

Метод обеспечения энергетической скрытности при определении координат целей

Тимошенко А.Г.*, Тепляков И.М.***, Кузнецов В.С.***, Солодков А.В.**
Национальный исследовательский университет «МИЭТ», площадь Шокина,
1, Москва, Зеленоград, 124498, Россия

*e-mail: timoshenko@edu.miet.ru

**e-mail: tcs@miee.ru

Аннотация

В статье описывается проблема создания локационной системы на базе устройств носимой радиосвязи, с добавлением нового функционала без изменения аппаратной составляющей системы связи. Был предложен метод обеспечения энергетической скрытности устройств радиосвязи, работающих в режиме радиолокации и определяющих локальные координаты целей. Проведен расчёт, который показал, что при условии использования симплексных кодов с базой 4096 в качестве расширяющей псевдослучайной последовательности можно обеспечить энергетическую скрытность на уровне -20 дБ при вероятности обнаружения цели не ниже 0,9 и вероятности ложного детектирования около 10^{-6} . Проведен расчёт параметров обнаружения цели и определена погрешность цели.

Ключевые слова: системы связи, радиолокация, энергетическая скрытность, обнаружение цели, корреляционные функции

Введение

Применение носимых радиостанций для задач определения координат неизлучающих целей требует обеспечения энергетической скрытности, как в режиме радиосвязи, так и в режиме радиолокации. Обнаружение цели оборудованием, используемым для систем связи, оборудованных шттыревыми вертикальными вибраторами, ограничивается не только параметрами диаграммы направленности антенны, но и уровнем максимальной мощности выходного усилителя, обычно не превышающим 5 Вт. Агентство передовых оборонных исследовательских проектов (DARPA) приступило к реализации аналогичного проекта воздушного базирования, для размещения на беспилотных летательных аппаратах. Предлагаемое решение направлено на модернизацию существующих мобильных абонентских средств связи, с высотой подвеса антенны не более 2 м. Для решения задачи обеспечения энергетической скрытности проведем анализ симплексного кода со следующими параметрами:

длина кода: $n = 2^m - 1$, где $m=10$,

состав кода: $V \in \{M1(D^0), M1(D^0) \oplus M2(D^i) \}, 0 \leq i \leq n-1$, (1)

$M1(D^0)$ и $M2(D^0)$ предпочтительные пары линейных m -последовательностей (пары генераторных многочленов $g_1(x)=(10110010111)$, $g_2(x)=(10100111101)$ полный список порождающих полиномов можно найти, например, в [1]), ПАКФ($\tau > 0$) и ПВКФ($\tau \geq 0$) для предпочтительных пар – трёхуровневые [2].

объём кода: $V = 2^m$,

минимальное (оно же среднее) расстояние кода: $d_x = \frac{n+1}{2} = 2^{m-1}$.

Для образования симплексного кода, производим циклические сдвиги линейной m -последовательности $M_2(D_i)$, $0 \leq i \leq m-1$, и нулевой комбинации. Далее ко всем $2m$ комбинациям этого симплексного кода добавляем линейную m -последовательность $M_1(D_0)$. Итоговый код остаётся симплексным, но без нулевой комбинации [3]. При этом общее число прямых зеркальных генераторов линейных m -последовательностей для фиксированной памяти $m=10$, $L=60$, будет меньше количества различных по чередованию символов симплексных кодов $M = C_{L/2}^2 = C_{30}^2 = 435$.

Если симплексный код с параметрами (1) построен на основе предпочтительной пары генераторов, то ПАКФ ($\tau > 0$) и ПВКФ ($\tau > 0$) между комбинациями кода также являются трехуровневыми, но ПВКФ ($\tau = 0$) = -1 для всех пар кода.

Таким образом, кроме высокой помехоустойчивости симплексные коды обладают уникальной совокупностью корреляционных характеристик, что необходимо для построения расширяющих ансамблей для систем связи, работающих в условиях воздействия искусственных помех [4,5]. Таким образом можно рассматривать систему как работающую с одинаковыми типами кодов в двух режимах: для организации системы связи и для организации системы локации целей.

Расчёт параметров расширяющих кодов

Пусть C и C' есть две комбинации этого кода.

$$\text{ПАКФ}(\tau) = n, \quad \tau = 0;$$

$$\in \{-k(\tau), -1, k(\tau) - 2\}, \quad \tau = 1, 2, \dots, n-1;$$

(2)

$$\text{ПВКФ}(\tau) = -1, \quad \tau = 0;$$

$$\in \{-k(\tau), -1, k(\tau) - 2\}, \quad \tau = 1, 2, \dots, n-1 \quad (3)$$

$$\text{где } k(\tau) = \begin{cases} 2^{\frac{m+1}{2}} + 1, & m - \text{нечётное}; \\ 2^{\frac{m+2}{2}} + 1, & m = 2 \bmod 4. \end{cases} \quad (4)$$

Если пара генераторов не является предпочтительной, то $\max \text{ПВКФ}(\tau > 0) \approx 2\sqrt{n}$ при нечётном объёме памяти m .

Симплексный код с параметрами (1) при $m=10$ имеет

$$\text{ПАКФ}(\tau) = 1023, \quad \tau = 0;$$

$$\in \{-65, -1, 63\}, \quad \tau = 1, 2, \dots, 1022;$$

$$\text{ПВКФ}(\tau) = -1, \quad \tau = 0;$$

$$\in \{-65, -1, 63\}, \quad \tau = 1, 2, \dots, 1022.$$

Максимальный модуль $\text{ПВКФ}(\tau > 0) \approx 2\sqrt{D} = 65$, если пара генераторов для $M1$ и $M2$ не является предпочтительной при $m=10$.

Прототипом предложенной конструкции симплексного кода является код Голда. Он имеет длину $n = 2^m - 1$, объем кода $V = n + 2 = 2^m + 1$ и такую же $\text{ПАКФ}(\tau)$.

Коды Голда с предпочтительными парами генераторов последовательностей M_1 и M_2 имеют ПБКФ($\tau \geq 0$) $\in \{-k(\tau), -1, k(\tau) - 2\}$, $\tau = 0, 1, 2, \dots, n-1$, причём $k(\tau)$ также определяется выражением (4).

Таким образом, при выбранной памяти $m=10$ код Голда имеет ПБКФ($\tau=0$) $\in \{-65, -1, 63\}$ и даже 65, если пара генераторов для M_1 и M_2 не является предпочтительной.

Для кодов Голда взаимная корреляция при нулевом взаимной сдвиге будет равна значению любого возможного бокового лепестка $\{-65 \dots 63\}$, в то время как для симплексных кодов это значение всегда равно -1, что является их преимуществом.

Основное применение эти коды находят в качестве скремблирующих кодов, обладающих псевдослучайным законом генерации символов их последовательностей.

Так, в европейской системе UMTS в линии «вниз» из кода Голда длины $D=2^{18}-1$ вырезаются сегменты длины 38400 чипов – выделенные адреса БС; в линии «вверх» из кода Голда длины $D=2^{25}-1$ вырезается сегмент длины 38400 чипов – кадровая синхронизация и адрес МС [6]. В обоих случаях выбирается длина сегментов, близкая к длине 2^{15} чипов, выбираемой в стандарте IS-95 для синхронизации линий «вниз» и «вверх».

Симплексный код (1) обладает как оптимальными свойствами по помехоустойчивости, так и лучшей совокупностью корреляционных характеристик по сравнению с такими известными расширяющими

ансамблями кодов как ортогональные коды, ансамбли сегментов длинных линейных m -последовательностей или последовательностей длинных кодов Голда.

Определим энергетическую скрытность как отношение мощности сигнала P_c к мощности шума в полосе сигнала, определяемой как произведение спектральной плотности мощности шума N_0 (либо помехи j_0 при преднамеренных помехах) на ширину полосы сигнала $\frac{P_c}{j_0 \cdot F}$. Для

обеспечения энергетической скрытности на уровне -20 дБ, вычислим необходимое соотношение сигнал помеха:

$$\frac{E_{bit}}{j_0} = \frac{P_c \cdot \tau_{bit}}{j_0} = \frac{P_c \cdot \tau_{ch} \cdot \frac{D}{\gamma}}{j_0} = \frac{P_c \cdot \frac{1}{2 \cdot F} \cdot \frac{D}{\gamma}}{j_0} = \frac{P_c \cdot \frac{D}{\gamma}}{j_0 \cdot 2 \cdot F},$$

считаем, что одна кодовая

комбинация в режиме радиолокации формирует один бит ($\gamma=1$), получим

$$\frac{E_{bit}}{j_0} = 7 \text{ дБ},$$

что при вероятности ложного обнаружения цели 10^{-3}

соответствует вероятности обнаружения цели около 32 % [7].

Переход к базе сигнала $D=2048$ позволит улучшить вероятности обнаружения до 80 %, а при

$D=4096$ требуемая вероятность обнаружения 0,9 будет обеспечена при

вероятности ложного срабатывания на уровне 10^{-6} . Для базы $D=4096$ возможно

построение большого семейства Касами [8], для которого объем кодовых

комбинаций равен $2,2 \cdot 10^8$ (число полиномов для $m=12$ равно $L=144$, объем каждого

ансамбля 262144).

Расчёт условий локации цели

Дальность действия системы в режиме локации определяется выражением (5) [9]:

$$r = \left[\frac{P_{\text{п}} T G^2 \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 k T_{\text{ш}}(f) (E/N_0) L^2} \right]^{1/4}, \quad (5)$$

где $P_{\text{п}} = 5 \text{ Вт} = 7 \text{ дБВт}$ – средняя излучаемая мощность, $T = 1 \text{ с}$ – время накопления сигнала, $G = 0 \text{ дБ}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, λ – длина волны радиосигнала, $\sigma_{\text{ц}}$ – эквивалентная площадь рассеяния (ЭПР) цели, $k = -228,6 \text{ дБ}$ – постоянная Больцмана, $T_{\text{ш}}(f)$ – шумовая температура приемной системы, приведенная к выходу приемной антенны, $E/N_0 = \frac{E_{\text{bit}}}{j_0} = 13,1 \text{ дБ}$ – отношение энергии принятого сигнала к спектральной плотности шумов в линейной части приемника, необходимое для обеспечения заданной вероятности обнаружения сигнала, L^2 – дополнительное ослабление сигнала относительно свободного пространства на трассе «РЛС-цель» и в обратном направлении.

Шумовая температура приемной системы определяется выражением [10] $T_{\text{ш}} = T_{\text{ш}}(f) = T_{\text{А}} + \frac{1-\eta}{\eta} T_0 + \frac{T_{\text{мшш}}}{\eta}$, где η – коэффициент передачи фидера, T_0 – температура окружающей фидер среды, $T_{\text{мшш}}$ – шумовая температура приемника с малозумящим усилителем, $T_{\text{А}}$ – шумовая температура антенны, равная яркостной температуре окружающего пространства.

Примем, $\eta = 0,93$; $T_0 = 290 \text{ К}$; $T_{\text{мшш}} = 80 \text{ К}$. Тогда $T_{\text{ш}} \approx T_{\text{А}} + 100 \text{ К}$. Обозначим: $T_{\text{к}}$ – яркостная температура космических шумов, $T_{\text{з}}$ – шумовая

температура Земли. Для штыревых вертикальных вибраторов можно принять $T_A = 0,5 (T_k + T_z)$.

Для Земли принимаем значение диэлектрической проницаемости $\epsilon=10$ (влажная почва) и $T_z = 200$ К. Для космических шумов определим среднее значение согласно выражению: $T_k = 2,9 f_{ГГц}^{-2,55}$. Для частоты 435 МГц шумовая температура составит 212 К. Тогда дальность действия локационной системы на пересеченной местности с лесной зоной [11] составит 5 км, для целей с ЭПР около 6 м^2 (автомобиль) [12].

Погрешность измерения дальности в следствии неточности определения скорости распространения радиосигнала в тропосфере, которая изменяется из-за флуктуаций коэффициента преломления тропосферы, а также из-за искривления траектории луча из-за рефракции. В наихудшем случае среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения дальности по условиям распространения радиосигнала оценивается как $\sigma_{r, \text{троп}} \leq 10^{-4} r$ [13]. При дальности $r = 5000$ м эта ошибка не превышает величину 0,5 м.

СКО измерения дальности, вызванной блужданием блестящей точки на поверхности цели, оценивается как $\sigma_{r, \text{ц}} \approx 0,35 l_{\text{ц}}$ [14], где $l_{\text{ц}}$ – максимальная протяженность цели. Если принять $l_{\text{ц}} = 5$ м, тогда $\sigma_{r, \text{ц}} = 1,7$ м.

СКО измерения дальности при флуктуационных помехах определяется выражением $\sigma_r = \frac{c \sigma_{\tau}}{2}$, где c – скорость света, σ_{τ} – СКО измерения задержки.

Потенциальное СКО задержки для некой идеальной измерительной локационной системы равна [12]:

$$\sigma_{\tau} = \frac{1}{2\pi\Delta f_{\text{СК}} \sqrt{\frac{Ebit}{j_0}}},$$

где $\Delta f_{\text{СК}}$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала, определяемая выражением для положительных частот:

$$\Delta f_{\text{СК}} = \left[\frac{\int_0^{\infty} (f - f_0)^2 G(f) df}{\int_0^{\infty} G(f) df} \right]^{1/2},$$

где $G(f)$ – спектр мощности сигнала, $f_0 = 435 \text{ МГц}$ – центральная частота спектра радиосигнала.

Положим допустимые потери в энергетике локационной системы

равными 1 дБ. Находим $\Delta f = \frac{2 \cdot \frac{Ebit}{j_0}}{\frac{P_c}{j_0 \cdot F} \cdot T \cdot \eta}$, подставляя имеющиеся значения,

можно получить требование $\Delta f \leq 4390 \text{ Гц}$.

Выводы и направления дальнейшей работы

В результаты проведенных расчётов было показано, что использование симплексных кодов с базой 4096 позволяет обеспечивать энергетическую скрытность систем радиосвязи, работающих в двух режимах: связная и локационная. При этом может быть обеспечена энергетическая скрытность на уровне -20 дБ, а вероятность обнаружения цели составит 0,9 при

вероятности ложного детектирования цели менее 10^{-3} , ожидаемая погрешность обнаружения цели на расстоянии 5 км составит около 5 м. Предложенный метод планируется к апробированию на носимых устройствах радиосвязи с выходной мощностью до 5 Вт и всенаправленными антеннами. Для анализа полученных данных будет использован предложенный ранее модифицированный алгоритм Форчуна, когда в качестве заметающей прямой для построения диаграмм Вороного используется кривая. Данный подход позволяет уменьшить погрешность определения цели по дальности до 2,5 м, и по азимуту до 10^{-3} радиан. При этом число устройств связи, участвующих в локации должно быть больше 3, включая не менее двух источников излучения, работающих попеременно.

Библиографический список

- 1 Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. – М: Мир, 1976. – 593 с.
- 2 Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В. Б. Пестрякова. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с.
- 3 Баринов В.В., Кузнецов В.С., Лебедев М.В. Анализ корреляционных характеристик расширяющих ансамблей // Электросвязь. 2006. №3. С. 38-39.
- 4 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.
- 5 Дж. Прокис Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

6 Богданов А.С., Шевцов В.А. Выбор способа синхронизации в имитационной модели адаптивных алгоритмов определения местоположения и управления // Труды МАИ, 2015, №84:

<http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=63136>

7 Ивануткин А. Г., Казьмин А. И. Подход к оценке эффективности радиотехнического обеспечения полётов авиации // Труды МАИ, 2015, №82:

<http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=58793>

8 Голдсмит А. Беспроводные коммуникации. Основы теории и технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2011. – 904 с.

9 Долуханов М.П. Распространение радиоволн. - М. Связь, 1972. - 336 с.

10 Тепляков И.М. Телекоммуникационные системы: Сборник задач: Учебное пособие. – М.: ИП «РадиоСофт», 2008. – 240 с.

11 Andrey Tikhomirov, Elena Omelyanchuk, Anastasia Semenova. Radio Wave Propagation Impact on Signal Parameters of Local Positioning Systems. – 2016 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (2016 ElConRusNW). – 2-3 February, Saint-Petersburg, Russia, pp.490-494.

12 Тепляков И.М. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. – М.: Радио и связь, 2004. – 327 с.

13 Radio Regulations. Edition of 2012, Режим доступа: <http://www.itu.int/pub/R-REG-RR-2012> (дата обращения 01.09.2016)

14 Recommendation ITU-R P.532-1. Ionospheric effects and operational considerations associated with artificial modification of the ionosphere and the radio-wave channel, Режим доступа: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.532-1-199203-I!!PDF-E.pdf (дата обращения 01.09.2016)