Д.т.н., проф. Е.Г. Жиляков, к.т.н. С.П. Белов, А.С. Белов

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ОДНОГО КЛАССА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ С ЛЧМ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ РЕЧЕВЫХ ДАННЫХ В ЦИФРОВЫХ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Изложены результаты анализа огибающих функции взаимной неопределенности и проведена оценка ансамблевых характеристик сложного класса сигналов, полученного 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 о том, что рассматриваемый класс сигналов может эффективно использоваться в многоканальных системах связи с подвижными объектами.

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 взаимокорреляционные 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, т.е. 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 и повысить 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, т.к. в работах [5,6] задача оценки взаимно-корреляционных свойств этих сигналов не ставилась.

Анализ функций взаимной неопределенности ЛЧМ ФМ сигналов с различными характеристиками

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

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

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:

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

$\tau_э$ - длительность элемента кодирующей последовательности;

N- количество элементов в кодирующей последовательности;

ν_l-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, т.е. 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:

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

где: τ - временной сдвиг между сигналами;

$F_д$ - допплеровский сдвиг частоты;

E – энергия сигнала;

$S_i(t)$ - огибающая принимаемого i – ого сигнала.

Вполне естественно поэтому, при оценке одновременного влияния рассогласования по частоте и задержке на качество прие-

ма предложенных классов сложных сигналов с ЛЧМ, использовать указанную выше ФВН.

Для ЛЧМ-ФМ сигналов имеем:

$$\chi_{ij}(\tau, F_д) = \frac{1}{2E} \cdot \int_{\frac{-T}{2}+\tau}^{\frac{T}{2}} \sum_{l=1}^{N} \nu_l^i \cdot rect\left\{ \frac{t-(l-1)\cdot\tau_э - \frac{T}{2} - \frac{\tau_э}{2}}{\tau_э} \right\} \cdot \exp\left(j\mu \frac{t^2}{2} \right) \cdot \sum_{l=1}^{N} \nu_l^j \times$$

$$\times rect\left\{ \frac{t-(l-1)\cdot\tau_э - \frac{T}{2} - \frac{\tau_э}{2}}{\tau_э} \right\} \exp\left(-j\mu \frac{(t-\tau)^2}{2} \right) \cdot \exp(j2\pi F_д t)\, dt \tag{3}$$

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 $\tau > 0$ получим:

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

$$\left. \times \int_{a_1}^{b_1} \exp\left(j\left(\left(2\pi F_д + \mu(p\tau_э + \theta)\right) t - \mu \frac{(p\tau_э + \theta)^2}{2} \right) \right) dt \right\} \tag{4}$$

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:

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

Аналогичное выражение получается и для τ<0.

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

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

Анализ сечений огибающих ФВН ЛЧМ-ФМ сигналов, полученных в процессе модуляции по фазе псевдослучайными последовательностями ЛЧМ радиоимпульсов с одинаковой крутизной модуляционной характеристики, плоскостью F_∂=0, позволил установить, что максимальный уровень бокового выброса практически не зависит от базы ЛЧМ радиоимпульса ($\Delta F\bullet T$), а в основ-

ном 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:

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

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:

$$x_4=\frac{2}{\sqrt{2\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)\bullet T}}\bullet((l\bullet\tau_э-\frac{T}{2})\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)+(p\bullet\tau_э+\theta)\bullet\Delta F_1+F_\partial\bullet T),$$
$$x_3=\frac{2}{\sqrt{2\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)\bullet T}}\bullet((l\bullet\tau_э-\frac{T}{2})\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)+p\bullet\tau_э\bullet\Delta F_1+F_\partial\bullet T+\theta\bullet\Delta F_2),$$
$$x_2=\frac{2}{\sqrt{2\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)\bullet T}}\bullet((l\bullet\tau_э-\frac{T}{2})\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)+p\bullet\tau_э\bullet\Delta F_1+F_\partial\bullet T+\theta\bullet\Delta F_2),$$
$$x_1=\frac{2}{\sqrt{2\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)\bullet T}}\bullet(((l-)\bullet\tau_э-\frac{T}{2})\bullet(\Delta F_1-\Delta F_2)+(p\bullet\tau_э+\theta)\bullet\Delta F_1+F_\partial\bullet T).$$

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 $\tau = 0$ и одинаковых структурах ПСП выражение (7) после ряда преобразований может быть представлено соотношением:

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

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 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:

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

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 $\frac{(1,0-4,0)}{\sqrt{N}}$, 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 крутизне 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. М., Сов. радио, 1977. 400 с.

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

3. Маковеева М.М. и Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. Учеб. пособ. для ВУЗов. М., Радио и связь, 2002. 440 с. с илл.

4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. Пер. с англ. М., Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с. с илл.

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

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

Статья поступила 15.10.2007