

ВЛИЯНИЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОСТИ И РАЗЛИЧИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ КВАДРАТУРНЫХ ПОДКАНАЛОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ

Д. И. ЛЕХОВИЦКИЙ, Д. С. РАЧКОВ, А. В. СЕМЕНЯКА, Д. В. АТАМАНСКИЙ

Исследуется влияние неортогональности и различия коэффициентов усиления квадратурных подканалов фазовых детекторов на эффективность системы пространственной обработки сигналов на фоне собственного шума каналов приема и независимых шумовых излучений точечных внешних источников. Получены выражения для корреляционных матриц входных воздействий, учитывающие эти факторы, на основе которых в наборе тестовых сценариев рассчитаны предельные характеристики автокомпенсационных систем защиты от этих помех. Показано, что при использовании современной цифровой техники снижение предельных возможностей обработки, обусловленное влиянием этих факторов, может быть практически несущественным.

Ключевые слова: пространственная обработка, корреляционная матрица, фазовый детектор, корреляционный автокомпенсатор, усиление и ортогональность квадратурных подканалов.

ВЕДЕНИЕ

Алгоритмы современной цифровой обработки оперируют с комплексными сигналами, представленными своими действительной и мнимой частями (квадратурными компонентами). Они формируются в результате фазового детектирования исходных (действительных) высокочастотных входных воздействий, во многих случаях – узкополосных. Применительно к широкому классу “круговых” гауссовых входных воздействий их квадратурные компоненты должны быть равномошными и ортогональными, их действительные корреляционные матрицы (КМ) должны совпадать и быть симметричными, а взаимно корреляционные матрицы (ВКМ) – антисимметричными [1, 2].

Из-за амплитудно-фазовых ошибок фазовых детекторов (ФД) эти требования к сигналам квадратурных подканалов и их КМ могут нарушаться, что снижает предельные возможности обработки.

В данной статье оцениваются энергетические потери пространственной обработки сигналов в винеровском фильтре, обусловленные различием усилений и неортогональностью управляющих сигналов ФД.

В первом разделе выводятся выражения для квадратурных компонент пространственных каналов приема и их КМ в этих условиях. Во втором разделе на этой основе рассчитываются предельные характеристики винеровских фильтров (“идеальных” корреляционных автокомпенсаторов) в наборе тестовых сценариев. В заключение кратко формулируются выводы из полученных результатов.

1. ТРАНСФОРМАЦИЯ ВЕКТОРОВ И КМ КОМПЛЕКСНЫХ АМПЛИТУД УЗКОПОЛОСНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ ПРИЕМА

А. В обзорных РЛС ширина спектра Δf полезного сигнала обычно существенно меньше несущей частоты f_0 зондирующего сигнала. В связи с этим колебания в каждом из M пространственных каналов приема могут считаться узкополосными. Предельным частным случаем узкополосного является гармоническое колебание частотой f_0 с постоянными амплитудой A и начальной фазой φ вида

$$u(t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi) = x' \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - x'' \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t), \quad (1a)$$

где

$$x' = A \cdot \cos \varphi \text{ и } x'' = A \cdot \sin \varphi \quad (1b)$$

реальная и мнимая части его комплексной амплитуды

$$x = x' + j \cdot x'' = A \cdot e^{j\varphi}. \quad (1b)$$

Б. В общем случае узкополосное колебание имеет вид [3, с. 149]

$$u(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t)) = x'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - x''(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \quad (2a)$$

с зависящими от времени реальной и мнимой частями

$$x'(t) = A(t) \cdot \cos(\varphi(t)) \text{ и } x''(t) = A(t) \cdot \sin(\varphi(t)) \quad (2b)$$

его комплексной амплитуды

$$x(t) = x'(t) + j \cdot x''(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)}. \quad (2b)$$

Исходное колебание связано с его комплексной амплитудой равенством

$$u(t) = \text{Re}\{x(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\} = \frac{1}{2} \cdot \{x(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} + x^*(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\}, \quad (3)$$

где символ $(\bullet)^*$ обозначает операцию комплексного сопряжения.

Действительно, как следует из (2),

$$\text{Re}\{x(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\} = \text{Re}\{A(t) \cdot e^{j \cdot \varphi(t)} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\},$$

что в сочетании с определением (2а) доказывает справедливость (3).

В. Для M -мерного вектора $\mathbf{u}(t) = \{u_i(t)\}_{i=1}^M$ узкополосных колебаний M пространственных каналов приемодопустимовытекающее из (1)–(3) представление

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{D}(\varphi(t)) \cdot \mathbf{a}(t); \quad \mathbf{a}(t) = \{A_i(t)\}_{i=1}^M, \quad (4)$$

где $\mathbf{a}(t)$ и $\mathbf{D}(\varphi(t))$ – соответственно M -мерный вектор их амплитуд и $M \times M$ диагональная матрица фаз вида

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\varphi(t)) &= \text{diag}\{\cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_i(t))\}_{i=1}^M = \\ &= \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \cdot \mathbf{D}_c(\varphi(t)) - \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \cdot \mathbf{D}_s(\varphi(t)); \\ \mathbf{D}_c(\varphi(t)) &= \text{diag}\{\cos(\varphi_i(t))\}_{i=1}^M, \\ \mathbf{D}_s(\varphi(t)) &= \text{diag}\{\sin(\varphi_i(t))\}_{i=1}^M, \\ \varphi(t) &= \{\varphi_i(t)\}_{i=1}^M. \end{aligned} \quad (5)$$

Последнее равенство позволяет записать вектор (4) в виде

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{x}'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - \mathbf{x}''(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t), \quad (6a)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'(t) &= \{x'_i(t)\}_{i=1}^M = \mathbf{D}_c(\varphi(t)) \cdot \mathbf{a}(t), \\ \mathbf{x}''(t) &= \{x''_i(t)\}_{i=1}^M = \mathbf{D}_s(\varphi(t)) \cdot \mathbf{a}(t) \end{aligned} \quad (6b)$$

M -мерные векторы реальной и мнимой частей вектора комплексных амплитуд

$$\mathbf{x}(t) = \{x_i(t)\}_{i=1}^M = \mathbf{x}'(t) + j \cdot \mathbf{x}''(t), \quad (6b)$$

связанного с исходным вектором $\mathbf{u}(t) = \{u_i(t)\}_{i=1}^M$ подобным (3) равенством

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) &= \text{Re}\{\mathbf{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\} = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \{\mathbf{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} + \mathbf{x}^*(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\}. \end{aligned} \quad (7)$$

КМ вектора (6в) комплексных амплитуд

$$\Phi = \overline{\mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^*(t)} = \Phi' + j \cdot \Phi'' \quad (8a)$$

имеет реальную и мнимую компоненты

$$\begin{aligned} \Phi' &= \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t) + \mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)}, \\ \Phi'' &= \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t) - \mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)}. \end{aligned} \quad (8b)$$

Здесь и далее $(\bullet)^T$, $(\bullet)^*$ и черта сверху – символы транспонирования, эрмитового сопряжения (транспонирования и комплексного

сопряжения) и статистического усреднения соответственно.

Для рассматриваемых далее гауссовых “круговых” случайных процессов справедливо равенство [2, с. 631]

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^T(t)} &= \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t) - \mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} + \\ &+ j \cdot \left(\overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} + \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \right) = 0, \end{aligned}$$

в силу которого

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} &= \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)}, \\ \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} &= -\overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Поэтому **КМ** комплексных амплитуд (8) таких процессов равна

$$\begin{aligned} \Phi &= \Phi' + j \cdot \Phi'', \\ \Phi' &= 2 \cdot \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)}, \quad \Phi'' = 2 \cdot \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Г. На рис. 1 показана схема формирования вектора комплексных амплитуд (6в) исходного вектора узкополосных колебаний (4), базирующаяся на легко проверяемых равенствах

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) \cdot 2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) &= \left\{ \mathbf{x}'(t) + \left(\mathbf{x}(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \right)' \right\}, \\ -\mathbf{u}(t) \cdot 2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) &= \left\{ \mathbf{x}''(t) + \left(\mathbf{x}^*(t) \cdot e^{2j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \right)'' \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь на входы умножителей (смесителей) M синфазных (верхних) подканалов поступает гармоническое колебание $2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ общего гетеродина, а на входы умножителей (смесителей) M квадратурных (нижних) подканалов – сдвинутое по фазе на $\pi/2$ (ортогональное) гармоническое колебание $(-2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t))$. В соответствии с (11) векторы выходных сигналов верхних (нижних) смесителей представляют собой сумму реальных (мнимых) частей вектора комплексных амплитуд (6в) и колебаний удвоенной частоты. Последние “отсекаются” фильтрами нижних частот (**ФНЧ**), в связи с чем на их выходах в синфазных (квадратурных) подканалах формируются векторы реальных (мнимых) частей вектора комплексных амплитуд (6в). Вектор комплексных амплитуд (6в) в целом формируется в выходном сумматоре, объединяющем вектор его реальной части с выходов синфазных подканалов и домноженный на $j = \sqrt{-1}$ вектор его мнимой части с выходов квадратурных подканалов.

Д. Схема рис. 1 соответствует “идеальному” формированию векторов комплексных амплитуд с равномошными ортогональными синфазными и квадратурными компонентами. В реальной аппаратуре условия равномошности и (или) ортогональности могут нарушаться, что порождает потери эффективности обработки, зависящие от уровня ошибок.

Возможная модель “неидеальности” квадратур отражена схемой рис. 2.

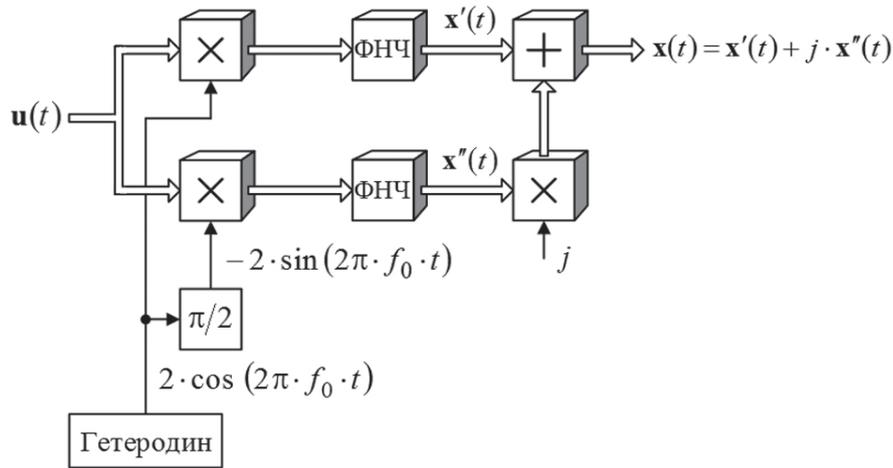


Рис. 1. Фазовый детектор

Здесь a и α – усиление и паразитный фазовый набег гармоники гетеродина в синфазных (верхних) подканалах, b и β – усиление и паразитный фазовый набег гармоники гетеродина в квадратурных (нижних) подканалах.

Е. Можно показать, что вектор комплексных амплитуд этой схемы

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \tilde{\mathbf{x}}'(t) + j \cdot \tilde{\mathbf{x}}''(t) \quad (12a)$$

имеет реальную и мнимую компоненты

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}'(t) &= a \cdot (\mathbf{x}(t) \cdot e^{-j\alpha})' = \\ &= a \cdot (\mathbf{x}'(t) \cdot \cos \alpha + \mathbf{x}''(t) \cdot \sin \alpha), \end{aligned} \quad (12б)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}''(t) &= b \cdot (\mathbf{x}(t) \cdot e^{-j\beta})'' = \\ &= b \cdot (\mathbf{x}''(t) \cdot \cos \beta - \mathbf{x}'(t) \cdot \sin \beta), \end{aligned} \quad (12в)$$

а его КМ

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi} &= \overline{\tilde{\mathbf{x}}(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}^*(t)} = \\ &= \overline{(\tilde{\mathbf{x}}'(t) + j \cdot \tilde{\mathbf{x}}''(t)) \cdot (\tilde{\mathbf{x}}'^T(t) - j \cdot \tilde{\mathbf{x}}''^T(t))} = \tilde{\Phi}' + j \cdot \tilde{\Phi}''; \quad (13) \\ \tilde{\Phi}' &= \overline{\tilde{\mathbf{x}}'(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}'^T(t) + \tilde{\mathbf{x}}''(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}''^T(t)}, \\ \tilde{\Phi}'' &= \overline{\tilde{\mathbf{x}}''(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}'^T(t) - \tilde{\mathbf{x}}'(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}''^T(t)}. \end{aligned}$$

Используя (12б), (12в), для реальной части этой КМ получим

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}' &= a^2 \cdot \left(\overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \cos^2 \alpha + \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \cos \alpha \cdot \sin \alpha + \right. \\ &\quad \left. + \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha + \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \sin^2 \alpha \right) + \\ &\quad + b^2 \cdot \left(\overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \cos^2 \beta - \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta - \right. \\ &\quad \left. - \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta + \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \sin^2 \beta \right), \end{aligned}$$

откуда, в соответствии с (9), (10),

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}' &= a^2 \cdot \left(\Phi' / 2 \cdot \cos^2 \alpha + \Phi'' / 2 \cdot \cos \alpha \cdot \sin \alpha - \right. \\ &\quad \left. - \Phi'' / 2 \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha + \Phi' / 2 \cdot \sin^2 \alpha \right) + \\ &\quad + b^2 \cdot \left(\Phi' / 2 \cdot \cos^2 \beta + \Phi'' / 2 \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta - \right. \\ &\quad \left. - \Phi'' / 2 \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta + \Phi' / 2 \cdot \sin^2 \beta \right), \end{aligned}$$

и, следовательно,

$$\tilde{\Phi}' = (a^2 + b^2) \cdot \Phi' / 2. \quad (14)$$

Аналогичным образом для мнимой части КМ (13) получим

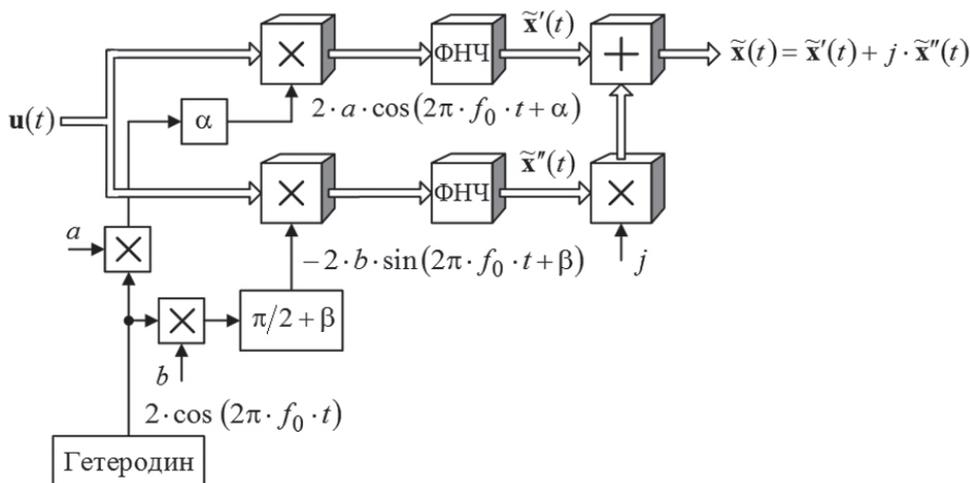


Рис. 2. Фазовый детектор с ошибками квадратур

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}'' &= A - B; \\ A &= a \cdot b \times \\ &\times (\mathbf{x}''(t) \cdot \cos \beta - \mathbf{x}'(t) \cdot \sin \beta) \cdot (\mathbf{x}^{nT}(t) \cdot \cos \alpha + \mathbf{x}^{nT}(t) \cdot \sin \alpha) = \\ &= a \cdot b \cdot [\Phi''/2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta - \Phi'/2 \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta + \\ &\quad + \Phi'/2 \cdot \sin \alpha \cdot \cos \beta + \Phi''/2 \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta] = \\ &= a \cdot b \cdot [\Phi'/2 \cdot \sin(\alpha - \beta) + \Phi''/2 \cdot \cos(\alpha - \beta)]; \\ B &= a \cdot b \times \\ &\times (\mathbf{x}'(t) \cdot \cos \alpha + \mathbf{x}''(t) \cdot \sin \alpha) \cdot (\mathbf{x}^{nT}(t) \cdot \cos \beta - \mathbf{x}^{nT}(t) \cdot \sin \beta) = \\ &= a \cdot b \cdot [-\Phi''/2 \cdot \cos \beta \cdot \cos \alpha + \Phi'/2 \cdot \cos \beta \cdot \sin \alpha - \\ &\quad - \Phi'/2 \cdot \sin \beta \cdot \cos \alpha - \Phi''/2 \cdot \sin \beta \cdot \sin \alpha] = \\ &= a \cdot b \cdot [\Phi'/2 \cdot \sin(\alpha - \beta) - \Phi''/2 \cdot \cos(\alpha - \beta)], \\ \tilde{\Phi}'' &= a \cdot b \cdot \cos(\alpha - \beta) \cdot \Phi''. \end{aligned}$$

Последнее равенство в сочетании с (14) позволяет записать искомую “искаженную” КМ (13) в виде

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi} &= \{ \tilde{\varphi}_{ij}(t) \}_{i,j=1}^M = \\ &= (a^2 + b^2) \cdot \Phi'/2 + j \cdot a \cdot b \cdot \cos(\alpha - \beta) \cdot \Phi'', \end{aligned} \quad (15)$$

где Φ' и Φ'' – реальная и мнимая части “идеальной” КМ $\Phi = \Phi' + j \cdot \Phi''$ (8), в которую переходит (15) при отсутствии искажений ($a = b = 1, \alpha = \beta = 0$).

Ж. Формулы (12), (15) позволяют учесть влияние рассматриваемых ошибок фазового детектирования на эффективность, в частности, энергетические характеристики, устройства пространственной обработки – коэффициент подавления помех k_p и отношение сигнал/(помеха + шум) μ на его выходе.

Ниже приводится пример их использования и анализируются результаты моделирования.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

А. На рис. 3 показан вариант анализируемой системы пространственной обработки на основе классического корреляционного автокомпенса-

тора (АК) [1, 4-6]. В качестве антенной системы используется 40-элементная линейная эквидистантная антенная решетка, первые 20 элементов которой формируют подлежащий защите основной канал приема, а остальные 20 используются в качестве компенсационных. Сигналы этих $M = 21$ каналов после ФД рис. 2 поступают на соответствующие входы АК.

Влияние ошибок ФД оценивалось по зависимости коэффициента подавления помех k_p и отношения сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) μ на выходе АК от отношения $v = b/a$ усилений и разности $\delta = |\alpha - \beta|$ “паразитных” фазовых сдвигов. Для стационарных помех в установившемся режиме работы “идеального” АК [1, 4-6]

$$k_p = \tilde{\varphi}_{11} \cdot \tilde{\Psi}_{11}, \quad (16)$$

где $\tilde{\Psi}_{11}$ – первый диагональный элемент матрицы

$$\tilde{\Psi} = \{ \tilde{\psi}_{ij} \}_{i,j=1}^M = \tilde{\Phi}^{-1}, \quad (17)$$

обратной КМ помех вида (15).

Для ОСПШ справедливо равенство

$$\mu = \frac{\tilde{\mathbf{r}}^* \cdot \tilde{\Phi}_s \cdot \tilde{\mathbf{r}}}{\tilde{\mathbf{r}}^* \cdot \tilde{\Phi} \cdot \tilde{\mathbf{r}}}, \quad (18)$$

где

$$\tilde{\mathbf{r}} = \{ \tilde{r}_i \}_{i=1}^M = c \cdot \tilde{\Psi} \mathbf{1} \quad (19)$$

– вектор весов (импульсная характеристика) “идеального” АК, в рассматриваемых условиях пропорциональный первому столбцу $\tilde{\Psi} \mathbf{1}$ матрицы $\tilde{\Psi}$ (17).

Б. На рис. 4 показаны семейства зависимостей коэффициента подавления (16) от значения модуля $\delta = |\alpha - \beta|$ (в градусах) разности “паразитных” набегов фаз в условиях шумовых излучений от $n = 1, 2$ и 3 источников, расположенных в направлениях $u_i, i = 1, n$, записанных в поле рисунков в долях полуширины главного лепестка диаграммы направленности (ДН) основной антенны по уровню первого нуля. Во всех случаях в основном канале интегральное отношение помеха/

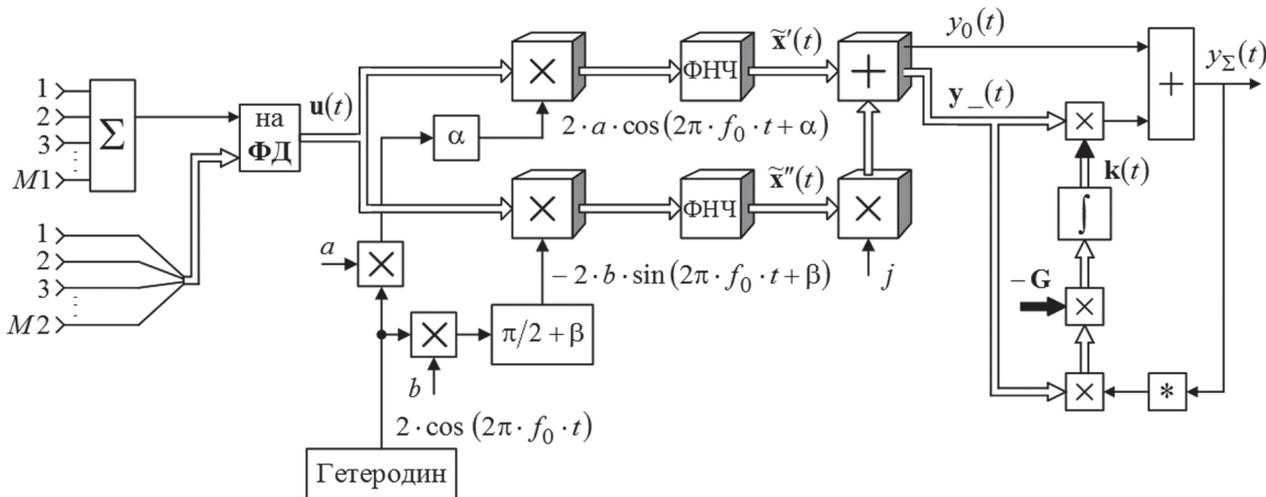


Рис. 3. Схема анализируемой системы обработки

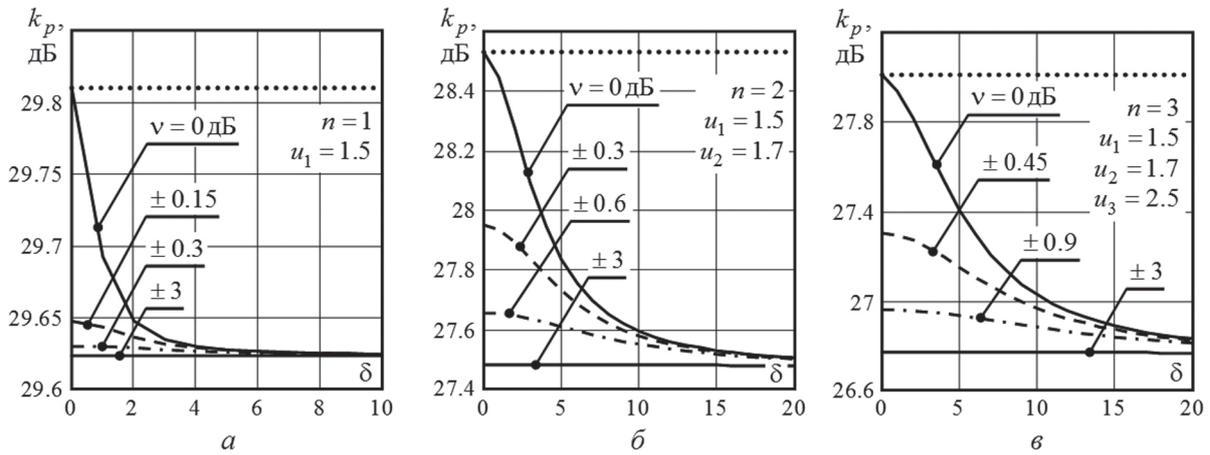


Рис. 4. Влияние неортогональности и различия усиления на значения k_p

шум (ОПШ) $\eta=30$ дБ. Параметром семейств служит значение отношения усиления квадратурных подканалов $v=b/a$ (в дБ). Показанные точками горизонтальные прямые соответствуют “идеальному” фазовому детектированию ($v=1$, $\delta=0$).

Как следует из приведенных результатов, потери эффективности (степени подавления помех) тем выше, чем больше число n источников шумовых излучений (ШИ), однако в приведенном примере при рассмотренных значениях амплитудных и фазовых ошибок даже при $n=3$ они не превосходят 1.2 дБ. Этот результат вполне естественен, поскольку при полном отказе от одного (любого) квадратурного канала потери показателей качества не превышают 3 дБ.

В качестве иллюстрирующего примера на рис. 5 приведены расчетные зависимости от параметров v и δ коэффициента подавления помех (16) и ОСПШ (18) при другом сигнально-помеховом сценарии. Здесь два ($n=2$) равномоощных источника ШИ действуют с направлений $\pm 0.5^\circ$ относительно нормали, ОПШ в основном канале приема $\eta=30$ дБ. Когерентная пачка полезного сигнала единичной амплитуды

$s(\theta_s) = \{s_i(\theta_s)\}_{i=1}^M$ от точечной цели, расположенной в направлении нормали к АР ($\theta_s = us = 0$), имеет КМ $\tilde{\Phi}_s$ вида (15) с “невозмущенной” КМ $\Phi_s = \Phi'_s + j \cdot \Phi''_s = s(\theta_s) \cdot s^*(\theta_s)$ единичного ранга.

Как следует из приведенных результатов, потери в коэффициенте подавления k_p и ОСПШ μ в рассматриваемой обстановке составляют примерно 2.77 и 2.6 дБ соответственно. Они меньше 3 дБ, поскольку при отказе от квадратурной обработки уменьшается не только мощность когерентных полезных сигналов, но и (в меньшей степени) помех, некогерентных или когерентных только частично.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При цифровой обработке на современной элементной базе достижимые амплитудно-фазовые ошибки фазового детектирования, не превосходящие значений $|v| \leq 1$ дБ и $|\delta| \leq 10^\circ$, могут снижать коэффициент подавления или ОСПШ на доли децибела, что в большинстве случаев не существенно для практики.

Базовые формулы (12), (15) могут быть полезны для решения широкого круга других задач обработки комплексных сигналов в радиотехнических системах различного назначения.

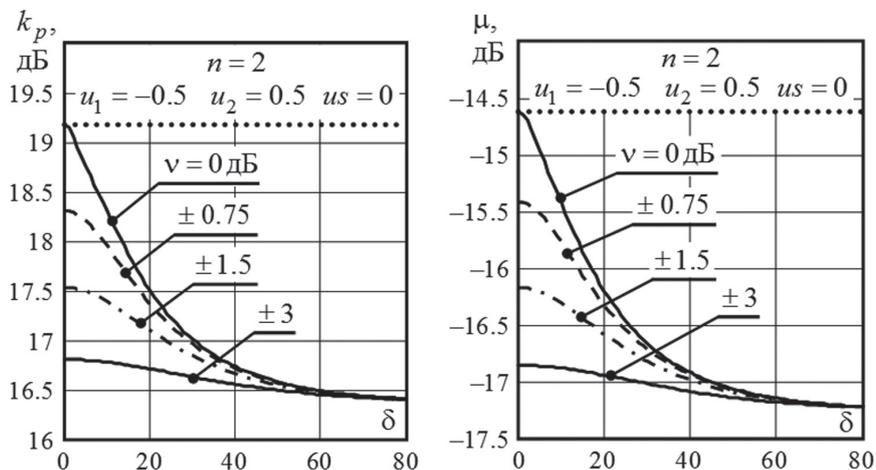


Рис. 5. Влияние неортогональности и различия усиления на значения k_p и μ

Литература

- [1] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник / Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С., Леховицкий Д.И., Лещенко С.П., Лосев Ю.И., Николаев А.И., Горшков С.А., Москвитин С.В., Орленко В.М.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
- [2] Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 3. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех / Г. Ван Трис; пер. с англ. под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Советское радио, 1977. – 664 с.
- [3] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник / С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
- [4] Фединин В.В. О возможности повышения быстродействия и устойчивости цифрового автокомпенсатора помех / В.В. Фединин, А.В. Василевский, В.С. Джус // Вопросы повышения эффективности радиотехнического вооружения Войск ПВО страны в условиях радиоэлектронного подавления. Ч. 2 [Научно-методические материалы]. – Х.: ВИРТА, 1979.
- [5] Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. – К.: КВЦ, 2000. – 428 с.
- [6] Джус В.С. Повышение быстродействия и устойчивости цифровых автокомпенсаторов / В.С. Джус, Д.И. Леховицкий // Вопросы обработки радиолокационных сигналов и помехозащиты РЛС [Тематический научно-технический сборник]. – Х.: ВИРТА, 1980. – Вып. 5. – С. 89–96.

Поступила в редколлегию 13.01.2014



Леховицкий Давид Исаакович, доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех в информационных системах различного назначения.



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



Семеняка Андрей Викторович, младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: 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 неортогональності та різниці коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів на ефективність просторової обробки / Д. І. Леховицький, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Д. В. Атаманський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2014. – Том 13. – № 1. – С. 29–34.

Досліджується вплив неортогональності та різниці коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів фазових детекторів на ефективність системи просторової обробки сигналів на фоні власного шуму каналів прийому і незалежних шумових випромінювань точкових зовнішніх джерел. Отримані вирази для кореляційних матриць вхідних впливів, які враховують ці фактори. На їх основі в наборі тестових сценаріїв розраховані граничні характеристики автокомпенсаційних систем захисту від цих завад. Показано, що в ході використання сучасної цифрової техніки зниження граничних характеристик обробки, обумовлене впливом цих факторів, може бути практично неістотним.

Ключові слова: просторова обробка, кореляційна матриця, фазовий детектор, кореляційний автокомпенсатор, підсилення та ортогональність квадратурних підканалів.

Л. 5. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

An impact of nonorthogonality of quadrature subchannels and distinctions of their amplification factors on spatial processing effectiveness / D. I. Likhovitskiy, D. S. Rachev, A. V. Semeniaka, D. V. Atamanskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2014. Vol. 13. – № 1. – P. 29–34.

This paper investigates an impact of nonorthogonality of phase detector quadrature subchannels and distinctions of their amplification factors on effectiveness of a system of spatial signal processing against the background of internal noise of receiving channels and independent noise radiations of external dot sources. The expressions for covariance matrices of input signals are derived which take into account both these factors. The expressions are used to calculate for different test scenarios limiting characteristics of autocompensation systems intended for protection from these interferences. It is shown that with utilization of modern digital computing machinery the impact of the above-mentioned factors reduces potential characteristics of signal processing practically insignificantly.

Keywords: spatial processing, covariance matrix, phase detector, correlation autocanceller, amplification factor and orthogonality of quadrature subchannels.

Fig. 5. Ref: 6 items.