

“Увод във физичната електроника и радиофизиката”

# Филтрация, Модулация и Кодиране

Лектор: доц. Пламен И. Данков

[dankov@phys.uni-sofia.bg](mailto:dankov@phys.uni-sofia.bg)

1

## Съдържание

### 1. Филтрация

- 1.1 Сигнали; времева и честотна форма, връзка между тях, измерване
- 1.2 Сигнали в основна лента и тяхното ограничаване. Пример – човешка реч. Аналогови и цифрови сигнали.
- 1.3 Физични основи и класификация на електрическите филтри, параметри, идеални и реални характеристики.
- 1.4 Примери за филтрация: FM радиостанции; акустични филтри; Гаусово филтриране в GSM; филтър-диплексер.
- 1.5 Цифрови филтри.

### 2. Модулация

- 2.1 Необходимост от модулация. Схема на комуникационен процес. Понятието за честотен канал и носеща честота. Пример: канали в GSM.
- 2.2 Аналогова и цифрова модулация: класификация и основни принципи. AM, FM
- 2.3 Предимства на цифровата модулация, примери: ASK, FSK, PSK, QAM.
- 2.3 Модулация с една и много носещи честоти – примери и сравнения

### 3. Кодиране

- 3.1 Причини за “загуба” на сигнал в комуникациите. Отношение “сигнал-шум”; BER
- 3.2 Кодиране на сигнал и канал. Блоково кодиране; кодиране с “памет”, разместване на битове

## Част 1. Филтрация

### 1.1 Сигнали; времева и честотна форма, връзка между тях. Измерване

#### Информация ⇒ Съобщение ⇒ Сигнал

- ❖ **Информацията (i)** е философско понятие, свързано с процеса на намаляване на неопределеността в познанията за нещата. В комуникациите информацията е комплекс от сведения, данни, които подлежат на преобразуване, предаване, приемане и съхранение.
- ❖ **Съобщението (message)** е формата на предаване на информацията (говор, музика, текст, подвижна и неподвижна картина, компютърни данни и пр.)
- ❖ **Сигналят** е физична величина (или процес), чрез изменението на която се отразява предаваното съобщение (респ. информацията, която то представя). Сигналят е носител на съобщението и като такъв той е сигнал в основна лента BBS - акустичен, оптичен, електрически и пр. В комуникациите всички тези сигнали трябва да се преобразуват в електрически, освен ако не са вече такива.
- ❖ Изисквания към даден физичен процес да се използва за сигнал:
  - да може да се разпространява на достатъчно големи разстояния при минимален разход на енергия. Това е важно енергетично изискване и означава покриване на дадена географска област с минимална мощност на сигнала.
  - да може ефективно да управлява локалните източници на енергия. Какво означава това? Обикновено приетият сигнал е слаб. Следователно, той трябва да може да управлява източника на приемника така, че да повиши нивото си (над шумовото ниво) и така да може да въздейства върху другите обекти (приемници).
  - да може да въздейства върху сетивните органи на човека (директно приет сигнал) или върху специални устройства, които човекът ползва

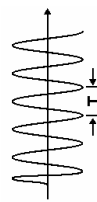
# Електрически сигнал

## Детерминирани

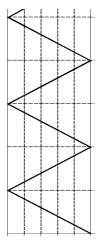
Параметрите на такива сигнали могат да се предсказват с вероятност  $p = 1$ .

### Периодични

#### Хармонични



#### Нехармонични

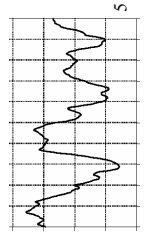


## Случайни

Параметрите на такива сигнали могат да се предсказват с вероятност  $p < 1$ .



### Непериодични



## Електрически сигнал



$$A(t) = A_t \sin(2\pi f t + \phi_t)$$

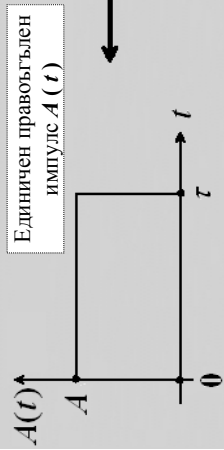
Амплитуда  $A_t$

Честота  $f$

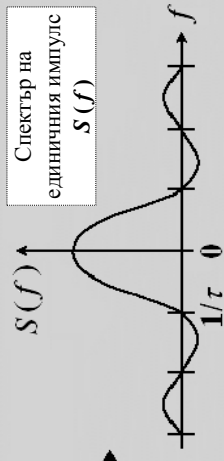
Фаза  $\phi$

Под електрически сигнал  $A(t)$  в ще подразбираме времевата зависимост на тока или напрежението в дадена електрическа верига, но и още, на електрическото  $E$  или магнитното поле  $H$  на разпространяваща се в дадена среда вълна. Сигналят се явява *електрическият носител* на информацията, която се съдържа в дадено комуникационно съобщение. Има амплитуда, честота и фаза.

Времева форма (TD - Time Domain)

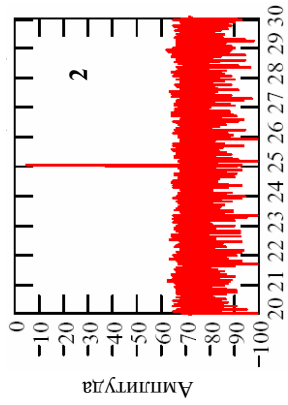


Честотна форма (FD - Frequency Domain)

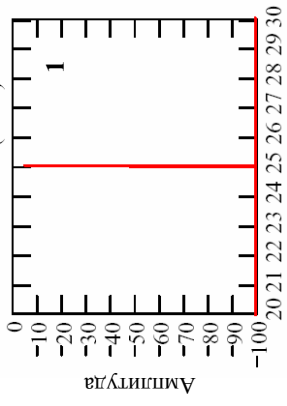


## Пример за един електрически сигнал в 3 различни случая

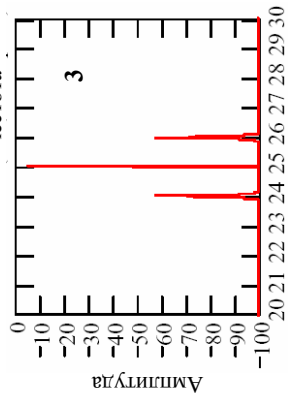
1. Хармоничен сигнал



2. Сигнал и шум

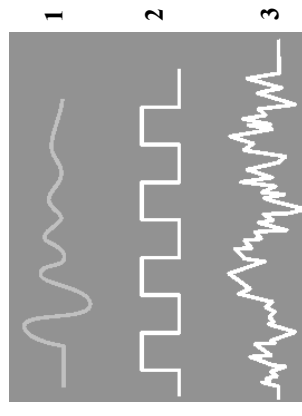


3. Модулиран сигнал



## Основни типове сигнали

1. Непериодични сигнали



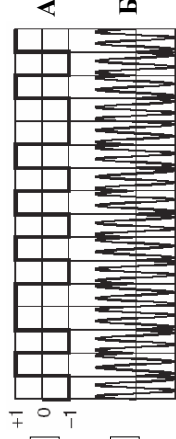
2. Периодични сигнали



3. Случайни сигнали или шум



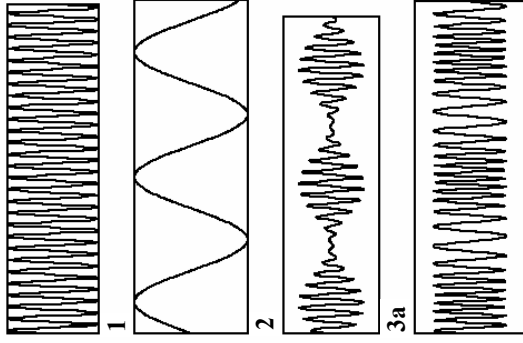
А. Цифрови сигнали



Б. Аналогови сигнали



## Основни типове сигнали (2)



1. Носещ сигнал (carrier)

2. Сигнал в основна лента (BBS – Base-Band Signal)

3. Модулирани сигнали (PBS – Pass-Band Signal)

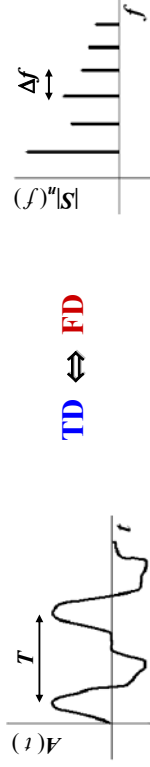
3а. Амплитудно-модулиран сигнал (AM)

4б. Честотно-модулиран сигнал (FM)

3б

9

## Представяне на сложни периодични сигнали (директно Фурие преобразуване)



$\text{TD} \Leftrightarrow \text{FD}$

Представеният тук начин за връзка между TD и FD формите на сигнала  $A(t)$  и  $S(f)$  е най-добрият от гледна точка на минимална средноквадратична грешка на прехода между тях

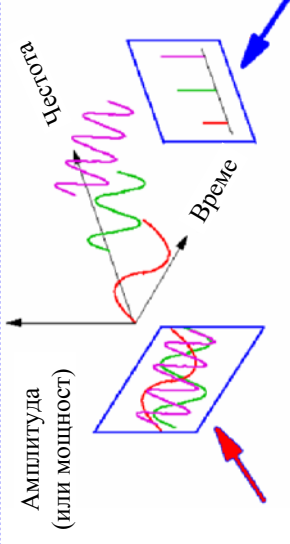
$$A(t) = A(t+T) \Leftrightarrow S_n(f) = |S_n(f)| \exp(-j\varphi_n(f))$$

➤ Обратен Фурие преобразуване в комплексен вид

$$A(t) = \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} S_n(f) \exp(j2\pi n t) \quad S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \exp(-j2\pi n t) dt$$

11

## Сигнали и спектри



Съществува връзка между двете форми на един и същи електрически сигнал (TD и FD). Еднозначна връзка между тях може да се е осъществила чрез Фурие преобразуването

**TD (Time Domain)** форма

**FD (Frequency Domain)** форма

❖ **TD (Time Domain)** – Амплитуда (или мощност) от време: измерването става основно чрез осцилоскопи или с съвременни сигнал-анализатори

❖ **FD (Frequency Domain)** – Амплитуда (или мощност) от честота (спектр): измерването става чрез спектро-анализатори, анализатори на вериги или най-просто – с помощта на селективни волтметри

## Фурие преобразуване, представено чрез реални функции

➤ Обратен Фурие преобразуване (представя TD формата на сигнала)

$$A(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t)$$

➤ Право Фурие преобразуване (представя FD формата на сигнала, т.е. неговите спектрални съставлящи)

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_0^T A(t) dt$$

Това е dc съставлящата в спектъра на сигнала, появява се в спектъра, само ако в TD формата на сигнала има четни съставки

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T A(t) \cos(n\omega t) dt$$

Това са честотните съставки, които се появяват в спектъра на четни сигнали  $A(t) = A(-t)$ . При нечетни сигнали те отсъстват.

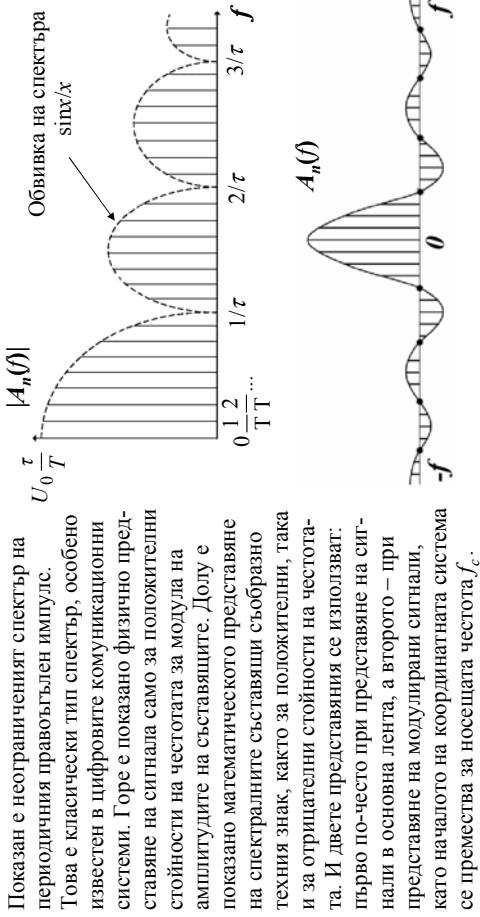
$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T A(t) \sin(n\omega t) dt$$

Това са честотните съставки, които се появяват в спектъра на нечетни сигнали  $A(t) = -A(-t)$ . При четни сигнали те отсъстват.

Забележка: при нито четни, нито нечетни сигнали, в спектъра се съдържат всички съставки

12

## Графична форма на спектъра на класическия периодичен правоъгълен импулс

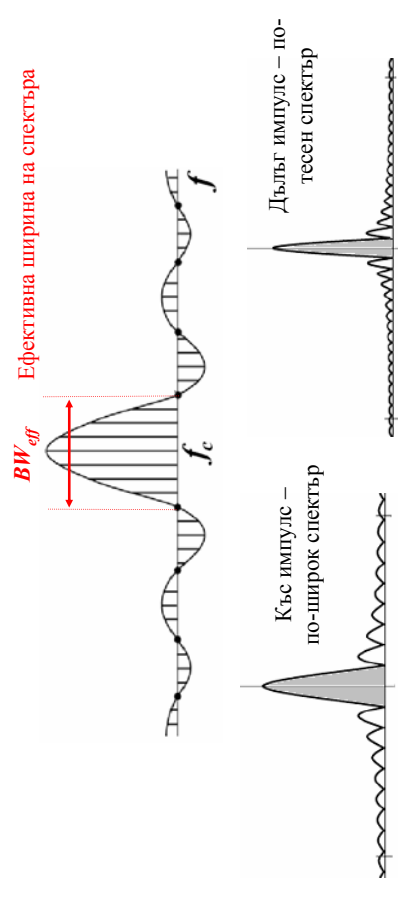


Показан е неограниченият спектър на периодичния правоъгълен импулс. Това е класически тип спектър, особено известен в цифровите комуникационни системи. Горе е показано физично представяне на сигнала само за положителни стойности на честотата за модула на амплитудите на съставящите. Долу е показано математическото представяне на спектралните съставящи съобразно техния знак, както за положителни, така и за отрицателни стойности на честотата. И двете представяния се използват: първо по-често при представяне на сигнали в основна лента, а второто – при представяне на модулирани сигнали, като начало на координатната система се премества за носещата честота  $f_c$ .

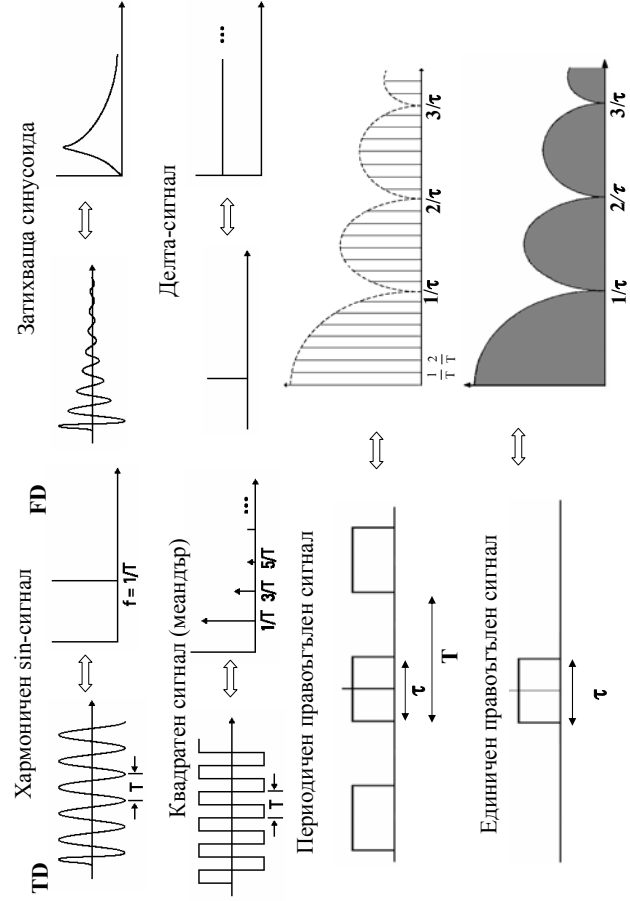
**Коментар:** Спектралните съставящи са разположени на интервал  $1/T$  една от друга (т.е. на  $n/T$  или  $n/T$ ). Амплитудата им се ограничава в рамките на т. нар. "обвивка на спектъра", в случая – функцията  $\text{sinc}(x)$ . На определени честоти (нулите на функцията  $\text{sinc}(x)$ :  $nT$ ) амплитудите на съставящите се нулират – през интервали  $1/T$  ( $\tau < T$ ) (вж коментар и по-нататък).

## Ефективна ширина на спектъра на правоъгълен сигнал

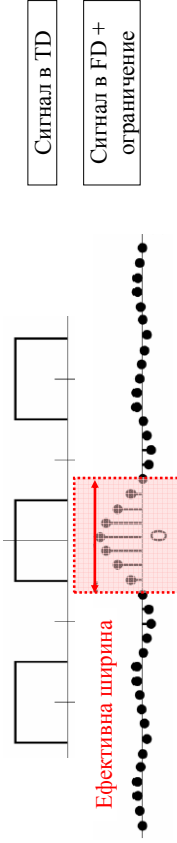
От теорията на спектралния анализ е известно, че ако спектърът на периодичния правоъгълен сигнал се ограничи до ширината на главния максимум (вж. фигурата долу), в тази част се осигурява 90.2% от енергията и обратното възстановяване на времевата от честотната форма е с минимални изкривявания. Затова тази ширина на главния максимум, която зависи от продължителността на импулса  $\tau$ , е известна като ефективна ширина на спектъра. За комуникационните това означава, че за предаването на къси (т.е. "бързи" битове) е необходимо по-широка честотна лента и обратно.



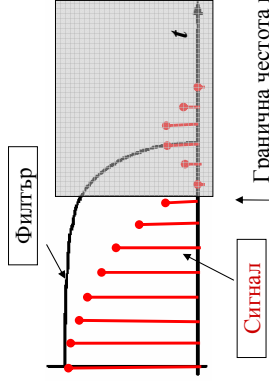
## Примери за Фурие преобразувания на известни сигнали



## Пример с ограничаване на спектъра на реален сигнал



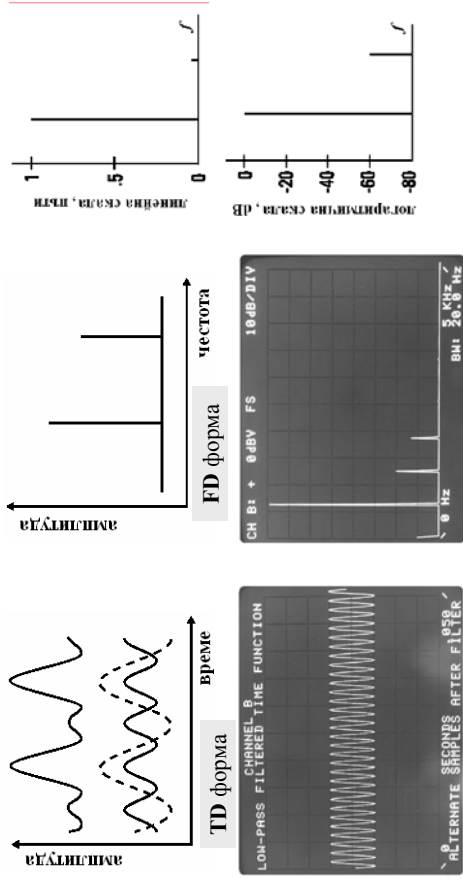
Пример: ограничаване на спектъра чрез преминаване на сигнала през ниско-честотен филтър



Резултат: промяна на формата на сигнала, закъснение, осцилации на нивото под и над средното и др. ефекти

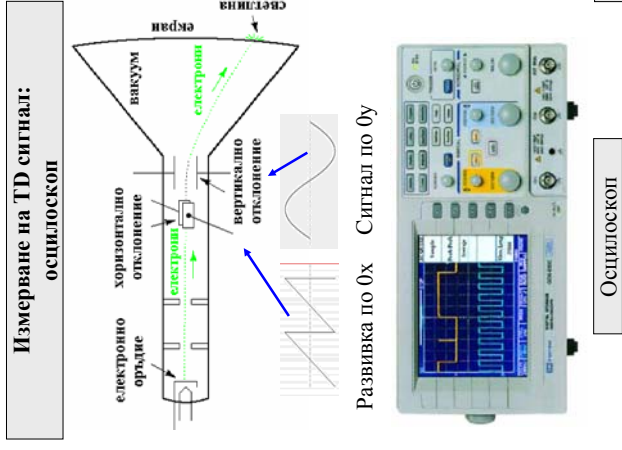
Гранична честота на филтъра

## Времева или честотна форма на сигналите?



Времева форма TD на сигнала е традиционната. Тя е информативна, защото показва какво се случва със сигнала (или параметъра, който сигналът представлява) във времето. Но информативността силно намалява, когато сигналът стане по-сложен (комбинация от хармонични или не-хармоничен). В такъв случай много по-информативна се оказва честотната му форма FD, т.е. спектърът на сигнала. Ясно могат да се установят спектралните съставки, при това едновременно много силни и много слаби, ако се използва log-скала.

## Визуализация и измерване на TD и FD формата на сигналите



Измерване на TD сигнал: осцилоскоп

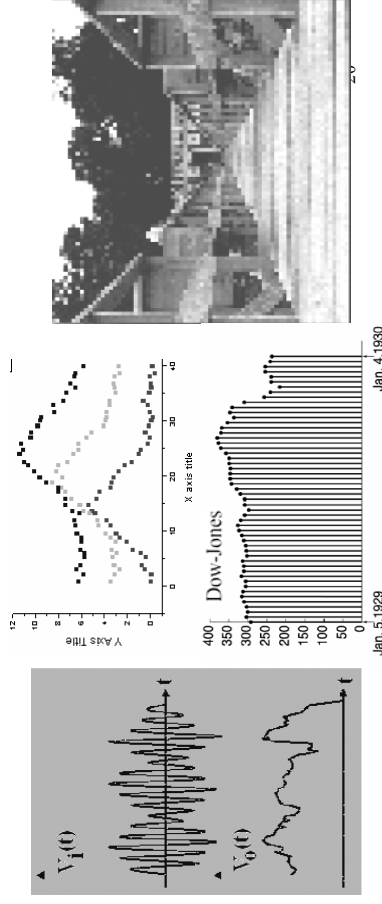
Измерване на FD сигнал: спектроанализатор

## Част 1. Филтрация

**1.2 Сигнали в основна лента и тяхното ограничаване.**  
**Пример – човешка реч.**  
**Аналогови и цифрови сигнали**

## Основни определения и примери

**Сигналите в основна лента (BBS)** са сигнали с ненулев спектър, когато честотата  $f \rightarrow 0$ , т.е. те определено са нискофреkwентни и са оригиналният източник на информация (по-точно на информационното съобщение в електрически вид, преди модулацията). Това са сигналите на звука (аудио), речта, изображенията (видео), дискретни (по време и по нивото, което могат да имат) и цифрови (квантувани по време и ниво, като на всяко ниво се съпоставя число в двоичен код). Човешката дейност произвежда BBS сигнали от всички видове (вж. дадените долу оригинални примери, взети от Интернет).



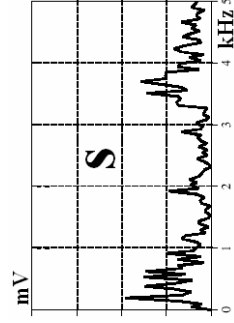
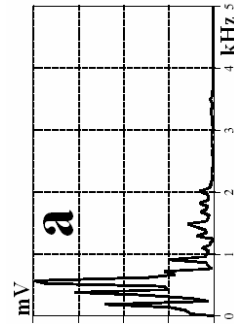
### Примери за някои известни сигнали:

#### Звуков сигнал (говор, музика):

- ❖ Като сигнал в основна лента: **0.015–20 kHz**; в канала: **0.03–15 kHz**
- ❖ Като модулиран сигнал (FM в УКВ): **200 kHz** лента; **100 kHz** защитна лента
- ❖ Като цифрово радио: **272 kHz** лента, **544 kbit/s**, честота на дискретизация **32 kHz**; **16-bit** дума

#### Телефонен сигнал (реч):

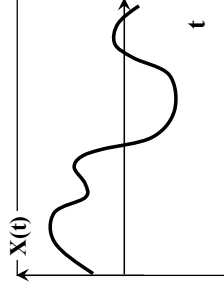
- ❖ Като сигнал в основна лента: **0.08–12 kHz**; в канала: **0.3–3.4 kHz**
- ❖ Като модулиран сигнал (FM в 1G клетъчни телефони): **25 kHz** лента
- ❖ Като цифров сигнал в GSM: GSMK модулация **200 kHz** лента (или **22 kbit/s**, като се отчете служебната информация **13.2 kbit/s**)



FD форма на звуците "а" и "s"

### Аналогов и цифрови сигнали

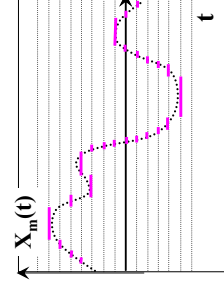
#### Аналогов сигнал



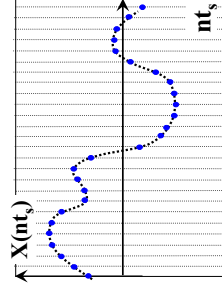
Сигналите се делят на аналогови, дискретни и цифрови.

*Аналоговият сигнал* може да се опише с произволно ниво във всеки момент. *Дискретните сигнали* се дефинират или в точно определени моменти (но произволни нива), или имат произволни нива, но за произволни времеви интервали. *Цифровият сигнал* е квантуван по време и нива, на които се съпоставя двоичен код.

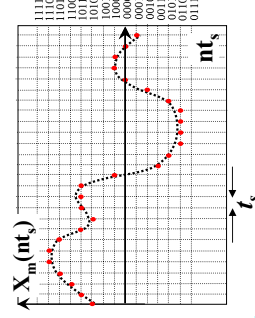
#### Дискретен по ниво



#### Дискретен по време

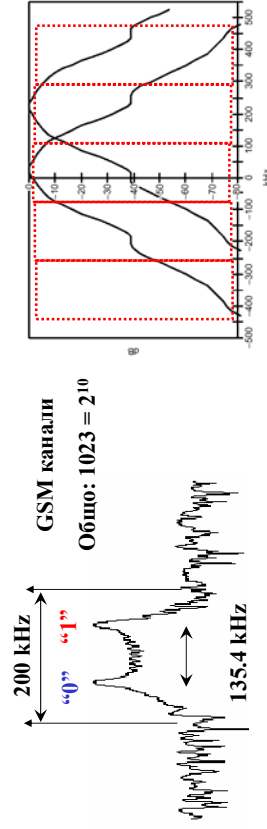


#### Цифров сигнал



#### Цифрова редица (sequence)

### GSM канал с ширина 200 kHz: необходимост от филтриране



GSM канали

Общо:  $1023 = 2^{10}$

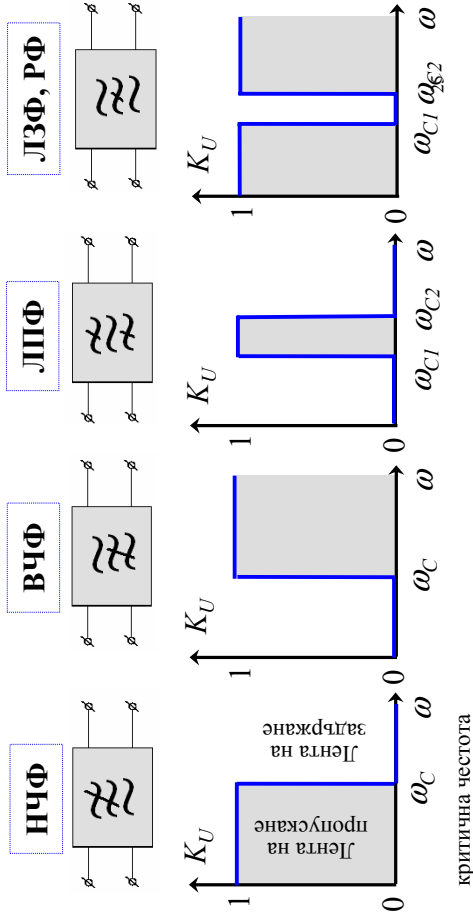
	TD	FD
Без филтар		
Леко филтриране		
Силно филтриране		

## Част 1. Филтрация

**1.3 Физични основи и класификация на електрическите филтри. Параметри, идеални и реални характеристики.**

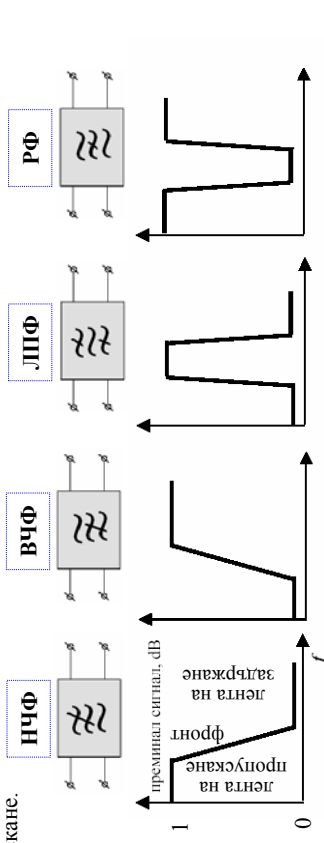
## Класификация на електрическите филтри

Електрическият филтър е четириполюсник с честотна избирателност при пропускане на сигнали в определени честотни обхвати. Това означава, че електрическите сигнали могат да променят своя спектар при преминаване през филтъра. Има 4 основни типа филтри според тяхната избирателност: ниско-честотни, високо-честотни, лентово-пропускателни и лентово-задръжачи (или режекторни).



## Идеални и реални характеристики на филтрите

Основна характеристика на филтъра е неговият коефициент на предаване по напрежение (на по-високи честоти – коефициентът на предаване по мощност). За всеки филтър може да се дефинират поне две различни честотни ленти: лентата на пропускане (филтриране) на сигнала (когато  $|K_U| = 1$  при идеална характеристика) и лентата на задръжане на сигнала (когато  $|K_U| = 0$ ). В реалния случай двете ленти не са рязко отделени и има фронт на прехода. Преходът става на критичната честота  $\omega_c$ , която се дефинира на ниво на сигнала по напрежение 0.707 от максималния коефициент на пропускане.



## Загуби на сигнал през филтъра

От казаното дотук се вижда, че при преминаване на сигнала през реактен (не идеален) филтър, той търпи загуби: малки (но не 0) в лентата на пропускане и големи (но не  $\infty$ ) – в лентата на задръжане. Загубите имат енергетичен характер. При определянето им се използва изразът за коефициента на предаване по мощност  $K_P$  или на квадрата на коефициента на предаване по напрежение  $K_U$ . Много е удобно внесените загуби  $IL$  от филтъра да се определят в dB (децибели) (вж. изразите).  $IL = 0$  dB означава  $K_P, K_U = 1$ . Критичната честота  $\omega_c$  се определя на ниво  $IL = -3$  dB (т.е.  $K_P = 0.501$ ;  $K_U = 0.708$ ) – вж. Табл. В акустиката се използват и “напрежителни” dB, определяни от  $10 \log(U_2/U_1)$ . Те се различават от “мощностните” dB, които се ползват много по-често.



$$K_U = \frac{U_2}{U_1}$$

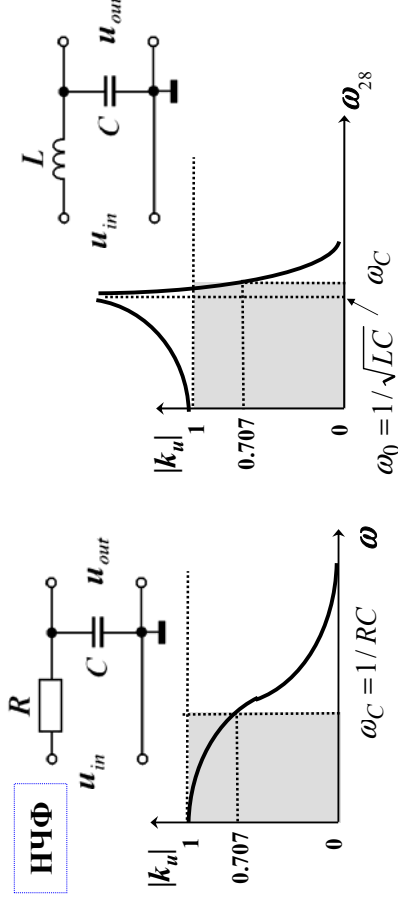
$$K_P = \frac{P_2}{P_1} \sim \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2$$

Табл. Връзки между  $IL$  в dB;  $U_2/U_1$  и  $P_2/P_1$  в пъти

$IL, dB$	$U_2/U_1$ пъти	$P_2/P_1$ пъти	$IL, dB$	$U_2/U_1$	$P_2/P_1$
0	1.0	1.0	-8	0.912	0.832
-0.010	0.999	0.998	-9	0.902	0.813
-0.025	0.972	0.994	-1	0.891	0.794
-0.050	0.945	0.988	-2	0.794	0.631
-0.075	0.991	0.983	-3	0.708	0.501
-0.1	0.988	0.977	-4	0.631	0.397
-0.2	0.978	0.955	-5	0.562	0.316
-0.3	0.966	0.933	-6	0.501	0.251
-0.4	0.955	0.912	-7	0.447	0.199
-0.5	0.944	0.891	-8	0.398	0.158
-0.6	0.933	0.871	-9	0.355	0.126
-0.7	0.923	0.851	-10	0.316	0.100

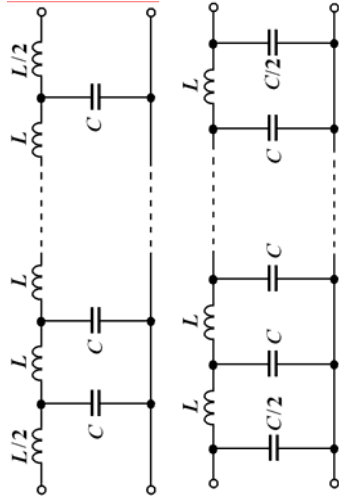
## Прости схеми на ниско-честотни филтри с RC и LC елементи

Долу са показани най-простите схеми на ниско-честотни филтри, реализирани с помощта на RC или LC схеми. RC схемите вече бяха разглеждани. Характерна особеност на този тип филтри е наличие на не много стръмен фронт на АЧХ на филтъра при прехода между лентата на пропускане и лентата на задръжане на сигнала. Ако, обаче, R-елементът се замени с L-елемент (вж. долу вдясно), схемата остава НЧФ, но АЧХ се различава от предишния случай. Сега тя има силен максимум при честотата на резонанс  $\omega_0$  на LC-кръга, а фронтът на прехода между двете ленти е по-стръмен. Подобен фронт е по-желан в много приложения на филтрите в електрониката и комуникациите.



### Многозвонни НЧФ

За подобряване на характеристиките на филтрите – по-стръжни фронтове и по-добра избирателност, се използва и друг подход – репродуциране на една схема на филтъра (Т- или П-образна). Така се получават многозвонните (много-стъпалните) филтри. На фигурата вдясно е показан пример за подобряване на стръмността на характеристикката на НЧФ с повече от 1 звено.

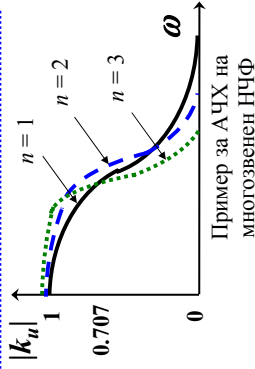


Многозвонен филтър с каскадно свързани Т-образни звена. Всеки среден елемент  $L$  се разглежда като два последователни свързани елемента  $L/2$ , принадлежащи към всяко предишно и следващо Т-образно звено

Многозвонен филтър с каскадно свързани П-образни звена. Всеки среден елемент  $C$  се разглежда като два паралелно свързани елемента  $C/2$ , принадлежащи към всяко предишно и следващо П-образно звено

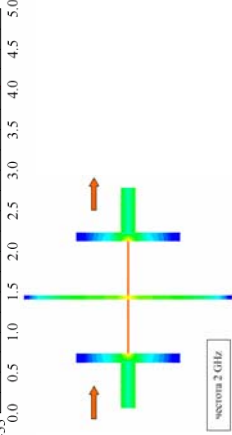
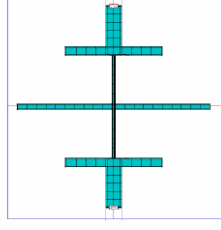
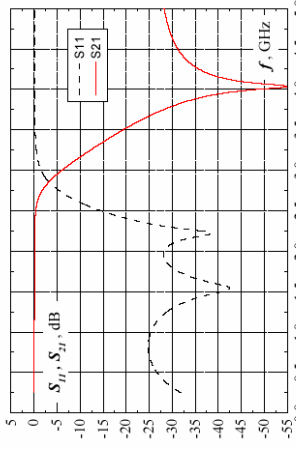
## 1.4 Примери за филтрация на сигнали: акустични филтри; FM радиостанции; Гаусово филтриране в GSM; филтър-диплексер

### Част 1. Филтрация



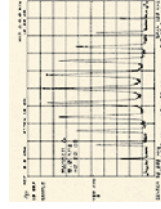
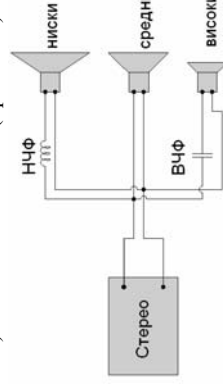
Пример за АЧХ на многозвонен НЧФ

### Планирен микролентов НЧФ филтър в микровълновия обхват



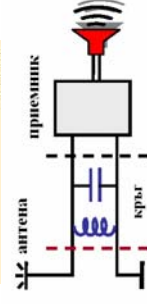
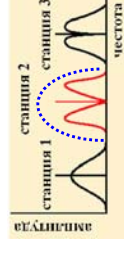
### Примери за използване на филтри в електрониката

За илюстрация са показани няколко приложения на филтри. Първото е много популярно и е свързано с възпроизвеждане на стерео-звук сигнали с три типа тон-колони: за средни честоти, за ниски (през НЧФ) и за високи честоти (през ВЧФ).



← Типичен FM спектър

УКВ FM радиостанции →

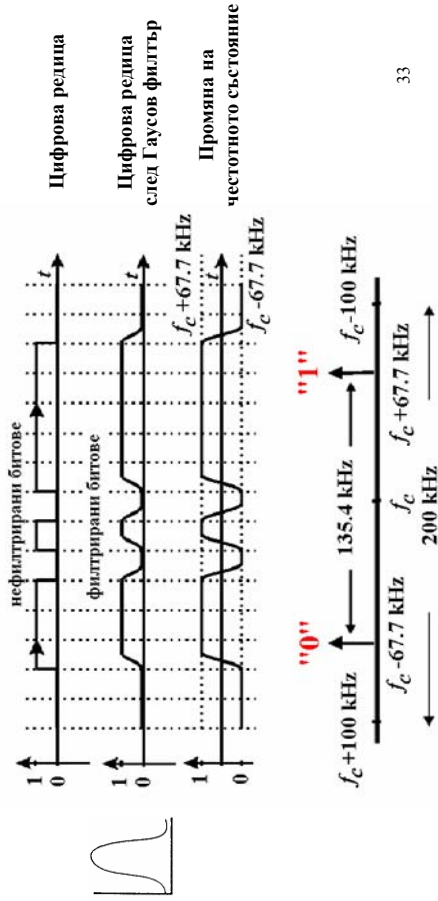


Вторият пример е за трептящ кръг като класическа честотно-селектираща верига в радиоприемниците и тв приемниците. Чрез настройка на резонансната му честота се "избира" коя радиостанция да бъде приемана в радиопарата



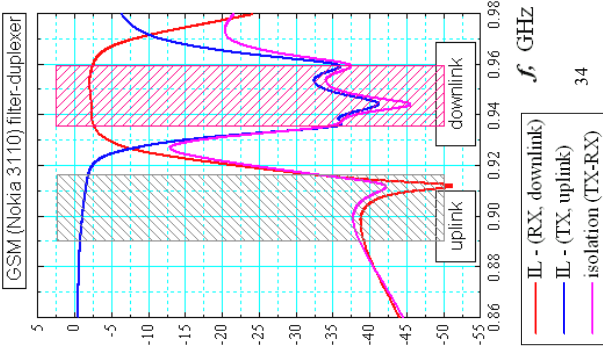
## Гаусово филтриране на GSM сигнали с цел намаляване на ширината на спектъра

В GSM мрежата (900, 1800, 1900 MHz) се използват канали с една и съща ширина 200 kHz. За да се "смесят" цифровите сигнали на речта в тези канали по стандарт се използва изглаждане на фронтите на импулсите на битовете с Гаусов филтър. Така спектърът на модулираният сигнал се стеснява съществено.



33

## Пример за използване на филтър-дуплексер



$L$ , dB

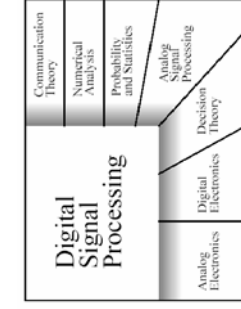
Показан е пример за филтър-дуплексер за GSM мобилна станция MS. Това е устройство, което разделя 2 сигнала (TX - излъчен, RX - приет) при използване на една антена (за uplink и downlink честотни канали). Използват се два типа филтри - режекторен филтър в uplink канала (MS → BS), който осигурява малки загуби <math>< 2\text{ dB}</math> за TX сигнала, но големи загуби <math>-40\text{ dB}</math> в RX канала. Обратно, в downlink канала се използва лентово-пропускателен филтър (BS → MS), който осигурява загуби <math>< 2\text{ dB}</math> за приет RX сигнала, но големи загуби (<math>\sim -35\text{ dB}</math>) за TX канала (разпознайте ги на графиката).

34

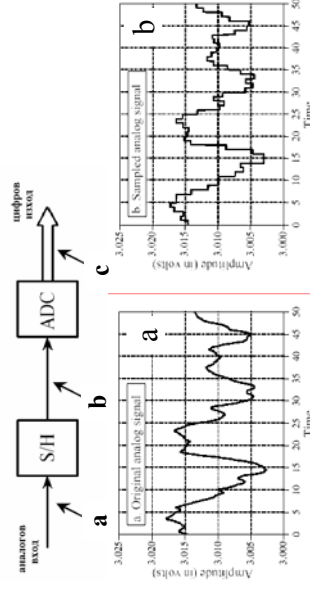
## Част 1. Филтрация

### 1.5 Цифрови филтри

## Цифрова обработка на сигнала DSP (Digital Signal Processing)

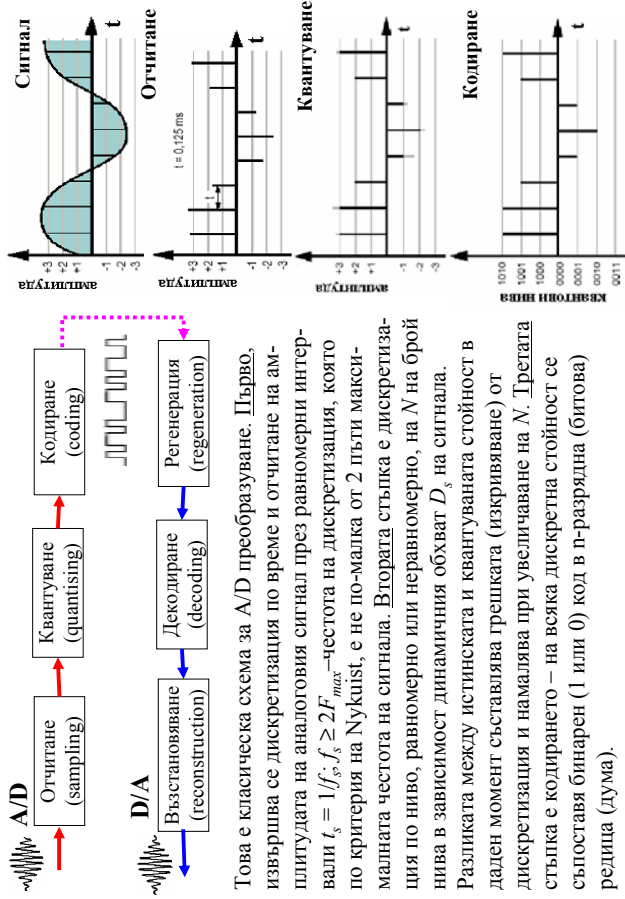


Аналоговата обработка на сигнала (например филтрацията) е класически метод, но е труден, бавен и не винаги всички желанни обработки са възможни. От друга страна, ако аналоговият сигнал се превърне в цифров, с помощта на съвременната софтуерна техника може бързо (в реално време), ефективно и точно да се обработва (събиране, изваждане, умножение деление, интегриране, диференциране, логаритмуване, антилогаритмуване, осредняване, изглаждане, бърза Фурие трансформация (FFT) и много други) и отговора да се конвертира в аналогов, за да бъде възприеман от човека. Тази обработка е известна като DSP.



35

### Пример: PCM кодиране (Pulse Code Modulation)

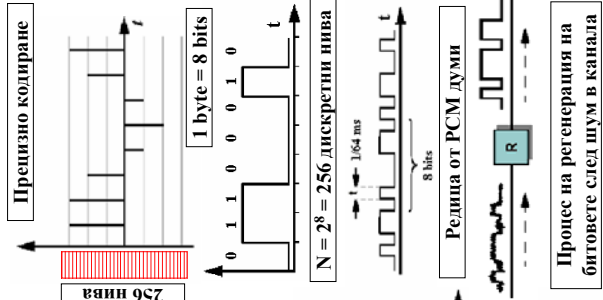


Това е класическа схема за A/D преобразуване. Първо, извършва се дискретизация по време и отчитане на амплитудата на аналоговия сигнал през равномерни интервали  $t_s = 1/f_s$ ,  $f_s \geq 2F_{max}$  – честота на дискретизация, която по критерия на Найквист, е не по-малка от 2 пъти максималната честота на сигнала. Втората стъпка е дискретизация по ниво, равномерно или неравномерно, на  $N$  на брой нива в зависимост от динамичния обхват  $D_s$  на сигнала. Разликата между истинската и квантуваната стойност в дален момент съставлява грешката (изкривяване) от дискретизация и намалява при увеличаване на  $N$ . Третата стъпка е кодирането – на всяка дискретна стойност се съпоставя бинарен (1 или 0) код в  $n$ -разрядна (битова) редица (дума).

### Пример за PCM кодиране на човешка реч

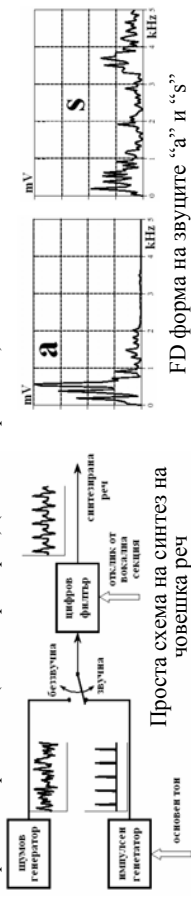
Речта е звук с ограничен спектър 0.08–12 kHz, но за комуникационни цели се ограничават още: 0.3–3.4 kHz. При PCM кодирането стандартната скорост е  $R_b = 64 \text{ kb/s}$ , която се използва във фиксираната цифрова телефонна мрежа. Как се получава тя? Извършват се 8000 отчета/1 секунда, т.е.  $t_s = 0.125 \text{ ms}$ ,  $f_s = 8 \text{ kHz} > 2 \times 3.4 = 6.8 \text{ kHz}$ . За да се минимизира грешката от дискретизация се използват  $N = 256$  квантувани ("+", "-", ...) нива, всъщност от които може да се опише с 8-битова дума ( $n = 8$ ; т.е.  $N = 2^8 = 256$ ) с период на 1 бит  $T_b \sim 0.0156 \text{ ms}$ . Така по формулата за битовата скорост  $R_b$ ,  $\text{bit/s} = 1 \text{ bit}/T_b = n f_s = 64 \text{ kb/s}$ . Ефективната честотна лента (лента на Найквист) за кодиранния сигнал е  $BN_N = 0.5/T_b = 32 \text{ kHz}$ .

Тук проблем е вярното кодиране на малките стойности на амплитудата (близки до нулевото ниво). За целта се използва специален закон за дискретизация с намаляване на стъпката към малките нива (например по А-закон с 13 допълнителни нива в Елгоре (вж. примера влясно) или по  $\mu$ -закон с 15 допълнителни нива в USA)

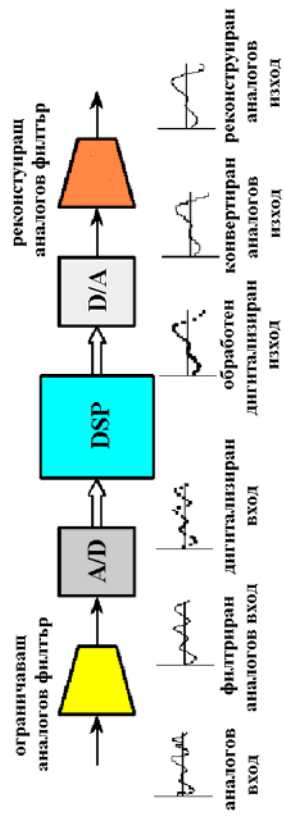


### Цифрови филтри

В електрониката често се налага група от сигнали да бъдат разделени честотно (1) или даден сигнал с изкривявания и шум да бъде "реконструиран" (поправен) (2). Това може да стане с аналоговите филтри, разглеждани досега, но много по-добре и по-качествено – с помощта на *цифрови филтри*. Конкретни схеми не са дадени в лекцията, но те са изключително важни при съвременните принципи на обработка на сигналите, защото има много силни тенденции за замяна на аналоговите схеми с цифрови DSP алгоритми. Цифровите филтри се използват за обработка на сигнали в TD (напр. изглаждане, изменение на вълновата форма и пр.) или във FD (НЧФ, ВЧФ, ЛПФ, ЛЗФ). Работят по два алгоритма: *конволюция* и *рекурсия*. Първите са с отлични характеристики като филтри, но са бавни, а вторите – бързи, но с по-лоши характеристики. Цифровите филтри се използват главно в обработката на високачестотен звук, в измерителната техника и в съвременните гласови комуникации. Долу е показан пример за обработка на *човешка реч*. Тя е звук с ограничен спектър (0.08–12 kHz, в комуникационните канали – 0.3–3.4 kHz), но с много изλιщна информация. Цифровите филтри се използват да намалят излишната информация и да увеличат скоростта на предаване на цифрова реч. Това става чрез линейни филтри с променливи коефициенти, които се настройват според типа звук – гласни (акустични резонанси) и съгласни (шумоподобни). Така се предава обработена (синтезирана реч) (вж. илюстрациите).



### Пример за DSP: реконструкция на сигнала от аналогов филтър



Обяснете сами действието на показаната схема. За какво служат отделните елементи? Какъв е резултатът от обработката?

## Част 2. Модулация

### 2.1 Необходимост от модулация. Схема на комуникационния процес. Понятието за честотен канал и носеща честота. Пример: канали в GSM.

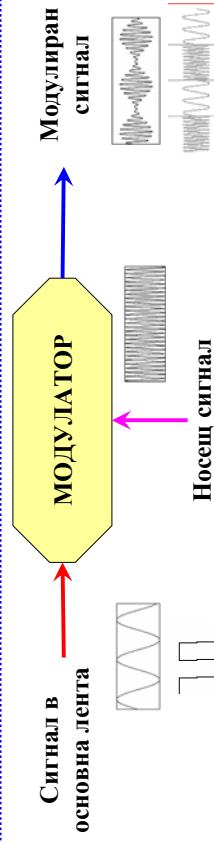
#### Сигнали в основна лента – защо не за подходящи за директен пренос на информация на далечни разстояния?

- 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 нискофреkwентния шум (напр. 1/f-шума)
  - ❖ В нискофреkwентната част на спектъра има отдалена 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).

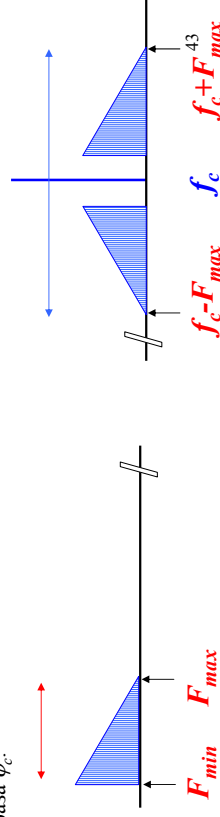
41

42

#### Идея – използване на по-високофреkwентен 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 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  $\varphi_c$ .

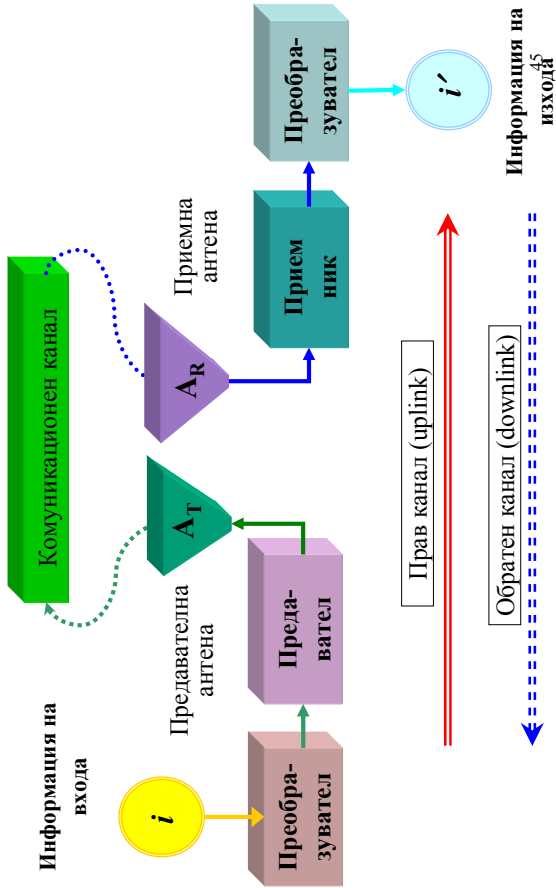


#### Защо използването на модулирани сигнали е по-добро решение?

- По-високофреkwентните 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-влакна и др. При много високофреkwентни 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)

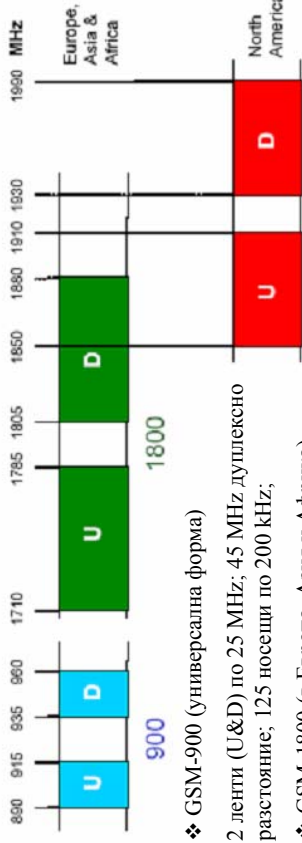
44

### Блокова схема на комуникационен канал. Как се предава информацията • $i \Rightarrow i'$ • ?



### Форми на GSM и честотни ленти

#### GSM-900; GSM-1800; GSM-1900

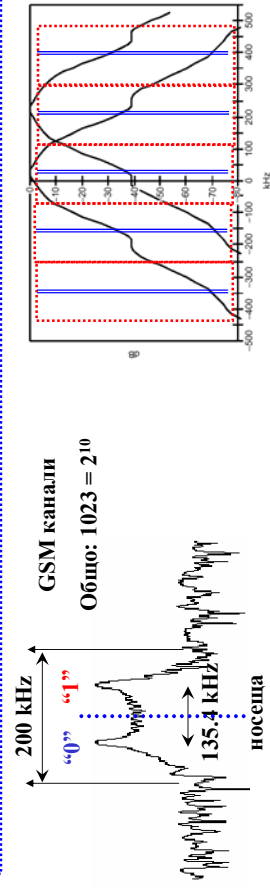


- ❖ GSM-900 (универсална форма)
- 2 ленти (U&D) по 25 MHz; 45 MHz дуплексно разстояние; 125 носещи по 200 kHz;
- ❖ GSM-1800 (в Европа, Азия и Африка)
- 2 ленти (U&D) по 75 MHz; 95 MHz дуплексно разстояние; 375 носещи по 200 kHz;
- ❖ GSM-1900 (в Северна Америка)
- 2 ленти (U&D) по 60 MHz; 80 MHz дуплексно разстояние; 300 носещи по 200 kHz;
- ❖ GSM-450 (само в някои страни)

**Uplink канал:** MS  $\Rightarrow$  BS  
**Downlink канал:** BS  $\Rightarrow$  MS

При всички форми на GSM честотните характеристики са идентични.

### Стандартен GSM канал с ширина 200 kHz и универсално номериране на каналите



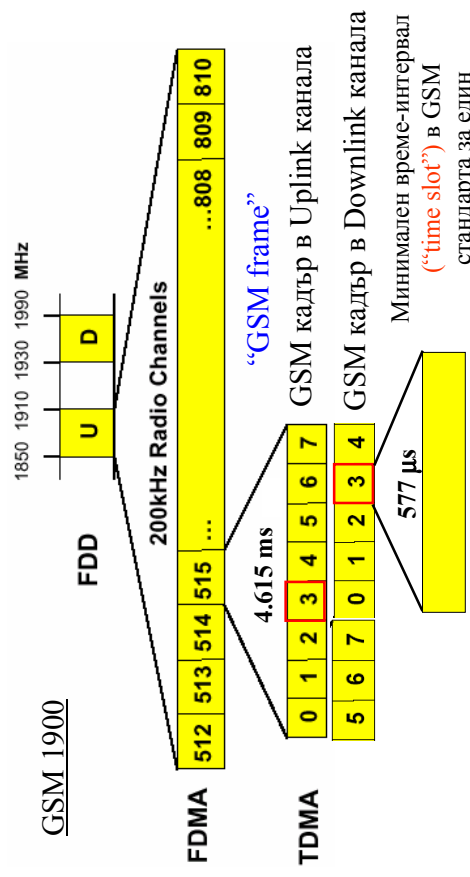
No. на канала	Uplink	Downlink
975	880.2	925.2
976	880.4	925.4
...	...	...
1023	889.8	934.8
0	890.0	935.0
1	890.2	935.2
...	...	...
124	914.8	959.8

No. на канала	Uplink	Downlink
512	1710.2	1805.2
513	1710.4	1805.4
...	...	...
885	1784.8	1879.8

No. на канала	Uplink	Downlink
512	1850.2	1930.2
513	1850.4	1930.4
...	...	...
810	1901.8	1989.8

### TDMA достъп в GSM: кадър от 8 времеинтервала

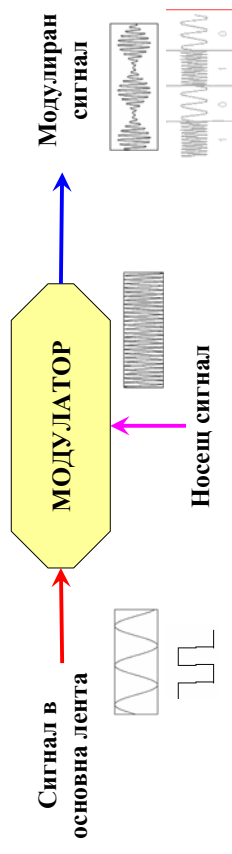


**Извод:** MS никога не приема и излъчва сигнал едновременно! Работи (Rx/Tx) за 1/4 от времето

# Част 2. Модулация

## 2.2 Аналогова и цифрова модулация: класификация и основни принципи. AM и FM модулации.

### Основна схема на модулация



**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  $C(t) = C_m \cos(2\pi f_c t + \varphi_c)$ ). Модулатиците 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  $\varphi_c$ .

### Аналогова модулация

### Цифрова манипулация (SK)

- ❖ Амплитудна (AM) модулация:  $C_m$  ❖ ASK (Amplitude Shift Keying) :  $C_m$
- ❖ Честотна (FM) модулация:  $f_c$  ❖ FSK (Frequency Shift Keying) :  $f_c$
- ❖ Фазова (PM) модулация:  $\varphi_c$  ❖ PSK (Phase Shift Keying) :  $\varphi_c^0$

### Амплитудна аналогова модулация (AM)

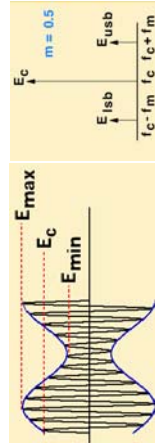
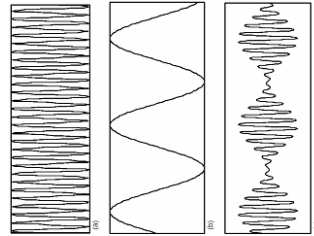
AM е класически метод за модулация със слабо или почти никакво приложение в съвременните комуникации. При нея информацията за амплитудата на BBS сигнала се носи в амплитудата на модулирания сигнал. Въвежда се основен параметър  $m$  – дълбочина на AM модулацията (вж. долу и на следващата страница). Оптималната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

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

Дълбочина на AM модулацията в TD опция и FD опция

$$m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \quad m = \frac{2E_{SB}}{E_c}$$

$m < 1$  - слаба AM модулация  
 $m \sim 1$  - дълбока AM модулация  
 $m > 1$  - "пре-модулация"



AM в TD форма

AM в FD форма

### Примери за AM модулирани сигнали

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

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

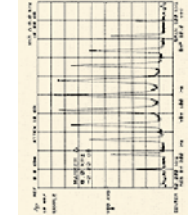
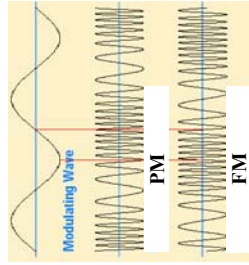
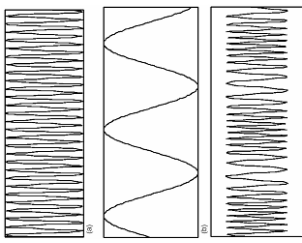
### Източник на информацията

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.

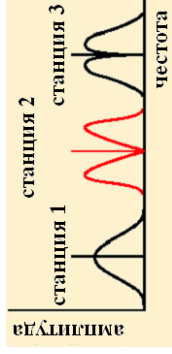
The Superheterodyne radio circuit, invented by E.H. Armstrong in 1918, did much to improve radio receivers and circuits. In 1933 Armstrong invented Frequency Modulation, known today as FM.

## 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 AM, FM сигналът има по-широка лента, която трябва да се ограничава (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.



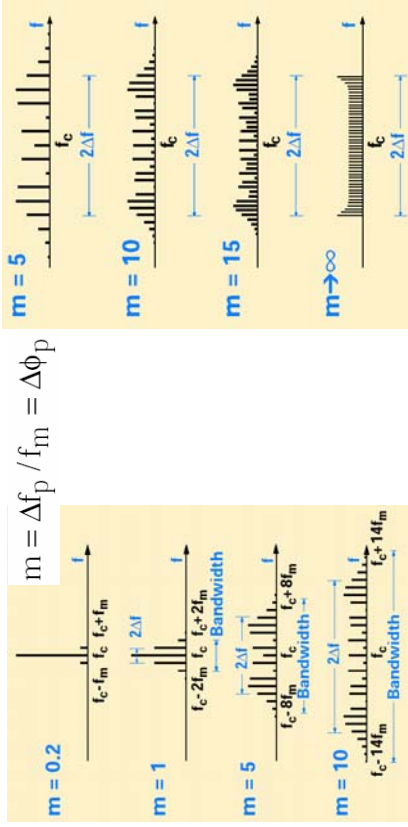
Типичен FM спектър



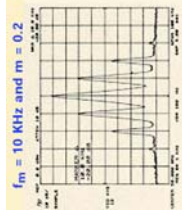
УКВ FM радиостанции

## Измерване на модулирани сигнали (FM)

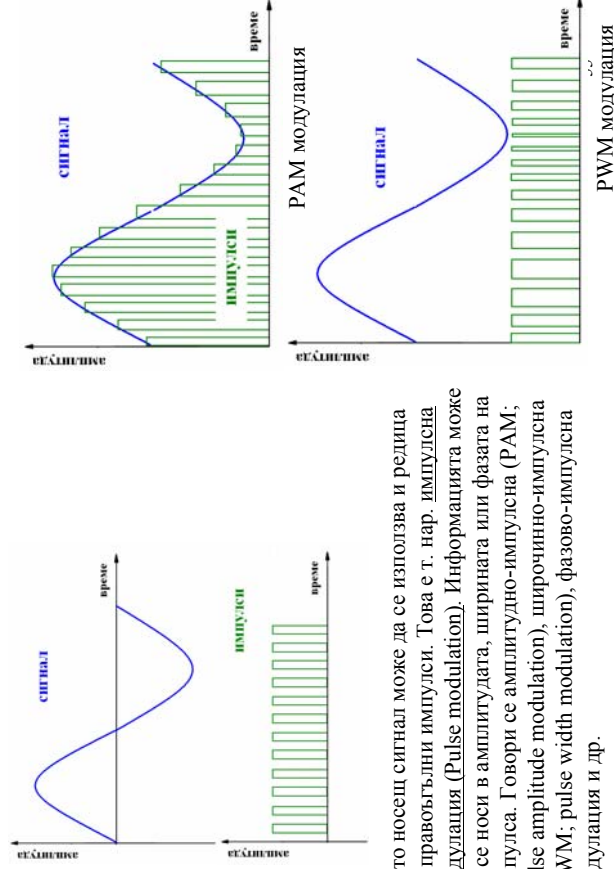
$$m = \Delta f_p / f_m = \Delta \phi_p$$



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



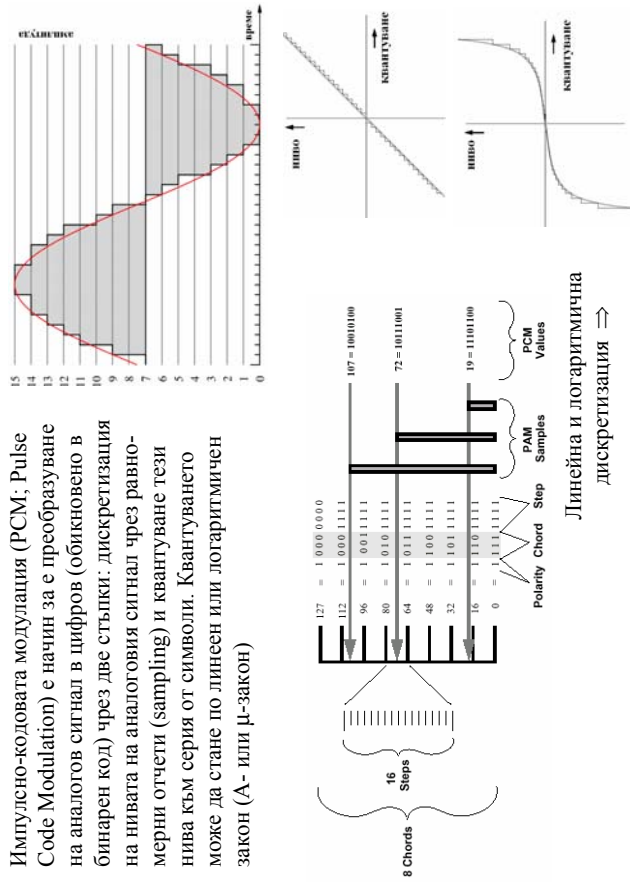
## Импулсна модулация



Като носител 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-кодова 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 равномерно мерни отчети (sampling) и квантуване тези нива към серия от символи. Квантуването може да стане по линеен или логаритмичен закон (A- или  $\mu$ -закон)



Линейна и логаритмична дискретизация  $\Rightarrow$

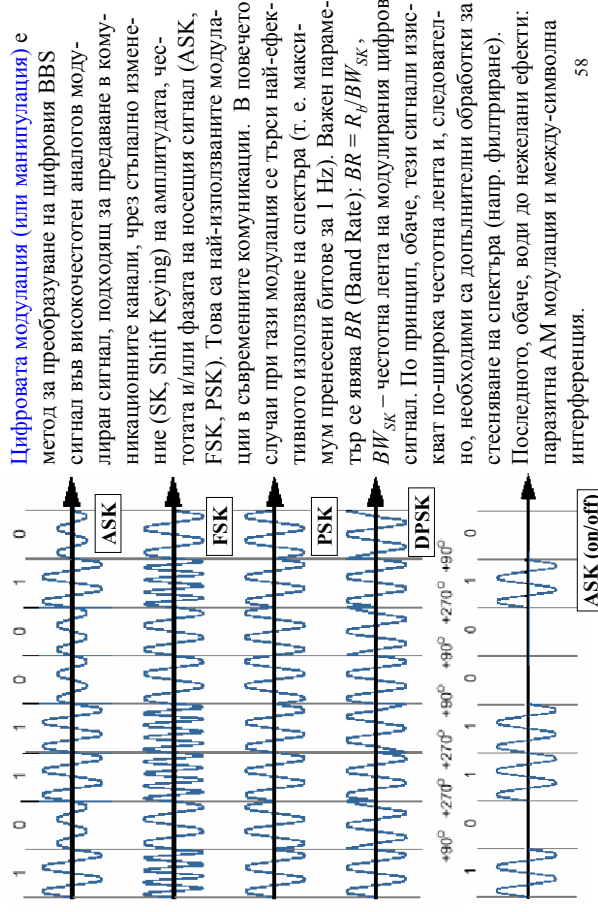


## Част 2. Модулация

### 2.3 Предимства на цифровата модулация; примери: ASK, FSK, PSK, QAM.

57

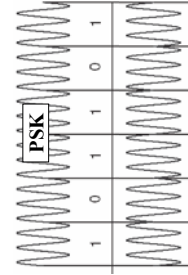
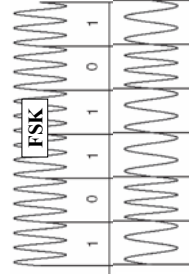
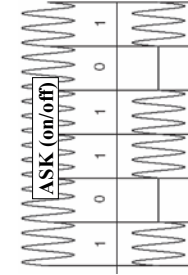
### Цифрови модулации (манипулации)



58

### ASK и FSK модулации

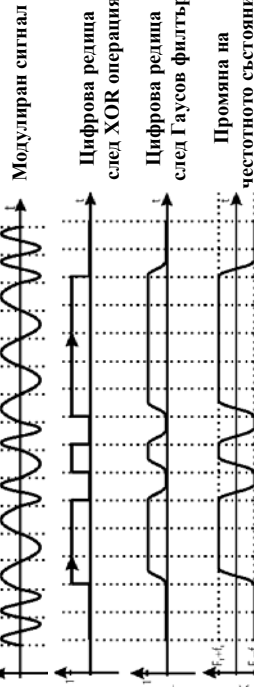
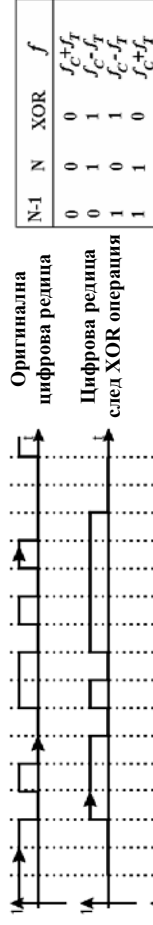
**ASK модулацията** е най-простият метод за цифрова модулация, но тя не се използва самостоятелно в модерните комуникации. Тук има проблеми при предаване на дълги редици от битове "0", защото не може да се направи разлика между нулева редица и изключване на предавателя или силно затихване на сигнала. В чист вид тя се използва 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  $180^\circ$  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 GSM модулация в GSM стандарта



**GSM 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 GSM модулирани сигнали по GSM стандарта

1 - 120ms  
 - 26 Frames - 4.615.. ms per frame  
 - 8 Timeslots - 0.577.. ms per slot  
 - 156.25 Bits - 3.692..

**270.833.. kb/s Bit Rate**

**Bandwidth Efficiency = 1.35**

Modulating signals are coherently orthogonal if:

$$\int_0^{T_{\text{bit}}} (\sin \omega_{\text{low}} t) (\sin \omega_{\text{high}} t) dt = 0$$

Modulation Index = 0.5 allows this.

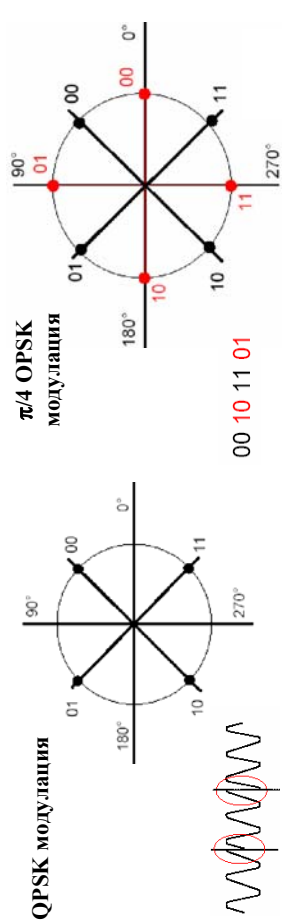
**Mod. Index = 0.5 =  $\frac{\Delta f}{R_b} = \frac{135.4 \text{ kHz}}{270.8 \text{ kbps}}$**



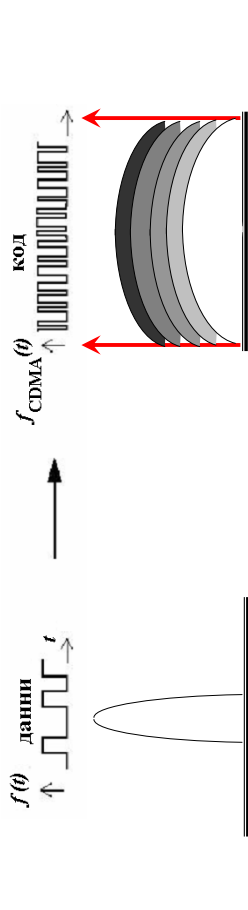
Съгласно GSM стандарта се избира следното условие:  $BW_{\text{Filter}} \times T_b = 0.3$ , където  $BW_{\text{Filter}}$  е честотната лента на Гаусовия филтър на ниво  $-3 \text{ dB}$ , а  $T_b$  е продължителността на 1 бит. При продължителност на времетраевата  $577 \mu\text{s}$  за 1 потребител за  $156.25 \text{ bits}$  е необходимо  $T_b = 3.692 \mu\text{s}$  и, следователно,  $BW_{\text{Filter}} = 81.3 \text{ kHz}$ . Двама 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  $f_T = (1/T_b)(m/2) = 67.7 \text{ kHz}$ . 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 използва относително тесни канали, а сигналите не съдържат паразитна AM модулация.

## Различни PSK модулации

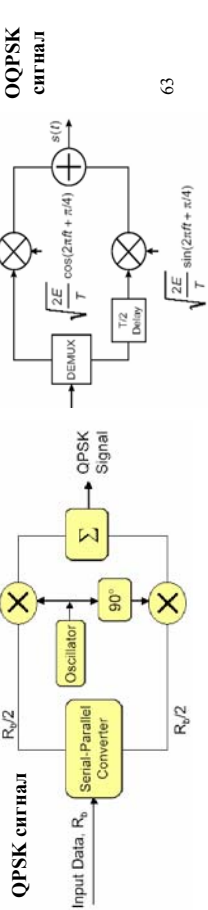
Най-простият тип PSK модулация е BPSK, при която битове "0" и "1" се предават с две фазови състояния на носещия сигнал на  $180^\circ$ . Двойно намаляване на скоростта на манипулирания сигнал (и на необходимата честотна лента) се получава при QPSK (Quadrature PSK) модулацията, където битове се предават по двойки (00, 01, 10, 11) с 4 фазови състояния на носещата на  $90^\circ$ . За да се избегнат нежелани скокове на  $180^\circ$  (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  $45^\circ$ .



## 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  $45^\circ$ . Показана е схема на QPSK модулатор без и с отместване.



## QPSK модулация с филтриране на сигнала

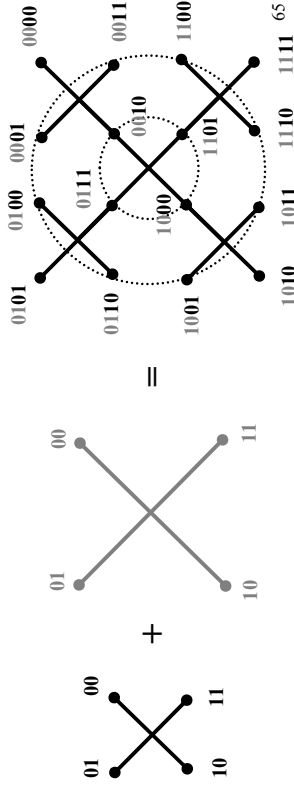
	TD	FD	QPSK
Без филтър			
Леко филтриране			
Силно филтриране			

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 фигурата на QPSK сигнала (виж илюстрациите на фигурата).



## QAM МОДУЛАЦИЯ

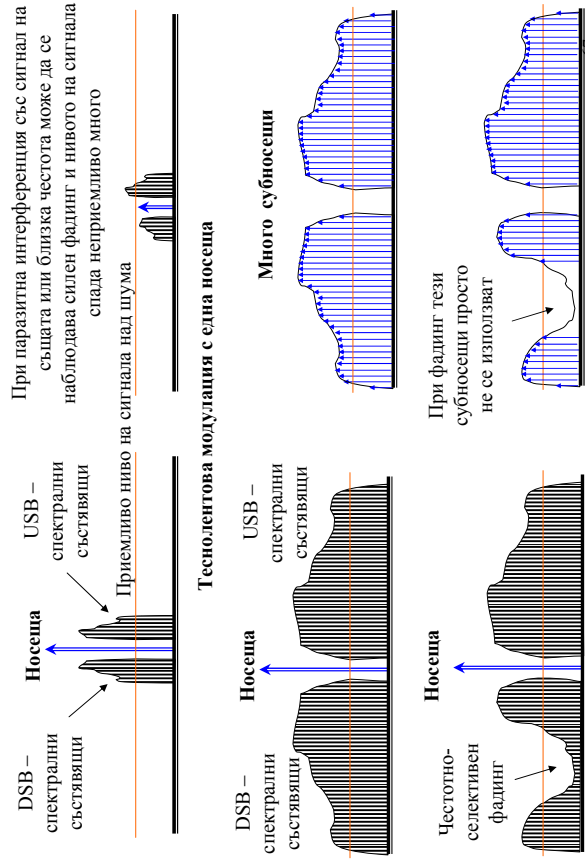
Значително повишаване на шумоустойчивостта на предаваните модулирани комуникационни сигнали се получава при едновременно въздействие на амплитудата и фазата на носещия сигнал. Така се получава т. нар. m-QAM (m – цяло число; броят на различните амплитудни и фазови състояния на сигнала), при което се предават 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 жичните мрежи по DSL технологията (HDSL и ADSL), но също и в съвременните WiMAX системи.



## Част 2. Модулация

### 2.4 Модулация с една и много носещи честоти – примери и сравнения.

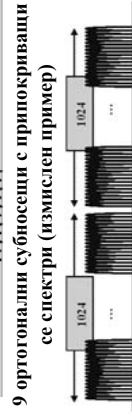
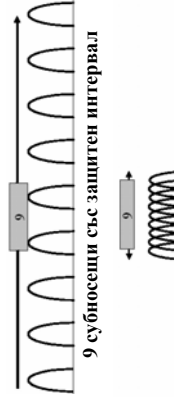
#### Проблеми при модулация с една носеща честота



#### Модулация с много носещи честоти

Досега разгледахме модулационни техники, базирани на една носеща честота. При теснотелови сигнали с еднакви или близки по честота носещи могат да интерферират и това се оказва сериозен проблем в повечето комуникационни системи. При широкопелтовите 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 субпотоци 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-тъсна от общата. Броят на субносещите се избира така, че всеки субканал да има честотна лента, която е по-малка от



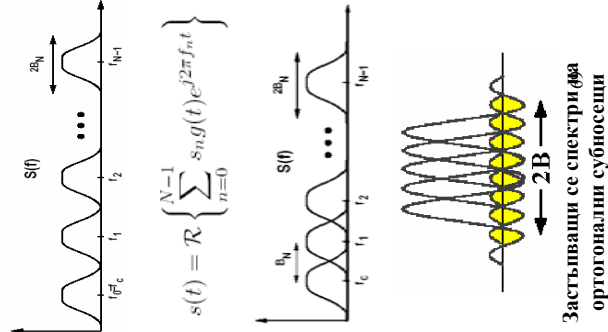
Реален пример: 1024 ортогонални субносещи във WiMax стандарта IEEE 802.16

Модулация с много носещи (субносещи)

Широкопелтова модулация с една носеща

## Ортогонална модулация (OFDM)

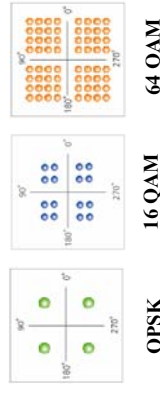
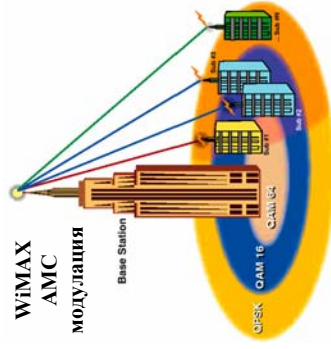
Ортогоналната модулация (OFDM, (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) е най-простият тип много-честотна модулация. Тук няма да разглеждаме подробно математическите основи на метода (вж. напр. [6, 11]). Нещо да разполагаме с  $N$  незазастъпвани се канала, всеки с ширина  $2B_N$  и носеща 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. влясно) по базовите функции. Това може да стане с бърза Фурие трансформация (FFT, вж. §2.1). Връзката  $T_N \cdot B_N$  се дава от израза  $T_N = 0.5(1+\beta)/B_N$ , където  $\beta$  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 използва правоъгълни сигнали, те не трябва да се зазастъпват. 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 зазастъпват (вж. вдясно). Гесометрично това се изразява с факта, че максимум на спектъра на близка суб-носеща съвпада с нулите от спектъра на съседните субносещи. Днес OFDM модулацията е един от най-ефективните методи за ползване на спектъра



Застъпващи се спектри  $\beta=0$   
ортогонални субносещи

## Адаптивна модулация на много носещи във WiMAX стандарта

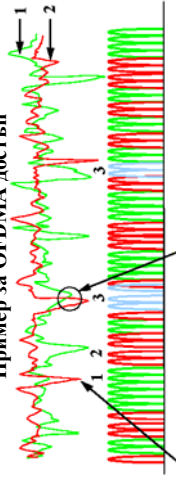
Важна характеристика на WiMAX е прилагането на много специален тип адаптивна модулация на сигнала AMC (Adaptive Modulation and Coding) с цел да се оптимизира скоростта в Mb/s от условията на многоцелево разпространение на сигнала, интерференция и шум (вж. фигурата). Голяма скорост се постига с модулации от висш тип – например 64-QAM или 16-QAM. Те, обаче, могат да се използват на по-близки разстояния до антената, където има пряка видимост и отношението сигнал-шум S/N е достатъчно високо. На далечни разстояния, където S/N се влошава, се използва по-нисш тип модулация, напр. стандартната QPSK, но скоростта намалява. Комбинация OFDMA достъп до канала с адаптивна AMC модулация дава предимства пред обикновената CDMA 3G-технология.



Тук сигналът на потребител 2 има дълбок фалинг и той избягва канала

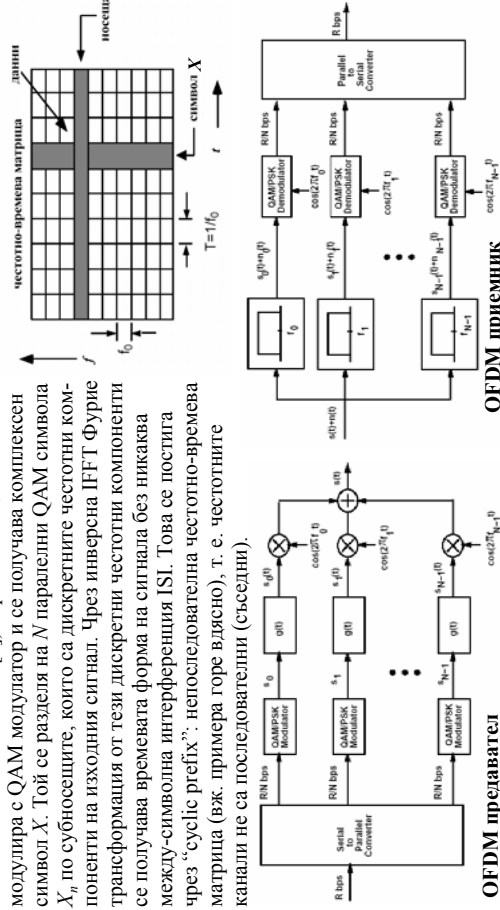
Тук и двата сигнала на 1 и 2 имат дълбок фалинг и каналът се използва от трети потребител 3

Пример за OFDMA достъп



## Реализация на OFDM модулацията

Ще опишем накратко реализацията на OFDM модулация. 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 модулации,  $m$  – ниво на модулация). Приемането става по обратен път. Съвременната OFDM-модулация 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 символи  $X_n$  по субносещите, които са дискретните честотни компоненти на изходния сигнал. Чрез инверсна IFFT Фурие трансформация от тези дискретни честотни компоненти се получава времева форма на сигнала без никаква между-символна интерференция ISI. Това се постига чрез "cyclic prefix": последователна честотно-времева матрица (вж. примера горе вдясно), т. е. честотните канали не са последователни (съседни).



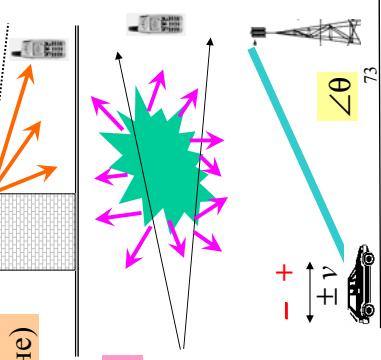
## Част 3. Кодирание

3.1 Основни физични причини за "загуба" на сигнал в комуникациите.  
Отношение "сигнал-шум";  
величина BER.

## Основни физични явления при разпространение на сигнала

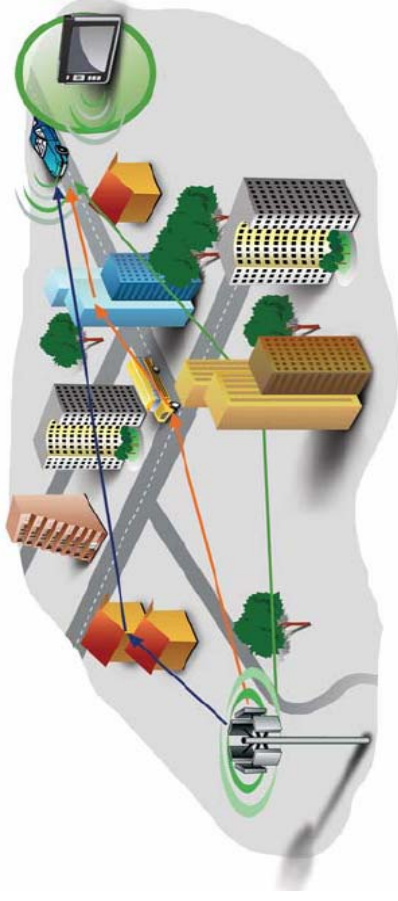
1. Затихване от разстоянието както  $1/d^2$
2. Отражение
3. Дифракция от остри ръбове (засенчване)
4. Многолъчево отражение (разсейване)
5. Доплеров ефект при движение

$$f_D = \pm v/\lambda \cos\theta$$



## Задача за студентите

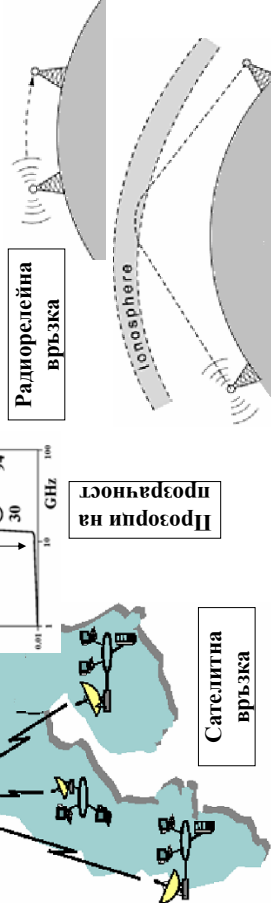
На фигурата долу виждате картина на типична мобилна комуникационна среда. Кои обекти от нея могат да оказват влияние върху разпространението на сигнала и защо? Какви физични явления, описани на предишната страница, може да откриете тук; могат ли те да оказват влияние върху разпространението на сигнала? Как по-точно тези явления ще оказват влияние? Какви според вас ще бъдат резултатите от това влияние? Как могат да се отчетат? (отговори на последните въпроси ще намерите по-нататък в лекцията)



## Какви ефекти се наблюдават при разпространението на сигнала на големи разстояния в различни комуникационни системи?

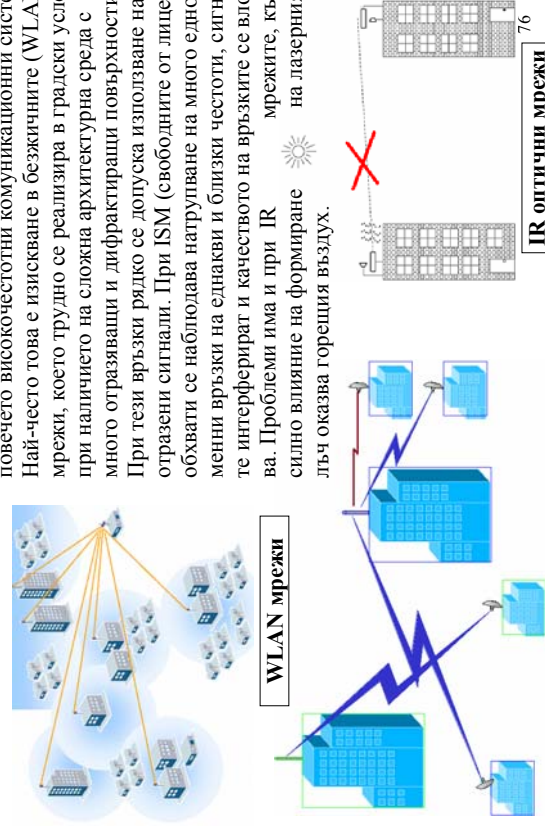
Затихването на сигнала е един от основните проблеми. Той е особено силен при сателитните връзки поради огромните разстояния и влиянието на атмосферата (области на "прозрачност"). При земните радиорелейни връзки разстоянието е проблем, но не поради големи загуби, а от необходимостта от пряка видимост между антените на приемника и предавателя над земната повърхност с форма, близка до сферична. Появяват се ефекти на отражение от земната повърхност и пречуване от атмосферните слоеве.

The diagram shows a transmitter (Tx) and receiver (Rx) connected by a dashed line. Below it is a graph of atmospheric attenuation (dB/km) versus frequency (GHz). The graph shows several absorption peaks at 22, 30, and 94 GHz, with a 'Prozrachnost' (transparency) region between 30 and 94 GHz.



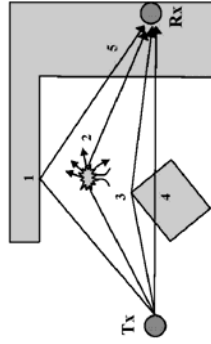
## Какви ефекти се наблюдават при наземни комуникационни мрежи при разпространението на сигнала?

Необходимостта от пряка видимост е характерна за повечето високочестотни комуникационни системи. Най-често това е изискване в безжичните (WLAN) мрежи, което трудно се реализира в градски условия при наличието на сложна архитектурна среда с много отразяващи и дифрактиращи повърхности. При тези връзки рядко се допуска използване на отразени сигнали. При ISM (свободните от лиценз) обхвати се наблюдава натрупване на много едновременни връзки на еднакви и близки честоти, сигнализиран интерферират и качеството на връзките се влошава. Проблеми има и при IR мрежите, където силно влияние на формиране на лазерния лъч оказва горещия въздух.

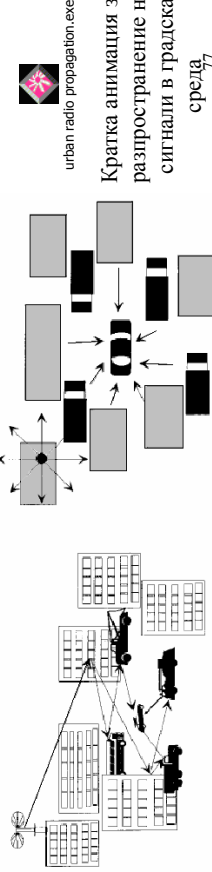


## Какви ефекти се наблюдават в мобилните комуникационни мрежи при разпространението на сигнала?

Най-тежко е положението в мобилните телефонни мрежи. Тук се наблюдава най-сложната възможна комуникационна среда, наречена "мобилен радиоканал". Тя включва директни и отразени лъчи, дифракция от остри и загладени ръбове, "бърз" и "бавен" фадинг, разсейване и многолъчево разпространение, закъснение на сигналите и разширяване на честотния спектър и др. Предавателите и приемниците, които работят в такава среда, трябва да имат специални характеристики, които да минимизират влиянието на тази сложна среда. Върнете се към задачата. Кои физични явления откривате с номерата от 1 до 5 на фигурата вляво?



Типична мобилна комуникационна среда

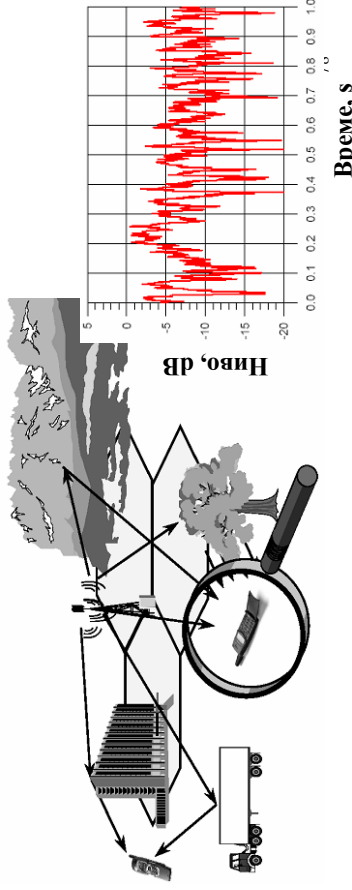


Кратка анимация за разпространение на сигнали в градска среда

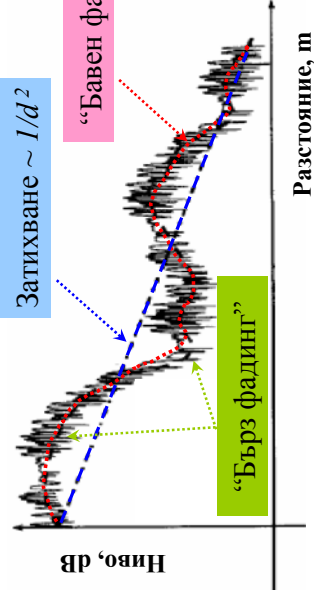
Среда с неподвижни и подвижни обекти, които влияят на сигналите

## Основни наблюдавани ефекти в мобилните радиоканали?

- По-бавно или по-бързо изменение на нивото на сигнала вследствие на интерференчни и дифракционни явления – "бърз" и "бавен" фадинг
- Случайни честотни модуляции в резултат на бързо движение
- Случайно закъснение (ехо) при пристигане на голяма серия от много-лъчеви сигнали
- Статистическо поведение на характеристиките на радиоканала



## Как затихва сигналът от разстоянието в типична мобилна среда?



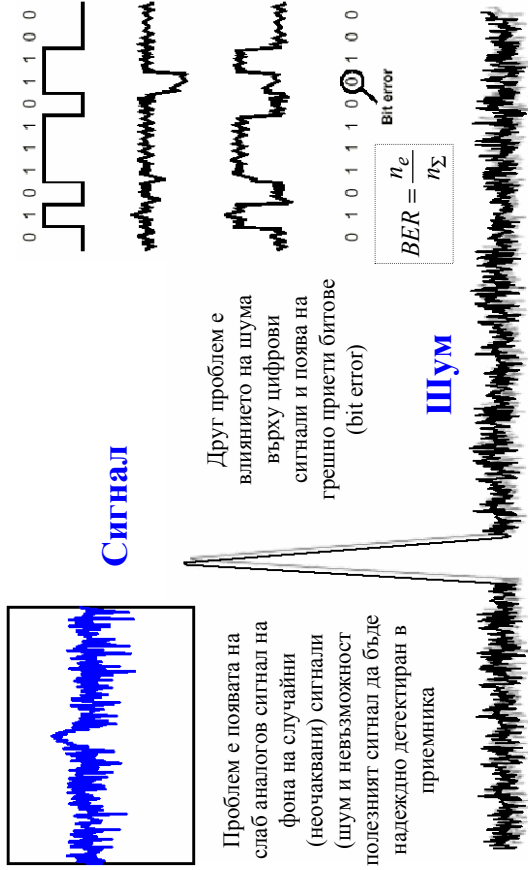
- Затихване от разстоянието** (6 dB или 4 пъти на всяко удвояване на разстоянието). Това затихване е неизбежно и е свързано с разширението на фронта на вълната.
- Бавен фадинг** (засенчване): максимуми през 10-100 m и затихване от максимум до минимум  $\sim 4-10$  dB; свързан е с дифракция от ръбовете на големите препятствия с размери  $D \gg \lambda$  (сгради, хълмове и други теренни препятствия).
- Бърз фадинг**: максимуми през  $\lambda/2$  (т. е.  $\sim 17$  cm при 900 MHz) и голямо затихване от максимум до минимум до 30-40 dB; свързан е с разсейването на сигнала от малки обекти с размери  $D \sim \lambda$  и възникването на "многолъчевост".

## Съвременен подход: 3D модели на покритието



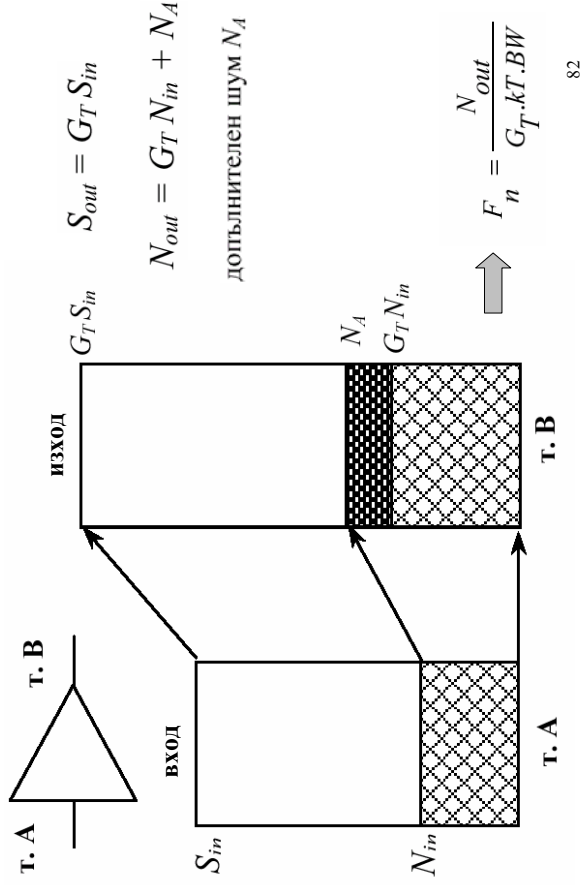
Съвременното 3D проектиране на "покритието" със сигнал на всяка клетка на дадена мрежа в специфични условия е много важно предварително условие за стартирането на работата на мрежата. Разпределението на конкретното ниво на сигнала се дава както в хоризонтални равнини, така и във вертикална равнина (по височината на сградите). Така много бързо могат да се отчитат промени и да се реструктурира мрежата, да се разфаят клетки на по-малки и да се променя режимът ежедневно или в зависимост от часовете-пик.

### Отношение “сигнал-шум”; влияние на шумовите сигнали



81

### Коефициент на шум - концепция на IEEE



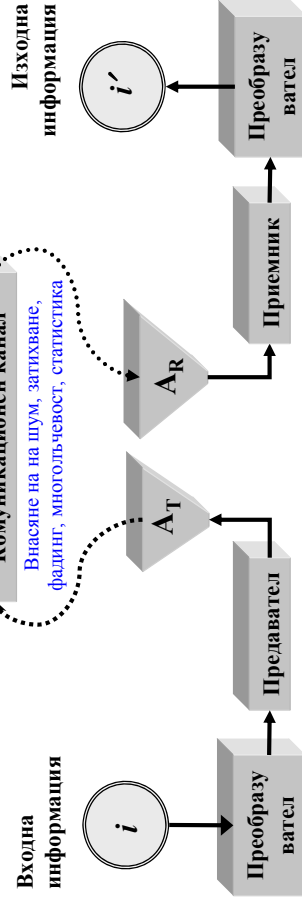
82

## Част 3. Кодирание

**3.2 Кодирание на сигнал и канал. Блоково кодиране; кодиране с “памет”. Разместване на битове.**

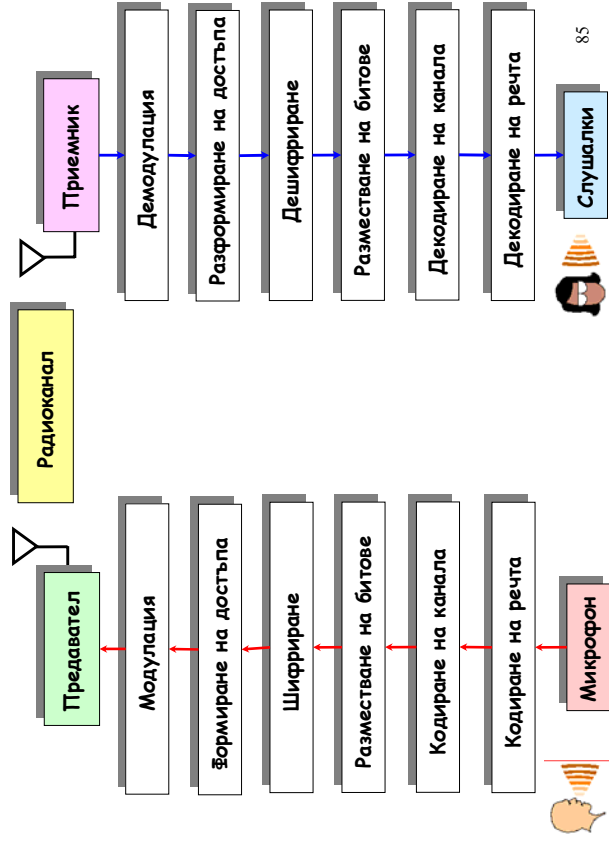
83

### Принципна схема на комуникационна система



Разгледахме физичните основи на “преноса” на информация от източник към потребител през комуникационен канал. В общия случай в двете части на схемата се включват по три главни блока – преобразувател, предавател (или приемник) и предавателна (или приемна) антена. Общата ролята на тези блокове е да превърне информационния сигнал в комуникационен (т. е. годен да се разпространява ефективно в комуникационния канал с малко загуби и висока шумозащитеност). В настоящата лекция ще разгледаме по-конкретно тези процеси, като използваме за пример пренос на човешка реч: кодиране на реч, кодиране на канал, разместване на битове, шифриране, формиране на многопосребителския достъп и модулация.

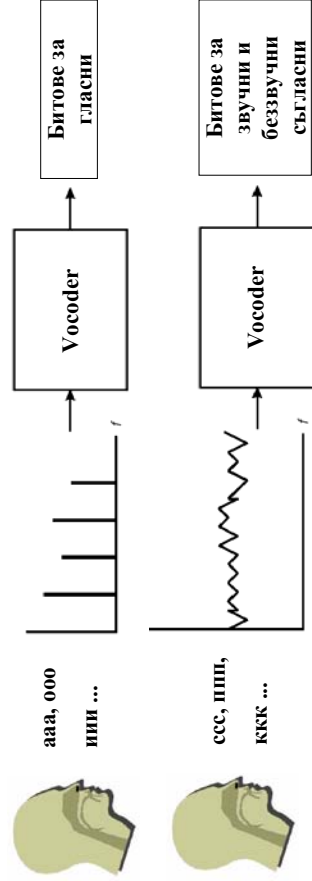
## Блок-диаграма на типична цифрова комуникационна система



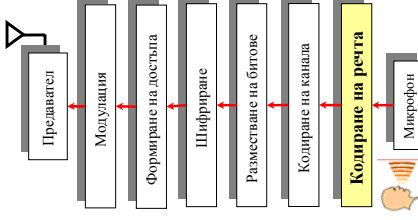
85

## Особености на човешката реч и принципи на кодиране

Човешката реч се формира във вокалната секция на устата; гласните струни вибрират с различна честота и спектър и органите на речта, работейки като филтър, формират различни звуци – гласни и съгласни. Всички гласни са квазипериодични сигнали, които съдържат определена фундаментална честота (основен тон). Съгласните (звучни и беззвучни) приличат повече или по-малко на “акустичен шум”, предизвикан от “турбулентен въздух”, който се получава във вокалната секция чрез свиване на органи в устната кухина и рязко изпускане навън. Тези два типа звуци се обработват от вокодера по различен начин. Важно обстоятелство е, че спектърът на звуците на речта остава практически постоянен за интервал 20–40 ms, което определя и минималният времеинтервал на един гласов блок – например 20 ms в GSM.



## Кодирание на човешка реч в цифровите системи (Voice Coding)



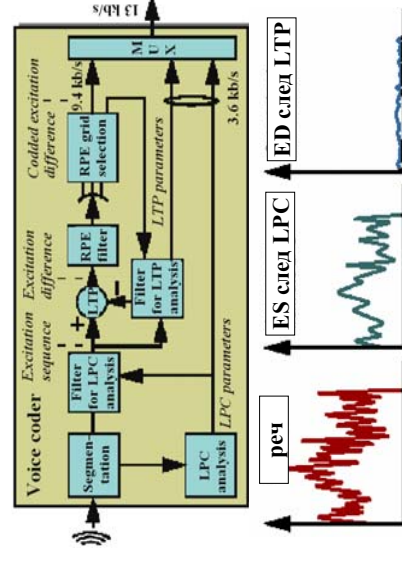
Човешката реч е звук с ограничен спектър (0.08–12 kHz), който съдържа голям дял излишна информация. Когато се кодира в цифров сигнал по пълната си вълнова форма (PCM метод), се получава сигнал с битова скорост 64 kbit/s (във фиксираната телефонна мрежа). В безжичните мобилни телефонни мрежи каналите са силно ограничени и се използват параметрични и хибридни методи за кодиране (voice coder), чрез които излишната информация значително се редуцира и скоростта пада (напр. в GSM до 13 kbit/s). Освен това, при системите с достъп чрез времетраждане (TDMA), речта се кодира на гласови блокове (voice-block coding) (напр. в интервали от 20 ms в GSM),

в рамките на които тя се анализира и сравнява във всеки следващ блок (или с образцова реч), параметризира се и едва тогава се кодира в битове. Времеинтервалът не трябва да е много къс или много дълъг, за да се избегнат “ехо” ефекти. За да се редуцират излишните звукове, сигналът на речта се анализира и обработва с линейни цифрови филтри с променливи във времето коефициенти, които непрекъснато се настройват в зависимост от съответния звук. Така се предава обработена (синтезирана) реч.

## Пример: кодер на реч в GSM мрежата

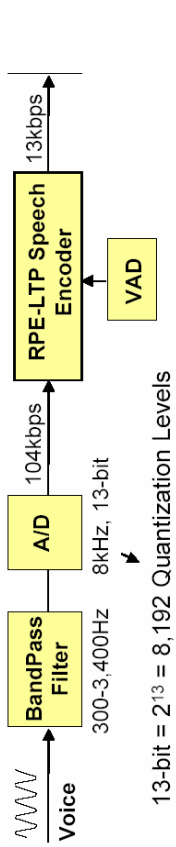
В мобилния GSM телефон най-често се използва хибриден вокодер RPE-LTP (Regular Pulse Excitation–Long Term Prediction), който се състои от няколко електронни филтъра. Те симулират работата на човешките органи на речта и извличат оригиналните честоти от гласовите струни (ES, Excitation Sequence) за гласни и съгласни. На всеки 20 ms се сравняват актуалната реч и речта-реплика и се определя грешката. Тя се минимизира и така се пренастройват конкретните стойности на коефициентите на филтрите. Заедно с ES те се предават служебно по канала до приемника, за да може там да се възпроизведе оригиналната реч от източника. Принципитът е следният:

Схема на RPE-LTP кодер на реч в GSM (1)



Първо се извършва LPC (Linear Predictive Coding) на 20-ms отрязък от речта и се изработва ES (филтърът работи инверсно на гласните струни). Така 2 съседни 20-ms блока трябва да имат близка ES и по метода LTP се изчислява разликата между тях ED (Excitation Difference). Тази разлика се филтрира с нискочестотен филтър (изглаждане) и се извършва кодиране по вълновата форма на ED (чрез RPE кодер, вариант на PCM кодер). Кодирание се извършва на всеки 3-ти отчет (sample), и така се предава до приемника, където речта се възстановява по обратния път. Скорост: 13 kb/s, т.е. 260 b за 20ms.

### Пример: схема на кодиране на речта в GSM мрежата



На схемата е показан начин на включване на RPE-LTP кодера в мобилния GSM телефон с други устройства. Първо аналоговата реч се пропуска през лентово-пропускателен филтър 0.3-3.4 kHz за ограничаване на спектъра му и се извършва предварителна A/D конверсия на сигнала (честота на отчитане 8 kHz, 13-битова редица, скорост 104 kb/s). След това сигналът се обработва с описания RPE-LTP хибриден вокодер, чрез който скоростта се смъква на ниво 13 kb/s (9.6 kb/s за данните и 3.6 kb/s за служебна информация за коефициентите на LPC филтъра). Когато в GSM мрежата се предават само данни, скоростта остава 9.6 kb/s. Така на всеки 20 ms от вокодера излизат 260 bits за реч, разделени в 3 категории: 50 особено важни (есенция на речта), 132 важни и 78 маловажни и се подлагат на по-нататъшна обработка.

Важно устройство към вокодера е VAD (Voice Activity Detector) – за регистриране на активността на речта. Обикновено при разговор говори само единият. Ако речта на даден абонат се прекрати за определен интервал (напр. след края и преди началото на всяка изречена дума), VAD-детекторът сработва и каналът се превключва в DTX мод (прекъснатото излъчване, когато няма реч). Предимства: пести се енергия от батериите, намалява паразитната интерференция, свободният канал се ползва служебно, но може да се “орежат” началото и края на думите или да се игнорира тиха реч.

### Кодиране чрез добавяне на излишни битове

Shanon е доказал, че  $BER \Rightarrow 0$ , ако към информационната редица с данни се прибавят излишни битове (redundant bits) по някакво известно правило. Целта на добавянето на нови битове към информационните е, че ако част от последните се приемат грешно, то грешките да могат да се открият и коригират в приемника (error-correcting coding). Най-просто е даден информационен бит да се повтори (потрети и т.н.). Напр., ако се предава бит “1”, вместо 1 се предава редицата 111. Ако в приемника се детектира комбинация 111, 110, 101 или 011 с преобладаващи единици, детекторът ще регистрира бит “1”, независимо от грешно възприетите битове. Той ще съберка, обаче, ако приетите сигнали са 100, 010, 001 или 000, т.е. BER е вече недопустимо голям и трябва да се увеличиат излишните битове. В общия случай, се дефинира  $(N, K)$ -кодиране където  $K$  е дължината (в битове) на информационната редица, а  $N$  е дължината на кодираната редица. Така горният пример е известен като (3, 1)-кодиране, но се използва рядко. Има два основни типа кодиране на канала:

- 1) Блоково кодиране** – информацията се кодира по блокове без памет от блок към блок;
  - 2) Конволюционално кодиране** – информацията се кодира с памет от предишни битове
- Линейното блоково кодиране по правилото  $(N, K)$  се използва както за детекция, така и за корекция на грешно приета информация. Най-известен е методът (7, 4) (или Hamming code), при който битовете са в блокове по 4, добавят се като опашка 3 бита (parity bits), получени като линейна комбинация само от тези 4 информационни бита, а кодираната редица има общо 7 бита (4 + 3). Така при блоковото кодиране се използват само битовете, които присъстват в момента в даден блок.

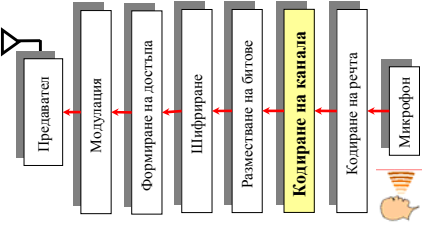
### Кодиране на комуникационния канал (Channel Coding)

Кодирането на канала е задължителна стъпка при съвременните безжични комуникации след кодирането на източника (речта). То става с добавяне на излишни битове, с което се минимизират грешките при предаване на цифрови данни в силно променлива комуникационна среда, т.е. увеличаване на шумоустойчивостта на сигнала в условията на шум и паразитна интерференция или “фадинг”. Последният параметър се определя от отношението S/N на входа на приемника, при което се осигурява зададено ниво на достоверност на приетите битове. Количествена мярка за това е коефициентът на грешката BER (Bit-Error Rate) (определя се за достатъчно малък интервал от време) или вероятността  $P_e$  за грешно приемане на един бит (определя се при достатъчно много приети битове) по следните две формули:

$$BER = \frac{n_e}{n_{\Sigma}}$$

$$P_e = \lim_{n_{\Sigma} \rightarrow \infty} \frac{n_e}{n_{\Sigma}}$$

където  $n_e$  и  $n_{\Sigma}$  са количествата на грешно и сумарно приетите битове. BER (респ.  $P_e$ ) отчитат сумарното въздействие на смущенията върху цифровия сигнал в канала. И двете величини са случайни и имат статистическо разпределение в определена комуникационна среда. Ако в дадена система в даден канал се измерва  $P_e \sim 10^{-6}$  (до  $10^{-5}$ ) се счита, че каналът работи нормално. При  $P_e \sim 10^{-3}$  (1 грешно възприет бит на 1000) се счита, че смущенията са недопустимо големи и каналът може да блокира.



### Пример 1: Тип (7, 4) блоково кодиране (Hamming code)

$$\begin{aligned} r_1 &= i_1 + i_2 + i_3 \\ r_2 &= i_2 + i_3 + i_4 \\ r_3 &= i_1 + i_2 + i_4 \end{aligned} + (i_1, i_2, i_3, i_4)$$

$$(i_1, i_2, i_3, i_4, r_1, r_2, r_3)$$

В горната изрази символът “+” означава бинарно сумиране:  $1+1=0$ ;  $1+0=1$ ;  $0+1=1$ ;  $0+0=0$ .

Пример: Редица: (1 0 1 0). Излишни битове:  $r_1 = 1 + 0 + 1 = 0$ ;  $r_2 = 0 + 1 + 0 = 1$ ;  $r_3 = 1 + 0 + 0 = 1$ ; Кодирана редица: (1 0 1 0 0 1). Вж. Таблицата за всички (7, 4) кодове.

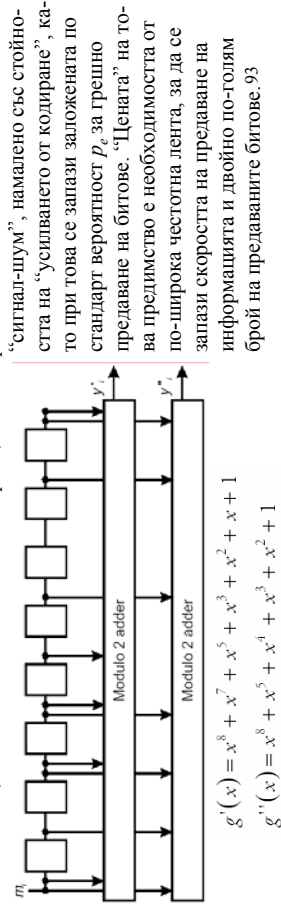
Дори чисто интуитивно е ясно, че блоковото кодиране намалява BER на системата, ако всички други параметри се запазват. За характеризиране на този ефект се въвежда концепцията за разстояние на Hamming  $d_H$  между две редици – броят на местата, където битовете в двете редици се различават. Пример:  $d_H = 3$  за редиците (1111111) и (1110100). Минимално разстояние  $d^*$  е минималното Hamming разстояние  $d_H$ , което се оказва критичен параметър. Напр.  $d^* = 3$  е min разлика между всички кодове на Hamming (вж Табл.). Този параметър определя min брой грешни битове, които с това кодиране могат да се детектират ( $q \leq d^* - 1$ ) или да се коригират ( $t \leq 0.5d^* - 1$ ). Пример: за (7, 4) кодиране  $d^* = 3$ ,  $q = 2$  и  $t = 1$ . Лук се приема, че актуално излъчената редица е най-близката до приетата редица, дадена в Таблицата. Пример: ако е приета редица (0001111) (няма го в Табл., т.е. има грешка). Най-близкият код от верните е (0001011). Следователно, върно излъчената редица е (0001).

Таблица на (7, 4) кодове

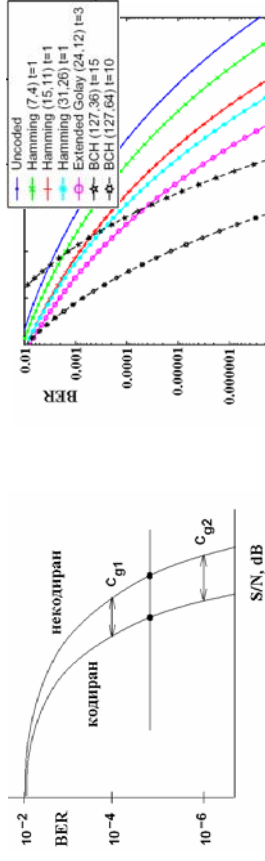
информационна редица	добавени битове	кодирана редица
0000	000	0000000
0001	011	0001011
0010	110	0010110
0011	101	0011101
0100	111	0100111
0101	100	0101100
0110	001	0110001
0111	010	0111010
1000	101	1000110
1001	110	1001110
1010	011	1010011
1011	000	1011000
1100	010	1100010
1101	001	1101001
1110	100	1110100
1111	111	1111111

## Пример 2: Конволюционално кодиране

За разлика от блоковото кодиране, конволюционалното кодиране използва част от битовете от предишната информация, която остава следващите битове. С други думи, този тип кодиране има памет. На Фиг. е показана схема на кодиране на ниво  $(1/2)$  с редица от 9 бита памет. Как работи тя? Първоначално, всички регистри са нулирани и към тях отляво-надясно се превключват битовете на информационната редица  $m_i$ . Две устройства с генерации функции  $g(x)$  и  $g'(x)$  по принцип на бинарно сумиране произвеждат два изходни бита  $y'_i$  и  $y''_i$  във всеки момент (всяко превключване на информационен бит). Специален комутатор превключва към изхода всеки бит  $y'_i$  или  $y''_i$ , следователно, изходният брой битове е ефективно 2 пъти по-голям от входния (информационния). Декодирането е сложен процес (напр. Viterbi decoding), но възможността за поправяне на грешно приета информация е по-голяма в сравнение с метода на блоковото кодиране. Поради наличната памет на конволюционалното кодиране, при предаване на информацията се постига ефективно т. нар. "усилване от кодиране" (coding gain). Това означава, че комуникационната система, която използва такъв вид кодиране, може да работи и с по-ниско S/N отношение

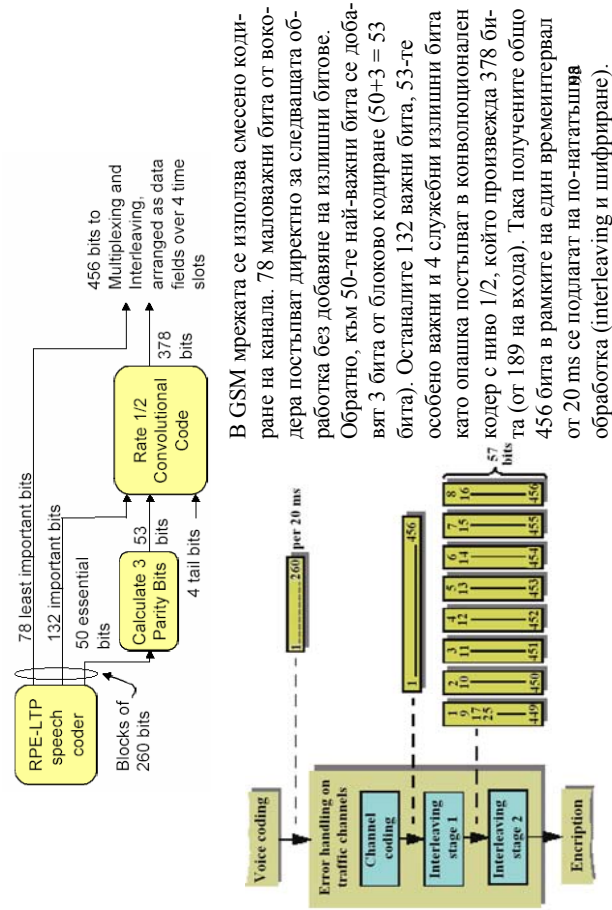


## Усилване от кодиране



На графиките е показан ефектът "усилване от кодиране". При големи стойности на BER ( $10^{-2}$ - $10^{-3}$ ) има пренебрежимо слаб ефект. Всъщност, забележимо усилване от кодиране се проявява при по-малки стойности на BER  $\sim 10^{-4}$ - $10^{-6}$  (качествена връзка). Вижда се, че стандартният (7, 4) Hamming код има едва  $\sim 0.5$  dB усилване, но при някои типове кодиране то стига до 3-4 dB. Наблюдава се и "отрицателно усилване" при някои кодове. Силен ефект дава турбокодирането, при което има два ключови момента [6, 8]: паралелно свързано кодиране и итеративно "турбо" декодиране. Графиките показват ефектът за подобряване на BER при увеличаване на броя итерации при турбо декодирането.

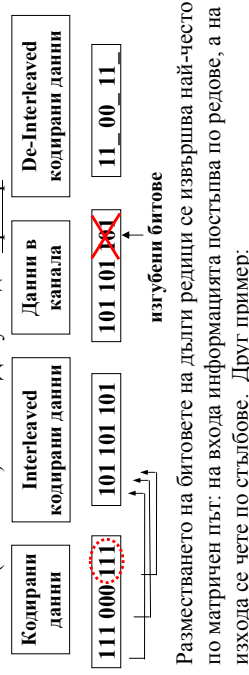
## Пример: Кодиране на канала в GSM мрежата



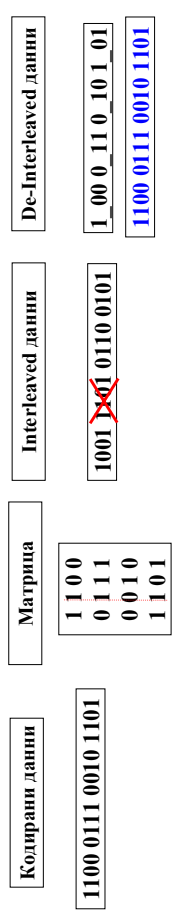
В GSM мрежата се използва смесено кодиране на канала. 78 маловажни бита от вокодера постъпват директно за следващата обработка без добавяне на излишни битове. Обратно, към 50-те най-важни бита се добавят 3 бита от блоково кодиране ( $50+3 = 53$  бита). Останалите 132 важни бита, 53-те особено важни и 4 служебни излишни бита като опашка постъпват в конволюционален кодер с ниво  $1/2$ , който произвежда 378 бита (от 189 на входа). Така получените общо 456 бита в рамките на един времеинтервал от 20 ms се подлагат на по-нагаташва обработка (interleaving и шифриране).

## Разместване на битове (Interleaving)

Кодирането на канала е много ефективно при наличие на шум и при бавен (слаб) фадинг (вж. Лекция 4), но при бърз (дълбок) фадинг, много дълги съобщения или при грешки в достъпа до канала, тази техника не е приложима. В този случай може да се използва техниката на разместване на битове (interleaving). Това е вид разнасяне на сигнала във времето (time diversity), без добавяне на излишни (redundant) битове. Долу следва пример:

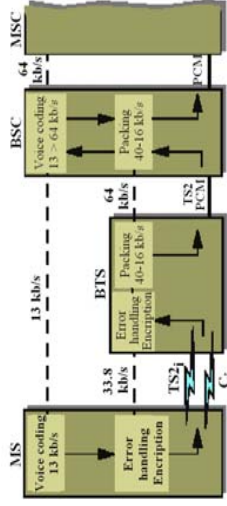
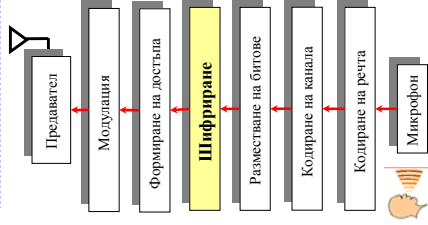


Разместването на битовете на дълги редици се извършва най-често по матричен път: на входа информацията постъпва по редове, а на изхода се чете по стълбове. Друг пример:





## Защита на информацията в комуникационните радио-каналы



Мрежите, които се базират на радиоканалы, са много по-чувствителни към подслушване и неправомерно използване на честотния канал, отколкото във фиксирани кабелни мрежи (без радио достъп). Това е особено съществено при мобилните телефони и безжичните мрежи както за отделния потребител, така и за оператора на мрежата. Защита на персоналната информация може да се базира както на използване на допълнителни услуги (напр. смарт-карти с персонален защитен код), така и/или разнообразни функции на мрежата (вж. примери в GSM мрежата в Лекция 5):

- ❖ доказване на автентичност на потребител срещу нерегламентирано използване на услуги в мрежата и достъп на външни потребители.
- ❖ шифриране (encryption) на реч и данни в безжичната мрежа за предпазване от подслушване;
- ❖ идентификация на терминалите (телефони, лаптопи и др. устройства) срещу кражба;
- ❖ временни телефонни номера за защита срещу неправомерно използване на самоличността на даден потребител