

Оценка энергетической скрытности РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сигнала

В. М. Кутузов[✉], В. П. Ипатов, С. С. Соколов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[✉] vmkutuzov@etu.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время вопросам незаметной работы радиолокационных систем различного назначения уделяется повышенное внимание. В статье рассматривается возможность повышения энергетической скрытности РЛС со сложным квазинепрерывным сигналом за счет дополнительной пространственной модуляции зондирующего сигнала в режиме излучения и использования технологии ММО (multiple-input and multiple-output) при приеме и обработке отраженных сигналов.

Цель работы. Исследование и сопоставительный анализ энергетической скрытности работы РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сигнала с троичной амплитудно-фазовой модуляцией на основе псевдослучайной последовательности максимальной длины.

Материалы и методы. Анализ энергетической скрытности базируется на теории сигналов в части, касающейся вопросов формирования и обработки сложномодулированных фазокодовых сигналов с большой базой. В качестве объекта исследований выбран квазинепрерывный троичный сигнал на основе псевдослучайной последовательности максимальной длины и регулярной импульсной последовательности, обеспечивающей развязку приема и передачи при использовании единой приемопередающей фазированной антенной решетки (ФАР). В качестве базы для сравнения берется аналогичная РЛС с таким же зондирующим сигналом и идентичной N -элементной ФАР без дополнительной пространственной модуляции. Для исключения энергетических потерь при приеме и обработке отраженных сигналов в РЛС с дополнительной пространственной модуляцией в работе предложено использовать технологию ММО.

Результаты. Получены количественные оценки выигрыша в уровне сигнала, накапливаемого в интегрирующих фильтрах энергетического приемника, при различных длительностях времени накопления, соизмеримых с периодом или временем когерентной обработки зондирующего сигнала РЛС. Анализ выполнен для случаев известной и неизвестной на стороне энергетического приемника несущей частоты сигнала РЛС. Отдельно проанализировано влияние отклонения диаграммы направленности ФАР от направления на носитель энергетического приемника. Преимуществом предложенного метода пространственной модуляции сигнала на основе псевдослучайной последовательности, обладающей свойством аддитивно-циклического сдвига, является отсутствие трансформации функции неопределенности, гарантирующее сохранение его корреляционных свойств.

Заключение. Полученные теоретические результаты и результаты компьютерного моделирования свидетельствуют о повышении скрытности работы РЛС за счет дополнительной пространственной модуляции зондирующего сигнала. Применение технологии ММО позволило избежать энергетических потерь при приеме и обработке отраженных сигналов в приемнике РЛС.

Ключевые слова: троичный амплитудно-фазоманипулированный сигнал, псевдослучайная последовательность максимальной длины, технология ММО, пространственно-временная модуляция

Для цитирования: Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Оценка энергетической скрытности РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6. С. 30–43. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 02.10.2024; принята к публикации после рецензирования 15.11.2024; опубликована онлайн 27.12.2024

Energy Stealth Evaluation of Radar Systems with a Space-Time Modulated Probing Signal

Vladimir M. Kutuzov[✉], Valery P. Ipatov, Sergey S. Sokolov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ vmkutuzov@etu.ru

Abstract

Introduction. Increased attention is currently paid to the issues of stealth operation of various radar systems. The article considers the possibility of increasing the energy stealth of a radar system with a complex quasi-continuous signal due to additional spatial modulation of the probing signal in the radiation mode and the use of MIMO technology when receiving and processing reflected signals.

Aim. Research and comparative analysis of the energy stealth of a radar system with a space-time modulated probing signal with ternary amplitude-phase modulation based on a pseudo-random sequence of maximum length.

Materials and methods. The analysis of energy stealth is based on the theory of signals concerning the issues of formation and processing of complex modulated phase-code signals with a large base. A quasi-continuous ternary signal based on a pseudo-random sequence of maximum length and a regular pulse sequence providing decoupling of reception and transmission when using a single transceiver phased array was selected as a research object. A similar radar system with the same probing signal and identical N -element phased array without additional spatial modulation was used as a reference. In order to eliminate energy losses during reception and processing of reflected signals in the radar system with additional spatial modulation, MIMO technology was used.

Results. Quantitative estimates of the gain in the signal level accumulated in the integrating filters of the power receiver for different accumulation time durations commensurate with the period or time of coherent processing of the radar probing signal were obtained. The cases of known and unknown carrier frequencies of the radar signal on the side of the power receiver were analyzed. In addition, the effect of the deviation of the phased array pattern from the direction to the carrier of the power receiver was analyzed. The advantage of the proposed method of spatial modulation of a signal based on a pseudo-random sequence with the property of an additive cyclic shift consists in the absence of transformation of the uncertainty function, which ensures the preservation of its correlation properties.

Conclusion. The obtained theoretical and simulation results indicate an improved stealth of radar operation due to additional spatial modulation of the probing signal. The use of MIMO technology allowed energy losses during the reception and processing of reflected signals in the radar receiver to be eliminated.

Keywords: ternary amplitude-phase-shift keyed signal, pseudo-random sequence of maximum length, MIMO technology, space-time modulation

For citation: Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Sokolov S. S. Energy Stealth Evaluation of Radar Systems with a Space-Time Modulated Probing Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 6, pp. 30–43. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Submitted 02.10.2024; accepted 15.11.2024; published online 27.12.2024

Введение. Основной характеристикой традиционных обзорных РЛС является рабочая зона, или зона ответственности, в пределах которой радиолокатор выполняет свои функции с требуемыми вероятностными характеристиками при обнаружении целей с заданными характеристиками

[1]. Если к РЛС предъявляются требования по скрытности, дополнительно оговаривается область пространства или зона скрытной работы, в пределах которой факт работы ее передатчика не может быть зафиксирован (обнаружен) средствами радиотехнической разведки (ПТР). В та-

ких случаях говорят об энергетической скрытности [2]. Скрытная РЛС тем эффективнее, чем больше разница между границей зоны ответственности и границей зоны скрытной работы.

Кроме энергетической в радиолокационной практике используется информационная скрытность, которая предполагает невозможность определения средствами радиоразведки основных параметров сигнала, таких, как несущая частота, вид и параметры модуляции зондирующего сигнала. Очевидно, что обеспечение энергетической скрытности гарантирует информационную скрытность. В обоих случаях скрытность есть качество, важное в конфликтной ситуации противостояния РЛС и средств радиотехнической разведки. Иногда сравниваются временные интервалы, необходимые РЛС для обнаружения целей и разведприемнику для обнаружения сигнала передатчика и оценки его параметров.

Далее в статье рассматривается энергетическая скрытность при сопоставимых временах анализа сигналов в когерентных РЛС и средствах радиотехнического наблюдения, реализованных в виде энергетических приемников (ЭП) радиомониторинга [3, 4]. Методика инженерного расчета оценки энергетической скрытности сложного сигнала с большой базой подробно рассмотрена в [5] в приложении к системам широкополосной связи. Эта методика применима и в случае дуэльной ситуации обнаружения носителя ЭП когерентной РЛС со сложным зондирующим сигналом с большой базой, однако в данном случае представляет интерес не абсолютное значение параметров скрытности, а относительный выигрыш за счет применения дополнительной пространственной модуляции, оцениваемый как снижение уровня сигнала, поступающего на вход ЭП.

Использование в скрытных РЛС широкополосных сигналов с большой базой позволяет равномерно распределять энергию зондирующего сигнала по времени и по спектру, что затрудняет обнаружение сигнала средствами РТР [5–7]. При этом на основные параметры зондирующего сигнала – время когерентной обработки (анализа) T_a и ширину его спектра ΔF , определяющие его базу $B = T_a \times \Delta F$, накладываются ограничения физического, технологиче-

ского и тактико-технического характера, основные из которых приведены в [8]. Для повышения энергетической скрытности РЛС обычно используются сложно модулированные сигналы с дискретной фазокодовой модуляцией (ФКМ) и частотной модуляцией (ЧМ) с непрерывным или дискретным изменением частоты [9]. Хрестоматийными стали бинарные ФКМ-сигналы с противофазным переключением фазы на $(0, \pi)$ по закону псевдослучайных последовательностей максимальной длины (М-ПСП) и линейные ЧМ (ЛЧМ)-, а также дискретные ЧМ (ДЧМ)-сигналы с различными законами переключения частоты, такими, как массивы Костаса [5, 6, 10–13].

Цель работы. В данной статье анализируется возможность повышения энергетической скрытности РЛС за счет использования пространственно-временной модуляции зондирующих ФКМ-сигналов низкой скважности на основе кодов, обладающих свойством аддитивно-циклического сдвига, таких, как М-ПСП. При этом предполагается, что приемопередающая фазированная антенная решетка (ФАР), обеспечивающая ортогональное разнесение во времени передачи и приема сигналов, состоит из N идентичных слабонаправленных в азимутальной плоскости антенных элементов (АЭ). В качестве базы для сравнения берется аналогичная РЛС с таким же ФКМ зондирующим сигналом на основе той же М-ПСП и такой же N -элементной ФАР, но без дополнительной пространственной модуляции.

Исходные данные. В качестве зондирующего рассмотрим троичный сигнал $\{+1, -1, 0\}$, структура которого в общем виде описана в [1]. Для развязки приемника и передатчика РЛС при работе на одну антенну используется бинарный сигнал $\{1, 0\}$ в виде регулярной импульсной последовательности (РИП), характеризующийся длительностью $\tau_{РИП}$ и периодом следования $T_{РИП}$ импульсов РИП. Отношение $T_{РИП}/\tau_{РИП}$ определяет скважность сигнала Q и его энергоемкость на интервале когерентного анализа T_a . Обозначим период сигнала как T , тогда отношение $l = T/T_{РИП}$ определяет число импульсов РИП на периоде, а общее количество периодов сигнала, подлежащих когерентной обработке на интервале анализа T_a , определяется как $L = T_a/T$. При работе РЛС на од-

ну антенну минимальная скважность и максимальная энергоемкость излучаемого сигнала достигаются при $Q = 2$. Потери энергии принимаемого полезного сигнала за счет коммутации "прием–передача" по закону РИП определяются функцией приема, которая в общем виде имеет вид равнобедренной трапеции [1], выходящейся в треугольник при $Q = 2$.

Для внутриимпульсной противофазной модуляции на $(0, \pi)$ воспользуемся кодом $Z(m)$ в виде М-ПСП $\{+1, -1\}$ длиной M символов. Возможны 2 варианта заполнения импульсов РИП фазовым кодом. При первом в каждый импульс РИП вписывается целиком вся М-ПСП. Если обозначить временную длину чипа М-ПСП как τ_0 , то $\tau_{РИП} = M\tau_0$ и $T_{РИП} = MQ\tau_0$, а период сигнала $T = T_{РИП}$. При этом максимальное число однозначно измеряемых элементов разрешения по дальности (задержке) равно M . Рабочая зона по задержке полезного сигнала τ_{\max} в этом случае равна $\tau_{\max} = M\tau_0$. При скважности $Q = 2$ средний уровень боковых лепестков (БЛ) автокорреляционной функции (АКФ) данного сигнала равен $\gamma = 1/\sqrt{M}$. При скважности $Q > 2$ $\tau_{\max} > M\tau_0$, при этом для задержек $\tau > \tau_{РИП}$ появляется зона с нулевым уровнем БЛ. Рабочая зона функции неопределенности (ФН) по доплеровскому сдвигу частоты f_D при первом варианте максимальна и ограничена величиной, обратной периоду T : $f_{D\max} = 1/T = 1/T_{РИП}$.

Второй вариант заполнения предполагает размещение фазового кода в нескольких импульсах РИП. Впишем последовательные фрагменты фазового кода целочисленной длины k в импульсы РИП так, что $k = \tau_{РИП}/\tau_0$. Тогда для размещения всей М-ПСП потребуется $K = M/k$ (с округлением в большую сторону) импульсов РИП. Далее в статье рассматривается второй вариант размещения фазового кода и $Q = 2$.

Рассмотрим РЛС, осуществляющую сканирование пространств в азимутальной плоскости. Для упрощения выкладок представим приемопередающую антенну в виде линейной одномерной ФАР с эквидистантным расположением N ненаправленных в передней полуплоскости АЭ с шагом $d = \lambda/2$, где λ – длина несущей ра-

диоволны зондирующего сигнала. Это позволяет заменить в расчетах реальную диаграмму направленности (ДН) отдельных АЭ $F_{АЭ}(\theta)$ в плоскости азимутальных углов θ единичным множителем $F_{АЭ}(\theta) = 1$ и оперировать в дальнейшем множителем решетки $F_{ФАР}(\theta)$.

Будем считать сигнал пространственно-узкополосным, что выполняется, если размер апертуры ФАР существенно меньше разрешения по дальности, обеспечиваемого шириной его спектра [14]. Будем также считать фронт волны отраженного сигнала плоским в пределах апертуры ФАР. Выполнение этих двух условий позволяет рассматривать временную и пространственную составляющие обработки сигналов независимо и в любом порядке, а сам пространственно-временной сигнал $S(t, n)$ факторизовать в виде сомножителей, зависящих от временной $s(t)$ и пространственной $s(n)$ переменных: $S(t, n) = s(t)s(n)$.

Методы и основные соотношения. Запишем излучаемый n -м АЭ сигнал в виде комплексной гармоники:

$$s(t) = \dot{A}(t) \exp\{j(2\pi f_0 t - \varphi_n)\}, \quad (1)$$

где $\dot{A}(t) = A(t) \exp\{j\Phi(t)\}$ – комплексная амплитуда зондирующего сигнала, определяемая законами амплитудной $A(t)$ (0, 1) и фазовой $\Phi(t)$ (0, π) манипуляции; j – мнимая единица; f_0 – несущая частота; φ_n – начальная фаза. Временную составляющую отраженного от движущейся цели сигнала (1) можно представить в виде:

$$s(t) = \dot{A}(t - \tau) \exp\{j[2\pi(f_0 - f_D)(t - \tau) - \varphi_n]\}, \quad (2)$$

где τ – задержка отраженного сигнала; f_D – доплеровский сдвиг частоты. После выполнения в каждом пространственном канале согласованной обработки полезного сигнала со случайной фазой (2) отклик приемника с точностью до постоянного множителя будет определяться ФН $\chi(\tau, f_D)$, которая представима в виде [8]

$$\chi(\tau, f_D) = \frac{1}{2E} \left| \int_0^{T_a} A(t) A^*(t - \tau) \exp\{-j2\pi f_D t\} dt \right|, \quad (3)$$

где E – энергия сигнала. Звездочкой в (3) обозначено комплексное сопряжение. Далее удобно нормировать временные соотношения и параметры к τ_0 , что позволяет перейти к дискретному целочисленному времени $m = t/\tau_0$.

Совместим линию апертуры ФАР с осью x так, что первый АЭ будет расположен в начале координат. Запишем пространственную составляющую комплексного сигнала n -го АЭ в виде

$$s(n) = \exp\left\{j\frac{2\pi}{\lambda}d(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_0)\right\} = \exp\{j\pi(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_0)\}, \quad (4)$$

где θ – азимутальный угол, отсчитываемый от нормали к линии апертуры ФАР; θ_0 – угол отклонения главного лепестка ДН ФАР, которая с точностью до постоянного множителя будет определяться выражением [15]

$$F_{\text{ФАР}}(\theta) = \sum_{n=1}^N \exp\{j\pi(n-1)(\sin\theta - \sin\theta_0)\} = N \frac{\sin\left[N\pi(\sin\theta - \sin\theta_0)/2\right]}{N\pi(\sin\theta - \sin\theta_0)/2}. \quad (5)$$

Вначале рассмотрим случай, когда на каждый из N АЭ от передатчика поступает один и тот же когерентный амплитудно-фазоманипулированный сигнал (1) длительностью T_a , сформированный на основе $K \times L$ импульсов РИП и вписанной в них по второму варианту М-ПСП $Z(m)$. Схематично один период зондирующего сигнала из нескольких импульсов РИП представлен на рис. 1 для М-ПСП длиной M и числе чипов в импульсе РИП k (верхний график). При $m = (M+1)$ и k , кратным 2^i , последний чип в периоде не определен и может быть записан как ± 1 или 0 (второй случай предпочтительней, если требуется сохранить уровень БЛ М-ПСП). Рабочая зона по

задержке отраженного сигнала при работе на одну антенну обычно определяется паузой между активными импульсами РИП и зависит от скважности последнего: $\tau_{\max} = (Q-1)\tau_{\text{РИП}}$. Для $Q = 2$ это зона с максимальной задержкой $\tau_{\max} = \tau_{\text{РИП}}$, хотя зона однозначных измерений определяется периодом сигнала $T = lT_{\text{РИП}}$ или $(QM+1)$ элементарных чипов. Однако в этом диапазоне задержек нормированная функция приема $W(\tau)$ как зависимость доли энергии принимаемого сигнала от задержки при работе на одну антенну имеет слепые зоны и для данного сигнала приведена на рис. 1 (нижний график). При скважности $Q > 2$ $W(\tau)$ трансформируется в равнобедренную трапецию.

На рис. 2, *a* приведена нормированная АКФ представленного на рис. 1 сигнала при $M = 511$, $k = 64$ и $Q = 2$, а на рис. 2, *б* – его нормированная ФН в окрестности небольших сдвигов по задержке от 0 до $\pm 25\tau_0$.

Как видно из графиков рис. 2, *a*, средний уровень БЛ АКФ сигнала в интервале задержек $\tau < \pm T = 1024$ не превышает $1/\sqrt{M}$. В точках $\tau = i\tau_{\text{РИП}}$ ($i = 1, 2, \dots, 8$) БЛ АКФ становятся равны 0. При большей скважности ($Q > 2$) точки с нулевым уровнем БЛ превращаются в зоны, определяемые вершиной трапецеидальной функции приема $W(\tau)$ [8].

Сечение ФН по частотному сдвигу при $\tau = 0$ определяется амплитудным спектром сигнала РИП, который имеет линейчатый характер с огибающей вида $\sin x/x$, первые нули которой находятся в точках $f_D = 1/\tau_{\text{РИП}}$, а спектральные линии шириной $1/T_a$ расположены в точках, кратных $f_D = 1/T_{\text{РИП}}$. На

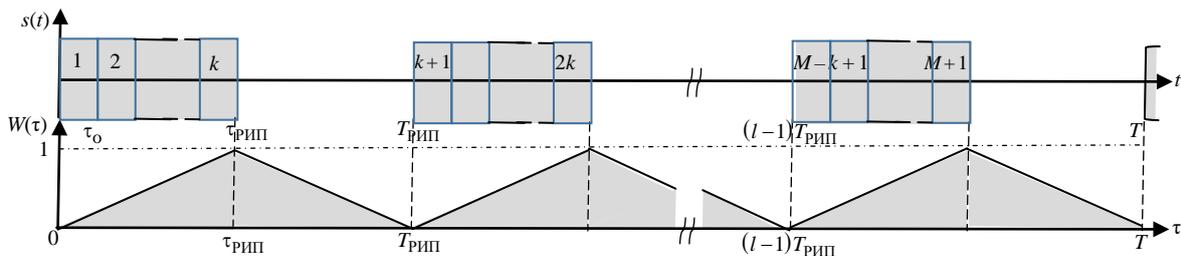


Рис. 1. Один период зондирующего сигнала и его функция приема

Fig. 1. One period of the probing signal and its receiving function

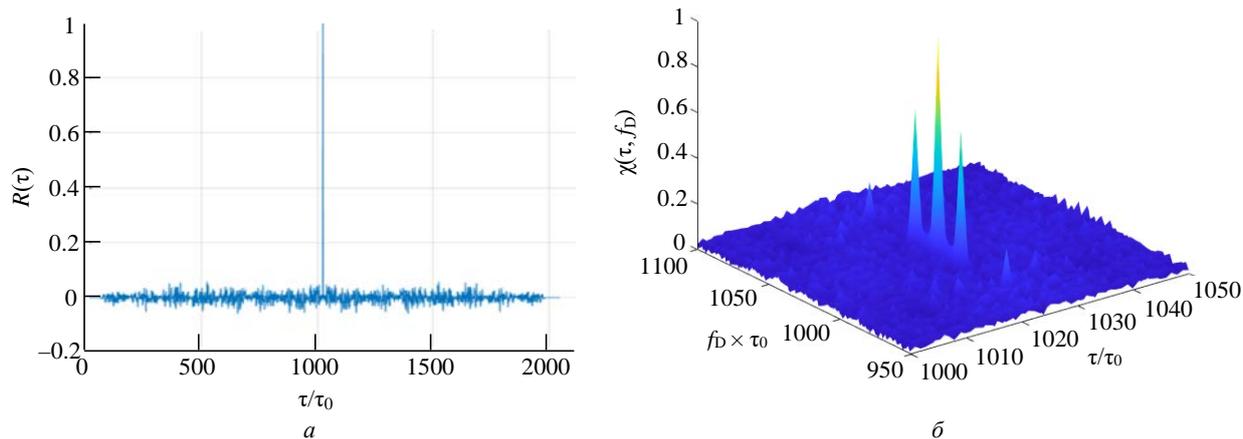


Рис. 2. Нормированная АКФ (а) и ФН (б) зондирующего сигнала

Fig. 2. Normalized ACF (a) and FN (b) of the probing signal

остальной плоскости при $\tau \leq \tau_{\max} = k\tau_0$ и $f_D \leq |1/T_{\text{РИП}}|$ средний уровень БЛ можно оценить как $\gamma = 1/\sqrt{M}$.

Рассмотрим сигнал, поступающий на антенну ЭП от одиночного АЭ ФАР вида (1). С точностью до множителя ослабления электромагнитного поля в пространстве [1] он будет зависеть от направления ДН в режиме передачи вида (4) на ЭП и уровня БЛ ФН (2). Очевидно, что максимальным сигнал будет при совпадении направления ДН РЛС и ДН ЭП. Логично предположить, что время анализа в ЭП не будет синхронизировано и совпадать с точностью до неизвестного априори периода сигнала РЛС. Это позволяет оценить относительный уровень накопления сигнала в ЭП по нормированным БЛ как

$$\gamma_0 \leq \frac{i}{M} + \frac{1}{\sqrt{M}}, \quad (6)$$

где i – число полных периодов накопленного в интегрирующем фильтре ЭП сигнала. Первое слагаемое в (6) максимально при $i = L$. Второе слагаемое характеризует накопление неполного периода сигнала, что соответствует уровню БЛ ФН усеченного сигнала, приведенного на рис. 1, а. В данном случае L существенно меньше \sqrt{M} , поэтому можно пренебречь первым слагаемым в силу его малости по сравнению со вторым и положить:

$$\gamma_0 \approx \frac{1}{\sqrt{M}}. \quad (7)$$

При излучении одинаковых сигналов всеми АЭ относительный уровень сигнала за счет когерентного сложения в ЭП увеличится по сравнению с (6) и (7) до значения:

$$\gamma_0 = \frac{NL}{M} + \frac{N}{\sqrt{M}} \approx N/\sqrt{M}, \quad (8)$$

а при отклонении луча ДН РЛС уровень сигнала будет падать пропорционально нормированной ДН ФАР $\frac{1}{N} F_{\text{ФАР}}(\theta)$ вида (5):

$$\gamma_0(\theta) = \frac{1}{N} F_{\text{ФАР}}(\theta) \gamma_0. \quad (9)$$

Для получения реального значения уровня накапливаемого сигнала необходимо пользоваться БЛ ненормированной ФН, поэтому значения, приведенные в (6)–(9), следует умножить на длину М-ПМП M .

Для уменьшения уровня накапливаемого сигнала на входе ЭП можно ввести дополнительную пространственную модуляцию в суммарный излучаемый сигнал РЛС. В общем случае можно закодировать работу каждого АЭ ФАР своим кодом, как это делается в системах CDMA [5], однако в результате наблюдается трансформация корреляционных свойств сигнала, что не всегда приемлемо на практике. Кроме того, попутно возникает проблема сохранения коэффициента усиления приемопередающей ФАР. В традиционном режиме каждый АЭ принимает отраженные сигналы, излученные всеми АЭ, т. е. N элементарных сигналов вида (2), и суммирует их когерентно с учетом сдвига фаз при отклонении ДН ФАР. При кодо-

вом разделении пространственных каналов каждый антенный элемент принимает только "свой" отраженный сигнал, поэтому в известное уравнение радиолокации [8] следует подставлять коэффициент усиления ФАР G , а не его квадрат G^2 , что в $\sqrt[4]{G}$ уменьшает дальность действия РЛС.

Результаты. В данной статье рассматривается возможность использования дальномерной избыточности исходного сигнала, часто обусловленной не реальной необходимостью большого числа каналов измерения дальности, а желанием получить низкий уровень БЛ ФН за счет использования "длинных" кодов. Для этого необходимо выполнить условие равенства числа АЭ N и числа импульсов РИП K : $N = K$. Если это условие выполняется, то для каждого АЭ формируется свой сигнал, отличающийся от других задержкой модулирующей последовательности, причем сдвиг по задержке должен быть равен числу символов М-ПСП k , вписанных в каждый импульс РИП (в рассматриваемом примере $k = 64$). Обозначим номер АЭ как n , тогда задержку модулирующей фазы М-ПСП $Z[m - k(n - 1)]$ для АЭ $_n$ можно выразить через комплексную огибающую в выражении (1):

$$\dot{A}_n(t) = A(t) \exp\{j\Phi[t - k\tau_0(n - 1)]\}.$$

Отметим, что изменения в сигналах отдельных АЭ касаются только задержки модулирующей М-ПСП, сам сигнал по высокой частоте остается когерентным в пределах ФАР. Упрощенная функциональная схема формирования пространственно-модулированного сложного

сигнала представлена на рис. 3.

Сигнал от задающего генератора (ЗГ) поступает в первый умножитель, который выполняет функции ключа, управляемого двоичным импульсным сигналом $A(m)$ (0, 1) на основе РИП. Блок формирования ДН в режиме передачи в простейшем случае обеспечивает линейно нарастающее/убывающее фазирование сигналов АЭ в соответствии с заданным отклонением луча ДН на угол θ_0 , а сама ДН описывается выражением (5). Второй уровень умножителей обеспечивает квазиортогональное разделение сигналов отдельных АЭ за счет циклического сдвига на k символов модулирующей фазы М-ПСП $Z(m)$.

Формирование пространственно-модулированного сигнала в ФАР иллюстрирует рис. 4, в котором для наглядности приняты следующие параметры: $M = 511$; $k = 64$; $Q = 2$ и $N = K = 8$. Для каждого из восьми АЭ $_n$ указаны номера чипов М-ПСП от 1 до 512 (чипу № 512 везде присваивается символ 0). Импульсы РИП для всех АЭ на рис. 4 пронумерованы римскими цифрами от I до VIII. Как видно из рис. 4, в каждом АЭ $_n$ сдвиг модулирующей фазы М-ПСП имеет свою задержку, кратную 64. Если рабочая зона РЛС по задержке (дальности) не превышает $\tau_{\max} = 64\tau_0$, то при любой задержке $\tau \leq \tau_{\max}$ исключено перекрытие импульсов РИП с одинаковыми задержками М-ПСП. Это позволяет легко разделить сигналы в едином приемнике РЛС по задержкам модулирующей М-ПСП и организовать многоканальную по числу АЭ обработку отраженных сигналов.

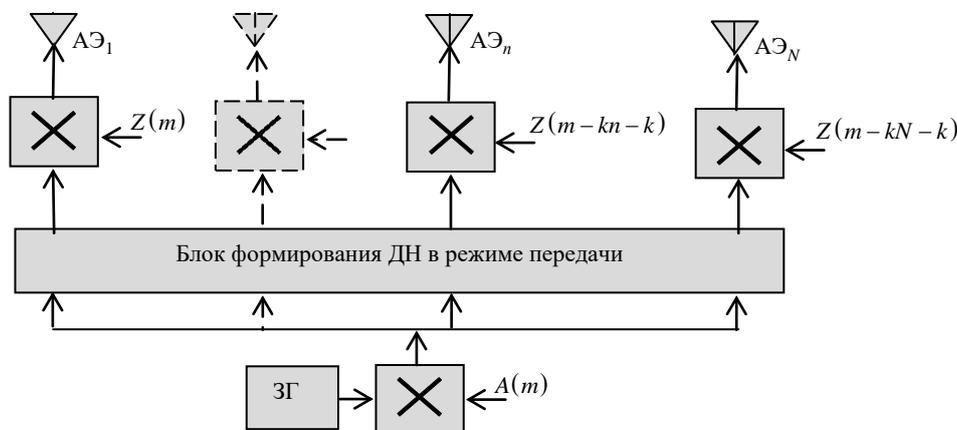


Рис. 3. Формирование ДН в режиме передачи

Fig. 3. Formation of the radiation pattern in transmission mode

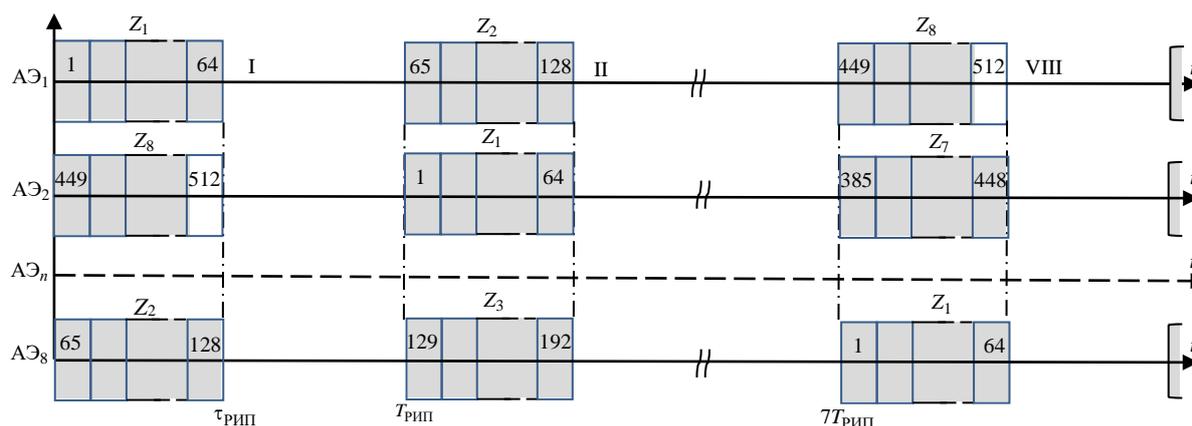


Рис. 4. Пространственно-временная структура зондирующего сигнала

Fig. 4. Spatial and temporal structure of the probing signal

Очевидным преимуществом такого решения является сохранение закона модуляции зондирующего сигнала, что не требует изменения структуры приемника (фильтра), согласованного с сигналом в каждом пространственном канале.

Если обозначить фрагменты первой М-ПСП $Z(m)$, ($m = 1, 2, \dots, M$), вписанной в импульсы РИП от I до VIII, как некий вектор-строку $\mathbf{Z}(m) = |z_1, z_2, \dots, z_8|$, то весь период сигнала на рис. 4 можно представить в виде квадратной матрицы размером 8×8 :

$$\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & \dots & z_8 \\ z_8 & z_1 & \dots & z_7 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_2 & z_3 & \dots & z_1 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Первая строка матрицы (10) образует исходную М-ПСП длиной $M = 511$ с добавленным последним нулевым чипом. Остальные строки также образуют М-ПСП с нарастающим циклическим сдвигом, кратным $k = 64$. Что касается столбцов матрицы (10), то они также состоят из фрагментов М-ПСП, если их считать "снизу вверх". В этом случае последний столбец образует М-ПСП $Z(m)$, зеркальную исходной, а остальные – циклически сдвинутые последовательности, причем каждый сдвиг характерен только для одного столбца. Это означает, что в пределах периода сигнала накопление по строкам и по столбцам даст одинаковый результат, равный $1/M$. Накопление совокупного сигнала в пределах периода будет соответствовать значению N/M , что существенно меньше уровня (8). Из-

за свойств матрицы (10) накопление сигнала в пределах любого целого числа i импульсов РИП от 1 до $l \times L$ можно оценить как $\gamma_1 = N_i/M$. Тогда в пределе при $i = l \times L$ $\gamma_1 = Ll/M$ или при $l = N$ $\gamma_1 = NL/M$. Этот уровень будет справедлив при соизмеримых временах накопления в РЛС T_a и ЭП $T_{ЭП}$. Если $T_{ЭП} \ll T_a$ и соизмеримо с периодом сигнала T , то уровень накопленного сигнала в ЭП при $l = N$ будет пропорционален величине $\gamma_1 = N/M$, в то время как для обычной РЛС он вырастет пропорционально $\gamma_0 = N/\sqrt{M}$, т. е. в \sqrt{M} раз.

Если накопительный фильтр ЭП настроен не точно на несущую частоту зондирующего сигнала РЛС, формула (6) для пространственно-немодулированного сигнала не справедлива. Выражение (8) изменится и с учетом уровня БЛ ФН $1/\sqrt{M}$ (см. рис. 2, б) при накоплении L периодов может быть оценено как $\gamma_2 = LN/\sqrt{M}$. При этом округление нецелых периодов не влияет на оценку уровня накопленного сигнала, поскольку для усеченного периода не изменятся средний уровень БЛ ФН.

Для сигнала с пространственной модуляцией (рис. 4) накопление сигналов отдельных АЭ также приведет к уровню $\gamma_3 = L/\sqrt{M}$, включая случай накопления неполного последнего периода. Для N пространственных каналов совокупный сигнал всех АЭ приведет к накоплению $\gamma_3 = L\sqrt{N}/\sqrt{M}$, так как БЛ от сигналов АЭ независимы и имеют одинаковый средний уро-

вень. Таким образом, выигрыш от пространственной модуляции сигнала составит \sqrt{N} , откуда следует вывод о целесообразности увеличения числа каналов пространственной модуляции зондирующего сигнала РЛС.

При отклонении ДН от направления на объект с ЭП для пространственно-модулированного сигнала уровень накопления в ЭП будет зависеть от азимутального угла θ и определяться выражением

$$\gamma(\theta) = \sum_{n=1}^N \gamma_n \exp\{j\pi(n-1)\sin\theta\}, \quad (11)$$

где γ_n – фактически накопленный уровень БЛ сигнала от АЭ_{*n*} в ЭП. Хотя средний уровень БЛ усеченной М-ПСП оценивается как $1/\sqrt{M}$, фактические значения в различных каналах приема могут отличаться друг от друга как по модулю, так и по знаку, поэтому выражение (9), справедливое для РЛС без пространственной модуляции сигнала, в этом случае не применимо. Матричное представление совокупного сигнала вида (10) позволяет рассматривать запись $\gamma(\theta)$ в форме (11) как некий эквивалент БЛ при доплеровском сдвиге с круговой частотой $\omega_D = 2\pi f_D = \pi \sin\theta = U$. Матрица (10) с учетом (11) для одного периода сигнала примет вид

$$\begin{pmatrix} z_1 & z_2 & \dots & z_8 \\ z_8 e^{jU} & z_1 e^{jU} & \dots & z_7 e^{jU} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_2 e^{jU(N-1)} & z_3 e^{jU(N-1)} & \dots & z_1 e^{jU(N-1)} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Если в строках матрицы (12) вынести одинаковые фазовые множители, то, независимо от сдвига, М-ПСП в каждой строке даст в результате накопления в ЭП уровень, пропорциональный нормированному БЛ $1/M$. Тогда (11) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \gamma(\theta) &= \frac{1}{M} \sum_{n=1}^N \exp\{j\pi(n-1)\sin\theta\} = \\ &= \frac{N \sin(N\pi \sin\theta/2)}{M (N\pi \sin\theta/2)} = \frac{1}{M} F_{\text{ФАР}}(\theta). \end{aligned} \quad (13)$$

Из (13) следует, что БЛ каждого периода сигнала будут накапливаться пропорционально

множителю ФАР. Для L целых периодов уровень накопления вырастет до

$$\gamma(\theta) = \frac{L}{M} F_{\text{ФАР}}(\theta).$$

При накоплении части периода сигнала в (11) будут присутствовать разные по знаку и уровню БЛ, полученные в каждой строке и умноженные на фазовые множители вида $e^{jU(n-1)}$, поэтому уровень их накопления можно оценить в среднем как

$$\gamma(\theta) = \sqrt{N/M}.$$

Суммарный уровень БЛ можно записать как

$$\gamma(\theta) = \frac{L}{M} F_{\text{ФАР}}(\theta) + \sqrt{N/M} \approx \sqrt{N/M},$$

поскольку второе слагаемое, как и в (8), обычно существенно превышает первое.

Примеры азимутальных зависимостей уровня накопленных БЛ $\gamma(\theta)$ приведены на рис. 5 для случая, когда дискретное время накопления в ЭП соответствовало приему $l = 3.5$ импульсов РИП. На рис. 5, а приведены результаты машинного моделирования в среде MATLAB нормированной к числу АЭ угловой зависимости $\gamma_0(\theta)$ в режиме традиционной ФАР для описанного выше сигнала при различных начальных фазах модулирующей М-ПСП с последующим усреднением данных восьми экспериментов. Как видно из рисунка, зависимость $\gamma_0(\theta)$ в первом приближении аналогична множителю ФАР вида (8) и в целом соответствует выражению (9) при средних БЛ $1/\sqrt{M}$. На рис. 5, б приведены также усредненные по восьми экспериментам результаты моделирования накопления по БЛ $\gamma_1(\theta)$ вида (11) для пространственно-модулированного сигнала с параметрами $N = 8$ (число АЭ ФАР) и сдвиге задержки М-ПСП $k = 64$ (нарастающий сдвиг в каждом АЭ). Результаты моделирования показывают, что при малых углах отклонения $\theta \leq \pm 5^\circ$ дополнительная пространственная модуляция обеспечивает существенный выигрыш в скрытности по сравнению с традиционной РЛС с ФАР и аналогичным по структуре зондирующим сигналом. При углах $\theta > \pm 5^\circ$ относительная скрыт-

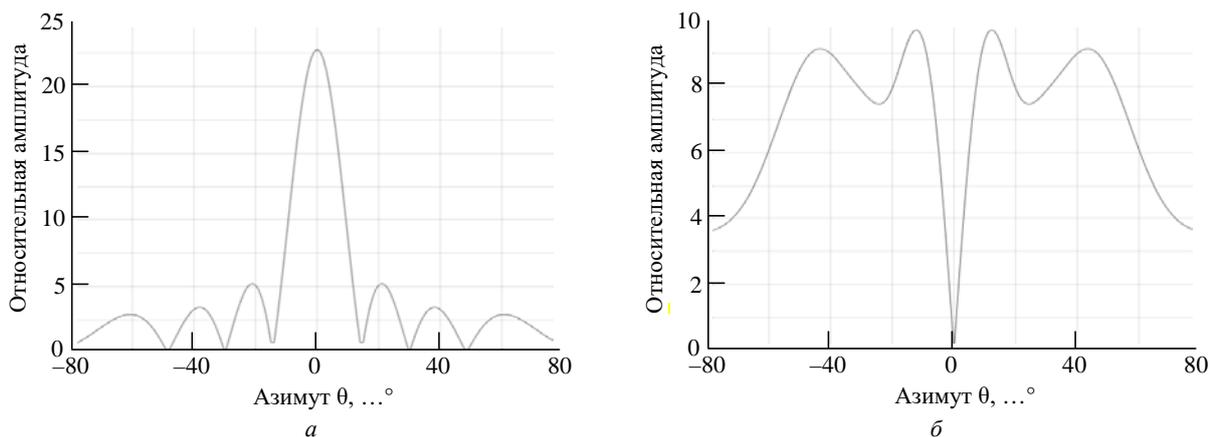


Рис. 5. Азимутальные зависимости накопления БЛ ($m = 200$): $a - \gamma_0(\theta)$; $b - \gamma_1(\theta)$

Fig. 5. Azimuthal dependencies of SL accumulation ($m = 200$): $a - \gamma_0(\theta)$; $b - \gamma_1(\theta)$

ность не ухудшается и при $l = 3.5$ в среднем не превышает уровня накопления \sqrt{M}/\sqrt{N} .

Моделирование производилось при различных значениях дискретного времени накопления в ЭП m , изменявшегося в диапазоне от 100 до 900. Выбор такого диапазона значений обусловлен формированием в выборке текущих БЛ с высоким уровнем, который превышает средний уровень БЛ более чем в 3 раза. Это должно негативно сказываться на скрытности зондирующего сигнала. Тем не менее при любых отклонениях ДН по углу абсолютный уровень накопленного в ЭП сигнала, нормированный к числу АЭ $N = 8$, существенно не отличался от среднего значения \sqrt{M}/\sqrt{N} , соответствующего БЛ $\gamma_1 = \sqrt{N}/\sqrt{M}$. Наилучшая скрытность всегда достигалась при совпадении главного лепестка ДН с азимутом объекта, на котором располагается ЭП.

Рассмотрим работу РЛС в режиме приема отраженного пространственно-модулированного сигнала. Пусть в режиме передачи ДН ФАР ориентирована по нормали к апертуре. Это позволяет положить все начальные фазы одинаковыми и равными нулю: $\varphi_n = 0$. Тогда отраженный сигнал, излученный и принятый n -м АЭ_{*n*}, с учетом (2) и (4), а также двойного набега фаз в режиме приема и передачи примет вид

$$S_n(t, n) = \dot{A}_n(t - \tau) \exp\{j2\pi(f_0 - f_D)(t - \tau)\} \times \exp\{j2\pi(n - 1)\sin\theta\},$$

где $\dot{A}_n(t - \tau) = A(t - \tau) \exp\{j\Phi[t - \tau - k\tau_0(n - 1)]\}$.

Реально на вход АЭ_{*n*} поступают сигналы, излученные всеми АЭ. Суммарный отраженный от точечной цели сигнал примет вид

$$S_n^\Sigma(t, n) = S_n(t, n) + \exp\{j2\pi(f_0 - f_D)(t - \tau)\} \times \sum_{\substack{c=1 \\ (c \neq n)}}^N \dot{A}_c(t - \tau) \exp\{j\pi(c + n - 2)\sin\theta\}. \quad (14)$$

Можно выделить в (14) общие для всех слагаемых сомножители:

$$A(t - \tau) \exp\{j2\pi(f_0 - f_D)(t - \tau)\} \exp\{-j2\pi\sin\theta\} \quad (15)$$

и вынести их за скобки. При этом последний сомножитель влияет только на фазу и не зависит от времени и номера АЭ n , поэтому им можно пренебречь. Тогда с учетом (15) суммарный сигнал для АЭ_{*n*} можно записать как

$$S_n^\Sigma(t, n) = A(t - \tau) \exp\{j2\pi(f_0 - f_D)(t - \tau)\} \times \left[\exp\{j\Phi[t - \tau - k\tau_0(n - 1)]\} \times \exp\{-j2\pi n \sin\theta\} + \sum_{\substack{c=1 \\ (c \neq n)}}^N \exp\{j\Phi[t - \tau - k\tau_0(c - 1)]\} \times \exp\{-j\pi(c + n - 1)\sin\theta\} \right], \quad (16)$$

где c – номер пространственного канала, отличного от n : $c \neq n$.

Вычислять корреляционный интеграл в n -м канале приема необходимо с учетом фазовых соотношений, т. е. в виде комплексной величины:

$$z_n(\tau, f_D) = \int_0^{T_a} S_{\Sigma n}(t, n) S_{\Sigma n}^*(t, n) dt, \quad (17)$$

что позволит в дальнейшем при межканальной обработке сформировать результирующую ДН. Подставив в (17) отраженный и опорный сигналы вида (16) алгоритм вычисления $z_n(\tau, f_D)$ функционально можно представить в виде трех шагов (рис. 6).

На первом шаге осуществляется умножение на сопряженный сигнал $A(t-\tau)\exp\{-j2\pi f_0 t\}$, что обеспечивает перенос сигналов на нулевую несущую частоту. В результате при наличии доплеровского сдвига частоты остается множитель вида $\exp\{-j2\pi f_D t\}$ и несущественный фазовый набег $\exp\{-j2\pi f_D \tau\}$, которым можно пренебречь в дальнейшем.

На втором шаге при совпадении дискретных задержек опорного и отраженного сигнала m_1 происходит фазовая демодуляция и разделение по пространственным каналам отраженных сигналов. Для канальных сигналов уровень межканального проникновения определяется БЛ АКФ: $\gamma = 1/M$, поскольку на выходах вторых умножителей при несовпадении задержек формируется та же М-ПСП, но инверсная и с другой задержкой (свойство аддитивно-циклического сдвига [5]). При многосигнальной радиолокационной ситуации и различии отраженных сигналов по параметрам τ, f_D средний уровень БЛ ФН остается равным $\gamma = 1/\sqrt{M}$, а с учетом всех пространственных каналов он увеличится в \sqrt{N} .

На третьем шаге происходит компенсация фазовых набегов сигналов, излученных другими АЭ, кроме АЭ_n. С учетом азимутального угла прихода сигнала θ опорные сигналы имеют вид $\exp\{j\pi(c+n-1)\sin\theta\}$. Для более компактной записи сигналов воспользуемся понятием пространственной частоты, однозначно связанной с угловой координатой в передней полуплоскости [15]: $U = \pi \sin \theta$. Тогда опорные сигналы на втором шаге запишутся в виде $\exp\{jU(c+n-1)\}$. Они обеспечат корректировку фазовых соотношений, что позволит осуществить когерентное суммирование сигналов, излученных всеми АЭ и принятых одним из N .

Второй и третий уровни умножителей на рис. 6 по сути обеспечивают известную технологию ММО [5], когда каждый АЭ ФАР излучает "свой" сигнал, отличающийся задержкой модулирующей фазы М-ПСП (много выходов), а в режиме приема каждый АЭ принимает все сигналы, излученные АЭ и отраженные от цели, с учетом их фазовых соотношений (много входов).

Рассмотрим процесс формирования ДН сначала в отдельном приемном канале, реализующийся на третьем шаге (рис. 6). Считаем операции переноса частоты в первом умножителе и фазовой демодуляции во вторых умножителях выполненными, поэтому суммарный сигнал (16) можно записать в виде

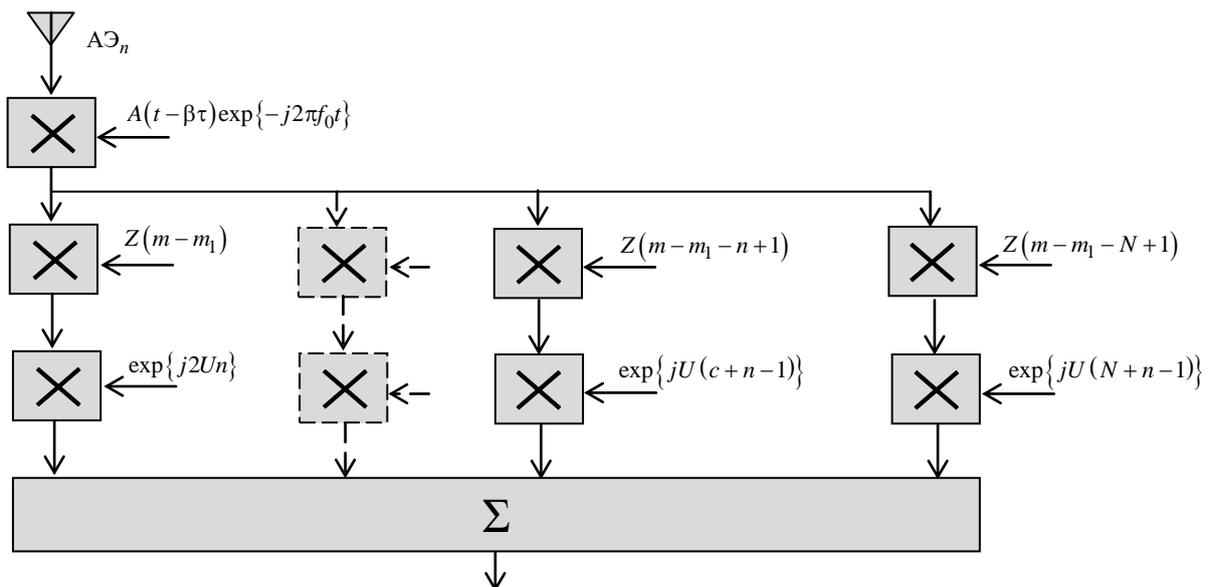


Рис. 6. Функциональная схема обработки сигнала в одном пространственном канале приема

Fig. 6. Functional diagram of signal processing in one spatial receiving channel

$$S_n^\Sigma(n) = \exp\{j2U(n-1)\} + \sum_{\substack{c=1 \\ (c \neq n)}}^N \exp\{jU(c+n-2)\}.$$

После несложных преобразований получим в базе пространственных частот U :

$$S_n^\Sigma(U) = \exp\{j2U(n-1)\} \sum_{c=1}^N \exp\{jU(c-1)\} = M \exp\{jU(n-1)\} \frac{\sin(UM/2)}{UM/2}. \quad (18)$$

Далее сигналы всех пространственных каналов (18) поступают в блок формирования ДН (рис. 7), который работает по традиционному алгоритму синфазного суммирования сигналов АЭ.

Результирующая ДН $F(U)$ в режиме приема и передачи и с учетом (18) примет вид

$$F(U) = M \frac{\sin(UM/2)}{UM/2} \sum_{n=1}^N \exp\{jU(n-1)\} = M^2 \left[\frac{\sin(UM/2)}{UM/2} \right]^2. \quad (19)$$

Возвращаясь в (19) к азимутальному углу θ , получим выражение для ДН в общем виде:

$$F(\theta) = M^2 \left[\frac{\sin[(\sin \theta - \sin \theta_0)\pi M/2]}{(\sin \theta - \sin \theta_0)\pi M/2} \right]^2.$$

Таким образом, режим ММО позволил сформировать ДН в виде квадрата ДН приемо-передающей ФАР, как и в традиционной РЛС без

пространственной модуляции. Это свидетельствует об отсутствии энергетических потерь за счет пространственной модуляции зондирующего сигнала.

Схемы, представленные на рис. 6 и 7, формируют ДН при фиксированных параметрах τ , f_D и θ_0 , на которые настроены опорные сигналы всех умножителей многоканального приемника. Очевидно, что современная цифровая реализация приведенного алгоритма формирования ДН позволит реализовать параллельный обзор пространства по любому из этих параметров.

Заключение. Проведенные исследования показали принципиальную возможность повышения энергетической скрытности работы РЛС за счет дополнительной пространственной модуляции квазинепрерывного зондирующего сигнала, сформированного на основе троичных кодов $\{+1, -1, 0\}$, обладающих свойством аддитивно-циклического сдвига.

При настройке накопительного фильтра ЭП на несущую частоту сигнала РЛС и соизмеримых временах анализа сигналов в РЛС и ЭП выигрыш в относительной скрытности за счет дополнительной пространственной модуляции определяется как

$$\alpha_1 = \gamma_0/\gamma_1 = 1 + \sqrt{M}/L \approx \sqrt{M}/L. \quad (20)$$

При накоплении сигнала в ЭП за время $T_{ЭП} \leq T$, что часто встречается на практике, выигрыш (20) примет вид

$$\alpha_1 = 1 + \sqrt{M} \approx \sqrt{M}. \quad (21)$$

Из (21) следует вывод о целесообразности увеличения длины модулирующей М-ПСП.

Если накопительный фильтр ЭП не настро-

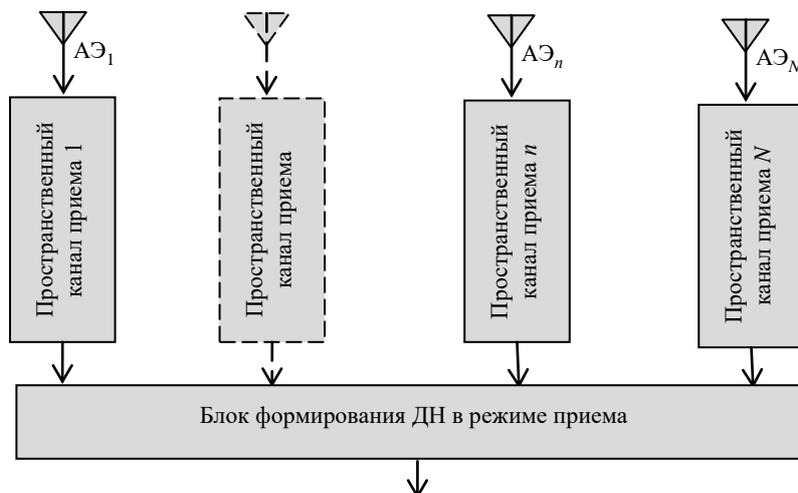


Рис. 7. Формирование ДН ФАР в режиме приема

Fig. 7. Formation of the phased array pattern in reception mode

ен на несущую частоту зондирующего сигнала, то, как показал анализ, выигрыш не зависит от соотношения времен накопления сигналов в РЛС и ЭП и составляет $\alpha_2 = \sqrt{N}$, откуда следует целесообразность увеличения числа АЭ.

Как показало компьютерное моделирование, отклонение ДН ФАР от направления на ЭП не ухудшает энергетическую скрытность, которая при $T_{ЭП} \leq T$ остается в пределах

\sqrt{NM} . При соизмеримых временах накопления в РЛС T_a и ЭП $T_{ЭП}$ средний уровень накопленного сигнала возрастет пропорционально числу накапливаемых периодов $L\sqrt{NM}$.

Построение приемника РЛС по технологии ММО гарантирует отсутствие энергетических потерь при приеме и пространственно-временной обработке отраженных сигналов.

Список литературы

1. Радиотехнические системы / Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, В. М. Кутузов, В. В. Леонтьев; под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Академия, 2008. 592 с.
2. Козлов С. В. Методы и средства радиоэлектронной защиты. Минск: БГУИР, 2019. 188 с.
3. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.
4. Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Пеленгование источников радиоизлучения в широкой полосе частот с использованием круговой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40
5. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
6. Морская радиолокация / В. И. Винокуров, В. А. Генкин, С. П. Калениченко и др.; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
7. Акиншин Н. С., Быстров Р. П., Меньшиков В. Л. О критерии обеспечения скрытности работы РЛС пассивными методами // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 6. С. 1–9.
8. Кутузов В. М., Коновалов А. А., Михайлов В. Н. Морская радиолокация / под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 146 с.
9. Пискунов А. В., Литвинов Н. Н., Энверов А. И. Применение частотно-фазоманипулированных сигналов в целях повышения скрытности излучения РЛС // Вестн. Концерна ВКО "Алмаз-Антей". 2023. № 2. С. 11–18.
10. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. 2-е изд. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
11. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 432 p.
12. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.
13. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design / S. D. Blunt, J. K. Jakabosky, C. A. Mohr, P. M. McCormick, J. W. Owen, B. Ravenscroft, C. Sahin, G. D. Zook, C. C. Jones, J. G. Metcalf, T. Higgins // IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. 2020. Vol. 35, № 10. P. 20–28. doi: 10.1109/MAES.2019.2953763
14. Нахмансон Г. С. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов. М.: Радиотехника, 2015. 256 с.
15. Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровой радиолокационной станции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Информация об авторах

Кутузов Владимир Михайлович – доктор технических наук (1997), профессор (1998), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), президент университета. Автор более 270 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: vripatov@etu.ru

Соколов Сергей Сергеевич – доктор технических наук (1996), профессор (1998), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электро-

технического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 85 научных публикаций. Сфера научных интересов – регистрация процессов с двойной стохастичностью, адаптивные методы оценивания параметров сигналов; системная инженерия.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: sssokolov@etu.ru

References

1. Kazarinov Yu. M., Kolomenskiy Yu. A., Kutuzov V. M., Leont'ev V. V. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio Engineering Systems]. Ed. by Yu. M. Kazarinov. Moscow, Academy, 2008, 592 p. (In Russ.)
2. Kozlov S. V. *Metody i sredstva radioelektronnoy zashchity* [Methods and Means of Electronic Protection]. Minsk, BSUIR, 2019, 188 p. (In Russ.)
3. Shevchenko M. E., Chemarov A. O. *Obnaruzhenie i otsenivanie parametrov istochnikov radioizlucheniya v shirokoi polose obzora* [Detection and Estimation of Parameters of Radio Emission Sources in a Wide Viewing Band. SPb., *Izd. SPbGETU "LETI"*, 2011, 136 p. (In Russ.)
4. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Fayzullina D. N. Radio Source Direction Finding in Wide Frequency Band Using Circular Antenna Array. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2018, no. 6, pp. 30–40. (In Russ.)
5. Ipatov V. P. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya* [Broadband Systems and Code Division of Signals. Principles and Applications]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2007, 487 p. (In Russ.)
6. Vinokurov V. I., Genkin V. A., Kalenichenko S. P., et al. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. I. Vinokurov. Leningrad, Shipbuilding, 1986, 256 p. (In Russ.)
7. Akinshin N. S., Bystrov R. P., Menshikov V. L. On the Criterion for Ensuring the Stealth of Radar Operation by Passive Methods. *J. of Radio Electronics*. 2017, no. 6, pp. 1–9. (In Russ.)
8. Kutuzov V. M., Konovalov A. A., Mikhailov V. N. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. M. Kutuzov. SPb., *Izd. SPbGETU "LETI"*, 2016, 146 p. (In Russ.)
9. Piskunov A. V., Litvinov N. N., Enverov A. I. Application of Frequency-Shift and Phase-Shift Keyed Signals to Improve Radar Emission Secrecy. *Bulletin of the Almaz-Antey Air and Space Defence Corporation*. 2023, no. 2, pp. 11–18. (In Russ.)
10. *Radioelektronnye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya* [Radioelectronic Systems. Basics of Design and Theory. Handbook.] 2nd Ed. Ed. by Ya. D. Shirman. Moscow, Radio Engineering, 2007, 512 p. (In Russ.)
11. Levanon N., Mozeson E. *Radar Signals*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, 432 p.
12. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V. *Shumopodobnye signaly. Analiz, sintez, obrabotka* [Noise-Like Signals. Analysis, Synthesis, Processing]. SPb., Science and Technology, 2005, 400 p. (In Russ.)
13. Blunt S. D., Jakabosky J. K., Mohr C. A., McCormick P. M., Owen J. W., Ravenscroft B., Sahin C., Zook G. D., Jones C. C., Metcalf J. G., Higgins T. Principles & Applications of Random FM Radar Wave-form Design. *IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine*. 2020, vol. 35, no. 10, pp. 20–28. doi: 10.1109/MAES.2019.2953763
14. Nakhmanson G. S. *Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov* [Spatial-Temporal Processing of Broadband Signals]. Moscow, Radio Engineering, 2015, 256 p. (In Russ.)
15. Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Information about the authors

Vladimir M. Kutuzov, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (1998) of the Department of Radio Engineering Systems, President of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 270 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Valery P. Ipatov, Dr Sci. (Eng.) (1983), Professor (1985) of Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vpipatov@etu.ru

Sergey S. Sokolov, Dr. Sci. (Eng.) (1996), Professor (1998), Professor of the Department of microradioelectronics and radio equipment technology of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of 85 scientific publications. Area of expertise: registration of processes with double stochasticity, adaptive methods for estimating signal parameters, system engineering.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: sssokolov@etu.ru