

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 621.396.965:621.391.26

ВЛИЯНИЕ КОНЕЧНОЙ РАЗРЯДНОСТИ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ

А.В. СЕМЕНЯКА, В.П. РЯБУХА, Д.С. РАЧКОВ, Д.В. АТАМАНСКИЙ

Разрабатывается методика оценки влияния конечной разрядности дискретных фазовращателей плоской прямоугольной фазированной антенной решетки (ФАР) на эффективность пространственной обработки сигналов на фоне собственных шумов каналов приема и внешних независимых точечных источников шумовых излучений, расположенных в дальней зоне ФАР. Показано, что потери в отношении сигнал/(помеха + шум), вызванные переходом от фазовращателей с непрерывным изменением фазы излучателей к дискретному, уже при малой разрядности практически не существенны.

Ключевые слова: пространственная обработка, корреляционная матрица, дискретный фазовращатель.

ВВЕДЕНИЕ

Требуемое фазовое распределение в элементах фазированных антенных решеток (ФАР) устанавливается фазовращателями с непрерывным и дискретным изменением фазы. Последние предпочтительнее из-за их надежности и устойчивости к различным дестабилизирующим факторам.

При использовании дискретных фазовращателей появляются фазовые ошибки, влияющие на основные характеристики антенных систем (коэффициент направленного действия, уровень боковых лепестков и др.). Этому вопросу уделено большое внимание в учебной и справочной литературе [1–5].

В задачах пространственной обработки сигналов на фоне помех важны статистические характеристики обнаружения (условные вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения) на фоне помех. В широком классе гауссовых помех с априори неизвестными параметрами и когерентных гауссовых сигналов они определяются отношением сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) на выходе адаптивного фильтра.

Цель данной статьи — оценить влияние конечной разрядности дискретных фазовращателей плоской прямоугольной ФАР на энергетические показатели системы пространственной обработки сигналов на фоне смеси собственных шумов приемника и внешних независимых шумовых излучений (ШИ) точечных источников помех.

Полагается, что плоская прямоугольная ФАР со строчно-столбцевым управлением состоит из идентичных эквидистантно (на расстоянии d) расположенных $N \times M$ излучателей (элементов).

АФР И ДН ПЛОСКОЙ ФАР С ДИСКРЕТНЫМИ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯМИ

А. Амплитудно-фазовое распределение (АФР) на апертуре плоской ФАР, обеспечивающее отклонение главного луча в азимутальном (β) и угломестном (ε) направлении $\alpha = \{\beta, \varepsilon\}$, известно [1] и в антенных системах со строчно-столбцевым управлением элементов при отсчете фазы от ее центра может быть компактно записано в виде

$$\mathbf{x}(\alpha) = \tilde{\mathbf{x}}_M(\alpha) \otimes \mathbf{x}_N(\alpha),$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_M(\alpha) = \left\{ e^{j \cdot \Phi_q^{(s)}(\alpha)} \right\}_{q=1}^M, \quad \mathbf{x}_N(\alpha) = \left\{ e^{j \cdot \Phi_p^{(c)}(\alpha)} \right\}_{p=1}^N, \quad (1a)$$

где

$$\Phi_q^{(s)}(\alpha) = \gamma_1(\alpha) \cdot \left[q - \frac{M+1}{2} \right], \quad \gamma_1(\alpha) = v \cdot \cos \varepsilon \cdot \sin \beta,$$

$$\Phi_p^{(c)}(\alpha) = \gamma_2(\alpha) \cdot \left[p - \frac{N+1}{2} \right], \quad \gamma_2(\alpha) = v \cdot \sin \varepsilon, \quad (1b)$$

$$v = 2 \cdot \pi \cdot d / \lambda, \quad p \in 1, N, \quad q \in 1, M$$

— требуемые фазы излучателей центральных строки и столбца ФАР, λ — длина волны. Здесь “~” и “ $\otimes$ ” — символы комплексного сопряжения и кронекеровского перемножения (произведения) соответственно.

Чтобы главный луч диаграммы направленности (ДН) мог быть точно установлен в любое направление пространства, теоретически необходимо иметь возможность точно устанавливать соответствующие значения фаз в элементах (группах элементов) ФАР.

На рис. 1 показаны примеры двух непрерывных фазовых распределений (а) и соответствующие им ДН (б) $Z(\beta)$ линейной $M = 128$ -элементной антенны при $d/\lambda = 0.5$, ориентированные в направлениях $\alpha = \beta_1 = -1.1$ и $\alpha = \beta_2 = 2.8$, вы-

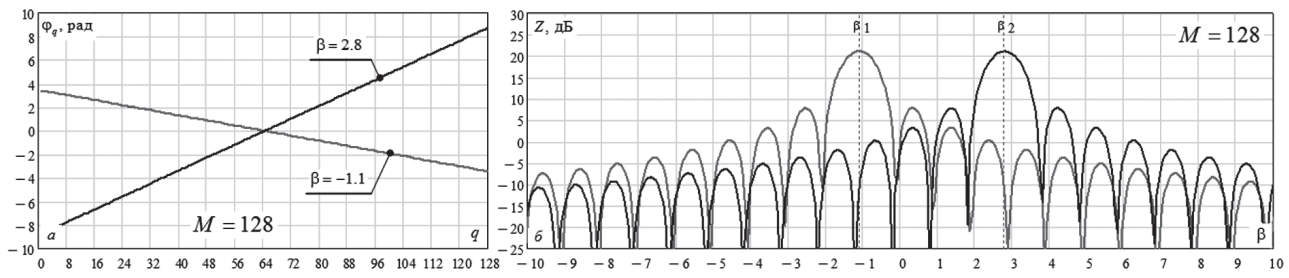


Рис. 1. Фазовое распределение и ДНА ($M = 128$)

раженных в долях ширины главного луча ДН по уровню первых нулей.

Видно, что сформированные ДН точно сориентированы в заданных направлениях.

Однако непрерывное управление фазой достаточно сложно реализовать практически. Кроме того, в этом случае точность установки требуемого фазового распределения может снижаться из-за «старения» материала, изменения температуры, флуктуаций управляющих токов, напряжений и пр. [1–4].

Б. В современных ФАР фаза фазовращателей меняется дискретно, что ослабляет указанные недостатки, но порождает ошибки установки луча в заданном направлении. Уровень ошибок зависит от величины дискрета фазы $\Delta\varphi = 2 \cdot \pi / 2^v$, где v – разрядность фазовращателя.

При дискретном управлении фазой в рассматриваемой плоской АР со строчно-столбцевым управлением «идеальное» фазовое распределение $\varphi_q^{(s)}(\alpha)$, $\varphi_p^{(c)}(\alpha)$ (16) заменяется округленным до ближайшего дискретного целого [2]

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}_q^{(s)}(\alpha) &= \Delta\varphi \cdot E \left[\frac{\varphi_q^{(s)}(\alpha)}{\Delta\varphi} \right], \quad q \in 1, M, \\ \tilde{\varphi}_p^{(c)}(\alpha) &= \Delta\varphi \cdot E \left[\frac{\varphi_p^{(c)}(\alpha)}{\Delta\varphi} \right], \quad p \in 1, N, \end{aligned} \quad (2a)$$

где $E[x]$ – операция округления до ближайшего целого.

Величина фазовой ошибки в этом случае не превышает половины дискрета фазирования ($\Delta\varphi(\alpha) = \varphi_q^{(s)}(\alpha) - \tilde{\varphi}_q^{(s)}(\alpha) \leq \Delta\varphi / 2$), а результирующий вектор (1а) преобразуется к виду

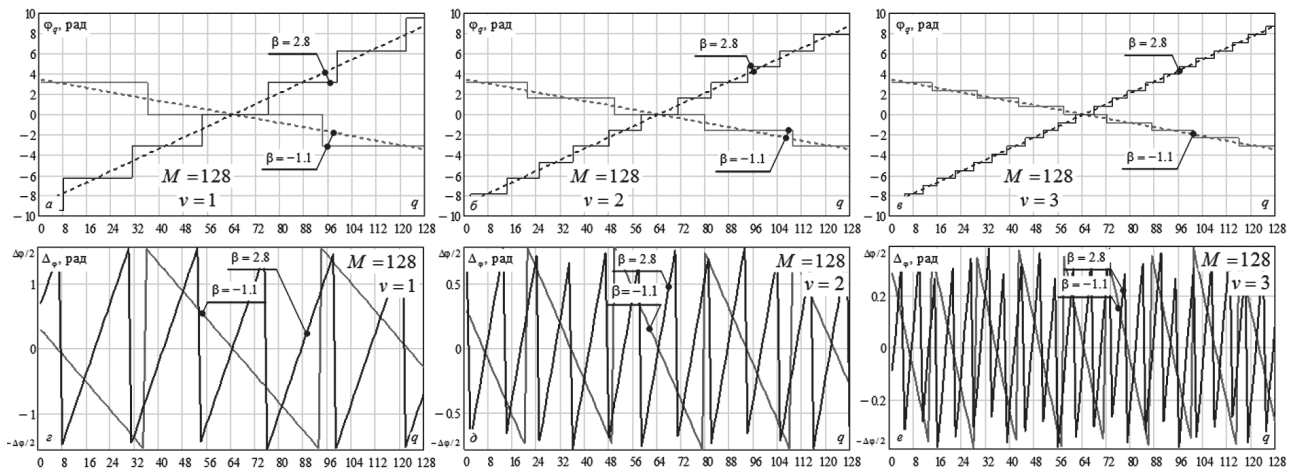


Рис. 2. Фазовое распределение и фазовые ошибки при дискретном фазировании

$$\tilde{\mathbf{x}}(\alpha) = \tilde{\mathbf{x}}_M(\alpha) \otimes \tilde{\mathbf{x}}_N(\alpha),$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_M(\alpha) = \left\{ e^{j \cdot \tilde{\varphi}_q^{(s)}(\alpha)} \right\}_{q=1}^M, \quad \tilde{\mathbf{x}}_N(\alpha) = \left\{ e^{j \cdot \tilde{\varphi}_p^{(c)}(\alpha)} \right\}_{p=1}^N. \quad (2б)$$

На рис. 2 показаны дискретные и непрерывные фазовые распределения $\varphi_q^{(s)}(\alpha)$, $\tilde{\varphi}_q^{(s)}(\alpha)$ (a – θ) и соответствующие фазовые ошибки $\Delta\varphi_q(\alpha)$ (z – e) при разрядности фазовращателей $v=1$ (a , z), $v=2$ (θ , d), $v=3$ (e , e).

Видно, что с ростом разрядности период изменения и уровень фазовых ошибок уменьшаются. За счет этого уменьшаются ошибки установки и формы (возникают дифракционные максимумы) ДН, о чем и свидетельствуют результаты рис. 3.

Сплошные кривые здесь соответствуют непрерывному, а штриховые – дискретному способу управления фазой с разрядностью $v=1$ (a), $v=2$ (θ), $v=3$ (e). В приведенных условиях при разрядности $v=1$ ошибки достаточно велики, однако уже при $v=3$ они практически несущественны.

В. Следствием ошибок ДН являются энергетические (и статистические) потери эффективности обработки, в частности, в ОСПШ

$$\mu = \frac{|\tilde{\mathbf{r}}^* \cdot \mathbf{x}_S(\alpha_S)|^2}{\tilde{\mathbf{r}}^* \cdot \Phi \cdot \tilde{\mathbf{r}}} \quad (3a)$$

системы (фильтра) пространственной обработки с произвольной импульсной характеристикой (ИХ) $\tilde{\mathbf{r}}$.

Здесь Φ – корреляционная матрица (КМ) смеси собственных шумов и внешних ШИ, $\mathbf{x}_S(\alpha_S)$ – вектор комплексных амплитуд принятой когерентной пачки полезного сигнала цели

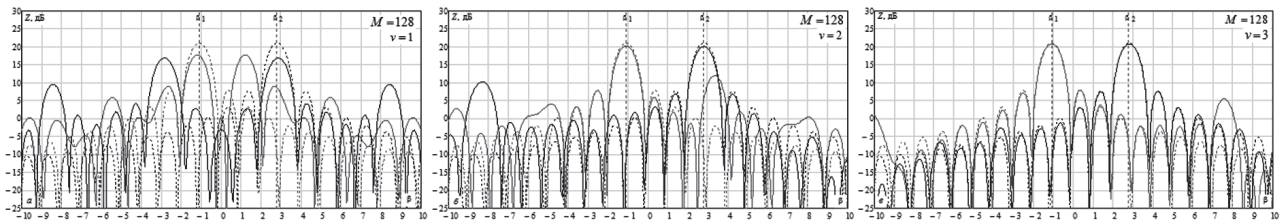


Рис. 3. ДНА ФАР ($M = 128$) при дискретном фазировании

с направления α_S , “*” – символ эрмитового сопряжения (комплексного сопряжения и транспонирования).

На рис. 4 показана зависимость максимального ОСПШ $\mu(\alpha_A) = \mu(\beta)$ на выходе фильтра с ИХ

$$\tilde{\mathbf{r}}(\alpha_A) = \Psi \cdot \tilde{\mathbf{x}}(\alpha_A), \quad \Psi = \Phi^{-1}, \quad \alpha_A = \alpha_S, \quad (36)$$

полученное в предельной ситуации точно известной КМ помехи, от направления β визирования ФАР с дискретным ($v=1, 2, 3, 4$) и непрерывным («cont») способом фазирования при действии ШИ точечных источников в направлении $J_1 = -2.48$ и $J_2 = 1.6$ с относительной интенсивностью (по отношению к собственным шумам) в суммарном канале $\eta = 30$ дБ. Для защиты используются $N_{aux} = 5$ компенсационных каналов с номерами [1, 27, 65, 92, 111].

Здесь в (36) $\tilde{\mathbf{x}}(\alpha_A)$ – опорный вектор ожидаемого полезного сигнала, из-за дискретности фазовращателей в общем случае отличающийся от вектора $\mathbf{x}_S(\alpha_S)$.

Видно, что с ростом разрядности фазовращателя потери ОСПШ (3а) уменьшаются и в данном примере уже при $v=4$ не превышают 0.5 дБ.

В. Для двумерной плоской ФАР с модульным построением один фазовращатель одновременно управляет фазой $K \times L$ элементов, входящих в модуль. В этом случае управляется фазовое распределение $N_K \cdot M_L$ ($N_K = N / K$, $M_L = M / L$) модулей размера $K \times L$, а результирующее распределение (16) модулей при непрерывном способе фазирования преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \varphi m_q^{(s)}(\alpha) &= \gamma_1(\alpha) \cdot \left[q \cdot L - \frac{M+L}{2} \right], \quad q \in 1, M_L, \\ \varphi m_p^{(c)}(\alpha) &= \gamma_2(\alpha) \cdot \left[p \cdot K - \frac{N+K}{2} \right], \quad p \in 1, N_K. \end{aligned} \quad (4)$$

Аналогично (2а) фазовое распределение модулей с дискретным фазированием и результирующий вектор АФР преобразуются к виду

$$\tilde{\varphi} m_q^{(s)}(\alpha) = \Delta \varphi \cdot E \left[\frac{\varphi m_q^{(s)}(\alpha)}{\Delta \varphi} \right], \quad q \in 1, M_L, \quad (5a)$$

$$\tilde{\varphi} m_p^{(c)}(\alpha) = \Delta \varphi \cdot E \left[\frac{\varphi m_p^{(c)}(\alpha)}{\Delta \varphi} \right], \quad p \in 1, N_K,$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_{MOD}(\alpha) = \tilde{\mathbf{x}}_{M_L}(\alpha) \otimes \tilde{\mathbf{x}}_{N_K}(\alpha),$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_{M_L}(\alpha) &= \left\{ e^{j \cdot \tilde{\varphi} m_q^{(s)}(\alpha)} \right\}_{q=1}^{M_L}, \\ \tilde{\mathbf{x}}_{N_K}(\alpha) &= \left\{ e^{j \cdot \tilde{\varphi} m_p^{(c)}(\alpha)} \right\}_{p=1}^{N_K}. \end{aligned} \quad (5b)$$

На рис. 5 показаны фазовые распределения $\varphi m_q^{(s)}(\alpha)$, $\tilde{\varphi} m_q^{(s)}(\alpha)$ и соответствующие ДН АР при объединении излучателей в модули размера $L=4$ и разрядности фазовращателей $v=1$ (а, з), $v=2$ (б, д), $v=3$ (в, е) в условиях рис. 1.

В этом примере уже при разрядности $v=3$ отклонение соответствующей ДН от «идеальной», особенно в области главного луча, практически несущественно.

На рис. 6 показаны аналогичные приведенным на рис. 4 зависимости, но «модульной» ФАР с размером модуля $L=4$.

Видно, что и в этом случае разрядность $v=3-4$ достаточна для того, чтобы можно было пренебречь энергетическими потерями обработки. Как показывают расчеты, для широкого класса ситуаций можно ограничиться разрядностью дискретных фазовращателей $v=3-5$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты пространственной обработки сигналов на фоне помех при конечной

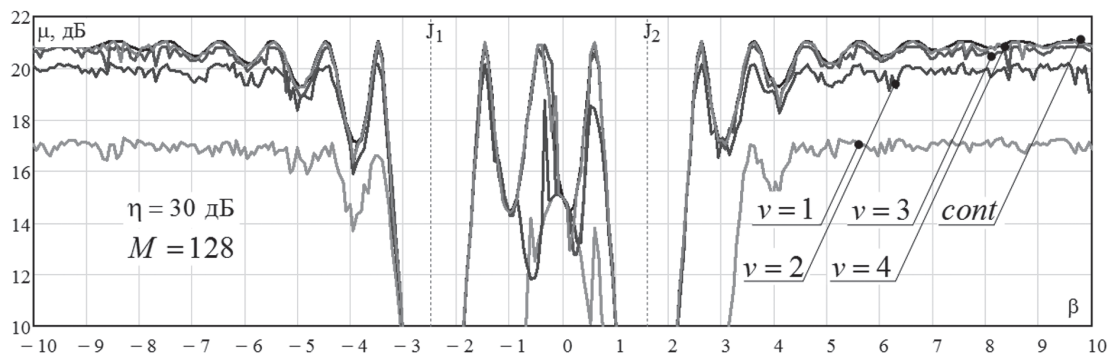


Рис. 4. ОСПШ на выходе адаптивной ФАР с дискретным фазированием

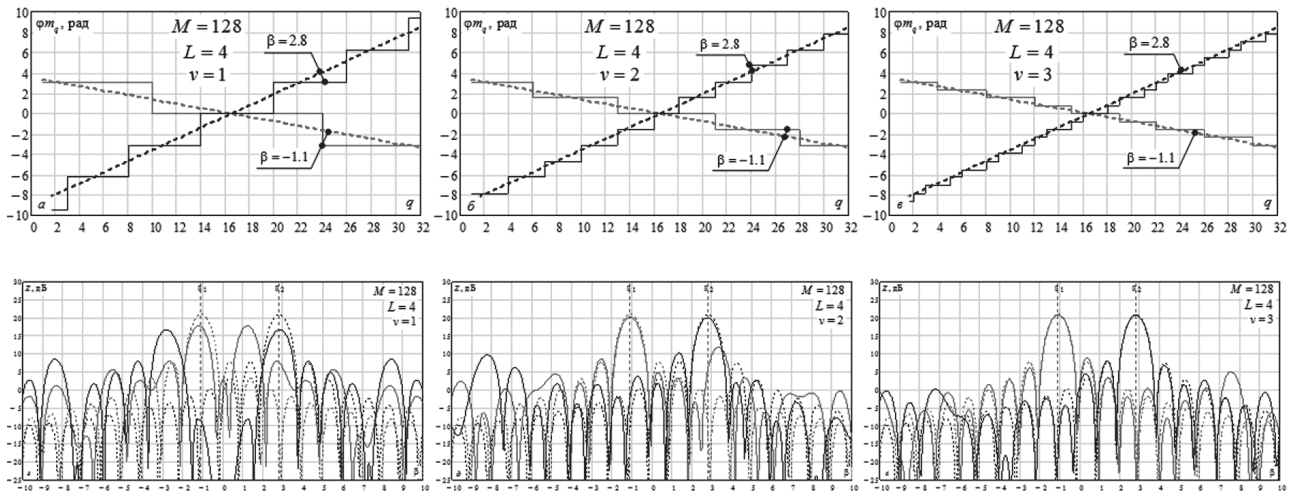


Рис. 5. Фазовое распределение и ДН антенны ($M = 128$) при дискретном фазировании

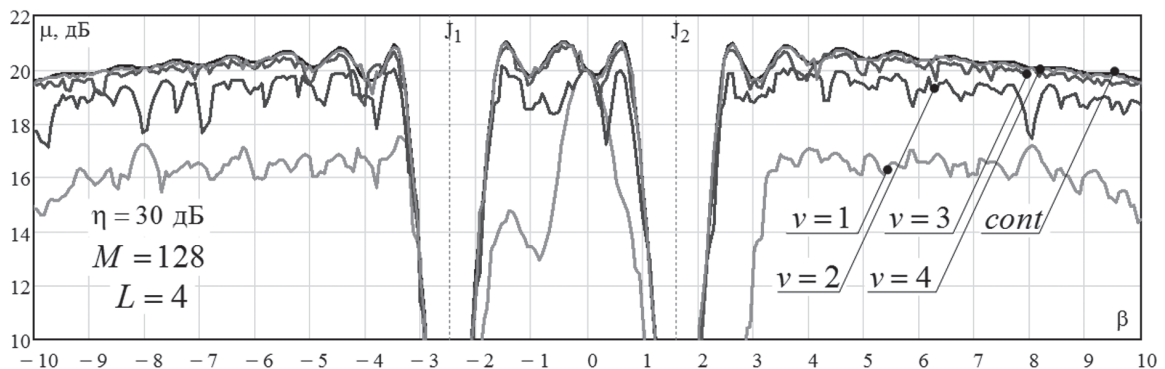


Рис. 6. ОСПШ на выходе «модульной» ФАР с дискретным фазированием

разрядности дискретных фазовращателей показывают, что при использовании $\nu = 4$ -разрядных фазовращателей потери предельного ОСПШ пренебрежимо малы.

Литература

- [1] Сколник М. Справочник по радиолокации / М. Сколник; пер. с англ. (в четырех томах) под общей ред. К.Н. Трофимова. — Том 2. Радиолокационные антенные устройства; под ред. П.И. Дудника. — М.: Советское радио, 1977. — 408 с.
- [2] Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учебник / Д.М. Сазонов. — М.: Высшая школа, 1988. — 432 с.
- [3] Шифрин Я.С. Антенны: Учеб. пособие / Я.С. Шифрин. — Харьков: ВИРТА ПВО, 1976. — 407 с.
- [4] Устройства СВЧ и антенны: учебник для вузов / Под ред. Д.И. Воскресенского. — М.: Радиотехника, 2006. — 376 с.
- [5] Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook [2nd edition] / R.J. Mailloux. — Boston, MA: Artech House Inc., 2005. — 496 p.

Поступила в редколлегию 18.04.2014



Семеняк Андрей Викторович, младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: унифицированные процессоры и системы адаптивной обработки сигналов на фоне помех.



Рябуха Вячеслав Петрович, кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: радиолокационные системы, обнаружение и измерение параметров сигналов на фоне помех.



Рачков Дмитрий Сергеевич, младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: первичная междупериодная обработка сигналов в доплеровских метеоролокаторах, унифицированные процессоры и системы адаптивной обработки сигналов на фоне помех.



Атаманский Дмитрий Владимирович, кандидат технических наук, доцент. Научные интересы: адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех в информационных системах различного назначения.

УДК 621.396.965:621.391.26

Вплив скінченної розрядності фазообертачів на ефективність просторової обробки / А.В. Семеняка, В.П. Рябуха, Д.С. Рачков, Д.В. Атаманський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 2. — С. 159–163.

Розробляється методика оцінки впливу скінченної розрядності дискретних фазообертачів плоскої прямокутної фазованої антенної решітки (ФАР) на ефективність просторової обробки сигналів на фоні власних шумів каналів прийому та зовнішніх незалежних точкових джерел шумового випромінювання, розташованих у дальній зоні ФАР. Показано, що втрати у відношенні сигнал/(завада + шум), викликані переходом від фазообертачів з неперервною зміною фази випромінювачів до дискретного, вже при малій розрядності практично не суттєві.

Ключові слова: просторова обробка, кореляційна матриця, дискретний фазообертач.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

An impact of the digital-phase shifters bit-width finiteness on spatial processing efficiency / A.V. Semeniaka, V.P. Riabukha, D.S. Rachkov, D.V. Atamanskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 2. — P. 159–163.

In this paper we work out an approach for estimating an impact of the finite bit-width of the digital-phase shifters of a planar rectangular phased array (PA) on the efficiency of spatial signal processing against the background mixture of the receiving channels' internal noise and the noise radiation of external independent dot sources located in the far-field region of a PA. It is shown that the losses in signal/(interference + noise) ratio caused by the transition from the phase shifters with continuous variation of phase to those with discrete one are practically negligibly small already at low bit-width.

Keywords: spatial processing, covariance matrix, digital-phase shifter.

Fig. 6. Ref: 5 items.