

УДК 621.391

А.А. Зинченко

Полтавский военный институт связи, Полтава

АНАЛИЗ ОГРАНИЧЕНИЙ НА УРОВЕНЬ НЕУЧТЕННОГО КРОСС-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ДЕМОДУЛЯЦИИ N-OFDM СИГНАЛОВ

В статье рассматривается обобщение результатов проведенного моделирования для выявления граничных возможностей разработанных автором методов применения сигналов двойной поляризации в случае неортогональной частотной дискретной модуляции с учетом кросс-поляризационной помехи.

двойная поляризация, кросс-поляризационная помеха, частотный пакет, пакет Mathcad, нижняя граница Крамера-Рао, быстрое преобразование Фурье, сверхрелеевское уплотнение

Применение сигналов с двойной поляризацией в тактических системах связи в случае неортогональной частотной дискретной модуляции нуждается в выяснении предельно допустимых уровней кроссполяризационных помех [1, 2]. Решить эту задачу можно путем имитационного математического моделирования процедур демодуляции N-OFDM сигналов в случае присутствия аддитивных кроссполяризационных компонент на каждой из поднесущих.

Целью статьи является обобщение результатов такого моделирования, выполненного автором в пакете Mathcad.

Существенно, что в отличие от задачи расчета нижней границы Крамера-Рао объемы имитационной математической модели могут быть сокращены в два раза, если учесть полную симметрию процедур обработки сигналов двойной поляризации. Данное обстоятельство позволяет рассмотреть в процессе моделирования лишь канал одной основной поляризации, к которому аддитивно подмешиваются когерентные кросс-поляризационные помехи. При этом интерес будет представлять поиск допустимых соотношений амплитуд полезного сигнала и помехи по кроссовой компоненте. Для установления такой зависимости целесообразно рассмотреть несколько фиксированных размерностей процедуры БПФ, используемой для синтеза частотных фильтров, в частности $N = 16, 32, 64$. При этом будем полагать, что количество поднесущих N-OFDM сигналов не обязательно равно размерности БПФ, что имеет практическое обоснование, заключающееся в необходимости отведения части частотных каналов под защитные интервалы и пилот-сигналы.

Для осуществления математического моделирования автором в пакете Mathcad было разработано несколько имитационных моделей радиорелейного канала связи с использованием сигналов двойной поляризации. Поскольку разработке и анализу подлежала совокупность моделей, для их систематизации использовались допущения об идентичности коэффициентов кроссполяризационной связи для

квадратурных составляющих напряжений сигналов и всех поднесущих, а также идентичности номиналов частот поднесущих.

Структура всех типов исследовавшихся моделей имеет общую основу. В них имитировалась передача различных по длине фрагментов 64-символьного сообщения из латинских букв, представлявшего собой тестовую фразу:

"Hyperlan = High performance radio local area network standard". (1)

При этом квадратурная составляющая каждой поднесущей предназначалась для передачи одного символа. Для упрощения модели рассматривался вариант передачи одного и того же сообщения в обеих ортогональных поляризациях.

Аналитическое представление модулированных по QAM-закону квадратурных составляющих напряжений сигнальной смеси, имитировавшей подлежащие излучению в эфир сигналы, может быть записано в виде:

а) горизонтальной поляризации

$$U_{Hs}^c = \sum_{m=1}^M (a_{Hm}^c \cos p_{Hms} - a_{Hm}^s \sin p_{Hms});$$

$$U_{Hs}^s = \sum_{m=1}^M (a_{Hm}^s \cos p_{Hms} + a_{Hm}^c \sin p_{Hms});$$

б) вертикальной поляризации

$$U_{Vs}^c = \sum_{m=1}^M (a_{Vm}^c \cos p_{Vms} - a_{Vm}^s \sin p_{Vms});$$

$$U_{Vs}^s = \sum_{m=1}^M (a_{Vm}^s \cos p_{Vms} + a_{Vm}^c \sin p_{Vms});$$

где $p_{H(V)ms} = \omega_{mH(V)} \Delta t(s-1)$;

$a_{Hs}^c, a_{Hs}^s, a_{Vs}^c, a_{Vs}^s$ – замодулированные передаваемой информацией квадратурные составляющие QAM-созвездия.

Эффект воздействия аддитивной кроссполяризационной помехи в имитационной модели описан

следующей зависимостью:

$$\tilde{U}_{H_s}^c = U_{H_s}^c + q \cdot U_{V_s}^c ; \quad \tilde{U}_{H_s}^s = U_{H_s}^s + q \cdot U_{V_s}^s ,$$

где $\tilde{U}_{H_s}^c$, $\tilde{U}_{H_s}^s$ – квадратурные составляющие напряжений отсчетов в канале горизонтальной поляризации с учетом наличия кроссполяризационной помехи.

Влияние трассы распространения, различных деполаризующих факторов, гидрометеоров, а также преднамеренных помех учитывалось наличием нормально распределенных шумов и варьированием величины коэффициентов кросс-поляризационной связи (ККС) q . Шумы подмешивались к напряжениям сигналов в аддитивном виде после операции эквалайзинга, состоящей в варьировании величиной межсимвольного интервала разбиения амплитуд сигналов, сформированных в виде последовательности отсчетов АЦП.

Совокупная смесь многочастотного пакета гармонических колебаний и шумов в комплексной форме представления их напряжений подвергалась операции БПФ. Максимальная размерность БПФ составила 64 точки. После осуществления компенсации паразитных фазовых сдвигов, сопутствующих операции БПФ, производилось оценивание амплитудных составляющих откликов БПФ фильтров на каждой из сигнальных поднесущих. Затем эти оценки амплитуд сопоставлялись со шкалой разбиения амплитудных составляющих на символьные уровни, в результате чего восстанавливалось переданное текстовое сообщение. Сравнение его с исходным текстом (1) позволяло определить наличие ошибок декодирования и установить характер их распределения по частотам.

В серии простейших моделей изучалось влияние неучтенной кроссполяризационной помехи на качество демодуляции сигналов. При этом моделировалось наличие аддитивной кроссполяризационной помехи, а обработка сигналов выполнялась по алгоритмам, рассчитанным на отсутствие кроссполяризации. Было установлено, что результаты синфазного и противофазного сложения полезного сигнала и кроссполяризационной помехи имеют разные последствия. Более регулярные по характеру проявления имеет случай положительных значений коэффициентов кроссполяризационной связи (ККС) q , поэтому он представляет наибольший интерес.

Так, при одинаковых номиналах поднесущих в каждой из поляризацій и инвариантных к частоте ККС для 32-частотного пакета с интервалом по частоте между поднесущими в 0,8 ширины фильтра 64-точечного БПФ (0,8ΔF) коэффициент $q=0,01$ (- 40 дБ по напряжению) не позволил получить безошибочное декодирование при величине межсимвольного интервала по амплитуде $\Delta A=1200$ квантов АЦП. Данный результат наблюдался при единичном

уровне среднеквадратического отклонения (СКО) шумов по выходу АЦП.

При величине ККС $q=0,001$ (- 60 дБ по напряжению) для тех же условий ошибки декодирования возникают лишь в группе центральных поднесущих, тогда как в периферийных каналах ошибок не наблюдалось. Полученные данные подтверждают, что отсутствие учета кроссполяризационной помехи в обработке N-OFDM сигналов двойной поляризации может быть оправданно лишь при малых уровнях кроссполяризационной связи (- 60 дБ и менее).

Таким образом, в результате моделирования установлена закономерность, заключающаяся в том, что при положительном значении ККС деградация оценивания амплитуд сигналов по мере увеличения кроссполяризационной помехи зарождается в центре многочастотного пакета и далее, при увеличении q , мигрирует на его периферию.

Отмеченный процесс распространения по частоте области неправильного декодирования происходит в довольно узком диапазоне значений коэффициента кроссполяризационной связи. В частотности, для рассматриваемого случая при $\Delta A = 1200$ квантов АЦП ширина коридора в изменении q от момента появления ошибок декодирования на центральных частотах пакета до охвата ошибками всех поднесущих занимает около 6 – 9 дБ по напряжению (от 0,002 до 0,006).

Как и следовало ожидать, при уменьшении величины межсимвольного интервала до 600 квантов АЦП появление ошибок в декодированном сообщении наступало примерно при вдвое меньшем уровне коэффициента кроссполяризационной связи. Например, при $q=0,002$ наблюдалось появление ошибок, локализованных в центральной группе поднесущих, для устранения которых требовалось уменьшить коэффициент кроссполяризационной связи до $q = 0,001$.

Эффект катастрофического (скачкообразного) распространения области ошибок от центра пакета к его периферии наблюдался и в этом случае, причем область скачкообразной миграции ошибок по-прежнему занимала относительный диапазон изменения q в интервале от 6 до 9 дБ. Наличие данного эффекта до проведения моделирования было неизвестно, и отнюдь неочевидно. Напротив, были веские основания полагать, что миграция ошибок происходит сравнительно медленно с ростом величины q .

Вместе с тем следует сделать вывод, что при рассмотренных условиях скачкообразное распространение ошибок по частотным каналам не позволяет эффективно использовать адаптивное управление уровнем QAM модуляции, используя разный ее порядок для разных частот. Поэтому целью дальнейших исследований в рамках имитационного моделирования явилась проверка гипотез о возможно-

сти уменьшения влияния кроссполаризационной связи за счет увеличения интервала по частоте между поднесущими, сокращения их количества. Кроме того, представляет интерес исследование характера влияния указанных факторов на градиент миграции ошибок при изменении ККС.

Что касается противофазного взаимодействия кроссполаризационной помехи и полезных сигналов, то, как выяснилось, в этом случае наличие неучтенной кроссовой компоненты более сильно сказывается на качестве демодуляции, и ошибки появляются при меньших значениях ККС. При этом изменяется и характер распределения ошибок по поднесущим, в частности, не наблюдается их локализация в центре пакета, а происходит их фрагментарное “вкрапление” в диапазоне рабочих частот. Серьезно сказывается на общей картине процесса демодуляции и отсутствие шумов, что, впрочем, не является адекватной моделью реальных условий приема сигналов.

При увеличении межчастотного интервала ΔF до величины $0,9\Delta F$ влияние ККС, как и ожидалось, проявилось меньше. В частности, для межсимвольного интервала 600 квантов АЦП возникновение ошибок в декодированном сообщении не наблюдалось вплоть до величины $q=0,004$, тогда как при межчастотном интервале $\Delta F=0,8\Delta F$ уже при $q=0,002$ фиксировались ошибки.

Таким образом, можно сделать вывод, что чем больше частотное уплотнение сигналов, тем меньше должна быть величина неучтенной кроссполаризационной помехи.

Однако, при $\Delta F=0,9\Delta F$, вопреки ранее высказанному предположению о характере скачкообразной миграции ошибок демодуляции по поднесущим, этот эффект оказался более стремительным. Например, при все том же уровне межсимвольного интервала 600 квантов АЦП относительный диапазон изменения ККС q от момента появления единичных ошибок до полного нарушения работоспособности процедуры демодуляции по всем частотам сократился до 1,93 дБ. По всей видимости, такое увеличение градиента миграции ошибок по частотному диапазону с увеличением разнеса поднесущих по частоте вполне закономерно и объясняется тем, что при переходе к OFDM сигналам ошибки за счет кроссполаризации должны появляться одновременно на всех поднесущих. Последующее моделирование подтвердило этот факт.

Уменьшение размерности массива амплитудно-модулированных поднесущих до 16 при том же количестве точек БПФ (64) и величине ККС $q=0,004$ позволило безошибочно восстановить переданную информацию в ситуации частотного уплотнения сигналов $\Delta F = 0,65\Delta F$ при межсимвольном интервале 600 квантов АЦП. Сокращение межчастотного ин-

тервала до значения $\Delta F = 0,61\Delta F$ обеспечило полное отсутствие ошибок в восстановленном тексте лишь при уменьшении ККС до уровня $q=0,001$, а при повышении ККС в интервале от $q=0,002$ до $q=0,005$ происходило постепенное распространение ошибок демодуляции от центральных частот пакета к периферии используемого частотного набора. Это соответствует диапазону изменения ККС около 8 дБ, что вписывается в ранее указанный интервал 6 – 9 дБ.

Выводы

Таким образом, на основании проведенных вычислительных экспериментов, можно заключить, что плавная миграция ошибок по поднесущим от центра к периферии пакета наблюдается только вблизи границы предельно допустимого сверхрелевского уплотнения частот поднесущих. Чем дальше находится величина используемого межчастотного интервала от этого предела, тем более стремительно, при меньшем диапазоне смены значений ККС, ошибки охватывают все множество поднесущих.

В результате имитационного моделирования по модели для 16 поднесущих был получен и другой, неочевидный ранее, результат.

Как выяснилось, увеличение межчастотных интервалов ΔF более $0,65\Delta F$ не позволяет и далее повышать устойчивость процедуры демодуляции сигналов к уровню ККС.

Например, несмотря на рассредоточение N-OFDM поднесущих на интервал $\Delta F=0,9\Delta F$, предел допустимого уровня положительных ККС, при котором еще отсутствуют ошибки восстановления текстовой информации, остался равным 0,004, что имело место и при $\Delta F=0,65\Delta F$. Данный факт можно объяснить достижением ограничений на уровень неучтенной кроссполаризации, присущих обычным OFDM сигналам, для которых $\Delta F=\Delta F$.

В заключение следует отметить, что проведенные исследования позволили подтвердить актуальность применения для демодуляции сигналов двойной поляризации специальных методов обработки, учитывающих конкретный уровень ККС.

Список литературы

1. Слюсар В.И., Смоляр В.Э. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкопроводных каналов связи // *Радиотехника*. – Х.: ХТУРЭ, 2004. – Т.47, № 4. – С. 53-59.
2. Слюсар В.И., Зінченко А.А. обобщение метода N-OFDM на случай ортогональных поляризационных сигналов // *Радиотехника*. – Х.: ХТУРЭ, 2006. – № 7. – С. 75-80.

Поступила в редколлегию 8.02.2007

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