

Лекция 4

СТАНДАРТЫ НАЗЕМНОГО ЭФИРНОГО ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ DVB-T И DVB-T2

4.1 Стандарт наземного эфирного телевизионного вещания DVB-T

4.1.1 Общая характеристика стандарта DVB-T

Стандарт DVB-T цифрового эфирного ТВ-вещания для Европы и других стран был принят в 1996 г. — на два года позже аналогичных стандартов для спутниковых (DVB-S) и кабельных (DVB-C) каналов связи. Эта задержка была вызвана необходимостью применения более сложных технических методов передачи цифровой информации при сохранении приемлемой стоимости цифрового эфирного телевизора, а также из-за не очень высокой коммерческой конъюнктуры ввиду отсутствия свободных ТВ-каналов в диапазоне ДМВ для большинства стран Европы. Снизить стоимость цифрового телевизора удалось за счет применения в стандарте DVB-T апробированных технических решений и технологий, разработанных для систем цифрового спутникового и кабельного вещания. Это потребовало унификации ряда методов обработки цифровых сигналов в указанных системах. Данная задача была решена путем разработки коммерческих требований к цифровой системе эфирного вещания, на основании которых были выбраны необходимые унифицированные технические решения.

При цифровом эфирном ТВ-вещании основным разрушающим фактором для цифрового канала являются помехи от многолучевого приема. Этот вид помех весьма характерен для эфирного приема в городах с разноэтажной застройкой из-за многократных отражений радиосигнала от зданий и других сооружений. При многолучевом приеме в декодер поступают две или более одинаковые по характеру чередования символов, но сдвинутые по времени, цифровые последовательности. Поскольку анализ переданного значения символа "0" или "1" в декодере обычно производится в

середине символа, то в случае, если задержка радиосигнала второго луча становится близкой или больше половины длительности символа, происходит резкий рост цифровых ошибок, вплоть до полного разрушения цифрового канала. При стационарном эфирном ТВ-приеме бороться с многолучевостью можно путем применения остронаправленных многоэлементных ТВ-антенн, что обычно и делается в системах коллективного эфирного приема. Но это не решает проблемы полностью, так как при этом нельзя будет гарантировать уверенный прием цифровых ТВ-программ на переносные и перевозимые ТВ-приемники, в которых используются простые ТВ-антенны. Радикальным решением этой проблемы явилось применение в эфирных каналах ТВ-вещания модуляции COFDM (Coded Orthogonal Division Multiplexing), которая специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме.

4.1.2 Особенности использования и параметры COFDM

При COFDM используется ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM) совместно с помехоустойчивым канальным кодированием. При COFDM последовательный цифровой поток преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей. Группа несущих частот, которая в данный момент времени переносит биты параллельных цифровых потоков, называется "символом COFDM". Благодаря тому, что используется большое число параллельных потоков (обычно 1705 или 6817 субпотоков), длительность символа в параллельных потоках получается существенно больше, чем в последовательном потоке данных (соответственно 280 или 1120 мкс — в зависимости от числа используемых субпотоков). Это позволяет в декодере задержать оценку значений принятых символов на время, в течение которого изменения параметров радиоканала из-за действия эхо-сигналов прекратятся, и канал станет стабильным. Таким образом, при COFDM временной интервал

символа субпотока T_s делится на две части — защитный интервал Δ , в течение которого оценка значения символа в декодере не производится, и рабочий интервал символа T_u , за время которого принимается решение о значении принятого символа (рис.4.1). Отметим, что для правильной работы системы эхоподавления необходимо, чтобы защитные интервалы находились не в начале, а в конце символов $S_2, S_3 \dots$, то есть в защитном интервале продолжается модуляция несущей предшествующим символом (рис.4.1б,г).

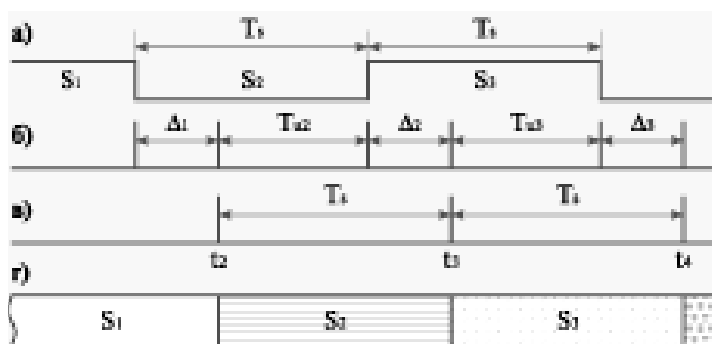


Рисунок 4.1 – Взаимное расположение временных интервалов:

- а) последовательность информационных символов S_1, S_2, S_3 одного субпотока; б) защитные ($\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$) и рабочие интервалы ($T_{и1}, T_{и2}$);
- в) моменты начала и окончания модуляции несущей (t_2, t_3, t_4) информационными символами S_1, S_2, S_3 ; г) амплитуда несущей, модулированной символами S_1, S_2, S_3

Для обеспечения близкого к оптимальному использованию радиоспектра при различных конфигурациях сетей ТВ-вещания применяются разные значения защитных интервалов. Благодаря этому система может использоваться для вещания как в одночастотной сети с большой зоной покрытия, так и для малых зон, обслуживаемых одним передатчиком.

Для одночастотной радиосети типичным видом эхо-сигналов являются сигналы от соседних по территориальному размещению радиопередатчиков, передающих одинаковые символы COFDM. Эти сигналы не отличаются от

классических эхо-сигналов и их можно оценивать как эхо-сигналы, если они будут поступать в приемник за время защитного интервала D . Таким образом, выбор длительности защитного интервала будет непосредственно влиять на вид проектируемой одночастотной радиосети. Увеличение длительности защитного интервала позволяет увеличить расстояние между соседними радиопередатчиками. С другой стороны, длительность защитного интервала целесообразно выбирать небольшой, так как, с точки зрения теории информации, защитный интервал не используется для передачи полезной информации и его введение уменьшает объем передаваемой информации.

Такие параметры OFDM, как число несущих в групповом спектре, величина их частотного разнеса, длительность защитного и рабочего интервала информационного символа взаимосвязаны и выбираются путем компромиссных решений. При разработке стандарта DVB-T выбор этих параметров оказался наиболее сложным и дискуссионным вопросом. Частотный разнос Δf между соседними несущими $f_1, f_2 \dots f_n$ в групповом радиоспектре COFDM (рис.4.2) выбирается из условия возможности выделения в демодуляторе индивидуальных несущих. При этом возможно

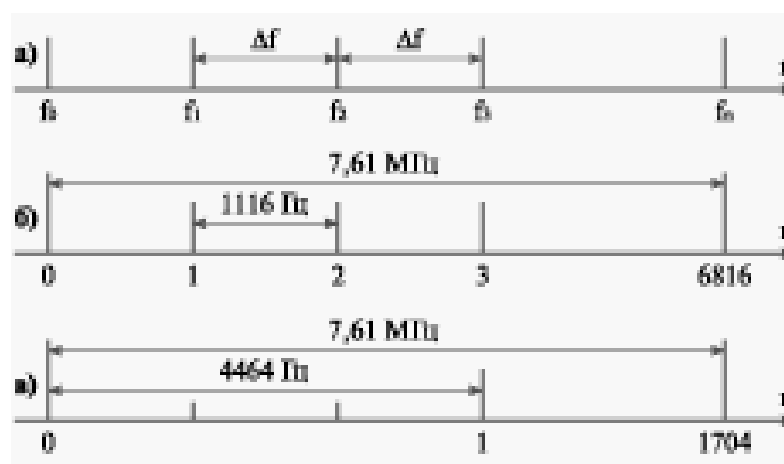


Рисунок 4.2 – Групповой спектр несущих COFDM: а) частотный разнос несущих; б) групповой спектр при частотном разнесе 1116 Гц; в) групповой спектр при частотном разнесе 4464 Гц

применение двух методов частотного разделения (демультиплексирования) несущих: полосовой фильтрации; ортогональных преобразований сигналов.

В первом случае частотный разнос между модулированными несущими (рис.4.2а) выбирается таким, чтобы их соседние боковые полосы взаимно не перекрывались. Это условие будет выполнено, если величину частотного разноса Δf выбрать равной $2/T_u$, где T_u — рабочий интервал информационного символа (см. рис.4.1). Однако при этом эффективность использования радиоспектра будет невысокой. Поэтому выбран ортогональный метод разделения несущих, при котором частотный разнос может быть уменьшен в два раза по сравнению с первым методом, за счет чего в два раза повышается спектральная эффективность передачи цифровой информации (бит/с)/Гц. В нашем случае две модулированные несущие будут ортогональными, если интеграл от их произведения за время длительности рабочего интервала T_u равен нулю. По этой причине при ортогональном методе демодуляции несущих группового спектра взаимные помехи от соседних несущих будут также равны нулю, несмотря на то, что их соседние боковые полосы взаимно перекрываются (см. рис.2.25). Для выполнения условий ортогональности необходимо, чтобы частотный разнос между несущими был постоянен и точно равен значению $\Delta f = 1/T_u$, то есть на интервале T_u должно укладываться целое число периодов разностной частоты $f_2 - f_1$. Выполнение этого соотношения достигается введением в модем COFDM двух видов сигналов синхронизации: сигналов для *синхронизации несущих частот* группового спектра и сигналов для *синхронизации тактовых частот* функциональных блоков демодулятора.

Основные параметры сигналов COFDM приведены в табл. 4.1. В стандарте эфирного вещания DVB-T предусмотрены два режима модуляции COFDM, названные режимами 8К и 2К, для которых используются два значения рабочих интервалов информационных символов: $T_{u1} = 896$ мкс — для режима 8К и в 4 раза меньшее значение $T_{u2} = 224$ мкс — для режима 2К.

Этим рабочим интервалам соответствуют два значения частотного разнеса несущих в групповом спектре COFDM: $\Delta f_1 = 1/896$ мкс = 1116 Гц и $\Delta f_2 = 1/224$ мкс = 4464 Гц (рис.4.2б, в), при которых в групповом спектре OFDM содержится $n_1 = 6817$ для первого режима и $n_2 = 1705$ несущих — для второго режима модуляции. Общая ширина спектра группового сигнала в обоих случаях равна 7,61 МГц.

Таблица 4.1. Основные параметры COFDM

Режим модуляции	8К	2К
Длительность рабочего интервала T_u в мкс, в числе периодов T_0 (Тактовый период $T_0 = 7/64$ мкс)	896 8192	224 2048
Частотный разнос несущих $\Delta f = 1/ T_u$, Гц	1116	4464
Число несущих в спектре группового сигнала, n	6817	1705
Ширина спектра группового сигнала несущих, МГц	7,61	7,61
Относительная длительность защитного интервала, Δ/ T_u	1/4 ,1/8, 1/16, 1/32	1/4 ,1/8, 1/16, 1/32
Длительность защитного интервала Δ в числе периодов T_0	224, 112, 56, 28 2048, 1024, 512, 256	56, 28, 14, 7 512, 256, 128, 64
Длительность символа сообщения $T_s = \Delta + T_u$ в числе периодов T_0	1120, 1008, 952, 924 10240, 9216, 8704, 8448	280, 252, 238, 231 2560, 2304, 2176, 2112
Максимальное удаление ТВ-передатчиков в одно-частотной сети вещания $d = c \cdot D$, км ($c = 3 \cdot 10^5$ км/с)	67,2 33,6 16,8 8,4	16,8 8,4 4,2 2,1

Весьма важно, что спектр группового сигнала COFDM можно разместить в эфирном радиоканале аналогового телевидения с полосой пропускания 8 МГц, обеспечивая между соседними радиоканалами защитные

частотные интервалы по $\sim 0,39$ МГц. Согласованность спектра группового сигнала COFDM с существующими радиоканалами эфирной сети ТВ-вещания упрощает внедрение цифровой системы телевидения.

Стандартом для каждого режима модуляции предусмотрены 4 относительных значения защитных интервалов, равные $1/4$; $1/8$; $1/16$ и $1/32$ длительности рабочего интервала. Соответствующие им абсолютные значения длительностей защитных интервалов и информационных символов в мкс и периодах тактовой частоты $T_0 = 7/64$ мкс приведены в табл. 4.1. В этой же таблице указан максимальный территориальный разнос между ТВ-передатчиками одной ТВ-программы в синхронной одночастотной сети эфирного вещания, который может выбираться при проектировании сети в пределах от 67,2 до 8,4 км и от 16,8 до 2,1 км соответственно для режимов модуляции 8К и 2К.

Остановимся на причинах, по которым в стандарте эфирного вещания были приняты два варианта режимов модуляции (8К и 2К), поскольку эти факторы необходимо учитывать при проектировании сети вещания.

Режим модуляции 8К позволяет в одночастотной сети эфирного вещания использовать территориальный разнос между передатчиками одинаковых ТВ-программ до 67 км. При этом получается бóльшая зона покрытия, приемлемые мощности ТВ-передатчиков и стандартные высоты антенно-мачтовых сооружений. Экономические преимущества такой сети становятся особенно заметными при организации ТВ-вещания в странах с большими территориями, за счет сокращения общего числа передающих ТВ-станций сети. По этим причинам в стандарт был введен режим модуляции 8К. Технически режим 8К реализуется путем выполнения в модуляторе инверсного дискретного преобразования Фурье и прямого дискретного преобразования Фурье — в демодуляторе телевизора, для чего требуются процессоры с двоичной емкостью $2^{13} = 8192 = 8К$. Однако имевшееся в первой половине 90-х годов прошлого века первое поколение таких процессоров не подходило для этих целей ни по быстродействию, ни по

стоимости, что не позволяло начать одновременно с принятием стандарта разработку аппаратуры с режимом модуляции 8К [2]. По этой причине было принято решение ввести в стандарт второй — технически более простой режим 2К, для которого уже имелись необходимые процессоры с двоичной емкостью $2^{11} = 2048 = 2К$. В итоге был принят общий стандарт с модуляцией 2К и 8К с разным числом несущих. Спецификация стандарта 2К позволила начать внедрение цифрового эфирного вещания сразу, а спецификация стандарта 8К могла быть реализована позднее, после разработки соответствующего процессора. Отметим, что с появлением процессоров 8К и необходимости построения сети эфирного вещания с большой зоной покрытия предпочтение необходимо отдать режиму модуляции 8К и использовать его при создании сети цифрового эфирного вещания.

4.1.3 Методы модуляции несущих в групповом сигнале COFDM

Стандартом предусмотрено, что в модеме COFDM могут быть использованы следующие виды модуляции несущих группового сигнала: квадратурная фазовая модуляция (QPSK); 16- и 64-уровневая квадратурная амплитудная модуляция (16-QAM или 64-QAM) с равномерным или неравномерным расположением вершин векторов сигнала в кодовом пространстве сигналов.

Выбор конкретного вида модуляции производится в зависимости от требуемой скорости передачи данных с учетом избыточности, необходимой для их помехоустойчивого кодирования. Эту избыточность легко оценить, исходя из того, что при помехоустойчивом кодировании в модеме используются сверточные коды с относительными скоростями: $1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$, в результате чего скорость цифрового потока после помехоустойчивого кодирования увеличится в число раз, равное единице, деленной на относительную скорость кода. То есть, например, при использовании сверточного кода $3/4$, скорость цифрового потока возрастает в $4/3=1,33$ раза. Данные, необходимые для выбора вида модуляции в

зависимости от требуемой скорости цифрового потока для различных значений относительной скорости сверточного кода и относительной длительности защитного интервала в информационном символе, приведены в табл. 4.2. Данные этой таблицы не зависят от режима модуляции 8К или 2К, так как при переходе от режима 8К к режиму 2К с уменьшением числа несущих в 4 раза одновременно в 4 раза увеличивается скорость передачи данных на каждой несущей. В табл. 4.2 также указаны необходимые значения отношения сигнал/шум в эфирном радиоканале для двух случаев эфирного приема — на стационарную, многоэлементную ТВ-антенну и на простую антенну переносного телевизора. Приведенные значения отношения сигнал/шум обеспечивают получение вероятности ошибок $2 \cdot 10^{-4}$ на выходе декодера сверточного кода. Окончательный выбор перечисленных параметров системы цифрового вещания делается путем анализа нескольких альтернативных вариантов.

Таблица 4.2 – Скорость передачи данных при модуляции 8К и 2К OFDM

Вид мод.	Скор. кода	SNR, дБ		Полезная скорость, Мбит/с			
		Перен. антенна	Стац. антенна	D/Tu=1/4	D/Tu=1/8	D/Tu=1/16	D
QPSK	1/2	3,6	5,4	4,98	5,53	5,85	6,03
QPSK	2/3	5,7	8,4	6,64	7,37	7,81	8,04
QPSK	3/4	6,8	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
QPSK	5/6	8,0	13,1	8,29	9,22	9,76	10,05
QPSK	7/8	8,7	16,3	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	9,6	11,2	9,95	11,06	11,71	12,06
16-QAM	2/3	11,6	14,2	13,27	14,75	15,61	16,09
16-QAM	3/4	13,0	16,7	14,93	16,59	17,56	18,10
16-QAM	5/6	14,4	19,3	16,59	18,43	19,52	20,11
16-QAM	7/8	15,0	22,8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,7	16,0	14,93	16,59	17,56	18,10
64-QAM	2/3	17,1	19,3	19,91	22,12	23,42	24,13
64-QAM	3/4	18,6	21,7	22,39	24,88	26,35	27,14
64-QAM	5/6	20,0	25,3	24,88	27,65	29,27	30,16
64-QAM	7/8	21,0	27,9	26,13	29,03	30,74	31,67

4.1.4 Особенности неиерархического и иерархического режимов модуляции

При квадратурных фазовой (QPSK) и амплитудной модуляции (16-QAM или 64-QAM) сигнал несущей получается путем модуляции и суммирования двух квадратурных сигналов: $\cos\omega t$ и $\sin\omega t$. Эти сигналы при анализе систем квадратурной модуляции удобно представлять в виде двух квадратурных векторов I и Q, полагая, что вектор I совпадает с осью абсцисс и называется синфазным вектором, а вектор Q совпадает с осью ординат и называется квадратурным вектором. При этом фаза вектора I принимается за нулевую фазу и относительно нее производится оценка фазовых положений векторов модулированного сигнала. Поскольку при математическом анализе квадратурно модулированных сигналов используются комплексные функции, в которых сигнал $\cos\omega t$ является действительной частью функции, а сигнал $\sin\omega t$ — мнимой частью функции и, кроме того, общепринятым считается, что по оси абсцисс откладываются действительные числа, а по оси ординат — мнимые, то в системе координат I и Q вектору I соответствует сигнал $\cos\omega t$, а вектору Q — сигнал $\sin\omega t$.

Пространство сигналов модулированной несущей представляет собой дискретные положения вершин суммарного вектора (I+Q) в системе координат I и Q.

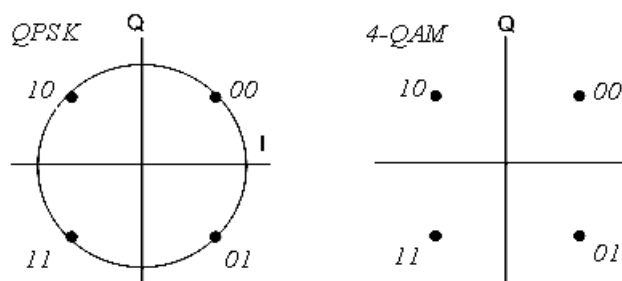


Рисунок 4.3 – Пространство сигналов QPSK и 4-QAM

В системе COFDM при использовании модуляции QPSK вектора I и Q имеют одинаковые и постоянные амплитуды, дискретно меняются только фазы, которые могут принимать значения 0° или 180° — для вектора I и 90° или 270° — для вектора Q. При этом вершины суммарного вектора (I+ Q) при переходе от одного фазового положения в другое описывают окружность (рис.4.3). При 4-QAM вектора I и Q принимают такие же фиксированные значения фазы, что и при QPSK, но за счет дискретного изменения амплитуд квадратурных компонент. По сути 4-QAM это тот же фазоманипулированный сигнал, что и QPSK, но реализованный другим методом.

При 4-QAM вершины суммарного вектора (I + Q) лежат в вершинах квадрата, который вписывается в окружность QPSK, т.е. пространства сигналов QPSK и 4-QAM совпадают. Таким образом, если выбрать одинаковые манипуляционные коды, то сигналы QPSK и 4-QAM можно будет формировать и демодулировать одними и теми же устройствами, что полезно использовать при создании унифицированного модема COFDM для нескольких видов модуляции.

По сравнению с 4-QAM переход к 16-QAM позволяет увеличить скорость передачи данных в 2 раза, а переход к 64-QAM – в 4 раза.

В стандарте предусмотрены два вида дискретизации амплитуд векторов I и Q — с *равномерным* и *неравномерным* шагом.

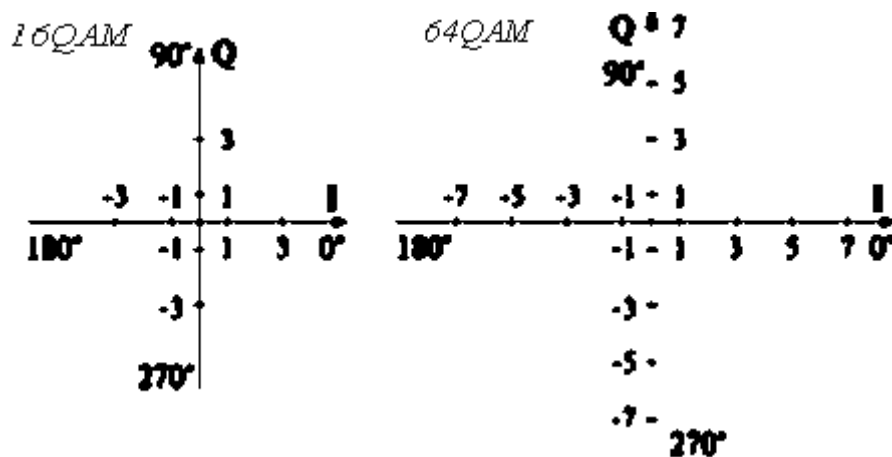


Рисунок 4.4 – Дискретные значения фаз и амплитуд векторов I и Q при *неиерархическом* режиме модуляции 16-QAM и 64-QAM

При равномерной дискретизации режимом модуляции называется *неиерархическим*. Он обеспечивает одинаковую помехоустойчивость для всех передаваемых кодовых комбинаций. В этом режиме модуляции амплитуды векторов I и Q принимают по 4 фиксированных значения, равных (-3; -1; +1; +3) шагов дискретизации амплитуды для 16-QAM и по 8 фиксированных значений, равных (-7; -5; -3; -1; +1; +3; +5; +7) шагов дискретизации амплитуды, для 64-QAM (рис. 4).

Применение *иерархического* режима модуляции позволяет повысить живучесть системы цифрового вещания при неблагоприятных условиях эфирного приема (например, прием при низкой напряженности радиополя, наличие помех от других радиослужб, прием на комнатную антенну и т.п.). В этом случае *передаваемый цифровой поток разбивается на два потока*. Скорость первого потока выбирается равной 1/2 при 16-QAM и 1/3 при 64-QAM от скорости основного потока. (При этом скорость 2-го потока составит, соответственно, 1/2 или 2/3 от скорости основного потока.) *Первый поток кодируется с более высокой помехоустойчивостью, и в нем передается наиболее значимая часть информации, например, старшие разряды видео- и звукоданных. Вторым потоком кодируется с меньшей помехоустойчивостью и используется для передачи менее значимой части информации*. При этом разница в отношении сигнал/шум для пороговых точек демодуляции первого и второго потока выбирается в пределах 10...15 дБ. При иерархической модуляции целесообразно использовать более высокие профили стандарта MPEG-2, т.е. вместо основного профиля стандарта MPEG-2 применить профиль с масштабируемым отношением сигнал/шум или специально масштабируемый профиль, при которых живучесть системы при неблагоприятных условиях приема повышается за счет снижения отношения сигнал/шум и четкости ТВ-изображения. В итоге

при неблагоприятных условиях, когда не удастся демодулировать второй цифровой поток, ТВ-изображение на экране телевизора сохраняется, хотя и воспроизводится с ухудшенным качеством (повышенным уровнем шумов и пониженной четкостью). С улучшением условий приема качество изображения полностью восстанавливается.

Переход к иерархической модуляции осуществляется за счет применения двух значений шага дискретизации при дискретизации амплитуд векторов I и Q. Меньшее значение шага дискретизации d_1 остается таким же, как и при неиерархической модуляции, а большее значение шага дискретизации d_2 выбирается в 2 или 4 раза больше d_1 , т.е. $d_2 = a \cdot d_1$, где $a = 2$ или 4.

Пространство сигналов 16- или 64- QAM строится следующим образом. Первые от начала координат точки по положительным и отрицательным направлениям осей I и Q имеют фиксированные амплитуды, равные $d_2/2$. Остальные точки на указанных осях имеют фиксированные значения амплитуд, следующие с шагом дискретизации d_1 .

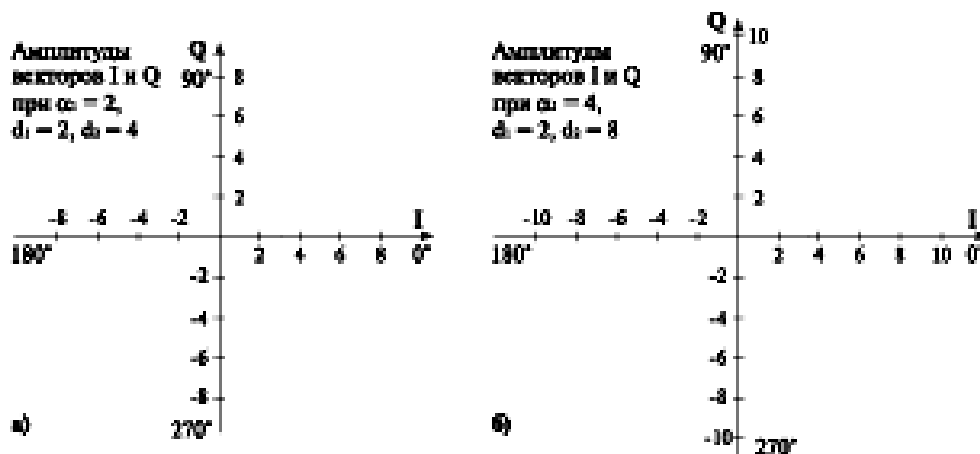


Рисунок 4.5 – Дискретные значения амплитуд векторов I и Q при иерархической 64-уровневой QAM

На рис. 4.5а,б показаны дискретные значения амплитуд векторов I и Q при иерархической 64-уровневой QAM. Каждый вектор может иметь 8 фиксированных амплитуд равных -8, -6, -4, -2, +2, +4, +6, +8 шагов

дискретизации d_1 при $a = 2$ или $-10, -8, -6, -4, +4, +6, +8, +10$ шагов дискретизации d_1 при $a = 4$.

В случае 16-QAM число фиксированных значений амплитуд векторов I и Q уменьшается до 4, и эти дискретные значения будут совпадать с вышеуказанными на интервалах от $(-4, -2, +2, +4)$ при $a = 2$ и от $(-6, -4, +4, +6)$ при $a = 4$. При модуляции амплитуды векторов I и Q могут в произвольном порядке принимать одно из 4 (при 16-QAM) и одно из 8 (при 64-QAM) указанных фиксированных значений. В итоге в пространстве сигналов 16/64-QAM будут присутствовать 16 или 64 суммарных вектора ($I + Q$), расстояние между вершинами которых будет максимальным при значениях амплитуд векторов (I, Q) равных: $(2,2); (2,-2); (-2,2); (-2,-2)$ — для случаев 16/64-QAM $a = 2$, и $(4,4); (4,-4); (-4,4); (-4,-4)$ — для случаев 16/64-QAM $a = 4$. Эти кодовые комбинации будут обладать максимальной помехоустойчивостью, и их необходимо использовать при передаче наиболее значимой части информации.

На рис.4.6 в качестве примера показаны пространство сигналов и манипуляционные коды модема COFDM при иерархической модуляции 64-QAM с $a = 2$.

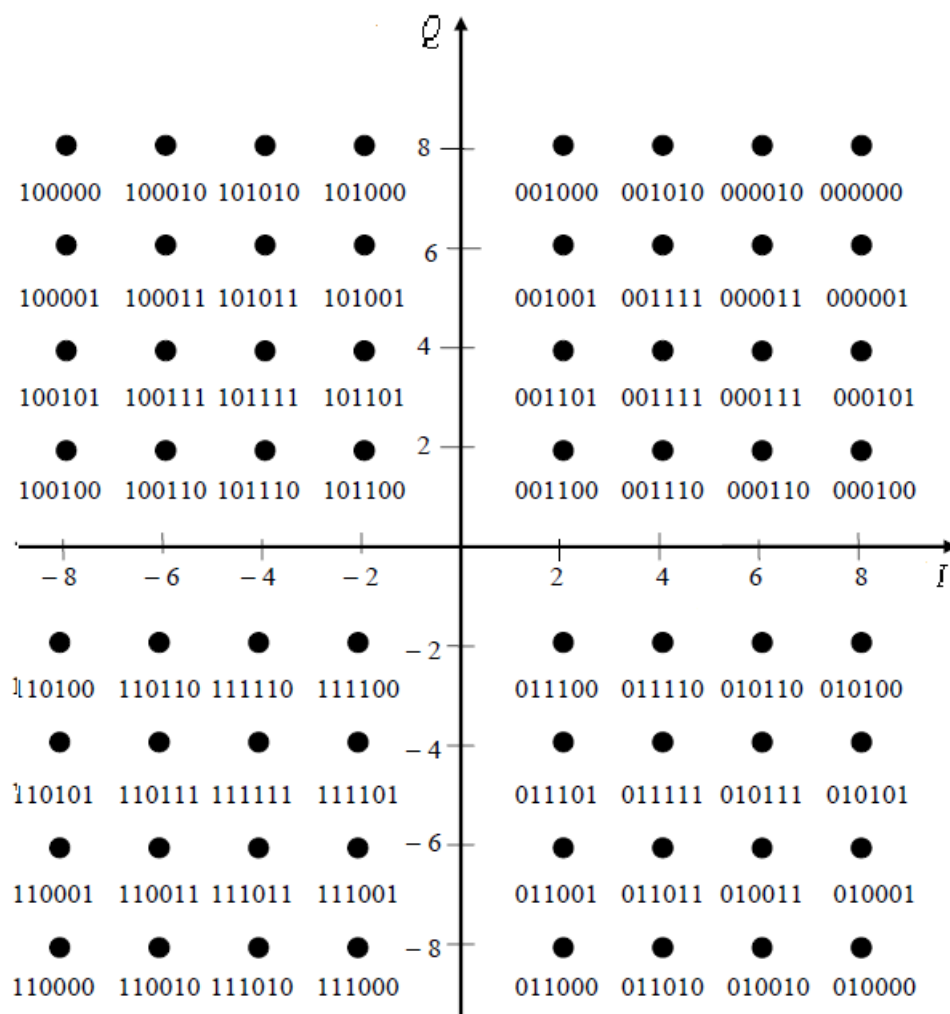


Рисунок 4.6 – Пространство сигналов и манипуляционные коды модема OFDM при иерархической модуляции 64-QAM с $a = 2$

4.1.5 Структура кадра COFDM

При выборе структуры кадра необходимо обеспечить, во-первых, быстрое вхождение в синхронизм демодулятора цифрового телевизора, с тем чтобы не вызвать чувства раздражения у телезрителей в моменты переключения телевизора с одной программы на другую. Во-вторых, формат кадра COFDM должен быть согласован с форматом транспортного пакета MPEG-2 (длительность пакета 204 байта), с тем чтобы взаимные преобразования этих форматов в модеме могли быть выполнены простыми техническими средствами. В результате учета этих требований в стандарте

была принята двухступенчатая структура передачи данных в виде супер-кадра, состоящего из 4 кадров OFDM. При этом в одном супер-кадре содержится целое число транспортных пакетов MPEG-2, что позволяет производить взаимные преобразования форматов транспортных пакетов и супер-кадра OFDM без введения в модем OFDM стаффинг-синхронизации. В то же время наличие в супер-кадре 4 кадров повышает в 4 раза скорость передачи сигналов синхронизации, за счет чего обеспечивается приемлемое время вхождения в синхронизм демодулятора телевизора.

Структура кадра OFDM показана на рис. 4.7. Кадр состоит из 68 символов OFDM, которым присвоены номера от 0 до 67. Длительность кадра (фрейма) равна $T_F = 68T_S$, а значения T_S (длительность информационного символа) для различных режимов работы приведены в табл.4.1. Кадр содержит для режимов модуляций 8К и 2К, соответственно, 6817 и 1705 несущих.

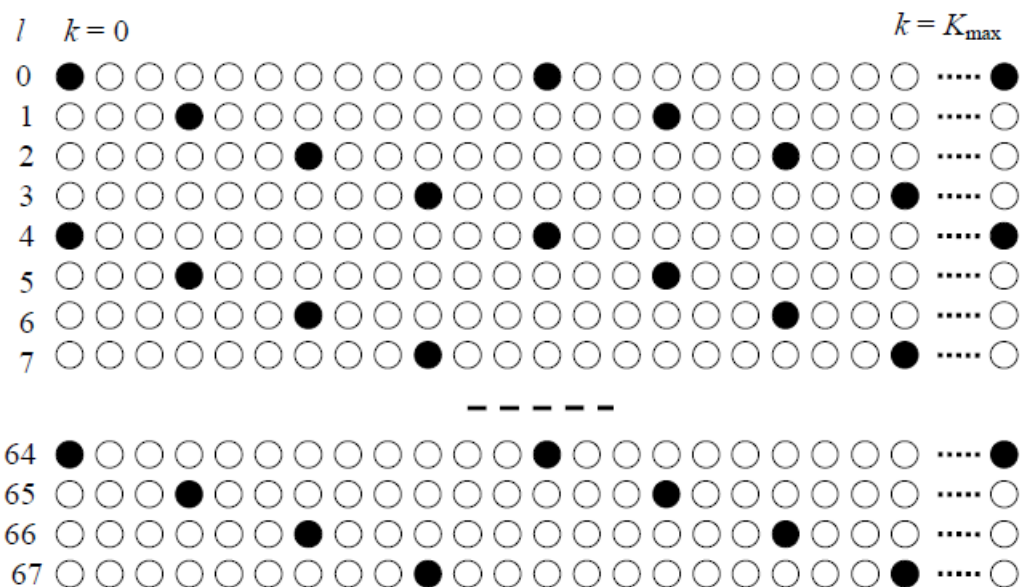


Рисунок 4.7 – Фрагмент структуры кадра COFDM с рассредоточенными пилотными (опорными) сигналами

Для работы приемного устройства необходимо совместно с информационными символами передавать следующие опорные сигналы:

- сигналы для фазовой автоподстройки опорных частот демодулятора;
- сигналы тактовой синхронизации функциональных блоков демодулятора;
- сигналы для оценки состояния эфирного радиоканала;
- сигналы управления демодулятором, содержащие информацию о используемых режимах модуляции.

Для этих целей в каждом символе COFDM для режимов модуляции 8К и 2К выделено, соответственно, 769 и 193 опорных несущих, которые по сравнению с информационными несущими передаются с повышенной на 2,5 дБ мощностью. При этом для фазовой автоподстройки опорной сетки когерентных частот демодулятора используются так называемые фиксированные опорные несущие, частотные позиции которых в каждом символе COFDM постоянны. Всего в режимах 8К и 2К используется для этого соответственно 177 и 45 фиксированных несущих. Фиксированные несущие модулируются опорной псевдослучайной последовательностью.

Для повышения живучести системы COFDM и снижения числа цифровых ошибок в демодуляторе ведется оценка текущего состояния амплитудно-частотной характеристики сквозного радиоканала модема, на основании чего производится расчет текущей переходной характеристики радиотракта и выбирается оптимальный временной интервал ("временное окно") для декодирования информационных сигналов. Для этого используются так называемые рассредоточенные опорные несущие, частотные позиции которых смещаются при переходе от одного символа COFDM кадра к другому символу COFDM (см. рис. 4.7). Причем, эти изменения номеров рассредоточенных несущих производятся с периодом 4 символа COFDM, т.е., например, частотные позиции рассредоточенных несущих в символе OFDM с номером 0 и номером 3 совпадают. В результате такого периодического сдвига частот рассредоточенных опорных несущих

происходит более точное частотное сканирование сквозной АЧХ радиотракта модема. Для этой цели используются в режимах 8К/2К соответственно 524 и 131 рассредоточенных опорных несущих, которые модулируются опорной псевдослучайной последовательностью. Кроме того, для передачи сигналов управления демодулятором в режимах 8К и 2К используются соответственно 68 и 17 рассредоточенных несущих, положения которых в кадре COFDM заданы в виде таблицы.

4.1.6 Внешнее и внутреннее помехоустойчивое канальное кодирование

Канальное кодирование используется для повышения помехоустойчивости системы цифрового эфирного вещания и согласования форматов передачи данных кадра COFDM и транспортных пакетов MPEG-2. Канальный кодек включает в себя систему *внешнего и внутреннего кодирования*. Такая структура кодека позволила унифицировать ряд его функциональных узлов для наземных эфирных, спутниковых и кабельных систем цифрового вещания за счет того, что *общие* для этих систем вещания операции по обработке данных выполняются ***во внешней системе кодирования***, а *дополнительная* обработка данных, зависящая от вида модуляции и среды передачи, выполняется ***во внутренней системе кодирования***. Такая унификация дает экономический эффект и сокращает сроки внедрения, так как в этом случае для создания аппаратуры цифрового эфирного вещания можно использовать новые технологии и специализированные интегральные схемы, разработанные для систем спутникового и кабельного цифрового вещания. По этой причине в стандарте эфирного цифрового вещания было принято, что используемые во внешней системе канального кодирования модема COFDM структура цикла обработки данных, методы скремблирования, помехоустойчивого кодирования кодом Рида-Соломона и сверточного перемежения данных остаются такими же, как и в системах цифрового спутникового и кабельного вещания. Кроме того, во внутренней системе канального кодирования модема OFDM используется

тот же метод сверточного кодирования, который принят в системе цифрового спутникового вещания. Кратко поясним выполняемые ими функции в модеме OFDM.

Внешнее канальное кодирование. Цикл обработки данных в системе внешнего канального кодирования модема COFDM синхронен с частотой передачи транспортных пакетов MPEG-2 и включает в себя группу из 8 транспортных пакетов по 188 байтов каждый. Для введения сигнала цикловой синхронизации в первом транспортном пакете цикла производится инверсия символов стартовой синхрогруппы пакета. В остальных семи транспортных пакетах цикла стартовые синхрогруппы не инвертируются. Скремблирование вводится для устранения длинных серий "0" или "1" в транспортных пакетах MPEG-2, за счет чего обеспечивается устойчивая работа системы тактовой синхронизации приемного устройства. При этом, чтобы не нарушить в демодуляторе цикловую синхронизацию, стартовые синхрогруппы транспортных пакетов скремблированию не подвергаются.

Помехоустойчивое кодирование транспортных пакетов MPEG-2 выполняется совместно со стартовыми синхрогруппами пакетов и производится кодом Рида-Соломона, что позволяет скорректировать 8 пакетов цифровых ошибок размером по 1 байту. После такого кодирования длительность транспортного пакета возрастает с 188 до 204 байтов. Перемежение данных вводится для защиты от пакетов цифровых ошибок размером больше 1 байта. С этой целью производится перестановка двух соседних байтов транспортного пакета на глубину перемежения 12 байтов. При этом, чтобы не нарушить в демодуляторе цикловую синхронизацию, стартовые синхрогруппы в транспортных пакетах перемежению не подвергаются и остаются на своих временных позициях.

Внутреннее канальное кодирование. Внутреннее канальное кодирование модема COFDM вводится с целью защиты передаваемой информации, во-первых, от селективных замираний несущих в групповом сигнале COFDM при работе в синхронной одночастотной сети ТВ-вещания.

Во-вторых, для защиты от помех при многолучевом приеме в переносных ТВ-приемниках, работающих с простыми домашними дипольными антеннами. Кроме того, эта система помехоустойчивого кодирования должна снизить коэффициент цифровых ошибок на выходе демодулятора с $10^{-1} \dots 10^{-2}$ до уровня $2 \cdot 10^{-4}$, что необходимо для нормальной работы указанной выше унифицированной внешней системы кодозащиты модема COFDM.

Для повышения помехоустойчивости цифровой поток с выхода внешней системы кодозащиты модулятора проходит сверточное кодирование. Необходимо отметить, что заимствованный из системы цифрового спутникового вещания сверточный код не является полностью оптимальным для условий приема демодулятора COFDM. По этой причине при разработке стандарта предлагались и другие коды. Однако сравнительные оценки корректирующих способностей различных кодов и такие же оценки стоимости создания новых технологий и специализированных интегральных схем для реализации новых методов кодирования показали целесообразность унификации и стандартизации сверточного кодирования для эфирного и спутникового вещания, что и было сделано в стандарте. Дальнейшая обработка данных при внутреннем кодировании вводится для защиты от селективных замираний несущих группового спектра COFDM. Для этого производится побитное и побайтовое перемежение данных для защиты от пакетов цифровых ошибок размером больше 1 байта. С этой целью, как и при внешнем помехоустойчивом кодировании, производится перестановка двух соседних байтов транспортного пакета на глубину перемежения 12 байтов. При этом, чтобы не нарушить в демодуляторе цикловую синхронизацию, стартовые синхрогруппы в транспортных пакетах перемежению не подвергаются и остаются на своих временных позициях.

Рассмотренные выше механизмы формирования сигналов эфирного циф-

рового телевидения стандарта DVB-T показаны на рис.4.8 в виде последователь- но соединенных функциональных блоков, реализующих эти механизмы.

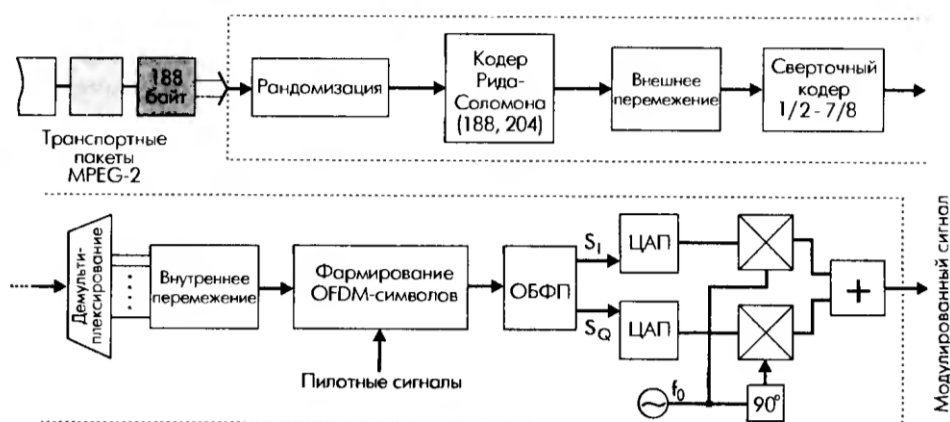


Рисунок 4.8 – Формирование сигналов в стандарте DVB-T [4]

На вход кодера поступают транспортные пакеты MPEG-2 по 188 байт (1 синхробайт (всегда 47_{16}) + 187 байт данных) (рис.4.8), они *рандомизируются* посредством сложения по модулю 2 с двоичной псевдослучайной последовательностью (генератор — 15-разрядный сдвиговый регистр). Генератор инициализируется через каждые восемь пакетов одним и тем же числом ($4B80_{16}$). Синхробайты не рандомизируют, каждый восьмой синхробайт инвертируют. Рандомизатор (скремблер), представляет собой (см. рис. 4.9) совокуп- ность генератора псевдослучайной последовательности (ПСП), двоичного сумма-тора (логический элемент XOR — “исключающее ИЛИ”), а также логического элемента умножения &.

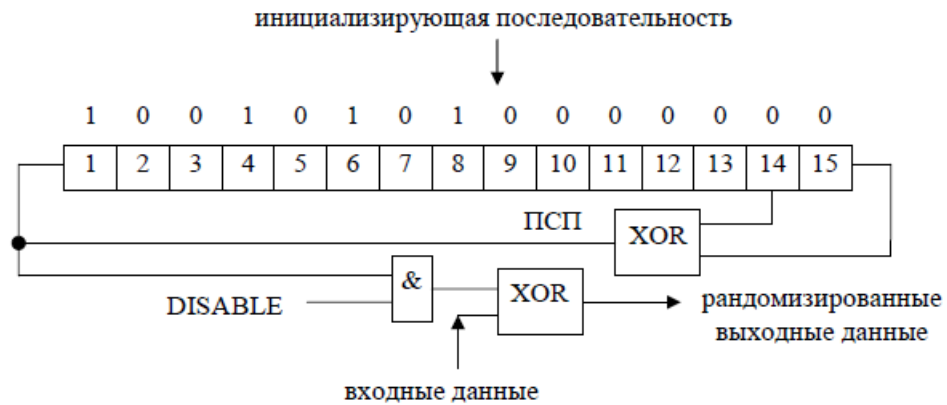


Рисунок 4.9 – Скремблирование транспортного потока

На один вход сумматора поступает входные данные, а на второй — ПСП, Порождающая последовательность ПСП имеет вид $1+x^{14} + x^{15}$.

С приходом первого синхробайта 4В80₁₆ группы пакетов производится инициализация скремблера посредством загрузки в ячейки регистра последовательности 100101010000000. При этом сам синхробайт проходит транзитом на выход рандомизатора. Начиная со следующего байта входных данных генератор ПСП работает с частотой поступления бит, которые подаются на двоичный сумматор старшим разрядом вперед. Во время поступления синхробайтов остальных семи пакетов группы генератор ПСП продолжает работать, но выход генератора ПСП блокируется сигналом DISABLE на входе логического элемента И, расположенного на выходе рандомизатора (давая на выходе элемента И нулевой логический уровень).

После рандомизации пакеты защищают блочным кодом Рида-Соломона RS(204, 188, 8), способным исправлять восемь любых ошибочных байт в 188-байтовом входном пакете на основании анализа выходного 204-байтового пакета. Данный кодер реализует укороченный (на 51 байт) вариант полного кода Рида — Соломона RS(255, 239, 8) применительно к транспортному пакету. В процессе кодирования к 188 байтам данных добавляются 16 проверочных. В результате обеспечивается исправление до восьми ошибочных байт на один кодированный 204-байтный пакет.

Следующей операцией способствующей существенному уменьшению влияния пакетных ошибок, как показано в разделе 2, является внешнее *перемежение* или перемешивание (англ. - interleaving). Данные перед передачей по каналу связи переставляются в заданном порядке, а в приемной части восстанавливается исходный порядок, то есть выполняется *деперемежение*. При этом пакетная ошибка, возникшая в канале связи, превращается в набор рассредоточенных во времени одиночных ошибок, которые проще обнаруживаются и исправляются с помощью кодов, исправляющих ошибки.

В DVB можно выбирать скорость сверточного кодирования (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8), используя не оба элемента выходных пар, а лишь один. До сих пор функционально все было аналогичному, как это происходит в американской системе цифрового телевидения ATSC, а также системах кабельного и спутникового цифрового телевидения стандартов DVB-C и DVB-S. Дальше начинаются принципиальные различия, связанные модуляцией радиосигнала.

В стандарте DVB-T использована модуляция COFDM (Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) — вариант мультиплексирования посредством ортогональных несущих (OFDM) с предварительным кодированием сигнала. Модуляция OFDM подразумевает, что весь диапазон канала вещания (в Европе — 8 МГц) разбит на множество ортогональных поднесущих. Ортогональность означает, что усредненное по времени произведение двух несущих равно нулю. Частоты поднесущих задаются как

$$f_n(t) = \cos 2\pi(f_0 + n/\tau)t, \quad (4.1)$$

где f_0 — нижняя частота диапазона; n — номер поднесущей ($n = 0 \dots N-1$; N — число поднесущих); τ — временной интервал передачи одного символа.

Поток данных разбивается на N субпоточков, несущая каждого из ко-

торых модулируется с гораздо меньшей скоростью. Разнос несущих по частоте равен $1/\tau$.

Поскольку в отдельном субканале скорость передачи невелика, перед каждым символом можно ввести защитный интервал — временной отрезок до $0,25\tau$, в течение которого транслируется фрагмент уже переданного символа (для сохранения ортогональности несущих). Основное назначение защитных интервалов — борьба с межсимвольными помехами, вызванными в том числе и переотражениями сигналов. Действительно, поскольку скорость символов мала, переотраженный сигнал в приемнике «накладывается» на прямо распространяющийся сигнал в интервале одного символа, а не следующего, попадая в защитный интервал.

Независимая (ортогональная) многочастотная передача с защитными интервалами позволяет успешно противостоять как мощным узкополосным помехам, так и переотраженным сигналам, причем методами цифровой обработки. В системе передачи с одной несущей VSB основное средство борьбы с аддитивными помехами — эквалайзер, однако при полном подавлении несущей сигнал восстановить уже невозможно. При многочастотной передаче «пропадут» только сигналы, попавшие в полосу помехи. Поскольку сигнал кодирован, информацию можно восстановить по данным из других субканалов.

Стандарт DVB-T предусматривает возможность использования в одном канале (при принятой в Европе ширине ТВ-канала 8 МГц) до 8 тыс. поднесущих ($8 \times 1024 = 8192$ или 8К). Реально задействовано 1705 (режим 2К COFDM) или 6817 (режим 8К) несущих. Каждая поднесущая модулируется посредством 4-позиционной квадратурной фазовой манипуляции (QPSK), 16- или 64-позиционной квадратурной амплитудной модуляции (QAM). Соответственно на каждой поднесущей один модуляционный символ определяет от 2 до 6 бит.

В соответствии с числом уровней модуляции исходный поток данных разбивается на n субпоток — по числу бит в модуляционном символе. Для QPSK таких субпоток два, для 16-QAM — четыре. Демультимплексирование происходит побитно — скажем, при модуляции 64-QAM ($n = 6$) первый бит попадает в первый субпоток, шестой — в шестой, седьмой -- снова в первый и т. д. В DVB в каждом субпотке биты переставляются по определенному правилу (своему для каждого субпотка) в пределах блока в 126 бит — внутреннее перемежение. Параллельные выходы устройств перемежения формируют модуляционный символ: 2-, 4- или 6-разрядный. На одной несущей OFDM передается один символ, поэтому в режиме 8К одновременно транслируется 48 групп по 126 символов — всего $48 \times 126 = 6048$ информационных несущих (или 12 групп по 126 символов на 1512 несущих в режиме 2К). Одновременно передаваемые QAM-символы входят в OFDM-символ. Они распределяются по субканалам OFDM не последовательно, а опять-таки перемежаются по определенному закону. Поэтому, если OFDM-символ пропадает, его данные можно восстановить, поскольку биты одного кодированного пакета оказываются распределенными по многим OFDM-символам.

Очевидно, что реализовать метод передачи OFDM «в лоб», т. е. использовать несколько тысяч генераторов модулированных поднесущих, весьма проблематично. А на приемной стороне это и вообще неразрешимая задача. Однако современные методы цифровой обработки сигнала позволяют существенно упростить ее решение, используя отработанные алгоритмы прямого и обратного быстрого преобразования Фурье (см. пр.2. 6).

Алгоритмы быстрого дискретного преобразования Фурье как прямого, так и обратного, достаточно хорошо проработаны, в том числе и с точки зрения их аппаратной реализации. Они наиболее эффективны при N вида 2^m .

Поэтому в 8K-COFDM число несущих условно принято равным $2^{13} = 8192$.

Величина $1/T$ называется *системной тактовой частотой*. При переходе к другому частотному плану, например, от полосы ТВ-канала 8 МГц к 7 или 6 МГц, достаточно изменить системную тактовую частоту, сохраняя неизменной всю структуру обработки сигнала, а вместе с ней — основные функциональные узлы. При этом системная тактовая частота одинакова в режимах 2К и 8К, т. е. от числа несущих скорость передачи она напрямую не зависит, изменяется только надежность доставки контента.

Таким образом, посредством ОБПФ из входного массива модуляционных символов численно формируется выходной COFDM-символ. Временной интервал его передачи складывается из собственно времени передачи символа T_s и защитного интервала длительностью до $T_s/4$, в течение которого «повторно» передается часть предыдущего символа (заключено в кавычки, поскольку защитный интервал следует перед информационным). Отметим, что кроме 6048 (в режиме 8К) информационных субканалов он включает еще пилотные сигналы, а также сведения о параметрах передачи — всего 6817 модулированных несущих.

Как отмечалось выше, пилотные сигналы — это фиксированные псевдослучайные последовательности с точно известными значениями фаз и амплитуд сигналов. Одна часть пилотных сигналов (непрерывные) — передаются на фиксированных несущих в каждом OFDM-символе, другая (распределенные) — передаются случайным образом в произвольные моменты времени. Назначение пилотных сигналов — синхронизация и оценка параметров канала передачи.

Синтезировать OFDM-символы недостаточно, необходимо еще сформировать радиосигнал в заданной частотной области (с нижней частотой f_0). Перенос символа в необходимый диапазон — это его смещение на частоту f_0 , что в комплексной форме эквивалентно умножению на комплексное (в виде квадратурных слагаемых) представ-

ление несущей f_0 . При этом амплитуды перемножаются, а аргументы складываются. Выделяя действительную (синфазную) и мнимую (квадратурную) составляющие $S(n)$ и умножая их соответственно на $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$, после суммирования получим полный сигнал одного OFDM-символа.

Описанные механизмы позволяют очень гибко выбирать необходимый режим вещания, а также совмещать два потока пакетов MPEG-2 — с высокой и низкой скоростью. Возможную скорость определяют вид модуляции, скорость сверточного кодирования (СК), величина защитного интервала T_3 ($\tau/4$, $\tau/8$, $\tau/16$, $\tau/32$). Учитывая, что при 8K-OFDM $\tau = 896$ мкс, скорость изменяется в пределах от 4,98 Мбит/с (QPSK, СК = 1/2, $T_3 = \tau/4$) до 31,67 Мбит/с (64-QAM, СК = 7/8, $T_3 = \tau/32$).

4.1.7 Особенности промышленного образца приемника стандарта DVB-T

Выше рассмотрены основные принципы формирования сигнала стандарта DVB-T и последовательность выполнения основных операций. Эти операции включают рандомизацию, внешнее, а затем внутреннее помехоустойчивое кодирование, демультексирование кодированного цифрового потока, QPSK или QAM модуляция параллельных потоков, обратное быстрое преобразование Фурье, реализующее OFDM, цифроаналоговое преобразование с формированием двух квадратурных компонент, модуляция этими компонентами колебания промежуточной частоты. Завершающими являются операции преобразования сформированного сигнала на выделенную телекомпаниями частоту дециметрового диапазона, усиление до уровня, необходимого для обеспечения заданной зоны покрытия, и излучение антенной

В приемнике необходимо выполнить инверсными перечисленным операции в обратном порядке. Сигнал необходимо принять, демультимплексировать и

декодировать, что сложнее, чем синтезировать его в передатчике. Для этого в приемниках используются корреляционные детекторы, декодеры с алгоритмами Витерби и Рида Соломона. И только после дерандомизации (дескремблирования) получаем необходимый мультимедийный цифровой поток MPEG-2. Как видно структура приемника весьма сложная. Транспортные пакеты MPEG-2 также надо декодировать и сформировать ТВ-сигнал — цифровой или аналоговый, в зависимости от типа телевизора. При этом, несмотря на такую неизбежно высокую сложность, приемное устройство должно быть компактным и недорогим. Поэтому цифровой телевизионный приемник — это достаточно сложный программно-аппаратный комплекс и только технологические достижения последних лет позволяют делать его недорогим при массовом выпуске.

На рынке уже появились DVB-T ресиверы в однокристальном исполнении, например, интегральная микросхема DVB-T-ресивера SQC 6100 компании Infineon (см.рис.4.9). Данная микросхема поддерживает практически все режимы DVB-T: 2К/8К – COFDM; телевизионные каналы с полосой 6, 7 или 8 МГц; все скорости сверточного кодирования и методы модуляции). Ее применение делает приемник DVB-T конструктивно простым. Аналоговый сигнал антенны принимает ИС тюнера типа TUA 60xx. Он усиливает, фильтрует нужный ТВ-канал и преобразует его сигнал к первой ПЧ (36,125 МГц). После на поверхностных акустических волнах (ПАВ-фильтра) сигнал преобразуется смесителем (например, TDA 6190) на вторую ПЧ (7,225 МГц) и далее подается на демодулятор SQC 6100. На выходе этой интегральной микросхемы формируется цифровой поток транспортных пакетов MPEG-2.



Рисунок 4.9 – DVB-T-приемник на базе ресивера SQC 6100