

Лекция 2

Модулирани електрически сигнали

Съдържание на Лекция 2

▲ Модулирани електрически сигнали

- 2.1 Използване на модулирани сигнали; необходимост и основни предимства.
- 2.2 Спектрално представяне на амплитудно-, честотно- и фазово-модулирани аналогови сигнали. Импулсна модулация.
- 2.3 Модулация (манипулация) на цифрови сигнали. Пример: GMSK модулация в GSM комуникациите. Теснолентови и широколентови сигнали; CDMA сигнали.
- 2.4 Съвременна ортогонална модулация с много носещи сигнали.

Лекция 2

2.1 Използване на модулирани сигнали – необходимост и основни предимства

Сигнали в основна лента – защо не за подходящи за директен пренос на информация на далечни разстояния?

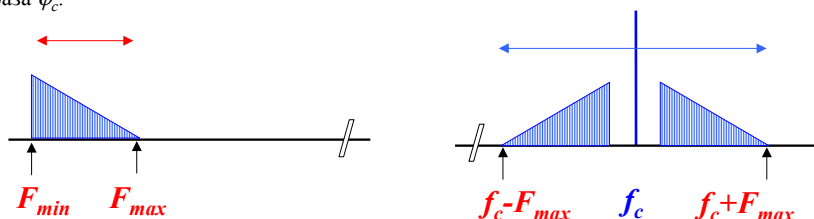
Електрическите сигнали в основна лента (BBS; Base-Band Signals) по правило са ниско-честотни и с не много висока амплитуда. Защо рядко се използват за директно пренасяне на информация в безжичните комуникации?

- ❖ Това най-често са сигнали с малки амплитуди и директното им предаване рядко е практически осъществимо
- ❖ При тези сигнали се наблюдава силно затихване при разпространяване в свободното пространство; следователно, те могат да се предават само на много къси разстояния или по кабел; тук има и силно влияние на нискочестотния шум (напр. 1/f-шума)
- ❖ В нискочестотната част на спектъра има отдавна определено разпределение на честотния спектър – използването на тези честоти е силно ограничено от международните и националните регулации при използване на спектъра
- ❖ Антените за излъчване на сигнал в този обхват са много големи (те са сравними с дължината на вълната, която е ~ стотици метри).

Идея – използване на по-високочестотен носещ сигнал



Модулираният сигнал (PBS, Pass-Band Signal) се получава при нелинейното смесване на сигнал в основна лента с носещ сигнал (на високи честоти това е най-често аналогов хармоничен сигнал $C(t) = C_m \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$). Модулациите се делят на аналогова и дигитрова (манипулация) в зависимост от вида на BBS сигнала. Информацията от BBS може да се носи от всеки от трите основни параметъра на носещия сигнал: амплитуда C_m , честота f_c или фаза φ_c .

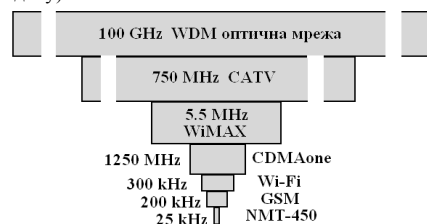
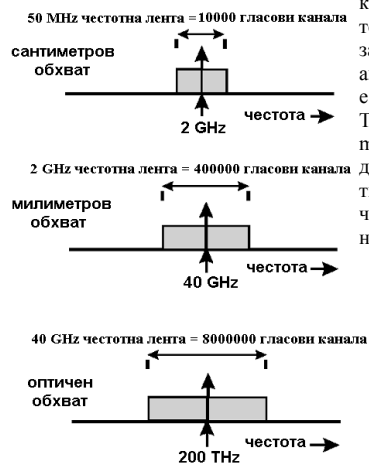


Защо използването на модулирани сигнали е по-добро решение?

- По-високочестотните сигнали се разпространяват с по-малки загуби както в свободното пространство, така и в т. нар. предавателни линии. Тук има “прозорци” на прозрачност на много от средите – атмосфера, фибро-вълна и др. При много високочестотни сигнали – пряка видимост между приемно-предавателните станции; при по-ниски честоти – има ефекти на дифракция и др.
- При по-високи честоти могат да се поместват повече на брой и ли по-широки канали. Първото е свързано с осигуряване на по-висок трафик, а второто – на по-висококачествени комуникационни услуги и по-бърз трансфер на информацията в bits/s
- При по-високи честоти антените са по-малки по размери поради по-малката дължина на вълната. Освен това антените има по-висока насоченост, поради което се използват предаватели с по-ниска изходна мощност.
- На по-високи честоти има доста ефективни ниско-шумящи усилватели и приемници (LNA)

Колко канали за реч се побират в различни части на спектъра? 😊

Долу е показан един измислен пример: колко честотни канали за реч (с единична ширина ~5kHz заедно със защитна лента), се “побират” в различни части на EM спектъра с ширина, равна на честотата на носещия сигнал от предишната част. От данните се вижда, че всяка следваща по-високочестотна част подбира на порядък повече канали за реч от предишната. Това е една важна причина за увеличаване на честотата на носещата в комуникационни системи, при които това е възможно, напр. при фиксирани безжични мрежи или в оптичните пръстени. Това е известен “канон” на безжичните комуникации – колкото на по-висока носеща честота работи дадена система, толкова по-широка лента тя може да ползва. Подобен подход за увеличаване на капацитета на системата, т. е. на броя на активните едновременни потребители, е екстензивен; свързан е единствено с увеличаване на използваната част от спектъра. Такъв подход е оправдан при много високи носещи честоти – mm, sub-mm и оптичния обхват. При мобилните системи подобно увеличение е немислимо; тук обхватът на носещи честоти е ограничен както отгоре, така и отдолу, и подходящите честотни ленти са ограничени по принцип (виж илюстрациите на фигурата долу)



Кои обхвати са подходящи за клетъчни мобилни комуникационни системи и защо? 😊

➤ Не по-високи от 2000 MHz

✦ Загубите при разпространение на сигналите растат квадратично с увеличаване на честотата ($losses \sim f^2$), т. е. при еднакви условия на 200 и на 2000 MHz загубите растат с 20 dB. За по-високи честоти са необходими много по-чувствителни приемници;

✦ Цената на устройствата расте с увеличаване на честотата. Това е свързано както с пазара, така и с техническите ограничения за електромагнитна съвместимост на високи честоти.

➤ Не по-ниски от 400-450 MHz

✦ Комуникационните системи се влияят от изкуствен шум. Това влияние намалява при увеличаване на честотата.

✦ Необходимостта от по-широки канали (напр. при сигнали с дигитрова модулация и сигнали с разширен спектър) изисква да се работи на по-високи честоти, където могат да се разположат повече и по-широки канали.

✦ Колкото по-високочестотни са каналите в дадена мобилна мрежа, толкова повече разпространението на сигналите е праволинейно (т. е. необходима е пряка видимост между базовата и мобилната станция). Така при ниски честоти покритието на дадена област става с по-малко базови станции, но по-мощни и обратно.

Предаване на сигнали в основна лента (без модулация)

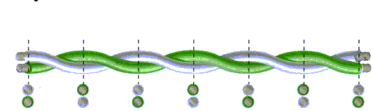


Не винаги е необходимо сигнали в основна лента да бъдат модулирани за да се пренасят в комуникационни канали. Тези сигнали могат да имат достатъчно висока честота за да се предават с малки загуби по жична връзка (напр. по усукана двойка, тройка и т. н.). Методът се нарича Baseband Transmission и се използва в жичните мрежи (LAN's - Local Area Networks) и в цифровите телефонни мрежи с 2 Mbit/s. Съществуват две много ефективни техники за трансфер на данни чрез директно предаване на BBS по меден кабел: HDSL и ADSL. HDSL (High bit rate Digital Subscriber Line) е сравнително нова техника за двупосочен симетричен трансфер на данни със скорост 2 Mbit/s по усукана медна двойка с диаметър 0.5 mm. Основното ѝ предимство е голямото разстояние - до 4 km (вместо до 1.5 km с традиционната техника), което значително намалява необходимостта от усилватели и ретранслатори. Два параметъра са определящи за използването на HDSL техниката: затихването на сигнала и взаимното "преплитане" (cross-talk) на линиите. Усуканите двойки имат малко затихване и нисък "crossstalk" на ниски честоти. И двата параметъра обаче се влошават с увеличаване на честотата. HDSL се базира на два метода за редуциране на честотната лента на BBS - използване на пълен дуплекс на всяка усукана двойка и отнемване на спектъра на сигнала към ниски честоти чрез използване на линейния код 2B1Q (вж. още [1]).

Параметри на HDSL линии

Pairs	Bit rate/pair	Range (0.5 mm)
2	1168 kb/s	4.0 km
3	784 kb/s	4.6 km

Усукана двойка с минимален "crossstalk"



ADSL техника за трансфер на данни



ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line) е несиметрична комуникационна система, която може да предава видео сигнал (предимно в едната посока) по обикновената двужична телефонна линия. Именното асиметричното на преноса на данни (различен капацитет в различни посоки) позволява интерактивни несиметрични връзки с ограничен спектър.

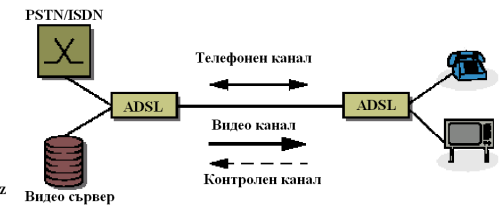
На фигурата долу е показан спектъра на ADSL сигнал. Наред с двупосочното предаване на сигналите на речта (PSTN) или на данните (ISDN) може да се предава и видео сигнал с помощта на контролния канал (16 или 64 kb/s). Спектърът на самият видеосигнал се помещава в неизползвана честотна лента 110-410 kHz със скорост 1.5 Mb/s.

При ADSL техниката скоростта на пренасяне на данни зависи от разстоянието. Например тук може да се реализира скорост 2 Mbit/s до 4.5-5 km, 6 Mbit/s до 2.5-3 km или 1.5 Mbit/s до 5.5 km. Тези нива могат да се увеличават още с развитието на стандарта.

Честотен спектър на 1.5 Mbit/s ADSL сигнал заедно с традиционните сигнали във фиксираната мрежа



Схема на ADSL несиметрична линия



Сравнение на параметрите на сигналите и каналите

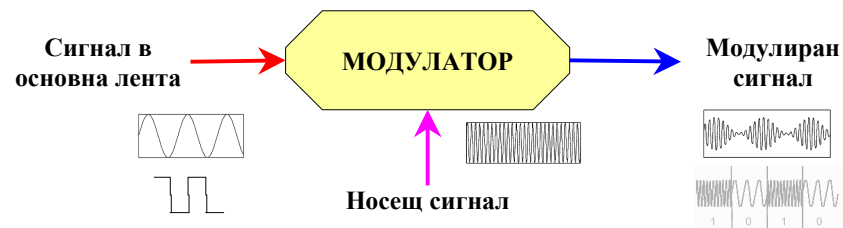
- ❖ Ефективна ширина на спектъра на сигнала BW_s и канала BW_{ch} – Това е честотната лента, която отговаря на спектъра на сигнала, в който се съсредоточава 90-95 % от енергията му и осигурява относително вярно възпроизвеждане на формата му. Изисква се $BW_s \leq BW_{ch}$, за да не се ограничават спектъра на сигнала. Ако това не е изпълнено (ширините на каналите са стриктно зададени!), се налага свиване на спектъра, филтриране, специфично кодиране и модулиране.
- ❖ Ниво на сигнала P_s (S) – Това е средната мощност на сигнала в лента му. Измерва се във W (mW, μ W и т.н.) или P_s , dBm = $10 \cdot \log(P_s, \text{mW} / 1\text{mW})$. За да не възникват нелинейни изкривявания в канала се изисква $P_{smax} \leq P_{chmax}$, където P_{chmax} е максималното допустимо ниво на сигнала в канала.
- ❖ Динамичен обхват сигнала D_s и канала D_{ch} – Това е отношението между максималното и минималното ниво в dB, т.е. D_s , dB = $10 \cdot \log(P_{smax} / P_{smin})$ или D_{ch} , dB = $10 \cdot \log(P_{chmax} / N_{ch})$, където N_{ch} е нивото на шума в канала. Изисква се $D_s \leq D_{ch}$. Тук максималното ниво на сигнала P_{smax} се определя от нивото за поява на нелинейни изкривявания (насищане), а минималното ниво P_{smin} се определя от нивото на шума N и се приема като ниво, което е с 3 dB над стойността на N в dB. Често D_s или D_{ch} се отъждествяват с отношението S/N .

Параметри на цифрови сигнали и канали за пренасянето им

- ❖ Скорост на предаване на информацията R_b (или битова скорост, bit rate) – Това е количеството информация, изразено в двоичен код (0 или 1) (bit), което се предава по канала за единица време. Следователно, R_b , bit/s = $1 \text{ bit} / T_b = 1 \text{ bit} \cdot f_T$, където T_b е продължителността на 1 bit, а f_T е тактовата честота.
- ❖ Техническа (манипулационна) скорост R_T – Това е скорост на предаване на информацията, когато състоянията на манипулирания параметър на сигнала се изразяват повече от два бита. Тогава R_T , (Baud, "бод") = $R_b / I = R_b / \log_2 M$, където I е броят на битове в една дума ($i_1, i_2, \dots, i_{I-1}, i_I$), а M е броят на състоянията на манипулирания параметър на сигнала. Вижда се, че $R_T < R_b$.
- ❖ Максимална пропускателна способност на идеален канал C_{ch} – Това е максималната скорост на предаване на информация в идеален канал без междусимволна интерференция. Така (по теоремата на Nyquist, 1924 г.) за идеален канал C_{ch} , bit/s = $BW_s \cdot \log_2 M$.
- ❖ Пропускателна способност в канал с шум C_{ch} – Това е скоростта на предаване на информация в канал с отношение "сигнал-шум" $S/N \neq \infty$. Това е известната теорема на Shannon (1949) C_{ch} , bit/s = $BW_s \cdot \log_2(1+S/N)$. Така се определя горната граница на този параметър; реалните стойности са по-ниски.

2.2 Аналогови и цифрови модуляции. Примери

Основна схема на модуляция



Модулираният сигнал (PBS, Pass-Band Signal) се получава при нелинейното смесване на сигнал в основна лента с носещ сигнал (на високи честоти това е най-често аналогов хармоничен сигнал $C(t) = C_m \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$). Модуляциите се делят на аналогова и цифрова (манипулация) в зависимост от вида на BBS сигнала. Информацията от BBS може да се носи от всеки от трите основни параметъра на носещия сигнал: амплитуда C_m , честота f_c или фаза φ_c .

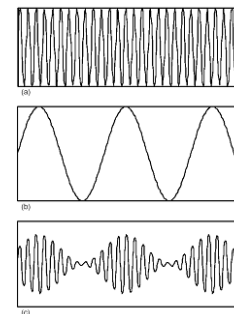
Аналогова модуляция

- ❖ Амплитудна (AM) модуляция: C_m
- ❖ Честотна (FM) модуляция: f_c
- ❖ Фазова (PM) модуляция: φ_c

Цифрова манипулация (SK)

- ❖ ASK (Amplitude Shift Keying): C_m
- ❖ FSK (Frequency Shift Keying): f_c
- ❖ PSK (Phase Shift Keying): φ_c

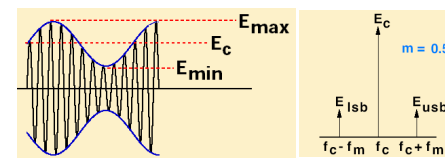
Амплитудна аналогова модуляция (AM)



AM е класически метод за модуляция със слабо или почти никакво приложение в съвременните комуникации. При нея информацията за амплитудата на BBS сигнала се носи в амплитудата на модулирания сигнал. Въвежда се основен параметър m – дълбочина на AM модуляцията (вж. долу и на следващата страница). Оптималната стойност е $m \sim 0.5$.

Основното преимущество на AM модуляцията е, че тя има най-тясната възможна честотна лента на модулиран сигнал (ако $m < 1$). От друга страна, обаче, тя е най-слабо защитеният вид модуляция в комуникационния канал, податлив на всякакъв вид смущения. По тази причина днес тя не се използва в чист вид за пренос на информация по комуникационен канал.

Дълбочина на AM модуляцията в TD опция и и FD опция



AM в TD форма

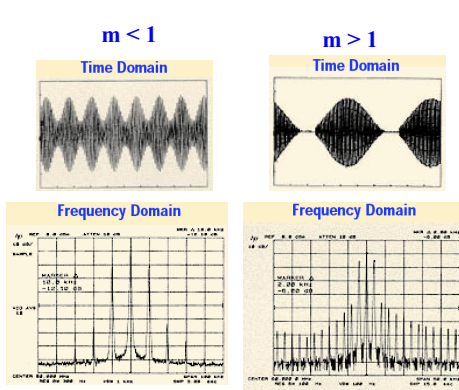
AM в FD форма

$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}$$

$$m = \frac{2E_{SB}}{E_c}$$

- $m \ll 1$ - слаба AM модуляция
- $m \sim 1$ - дълбока AM модуляция
- $m > 1$ - "пре-модуляция"

Примери за АМ модулирани сигнали



Източник на информацията

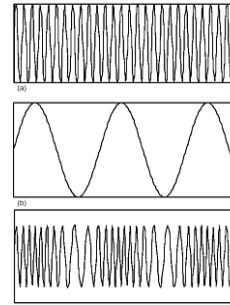
Честотната лента на АМ е относително малък при $m < 1$.

Ако $m > 1$ (премодуляция), честотната лента нараства силно, появяват се силни паразитни сигнали извън лентата. АМ модулацията е имала (и още има) място в радио разпръскването на дълги средни и къси вълни.

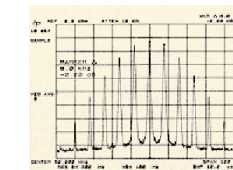
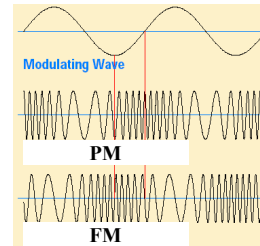
In 1895 Guglielmo Marconi of Italy made the first radio for communicating with ships at sea. In 1901 Marconi sent the first signal across the Atlantic.

The Superheterodyne radio circuit, invented by E.H. Armstrong in 1918, did much to improve radio receivers and circuits. In 1933 Armstrong invented Frequency Modulation, known today as FM.

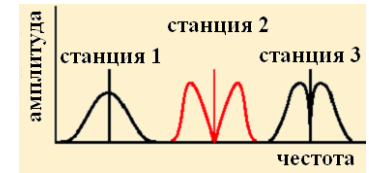
Честотна аналогова модулация (FM)



FM е друг класически метод за модулация със сериозно приложение в аналоговите комуникации. При нея информацията за амплитудата на BBS сигнала се носи в честотата на модулирания сигнал (при FM; фазовата модулация PM е обобщение на FM, при която информацията е включена във фазовото отместване – вж. долу). В сравнение с АМ, FM сигналът има по-широка лента, която трябва да се ограничавя (т.е., има изкривяване). Но тя осигурява значително по-високо качество на сигнала при относително прости приемници (по-прости от тези за PM модулация) и ефективно използване на мощността на предавателите. FM модулация се използва за качествено радио и tv разпръскване (напр. стерео FM радиостанции). Използва се в мобилните 1G мрежи с FDMA тип на достъпа до канала.

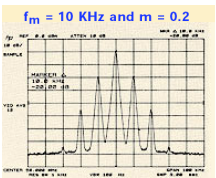
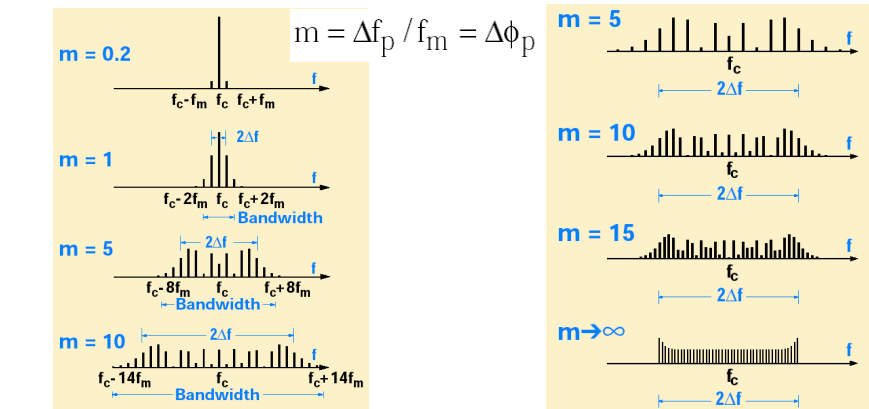


Типичен FM спектър

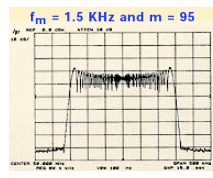


УКВ FM радиостанции

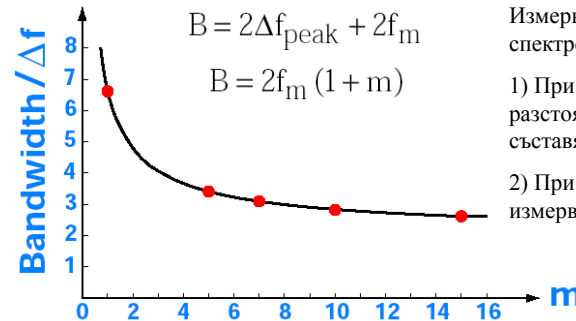
Измерване на модулирани сигнали (FM)



Тук също се въвежда параметър дълбочина на FM модулацията m (вж. горе), който е отношението на честотната девиация Δf_p и разстоянието между честотните съставки f_m , която зависи от динамичния обхват на BBS. От него се определя и честотната лента на FM сигнала.

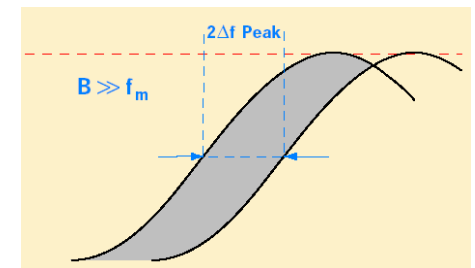
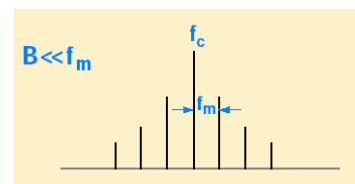


Измерване на FM модулирани сигнали

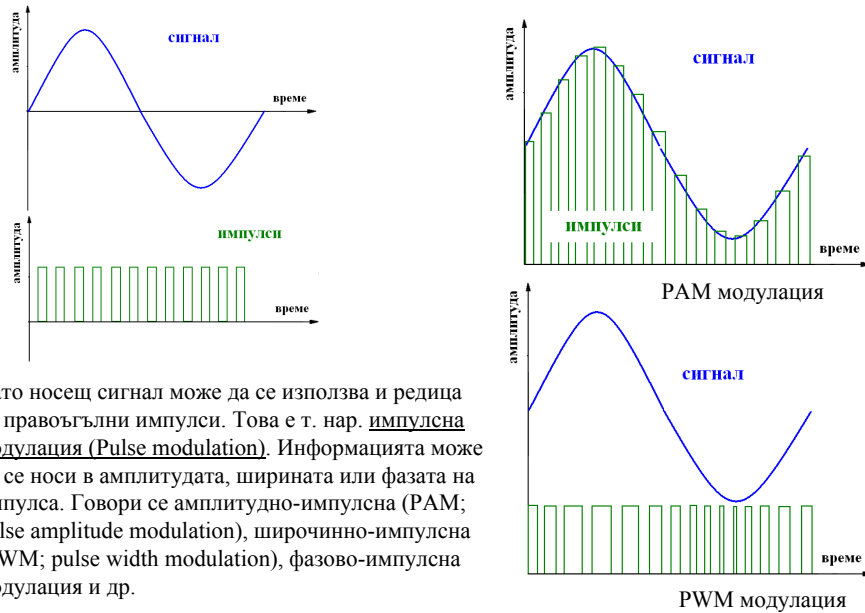


Измерване на f_m и f_{peak} с помощта на спектроанализатор:

- 1) При тясна лента на обзор се измерва разстоянието между спектралните съставки f_m
- 2) При широка лента на обзор се измерва честотната девиация Δf_{peak}



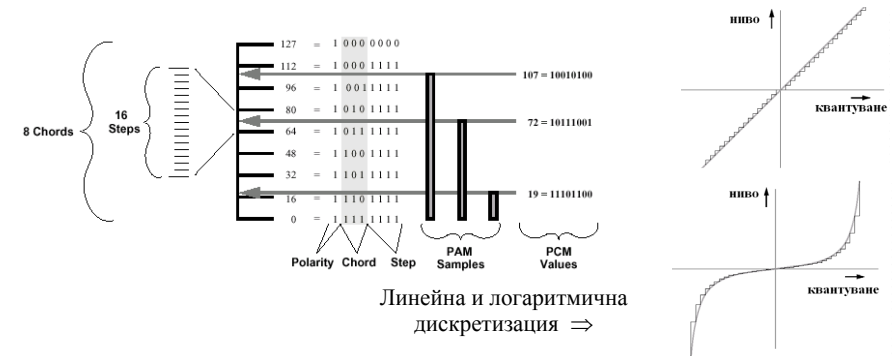
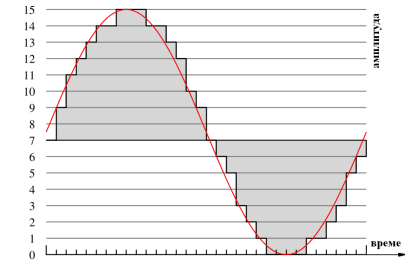
Импулсна модулация



Като носещ сигнал може да се използва и редица от правоъгълни импулси. Това е т. нар. импулсна модулация (Pulse modulation). Информацията може да се носи в амплитудата, ширината или фазата на импулса. Говори се амплитудно-импулсна (PAM; pulse amplitude modulation), широчинно-импулсна (PWM; pulse width modulation), фазово-импулсна модулация и др.

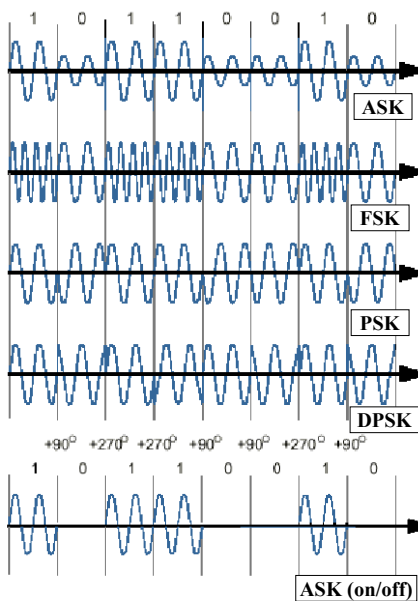
Импулсно-кодова модулация (PCM)

Импулсно-кодовата модулация (PCM; Pulse Code Modulation) е начин за преобразуване на аналогов сигнал в цифров (обикновено в бинарен код) чрез две стъпки: дискретизация на нивата на аналоговия сигнал чрез равномерни отчети (sampling) и квантуване тези нива към серия от символи. Квантуването може да стане по линеен или логаритмичен закон (A- или μ -закон)



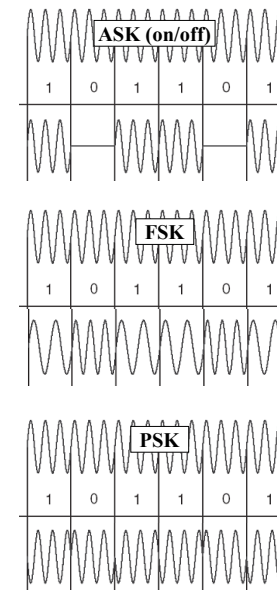
Линейна и логаритмична дискретизация \Rightarrow

Цифрови модулации (манипулации)



Цифровата модулация (или манипулация) е метод за преобразуване на цифровия BBS сигнал във височестотен аналогов модулиран сигнал, подходящ за предаване в комуникационните канали, чрез стъпално изменение (SK, Shift Keying) на амплитудата, честотата и/или фазата на носещия сигнал (ASK, FSK, PSK). Това са най-използваните модулации в съвременните комуникации. В повечето случаи при тази модулация се търси най-ефективното използване на спектъра (т. е. максимум пренесени битове за 1 Hz). Важен параметър се явява BR (Band Rate): $BR = R_b/BW_{SK}$, BW_{SK} – честотна лента на модулирания цифров сигнал. По принцип, обаче, тези сигнали изискват по-широка честотна лента и, следователно, необходими са допълнителни обработки за стесняване на спектъра (напр. филтриране). Последното, обаче, води до нежелани ефекти: паразитна AM модулация и между-символна интерференция.

ASK и FSK модулации

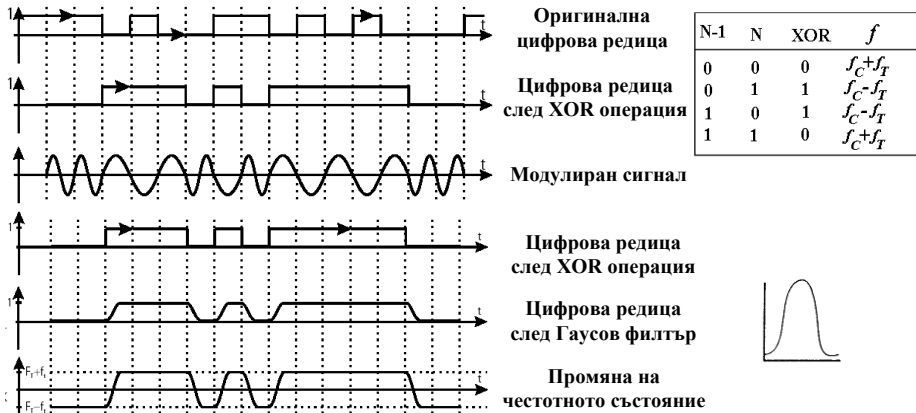


ASK модулацията е най-простият метод за цифрова модулация, но тя не се използва самостоятелно в модерните комуникации. Тук има проблеми при предаване на дълги редици от битове "0", защото не може да се направи разлика между нулева редица и изключване на предавателя или силно затихване на сигнала. В чист вид тя се ползва само в оптичните комуникационни пръстени (OOK - On/ Off Keying). Най-често се комбинира с фазова модулация.

FSK модулацията се използва значително по-често. При нея битовете "0" и "1" се предават с две честотни състояния на сигнала $f_1 < f_2$. Тук амплитудата на сигнала остава постоянна, но проблем е бързото превключване между двете честотни състояния. Има техники за намаляване на честотната лента на FSK модулацията.

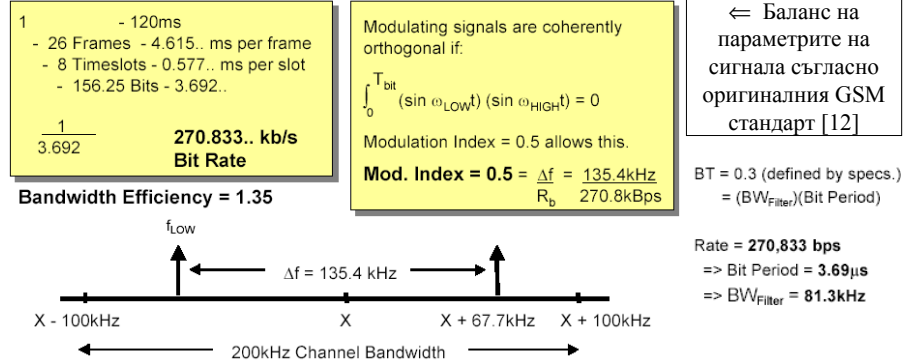
PSK модулацията е най-използваната съвременна модулация в съвременните и бъдещите комуникации. В най-простия случай тя се базира на 180° превключване на фазата на сигнала при предаване на логически "0" и "1". Тук освен амплитудата, честотата също остава постоянна. Основна е промяната на фазовото състояние на сигнала, което се установява сравнително просто.

Пример за GMSK модулация в GSM стандарта



GMSK модулацията, която се използва във всички GSM стандарти (900, 1800, 1900) е разновидност на FSK (по-специално – MSK (Minimum SK) модулацията). При нея битовете “0” и “1” се предават с две честотни състояния около носещата честота f_c : $f_c - f_T$ и $f_c + f_T$. Преди модулацията с редицата се извършва логическата операция XOR (вж. таблицата горе) с цел да се намали съществено броя на преходите между 0 и 1. След това се използва филтър с Гаусова форма за изглаждане на фронтите на импулсите на битовете. Така спектърът на модулираният сигнал се стеснява.

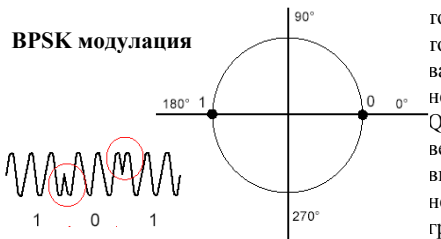
Параметри на GMSK модулирани сигнали по GSM стандарта



Съгласно GSM стандарта се избира следното условие: $BW_{Filter} \times T_b = 0.3$, където BW_{Filter} е честотната лента на Гаусовия филтър на ниво -3 dB, а T_b е продължителността на 1 бит. При продължителност на времеинтервала 577 μs за 1 потребител за 156.25 bits е необходимо $T_b = 3.692 \mu s$ и, следователно, $BW_{Filter} = 81.3 \text{ kHz}$. Двата сигнала с честоти $f_c - f_T$ и $f_c + f_T$ трябва да са ортогонални, за да не си влияят взаимно (вж. горе). Това може да реализира при индекс на модулацията $m = 0.5$. Тогава $f_T = (1/T_b) \cdot (m/2) = 67.7 \text{ kHz}$. Разстоянието по честота между двата сигнала е $2f_T = 135.4 \text{ kHz}$. Тази стойност е по-голяма от ширината на GSM каналите (200 kHz). Така в GSM мрежата се използват относително тесни канали, а сигналите не съдържат паразитна AM модулация.

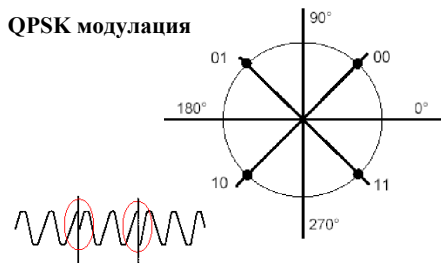
Различни PSK модулации

BPSK модулация

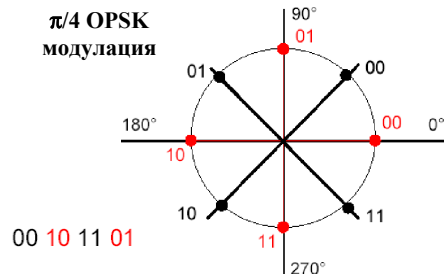


Най-простият тип PSK модулация е BPSK, при която битовете “0” и “1” се предават с две фазови състояния на носещия сигнал на 180°. Двойно намаляване на скоростта на манипулирания сигнал (и на необходимата честотна лента) се получава при QPSK (Quadrature PSK) модулацията, където битовете се предават по двойки (00, 01, 10, 11) с 4 фазови състояния на носещата на 90°. За да се избегнат нежелани скокове на 180° (напр. при предаване на група битове 0010), при които възникват паразитни AM модулации, се използва OQPSK модулация с отместване на четни и нечетни битове на 45°.

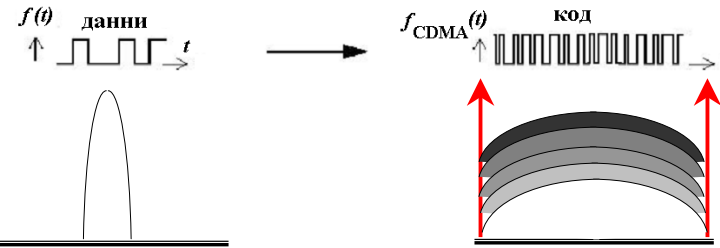
QPSK модулация



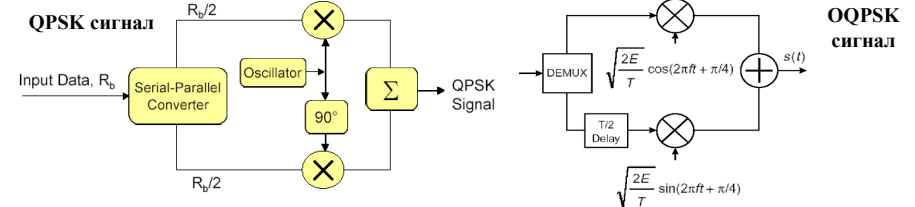
π/4 OQPSK модулация



Пример за QPSK модулация



В 2G CDMAone (старо IS-95) стандарта (конкурент на GSM стандарта) за мобилни комуникации се използва CDMA достъп на потребителите до канала. При него цифровата редица с данни (с относително тесен спектър) се смесва с кодова редица (с относително широк спектър), и се получава сигнал с широк спектър (SSS- Spread Spectrum Signal). За да се увеличи скоростта на предаване на информация се използва OQPSK (offset QPSK) модулацията с отместване между четни и нечетни битове на 45°. Показана е схема на QPSK модулатор без и с отместване.



QPSK модулация с филтриране на сигнала

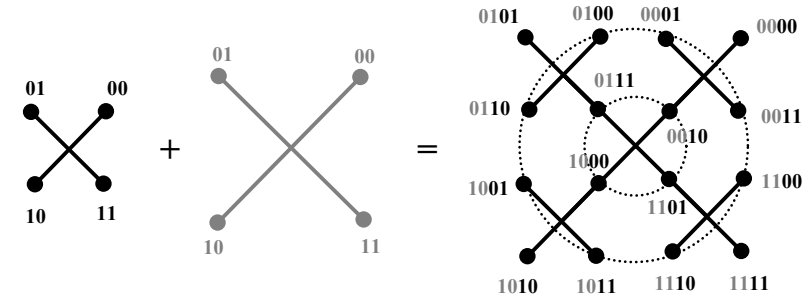


	TD	FD	QPSK
Без филтър			
Леко филтриране			
Силно филтриране			

Както в GSM мрежата, за да се намали ширината на честотния канал, в CDMAone мрежата (в правия, Downlink канал) се използва предварително филтриране на информационния сигнал. Така се стеснява честотната лента на модулирания сигнал, но се влошава фазовата картина на QPSK сигнала (виж илюстрациите на фигурата).

QAM модулация

Значително повишаване на шумоустойчивостта на предаваните модулирани комуникационни сигнали се получава при едновременно въздействие на амплитудата и фазата на носещия сигнал. Така се получава т. нар. m-QAM (m – цяло число; броят на различните амплитудни и фазови състояния на сигнала), при което се предават едно-временно $\log_2 m$ бита. На Фиг. долу е показан пример за 16-QAM модулация за едновременно предаване на 4 бита в 16 различни състояния (12 фазови състояния на 3 амплитудни нива: 1, 0.745 и 0.33 от максималното). Този тип модулация има подобни характеристики на 16-PSK модулация, но показва по-добра шумозащитеност, защото съседните фазови състояния се различават и по амплитуда. 16-QAM модулацията се използва предимно в жилищните мрежи по DSL технологията (HDSL и ADSL), но също и в съвременните WiMAX системи.

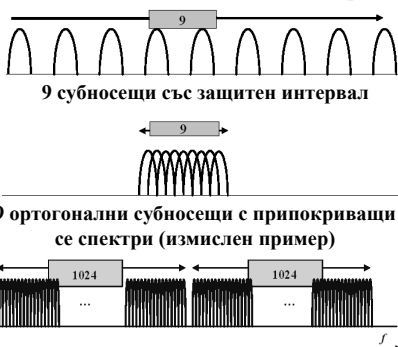


Модулация с много носещи честоти



Досега разгледахме модулационни техники, базирани на една носеща честота. При теснолентови сигнали с еднакви или близки по честота носещи могат да интерферират и това се оказва сериозен проблем в повечето комуникационни системи. При широколентовите комуникации се наблюдава честотно-селективен фединг.

Идеята за модулация на цифров сигнал с помощта на много носещи е излъчваният поток от битове да се раздели на субпоточи и да се “носи” от много субносещи. Битовата скорост на всеки субканал е много по-ниска от общата; съответно честотната лента на всеки субканал е много по-тясна от общата. Броят на субносещите се избира така, че всеки субканал да има честотна лента, която е по-малка от кохерентната лента и се може да се наблюдава само “плосък фединг” (вж. Лекция 4) и силно подтисната междусимволна интерференция ISI (вж. §2.4 на лекцията). На фигурата е показан пример с 9 теснолентови субносещи, между които има защитен интервал за да се избегне взаимното влияние между тях. Много по-ефективно използване на спектъра се постига с “ортогонални” субносещи, чиито спектри се припокриват, но поради ортогоналността си сигналите си влияят минимално. За ефективна модулация броят на субносещите трябва да е голям – напр. във WiMax стандарта те могат да са от 512 до 2048 канала (например 1024 по 11 kHz) (препоръчва се броят им N да е кратен на 2^n).

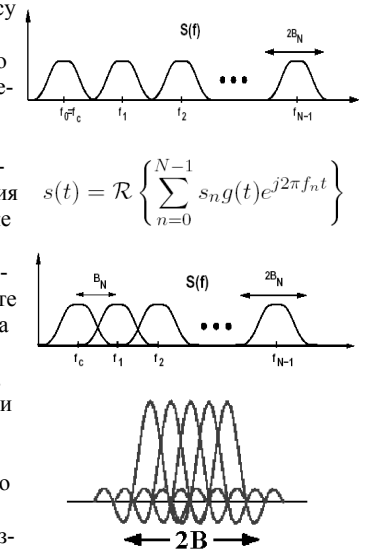


Реален пример: 1024 ортогонални субносещи във WiMax стандарта IEEE 802.16

Ортогонална модулация (OFDM)



Ортогоналната модулация (OFDM, (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) е най-простият тип много-честотна модулация. Тук няма да разглеждаме подробно математическите основи на метода (вж. напр. [6,11]). Нека да разполагаме с N незастъпващи се канала, всеки с ширина $2B_N$ и носеща честота $f_n = f_c + 2nB_N$, $n = 0, 1, \dots, N-1$ (f_c е честота в обхвата на дадена мрежа). Така в рамките на всеки бит с ширина T_N може да се разложи общия сигнал $S(t)$ (вж. вдясно) по базовите функции. Това може да стане с бърза Фурие трансформация (FFT, вж. §2.1) Връзката “ $T_N - B_N$ ” се дава от израза $T_N = 0.5(1+\beta)/B_N$, където β е фактор на формата на спектъра на суб-носещите ($\beta = 0$ за правоъгълен сигнал или $\beta = 1$ за положителната $1/2$ част от косинусодален сигнал). Ако се използват правоъгълни сигнали, те не трябва да се застъпват. Ако, обаче, се използват $1/2$ части от косинусодални сигнали $\cos(2\pi j/T_N)$, $j = 1, 2, \dots$ ($T_N = 1/B_N$), те образуват ортогонална база от функции в интервала $0, 1/f_n$ и техните спектри могат да се застъпват (вж. вдясно). Геометрично това се изразява с факта, че максимума на спектъра на дадена суб-носеща съвпада с нулите от спектъра на близките съседни субносещи. Днес OFDM модулацията е един от най-ефективните методи за ползване на спектъра

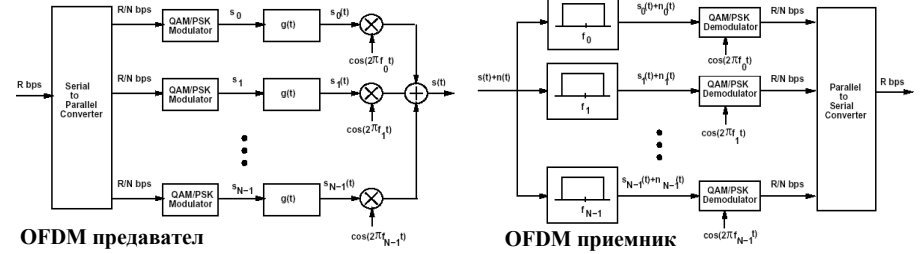
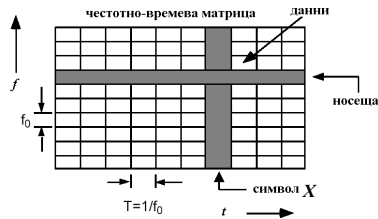


Застъпващи се спектри на ортогонални субносещи

Реализация на OFDM модуляцията



Ще опишем накратко реализацията на OFDM модуляция. Излъчваният цифров поток с битова скорост R се разделя на N субпотока със скорости $R_N = R/N$. Всеки от тях се модулира линейно в съответния теснолентов субканал (напр. чрез mPSK или mQAM модуляции, m – ниво на модуляция). Приемането става по обратен път. Съвременната OFDM-модуляция е дискретна (DMT, discrete multitone modulation [6]). При нея общият поток се модулира с QAM модулатор и се получава комплексен символ X . Той се разделя на N паралелни QAM символа X_n по субносещите, които са дискретните честотни компоненти на изходния сигнал. Чрез инверсна IFFT Фурие трансформация от тези дискретни честотни компоненти се получава времевата форма на сигнала без никаква между-символна интерференция ISI. Това се постига чрез “cyclic prefix”: непоследователна честотно-времева матрица (вж. примера горе вдясно), т. е. честотните канали не са последователни (съседни).



OFDM предавател

OFDM приемник