

УДК 621.391

А.А. Зинченко

Національна академія оборони України, Київ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ N-OFDM СИГНАЛОВ ДВОЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЫ ИХ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ. КОРРЕКЦИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ НЕИДЕНТИЧНОСТИ

В статье рассматривается возможность использования действительной формы представления сигналов в каждой из ортогональных поляризацій для формирования комплексного сигнала в передающем и приемном устройствах, а также способы коррекции поляризационной неидентичности.

Ключевые слова: поляризация, демодуляция, вертикальный вибратор, антенна, поляризационная погрешность, преобразование Фурье.

Введение

Для повышения пропускной способности радиорелейных линий связи в последнее время за рубежом широко используется ортогональное поляризационное разделение каналов, которое позволяет увеличить пропускную способность радиорелейной линии и создает возможности рационального использования частотного ресурса. Применительно к сигналам двойной поляризации, использование в каждой из поляризацій действительного сигнала для формирования комплексного сигнала в приемнике и передатчике ранее автором не встречалось.

Целью статьи является обоснование возможностей применения сигналов двойной поляризации для формирования комплексного сигнала в передающем и приемном устройствах.

Основной материал

Возможность применения сигналов двойной поляризации для формирования комплексного сигнала в передающем и приемном устройствах теоретически обеспечивается 90-градусным сдвигом фаз колебаний ортогональных поляризацій. Поэтому в данном случае один из каналов поляризации можно рассматривать как косинусную составляющую сигнала, а другой – как синусную. В частности для турникетной антенны, приведенной на рис. 1, вертикальный вибратор поставлен в соответствие синусной квадратуре, а горизонтальный – косинусной.

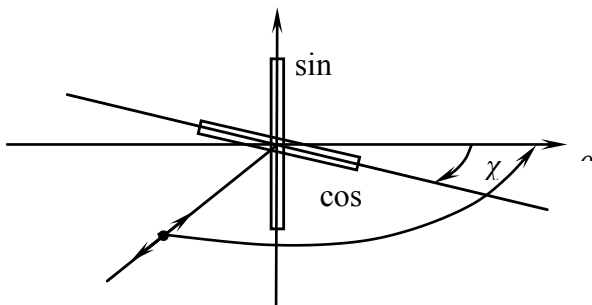


Рис. 1. Турникетная антенна

Сказанное может быть проиллюстрировано выражением для откликов БПФ фильтров, синтезированных с целью демодуляции N-OFDM-сигналов по совокупности выходных напряжений ортогональных поляризацій:

$$\dot{U}_r = \sum_{m=1}^M \dot{a}_m F_r \omega_m + \dot{n}_r = \sum_{m=1}^M U_{Hr} + j \cdot U_{Vr} \exp\left(-\frac{2\pi}{M} r-1\right), \quad (1)$$

где U_{Hr} , U_{Vr} – вещественные напряжения по выходам АЦП в двух поляризационных каналах приема (H – горизонтальная поляризация, V – вертикальная);

\dot{a}_m – комплексная амплитуда m-го сигнала, содержащая информацию о переданном сообщении;

$F_r \omega_m$ – известные значения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) r-го частотного фильтра, синтезированного с помощью преобразования Фурье, на заданной частоте ω_m m-го сигнала;

\dot{n}_r – комплексное напряжение шумов по выходу r-го частотного фильтра, синтезированного с помощью преобразования Фурье.

Для дальнейшей демодуляции сформированных таким образом комплексных сигналов могут быть использованы методы обработки N-OFDM сигналов, предложенные в [1, 2]. Естественно, при этом следует учитывать, что для многих антенных конструкций фазовая ортогональность сигналов в разных поляризационных каналах может выполняться лишь в некоторой полосе частот. Например, в случае диэлектрической резонаторной антенны, рассмотренной в [3], использование двупортового подключения антенны позволяет получить частотные зависимости фаз поляризационных каналов, имеющие вид, представленный на рис. 2.

Как видно, 90-градусное значение разности фаз выполняется лишь при определенных отклонениях

частот сигналов от f_c . Однако именно применение N-OFDM сигналов со сверхреелевским уплотнением по частоте создает благоприятные условия для размещения всех поднесущих в обуженном частотном диапазоне.

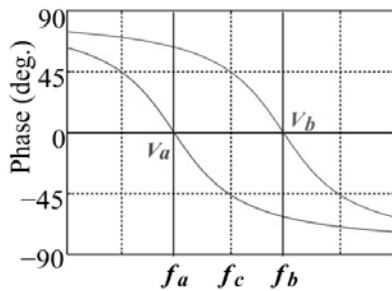


Рис. 2. Частотные зависимости фаз сигналов разных поляризационных компонент (V_a и V_b)

При ближайшем рассмотрении можно сделать вывод, что в случае вещественного представления аналоговых сигналов в поляризационных каналах и трактовки их напряжений как квадратурных составляющих некоторого совокупного комплексного сигнала, эффект наличия поляризационной неидентичности может быть истолкован как возникновение квадратурного разбаланса или эллиптичности квадратурных составляющих указанного комплексного напряжения. Такая поляризационная неидентичность может быть обусловлена, например, неортогональностью пространственного положения антенных элементов турникетной антенны, различием коэффициентов передачи поляризационных приемников по амплитуде и фазе, разным групповым временем запаздывания сигналов и др. факторами. Поэтому для устранения эффекта деполяризации рекомендуется в данном случае использовать обработку откликов тестовых сигналов в соответствии с процедурой коррекции квадратурного разбаланса, предложенной в [4].

Рассмотрим нюансы интерпретации этого подхода применительно к задаче коррекции поляризационных характеристик антенно-приемного тракта. 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. Поскольку в любом случае приходится иметь дело с приемом тестовых сигналов, далее остановимся на рассмотрении лишь задачи приема электромагнитных колебаний. Как известно, в зависимости от аналитического представления сигналов по выходу приемных поляризационных каналов возможны несколько вариантов цифровой коррекции

неидентичностей их поляризационных характеристик. Все они, так или иначе, предполагают подачу на вход антенны тестовых радиосигналов. При этом такие сигналы могут подаваться: лишь на одной из двух возможных ортогональных поляризаций и на фиксированной частоте; последовательно во времени с чередованием поляризаций; одновременно на оба поляризационных канала, но со сдвигом по частоте между сигналами разных поляризаций.

Для пояснения сути предлагаемой процедуры коррекции рассмотрим далее простейший случай линейной поляризации тестовых 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, запитываемых 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 для расчета коэффициентов, корректирующих эллиптичность квадратур в совокупном комплексном сигнале, достаточно измерить фазу сигналов в каждом из квадратурных (поляризационных) каналов и затем вернуть отклик одного из них на разницу $\Delta\varphi_r$, обеспечивающую результирующий 90-градусный сдвиг фаз между каналами [4].

Наиболее просто подобная операция доворота фазы реализуется после цифрового формирования квадратур в каждой поляризации из исходных аналоговых сигналов. Для формирования квадратур в этом случае, подобно [5], 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 должен иметь вид Δt :

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

При этом отсчеты с четным номером следования можно считать косинусными, а с нечетным – синусными:

$$U_i^c = U_s \cdot \cos \frac{\pi}{2} \cdot s ; U_i^s = -U_s \cdot \sin \frac{\pi}{2} \cdot s , \quad (3)$$

где s – порядковый номер отсчета АЦП.

Строго говоря, для всей совокупности N-OFDM колебаний данный упрощенный подход к устранению эллиптичности квадратур был бы неприемлемым из-за больших погрешностей, вызванных отклонением частоты сигналов на краях частотной сетки от номинальной, соответствующей четвертьпериодной оцифровке. Дело в том, что ча-

стота дискретизации АЦП является, как правило, величиной фиксированной. Поэтому для поднесущих, смещенных по частоте от номинала, при коррекции квадратурного разбаланса следует использовать обобщенную процедуру формирования квадратурных сигналов вида [5]:

$$\begin{aligned} U_1^c &= U_s \cdot \cos s \cdot \Delta t \cdot \omega_r, \\ U_1^s &= -U_s \sin s \cdot \Delta t \cdot \omega_r, \end{aligned} \quad (4)$$

где Δt – период дискретизации АЦП;
 ω_r – частота r -й поднесущей.

При этом процедура фазовой коррекции должна выполняться для каждой из поднесущих со строго соответствующими ей расчетными корректирующими коэффициентами и сводиться лишь к операции комплексного умножения выходных напряжений на корректирующий весовой множитель [6]:

$$\tilde{U}_r^c = U_r^c + j \cdot U_r^s \cdot \exp j\Delta\varphi_r.$$

Отсюда [6],

$$\begin{aligned} \tilde{U}_r^c &= U_r^c \cdot \cos \Delta\varphi_r - U_r^s \cdot \sin \Delta\varphi_r, \\ \tilde{U}_r^s &= U_r^s \cdot \cos \Delta\varphi_r + U_r^c \cdot \sin \Delta\varphi_r, \end{aligned} \quad (5)$$

где \tilde{U}_r^c , \tilde{U}_r^s – скорректированные значения соответствующих ортогональных составляющих в i -й момент времени.

Для расчета фазокорректирующих множителей всей совокупности частот N-OFDM пакета тривиальным решением является последовательная подача одночастотных тестовых сигналов с варьируемым в интересующих пределах номиналом частоты. Возможен и более производительный метод, заключающийся в одновременном воздействии совокупностью из множества сигналов требуемых частот, например, расставленных в частотной области по ортогональной шкале, по принципу OFDM пакета. Однако в случае формирования комплексного сигнала с помощью ортогональных поляризационных каналов задача устранения фазовой поляризационной неидентичности, вызванной неортогональностью пространственного положения антенных элементов, может быть ограничена одночастотной коррекцией. Это существенно упрощает техническую реализацию фазокорректирующей процедуры.

Возможен и другой подход, когда на этапе, предшествующем синтезу частотных фильтров, устраняется лишь эллиптичность поляризационных каналов, соответствующая центральной частоте N-OFDM пакета. После же оценивания амплитудных составляющих сигналов производится дополнительная частотно-зависимая коррекция фаз, позволяющая уточнить оценки амплитуд тех сигналов, чьи поднесущие слишком удалены от центральной частоты пакета. Такой вариант рассредоточенной, по-

этапной коррекции позволяет скорректировать не только пространственную неортогональность антенн, но и фазовые различия остального тракта прохождения принимаемых сигналов. Кроме того, в этом случае, в отличие от варианта, когда коррекция эллиптичности проводится после получения оценок квадратурных составляющих амплитуд сигналов, коррекции подлежат не только информационные пакеты, но и сигналы синхронизации, что повышает качество их селекции. Если бы поляризационное разделение сигналов, используемое для формирования квадратурных составляющих сигналов, выполнялось идеально, и при этом фазовый сдвиг возник уже в тракте самого приемника, за счет различий в длине его СВЧ-линий, кабелей разводки такта АЦП или фазовых сдвигов в каналах, то указанные процедуры фазовой коррекции могли бы представлять практический интерес. Однако специфика поляризационных неидентичностей состоит в том, что межполяризационная фазовая эллиптичность откликов (фазовая неортогональность поляризационных каналов) обязательно сопровождается взаимным “пролазом” сигналов, что можно представить в виде наличия дополнительных амплитудных искажений в каналах приема разной поляризации. Как известно, при наличии одновременно амплитудных неидентичностей и фазовой неортогональности поляризационных каналов следует использовать аналог предложенной в [4] процедуры коррекции. Для ее адаптации под задачу компенсации поляризационных неидентичностей примем один из поляризационных каналов, например, горизонтальной поляризации, в качестве опорного и будем считать, что этот опорный канал свободен от кросс-поляризационной помехи.

При условии справедливости соотношения (2), по аналогии с [5], выходное напряжение i -го временного отсчета АЦП опорного поляризационного канала можно записать в виде:

$$U_{H i} = a_c \cdot \sin 2\pi \cdot f_c \cdot i \cdot \Delta t + \varphi_c, \quad (6)$$

где a_c , φ_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 кросс-поляризационной помехой, что можно отобразить, согласно [4], в виде:

$$\begin{aligned} U_{V i} &= (1 + \delta A) \cdot a_c \times \\ &\times \sin \left(2\pi \cdot f_c \cdot i \cdot \Delta t + \left(\frac{\pi}{2} + \Delta\varphi \right) + \varphi_c \right), \end{aligned} \quad (7)$$

где δA – абсолютное значение неидентичности в амплитуде сигналов поляризационных каналов; $\Delta\varphi$ –

отклонение разности фаз сигналов разных поляризаций от 90° .

Как показано в [5], используя пару соседних во времени цифровых отсчетов напряжений в каждом из поляризационных каналов, можно оценить величину амплитудных и фазовых межполяризационных погрешностей по следующим показателям:

$$1 + \delta A = \sqrt{\frac{U_v^2 i + U_v^2 i+1}{U_H^2 i + U_H^2 i+1}}, \quad (8)$$

$$\text{tg } \Delta\varphi = \frac{U_v i U_H i + U_v i+1 U_H i+1}{U_v i+1 U_H i - U_v i U_H i+1}. \quad (9)$$

Чтобы снизить влияние шумов на точность оценивания параметров неидентичности, целесообразно использовать гармонический контрольный сигнал, превышающий по амплитуде СКО шумов минимум на 20–25 дБ, а также применять усредненные по серии отсчетов АЦП результаты. В соответствии с [5], статистически оптимальные оценки показателей межполяризационных неидентичностей можно записать в виде (10–11):

$$1 + \delta A = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{I-1} (U_v^2 i + U_v^2 i+1)(U_H^2 i + U_H^2 i+1)}{\sum_{i=0}^{I-1} U_H^2 i + U_H^2 i+1}^2}; \quad (10)$$

$$\text{tg } \Delta\varphi = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} \left(U_v i U_H i + U_v i+1 U_H i+1 \times \right. \\ \left. \times U_v i+1 U_H i - U_v i U_H i+1 \right)}{\sum_{i=0}^{I-1} U_v i+1 U_H i - U_v i U_H i+1}^2}. \quad (11)$$

Как видно из приведенных соотношений (10–11), оценки фазовых и амплитудных неидентичностей поляризационных приемных каналов взаимно независимы. Используя оценки (8)–(11) и полагая их неизменными во времени, далее можно провести коррекцию цифровых отсчетов сигналов информационного пакета. Поскольку для отсчетов опорного поляризационного канала коррекция не требуется, на основании [5] алгоритм коррекции поляризационного разбаланса в каждом i -м отсчете АЦП может быть записан в виде:

$$\tilde{U}_v i = \frac{U_v i}{1 + \delta A \cos(\Delta\varphi)} + U_H i \cdot \text{tg}(\Delta\varphi). \quad (12)$$

Как продемонстрировано в [5], 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, аналогично задачам радиолокации, достигать нескольких десятков градусов.

Эффективность рассмотренной интерпретации метода [5] может быть повышена за счет когерентного накопления отсчетов напряжений контрольных сигналов, что будет способствовать улучшению отношения сигнал-шум на этапе расчета показателей неидентичности. Для этого предлагается полученные в результате аналого-цифрового преобразования с периодом такта (2) 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 БПФ. При этом в качестве квадратурных составляющих сигналов на входе БПФ используются напряжения, соответствующие выражениям (3).

Естественно, предполагается, что результирующий сигнальный отклик, полученный на выходе процедуры БПФ, будет иметь частоту, приходящуюся на максимум 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 фильтра БПФ, соответствующих частоте контрольного сигнала, для всех I указанных массивов данных. При расчете показателей неидентичности поляризационных каналов (8)–(11) 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 усредненных оценок получим альтернативную (8)–(9) запись вида:

$$1 + \delta A = \sqrt{\frac{U_v^c^2 + U_v^s^2}{U_H^c^2 + U_H^s^2}}, \quad (13)$$

$$\text{tg } \Delta\varphi = \frac{U_v^c U_H^c + U_v^s U_H^s}{U_v^s U_H^c - U_v^c U_H^s}. \quad (14)$$

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 (14), то она также будет достаточно очевидной, если переписать выражение (14) через модули напряжений в виде (15):

$$\text{tg } \Delta\varphi = \frac{U_v \cos \varphi_v U_H \cos \varphi_H + U_v \sin \varphi_v U_H \sin \varphi_H}{U_v \sin \varphi_v U_H \cos \varphi_H - U_v \cos \varphi_v U_H \sin \varphi_H}. \quad (15)$$

Аналогічно, БПФ-версію (10), (11) можна записати наступним образом:

$$1 + \delta A = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{I-1} \left[U_{Vi}^c{}^2 + U_{Vi}^s{}^2 \right] \left[U_{Hi}^c{}^2 + U_{Hi}^s{}^2 \right]}{\sum_{i=0}^{I-1} \left[U_{Hi}^c{}^2 + U_{Hi}^s{}^2 \right]^2}}, \quad (16)$$

$$\operatorname{tg} \Delta\varphi = \frac{\sum_{i=0}^{I-1} U_{Vi}^c U_{Hi}^c + U_{Vi}^s U_{Hi}^s \quad U_{Vi}^s U_{Hi}^c - U_{Vi}^c U_{Hi}^s}{\sum_{i=0}^{I-1} U_{Vi}^s U_{Hi}^c - U_{Vi}^c U_{Hi}^s} \quad (17)$$

Полученные оценки показателей неидентичности (13), (14) и (16), (17) далее должны использоваться при коррекции каждого отсчета АЦП, формируемого при оцифровке информационного пакета сигналов.

Рассмотренный принцип обработки позволяет упростить аппаратуру формирования квадратурных составляющих, отказавшись от аналоговых перемножителей сигналов, используемых обычно для выделения квадратурных составляющих напряжений сигнальной смеси на промежуточной частоте радиотракта. Кроме того, отсутствие таких перемножителей позволяет снизить уровень нелинейных гармоник в тракте и, как следствие, создает предпосылки для увеличения порядка квадратурно-амплитудной модуляции. Это, в свою очередь, может привести к повышению скорости передачи данных в те же два и более раз в зависимости от изменений, которые претерпевает созвездие QAM-сигналов.

Список литературы

1. Слюсар В.И. Частотное уплотнение каналов связи на основе сверхрелеевого разрешения сигналов / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – № 7. – С. 30-39.
2. Слюсар В.И. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2004. – Т. 47. – № 4. – С. 53-59.
3. Слюсар В.И., Зинченко А.А. Метод повышения поляризационной развязки N-OFDM сигналов двойной поляризации / В.И. Слюсар, А.А. Зинченко // Труды 7-й Международной научно-практической конференции "Современные информационные и электронные технологии" (22 – 26 мая 2006 г.). – Одесса, 2006. – С. 195.
4. Слюсар В.И. Метод N-OFDM с ортогонально поляризованными сигналами / В.И. Слюсар, А.А. Зинченко // Сб. материалов 2-го Международного радиоэлектронного форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития". Том 4. Международная конференция "Телекоммуникационные технологии и сети (МКТТС'2005)". – X.: ХНУРЭ, 2005. – С. 232-234.
5. Зинченко А.О. Підвищення пропускної здатності радіорелейного каналу зв'язку за рахунок використання методу N-OFDM з ортогонально поляризованими сигналами / А.О. Зинченко, В.І. Слюсар // Програма 1-ї Всеукраїнської науково-практичної конференції «Військова освіта та наука: сьогодні та майбутнє» пам'яті професора генерал-лейтенанта С.А. Жукова (24-25 листопада 2005 р.). – К.: ВІ КНУ, 2005. – С. 5.

Поступила в редколлегию 12.08.2009

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.И. Слюсар, Центральный научно-исследовательский институт вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины, Киев.

ЗАСТОСУВАННЯ N-OFDM СИГНАЛІВ ПОДВІЙНОЇ ПОЛЯРИЗАЦІЇ ДЛЯ ФОРМУВАННЯ КОМПЛЕКСНОЇ ФОРМИ ЇХ УЯВЛЕННЯ. КОРЕКЦІЯ ПОЛЯРИЗАЦІЙНОЇ НЕІДЕНТИЧНОСТІ

А.О. Зинченко

У статті розглядається можливість застосування дійсної форми подання сигналів у кожній із ортогональних поляризацій для формування комплексного сигналу в передаючому і приймальному пристроях, а також способи корекції поляризаційної неідентичності.

Ключові слова: поляризація, демодуляція, вертикальний вібратор, антена, поляризаційна завада, перетворення Фур'є.

THE APPLICATION OF N-OFDM SIGNALS OF DUAL POLARIZATION FOR THE CREATION OF THE COMPLEX FORM OF ITS REPRESENTATION. EQUALIZATION OF NON-IDENTICAL POLARIZATION

A.A. Zinchenko

The article examines the capability of the application of the actual form of signals representation in each of orthogonal polarizations for the creation of the complex signal in the transmitting and receiving devices, as well as means of equalization of non-identical polarization.

Key words: polarization, demodulation, vertical vibrator, antenna, polarization noise, Fourier transform.