

$$\int_{t_{i-1}}^{t_{i-1}+\Delta_i} h(t)dt = S_0, i = 1, \dots, M$$

$$t_{i-1} = T/2 + \sum_{n=1}^{i-1} t_n$$

$$t_i = t_{i-1} + \Delta_i$$

$$\int_{t_{i-1}}^{t_{i-1}+\Delta_i} h(x)dt = \frac{S_0}{2}$$

Следует заметить, что синтез рассмотрен для симметричных АФР и импульсной характеристик соответственно. Для несимметричных характеристик следует ожидать увеличения вычислительной сложности предлагаемых алгоритмов.

### 3. Выводы

Предлагаемый метод синтеза ДН НФАР позволяет связать процесс построения ДН с позиционированием элементов на раскрыве ФАР. Это практически даёт возможность синтезировать ДН заданного вида вместе с определением структуры НФАР. Аналогичный в пространственно-временном смысле подход для нерекурсивных фильтров с элементами задержки неодинаковой величины также приводит к тому, что желаемая импульсная характеристика фильтра достигается при определённой конструкции фильтра.

Рассмотренный способ хорошо формализован и допускает несложную программную реализацию. Для обоих случаев можно говорить о использовании ещё одной степени свободы при синтезе характеристик ФАР и фильтров.

### Литература

1. Терещенко, И.В. Способ построения трансверсального фильтра с неравными величинами задержек [Текст] / И.В. Терещенко, А.А. Игнатенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. - техн. Сб. 2007. Вып. 148. С. 269-271.
2. Голяницкий, И. А. Математические модели и методы в радиосвязи [Текст] / Под ред. Ю.А. Громакова. – М.: Эко-Трендз., 2005. – 440 с. : ил.
3. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов [Текст] / Л. Рабинер, Б. Гоулд / Пер. с англ. под ред. Ю.Н. Александрова. – М.: Мир, 1978 – 848с.

*У статті розглядаються методи адаптивної компенсації кросс-поляризаційних спотворень*

*Ключові слова: крос-поляризація, компенсація*

*В этой статье рассматриваются методы адаптивной компенсации кросс-поляризационных искажений*

*Ключевые слова: кросс-поляризация, компенсация*

*The methods of adaptive compensation of cross-polarization distortions are considered in this article*

*Keywords: cross-polarization, compensation*

УДК 321.396.49

## АДАПТИВНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ

**С.В. Ельченко**

Старший инженер средств радио и телевидения  
ООО “ЭкостарУкраина”  
ул. Новгородская, 11а, г. Харьков, Украина, 61145  
Контактный тел.: 050-212-09-85  
E-mail: elchenko@ukr.net

### 1. Введение

В современных системах связи потребность передачи информации через каналы с ограниченной полосой пропускания стимулировала поиск методов эффективной эксплуатации спектральных и пространственных ресурсов. Такие эффективные системы могут быть реализованы при повторном использовании частот с ортогонально поляризованными несущими двух информационных потоков на одной частоте. Два

независимых источника последовательностей  $s_1$  и  $s_2$  переданные одновременно в вертикальной и горизонтальной поляризации, на одной несущей частоте, и принятые двумя соответствующими поляризованными антеннами. На практике при исполнении такой схемы в системах спутникового цифрового телевизионного вещания отмечаются тенденции ухудшения качества сигнала вследствие появления кросс-поляризации. В связи с этим возникает задача компенсации кросс-поляризационных искажений.

**2. Компенсация кросс-поляризационных искажений**

Задачу компенсации кросс-поляризационных искажений возможно решить следующим образом. Представим сигнал основного канала в виде уравнения

$$y(t) = c(t) + n(t) + v(t), \tag{1}$$

которое включает в себя сигнал  $c(t)$ , кросс-поляризационную помеху  $n(t)$  и шум  $v(t)$ . Необходимо сформировать такой сигнал  $p^*(t) \approx -n(t)$ , чтобы скомпенсировать кросс-поляризационную помеху  $n(t)$ :

$$y^*(t) = c(t) + n(t) - p^*(t) + v(t) = c(t) + v(t) + \Delta n(t), \tag{2}$$

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

В спутниковых системах цифрового телевидения для оптимизации использования частотного ресурса используется поляризационное разнесение.

Формирование сигнала  $p^*(t)$  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  $p^*(t) \approx -n(t)$ , где  $p^*(t)$  - сигнал, равный по амплитуде кросс-поляризационной помехи 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:

$$y_{\text{орт}}(t) = n_{\text{орт}}(t) + v_{\text{орт}}(t), \tag{3}$$

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

$$W y_{\text{орт}}(t) = W n_{\text{орт}}(t) + W v_{\text{орт}}(t), \tag{4}$$

где  $W y_{\text{орт}}$  - сформированный сигнал компенсации. Далее сигналы из основного (1) и ортогонального (4) каналов подаются в противофазе на общий сумматор.

Таким образом, согласно (2) получаем

$$y^*(t) = c(t) + n(t) - W n_{\text{орт}}(t) + W v_{\text{орт}}(t) + v(t), \tag{5}$$

где  $n(t) - W n_{\text{орт}}(t) = \Delta n(t) \rightarrow 0$ ;  $W v_{\text{орт}}(t) + v(t) = v^*(t)$  - гауссовский белый шум.

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

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

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  $\tau_{\text{кор}}$  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  $y(t) - W y_{\text{орт}}(t)$  является управляющим воздействием при формировании весового коэффициента. Таким образом, в процедуре ФКБ произошла замена:  $x(t)$  на  $W(t)$ , а  $H$  на  $y_{\text{орт}}(t)$ .

В результате получаем алгоритм оценки оптимального значения  $W(t)$ :

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

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

$$\frac{dW(t)}{dt} = K(t)y_{\text{орт}}(t)[y(t) - \hat{W}(t)y_{\text{орт}}(t)], \tag{8}$$

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

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

Сопоставляя алгоритм Уидроу и алгоритм оценки Робинса - Монро (далее РМ) (9), для случайных величин приходим к выводу, что эти алгоритмы близки по форме и функции.

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = K(t)[H(t)\hat{x}(t) - y(t)], \tag{9}$$

Обобщение алгоритма РМ приводит к ФКБ. Очевидно, и алгоритм Уидроу допускает обобщение к ФКБ.

В связи с этим приходим к выводу, что алгоритм (8) оптимален для случая  $dW(t)/dt = 0$ , то есть для случая, когда параметры помехи  $n(t)$  не изменяются во времени.

Дискретный алгоритм адаптивного компенсатора помех, основанный на процедуре РМ, принимает вид:

$$W(r+1) = W(r) + K(r)y_{\text{орт}}(r)[y(r) - W(r)y_{\text{орт}}(r)], \tag{10}$$

где  $\tau$  - дискретное время,  $K(\tau)$  может быть постоянным, как у алгоритма Уидроу. Структура алгоритма (10) полностью совпадает с известным дискретным алгоритмом Уидроу, где прослеживается такая же прямая связь с алгоритмом оценки случайной величины.

Структурная схема алгоритма адаптивной компенсации помех Уидроу, построенного в соответствии с (8), представлена на рис. 1.

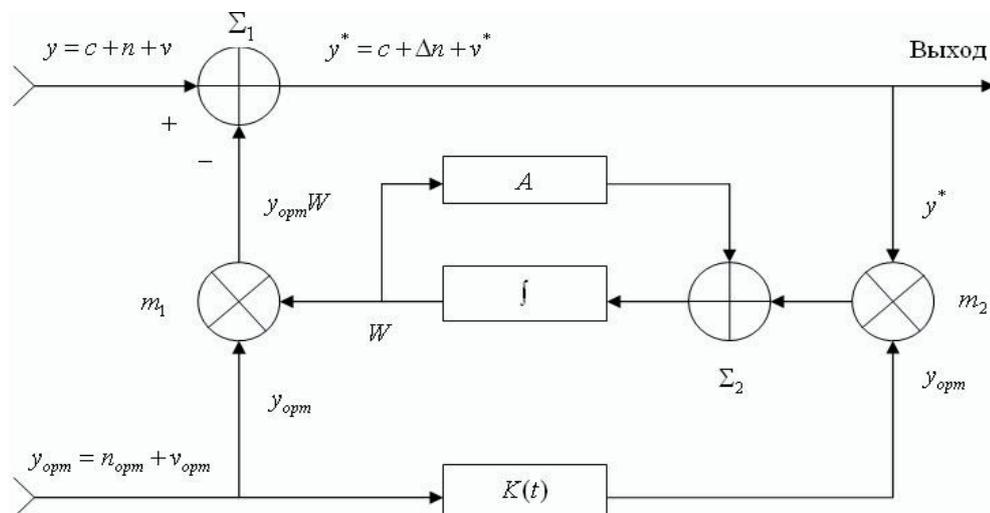


Рис. 1. Структурная схема адаптивного компенсатора помех

Дискретный алгоритм адаптивной компенсации помех, основанный на ФКБ, имеет вид:

$$\widehat{W}(\tau+1) = A(\tau)\widehat{W}(\tau) + K(\tau)[y(\tau) - \widehat{W}(\tau)y_{опт}(\tau)]. \quad (11)$$

Коэффициент  $K(\tau)$  в ФКБ подлежит рекурсивному вычислению на каждом шаге согласно алгоритма:

$$K(\tau+1) = P(\tau)y_{опт}(\tau)N_v^{-1},$$

$N_v$  - спектральная плотность шума  $v(\tau)$ .

Вычисление апостериорной дисперсии:

$$P(\tau+1) = A(\tau+1)V(\tau)A^T(\tau+1) + G(\tau)N_n G^T(\tau),$$

где  $N_n$  - спектральная плотность мощности помехи  $n(\tau)$ .

Уравнение для априорной дисперсии:

$$V(\tau+1) = [I - K(\tau)y_{опт}(\tau)]P(\tau+1).$$

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмом Калмана, процедура (11) принципиально отличается от него тем, что значения апостериорной дисперсии  $P(\tau)$  зависят от результатов наблюдения  $y_{опт}(\tau)$ .

Очевидно, алгоритм ФКБ позволяет оптимально работать в тех случаях, когда помеха  $n(\tau)$  случайно изменяет свой пространственный спектр.

### 3. Выводы

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.

Представляется перспективным дальнейшее исследование в данной области для применения адаптивных методов в системах компенсации кросс-поляризационных искажений, вызванных влиянием атмосферных осадков.

### 4. Литература

1. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах [Текст]: учеб./ В.В. Поповский, В.Ф. Олейник. - X. : ООО "Компания Смит", 2011. - 362с.
2. Родимов А. П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи [Текст]: / А. П. Родимов, В.В. Поповский. - М. : Радио и связь, 1984. - 272с.
3. Семенов Ю. А. Алгоритмы телекоммуникационных сетей [Текст]: Ч.2. / Ю. А. Семенов - М. : Бином, 2007. - 829с.
4. Namiki J. Adaptive receiver for cross-polarized digital transmission / J. Namiki, S. Takahara // Proc. ICC- 1982. - pp.46.31-46.35.
5. Salz J. Data transmission over cross-coupled linear channels / J. Salz // AT&T Technical Journal - 1985. - no.6, vol. 64. - pp.1147-1160.
6. Поповский, В.В. Электромагнитная доступность источников радиоизлучения / В.В. Поповский - ВАС, 1987 - 262 с.