

Глава 1

Технологии ВЧ связи

Мультиплексирование – универсальная технология, подходящая для использования с любыми средами и каналами передачи. Наиболее часто используются три технологии мультиплексирования: частотное (FDM), временное (TDM) и кодовое (CDM), предназначенные для разделения общих ресурсов среды или канала передачи между несколькими абонентами или сигналами, путем объединения передаваемой информации в некотором общем пункте обработки.

Технология объединения сигналов от разнесенных в пространстве передатчиков на входе общего приемника называется множественным доступом, и имеет похожие обозначения: FDMA, TDMA и CDMA соответственно, однако широко используется только в радио- и широкополосных коммуникациях.

При частотном мультиплексировании FDM каждому каналу или сервису выделяется определенный частотный ресурс/окно/слот или несущая частота в общем агрегатном потоке / частотном диапазоне. На приемном конце с помощью фильтрации и частотных преобразований исходные данные восстанавливаются.

При FDM для каждого вида сервиса может «создаваться» виртуальный, не зависящий от других источников канал связи. От того требуется это или нет, зависит конкретная реализация FDM системы: с общим агрегатным частотным преобразователем, или с независимыми частотными преобразователями для каждого источника первичной информации и пассивным их суммированием. Вторые системы позволяют не только создавать изолированные не зависимые подканалы, но и обеспечивают значительно более высокую надежность и безопасность функционирования, например, технологических систем, поскольку общими разделяемыми ресурсами в такой системе передачи являются только среда передачи и пассивные сумматоры / разветвители. Выход из строя любого из подканалов на работе остальных никак не сказывается.

Для каналов / сред передачи допускающих только последовательную передачу информации используется временное мультиплексирование TDM, суть которого состоит в том, что на временной оси каждому абоненту или источнику сигнала выделяется некоторый тайм-слот, а агрегатный поток представляет собой совокупность таких временных отрезков.

Наиболее часто TDM выполняется на уровне бит, байт или пакетов. В зависимости от используемой среды передачи, полученный агрегатный TDM поток может передаваться в «чистом цифровом» виде, например, через ВОЛС, или в «аналоговом» виде, когда для передачи по, например, радио или кабельным каналам, он преобразуется QAM, OFDM или аналогичными модуляторами в «аналоговый» сигнал.

Существует множество подвидов или классов TDM технологии. Наиболее значимые из них: FTDM и STDM – фиксированное и статистическое временное мультиплексирование / уплотнение соответственно.

В фиксированном, классическом или синхронном TDM каждый источник сигнала имеет свой назначенный временной интервал, который обеспечивает для него фиксированную скорость и другие параметры передачи, независимо от наличия или отсутствия самих первичных данных. Буферизация и управление потоком данных не требуются.

Число обслуживаемых каналов равно числу временных интервалов в агрегатном потоке. Благодаря фиксированному размещению каналов и тайм-слотов, в FTDM гарантируется непрерывность потока передаваемых данных и временных параметров передачи, что является основной предпосылкой для использования FTDM для передачи сигналов защиты, и другой технологической информации.

Параметры статистического или асинхронного TDM зависят от характеристик источников информации, данные от которых могут передаваться в любом свободном и доступном временном интервале агрегатного потока.

Число обслуживаемых каналов или их пиковые скорости передачи в статистических мультиплексорах могут быть больше, чем в FTDM мультиплексорах. Для работы STDM требуется промежуточное запоминание данных и механизм отказа в передаче при отсутствии в агрегатном потоке свободных тайм-слотов – буферизация и управление потоком данных.

Эти функции вводят в канал дополнительные задержки и джиттер, а при перегрузке возникает опасность полной потери данных. Поэтому без механизмов, обеспечивающих гарантированные сервисы, QoS использование статистического мультиплексирования для передачи технологической информации недопустимо.

В CDM, несколько сигналов одновременно используют общую среду передачи и один и тот же диапазон частот модуляции. Мультиплексирование каналов достигается за счет модуляции несущих различными псевдослучайными ортогональными двоичными кодовыми последовательностями.

Процесс модуляции несущей такой кодовой последовательностью вызывает распределение мощности передатчика в большом диапазоне рабочих частот. Поэтому часто CDM системы связи называют «Spread Spectrum» (SS) широкополосными системами. Расширение спектра сигнала увеличивает их шумовую невосприимчивость. CDM и в частности CDMA (коллективный доступ с кодовым разделением) системы большей частью используются в радио и проводных каналах связи.

Сеть связи – это набор связных и коммутационных устройств, и соединяющих их каналов, предоставляющих услуги связи в разнесенных в пространстве точках доступа.

В зависимости от масштабов географического разнесения точек доступа, различают три уровня сетей:

- Локальные (LAN / ЛВС) – точки доступа расположены в одном здании или зоне

- Городские (MAN) - точки доступа расположены в одном городе или районе
- WAN - точки доступа расположены в одной области, стране или в нескольких областях / странах, и соединяются между собой с помощью специализированного связного оборудования. Наибольшая из известных сейчас WAN сетей - Интернет, точки доступа которого разбросаны по всему миру.

Две главные составляющие части сети: транспорт и сервис.

Транспортный слой предназначен для обеспечения связи между географически разделенными узлами, предоставления транспортных услуг для сервисной сети и соединения географически разделенных частей единой сети сервиса.

Сервисный слой выполняет функции по обслуживанию конечных потребителей, и классифицируется либо по технике исполнения, либо по сервисам им выполняемым.

Сервисные сети, в зависимости от их размера и географического расположения, делятся на сети доступа, соединяющие конечных пользователей с ближайшим корневым узлом, и сети, выполняющие транзит сигналов между различными сетями доступа.

Исходя из конструктивных особенностей и выполняемых функций ВЧ каналы, как составляющая часть сети ВЧ связи, или просто корпоративной сети связи, являются элементами MAN или WAN сетей.

Основной технологией мультиплексирования каналов ВЧ связи является частотное уплотнение FDM с общим агрегатным преобразованием, обеспечивающее максимально полное и эффективное использование доступной для ВЧ канала полосы частот.

Предпринимаемые с 50-х годов прошлого века попытки повышения эффективности ВЧ каналов с одновременным снижением их стоимости, в основном шли в направлении объединения функциональных возможностей различных типов ВЧ аппаратуры: связи и РЗА, поскольку каждый из них имел до 80 ... 90% схожих аппаратных ресурсов. Так появилась **комплексная аппаратура ВЧ связи**. В ней в рамках одного ВЧ тракта, часть диапазона частот отдавалась для нужд РЗА, а другая его часть – для нужд связи.

Массовое строительство линий электропередачи в 60-80 годы прошлого века быстро привело к тому, что выделенный для ВЧ трактов частотный план 16/40 ... 500/1000 кГц истощился. Возник вопрос дальнейшего повышения эффективности использования ресурсов ВЧ канала.

Анализ занятости каналов различными видами передаваемых сервисов показал, что наибольшую загрузку обеспечивают цифровые технологические подсистемы: АСУ ТП, ТМ, SCADA и ПА. Менее всего загруженными оказались выделенные и изолированные каналы передачи сигналов команд РЗА, занимающие в каждом ВЧ тракте до 4/8 кГц частот. Высвобождение этих ресурсов могло бы значительно разгрузить частотные планы энергосистем.

Наиболее подходящими для целей передачи сигналов РЗА, без снижения их технических характеристик, являются частоты, занимаемые речевыми каналами, организуемыми исходя из максимальной загрузки 0.1 ... 0.3 эрл, то есть «простаивающие» до 75 ...

92% времени. Так появились **комплексные ВЧ каналы**, в которых в рамках одного и того же частотного спектра передавались разные сервисы: ТФ и РЗА, для разделения, которых использовалось временное уплотнение, а вернее – разделение по времени – TDM(A). Какого-то специального обозначения получившейся технологии мультиплексирования не существует, однако ее вполне можно назвать частотно-временным мультиплексированием T-FDM. Современная аппаратура ВЧ связи для создания комплексных ВЧ каналов использует одновременно две технологии уплотнения: FDM и T-FDM.

Применимость комплексной аппаратуры или комплексного канала в каждом конкретном ВЧ тракте определяется временем занятия РЗА сервисом частотных ресурсов канала. Если это время мало, и прерывания речевого сервиса на длительное время не происходит, то можно использовать комплексный канал. Если ВЧ тракт системообразующий, и по нему регулярно передаются длительные последовательности сигналов команд РЗА, то есть речевой сервис прерывается на длительное время, то либо необходимо использовать комплексную аппаратуру, либо использовать комплексный канал, но с разделяемым речевым сервисом низкого приоритета, например, служебным.

90-е годы XX-го века ознаменовались тем, что в связи с развитием технологии производства и распределения электроэнергии возникла необходимость передавать по ВЧ трактам информацию не только технологического, но и административно-хозяйственного управления: данные АИИС КУЭ, компьютерные данные и т.п. Так появились **конвергированные ВЧ каналы связи**, основу которых составляют или цифровые ВЧ каналы связи – ЦВЧ, или гибридные аналого-цифровые каналы – АЦВЧ, использующие QAM/MCM и другие принципы модуляции.

По большинству эксплуатационных свойств существующие ЦВЧ каналы, работающие на фиксированных скоростях передачи, схожи с самыми распространенными в недавнем прошлом коммутируемыми телефонными каналами. Они имеют большое время установления соединения, ограниченный частотный ресурс/скорость передачи, чувствительны к линейным и фазовым искажениям, а так же линейным шумам; чувствительны к замираниям и импульсным помехам, нестабильны во времени и по климатическим условиям. При любых дефектах ВЧ тракта такие каналы выходят из строя до тех пор, пока характеристики среды не вернутся к приемлемым для установления соединения параметрам. Максимально эффективное использование ресурсов существующего ЦВЧ канала может обеспечить только STDM технология статистического мультиплексирования.

Эффективное решение проблемы прерываний состоит в адаптивной многоступенчатой подстройке скорости передачи ЦВЧ канала (при постоянной вероятности ошибки) под характеристики ВЧ тракта. При этом сам цифровой поток должен быть синхронным, для работы с ним необходимы синхронные мультиплексоры. Для обеспечения гарантированных сервисов часть агрегатного ЦВЧ канала должна использовать FTDM технологию мультиплексирования, а оставшаяся часть – наиболее эффективную – статистическую STDM.

То есть, аппаратура ВЧ связи для создания конвергированных ВЧ каналов должна одновременно использовать четыре технологии уплотнения: FDM и T-FDM, FTDM и STDM, и две технологии модуляции: FM и QAM/MCM.

Если разделять выпускаемую в настоящее время ВЧ аппаратуру по технологиям формирования ВЧ сигнала, способу обработки сигналов внутри аппаратуры и методам реализации цифрового ВЧ канала, то можно выделить несколько основных тенденций ее построения (см. Рис. 1)

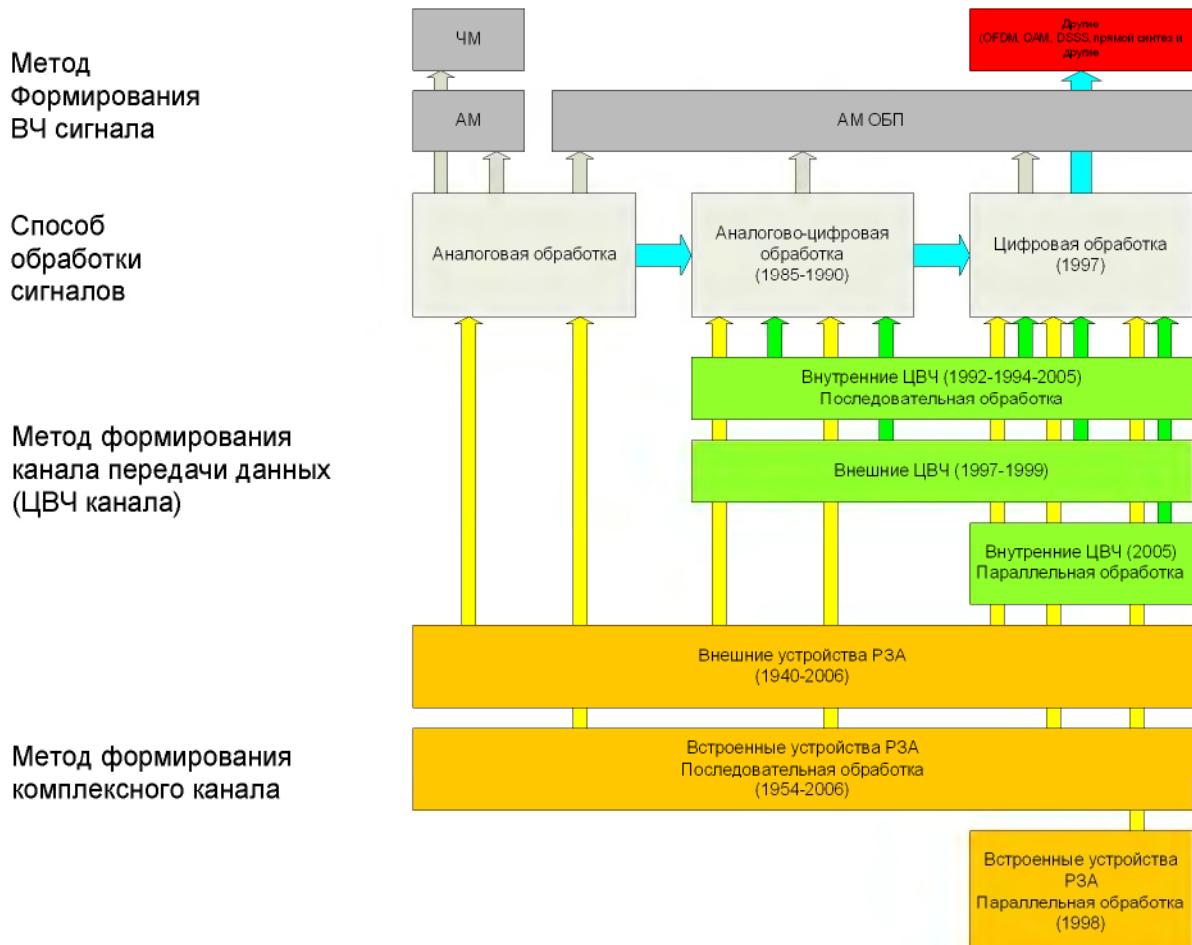


Рис. 1 Классификация ВЧ аппаратур

По технологии формирования ВЧ сигнала вся выпускаемая для ВЛ 35 ... 1150 кВ ВЧ аппаратура относится ко второму поколению - АМ ОБП. Попытки использовать прямой синтез ВЧ сигналов на базе OFDM, QAM, DSSS и других типов модуляции пока что положительных результатов, пригодных для серийных реализаций, не дали.

По способу обработки сигналов большая часть выпускаемой аппаратуры так же относится ко второму поколению. Наиболее распространенная в настоящий момент времени схема построения аппаратуры: цифровая обработка первичных сигналов вплоть до первой промежуточной частоты, дальнейшая обработка сигналов - аналоговая с цифровыми несущими. Существенным недостатком такой аппаратуры, можно считать большие времена передачи информации, например, сигналов речи - до 20 мс, ТМ - до 120 мс, и

т.д., что связано с последовательным выполнением всех преобразований процессорами цифровой обработки сигналов (ЦОС/DSP) и ПЛИС.

По способу реализации комплексных ВЧ каналов. Как правило, для передачи сигналов команд применяются специализированные устройства типа NSD570/ABB, SWT3000/Siemens, DZ8/Iskra и другие, которые подключаются к выделенным для этих целей НЧ окончаниям ВЧ аппаратуры. Сами устройства могут быть и внешними и встроенным, но принцип формирования комплексных каналов у них почти одинаков. Более совершенной является аппаратура, в которой функции передачи связных сигналов и сигналов команд совмещены по частоте и интегрированы в систему равноправно, то есть их ВЧ сигналы обрабатываются параллельно и независимо, причем безусловный приоритет имеет подсистема передачи сигналов команд, которая, в случае необходимости, может блокировать выполнение аппаратурой всех или частично связных функций.

Такая независимая работа двух подсистем позволяет оптимизировать параметры обработки сигналов под конкретно выполняемую задачу; существенно повысить готовность аппаратуры - выход из строя одной подсистемы не влияет на функционирование другой. В то же время - вследствие интеграции в рамках одной аппаратуры - существенно упростить процедуру ее периодического обслуживания (обслуживание связной подсистемы не влияет на работоспособность системы передачи команд). Кроме того, практически только такое решение гарантирует, что вся система передачи сигналов команд (ВЧ аппаратура + подсистема передачи команд), а не только ее отдельные компоненты, удовлетворит жестким требованиям энергетического комплекса к устройствам данного класса.

По способу реализации ЦВЧ каналов устойчивые тенденции еще не сложились. Практически все современные производители, в результате анализа имеющегося опыта эксплуатации, отказались от идеи создания специализированной ЦВЧ аппаратуры (за исключением Dimat и Areva). Наиболее жизнеспособной оказалась концепция создания гибридной аналогово-цифровой ВЧ аппаратуры (АЦВЧ), в которой под ЦВЧ канал выделяется только часть ресурсов строящегося ВЧ канала. Наиболее часто используемые методы модуляции цифровых сигналов: QAM (Dimat, Areva, RFL, Siemens, ABB Energosvyaz, Модем, Нептун) и MCM (ABB, Siemens, ABB Energosvyaz). Многие используют Trellis кодирование. Мультиплексоры могут быть как внешними, так и внутренними.

Здесь так же наиболее совершенной является аппаратура, у которой функции ЦВЧ интегрированы в систему параллельно и независимо от связных и РЗА функций. При этом для каждого вида сервиса создается изолированный, не зависимый от других, канал связи. Что обеспечивает значительно более высокую надежность и безопасность функционирования, например, технологических систем: выход из строя любого из сервисов на работе остальных никак не скажется.

ЦВЧ технологии

Наиболее распространенными технологиями формирования ЦВЧ сигналов являются: пришедшая из проводной техники / коммутируемых каналов QAM технология, и заим-

ствованная из радиосвязи/телевидения МСМ технология. Рассмотрим их с точки зрения таких свойств среды передачи (ВЛ – ВЧ тракта), как: неравномерность и нестабильность амплитудно-частотной (АЧХ) и фазовой (ФЧХ) характеристики, наличия импульсных по своей природе частотно-зависимых шумов «короны», импульсных помех и замираний, отражения сигналов. А так же свойств ВЧ каналов: ограниченности доступных частот модуляции и мощности передатчика, сложности реализации и работы в комплексных режимах.

QAM

QAM (Quadrature amplitude modulation) представляет собой схему амплитудной модуляции двух сдвинутых относительно друг друга на 90° (на квадратуру) сигналов (см. Рис. 2). Схема модуляции может быть аналоговая (применяется в телевидении и радио) или цифровая (дискретная). Чем больше точек содержится в сигнальном созвездии – 16, 64, 128, 256-QAM – тем больше информации можно передать за один символ или меньше требуемая полоса модуляции. При постоянной средней мощности сигнала и возрастании индекса модуляции расстояния между точками сигнального созвездия уменьшаются, и система становится более восприимчивой к различным дефектам канала, включая шумы и искажения АЧХ и ФЧХ.

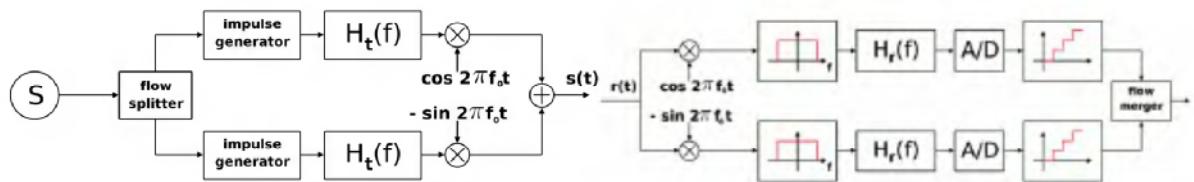


Рис. 2 Классические схемы QAM модулятора и демодулятора [63]

Вероятность ошибки в QAM канале определяется следующим образом

$$P_e^{tot} = 2P_e^{(ask)} - [P_e^{(ask)}]^2 \approx 2P_e^{(ask)} \quad (5.1)$$

$$P_e^{(ask)} = \left(1 - \frac{1}{L}\right) \operatorname{erfc} \left(\frac{AG}{\sqrt{2}(L-1)\sigma_N} \right)$$

где - вероятность ошибки составляющей квадратуры

L - число уровней амплитудной модуляции

A - максимальное напряжение на выходе передатчика

G - полный коэффициент усиления канала

$$\sigma_N = 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_N(f) \cdot |H_r(f)|^2 df \quad - \text{шум на входе приемника}$$

$\Phi_N(f)$ - спектральная плотность шума

$H_r(f)$ - Фурье-преобразование импульсной характеристики приемного фильтра

и зависит от реализации QAM.

Простейшая разновидность QAM использует прямоугольную амплитудную модуляцию (PAM), вследствие чего дистанция между модуляционными точками не оптимальна

(не максимальна для заданной энергии сигнала). Минимальное число точек в сигнальном созвездии такой QAM равно 16, поскольку 2-QAM и 4-QAM аналогичны BPSK и QPSK соответственно, а 8-QAM эквивалентна 8-PSK, при том, что фазовая модуляция технически реализуется проще. Символьная ошибка при прямоугольной модуляции РАМ (более важная для систем связи характеристика) равна [45]:

При модуляции прямой последовательностью

$$P_{sc} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{E_s}{N_0}\right) \quad P_{bc} = \frac{4}{k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left(\sqrt{\frac{3k}{M-1}} \frac{E_b}{N_0}\right)$$

$$P_s = 1 - (1 - P_{sc})^2 \quad (5.2)$$

При введении предыскажений Gray кодом

$$P_b = 1 - (1 - P_{bc})^2 \quad (5.3)$$

Где M - число точек в модуляционном созвездии (индекс модуляции)

E_b - энергия одного бита

E_s - энергия одного символа = $k * E_b$, k - число бит в символе

N_0 - спектральная плотность шума (Вт/Гц)

P_b - вероятность битовой ошибки

P_{bc} - вероятность битовой ошибки на несущей

P_s - вероятность символьной ошибки

P_{sc} - вероятность символьной ошибки на несущей

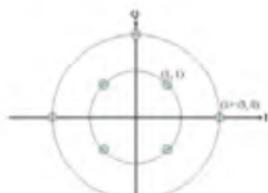
$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt, \quad x \geq 0$$

- функция ошибки

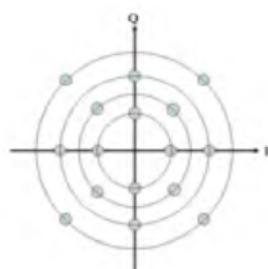
$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right)$$

- функция ошибки для AWGN (additive white Gaussian noise) – белого шума.

Другие QAM сигнальные созвездия (не прямоугольные) строятся разными способами [64]. С точки зрения помехоустойчивости оптимальны те, у которых расстояние между точками сигнального созвездия близко к минимальной Евклидовой дистанции.



Идеальной в этом смысле является круговая 8-QAM модуляция, требующая минимальной мощности сигнала при заданной вероятности ошибки. Показанное на рисунке круговое 16-QAM сигнальное созвездие не является в полном смысле оптимальным, но близко к нему.



В явном виде получить выражение для вероятностей ошибок не прямоугольной QAM очень сложно, но если исходить из того, что предельным случаем (минимальной чувствительностью к шумам при заданной средней мощности сигнала) является такое построение сигнального созвездия, в котором расстояние между точками соответствует Евклидовому расстоянию d_{min} , можно записать:

$$P_s < (M-1)Q \left(\sqrt{d_{min}^2 / 2N_0} \right) \quad (5.4)$$

Несмотря на большую устойчивость к шумам не прямоугольные QAM с большими индексами модуляции используются редко, из-за технической сложности реализации.

Минимальное расстояние между точками сигнального созвездия QAM определяет такие характеристики канала, как допустимые фазовые и амплитудные искажения. Чем выше индекс модуляции, тем жестче требования к каналу. Вот почему во всех QAM выше 16 используются встроенные эквалайзеры, а требования к изменению амплитуды сигнала и фазовым искажениям такие строгие.

Фактически проектирование QAM является отысканием компромисса между полосой модуляции / скоростью передачи и сложностью реализации / вероятностью ошибки / допустимыми амплитудными и фазовыми искажениями канала.

Все QAM системы, в силу принципа одночастотной модуляции, очень чувствительны к селективным помехам. На рисунке (см. Рис. 3) показаны вероятности ошибки в 128-QAM канале с Trellis кодированием при скорости передачи 81 кбит/с в полосе 16 кГц при действии на входе приемника различных мешающих сигналов. Уровни вычислены относительно мощности полезного сигнала.

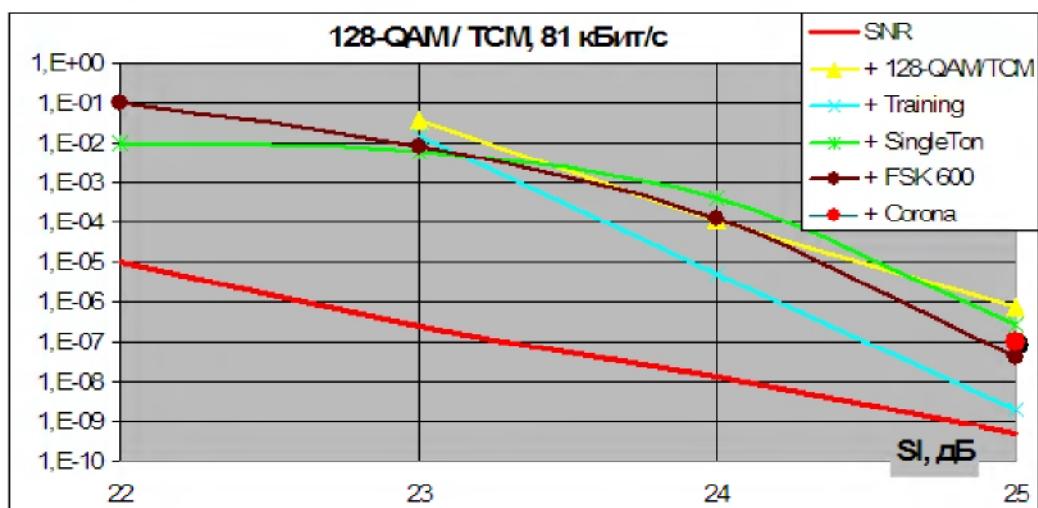


Рис. 3 Вероятности ошибок QAM системы OPD-2 компании Dimat при воздействии различных мешающих сигналов [44]

OFDM (DMT, MCM)

MCM модуляция, имеющая две основные разновидности: OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) и DMT (discrete multitone modulation) модуляции, является технологией передачи, основанной на принципах частотного мультиплексирования (FDM), когда в канал одновременно передается несколько сигналов, расположенных на различных независимых частотных несущих, число которых может достигать десятков тысяч.

Для формирования сигнала на каждой из несущих частот используется либо QAM/PAM, либо PSK модуляция (см. Рис. 5).

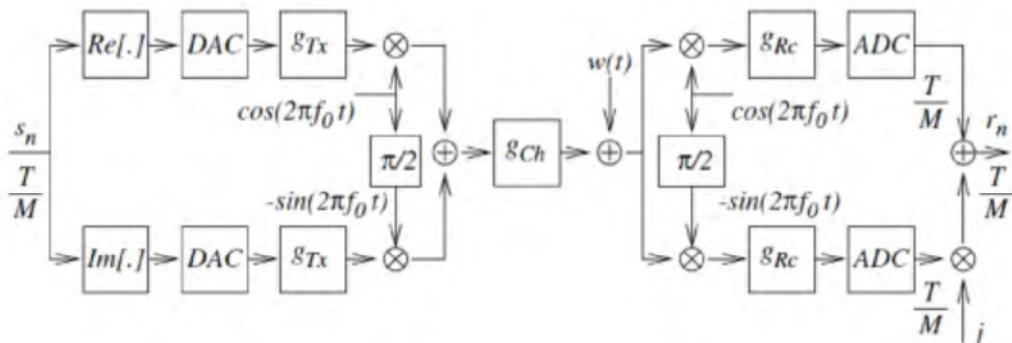


Рис. 5 Структура формирования сигнала несущей частоты OFDM/DMT системы

Наиболее распространена DMT технология, применяемая в проводных каналах связи. OFDM технология чаще используется в радиосвязи. В обоих случаях, поскольку число несущих велико и они расположены очень близко друг к другу, каждая из полос модуляции является истинно узкополосной, и, кроме того, из-за ортогональности несущих, защищенной от взаимной интерференции.

В состав большинства MCM сигнал-конвертеров (так же как и QAM) входит система коррекции ошибок – обычно это Trellis кодер (TCM), поэтому правильное называние OFDM технологии - COFDM (coded orthogonal FDM).

TCM относится к классу Convolutional (последовательных кодов), имеющих малые задержки обработки, и сравнительно высокую эффективность. На Рис. 6 показаны зависимости символьной вероятности ошибок от отношения спектральных мощностей сигнала

и помехи в канале для исходного OFDM сигнала (c), кодированного с помощью TCM (b) кодера и сигнала, последовательно обработанного TCM и TH - Tomlinson-Harashima (a) кодерами [45].

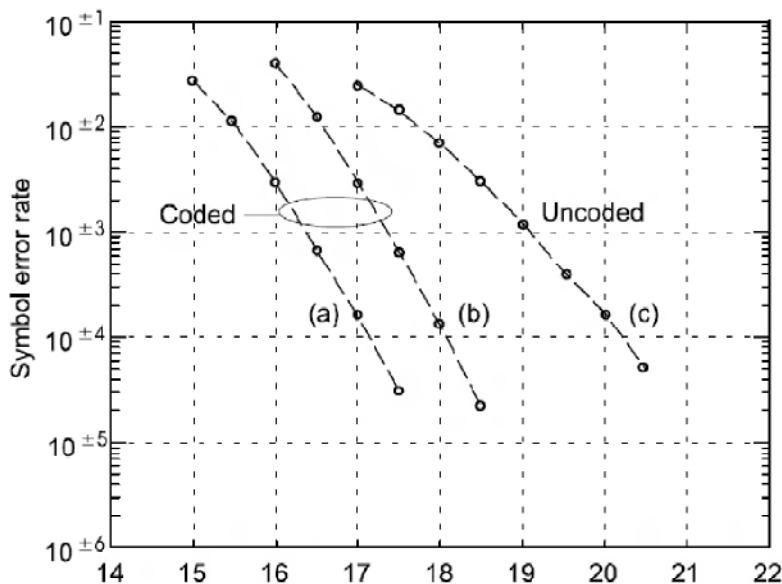


Рис. 6 Эффективность кодирования при OFDM модуляции

OFDM (DMT, MCM) для ВЧ связи

Принципиальное отличие OFDM и DMT состоит в следующем.

Проводные каналы практически стационарны во времени. Поэтому DMT система на этапе установления соединения, во время так называемой тренировочной фазы, может оптимальным образом установить коэффициенты модуляции на каждой поднесущей частоте, в зависимости от реально измеренных затуханий и отношений сигнал/шум.

При этом для формирования потоков данных в каждом подканале используется принцип «падающей воды» [65], которая всегда стремится течь по пути наименьшего сопротивления. Входящее в состав DMT системы устройство «Bit extractor» направляет максимальные потоки входных Бит данных в поднесущие, имеющие максимальные скорости передачи.

OFDM системы ориентированы на работу в нестационарных по времени условиях передачи, иногда меняющихся в темпе передачи информации, поэтому используют не битовую, а блоковую обработку/передачу данных. В остальном две системы абсолютно идентичны.

Для ВЧ связи, среда передачи которой (ВЧ тракты по ВЛ) обладает редким сочетанием стационарных и динамических характеристик, оптимальным является одновременное использование обеих OFDM и DMT технологий, в зависимости от конкретных условий передачи / эксплуатации.

Выходной OFDM/DMT сигнал представляет собой сумму N ортогональных несущих частот, модулированных N параллельными цифровыми потоками (как правило, значениями PSK или QAM/PAM сигнальных созвездий) [0]

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k * \phi_k(t) \quad 0 \leq t < N * T \quad (5.5)$$

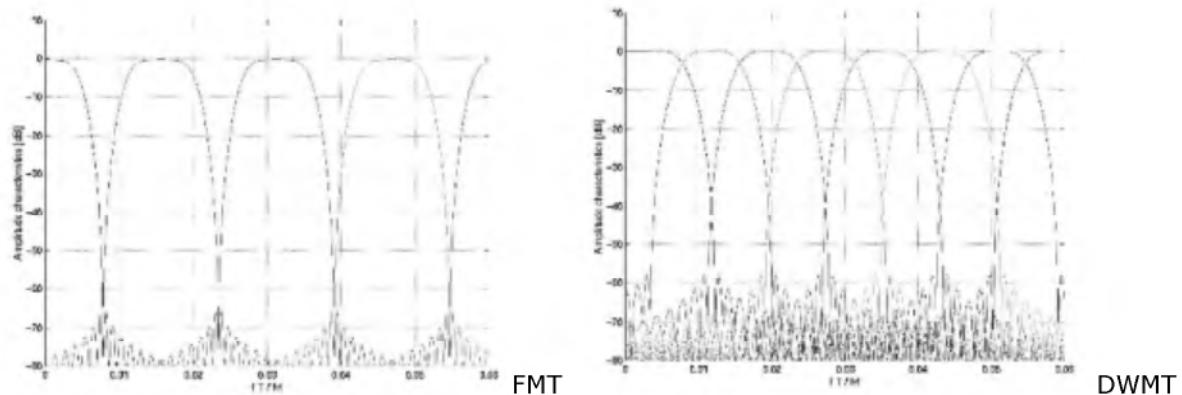
Где N - число ортогональных несущих частот
k - номер несущей частоты

$$\phi_k(t) = e^{j * 2 * \pi * f_k * t}$$

$$f_k = \frac{k}{N * T} \quad \text{- несущая частота}$$

x_k - k-й символ данных, амплитуда несущей в частотной области

Приемник OFDM сигнала может быть реализован несколькими способами, самые простые из которых (DMT, FMT, DWMT и другие) основаны на использовании массивов цифровых фильтров и дискретного FFT (Fast Fourier Transformation, DFT) преобразования.



На практике чаще используют временные выборки в фазовой и квадратурной плоскостях OFDM символов

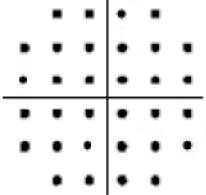
$$s(nT) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} x_k * e^{j * 2 * \pi * \frac{n}{N} k} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (5.6)$$

Где n - номер выборки
 x_n - амплитуда n-й выборки во временной области

Выражения (5.5) и (5.6) описывают прямое и инверсное дискретное Фурье преобразование, обычно реализуемое в виде DFT / IDFT, которое значительно упрощает OFDM систему, так как выходные сигналы (несущие) после преобразования являются ортогональными по определению.

Одну из главных проблем для ВЧ связи, с ее строго нормированными уровнями выходных сигналов, представляют уровни передачи ЦВЧ сигналов, а вернее их PAR значения (peak-to-average ratio - отношение пиковой амплитуды к среднему уровню сигнала).

Для PAM систем пик-фактор вычисляется следующим образом. Точки сигнального созвездия нумеруются исходя из принципа эквидистанности, по равенству их векторных координат.

32-PAM сигнальное созвездие	Нумерация точек сигнального созвездия	Векторные координаты точек																																																																						
	<table border="1" style="display: inline-table; vertical-align: middle;"> <tr><td>5</td><td>4</td><td>4</td><td>5</td></tr> <tr><td>5</td><td>3</td><td>2</td><td>2</td><td>3</td><td>5</td></tr> <tr><td>4</td><td>2</td><td>1</td><td>1</td><td>2</td><td>4</td></tr> <tr><td>4</td><td>2</td><td>1</td><td>1</td><td>2</td><td>4</td></tr> <tr><td>5</td><td>3</td><td>2</td><td>2</td><td>3</td><td>5</td></tr> <tr><td>5</td><td>4</td><td>4</td><td>5</td><td></td><td></td></tr> </table>	5	4	4	5	5	3	2	2	3	5	4	2	1	1	2	4	4	2	1	1	2	4	5	3	2	2	3	5	5	4	4	5			<table border="1" style="display: inline-table; vertical-align: middle;"> <tr><td>5</td><td>4</td><td>5,1</td><td>5,3</td></tr> <tr><td>3</td><td>1</td><td>3,3</td><td>3,5</td></tr> <tr><td>5</td><td>3</td><td>2,1</td><td>1,3</td><td>1,5</td></tr> <tr><td>4</td><td>2</td><td>1</td><td></td><td></td></tr> <tr><td>4</td><td>2</td><td>1</td><td>1</td><td>2</td><td>4</td></tr> <tr><td>5</td><td>3</td><td>2</td><td>2</td><td>3</td><td>5</td></tr> <tr><td>5</td><td>4</td><td>4</td><td>5</td><td></td><td></td></tr> </table>	5	4	5,1	5,3	3	1	3,3	3,5	5	3	2,1	1,3	1,5	4	2	1			4	2	1	1	2	4	5	3	2	2	3	5	5	4	4	5		
5	4	4	5																																																																					
5	3	2	2	3	5																																																																			
4	2	1	1	2	4																																																																			
4	2	1	1	2	4																																																																			
5	3	2	2	3	5																																																																			
5	4	4	5																																																																					
5	4	5,1	5,3																																																																					
3	1	3,3	3,5																																																																					
5	3	2,1	1,3	1,5																																																																				
4	2	1																																																																						
4	2	1	1	2	4																																																																			
5	3	2	2	3	5																																																																			
5	4	4	5																																																																					

Вычисляются средняя и пиковая мощности символа.

Число точек, M	Число уровней, m	Векторные координаты, x . y	Векторная амплитуда, $a=0.5*(x^2+y^2)$	Количество точек данного уровня, b	Взвешенная амплитуда, $\Sigma(a * b)$
32	1	1.1	1	4	4 +
	2	1.3	5	8	40 +
	3	3.3	9	4	36 +
	4	1.5	13	8	104 +
	5	3.5	17	8	136 = 320

Пиковый уровень равен векторной амплитуде точки с максимальным индексом $a_{m,max}=17$.

Средний уровень равен $a_{cp}=\Sigma(a*b)/M=320/32=10$.

Модуляционный пик-фактор PAR_M вычисляется как $10*LG(a_{m,max}/a_{cp})=2.3$ дБ

А динамический диапазон DD= $10*LG(a_{m,max})=12,31$ дБ.

По [57] полное значение PAR_PAM включает в себя «дефекты обработки», например, выбросы переходных характеристик при ступенчатых воздействиях на фильтры формирователя сигнала (FilterRing PAM=4.5 / OFDM=5.2 дБ), и др. В таблице ниже приведены параметры наиболее распространенных PAM систем.

Тип	Число уровней сигнала в символе	Средняя мощность символа	Пиковая мощность символа	PAR_M, дБ	«Звон» ИХ фильтров (при одинаковой полосе модуляции, ступенчатое воздействие), дБ	PAR_QAM, дБ	Динамический диапазон, дБ
16-PAM	3	5	9	2,55	4,5	7.05	9.54
32-PAM	5	10	17	2,3	4,5	6.8	12.31
64-PAM	9	21.3	49	3,68	4,5	8.18	16.9
256-PAM	32	83.3	225	4,23	4,5	8.73	23.52

Здесь становится очевидным еще один недостаток PAM, по сравнению с аналоговой QAM: так как расположение точек в PAM сигнальном созвездии не оптимально (прямоугольное), они имеют большие значения среднего уровня и динамического диапазона модуляции, чем аналоговые системы. То же касается выбросов переходных характеристик.

Для 128OFDM-32PAM системы пик-фактор PAR_MCM, в соответствие с выражением (5.7), равен $2,3 + 5,2 + 21 + 3 = 31$ дБ

$$PAR_MCM = PAR_QAM + FilterRing + 10 * Log(N) + PARsin \quad (5.7)$$

Где PAR_QAM – пик-фактор используемого на поднесущих метода модуляции, N – число поднесущих, PARsin – пик-фактор синусоидального сигнала (3 дБ).

В таблице ниже приведены параметры наиболее распространенных МСМ систем.

Тип	N	M_PAM	PAR_PAM	PAR_N	PAR_MCM
256OFDM-8PAM	256	8	1.25	24.08	25.33
128OFDM-16PAM	128	16	2.55	21.07	23.62
64OFDM-32PAM	64	32	2.3	18.06	20.37
32OFDM-64PAM	32	64	3.68	15.05	18.73
8OFDM-256PAM	8	256	4.23	9.03	13.26

Для QAM и МСМ систем RMS_PAR составляет примерно половину величины PAR, и часто используется при расчетах в ВЧ связи.

Используется ошибочно, поскольку применительно к передающему тракту ВЧ системы (ПРДТ) это приводит к следующему.

Поэтому большие значения PAR ЦВЧ сигналов приводят к дополнительному снижению КПД усилителей мощности (см. Рис. 10). Возможно так же существенное снижение скорости передачи или возрастание вероятности возникновения ошибок ЦВЧ канала при небрежно выполненных регулировках, или изменениях режимов работы ВЧ тракта.

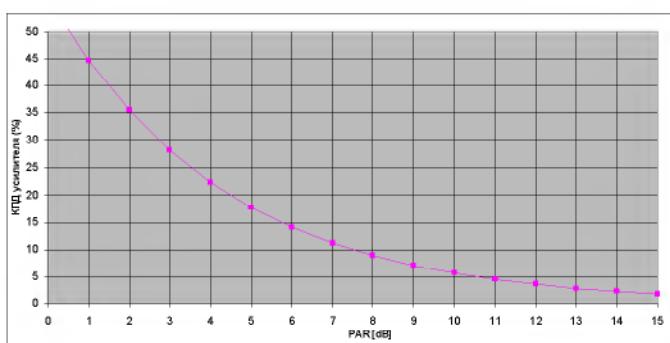


Рис. 10 Эффективность использования усилителя, в зависимости от пик-фактора передаваемого сигнала

$1/N*T$

$PAR \approx 10 * \log(N)$

$PAR \approx 10 * \log(512/16)$

$$C_a(u) + C_b(u) = 2 * N * \delta(u)$$

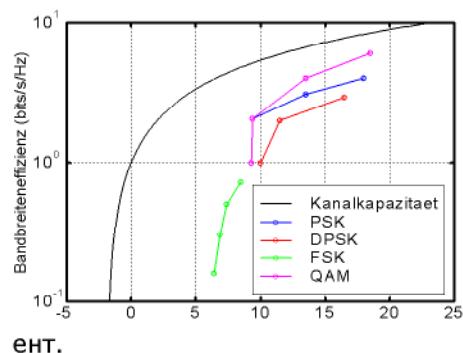
$$P(\delta) = 1 - e^{-\sqrt{\frac{\pi}{3}} * N * \delta * e^{-\delta^2}}$$

В первом приближении (без учета индивидуальных особенностей сигнал-конвертеров) PAR любых ЦВЧ каналов не должно превышать 10 (9 ... 11) дБ.

Другой проблемой ЦВЧ каналов является ISI - межсимвольная интерференция, порождаемая рядом не связанных причин: отражениями, импульсным откликом, частотно-зависимыми затуханиями и вариациями группового времени запаздывания, и т.д.

Для QAM систем, особенно при высоких скоростях передачи, ISI является неразрешимой проблемой, поскольку уменьшение длины символа одновременно вызывает резкое увеличение ISI, и соответственно существенно возрастают требования к вычислительной мощности платформы – эквалайзер становится трудно реализуемым. Полное снижение эффективности использования диапазона модуляции по этой причине в QAM системах превышает 20%.

OFDM/DMT системы, имеющие в N раз большую длину символа, от этого недостатка свободны.



Кроме того, искажения частотной характеристики канала за счет малой полосы модуляции каждой OFDM поднесущей превращаются в ее амплитудные искажения, легко устранимые системой АРУ (в зарубежной литературе [65] – простым эквалайзером в частотной области FEQ), то есть перемножением амплитуды сигнала на некий нормирующий коэффициент.

Далее: малая полоса модуляции поднесущей и, как следствие, большие отношения сигнал/шум реализуемые в ней, позволяет получить скорости передачи максимально приближенные к пределу Шеннона [67].

Поражение одной или нескольких поднесущих помехой, номера, которых точно известны приемнику, имеет позитивное значение для работы системы коррекции ошибок, так как ошибка перестает быть случайной, система точно знает какой бит/биты в символе поражены, а это существенно повышает исправляющую способность FEC.

В общем случае, поскольку Фурье-преобразование не изменяет никаких характеристик входного сигнала, то для вычисления скоростей передачи и вероятностей ошибок OFDM/DMT системы можно использовать выражения для соответствующих параметров системы модуляции поднесущей, например, (5.1) - (5.4).

Так символная вероятность ошибки для «чистого» COFDM (без ЦПР, эквалайзера, коррекции ошибок и т.д.) вычисляется через вероятность ошибки каждой поднесущей

$$Ps(SNR) = \sum_{i=1}^N Ps(SNR_i, M_i) \quad (5.10)$$

$$Ps(SNR_i, M_i) = 4 * (1 - \frac{1}{\sqrt{M_i}}) * Q(\sqrt{\frac{3 * SNR_i}{M_i - 1}}) \quad (5.11)$$

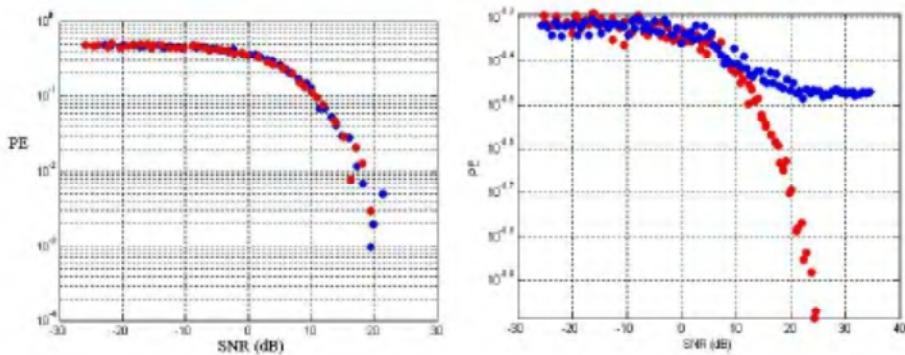
- где
- N - число несущих (поддиапазонов)
 - SNR_i - отношение СШ в i-м поддиапазоне
 - M_i - показатель модуляции в i-м поддиапазоне (число точек в сигнальном созвездии QAM модулятора в i-м поддиапазоне)
 - $Ps(SNR_i, M_i)$ - символная вероятность ошибки i-й несущей

Снижение эффективности использования диапазона модуляции в OFDM/DMT не превышает 8%, и обусловлено не техническими (ISI), а системными причинами

$$SNR_{loss} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} GT(\tau)^* GR(N*T - \tau) d\tau}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} GT^2(\tau) d\tau * \int_{-\infty}^{\infty} GR^2(\tau) d\tau}} \approx 1 + \frac{L}{N}$$

$$GR(t) = rect\left(\frac{t}{N*T}\right) u \quad GT(t) = rect\left(\frac{t}{T*(N+L)}\right)$$

На рисунке показаны вероятности ошибок аналоговой QAM (голубой) и OFDM (красный) систем. Без стики в принципе совпадают. С защищенностью OFDM системы от шумов значительно выше.



$$\max\{T_d, T_u, \dots\} \leq t_o \leq L^* T$$

$$e^{j^* 2^* \pi^* dF^* t}$$

Так как значение я является функцией не только частоты и фазы, но и мощности сигнала, то по ее вычисленным значениям можно определить необходимый коэффициент коррекции амплитудной характеристики канала (коэффициент усиления системы АРУ) – выполнить выравнивание сигнала во временной области TEQ. Более того, с помощью TEQ (простого FIR фильтра) можно практически полностью восстановить форму принимаемого сигнала.

После того, как частотные и фазовые соотношения были восстановлены, входной сигнал поступает в DFT, после которого на каждой поднесущей выполняется выравнивание в частотной области, путем перемножения значения отсчета на коэффициент

$$h(k) = \frac{[y(k) + z(k)]}{s(k)} \quad (5.19)$$

Где $y(k) + z(k)$ - значение отсчета входного сигнала с шумом
 $s(k)$ - значение сигнала на выходе передатчика

$$y(k) = H_k * s(k)$$

$$H_k = \int_0^{t_u} h(\tau) * e^{j * 2 * \pi * f_k * \tau} \quad (5.20)$$

$$f_k = \frac{k}{N * T}$$

Где H_k - Фурье-преобразование импульсного отклика ВЧ канала

Так как измерения ведутся в очень узкой полосе частот, то, в пределах интересующих нас отношений сигнал/шум в канале ВЧ связи в полосе 4 кГц 15 ... 25 дБ, шумы мало искажают значения отсчетов.

$$\frac{N}{N+1}$$

$$f^{-2}$$

$$5 * N * (\log_2 N - 1)$$

$$5 * N * (\log_2 N - 1) + 4 * P$$