



ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

INFORMATION TECHNOLOGIES AND TELECOMMUNICATION

УДК 621.391.15

ПОВЫШЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СКРЫТНОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРИМЕНЕНИЯ СЛОЖНЫХ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

INCREASE OF STRUCTURAL STEALTH OF SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON USE OF COMPLEX CHANNEL SIGNALS WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

С.П. Белов, С.И. Маторин, Ан.С. Белов, В.В. Красильников, С.В. Жеребцов
S.P. Belov, S.I. Mathorin, An.S. Belov, V.V. Krasilnikov, S.V. Gerebtsov

Белгородский государственный национальный исследовательский университет,
Россия, 308015, Белгород, ул. Победы, 85

Belgorod State National Research University, 85 Pobeda St, Belgorod, 308015, Russia

e-mail: belov@bsu.edu.ru, matorin@bsu.edu.ru, belov_a@bsu.edu.ru, kras@bsu.edu.ru,
zherebtsov@bsu.edu.ru

Аннотация

В настоящее время для обеспечения структурной скрытности систем спутниковой связи (ССС) широко применяются сложные каналные сигналы (ФМ ПСП сигналы), получаемые в результате модуляции гармонического колебания по фазе псевдослучайной последовательностью (ПСП), что позволяет обеспечить достаточно большой ансамбль сигналов с требуемыми характеристиками. Однако для эффективного использования указанных сигналов в ССС необходимо устранить неопределенность по частоте, возникающую в результате эффекта Доплера, что приводит к дополнительному увеличению времени поиска и синхронизации. Исходя из этого, очевидна актуальность решения задачи объединения положительных свойств ПСП и линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) радиоимпульсов, которые, как известно, имея малый ансамбль слабокоррелированных форм, инвариантны к доплеровскому сдвигу частоты. Создание таких классов сложных каналных сигналов позволило бы значительно увеличить структурную скрытность ССС по сравнению с использованием ФМ ПСП сигналов, а также уменьшить затраты временных и частотных ресурсов указанных телекоммуникационных систем, с обеспечением одновременного информационного обмена для большего количества абонентов. В статье предлагается для решения изложенной выше задачи использовать сложный каналный сигнал с ЛЧМ, полученный в результате модуляции по фазе ЛЧМ радиоимпульса по закону псевдослучайной последовательностью (ЛЧМ ФМ сигналы). Разработанный класс сигналов, как показывают проведенные вычислительные эксперименты, обладает свойством инвариантности к доплеровскому сдвигу частоты и позволяет на порядок увеличить структурную скрытность ССС по сравнению с применением ПСП различных видов.

Abstract

Complex structural channel signals (FM PSP signals), obtained as a result of modulation of a harmonic phase oscillation by a pseudorandom sequence (PSP), are widely used to provide structural stealth of satellite communication systems (SSS), which allows to provide a sufficiently large ensemble of signals with the required characteristics. However, to effectively use these signals in the CCC, it is necessary to eliminate the uncertainty in frequency resulting from the Doppler effect, which leads to an additional increase in the search and synchronization time. Proceeding from this, the urgency of solving the problem of combining the positive properties of the PSP and linearly-frequency modulated (LFM) radio pulses is obvious, which, as is



known, having a small ensemble of weakly correlated forms, are invariant to the Doppler frequency shift. Creation of such classes of complex channel signals would allow to significantly increase the structural concealment of the SSS in comparison with the use of FM PSP signals, as well as to reduce the time and frequency resources of these telecommunication systems, while providing simultaneous information exchange for a larger number of subscribers. The article proposes to solve the above problem using a complex channel signal with LFM, obtained by modulating the phase of a LFM radio pulse in accordance with a pseudo-random sequence (LFM FM signals). The developed class of signals, as shown by the computational experiments, has the property of invariance to the Doppler frequency shift and makes it possible to increase the structural stealth of SSS by an order of magnitude in comparison with the use of various types of memory bandwidth.

Ключевые слова: структурная скрытность систем спутниковой связи, сложные канальные сигналы с ЛЧМ, псевдослучайные последовательности, ансамбль сигналов.

Keywords: structural concealment of satellite communication systems, complex channel signals with chirp, pseudo-random sequences, ensemble of signals.

Описание свойств ЛЧМ ФМ сигналов

В математическом виде ЛЧМ ФМ сигнал, как известно [Белов С.П., Жилияков Е.Г., Белов А.С. 2008], можно представить в виде:

$$S(t) = \begin{cases} S_0 \cdot \sum_{l=1}^N \nu_l \cdot \text{rect} \left[\frac{t - (l-1) \cdot \tau_3 - \frac{T}{2} - \frac{\tau_3}{2}}{\tau_3} \right] \cdot \exp \left(j \mu \frac{t^2}{2} \right); & \text{при } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0; & \text{при других } t \end{cases} \quad (1)$$

где S_0 – амплитуда огибающей сигнала, в дальнейшем постоянная величина, равная 1, μ – крутизна модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульса (скорость изменения частоты), связанная с девиацией частоты ΔF и длительностью сигнала T соотношением $\mu = 2 \cdot \pi \cdot \Delta F / T$, τ_3 – длительность элемента кодирующей последовательности; N – количество элементов в ПСП;

ν_l – коэффициент, характеризующий состояние ПСП, принимает значения +1 или -1,

$$\text{rect}(x) = 1, \text{ при } |x| \leq \frac{1}{2}; 0, \text{ при } |x| > \frac{1}{2}.$$

Сложные сигналы с ЛЧМ, как и большинство других классов широкополосных шумоподобных сигналов (ШШС), не являются ортогональными при произвольном временном и частотном сдвиге, в этом случае можно говорить только о квазиортогональности этих сигналов, то есть о приближении сложных сигналов с ЛЧМ к классу ортогональных.

Для оценки степени ортогональности сигналов при их временном и частотном смещении используют функцию взаимной неопределенности (ФВН), которая в математической форме, как известно [Кук Ч., Бернфельд М. 1971; Тузов Г.И. 1977; Белов С.П., Жилияков Е.Г. и др. 2015], может быть записана следующим образом:

$$\chi_{ij}(\tau, F_\delta) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(t) \cdot S_j^*(t - \tau) \cdot \exp(j2\pi F_\delta t) dt \quad (2)$$

где: τ – временной сдвиг между сигналами, F_δ – доплеровский сдвиг частоты, E – энергия сигнала, $S_i(t)$ – огибающая i – ого сигнала, $S_j^*(t - \tau)$ – комплексно-сопряженная огибающая j – ого сигнала

Вполне естественно, поэтому, при оценке одновременного влияния рассогласования по частоте и задержке на качество приема предложенных классов сложных сигналов с ЛЧМ, использовать указанную выше ФВН. Анализ результатов экспериментальных исследований сечений огибающих ФВН ЛЧМ ФМ сигналов, плоскостью $F_\delta = 0$, типичные примеры которых представлены на рисунках 1-2, позволил установить, что максимальный уровень



бокового выброса практически не зависит от базы ЛЧМ радиоимпульса ($\Delta F \cdot T$), а в основном определяется длиной и типом ПСП. Значения максимальных уровней боковых выбросов находятся в пределах $(1,0 - 4,0) / \sqrt{N}$.

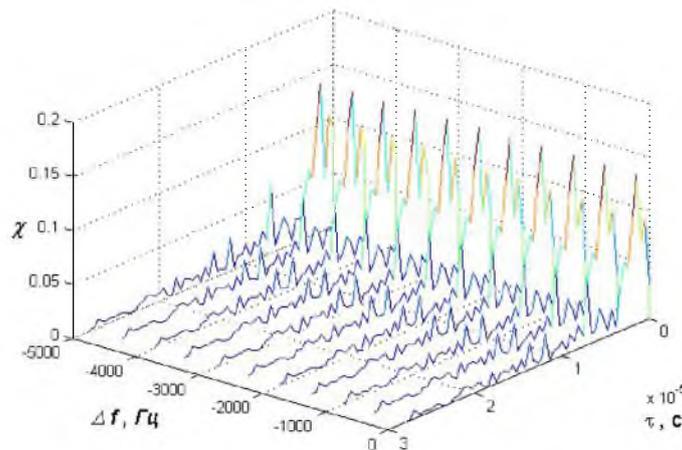


Рис. 1. ФВН ЛЧМ ФМ сигналов при числе элементов кодовой последовательности $N = 31$
 Fig.1. The FMU LFM PM signals with the number of elements of the code sequence $N = 31$

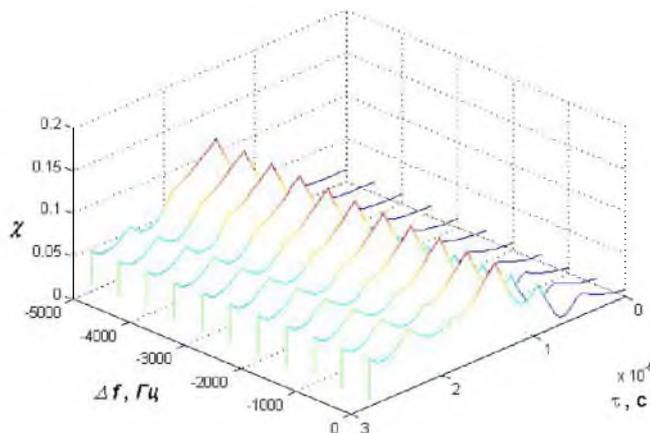


Рис. 2. ФВН ЛЧМ ФМ сигналов при числе элементов кодовой последовательности $N=127$
 Fig.2. The FMU LFM PM signals with the number of elements of the code sequence $N = 127$

Представляет определенный интерес рассмотрение свойств ЛЧМ ФМ сигналов, у которых признаком различия являются как структура ПСП, так и крутизна модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульсов. Для данных сигналов ФВН в математическом виде может быть представлена следующим соотношением:

$$\left| \tilde{Z}_{ij}(\tau, F_0) \right| = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left\{ \left[\sum_{l=1}^{N-|p|} v_l^i \cdot v_{l+p}^j \cdot ((C(x_2) - C(x_1)) + \sum_{l=1}^{N-|p|-1} v_l^i \cdot v_{l+p+1}^j \cdot ((C(x_4) - C(x_3))) \right]^2 + \right. \quad (3)$$

$$\left. + \left[\sum_{l=1}^{N-|p|} v_l^i \cdot v_{l+p}^j \cdot ((S(x_2) - S(x_1)) + \sum_{l=1}^{N-|p|-1} v_l^i \cdot v_{l+p+1}^j \cdot ((S(x_4) - S(x_3))) \right]^2 \right\}^{1/2}$$

где $C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi y^2}{2}\right) dy$ – косинус интеграла Френеля, $S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi y^2}{2}\right) dy$ – синус интеграла Френеля, а $x_1 - x_4$ – аргументы интегралов Френеля, которые в математическом виде записываются следующим образом:

$$x_4 = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left((l \cdot \tau_s - \frac{T}{2}) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + (p \cdot \tau_s + \theta) \cdot \Delta F_1 + F_0 \cdot T \right),$$

$$x_3 = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left((l \cdot \tau_s - \frac{T}{2}) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + p \cdot \tau_s \cdot \Delta F_1 + F_0 \cdot T + \theta \cdot \Delta F_2 \right),$$



$$x_2 = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left((l \cdot \tau_s - \frac{T}{2}) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + p \cdot \tau_s \cdot \Delta F_1 + F_o \cdot T + \theta \cdot \Delta F_2 \right)$$

$$x_1 = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left((l - \tau_s - \frac{T}{2}) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + (p \cdot \tau_s + \theta) \cdot \Delta F_1 + F_o \cdot T \right).$$

При оценке уровней боковых выбросов огибающих ФВН этого класса сигналов, типичные примеры которых представлены на рисунках 3-4, было установлено, что их наибольшие значения находятся в пределах $(1,5-2) \cdot \frac{1}{\sqrt{(\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}}$ при отношениях $\frac{\Delta F \cdot T}{N} \gg 1$ и практически не зависят от типа и длины ПСП. Кроме того, необходимо отметить, что при $(\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T \gg 100$ уровень боковых выбросов почти не зависит от величины сдвига между сигналами.

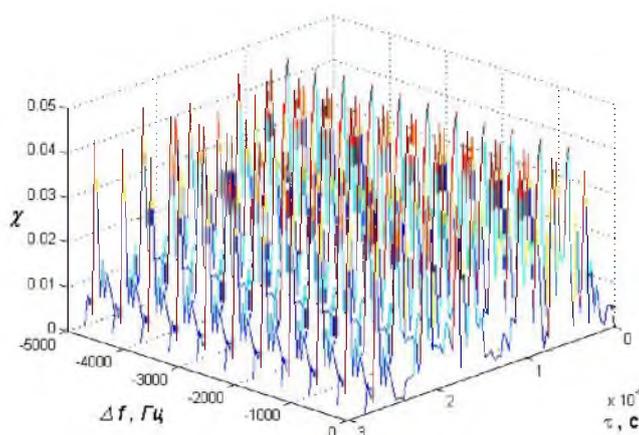


Рис. 3. ФВН ЛЧМ ФМ сигнала с $\frac{\Delta F \cdot T}{N} = 65$ при одинаковых ПСП, $N = 31$

Fig.3. The FMU LFM PM signal with $\frac{\Delta F \cdot T}{N} = 65$ at the same PRS, $N = 31$

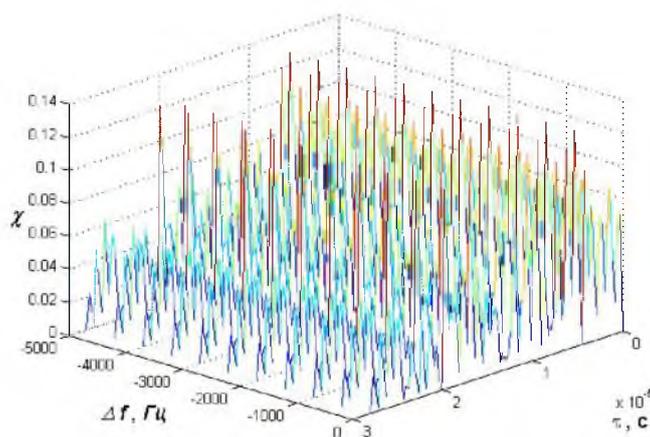


Рис. 4. ФВН ЛЧМ ФМ сигнала с $\frac{\Delta F \cdot T}{N} = 6,5$ при одинаковых ПСП, $N = 31$

Fig.4. The FMU LFM PM signal with $\frac{\Delta F \cdot T}{N} = 6,5$ at the same PRS, $N = 31$

Анализ уровней боковых выбросов сечений огибающих ФВН ЛЧМ-ФМ сигналов с $\frac{\Delta F \cdot T}{N} \ll 1$ показывает, что максимальные уровни боковых выбросов огибающих ФВН в основном определяются длиной и типом ПСП и находятся в пределах $(1,0-4,0) / \sqrt{N}$.



Нетрудно так же увидеть, что при $\tau = 0$ и одинаковых структурах ПСП выражение (3) после ряда преобразований может быть представлено соотношением:

$$\left| \chi_{ij}(\tau, F_\delta) \right| = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \sqrt{C^2(x_2) + S^2(x_2)}, \quad (4)$$

т. е. выражение совпадает с выражением для огибающих ФВН «обычных» ЛЧМ радиоимпульсов с отличающимися параметрами модуляционных характеристик.

Для использования данных классов сигналов в ССС для повышения их структурной скрытности большое внимание необходимо уделять их ансамблевым характеристикам. Необходимо отметить, что признаками различия у разработанных классов сигналов являются или структура ПСП, или как структура ПСП, так и крутизна модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульсов.

В связи с этим для количественной оценки ансамблевых характеристик можно воспользоваться соотношением вида:

$$N = N_{\text{ПСП}} \cdot N_{\text{ЛЧМ}} \quad (5)$$

где $N_{\text{ПСП}}$ – количество различных форм в ансамбле используемых ПСП; $N_{\text{ЛЧМ}}$ – количество различных форм в ансамбле ЛЧМ радиоимпульсов.

В качестве ПСП могут быть использованы линейные или нелинейные последовательности, а также ПСП с изменяющейся длительностью.

Из формулы (5) видно, что объем ансамбля ЛЧМ ФМ сигналов с одинаковой крутизной модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульсов равен ансамблю ПСП, а объем ансамбля ЛЧМ ФМ сигналов с различной крутизной модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульсов равен произведению ансамблей ПСП и ЛЧМ радиоимпульсов. Количественные характеристики N , $N_{\text{ПСП}}$ и $N_{\text{ЛЧМ}}$ для длины ПСП равной 1000 элементов и базе ЛЧМ радиоимпульса $\Delta F \cdot T = 1000$, при условии, что уровень максимальных боковых выбросов огибающих ФВН для всех типов сигналов не превышает заданной величины $\frac{(1,0 - 4,0)}{\sqrt{N}}$, приведены в таблице 1.

Таблица 1
Table 1

Количество N , $N_{\text{ПСП}}$ и $N_{\text{ЛЧМ}}$ для длины ПСП равной 1000 элементов и базе ЛЧМ радиоимпульса $\Delta F \cdot T = 1000$

The number N , N_{PRS} and N_{LFM} for the length PRS is equal to 1000 elements and the base of the LFM of the radio impulse $\Delta F \cdot T = 1000$

п/п	Типы последовательностей	$N_{\text{ПСП}}$	$N_{\text{ЛЧМ}}$	N
1	Одноуровневые линейные рекуррентные	$6 \cdot 10^2$	10	$6 \cdot 10^3$
2	Двухуровневые характеристические	$5 \cdot 10^2$	10	$5 \cdot 10^3$
3	Трехуровневые Голда	10^6	10	10^7
4	Производные ортогональные п	10^7	10	10^8

Заключение

Таким образом, ЛЧМ ФМ сигналы при различной крутизне модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульсов имеют как минимум в 10 раз больший ансамбль, нежели кодовые последовательности, что позволяет утверждать, что их применение в ССС позволит существенно повысить структурную скрытность этих систем. Кроме этого, предлагаемый класс сигналов при отношении базы ЛЧМ радиоимпульса к базе ПСП $\Delta F \cdot T / N > 1$ обладает инвариантностью к доплеровскому рассогласованию по частоте, что позволяет сделать вывод об эффективности его использования в ССС при нахождении ретранслятора на высокоэллиптической орбите.



Список литературы
References

1. Белов С.П., Жилияков Е.Г., Белов А.С. 2008. Возможность применения одного класса сложных сигналов с ЛЧМ для передачи речевых данных в цифровых мобильных системах связи. Вопросы радиоэлектроники. Сер. «Электронная вычислительная техника (ЭВТ)». – М. – Вып. 1.: 161-171.

Belov S. P., Zhilyakov E. G., Belov A. S. 2008. Possibility of the use of a class of complex signals with chirp to transmit voice data in digital mobile communication systems. Questions of radio electronics. Ser. "Electronic computing equipment (EWT)". – М.– Vol. 1.: 161-171.

2. Кук Ч., Бернфельд М. 1971. Радиолокационные сигналы. Пер. с английского под ред. Кельсона М. М., Сов. Радио, 568.

Cook CH., Bernfeld M. 1971. Radar signals. Per. with English under the editorship of M. Kelson]. M., Sov. Radio, 568.

3. Тузов Г.И. 1977. Статистическая теория приема сложных сигналов. М., Сов. Радио, 400.

Tuzov G.I. 1977. Statistical theory of complex signal reception. M., Sov. Radio, 400.

4. Белов С.П., Жилияков Е.Г., Белов А.С., Рачинский С.А., 2015. Об одном способе цикловой синхронизации широкополосных сигналов. Научные ведомости БелГУ. Сер. Экономика. Информатика. 19(216): 187-191.

Belov S.P., Zhilyakov E.G. Belov A.S., Rachinskii S.A., 2015. Method of frame synchronization of wideband signals. Nauchnye vedomosti BelGU. Ekonomika. Informatika. [Belgorod State University Scientific Bulletin. Economics Information technologies]. 19(216): 187-191. (in Russian).