрощенной структурной схемы приемника BPSK ШП-радиосигнала
при $SF = T_b / T_{ch} = 63$

Заметим, что при прочих равных условиях:

1) использование ШП-радиосигнала (радиосигнала с расширенным спектром) не дает никаких преимуществ с точки зрения увеличения дальности радиосвязи по сравнению с узкополосным сигналом. В самом деле, дальность радиосвязи определяется реальной чувствительностью приемника, которая, в соответствии с проведенными расчетами, одинакова как для приемника узкополосного радиосигнала, так и для приемника ШП-радиосигнала:

$$P_{\text{с вх 0}} = P_{\text{с вх 0 ШП}} = -138\,\text{дБВт};$$

2) точка компрессии коэффициента усиления УС ШП для BPSK ШП-радиосигнала ($P1\,\text{дБ} = -9\,\text{дБВт}$) должна быть существенно выше, чем УС для узкополосного BPSK-радиосигнала ($P1\,\text{дБ} = -17\,\text{дБВт}$).

Изложенное позволяет сформулировать *понятие асинхронного множественного доступа*.

Асинхронный множественный доступ – это выделение полезного сигнала из множества принятых сигналов, переданных передатчиками на одинаковых несущих частотах из разных географических мест и закодированных неортогональными ПСП.

Асинхронный множественный доступ используется, например, в системе сотовой телефонии IS-95 в «обратных» каналах связи, т.е. при приеме какой-либо базовой станцией (БС) ШП-радиосигналов от многих мобильных станций (МС). При этом ШП-радиосигналы многих МС кодируются одной и той же «длинной» ПСП ($L_L = 2^{42}\,\text{чип}$), но имеющей определенный (специфический) циклический сдвиг для каждой МС. Специфические сдвиги «длинной» ПСП позволяет БС разделить сигналы от разных МС.

11. Особенности CDMA-радиосвязи на основе ШП-радиосигналов

На основе изложенного в разделе 10, сформулируем особенности CDMA-радиосвязи на основе ШП-радиосигналов.

1. Энергетическая скрытность из-за низкого уровня спектральной плотности ШП-радиосигналов.

2. Защищенность связи от несанкционированного доступа за счет кодирования информационных сигналов псевдослучайными последовательностями.

3. Повышенная помехоустойчивость приемных систем к различному виду помех, в том числе к воздействию преднамеренных помех.

4. Постепенное уменьшение отношения С/П при увеличении числа пользователей, одновременно занимающих один и тот же радиоканал (ограниченную полосу частот). Это приводит к постепенному ухудшению качества связи, проявляющемуся в возрастании среднего количества цифровых ошибок (щелчков при приеме звуковых сигналов) за определенный промежуток времени.

Заметим, что шумоподобные радиосигналы могут использоваться и в системах измерения дальности. Точность измерения может быть обеспечена в пределах длительности одного чипа ПСП, если в качестве маркера использовать максимальный выброс АКФ.

12. Корреляционный прием с обработкой импульсного ШП-сигнала интегрированием с накоплением

Структурная схема приемника с обработкой импульсного ШП-сигнала интегрированием с накоплением приведена на рис. 13,*а*. В состав коррелятора (КРЛ) входят перемножитель (Пм), генератор псевдослучайной последовательности (ГПСП), преобразователь уровней (ПУ), интегратор со сбросом (ИС) с эквивалентной полосой пропускания $\Pi_{ИС} = 1/T_b$. Выходное напряжение ИС поступает на схему принятия решения (СПР).

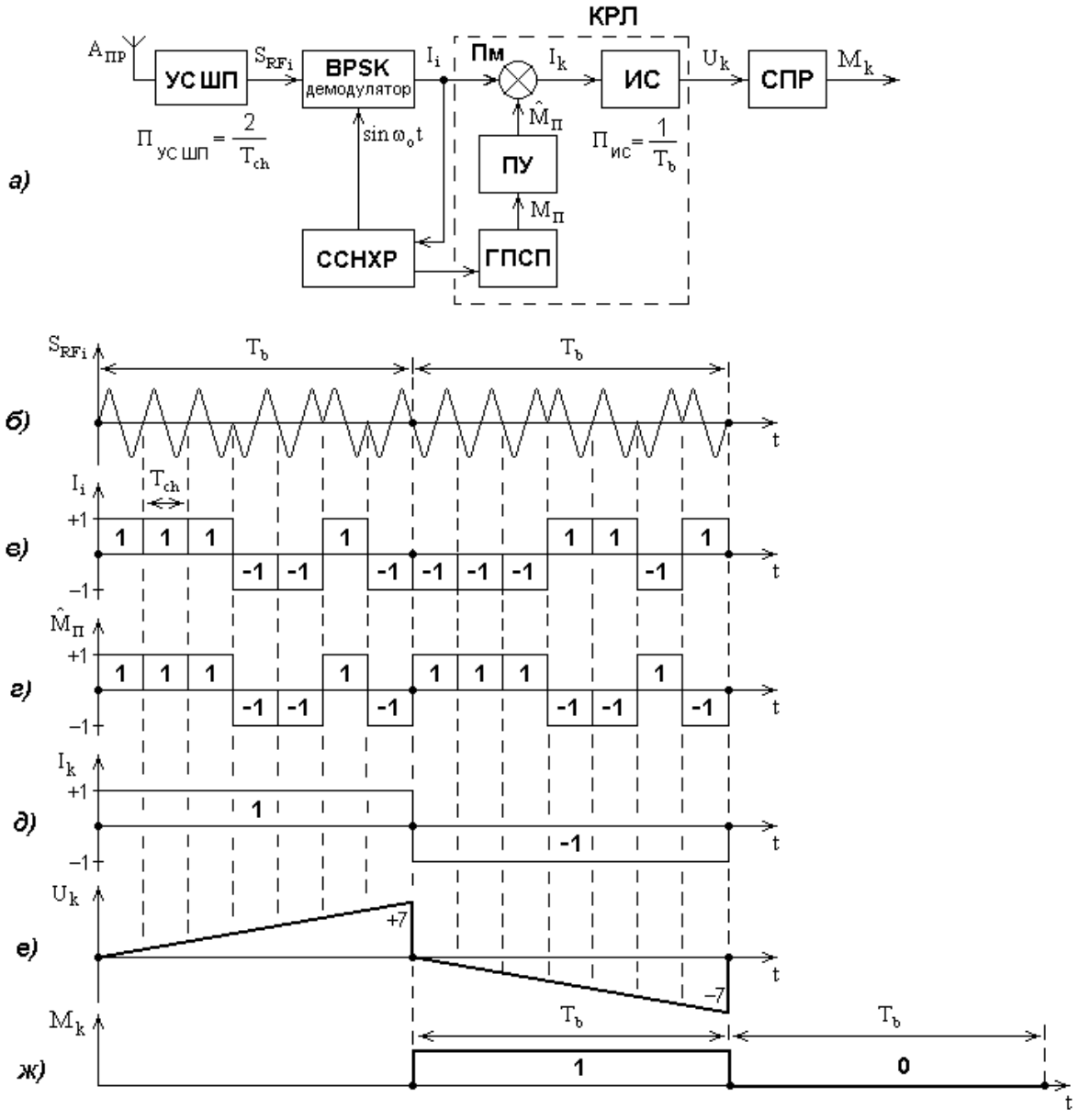


Рис. 13. Структурная схема приемника
с обработкой ШП-сигнала интегрированием с накоплением (*а*);
принцип демодуляции шумоподобного радиосигнала (*б-д*)

С выхода УС ШП, имеющего полосу пропускания $\Pi_{\text{УС ШП}} = B_{RFi} = 2/T_{ch}$, ШП-радиосигнал $S_{RFi} = \sin(\omega_o t + \varphi_i)$ (рис. 13,*б*) поступает на BPSK-демодулятор. После демодуляции образуется знакопеременный чиповый импульсный ШП-сигнал

$$I_i = S_{RFi} \sin\omega_o t = \sin(\omega_o t + \varphi_i)\sin\omega_o t \sim \cos\varphi_i , \qquad (33)$$

причем $I_i = 1$, если $\varphi_i = 0^o$, и $I_i = -1$, если $\varphi_i = 180^o$ (рис. 11,*в*).

После перемножения сигнала I_i с ПСП $\hat{M}_П$ (рис. 13,*г*) на выходе Пм образуется знакопеременная последовательность I_k (рис. 11,*д*) с шириной спектра $1/T_b$, интегрирование которой в блоке ИС приводит на его выходе к нарастающему положительному или отрицательному напряжению U_k (рис. 13,*е*). В моменты времени, помеченные на рис. 13 точками, происходит сброс до нуля выходного напряжения ИС и срабатывание СПР, на выходе которой образуется цифровой поток M_k (рис. 13,*ж*).

В этом случае согласованная селекция, осуществляемая коррелятором, по своей сути соответствует обработке импульсного ШП-сигнала с накоплением в блоке ИС выброса АКФ ПСП, которой закодированы биты полезного сигнала.

13. Формирование ШП-радиосигнала с использованием ортогональных функций Уолша

Рассмотрим трехканальную систему формирования ШП-сигнала, изображенную на рис. 14,*а*.

Пусть исходные информационные битовые последовательности 1-го, 2-го и 3-го каналов с длительностью бита T_b соответственно имеют вид:

$$\begin{aligned} M_1 &= 1\ \ 1\ \ 0; \\ M_2 &= 0\ \ 1\ \ 0; \\ M_3 &= 0\ \ 0\ \ 1, \end{aligned} \qquad (34)$$

а для расширения спектра битовых последовательностей используются *периодические и синхронизированные* (имеющие начало периода в один и тот же момент времени) знакопеременные функции Уолша длиной $J = 4$ чипа (см. матрицу (19)):

$$\begin{aligned} W_0(4) &= -1\ -1\ -1\ -1; \\ W_3(4) &= -1\ \ \ 1\ -1\ \ \ 1; \\ W_1(4) &= -1\ -1\ \ \ 1\ \ \ 1, \end{aligned} \qquad (35)$$

причем $4T_{ch} = T_b$.

В этом случае осциллограммы сигналов на выходе перемножителей (I_1, I_2, I_3) и на выходе устройства линейного весового сложения (УЛВС) системы (I_Σ) приведены на рис. 14,*б*. «Суммарный» импульсный ШП-сигнал I_Σ имеет спектр в J раз шире, чем исходные битовые последовательности, поскольку длительность его единичного элемента в J раз меньше длительности бита.

Если сигнал I_Σ подается на модулятор передатчика (модулятор не показан на рис. 14,*а*), то на его выходе образуется ШП-радиосигнал с расширенным спектром.

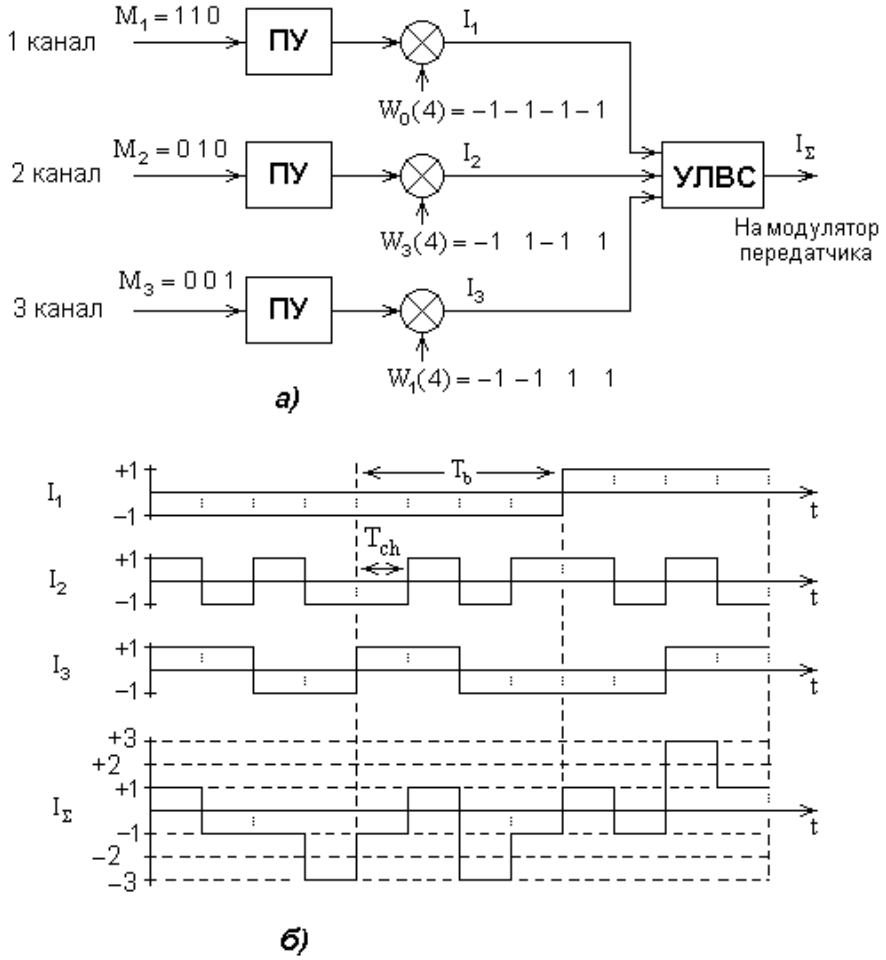


Рис. 14. Структурная схема системы формирование ШП-сигнала
с использованием ортогональных функций Уолша (*а*);
осциллограммы сигналов на выходе перемножителей и на выходе УЛВС (*б*)

Поскольку сигнал I_Σ имеет изменяющийся уровень, то УЛВС, тракт передатчика и тракт приемника должны быть *линейными*, т.е. должны иметь линейные амплитудные характеристики.

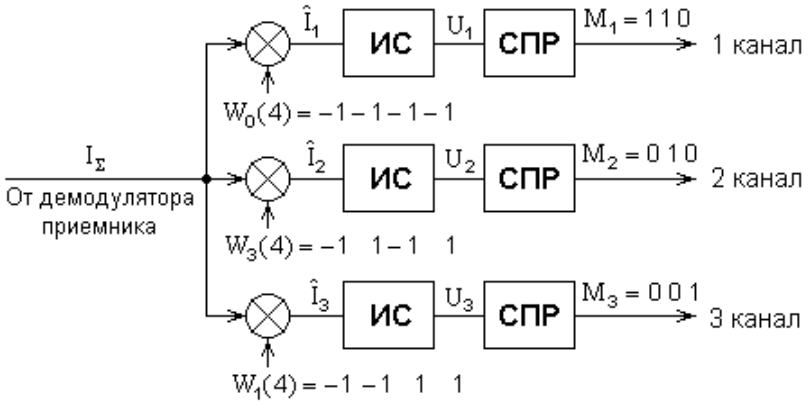
В УЛВС можно задать различные «веса» при сложении чиповых последовательностей разных каналов. При этом мощность передатчика будет распределяться неравномерно между сигналами каналов. В рассматриваемом примере «веса» УЛВС для последовательностей каналов одинаковы.

14. Корреляционный прием с обработкой импульсного ШП-сигнала интегрированием с накоплением. Синхронный множественный доступ

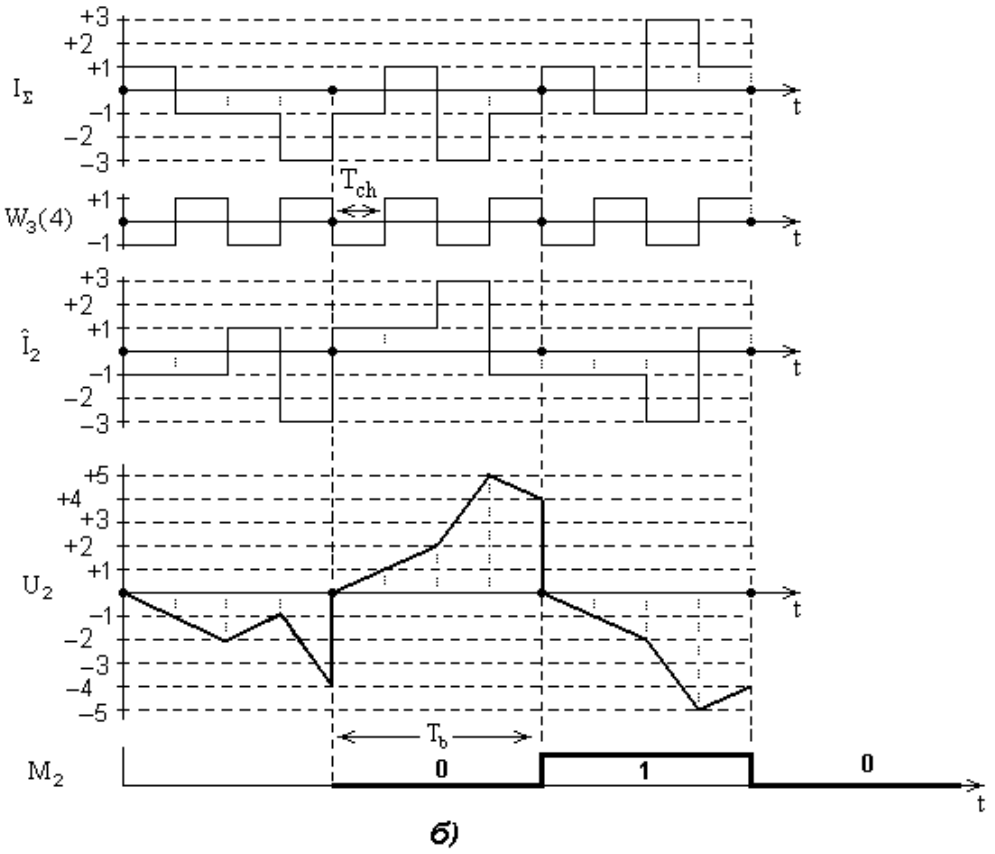
В приемнике после демодуляции получаемый импульсный ШП-сигнал I_Σ подается на коррелятор, изображенный на рис. 15,*а* (на рисунке не показаны РТПР и демодулятор). Коррелятор осуществляет обработку ШП-сигнала поканально интегрированием с накоплением. Для этого в каждом канале после перемножителей включены интеграторы со сбросом (ИС) и схемы принятия решения (СПР).

Принцип работы коррелятора для второго канала поясняется осциллограммами

сигналов в разных точках структурной схемы, изображенными на рис. 15,*б*. Следует заметить, что крутизна изменения напряжения на выходе ИС за время одного чипа прямо пропорциональна уровню входного импульсного сигнала, а «сброс» выходного напряжения ИС до нулевого уровня происходит в момент окончания каждого периода сигнала Уолша (в момент окончания каждого периода интегрирования, эти моменты времени помечены точками на оси времени t). СПР формирует «нулевой» бит, если выходное напряжение ИС в момент окончания периода сигнала Уолша отрицательное, и «единичный» бит, если – положительное. При обработке «суммарного» сигнала в других каналах коррелятора происходят аналогичные процессы.



а)



б)

Рис. 15. Структурная схема трехканального коррелятора приемника (*а*); осциллограммы (*в*): «суммарного» сигнала I_Σ; сигнала Уолша для второго канала $W_3(4)$; сигнала на выходе перемножителя второго канала $\hat{I}_2$; напряжения на выходе ИС второго канала U_2; цифрового потока на выходе СПР M_2

Если в каком-либо канале коррелятора использовать функцию Уолша, не входящую в I_Σ (см. (35)), например $W_2(4) = -1\ \ 1\ \ 1\ -1$ (см. (19)), то выходе ИС в момент окончания каждого периода интегрирования будет нулевое напряжение (см. данные табл. 6) и СПР будет находиться в пассивном состоянии.

Таблица 6. Иллюстрация отсутствия сигнала на выходе ИС
при использовании в каком-либо канале коррелятора функции Уолша,
не входящей в «суммарный сигнал» I_Σ

I_Σ	$1\ -1\ -1\ -3$	$-1\ \ 1\ -3\ -1$	$1\ -1\ \ 3\ \ 1$
$W_2(4)$	$-1\ \ 1\ \ 1\ -1$	$-1\ \ 1\ \ 1\ -1$	$-1\ \ 1\ \ 1\ -1$
$I_{пм} = I_\Sigma \cdot W_2(4)$	$-1\ -1\ -1\ \ 3$	$1\ \ 1\ -3\ \ 1$	$-1\ -1\ \ 3\ -1$
$U_{ис} = \sum I_{пм}$	0	0	0

Изложенное позволяет сформулировать *понятие синхронного множественного доступа*.

Синхронный множественный доступ – это прием и разделение множества полезных сигналов, закодированных ортогональными синхронизированными функциями и переданных одним передатчиком на одной несущей частоте.

Синхронный множественный доступ используется, например, в системе сотовой телефонии IS-95 в «прямом» канале связи, т.е. при приеме мобильной станцией (МС) ШП-радиосигнала от какой-либо базовой станции (БС). При этом ШП-радиосигнал БС может содержать до 64-х информационных (полезных) сигналов, закодированных ортогональными функциями Уолша $W_i(J)$ длиной $J = 64$ чип.

15. Задачи

15.1. Изобразите структурную схему цифрового автомата (каскадного сдвигового регистра с линейными обратными связями – LFSR – Linear Feedback Shift Register) для генерации псевдослучайной последовательности (ПСП) любой длины. Опишите принцип работы LFSR на примере генерации ПСП длиной $L = 2^3 - 1$.

15.2. Покажите, что возможно три варианта построения цифрового автомата (LFSR) для генерации псевдослучайной последовательности (ПСП) длиной $L = 2^3 - 1$. Запишите порождающие полиномы для этих вариантов. Докажите, что только два из трех вариантов образуют ПСП максимальной длины. Выберите вариант построения цифрового автомата, генерирующего ПСП с наилучшей автокорреляционной функцией (АКФ). Определите, являются ли два варианта ПСП предпочтительными.

15.3. Рассчитайте число М-последовательностей для $n = 7,...,10,..16,...,32$ и дозаполните таблицу 2 (стр. 9).

15.4. Найдите второй вариант алгоритма формирования бита четности D_2 в ГБЧ при $n = 4$, если первый вариант соответствует условию $D_1 = x_3 \oplus x_4$ (см. 3-ию строку таблицы 2, стр. 9).

15.5. Определите, являются ли «предпочтительными» две М-последовательности при числе разрядов регистра сдвига LFSR $n = 4$.

15.6. На примере цифрового автомата (LFSR), генерирующего псевдослучайную последовательность (ПСП) длиной $L = 2^3 - 1$, покажите, что использование управляемой «маски» позволяет получить реплику ПСП с циклическим сдвигом во времени на любое число чипов.

15.7. Запишите последовательности Уолша длиной $L = 2^3$ с использованием матрицы Адамара. Докажите, что любая пара последовательностей Уолша ортогональна при синхронном варианте множественного доступа.

15.8. Изобразите структурную схему и опишите особенности формирования на базовой станции (БС) канала трафика системы сотовой телефонии IS-95. Объясните, как в канале трафика обеспечивается коэффициент расширения спектра (SF – Speading Factor), равный 64.

15.9. На примере прямого канала трафика БС $\rightarrow$ МС (базовая станция $\rightarrow$ мобильная станция) системы сотовой телефонии IS-95 объясните, почему при корреляционном приеме происходит улучшение отношения сигнал/помеха (или отношения сигнал/шум) и во сколько раз.

15.10. Определите время периода коротких псевдослучайных последовательностей (КПСП) длиной $L = 2^{15}$ системы сотовой телефонии IS-95, если скорость передачи цифрового потока $R = 1,2288\,\text{Мбит/с}$.

15.11. Определите время периода длинной псевдослучайной последовательностей (ДПСП) длиной $L = 2^{42}$ системы сотовой телефонии IS-95, если скорость передачи цифрового потока $R = 1,2288\,\text{Мбит/с}$.

15.12. Определите число БС с одинаковыми несущими частотами системы сотовой телефонии IS-95, которые могут бесконфликтно работать в одной зоне, если циклические сдвиги КПСП длиной $L = 2^{15}$ для БС кратны 64 чипам.

15.13. Рассчитайте наибольший радиус соты системы IS-95, если система сотовой связи имеет 512 БС и покрывает сплошную равнинную территорию по форме, близкую к кругу, а циклический сдвиг КПСП от соседних БС для МС должен быть не менее 64 чипов, следующих со скоростью $R = 1,2288\,\text{Мбит/с}$.

15.14. Рассчитайте возможное количество абонентов (количество МС), которые могут обслуживаться системой сотовой телефонии IS-95, если длина ДППС $L = 2^{42}$.

16. Контрольные вопросы

1. В чем заключаются принципы асинхронного, синхронного, асинхронно-синхронного множественных (многостанционных) доступов в технологии кодового разделения каналов связи (CDMA)?
2. Что такое база импульсного (битового) сигнала?
3. Какие сигналы называют шумоподобными?
4. В чем заключаются особенности спектра шумоподобного радиосигнала?
5. Какие методы применяются для формирования шумоподобного радиосигнала?
6. Что такое автокорреляционная функция (АКФ) единичного импульса и его копии, сдвинутой во времени? Свойства АКФ единичного импульса?
7. Что такое «псевдослучайная последовательность» (ПСП)? Что такое «периодическая ПСП»?
8. В чем заключаются особенности последовательностей Хаффмена?
9. Каковы особенности АКФ знакопеременных периодических М-последовательностей?
10. В чем особенности «предпочтительных» М-последовательностей?
11. В чем особенности периодических последовательностей Голда, периодических последовательностей Касами?
12. В чем особенности апериодических последовательностей Баркера?
13. Что такое цифровой автомат (LFSR), его назначение, особенности структурной схемы, принцип его работы?
14. Что такое «порождающий полином LFSR»?
15. Для чего нужна «управляемая маска LFSR», принцип ее работы?
16. Что такое «ортогональные функции Уолша», как они формируются, их свойства?
17. Особенности структурной схемы передатчика для формирования шумоподобного BPSK-радиосигнала с использованием метода «прямой последовательности» ?
18. В чем заключается «линейное весовое сложение цифровых потоков для мультиплексирования многих каналов связи»?
19. Особенности структурной схемы корреляционного приемника с обработкой шумоподобного радиосигнала на высокой частоте?
20. Что такое «когерентная и согласованная селекция шумоподобного радиосигнала»?
21. Какова реакция коррелятора приемника на полезный (согласованный) шумоподобный радиосигнал?
22. Какова реакция коррелятора приемника на несогласованный шумоподобный радиосигнал?
23. Какова реакция коррелятора приемника на узкополосную радиопомеху?
24. Какова реакция коррелятора на широкополосный тепловой шум?
25. Что такое «запас помехоустойчивости» корреляционного приемника на помехи различного типа, от чего он зависит и как рассчитать его значение?
26. В чем заключается «интегрирование с накоплением для демультиплексирования многих каналов связи в приемнике»?
27. В чем особенности структурной схемы коррелятора приемника с обработкой шумоподобного сигнала на уровне чиповой ПСП?
28. Различны или нет значения реальной чувствительности одноканального корреляционного приемника технологии CDMA и реальной чувствительности одноканального приемника технологии FDMA при одинаковой скорости принимаемого цифрового потока?

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Агеев Д.В. Основы теории линейной селекции // Научно-технический сборник ЛЭИС. - 1935. - № 10. - С.29-37.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.
3. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В.Б. Пестрякова. - М.: Советское радио, 1973. - 424 с.
4. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи. М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.
5. Весоловский Кшиштоф. Системы подвижной радиосвязи / Перевод с польск. И.Д. Рудинского; под ред. А.И. Ледовского. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 536 с.
6. Листопад Н.И., Козел В.М., Горбачев К.Л., Ковалев К.А. Системы и сети цифровой радиосвязи: Учебное пособие. – Минск: «Изд-во Гревцова», 2009. – 200 с.
7. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
8. Феер К. Беспроводная связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Изд. Дом Вильямс, 2003. – 1104 с.
10. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
11. Системы мобильной связи: Учебное пособие для вузов / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под ред. В.П. Ипатова – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
12. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Международный центр научной и технической информации, 1996. – 239 с.
13. Мелихов С.В. Аналоговое и цифровое радиовещание [Электронный ресурс]: Учебное пособие. Издание второе, исправленное. – Томск: Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 233 с. (Режим доступа: http://edu.tusur.ru/training/publications/1642).
14. Мелихов С.В. Аналоговое и цифровое радиовещание: Учебное пособие. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 251 с.
15. Мелихов С.В. Оценка чувствительности радиоприемных устройств [Электронный ресурс]: Учебно-методическое пособие для курсового проектирования и практических занятий. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 100 с. (Режим доступа: http://edu.tusur.ru/training/publications/2807).
16. Мелихов С.В. Оценка чувствительности радиоприемных устройств: Учебное пособие. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 100 с.