УДК 621.396.677

А.Ф. Шевченко

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА МНОГОЧАСТОТНЫХ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ

Предложен способ формирования многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей которые позволяют повысить скрытность MIMO РЛС в случае использования разведывательных приемников известных типов. Проведен анализ структурных и корреляционных свойств многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей.

Ключевые слова: *многочастотный пространственно-временной сигнал, MIMO РЛС, скрытность.*

Общая постановка задачи

Одним из достоинств когерентных Multiply Input Multiply Output (MIMO) РЛС является возможность обеспечения низкой вероятности перехвата станциями радиотехнической разведки [1]. Последнее требует наиболее равномерного распределения энергии излучения в зоне обзора по угловым координатам и дальности. Степень равномерности существенно зависит от результата суммирования в пространстве набора ортогональных парциальных сигналов, подводимых к излучателям антенной решетки. Ортогональность сигналов обычно обеспечивают разносом средних частот их спектров между излучателями решетки на постоянную величину $\Delta f = T^{-1}$ [2].

Однако в этом случае синфазная антенная решетка позволяет получить лишь периодические во времени (дальности) многочастотные пространственно-временные сигналы (ПВС) с ярко выраженными максимумами, что может ухудшить скрытность радиолокатора.

Преимущества, в этой связи, могут обеспечить многочастотные пространственно-временные сигналы с прямоугольной огибающей. Это обуславливает актуальность **цели статьи**, которая состоит в определении способа формирования многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей и анализе их свойств.

1. Способ формирования многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей

Комплексная огибающая многочастотного (МЧ) ПВС формируемого в свободном пространстве линейной эквидистантной антенной решеткой (рис. 1), с шагом d, при подведении к ее $2N+1$ излучателям, с диаграммой направленности $f_0(\tilde{\theta})$, простых радиоимпульсов длительностью $\tau_s = KT$ имеет вид [2]:

$$\dot{E}_{SI}(\tilde{\theta}, t') = f_0(\tilde{\theta}) \sum_{n=-N}^{N} \dot{A}_n e^{j2\pi n\left(\Delta f t' - \frac{d}{\lambda_0}\cos\tilde{\theta}\right)}, \quad (1)$$

где $t' = t - |\vec{\tilde{R}}| c^{-1} \in (0; KT)$ - время с учетом запаздывания в точку наблюдения с радиус-вектором $\vec{\tilde{R}}$; $\dot{A}_n$ - амплитудно-фазовое распределение в решетке; $\lambda_0 = cf_0^{-1}$ - длина волны на средней частоте f_0; c - скорость света.

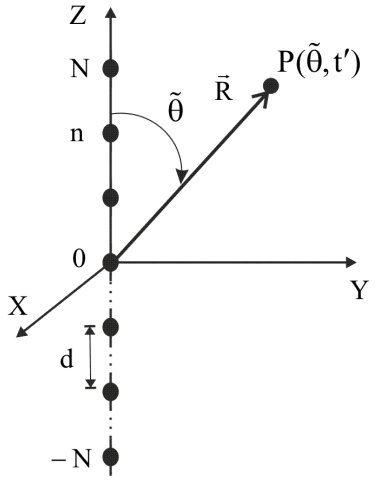

Рис. 1. Геометрическая модель антенной решетки

Из теории угловой модуляции известно, что сигнал с прямоугольной огибающей, модулированный по частоте гармоническим напряжением можно представить в виде разложения [2]:

$$\dot{U}_{RECT}(t) = e^{j2\pi f_0 t} e^{jM_f \sin(2\pi\Delta f t + \varphi_0)} \approx \approx \sum_{n=-N}^{N} J_n(M_f) e^{jn(2\pi\Delta f t + \varphi_0)}, \quad (2)$$

где $M_f = f_d \Delta f^{-1}$ – индекс частотной модуляции, Δf, f_d, $\Delta\varphi$ - амплитуда, частота модуляции, девиация частоты и начальная фаза модулирующего напряжения соответственно; $J_n(X)$ - функция Бесселя первого рода n-го порядка.

© А.Ф. Шевченко

Приближение в (2) справедливо, когда число составляющих выбрано из соотношения:

$$2N+1 = 2\left(1 + M_f + \sqrt{M_f}\right); \qquad (3)$$

тогда $2N+1$ парциальная частотная составляющая содержит 99% энергии сигнала $\dot{U}_{RECT}(t)$ [2].

В случае выбора числа составляющих из соотношения:

$$2N+1 = 4M_f + 3, \qquad (3, a)$$

$2N+1$ парциальные частотные составляющие будут содержать 87-90% энергии сигнала $\dot{U}_{RECT}(t)$ [3]. Применив разложение (2) к ПВС (3) получим:

$$\dot{E}_{RECT}(\tilde{\theta}, t') = f_0(\tilde{\theta}) \cdot \sum_{n=-N}^{N} J_n(M_f) \times$$
$$\times \exp\left\{j2\pi n(\Delta f t' - (d/\lambda_0) \cdot \cos\tilde{\theta})\right\} = \qquad (4)$$
$$= f_0(\tilde{\theta}) U_0 \exp\left\{jM_f \sin 2\pi\left(\Delta f t' - (d/\lambda_0) \cdot \cos\tilde{\theta}\right)\right\}.$$

где Δf – сдвиг по частоте между спектрами сигналов в излучателях. Спектр ПВС (4) с длительностью $\tau_s = K\Delta f^{-1}$ найдем как:

$$\dot{E}^f_{RECT}(\tilde{\theta}, 2\pi f) =$$
$$= \int_{-\tau_s/2}^{\tau_s/2} \sum_{n=-N}^{N} J_n(M_f) e^{j2\pi n(\Delta f t' - (d/\lambda_0)\cdot\cos\tilde{\theta})} e^{-j2\pi f t'} dt =$$
$$= KTf(\tilde{\theta}) \sum_{n=-N}^{N} J_n\left(M_f\right) \cdot \mathrm{sinc}\left(\pi K\left(fT - n\right)\right) e^{-j2\pi n(d/\lambda_0)\cdot\cos\tilde{\theta}}.$$

Как видно из выражений, ПВС с прямоугольной огибающей (4) является многочастотным. В качестве весовой функции ПВС выступают дискретные значения функции Бесселя от аргумента M_f, взятого в соответствии с выражениями (3) или (3, а).

Сравним степень равномерности распределения энергии сигналов (1) и (4) по величине их пик-фактора, как функции угловой координаты:

$$CF(\tilde{\theta}) = P_{PEAK}(\tilde{\theta}) / P_{MEAN}(\tilde{\theta}) =$$
$$= \frac{\max_{t'}\left[\Re e\left\{\dot{E}(\tilde{\theta}, t') \cdot \exp\{j2\pi f_0 t\}\right\}^2\right]}{\frac{1}{\tau_s}\int_0^{\tau_s}\left(\Re e\left\{\dot{E}(\tilde{\theta}, t') \cdot \exp\{j2\pi f_0 t\}\right\}\right)^2 dt}, \qquad (5)$$

где $P_{PEAK}, P_{MEAN}(\tilde{\theta})$ пиковая и средняя мощность ПВС на текущем угловом направлении; $\max_{t'}[x]$ максимальное значение функции во времени.

Верхнюю оценку пиковой мощности сигнала (4) определим с учетом условия существования абсолютных максимумов ПВС (1)

$$\max_{t'}\left(\dot{E}_C(\tilde{\theta}, t')\right) = f(\tilde{\theta}) \sum_{n=-N}^{N} \dot{A}_n, \ [2]$$

и неравенства

$$\left(\sum_{n=-N}^{N} J_n\left(M_f\right)\right)^2 \le \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2\left(M_f\right) = 1 \ [4];$$

$$P_{PEAK}(\tilde{\theta}) \approx f_0(\tilde{\theta})^2 \sum_{n=-N}^{N} J_n^2(M_f) \le f_0(\tilde{\theta})^2. \qquad (6)$$

Среднюю излучаемую мощность сигнала (4) после ряда преобразований можно записать в виде:

$$P_{MEAN}(\tilde{\theta}) = \frac{f_0(\tilde{\theta})^2}{2} + \frac{f_0(\tilde{\theta})^2}{2\tau_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(2M_f) \times$$
$$\times \frac{\left(\begin{array}{c}\sin\left[\left(4\pi f_0 + 2\pi n\Delta f\right)\tau_s + \left(2\pi f_0/c\right) \cdot nd\cos\theta\right] - \\ -\sin\left[\left(2\pi f_0/c\right) \cdot nd\cos\theta\right]\end{array}\right)}{4\pi f_0 + 2\pi n\Delta f}. \qquad (7)$$

При $f_0 + \Delta f \gg 1$ и не очень малых τ_s второе слагаемое в выражении близко к нулю, поэтому в качестве оценки выражения (7) можно принять:

$$P_{MEAN}(\tilde{\theta}) \approx f_0(\tilde{\theta})^2 / 2, \qquad (8)$$

тогда, пик-фактор ПВС (4) можно считать равным:

$$CF_{RECT}(\tilde{\theta}) \approx 2, \qquad (9)$$

т.е. равным пик-фактору немодулированного гармонического сигнала.

Пиковое значение мощности сигнала (3) в соответствии с условием существования абсолютных максимумов ПВС [2] для случая синфазной решетки с равномерным распределением $\dot{A}_n = 1$ примет вид:

$$P_{PEAK}(\tilde{\theta}) = f_0^2(\tilde{\theta}) \cdot (2N+1)^2. \qquad (10)$$

Среднее значение мощности сигнала при условии $f_0 + \Delta f \gg 1$, и после преобразований аналогичных выражению (7) будет равно:

$$P_{MEAN}(\tilde{\theta}) = \left((2N+1)\tau_s + \sum_{n=-N}^{N} \frac{\sin\left[4\pi(f_0 + n\Delta f)\tau_s + 4\pi \cdot \left(f_0/c\right) \cdot nd\cos\theta\right]}{4\pi(f_0 + n\Delta f)} - \frac{\sin\left[4\pi \cdot \left(f_0/c\right) \cdot nd\cos\theta\right]}{4\pi(f_0 + n\Delta f)}\right) \times \qquad (11)$$
$$\times f_0(\tilde{\theta})^2 / \left(2\tau_s\right) \approx f_0(\tilde{\theta})^2 (2N+1)/2.$$

Как видно из сравнения (11) и (7) средняя излучаемая мощность простого многочастотного ПВС в $(2N+1)$-раз больше чем для сигнала с прямоугольной огибающей. Последнее объясняется тем, что на раскрыве антенной решетки применяется амплитудное распределение вида $\dot{A}_n = J_n(M_f)$ которое существенно отличается от равномерного.

Выражение для пик-фактора сигнала можно записать как

$$CF_{SI}(\tilde{\theta}) \approx 2(2N+1), \qquad (12)$$

т.е. пик-фактор простого импульсного многочастотного ПВС в $(2N+1)$ - раз больше чем для сигнала с прямоугольной огибающей, при этом его средняя мощность в $(2N+1)$ - раз меньше.

Таким образом, величину пик-фактора простого многочастотного ПВС определяет число излучателей в антенной решетке, или же количество парциальных сигналов. Это поясняется эффектом временного «сжатия» парциальных многочастотных составляющих в пространстве [2]. Отметим, что меньший пик-фактор многочастотных сигналов с прямоугольной огибающей позволяет более равномерно распределить энергию в секторе обзора по угловой координате и дальности, что является рациональным при априорной неопределенности в положении цели. Данное обстоятельство, наиболее актуально для РЛС разведки и целеуказания малой дальности и ближнего действия. Кроме того, малое значение пик-фактора снижет требования к допустимой величине нелинейных искажений в приемнике РЛС при обработке отраженных сигналов [5].

2. Анализ свойств многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей

В качестве примера на рис. 2 и 3 приведен нормированный ПВС с прямоугольной огибающей и его пик-фактор. Сигнал сформирован линейной антенной решеткой составленной из диполей Герца, число которых выбрано в соответствии с (3). Результаты получены для следующих исходных данных: $\Delta f = f_0 10^{-4}$, $2N + 1 = K = 11$, $d = 0{,}5\lambda_0$.

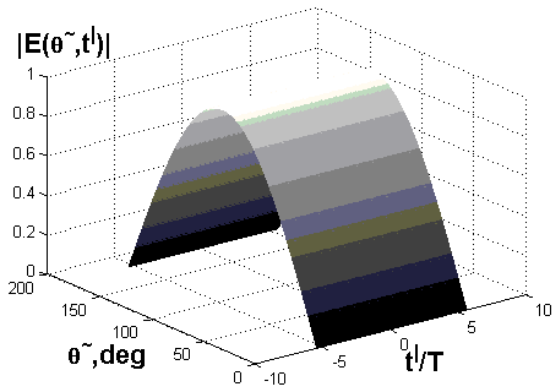

Рис. 2. Модуль ПВС с прямоугольной огибающей

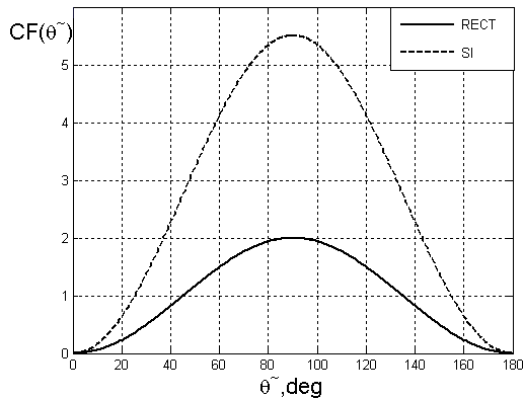

Рис. 3. Пик-фактор многочастотных ПВС

В ходе расчетов установлено, что при выборе величины M_f в соответствии с (3), распределение амплитуды ПВС в пространстве совпадает с диаграммой направленности центрального элемента решетки, на рис. 2, 3 – $f_0(\tilde{\theta}) = \cos(\tilde{\theta})$. Сравнение результатов представленных на рис. 3, хорошо согласуется с выражениями (9), (12).

Пространственно-временную функцию рассогласования МЧ ПВС (4) запишем в виде:

$$\dot{K}(\tilde{\theta},\theta,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}\left(\tilde{\theta},t'\right)\dot{E}^{*}\left(\theta,t'-\tau\right)dt' = 2KTf_0^2(\tilde{\theta})U_0^2 \times$$

$$\times \sum_{n=-N}^{N}\sum_{p=-N}^{N} J_n\left(M_f\right)J_p\left(M_f\right)e^{j2\pi\cdot(d/\lambda_0)\cdot(p\cos\theta - n\cos\tilde{\theta})} \times$$

$$\times e^{j2\pi\Delta fp\tau}\,\mathrm{sinc}\left(2\pi K(n-p)\right),$$

где θ - ожидаемый угловое направление; τ - параметр временного рассогласования.

При использовании в качестве ожидаемого углового направления нормали к решетке $\theta = \pi / 2$, с учетом: $\mathrm{sinc}\left(2\pi K(n-p)\right) \approx 0$ при $n \neq p$ и $\mathrm{sinc}\left(2\pi K(n-p)\right) = 1$, $n = p$, выражение для функции рассогласования упрощается к виду:

$$\dot{K}(\tilde{\theta},\pi/2,\tau) = 2KTf_0^2(\tilde{\theta})U_0^2\, e^{j2\pi\Delta fp\tau} \times$$

$$\times \sum_{n=-N}^{N} J_n^2(M_f)\, e^{-j2\pi n\cdot(d/\lambda_0)\cdot\cos\tilde{\theta}}.$$

Как показали расчеты, ПФВР такого сигнала имеет периодический характер при $\tau_S \geq 2\Delta f^{-1}$. Положение максимумов по оси запаздывания τ связано с углом прихода сигнала от цели $\tilde{\theta}$ так же, как и для сигнала (1) [2]:

$$\tau_m(\tilde{\theta}) = \pm T(d\lambda_0^{-1}\cos\tilde{\theta} \mp m),\ \ m = 0;\pm1;\pm2... \ .$$

Следовательно, данный сигнал, как и ПВС (1), позволяет однозначно определять угловое положение цели только на интервале однозначности $T_{осм} = 2Td\lambda_0^{-1}$. В качестве примера на рис. 4 приведена пространственно-временная функция рассогласования (ПВФР) сигнала (4) рассчитанная для выбранных выше исходных данных.

3. Оценка скрытности РЛС с многочастотными пространственно-временными сигналами с прямоугольной огибающей

Степень скрытности многочастотных ПВС характеризует вероятность их обнаружения. Последняя зависит от отношения полезного сигнала E к шуму в полосе линейной части разведывательного приемника. Для обнаружения сигналов с неизвестной структурой, на фоне белого шума со спектральной плотностью мощности N_0, близким к оптимальному будет энергетический приемник [6]. Его схема и возможные варианты построения представлены на рис. 5.

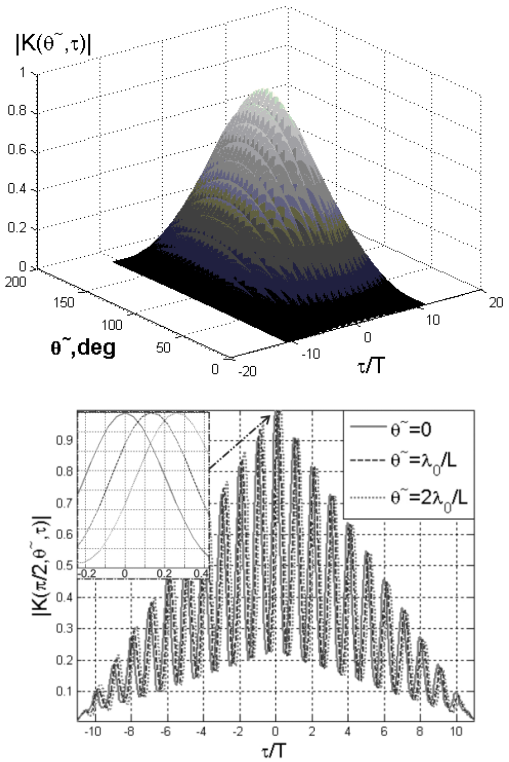

Рис. 4. ПВФР сигнала

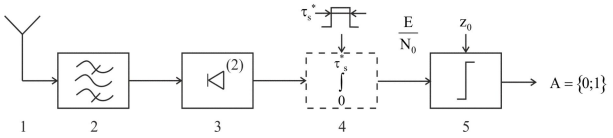

Рис. 5. Структурная схема и варианты построения разведывательного приемника: 1 – антенна; 2 – полосовой фильтр; 3 – амплитудный детектор (квадратичный); 4 – интегратор со сбросом; 5 – пороговое устройство; τ_S- ожидаемая длительность сигнала; Z_0 - порог обнаружения; A - функционал обнаружения

Рассмотрим обнаружение МЧ ПВС когда полоса пропускания разведприемника равна ширине спектра сигнала, а поиск по частоте и пространству уже проведен. Тогда, показатели обнаружения определяются величиной полезного сигнала на входе порогового устройства E. Для адекватного сравнения скрытности сигналов (1) и (4) положим, что их средние мощности и длительности на входе разведприемника равны. Тогда величина полезного сигнала (4) на выходе интегратора для случая линейного и квадратичного детектора равна:

$$E^{\triangleleft}_{RECT}(N,\tau_s^*) = f_0(\tilde{\theta})\sqrt{(2N+1)/2}\cdot\int_0^{\tau_s^*}\mathrm{rect}(t')dt' = f_0(\tilde{\theta})\sqrt{(2N+1)/2}\cdot\tau_s^*. \quad (13)$$

где $\mathrm{rect}(t') = \begin{cases}1, t' \in (0;\tau_s)\\ 0, t' \notin (0;\tau_s)\end{cases}$ – огибающая сигнала.

Для сигнала (13) на выходе интегратора при линейном и квадратичном детектировании имеем с учетом вида огибающей ПВС при $d = 0{,}5\cdot\lambda_0$ [7]:

$$E^{\triangleleft}_{SI}(N,\tau_s^*) = f_0(\tilde{\theta})\int_0^{\tau_s^*}\left|\frac{\sin[\pi\Delta f(2N+1)t']}{\sin[\pi\Delta f t']}\right|dt';$$
$$E^{\triangleleft 2}_{SI}(N,\tau_s^*) = f_0^2(\tilde{\theta})\int_0^{\tau_s^*}\left|\frac{\sin[\pi\Delta f(2N+1)t']}{\sin[\pi\Delta f t']}\right|^2 dt'. \quad (14)$$

Отношение величин (13) и (14) позволяют оценить скрытность РЛС при использовании ПВС:

$$\alpha_\Delta = E^{\triangleleft}_{RECT}(N,\tau_s^*)\Big/E^{\triangleleft}_{SI}(N,\tau_s^*) = \int_0^{\tau_s^*}\left|\frac{\sin[\pi\Delta f(2N+1)t']}{\sin[\pi\Delta f t']}\right|dt'\Bigg/\tau_s^*\sqrt{\frac{2N+1}{2}};$$
$$\alpha_{\Delta^2} = E^{\triangleleft 2}_{RECT}(N,\tau_s^*)\Big/E^{\triangleleft 2}_{SI}(N,\tau_s^*) = 2\int_0^{\tau_s^*}\left|\frac{\sin[\pi\Delta f(2N+1)t']}{\sin[\pi\Delta f t']}\right|^2 dt'\Bigg/\tau_s^*(2N+1). \quad (15)$$

В результате расчетов установлено, что в случае применения в разведприемнике линейного детектора МЧ ПВС с прямоугольной огибающей позволяют обеспечить большую энергетическую скрытность и, следовательно, разведывательную устойчивость РЛС в целом. Выигрыш в скрытости, обратно пропорционален отношению интервала интегрирования в разведприемнике к длительности сигнала, и не зависит от числа элементов в решетке. В случае приемника с квадратичным детектором отношение (15) существенно зависит от числа элементов в решетке. При этом, чем больше излучателей в передающей решетке, тем меньше выигрыш в скрытности за счет применения многочастотных ПВС с прямоугольной огибающей. В тоже время, чем меньше интервал интегрирования по отношению к длительности сигнала, тем выигрыш от применения МЧ сигналов с прямоугольной огибающей больше. В качестве примера на рис. 6 приведены рассчитанные отношения (15) для различного числа излучателей в решетке и различном времени интегрирования, в случае если максимум сигнала (8) попадает в середину интервала интегрирования разведприемника. Зависимости построены для таких исходных данных:

$f_0 = 15$ГГц, $\Delta f = f_0 10^{-4}$, $\tau_s = \Delta f^{-1}$, $d = 0{,}5\lambda_0$.

Как следует из рис. 6 зависимость отношения полезных сигналов на входе порогового устройства разведприемника от числа излучателей при квадратичном детектировании близка к кубической степенной функции. Для выбранных исходных данных выигрыш в скрытности от использования МЧ ПВС с прямоугольной огибающей составляет 12 дБ при линейном детектировании и $\tau_s^* = \tau_s$. Как следует из рисунка, при разведанной длительности сигнала τ_s и квадратичном детекторе разведприемника существует такое число излучателей в решетке, при котором выигрыш от применения сигналов с прямоугольной огибающей отсутствует.

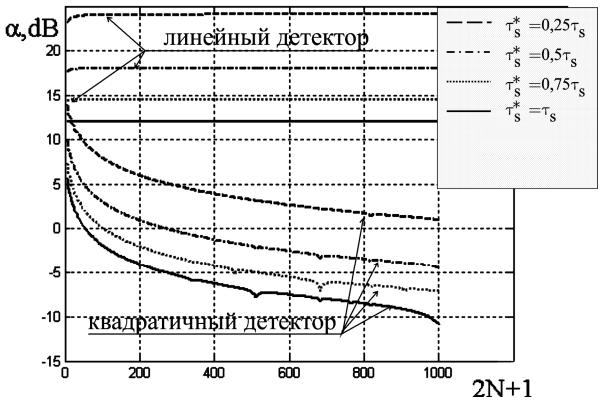

Рис. 6. Зависимость отношения величин полезного сигнала на выходе интегратора разведывательного приемника от числа излучателей и времени интегрирования

В рассмотренном случае это количество излучателей составляет $2N + 1 = 45$. Таким образом, выбор между числом излучателей и видом многочастотных пространственно-временных сигналов с целью повышения скрытности и разведывательной устойчивости РЛС является компромиссной задачей и может быть решен методами оптимизации с обязательным учетом возможностей средств радиоразведки противника.

Выводы

1. Предложен и обоснован новый способ формирования многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей за счет выбора амплитудно-фазового распределения в антенной решетке.

2. Показано, что применение многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей позволяет наиболее равномерно распределить излучаемую энергию в зоне обзора MIMO РЛС, как по пространству так и во времени. Это является рациональным при априорной неопределенности в положении цели, и наиболее актуально для РЛС разведки и целеуказания зенитным средствам малой дальности и ближнего действия. Кроме того, малое значение пик-фактора снижет требования к допустимой величине нелинейных искажений в приемнике РЛС при обработке отраженных сигналов.

3. В ходе расчетов установлено, что корреляционные свойства многочастотных пространственно-временных сигналов с прямоугольной огибающей близки к импульсным простым многочастотным пространственно-временным сигналам.

4. На основании анализа показателей обнаружения разведывательных приемников известных типов показано, что в большинстве случаев многочастотные пространственно-временные сигналы с прямоугольной огибающей обеспечивают большую скрытность MIMO РЛС, чем в случае использования импульсных простых многочастотных пространственно-временных сигналов.

Список литературы

1. MIMO radar signal processing / Editors J. Li, P. Stoica. – New Jersey: IEEE press. Whiley-Interscience publication, 2009. – 468 p.

2. Sedyshev Yu., Sedyshev P., Shevchenko A., Tyutyunnik V. Peculiarities of Using Space-Time Multi-Frequency Signals for Fast Electronic Scanning in Radars with Active Phased Antenna Array. Radioelectronic and Communication System. USA, CRC Press — 2010, Vol. 53, No.4. – P. 173–184..

3. Картьяну Г. Частотная модуляция / Г. Картьяну. – Бухарест: Меридиане, 1964. – 672 с.

4. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем / В.И. Гомозов. – Х.: Изд. Шуст А. И., 2002. – 398 с.

5. Колесник А. Б. Электрорадиотехнические цепи и сигналы. Ч. 3 Воздействие сигналов на радиотехнические цепи. Конспект лекций. / А.Б. Колесник, В.М. Руженцев. – Х.: ВИРТА, 1980.– 212 с.

6. Radar technology encyclopedia / editors David K. Barton, Sergey A. Leonov. – Boston, London: Artech House, 1998. – 507 p.

7. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами [Тузов Г. И., Сивов В. А., Прытков В. И. и др.]; под ред. Г.И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.

8. Корниенко Л. Г. Дальностный портрет поля сфокусированной антенной решетки с дискретным частотным управлением / Л. Г. Корниенко // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2012. – №2(14). – С. 11–16.

Поступила в редколлегию 23.08.2014

Рецензент: д-р техн. наук проф. Ю.М. Седышев, Академия наук прикладной радиоэлектроники, Харьков.

РЕЗУЛЬТАТИ АНАЛІЗУ БАГАТОЧАСТОТНИХ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВИХ СИГНАЛІВ З ПРЯМОКУТНОЮ ОБВІДНОЮ

А.Ф. Шевченко

Запропонований спосіб формування багаточастотних просторово-часових сигналів з прямокутною обвідною які дозволяють підвищити скритність MIMO РЛС у разі використання розвідувальних приймачів відомих типів. Проведений аналіз структурних і кореляційних властивостей багаточастотних просторово-часових сигналів прямокутною обвідною.

Ключові слова: *багаточастотний просторово-часовий сигнал, MIMO РЛС, скритність.*

THE ANALYSIS RESULTS OF MULTIFREQUENCY SPACE-TIME SIGNALS WITH RECTANGLE ENVELOPE

A.F. Shevchenko

The forming method of multifrequency space-time signals with rectangular envelop that allow to promote secrecy of MIMO radar in case of the use of reconnaissance receivers of the known types is offered. The analysis of structural and correlation properties of space-time signals with rectangular envelop is presented.

Keywords: *multi-frequency space-time signal, MIMO radar, stealth.*