

УДК 621.391

В.И. СЛЮСАР, А.А. ЗИНЧЕНКО

Полтавский военный институт связи, Украина

МЕТОДЫ ГАРАНТОСПОСОБНОЙ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ В РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

В статье рассматривается обобщение алгоритмических аспектов методов кодирования сигналов, используемых в системах ММО, для решения проблем гарантоспособной радиорелейной связи. Предлагается использование сигналов двойной поляризации и квартета ортогональных пакетов OFDM для реализации пространственно-поляризационно-частотного кодирования.

радиорелейная связь, двойная поляризация, система ММО, схема Аламути, метод наименьших квадратов, метод максимального правдоподобия.

Введение

При решении задач передачи информации в критических приложениях на первое место выходит обеспечение высокой надежности доставки сообщений, даже в ущерб пропускной способности каналов связи. В этом смысле не являются исключением и радиорелейные системы. В простейшем случае для этого может применяться многократная передача одних и тех же данных с заданной кратностью повторения. Однако такой подход может быть более эффективным, если его дополнить поляризационным кодированием передаваемых сигналов.

Целью статьи является рассмотрение алгоритмических аспектов обобщения используемых в системах ММО методов кодирования сигналов на решение задачи гарантоспособной радиорелейной связи.

Результаты исследований

В основе создания большинства гарантоспособных систем телекоммуникаций лежит применение сигналов двойной поляризации излучения. Такой вариант потенциально позволяет в два раза повысить кратность передачи данных. Подробный анализ принципов функционирования систем ММО, приведенный в [1], позволяет обобщить ряд характерных для них методов кодирования применительно к радиорелейным каналам связи. В этом ряду заслу-

живают внимания расширенная схема кодирования Аламути (Extended Alamouti Scheme) [1]. Ее суть для случая использования 4-х передатчиков проиллюстрирована в табл. 1.

Таблица 1

Случай использования 4-х передатчиков

	Антенна 1	Антенна 2	Антенна 3	Антенна 4
Интервал № 1	x_i	x_{i+1}	x_{i+2}	x_{i+3}
Интервал № 2	x_{i+1}^*	$-x_i^*$	x_{i+3}^*	$-x_{i+2}^*$
Интервал № 3	x_{i+2}^*	x_{i+3}^*	$-x_i^*$	$-x_{i+1}^*$
Интервал № 4	x_{i+3}	$-x_{i+2}$	$-x_{i+1}$	x_i

Использование сигналов двойной поляризации и квартета ортогональных частотных групп в пакете OFDM позволяет структурировать информационное сообщение, подлежащее передаче, в виде, представленном в табл. 2.

Таблица 2

Структуризация информационного сообщения

Порядковый номер частотной группы	Антенна № 1		Антенна № 2	
	Поляризация Н	Поляризация V	Поляризация Н	Поляризация V
1	x_i	x_{i+1}	x_{i+2}	x_{i+3}
2	x_{i+1}^*	$-x_i^*$	x_{i+3}^*	$-x_{i+2}^*$
3	x_{i+2}^*	x_{i+3}^*	$-x_i^*$	$-x_{i+1}^*$
4	x_{i+3}	$-x_{i+2}$	$-x_{i+1}$	x_i

Такое обобщение расширенной схемы Аламоути в известных публикациях авторам не встречалось, хотя оно и является достаточно тривиальным. Для его реализации в офисных технологиях связи могут использоваться две пары вибраторных излучателей, ориентированных в ортогональных плоскостях поляризации (рис. 1).

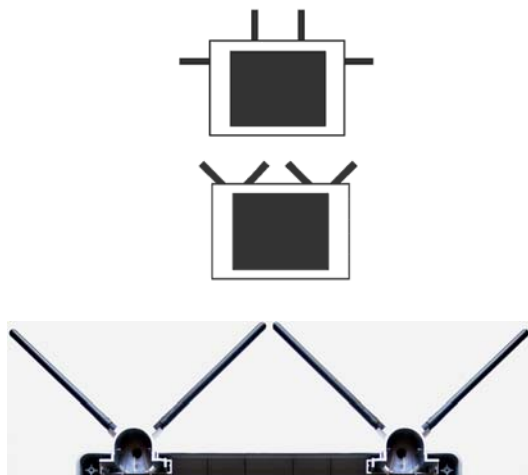


Рис. 1. Две пары вибраторных излучателей, ориентированных в ортогональных плоскостях поляризации

Применительно же к задаче радиорелейной связи, обобщением идеи аналогичных групповых излучателей может быть антенна, приведенная на рис. 2. В ней применяется синфазная запитка антенных элементов, расположенных по вертикали, что позволяет рассматривать четырехэлементный облучатель как двухэлементную антенную решетку.

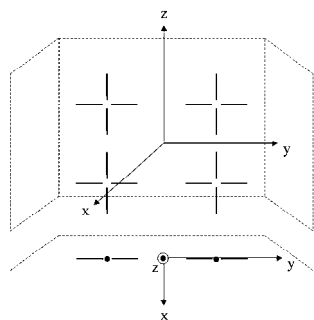


Рис. 2. Антенна с синфазной запиткой антенных элементов, расположенных по вертикали

Декодирование полученных сообщений на приемной стороне в этом случае производится по аналогии с традиционным вариантом расширенной

схемы Аламоути, решением системы уравнений, составленной по напряжениям принятой сигнальной смеси, относительно неизвестных амплитудных составляющих сигналов, например, по методу наименьших квадратов. При условии нормально распределенных некоррелированных шумов такой метод оценивания, как известно, будет эквивалентен оптимальному методу максимального правдоподобия.

Как альтернативный вариант, применительно к антенной системе, приведенной на рис. 2, может использоваться алгоритм кодирования, основанный на мультиплексировании сигналов по принципу магического квадрата [1]. Его новые версии, обобщенные для реализации пространственно-поляризационно-частотного кодирования, могут быть представлены в виде опорной табл. 3 или 4, в зависимости от выбранного варианта заполнения магического квадрата, из числа рассмотренных в [1].

Таблица 3

Версия № 1 алгоритма кодирования

Порядковый номер частотной группы	Антенна № 1		Антенна № 2	
	Поляризация Н	Поляризация V	Поляризация Н	Поляризация V
1	S_4	S_1	S_2	S_3
2	S_1	S_4	S_3	S_2
3	S_3	S_2	S_1	S_4
4	S_2	S_3	S_4	S_1

Таблица 4

Версия № 2 алгоритма кодирования

Порядковый номер частотной группы	Антенна № 1		Антенна № 2	
	Поляризация Н	Поляризация V	Поляризация Н	Поляризация V
1	S_4	S_3	S_2	S_1
2	S_1	S_2	S_3	S_4
3	S_1	S_2	S_3	S_4
4	S_4	S_3	S_2	S_1

Как видно, пространственно-поляризационно-частотное кодирование по магическому квадрату

обеспечивает четырехкратное дублирование передаваемой информации, что позволяет повысить надежность радиорелейной связи.

Существуют и другие варианты переноса в плоскость решения задач радиорелейной связи с двойной поляризацией излучения методов кодирования, используемых в MIMO-системах. Рассмотренных выше примеров достаточно, чтобы пояснить общий принцип соответствующей адаптации процедур кодирования сигналов.

Чтобы снизить потери в скорости передачи, вызванные многократным дублированием пересылаемой информации, в гарантоспособных радиорелейных линиях двойная поляризация сигналов должна сочетаться с их многоуровневой квадратурной амплитудной модуляцией (ML-QAM). В практике радиорелейной связи используются варианты этой спектрально эффективной модуляции типа 64QAM, 128QAM и даже 256QAM (цифры указывают на количество символьных уровней, используемых для модуляции комплексных амплитуд сигналов). Однако для реализации столь высоких порядков модуляции ML-QAM необходимо обеспечить низкий уровень кроссполяризационных помех. В случае OFDM-сигналов эта задача может решаться в рамках двух основных методов распределения частот поднесущих сигналов двойной поляризации, приведенных на рис. 3.

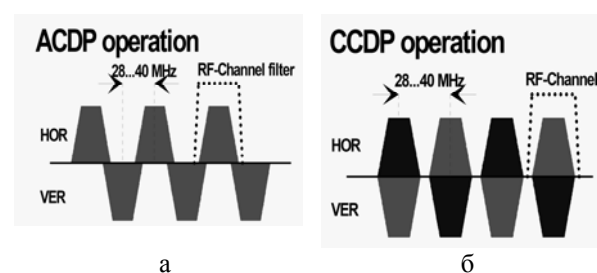


Рис. 3. Методы расстановки частот поднесущих сигналов двойной поляризации:

а – ACDP – на соседних частотных каналах,
б – CCDP – на совмещенных частотных каналах

Метод ACDP (Adjacent Channel Dual Polarized) [2] предполагает использование разных частот сигналов (соседних или смежных по частотной сетке) на ортогональных поляризациях. Поэтому его прак-

тическая реализация более проста в техническом и алгоритмическом отношениях, а развязка между сигналами разных поляризаций дополнительно повышается за счет частотно-селективного действия амплитудно-частотных характеристик частотных фильтров. Однако при OFDM-методе модуляции сигналов технология ACDP не позволяет эффективно использовать отведенный спектральный диапазон.

Данного недостатка лишен метод повышения пропускной способности в радиорелейных системах за счет использования поляризационной развязки в одном (совмещенном) частотном канале (Co-channel Dual Polar system – CCDP) [2]. Он известен достаточно давно и активно используется производителями магистральных радиорелейных систем на частотах от 4 до 8 ГГц [3]. Там же в [3] подтверждена его эффективность для диапазона 13 – 18 ГГц, используемого сотовыми операторами для внутризоновых радиорелейных магистралей.

Результативность применения CCDP во многом определяется коэффициентом кроссполяризационной развязки антенн (XPD). Однако, даже, если величина соответствующего параметра будет недостаточной, проблема минимизации кроссполяризационных помех при методе CCDP может быть успешно решена с помощью введения в состав аппаратуры специальной системы подавления кроссполяризационной помехи (Cross-Polarization Interference Cancellation, XPIC).

Основная идея метода XPIC в варианте цифровой реализации пояснена на рис. 4 [4].

В самом простом воплощении суть применения процедуры XPIC состоит в том, что по контрольным сигналам, подаваемым последовательно на каждой из ортогональных поляризаций, сначала измеряются уровни “пролаза” сигналов из соседней поляризации. В предположении, что измеренные коэффициенты кроссполяризационной связи не изменяются слишком динамично, полученные коэффициенты используются на этапе приема информационных сообщений для вычитания кроссполяризационных помех из полезных сигналов. При этом аналитиче-

ская запись процедуры ХРИС может быть представлена в виде:

$$\begin{cases} \tilde{\dot{U}}_{Hr} = \dot{U}_{Hr} - q_{HV} \dot{U}_{Vr}; \\ \tilde{\dot{U}}_{Vr} = \dot{U}_{Vr} - q_{VH} \dot{U}_{Hr}, \end{cases}$$

где $\tilde{\dot{U}}_{Hr}$, $\tilde{\dot{U}}_{Vr}$ – комплексные напряжения сигналов, полученные по выходу r -го частотного фильтра в каналах горизонтальной и вертикальной поляризации в результате выполнения операции ХРИС; \dot{U}_{Hr} , \dot{U}_{Vr} – комплексные напряжения сигналов, полученные по выходу r -го частотного фильтра в каналах горизонтальной и вертикальной поляризации до выполнения операции ХРИС; q_{HV} , q_{VH} – измеренные на этапе вхождения в связь коэффициенты кроссполяризационной связи.

Более строгий подход предполагает одновременную подачу двух контрольных сигналов на ортогональных поляризациях. При этом по аналогии с оцениванием каналов передачи сигналов в системах ММО, на этапе вхождения в связь производится оценивание характеристик поляризационных каналов. При этом может быть реализовано два разных по степени сложности подхода. Первый из них базируется на предположении, что оба поляризационных канала имеют идентичные характеристики, т.е. выполняется не только равенство $q_{HV} = q_{VH}$, но и равны коэффициенты их передачи на основных поляризациях ($q_H = q_V$). При таких допущениях следует решить систему уравнений вида:

$$\begin{cases} \dot{U}_{Hr} = q_H \dot{P}_{Hr} + q_{HV} \dot{P}_{Vr}; \\ \dot{U}_{Vr} = q_H \dot{P}_{Vr} + q_{HV} \dot{P}_{Hr}, \end{cases}$$

где неизвестными служат коэффициенты q_H (q_V) и q_{HV} (q_{VH}), а величины \dot{P}_{Hr} , \dot{P}_{Vr} являются известными комплексными амплитудами контрольных сигналов, излученных на ортогональных поляризациях.

В данном простейшем случае искомые оценки коэффициентов передачи имеют вид:

$$q_H = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_{Hr} & \dot{P}_{Vr} \\ \dot{U}_{Vr} & \dot{P}_{Hr} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \dot{P}_{Hr} & \dot{P}_{Vr} \\ \dot{P}_{Vr} & \dot{P}_{Hr} \end{vmatrix}}; \quad q_{HV} = \frac{\begin{vmatrix} \dot{P}_{Hr} & \dot{U}_{Hr} \\ \dot{P}_{Vr} & \dot{U}_{Vr} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \dot{P}_{Hr} & \dot{P}_{Vr} \\ \dot{P}_{Vr} & \dot{P}_{Hr} \end{vmatrix}}.$$

Как видно, задача оценивания величин $q_{HV} = q_{VH}$ и $q_H = q_V$ может быть решена при условии $\dot{P}_{Hr} \neq \dot{P}_{Vr}$.

При более общем подходе, когда $q_{HV} \neq q_{VH}$ и $q_H \neq q_V$, для составления нормальной системы уравнений необходимо использовать минимум два временных отсчета или, в случае сигналов OFDM, – выходные напряжения пары частотных фильтров. Соответствующая паре фильтров OFDM система уравнений для определения коэффициентов передачи запишется, в пренебрежении шумами, следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{U}_{H1} = q_H \dot{P}_{H1} + q_{HV} \dot{P}_{V1}; \\ \dot{U}_{H2} = q_H \dot{P}_{H2} + q_{HV} \dot{P}_{V2}; \\ \dot{U}_{V1} = q_{VH} \dot{P}_{H1} + q_V \dot{P}_{V1}; \\ \dot{U}_{V2} = q_{VH} \dot{P}_{H2} + q_V \dot{P}_{V2}. \end{cases}$$

Применение известного в алгебре правила Крамера позволяет записать искомые оценки в виде отношения определителей:

$$q_H = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_{H1} & \dot{P}_{V1} & 0 & 0 \\ \dot{U}_{H2} & \dot{P}_{V2} & 0 & 0 \\ \dot{U}_{V1} & 0 & \dot{P}_{H1} & \dot{P}_{V1} \\ \dot{U}_{V2} & 0 & \dot{P}_{H2} & \dot{P}_{V2} \end{vmatrix}}{\det}; \quad q_{HV} = \frac{\begin{vmatrix} \dot{P}_{H1} & \dot{U}_{H1} & 0 & 0 \\ \dot{P}_{H2} & \dot{U}_{H2} & 0 & 0 \\ 0 & \dot{U}_{V1} & \dot{P}_{H1} & \dot{P}_{V1} \\ 0 & \dot{U}_{V2} & \dot{P}_{H2} & \dot{P}_{V2} \end{vmatrix}}{\det};$$

$$q_V = \frac{\begin{vmatrix} \dot{P}_{H1} & \dot{P}_{V1} & \dot{U}_{H1} & 0 \\ \dot{P}_{H2} & \dot{P}_{V2} & \dot{U}_{H2} & 0 \\ 0 & 0 & \dot{U}_{V1} & \dot{P}_{V1} \\ 0 & 0 & \dot{U}_{V2} & \dot{P}_{V2} \end{vmatrix}}{\det}; \quad q_{VH} = \frac{\begin{vmatrix} \dot{P}_{H1} & \dot{P}_{V1} & 0 & \dot{U}_{H1} \\ \dot{P}_{H2} & \dot{P}_{V2} & 0 & \dot{U}_{H2} \\ 0 & 0 & \dot{P}_{H1} & \dot{U}_{V1} \\ 0 & 0 & \dot{P}_{H2} & \dot{U}_{V2} \end{vmatrix}}{\det};$$

$$\det = \begin{vmatrix} \dot{P}_{H1} & \dot{P}_{V1} & 0 & 0 \\ \dot{P}_{H2} & \dot{P}_{V2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dot{P}_{H1} & \dot{P}_{V1} \\ 0 & 0 & \dot{P}_{H2} & \dot{P}_{V2} \end{vmatrix}.$$

Условием существования таких оценок является соблюдение неравенства $\dot{P}_{H1} \dot{P}_{V2} \neq \dot{P}_{H2} \dot{P}_{V1}$.

Используя полученные оценки коэффициентов передачи по основным и кроссовым компонентам, в режиме приема полезных сигналов следует решить систему уравнений, в которой, на этот раз, неизвестными будут комплексные амплитуды принятых сигналов:

$$\begin{cases} \dot{U}_{Hr} = q_H \dot{A}_{Hr} + q_{HV} \dot{A}_{Vr}; \\ \dot{U}_{Vr} = q_V \dot{A}_{Vr} + q_{VH} \dot{A}_{Hr}. \end{cases}$$

Отсюда,

$$\dot{A}_{Hr} = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_{Hr} & q_{HV} \\ \dot{U}_{Vr} & q_V \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} q_H & q_{HV} \\ q_{VH} & q_V \end{vmatrix}}, \quad \dot{A}_{Vr} = \frac{\begin{vmatrix} q_H & \dot{U}_{Hr} \\ q_{VH} & \dot{U}_{Vr} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} q_H & q_{HV} \\ q_{VH} & q_V \end{vmatrix}}. \quad (1)$$

Указанные соотношения фактически положены в основу схемы ХРИС, приведенной на рис. 4. При этом цифровые фильтры после АЦП обеспечивают взвешивание напряжений ортогональных поляризаций в соответствии с определителем, расположенным в числителе (1), а функции блока управления коэффициентами ассоциируются с нормированием на определитель, стоящий в знаменателе (1).

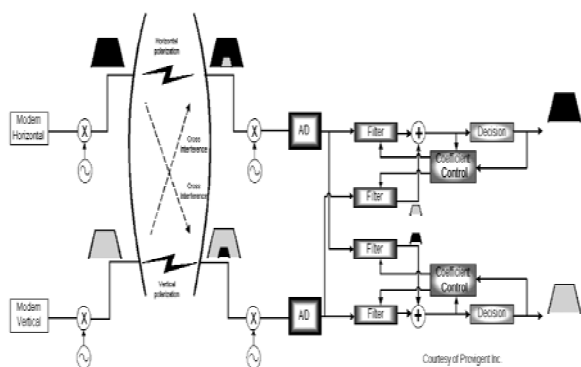


Рис. 4. Принцип реализации метода ХРИС

Согласно [3], применение компенсатора кросс-поляризационных помех (ХРИС) в диапазоне несущих частот ≥ 18 ГГц при модуляции 128 MLQAM позволяет использовать одну и ту же частоту поднесущих в обеих поляризациях, что удваивает пропускную способность линии связи. В частности, в статье [3] представлены результаты успешных полевых испытаний радиорелейной системы SDH с поляризационным уплотнением 2xSTM-1.

Выводы

Снижение влияния кроссполаризационных помех путем использования антенн с высокими значениями XPD и устройств ХРИС, как отмечается в [3], даже при установке стандартной антенны ССДР с поляризацией $0^\circ/90^\circ$, обеспечивает практически такие же характеристики, что и в системе с одной поляризацией. При этом дополнительный разворот установочного угла антенны на 45° минимизирует различия характеристик между вертикальной и горизонтальной поляризациями.

Основным фактором деградации уровней принимаемых сигналов в случае двойной поляризации излучения, как известно, атмосферные осадки. Однако при использовании ХРИС в сочетании с предложенными выше методами поляризационного кодирования в определенной мере можно снизить негативные эффекты рассеяния сигналов на гидрометеорах.

Литература

1. Слюсар В.И. Системы ММО: принципы построения и обработка сигналов // ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ. – 2005. – №8. – С. 52-58.
2. Microwave Radio Systems [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://support.direct-distribution.de/Marconi/Marconi_LongHaul_mdrs155e_1+1_us.pdf.
3. Бобков В.Ю., Ефимов М.В., Азбукин А.Ю., Yoshio Ito. В поиске новой эффективности. Кросс-поляризационная развязка в радиорелейных системах // Connect! Мир Связи. – 12.2004. [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://www.connect.ru/article.asp?id=5259>.
4. Doubling Capacity in Wireless Channels. – Proview Inc. Los Altos, USA. – November, 2004 [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: http://www.proview.com/XPIC_WP.PDF.

Поступила в редакцию 10.02.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.С. Харченко, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.