

1. Сапожников Р. А. Основы технической кибернетики.— М. : Высшая школа, 1970.— 464 с.
2. Зайцев Г. Ф., Стеклов В. К. Комбинированные следящие системы.— Киев : Техника, 1978.— 264 с.
3. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи.— М. : Сов.радио, 1970.— 392 с.
4. Стеклов В. К., Беркман Л. Н. Телекомунікаційні мережі.— Київ : Техніка, 2001.— 392 с.
5. Склярєнко С. Н. и др. Системы фазовой синхронизации.— Киев : Техника, 1994.— 160 с.

Украинский НИИ связи, г. Одесса.

Поступила в редакцию 17.03.03.

УДК 621.39

СЛЮСАР В. И., СМОЛЯР В. Г.

ЧАСТОТНОЕ УПЛОТНЕНИЕ КАНАЛОВ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ СВЕРХРЭЛЕЕВСКОГО РАЗРЕШЕНИЯ СИГНАЛОВ

Рассмотрены методы частотного уплотнения узкополосных каналов связи на основе сверхрэлеевского разрешения сигналов по частоте.

Большинство известных подходов к решению проблемы повышения пропускной способности каналов связи сводится к расширению их спектральной полосы пропускания. Такой подход порождает множество проблем, связанных со сложностью обеспечения электромагнитной совместимости разнородных средств и дефицитностью частотных ресурсов в наиболее интенсивно используемых диапазонах электромагнитного спектра. Улучшить сложившуюся ситуацию представляется возможным на основе внедрения в обработку связанных сигналов методов их сверхрэлеевского разрешения.

Цель статьи — рассмотрение специфики уплотнения каналов связи при дискретном многочастотном кодировании информации. При этом будем исходить из известного метода ортогональной дискретной частотной модуляции (OFDM), получившего в последние годы широкое распространение, например, в ADSL-системах [1], цифровом телевидении (DVB-T).

Предлагаемый вариант обработки имеет достаточно много общего с OFDM (рис. 1) и отличается от него более плотной упаковкой несущих сигналов в передатчике (рис. 2) с учетом их последующего сверхрэлеевского разрешения при соблюдении требований к информационной надежности.

При условии, что частотному кодированию сопутствует амплитудно-фазовая модуляция несущих, оценки квадратурных составляющих амплитуд сиг-

налов в приемнике могут быть получены по напряжениям синтезированных в результате быстрого преобразования Фурье (БПФ) частотных фильтров. При детерминистской трактовке сигнальной смеси в отсутствие доплеровских сдвигов частоты соответствующие зависимости имеют вид [2]:

$$\hat{a}_m^{c(s)} = \frac{\det_m^{c(s)}}{S \cdot \det}; m = 1, 2, \dots, M, \quad (1)$$

где S — размерность (количество точек) операции БПФ, $\det_m^{c(s)}$ — частный определитель, полученный из определителя

$$\det = \begin{vmatrix} f_1(w_1) & f_1(w_2) & \dots & f_1(w_M) \\ f_2(w_1) & f_2(w_2) & \dots & f_2(w_M) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ f_M(w_1) & f_M(w_2) & \dots & f_M(w_M) \end{vmatrix}$$

заменой соответствующего столбца вектором свободных членов $[B^{c(s)}] = [U_1^{c(s)} U_2^{c(s)} \dots U_M^{c(s)}]^T$, $U_j^{c(s)}$ — квадратурные составляющие комплекс-

ного отклика j -го БПФ-фильтра, $f_j(w_m) = \sin S \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] / \sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right]$ —

значение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) синтезированного путем БПФ j -го частотного фильтра, w_j, w_k, w_m — известные частоты несущих из множества заданных, выраженные в долях ширины главного «лепестка» АЧХ БПФ-фильтра.

Соотношение (1) получено в результате решения системы уравнений, составленной по напряжениям откликов частотных фильтров, без учета шумов:

$$U_j^{c(s)} = \sum_{m=1}^M a_m f_j(w_m), j = 1, \dots, M.$$

Для упрощения обработки вещественных сигналов их аналого-цифровое преобразование следует выполнять с периодом дискретизации, кратным нечетному числу четвертей периода центральной для информационного пакета частоты. При этом сепарация полученных $2S$ отсчетов АЦП ($2S > M$) на четные и нечетные по номеру следования выборки позволяет легко сформировать квадратурные составляющие напряжений для последующей операции S -точечного БПФ.

В ответственных случаях формирование квадратур из вещественных сигналов можно осуществлять посредством дискретного преобразования Гильберта, реализуемого в режиме скользящего окна над заданным количеством отсчетов АЦП, определяемым порядком фильтра Гильберта. При этом общее количество отсчетов АЦП, формируемых на интервале измерительной выбор-

ки, должно превышать размерность процедуры БПФ на удвоенный интервал переходного процесса гильбертовской фильтрации [3].

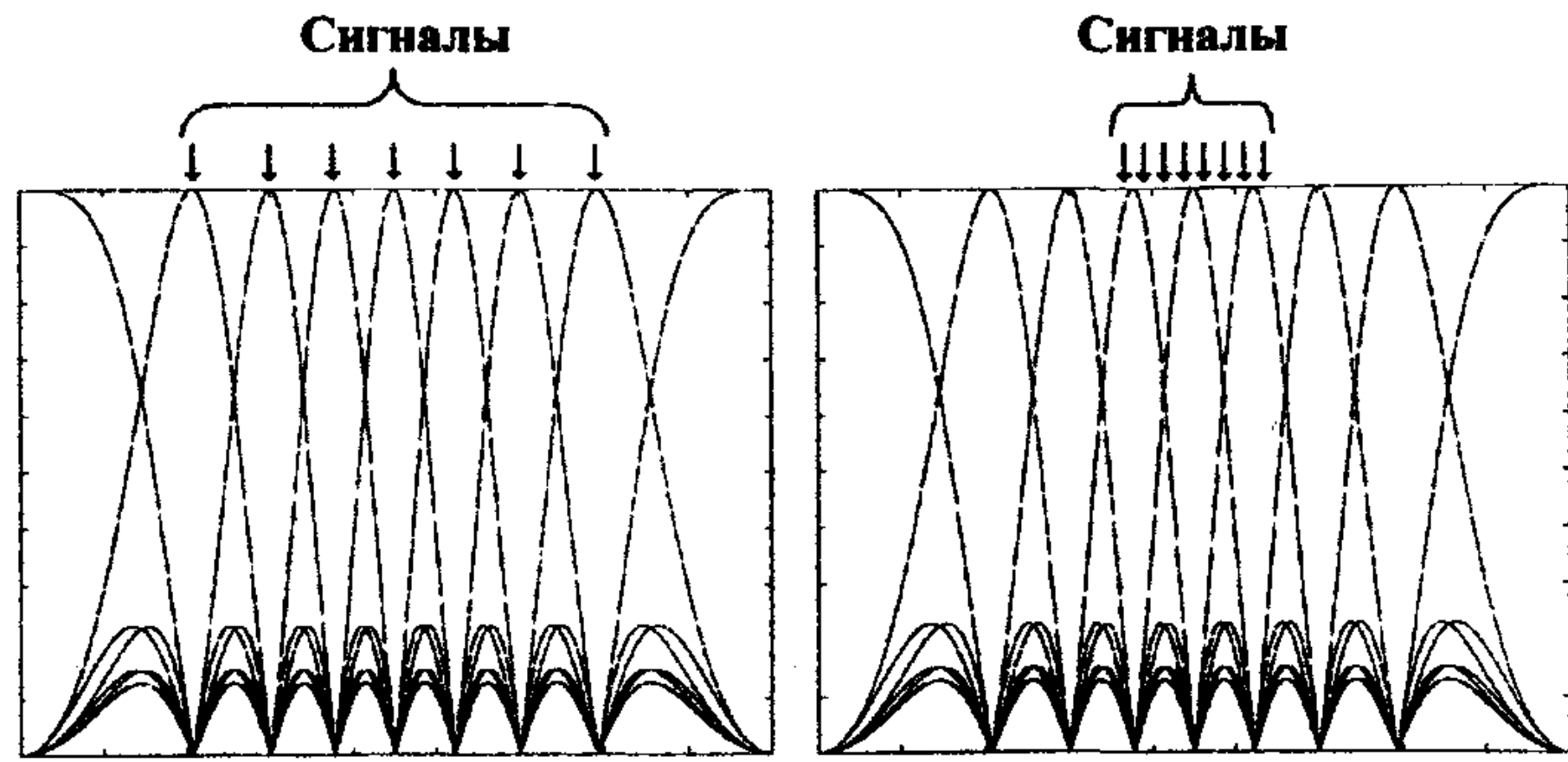


Рис. 1

Рис. 2

Для максимального использования энергии сигналов и оптимального оценивания амплитудных составляющих по методу наименьших квадратов в знаменатель соотношения (1) следует подставить определитель

$$\det = \begin{vmatrix} S & f_{12} & \dots & f_{1M} \\ f_{12} & S & \dots & f_{2M} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ f_{1M} & f_{2M} & \dots & S \end{vmatrix}, \quad (2)$$

а в числитель (1) — частный определитель $\det_m^{c(s)}$, сформированный из (2) заменой соответствующего столбца вектором свободных членов

$$[B^{c(s)}] = \left[\sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_1) \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_2) \dots \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_M) \right]^T [2],$$

где $U_j^{c(s)}$ — квадратурные составляющие комплексного отклика j -го БПФ-фильтра,

$$f_j(w_m) = \sin S \cdot \left[j \frac{\pi}{S} - w_m \right] / \sin \left[j \frac{\pi}{S} - w_m \right]$$

— значение АЧХ синтезированных путем БПФ частотных фильтров, $f_{jk} = \sin S \cdot (w_j - w_k) / \sin(w_j - w_k)$.

Потенциальная точность измерения квадратурных составляющих сигналов многочастотного пакета определяется, прежде всего, отношением сиг-

нал/шум по выходу синтезированных частотных каналов и разносом частот несущих в спектральной области. Увеличение пропускной способности может сводиться как к более плотной расстановке несущих, так и к сокращению интервала накопления для формирования БПФ-фильтров, сопровождающемся расширением их полосы пропускания.

Примером доказательства работоспособности предложенных здесь процедур обработки сигналов можно считать экспериментальную апробацию аналогичной совокупности операций над многочастотным пакетом [4] применительно к измерению амплитудно-частотных характеристик радиотехнической системы.

Практическая реализация предложенного подхода сводится к использованию в приемнике информационного сообщения цифрового сигнального процессора или программируемой матрицы логических элементов (например, фирмы Xilinx), на базе которых должна осуществляться обработка отсчетов АЦП в соответствии с приведенными формульными зависимостями. В качестве АЦП могут использоваться быстродействующие преобразователи, обзор которых приведен в [5]. На передающей стороне для формирования многосигнальной смеси целесообразно применить цифровой сигнальный процессор и ЦАП, например, фирмы Analog Devices.

Вывод соотношений (1), (2) осуществлялся без учета частотно-избирательных свойств реальной линии связи, узкополосность которой может привести к систематическим погрешностям в измерении квадратурных составляющих сигналов, обусловленным неидентичностью результирующих откликов БПФ-фильтров вследствие неравномерности коэффициента передачи аналогового тракта $K(\omega)$ в частотной области (рис. 3). Эта проблема усугубляется тем, что для реализации соотношений (1), (2) необходимо использовать набор частотных фильтров, количество которых должно соответствовать размерности используемого для связи множества несущих. В результате при больших выборках частотных каналов часть БПФ-фильтров неизбежно окажется за пределами основной полосы пропускания аналогового тракта, на «склонах» его АЧХ. Поэтому процедурам декодирования сообщений (1), (2)

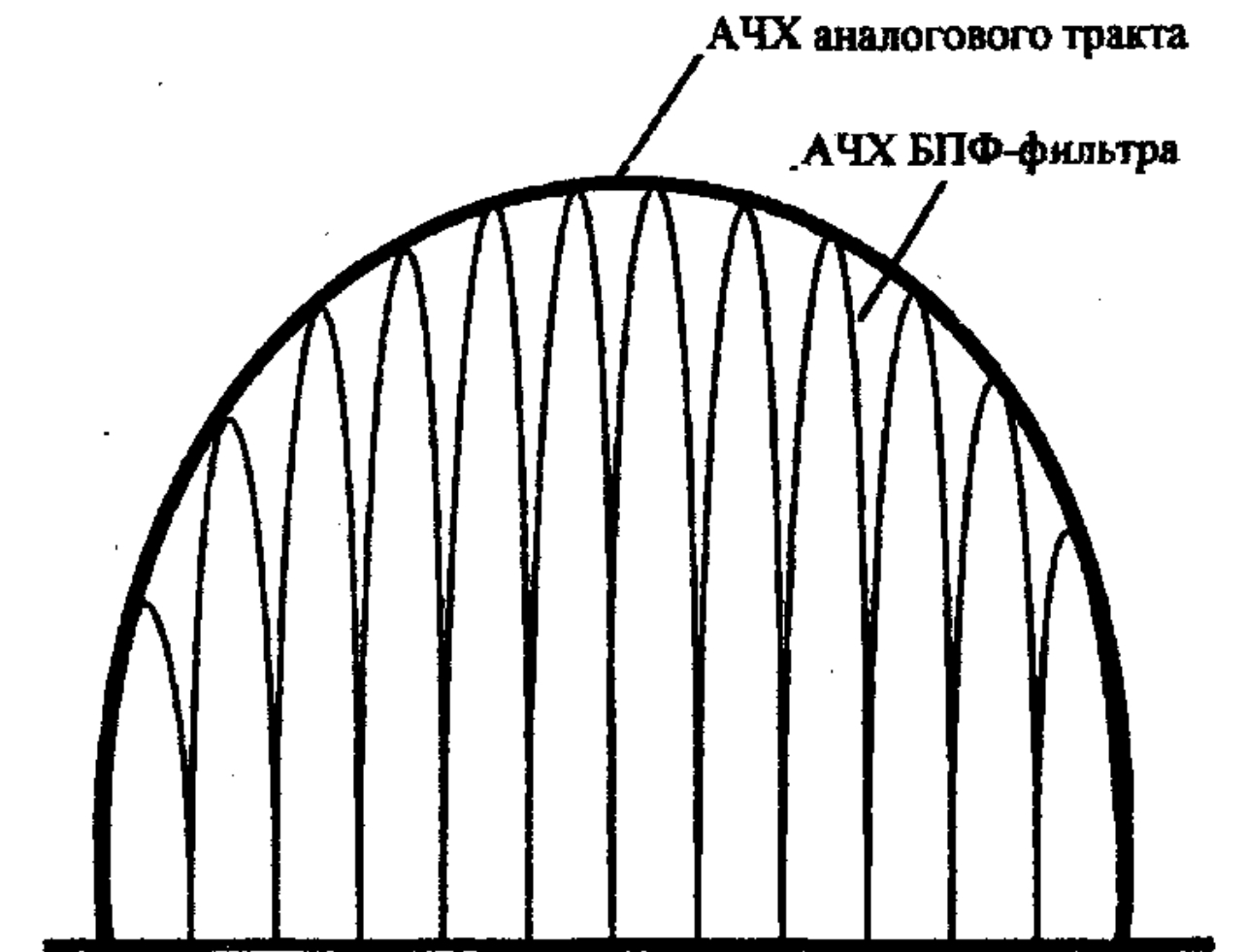


Рис. 3

должно предшествовать восстановлению уровней несущих исходного пакета, например, путем взвешивания квадратурных составляющих напряжений по выходу БПФ на величины, обратные значениям коэффициента передачи аналогового тракта $K(\omega)$ в точках максимумов характеристик соответствующих фильтров. Такое взвешивание следует производить с учетом расстановки частот сигнального пакета относительно максимума АЧХ аналогового тракта путем «замораживания» откликов частотных фильтров на краях интересующего спектрального интервала и уменьшения их уровня — в центре полосы обработки. Это позволит избежать в ходе взвешивания ухудшения отношения сигнал/шум в откликах огибающих фильтров.

Более строгий учет АЧХ линии связи предполагает формирование оценок квадратурных составляющих амплитуд, к примеру, не на основе соотношений (2), а с использованием выражений

$$\det = \begin{vmatrix} \sum_{j=0}^{S-1} f_j^2(w_1) & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1)f_j(w_2) & \dots & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1)f_j(w_M) \\ \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1)f_j(w_2) & \sum_{j=0}^{S-1} f_j^2(w_2) & \dots & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_2)f_j(w_M) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_1)f_j(w_M) & \sum_{j=0}^{S-1} f_j(w_2)f_j(w_M) & \dots & \sum_{j=0}^{S-1} f_j^2(w_M) \end{vmatrix}, \quad (3)$$

$$[B^{c(s)}] = \left[\sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_1) \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_2) \dots \sum_{j=0}^{S-1} U_j^{c(s)} \cdot f_j(w_M) \right]^T,$$

где в зависимости от принятых допущений $f_j(w_m)$ могут представлять собой произведения $K\left(j \cdot \frac{\pi}{S}\right) \sin S \cdot \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] / \sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right]$ либо $K(w_m) \sin S \cdot \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right] / \sin \left[j \cdot \frac{\pi}{S} - w_m \right]$, причем $K\left(j \cdot \frac{\pi}{S}\right)$, $K(w_m)$ соответствуют значениям нормированной АЧХ аналоговой линии связи в максимуме j -го частотного фильтра и на заданной частоте w_m , выраженной в долях ширины характеристики БПФ-фильтра.

Вхождению в связь при предлагаемом подходе должна предшествовать оперативная адаптация уровней кодирования по амплитуде к помеховой обстановке и мощности шумов на линии. Специфика соответствующего варианта обработки сигналов на приемной стороне состоит в замере с использованием соотношений (1)—(3) амплитудных составляющих помех на каждой из задействованных несущих при выключенном передатчике. По результатам

такого тестирования должны соответствующим образом адаптироваться методы модуляции сигналов многочастотного пакета. Например, на одних частотах может осуществляться процедура 64QAM-кодирования, а на подверженных шумовому воздействию — 4PSK или даже BPSK.

Для учета эффекта переотражений в канале связи целесообразно осуществлять оценку уровня соответствующих помех по тестовому сигналу передатчика, квадратурные составляющие амплитуд которого имеют фиксированные и заведомо известные приемной стороне величины. Параметры помеховой обстановки оцениваются сопоставлением измеренных по (1)—(3) амплитуд несущих многочастотного пакета с эталонными значениями.

Анализ предельных возможностей частотного уплотнения с помощью сверхрэлевого разрешения сигналов может осуществляться на основе расчета дисперсий ошибок измерения амплитудных составляющих по нижней границе Крамера—Рао. Общий вид информационной матрицы Фишера, используемой при формировании нижней границы Крамера—Рао, определяется выражением

$$I = F^T F / \sigma^2, \quad (4)$$

где элементы матричного блока $F^T F$ тождественны элементам определителя \det в (2), (3), σ^2 — дисперсия шумов в квадратурной составляющей отклика БПФ-фильтра.

Для некоррелированных отсчетов $\sigma^2 = S \cdot \sigma_{\text{ADC}}^2$, где S — размерность БПФ, σ_{ADC}^2 — дисперсия шума в отсчете АЦП. Во избежание деления на ноль в соотношениях для характеристик частотных фильтров удобно при их расчете в (4) воспользоваться известным тождеством:

$$f_r(x) = 2 \sum_{n=1}^{N/2} \cos \left[2(x-r) \cdot \frac{\pi}{N} \left(n - \frac{N+1}{2} \right) \right].$$

Исследование предельных возможностей частотного уплотнения каналов связи на основе предложенного здесь подхода было выполнено выборочным расчетом дисперсий несмещенных оценок амплитуд как диагональных элементов (4) в случае двух, четырех, пяти сигналов. С целью упрощения задачи анализировался сугубо амплитудный метод многоуровневого кодирования, не использующий расквadratирование сигналов. При этом полагалось, что все несущие имеют нулевую начальную фазу и равноотстоят друг от друга по частоте, причем дисперсия шума, пересчитанная к выходу АЦП, была принята равной единице, шумы квантования не учитывались.

Результаты расчета среднеквадратических ошибок измерения амплитуд в квантах АЦП для случая синтеза S -частотных фильтров и интервала между

гармониками, представленного в долях ширины фильтра БПФ, приведены в табл. 1. Там же для сравнения даны значения СКО ошибки измерения амплитуды по методу OFDM, полученные расчетным путем из соответствующего варианта (4). Существенно, что в случае OFDM-кодирования ошибки измерения амплитуд не зависят от количества используемых несущих, тогда как при сверхразрешении эта зависимость проявляется довольно сильно.

Как известно, увеличение разноса частот между каналами требует расширения полосы пропускания аналогового тракта, что приводит к росту мощности шумов, определяемой по известному выражению: $\sigma_N^2 = N_0 \cdot \Delta f$, где Δf — полоса частот группового канала, N_0 — спектральная плотность шума. Полагая, что ширина АЧХ аналогового тракта строго равна полосе, занимаемой частотными каналами, для корректного сопоставления точностных свойств метода OFDM и предложенного в данной статье подхода необходимо произвести перерасчет полученных для OFDM СКО ошибок измерения амплитуд с учетом необходимости расширения полосы аналогового преселектора при переходе от методов сверхразрешения к процедуре OFDM. Результаты такого пересчета приведены в двух крайних справа столбцах табл. 1.

Столбец СКО ошибок измерения амплитуд по методу OFDM в отсутствие пересчета дисперсий шума свидетельствует, что в случае использования процедур сверхразрешения с полосой аналогового тракта, равной полосе сигналов при OFDM-модуляции, сверхразрешение приводит к ухудшению точности декодирования сообщений, тем большему, чем больше количество задействованных несущих.

При условии строгого согласования полос пропускания аналогового преселектора и частотных каналов, двухчастотный метод кодирования со сверхразрешением при разносе несущих на пол-фильтра БПФ позволяет получить более точные оценки амплитуд, чем OFDM. В этом несложно убедиться, сопоставив значения второго слева и второго справа столбцов табл. 1. Такое преимущество двухчастотного метода сверхразрешения над OFDM при совпадении полосы преселектора с полосой частотных каналов сохраняется до расстояния между несущими почти в четверть ширины фильтра БПФ.

Дальнейшее уплотнение частотных каналов приводит к многократному увеличению СКО ошибок измерения амплитуд (см. четвертый справа столбец табл. 1). Однако следует учесть, что при окончательном выборе метода необходимо учитывать требования, выдвигаемые к точности измерения. По сложившейся практике, в классе QAM-кодирования наиболее распространенной в качестве предельной по плотности упаковки бит в одном бите является модуляция 256QAM, предполагающая разбиение амплитуды сигнала на 8 уровней вдоль каждой из квадратурных составляющих. При использовании 13-разрядного АЦП общее количество квантов сигнальной смеси, как известно, состав-

ляет 8192 или, с учетом знакового разряда, 4096 в каждой полярности. Если разделить это число на количество уровней 8, то получим, что на каждый уровень амплитуды отводится 512 квантов АЦП. Для надежного декодирования информации можно положить, что интервал между точками в сигнальном созвездии (уровнями амплитуд) должен составлять $6\sigma_a$, где σ_a — СКО ошибки измерения амплитуды сигнала, не зависящее от номинала амплитудного уровня. С учетом этого, допустимая величина $\sigma_a = 512/6 \approx 85$ квантов. При таких ограничениях на точность измерения, согласно данным табл. 1, для «квартета» несущих, уже начиная с 16-точечной протяженности измерительной выборки, реализация сверхрелеевого разрешения позволяет обеспечить надежную связь при расстановке частот сигналов с шагом в восьмую часть ширины синтезированного БПФ-фильтра. Общая полоса частотного пакета при этом ограничена половиной ширины фильтра БПФ, что соответствует 8-кратному частотному уплотнению по сравнению с традиционным OFDM. Таким образом, в рассмотренном примере неоправданно высокая точность измерения амплитуд по OFDM, достигаемая ценой расширения полосы частотного пакета, оказалась намного превосходящей требуемую. Прецизионность измерений в OFDM неадекватна и точности формирования информационных сообщений на передающей стороне, где квант цифро-аналогового преобразователя, подобно АЦП приемника, как правило соответствует среднеквадратическому значению шума. Поэтому представляется возможным в рамках QAM-модуляции и ей подобных (несмотря на ухудшение точности амплитудных измерений) использовать сверхразрешения сигналов, достигая большей компактности каналов связи в спектральной области.

В целом, увеличение степени уплотнения либо же ее сохранение на заданном уровне при росте количества несущих достигается повышением разрядности АЦП до 16, 18 и даже 24 разрядов, а также увеличением длительности измерительной выборки в периодах дискретизации. Например, за время миллисекундного интервала существования полезного сигнала в стандарте цифрового телевидения DVB-T при использовании АЦП с частотой преобразования 100 МГц может быть сформировано 100 тыс. отсчетов АЦП. Впрочем, для столь значительных протяженностей сигнальных выборок серьезным ограничением является необходимость реализации вычислений в реальном масштабе времени.

В результате исследования допустимых пределов частотного уплотнения было установлено, что максимальное количество несущих в одном фильтре нецелесообразно задавать больше пяти, поскольку в противном случае для реализации приемлемой точности измерения амплитудных составляющих требуется весьма значительное отношение сигнал/шум либо довольно длительная выборка отсчетов (64 и более). Реально при использовании 8 тональ-

ных компонент можно говорить о возможности четырехкратного уплотнения информационного потока. При большом количестве гармонических несущих их расстановку в частотной области целесообразно осуществлять в виде четырехсигнальных блоков с разносом между такими «квартетами» по частоте, например, в два или более раз превышающем интервал между несущими сигналами внутри указанного блока. При этом для 16-компонентного пакета максимальный выигрыш в пропускной способности фактически ограничивается трехкратной величиной. Согласно предложенной здесь методике можно проанализировать предельные возможности спектрального уплотнения и для более представительных частотных множеств.

Таблица 1

Число точек БПФ, S	Методы, использующие сверхрешетчатое разрешение сигналов					OFDM		
	2-частотный пакет		4-частотный пакет			Без пересчета дисперсии шума	Для пересчитанной дисперсии шума	
							С учетом удвоения полосы частот	С учетом 4-кратного увеличения полосы частот
	Разнос сигналов по частоте в долях ширины фильтра БПФ							
	0,5	0,25	0,125	0,5	0,25	1,0	1,0	1,0
16	0,324	0,576	1,116	1,072	9,984	0,25	0,3535	0,5
32	0,232	0,407	0,786	0,747	6,92	0,1767	0,25	0,3535
64	0,16	0,288	0,56	0,528	4,872	0,125	0,1767	0,25
128	0,113	0,204	0,396	0,373	3,439	0,0884	0,125	0,1767
256	0,081	0,144	0,272	0,256	2,432	0,0625	0,0884	0,125
512	0,057	0,101	0,197	0,186	1,72	0,0442	0,0625	0,0884
1024	0,0405	0,072	0,139	0,131	1,216	0,03125	0,0442	0,0625

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Технология цифровой связи ADSL // Технологии и средства связи.— 1998.— № 3.— С. 6.
2. Слюсар В. И., Смоляр В. Г. Спосіб частотного ущільнення вузькосмугових інформаційних каналів.— Заявка на винахід № 2001106761 від 03.10.2001 р.— Укрпатент.

3. Слюсар В. И. Дискретная гильбертовская фильтрация импульсных сигналов // Радиоэлектроника.— 1997.— Т. 40.— № 10.— С. 70—72. (Изв. вузов).

4. Патент РФ № 2054684. G01R 23/16. Способ измерения амплитудно-частотных характеристик // Слюсар В. И.— Оpubл. 20.02.96.— Бюл. № 5.

5. Слюсар В. И. Быстродействующие АЦП: достижения и перспективы // Радиоэлектроника.— 2000.— № 3.— С. 42—46. (Изв. вузов).

ЦНИИ вооружения и военной техники, г. Киев.

Поступила в редакцию 22.07.02.

УДК 621.396.9:519.688

ЛЕСОВОЙ И. П.

УПРАВЛЕНИЕ РЕСУРСОМ РАДИОСИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ

Предложена методика управления качеством радиосвязи на основе теории нечетких множеств.

Автоматическое управление основными параметрами радиосистемы, такими как рабочая частота, мощность излучения радио-передающего устройства (РПУ) и другими, осуществляется в условиях неопределенности электромагнитной обстановки, помеховой ситуации, т. е. связана с отсутствием достаточной статистики, характеризующей радиоканал или радиосвязь.

Сложность системы автоматического управления использованием радиоресурса, требования к быстродействию и точности работы настолько велики, что использование известных детерминированных и стохастических моделей для их разработки не всегда обеспечивает необходимые характеристики, поэтому необходимы новые подходы построения математических моделей объектов управления радиосвязью, например на основе аппарата теории нечетких множеств. При этом система автоматического регулирования приобретает черты интеллектуальной системы, ядром которой является цифровой нечеткий регулятор [1]. Основное преимущество нечетких регуляторов системы автоматического управления радиоресурсом — использование информации качественного характера, которую невозможно или сложно формализовать при реализации традиционными методами регулирования, низкая чувствительность к возмущениям в некотором диапазоне и лучшие характеристики по сравнению с классическими регуляторами.

Рассмотрим вариант применения нечеткого регулятора для адаптивного управления радиоканалом для повышения качества передачи информации в условиях меняющейся электромагнитной обстановки (рис. 1).