УДК 621.376.32:621.396.962.25

О НЕКОТОРЫХ СВОЙСТВАХ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С ЛЧМ

С.П. Белов, И.А. Сидоренко

Белгородский государственный университет, 308015, г. Белгород, ул. Победы, 85, Belov@bsu.edu.ru

Изложены результаты анализа огибающих функций взаимной неопределенности и проведена оценка ансамблевых характеристик сложного класса сигналов, полученный в результате внутриимпульсной модуляции по фазе по закону псевдослучайной последовательности (ПСП) ЛЧМ-радиоимпульса. Показано, что данный класс сигналов имеет значительно больший объем слабокоррелированных форм, нежели ПСП, если в качестве несущего колебания используются ЛЧМ-радиоимпульсы с различной крутизной модуляционной характеристики. Делается вывод, что рассматриваемый класс сигналов может эффективно использоваться в многоканальных системах связи с подвижными объектами.

Ключевые слова: ансамбль сигналов, функция взаимной неопределенности, многоканальные мобильные системы связи.

ВВЕДЕНИЕ

При построении современных цифровых многоканальных систем мобильной связи широкое распространение получило кодовое разделение сигналов [1,2,3,4]. Основными требованиями, которые предъявляются к сигналам при использовании в таких системах, являются их устойчивость к рассогласованию по частоте, вызываемому доплеровским сдвигом частоты, и большой объем ансамбля слабокоррелированных форм.

В настоящее время для реализации указанных требований в основном используются сигналы, сформированные посредством модуляции по фазе гармонического несущего колебания по закону изменения псевдослучайной кодирующей последовательности (ФМ ПСП) [1,2,4]. Ансамбли таких сигналов могут иметь требуемые взаимнокорреляционные свойства при достаточном для практики объеме.

Однако, как известно [5], эти сигналы не обладают свойством инвариантности к доплеровскому сдвигу несущего колебания по частоте, что вызывает рассогласование их параметров с параметрами оптимальной схемы приема. Для обеспечения качественной обработки фазоманипулированных сигналов необходимо обеспечить устранение неопределенности по частоте, то есть решить задачу обеспечения синхронизации, а это в свою очередь приводит к дополнительному увеличению времени поиска сигнала (синхромаркера) и созданию сложных устройств слежения за изменением значения несущей частоты принимаемого сигнала.

Вместе с тем, известен класс сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), обладающий свойством инвариантности к доплеровскому рассогласованию по частоте. Согласно [5], возможно построение ЛЧМ-сигналов с прямоугольной, колоколообразной или косинусоидальной огибающей. С точки зрения возможности технической реализации, предпочтение отдается сигналам с прямоугольной огибающей, а для случая ожидаемых больших доплеровских расстроек частоты [5] целесообразно использовать сигналы с косинусоидальной огибающей. Такие сигналы обладают удовлетворительными функциями неопределенности, что обуславливает их широкое применение в системах радиолокации. Однако малый ансамбль слабокоррелированных форм не позволяет применять эти сигналы в системах с кодовым разделением адресов при большом количестве абонентов. Очевидна актуальность решения задачи улучшения взаимнокорреляционных свойств ЛЧМ-сигналов с целью обеспечения возможности их применения в современных цифровых многоканальных системах мобильной связи.

Представляет интерес исследовать возможности объединения положительных свойств ФМ ПСП- и ЛЧМ-сигналов для создания сигналов, которые бы удовлетворяли обоим требованиям. Образующиеся в этом случае ЛЧМ-сигналы с внутриимпульсной фазовой манипуляцией (ЛЧМ ФМ) уже вызывали к себе повышенный интерес в области радиолокации, поскольку их использование обеспечивает лучшее одновременное разрешение по дальности и скорости, чем обычный ЛЧМ-сигнал [5]. При этом было установлено, что по мере увеличения длины ПСП, спектр сигналов все более приобретает черты спектра шумоподобного сигнала, а полоса занимаемых сигналом частот расширяется. Очевидно, что в системе передачи информации такие сигналы могли бы не только обеспечить инвариантность к расстройкам по частоте, но ещё повысить и скрытность самой системы. В [6] были представлены результаты исследования «тонкой» структуры спектров таких сигналов, знание которых позволяет правильно использовать их в системах связи с частотно-ограниченными каналами.

Исходя из этого, представляется целесообразным оценить возможности применения в качестве переносчиков информации в указанных системах сигналов, полученных в результате модуляции по фазе ЛЧМ-радиоимпульсов по закону изменения псевдослучайной кодирующей последовательности, так как в работах [5,6] задача оценки взаимнокорреляционных свойств этих сигналов не ставилась.

АНАЛИЗ ФУНКЦИЙ ВЗАИМНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ЛЧМ ФМ-СИГНАЛОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В математическом виде ЛЧМ ФМ-сигналы, согласно [6], имеют вид

$$S(t)=\begin{cases} S_0\cdot\sum\limits_{l=1}^{N} v_l\cdot rect\left\{\dfrac{t-(l-1)\cdot\tau_э-\dfrac{T}{2}-\dfrac{\tau_э}{2}}{\tau_э}\right\}\cdot\exp\left(j\mu\dfrac{t^2}{2}\right); & при\ |t|\le\dfrac{T}{2}, \\ 0;\ \ при\ других\ t \end{cases} \qquad (1)$$

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:

$$\mu=\frac{2\cdot\pi\cdot\Delta F}{T},$$

rect(x) – прямоугольная «срезающая» функция, задаваемая выражением:

$$rect(x)=\begin{cases}1,\ при\ |x|\le\dfrac{1}{2};\\ 0,\ при\ |x|>\dfrac{1}{2},\end{cases}$$

$\tau_э$ – длительность элемента кодирующей последовательности; N – количество элементов в кодирующей последовательности;

– коэффициент, характеризующий состояние кодирующей последовательности, принимает значения +1 или -1.

Сложные сигналы с ЛЧМ, как и большинство других классов широкополосных шумоподобных сигналов, 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, согласно [Варакин], может быть записана следующим образом:

$$\dot{\chi}_{ij}(\tau, F_\partial) = \frac{1}{2E}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_i(t)\cdot \dot{S}_j^{\,*}(t-\tau)\cdot \exp(j2\pi F_\partial t)\,dt, \tag{2}$$

где τ – временной сдвиг между сигналами; F_∂ – допплеровский сдвиг частоты; Е – энергия сигнала; $\dot{S}_i(t)$ – огибающая принимаемого i-ого сигнала; $\dot{S}_j^{\,*}(t-\tau)$ – 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.

Для ЛЧМ ФМ-сигналов имеем:

$$\chi_{ij}(\tau, F_\partial) = \frac{1}{2E}\cdot \int_{-\frac{T}{2}+\tau}^{\frac{T}{2}} \sum_{l=1}^{N} \nu_i^l \cdot rect\left\{\frac{t-(l-1)\cdot\tau_Э - \frac{T}{2} - \frac{\tau_Э}{2}}{\tau_Э}\right\}\cdot \exp\left(j\mu\frac{t^2}{2}\right)\cdot \sum_{l=1}^{N}\nu_i^j \times$$
$$\times rect\left\{\frac{t-(l-1)\cdot\tau_Э - \frac{T}{2} - \frac{\tau_Э}{2}}{\tau_Э}\right\}\exp\left(-j\mu\frac{(t-\tau)^2}{2}\right)\cdot \exp(j2\pi F_\partial t)\,dt. \tag{3}$$

Полагая далее, что

$\tau = p\tau_Э + \theta$;

$0 \le |\theta| \le \tau_Э$;

$p = \pm(0,\ 1,\ 2,\ \ldots,\ N-1,\ N)$.

После ряда преобразований для значений τ > 0 получим:

$$\chi_{ij}(\tau, F_\partial) = \frac{1}{T}\cdot\left\{\sum_{l=1}^{N-p}\nu_l^i\cdot\nu_{l+p}^j \bullet \int_a^b \exp\left(j\left(\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)t - \mu\frac{(p\tau_Э+\theta)^2}{2}\right)\right)dt + \sum_{l=1}^{N-p}\nu_l^i\cdot\nu_{l+p+1}^j \times\right.$$
$$\left.\times\int_{a_1}^{b_1}\exp\left(j\left(\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)t - \mu\frac{(p\tau_Э+\theta)^2}{2}\right)\right)dt\right\}. \tag{4}$$

Здесь:

$a = -\frac{T}{2} + p\tau_Э + \theta + (l-1)\tau_Э$;

$b = -\frac{T}{2} + p\tau_Э + l\tau_Э$;

$a_1 = -\frac{T}{2} + p\tau_Э + l\tau_Э$;

$b_1 = -\frac{T}{2} + p\tau_Э + l\tau_Э + \theta$.

Окончательно выражение (4) может быть представлено следующим соотношением:

$$\chi_{ij}(\tau, F_\partial) = \frac{2}{T}\exp\left(j\left(\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)\cdot\left(-\frac{T}{2} + p\tau_Э + \frac{\theta}{2}\right) - \frac{\mu(p\tau_Э+\theta)}{2}\right)\right)\cdot\frac{1}{2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)}\times$$
$$\times\left\{\sum_{l=1}^{N-p}\nu_i^i\nu_{l+p}^j\exp\left(j\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)\frac{2l-1}{2}\cdot\tau_Э\right)\cdot\sin\left(\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)\cdot\frac{\tau_Э-\theta}{2}\right) + \right.$$
$$\left. + \sum_{l=1}^{N-p-1}\nu_i^i\nu_{l+p+1}^j\exp\left(j\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)l\cdot\tau_Э\right)\cdot\sin\left(\left(2\pi F_\partial + \mu(p\tau_Э+\theta)\right)\cdot\frac{\theta}{2}\right)\right\}. \tag{5}$$

Аналогичное выражение получается и для $\tau<0$.

В дальнейшем будем рассматривать только огибающую ФВН, поскольку в бесподстроечных по частоте радиоканалах используется некогерентный метод обработки. Объединяя результаты вычислений интегралов для $\tau>0$ и $\tau<0$, выражение для огибающей ФВН ЛЧМ-ФМ сигналов запишем следующим образом:

$$
\begin{aligned}
\left|\chi_{ij}(\tau,F_\partial)\right| = \frac{1}{N}\cdot\Bigg\{\Bigg[& \frac{\sin\left(\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\left(\tau_э-|\theta|\right)\right)}{\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\left(\tau_э-|\theta|\right)}\cdot\left(1-\frac{|\theta|}{\tau_э}\right)\cdot\sum_{l=1}^{N-|p|}v_l^i\cdot v_{l+p}^j\cdot\cos\left(\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\times\right.\\
& \left.\times(2l-1)\cdot\tau_э\right)+\frac{\sin\left(\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\cdot|\theta|\right)}{\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\cdot|\theta|}\cdot\frac{|\theta|}{\tau_э}\cdot\sum_{l=1}^{N-|p|-1}v_l^i\cdot v_{l+p+1}^j\cdot\cos\left(\left(2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)\right)\cdot l\tau_э\right)\Bigg]^2+\\
& +\Bigg[\frac{\sin\left(\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\left(\tau_э-|\theta|\right)\right)}{\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\left(\tau_э-|\theta|\right)}\cdot\left(1-\frac{|\theta|}{\tau_э}\right)\cdot\sum_{l=1}^{N-|p|}v_l^i\cdot v_{l+p}^j\cdot\sin\left(\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\cdot(2l-1)\cdot\tau_э\right)+\\
& +\frac{\sin\left(\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\cdot|\theta|\right)}{\frac{2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)}{2}\cdot|\theta|}\cdot\frac{|\theta|}{\tau_э}\cdot\sum_{l=1}^{N-|p|-1}v_l^i\cdot v_{l+p+1}^j\cdot\sin\left(\left(2\pi F_\partial+\mu\left(|p|\tau_э+|\theta|\right)\right)\cdot l\tau_э\right)\Bigg]^2\Bigg\}^{1/2}.
\end{aligned}
\tag{6}
$$

Анализ сечений огибающих ФВН ЛЧМ ФМ-сигналов, полученных в процессе модуляции по фазе псевдослучайными последовательностями ЛЧМ-радиоимпульсов с одинаковой крутизной модуляционной характеристики, плоскостью $F_\partial=0$, позволил установить, что максимальный уровень бокового выброса практически не зависит от базы ЛЧМ-радиоимпульса ($\Delta F \bullet T$), а в основном определяется длиной и типом ПСП. Значения максимальных уровней боковых выбросов находятся в пределах $\frac{(1,0-4,0)}{\sqrt{N}}$.

При произвольных временных (τ) и частотных (F_∂) рассогласованиях максимальные значения уровней боковых выбросов находятся в пределах $\frac{(1,5-4,3)}{\sqrt{N}}$.

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:

$$
\begin{aligned}
\left|\dot{\chi}_{ij}(\tau,F_\partial)\right| = & \frac{1}{\sqrt{2\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)\bullet T}}\bullet\{[\sum_{l=1}^{N-|p|}v_l^i\cdot v_{l+p}^j\bullet((C(x_2)-C(x_1))+\sum_{l=1}^{N-|p|-1}v_l^i\cdot v_{l+p+1}^j\bullet((C(x_4)-C(x_3))]^2+\\
& +[\sum_{l=1}^{N-|p|}v_l^i\cdot v_{l+p}^j\bullet((S(x_2)-S(x_1))+\sum_{l=1}^{N-|p|-1}v_l^i\cdot v_{l+p+1}^j\bullet((S(x_4)-S(x_3))]^2\}^{1/2},
\end{aligned}
\tag{7}
$$

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

$$x_4 = \frac{2}{\sqrt{2 \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) \bullet T}} \bullet ((l \bullet \tau_э - \frac{T}{2}) \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) + (p \bullet \tau_э + \theta) \bullet \Delta F_1 + F_д \bullet T),$$

$$x_3 = \frac{2}{\sqrt{2 \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) \bullet T}} \bullet ((l \bullet \tau_э - \frac{T}{2}) \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) + p \bullet \tau_э \bullet \Delta F_1 + F_д \bullet T + \theta \bullet \Delta F_2),$$

$$x_2 = \frac{2}{\sqrt{2 \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) \bullet T}} \bullet ((l \bullet \tau_э - \frac{T}{2}) \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) + p \bullet \tau_э \bullet \Delta F_1 + F_д \bullet T + \theta \bullet \Delta F_2),$$

$$x_1 = \frac{2}{\sqrt{2 \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) \bullet T}} \bullet (((l-) \bullet \tau_э - \frac{T}{2}) \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) + (p \bullet \tau_э + \theta) \bullet \Delta F_1 + F_д \bullet T).$$

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

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

Нетрудно увидеть, что при τ=0 и одинаковых структурах ПСП выражение (7) после ряда преобразований может быть представлено соотношением:

$$\left|\chi_{ij}(\tau, F_д)\right| = \frac{2}{\sqrt{2 \bullet (\Delta F_1 - \Delta F_2) \bullet T}} \sqrt{C^2(x_2) + S^2(x_2)}, \qquad (8)$$

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

Для использования данных классов сигналов в системах с кодовым разделением адресов, как было указано выше, большое внимание необходимо уделять их ансамблевым характеристикам. Необходимо отметить, что признаками различия у разработанных классов сигналов являются 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:

$$N = N_{ПСП} \bullet N_{ЛЧМ}, \qquad (9)$$

где $N_{ПСП}$ – количество различных форм в ансамбле используемых ПСП;

$N_{ЛЧМ}$ – количество различных форм в ансамбле ЛЧМ радиоимпульсов.

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

Из формулы (9) 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, $N_{ПСП}$ и $N_{ЛЧМ}$ для длины ПСП, равной 1000 элементов и базе ЛЧМ радиоимпульса $\Delta F \bullet T$=1000 при условии, что уровень максимальных боковых выбросов огибающих ФВН для всех типов сигналов не превышает заданной величины, приведены в табл. 1.

Таблица 1

№ п/п	Тип сигнала	$N_{ПСП}$	$N_{ЛЧМ}$	N
1	Одноуровневые линейные рекуррентные последовательности	$6*10^2$		$6*10^3$
2	Двухуровневые характеристические последовательности	$5*10^2$		$5*10^3$
3	Трехуровневые последовательности Голда	10^6		10^7
4	Производные ортогональные последовательности	10^7		10^8
5	ЛЧМ радиоимпульсы с различной крутизной модуляционной характеристики		10	

Таким образом, разработанные классы сигналов при различной крутизне модуляционной характеристики ЛЧМ радиоимпульсов имеют значительно больший ансамбль, нежели псевдослучайные последовательности, а при одинаковой крутизне модуляционной характеристики, равный ансамблю, которым обладают ПСП.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе исследованы огибающие функций взаимной неопределенности одного из классов сложных сигналов с ЛЧМ. Сделаны выводы, что данный класс сигналов обладает значительно большим объемом слабокоррелированных форм по сравнению с объемом ПСП, если в качестве несущего колебания используются ЛЧМ-радиоимпульсы с различной крутизной модуляционной характеристики. Кроме этого, данный класс сигналов при отношениях базы ЛЧМ-радиоимпульса к базе ПСП $\frac{\Delta F \bullet T}{N} > 1$ обладает инвариантностью к доплеровскому рассогласованию по частоте, что позволяет сделать вывод об эффективности его использования по сравнению с имеющимися классами сигналов в многоканальных мобильных системах связи с кодовым разделением адресов.

Литература

1. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов / Г.И. Тузов. – М.: Сов. радио, 1977. – 400 с.

2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

3. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами: учеб. пособие для вузов / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.: ил.

4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.: ил.

5. Кочемасов В.Н. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией / В.Н. Кочемасов, Л.А. Белов, В.С. Оконешников. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.: ил.

6. Долгов В.И. Исследование тонкой структуры спектров ЛЧМ-сигналов с внутриимпульсной фазовой манипуляцией / В.И. Долгов, С.П. Белов, И.Д. Горбенко // Радиотехника. – 1981. – Т. 36. – №10. – С. 66-69.

ABOUT SOME PROPERTIES OF DIFFICULT SIGNALS WITH LFM

S.P. Belov, I.A. Sidorenko

Belgorod state university, 308015, Belgorod, street of Victory, 85, Belov@bsu.edu.ru

The results of analysis are expounded circumflex the functions of mutual vagueness and the estimation of band descriptions of difficult class of signals, got as a result of innerimpulse modulation on a phase by law of pseudocasual sequence (PSP) of LFM of adio-impulse is conducted. It is rotined that this class of signals has a greater volume of lightcorrelated forms considerably, than PSP, if as bearing oscillation LFM is utillized radioimpulses with the different steepness of modulation description. Drawn a conclusion, that the examined class of signals can be effectively utillized in multichannel communication networks with mobile objects.

Key words: band of signals, function of mutual vagueness, multichannel mobile communication networks.