

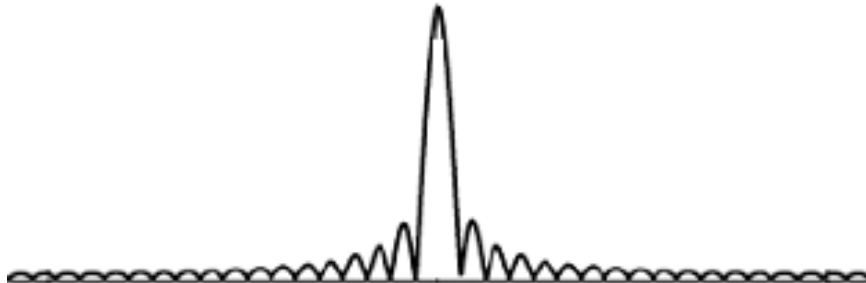
Лекция 4:

“Измерване на спектри на сигнали. Спектроанализатори”

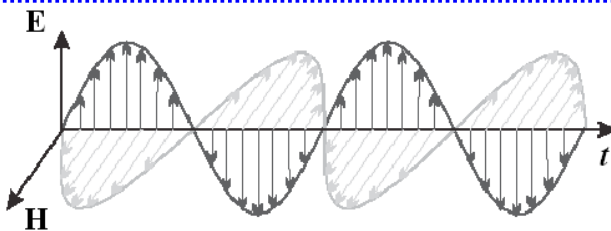
Основни въпроси:

- ▲ Понятие за спектри на сигнали и Фурие преобразувания. Бързо Фурие преобразование – основа на съвременните измервания
- ▲ Спектроанализатор – принцип на работа като суперхетеродинно приемно измерително устройство
- ▲ Главни характеристики на спектроанализаторите: разделителна способност, типове детектиране, динамичен обхват и др.
- ▲ Основни видове измервания на микровълнови сигнали със спектроанализатор:
 - ✓ Прецизни измервания на амплитудата на слаби сигнали
 - ✓ Измерване на честота и спектър
 - ✓ Измерване на фазов шум
 - ✓ Измерване на параметри на модулирани сигнали
- ▲ Анализатори на сигнали - основи и принципи на измерването

4.1 Понятие за спектри на сигнали и Фурие преобразувания



Две основни форми на сигнала



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

Амплитуда A

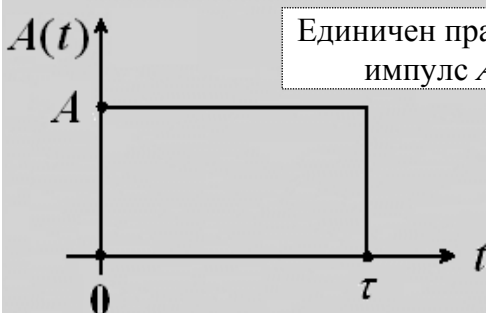
Честота f

Фаза φ

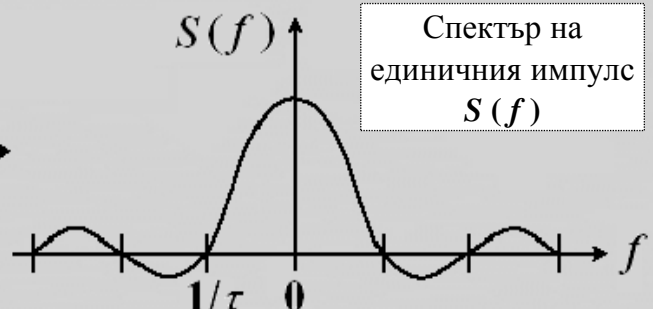
Сигналят (електрическият сигнал) $A(t)$ е важно понятие в електрониката и в комуникациите. Това е времевата зависимост на тока или напрежението в дадена електрическа верига, но и още – на електрическото E или магнитното поле H на разпространяваща се в дадена среда вълна (вж. илюстрациите). Сигналят е електрическият носител на информацията. Има две форми: времева и честотна (вж. по-нататък след примерите).

Времева форма (**TD** - Time Domain)

Честотна форма (**FD** - Frequency Domain)



Единичен правоъгълен импулс $A(t)$



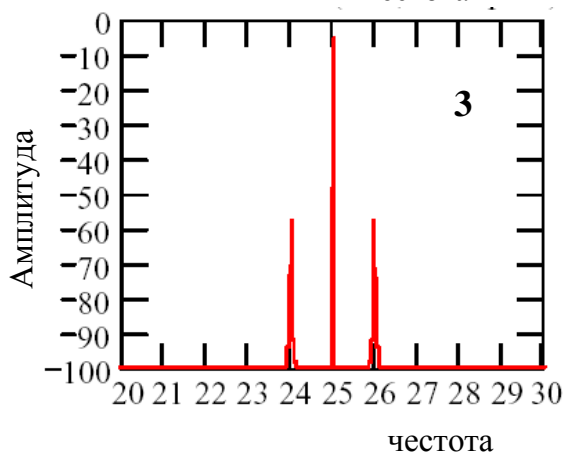
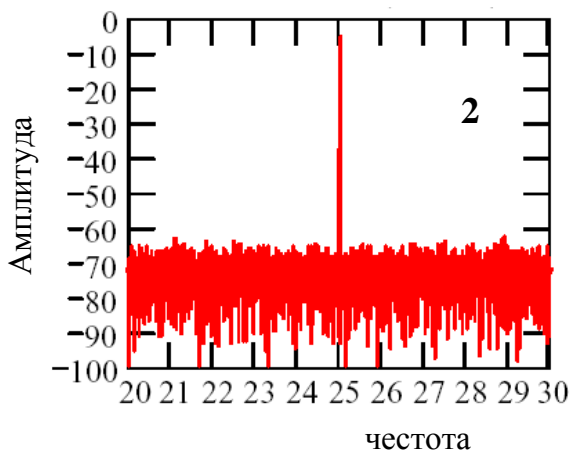
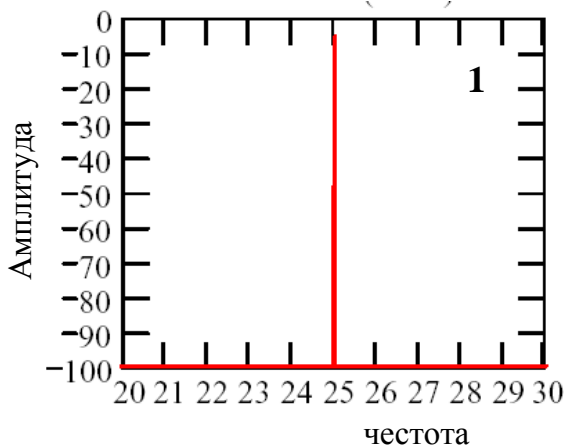
Спектър на единичния импулс $S(f)$

Пример за електрически сигнал (FD) в три основни случая

1. Хармоничен сигнал

2. Сигнал и шум

3. Модулиран сигнал

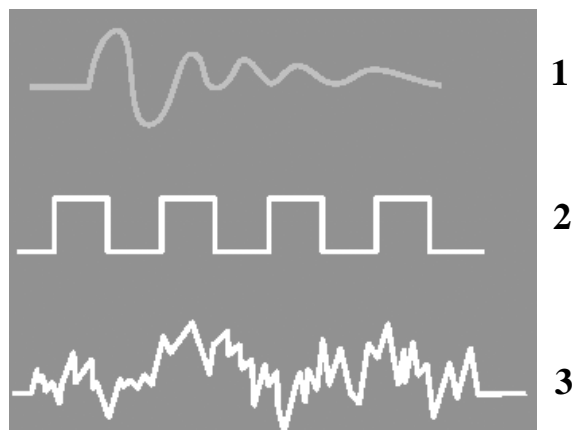


Основни типове сигнали

1. Непериодични сигнали

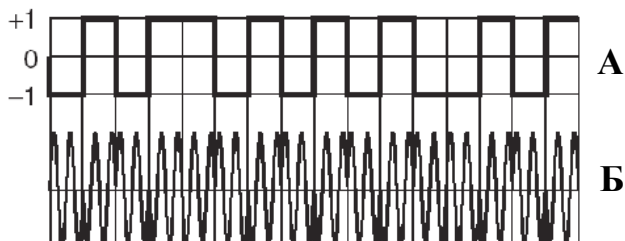
2. Периодични сигнали

3. Случайни сигнали или шум

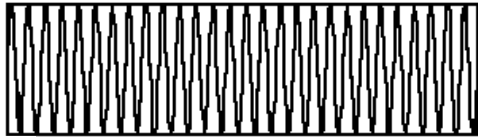


А. Цифрови сигнали

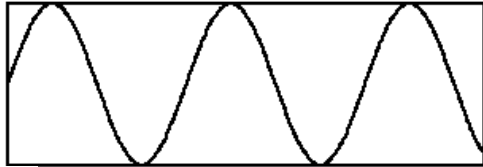
Б. Аналогови сигнали



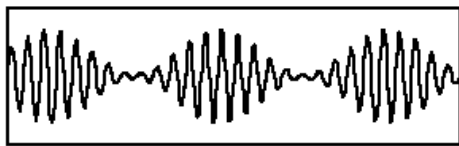
Основни типове сигнали (2)



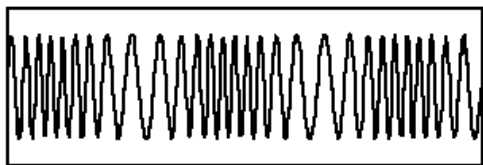
1



2



3а



3б

1. Носещ сигнал
(carrier)

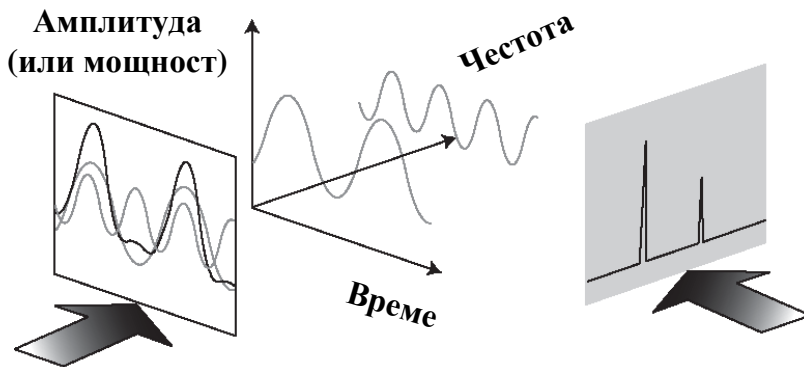
2. Сигнал в основна лента
(BBS – Base-Band Signal)

3. Модулиран сигнал
(PBS – Pass-Band Signal)

3а. Амплитудно-модулиран сигнал
(AM сигнал)

3б. Честотно-модулиран сигнал
(FM сигнал)

Сигнали и спектри



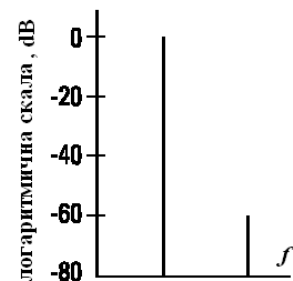
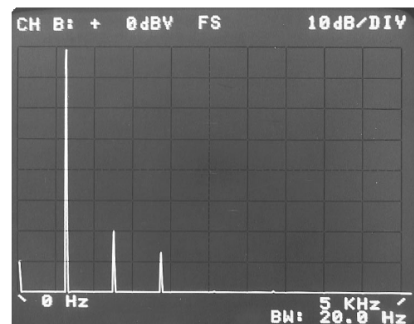
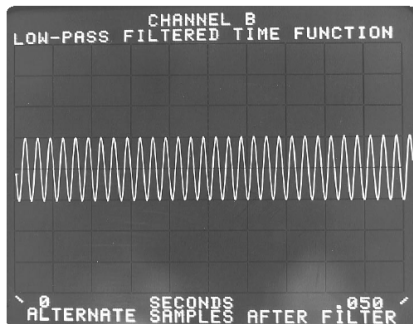
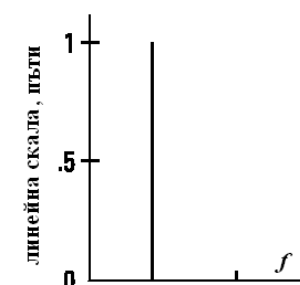
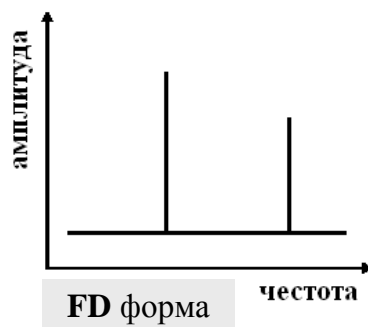
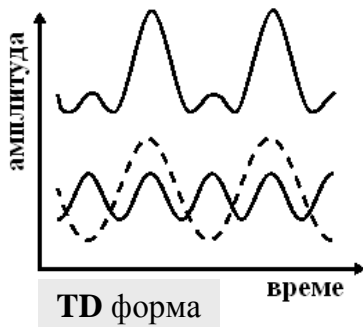
Определено съществува връзка между двете форми на един и същи електрически сигнал (TD и FD). Най-разпространеният начин за осъществяване на еднозначна връзка между тях е с помощта на т. нар. Фурие преобразувания (вж.)

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 (спектър): измерването става чрез спектро-анализатори, анализатори на вериги или най-просто – с помощта на селективни волтметри

Времева или честотна форма на сигналите?



Традиционната форма на сигнала е времевата TD. 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 съставлящи, при това едновременно много силни и много слаби, ако се използва log-скала.

Спектър на сигнала

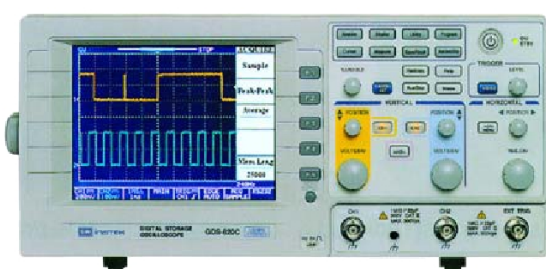
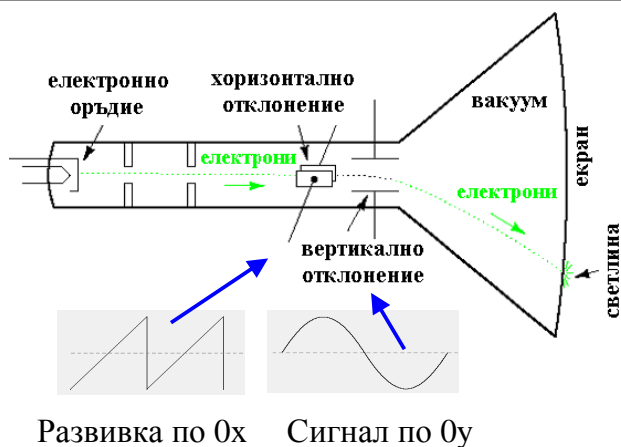
На пръв поглед FD формата на сигнала изглежда по-неестествена от TD (получена с осцилоскоп), например поради причината “как би могла да се измери?”. Това, обаче, не е проблем. Човешкото ухо, например, е отличен FD анализатор (може да разделя аудио-сигнала на тесни честотни ленти и определя мощността във всяка лента; или може да отдели слаби сигнали на фона на силен шум; лекарят чрез стетоскопа си може да определи здравни проблеми по дишането или сърдечния ритъм на болния, механикът – да “чуе” дефекти в двигателя на колата и пр.). Теорията на Фурие (Jean Baptiste Joseph Fourier, 1768-1830 г.) показва, че всяка TD функция (вкл. всеки сигнал) може да се “конструира” от краен или безкраен брой хармонични функции (синусоиди или косинусоиди), всяка с определена амплитуда, честота и фаза, т. е. съществува еднозначна връзка $TD \Leftrightarrow FD$ (вж. математическите изрази по-нататък).

В този контекст, *спектър на сигнала* е съвкупността от отделните хармонични сигнали във FD формата (*спектрални съставлящи, спектрални компоненти*), които комбинирани подходящо по амплитуда и фаза “възпроизвеждат” времевата TD форма на сигнала. Ако сигналът е периодичен с период T , отделните хармоничните съставлящи са еквиливантни на разстояние $1/T$ една от друга. Оттук може да се заключи, че ако сигналът е не-периодичен (т. е. $T \rightarrow \infty$), разстоянието между съставлящите става безкрайно малко, т.е. $1/T \rightarrow 0$).

От енергетична гледна точка спектърът показва колко енергия се съдържа във всяка честотна компонента на сигнала, което може да се определи както теоретично, така и с помощта на измерване на FD формата. Например, чрез подходящо филтриране вълновата форма на сигнала може да се “декомпозира” на отделни чисто хармонични вълни (спектрални съставлящи), всяка от която експериментално да се анализира – *спектрален анализ*.

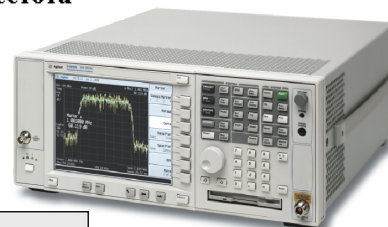
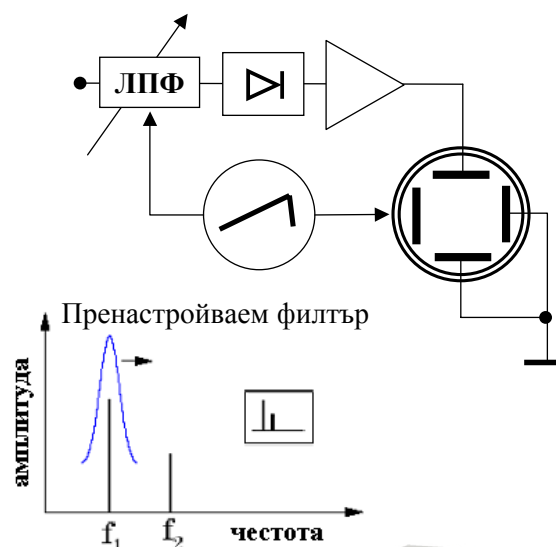
Визуализация и измерване на TD и FD формата на сигналите

**Измерване на TD сигнал:
осцилоскоп**



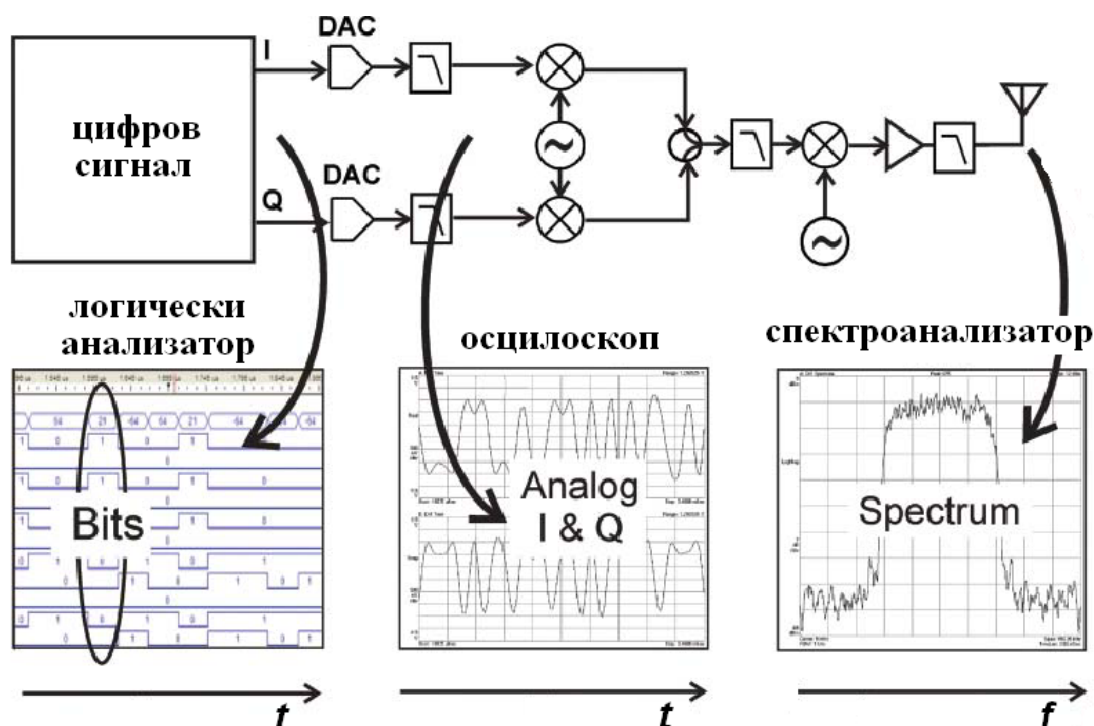
Осцилоскоп

**Измерване на FD сигнал:
спектроанализатор**



Спектроанализатор

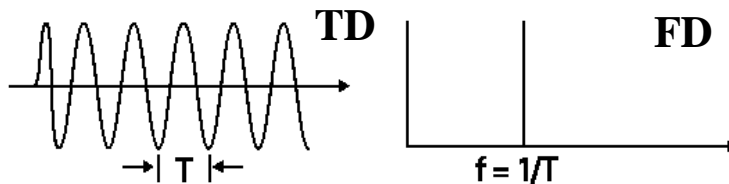
Пример за различни измервания в предавател с QPSK модулация



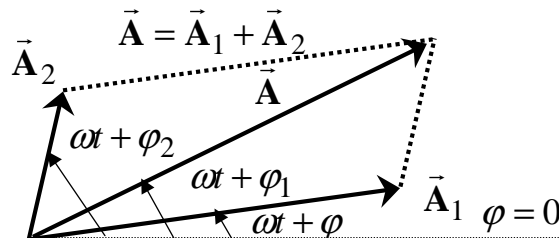
Примерът ясно показва как в различни части на една и съща верига се налага да се използват различни устройства – в нискочестотната част логически анализатор (за цифров сигнал) и осцилоскоп (за аналоговия сигнал), а във високочестотната – спектроанализатор.

Важен въпрос: представяне на простите хармонични сигнали

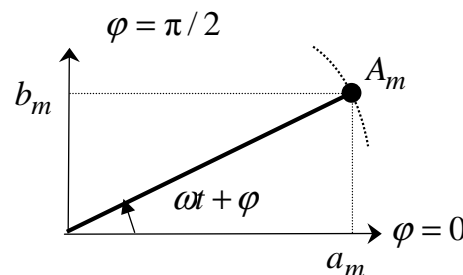
❖ **Графично представяне:** това става чрез зависимостите $A(t)$ или $S(f)$ (спекър на сигнала). В TD представяне сигналите могат да бъдат сумирани, изваждани, умножавани и пр. както съответните функции или във всеки момент от време.



❖ **Векторно представяне:** това е представяне на сигналите като вектори с големина и посока. В този вид сигналите-вектори лесно се сумират, изваждат, умножават с число, както и да се подлагат на други математически операции, валидни при векторите.



❖ **Комплексно представяне:** това е много известна математическа форма на представяне на сигнала чрез комплексно число в три различни вида (вж. формулите). В този вид сигналите лесно се поддават на мат. действия.



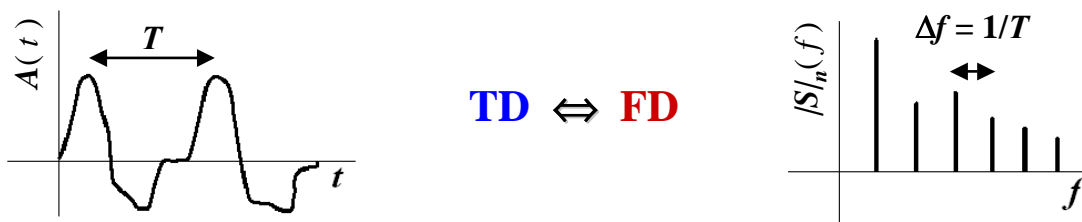
$$A(t) = a_m + jb_m = A_m e^{j(\omega t + \varphi)}$$

$$= A_m [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)]$$

където

$$a_m = A_m \cos(\omega t + \varphi); \quad b_m = A_m \sin(\omega t + \varphi); \quad A_m = \sqrt{a_m^2 + b_m^2}; \quad \varphi = \arctan(b_m / a_m)$$

Представяне на сложни периодични сигнали (директно Фурие преобразуване)



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

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

➤ Обратно Фурие преобразуване
в комплексен вид

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

➤ Право Фурие преобразуване в
комплексен вид

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} A(t) \exp(-j2\pi n t) dt$$

Фурие преобразуване, представено чрез реални функции

➤ Обратно 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 съставящи)

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

Това е dc съставящата в спектъра на сигнала. Тя не винаги съществува; 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

Фурие преобразуване, представено чрез реални функции (друга форма чрез амплитуди и фази)

➤ Обратно Фурие преобразуване

$$A(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

➤ Право Фурие преобразуване

$$C_0 = A_0$$

dc съставящата в спектъра на сигнала

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

амплитуди (модули) на спектралните съставящи;

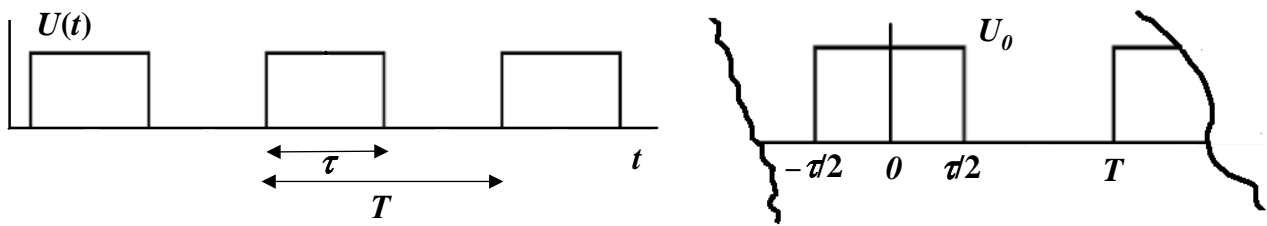
$\{C_n\}$ – амплитудно-честотна характеристика

$$\varphi_n = \arctan(A_n / B_n)$$

фази на спектралните съставящи;

$\{\varphi_n\}$ – фазово-честотна характеристика

Класически пример – периодичен правоъгълен импулс



Избираме началото на координатната система по времевата ос в средата на импулса (за да се опростят изчисленията). Тогава импулсът $A(t) = U(t)$ се описва с функцията:

$$U(t) = \begin{cases} U_0; & t \in (-\tau/2; \tau/2) \\ 0; & t \in (\tau/2; T) \end{cases}$$

Това е импулс, представен с четна функция. Следователно

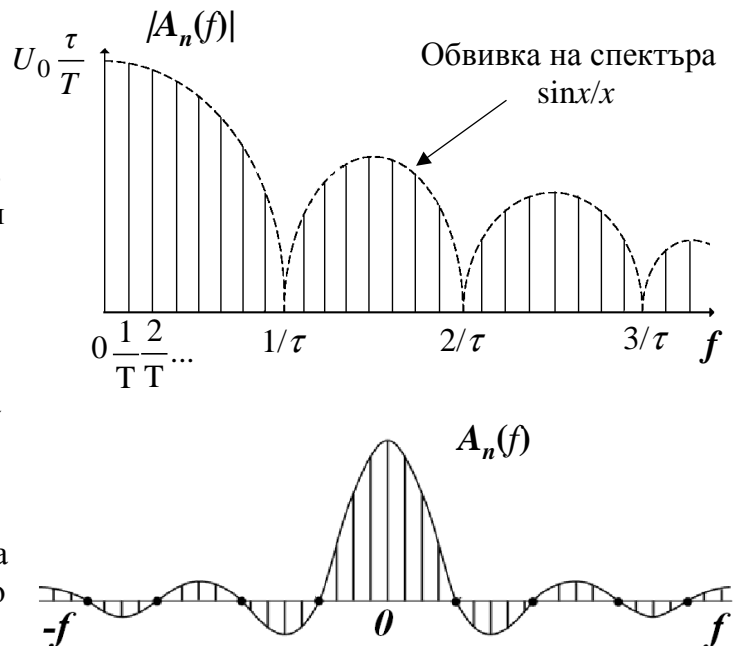
$$U(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + 0$$

или окончателно

$$U(t) = U_0 \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n\pi \frac{\tau}{T}\right)}{n\pi \frac{\tau}{T}} \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) \right] \quad \text{(графичната картина на спектъра е дадена на следващата страница)}$$

Графична форма на спектъра на класическия периодичен правоъгълен импулс

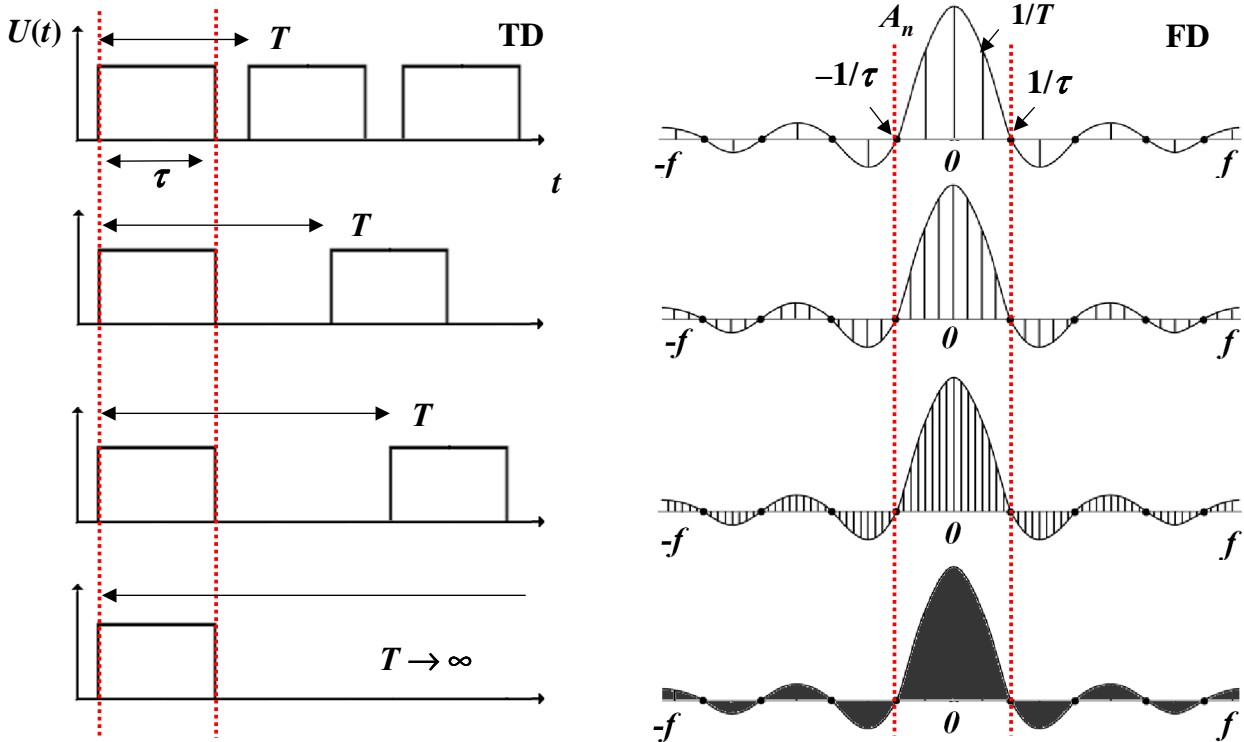
Тук е показан неограниченият спектър на периодичен правоъгълен импулс. Това е класически тип спектър, особено известен в цифровите комуникационни системи. Горещо е показано физическо представяне на сигнала само за положителни стойности на честотата за модула на амплитудите на съставящите. Долу е показано математическото представяне на спектралните съставящи съобразно техния знак, както за положителни, така и за отрицателни стойности на честотата. И двете представяния се използват: първото – по-често при изобразяване на спектри на сигнали в основна лента, а второто – при модулирани сигнали, като началото на координатната система е преместено към носещата честота f_c .



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

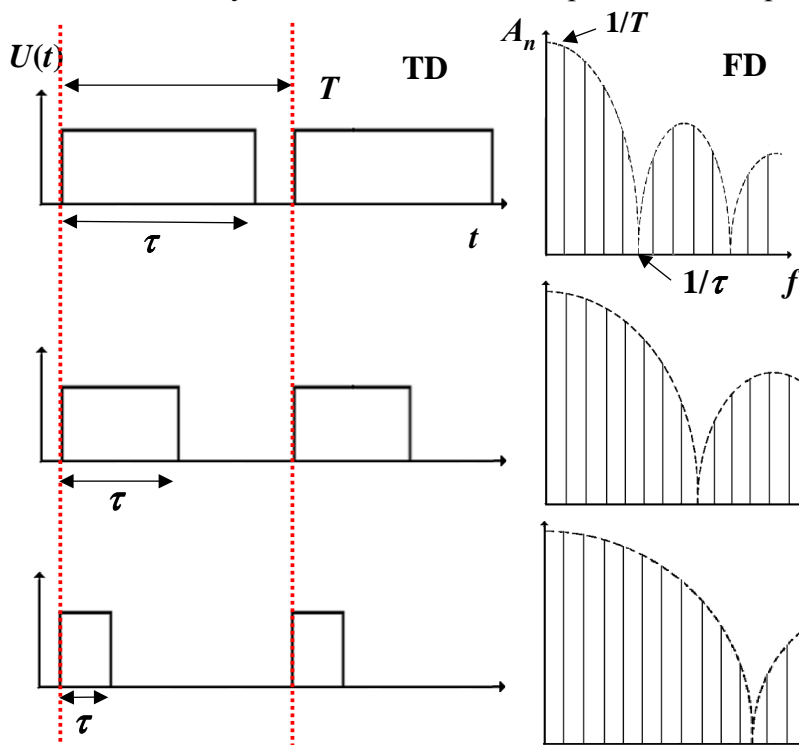
Физична интерпретация на спектъра

Тук е даден важен пример: изменение на спектъра на правоъгълен сигнал с увеличаване на периода T при запазване на продължителността му τ . Ширината на главния максимум остава постоянна (в интервала $\pm 1/\tau$), но броят на спектралните съставлящи вътре в него расте (до безкрайно много при единичен импулс; $T \rightarrow \infty$).

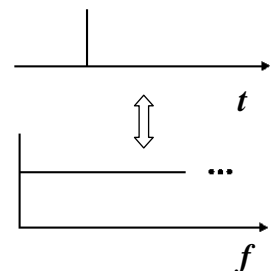


Физична интерпретация на спектъра (прод.)

Тук е показан друг пример: изменение на спектъра на същия правоъгълен сигнал, сега при увеличаване на продължителността τ и запазване периода му T . Наблюдават други ефекти: интервалът между спектралните съставки се запазва ($1/T$), но се увеличава ширината на главния максимум на обвивката (в интервала $\pm 1/\tau$). При δ -сигнал: $(1/\tau) \rightarrow \infty$. Всичко това



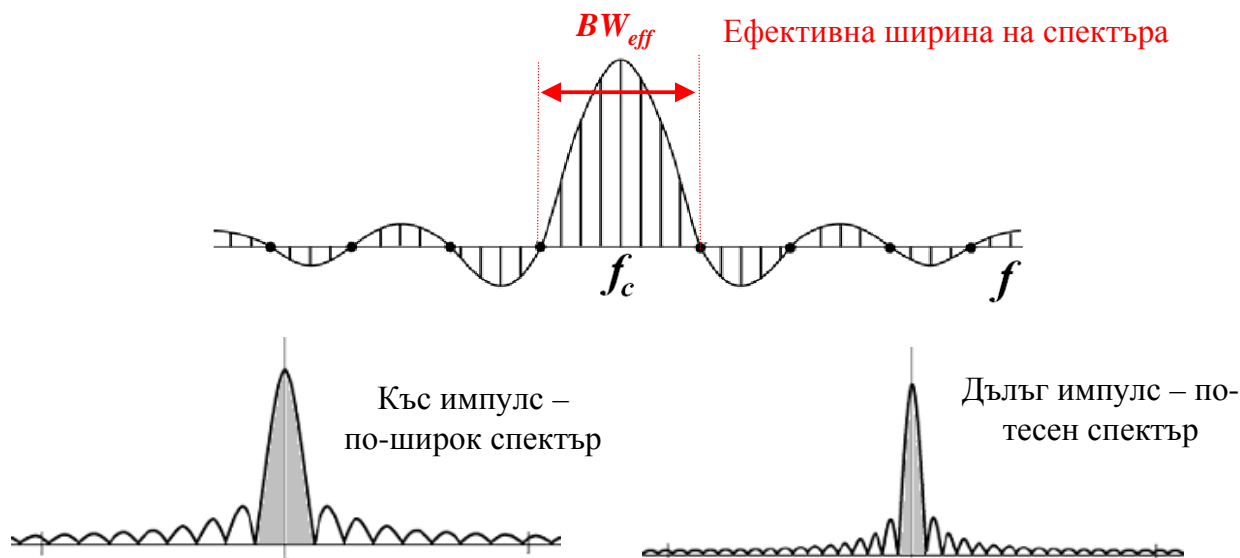
е особено важно за съвременните безжични комуникации. Важността на този ефект е наложила необходимост да се въведе понятие “*ефективна ширина на спектъра*” (вж. следващата страница).



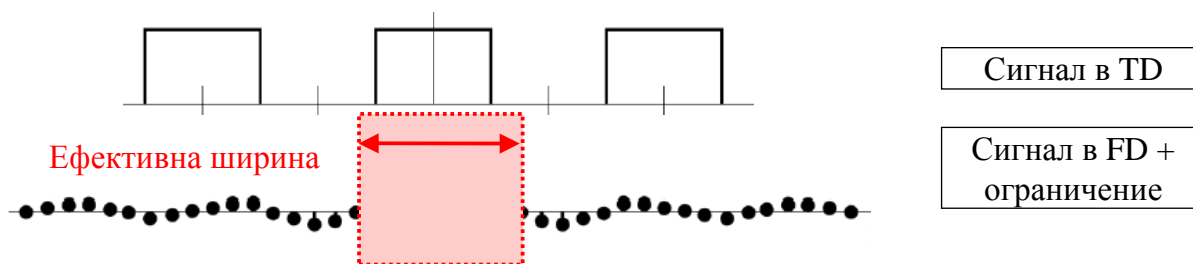
Делта-сигнал – граничен случай

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 τ , е известна като ефективна ширина на спектъра. За комуникациите това означава, че за предаването на къси (т.е. “бързи” битове) е необходима по-широка честотна лента и обратно.

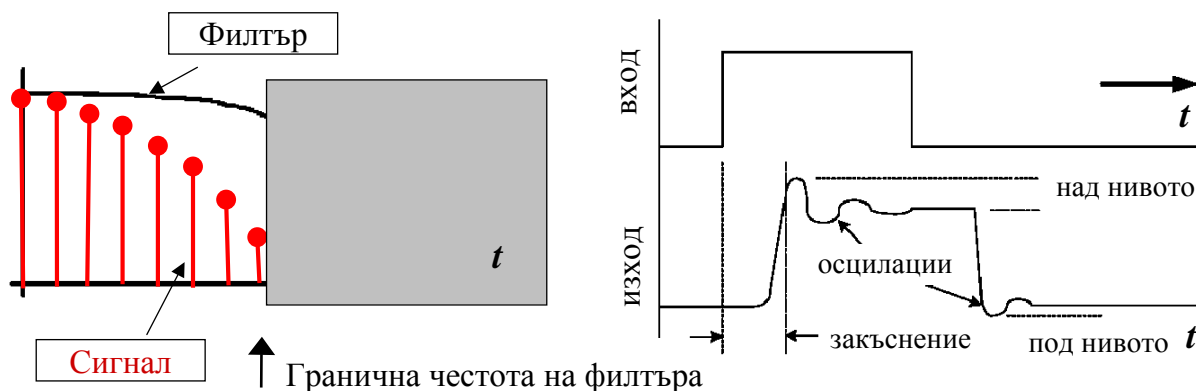


Пример с ограничаване на спектъра на реален сигнал

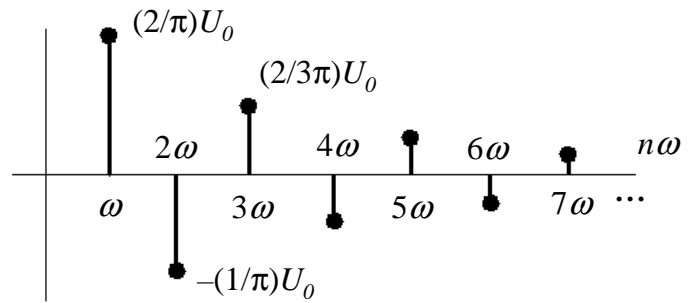
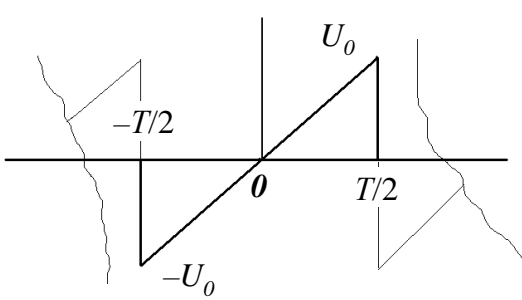


Пример: ограничаване на спектъра FD чрез преминаване на сигнала през ниско-честотен филтър (ограничаваме го до ефективната му ширина BW_{eff})

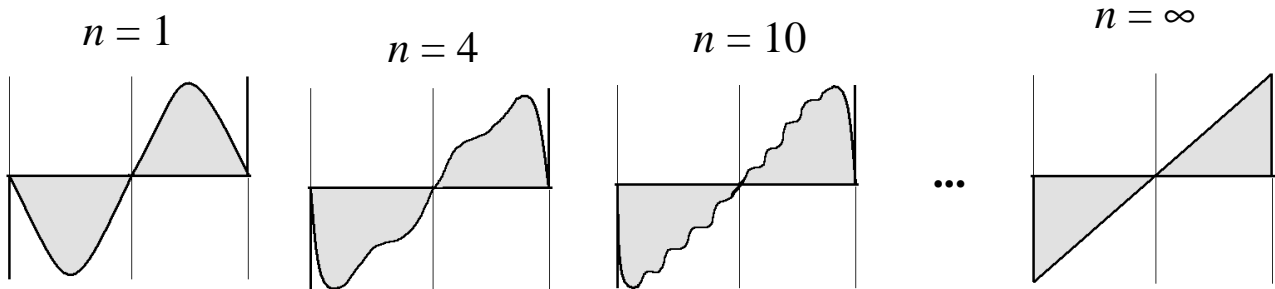
Резултатът е: промяна на формата TD на сигнала (изкривяване), закъснение, осцилации на нивото под и над средното и др. паразитни ефекти



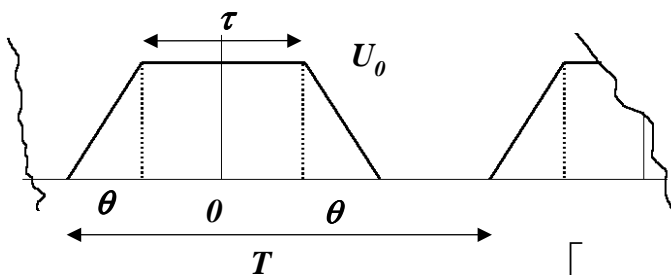
Спектр на трионо-образен импулс (при генератори на развивка)



На графиката горе е показан неограниченият спектър на периодичния трионообразен импулс. Спектралните съставящи са разположени на кратни честоти $n\omega$ (или nf) с намаляваща амплитуда както $(1/n)$ и алтернативен знак. На фигурите долу са дадени обратно възстановените TD зависимости на импулса (в рамките на 1 период) при запазване на различен брой спектрални съставящи $n = 1, 4, 10, \dots \infty$.

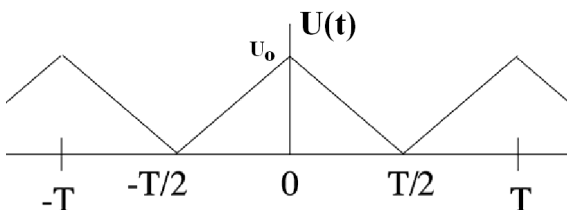
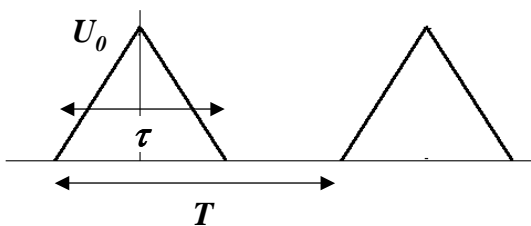


Други примери



Опитайте се да определите (аналитично и графично) спектрите на посочените периодични сигнали.

Отговор:
$$U(t) = U_0 \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n\pi \frac{\tau}{T}\right)}{n\pi \frac{\tau}{T}} \frac{\sin\left(n\pi \frac{\theta}{T}\right)}{n\pi \frac{\theta}{T}} \cos\left(n \frac{2\pi}{T} t\right) \right]$$



Стратегия за работа:

1. Да се определи аналитичният вид на времевата зависимост на дадения сигнал;
2. За се намерят аналитични изрази за всички спектрални съставящи на сигнала;
3. Да се начертае качествено спектъра на дадените сигнали
4. Да се определи ефективната ширина на спектъра.
5. Как може да се реализира експериментално?

Директно Фурие преобразување за неперидични сигнали

➤ Интегрално обратно Фурие преобразување (представя TD формата на неперидичния сигнал в комплексен вид)

$$\dot{A}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

➤ Интегрално право Фурие преобразување (представя FD формата на сигнала, неговият комплексен спектър)

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(t) e^{-j\omega t} dt$$

Така, в резултат на интегралните преобразувания FD формата на сигнала се представя с комплексна функция – спектър на сигнала със следното представяне:

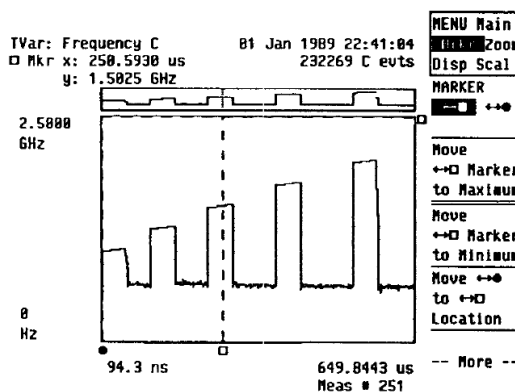
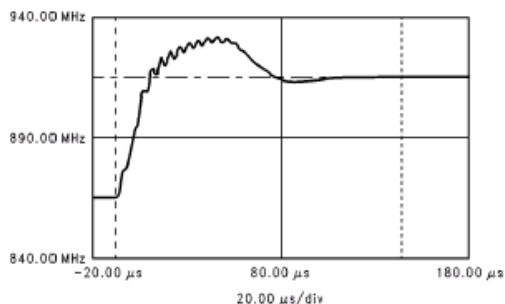
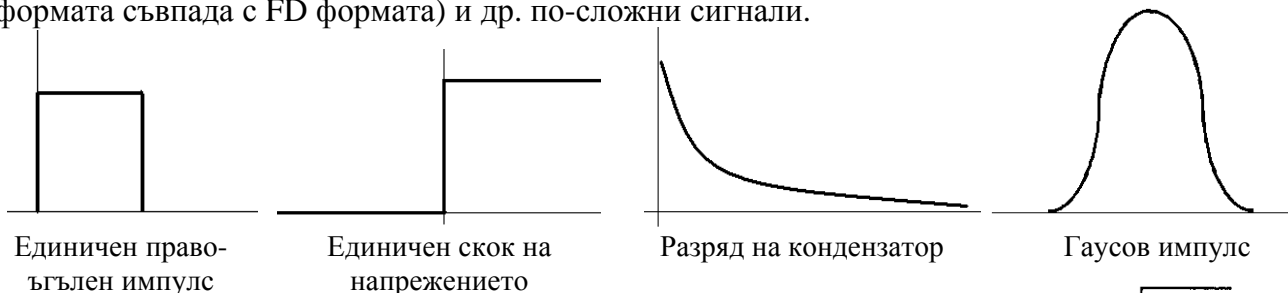
$$\dot{S}(\omega) = |S(\omega)| e^{-j\varphi(\omega)} \quad \dot{S}(\omega) = \frac{dA}{d\omega}$$

$|S(\omega)|$ – Амплитудно-честотна характеристика (АЧХ)

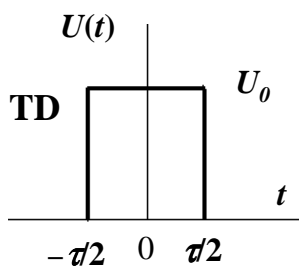
$\varphi(\omega)$ – Фазово-честотна характеристика (ФЧХ)

Примери за не-перидични сигнали

В съвременната електроника, комуникации, радарна техника и навигации и при др. приложения има много примери за не-перидични (единични или неравномерни) сигнали. Класически пример е единичният правоъгълен импулс. Други важни сигнали са единичният скок на напрежение, експоненциален импулс, Гаусов импулс (единствено при който TD формата съвпада с FD формата) и др. по-сложни сигнали.



Спектър на единичен правоъгълен импулс

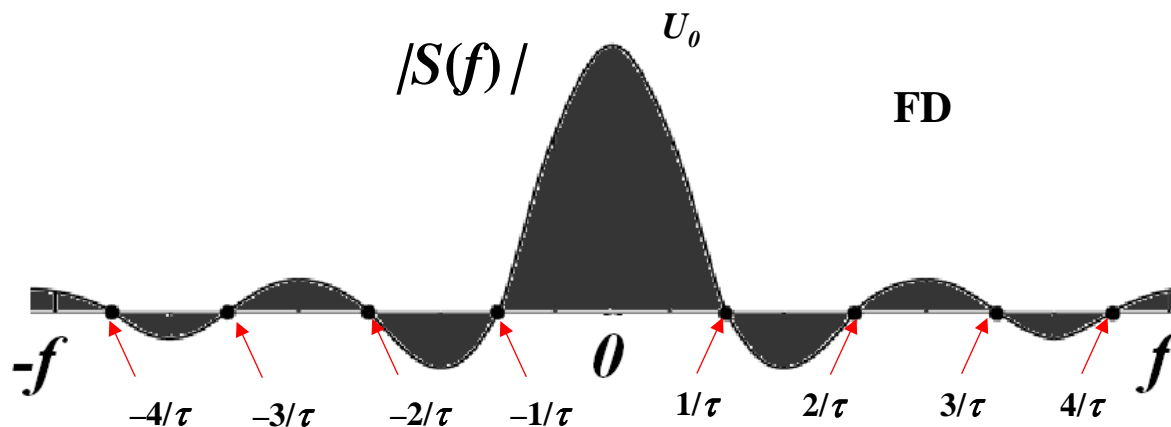


Нека единичният импулс има графичното представяне, дадено на фигурата вляво, което може да се изрази аналитично по следния начин:

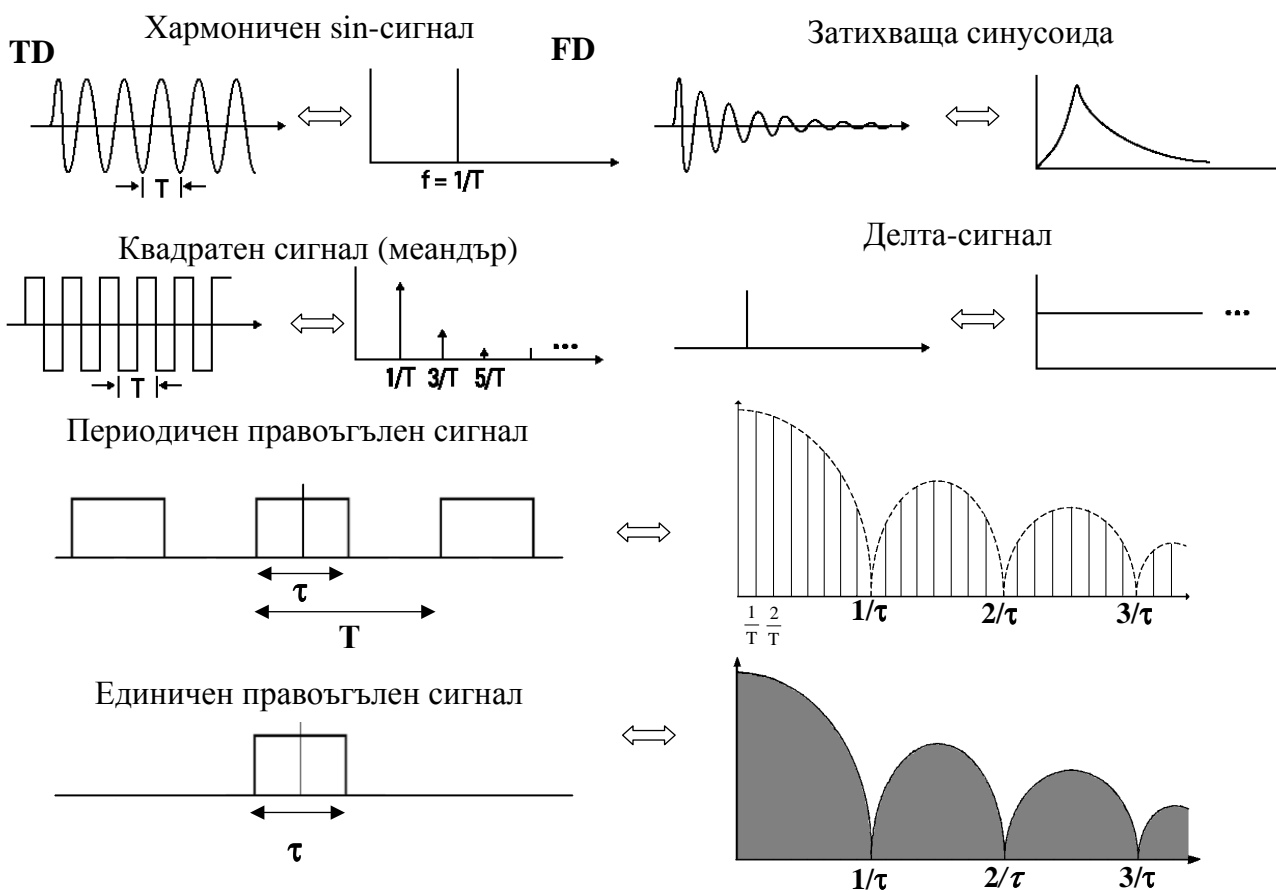
$$U(t) = \begin{cases} U_0; & t \in (-\tau/2; \tau/2) \\ 0; & t \in \text{другаде} \end{cases}$$

Спектърът на единичният импулс се описва с изрази вдясно и има графичното представяне, дадено на фигурата долу.

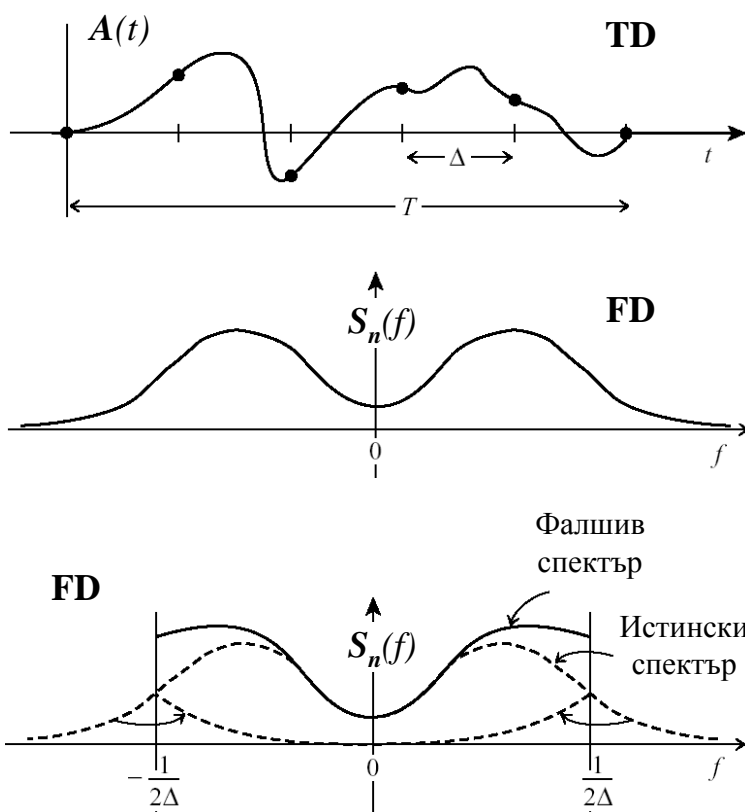
$$|\dot{S}(f)| = U_0 \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f}$$



Резюме: Фурие преобразувания на по-известните сигнали



Проблеми на директното Фурие преобразуване

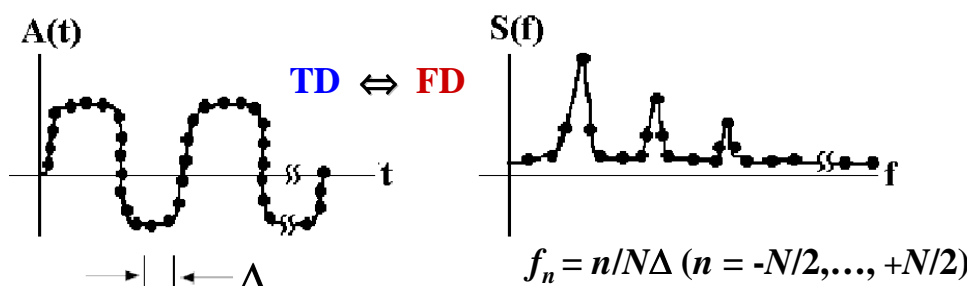


Директното Фурие преобразуване (DFT) е класически “спектрален” метод. В много практически случаи сигналът $A(t)$ е дискретизиран във времето с N равномерни отчета през интервал $\Delta = 1/2f_c$, където f_c е критичната честота на Nyquist, а спектърът се оказва ограничен, т. е. $S(f) \equiv 0$ за $f > f_c$. Проблем на този директен метод е големият брой пресмятания за преминаване от TD във FD форма и паразитни ефекти на трансфер на съставките с $f > f_c$ вътре в интервала $0 < f < f_c$ (поява на фалшив спектър, *aliasing* – виж. илюстрация на фигурата долу). Проблемът се оказва доста тежък – излишните отчетите извън лентата $f > f_c$ променят истинския спектър $f < f_c$ във фалшив. Това може да се избегне чрез филтриране с ниско-честотен филтър преди дискретизацията на отчетите.

Бързо Фурие преобразуване (FFT)



Понеже директното Фурие преобразуване изисква много пресмятания (по-точно N^2 математически операции, където N е броят отчети, напр. $N \sim 10^6$), преобразуването $TD \Leftrightarrow FD$ в реално време се оказва трудно дори за модерните компютри. Ето защо, в съвременната комуникационна техника и други области, където се работи със сигнали и спектри, е разпространено бързото Фурие преобразуване (FFT). Сега идеята е да се правят времеви отчети само в обхвата $f < f_c$. Така вместо за всички честоти, линейно независими записи се правят само за N на брой дискретни честоти $f_n = n/N\Delta$ (където $n = -N/2, \dots, +N/2$) (вж. и на следващата страница). Така сега броят математически операции при FFT е “само” $N \log_2 N$. Пример, ако $N = 10^6$, директното DFT се нуждае от 10^{12} операции, а бързото FFT – само от $2 \cdot 10^7$ операции (т.е. разликата е близо 5 порядъка!).

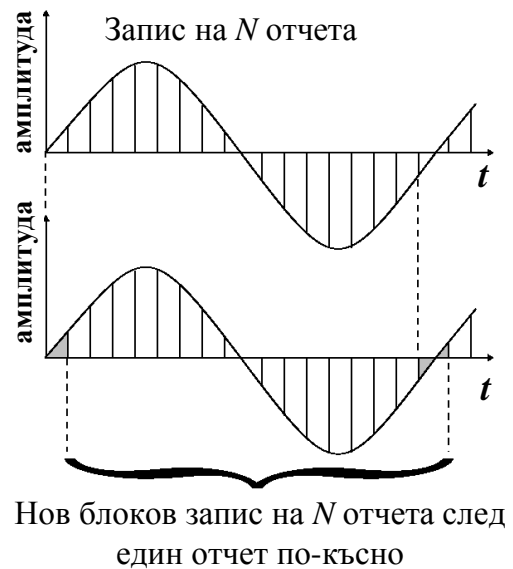
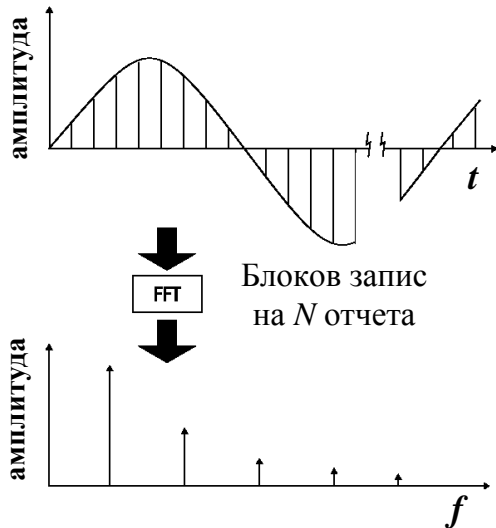


DFT: N^2
математически
операции

FFT: $N \log_2 N$
операции

Бързо Фурие преобразуване (2)

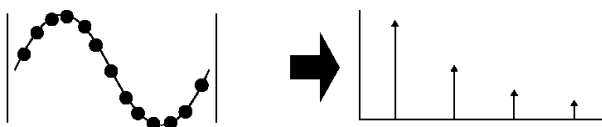
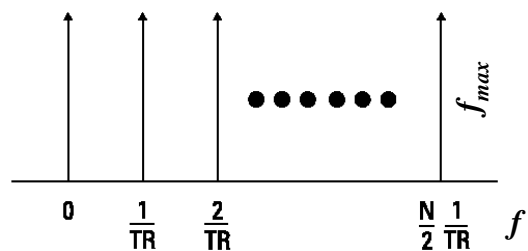
Важно за придобиване на представа как работи FFT е понятието за “блоков времеви запис” (time record, TR). Идеята е следната. Правят се N на брой времеви отчета в блок. Най-добре е броят записи N да е число с множител 2 (2, 4, 8, 16, 32 ...) – например 1024. Така записът от N отчета в блок се преобразува в блок от определен брой дискретни честотни линии – вж. фигурата долу вляво. Така всичките N отчета са необходими за пресмятане чрез FFT алгоритъма на всяка честотна линия в спектъра. Този спектър е валиден до следващия блок запис – вж. фигурата долу вдясно.



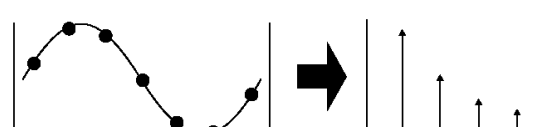
Бързо Фурие преобразуване (3)

Описаният FFT алгоритъм се оказва много ефективен. За да се избегне, обаче, поява на “фалшивият” отклик в спектъра (aliasing), трябва да се ограничи “бързината”, с която се правят блоковите записи – вж. фигурите долу. Нека TR да е периодът за блоков запис на N времеви отчета (Time Record). Тогава броят на дискретни честотни линии в спектъра е $N/2$, а максималната честотна съставка в спектъра е $f_{max} = N/2 \times (1/TR)$. Тази честота трябва да е по-малка от критичната честота на Nyquist, т. е. $f_{max} < f_c$. Това е начинът за ограничаване и на “скоростта” на блоковия запис, и на броя на записите. Понеже величината N е избрана от други съображения, ограничението всъщност е за периода на запис TR .

$$f_{max} = \frac{N}{2} \times \frac{1}{TR} < f_c$$



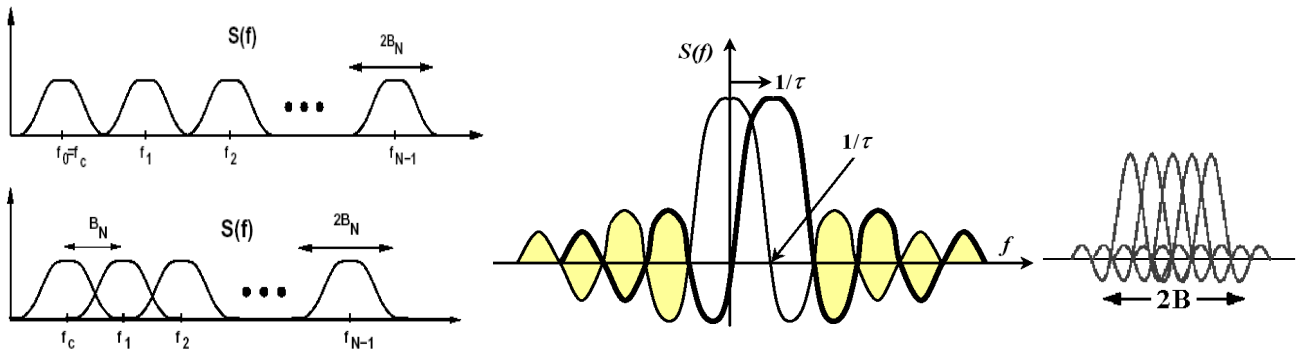
Пример 1: Бърз времеви запис води до широко разположени линии в спектъра



Пример 2: Бавен времеви запис води до близко разположени линии в спектъра

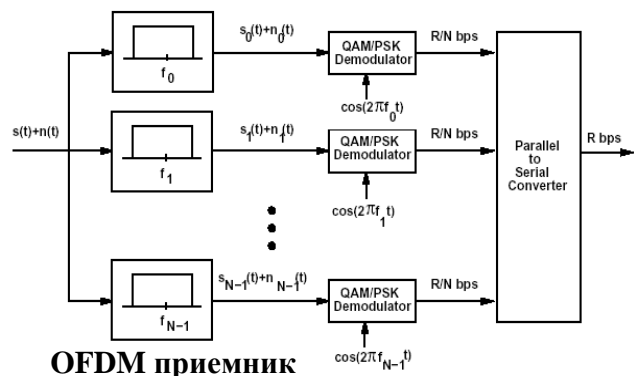
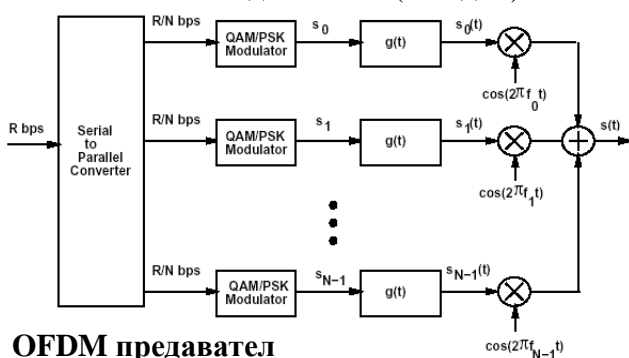
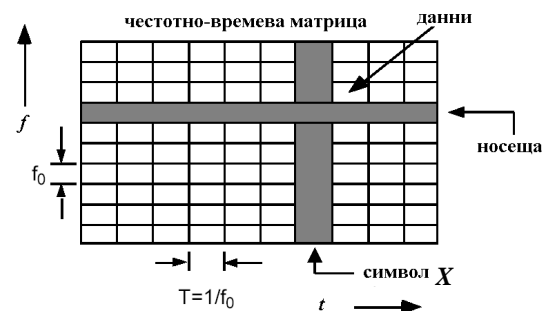
Приложение на ФТТ при ортогонални сигнали

Съвременните комуникационни системи използват “ортогонални сигнали” (например при OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)). От математическа гледна точка такива сигнали имат незастъпващи се спектри. Нека да разполагаме с N незастъпващи се спектри, всеки с ширина $2B_N$ и честота $f_n = f_c + 2nB_N$, $n = 0, 1, \dots, N-1$. Така в рамките на всеки бит с ширина T_N може да се разложи общия сигнал $S(t)$ по базовите функции. Това може да стане с бърза Фурие трансформация FFT. 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 субносещите ($\beta = 0$ за правоъгълен сигнал или $\beta = 1$ за положителната $1/2$ част от косинусоидален сигнал). Ако се използват правоъгълни сигнали, те не трябва да се застъпват. Ако, обаче, се използват $1/2$ части от косинусоидални 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. Геометрично това се изразява във факта, че максимумът на спектъра на даден сигнал съвпада с нулите от спектъра на съседния в спектъра сигнал и така те практически не интерферират.

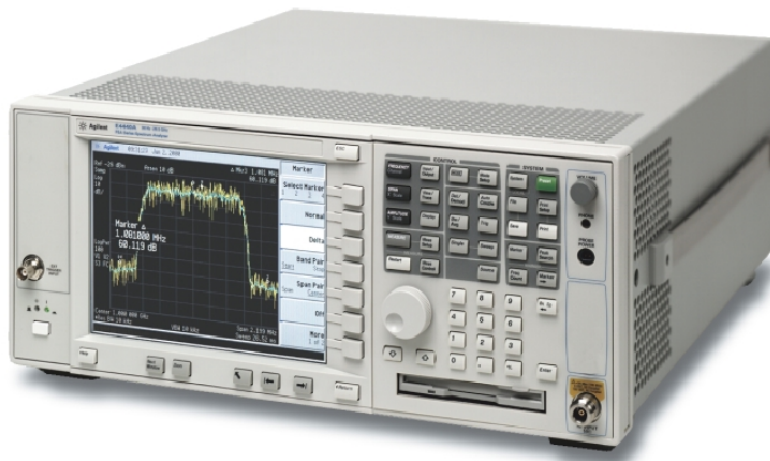


Реализация на OFDM модулацията

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). 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).

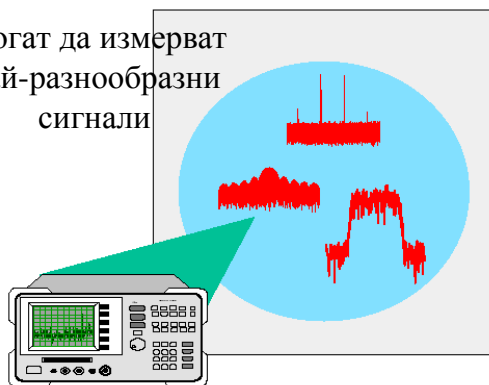


4.2 Спектроанализатори

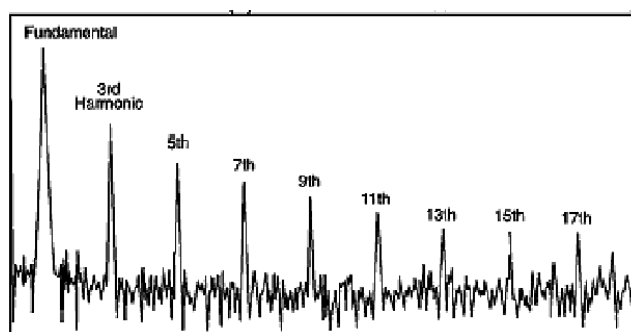


Спектроанализаторите са сред най-важните съвременни прибори

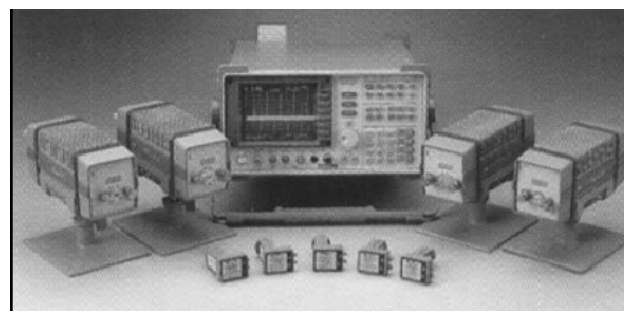
Могат да измерват
най-разнообразни
сигнали



Могат да измерват едновременно и силни, и
слаби сигнали – голям динамичен обхват



Типичните измервания са в dm и cm обхват



Най-ценни и модерни днес са измерванията
в mm и sub-mm (THz) обхват

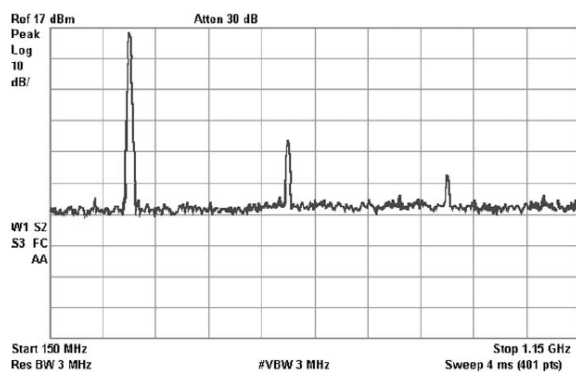
Какво представлява спектроанализаторът?

От фундаментална гледна точка спектроанализаторът може да се разглежда като честотно-селективен волтметър с пиков отклик, калибриран да е показва средно-квадратичната (*rms*, root mean square) стойност на синусоидалните сигнали (т. е. на спектралните съставящи). Макар, че е калибриран да измерва мощността на дадена съставяща, спектроанализаторът не е ватметър (няма детектор за мощност). С развитието на цифровата технология за обработка на сигнала (DSP, digital signal processing), спектроанализаторът се е превърнал в едно от най-универсалните съвременни измерителни устройства – може да измерва честота и честотни разлики, абсолютна и относителна мощност, всякакви видове модулации с една и много носещи, дисторсии (нелинейни изкривявания) и шум.

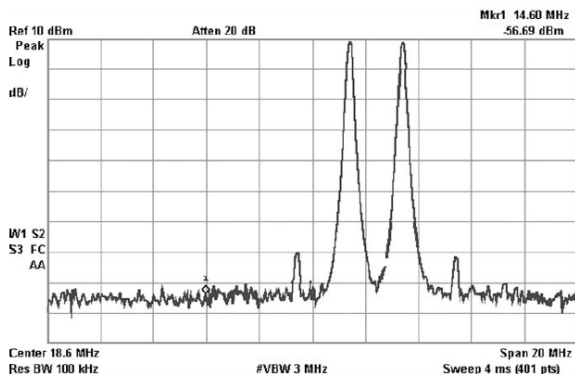
Все пак честотата изглежда неестествена като абсциса на координатна система, свързана със сигнала. Много съвременни сензори често дават времеви токов или напрежителен отклик с помощта на специални преобразуватели – кога започва дадено събитие или процес, как се развива във времето и кога се прекратява. Затова се налага да използваме осцилоскоп, за да установим моментите на включване или изключване на даден сигнал, бързината на фронтовете на нарастване на амплитудата му, има ли “плато”, нараства, намалява или е постоянна стойността на сигнала в платото и пр., които се наблюдава само в TD отклик (вълновата форма на сигнала).

Ако, обаче, решим да използваме спектроанализатор, можем да установим честотните съставки на сигнала (т.е. неговият спектър), как се разпределя мощността по отделните спектрални съставки, има ли паразитни честотни съставки, колко по-силни са те от шума, колко изразен е фазовият шум и пр., което пък е “силата” на спектралния анализ на FD формата на сигнала.

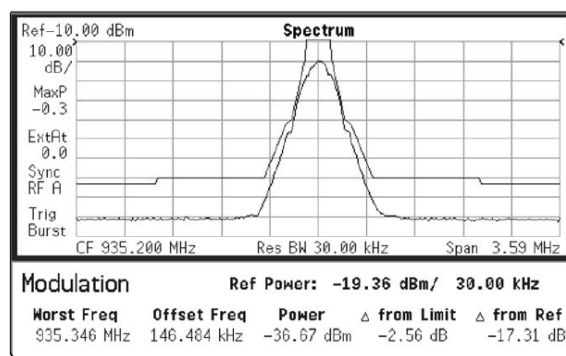
Защо трябва да се измерват спектри на сигналите?



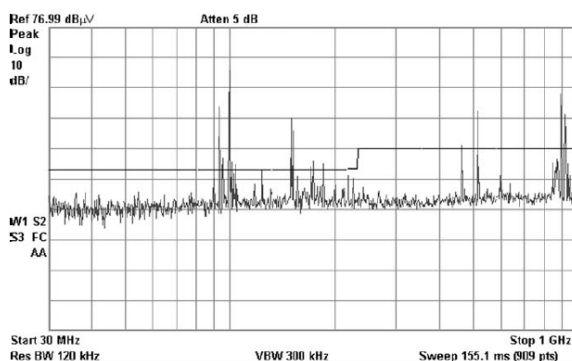
Лесно могат да се установят паразитни хармонични съставки в изходния сигнал на предавателя



Лесно се реализира т. нар. “дву-тонален тест” на мощни усилватели



Удовлетворява ли спецификацията даден комуникационен сигнал (напр. GMSK в GSM мрежа)?



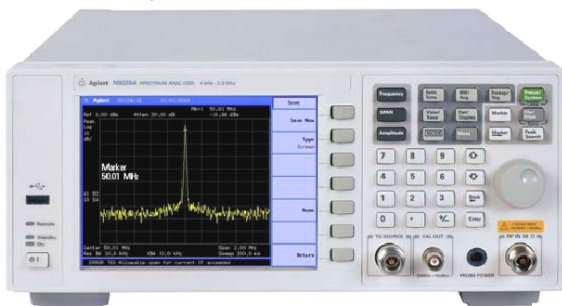
Важно приложение за ЕМС измервания – покриват ли се хигиенните норми?

Защо трябва да се измерват спектри на сигналите? (2)

На предишната страница са показани няколко случая, при които измерването на спектъра е важно. Тук ще дискутираме общи проблеми, а не конкретни методи (по-подробно в 4.4). Вече отбелязахме, че в много случаи трябва да се знае какви спектрални съставки има сигнала (повече като честота и амплитуда, по-рядко като фаза). Това най-често се налага в безжичните комуникации, където необходимостта от ефективно използване на спектъра е съществена. Изключително важно е в такива случаи да се знаят паразитните честотни съставки *извън* честотния канал (out-of-band emissions). Например, в мобилните клетъчни системи задължително трябва да се провери наличието на хармонични на носещата в каналите на други системи, чиито работни честоти съвпадат с тези хармонични и могат да интерферират с тях. Друг подобен проблем е свързан с мощните излъчватели и силни сигнали. Често се налага да се оценява изкривяването на комуникационно съобщение, модулиращо носещата. Наличие на осезаема интермодуляция от 3 порядък (third-order intermodulation) (два тона на сложен сигнал, модулиращи се един друг) е неприятен комуникационен проблем, понеже компонентите на изкривения сигнал попадат в дадената честотна лента и не могат да бъдат филтрирани. Подобен е проблемът с наличие на силен фазов шум на носещата честота. Изобщо, изключително важни спектрални измервания са тези, свързани с мониторинг на спектъра на дадена комуникационна система. Всяка държава налага регулаторни норми за различни комуникационни системи в определени честотни обхвати и следи за спазване на носещата честота и заеманата честотна лента. Това са т. нар. измервания за наличие на случайна или умишлена електромагнитна интерференция в съседни канали (ЕМИ измервания). Това е особено важно главно за производителите на електронна техника. Има и стандарти за електромагнитна съвместимост (ЕМС) и хигиенни норми за облъчване с нейонизиращо лъчение.

Векторен сигнален анализ и спектрален анализ

Както вече споменахме, съвременният спектроанализатор е може би най-универсалното измерително устройство – може да измерва честота, мощност, модулирани сигнали, нелинейни изкривявания и шум. Спектралните съставлящи, освен със своята честота, се характеризират още с амплитуда и фаза. При някои измервания (особено в съвременните комуникационни мрежи) се иска да се запази пълната информация за спектралните съставлящи на сигнала: честота, амплитуда и фаза. Този тип анализ се нарича *векторен сигнален анализ* (vector signal analysis). Той е по-сложният тип анализ на спектъра; много съвременни векторни анализатори на сигнали могат да извършват подобни измервания (вж. примери в последната част на лекцията). В много повече случаи се налага да се извършват измервания без информация за фазата между отделните спектрални съставлящи. Подобен анализ на сигнала се нарича *спектрален анализ* (spectrum analysis). Понеже обикновеният спектрален анализ е по-прост, но доста информативен дори за най-сложните сигнали, в настоящата лекция ще му отделим повече внимание.



Спектроанализатор



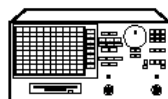
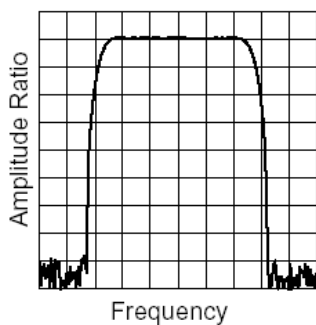
Векторен анализатор на сигнали

Лицев панел на съвременен спектроанализатор



Сравнение: анализатори на вериги и спектроанализатори

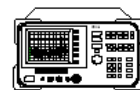
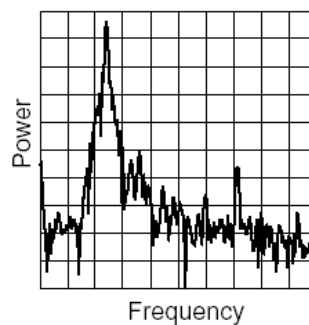
Анализатор на вериги



Измерва известни сигнали

- Измерване тип “линейно въздействие-ленеен отклик” – **линейно устройство**
- Измерва устройства под въздействие на собствен сигнал на същата честота (съдър-жа източник и приемник и има поне два канала)
- Представя отношения на амплитуди и фази (честотно и амплитудно сканиране / свипиране) – комплексни S параметри
- Предлага корекции на грешките от измерването чрез специални видове калибровки

Спектроанализатор

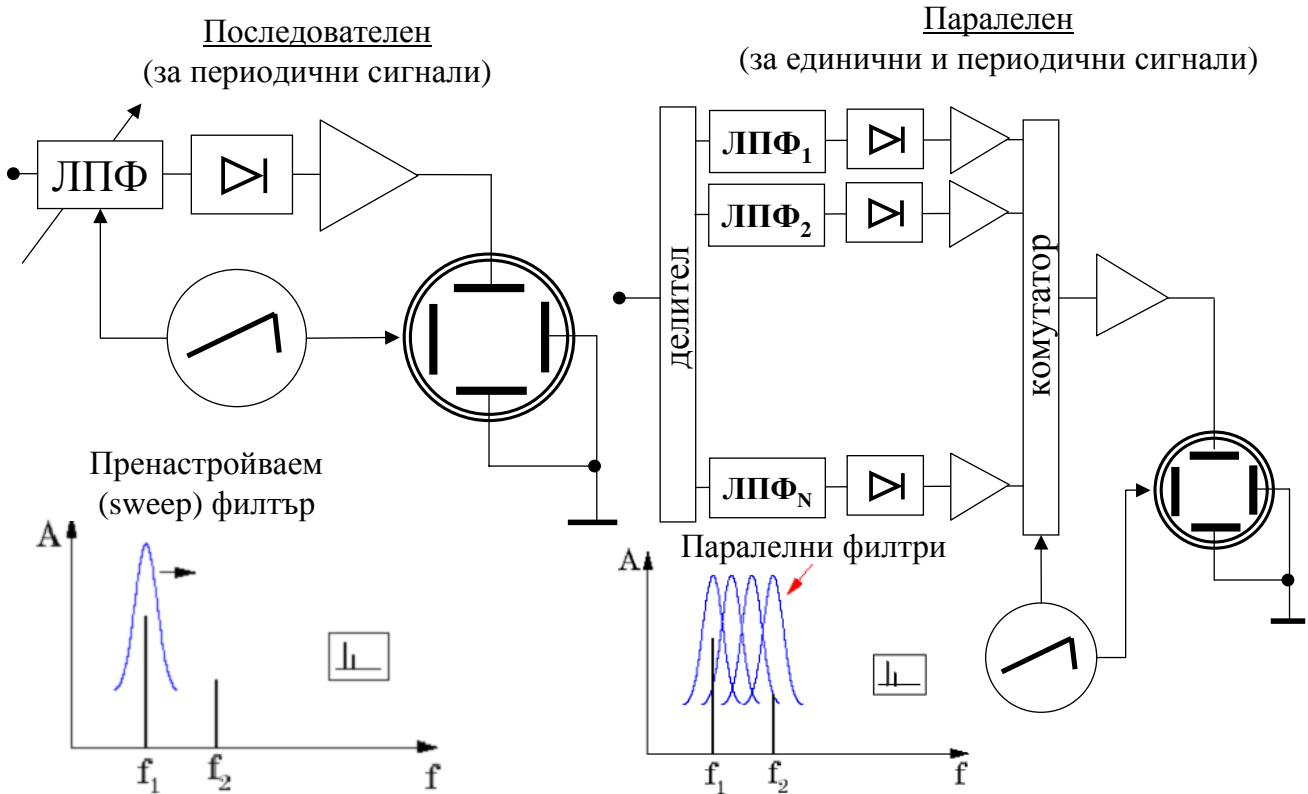


Измерва неизвестни сигнали

- Измерване на слаби и модулирани сигнали, излъчвани от устройства и от ефира
- Може да демодулира и измерва сложни сигнали: носещи, хармонични, странични ленти и пр.
- Съдържа само приемници (т.е. съдържа само един приемен канал)
- Предлага само скаларни измервания (без информация за фазата)
- Предлага възможност за въздействие на една честота с външен генератор, а измерване на друга честота – **нелинейно устройство**

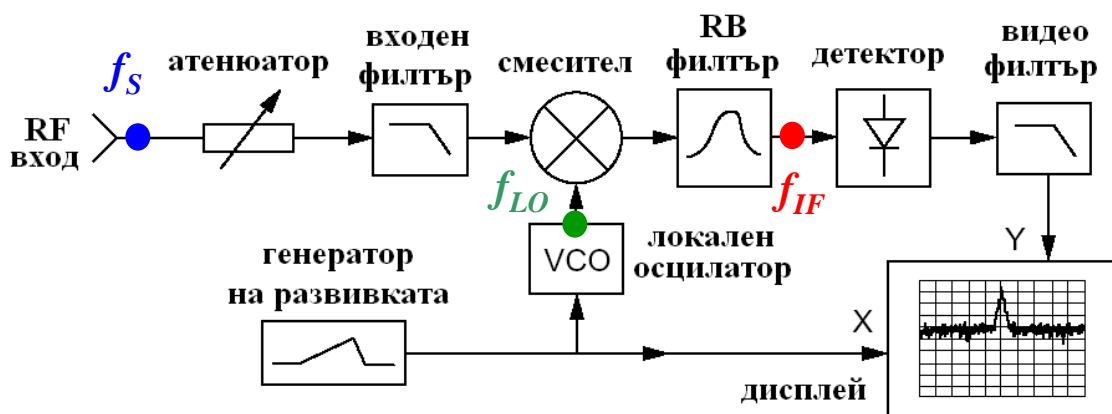
Два метода за спектрален анализ на сигнали

Показани са два от най-използваните метода за измерване на спектъра (но не единствени). И в двата случая се използва пренастройваеми лентово-пропускателни филтри и детектори.



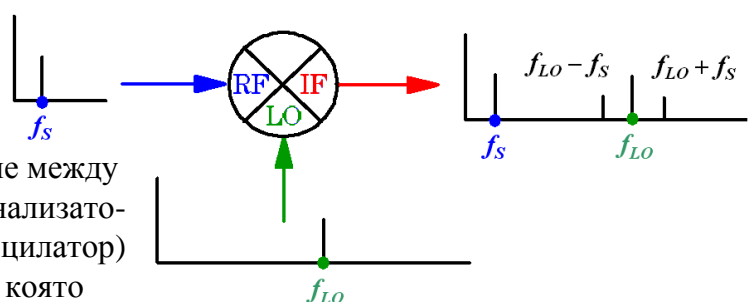
Хетеродинен спектрален анализатор – блок схема

Долу е представена силно опростената схема на спектроанализатор от хетеродинен тип. По-нататък са разгледани поотделно всяка от компонентите на схемата.



$$f_s = f_{LO} - f_{IF};$$

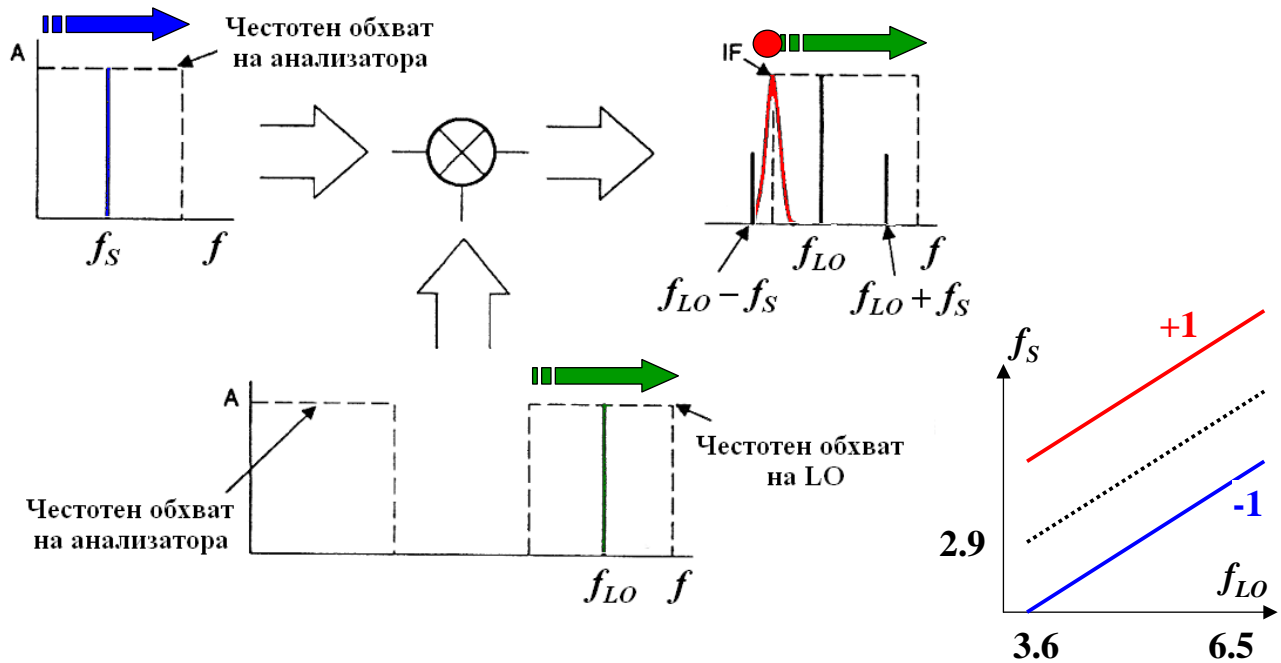
$$f_{LO} > f_s$$



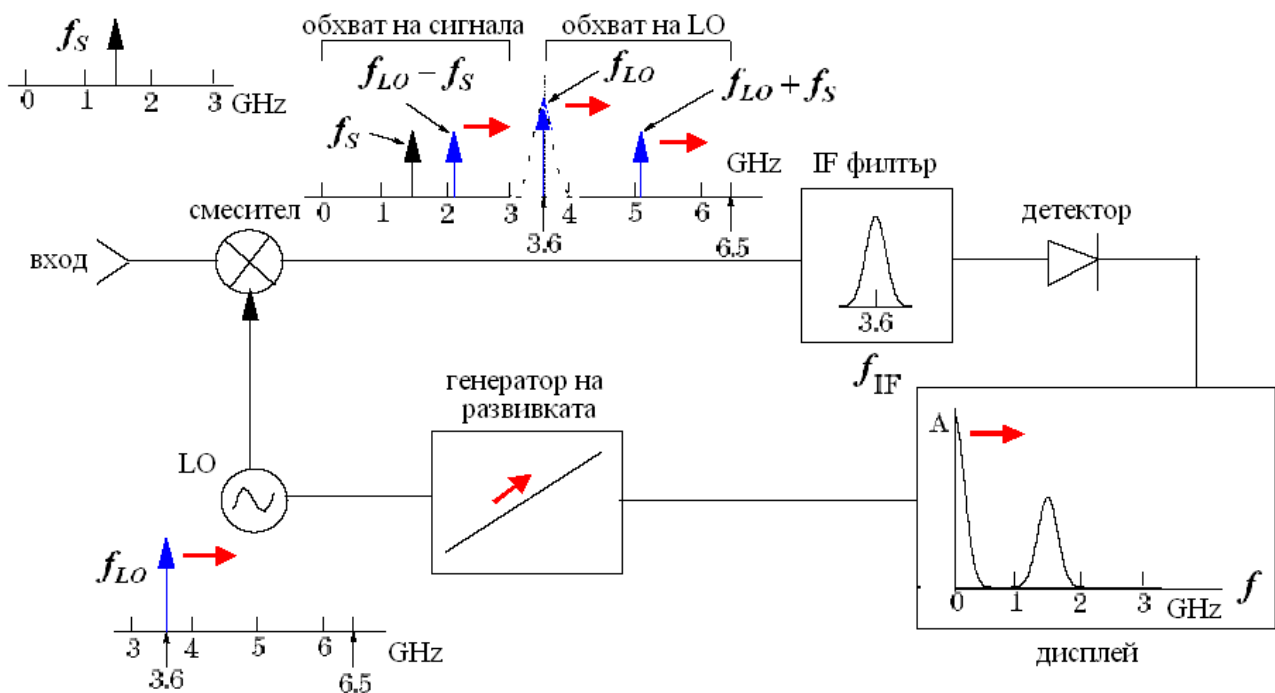
Изразът показва основното съотношение между честотите при хетеродинните спектроанализатори (f_s - на сигнала и f_{LO} - на локалния осцилатор) и появата на междинната честота f_{IF} , на която става самата обработка и измерване на спектъра.

Първи пример: спектрален анализ за честоти под 2.9 GHz

Посочената хетеродинна схема се оказва много ефективна за изследване на спектри на високочестотни сигнали, но се появява един *проблем*. Ако $f_{IF} < f_s$, възможно е в честотната лента на канала за IF директно да премине сигнал с честота $f_s \sim f_{IF}$. Затова, в такива случаи, когато честотата на входния сигнал f_s е сравнително малка, обикновено се избира $f_{IF} > f_s$ (вж. следващата страница).



Опростена схема на спектроанализатор до 2.9 GHz

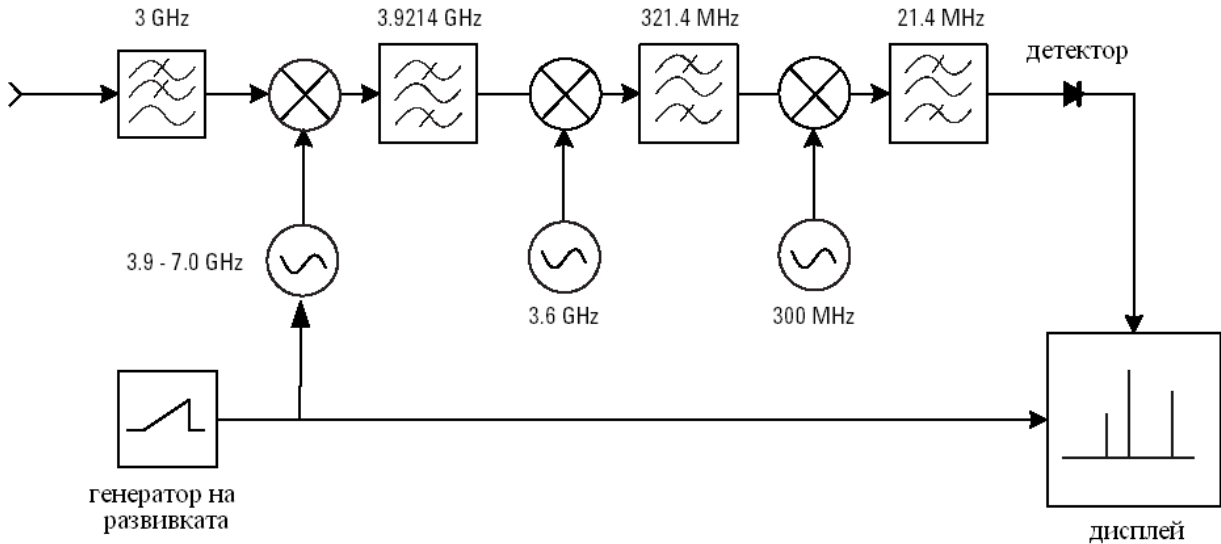


Горе е дадена силно опростена схема на спектроанализатор с обхват от 0 до 2.9 GHz. Така, ако сигналът има обхват $f_s = 0 - 2.9$ GHz, може да се избере фиксирана междинна честота $f_{IF} = 3.6$ GHz и следователно, обхватът на LO трябва да е $f_{LO} \sim 3.6 - 6.5$ GHz. В този случай на входа има НЧФ за честоти 0-2.9 GHz, за да не пропускат директно от входа към изхода сигнали с честоти ≥ 3.6 GHz и особено тези с паразитен отклик, т. е. $f_s = f_{LO} + f_{IF}$.

Суперхетеродинен спектрален анализатор – пример

Описаната на предишната страница схема е много ефективна до 2.9 GHz, която масово се използва, но се появява друг проблем. Разделителната способност на спектроанализатора за близки линии се определя от ширината на IF филтъра (типично под 1kHz). За IF честота $f_{IF} = 3.6 \text{ GHz}$ това е много трудно да се постигне. Решението на проблема е многократното смесване на сигнала след първата междинна – *суперхетеродинен спектроанализатор*.

Пример: $f_S \sim 0\text{--}2.9 \text{ GHz}$. $f_{IF1} = 3.6214 \text{ GHz}$ ($f_{LO1} \sim 3.62\text{--}6.52 \text{ GHz}$). След първото смесване има още три: $f_{IF2} = 321.4 \text{ MHz}$ ($f_{LO2} = 3.3 \text{ GHz}$); $f_{IF3} = 21.4 \text{ MHz}$ ($f_{LO3} = 300 \text{ MHz}$); $f_{IF4} = 3 \text{ MHz}$ ($f_{LO4} \sim 18.4 \text{ MHz}$). Така, IF филтърът е на 3 MHz.



Разширяване на честотния обхват над 2.9 GHz

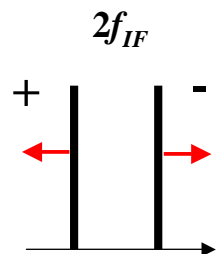
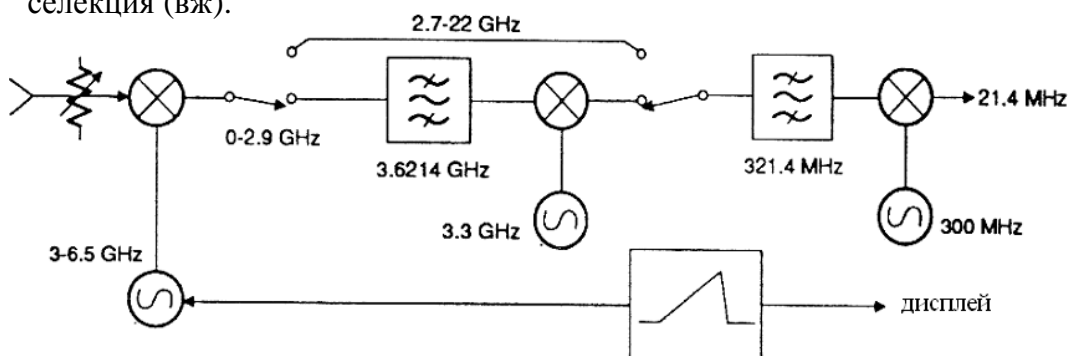
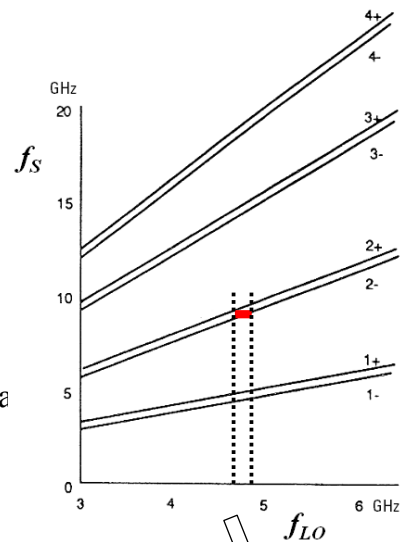
I. Хармонично смесване:

Това е най-простият метод. Използват се два канала: един за честоти под 2.9 GHz (с висока първа междинна $f_{IF} = 3.6214 \text{ GHz} > f_S$) и друг за честоти над 2.7 GHz до около 22 GHz (с ниска първа междинна $f_{IF} = 321.4 \text{ MHz} < f_S$).

Новото основно равенство сега е

$$f_S = n f_{LO} \pm f_{IF}; n = 1, 2, 3, \dots$$

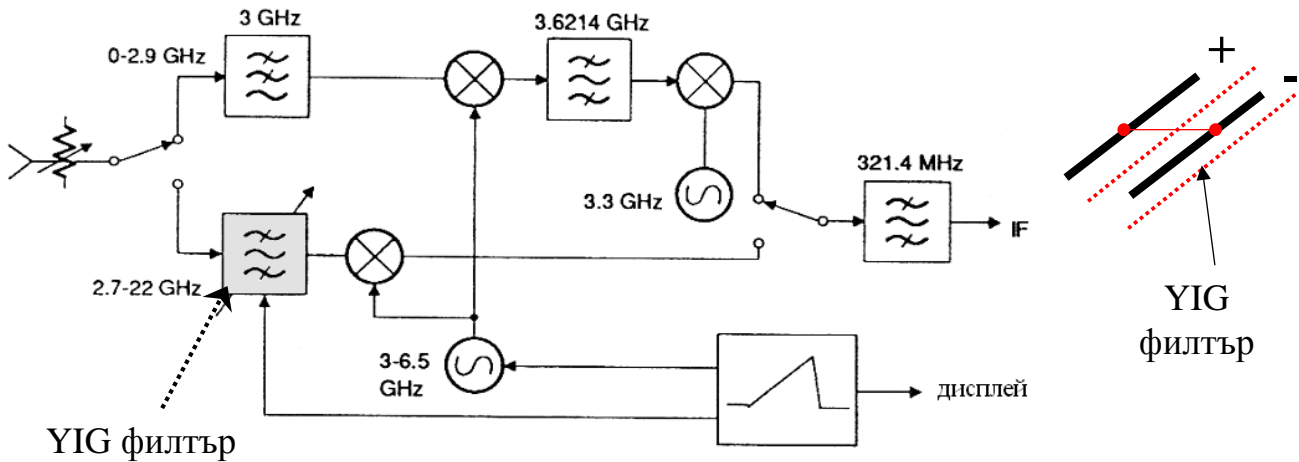
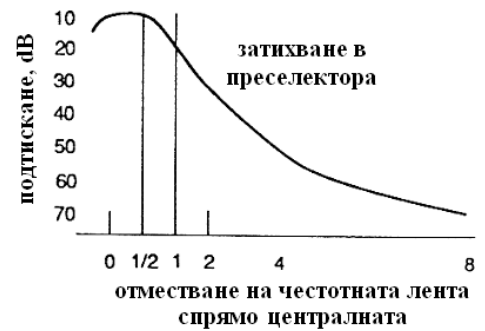
Така за всеки входен сигнал съществуват два честотни отклика (на разстояние $2f_{IF}$) и спектърът става доста по-сложен за разчитане. В този случай може да се използва предварителна селекция (вж).



Използване на преселекция на входния сигнал

II. Преселекция на входен сигнал:

В канала за входен сигнал над 2.9 GHz допълнително се включва YIG пренастроим филтър с ширина ~ 20-80 MHz и с поддискане на сигнала извън лентата повече от 70 dB. Пренастройката е автоматична от генератора на развивката. Така се отделя само един от двата отклика за сигнал с една и съща честота (този със знак “-“; вж. показаната схема) .

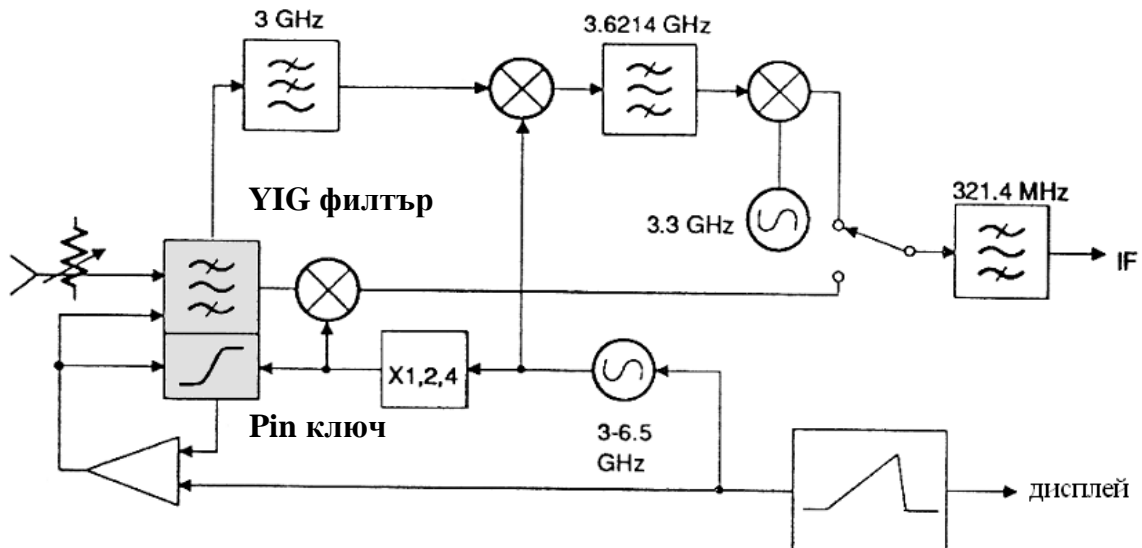


Широколентово фундаментално смесване

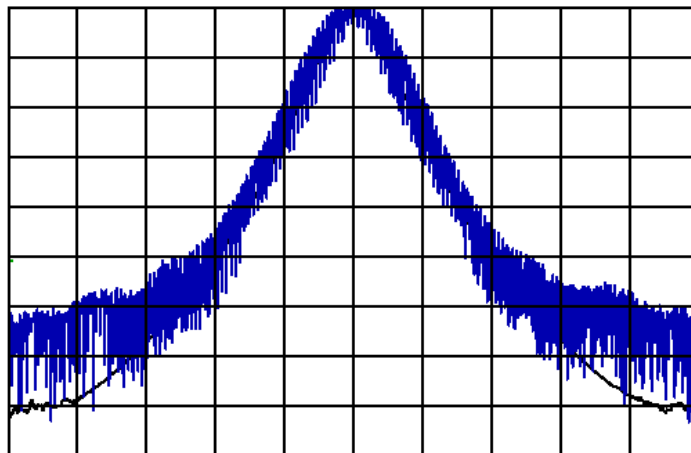
III. Широколентово фундаментално смесване в съвременните спектро-анализатори:

Основни особености:

- Локалният осцилатор е честотно-стабилен управляем sweep синтезатор (вместо VCO) – това води до увеличаване на динамичния обхват и намаляване на шума
- Електронен ключ за превключване на честотните обхвати под/над 2.9 GHz
- Подобрени характеристики на преселекцията на входен сигнал с много-резонаторни YIG филтри с контрол на амплитудата чрез следене на междинната честота.



4.3 Основни характеристики на спектроанализаторите



Основни характеристики на спектроанализатор

- ❖ **Определяне на честота и честотни разлики.** Това е способност да се определи абсолютната стойност на честота и относителните честотни разлики между спектралните съставлящи.
- ❖ **Разделителна способност (Resolution).** Способност на прибора да разделя две близки синусоиди в състава на TD сигнала в неговия FD отклик; тя зависи основно от качеството на филтрите в IF канала.
- ❖ **Период на развивката (Sweep time) и честотен прозорец (Span).** Той определя колко бързо да се измерва спектъра (sweep time) и е в пряка връзка с разделителната способност и честотния прозорец на оглед (span).
- ❖ **Изглаждане на спектъра (Display smoothing).** Способност за отделяне на спектъра от шума (използва се видео-филтър).
- ❖ **Измерване на амплитуда и точност при измерването ѝ.** Способност за точно определяне на абсолютната амплитуда на отделните спектрални съставлящи.
- ❖ **Динамичен обхват (Dynamic range).** Това е способността на спектроанализатора да възпроизвежда едновременно два сигнала с различни нива с еднаква точност (относително и абсолютно).

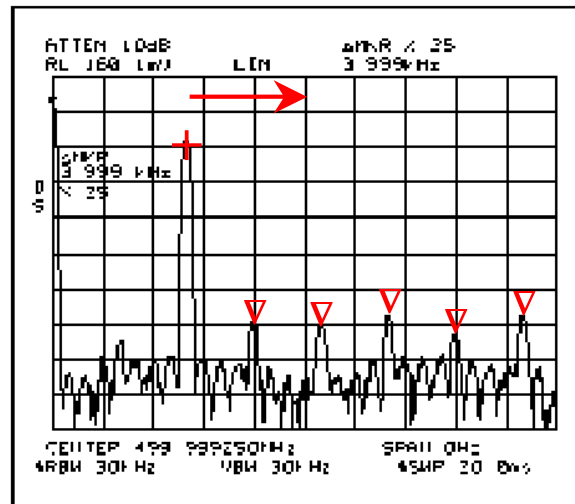
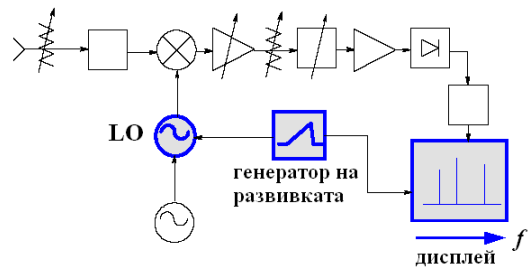
Определяне на честотата в спектроанализаторите

Как се определя абсолютна и относителни честота в спектроанализаторите?

При спектроанализаторите, както и при анализаторите на вериги се използва един утвърден метод – честотата се определя от честотната скала на LO и така всъщност, от управляващото напрежение на генератора на развивката.

Най-простият метод за измерване на честота е дадена спектрална съставяща да се придвижи в центъра на екрана и така тя е равна на честотата, четена по скалата на LO (или LO филтъра).

В съвременните спектроанализатори с цифрова обработка на IF сигнала измерването на честота става чрез цифров синтез на честотни маркери (с форма “+”, “V”, “O”), чието положение върху честотната скала се определя от конкретната стойност на управляващото напрежение на генератора на развивката чрез компаратори на напрежение (при аналогови сигнал) или по цифров път. “Нулевата честота” се определя точно. Това е честотата на LO, която преминава през IF веригата и поставя началото $f = 0$.



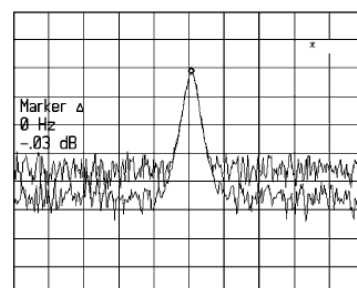
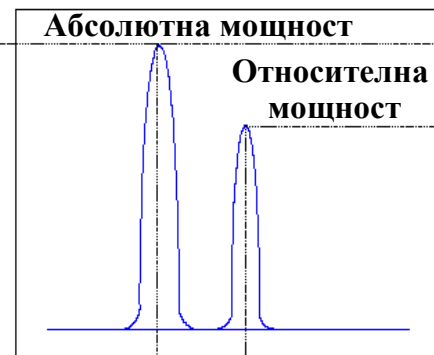
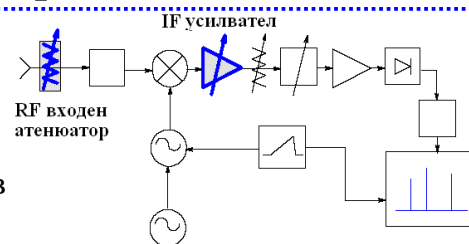
Измерване на амплитудата на спектрални съставящи

Как се определя амплитудата (нивото) в спектроанализаторите?

Има два вида измерване на нивото: на абсолютната и на относителната мощност на всяка спектрална съставяща в линейна или логаритмична скала.

Определянето на тези параметри зависи от точността на входния RF атенюатор и от стабилността на усилването в IF усилвателя. Двата параметъра са свързани автоматично: ако затихването във входния атенюатор намалява (за да се увеличи чувствителността), IF усилването расте и обратно, ако затихването във входния атенюатор се увеличава (за да се предпази входния смесител от силен сигнал), IF усилването трябва да намалее. Така на екрана нивото на максимума на дадена спектрална съставяща не се променя, а се мени нивото на “пиедестала” (където е шумовия таван). При други спектроанализатори, обаче, се мени референтното ниво (т.е. основата се запазва), а се увеличава височината на сигнала по 0у.

В много от съвременните спектроанализатори има вграден калибриращ генератор на амплитудата. Точността за относително определяне на нивото обикновено е ± 0.5 dB (max ± 1.5 dB).



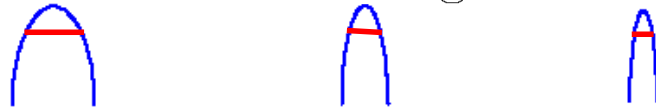
Разделителна способност

Как се проявява разделителната способност в спектроанализаторите?

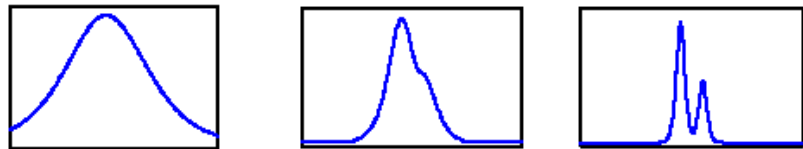
Истински спектър



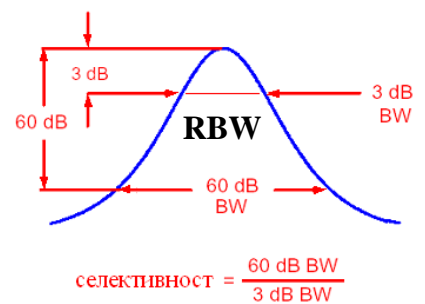
Ширина на IF филтъра:
RBW (Resolution Bandwidth)



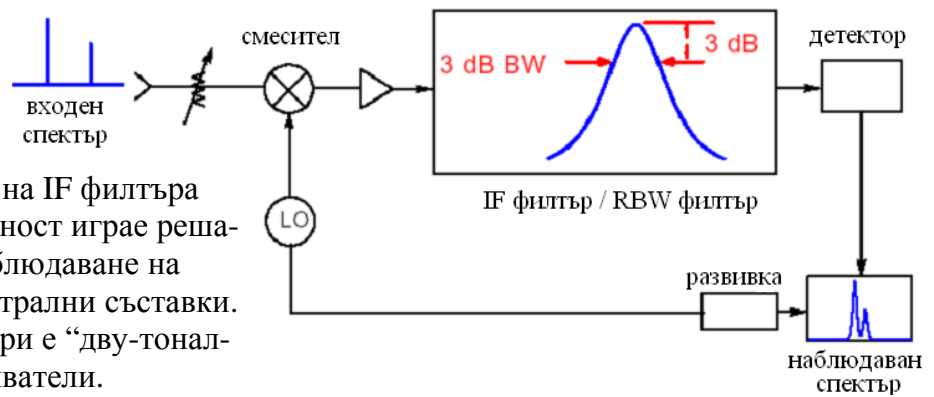
Дисплей на спектъра на екрана



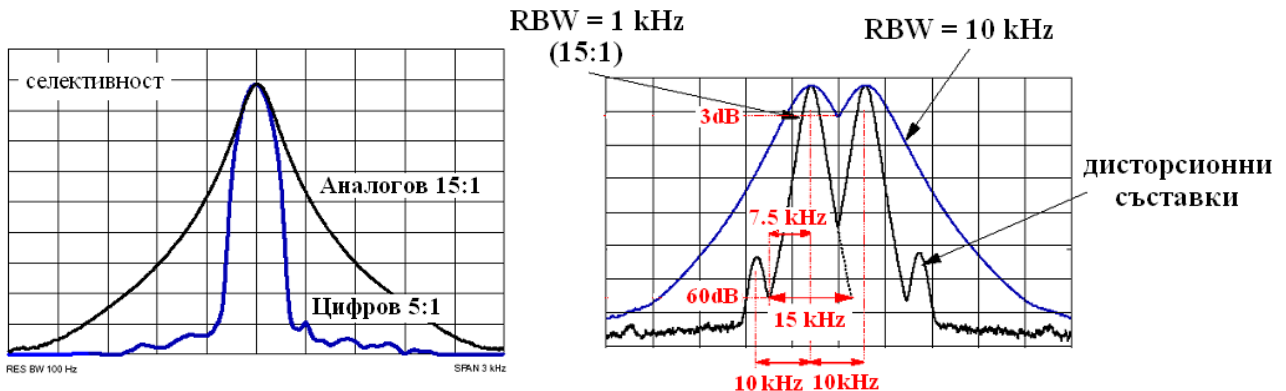
Примерът показва, че разделителната способност на спектроанализатора се определя от ширината на IF филтъра (аналогови или цифров) RBW. Типичните стойности на RBW при аналогови филтри е ~ няколко kHz (min. 100-500 Hz), а при цифрови – много по-малка ~100, дори 10 Hz. Селективността (вж. фиг. вдясно) на филтрите е различна: ~ 25 : 1 (min 11 : 1) при аналогови; ~ 5:1 – при цифрови. Разделителната способност на спектроанализаторите е една от най-важните му характеристики, от която зависят и други параметри и свойства.



Разделителна способност – аналогови и цифрови IF филтри

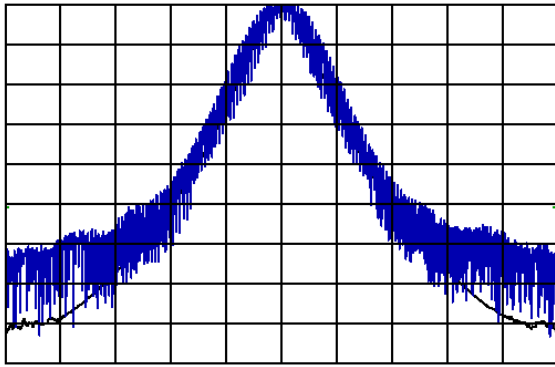


Показано е как ширината на IF филтъра RBW и неговата селективност играе решаваща роля за успешно наблюдаване на близко-разположени спектрални съставки. Един от типичните примери е “дву-тоналният” тест на мощни усилватели.

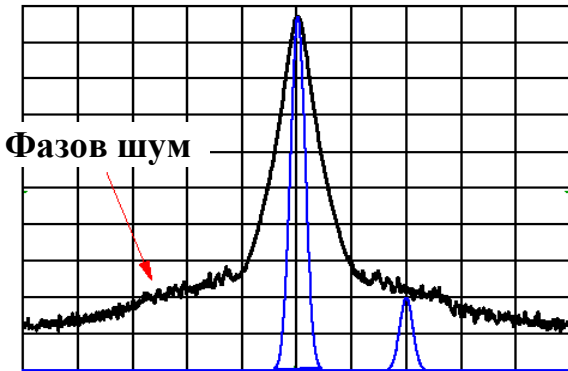


Типичен 2-тонален тест (горе вдясно): Два сигнала на 10 kHz и наличие на дисторсионни съставки на още 10 kHz встрани. При какви стойности на RBW те могат да се наблюдават?

Разделителната способност зависи от честотната стабилност

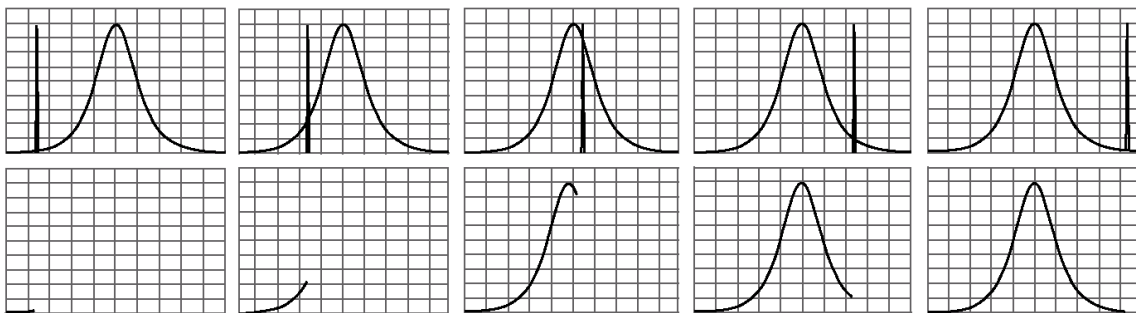


1) Остатъчна FM модулация на LO (residual FM): това е вътрешна честотна нестабилност на LO (типично 1kHz за YIG осцилатори; ако $RBW < \text{“peak-to-peak”}$ FM модулацията, се наблюдава влошена разделителна способност. Така се определя минималната разделителна способност (min RBW) на спектроанализаторите. За подобряване на стабилността се използват PLL честотни синтезатори за LO.

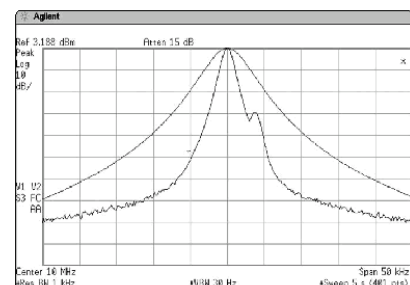
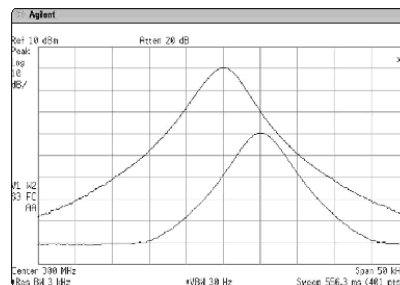
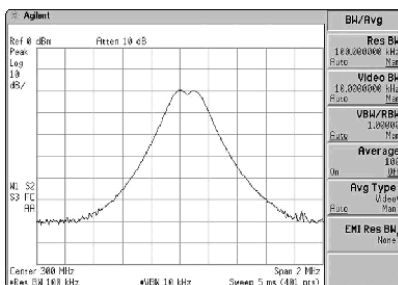


2) Шумни склонове (Noise Sidebands): Това е характерно за всеки осцилатор – честотна или фазова нестабилност, която се проявява като фазов шум. Измерва се в dBc и за спектроанализаторите е необходимо този параметър да е $< 80 \text{ dBc}/1 \text{ Hz RBW}/10 \text{ kHz offset}$ (за да се мери успешно фазовия шум). Ако това не е изпълнено, често се наблюдава нечувствителност на дадения прибор по отношение на много слаби сигнали близо до носещата честота.

Способността за отделяне на близки сигнали е важна!



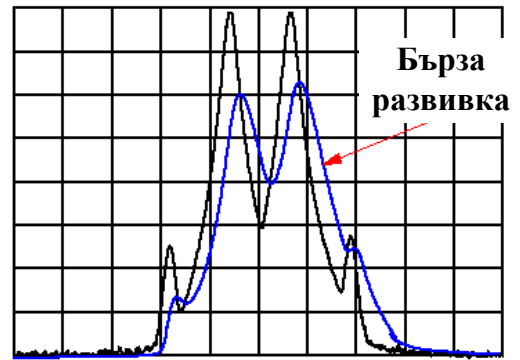
Илюстрацията горе показва как се появява даден спектрална съставка при смесването (честотата на LO се изменя линейно и така се изменя и продуктът на смесването с постоянната честота на сигнала). Следователно, освен ширината на IF филтъра, значение за правилното разделяне на сигналите има и скоростта на развивката (вж. следващата страница).



Ако близките съставки са с еднакви нива, те е разделят лесно дори с филтър с голяма RBW. Ако нивата се различават съществено (в случая над 20 dB), по-слабата обикновено не се наблюдава на фона на силната и обикновено тогава се налага да се намалява RBW.

Разделителна способност е свързана пряко с периода на развивката (sweep time ST)

От казаното дотук е ясно, че максимална разделителна способност се получава при минимална ширина на IF-филтъра (например $RBW = 10 \text{ Hz}$), но тогава времето за свипиране ST расте, а честотният прозорец на обзор $Span$ – намалява. В противен случай се наблюдава изкривяване на резонансните криви на спектралните съставящи (вж). Това е така, защото IF филтърът е честотно-ограничено устройство и има крайно време за разреждане и зареждане на реактивните елементи.



Валидна е следната формула:

$$ST = k \times (Span) / (RBW)^2$$

ST – (Sweep time) време за свипиране;

Span – (Span window) прозорец на обзор;

RBW – (Resolution BW) ширина на IF филтъра;

k – коефициент $\sim 2-3$ (за Гаусови филтри)
или $\sim 10-15$ (за специални филтри)

Примери:

$$RBW = 1 \text{ kHz} \Rightarrow ST \sim 1 \text{ s}$$

$$RBW = 300 \text{ Hz} \Rightarrow ST \sim 10 \text{ s}$$

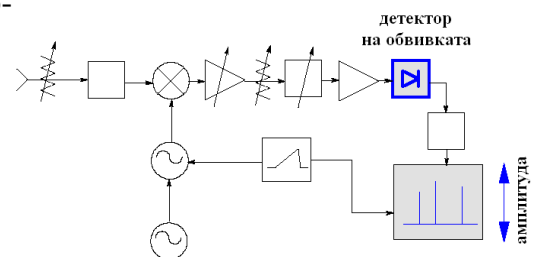
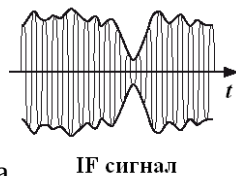
$$RBW = 100 \text{ Hz} \Rightarrow ST \sim 100 \text{ s}$$

Съвременните спектроанализатори имат автоматична функция за определяне на оптимално време за свипиране ST за вече избрана ширина RBW , която се определя от други съображения.

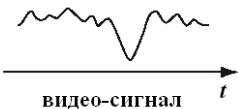
Детектор на обвивката на IF сигнала

Спектроанализаторът конвертира IF сигнала във видео-сигнал чрез детектор на обвивката, който след това се превръща в цифров с цел да се наблюдава на дисплей. Схематично този детектор съдържа диод, резистивен товар и нискочестотен филтър за ограничаване на IF съставките. Амплитудно-модулирания IF сигнал след смесването се подава на този детектор, който “отделя” само обвивката (видео-сигнал) и подтиска пулсациите – т.е. изглажда го. Ако IF сигналът

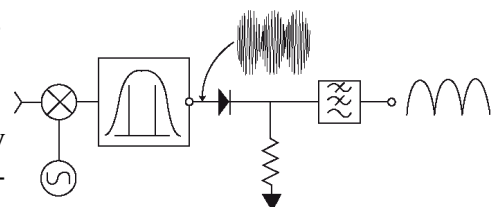
съдържа само една синусоидална съставка (при тясна RBW), детекторът ще даде постоянно (dc) напрежение без вариации (идеален случай). Ако, обаче, RBW е голяма и включва повече съставки (синусоиди), между тях се появява “биене” и детекторът на обвивката регистрира вариациите на това “биене”. Следователно, RBW трябва да се намали, за да може детекторът да “следва” обвивките на всяка синусоида поотделно. Така, детекторът на обвивката превръща спектроанализаторът във “волтметър”. Ако сигналът съдържа 2 близки синусоиди, “волтметърът” ще покаже двете напрежения с отчитане на фазата между тях, докато един ватметър ще регистрира просто 3 dB по-силен сигнал.



детектор на обвивката

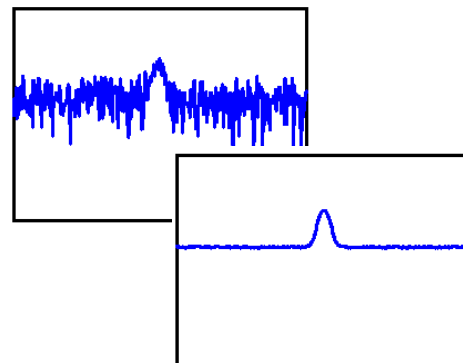
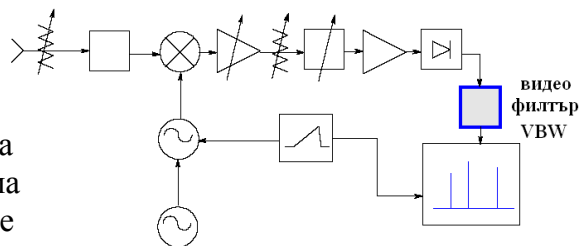


Заб.: вместо аналогов детектор на обвивката, може да се използва DSP обработка с I/Q конвертор, която математически е еквивалентно на детекцията.



Осредняване (изглаждане) на видео сигнала

До средата на 70-те години на 20 век дисплеите на повечето измерителни прибори бяха аналогови. Именно при спектроанализаторите бяха въведени първите дисплеи с цифрова обработка на сигнала на изхода. След смесването измерителната система има относително висок вътрешен шум, който може да се появи дисплея и да пречи на измерването. Затова съвременните спектроанализатори включват в IF канала пренастройваем ниско-честотен видео-филтър. Чрез избор на честотата на срязване (или лентата на филтъра/видео усилвателя – VBW, Video Bandwidth), бързите изменения се осредняват (изглаждат). 10-% изглаждане е добро решение; по-силно изглаждане води до недопустимо изкривяване на сигнала.



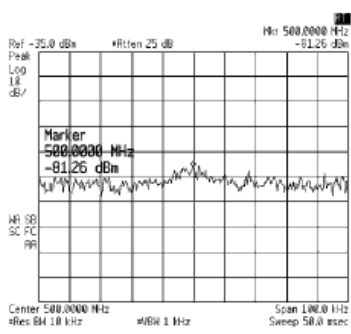
Сега е валидна следната нова формула:

$$ST = k \times (\text{Span}) / (\text{RBW} \times \text{VBW})$$

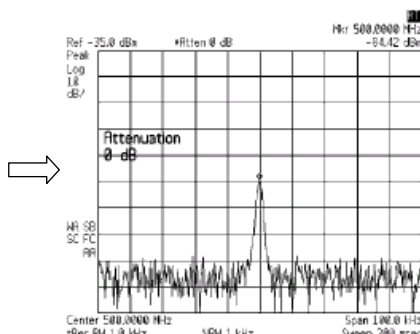
Понеже обикновено ширината на видео-филтъра е по-голяма от тази на IF-филтъра, т. е. $\text{VBW} > \text{RBW}$, времето за свипиране на сигнала ST трябва да се увеличава повече. На съседните фигури е илюстрирано най-типичното използване на видео-филтъра – за по-качествено наблюдение на слаби сигнали (вж и по-нататък).



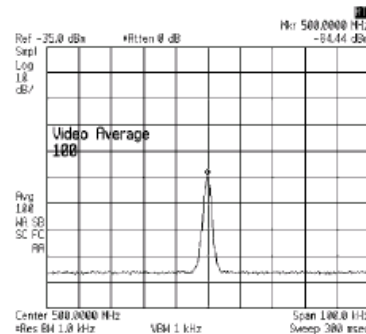
Примери за наблюдение на слаби сигнали



Шумоподобен сигнал

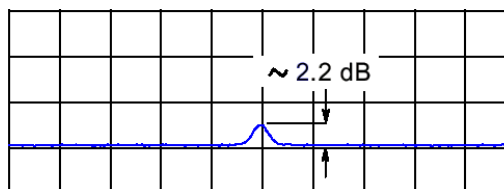
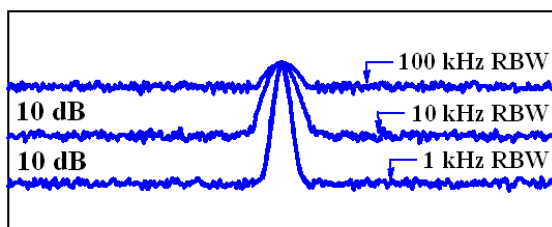


Същият сигнал след подобряване на RBW и минимизиране на входния атенюатор

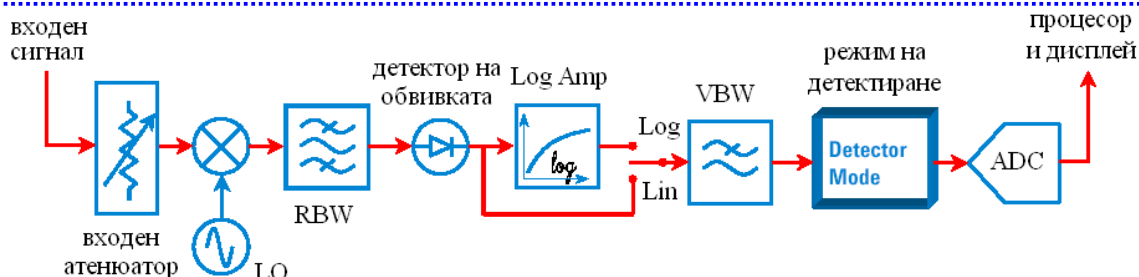


Видео-сигналът след изглаждане с VBW

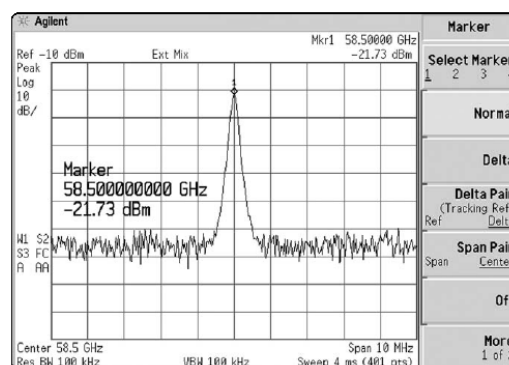
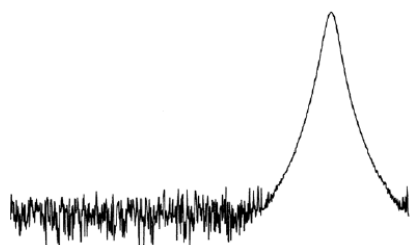
Важно: с подбор на ширината на IF-филтъра RBW (min възможна) и минимизиране на входния атенюатор, разделителната способност може да се подобрява, но чрез подбор на ширината VBW не подобрява чувствителността, а само подобрява визуализацията и повтаряемостта при измерване на слаби сигнали с много малко отношение S/N (напр. < 3 dB).



Режими на детектиране (detector modes)



Аналоговите дисплеи практически не работят при дълги времена на разивка, но имат едно предимство – във всеки момент показват истинският спектър. При цифровите дисплеи е обратно – работят при всякакви разивки, но въпросът е каква стойност да се представи върху дисплея за всеки дискретизиран времеви интервал. В опростената схема горе след VBW филтъра е включен детектор за дисплея (трябва да се прави разлика между него и детектора на обвивката). В днешните анализатори, в зависимост от целите на наблюдението, се използват различни режими на детектиране на видео-сигнала (detector modes), които могат значително да променят видът на сигнала върху дисплея.



Принципи на детектирането на видео-сигнала за дисплей

Принципът на работа на цифровия дисплей на спектроанализатора (както и на анализаторите на вериги) се състои в разделяне на данните след видео-филтъра в определен брой дискретни интервали (bins, buckets) с дадена ширина BuW и отделяне от този интервал на една стойност, която да го представя на дисплея. Така на всеки интервал се съпоставя 1 точка на екрана (trace point). Данните от тези N на брой точки се запомнят временно в паметта и се прочитат отново за едновременно представяне на дисплея. Този принцип позволява голяма гъвкавост: използване на различен брой точки N , различни детектори според целта и пр.

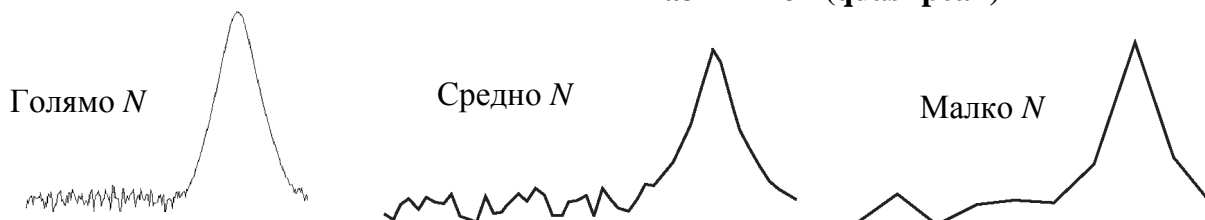
Всеки дискретен интервал (bin, bucket) съдържа данни за конкретна амплитуда на сигнала при определена честота и време от изразите (BuW, Bucket Width):

Честота: $BuW = Span/(N-1)$

Време: $BuW = ST/(N-1)$

Използват се следните видове детектори:

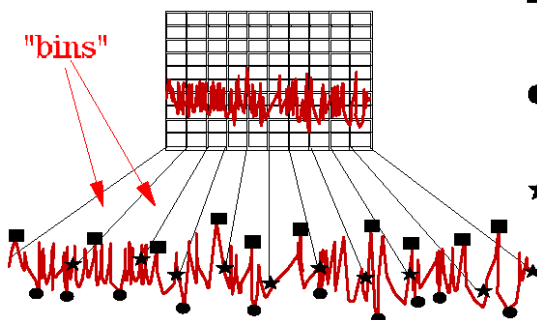
- за случаен отчет (sample);
- положителен пиков (positive peak);
- или само пиков
- отрицателен пиков (negative peak);
- нормален (normal, auto peak)
- осредняващ (averaging);
- квази-пиков (quasi-peak)



Една и съща спектрална картина, представена на дисплея с различен брой точки N

Основни типове детектори за видео сигнала

Основните и най-използвани типове детектори в линейна или логаритмична скала са показани на тази страница: **Peak (positive/negative)**; **Sample** (вж. долу). При тях се съхранява най-малкото количество данни за спектъра, който се наблюдава и са бързи. И трите детектора регистрират по една стойност за всеки дискретен интервал: пиковите детектори регистрират максималната или минималната стойност; докато sample детекторът регистрира някаква случайна стойност, напр. тази в средата или в края на интервала.

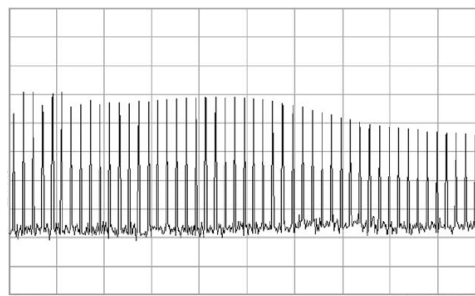
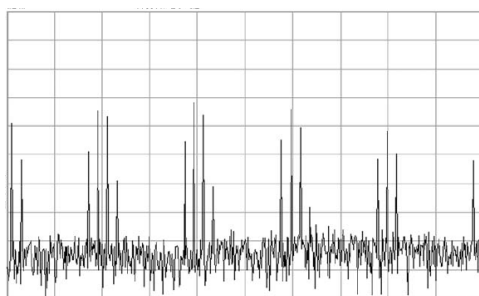


- Позитивен пик-детектор: регистрира \max на нивото за даден период (bin) – идеален за \sin сигнали
- Негативен пик-детектор: регистрира \min на нивото за даден период (bin) – идеален за \sin сигнали
- ★ Детектор за случаен отчет (sample) - регистрира случайно ниво (или последно ниво, или нивото в средата на bin интервала) в рамките на даден елемент; добър за усредняване на шумоподобни сигнали, но губи информация за пиковете в сигнала

Детектор за случаен отчет и пикови детектори

Детекторът за случаен отчет (sample) е с най-простият тип алгоритъм – например, когато запомня последната стойност от даден интервал BuW. Той дава и най-бързият отклик дори при много на брой trace points N . Величината N варира за различните анализатори; сериите ESA/PSA на Agilent® използват от 101 (минимум) до 8192 точки (максимум). В последния случай изображеният сигнал е най-близо до аналоговия, но обработката е бавна.

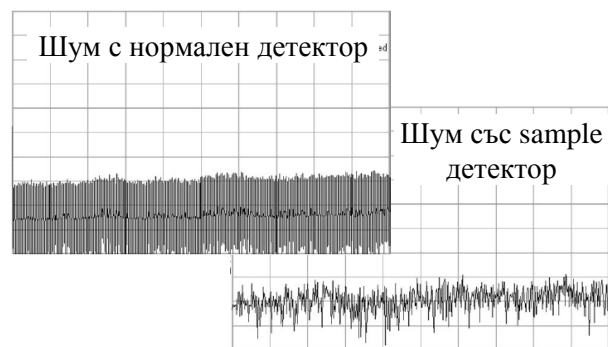
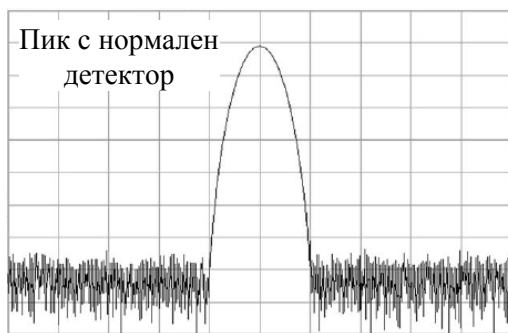
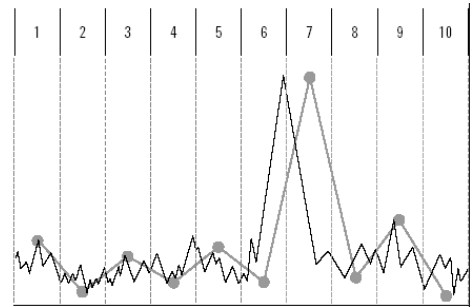
Sample детекторът “работи” най-добре при представяне на шумоподобни сигнали. Ако пиков детектор се използва за такива сигнали, той дава или по-силно или по-слабо отношение “сигнал/шум” от действителното. Затова пиковите детектори се използват за дисплей на спектъра на сигнали, които съдържат чисти хармонични, особено при много широк обзор (Span), когато ширината на IF филтъра RBW трябва да е малка (напр. $RBW < BuW$). В тези случаи, обаче, ако се използва sample детектор, резултатите се оказват грешни, защото част от тесните резонанси могат да се “пропуснат” от детектора. На двете фигури долу е показан именно такъв пример; sample детекторът е “загубил” голяма част от информацията.



Един и същи спектъра (хармонични през 100 MHz), отчетен със sample или пиков детектор

Нормален (normal) детектор

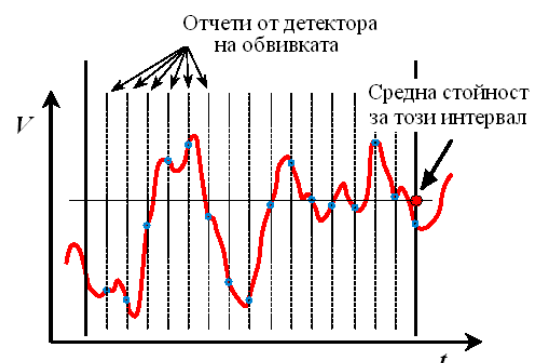
Вижда се, че sample и пиковите детектори не могат едновременно да представят правилно спектрите на хармонични и шумови сигнали. За целта се използва един по-сложен детектор – нормален (**Normal**, rosenfell), но той не се вгражда във всички анализатори. Работи като пиков детектор, но с тази разлика, че на всеки нечетен отчет присвоява максималната стойност от интервала, а при всеки четен – минималната. Ако нивото само расте или само намалява, детекторът показва само максимумите; ако измененията са алтернативни, сигналът се възприема като шум и се представя като отсечка по ординатата. Така този алгоритъм се оказва ефективен за едновременно представяне както на пикови, така и на шумови сигнали (вж. примерите долу). Разбира, се тук се появяват грешки – отместване на максимума надясно по абсцисата (макар и с малък процент спрямо Span; може да се компенсира) или поява на фалшив двоен максимум вместо един реално наличен.



Осредняващ (averaging) детектор

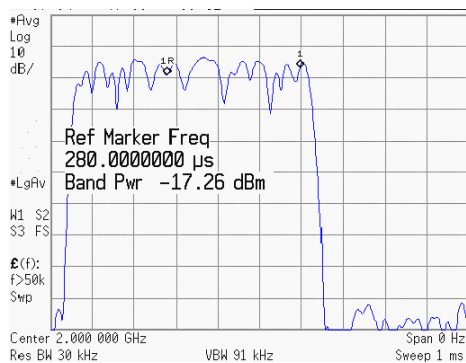
Бързата обработка на видео сигналите в днешните измерителни устройства позволява да се използват по-сложни детектори. Един от най-полезните е осредняващият (**averaging**) детектор. Идеята му е проста. Обикновено при анализаторите се получават много данни от детектора на обвивката в един дискретен интервал (bucket). При простите детектори се избира само една, която се дигитализира, а останалите се игнорират и губят. При осредняващия е обратно – всичките отчети се дигитализират, като за даден интервал се избира една средна стойност (вж. илюстрацията долу). По принцип, процесът е бавен, защото трябва да се спазва критерия на Nyquist за честотата на дискретизацията. Тук, обаче, чрез определена комбинация между RBW, Span, ST и честотата на ADC конвертора, този критерий може да се заобиколи. Получената грешка при процеса е различна за различните типове сигнали и за да се елиминира, трябва да се подбере специален алгоритъм на осредняването. Ценното е, че веднъж запазени в цифров вид, ако са известни и условията за дигитализирането, данните за актуалният видео сигнал могат да се обработват и представят на дисплея по желан начин.

Съвременните спектроанализатори използват 3 вида осредняване – по мощност, по напрежение и по dB. RMS детекторът осреднява по мощност чрез определяне на средната сума на квадратите на измерените напрежения в даден интервал (bucket, bin), разделена на 50 Ома. Идеален е за определяне на мощност на спектрални съставки. Осредняващият детектор по напрежение е линеен и се използва при ЕМІ измервания на тесно-лентови сигнали (вж.). Log детекторът осреднява в dB обвивката на сигнала и е идеален за изследване на слаби сигнали, близо до шума.



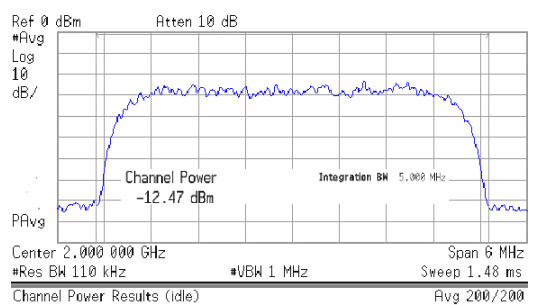
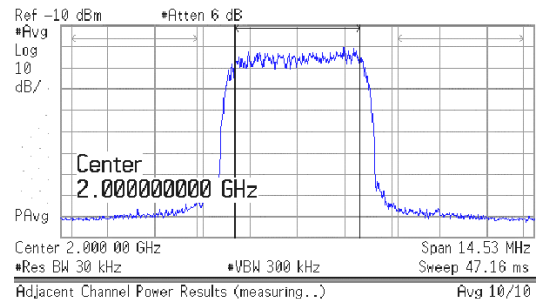
Използване на осредняващ детектор за комуникационни сигнали

Понеже сигналите в съвременните комуникационни системи са повече или по-малко шумоподобни, използването на осредняващи детектори е изключително предимство. Те са важни както в обикновените спектроанализатори, така и в анализаторите, базирани на FFT анализ. За да се получат достоверни данни с обикновен (sample) детектор трябва да се осреднят много развивки при относително постоянен сигнал, което е трудно постижимо. При използване на осредняващ детектор е необходима дори само една развивка за тази цел. Долу са показани примери за измерване на комуникационни сигнали в GSM и W-CDMA системи.



Горе: Измерване на нивото на изходен модулиран GSM сигнал в интервал от 40 до 90 % от TDMA серията

Вдясно: Основно ACPR (Adjacent Channel Power Rate) измерване в W-CDMA мрежа, което покрива даден канал и двата съседни (горен и долен). Мощността в основния канал (-12.47 dBm) се определя в честотна лента 3.84 MHz с разстояние между каналите 5 MHz.



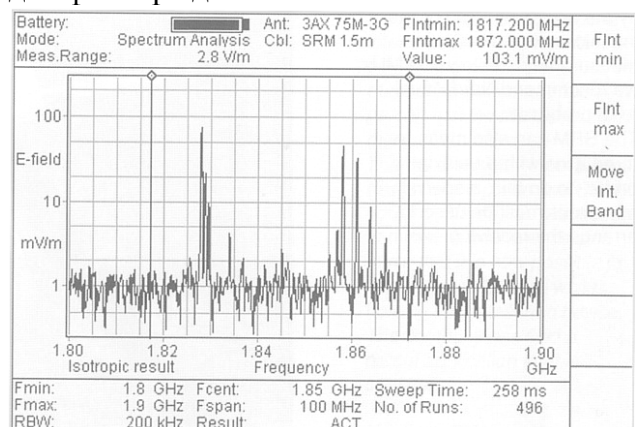
Детектори за ЕМИ спектрални измервания

Друг голям клас измервания са тези за електромагнитна интерференция (EMI, Electro-Magnetic Interference) между устройствата. При тях най-често се налага да се измерват и оценяват много слаби тесно-лентови сигнали, маскирани от широколентов “бял” или импулсен паразитен шум от други неочаквани източници. Подобни измервания се извършват най-често на ниски честоти (до 2.5 GHz), в лентите на мобилните и безжични комуникации.

При ЕМИ измерванията се използват линейни осредняващи детектори по напрежение.

Процедурата е следната: след детектирането с детектора на обвивката, видео сигналът се пропуска през ниско-честотен филтър с лента на пропускане, много по-малка от тази на IF филтъра (RBW). Така филтърът интегрира (осреднява) по-високочестотните съставки като шум. Тази функция може да се реализира и в по-старите аналогови спектроанализатори с обикновени (не-осредняващи) детектори, но трябва да се работи в линеен режим на детектора и да се настройва критичната честота на видео филтъра да е по-малка от най-ниската честота на повторение на сигнала.

За ЕМИ измервания се използват и квази-пикови детектори (QPD, Quasi-Peak Detectors). Това е специален детектор, чиито изходен сигнал е пропорционален както на амплитудата, така и на честотата на повторение на сигнала. Така QPD детекторът дава по-голяма тежест на сигналите с висока честота на повторение и по-малка – за по-рядко повтарящи се сигнали. За CW сигнали работи като обикновен пиков детектор.

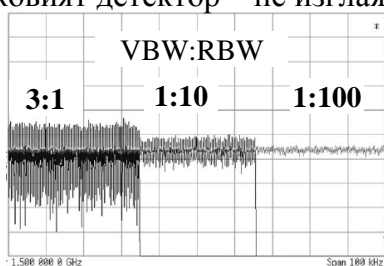
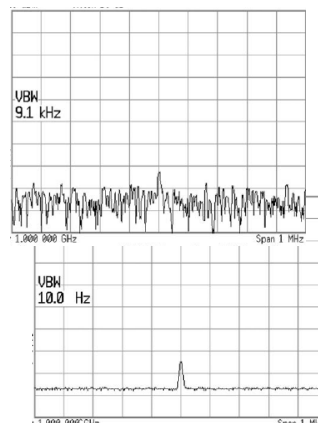


Методи за осредняване на видео сигнала – филтриране

Осредняването на видео сигнала е много важен процес при измерването със съвременните спектроанализатори и се използва главно за намаляване на ефекта от шума. Вече разгледахме използването на осредняващи детектори, както и видео филтрирането. Освен тях има и трети метод – осредняване по развивки (вж. следващата страница)

Видео филтриране

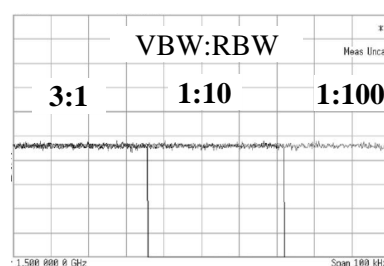
Както показахме, при него след детектора на обвивката се използват нискочестотни филтри, които ограничават спектъра на видеосигнала, подлежащ на дигитализиране. Честотата на срязване се ограничава до RBW на IF филтъра. Ако намалее още, видео системата вече не може да следва резките промени на детектирания IF сигнал и ефектът е изглаждане на слабите (шумовите) сигнали. Различен ефект се получава с различни детектори. Най-силни изглаждащи ефекти има със *sample* детектора, но с осредняващ детектор се постига изглаждащ ефект независимо от VBW. Проблем създава пиковият детектор – не изглажда, но променя шумовото ниво.



Използване на *sample* детектор – силен изглаждащ ефект



Използване на пиков детектор – промяна на шумовото ниво



Използване на осредняващ детектор – слаби промени

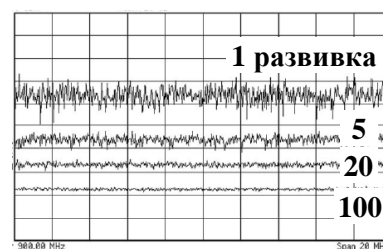
Осредняване на видео сигнала по развивки

Осредняване по развивки (*trace averaging*)

Цифровите дисплеи предлагат и друг тип изглаждане на видео сигнала, много по-различен от използването на осредняващи детектори – т. нар. *trace averaging*. То се реализира от данните от повече от две развивки, стъпка по стъпка, по формулата:

$$A_{avg} = A_{prior avg} (n - 1)/n + A_n (1/n),$$

където A_{avg} е новата средна стойност на величината A , $A_{prior avg}$ – предишна средна стойност, A_n – измерената текуща стойност, n – номерът на текущата развивка от N предварително избрани. Следователно, с всяка нова развивка изглаждането става по-осезаемо. Така постепенно, развивка след развивка, се оформя изгладената следа на спектъра върху дисплея. Този метод се използва много често както при спектроанализаторите, така и в анализаторите на вериги. Степента на изглаждане се регулира с броя развивки, които да се използват за целта (вж. фиг. горе вдясно; нивата са отместени, за да се наблюдават по-лесно). Обикновено няма значение кой метод за осредняване ще се използва. Видео филтрирането е изглаждане в реално време. Всяка точка се осреднява веднъж за една развивка за време $1/VBW$. Обратно, изглаждането по развивки изисква по дълго време за да се постигне пълен ефект, а осредняването на една точка е валидно за целия този период. Затова за слаби нестабилни сигнали се появяват разлики (вж. фиг.), като осредняването по развивки се счита по-достоверно.



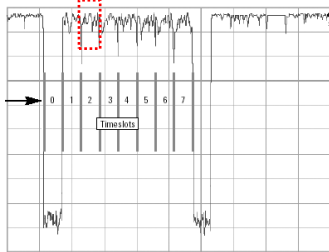
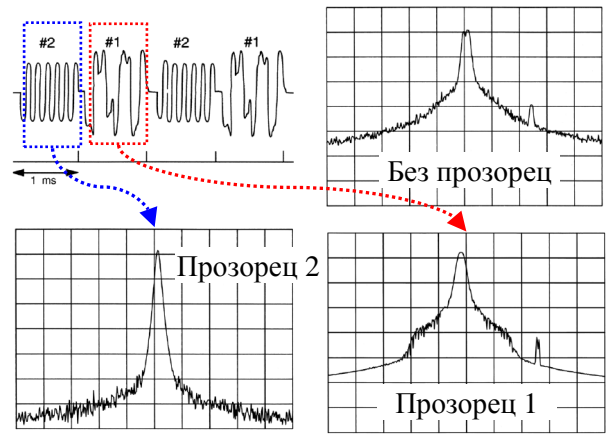
Използване на осредняване по развивки



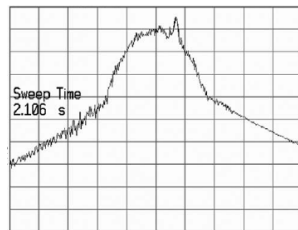
Използване на видео филтриране

Наблюдаване на спектър във времеви прозорец (time gating)

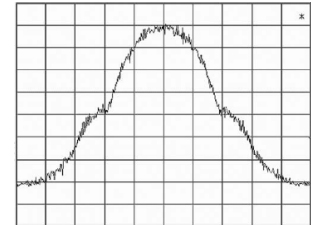
Друга важна техника на наблюдаване на спектри на сигнали е използване на времеви прозорец (time gating) чрез тригер между детектора на обвивката и VBW. Това позволява да се разделят спектри на сигнали, които са разделени и във времето. Такива сигнали се срещат често в комуникациите – например в TDMA мрежи, интерфериращи периодични сигнали и пр. Фиг. вдясно показва спектър на два неразделени сигнала #1 и #2 и поотделно спектрите на всеки от тях чрез gating на 1 ms. Резултатът е, че само сигнал #1 се оказва източник на наблюдаваните паразитни съставки. Използват се три вида time-gating техники – gated FFT (чрез контрол на бързото Фурие преобразуване); gated video (чрез видео филтъра) или gated sweep (чрез развивката). Показан е и пример за GSM сигнал с 8 времеинтервала по 0.577 ms в една рамка от 4.615 ms. Тук чрез gating се търси кой от излъчените времеинтервали е източник на смущения.



GSM времеинтервали (time slots)



Изкривен GSM спектър на целия кадър със смущения

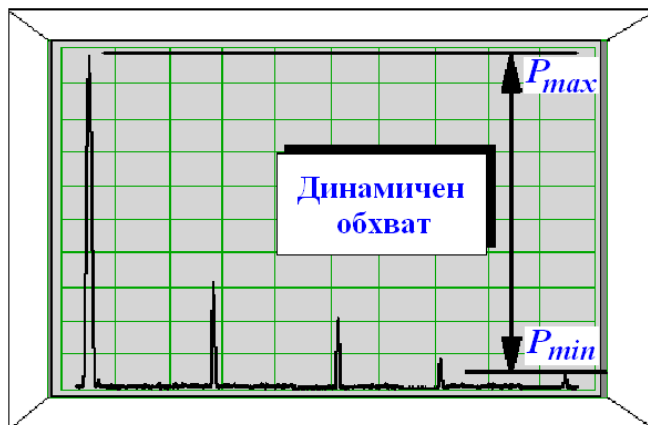


Класически GSM спектър на 1 времеинтервал без смущения

Примери за използване на различни детектори

Измерване	Детектор	Скала (Log/ Lin/ Abs P)	Видео VBW	Осредняване
Мощност в канала, не-sin модулация	RMS	Abs P	Не (VBW>3xRBW)	Abs P (RMS)
Паразитни, хармонични сигнали	Пиков	Log	Да	Log (Power) (видео)
Изходен RF сигнал по спецификация	Осредняващ	Log	Не (VBW>3xRBW)	Log (Power) (видео)
Мощност в съседни канали	Осредняващ	Abs P	Не (VBW>3xRBW)	Abs P (RMS)
Обвивка на RF сигнал	Sample	Lin	Не (VBW>3xRBW)	Напрежение
Носеща, фазов шум	Пиков / Sample	Abs P	Не (VBW>3xRBW)	Abs P (RMS)

Чувствителност и динамичен обхват на спектроанализаторите

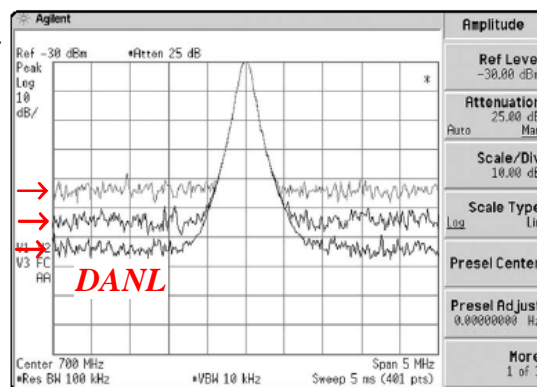
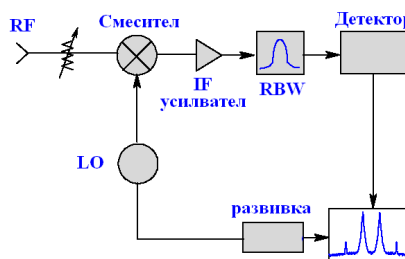


Накрая ще разгледаме две от най-важните характеристики на спектроанализаторите: *чувствителност* (P_{min} , минималната измеряема мощност за дадена честотна съставка) и *динамичен обхват* $DR, dB = 10 \log (P_{max} / P_{min})$ (отношението между максималната ненаситена измеряема мощност P_{max} и минималната измеряема мощност P_{min}). P_{max} се определя за точката на 1-dB компресия за активните устройства на входа, а P_{min} – на ниво 3 dB над шума. Всъщност именно изключително ниското минимално измеряемо ниво P_{min} е характеристиката, която прави спектроанализаторът едно от **най-чувствителните съвременни устройства за измерване на мощност на сигнали**. Друг известен факт е, че спектроанализаторът има най-голям динамичен обхват като измерително устройство и е подходящ за наблюдаване и измерване едновременно и на силни, на много слаби сигнали.

Чувствителност и DANL

Едно от основните приложения на спектроанализаторите е измерването на много слаби сигнали. Именно чувствителността е индикация колко слаби сигнали могат да се измерват. Ограниченията при тези измервания е шумът, генериран вътре в самият анализатор. Идеалният приемник не добавя допълнителен шум към входният топлинен шум kTB (k – константа на Болцман; T – абсолютна температура, B – честотна лента на измерване) (подробности са дадени в Лекция 6). На практика, всички примници, включени в състава на спектроанализатора, “произвеждат” собствен шум, който се добъва към входния. Така на изхода (на дисплея) се появява т. нар. средно шумово ниво в dBm ($DANL$, *Displayed Average Noise Level*), ако IF-филтърът има минимална честотна лента RBW, а на входа има минимално (нулево) затихване. Следователно, величината $DANL$ е друг израз за обозначаване на инструменталния “таван” на шума и представлява най-добрата чувствителност на спектроанализатора. Измерване на сигнали под това ниво с дадения анализатор не е възможно. Обикновено, чувствителността P_{min} е в интервала от -90 до -145 dBm.

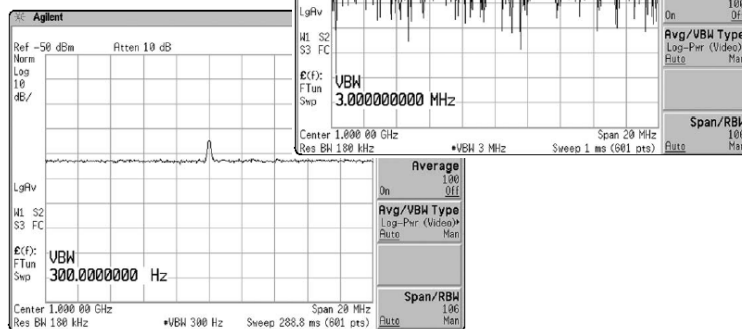
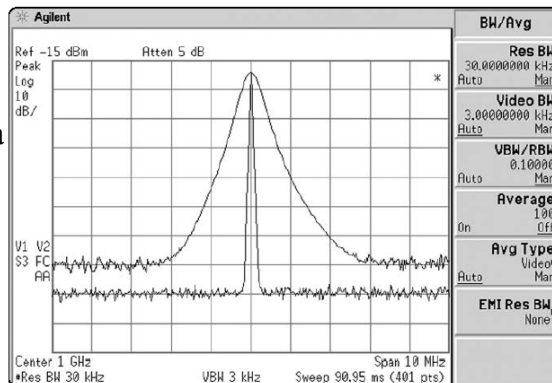
Входният атенюатор не влияе върху шума, генериран в системата, но при съвременните анализатори с промяната на входното затихване се изменя и IF усилването; така нивото на сигнала е постоянно (вж. показаната фигура), но нивото на показвания на екрана шум намалява при намаляване на затихването на входния атенюатор.



Чувствителност и RBW лента

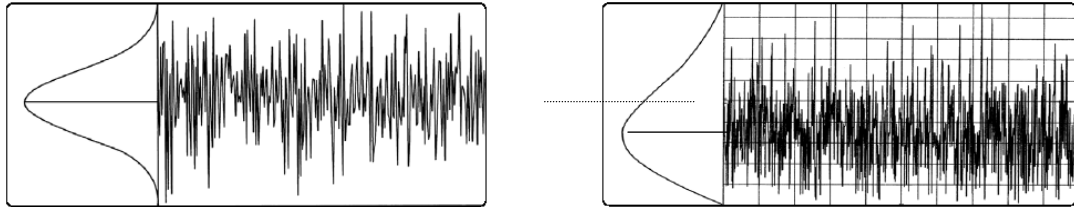
Важно е да се отбележи, че ширината на честотната лента на IF филтъра влияе върху чувствителността чрез влиянието върху отношението “сигнал-шум”. Генерираният в анализатор шум е “бял”, с постоянна амплитуда в широк честотен обхват. Поради тази причина пълната шумова мощност, преминала през филтъра зависи от ширината му, детектира се и се представя на дисплея. Нивото на шума зависи от израза $10\log(RBW2/RBW1)$, където RBW2 и RBW1 са съответните честотни ленти на IF филтъра (вж. фиг. вдясно: 10 dB намаление на шумовото ниво при 10-кратно намаление на RBW). Следователно, за CW сигнали максимална чувствителност се постига при минимална RBW ширина.

Понеже анализаторът представя сигнала плюс шума, слабите сигнали се наблюдават най-трудно. Както вече показаме, в подобни случаи трябва да се използва видеофилтър с подходяща ширина VBW, който намалява амплитудните флуктуации на шумо-подобни сигнали, без да влияе върху постоянните и без да променя шумовото ниво (т. е. чувствителността) (вж. фиг.).

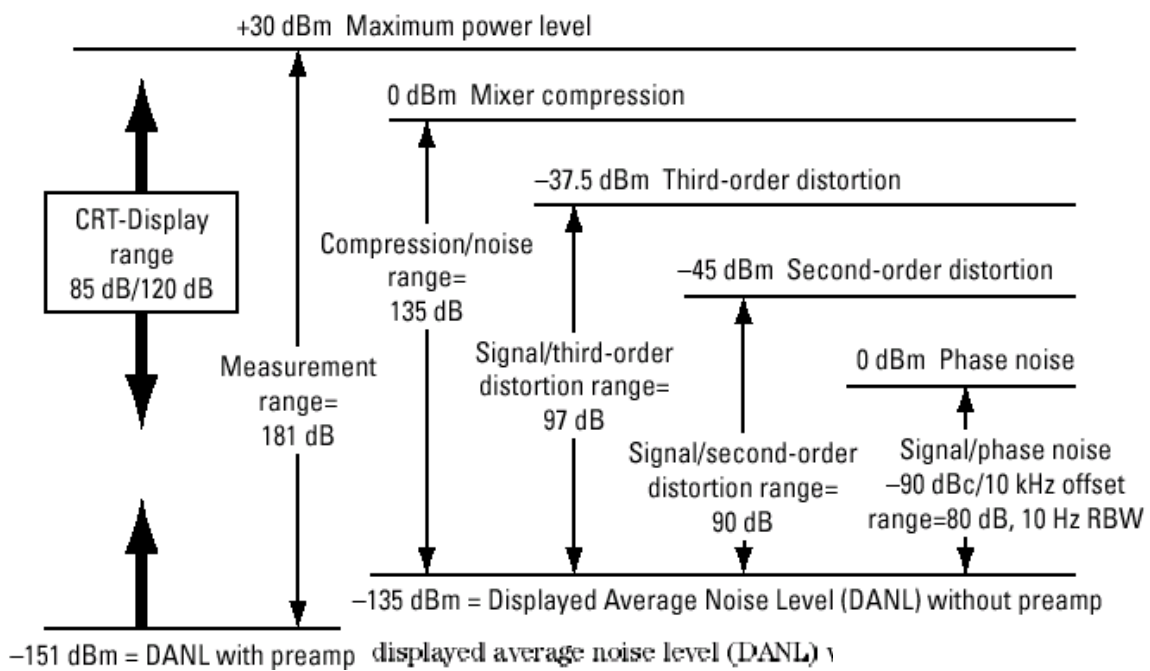


Шумът като сигнал; коефициент на шум

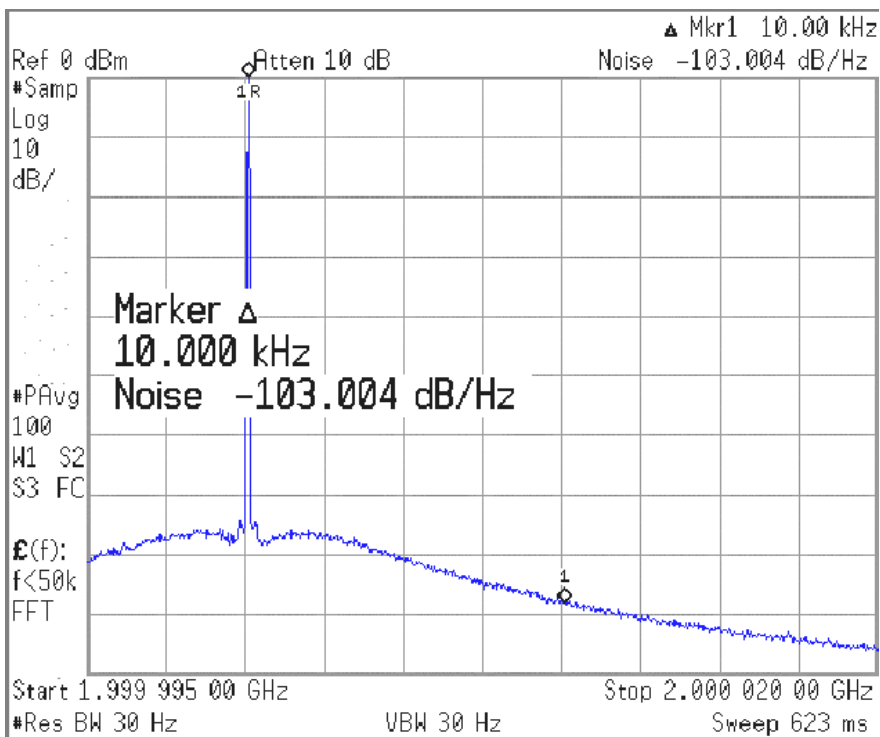
Недовършено



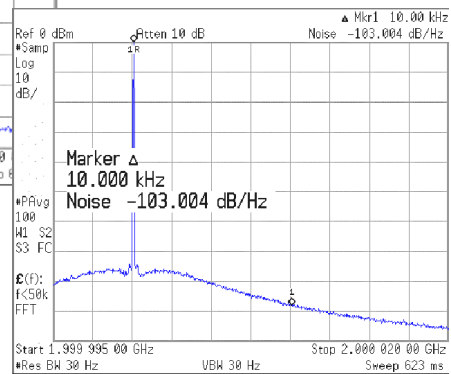
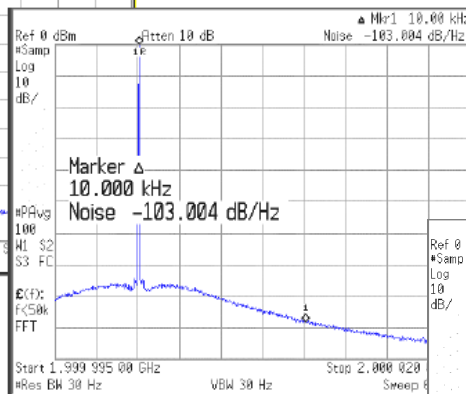
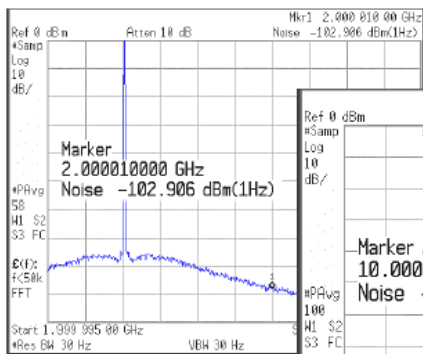
Динамичен обхват



Типичният динамичен обхват на съвременните СА е DR ~ 100-120 dB, което осигурява едновременно минимални нелинейни ефекти (компресия под 1 dB) и минимален входен шум (приемливо отношение S/N).



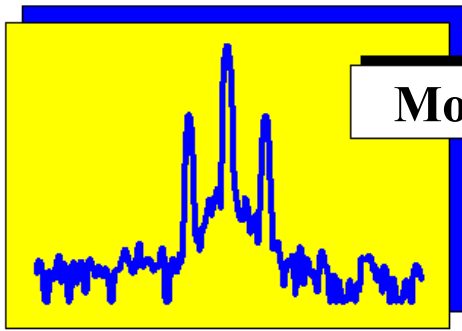
Примери



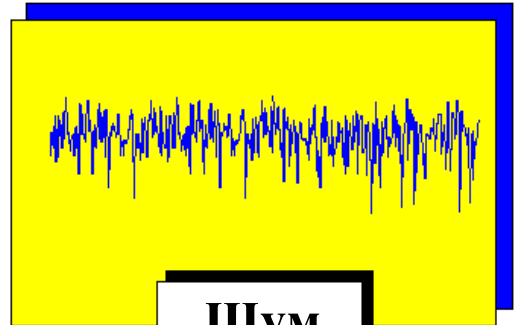
4.4 Основни измервания със спектроанализатори



Основни измервания със спектроанализатор

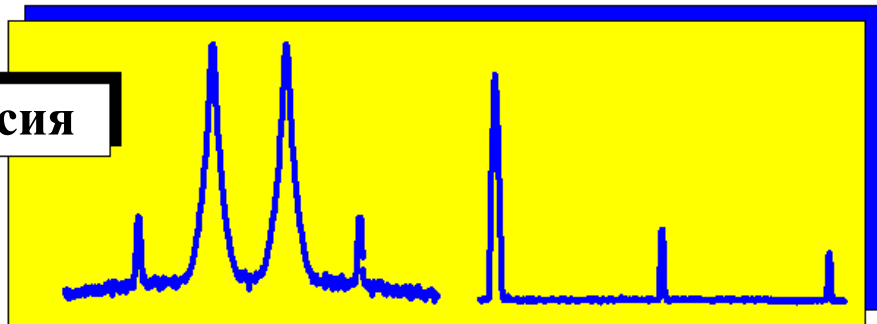


Модулация



Шум

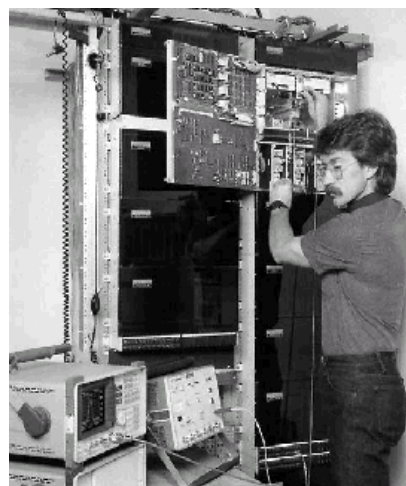
Дисторсия



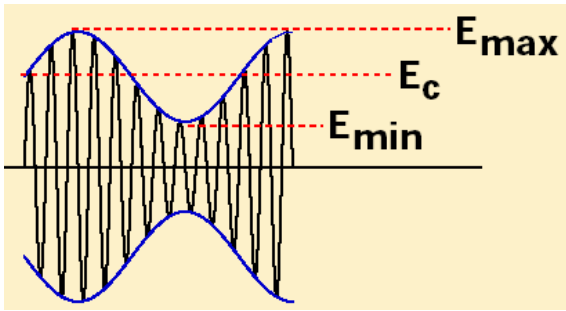
Основни първични измервания със спектроанализатори

- ❖ Измерване на абсолютна и относителна спектрална мощност
- ❖ Измерване на честота и спектрални съставящи
- ❖ Измерване на коефициент на шум и фазов шум

(един от най-добрите прибори за този вид измервания)



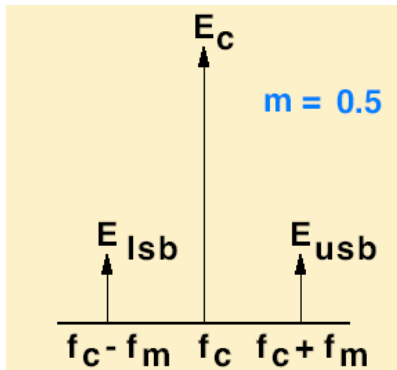
Измерване на модулирани сигнали (AM)



$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c}$$

Дълбочина на
AM модулация
в TD опция

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



$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c} = \frac{E_{\text{USB}} + E_{\text{LSB}}}{E_c}$$

Дълбочина на
AM модулация
във FD опция

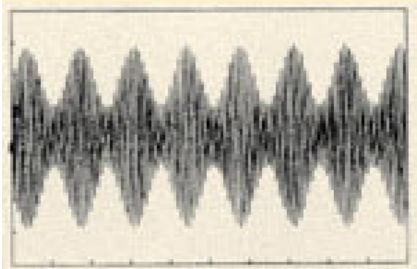
$$m = \frac{2E_{\text{SB}}}{E_c}$$

$$E_{\text{SB}} (\text{dB}) - E_c (\text{dB}) + 6\text{dB} = 20 \log m$$

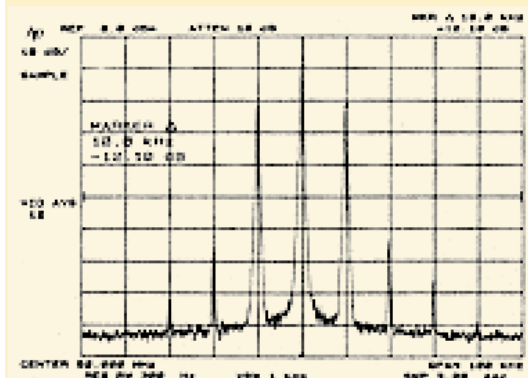
Измерване на модулирани сигнали (AM) (2)

$m < 1$

Time Domain

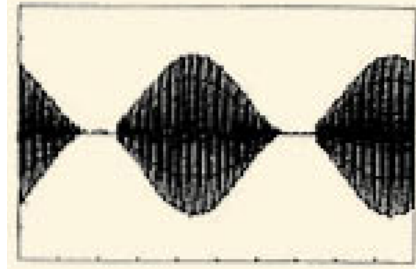


Frequency Domain

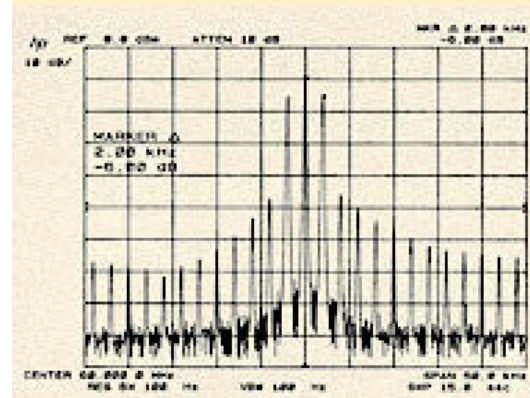


$m > 1$

Time Domain



Frequency Domain



Измерване на модулирани сигнали

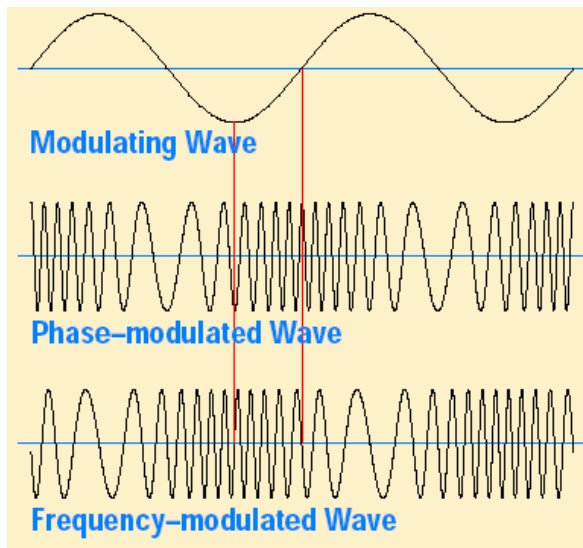


In 1895 Guglielmo Marconi of Italy made the first radio for communicating with ships at sea. In 1901 Marconi sent the first signal across the Atlantic.



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.

Измерване на модулирани сигнали (FM)

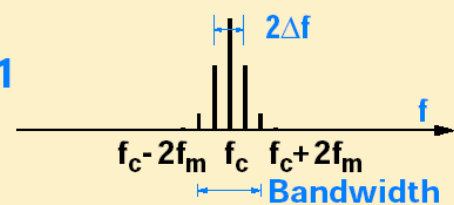


$$m = \Delta f_p / f_m = \Delta \phi_p$$

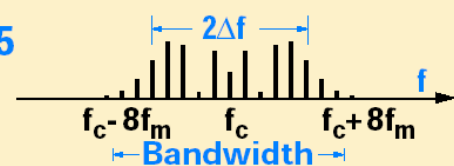
$m = 0.2$



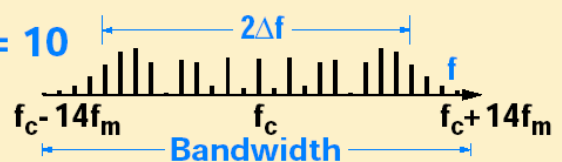
$m = 1$



$m = 5$

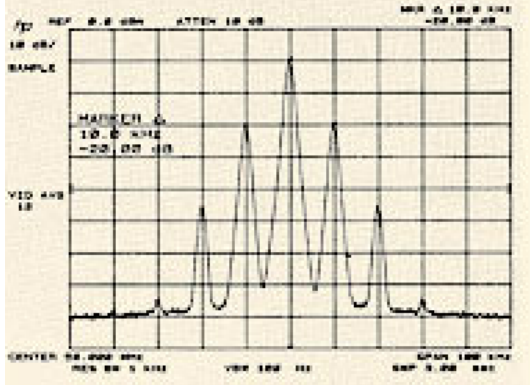


$m = 10$

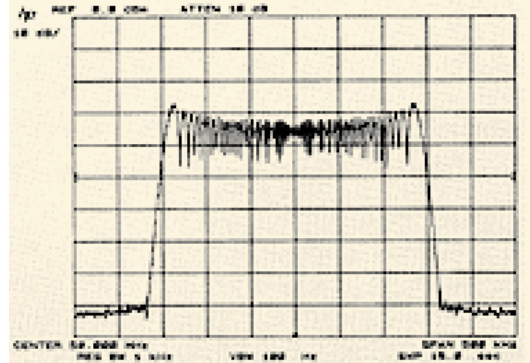


Измерване на модулирани сигнали (FM) (2)

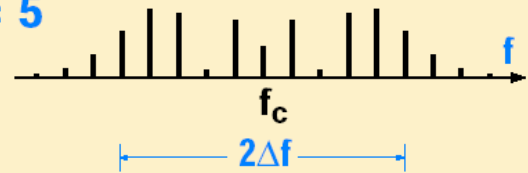
$f_m = 10 \text{ KHz}$ and $m = 0.2$



$f_m = 1.5 \text{ KHz}$ and $m = 95$



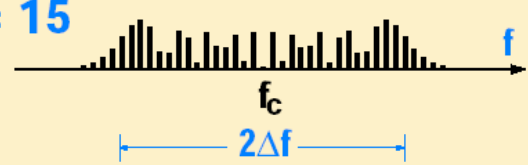
$m = 5$



$m = 10$



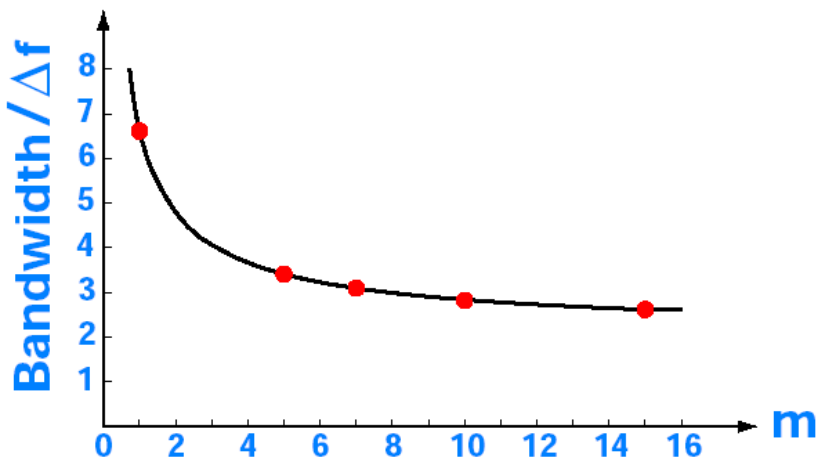
$m = 15$



$m \rightarrow \infty$

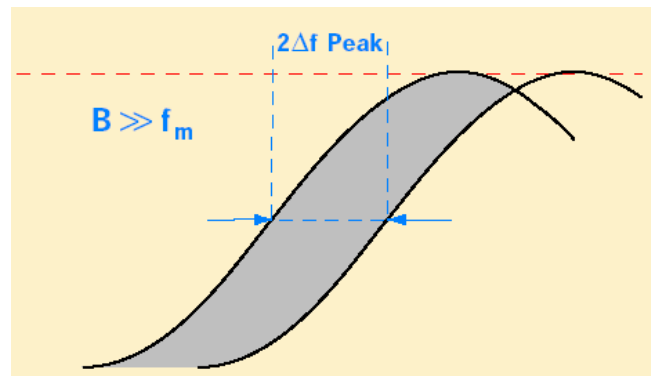
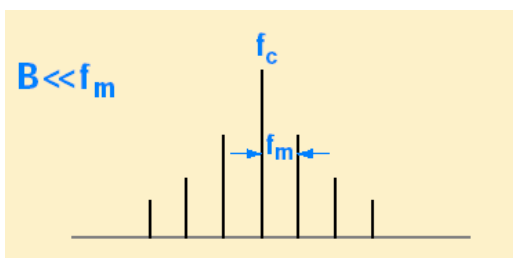


Измерване на модулирани сигнали (FM) (3)

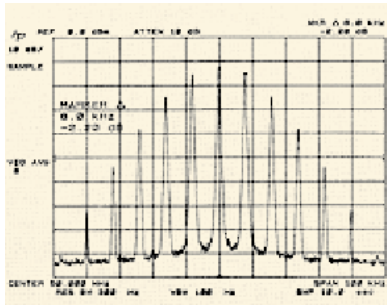


$$B = 2\Delta f_{\text{peak}} + 2f_m$$

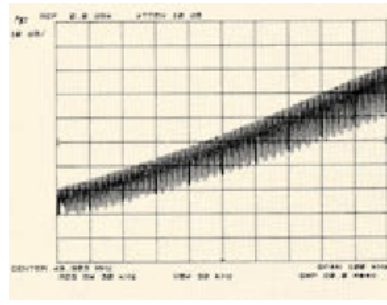
$$B = 2f_m (1 + m)$$



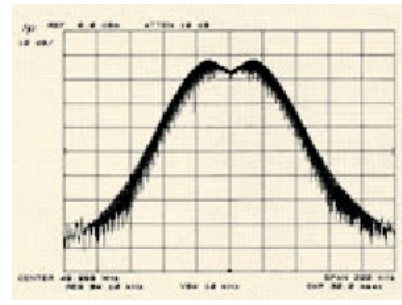
Измерване на модулирани сигнали (FM) (4)



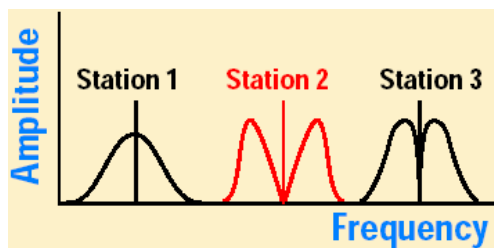
A frequency-modulated carrier. Sideband spacing is measured to 8 kHz. 100 kHz span, 10 dB/Div, B=300 Hz.



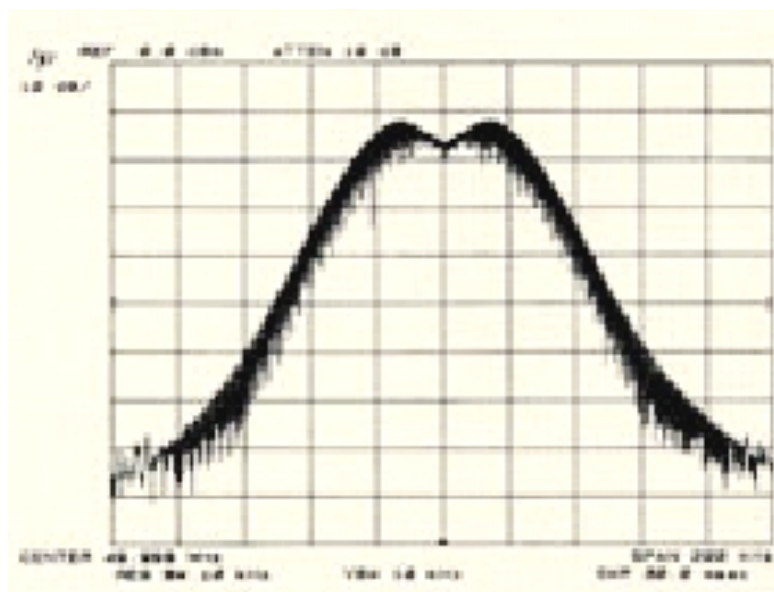
The peak-to-peak frequency deviation of the same signal is measured to 20 kHz. 100 Hz span, 10 dB/Div, B=30 kHz.



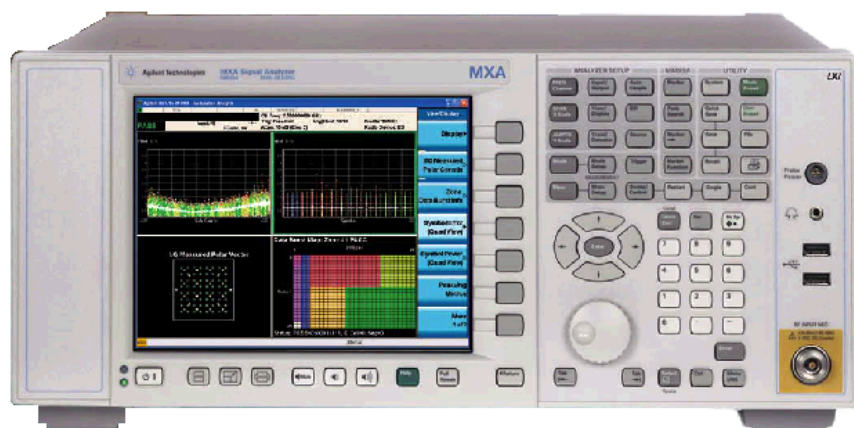
Insufficient Bandwidth:
B=10 kHz.



A radio receives signals from all stations within its range. Stations are separated in frequency to prevent their signals from overlapping. Tuning the radio to a specific station selects the narrow band of frequencies transmitted by that station.



4.5 Сигнал-анализатори: основи и принципи на измерването



Недовършено



N9320A Spectrum Analyzer