

УДК 621.391

В.И. СЛЮСАР<sup>1</sup>, А.А. ЗИНЧЕНКО<sup>2</sup>, С.В. ВОЛОШКО<sup>2</sup>, Н.А. МАСЕСОВ<sup>2</sup><sup>1</sup>Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины, Украина<sup>2</sup>Военный институт телекоммуникаций и информатизации Национального технического университета Украины “КПИ”, Украина**МЕТОД КОРРЕКЦИИ НЕИДЕНТИЧНОСТИ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ**

В статье предлагается метод коррекции неидентичностей поляризационных характеристик, возникающих в приемных каналах цифровой антенной решетки при использовании сигналов двойной поляризации. Рассмотрены причины появления кроссполяризационных помех, необходимость коррекции поляризационных характеристик, основные этапы реализации предлагаемого метода коррекции, его значение в научной и практической областях. Предложены варианты реализации метода, сформулированы предпосылки повышения на его основе скорости передачи информации в современных сетях радиосвязи и направления дальнейших исследований.

**Ключевые слова:** связь, поляризация, кроссполяризационная помеха, коррекция, амплитудная и фазовая неидентичности.

**Постановка проблемы**

В последнее время в мире растет внимание ученых и производителей систем радиосвязи к технологиям и методам достижения высокой спектральной эффективности оборудования и средств связи. Это обусловлено необходимостью эффективного использования ограниченного частотного ресурса. Развитие телекоммуникационных технологий, расширение покрытия операторов связи и провайдеров беспроводных телекоммуникаций, рост количества мобильных абонентских терминалов, оборудования и базовых станций еще больше заостряют эту проблему.

**1. Анализ последних исследований и публикаций**

Среди вариантов решения задачи повышения спектральной эффективности систем связи особое место занимает использование ортогонально-поляризованных сигналов или сигналов двойной поляризации. Как известно, поляризация – это свойство электромагнитных волн, характеризующееся ориентацией и вращением вектора электрического (магнитного) поля. На плоскость поляризации не оказывает влияния обычное прохождение волн через атмосферу (за исключением случая дождя или многолучевого распространения), поэтому волна, излученная в горизонтальной (сокращенно “Н”) или вертикальной поляризациях (сокращенно “V”), при-

нимается приемной антенной либо как горизонтально поляризованная, либо как вертикально поляризованная (рис. 1). Таким образом, имеется очень простой и удобный метод (то есть поляризация), с помощью которого можно увеличить развязку двух сигналов и, следовательно, повысить эффективность использования спектра частот.

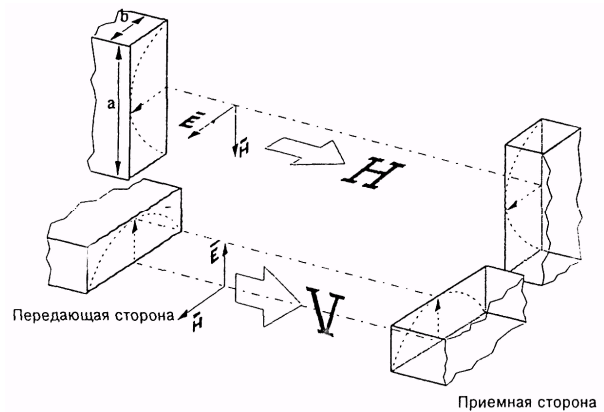


Рис. 1. Схема приема

Возможность поляризационного разделения сигналов имеет особое значение для цифровых систем передачи информации, поскольку спектр сигнала последних очень широк, а в широкополосных системах в основном канале всегда имеется значительный уровень помех, создаваемых соседними каналами. Эти помехи снижаются выбором различной поляризации для радиочастотных каналов. В

некоторых случаях при работе в режиме кроссполяризации – развязки между поляризационными каналами (35–40 дБ), – успешно используются радиочастотные каналы на одной частоте [1]. Следует однако принять во внимание, что при использовании ортогонально поляризованных сигналов в приемном устройстве неизбежно возникает эффект перехода части энергии одного поляризационного канала в другой. Из проведенного анализа литературы было установлено, что устранению этого эффекта уделяется недостаточно внимания.

## 2. Формулирование цели статьи

Наряду с вышесказанным, с увеличением скорости передачи информации и порядка модуляции, например, квадратурной амплитудной (QAM), влияние кроссполяризационных составляющих будет приводить к увеличению ошибок демодуляции сигналов. Такое влияние будет усугубляться понижением соотношения сигнал-шум и многолучевостью распространения сигналов.

В качестве цели исследований авторами ставится задача коррекции неидентичности приемных каналов цифровой антенной решетки (ЦАР) [2], вызванной наличием эффекта кроссполяризации. Акцент на использование ЦАР делается в связи с перспективностью их применения в современных системах связи, в том числе, двойного назначения [3].

## 3. Изложение основного материала исследования

Предлагаемая в статье процедура коррекции неидентичности поляризационных характеристик приемных каналов ЦАР осуществляется над полученными отсчетами аналого-цифрового преобразователя (АЦП).

Целью применения данного метода является формирование высокоидентичных поляризационных каналов в приемной ЦАР и создание благоприятных условий для повышения скорости передачи данных и порядка модуляции QAM-сигналов.

В основу метода положено использование контрольного сигнала, который подается в поляризационные каналы перед информационным. Путем вычислений предлагается найти значения амплитудной и фазовой неидентичностей поляризационных каналов, а далее использовать полученные значения для коррекции информационных сигналов.

Следует отметить, что коррекция поляризационных параметров может выполняться не только по выходу приемной антенны, но и в передающем сегменте, например, путем внесения предискажений в излучаемые электромагнитные колебания. При этом

также следует организовать прием излученных сигналов на турникетную антенну с независимой оцифровкой квадратур каждого поляризационного канала.

В любом случае приходится иметь дело с приемом контрольных сигналов, поэтому остановимся на рассмотрении задачи приема электромагнитных колебаний.

Для пояснения сути предлагаемого метода коррекции рассмотрим далее простейший случай линейной поляризации контрольных сигналов, согласованных в поляризационном отношении с приемными элементами антенны двойной поляризации. Будем полагать, что подача контрольного сигнала осуществляется одновременно в оба поляризационных канала таким образом, чтобы сигналы на их входах были одинаковыми по амплитуде и фазе. Это можно сделать, используя в передатчике контрольного сигнала два ортогональных по поляризации излучателя, запитанных от общего генератора, либо с помощью одной передающей антенны, имеющей угол наклона вектора поляризации 45 градусов.

При условии равенства амплитуд принятых сигналов на обеих поляризациях паразитная эллиптичность поляризации может быть оценена путем измерения фазы сигналов в каждом из поляризационных каналов.

Далее достаточно повернуть отклик одного из них на разницу, обеспечивающую результирующий 90-градусный сдвиг фаз между каналами.

Наиболее просто подобная операция доворота фазы реализуется после цифрового формирования квадратур в каждой поляризации из исходных аналоговых сигналов.

Для формирования квадратур в этом случае может использоваться оцифровка сигналов через нечетное число четвертей периода  $T_0$  их промежуточной или несущей частоты (при условии, что тестовый сигнал – одночастотный), то есть период такта АЦП  $\Delta t$  должен иметь вид:

$$\Delta t = \frac{2n-1}{4} \cdot T_0, \quad n=1, 2, \quad (1)$$

Ограничимся также случаем формирования комплексного сигнала с помощью ортогональных поляризационных каналов.

Примем один из поляризационных каналов, например, горизонтальной поляризации, в качестве эталонного и будем считать, что этот эталонный канал свободен от кросс-поляризационной помехи. Тогда выходное напряжение  $i$ -го временного отсчета АЦП эталонного поляризационного канала можно записать в виде:

$$U_H(i) = a_c \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot i \cdot \Delta t + \varphi_c), \quad (2)$$

где  $U_H(i)$  – временные выборки АЦП на выходе по-

ляризационного приемного канала с горизонтальной поляризацией;

$a_c$ ,  $\varphi_c$  – амплитуда и начальная фаза контрольного сигнала, соответственно;

$f_c$  – частота контрольного сигнала.

В этом случае в напряжениях второго поляризационного канала будут сосредоточены амплитудные и фазовые неидентичности коэффициентов передачи поляризационных каналов, вызванные кроссполяризационной помехой, что можно отобразить в виде:

$$U_V(i) = (1 + \delta A) \cdot a_c \cdot \sin\left(2\pi f_c i \Delta t + \left(\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi\right) + \varphi_c\right), \quad (3)$$

где  $U_V(i)$  – временные выборки АЦП на выходе поляризационного приемного канала с вертикальной поляризацией;

$\delta A$  – абсолютное значение неидентичности в амплитуде сигналов поляризационных каналов;

$\Delta\varphi$  – отклонение разности фаз сигналов разных поляризаций от  $90^\circ$ .

Используя пару соседних во времени цифровых отсчетов напряжений в каждом из поляризационных каналов, можно оценить величину амплитудных и фазовых поляризационных неидентичностей по следующим показателям:

$$1 + \delta A = \sqrt{\frac{U_V^2(i) + U_V^2(i+1)}{U_H^2(i) + U_H^2(i+1)}}, \quad (4)$$

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{U_V(i)U_H(i) + U_V(i+1)U_H(i+1)}{U_V(i+1)U_H(i) - U_V(i)U_H(i+1)}. \quad (5)$$

Чтобы снизить влияние шумов на точность оценивания параметров неидентичности, целесообразно использовать гармонический контрольный сигнал, превышающий по амплитуде среднеквадратическое отклонение шумов минимум на 20-25 дБ, а также применять усредненные по серии отсчетов АЦП результаты.

Статистически оптимальные оценки показателей поляризационных неидентичностей можно записать в виде:

$$1 + \delta A = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{I-1} (U_V^2(i) + U_V^2(i+1)) (U_H^2(i) + U_H^2(i+1))}{\sum_{i=0}^{I-1} (U_H^2(i) + U_H^2(i+1))^2}}, \quad (6)$$

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} (U_V(i)U_H(i) + U_V(i+1)U_H(i+1))}{\sum_{i=0}^{I-1} (U_V(i+1)U_H(i) - U_V(i)U_H(i+1))}.$$

Как видно из приведенных соотношений, оцен-

ки фазовых и амплитудных неидентичностей поляризационных приемных каналов взаимно независимы.

$$\frac{\sum_{i=0}^{I-1} (U_V(i+1)U_H(i) - U_V(i)U_H(i+1))}{\sum_{i=0}^{I-1} (U_V(i+1)U_H(i) - U_V(i)U_H(i+1))^2}. \quad (7)$$

Используя оценки (4) – (7) и полагая их неизменными во времени, далее можно провести коррекцию цифровых отсчетов сигналов информационного пакета.

Поскольку для отсчетов опорного поляризационного канала (2) коррекция не требуется, то алгоритм коррекции поляризационного разбаланса в каждом  $i$ -м отсчете АЦП канала с вертикальной поляризацией (3) может быть записан в виде:

$$\hat{U}_V(i) = \frac{U_V(i)}{(1 + \delta A) \cos(\Delta\varphi)} + U_H(i) \cdot \operatorname{tg}(\Delta\varphi). \quad (8)$$

Рассмотренный метод коррекции позволяет значительно снизить требования к идентичности поляризационных каналов. Однако, применительно к решению задач связи с использованием QAM-модуляции представляется все же уместным накладывать жесткие ограничения на величину амплитудных неидентичностей, тогда как фазовые различия могут достигать нескольких десятков градусов.

Эффективность метода может быть повышена за счет когерентного накопления отсчетов напряжений контрольных сигналов, что будет способствовать увеличению отношения сигнал-шум на этапе расчета показателей неидентичности. Для этого предлагается полученные в результате аналого-цифрового преобразования с периодом такта (1) выборки, по  $I \times 2 \times N$  отсчетов АЦП в каждом из поляризационных каналов, разбить на  $I$  неперекрывающихся массивов из  $2N$  отсчетов, которые следует подвергнуть операции  $N$ -точечного быстрого преобразования Фурье (БПФ). При этом в качестве квадратурных составляющих сигналов на входе БПФ используются напряжения, соответствующие выражениям:

$$U_i^c = U_s \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right), \quad U_i^s = -U_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot s\right), \quad (9)$$

где  $s$  – порядковый номер отсчета АЦП.

Естественно, предполагается, что результирующий сигнальный отклик, полученный на выходе процедуры БПФ, будет иметь частоту, принадлежащую на максимум амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) одного из синтезированных частотных фильтров.

Количество отсчетов в массиве должно выбираться таким образом, чтобы результирующая размерность БПФ была кратна 4. Это условие необходимо для достижения синфазности откликов фильт-

ра БПФ, соответствующих частоте контрольного сигнала, для всех  $I$  указанных массивов данных.

При расчете показателей неидентичности поляризационных каналов (4) – (7) следует в качестве  $i$ -го и  $i+1$ -го отсчетов АЦП отдельно взятого поляризационного канала рассматривать, например, косинусную и синусную составляющие отклика БПФ фильтра соответственно. В результате для неусредненных оценок получим альтернативную (4), (5) запись вида:

$$1 + \delta A = \frac{\sqrt{(U_V^c)^2 + (U_V^s)^2}}{\sqrt{(U_H^c)^2 + (U_H^s)^2}}, \quad (10)$$

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{U_V^c U_H^c + U_V^s U_H^s}{U_V^s U_H^c - U_V^c U_H^s}. \quad (11)$$

Таким образом, оценка амплитудных неидентичностей фактически свелась к интуитивно понятному вычислению отношения модулей напряжений сигналов БПФ вертикальной и горизонтальной поляризаций. Что касается интерпретации физического смысла показателя фазовой неидентичности (11), то она также будет достаточно очевидной, если переписать выражение (11) через модули напряжений в виде:

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{U_V \cos(\varphi_V) U_H \cos(\varphi_H) + U_V \sin(\varphi_V) U_H \sin(\varphi_H)}{U_V \sin(\varphi_V) U_H \cos(\varphi_H) - U_V \cos(\varphi_V) U_H \sin(\varphi_H)}. \quad (12)$$

Разделив числитель и знаменатель (12) на произведение модулей напряжений  $U_V U_H$  обеих поляризаций, получим:

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{\cos(\varphi_V) \cos(\varphi_H) + \sin(\varphi_V) \sin(\varphi_H)}{\sin(\varphi_V) \cos(\varphi_H) - \cos(\varphi_V) \sin(\varphi_H)} = \frac{\cos(\varphi_V - \varphi_H)}{\sin(\varphi_V - \varphi_H)} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right)} = \frac{\sin(\Delta\varphi)}{\cos(\Delta\varphi)}.$$

$$1 + \delta A = \frac{\sqrt{\sum_{i=0}^{I-1} \left[ (U_{Vi}^c)^2 + (U_{Vi}^s)^2 \right] \left[ (U_{Hi}^c)^2 + (U_{Hi}^s)^2 \right]}}{\sqrt{\sum_{i=0}^{I-1} \left[ (U_{Hi}^c)^2 + (U_{Hi}^s)^2 \right]^2}}, \quad (13)$$

$$\operatorname{tg}(\Delta\varphi) = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} (U_{Vi}^c U_{Hi}^c + U_{Vi}^s U_{Hi}^s) (U_{Vi}^s U_{Hi}^c - U_{Vi}^c U_{Hi}^s)}{\sum_{i=0}^{I-1} (U_{Vi}^s U_{Hi}^c - U_{Vi}^c U_{Hi}^s)^2}. \quad (14)$$

Аналогично, БПФ-версию (6), (7) можно запи-

сать как представлено в формулах (13) и (14).

Полученные оценки показателей неидентичности (10), (11) и (13), (14) далее должны использоваться при коррекции каждого отсчета АЦП, формируемого при оцифровке информационного пакета сигналов.

## Выводы и перспективы дальнейших исследований

Практическая реализация предложенного метода коррекции может сводиться к применению в приемнике информационного сообщения программируемых матриц логических элементов. При этом можно проводить вычисление коэффициентов амплитудной и фазовой поляризационных неидентичностей, их сохранение в памяти спецвычислителя и дальнейшую обработку информационных сигналов.

Предложенный метод позволит упростить и удешевить аппаратуру формирования поляризационных каналов, снизить уровень нелинейных гармоник в тракте и, как следствие, сформировать предпосылки для увеличения порядка квадратурной амплитудной модуляции сигналов и скорости передачи информации.

Дальнейшие исследования будут направлены на получение аналитических выражений оценок потенциальной точности, исследование граничных возможностей метода, а также разработку предложений по его практической реализации в аппаратуре связи. Перспективным также является развитие метода с использованием не отдельных отсчетов АЦП, а стробов, соответствующих процедуре [4] дополнительного стробирования.

## Литература

1. Справочник по цифровым радиорелейным системам / под ред. Рудольфа П. Хекен. – Женева: Бюро Радиосвязи, 1996. – 390 с.
2. Слюсар В. И. Схемотехника цифровых антенных решеток. Грани возможного / В. И. Слюсар // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2004. – № 8. – С. 34-40.
3. Слюсар В. И. Цифровые антенные решетки в зарубежных системах мобильной связи / В. И. Слюсар, М. А. Заболоцкий // Зв'язок. – 1999. – № 1. – С. 25-27.
4. Слюсар В. И. Синтез алгоритмов измерения дальности  $M$  источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП. / В. И. Слюсар // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. – 1996. – № 5. – С. 55-62.

Поступила в редакцию 22.02.2009

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф., зав. кафедри А.Л. Ляхов, Полтавський національний технічний університет, Полтава, Україна.

### МЕТОД КОРЕКЦІЇ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ НЕІДЕНТИЧНОСТІ ПРИЙМАЛЬНИХ КАНАЛІВ ЦИФРОВОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ

*В.І. Слюсар, А.О. Зінченко, С.В. Волошко, М.О. Масесов*

У статті пропонується метод корекції неідентичностей поляризаційних характеристик, що виникають у приймальних каналах цифрової антенної решітки при використанні сигналів подвійної поляризації. Розглянуто причини виникнення кросполяризаційних завад, необхідність методу корекції й основних етапів його реалізації. Запропоновано варіанти реалізації методу, його значення в науковій і практичній областях. У статті сформульовані передумови підвищення швидкості передачі інформації в сучасних мережах радіозв'язку. Наведені висновки дають можливість судити про значення впровадження методу та напрямки подальших досліджень.

**Ключові слова:** зв'язок, поляризація, кросполяризаційна завада, корекція, амплітудна та фазова неідентичності.

### METHOD OF CORRECTION POLARIZATION ERROR THE RECEIVING CHANNELS OF THE DIGITAL ANTENNA ARRAY

*V.I. Slyusar, A.O. Zinchenko, S.V. Voloshko, M.O. Masesov*

In article the method of correction errors, arising in the receiving channels of a digital antenna array is offered at use of the polarized signals. The originating reasons crosspolarization noises, necessity of a method of correction and the fundamental stages of its realization are proved. The material is presented with detailed enough for understanding the mathematical description. Variants of realization of a method, its value in scientific and practical areas are offered. In article preconditions of boosting of an information rate in modern networks of a radio communication are formulated. The resulted lead-outs give the chance to judge value of introduction of a method and directions of the further dissertations.

**Key words:** communication, polarization, crosspolarization noise, correction, amplitude and phase errors.

**Слюсар Вадим Іванович** – д-р техн. наук, професор, головний научний співробітник Центрального науково-дослідницького інституту озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ, Україна, e-mail: [swadim@inbox.ru](mailto:swadim@inbox.ru).

**Зінченко Андрій Александрович** – к.т.н., начальник факультета засобів військової зв'язі Військового інституту телекомунікацій та інформатизації Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут”, Полтава, Україна, e-mail: [slpolara@e-mail.pl.ua](mailto:slpolara@e-mail.pl.ua).

**Волошко Сергій Володимирович** – ад'юнкту Військового інституту телекомунікацій та інформатизації Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут”, Полтава, Україна, e-mail: [woloshko@mail.ru](mailto:woloshko@mail.ru).

**Масесов Николай Александрович** – старший викладач кафедри військових телекомунікаційних транспортних систем та технічного забезпечення зв'язі Військового інституту телекомунікацій та інформатизації Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут”, Полтава, Україна, e-mail: [masesov@rambler.ru](mailto:masesov@rambler.ru).