

УДК 321.396.49

# АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНОГО КОМПЕНСАТОРА КРОСС- ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ



[Ю.Ю. Коляденко](#)

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники



[С.В. Ельченко](#)

ООО «ЭкостарУкраина»

У статті розглянуті алгоритми компенсації крос-поляризаційних завад з ортогонального каналу. За допомогою математичного моделювання в середовищі Matlab проведено аналіз ефективності адаптивного компенсатора завад крос-поляризаційних спотворень.

The compensate algorithms for cross-interference with cross-polarization orthogonal channel are considered in the article. With the help of mathematical modeling in Matlab was made the analysis of the effectiveness of the adaptive noise canceller cross-polarization distortions.

В статье рассмотрены алгоритмы компенсации кросс-поляризационных помех с ортогонального канала. С помощью математического моделирования в среде Matlab проведен анализ эффективности адаптивного компенсатора помех кросс-поляризационных искажений.

## Введение

Спутниковое ТВ (SAT) вещание было и остается самым быстрым, надежным и экономичным способом подачи ТВ сигнала высокого качества в любую точку обширного пространства. Все вещательные искусственные спутники Земли (ИСЗ) размещаются на так называемой геостационарной орбите (ГО) – круговой орбите высотой ~36 000 км в плоскости экватора [1 – 6]. Находясь на ГО, спутник неподвижен относительно поверхности Земли, т.к. вращается с той же угловой скоростью, что и Земля. Зона видимости геостационарной ИСЗ – около одной трети земной поверхности.

Для SAT вещания выделены специальные участки радиочастотного спектра в сантиметровом диапазоне волн, где допускается повышенная плотность потока мощности с ИСЗ. Наиболее освоен участок КУ-диапазона с частотами 11,7:12,5 ГГц. Вещательную мощность ИСЗ в данной точке приема принято характеризовать эквивалентной изотропно излучаемой мощностью (ЭИИМ), представляющей собой произведение выходной мощности передатчика ИСЗ на коэффициент усиления передающей антенны в данном направлении. ЭИИМ выражается в дБ×Вт (dBW) и обычно составляет 45...60 dBW. В соседних диапазонах 10,7...11,7 ГГц и 12,5...12,75 ГГц вещают спутники так называемой фиксированной спутниковой службы с типовыми значениями ЭИИМ 38...52 dBW.

Одной из особенностей применения ИСЗ является ограниченность энергетического потенциала спутникового ретранслятора, в силу чего в SAT вещании традиционно используют методы обработки, требующие минимального отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) на входе демодулятора в обмен, например, на полосу ча-

стот сигнала. В аналоговом вещании это был выбор частотной модуляции, а в цифровом вещании приходится применять мощное каскадное помехоустойчивое кодирование и модуляцию с невысокими кратностями (например, QPSK вместо более высокоскоростной 16 QAM). Дополнительной особенностью цифрового SAT вещания является тот факт, что многопрограммное вещание осуществляется за счет мультиплексирования в цифровом потоке, а работа передатчика ИСЗ осуществляется только на одной несущей в нелинейном режиме.

В этих системах передача сигналов осуществляется при повторном использовании частот с ортогонально поляризованными круговыми или линейными несущими. На практике при исполнении такой схемы в системах спутникового цифрового телевизионного вещания за счет влияния различных атмосферных явлений, гидрометеоров, ионосферы и т.п. отмечаются тенденции ухудшения качества сигнала и как следствие – появление кросс-поляризации. В связи с этим возникает задача компенсации кросс-поляризационных искажений и проведения исследований по эффективности компенсации.

## **I. Компенсация кросс-поляризационных искажений**

Одним из перспективных методов повышения помехоустойчивости систем радиосвязи является поляризационно-временная обработка сигналов (ПВОС). Под ПВОС в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в различных поляризациях в одной точке пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

Алгоритмы ПВОС подразделяются на структурные и неструктурные [7]. Для неструктурных алгоритмов характерны: структурная чувствительность к изменению СПО, узкая специализация для конкретных видов сигналов, необходимость наличия априорной информации о сигнале, помехах и шумах. Использование структурных методов привело к созданию адаптивных антенных решеток (ААР) и адаптивных компенсаторов помех (АКП).

ААР и АКП являются частью общей задачи ПВОС, при этом задача принятия решения об информационных параметрах в алгоритмах ААР и АКП не предусматривается. Целью же данных методов является улучшение СПО. Цель достигается при функционировании ААР и АКП тем, что адаптивно в зависимости от СПО формируются такие амплитудно-фазовые распределения (АФР) токов и, следовательно, такая поляризационная диаграмма, при которой помехи попадают в нуль этой диаграммы [8, 9]. Также алгоритм функционирования можно сформулировать как нахождение такого ВВК, который обеспечил бы минимум ошибок, минимум помех, максимум ОСПШ или какого-либо другого выбранного критерия качества, в соответствии с которым и функционирует алгоритм управления.

Синтез алгоритмов управления ААР и АКП требует меньших объемов априорной информации. Сами алгоритмы являются структурно устойчивыми в условиях динамики изменений СПО, проявляется их большая универсальность, т.е. они применимы для обработки более широкого класса сигналов, и, что чрезвычайно

важно, не требуют априорных данных о состоянии и параметрах помех. При этом алгоритмы ААР и АКП позволяют подавлять помехи на 20-40 дБ [10].

Алгоритмы адаптации для ААР и АКП включают в себя механизм получения минимума разности между аддитивной смесью  $y(t)$  и опорным эталонным сигналом  $y_o(t)$ :

$$\Delta y(t) = y(t) - y_o(t) \rightarrow \min. \quad (1)$$

Здесь аддитивная смесь  $y(t) = c(t) + n(t) + v(t)$ , где  $c(t)$  – принимаемая реализация сигналов;  $n(t)$  – сосредоточенные по спектру помехи;  $v(t)$  – белые гауссовские шумы.

Минимизируемая разность  $\Delta y(t)$  является управляющим сигналом в задачах оценки  $\vec{W}(t)$  – вектора весовых коэффициентов (ВВК), формирующим соответствующие АФР токов по апертуре ААР.

В АКП опорный сигнал  $y_o(t)$  формируют в опорном канале приема (ОКП), в котором отсутствует полезный сигнал [11].

Задачу компенсации кросс-поляризационных искажений [12-14] возможно решить следующим образом. Представим сигнал основного канала в виде уравнения (1), которое включает в себя сигнал  $c(t)$ , кросс-поляризационную помеху  $n(t)$  и шум  $v(t)$ . Необходимо сформировать такой сигнал  $n^*(t) \approx -n(t)$ , чтобы скомпенсировать кросс-поляризационную помеху  $n(t)$ , поступающую из ортогонального канала:

$$y^*(t) = c(t) + n(t) - n^*(t) + v(t) = c(t) + v(t) + \Delta n(t), \quad (2)$$

где  $\Delta n(t)$  – остаток некомпенсированной кросс-поляризационной помехи, который следует минимизировать:  $\Delta n(t) \rightarrow 0$ .

Формирование сигнала  $n^*(t)$  производится из ортогонально поляризованного канала. В связи с этим задача компенсации кросс-поляризационной помехи решается методом сложения сигналов из прямого и ортогонального каналов. Суть задачи заключается в формировании сигнала  $n^*(t) \approx -n(t)$ , где  $n^*(t)$  – сигнал, равный по амплитуде кросс-поляризационной помехе в основном канале приема и противоположный ей по фазе. Для решения этой задачи необходимо использовать сигнал из ортогонального канала. Сориентировав антенну ортогонального канала установкой нуля поляризационной диаграммы направленности на сигнал  $c(t)$ , получим искомое значение:

$$y_{opt}(t) = n_{opt}(t) + v_{opt}(t), \quad (3)$$

где  $n_{opt}(t)$  – соответствует кросс-поляризационной помехе основного канала с возможными различиями в амплитуде и фазе. Задача компенсации состоит в нахождении такого комплексного весового коэффициента  $W = |W|e^{-j\varphi}$ , перемножив на который компоненты ортогонального канала (3) соответствовали бы компонентам кросс-поляризационной помехи основного канала с соответствующими амплитудами и фазами:

$$Wy_{opt}(t) = Wn_{opt}(t) + Wv_{opt}(t), \quad (4)$$

где  $Wy_{opt}$  – сформированный сигнал компенсации. Далее сигналы из основного (1) и ортогонального (4) каналов подаются в противофазе на общий сумматор.

Таким образом, согласно (2) получаем

$$y^*(t) = c(t) + n(t) - Wn_{opt}(t) + Wv_{opt}(t) + v(t), \quad (5)$$

где  $n(t) - Wn_{opt}(t) = \Delta n(t) \rightarrow 0$ ;  $Wv_{opt}(t) + v(t) = v^*(t)$  – гауссовский белый шум.

Для решения задачи оценки весового коэффициента воспользуемся формализацией фильтра Калмана-Бьюси (далее ФКБ):

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A(t)\hat{x}(t) + K(t)[y(t) - H\hat{x}(t)], \quad (6)$$

где  $K(t) = P(t)H^T N_\xi^{-1}$  – соответствующий коэффициент, определяющий устойчивость и максимальную скорость сходимости процедуры (6); коэффициент  $A(t)$  имеет физический смысл величины, обратной интервалу корреляции  $\tau_{кор}$  наблюдаемого процесса  $x(t)$ ;  $H$  – коэффициент, который задает ослабление сигнала  $x(t)$ ;  $N_\xi$  – спектральная плотность мощности порождающего шума;  $P(t)$  – апостериорная дисперсия ошибки оценки, которая находится из решения дифференциального уравнения Риккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = A(t)P(t) + P(t)A(t)^T - P(t)H^T N_\xi^{-1} H P(t) + G(t)N_n G(t)^T.$$

Коэффициент  $G(t)$  определяет масштаб случайных изменений процесса  $x(t)$ ;  $N_n$  – спектральная плотность мощности шума наблюдения.

Для решения задачи компенсации кросс-поляризационной помехи под  $x(t)$  будем понимать весовой коэффициент  $W$ . Невязка при этом выражается в виде  $y(t) - Wy_{opt}(t)$  и является управляющим воздействием при формировании весового коэффициента. Таким образом, в процедуре ФКБ произошла замена:  $x(t)$  на  $W(t)$ , а  $H$  на  $y_{opt}(t)$ . В результате получаем алгоритм оценки оптимального значения  $W(t)$ :

$$\frac{d\hat{W}(t)}{dt} = A(t)\hat{W}(t) + K(t)y_{opt}(t)[y(t) - \hat{W}(t)y_{opt}(t)]. \quad (7)$$

В частном случае при стационарной сигнально-помеховой обстановке (СПО) алгоритм (7) совпадает с алгоритмом Уидроу:

$$\frac{d\hat{W}(t)}{dt} = K(t)y_{opt}(t)[y(t) - \hat{W}(t)y_{opt}(t)], \quad (8)$$

где коэффициент  $K(t)$  должен отвечать условиям Дворецкого:

$$\int_0^\infty K(t)dt \rightarrow \infty, \quad \int_0^\infty K^2(t)dt < \infty.$$



Коэффициент  $K(r)$  в ФКБ подлежит рекурсивному вычислению на каждом шаге согласно алгоритму:

$$K(r+1) = P(r)y_{opt}(r)N_v^{-1},$$

где  $N_v$  – спектральная плотность шума  $v(r)$ .

Вычисление апостериорной дисперсии осуществляется следующим образом:

$$P(r+1) = A(r+1)V(r)A^T(r+1) + G(r)N_nG^T(r),$$

где  $N_n$  – спектральная плотность мощности помехи  $n(r)$ .

Уравнение для априорной дисперсии имеет вид:

$$V(r+1) = [I - K(r)y_{opt}(r)]P(r+1).$$

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмом Калмана, процедура (11) принципиально отличается от него тем, что значения апостериорной дисперсии  $P(r)$  зависят от результатов наблюдения  $y_{opt}(r)$ . Очевидно, алгоритм ФКБ позволяет оптимально работать в тех случаях, когда помеха  $n(r)$  случайно изменяет свой пространственный спектр.

## II. Анализ эффективности адаптивного компенсатора помех кросс-поляризационных искажений

С помощью математического моделирования в среде Matlab проведен анализ эффективности адаптивного компенсатора помех кросс-поляризационных искажений. Для получения численных значений в качестве исходных взяты следующие соотношения между уровнями принимаемых в основном канале реализаций:  $P_c/P_{ш} = 25$  дБ,  $P_n/P_{ш} = 25$  дБ. Мощность помехи в ортогональном канале  $P_{порт}/P_{ш} = 25$  дБ. В результате машинного эксперимента получена зависимость ОСПШ на выходе АКП от дискретного времени  $r$  (рис. 2).

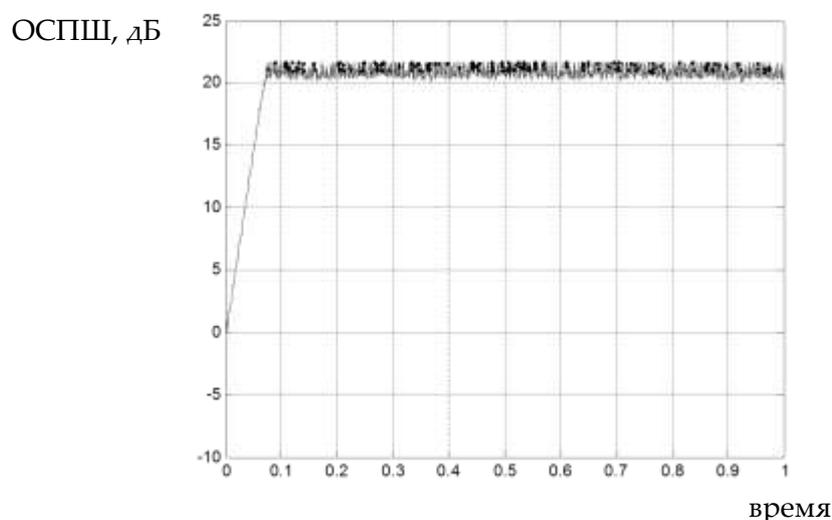


Рис. 2. Зависимость ОСПШ на выходе АКП от дискретного времени

Из данного графика видно, что по истечении некоторого времени переходного процесса ОСПШ на выходе АКП достигает своего потенциального значения.

В качестве второго эксперимента изменению подлежала мощность помехи в ортогональном канале приема по отношению к мощности помехи в основном канале от – 30 до 14 дБ. В результате машинного эксперимента получены зависимости ОСПШ на выходе АКП от отношения мощностей помехи в ортогональном канале приема  $P_{n..орт}$  к мощности помехи в основном канале  $P_{n..ос}$  (рис. 3).

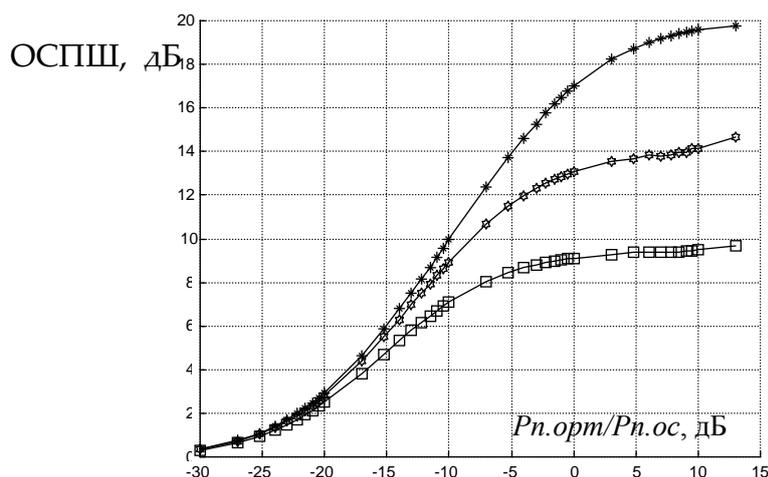


Рис. 3. Зависимость ОСПШ на выходе АКП от отношения мощностей помех в ортогональном и основном канале

Верхняя кривая соответствует случаю, когда шаг на интервале корреляции составляет 0,1, средняя кривая соответствует случаю, когда шаг на интервале корреляции составляет 1 и нижняя кривая соответствует случаю, когда шаг на интервале корреляции составляет 2. Из верхней кривой следует, что с повышением мощности помехи в ортогональном канале ОСПШ плавно возрастает, и при  $P_{n..орт} / P_{n..ос} \geq 6...10$  дБ достигает практически предельных значений, что на практике обычно выполняется.

Данный факт имеет важное практическое значение при выборе параметров ортогонального канала приема. Иными словами: чтобы АКП имел высокую эффективность, уровень помехи в его ортогональном канале приема должен превышать уровень компенсируемой в основном канале помехи на 6...10 дБ. Из полученных графиков можно также сделать выводы о том, что на эффективность работы алгоритма существенно влияет шаг обработки. Для рекурсивных процедур важно, чтобы полученное на предыдущем шаге значение учитывалось в решении на данном шаге. С увеличением шага, когда на этом интервале всего 1 шаг (средняя кривая) или когда шаг вмещает 2 интервала корреляции (нижняя кривая), происходят значительные потери эффективности, достигающие 10 дБ.

Проведен анализ зависимости ОСПШ на выходе АКП от ОСПШ на его входе (рис. 4). Из данного графика видно, что ОСПШ на выходе АКП зависит линейно от ОСПШ на его входе и дает выигрыш в 20 дБ.

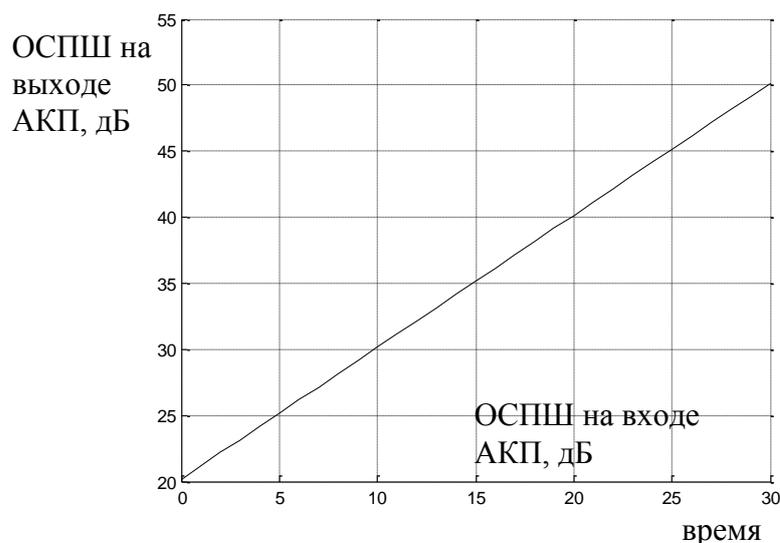


Рис. 4. Зависимость ОСПШ на выходе АКП от ОСПШ на его входе

## Выводы

1. В статье рассмотрены алгоритмы компенсации кросс-поляризационных помех с ортогонального канала. Принципиальными достоинствами данного метода являются его адаптивность и низкий уровень кросс-поляризационных искажений на выходе компенсатора, что позволяет увеличить соотношение сигнал/шум и уменьшить вероятность ошибочного приема, что указывает на целесообразность применения в системах спутникового цифрового телевизионного вещания.

2. С помощью математического моделирования в среде Matlab проведен анализ эффективности адаптивного компенсатора помех кросс-поляризационных искажений. Проведен анализ эффективности адаптивного компенсатора помех по скорости сходимости алгоритма компенсации. Анализ показал, что по истечении некоторого времени переходного процесса ОСПШ на выходе АКП достигает своего потенциального значения.

3. Проведен анализ зависимости ОСПШ на выходе АКП от отношения мощностей помехи в ортогональном канале приема  $P_{n.орт}$  к мощности помехи в основном канале  $P_{n.ос}$ . Анализ показал, что с повышением мощности помехи в ортогональном канале ОСПШ плавно возрастает, и при  $P_{n.орт} / P_{n.ос} \geq 6...10$  дБ достигает практически предельных значений. Данный факт имеет важное практическое значение при выборе параметров ортогонального канала приема. Иными словами: чтобы АКП имел высокую эффективность, уровень помехи в его ортогональном канале приема должен превышать уровень компенсируемой в основном канале помехи на 6...10 дБ.

4. Проведен анализ зависимости ОСПШ на выходе АКП от ОСПШ на его входе. Анализ показал, что ОСПШ на выходе АКП зависит линейно от ОСПШ на его входе и дает выигрыш в 20 дБ.

## Список литературы:

1. ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation system for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications.
2. ETSI EN 300 421. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services.
3. ETSI EN 301 210. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and other contribution applications by satellite.
4. *Eroz M., Sun F.-W., Lec L.-N.* DVB-S2 Low Density Parity Check Codes with near Shannon Limit Performance // International Journal on Satellite Communication Networks – 2004. – Vol. 22, No. 3. – P. 269 – 279.
5. ETSI TR 102 376 v1.1.1 (2005-02). Digital Video Broadcasting (DVB); User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).
6. ETSI EN 300 744. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.
7. *Марчук Л.А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. – Л.: ВАС, 1991. – 136 с.
8. *Пистолькорс А.А., Литвинов О.С.* Введение в теорию адаптивных антенн. – М.: Наука, 1991. – 200 с.
9. *Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 486 с.
10. *Родимов А. П., Поповский В.В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
11. *Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю.* Проблемы и методы использования адаптивных компенсаторов помех // Проблемы интеллектуального и военного транспорта. – Санкт-Петербург: Международная академия транспорта, 2003. – № 4. – С. 294 – 302.
12. *Харланов А.В.* Поляризационные характеристики радиоволны и их использование в адаптивной фильтрации сигналов // Збірник наукових праць Севастопольського ВМІ ім. П.С. Нахімова. – Севастополь, 2007. – Вип. 1(12). – С. 91 – 101.
13. *Харланов А.В.* Анализ функционирования пространственного автокомпенсатора в различной сигнальнопомеховой обстановке // Збірник наукових праць Севастопольського ВМІ ім. П.С. Нахімова. – Севастополь, 2009. – Вип. 1(14). – С. 91 – 101.
14. *Харланов А.В.* Построение адаптивной пространственно-поляризационной системы защиты РЛС от активных шумовых помех с произвольной пространственной структурой // Системи обробки інформації. – 2010. – Вип. 2(83). – С. 182 – 187.