РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2020, том 7, выпуск 3, с. 16–27

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ ——

УДК 621.396.49 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.16.27

Прямое аналоговое мультиплексирование по форме сигналов

С. Н. Павликов, к. т. н., профессор, psn1953@mail.ru Морской государственный университет имени адмирала Г.И. Невельского,

г. Владивосток, Российская Федерация

Е.И.Убанкин, к. т. н., доцент, uei@inbox.ru

Военный учебный центр при ДВФУ, г. Владивосток, Российская Федерация

В. Н. Ханькович, khankovich.vn@dvfu.ru

Военный учебный центр при ДВФУ, г. Владивосток, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматриваются результаты исследований метода разделения каналов телекоммуникационных систем (ТКС) по форме сигналов. Объектами исследования является новый класс широкополосных сигналов и способ их применения для разделения каналов по форме. Предметом исследования — прямое аналоговое мультиплексирование по форме сигналов. Цель исследования — повышение помехоустойчивости телекоммуникационных систем разделения каналов по форме сигналов через устранение потерь от воздействия доплеровской дисперсии и увеличение количества одновременно работающих каналов связи системы с прямым аналоговым мультиплексированием за счет малого значения элементов разрешения нового класса широкополосных сигналов.

В работе представлена математическая модель нового класса широкополосных сигналов и рассмотрен способ его оптимальной обработки, проведена оценка формы автокорреляционной функции и элементов разрешения в частотно-временной плоскости.

Технический эффект, достигаемый предлагаемым в работе методом, показан на примере системы радиосвязи с прямым аналоговым мультиплексированием каналов по форме сигналов. Рассматриваемый метод позволяет упростить генератор канальных сигналов и систему обработки за счет сокращения требуемых преобразований, что, в свою очередь, обеспечивает реализацию матричной технологии получения переданной информации непосредственно с выхода корреляционного приемника.

Результаты численного моделирования показали возможность технической реализации метода аналогового уплотнения и достижения требуемого эффекта — повышения помехоустойчивости и значительного увеличения объема ансамбля канальных сигналов.

Рассмотренный метод прямого аналогового мультиплексирования особенно актуален для обеспечения многоканальной телекоммуникации с высокоскоростными объектами, в том числе перемещающимися на гиперзвуковых скоростях.

Ключевые слова: широкополосные сигналы, доплеровская дисперсия, преобразование Меллина, корреляционная обработка, разделение каналов, многостанционный доступ

РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ 2020, том 7, выпуск 3, с. 16–27

— РАДИОТЕХНИКА И КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ —

Direct Analog Multiplexing by the Form of Signals

S. N. Pavlikov, Cand. Sci. (Engineering), Prof., psn1953@mail.ru

Maritime State University named after admiral G.I. Nevelskoy, Vladivostok, Russian Federation

E. I. Ubankin, Cand. Sci. (Engineering), Associate Professor, uei@inbox.ru Military Training Center at Far Eastern Federal University, Vladivostok, Russian Federation

V. N. Khankovich, khankovich.vn@dvfu.ru

Military Training Center at Far Eastern Federal University, Vladivostok, Russian Federation

Abstract. The article discusses the research results of the channel separation method of telecommunication systems by a signal form. The research objects are a new class of broadband signals and a method of their application for channel separation by the form. The research subject is direct analog multiplexing by the form of signals. The purpose of the study is to increase the noise immunity of telecommunication systems for channel separation by a signal form by eliminating the losses from the influence of Doppler dispersion and increasing the number of simultaneously operating communication channels of the system with direct analog multiplexing due to the low value of the resolution elements of a new class of broadband signals.

The paper presents a mathematical model of a new class of broadband signals and considers the method of its optimal processing. The form of the autocorrelation function and resolution elements in the time-frequency plane are evaluated.

The technical effect achieved by the proposed method is shown on the example of a radio communication system with direct analog multiplexing of channels by a signal form. This method simplifies the channel signal generator and processing system by reducing the required transformations, which, in turn, provides the implementation of a matrix technology for receiving transmitted information directly from the output of the correlation receiver.

The results of numerical simulation showed the possibility of technical implementation of the analog multiplexing method and achieving the desired effect, that is increasing noise immunity and significantly increasing the volume of the ensemble of channel signals.

The considered method of direct analog multiplexing is especially relevant for providing multi-channel telecommunication with high-speed objects including those moving at hypersonic speeds.

Keywords: broadband signals, Doppler dispersion, Mellin transform, correlation processing, channel separation, multi-station access

Введение

Прямое аналоговое мультиплексирование в телекоммуникационных системах (ТКС) применяется очень ограниченно, т. к. известные сигналы с аналоговой модуляцией имеют малый объем ансамбля ортогональных сигналов, например, ЛЧМ-сигналы могут различаться только девиацией частоты. В настоящее время применяется частный случай метода разделения каналов ТКС по форме сигналов кодовое разделением каналов (КРК). В системах с КРК используются ансамбли ортогональных сигналов с дискретной кодовой модуляцией (манипуляцией) по фазе, амплитуде и частоте. Перед излучением выполняется кодирование соответствующих параметров несущего колебания, а при приеме производится демодуляция и декодирование.

В системах с КРК все сигналы передаются одновременно и в одном частотном диапазоне, при этом ширина спектра сигналов ΔF намного больше ширины спектра сигнала исходного сообщения $\Delta F_{\rm coof}$ [1, с. 5]. Сигналы, применяемые в системах с КРК, имеют широкую полосу и, как следствие, эффекты нестационарности, неоднородности среды, многолучевости распространения, а также кинематика платформ ограничивают помехоустойчивость их когерентного детектирования [2].

Сложные сигналы с большими базами подвержены влиянию эффекта Доплера, приводящего к декорреляции, и доплеровская аппроксимация смещением по частоте не является справедливой [3, с. 76–77]. Искажения широкополосных сигналов под воздействием доплеровского эффекта проявляются главным образом в изменении их амплитуды и растяжении во времени, из-за чего отклик оптимального фильтра может иметь уровень, недостаточный для устойчивой работы ТКС [4].

В работе рассматривается новый класс широкополосных сигналов, применимый для систем с РКФ в условиях больших скоростей и неравномерного перемещения носителей.

Математическая модель и оптимальная обработка широкополосных сигналов

Перспективными при больших скоростях носителей являются сигналы, формирование которых осуществляется как $s(\log_b(t-\tau))\cdot(t-\tau)^{-\gamma}$, где t — текущее время; b = const — основание логарифма; $\tau = \text{const}$, сдвиг, параметр объема ансамбля канальных сигналов.

Символам алфавита $a_{i,\xi}$ соответствуют конкретные индивидуальные параметры: сдвиг начала отсчета аргумента несущего колебания τ_i и значение основания логарифма b_{ξ} :

$$S(t) = \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{T}\right) \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}}, \qquad (1)$$

где Ω — начальная частота ($\omega(t) = \Omega/(t - \tau_i)$); T — длительность сигнала; $\gamma = \text{const} \ (0 < \gamma \leq 1)$.

Мультипликативный сигнал, подвергшийся воздействию эффекта Доплера в канале, может быть представлен в виде [3, с. 76, 5]:

$$S(t) = \sqrt{\alpha} \left\{ \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{T}\right) \frac{\sin[\Omega \log_{b_{\xi}}(\alpha(t-(\tau'-\tau_{\alpha})-\tau_i))]}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}} \right\}$$

где τ' — задержка трансляции сигнала между абонентами; $\alpha = 1 \pm V/C$ — доплеровский параметр; V — относительная радиальная скорость между абонентами; C — скорость распространения электромагнитных волн в канале; $\tau_{\alpha} = \frac{1-\alpha}{\alpha} \approx \frac{V}{C}$ — смещение отклика при воздействии эффекта Доплера в канале [6,7].

Осуществляя тригонометрические и логарифмические преобразования, получаем:

$$S_{\Pi}(t) = \sqrt{\alpha} \left\{ \operatorname{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \cos\left(\Omega \log_{b_{\xi}} (t - (\tau' - \tau_{\alpha}) - \tau_i)\right)}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} + \operatorname{rect} \left(\frac{t - \tau_i}{T} \right) \times \frac{\cos(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \sin\left(\Omega \log_{b_{\xi}} (t - (\tau' - \tau_{\alpha}) - \tau_i)\right)}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} \right\}.$$
 (2)

Ортогональный к (1) косинусный эталон запишется:

$$S_c(t) = \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{T}\right) \frac{\cos(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-\tau_i))}{(t-\tau_i)^{1/\gamma}}.$$
 (3)

Результат взаимокорреляционной обработки сиг-или налов (2) и (1) (отклик) равен:

$$R_{s}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\Pi}(t)S(t) dt =$$

$$= \sqrt{\alpha} \times \left\{ \sin(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau_{i}}{T}\right) \times \frac{\cos(\Omega \log_{b_{\xi}}(-(t-(\tau'+\tau_{\alpha})-\tau_{i})))}{(t-\tau_{i})^{1/\gamma}} \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-\tau_{i}))}{(t-\tau_{i})^{1/\gamma}} dt + \cos(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau_{i}}{T}\right) \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-(\tau'-\tau_{\alpha})-\tau_{i}))}{(t-\tau_{i})^{1/\gamma}} \cdot \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-\tau_{i}))}{(t-\tau_{i})^{1/\gamma}} dt \right\}.$$

$$\times \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-(\tau'-\tau_{\alpha})-\tau_{i}))}{(t-\tau_{i})^{1/\gamma}} \cdot \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t-\tau_{i}))}{(t-\tau_{i})^{1/\gamma}} dt \right\}.$$
(4)

Первое слагаемое в (4) при выполнении условия $\left(\frac{\Omega}{2\pi}\log_{b_{\xi}}\left(\frac{t_{\kappa}}{t_{\mathrm{H}}}\right)\gg1\right)$ стремится к нулю, т. к. интегрируется скалярное произведение ортогональных сигналов. Функционал rect(·) заменим пределами интегрирования соответствующими длительности сигнала ($t_{\mathrm{H}} = \tau_i - T/2$; $t_{\kappa} = T/2 + \tau_i$), следовательно, выражение (4) преобразуется:

$$\begin{split} R_s(\tau) &= \\ &= \cos(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \Biggl\{ \int_{t_{\mathrm{H}}}^{t_{\mathrm{K}}} \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t - (\tau' - \tau_{\alpha}) - \tau_i))}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} \times \\ &\quad \times \frac{\sin(\Omega \log_{b_{\xi}}(t - \tau_i))}{(t - \tau_i)^{1/\gamma}} \, dt \Biggr\}. \end{split}$$

В момент времени $\tau' - \tau_{\alpha} = 0$ выражение (4) соответствует корреляционной функции Меллина для параметра сжатия, равного 1; заменой переменных $U = \log_{b_{\xi}}(t - \tau_i)$ оно может быть преобразовано в корреляционную функцию в аддитивном масштабе:

$$R_s(\tau) = \cos(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \left\{ \begin{array}{l} \log_{b_{\xi}}(t_{\mathbf{k}} - \tau_i) \\ \int \\ \log_{b_{\xi}}(t_{\mathbf{h}} - \tau_i) \\ \log_{b_{\xi}}(t_{\mathbf{h}} - \tau_i) \end{array} \right\}$$

$$R_s(\tau) = \cos(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \left\{ \begin{array}{c} E\\ \text{при } \tau' - \tau_{\alpha} = 0 \end{array} \right\}.$$
(5)

Функция взаимной корреляции сигналов (2) и (3) в момент ($au' - au_{lpha} = 0$) составит

$$R_c(\tau) = \sin(\Omega \log_{b_{\xi}} \alpha) \left\{ \begin{array}{c} E\\ \text{при } \tau' - \tau_{\alpha} = 0 \end{array} \right\}.$$
(6)

В результате квадратурной обработки сигналов (5) и (6) получим

$$R = R_s^2(\tau) + R_c^2(\tau) = \left\{ \begin{array}{c} E \\ \mbox{при } \tau' - \tau_\alpha = 0 \end{array} \right\}^2.$$

Оценка разрешающей способности широкополосных сигналов

Разрешающая способность сигналов определяется шириной корреляционной функции (отклика) в соответствующих координатах частотно-временной плоскости [3, с. 82].

Для повышения разрешающей способности сигналов их функция неопределенности (Φ H) должна приближаться к игольчатой форме (δ -импульс).

Оценка степени близости к оптимальной форме ФН возможна и для спектрального представления исследуемого сигнала и *б*-импульса:

$$F\{\delta(\tau)\} = 1.$$

Вычислим энергетический спектр сигнала вида

$$S_{\mathrm{M}}(t) = e^{j\Omega \log_{b_{\xi}}(t-\tau)} \cdot (t-\tau)^{-\gamma} = (t-\tau)^{\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})}-\gamma},$$
$$0 \leqslant \gamma \leqslant 1.$$

Для вычисления преобразования Фурье сигнала $S_{\rm\scriptscriptstyle M}(t)$ используем табличное значение:

$$\widetilde{S}_{\rm m}(\omega)=j\Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)}-\gamma+1\right)\times$$



Соответственно комплексно-сопряженный спектр —

$$\begin{split} \widetilde{S}_{\scriptscriptstyle \rm M}(\omega) &= -j\Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_\xi)} - \gamma + 1\right) \times \\ &\times \left[e^{\displaystyle \frac{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_\xi)} + j\gamma\right)\pi}{2}} \cdot \frac{j\Omega}{\omega_+}^{1} + \gamma - 1} - \right. \\ &\left. - e^{\displaystyle \frac{\left(\frac{-\Omega}{\ln(b_\xi)} - j\gamma\right)\pi}{2}} \cdot \frac{j\Omega}{\omega_-}^{1} + \gamma - 1} \right]. \end{split}$$

Энергетический спектр сигнала -

$$R(\omega) = \widetilde{S}_{M}(\omega) \cdot \overline{\widetilde{S}}_{M}(\omega) = = \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} - \gamma + 1\right) \right|^{2} \cdot |\omega|^{-2(1-\gamma)}.$$
(7)

Для решения в замкнутом виде проанализируем (7) при $\gamma=0,~\gamma=1/2,~\gamma=1.$

При $\gamma = 0$ выражение (7) преобразуется к виду

$$R(\omega) = \widetilde{S}_{_{\mathrm{M}}}(\omega) \cdot \overline{\widetilde{S}}_{_{\mathrm{M}}}(\omega) = \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} + 1\right) \right|^{2} \cdot |\omega|^{-2}.$$

Используя известное соотношение $\Gamma(x + 1) = x\Gamma(x)$, преобразуем:

$$R(\omega) = \left[\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} \right) \left(-\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} \right) \right] \cdot \left| \Gamma \left(\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} \right) \right|^{2} \cdot \frac{1}{\omega^{2}} = \frac{\pi}{\operatorname{sh} \left(\pi \frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} \right)} \cdot \frac{1}{\omega^{2}}.$$
(8)

При $\gamma = 1/2$ выражение (7) принимает вид

$$R(\omega) = \left| \Gamma\left(\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})} + \frac{1}{2} \right) \right|^{2} \cdot |\omega|^{-1} = \frac{\pi}{\operatorname{ch}\left(\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\right)} \cdot \frac{1}{|\omega|}.$$
(9)

При $\gamma = 1$ формула (7) сводится к следующему виду:

$$R(\omega) = \left| \Gamma\left(j\frac{j\Omega}{\ln(b_{\xi})}\right) \right|^{2} = \frac{\pi}{\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})} \cdot \operatorname{sh}\left(\pi\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\right)}.$$
 (10)
Известно, что $\operatorname{sh}(\pi\Omega) = \frac{e^{\pi}\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})} - e^{-\pi}\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}}{2},$

ch($\pi\Omega$) = $\frac{e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}} + e^{-\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}}}{2}$. Чтобы упростить (8)–(10), применим асимптотическое приближение гиперболических функций при больших значениях Ω :

$$\gamma = 0; \quad R(\omega) = \frac{2\pi}{\frac{\pi \Omega}{\ln(b_c)}} \cdot \frac{1}{\omega^2}, \quad (11)$$

$$\gamma = \frac{1}{2}; \quad R(\omega) = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{\ln(b_{\varepsilon})}} \cdot \frac{1}{|\omega|}, \quad (12)$$

$$\gamma = 1; \quad R(\omega) = \frac{2\pi}{\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}} e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}}.$$
 (13)

Из (11)-(13) видно, что для $\gamma = 1$ энергетический спектр анализируемого сигнала практически соответствует спектру δ -функции. Спектры частотно модулированных сигналов могут считаться ограниченными пределами изменения их мгновенной частоты.

При $\gamma = 1$ для конечного сигнала выражение (13) можно представить в виде

$$R(\omega) = \operatorname{rect}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2 \cdot \Delta \omega}\right) \cdot \frac{2\pi}{\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}}e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}}.$$
 (14)

Автокорреляционная функция как результат обратного преобразования Фурье выражения (14) имеет вид

$$R(\tau) = F^{-1}\{R(\omega)\} = \frac{2\sin(\Delta\omega t)}{\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})} \cdot e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}} \cdot t} \cdot e^{j\omega_0 t},$$

а ее модуль — соответственно

$$|R(\tau)| = \frac{2\sin(\Delta\omega \cdot t)}{\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})} \cdot e^{\pi \frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}} \cdot t}.$$
 (15)

Основная часть автокорреляционной функции (15) расположена между точками $\Delta \omega \cdot t = \pm \pi$, т.е. элемент разрешения во временной плоскости составляет

$$\Delta(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega}$$

Так как амплитуды функций (11) и (12) в полосе $\Delta \omega$ спадают пропорционально, соответственно $\frac{1}{\omega^2}$ и $\frac{1}{|\omega|}$, для сравнительной оценки их можно аппроксимировать функцией:

$$\operatorname{rect}\left(\frac{\omega-\omega_{0}}{2\Delta\omega'}\right)\cdot\frac{2\pi}{e^{\pi\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}}}.$$
(16)

 $\Delta \omega'$ выбирается из условия равенства площади функции (16) и площадей функций (11), (12), ограниченных в полосе $\Delta \omega$. Очевидно, что соблюдается неравенство $\Delta \omega' < \Delta \omega$, т. е. для элемента разрешения по дальности верно соотношение $\Delta(t)' > \Delta(t)$.

Условие эквивалентности сигналов в аддитивном и мультипликативном масштабах времени описывается соотношением: $S_{\rm M}(t) \leftrightarrow \frac{S(\ln t)}{\sqrt{t}}$ [8, с. 90], т. е. для его соблюдения $\gamma = 1/2$.

Разрешающая способность сигналов во временной плоскости (по дальности) определяется шириной полосы Фурье $\Delta(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega}$, и в силу изоморфизма аддитивных и мультипликативных преобразований [8, с. 88] разрешающая способность сигналов в частотной плоскости (по скорости) определяется шириной полосы Меллина $\Delta\Omega$:

$$\Delta(\ln \alpha) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega}$$

Спектр Меллина при трансляции (сдвиге) сигнала изменяется, с появлением задержки относительно начала его отсчета изменяется ширина полосы спектра. Исследуем спектр Меллина мультипликативного сигнала с целью определения зависимости свойств от сдвига его начала относительно начала отсчета. Форма амплитудного спектра не зависит от высокочастотного заполнения, исследуем его огибающую длительностью *T*:

$$S(t) = \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - \tau_i}{T}\right).$$
 (17)

Начало отсчета сигнала неизменное, параметр τ_i — варьируется. Спектр Меллина огибающей (17) запишется:

$$M\{S(t)\} = \int_{0}^{\infty} \operatorname{rect}\left(\frac{t - \frac{T}{2} - \tau_i}{T}\right) e^{j\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\ln t} d\ln t =$$
$$= \int_{\tau_i}^{T+\tau_i} e^{j\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\ln t} \frac{dt}{t}.$$

После замены переменных $\ln t = z$ имеем

$$\begin{split} M\{S(t-\tau_i)\} &= \int\limits_{\tau_i}^{T+\tau_i} e^{j\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}z} dz = \\ &= \frac{1}{j\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}} \left[e^{j\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\ln(T+\tau_i)} - e^{j\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\ln\tau_i} \right]. \end{split}$$

Энергетический спектр Меллина составит

$$\begin{split} |M\{S(t-\tau_i)\}|^2 &= \\ &= \frac{2}{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\right)^2} \left[1 - \left[\cos\left(\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right)\right) \right] \right] = \\ &= \frac{4}{\left(\frac{\Omega}{\ln(b_{\xi})}\right)^2} \sin\left(\frac{\Omega}{2\ln(b_{\xi})}\ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right)\right). \end{split}$$

Основная часть энергетического спектра Меллина заключена между точками $\left(\frac{\Omega}{2\ln(b_{\xi})}\ln\left(\frac{T+\tau_{i}}{\tau_{i}}\right)\right) = \pm \pi$, и ширина полосы спектра Меллина составляет

$$\Delta \Omega = \frac{4\pi \ln(b_{\xi})}{\ln(\frac{T+\tau_i}{\tau_i})},\tag{18}$$

следовательно, разрешение по доплеровскому параметру определяется как

$$\Delta(\ln \alpha) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega} = \frac{1}{2\ln(b_{\xi})} \ln\left(\frac{T+\tau_i}{\tau_i}\right).$$
(19)



Рис. 1. Система радиосвязи с прямым аналоговым мультиплексированием по форме сигналов (Объяснение в тексте)

Из (18) и (19) следует, что разрешающая способность по доплеровскому параметру зависит от значений сдвига τ_i и основания логарифма b_{ξ} . При условии, что τ_i совпадает с длительностью сигнала, полученный результат не противоречит известному факту, что разрешающая способность сигналов по скорости улучшается при увеличении их длительности.

Техническая реализация метода

Для пояснения технического эффекта рассмотрим систему, разработанную на основе способа обработки широкополосных сигналов [9].

На рис. 1 представлена система связи, состоящая из: 8 — канала связи;

– на передающей стороне: 1 — источника (источников) информации, 2 — коммутатора, 3 — преобразователя «аналог-цифра», 4 — формирователя сдвига начала мультипликативного сигнала отно-

сительно начала его (импульса) отсчета, 5 — блока памяти алфавита $a_{i\xi}$ сигналов, 6 — управляемого генератора-передатчика мультипликативных сигналов, 7 — первого блока согласования с линией связи (антенны), 16 — формирователя оснований логарифма модулирующей функции;

– на приемной стороне: 9 — второго блока согласования с линией связи, 10 — приемника, 11 многоканального коррелятора, 12 — матрицы цифрового преобразования, 13 — потребителя информации (индикации, воспроизведения и регистрации), 14 и 15 — блоков питания передающей и приемной стороны соответственно.

Аналоговая информация подается через коммутатор 2 на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 3. С АЦП 3 пять двоичных символов в виде «0» и «1» подаются на формирователь 4 сдвигов начала мультипликативного сигнала относительно начала его отсчета и формирователь 16 оснований логарифма модулирующей функции. С формирова-







РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЕ ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ т. 7 вып. 3 2020

теля 4 одно из значений сдвига ($\tau_1 - \tau_n$) поступает на управляющий вход блока 5 памяти, на второй управляющий вход которого подается с формирователя 16 одно из значений основания логарифма модулирующей функции ($b_1 - b_m$), по которым выбирается сигнал, соответствующий элементу алфавита $a_{i,\xi}$, и подается на вход управляемого генератора 6. Управляемым генератором 6 формируются сигналы (1), соответствующие элементу алфавита $a_{i,\xi}$ для излучения в радиоканал 8 через блок 7 согласования с линией связи (антенна).

Входной сигнал через блок 9 согласования с линией связи (антенны) поступает на приемник 10, выполняющий полосовую фильтрацию и далее на вход многоканального коррелятора 11.

На второй вход многоканального коррелятора подаются опорные сигналы с блока памяти 5, соответствующие алфавиту $a_{i,\xi}$.

К выходу коррелятора 11 подключена матрица цифрового преобразования 12, где происходит преобразование номера выхода коррелятора 11, соответствующего сдвигу ($\tau_1 - \tau_n$) и основанию логарифма модулирующей функции ($b_1 - b_m$), в пятиразрядный двоичный код, который совпадает с комбинацией, поданной на входы формирователей 4 и 16 на передающей стороне. Сигналы выходов матрицы цифрового преобразования 12 передаются потребителям информации 13, например, на аппаратуру индикации и регистрации [10–12].

Предлагаемая схема радиосвязи может быть реализована с различной степенью помехоустойчивости и обеспечивает увеличение объема ансамбля прямого аналогового мультиплексирования по форме сигналов.

Результаты численного моделирования

Для оценки эффективности системы, где применяется сигнал (1), выполнено численное моделирование в среде MathCad, результаты моделирования представлены на рис. 2–4.

Результат моделирования при $\gamma = 1/2$, $\tau = \tau_1 = 0,1$; $b = b_1 = e$ представлен на рис. 2, где $f1_i$ — временная диаграмма сигнала (1), $|c1_j|$ — его амплитудный спектр; f_i — временная диа-

грамма, представляющая сумму аддитивного шума (отношение сигнал/шум (ОСШ) равно 0,4) и сигнала (2), $|c_j|$ — его амплитудный спектр соответственно.

Моделирование при числе отсчетов реализаций сигналов $N = 2^{14}$; $\omega = 900 \cdot 10^6$; $\Omega = 10^3$; $V = 10^8$ м/с; ОСШ = 0,4 показало, что автокорреляционная функция сигнала имеет игольчатую форму.

На рис. З представлены результаты моделирования на границе разрешения по временному сдвигу начала отсчета аргумента несущего колебания τ_i ($\Delta \tau \sim 10^{-5}$).

На рис. 4 показаны результаты моделирования на границе разрешения по значению основания логарифма несущего колебания b_{ξ} ($\Delta b \sim 10^{-1}$).

Результат корреляционной обработки нового класса сигналов показал высокую помехоустойчивость ТКС, использующих сигнал (1), инвариантный к доплеровским преобразованиям, и выполнимость прямого аналогового мультиплексирования множества каналов связи за счет оптимизации ФН сигнала и увеличения объема ансамбля канальных сигналов.

Список литературы

- 1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
- Ремли В. Р. Влияние доплеровской дисперсии на обнаружение и разрешающую способность при использовании согласованных фильтров // ТИИЭР, 1966, т. 54, № 1. С. 39–46.
- Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио, 1971. 568 с.
- 4. Зарайский В.А., Тюрин А.М. Теория гидролокации. Ленинград: ВМА, 1975. 605 с.
- 5. Павликов С. Н., Убанкин Е. И. Математические основы построения нового класса широкополосных сигналов для систем связи с разделением каналов по форме // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли, 2019, т. 11, № 2. С. 24–32.
- Рихачек А.В. Сигналы, допустимые с точки зрения доплеровского эффекта // ТИИЭР, 1966, т. 54, № 6. С. 39-41.

- Патент № 2293997 Российской Федерации, МПК G01S 13/06. Способ корреляционной обработки сигналов, отраженных от быстродействующих целей: № 2005128998/09: заявл. 13.09.2005: опубл. 20.02.2007 / В. А. Сапрыкин, А. И. Яковлев, А. В. Сапрыкин, Д. А. Бескин; патентообладатель: Военноморской институт радиоэлектроники им. А. С. Попова. Бюлл. № 5. 17 с.
- Мочалов А.В., Павликов С.Н., Убанкин Е.И. Новые направления в развитии телекоммуникационных систем. Владивосток: Изд-во ВГУЭС, 2016. 116 с.
- Патент № 2713384 Российской Федерации, МПК Н04L27/00 (2006.01). Способ передачи информации с помощью широкополосных сигналов: № 2018143476: заявл. 07.12.2018: опубл. 05.02.2020 /

С. Н. Павликов, Е. И. Убанкин, А. К. Стволовая; патентообладатель: ФГБОУ ВО «Владивостокский государственный университет экономики и сервиса» (ВГУЭС). Бюлл. № 4. 12 с.

- 10. *Пенин П. И*. Системы передачи цифровой информации. М.: Советское радио, 1976. 368 с.
- 11. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 196 с.
- Ланге Ф. Корреляционная электроника: Основы и применение корреляционного анализа в современной технике связи, измерений и регулирования. Пер. со 2-го переработ. и доп. нем. изд. Л. М. Миримова и В. И. Тарабрина. Ленинград: Судпромгиз, 1963. 447 с.