

Современные тренды радиорелейной связи

Modern trends of radio relay communication

Вадим Слюсар, ЦНИИ вооружения и военной техники Вооруженных Сил Украины, д.т.н., профессор
Vadim Slyusar, Principal Research Fellow of the Central Research Institute of Weapons and Military Equipment of the Armed Forces of Ukraine

В 2014 г. исполнилось 115 лет с момента изобретения радиорелейной связи. Автором этой идеи стал 19-летний бельгийский студент итальянского происхождения Эмиль Гуарини (Гварини) Форесио (Emile Guarini Foresio), в последующем инженер, профессор.

2014 year marked the 115 years since the invention of radio relay communication. The author of this idea was a 19-year-old Belgian student of Italian descent Emile Guarini Foresio (Emile Guarini Foresio), later an engineer, professor.

Актуальные направления развития

В основе ключевых решений в развитии радиорелейных сетей ведущую роль играют новые технологии передачи и приема сигналов. В качестве магистрального направления развития физической основы таких сетей в зарубежной печати отмечается безусловное использование интеллектуальных (цифровых) антенных решеток и применение технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output, множественный вход – множественный выход). Среди возможностей, предоставляемых технологией цифровых антенных решеток (ЦАР) [13], следует в первую очередь отметить адаптивное управление ориентацией максимумов парциальных лучей, что позволяет сфокусировать энергию сигнала в определенных направлениях

Ключевые слова:

радиорелейная связь, Smart-ретрансляторы, MIMO, ACDP, XPIC, FBMC

Keywords:

radio relay communication, Smart relay, MIMO, ACDP, XPIC, FBMC

(навстречу приемному устройству), способствуя увеличению отношения сигнал/шум. При узком антенном луче также уменьшаются помехи, улучшается отношение сигнал/помеха и, таким образом, повышается эффективность использования энергетического спектра.

Помимо классического варианта применения ортогонального частотного дискретного мультиплексирования (OFDM) в системах MIMO в последние годы все большее распространение получает использование высокоэффективных многоуровневых модуляций 1024QAM, 2048QAM (цифры указывают на количество символьных уровней, используемых для модуляции комплексных амплитуд сигналов) и двухполяризационной технологии XPIC MIMO для повышения емкости канала.

Поскольку для реализации столь высоких порядков QAM-модуляции необходимо обеспечить низкий уровень кросс-поляризационных помех, в случае OFDM-сигналов эта задача может решаться в рамках двух основных методов распределения частот поднесущих сигналов двойной поляризации, приведенных на рис. 1.

Метод ACDP (Adjacent Channel Dual Polarized) предполагает использование разных частот сигналов (соседних или смежных по частотной сетке) на ортогональных поляризациях. Поэтому его практическая 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 – CCDDP). Он известен достаточно давно и активно используется производителями магистральных радиорелейных систем и внутрилинейных радиорелейных линий.

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

Основная идея метода XPIC в варианте цифровой реализации пояснена на рис. 2 [1]. 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 канала соседней поляризации. В предположении, что измеренные коэффициенты кросс-поляризационной связи не изменяются слишком динамично, полученные коэффициенты используются на этапе приема информационных сообщений для вычитания кросс-поляризационных помех из полезных сигналов. При этом аналитическая запись процедуры XPIC может быть представлена в виде:

$$\begin{cases} \tilde{\mathcal{E}}_{Hr} = \mathcal{E}_{Hr} - q_{HV} \mathcal{E}_{Vr}, \\ \tilde{\mathcal{E}}_{Vr} = \mathcal{E}_{Vr} - q_{VH} \mathcal{E}_{Hr}, \end{cases}$$

где \mathcal{E}_{Hr} , \mathcal{E}_{Vr} – комплексные напряжения сигналов, полученные по выходу r -го частотного фильтра в каналах горизонтальной и вертикальной поляри-

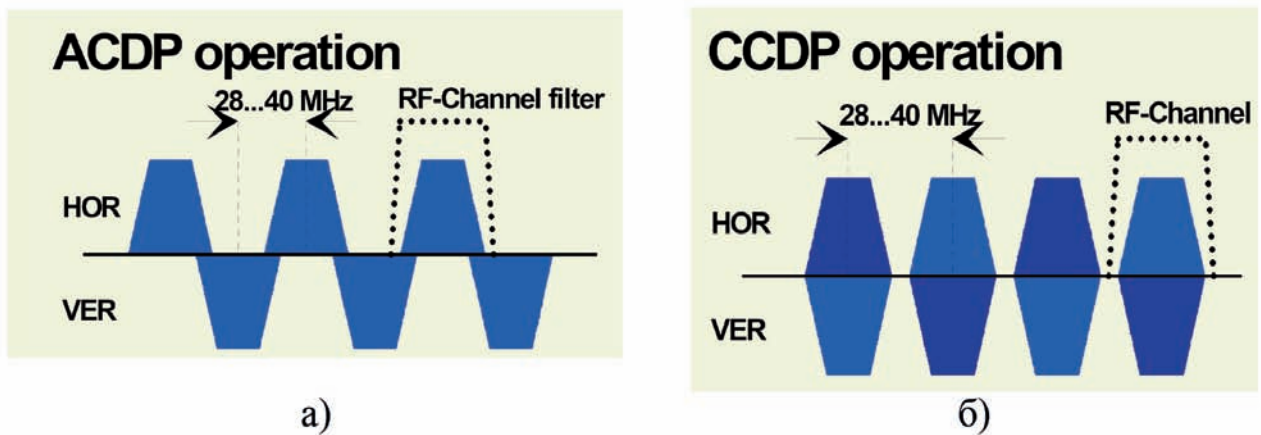


Рис. 1. Методы расстановки частот поднесущих сигналов двойной поляризации: а) ACDP – на соседних частотных каналах, б) CCDP – на совмещенных частотных каналах.

заций в результате выполнения операции ХРПС, \mathcal{E}_{Hr} , \mathcal{E}_{Vr} – комплексные напряжения сигналов, полученные по выходу g -го частотного фильтра в каналах горизонтальной и вертикальной поляризации до выполнения операции ХРПС, q_{HV} , q_{VH} – измеренные на этапе вхождения в связь коэффициенты кросс-поляризационной 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. Может быть реализовано два разных по степени сложности подхода. Первый из них базируется на предположении, что оба поляризационных канала имеют идентичные характеристики, то есть не только выполняется равенство коэффициентов кросс-поляризационной связи $q_{HV} = q_{VH}$, но и равны коэффициенты передачи на основных поляризациях ($q_H = q_V$). При таких допущениях следует решить систему уравнений вида:

$$\begin{cases} \mathcal{E}_{Hr} = q_H \mathcal{E}_{Hr} + q_{HV} \mathcal{E}_{Vr}, \\ \mathcal{E}_{Vr} = q_H \mathcal{E}_{Vr} + q_{HV} \mathcal{E}_{Hr}, \end{cases}$$

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

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

$$q_H = \frac{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{Hr} & \mathcal{E}_{Vr} \\ \mathcal{E}_{Vr} & \mathcal{E}_{Hr} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{Hr} & \mathcal{E}_{Vr} \\ \mathcal{E}_{Vr} & \mathcal{E}_{Hr} \end{vmatrix}}, \quad q_{HV} = \frac{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{Hr} & \mathcal{E}_{Hr} \\ \mathcal{E}_{Vr} & \mathcal{E}_{Vr} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{Hr} & \mathcal{E}_{Vr} \\ \mathcal{E}_{Vr} & \mathcal{E}_{Hr} \end{vmatrix}}.$$

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

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:

$$\begin{cases} \mathcal{E}_{H1} = q_H \mathcal{E}_{H1} + q_{HV} \mathcal{E}_{V1}, \\ \mathcal{E}_{H2} = q_H \mathcal{E}_{H2} + q_{HV} \mathcal{E}_{V2}, \\ \mathcal{E}_{V1} = q_{VH} \mathcal{E}_{H1} + q_V \mathcal{E}_{V1}, \\ \mathcal{E}_{V2} = q_{VH} \mathcal{E}_{H2} + q_V \mathcal{E}_{V2}. \end{cases}$$

Искомые оценки коэффициентов передачи имеют вид:

$$q_H = \frac{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{V1} & 0 & 0 \\ \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{V2} & 0 & 0 \\ \mathcal{E}_{V1} & 0 & \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{V1} \\ \mathcal{E}_{V2} & 0 & \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{V2} \end{vmatrix}}{\det}, \quad q_{HV} = \frac{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{H1} & 0 & 0 \\ \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{H2} & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{E}_{V1} & \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{V1} \\ 0 & \mathcal{E}_{V2} & \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{V2} \end{vmatrix}}{\det},$$

$$q_V = \frac{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{V1} & 0 & 0 \\ \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{V2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{E}_{V1} & \mathcal{E}_{V1} \\ 0 & 0 & \mathcal{E}_{V2} & \mathcal{E}_{V2} \end{vmatrix}}{\det}, \quad q_{VH} = \frac{\begin{vmatrix} \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{V1} & 0 & \mathcal{E}_{H1} \\ \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{V2} & 0 & \mathcal{E}_{H2} \\ 0 & 0 & \mathcal{E}_{H1} & \mathcal{E}_{V1} \\ 0 & 0 & \mathcal{E}_{H2} & \mathcal{E}_{V2} \end{vmatrix}}{\det},$$

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

Условием существования таких оценок является соблюдение неравенства

$$\mathcal{E}_{H1} \mathcal{E}_{V2} \neq \mathcal{E}_{H2} \mathcal{E}_{V1}.$$

Опираясь на полученные одним из указанных способов оценки коэффициентов передачи по основным и кроссовым компонентам, в режиме приема для демодуляции информационных сигналов следует решить систему уравнений, в которой на этот раз неизвестными будут комплексные амплитуды принятых сигналов:

$$\begin{cases} \mathcal{E}_{Hr} = q_H \mathcal{E}_{Hr} + q_{HV} \mathcal{E}_{Vr}, \\ \mathcal{E}_{Vr} = q_V \mathcal{E}_{Vr} + q_{VH} \mathcal{E}_{Hr}. \end{cases}$$

Отсюда,

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

Указанные соотношения фактически положены в основу схемы ХРПС, приведенной на рис. 2. 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).

Согласно [2], применение компенсатора кросс-поляризационных помех (ХРПС) в диапазоне несущих частот ≥ 18 ГГц при модуляции 128QAM позволяет использовать одну и ту же частоту поднесущих в обеих поляризациях, что удваивает пропускную способность линии связи. В частности, в статье [2] пред-

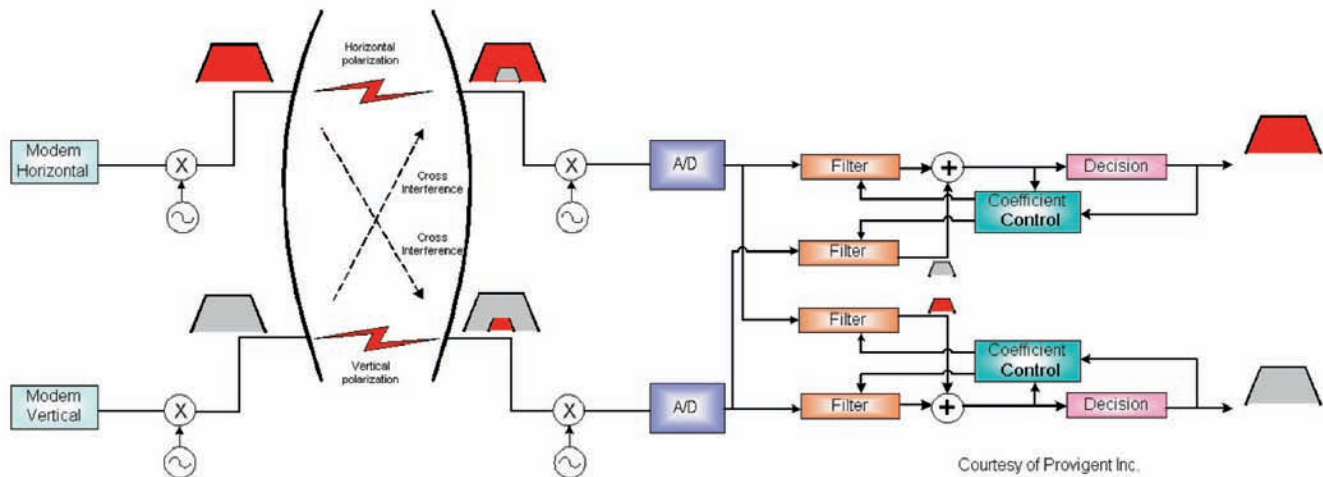


Рис. 2. Принцип реализации метода ХРПС [1]

ставлены результаты успешных полевых испытаний радиорелейной системы SDH с поляризационным уплотнением 2xSTM-1.

Снижение влияния кросс-поляризационных помех путем использования антенн с высокими значениями XPD и устройств ХРПС, как отмечено в [3], даже при установке стандартной антенны ССДР с поляризацией 00/900 обеспечивает практически такие же характеристики, что и в системе с одной поляризацией. При этом дополнительный разворот установочного угла антенны на 450 минимизирует различия характеристик между вертикальной и горизонтальной поляризациями.

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

Среди успешных примеров использования технологии ХРПС ММО следует отметить семейство радиорелейных станций от Ubiquiti Networks. Радиорелейная станция airFiber 24 в диапазоне частот 24 ГГц обеспечивает суммарную пропускную способность передачи данных более 1,4 Гбит/с на расстоянии более 13 км.

Smart-ретрансляторы

Среди новых направлений в развитии радиорелейной связи, наметившихся в последнее время, заслуживает внимания создание интеллектуаль-

ных ретрансляторов (smart relay). Их появление связано с особенностью реализации технологии ММО, при которой необходимо знать передаточные характеристики радиорелейных каналов. В предложенном в [4] smart-ретрансляторе осуществляется так называемая "интеллектуальная" обработка сигналов. В отличие от традиционного набора операций "прием – усиление – переизлучение" в простейшем случае она предусматривает дополнительную коррекцию амплитуд и фаз сигналов с учетом характеристик передачи пространственных ММО-каналов на том или ином интервале радиорелейной линии. В этом случае делается допущение, что все каналы ММО имеют одинаковые коэффициенты передачи. Оно вполне может быть оправдано с учетом узких лучей диаграмм направленности при-

емной и передающей антенны на дальностях связи, при которых расширение диаграмм направленности не приводит к заметному проявлению эффекта многолучевого распространения радиоволн.

Более сложный вариант реализации принципа smart relay, описанный в [4], предполагает полную демодуляцию принятых сигналов в ретрансляторе с извлечением передаваемой в них информации, ее запоминанием и последующим использованием для модуляции переизлучаемых сигналов с учетом характеристик состояния канала ММО в направлении на следующий ретранслятор сети. Такая обработка, хотя и является более сложной, позволяет максимально учесть искажения, вносимые в полезные сигналы по трассе их распространения.

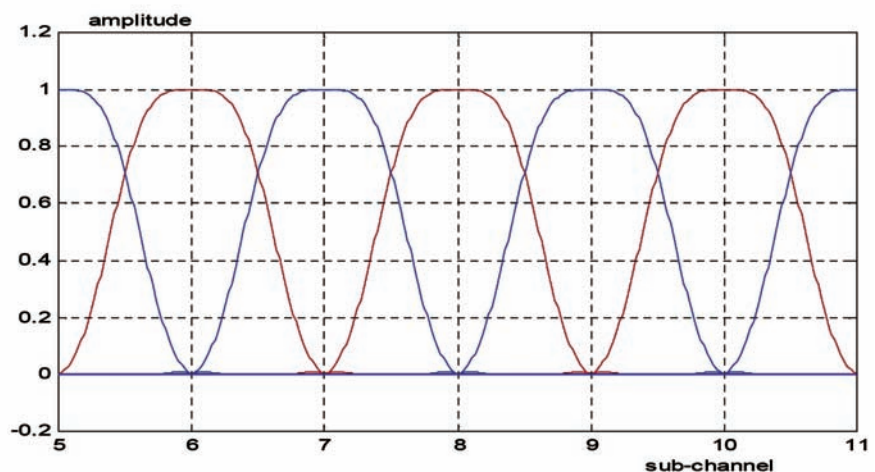


Рис. 3. АЧХ банка фильтров метода FBMC [8]

Метод FBMC

Еще одна тенденция в развитии радиорелейных средств связана с необходимостью решения проблем электромагнитной совместимости с учетом применения широкополосных OFDM-сигналов. В качестве возможного направления ее решения рассматривается блокирование внеполосного приема нежелательных сигналов, действующих по боковым лепесткам амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) фильтров, синтезированных с помощью операции быстрого преобразования Фурье (БПФ). История данного технического направления берет начало с работ, посвященных решению задачи подавления боковых лепестков АЧХ фильтров, синтезированных на основе БПФ. При этом подавлялись боковые лепестки АЧХ не каждого фильтра БПФ, а всего их банка в целом. Одной из первых публикаций такого рода стала диссертация [5], в которой для снижения уровня боковых лепестков было предложено применять предварительную цифровую фильтрацию отсчетов OFDM-сигналов, полученных по выходу аналого-цифровых преобразователей (АЦП), на основе FIR-фильтров с коэффициентами, соответствующими различным весовым "окнам" (Хемминга, Хеннинга (Ханна) и др.).

В развитие этого подхода аналогичная идея синтеза в приемном сегменте банка частотных фильтров с помощью взвешенного суммирования откликов нескольких соседних фильтров БПФ была предложена в [5]. В указанной публикации предлагалось использовать дополнительную фильтрацию многочастотных сигналов перед выполнением преобразования Фурье с целью подавления боковых лепестков АЧХ частотных фильтров. Для этого использовалось взвешенное суммирование откликов трех частотных фильтров-дециматоров, синтезированных с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Соответствующий алгоритм может быть аналитически представлен в виде [6]:

$$U_{res} = \frac{U_1 + \gamma U_2 + U_3}{\gamma}, \quad (2)$$

где U_1, U_2, U_3 – комплексные напряжения по выходам трех процедур ДПФ-фильтрации, настроенных на разные резонансные частоты, U_{res} – выходной результат частотной фильтрации, γ – весовой коэффици-

ент, значение которого задают, исходя из необходимого уровня боковых лепестков и допустимой ширины главного лепестка АЧХ процедуры дополнительного стробирования (децимации) отсчетов АЦП.

Как указано в [5], формирование отсчетов U_1, U_2, U_3 осуществляется параллельно во времени над одной и той же выборкой сигнальных отсчетов, входящих в текущий строб. По данным [6], таким образом возможно достичь снижения уровня первых боковых лепестков АЧХ до 90 дБ и менее.

При $\gamma = 2$ выражение (2) будет соответствовать взвешиванию известным "окном" Хеннинга (Ханна) [7] с максимальным уровнем первого бокового лепестка АЧХ 31,5 дБ. Для величины $\gamma = 0,54/0,23 \approx 2,348$ получим весовое окно Хемминга [7], что позволит снизить уровень первого бокового лепестка АЧХ до 43 дБ.


В нынешних условиях указанные идеи получили дальнейшее развитие в рамках метода частотного мультиплексирования с множеством несущих, использующего банк (гребенку) частотных фильтров – FBMC (Filter-Bank Multi-Carrier Modulation) [8, 9].

К сожалению, название метода выбрано его разработчиками не совсем удачно, поскольку оно не позволяет однозначно судить о сути операций над сигналами: к примеру, формально под определение FBMC подпадают и OFDM, в котором используется банк фильтров БПФ.

На самом деле в основе технологии FBMC, представленной в зарубежных публикациях, лежит применение в передающем и приемном сегментах радиосредств дополнительной по отношению к БПФ фильтрации с высокой частот-

ной избирательностью. Это позволяет существенно подавить внеполосное излучение, а также повысить спектральную эффективность многочастотного сигнала и помехозащищенность каналов связи. Наибольшее распространение получила дополнительная фильтрация путем взвешенного суммирования откликов нескольких фильтров БПФ, например, весовым окном Хемминга. Ниже на рис. 3 представлен пример АЧХ банка фильтров метода FBMC, полученных скользящим взвешиванием откликов 7 фильтров, синтезированных с помощью дискретного преобразования Фурье.

В опубликованных работах по методу FBMC нередко используется характерная для OFDM расстановка частот поднесущих [10, 11]. При этом в случае FBMC отличие состоит в существенно сниженном уровне внеполосного приема. Однако, подобно методу Fast-OFDM, в случае FBMC также может быть получено частотное уплотнение каналов, соответствующее полусимвольному интервалу между поднесущими [12]. Данный факт позволяет отнести FBMC с определенной долей условности к классу методов



Радиян Санкт-Петербург

Разработка и производство аппаратуры связи

Радиорелейные станции от 4 до 38ГГц STM-1/Ethernet1000/ASI 1+1 (до 376 Мбит/с) с адаптивной модуляцией и программно изменяемой пропускной способностью и конфигурацией

Радиорелейные станции от 4 до 38ГГц PDH/EtherNet (8...34 Мбит/с), Динамически перераспределяемая пропускная способность между потоками E1 и Ethernet 10/100. Модем интегрирован с радиоблоком

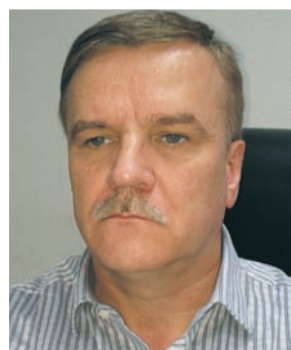
Мультиплексоры STM от 21 до 63 E1 (2048 Кбит/с), E3 (34,368 Мбит/с), Ethernet 10/100 Base-T, ASI

Гибкие мультиплексоры до 16 E1 (2048 Кбит/с), Ethernet 10/100, V.11, V.24, V.35, V.36, FXO/FXS, стерео аудио-каналы высшего качества

192029, Санкт-Петербург, Б.Смоленский пр., 2
Тел.: (812) 412-99-83, 412-89-05, 412-05-41 Факс.: (812) 412-77-36
e-mail: root@radian.spb.ru
Все оборудование имеет действующие сертификаты Минсвязи России

www.radian.spb.ru

МНЕНИЕ ЭКСПЕРТА



**Гумбинас Альбертас
Юозович**

Генеральный директор
ЗАО "Радиан"

канала "классического" радиорелейного диапазона выделяется полоса частот не более 28 МГц или 56 МГц.

В России радиорелейная связь делится на две условные группы: "классическую" – от 2 ГГц до 38 ГГц, требующую получения разрешения ГКРЧ, – и "новую" – от 38 ГГц до 92 ГГц, в которой получение разрешения либо не требуется,

либо предоставляется по упрощенной процедуре. Получение разрешения в "классическом" частотном диапазоне гарантирует, что никто другой, установив новое радиоизлучающее оборудование, не создаст помех уже существующим радиосредствам, работа в "новых" диапазонах таких гарантий предоставить не может. Кроме того, особенности распространения радиоволн в "новых" диапазонах позволяют использовать радиорелейные системы на довольно коротких расстояниях в 1–5 км, хотя использование радиорелейной связи в нижней части "классического" диапазона позволяет создавать линии связи с пролетами до 50–60 км, а в некоторых случаях – и до 80 км.

Сейчас мир переживает переход от канальных систем связи (SDH) к пакетным (Ethernet/IP), но этот переход идет не так быстро, как это виделось еще несколько лет назад. Хотя популярность пакетных систем для передачи всех видов трафика растет, работающие системы синхронной цифровой иерархии (SDH) до сих пор распространены и в России, и в мире. Радиорелейная связь тоже подвержена этим веяниям и адаптируется к переходу от канальных систем к пакетным.

Использование радиорелейной связи для распространения цифрового ТВ является актуальным в сложившейся в России ситуации после повторного неудачного запуска спутника "Экспресс-4АМ".

с неортогональными по частоте сигналами (Non-Orthogonal Waveform). Поскольку при определенных законах взвешенного суммирования откликов фильтров БПФ (Хемминга, Хеннинга (Ханна) и др.) возможно аналитически описать закон изменения АЧХ результирующих фильтров, формирующих банк фильтрации, то интервал между поднесущими может быть задан меньше половины символьного интервала. В результате будет иметь место гибридная технология N-OFDM [13] и FBMC. В настоящее время известны также обобщения FBMC с учетом использования принципа MIMO.

В заключение следует отметить, что отмеченные тренды в развитии технологий радиорелейных средств не исчерпывают перечень всех новых направлений, набирающих силу в решении проблем повышения эффективности радиорелейной связи. За рамками статьи остались вопросы совершенствования аналоговой и цифровой элементной базы ретрансляционного оборудования, разработок новых типов встраиваемых компьютерных систем, использования перспективных стандартов аппаратных интерфейсов передачи данных и др. Поскольку процесс совершенствования радиорелейных технологий, несмотря на всю его

динамичность, все же разворачивается в определенных временных рамках, можно надеяться, что у читателей еще будет возможность подробнее ознакомиться с другими, не менее интересными научно-техническими достижениями, так или иначе определяющими облик радиорелейных систем завтрашнего дня. ■

Литература

1. Слюсар В.И. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2001. – № 1. – С. 6–12.
2. Doubling Capacity in Wireless Channels. – Provigent Inc. Los Altos, USA. – November, 2004.
3. Бобков В.Ю., Ефимов М.В., Азбукин А.Ю., Yoshio Ito. В поиске новой эффективности. Кросс-поляризация в радиорелейных системах // Connect! Мир Связи. – 12.2004. – <http://www.connect.ru/article.asp?id=5259>.
4. US Patent 2010/0232345A1. System and method for smart relay operation in a wireless communications system // Shiau-He Tsai; Oghenekome Oteri; Tao Wu; Yang Tang; Philippe Sartori. – Filed: Mar. 10, 2010. – Pub. Data: Sep. 16, 2010.
5. Eric Phillip Lawrey BE (Hons). Adaptive Techniques for Multiuser OFDM // Thesis for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering. – School of Engineering, James Cook University. – December 2001. – http://www.skydsp.com/resources/OFDM_thesis_lawrey.PDF.
6. Слюсар В.И., Королев Н.А. Ващенко П.А. Метод повышения частотной избирательности систем сотовой связи, использующих цифровое диаграммообразование // Тезисы докладов XIV НТК. Часть 1. – Житомир: ЖВИРЭ. – 2004. – С. 77. – http://www.sly-sar.kiev.ua/GVIRE_CONF_2004.pdf.

вой связи, использующих цифровое диаграммообразование // Тезисы докладов XIV НТК. Часть 1. – Житомир: ЖВИРЭ. – 2004. – С. 77. – http://www.sly-sar.kiev.ua/GVIRE_CONF_2004.pdf.

7. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. – М.: Мир. – 1990. – 584 с.

8. Bellanger M.G et al. FBMC physical layer: a primer. – PHYDYAS-Project – January, 2010.

9. Балашова К.В., Лобанов Н.А., Долгих Д.А. Filter bank multicarrier модулятор // Научная сессия ТУСУР-2012: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых "Научная сессия ТУСУР-2012", посвященной 50-летию ТУСУРа, 16–18 мая 2012. – Томск, 2012. – Ч. 2. – С. 75–78.

10. Farhang-Boroujeny B. OFDM Versus Filter Bank Multicarrier // IEEE Signal Processing Magazine. – 2011. – Vol. 28, № 3. – P. 92–112.

11. Витязев В.В., Овинников А.А. Методы анализа/синтеза сигналов в системах беспроводной связи со многими несущими // Электросвязь. – № 9, 2013. – С. 28–32.

12. Behrouz Farhang-Boroujeny. Filter Bank Multicarrier for Next Generation of Communication Systems // Virginia Tech Symposium on Wireless Personal Communications. – June 2–4, 2010. – https://wireless.vt.edu/symposium/2010/2010%20Tutorials/B3_Filter%20Bank_Farhang%20Boroujeny.pdf.

13. Слюсар В.И. Неортогональное частотное мультиплексирование (N-OFDM) сигналов // Технологии и средства связи. – 2013. – № 5. – С. 61–65; № 6. – С. 60–65.

Ваше мнение и вопросы по статье
присылайте по адресу

tss@Groteck.ru