ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ СОСТАВНОГО ПСЕВДОШУМОВОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА, СФОРМИРОВАННОГО НА ОСНОВЕ АНСАМБЛЯ F-КОДОВ

© В. И. Сахно

Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского,
197198, г. Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13

В статье предложена структура составного псевдошумового зондирующего сигнала, сформированного на основе ансамбля F-кодов, предназначенного для повышения эффективности обнаружения малозаметных целей в одноканальном радиолокаторе с синтезированной апертурой антенны. Выведена и проанализирована функция неопределённости для предложенного сигнала, проведено её сравнение с функциями неопределённости одиночного фазоманипулированного и линейно-частотно модулированного сигналов.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой антенны, псевдошумовой сигнал, F-коды, радиолокационная тень, обнаружение, малозаметные цели, функция неопределённости

Сведения об авторе: Сахно Виктор Игоревич, po4tamt@protonmail.com

AMBIGUITY FUNCTION OF THE COMPOSITE PSEUDO-NOISE WAVEFORM FORMED ON THE BASIS OF F-CODES

V. I. Sakhno

Military Space Academy named after A. F. Mozhaiskiy, 197198, St. Petersburg, Zhdanovskaya street, 13

This paper presents a structure of composite pseudo-noise waveform formed on the basis of F-codes for improving low-visible targets detection efficiency in single-channel synthetic aperture radar. The ambiguity function for proposed signal is derived and analyzed in comparison with linear frequency modulated and pseudo-noise waveforms ambiguity functions.

Keywords: synthetic aperture radar, pseudo-noise waveform, F-codes, target shadow, detection, low-visible targets, ambiguity function

Data of author: Sakhno Viktor Igorevich, po4tamt@protonmail.com

Для обеспечения возможности одновременного получения нескольких независимых радиолокационных изображений (РЛИ) в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны (РСА) обычно реализуют наблюдение одного и того же участка земной поверхности с разных ракурсов, на разных несущих частотах или при разных поляризациях зондирующего сигнала (ЗС). Для подавления спекл-шума в цифровой системе обработки используют

также некогерентное суммирование в канале азимута, в канале дальности такая возможность, как правило, отсутствует [2].

Существует ещё один подход, который заключается в использовании свойств ортогональных псевдошумовых (ПШ) ЗС. Предлагается использовать составной ПШ ЗС на основе F-кодов [3]. Составной ЗС формируется как сумма N_p фазоманипулированных сигналов (ФМн) — $s_1, s_2, \dots, s_{N_p}$, с одинаковыми

Рис. 1

Структура составного ПШ ЗС (б) в сравнении с ЗС на основе одиночного ПШ сигнала (а)

длительностями T и манипулированных по фазе ортогональными псевдослучайными последовательностями (ПСП) — F-кодами. Каждая кодовая последовательность в составе ЗС представляет собой нелинейную ПСП длиной N символов. Структура и принцип формирования такого составного ПШ ЗС $s_{\Sigma}(t)$ в сравнении с ЗС на основе одиночного ПШ сигнала $s(t)$ представлена на рис. 1.

Одиночный ФМн сигнал $s(t)$, модулированный ПСП на основе F-кода, как и любой ФМн сигнал имеет так называемую «кнопочную» функцию неопределённости (ФН) [1, 4, 5]. Комплексная огибающая такого сигнала определяется как:

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{1}{T}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{N-1} c_k \text{rect}\left(\frac{t-k\tau_s}{\tau_s}\right), \quad (1)$$

где $\text{rect}(\cdot)$ — прямоугольная функция (единичный импульс), описывающая огибающую ФМн сигнала длительностью $T = N\tau_s$ и огибающую одного символа ПСП длительностью τ_s соответственно (N — период ПСП), c_k — символы кода, $c_k \in C = \{-1, 1\}$, $c_k = e^{j\varphi_k}$, где φ_k — соответствующие значения фазы ФМн сигнала, $\varphi_k \in \Phi = \{0, \pi\}$.

Как уже упоминалось ранее, составной ФМн ЗС формируется на основе ансамбля ортогональных кодовых последовательностей $s_1, s_2, \dots, s_{N_p}$. Соответственно, используя выражение для одиночного ФМн сигнала $s(t)$ (1), можно представить комплексную огибающую составного ФМн $s_{\Sigma}(t)$ как сумму N_p комплексных огибающих $s_i(t)$:

$$s_{\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^{N_p} s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{1}{T}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{k=0}^{N-1} c_{ik} \text{rect}\left(\frac{t-k\tau_s}{\tau_s}\right), \quad (2)$$

где c_{ik} — символы используемой i -ой кодовой последовательности, $c_{ik} \in C_i = \{-1, 1\}$, $c_{ik} = e^{j\varphi_{ik}}$, φ_{ik} — соответствующие значения фазы i -го бинарного ФМн сигнала, $\varphi_{ik} \in \Phi_i = \{0, \pi\}$, $i = 1, N_p$.

Используя свойство свёртки ФН (произведение двух сигналов задаётся их свёрткой [1, 4]), можно записать выражение для ФН одиночного ФМн сигнала $s(t)$:

$$|\chi_s(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t+\tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right| = |\chi_1(\tau, f_d) \cdot \chi_2(\tau, f_d)| = \left| \sum_{m=1-N}^{N-1} \chi_1(\tau - m\tau_s, f_d) \chi_2(m\tau_s, f_d) \right|, \quad (3)$$

где $|\chi_1(\tau, f_d)|$ — ФН прямоугольного импульса, огибающей одного символа кода,

$$|\chi_1(\tau, f_d)| = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{\tau_s}\right) \text{sinc}[\pi f_d (\tau_s - |\tau|)], & |\tau| \leq \tau_s, \\ 0, & |\tau| > \tau_s \end{cases}, \quad (4)$$

$\text{sinc}(\cdot)$ — ненормированный кардинальный синус, а $\chi_2(m\tau_s, f_d)$ в свою очередь, непосредственно характеризует корреляционные свойства ПСП и вычисляется как:

$$\chi_2(m\tau_s, f_d) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1-m} c_i c_{i+m} e^{j2\pi f_d i \tau_s}, & m \in [0, N-1] \\ \frac{1}{N} \sum_{i=-m}^{N-1} c_i c_{i+m} e^{j2\pi f_d i \tau_s}, & m \in [1-N, 0] \end{cases}, \quad (5)$$

где $c_i \in C = \{-1, 1\}$ — символы используемого кода.

ФН составного ФМн сигнала $s_{\Sigma}(t)$ (2) рассчитывается как сумма ФН $|\chi_{s_i}(\tau, f_d)|$ (3), соответствующих набору из N_p ортогональных кодовых последовательностей:

$$|\chi_{s_{\Sigma}}(\tau, f_d)| = \sum_{i=1}^{N_p} |\chi_{s_i}(\tau, f_d)|. \quad (6)$$

Анализ ФН, как известно, позволяет оценить потенциальную разрешающую способность и ра-

Таблица

Основные характеристики ЗС и параметры РСА, используемые при моделировании

Тип ЗС	ПШС/ЛЧМ
Тип ПСП	F-код
Период ПСП (база ЗС) N (В)	4096
Тактовая частота ПСП f_t	64 МГц
Количество ортогональных ПСП в наборе N_p	8
Частота дискретизации АЦП/ЦАП f_s	256 МГц
Несущая частота (длина волны) f_c (λ)	4 ГГц (7,5 см)
Частота повторения ЗС f_r	256 Гц
Эффективная длительность ЗС T	64 мкс
Эффективная ширина спектра ЗС Δf	64 МГц
Интервал синтеза T_s	2 с
Скорость движения носителя V_p	150 м/с
Разрешение по дальности (теоретическое) δr	2,3 м
Разрешение по азимуту $\delta \alpha$	2,3 м
Горизонтальный размер апертуры антенны d_x	4,6 м
Высота полёта носителя h	10 км
Ближняя граница полосы обзора A	10 км
Ширина полосы обзора S	10 км

диометрическую чувствительность системы при использовании определённого типа ЗС. ФН для ФМн сигналов $s(t)$ (3) и $s_{\Sigma}(t)$ (2), использовавшихся при моделировании, рассчитывались на основе приведённых выше формул (3) — (6) для конкретных параметров ЗС.

Основные характеристики ЗС и параметры РСА, выбранные при моделировании, приведены в таблице.

На первом этапе были оценены корреляционные свойства (рассчитана ФН) используемого при моделировании ФМн ЗС $s(t)$ (1), характеристики которого представлены в таблице, а также ЛЧМ сигнала с аналогичной шириной спектра и длительностью (базой).

На рис. 2 представлены ФН $|\chi_s(\tau, f_d)|$ (3) одиночного ФМн ЗС, сформированного на основе F-кода, и ФН $|\chi_{s_{\Sigma}}(\tau, f_d)|$ ЛЧМ сигнала:

$$s_{\Sigma}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{1}{\sqrt{T}} \exp(j\pi \frac{\Delta f}{T} t_2) \quad (7)$$

с идентичной базой $B = 4096$, рассчитанная в соответствии с известным выражением для ФН ЛЧМ сигналов [1, 5]:

$$|\chi_{s_{\Sigma}}(\tau, f_d)| = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \text{sinc}\left(\pi T(f_d \pm \Delta f \cdot \frac{\tau}{T})(1 - \frac{|\tau|}{T})\right) & 0 \leq |\tau| \leq T \\ 0 & |\tau| > T \end{cases} \quad (8)$$

ФН построены в большом диапазоне расстроек по доплеровской частоте, равном удвоенной ширине спектра ЗС $\pm \Delta f = \pm 64$ МГц.

Как и типовая ФН ФМн сигнала, полученная ФН для F-кода имеет кнопочную форму [1]. ФН ЛЧМ сигнала гребневидная, а её гребень повернут в плоскости время-частота вдоль линии $\frac{\Delta f}{T} \cdot \tau + f_d = 0$. Эта особенность приводит к известному в радиолокации эффекту слепых скоростей [1, 5].

Далее производилось построение ФН для разных типов ЗС в меньшем диапазоне доплеровского смещения частоты ± 64 кГц для более детального изучения корреляционных свойств ЗС и оценки уровня боковых лепестков (УБЛ) в дальномерном канале.

На рис. 3 изображена рассчитанная в соответствии с (8) ФН $|\chi_{s_{\Sigma}}(\tau, f_d)|$ ЛЧМ сигнала с длительностью $T = 64$ мкс и шириной спектра $\Delta f = 64$ МГц (база сигнала $B = 4096$).

УБЛ ФН в дальномерном канале в этом случае составляет величину —13 дБ, стандартное значение для любого ЛЧМ ЗС [1].

Рис.2

ФН одиночного ФМн сигнала (а), сформированного на основе F-кода, и ФН ЛЧМ сигнала (б)

Рис. 3

ФН ЛЧМ сигнала в трёхмерном (а) и двумерном (б) представлениях, сечения ФН вдоль оси задержки (в) и вдоль оси частот (г)

Рис. 4

ФН одиночного ФМн сигнала, сформированного на основе F-кода, в трёхмерном (а) и двумерном (б) представлениях, сечения ФН вдоль оси задержки (в) и вдоль оси частот (г)

На рис. 4 изображена рассчитанная ФН $|\chi_s(\tau, f_d)|$ (5) одиночного ФМн сигнала $s(t)$ (3), сформированного на основе F-кода, и её сечения при нулевой задержке $\tau = 0$ и нулевой доплеровской частоте $f_d = 0$.

УБЛ ФН в дальномерном канале в этом случае составляет величину -16 дБ, что на 3 дБ меньше, чем для ЛЧМ с аналогичной базой.

На рис. 5 изображена рассчитанная ФН $|\chi_{s\Sigma}(\tau, f_d)|$ (6) составного ФМн сигнала $s_\Sigma(t)$ (2), сформированного на основе N_p F-кодов ($N_p = 8$), и её сечения при нулевой задержке $\tau = 0$ и нулевой доплеровской частоте $f_d = 0$.

УБЛ ФН в дальномерном канале в этом случае составляет величину -18 дБ. Выигрыш по сравнению с ЛЧМ ЗС, имеющим аналогичную базу, составляет 5 дБ и 2 дБ по сравнению с одиночным ФМн ЗС.

Таким образом, можно сделать вывод, что составной ФМн ЗС имеет лучшие корреляционные свойства, нежели ЛЧМ и одиночный ФМн ЗС.

Литература

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / пер. с англ. под ред. В. С. Кельзона. — М.: Советское радио, 1971. — 568 с.
2. Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учебник для вузов / Под ред. д.т.н. проф. Г. С. Кондратенкова. — М.: Радиотехника, 2005. — 366 с.
3. Способ формирования наборов ортогональных псевдослучайных последовательностей с использованием свойств фрактальных отображений: пат. 2359405 Российская Федерация, МПК H04B1/00 / Сахно И. В., Симонов А. Б., Ткачев Е. А. — № 2006143688/09; заявл. 05.12.2006; опубл. 20.06.2009.
4. Richards M. Fundamentals of Radar Signal Processing // McGraw Hill. — New York, 2005.

Рис. 5

ФН составного ФМн сигнала, сформированного на основе восьми F-кодов, в трёхмерном (а) и двумерном (б) представлениях, сечения ФН вдоль оси задержки (в) и вдоль оси частот (г)

5. Skolnik M. Radar Handbook // McGraw Hill. — New York, 2008.

References

1. Kuk Ch., Bernfeldt M. *Radiolokatsionnye signaly* [Radio signals]. Moscow, Sovetskoye radio Publ., 1971, 567 p.
2. Kondratenkov G. S., Frolov A. Yu. *Radiovidenie. Radiolokatsionnye sistemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli: uchebnik dlya vuzov* [Radar imaging. Radar systems for remote Earth sensing: High school textbook]. Edited by Sc.D. Prof. G. S. Kondratenkov. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2005, 366 p.
3. Method for generating sets of orthogonal pseudo-random sequences using the properties of fractal mapping: pat. 2359405 Russian Federation, МПК H04B1/00 / Sakhno I.V., Simonov A. B., Tkachev E. A. — № 2006143688/09; 05.12.2006; 20.06.2009.
4. Richards M. *Fundamentals of Radar Signal Processing* // McGraw Hill. — New York, 2005.
5. Skolnik M. Radar Handbook // McGraw Hill. — New York, 2008.