ЗОНДИРОВАНИЕ КОРОТКОВОЛНОВОГО КАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

асп. Петров А. В., к. т. н., доц. Сергиенко А. Б., студ. Филин А. Н.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)

Введение

Ионосферный коротковолновый (КВ) канал позволяет передавать радиосигналы на расстояния до десятков тысяч километров, однако за время распространения они претерпевают сильные искажения. КВ канал характеризуется выраженной многолучевостью и частотно-селективными замираниями, а его характеристики — количество лучей распространения, их мощность и взаимные задержки — обладают долговременной и кратковременной нестабильностью, зависимостью от времени суток, года, метеоусловий, солнечной активности и т. д.

Для улучшения рабочих показателей систем связи КВ диапазона необходимо обладать информацией об условиях распространения сигнала в канале, чтобы иметь возможность адаптировать к ним алгоритмы передачи и приема. Для этого необходимо проводить зондирование канала, т.е. передачу по нему некоторого заранее известного сигнала, приняв и обработав который, можно оценить параметры канала.

Как правило, для зондирования КВ канала (в интересующей полосе частот) применяются широкополосные сигналы (ШПС), например импульсы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), ШПС с бинарной фазовой манипуляцией (ФМ-2) с прямым расширением спектра [1], ШПС с равномерным спектром (ШПС-РС) [2] и другие. Однако, в случае необходимости оценки совокупности параметров канала, гребенчатая форма частотно-временной функции неопределенности ЛЧМ-сигнала затрудняет оценку при наличии одновременных частотных и временных сдвигов. Зондирование КВ канала предполагает излучение высокого уровня мощности, поэтому для достижения максимальной энергетической эффективности передатчика предпочтительно использование сигналов с единичным пик-фактором, тогда как ШПС с ФМ-2 и ШПС-РС имеют пик-фактор, существенно превышающий единицу.

В данной статье предлагается зондирующий сигнал (ЗС), лишенный упомянутых недостатков, а также рассматриваются методы оценки параметров КВ канала путем постобработки записи принятого сигнала.

1. Постановка задачи

В качестве модели КВ канала согласно рекомендации Международного союза электросвязи ITU-R F.1487 [3] используется модель Ваттерсона с гауссовой формой доплеровского спектра. В соответствии с [3] и рекомендациями по тестированию КВ оборудования стандарта DRM [4] КВ канал характеризуется следующими диапазонами изменения параметров: до 4 лучей распространения, межлучевые задержки до 7 мс, различие в мощности лучей до 12 дБ, доплеровское расширение спектра до 30 Гц.

Нашей задачей является выбор ЗС с постоянной амплитудой, в результате передачи, приема и обработки которого можно оценить условия распространения в канале в заданном частотном диапазоне. В результате обработки принятого сигнала требуется получить оценки следующих параметров канала: сдвиг несущей частоты, отношение сигнал/шум (ОСШ), вид импульсной характеристики канала: количество лучей, их амплитуды и взаимные задержки, — а также величину доплеровского расширения спектра, характеризующую скорость изменения условий в канале.

2. Выбор зондирующего сигнала

К ЗС предъявляются следующие основные требования: единичный пик-фактор и высокая разрешающая способность по времени. Требование о постоянной амплитуде делает невозможным использование сигналов с амплитудной или фазовой манипуляцией и приводит к необходимости использования угловой манипуляции. Высокая спектральная эффективность и низкий уровень боковых лепестков (УБЛ) спектра могут быть обеспечены применением частотной манипуляции с минимальным сдвигом (ЧММС). Чтобы обеспечить хорошую форму автокорреляционной функции (АКФ) (узкий главный пик и низкий УБЛ), в качестве модулирующих данных d_k для ЧММС-сигнала предлагается использовать М-последовательность. Таким образом, комплексная огибающая (КО) ЗС $s_{\text{ТХ}}(t)$ имеет вид:

$$s_{\text{ТХ}}(t) = \exp\left[j(2\pi(d_k/4T_{\text{симв}})t + \varphi_k) \right], \quad kT_{\text{симв}} < t < (k+1)T_{\text{симв}}, \quad \varphi_k = \left[\varphi_{k-1} + \pi k/2\,(d_{k-1} - d_k) \right] \bmod 2\pi, \quad (1)$$

$T_{\text{симв}}$ — время передачи одного символа [5].

Чтобы за время передачи одного периода сигнала условия в канале не успевали сильно измениться, период ЗС должен быть меньше минимального времени когерентности канала, обратно пропорционального максимальному доплеровскому расширению спектра [5]. Возможность выбора длительности периода также ограничена доступным набором длин М-последовательностей, равных $N = 2^n – 1$, где n — натуральное число, и соотношением между скоростью передачи R (длительностью символа $T_{\text{симв}}$) и шириной спектра ЧММС-сигнала по первым нулям $W_{\text{ЧММС}}$:

$$W_{\text{ЧММС}} = 1,5R = 1,5/T_{\text{симв}} \ . \qquad (2)$$

Так как необходимо получить усреднённые характеристики канала, следует провести ряд измерений. Для этого ЗС повторяется K раз, количество повторений K определяется минимальным доплеровским расширением спектра. Накопление также обеспечивает достижение требуемых энергетических показателей: ОСШ на выходе согласованного фильтра (СФ) при усреднении K периодов сигнала увеличивается в $\sqrt{K}$ раз. С другой стороны, общая длительность ЗС не должна превышать время стационарности ионосферного канала, которое составляет 5-15 минут [6].

3. Алгоритмы обработки зондирующего сигнала

3.1. Оценка сдвига несущей частоты (частотная синхронизация)

Оценка сдвига несущей частоты сигнала основана на зависимости величины пикового отклика СФ от частотного сдвига и производится в два этапа: сначала осуществляется грубый поиск по частоте, а затем полученная оценка уточняется. Принятый сигнал пропускается через гребенку СФ, настроенных на различные частотные сдвиги сигнала, для каждого СФ фиксируется максимальный отклик. Полученная зависимость вблизи абсолютного максимума интерполируется для повышения точности оценки.

3.2. Оценка временного положения сигнала (временная синхронизация)

Оценка временного положения сигнала основана на зависимости величины пикового отклика СФ от временного сдвига. Для получения этой зависимости сигнал с выхода СФ обрабатывается скользящим с определенным шагом по времени окном с длительностью, равной общей продолжительности ЗС: в пределах окна сигнал усредняется по периодам, фиксируется его максимальное значение. Глобальный максимум полученной зависимости соответствует временному положению сигнала.

3.3. Оценка структуры импульсной характеристики канала

Оценка параметров импульсной характеристики: количество лучей, их амплитуды и взаимные задержки, — фактически сводится к решению задачи обнаружения и определения параметров пиков усредненного сигнала с выхода СФ. Порог обнаружения $A_{\text{пор}}$ выбирается исходя из предположения о нормальном распределении шума на выходе СФ и заданной вероятности ложной тревоги $p_{\text{л.т.}}$ [7]:

$$A_{\text{пор}} = \sqrt{P_{\text{Ш}}} + \sqrt{-\sigma_{\text{ш}}^2 \ln(p_{\text{л.т.}})} \ , \qquad (3)$$

где $P_{\text{ш}}$ — средняя мощность шума на выходе СФ, $\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия шума относительно $P_{\text{ш}}$. Для их оценки производится предварительная селекция и исключение отсчетов, которые потенциально могут содержать компоненту полезного сигнала. После расчета значения порога происходит непосредственно поиск локальных максимумов. При этом могут накладываться дополнительные ограничения на минимальное и максимальное расстояние между ними. Снизу расстояние ограничено разрешающей способностью, определяемой шириной пика периодической АКФ сигнала, а сверху — априорными сведениями о максимальной межлучевой задержке в канале. Для найденных максимумов рассчитываются взаимные временные задержки, суммарная мощность всех обнаруженных лучей нормируется к единице и, исходя из этого, вычисляются относительные амплитуды каждого из них.

3.4. Оценка ОСШ

После определения временных положений лучей отсчеты усредненного сигнала с выхода СФ могут быть условно разделены на сигнальные и шумовые. Необходимо отметить, что сигнальные отсчеты также содержат шумовую компоненту. ОСШ по мощности вычисляется по формуле:

$$\text{ОСШ} = \sum_{l=1}^{L} \left(P_l - P_{\text{ш}} \right) \Big/ \left(N P_{\text{ш}} \right) , \qquad (4)$$

где P_l — мощность l-го луча, L — количество обнаруженных лучей, N — длина М-последовательности.

3.5. Оценка доплеровского расширения спектра

В основе алгоритма оценки величины доплеровского расширения спектра лежит предположение о том, что доплеровский спектр КВ канала и модуль дуальной ему АКФ временной зависимости коэффициента передачи (КП) канала имеют гауссову форму [3].

Величину доплеровского расширения спектра необходимо вычислить для всех обнаруженных в канале лучей. Чтобы это сделать, для каждого луча определяется зависимость КП от времени $K_l(t)$. Для этой цели используется принятый ЧММС-сигнал со снятым расширением спектра:

$$K_l(t) = s_{\text{RX}}(t) s_{\text{TX}}^*(t - \tau_l) \ , \qquad (5)$$

где $s_{\text{RX}}(t)$ — КО принятого сигнала, $s_{\text{TX}}^*(t - \tau_l)$ — КО сигнала, комплексно-сопряженного с переданным (1), с задержкой τ_l для l-го луча. Основной лепесток модуля АКФ полученной временной зависимости, согласно сделанному предположению, будет иметь гауссову форму, а его длительность — обратно пропорциональна ширине доплеровского спектра, т. е. искомой величине доплеровского расширения.

Рассмотрим подробнее процесс оценки величины доплеровского расширения спектра. На рис. 1 представлен модуль функции (5). После сглаживания его прямоугольным окном длины, сопоставимой с длительностью периода ЗС, наблюдается более явная зависимость модуля КП канала от времени (рис. 2). На рис. 3 пунктиром изображен главный лепесток АКФ сглаженной зависимости. Его вид определяется

двумя основными компонентами: собственно гауссовым «колоколом» АКФ КП и паразитным шумовым треугольником, возникающим в результате накопления шума при сглаживании и, по сути, представляющим собой АКФ окна. Соответственно, при известной длине окна, оценив крутизну фрагментов треугольного участка, можно скорректировать форму главного лепестка. Границей основного лепестка считается положение первого локального минимума АКФ. Формы скорректированного главного лепестка и его аппроксимация гауссовой функцией [8] показаны на рис. 3 сплошной и точечной линиями соответственно. Исходя из параметров аппроксимирующей функции вычисляются длительность основного лепестка АКФ и доплеровское расширение спектра.

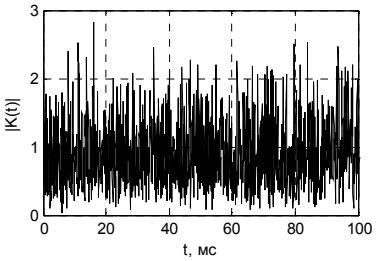

Рис. 1

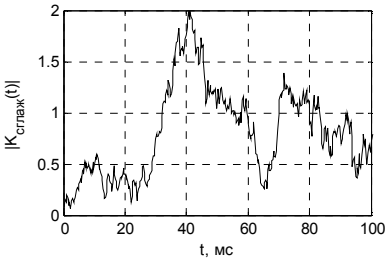

Рис. 2

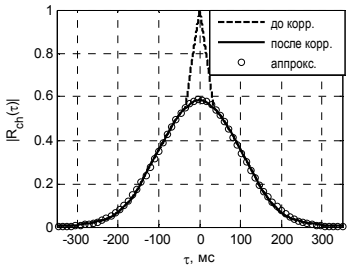

Рис. 3

4. Структура приемника с использованием рассмотренных алгоритмов

Предложенный сигнал и алгоритмы его обработки были реализованы для оценки канала с параметрами, выбранными в соответствии с рекомендациями [3] для наихудших условий в низких и средних широтах и умеренных условий в высоких. Параметры канала и сигнала представлены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры канала и сигнала

Параметры канала		***Параметры сигнала***	
Ширина анализируемой полосы, $W_{ЧММС}$	2,8 кГц	Длительность символа, $T_{симв}$	0,5357 мс
Количество лучей распространения	до 2	Длина М-последовательности, N	63
Межлучевая задержка, τ	до 6 мс	Период сигнала, $T_П$	33,75 мс
Доплеровское расширение спектра, f_{dopl}	0,1…10 Гц	Общая длина сигнала в периодах, K	3555
Сдвиг несущей частоты, $f_{сдв}$	до ±150 Гц	Общая длительность сигнала, $T_С$	120 с

63-элементная последовательность дает выигрыш в ОСШ на выходе СФ 18 дБ, кроме того выигрыш в ОСШ за счет накопления 3555 периодов составит ещё 17,75 дБ. Таким образом, работоспособность алгоритмов теоретически будет обеспечена при ОСШ на входе приемника до –35,75 дБ.

Для определения положения сигнала на частотно-временной плоскости осуществляется одновременный поиск сигнала по частоте и по времени, т. е. сигнал обрабатывается несколькими СФ с различными частотными сдвигами, и на выходе каждого фильтра производится поиск временного положения. Шаг по частоте определяется шириной главного лепестка частотного сечения функции неопределенности сигнала: для обеспечения точности интерполяции необходимо, чтобы на него приходилось не менее 5-6 точек. Если длительность сигнала относительно велика (единицы минут), то для ускорения обработки шаг поиска по времени можно выбрать достаточно большим (единицы секунд). Такой подход не приведёт к заметным ухудшениям при дальнейшей обработке.

Компромисс между скоростью и точностью оценки обеспечивается шагом по частоте $f_ш = 25$ Гц и шагом по времени $t_ш = 1$ с. Точность оценки по времени при этом является приемлемой, а оценка по частоте является грубой. Для уточнения оценки частоты дополнительно рассчитываются максимальные отклики СФ (для скорректированного по времени сигнала) в трёх точках: в найденном максимуме по частоте и справа и слева от него на расстоянии ±12,5 Гц. К этим трём точкам применяется параболическая интерполяция. После этого производится компенсация найденного частотного сдвига и согласованная фильтрация. Полученный сигнал используется для дальнейшей обработки.

При оценке импульсной характеристики канала вероятность ложной тревоги $p_{л.т.}$ задается равной 10^{-10}. Предварительная селекция шумовых отсчетов производится в предположении, что основная энергия сигнала заключена в двух наиболее мощных локальных максимумах усредненного выхода СФ.

Для повышения точности оценки доплеровского расширения спектра в тех случаях, когда длительность АКФ «длинного» окна оказывается сопоставимой с шириной главного лепестка АКФ, профиль мощности канала сглаживается окнами трех разных длин: $T_П$, $T_П/2$ и $T_П/4$.

5. Результаты моделирования

С целью оценки точностных характеристик предложенных алгоритмов было проведено математическое моделирование. В качестве моделей канала использовались: однолучевой рэлеевский канал с доплеровским расширением 0,1, 2 и 10 Гц и двухлучевой рэлеевский канал с равномощными лучами, отстоящими друг от друга на 6 мс, и такими же доплеровскими расширениями.

В таблице 2 приведены значения порогового ОСШ (минимального ОСШ, при котором сигнал обнаруживается и обрабатывается) для указанных каналов и среднеквадратические отклонения (СКО)

оцениваемых параметров при этих ОСШ. Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенных алгоритмов в рассмотренных каналах вплоть до теоретического предела –35,75 дБ.

Таблица 2. Результаты моделирования

Число лучей	Доплеровское расширение, Гц	Пороговое ОСШ, дБ	СКО ошибки измерения				
			ОСШ, дБ	Задержка, мс	Доплеровское расширение, Гц	Частотный сдвиг, Гц	Относительные амплитуды лучей, дБ
1	0,1	−36	0,87		0,014	1,86	
	2	−36	0,69		0,210	1,89	
	10	−36	0,59		2,380	2,53	
2	0,1	−32	1,06	0,18	0,014	1,45	0,75
	2	−32	0,42	0,18	0,190	1,47	0,48
	10	−32	0,80	0,17	1,970	1,57	0,53

Стоит отметить, что, если при небольших значениях доплеровских расширений оценка ОСШ в среднем флюктуирует вокруг истинного значения, то при увеличении скорости изменения канала происходит смещение математического ожидания (МО) оценки в сторону более низких ОСШ. При $f_{\text{dopl}} = 10$ Гц смещение составляет около –1 дБ. Это происходит потому, что за время передачи одного периода сигнала канал всё же успевает немного измениться. Укорочение периода позволяет уменьшить смещение МО оценки, однако при этом возрастает СКО оценки мощности шума. В таблице 2 для оценки ОСШ приведено СКО относительно среднего измеренного значения $\text{ОСШ}_{\text{изм. ср.}}$:

$$\text{СКО}_{\text{ОСШ}} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}\left(\text{ОСШ}_{\text{изм.}i} - \text{ОСШ}_{\text{изм.ср.}}\right)^2}. \quad (6)$$

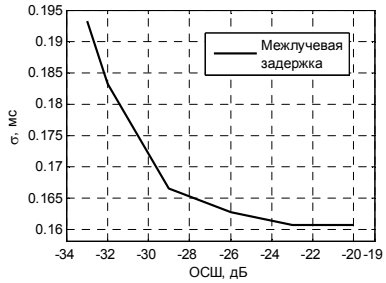

Рис. 4

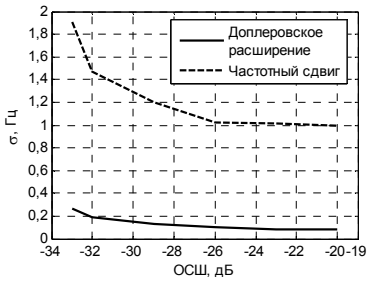

Рис. 5

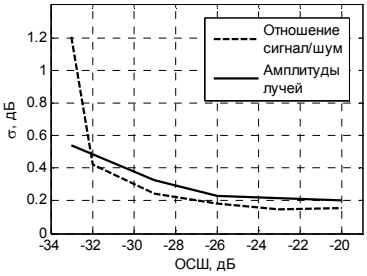

Рис. 6

На рис. 4-6 представлены зависимости СКО оценки параметров канала от ОСШ в двухлучевом рэлеевском канале с $f_{\text{dopl}} = 2$ Гц. Из графиков видно, что при увеличении ОСШ точность оценки всех рассмотренных параметров возрастает.

Заключение

В статье были предложены структура псевдослучайного ЧММС-сигнала для зондирования КВ канала и алгоритмы обработки принятого сигнала для оценки характеристик канала. Преимуществами по сравнению с известными сигналами и методами являются единичный пик-фактор сигнала и однозначное различение частотных и временных сдвигов, а также оригинальный способ оценки доплеровского расширения спектра. Математическое моделирование показало работоспособность предложенных алгоритмов обработки в одно- и двухлучевом рэлеевском канале. Рассмотренные алгоритмы были успешно применены на практике.

Литература

1. Yueliang, L. Estimation Algorithm of Doppler Shift and Time Delay in HF Channel Sounding / L. Yueliang, J. Yuzhong, J. Wei, F. Yanqing // ICEMI’2011, с. 350–354.
2. Климов, И. З. Оценка качества коротковолнового канала с использованием широкополосных сигналов / И. З. Климов, А. Н. Копысов, А. М. Чувашов // Мат. V ВНК: ИПЦ ВлГУ, 2012. — с. 89-93.
3. Recommendation ITU-R F.1487 (05/2000). Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators. — ITU, 2000.
4. ETSI ES 201 980 V3.1.1. Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification. — ETSI, 2009.
5. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; изд. 2-е, испр.: пер. с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
6. Брянцев, В. Ф. Способ измерения амплитудно-частотных характеристик ионосферных каналов связи: пат. 2388146, Российская Федерация. 2010, бюл. №12, с. 17.
7. Радиотехнические системы: учеб. для студ. высш. учеб. заведений / Ю. М. Казаринов и др.; под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Издательский центр «Академия», 2008.
8. Guo, H. A. Simple Algorithm for Fitting a Gaussian Function / H. Guo // IEEE Signal Processing Magazine, September, 2011, с. 134-137.

HIGH FREQUENCY CHANNEL SOUNDING USING PSEUDORANDOM ANGLE-MODULATED SIGNAL

Filin A. N., Petrov A. V., Sergienko A. B.

St. Petersburg State Electrotechnical University «LETI», 5 Prof. Popov Street, St. Petersburg, 197376, Russia

In this paper we propose a constant amplitude high frequency (HF) channel sounding signal and processing techniques to estimate the following channel parameters: carrier frequency offset, signal-to-noise ratio, Doppler spread and impulse response features (number of rays, their relative delays and magnitudes). A pseudorandom minimum-shift-keying (MSK) sounding signal with m-sequence as modulating data is presented, along with post-processing algorithms. MSK gives constant amplitude together with spectral efficiency, while m-sequence provides good resolution for ray delays. In comparison with popular linear-frequency-modulated impulses proposed signal does not suffer from time-frequency offset ambiguity. Novel Doppler spread estimation algorithm is suggested and an example of receiver structure utilizing proposed techniques is described. Simulation results show operability of presented algorithms in one- and two-ray Rayleigh fading channels. Proposed signal and processing methods can be used for ionospheric propagation conditions estimation to improve the quality of HF links.