

54-58. 4. Нечеткие множества и теория возможностей. Последние достижения: Пер. с англ. / Под ред. Р. Ф. Ягера. – М.: Радио и связь, 1986. – 408 с. 5. Теоретические и прикладные задачи диагностирования средств связи и автоматизации / Под ред. С. П. Ксенза. – Л.: ВАС, 1990. – 336 с. 6. Орлов В. А. Граф – схемы алгоритмов распознавания. – М.: Наука, 1982. – 120 с. 7. Герасимов Б. М., Эйдельман С. Д. Высшая математика. Ч. 1. Математические методы оптимизации. – К.: КВИРТУ ПВО, 1990. – 172 с. 8. Ксенз С. П. Основы технической диагностики средств и комплексов связи и автоматизации управления. – Л.: ВАС, 1989. – 193 с. 9. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. – М.: Высшая школа, 2002. – 575 с. 10. Иващенко А. В., Сытченко Р. П. Основы моделирования сложных систем на ЭВМ. – Л.: ЛВВИУС, 1988. – 272 с.

УДК 621.396.96

АДАПТИВНАЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В ЗАДАЧАХ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ В РАДИОСВЯЗИ

Дмитрий Пиза, Борис Бондарев, Валерий Слепцов

Запорожский национальный технический университет

Анотація: Освоєння діапазону НВЧ загострило проблему радіоелектронної боротьби (РЕБ). Одним із способів захисту в умовах РЕБ є поляризаційна фільтрація прийнятих системою сигналів. Для оцінки ефективності адаптивної поляризаційної фільтрації авторами запропоновано використовувати об'єктивний показник – різницю між коефіцієнтами придушення завади та сигналу. Отриманий аналітичний вираз і чисельні результати дозволяють оцінювати ефективність поляризаційної фільтрації при довільних параметрах сигналів та завад.

Summary: Microwaves using was led to growth of the radioelectronic fight problem. Polarization filtering of receiving signals is one of the security methods in the radioelectronic fight. For the purposes of efficiency obtaining of the polarization filtering the objective factor was proposed – the difference between, the noise suppression factor and the signal one. Analytical and numerical results permit to evaluate the efficiency of polarization filtering for the arbitrary signal and noise parameters.

Ключевые слова: Поляризация, фильтрация, защита информации, радиосвязь.

I Введение

Известно, что в конфликтных условиях противоборствующие стороны могут использовать электронное подавление информационных систем. При этом оказывается ограниченным или невозможным управление как военными контингентами, так и гражданскими формированиями. Освоение в информационных системах диапазона сверхвысоких частот обострило эту проблему, т. к. устройства электронного противодействия стали более компактными и мобильными.

II Постановка задачи

Одним из возможных способов защиты информационных потоков в радиосвязи является использование поляризационной фильтрации принимаемых сигналов. Известно [1], что теоретический предел эффективности поляризационной фильтрации определяется степенью поляризации электромагнитного поля мешающего сигнала. Степень поляризации m можно выразить как отношение интенсивности поляризационной составляющей поля I_n к общей интенсивности поля I_o , т. е.

$$m = \frac{I_n}{I_o}.$$

Из приведенного выражения следует, что степень поляризации m является инвариантной к изменению поляризационного базиса и не зависит от рассогласования поляризационных характеристик электромагнитного поля и антенны.

Однако, реальные адаптивные процедуры поляризационной фильтрации, как правило, используют корреляционные связи сигналов в ортогонально поляризованных каналах приема [2]. Структурная схема адаптивного поляризационного фильтра, использующего градиентный метод оптимизации, приведена на рис. 1, где символами X и $\bar{X}$ обозначены, соответственно, умножители и корреляторы, а символом РФ обозначены режекторные фильтры, ослабляющие полезный сигнал в цепях формирования весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Очевидно, что в качестве весовых коэффициентов фильтра W и $W_{\perp}$ используются, соответственно, корреляционные моменты

$$\alpha \cdot \dot{x}_1(t) \cdot \dot{x}_2(t) \text{ и } \alpha \cdot \dot{x}_1(t) \cdot \dot{x}_2(t),$$

где скаляр α определяет скорость сходимости процедуры адаптации.

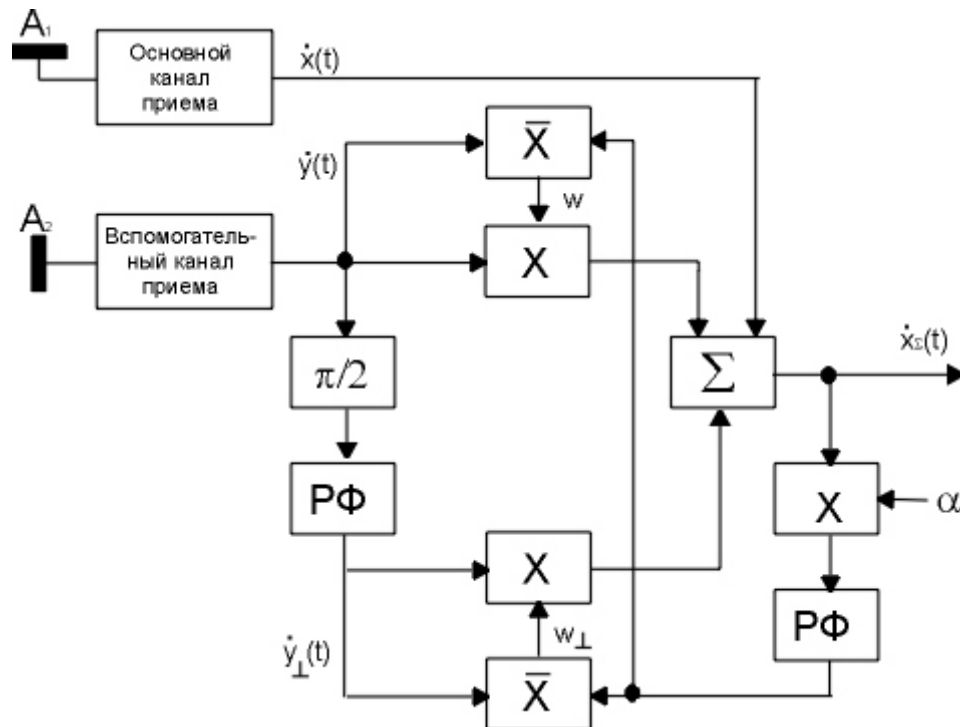


Рисунок 1 – Структурная схема адаптивного поляризационного фильтра

В ряде работ, в частности, в [3, 4], произведена оценка эффективности поляризационных фильтров при произвольных поляризационных параметрах мешающих сигналов. Однако оценка эффективности фильтрации в упомянутых работах произведена по критерию максимального подавления помех. При этом не учитывалось возможное ослабление полезного сигнала при подавлении мешающего сигнала, что приводит к смещенной оценке эффективности. Поэтому имеется необходимость в разработке методики расчета выигрыша в отношении сигнал/помеха за счет поляризационной фильтрации в системах связи.

III Алгоритм решения

В качестве параметра, определяющего эффективность поляризационной селекции, введем коэффициент улучшения K_y как разность между коэффициентом подавления помехи K_n и коэффициентом ослабления сигнала K_c , т. е.

$$K_y = K_n - K_c, \quad (1)$$

где коэффициент подавления определяется как:

$$K_n = 10 \lg \frac{\sigma_o^2}{\sigma_\Sigma^2} = -10 \lg(1 - |\rho|^2). \quad (2)$$

Здесь σ_o^2 и σ_Σ^2 – соответственно, дисперсия мешающего сигнала на входе (в основном канале) и на выходе адаптивного поляризационного селектора (см. рис. 1); $|\rho|^2$ – квадрат модуля коэффициента взаимной корреляции помехи в каналах селектора. При этом квадратурные составляющие оптимального значения весового коэффициента определяются следующим образом:

$$W = -\rho \frac{\sigma_o}{\sigma_\epsilon},$$

$$W_\perp = -\rho_\perp \frac{\sigma_o}{\sigma_\epsilon},$$
(3)

т. е. зависят от относительных уровней помехи в каналах приема.

В работе [4] приведено выражение для коэффициента подавления помехи с учетом возможного ограничения модуля весового коэффициента $|W|$ адаптивного фильтра

$$K_n = -10 \lg[1 - 2|W| \frac{\sigma_\epsilon}{\sigma_o} + |W|^2 \frac{\sigma_\epsilon^2}{\sigma_o^2}],$$
(4)

где σ_ϵ^2 – дисперсия помехи во вспомогательном канале селектора.

В случае, когда выполняются условия (3), выражение (4) сводится к выражению (2). Действительно, формулу (4) можно преобразовать следующим образом:

$$K_n = -10 \lg[1 - 2|W| \sqrt{W^2 + W_\perp^2} \frac{\sigma_\epsilon}{\sigma_o} + (W^2 + W_\perp^2) \frac{\sigma_\epsilon^2}{\sigma_o^2}] =$$

$$= -10 \lg(1 - |W|^2).$$

Будем считать, что в системах связи, где для передачи информации, как правило, используют непрерывные (квазинепрерывные) сигналы, за счет использования режекторных фильтров полезные сигналы в цепях формирователя весовых коэффициентов существенно ослаблены. При этом весовые коэффициенты адаптивного поляризационного фильтра формируются только по помехе. Очевидно, что в этих условиях при наличии поляризационных отличий между полезным и помеховым сигналом, сформированные по помехе весовые коэффициенты ограничены выражениями (3) и не являются оптимальными для существенного ослабления сигнала.

Известно [5], что интенсивность поляризованных компонент помехового сигнала в каналах приема поляризационного селектора σ_o , σ_ϵ определяется значениями диагональных элементов матрицы когерентности. Для определенности будем считать, что электромагнитное поле помехи $\mathbf{E}_{xy}(t)$ с матрицей вторых моментов $\mathbf{M}$ задано в некотором фиксированном линейном поляризационном базисе. Изменение поляризационных параметров помехового сигнала в этом случае может быть описано унитарной матрицей

$$\mathbf{Q}_\theta = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix}$$
(5)

Электромагнитное поле помехи с учетом поворота базиса на угол θ представляется как:

$$\mathbf{E}_{xy}(t) = \mathbf{Q}_\theta \cdot \mathbf{E}_{xy}(t)$$
(6)

или

$$\mathbf{E}_{xy}(t) = \begin{vmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} E_x(t) \cos \theta + E_y(t) \sin \theta \\ -E_x(t) \sin \theta + E_y(t) \cos \theta \end{vmatrix},$$
(7)

где $E_x(t)$ и $E_y(t)$ – прежние значения комплексных амплитуд поля, которые представлялись матрицей-

столбцом $\mathbf{E}_{xy} = \begin{vmatrix} E_x(t) \\ E_y(t) \end{vmatrix}$.

В общем случае при повороте линейного базиса на произвольный угол θ матрица вторых моментов комплексных случайных амплитуд может быть записана в следующем виде

$$\mathbf{M}_{x_\theta y_\theta} = \mathbf{Q}_\theta \mathbf{M}_{xy} \mathbf{Q}_\theta^\dagger$$
(8)

где $\mathbf{M}_{xy} = \begin{bmatrix} M_{xx} & M_{xy} \\ M_{yx} & M_{yy} \end{bmatrix}$ – матрица вторых моментов случайных амплитуд поля в исходном базисе; $\dagger$ – знак эрмитового сопряжения.

Диагональные элементы матрицы (8), представляющие собой зависимость дисперсии ортогональных составляющих сигналов в каналах приема адаптивного поляризационного фильтра от угла поворота Θ , могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{aligned} (\sigma_o)_\Theta^2 &= \sigma_o^2 \cos^2 \Theta + \sigma_\epsilon^2 \sin^2 \Theta + 2\sigma_o \sigma_\epsilon |\rho_c| \sin \Theta \cos \Theta, \\ (\sigma_\epsilon)_\Theta^2 &= \sigma_o^2 \sin^2 \Theta + \sigma_\epsilon^2 \cos^2 \Theta - 2\sigma_o \sigma_\epsilon |\rho_c| \sin \Theta \cos \Theta. \end{aligned} \quad (9)$$

Воспользуемся выражениями (9) для определения зависимости коэффициента улучшения K_y от поляризационных различий электромагнитных полей сигнала и помехи. Для определенности будем считать, что поляризационный базис помехи линейный фиксированный и соответствует первому особому базису [5], в котором обеспечивается равенство дисперсий

$$\sigma_o^2 = \sigma_\epsilon^2$$

и реализуется максимально возможный коэффициент корреляции помехи в каналах приема. Поляризационный базис сигнала будем считать линейным и, в соответствии с выражениями (9), переменным.

При этом конечное выражение для коэффициента улучшения с учетом (2), (4) и (9) запишем следующем образом:

$$\begin{aligned} K_y &= K_n - K_c = \\ &= -10 \lg[1 - |\rho_c|^2] + 10 \lg[1 - 2|\rho_c| \frac{(\sigma_\epsilon)_\Theta}{(\sigma_o)_\Theta} + |\rho_c|^2 \frac{(\sigma_\epsilon^2)_\Theta}{(\sigma_o^2)_\Theta}]. \end{aligned} \quad (10)$$

В уравнении (10) первое слагаемое в квадратных скобках представляет собой коэффициент подавления помехи, а второе – коэффициент ослабления сигнала.

С учетом того, что в системах связи из цепей формирования весовых коэффициентов поляризационного селектора полезный сигнал исключают путем использования режекторных фильтров, перепишем выражение (10) в следующем виде:

$$K_y = -10 \lg[1 - |\rho_c|^2] + 10 \lg[1 - 2|\rho_c| \frac{\sigma_o}{\sigma_\epsilon} |\rho_c| \frac{(\sigma_\epsilon)_\Theta}{(\sigma_o)_\Theta} + |\rho_c|^2 \frac{\sigma_o^2}{\sigma_\epsilon^2} \frac{(\sigma_\epsilon^2)_\Theta}{(\sigma_o^2)_\Theta}], \quad (11)$$

где $|\rho_c|$ – модуль коэффициента взаимной корреляции сигнала в каналах селектора.

Полученное выражение может быть использовано для численных расчетов улучшения отношения сигнал/помеха в системах радиосвязи при произвольных поляризационных характеристиках сигналов и помех в линейном базисе.

IV Полученные результаты

Результаты аналитических расчетов, выполненных по формуле (11), приведены на рис. 2. Представлена зависимость коэффициента улучшения K_y от поляризационных различий между полезным и мешающим сигналом.

Расчет выполнен для линейного фиксированного поляризационного базиса антенны РТС и фиксированного линейно-поляризованного электромагнитного поля помехи. При этом взаимный базис соответствовал первому особому базису. Поляризационный базис полезного сигнала был переменным в интервале углов $\Theta \in [-\pi/4, +\pi/4]$. Отношение сигнал/шум при $\Theta=0^\circ$ и помеха/шум в каналах приема составляло 40 дБ. Влияние собственных шумов приемных каналов учитывалось через коэффициенты взаимной корреляции сигналов и помех в каналах поляризационного селектора ($|\rho_c| = |\rho_c|_{\Theta=0} = 0,9999$).

Анализ рис. 2 показывает, что функция, характеризующая эффективность поляризационного селектора, является четной и симметричной относительно значения $\Theta=0^\circ$. Очевидно также, что при отсутствии поляризационных отличий между полезным и мешающим сигналами ($\Theta=0^\circ$), эффективность

поляризационного селектора равна нулю ($K_y = 0|_{\theta=0^\circ}$). Однако, при наличии даже небольших отличий в поляризации помехи и сигнала поляризационная селекция может быть достаточно эффективной.

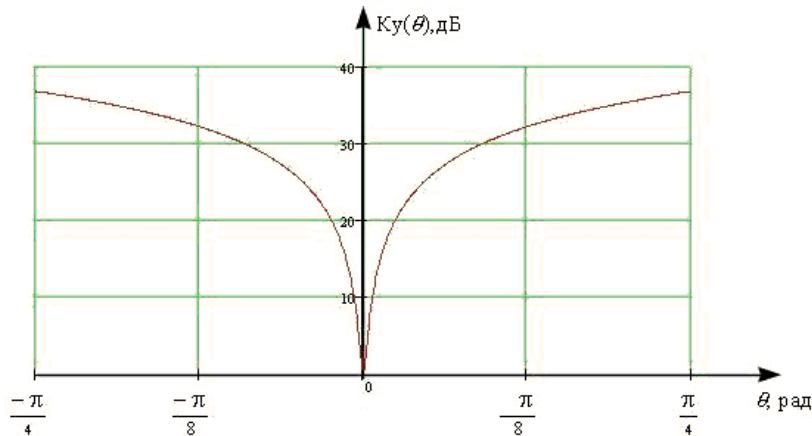


Рисунок 2 – Зависимость коэффициента улучшения K_y от поляризационных различий θ между сигналом и помехой

В Выводы

В результате проведенных исследований получено аналитическое выражение применительно к радиосвязи для оценки эффективности фильтрации сигналов в линейном поляризационном базисе в рамках критерия максимального отношения сигнал/помеха. Произведен расчет зависимости коэффициента улучшения от поляризационных различий в структуре сигналов и помех. Полученные аналитические выражения и численные результаты позволяют оценивать эффективность поляризационной фильтрации при произвольных параметрах полезных и мешающих сигналов.

Литература: 1. Джули Д. Поляризационное разнесение в радиолокации //ТИИЭР.-1986.-74, № 2.-с. 6 – 34. 2. Пиза Д. М. Синтез быстродействующего поляриметра на базе адаптивного фильтра / Проблемы управления и информатики. 1998. № 1. -с. 115 – 119. 3. Пиза Д. М. Эффективность адаптивных поляризационных фильтров при произвольных параметрах помех // Проблемы управления и информатики.1998. № 3.-с. 110 – 114. 4. Пиза Д. М., Солдатов Б. Т., Залевский А. П. Особенности адаптации поляризационных фильтров при ограничении весовых коэффициентов //Радиоэлектроника, информатика, управление.-2003. № 2.-с. 71 – 73. 5. Канарейкин Д. М., Потехин В. А., Шишкин И. Ф. Морская поляриметрия. -М: Судостроение, 1968.-328 с.