

С. Н. Назаров, А. А. Шагарова, А. И. Пятаков, А. С. Назаров

ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ УПРАВЛЕНИИ РАДИОСТАНЦИЕЙ ПО КАНАЛАМ ДАЛЬНЕЙ СВЯЗИ

Проанализированы пути разрешения проблемы нехватки пропускной способности в радиосетях декаметрового диапазона, в том числе и военного назначения. Разработан алгоритм функционирования адаптивных систем радиосвязи с одновременной передачей в одном канале информационных сообщений и команд управления режимами работы радиостанции, а также методика оценки параметров шумоподобных сигналов, используемых для переноса команд управления.

Ключевые слова: команда управления, спектральная плотность сигнала, уровень шума.

При использовании радиостанции в режиме приема и передачи информации от ПЭВМ возникает необходимость дистанционного управления ее режимами работы, скоростью передачи, мощностью излучения, что требует принятия определенных технических решений по разработке специальных алгоритмов управления как сопрягаемой, так и удаленной радиостанцией.

Существующие способы дистанционного управления радиостанцией нуждаются в использовании дополнительных канальных или временных ресурсов, так как передача команд управления ведется либо по отдельно выделенной линии дистанционного управления, либо в составе информационного канала, но при этом связана с прерыванием обмена оперативной информацией между корреспондентами, а следовательно, с неминуемыми перерывами связи [1].

Одним из путей разрешения этой проблемы является передача в общей полосе полезного сигнала и команд управления. Это возможно, если в качестве команд управления использовать шумоподобные сигналы, корреляционная функция и спектр плотности которых близок к аналогичным характеристикам квазизелого шума. Шумоподобные сигналы относятся к классу сложных сигналов, база которых $B = 2FT \gg 1$.

Анализ использования шумоподобных сигналов в технике радиосвязи. В работе [1] информационные сигналы и синхронизирующую последовательность предлагается передавать в общей полосе канала связи. Можно развить эту идею и передавать вместо синхронизирующей последовательности смысловую информацию, в частности команды управления режимами работы радиостанции.

Для получения шумоподобных сигналов может быть использована технология уширения спектра (Spread Spectrum, SS) [2]. Эта технология подразумевает, что первоначально узкополосный (в смысле ширины спектра) служебный сигнал при передаче преобразуется таким образом, что его спектр оказывается значительно шире спектра первоначального сигнала, т. е. спектр сигнала как бы размывается по частотному диапазону (рис. 1).

Одновременно с уширением спектра сигнала происходит и перераспределение спектральной энергетической плотности сигнала: энергия сигнала также размывается по спектру. В результате максимальная мощность преобразованного сигнала оказывается значительно ниже мощности исходного сигнала. При этом уровень служеб-

ного сигнала может сравниться с уровнем естественного шума. В результате сигнал становится в каком-то смысле невидимым, теряясь на уровне естественного шума или информационного сигнала.

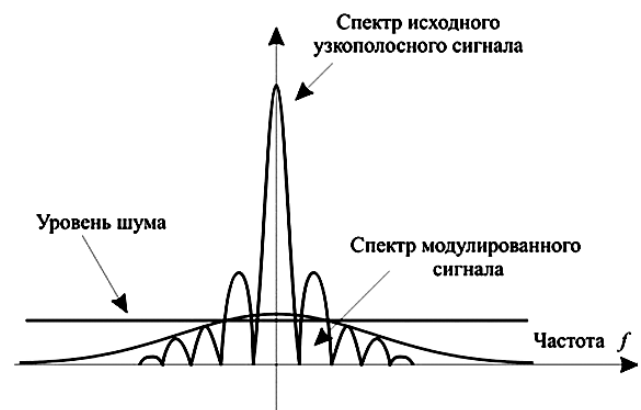


Рис. 1. Преобразование спектра исходного служебного сигнала

Технология уширения спектра была предложена для одновременного совместного использования в одном частотном диапазоне радиостанций, не мешающих друг другу. Из всех разновидностей технологии уширения спектра для этих целей наиболее подходящей является технология уширения спектра методом прямой последовательности (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) (рис. 2).

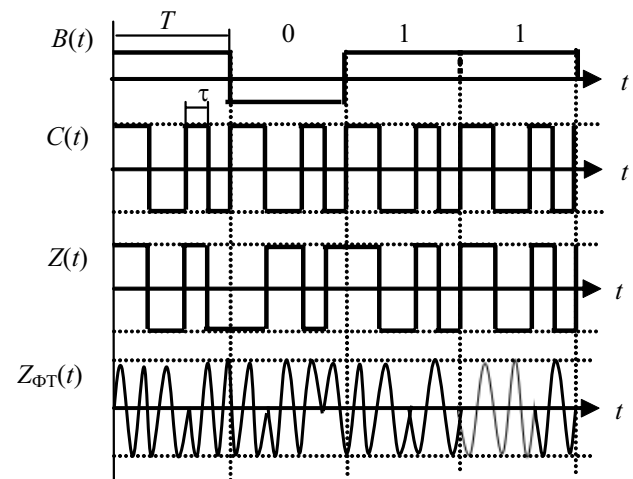


Рис. 2. Диаграммы формирования DSSS-последовательности

При потенциальном кодировании биты служебной информации $B(t)$ – логические нули и единицы – передаются прямоугольными импульсами напряжений. Прямоугольный импульс длительности T имеет спектр, ширина которого обратно пропорциональна длительности импульса. Поэтому чем меньше длительность служебного бита, тем больший спектр занимает такой сигнал.

Для преднамеренного уширения спектра первоначально узкополосного сигнала в технологии DSSS в каждый передаваемый служебный бит встраивается последовательность так называемого заполнения, длительность импульса τ которого в несколько раз меньше длительности служебного бита. Поскольку длительность одного элемента заполнения в n раз меньше длительности служебного бита, то и ширина спектра преобразованного сигнала будет в n раз больше ширины спектра первоначального сигнала. При этом и амплитуда передаваемого сигнала уменьшится в n раз.

Элементы заполнения, встраиваемые в информационные биты, называют шумоподобными кодами, а результирующий сигнал становится шумоподобным и его трудно отличить от естественного шума.

Использование шумоподобных сигналов в каналах дистанционного управления. Согласно предлагаемому алгоритму, служебная информация $B(t)$, которая при цифровой связи также представляет собой последовательность импульсов, но значительно большей длительности, перемножается с псевдослучайной последовательностью (ПСП), как показано на рис. 3. Полученный шумоподобный сигнал $Z(t)$ суммируется с основным полезным сигналом и передается в канал связи. Передаваемый сигнал $Y(t)$ можно представить в виде

$$Y(t) = S(t) + Z(t), \quad (1)$$

где $S(t)$ – основной сигнал; $Z(t)$ – шумоподобный сигнал.

Полезный сигнал $S(t)$ для служебной информации $Z(t)$ в этом случае играет роль мощной помехи еще до передачи в канал связи. Полученная последовательность $Z(t)$ является комбинационной, по своим внешним свойствам, т. е. по ширине спектра и виду автокорреляционной функции, она практически не отличается от исходной ПСП, но несет в себе полезный сигнал. При условии линейной независимости или ортогональности полезный сигнал и служебная информация могут передаваться одновремен-

но. На приемной стороне после вычисления функции взаимной корреляции поступающего сигнала

$$B(t, \tau) = \int_0^T S(t) \cdot \varphi(t, \tau) dt + \int_0^T Z(t) \cdot \varphi(t, \tau) dt \quad (2)$$

можно выделить составляющие основного и шумоподобного сигналов (рис. 4).

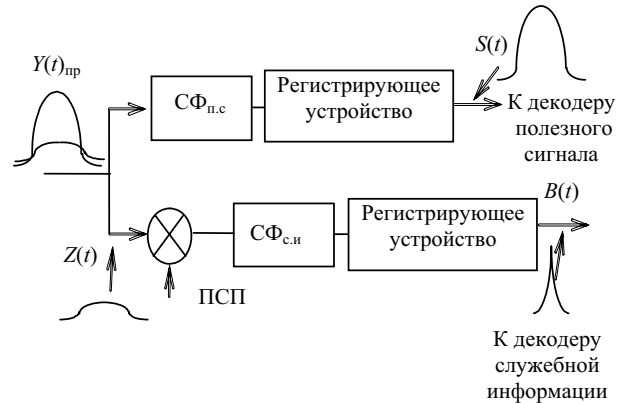


Рис 4. Структурная схема приемника

В качестве корреляторов используются согласованные фильтры (СФ), задачей которых является не восстановление формы сигнала, искаженного шумом, а получение одного отсчета, по которому можно судить о присутствии или отсутствии на входе фильтра сигнала известной формы: либо основного $S(t)$, либо шумоподобного $Z(t)$. Шумоподобный сигнал $Z(t)$ перемножается на приеме с ПСП, образованной в приемнике и полностью совпадающей с ПСП, используемой в передатчике. В случае корреляционного приема, когда $B(t)$ равно 1, амплитуда «шумов», т. е. полезного сигнала, уменьшается примерно в N раз, причем величину N можно выбрать произвольно

Метод шумоподобной передачи был открыт К. Шенноном, который впервые ввел в рассмотрение понятие пропускной способности канала связи:

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \quad (3)$$

где C – пропускная способность канала связи; ΔF – полосы пропускания канала связи; P_c – мощность сигнала; $P_{ш}$ – мощность шума.

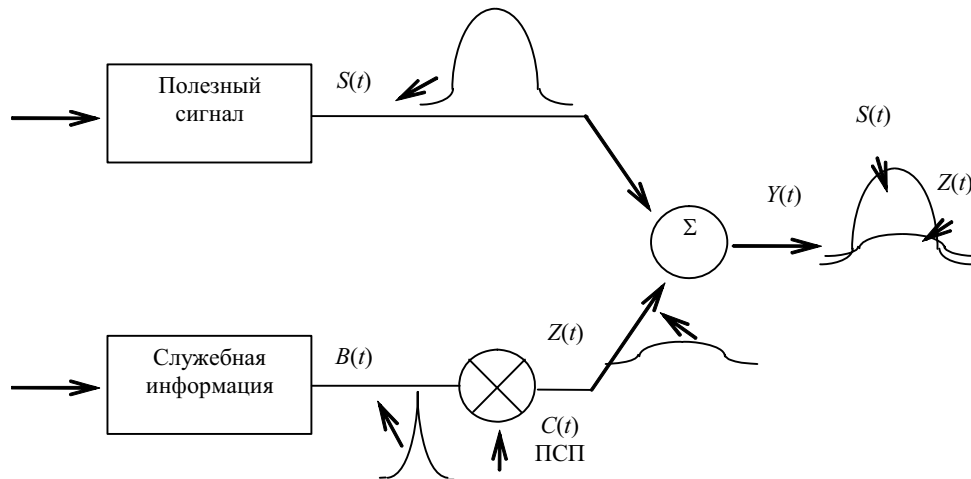


Рис. 3. Структурная схема передатчика информации

Это уравнение устанавливает связь между возможностью осуществления безошибочной передачи информации по каналу связи с заданным соотношением сигнал/шум и полосой частот, отведенной для передачи информации.

В соответствии с нормами на каналы передачи данных, шумовая защищенность должна составлять $10 \cdot \log_2 \frac{P_c}{P_{ш}} \approx 35$ дБ. Исходя из этих соображений, выберем соотношение основного и шумоподобного сигналов равным $10 \cdot \log_2 \frac{P_c}{P_{ш}} = 40$ дБ. Очевидно, что этот уровень мощности шумоподобного сигнала практически не влияет на достоверность основного сигнала. Перевод децибел в разы показывает, что основной сигнал должен в 56 раз превосходить по уровню шумоподобный.

Полагая, что пропускная способность C равна максимально необходимой скорости передачи служебной информации по каналу связи $C = N_{\max}$, решим обратную задачу Шеннона, в которой в качестве сигнала выступает команда управления радиостанцией, представленная шумоподобным сигналом, а под шумом понимается информационный сигнал. В этом случае $\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{1}{56} \ll 1$.

Для значения $\frac{P_c}{P_{ш}} < 1$ справедливо выражение [3]:

$$\log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) \approx \frac{P_c}{P_{ш}}. \quad (4)$$

Тогда $N_{\max} \approx \Delta F \cdot \frac{P_c}{P_{ш}} = 3100 \cdot \frac{1}{56} = 55,4$ бит/с.

Таким образом, если выполнить условие $N_{\text{пер}} < N_{\max}$ и выбрать стандартную скорость передачи $N_{\text{пер}} = 50$ бит/с, то можно практически в реальном масштабе времени управлять режимами работы радиостанции, не прекращая передачи основного потока информации.

Предлагаемый алгоритм является универсальным и может быть применен для различных видов радиолиний, как одно-, так и многоканальных, с различными видами модуляции и способами обработки сигнала на приеме.

Расчет параметров шумоподобных сигналов. Выбор энергетических параметров основного сигнала и сигнала

управления радиостанцией проведем исходя из условия равной различимости этих сигналов. Равное различие этих сигналов возможно в случае существования равенства

$$P_c \cdot T_c = P_{шн} \cdot T_{шн}, \quad (5)$$

где $P_c, P_{шн}$ – мощность основного и шумоподобного сигналов; $T_c, T_{шн}$ – длительность единичного интервала основного и шумоподобного сигналов.

В качестве критерия выберем допустимое значение вероятностей ошибки основного сигнала $P_{\text{пр}}$, при условии введения в информационный тракт шумоподобных сигналов, мешающих управлению радиостанцией. Выражения для расчета вероятности ошибки при различных видах модуляции и способах обработки сигнала на приеме приведены в таблице.

Используя эти выражения, построим графики зависимости $P_{\text{ош}} = f(h^2)$ при использовании сигналов ЧТ, ДЧТ и ОФТ (рис. 5). Задавая значение требуемой вероятности ошибки $P_{\text{пр}}$, по выражению (5) легко определить необходимое значение h^2 :

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{шн}} = \frac{T_{шн}}{T_c}. \quad (6)$$

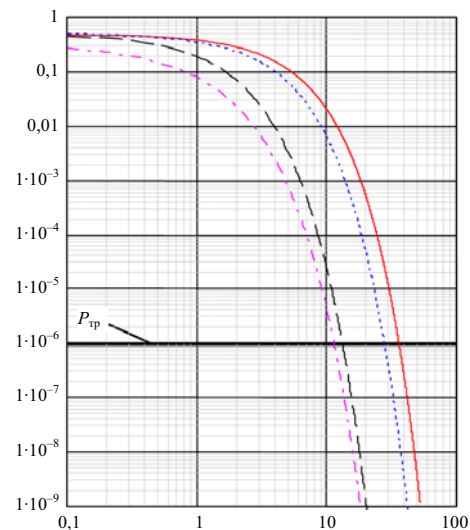


Рис. 5. Графики зависимости вероятности ошибки от соотношения мощностей сигнал/шум в канале связи: — — ЧТ; — ДЧТ; - - - - ОФТ_к; - · - · - ОФТ_{нк}

Значения вероятностей ошибок

Манипуляция	Вид обработки сигнала	
	некогерентный	когерентный
Амплитудная	$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-0,25h^2}$	$P_{\text{ош}} = 1 - F(h\sqrt{0,5})$
Частотная	$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-0,5h^2}$	$P_{\text{ош}} = 1 - F(\sqrt{h^2})$
Фазовая	$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-0,25h^2}$	$P_{\text{ош}} = 1 - F(h\sqrt{2})$
Относительная фазовая	$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-h^2}$	$P_{\text{ош}} = 2 \left[1 - F(h\sqrt{2}) \right] \cdot F(h\sqrt{2})$

Примечание. В таблице приняты следующие обозначения: $h^2 = \frac{P_c}{P_{шн}}$ – отношение мощностей основного и шумоподобного сигналов; $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – интеграл вероятности.

Тогда мощность шумоподобного сигнала управления радиостанцией составит

$$P_{\text{шн}} = \frac{P_c}{h^2}, \quad (7)$$

а скорость передачи –

$$N_{\text{шн}} = \frac{N_c}{h^2}. \quad (8)$$

Таким образом, зная параметры информационного сигнала и требования к достоверности передачи информации, всегда можно рассчитать параметры служебного широкополосного сигнала.

Применение адаптивных радиолиний декаметрового диапазона характеризуется неэффективным использованием частотного диапазона из-за перерывов в связи для передачи команд управления взаимодействующими радиостанциями. Предлагаемый алгоритм пере-

дачи служебной информации на основе шумоподобных широкополосных сигналов обладает более высокой информационной эффективностью за счет одновременной передачи в одной полосе частот как информационного, так и служебного сигнала при условии обеспечения требуемой достоверности передачи информационных сообщений.

Библиографические ссылки

1. Игнатов В. В., Килимник Ю. П., Никольский И. Н. Военные системы радиосвязи / Воен. акад. связи. Л., 1989.
2. Зегерс А. Передача в общей полосе информационных сигналов и синхронизирующих последовательностей // Зарубеж. радиоэлектроника. 1970. № 1. С. 4–19.
3. Маковеева М. М., Шинаков Ю. С. Системы связи с подвижными объектами : учеб. пособие для вузов. М. : Радио и связь, 2002.

S. N. Nazarov, A. A. Shagarova, A. I. Pyatakov, A. S. Nazarov

NOISE-LIKE SIGNALS AT REMOTE CONTROL BY RADIO STATION ON LONG-DISTANCE COMMUNICATION CHANNELS

The work analyses issues of shortage of throughput in radio networks of decameter gamut, including military-oriented networks. The work is devoted to investigation of algorithm of functioning of adaptive systems of radio communication with simultaneous transfer to one channel of information and commands, controlling radio station operating modes. The article also dwells upon technique of estimation for parameters of noise-like signals, used for carrying over commands of control.

Keywords: control command, spectral density of a signal, noise level.

© Назаров С. Н., Шагарова А. А., Пятаков А. И., Назаров А. С., 2011

УДК 519.71; 62.50

В. В. Осипов

О СВЯЗИ ТОЧЕЧНЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ ФУНКЦИЙ И ИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО ЛАПЛАСУ

Рассматривается обращение преобразований Лапласа методом точечных представлений и связь точечных представлений функций-оригиналов и их изображений на некоторых частных случаях. Полученные модели могут использоваться при моделировании и проектировании динамических систем.

Ключевые слова: метод точечных представлений, точечное моделирование.

Теорема о точечном изображении свертки [1] явно указывает на наличие аналитической связи между преобразованиями Лапласа (L -преобразованиями) сворачиваемых функций и их точечными представлениями, ассоциированными с чебышевской сеткой первого рода.

Рассмотрим свертку функций $g(t)$ и δ -функции $\delta(t)$:

$$g \cdot \delta = \int_0^t g(t-\eta)\delta(\eta)d\eta = \int_0^t \delta(t-\eta)g(\eta)d\eta = g(t). \quad (1)$$

Точечное изображение δ -функций согласно [1] имеет вид

$$\begin{aligned} \delta(t) \xrightarrow{T_I} \delta_{T_I} &= \frac{1}{\lambda_0} (E_N + Z)^{-1} \bar{e}_1 = \\ &= \frac{1}{\lambda_0} \text{Colon} [1, -1, \dots, (-1)^{N-1}, \dots, (-1)^{N-1}]. \end{aligned}$$

Поэтому получим две формы точечного представления свертки (1):

$$g \cdot \delta = g(t) \xrightarrow{T_I} \bar{g}_{T_I} = \begin{cases} \lambda_0 (E_N + Z) \cdot T_N(\bar{g}_{T_I}; Z) \bar{\delta}_{T_I} = \bar{\bar{g}}_{T_I}, \\ \frac{1}{\lambda_0} (E_N + Z)^{-2} \cdot T_N(\bar{W}^{(N)}; Z) \bar{e}_1 = \frac{1}{\lambda_0} (E_N + Z)^{-1} \bar{W}^{(N)}, \end{cases} \quad (2)$$