

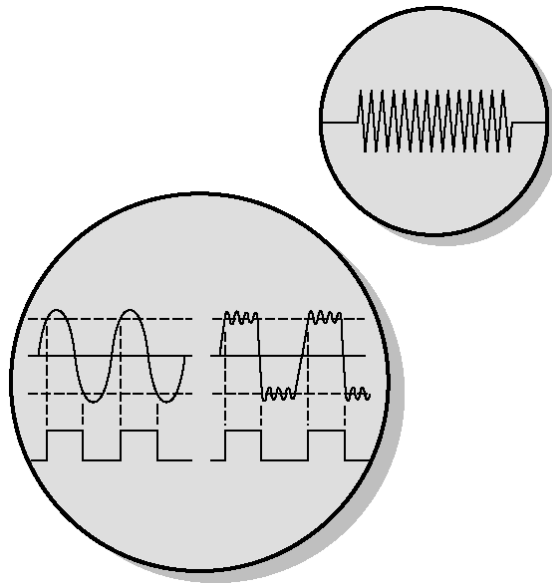
# Лекция 3:

## “Измерване на честота и качествен фактор”

### Основни въпроси:

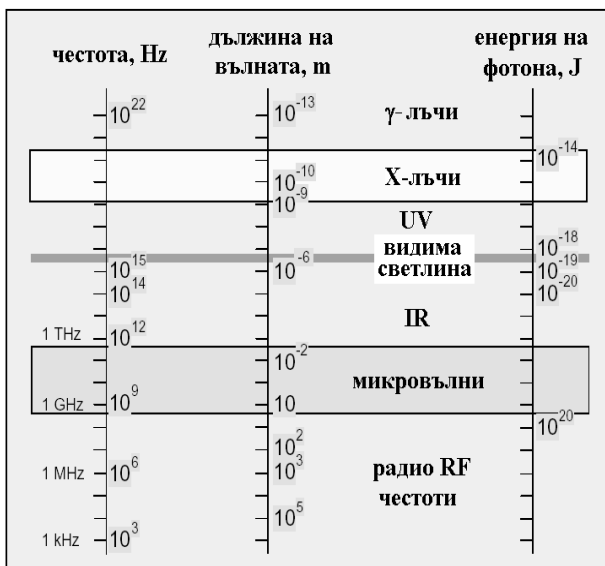
- ▲ Честота или дължина на вълната?
- ▲ Резонансни вълномери. Хетеродинни честотомери: метод на "нулевите биения", интерполация, суперхетеродиниране
- ▲ Цифрови честотомери – основни принципи. Измерване на честота в микровълновия обхват – делене на честота, преобразуване надолу, трансфер на честота, хармонично смесване. Съвременни честотомери-таймери; измервания от тип "modulation domain"; приложения.
- ▲ Качествен (Q-) фактор на резонансни структури в микровълновия обхват. Директен метод за измерване на "ехо-резонатори".
- ▲ Косвени методи за измерване на Q-фактор на резонаторите: като двуполюсници и като четириполюсници. Фазов метод. Метод на сравнението с образцов резонатор.

# 3.1 Честота и дължина на вълната на микровълнови сигнали



## Честота или дължина на вълната?

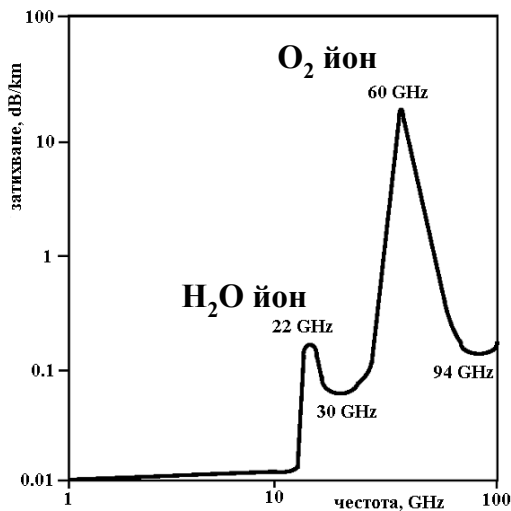
Честотата  $f$  и дължината на вълната  $\lambda_0$  на електромагнитните вълни са свързани в свободното пространство чрез скоростта на светлината  $c$ ; известният израз  $\Rightarrow \lambda_0 = c / f$ . Увеличаването на честотата означава намаляване на дължината на вълната и обратно (вж. долу). Коя величина е по-удобно да бъде измервана? В RF обхвата честотата е много ниска и  $\lambda_0$  е от порядъка на метри и километри; следователно не е подходяща за измерване. Обратно, в инфрачервената и видимата област на измерване подлежи именно  $\lambda_0 \sim \text{nm}, \mu\text{m}$ , напр. с помощта на дифракционни решетки. В микровълновия обхват може да се измерва всяка от двете величини  $f$  или  $\lambda_0$  – с помощта на честотомери или вълномери.



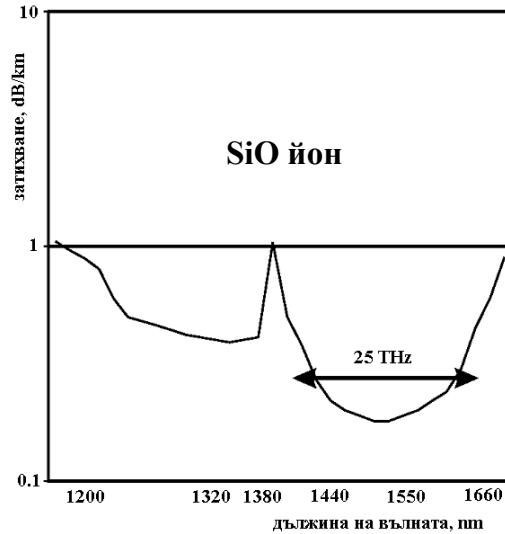
Лента	Честота $f$	Дължина $\lambda$
VLF	3-30 kHz	100-10 km
LF	30-300 kHz	10-1 km
MF	300-3000 kHz	1-0.1 km
HF	3-30 MHz	100-10 m
VHF	30-300 MHz	10-1 m
UHF	300-3000 GHz	1-0.1 m
SHF	3-30 GHz	10-1 cm
EHF	30-300 GHz	10-1 mm
THF	0.3-3 THz	1-0.1 mm
Far IR		300-30 $\mu\text{m}$
Near IR		30 $\mu\text{m}$ -1 $\mu\text{m}$
видима		800-400 nm

## Примери: коя величина е по-подходяща за използване?

Долу са представени два примера за илюстрация на т. нар. “прозорци” на максимална прозрачност на различни среди (земна атмосфера и оптично влакно) – области с минимално затихване на сигнала, както и области със силно затихване, дължащи се на възбуждане на спектрални линии (ротационни и вибрационни) в даден йон при поглъщане на сигнала (йоните на H<sub>2</sub>O и O<sub>2</sub> в земната атмосфера и на SiO в оптичното влакно).



Затихване на сигнал в атмосферата в обхвата 1-100 GHz. Съществуват честотни “прозорци” на минимално затихване: 1-15 GHz, ~30 GHz, ~94 GHz и т. н.



Затихване на сигнала в тъмно оптично (IR) влакно в обхвата 1200-1700 nm. “Прозорци” на минимално затихване по отношение на дължина на вълната: ~1320 nm, ~1552 nm

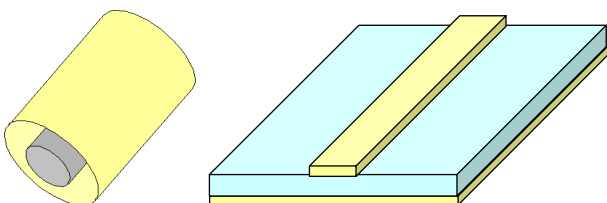
## Връзка “честота-дължина на вълната” за различни вълноводи

### В TEM вълноводи

Подобно на свободното пространство, връзката между  $f$  и  $\lambda$  във вълноводи, които поддържат TEM и квази-TEM модове (напречни EM вълни) е само чрез скоростта на светлината. Ако вълноводът (коаксиал, микроленцова, лентова линия и др.) е запълнен с магнитодиелектрик с относителна диелектрична и магнитна проницаемости  $\epsilon$  и  $\mu$ , дължината на вълната  $\lambda$  се “скъсява” спрямо  $\lambda_0$ , но не зависи от напречните размери на вълновода. При микроленцови и други планарни линии се въвеждат ефективни проницаемости.

$$\lambda_0 = c / f; \quad \lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon\mu};$$

$$\lambda_0, \text{ cm} \cong 30 / f, \text{ GHz}$$



### В не-TEM вълноводи

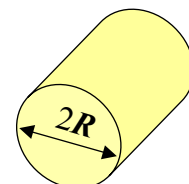
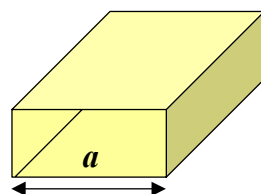
Във вълноводи, които не поддържат чисто напречни TEM вълни, връзката между  $f$  и  $\lambda$  става доста по-сложна. Разпространяващите се модове вече имат и надлъжни съставящи. Дефинира се дължина на вълноводна дължина на вълната  $\lambda_g \neq \lambda$  (вж. израза долу). Причината за разликата е наличието на критична дължина на вълната  $\lambda_c$  за всеки вълноводен мод, която зависи от напречните размери и геометрия на вълновода. Дадени са примери.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon\mu - \lambda^2 / \lambda_c^2}}$$

$$\lambda_c(\text{TE}_{10}^{\square}) = 2a;$$

$$\lambda_c(\text{TE}_{11}^{\circ}) = 3.41R$$

$$\lambda_c(\text{TE}_{01}^{\circ}) = 1.64R$$



## Типове измерители на честота и дължина на вълната

От казаното дотук може да се направи извод, че измерванията на честота и на дължина на вълната в микровълновия обхват не са равностойни. Измерването на  $f$  и  $\lambda$  е различно по природа (измерване на време,  $s$  или на дължина,  $m$ ) и се извършва с различна точност (по-голяма при измерването на време). Като основна (първична) величина е избрана честотата по следните главни причини:

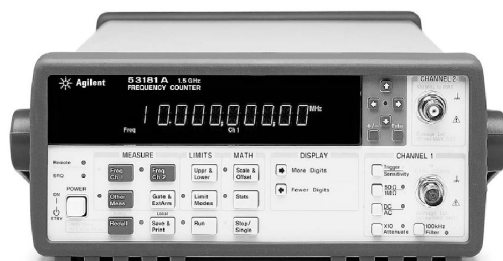
- 1) Не зависи от условията на разпространение на вълните във вълновода;
- 2) Съществуват има много прецизни еталони за възпроизвеждане на 1 Hz.

По-долу са класифицирани основните измерителни средства за честота:

- ❖ **Вълномери (Резонансни честотомери)**: това са механично пренастройваеми измерителни резонатори с висок Q-фактор за сравнение на неизвестна честота с резонансната
- ❖ **Хетеродинни честотомери**: много точни честотомери от по-старото поколение, работещи на хетеродинен принцип чрез регистрация на “нулеви биения” на неизвестния сигнал със сигнал от прецизни референтни източници с известна честота;
- ❖ **Цифрови (електронни) честотомери-таймери**: това са масово използваните съвременни честотомери, основаващи се на директно измерване на честотата (max до около 500 MHz) чрез електронни броячи на импулси;
- ❖ **Цифрови честотомери с разширен честотен обхват**: това са микровълновите честотомери, при които честотата първо се намалява до стойности, които могат да се измерват с цифровите честотомери; това става чрез делене на честота, чрез хетеродинен принцип (down conversion) или чрез трансфер на честота;
- ❖ **Еталони за честота**: референтни стандарти за възпроизвеждане на 1 Hz.

## Основни метрологични характеристики на честотомерите

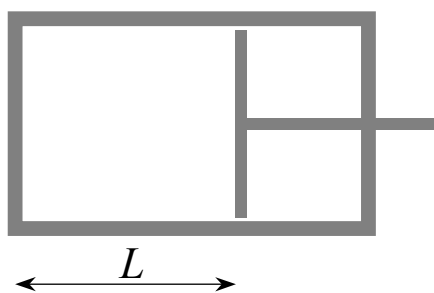
- ❖ **Диапазон на измерване на честотата  $f_{min}$ ,  $f_{max}$** : това свойство определя широкотелността на измерителя (резонансен, хетеродинен или друг). Типичните микровълнови честотомери имат обхват dc – 40 GHz, но с външни смесители – до 110 GHz.
- ❖ **Относителна грешка:  $\pm \Delta f / f$** : измерването на честота е една от най-точните измерителни процедури в микровълновия обхват. Поради тази причина относителните грешки са относително много по-малки, отколкото за останалите микровълнови величини (напр. за мощност). Така се класифицират следните диапазони на измерителни грешки: малка (<0.01%); средна (0.01 – 0.1 %) и голяма (> 0.1 %);
- ❖ **Чувствителност**: това е минималната мощност  $P_{min}$  на сигнала, над която е възможно да се реализира надеждно измерване на честотата му. Тази минимална мощност зависи от измерителния метод и варира в типичен обхват  $-20 \text{ dBm} \div -50 \text{ dBm}$ ;
- ❖ **Механична стабилност**: това е важно главно при механично пренастройваемите резонансни вълномери. Необходима е надеждност на механичната пренастройка, което означава повторемост на резултатите при измерване на резонансните честоти на измерителния резонатор.



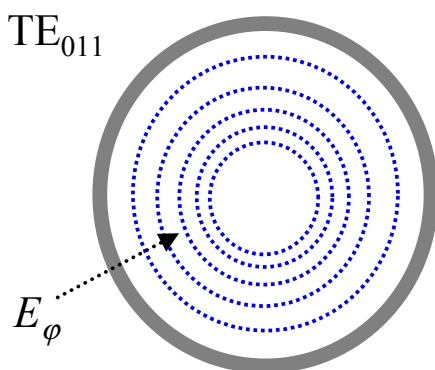
## 3.2 Вълномери и хетеродинни честотомери



### Вълномери (резонансни честотомери)

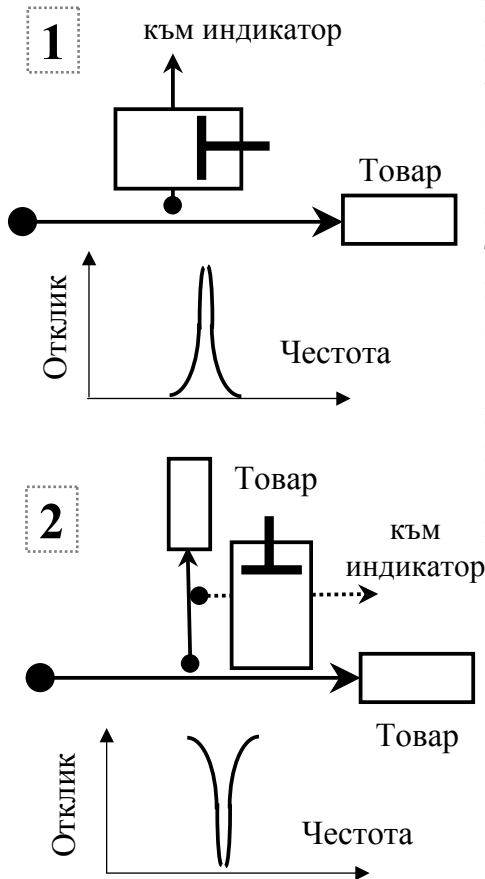


Резонансен вълномер на основата на цилиндричен резонатор с азимутално-симетричен  $TE_{01p}$  мод с висок качествен фактор



Измерителният метод на резонансните вълномери се базира на сравнение на неизвестната честота  $f_x$  с честотата на даден вълнов мод на пренастройваем резонатор с достатъчно висок Q-фактор. Най-често за подобни цели се използва обемният цилиндричен резонатор с азимутално симетричен  $TE_{01p}$  ( $p = 1, 2, \dots$ ) с висок ненатоварен Q-фактор  $\sim 50\,000$ . Високият Q-фактор на този мод е свързан с уникалното разпределение на електрическото му поле във вид на концентрични окръжности. Чувствителността на измерване зависи от степента на връзката с измерителния резонатор, а относителната грешка е висока за честотни измервания:  $\pm \Delta f / f \sim (1/Q_L) > 0.1\%$ . Честотата на измерителния резонатор се променя чрез механична пренастройка на дължината на резонатора  $L$  чрез безконтактно бутало (за да се елиминира паразитният ТМ мод на същата честота). Така се построява калибровъчна крива  $f_x(L)$ . За високи честоти (напр. в mm-обхват) могат да се използват и висшите модове ( $p = 2, 3, \dots$ ). За много високи честоти се използва и открит квази-оптичен TEM резонатор (две разположени едно срещу друго параболични или плоски огледала с променливо разстояние между тях).

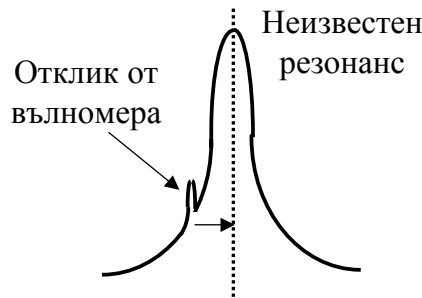
## Начини на свързване на резонансните вълномери



Има два основни начина за свързване на резонансните вълномери в микровълновите схеми. Общото на тези начини е осигуряването на слаба връзка за да не се влияе на сигнала на измерваната честота :

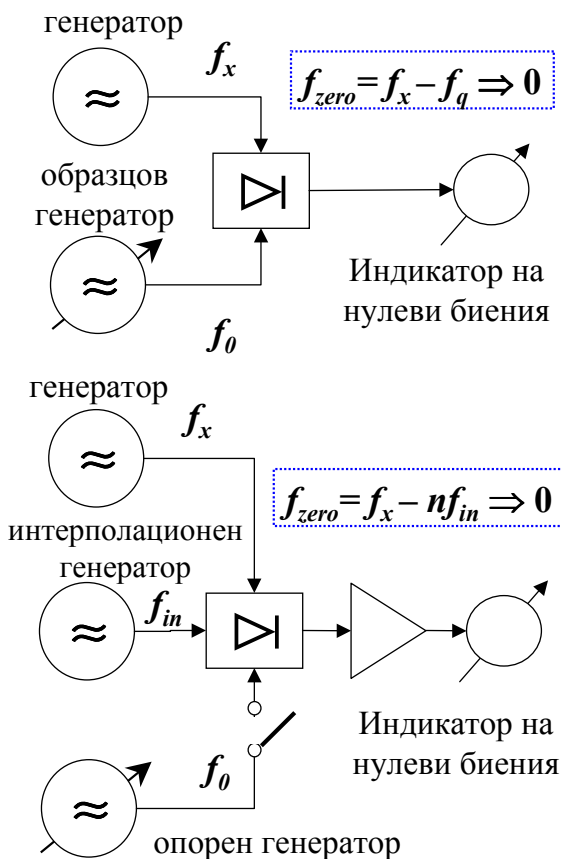
1. Абсорбционно-трансмисионен метод. При него вълномерът се включва чрез слаба връзка към първичната верига и отнемайки част от сигнала, се подава на индикатор. На резонанс се наблюдава *тах* на преминалия сигнал.

2. Абсорбционно-абсорбционен метод. При него вълномерът се включва с много слаба връзка към вторична верига, която отнема слаб сигнал от първичната верига. Този начин на свързване влияе най-слабо на параметрите на сигнала, който се измерва.



Най-разпространеният *hp* вълномер

## Хетеродинни честотомери



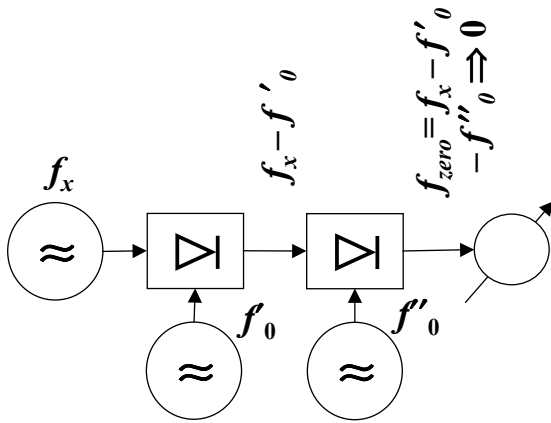
В близкото минало много популярни (поради високата си точност) бяха т. нар. хетеродинни честотомери на принципа на “нулевото биене”.

1) Класически метод на “нулевото биене”:

Сигнал с неизвестна честота  $f_x$  се сравнява със сигнал с известна честота  $f_0$  на образцов генератор, докато честотите им съвпадат. Сравнението става чрез индикатор на нулеви биения – по звуков път или чрез осцилоскоп; сравнение може да се извършва и с хармоничните честоти  $nf_0$  на образцовия генератор, като по този начин се разширява честотната лента на честотомера;

2) Интерполяционен метод: Използва се точен “интерполяционен” генератор, чиято честота  $f_{in}$  се измерва чрез образцов кварцов генератор, създаващ мрежа от еквиливантни честоти  $nf_0$  (напр., през 2 и през 10 MHz). Процедура: регистрира се нулево биене  $f_x = nf_0$ . След това се регистрират две последователни нулеви биения  $f_{in}^1 = mf_0$  и  $f_{in}^2 = (m \pm 1)f_0$ . Така неизвестната честота е в интервала  $nf_{in}^1 < f_x < nf_{in}^2$  и се използва интерполиращата скала на интерполяционния генератор, която се проверява периодично чрез опорния генератор.

## Хетеродинни честотомери (продължение)



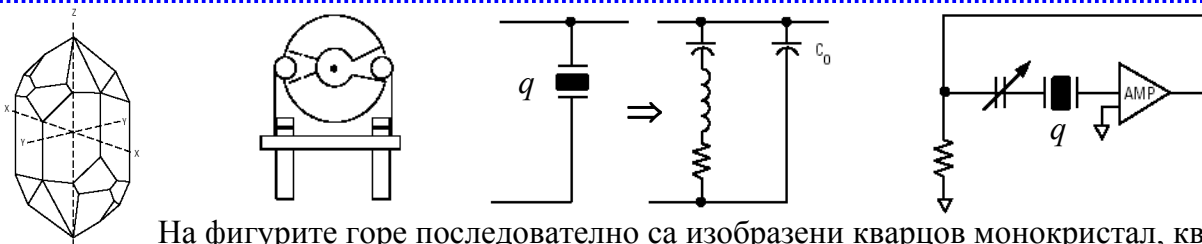
3) Суперхетеродинен метод: Ако неизвестната честота  $f_x$  е много висока, може да се реализират няколко последователни смесвания до намаляване на междинна честота до стойност, която е подходяща за сравняване с известната честота  $f_0$  на образцовия генератор по метода на нулевите биения. Тук грешката зависи допълнително от точността на локалните осцилатори.

### Грешки при измерване с хетеродинни честотомери на нулево биене:

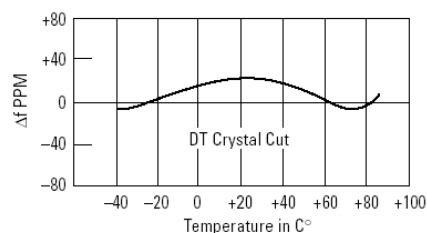
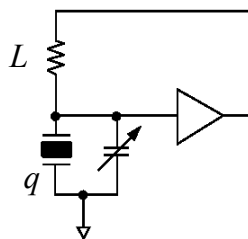
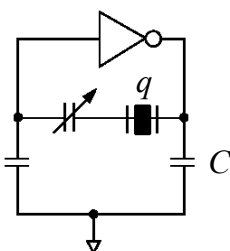
- ❖ Поради високата механична и температурна стабилност, грешката при задаване на честотата на кварцовия генератор е много малка:  $\delta f/f \sim 10^{-8} \div 10^{-9}$ ;
- ❖ Грешка от задаване на честотата на интерполационния генератор  $\delta f/f \sim 10^{-5} \div 10^{-6}$ . При краткотрайно измерване (под 2 минути) грешката намалява допълнително и може да се сравнява с тази на образцовия генератор;

Следователно, хетеродинните честотомери са изключително точни поради стабилността на образцовия генератор, но понякога изискват дълго предварително подгриване (поне 15 минути), или да са непрекъснато включени в мрежата (stand-by режим) .

## Кварцови образцови генератори



На фигурите горе последователно са изобразени кварцов монокристал, кварцов резонатор на негова основа, еквивалентна схема на резонатора и опростена схема на кварцов  $q$ -осцилатор. Благодарение на пиезоэффекта, механичните трептения в кварцовия монокристал с подходящ срез стабилизират резонансната му честота, която е невисока,  $\sim 10$  MHz. Основното приложение на кварцовия резонатор е да стабилизира честотно изходния сигнал от кварцов осцилатор, което е известно още от 1920 г. Кварцовият резонатор играе роля на честотно-стабилна обратна връзка във веригата на електронен усилвател и така се създава стабилен източник (подобно на съвременните осцилатори с диелектрични резонатори DRO)



Показани са двете най-популярни схеми на последователен (с допълнителен капацитет) и паралелен (с допълнителна индуктивност)  $q$ -осцилатор

Температурен ход на резонансната честота на кварцов кристал с подходящ срез. Съвременните  $q$ -осцилатори са стабилни и при стайна температура.



## 3.3 Цифрови честотомери



### Цифрови честотомери

Цифровите честотомери са универсални цифрови електронни устройства за измерване на честота на входен аналогов сигнал (модулиран или не). Допълнително те могат да измерват: период на повторение на сигнал, среден период, отношение на честоти и периоди на два входни сигнала, времеви интервали между две събития и средни времеви интервали между много събития. Цифровите честотомери (frequency counters) са много популярни нискочестотни измерителни устройства.

Много важен параметър на цифровите честотомери е времето за измерване  $T_i$  (time base), което се задава от много прецизен калибриран кварцов генератор. В рамките на това време се извършва броене на импулси. Съществуват два начина за измерване на честота:

1) Честотен метод – това е метод, който се базира директно на дефиницията за честота:  $f =$  “брой трептения за единица време”. При него се измерва броят периоди на сигнала (или броят импулси) за единица време. Използва директно до около 500 MHz.

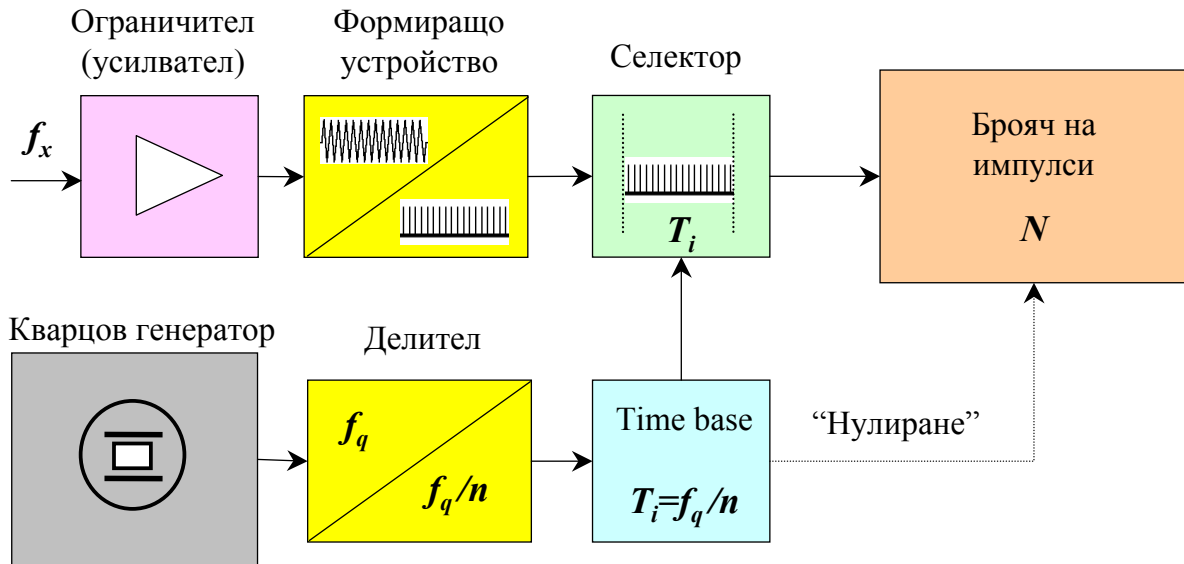
$$f_x = \frac{N}{T_i}$$

2) Времеви метод – при него се сравнява неизвестният период на сигнала с известен времеви интервал  $T_i$ , зададен от кварцов калибриран източник. Методът се използва при пониски честоти, когато неизвестният период е голям от възможните интервали  $T_i$ .

$$T_x = NT_i \quad f_x = \frac{1}{T_x}$$



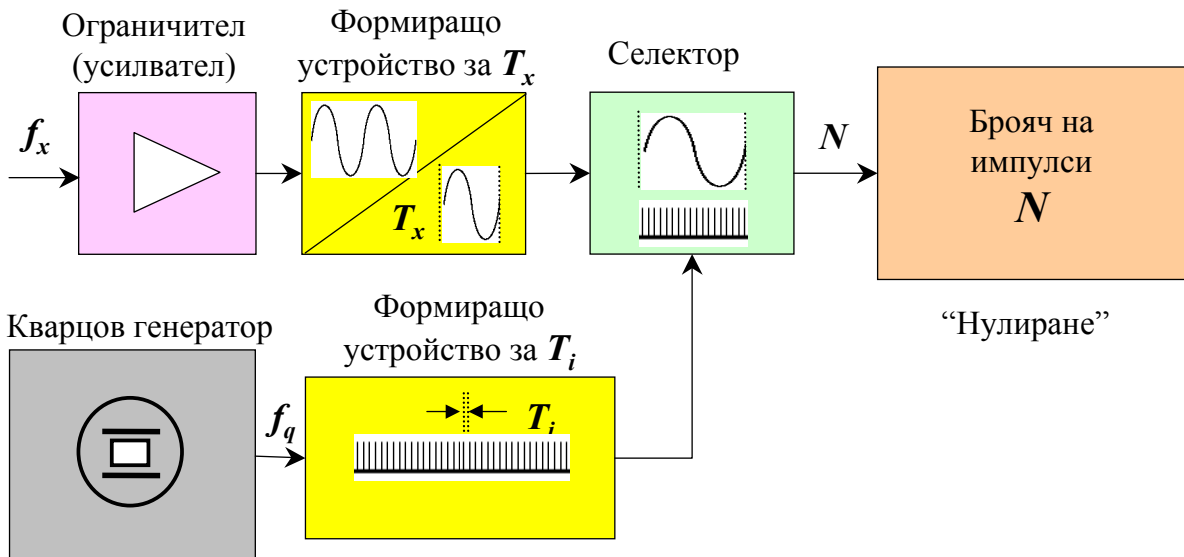
## Първа схема: честотен метод



Принцип на измерването: за всеки период на неизвестния сигнал се формира по един къс импулс. Импулсите се броят за време за броене  $T_i \sim 0.00001 - 10$  s (time base), което се формира с голяма точност от кварцов генератор. Грешките при измерването се определят главно от грешките при определяне на  $T_i$ :

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \left( \frac{\Delta N}{N} + \frac{\Delta T_i}{T_i} \right) = \pm \left( \frac{1}{N} + \frac{\Delta f_q}{f_q} \right) \sim \pm \frac{1}{f_x T_i}$$

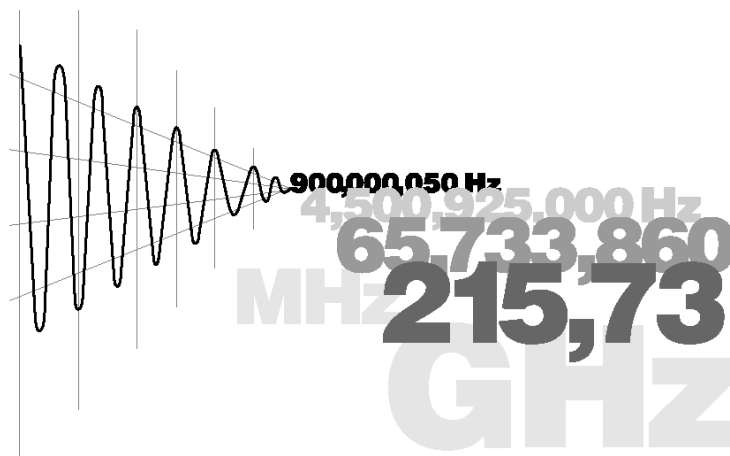
## Втора схема: времеви метод



Методът се използва за по-ниски честоти, когато  $T_x \gg T_i$ . Формиращо устройство на входа селектира само един период  $T_x$  на сигнала. Този период се сравнява с времето за измерване  $T_i$ , формирано от кварцовия генератор ( $T_x = NT_i$ ). Грешките при измерването се определят главно от грешката на брояча ( $\delta$  е грешка при сработване на формиращото устройство):

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \frac{\Delta T_x}{T_x} \approx \pm \left( \frac{1}{N} + \delta \right)$$

## 3.4 Микровълнови цифрови честотомери с разширен обхват



### Методи за разширяване на честотния обхват на цифровите честотомери

Понеже цифровият честотомер е измерителен инструмент с цифрови броячи, той има ограничена честотна лента отгоре, която се определя от скоростта на логическите операции на броячите. Съвременните логически интегрални схеми позволяват без проблем честотният обхват на директните честотомери да е  $\sim 500$  MHz, а обхватът около и над 1 GHz, където работят съвременните мобилни мрежи, също може скоро да бъде покрит директно.

В днешно време измерване на честота на микровълнови сигнали над 500 MHz се може да се реализира чрез няколко известни техники на преобразуване на честотата надолу (down conversion), като има специални микровълнови измерителни устройства за честота:

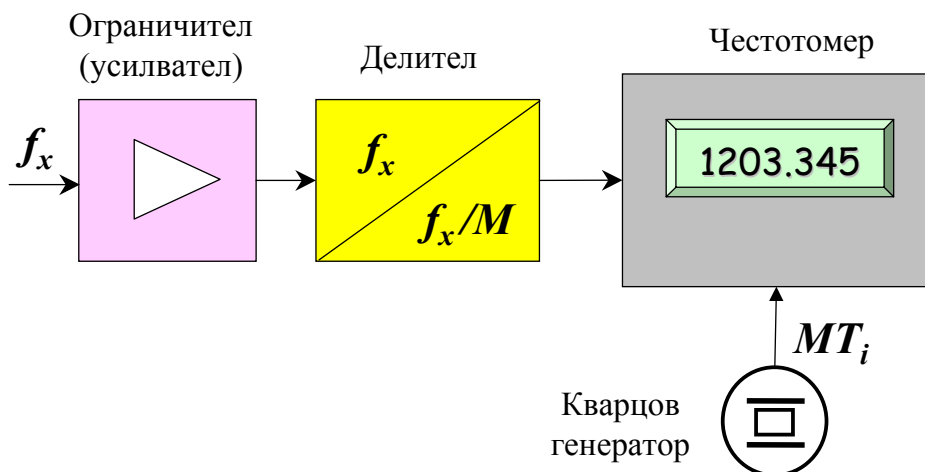
1. Делене на честота (Prescaling) – обхват до  $\sim 1.5$  GHz;
2. Хетродинен конвертор (Heterodyne Converter) – обхват до  $\sim 20$  GHz;
3. Трансфер на честота (Transfer Oscillator Technique) – обхват до  $\sim 230$  GHz;
4. Хармоничен хетродинен конвертор (Harmonic Heterodyne Converter) – обхват до  $\sim 40$  GHz;
5. Използване на външни смесители – за измерване на честоти над 40 GHz.



## 1) Делене на честота:

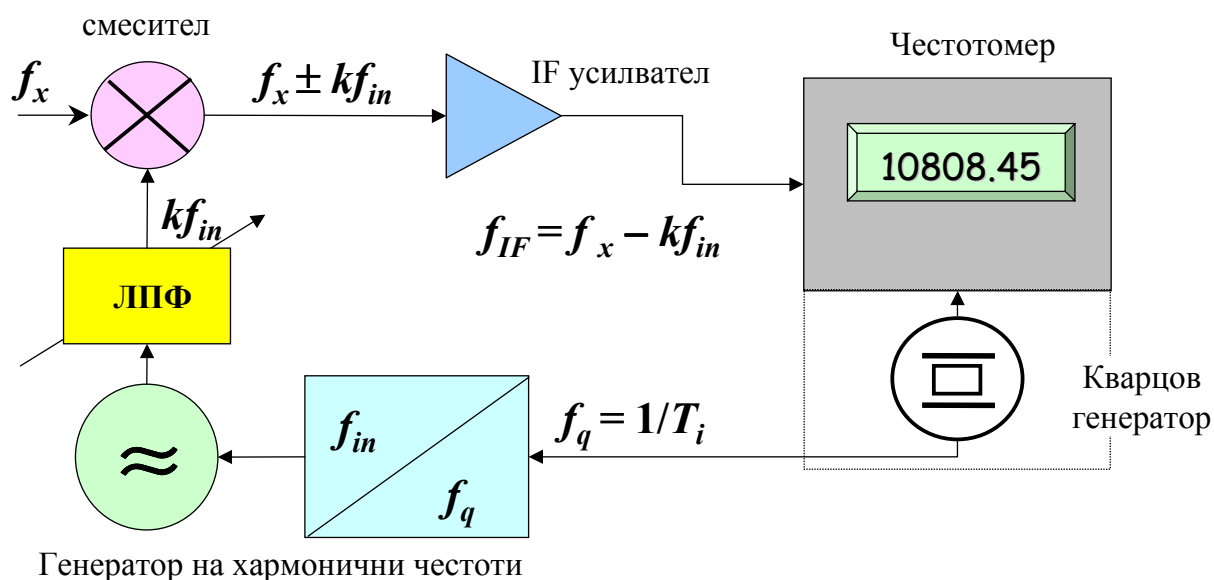
Това е най-простият метод за измерване на не много високи честоти в интервала от 500 до 1500 MHz чрез използване диодни или транзисторни делители на честота.

Процедура: входният сигнал с неизвестна честота се подава на делител на честота ( $M$  – цяло число  $\sim 2 - 16$ , но типично деленето се ограничава до  $M = 2, 3$ ). За по-точно измерване новото време за измерване  $MT_i$  се умножава с числото  $M$ . Честотомерът измерва честотата  $f_x/M$ , но показанието на скалата на честотомера също се умножава с  $M$ , т.е. показанието е всъщност  $f_x/M \times M = f_x$ , което съществено облекчава измерването. Полученият прибор практически е обикновен цифров честотомер с подобно ниво на грешките.



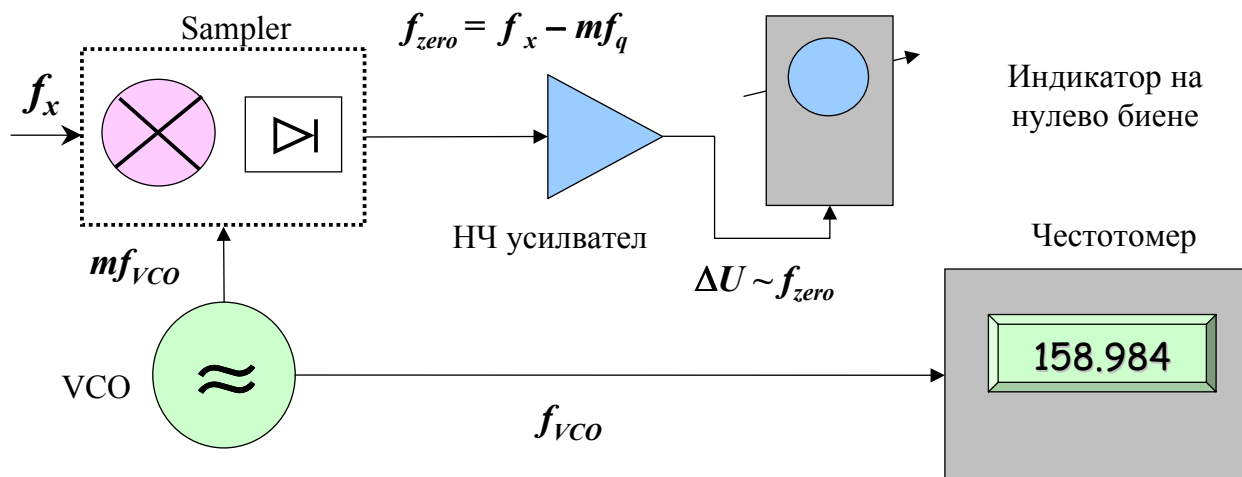
## 2) Хетеродинен конвертор

Това е класически хетеродинен down converter за преобразуване на неизвестната RF честота ( $f_x < 20$  GHz) в междинна ( $f_{IF} \sim 200-500$  MHz), която може да се измери директно с обикновен цифров честотомер. Процедура: входният сигнал с честота  $f_x$  се смесва с подходяща  $k$ -та хармонична на образцовия генератор на честотомера. Измерва се  $f_{meas} = f_{IF}$ , определя се числото  $k$  и се изчислява  $f_x = kf_{in} + f_{meas}$ . ЛПФ обикновено е линейно пренастройваем широколентов YIG филтър. Недостатък е ниското ниво на изходната мощност на високите хармонични на генератора на хармонични. Това ограничава честотната лента.



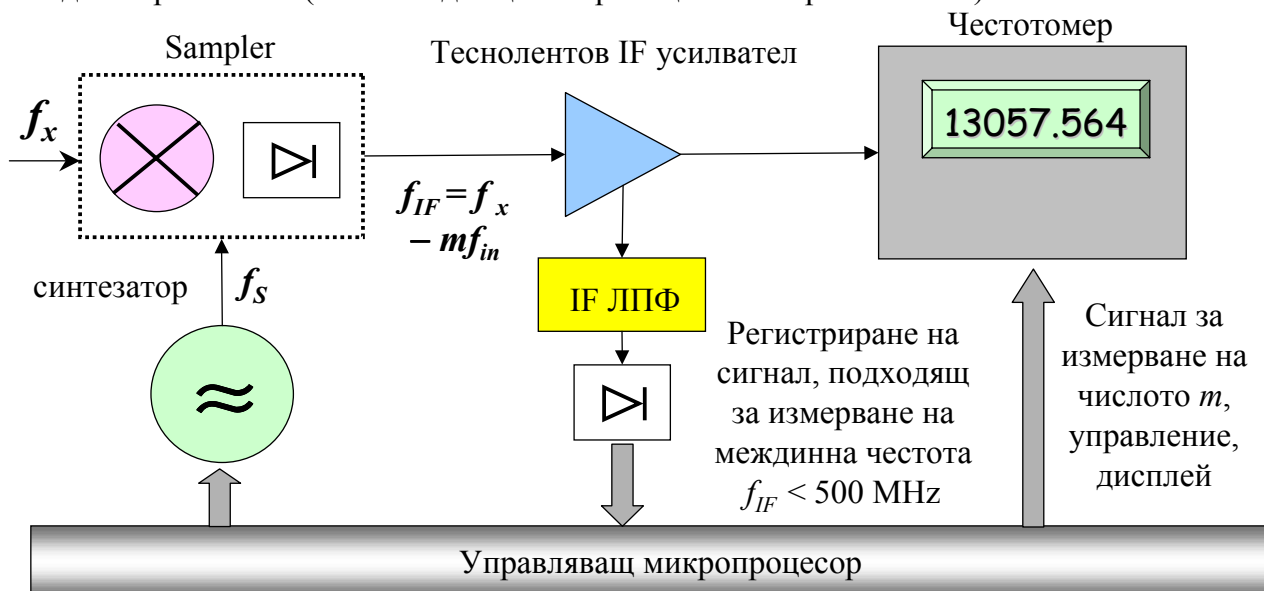
### 3) Трансфер на честота

Трансферът на честота надолу се различава от хетеродинния метод по използвания входен приемник: sampler (смесител + фазов детектор), който регистрира нулеви биения  $f_{zero} \rightarrow 0$  (т.е. не се работи на междинна честота. Процедура: входният сигнал се смесва с две последователни хармонични на широколентов VCO генератор, т.е.  $f_x = mf^{(1)}_{VCO} = (m+1)f^{(2)}_{VCO}$ . Тук  $f^{(1,2)}_{VCO}$  са двете измерени стойности на честота на VCO (~100-500 MHz) директно с честотомера. Ако номерът  $m$  на хармоника на VCO, с който се смесва сигнала, е известен (обикновено  $m < 200$ ), е необходимо само едно измерване. Ако той е неизвестен, след двете измервания се изключва цялото число  $m$  и неизвестната честота се определя като  $f_x = f^{(2)}_{VCO} \times f^{(1)}_{VCO} / (f^{(2)}_{VCO} - f^{(1)}_{VCO})$ .



### 4) Хармоничен хетеродинен конвертор

Този метод съчетава предимствата на предишните два, като съдържа само едно високо-честотно устройство (sampler). Процедура: входен сигнал се смесва с хармоничен сигнал от честотен синтезатор с достатъчно ниво на мощността и се получава изходна междинна честота  $f_{IF} = f_x - mf_{in}$ , която се измерва с честотомера. Регистрацията на  $f_{IF}$  се командва от процесор, само ако върху IF-детектора попадне сигнал с честота в определен интервал (под 500 MHz). Процесорът контролира измерването на числото  $m$  по метода на двете съседни хармонични (вж. и следващата страница за конкретна схема).

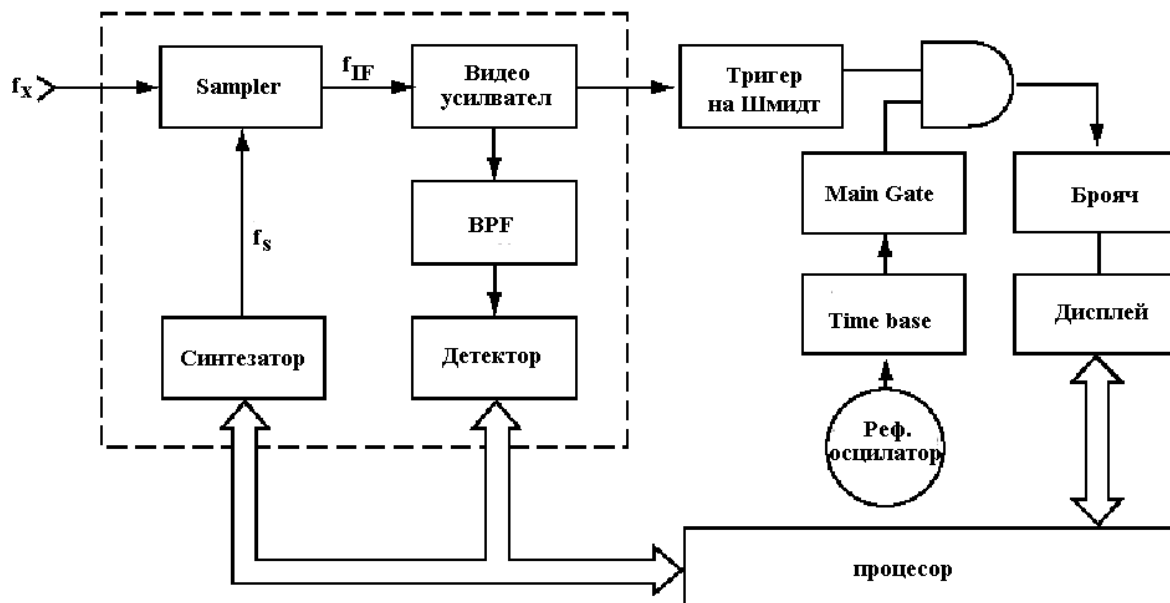


## Пример 1: Класически аналогов цифров хетеродинен честотомер

Класическият аналогов цифров хетеродинен честотомер много добре илюстрира работата на микровълнов честотомер (напр. ЯЗЧ, Русия). Включва два блока: обикновен честотомер до 50 (или 100 MHz) и преобразувател на честота; те са в един корпус, но последният блок е сменяем за различни честотни обхвати. Работи на хетеродинен принцип. Сигнал (0.2-10 mW) с неизвестна честота  $f_s$  се подава на входа на смесителя. На другия вход се подава сигнал от хетеродин с честота  $f_{LO}$ . Той се получава така: от честотомера се взема стабилизирани изходен сигнал на 50 MHz, усилва се и се подава на генератор на хармонични честоти  $f_{LO} = n \times 50$  MHz. Към смесителя се подава през лентово-пропускащ филтър една от тези хармонични честоти, която е най-близка до измерваната. Целта е изходната честота след смесителя да е  $f_{meas} = f_{LO} \pm f_s < 50$  MHz, за да може да се измери с честотомера. Наличието на сигнал за измерване се констатира чрез поява на показание на честотомера и протичане на ток  $> 20 \mu A$  през микроамперметър след смесителя. Всъщност, такива сигнали са два. Така се измерват две различни стойности  $f_{meas}$ , чиято сума е 50 (или 100) MHz. Тогава неизвестният сигнал е  $f_s = f_{LO} \pm f_{meas}$ . За да няма грешка при определяне на  $f_s$  препоръчва се да се регистрира първият отклик с ток над  $20 \mu A$ . Тогава  $f_s = f_{LO} + f_{meas}$ .



## Пример 2: Блок-диаграма на честотомер hp 5340A



Важен момент в този прибор е техниката на постепенното приближаване на честотата на синтезатора  $mf_s$  до неизвестната честота  $f_x$  (acquisition routine), която позволява пълно автоматизиране на процеса на измерване. Така хармоничният хетеродинен конвертор се оказва най-ефективният и евтин микровълнов честотомер. Това е така, защото съдържа само един високочестотен елемент ("sampler"), а управлението, решението за приключване на измерването и изчисленията се реализират с евтин микропроцесор.

## Сравнение на методите за разширяване на честотния обхват

В Таблицата по-долу са сравнени основните характеристики на трите вида микровълнови честотомери. Сравнението включва следните критерии: скорост (бързина) на измерване, точност, чувствителност и динамичен обхват, отношение “сигнал-шум”, FM толеранс, AM толеранс, амплитудна дискриминация. Най-добрите характеристика са отбелязани върху фон. Коментар за някои от характеристиките се дава на следващите страници.

Характеристика	Хетеродинен	Трансфер	Хармоничен
честотен обхват	~ 20 GHz	~ 26 GHz	~ 40 GHz
скорост на измерване	150 ms	150 ms	350 ms
грешка	зависи от времето за измерване		
$P_{min}$ /динамичен обхват, dBm	-30 dBm/ 35-50 dB	-35 dBm/ 40 dB	-30 dBm/ 35-50 dB
S/N, dB	~ 40 dB	~ 20 dB	~ 20 dB
FM толеранс (peak-peak)	~ 30-40 MHz	~ 1-10 MHz	~ 10-50 MHz
AM дълбочина на модулация, m %	< 50 %	> 90 %	> 90 %
амплитудна дискриминация, dB	~ 4-30 dB	~ 2-10 dB	~ 2-10 dB

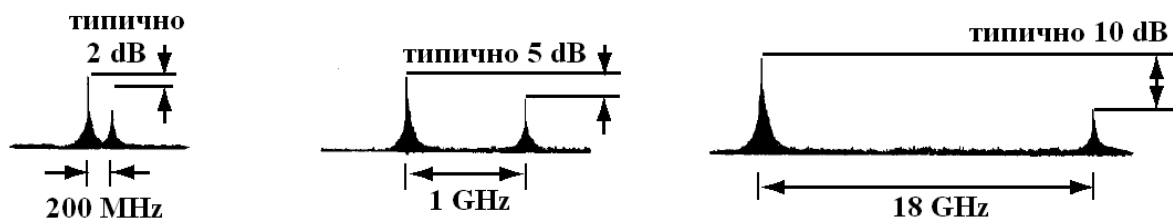
## Чувствителност и динамичен обхват

Чувствителността се определя от минималната мощност на сигнала, която позволява безпроблемно измерване на честотата на сигнала ( $P_{min}$  типично -25 dBm до -40 dBm). Това е ниво, достатъчно да за предизвика измерим изходен сигнал в смесителя или фазовия детектор. Максималната мощност  $P_{max}$  на сигнала, която води до насищане, е типично +7 dBm до +20 dBm. Следователно, динамичният обхват е типично 32 dB, max до 60 dB. Отношение S/N, което позволява измерване на честота на даден сигнал, е ~20 dB за хармоничния конвертор и трансферния осцилатор, но за чистия хетеродинен конвертор е необходимо двойно по-широк диапазон 40 dB и това го прави неизползваем при по-слаби сигнали.



## Измерване на честота на модулирани сигнали

Съвременните честотомери позволяват измерване на носеща честота на АМ и FM модулирани сигнали. Това е чувствителността към носещата честота и зависи от дълбочината на модулация (АМ) и от разстоянието между отделните пикове “p-p” (peak-to-peak) на модулирания сигнал (FM). Най-подходящи са трансферните методи: дълбочина  $m > 90\%$  при АМ и разстояние “p-p”  $< 10\text{ MHz}$ . Най-неподходящи са чисто хетеродинните методи: дълбочина  $m < 50\%$  при АМ и разстояние “p-p”  $> 30\text{--}40\text{ MHz}$ . Важна е още и способността да се отделят два сигнала с близки честоти и амплитуди, с цел да се регистрира по-силният от тях – вж. фигурата по-долу. Хармоничният конвертор и трансферния осцилатор позволяват да се отделят сигнали за измерване с нива над 2 dB на честотно разстояние под 200 MHz, над 5 dB за под 1 GHz и над 10 dB за под 18 GHz. Чисто хетеродинният честотомер също може да разделя честотно отдалечени сигнали, но амплитудната дискриминация трябва да е  $\sim 30\text{ dB}$ .



Амплитудна дискриминация на хармоничния хетеродинен конвертор. Обозначени са необходимите разлики в нивата, за да бъде надеждно отделен по-силният сигнал

## Някои типични приложения на микровълновите честотомери

1. Измерване на честотата на VCO в зависимост от промените в захранването

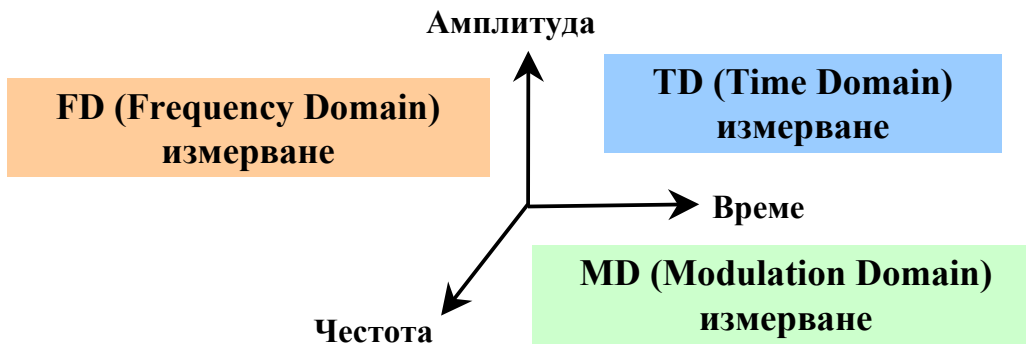
3. Контрол на честотата на VCO във времето: времева и/или температурна стабилност

2. Контрол на линейността на честотната настройка на VCO чрез контролер и програмируем цифрово-аналогов конвертор

4. Контрол на честотата на локален осцилатор LO, включен в RF приемник, но без достъп до него. Всеки честотомер има изход на междинна честота IF (нека  $IF = 70\text{ MHz}$ ). IF се подава на IF входа на приемника (ако има такъв) или чрез сонда отвън. От RF входа на приемника с помощта на честотомера се измерва възбуден RF сигнал (напр.  $RF = 3850\text{ MHz}$ ). Тогава  $LO = 3850 - 70 = 3780\text{ MHz}$ .



## Модерни анализатори на честота и фаза от времето



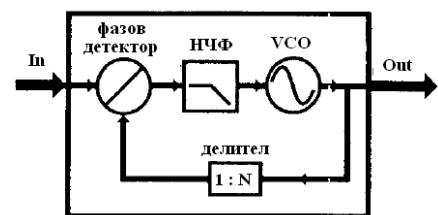
Съвременните комуникационни сигнали имат три вида зависимости (вж и Лекция 4):

- ❖ **TD (Time Domain)** – ниво на сигнала от времето: измерване чрез осцилоскопи, сигнал анализатори, TDR рефлектометри и др.
- ❖ **FD (Frequency Domain)** – ниво на сигнала от честотата (спектър): чрез спектроанализатори, анализатори на вериги, сигнал анализатори и др
- ❖ **MD (Modulation Domain)** – честота на сигнала от времето: чрез съвременни бързи анализатори на честота и времеви интервали

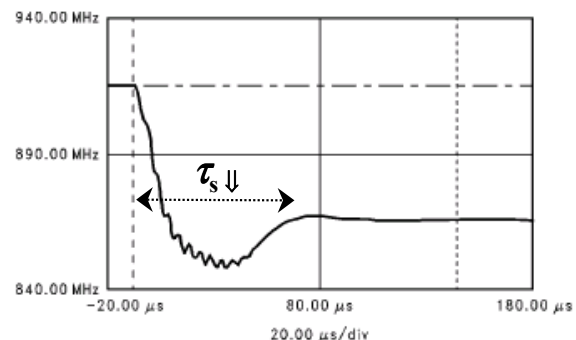
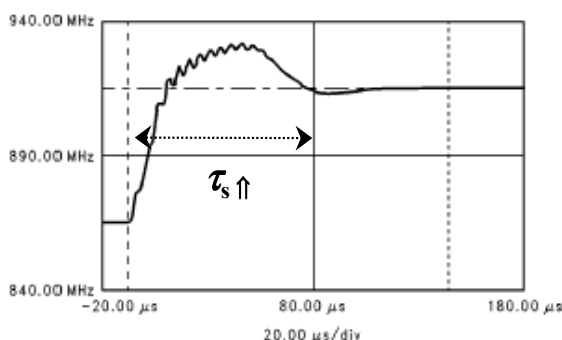
Сигналите могат да се характеризират със зависимост на своята амплитуда от времето (time domain) или от честота (frequency domain) (вж. Лекция 4). В тази координатна система може да се говори и за зависимост на честотата на сигнала от времето (modulation domain). Много съвременни устройства могат да се характеризират с подобна зависимост: бързи ключове (jitters), PLL елементи, синтезатори и пр. и е необходима подходяща апаратура.

## Измерване от тип “modulation domain”

За постигане на висок капацитет в съвременните комуникационни системи се налага избор на свободен честотен канал и бърза смяна на честотите на излъчване. Други системи използват принципа на бавно или бързо скачане на носещата (frequency hopping). В такива случаи се налагат измервания от типа “modulation domain”: зависимост на честота от време и на фаза от време. Типично устройство с подобно поведение е честотният синтезатор с управляващ PLL елемент. На двете графики по-долу са показани измерените зависимости на преходните процеси в честотен GSM синтезатор при промяна на излъчваните честоти с 50 MHz (нагоре или надолу). Може да се измери пълното време за преход, времето на предния фронт на прехода и честотното отклонение от равновесната стойност (frequency overshoot) при установяване на носещата.



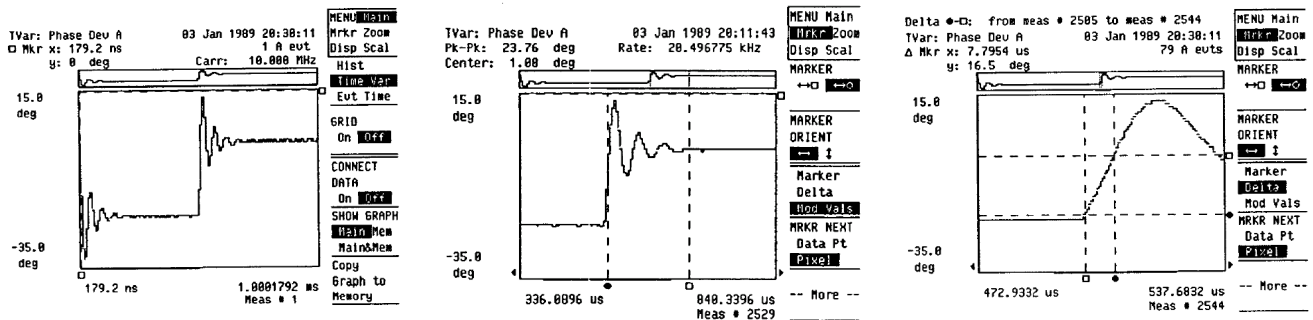
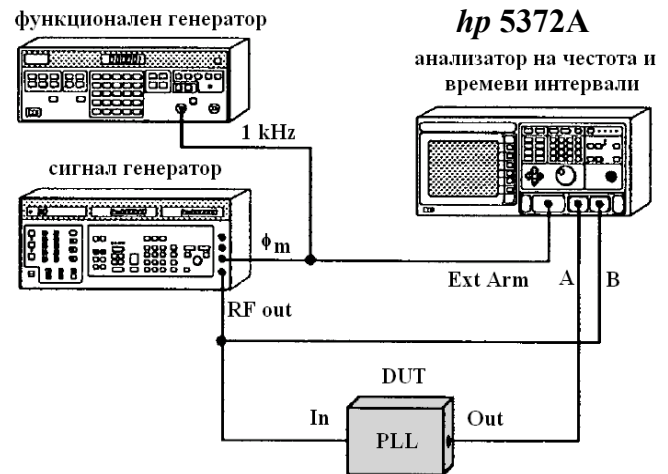
Типична PLL схема



Измерване на време за превключване на различни честоти в честотен синтезатор

## Измерване с анализатор на честота и времеви интервали

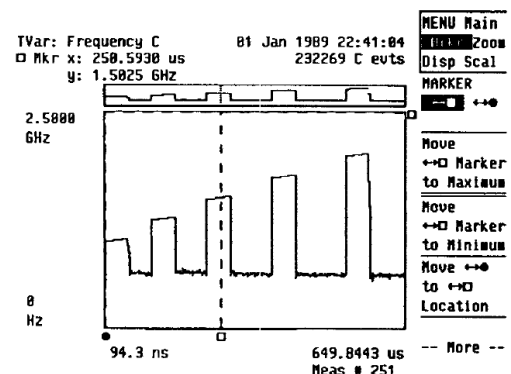
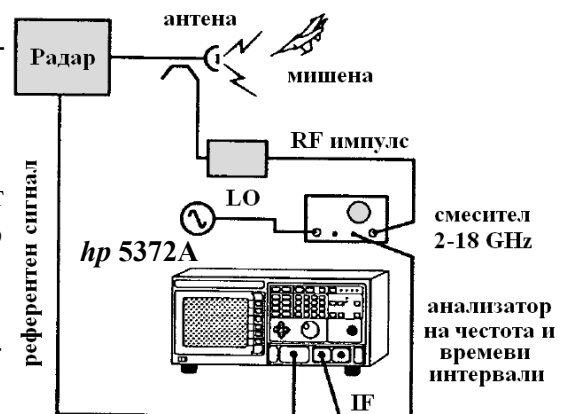
Измерително устройство, подходящо за проследяване на стъпални честотни и фазови изменения с времето на PLL елементи е анализаторът на честота и времеви интервали. На фигурата е показан пример за реализация на схема на т. нар. "фазов осцилоскоп" за измерване на фазови състояния във времето на PLL елемент. За източник на входен сигнал за PLL елемента се използва сигнал генератор фазово модулиран с 1 kHz меандър от функционален генератор. Така се осигурява фазова стъпка от ~20 deg, която се измерва с анализатора hp 5372A.



Типичен дисплей на фазови скокове в PLL елемент в различни мащаби по времето

## Измерване с сложни радарни сигнали с анализатор hp 5372A

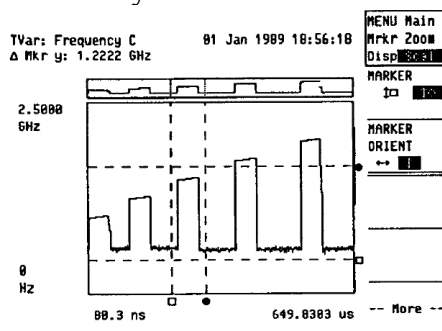
Съвременните радарни системи излъчват и приемат доста сложни сигнали, необходими не само за традиционните измервания на координати и скорост, но и за подобряване на разделителната способност, получаване на повече характеристики на "целта" и т. н. Такива сигнали не могат да се мерят или се измерват много трудно с конвенционалните инструменти като осцилоскопи или спектроанализатори. И тук подходящи са измервания с анализатор на честота и времеви интервали, понеже много информативна характеристика на радарните сигнали е динамичното поведение на честотата или фазата на приетия сигнал спрямо излъчения. На фигурата е показан пример на измерителна схема за сравнение на излъчен и приет радарен сигнал с анализатор hp 5372A. Смесител се използва само, ако радарният сигнал е над 2 GHz. Измерванията се извършват на междинна честота с време за детекция не по-голямо от 5 ns. Показаният сигнал е доста сложен както по честота, така и по време. Съдържа 5 носещи в интервала 1-2 GHz през 250 MHz, излъчени в 5 импулса с продължителност 50 μs, всеки с линейно нарастваща честота 40 MHz в този интервал. На фигурата долу е показан подобен сигнал в координати "честота-време".



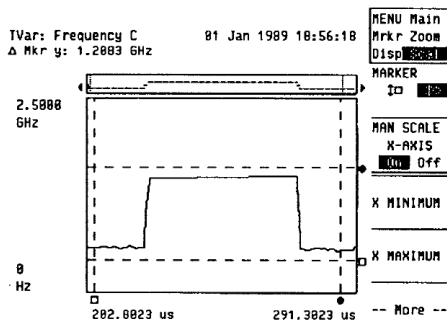
Дисплей на сложен радарен сигнал

## Анализ на радарни сигнали с анализатор *hp 5372A*

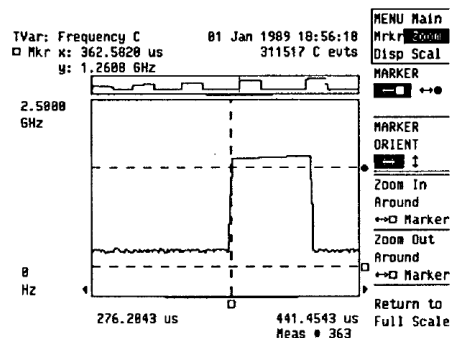
На фигурите по-долу са илюстрирани различни ситуации с анализ на сложни радарни сигнали по честота (Y ос) и по време (X ос). Това може да се реализира за периодични или единични импулси.



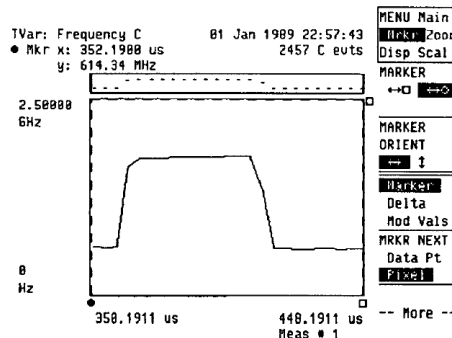
Селектиране на интервал за измерване



Определена на продължителност на импулса



Измерване на закъснението на сигнала

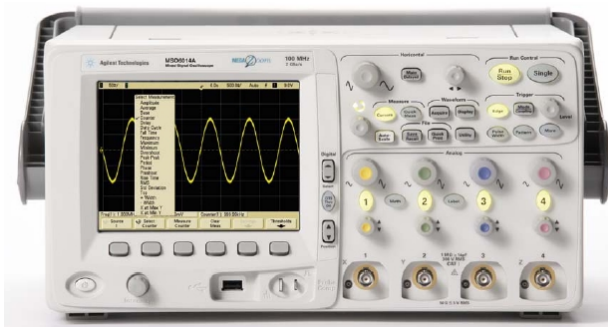
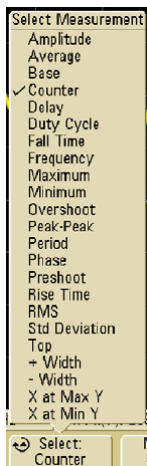


Единичен импулс с увеличена разделителна способност по честота

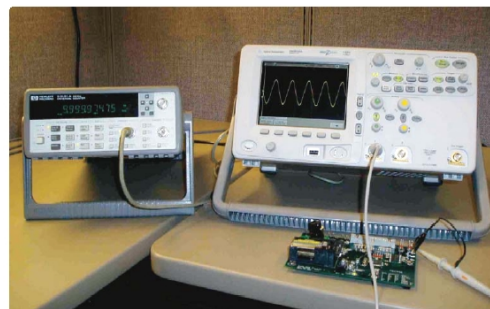
## Измерване на честота със съвременни осцилоскопи

Много цифрови осцилоскопи позволяват наред с TD измервания (амплитуда на сигнала от времето) и достатъчно точни измервания на честотата на периодични сигнали. Обикновено това става с точност 4 значещи цифри (срещу измерване с точност до 12 значещи цифри при използване на цифров честотомер). В някои съвременните бързи осцилоскопи има допълнителна вградена функция на цифров честотомер с 8 значещи цифри и така ролята на осцилоскопа може да се обогати с опция за относително точно измерване и на честота.

На фигурата е показан осцилоскоп на Agilent® от серията 6000 с вградена функция на честотомер с 5-значещи цифри. При използване на външен 10-MHz референтен кварцов генератор точността се увеличава до 8 значещи цифри. Осцилоскопът има и трета опция: използване на допълнителен външен честотомер, сигнал за който се взема от задния панел.

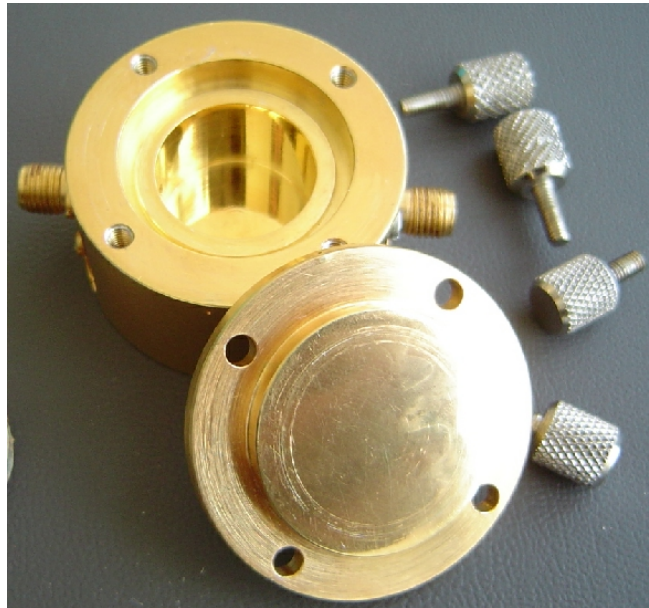


Agilent® 6000 Series Oscilloscopes с вградена функция "counter"



Координирано измерване на честота с помощта на осцилоскоп Серия 6000 и външен честотомер

## 3.5 Качествен фактор на резонаторите; директно измерване



### Резонатори и качествен (Q-) фактор

Резонаторите са много разпространени структури в микровълновия обхват. Всъщност, всяка обособена част от пространството с диелектрична проникваемост  $\epsilon_R$ , различна от тази на околната среда, или област, заградена с метални стени (или комбинация от двата случая) представлява резонатор, т.е. устройство, способно да запасява електромагнитна енергия. Като най-известни примери могат да се посочат металните правоъгълни и цилиндрични резонатори, отрязъците от планарни предавателни линии, диелектричните резонатори DR, свръхпроводящите планарни резонатори, квазиоптичните резонансни системи и др. Съществуват и по-необичайни примери за резонатори – например, човешкото тяло или негови части (напр. главата) се оказват резонатори за някои честотни обхвати, свързани с комуникациите и радиоразпръскването (~60-100 MHz за цялото тяло на възрастен човек с височина ~170-190 cm или ~450 MHz за човешка главата със среден диаметър ~17 cm). Микровълновите резонатори се характеризират с два основни параметъра: резонансна честота  $f_0$  и качествен (Q-) фактор  $Q_0$ . Ненатовареният Q фактор е важна енергетична характеристика, изразяваща способността на резонатора да запасява енергия в обема си:

$$Q_0 = 2\pi \frac{W}{W_L} = 2\pi \frac{\text{запасена енергия}}{\text{енергия на загубите}} = 2\pi f_0 \frac{W}{P_L} = 2\pi f_0 \frac{\text{запасена енергия}}{\text{мощност на загубите}}$$

Така, колкото резонаторът е с по-голям Q-фактор, толкова по-висока е способността му за запасяване на енергия. Q-факторът на типични резонатори в микровълновия обхват има относително високи стойности: до  $10^8$  при квазиоптичните и ехо резонаторите, 2000-50000 при вълноводните метални резонатори; 1000-10000 при диелектричните резонатори; 150-250 при микрорентновите планарни резонатори и пр. На човешкото тяло той е едва 20-40.



## Изрази за качествения фактор

Енергията на затихващите трептения в резонатора от времето може да се изрази като

$$W(t) = W_0(t = t_0) e^{-\frac{t}{\tau}} = W_0 e^{-\frac{\omega_0 t}{Q_0}} \Rightarrow Q_0 = \omega_0 \cdot \tau$$

Това е директният начин да се изрази качествения фактор на един резонатор на даден мод – чрез декремента на затихване  $\tau$  на трептенията в него и резонансната му честота  $\omega_0 = 2\pi f_0$ .

Качественият фактор  $Q_0$  характеризира ненатоварения резонатор (т. е. когато той не е включен в друга верига). В такъв случай се говори за собствени загуби на резонатора  $P_L$ , които се определят от следните основни канали: поглъщане  $P_w$  в металните стени и повърхности, загуби  $P_d$  в запълващия диелектрик (диелектрични и понякога – магнитни), а при открити структури - и от загубите за излъчване  $P_r$  (има и други канали на загуби)

$$P_L = P_d + P_w + P_r + \dots$$



Микровълнов резонатор

Диелектричните загуби  $P_d$  са пропорционални на тангенса на диелектричните загуби в диелектрика. Най-ниски загуби имат сапфира, алундовата керамика, някои органични вещества (напр. тефлон). Високи загуби имат диелектрици с водно съдържание, сажди, карбонилно желязо. Загубите в металните стени  $P_w$  зависят от два параметъра: повърхнинния импеданс  $R_s$  и дълбочината на “скин” слоя  $\delta$ . Най-малки загуби имат металите Cu, Ag, Au, както и свръхпроводниците. За малки загуби повърхността трябва да е с малка грапавост.

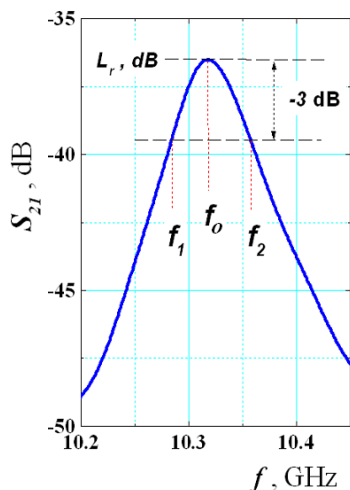
## Натоварен качествен фактор

По принцип, когато резонаторът се включва в някаква верига, той се “натоварва” – тогава се въвежда “натоварен” качествен фактор  $Q_L$ , зависещ от връзката на резонатора с веригата:

$$Q_L = 2\pi f_0 \frac{W}{P_L + P_\beta} \Rightarrow Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta}; \quad \beta = \frac{P_0}{P_\beta}$$

Тук  $\beta$  е коефициент на връзка, а  $P_\beta$  е мощността на загубите от излъчване поради връзката на резонатора с другите вериги. Ако  $\beta \ll 1$ , се счита, че връзката е слаба (слабо-натоварен резонатор) и  $Q_L \leq Q_0$ , но ако  $\beta \geq 1$ , резонаторът е силно-натоварен и  $Q_L \ll Q_0$ . При слабо натоварен резонатор е валидна следната формула за определяне на Q-фактор на резонатора

$$Q_0 \cong Q_L = \frac{f_0}{\Delta f^{-3\text{dB}}}$$



Резонансна крива

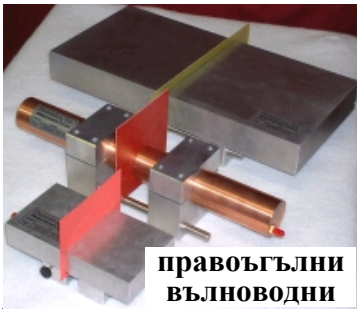
където  $\Delta f^{-3\text{dB}}$  е ширината на резонансната крива на преминал през резонатора сигнал на ниво  $-3\text{ dB}$  от максималния сигнал за резонансната честота  $f_0$ . Когато връзката не може да се пренебрегне, може да се използва следната формула за  $Q_0$

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - 10^{-|L_r, \text{dB}|/20}}$$

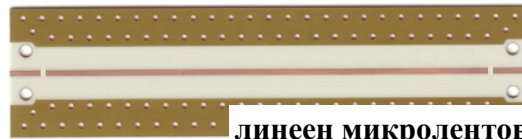
където  $L_r$  е дълбочината на потъване на резонансната крива, сравнена с референтното ниво  $0\text{ dB}$  на преминалия сигнал при отсъствие на резонатор. Колкото по-слабо е “потъването” на резонанса, толкова повече  $Q_L < Q_0$ .

## Примери за резонатори с различен качествен фактор

В микровълновата техника се използват разнообразни резонатори, изработени по различна технология и с различен Q фактор. По-долу са дадени илюстрации за най-известните от тях

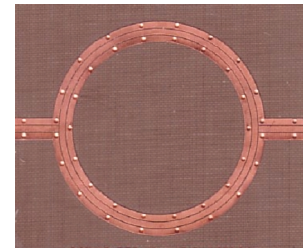


правоъгълни  
вълноводни



линеен микролентов

От планарните най-известни са микролентовите, но още копланарни, лентови и др. Форма: линейни, пръстеновидни дискови и др. Q фактор до 250 поради загуби в метала и подл.

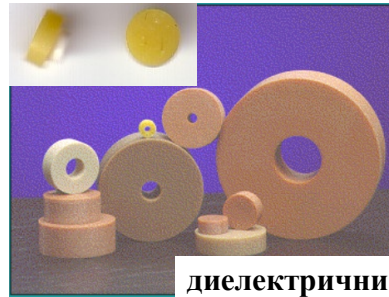


пръстеновиден  
копланарен



цилиндрични

Обемните правоъгълни, цилиндрични и др. резонатори са много популярни. Q фактор от ~1000 до ~50000. Полирани, метал Cu, Ag, Au



диелектрични

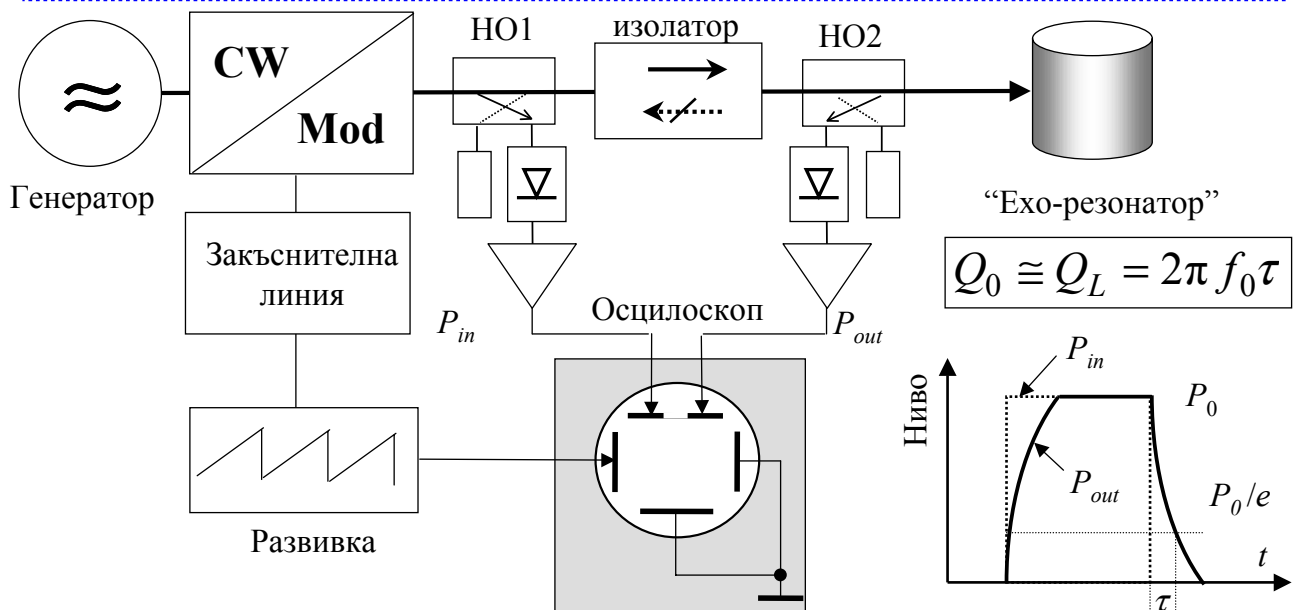
Диелектричните резонатори са алтернатива на планарните. Имат висок Q фактор (~2000-10000) и малки размери. Материал: керамики с  $\epsilon \sim 25-40$ ,  $\tan\delta_\epsilon$  под 0.001



открити и квазиоптични

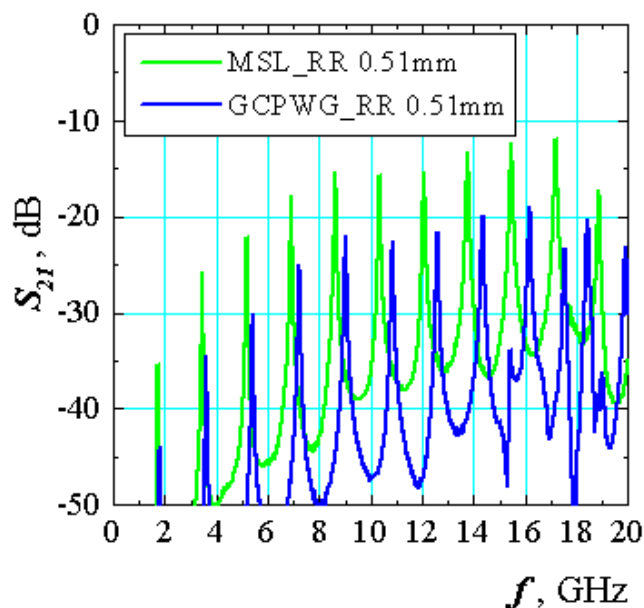
Открити и квазиоптични (Фабри-Перо) резонатори с висок Q фактор до  $10^8$ . Използват се за измерване на матриали и като работни резонатори в sub-mm източници.

## Директно измерване на качествен фактор



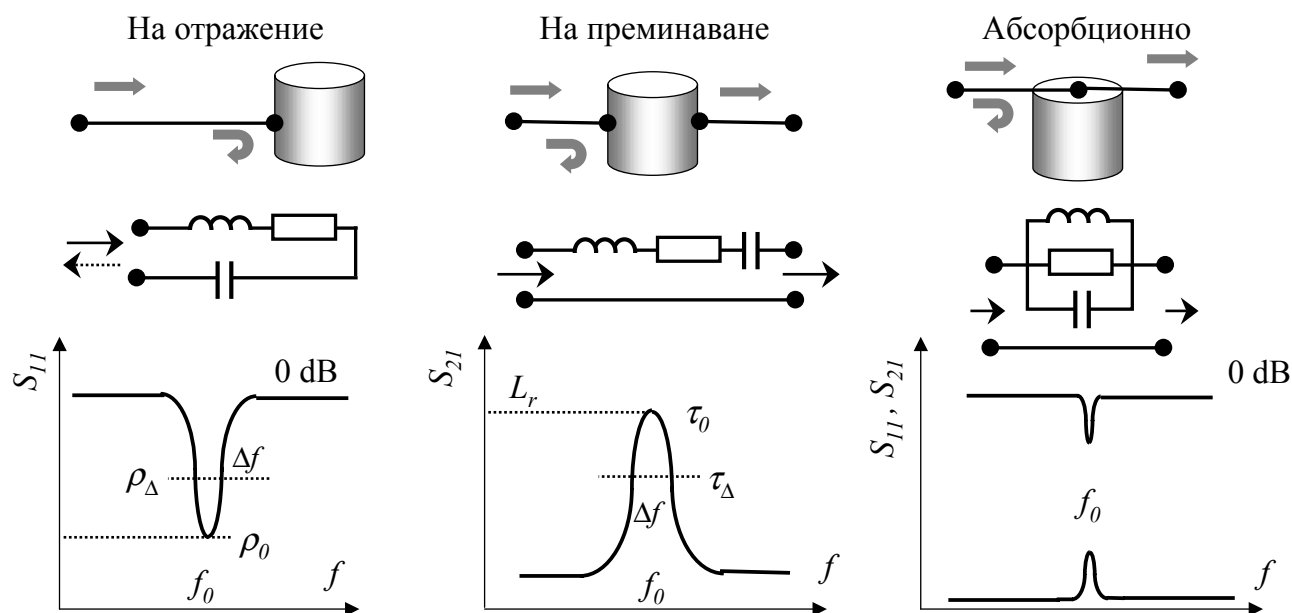
При резонатори с много висок качествен фактор ("ехо-резонатори") е възможно директно измерване на Q фактора чрез определяне на декремента на затихване  $\tau$  на резонатора (т. е. по времето на "звучене"). Това е осцилоскопен (time-domain) метод. Сигналят се модулира с правоъгълен сигнал със стръмни фронтове, а на отразения сигнал се измерва времето за затихване на сигнала  $e = 2.71$  пъти (от  $P_0$  до  $P_0/e$ ). Така могат да се мерят резонатори със слаба връзка и  $Q_0 \sim 5 \cdot 10^5 - 10^8$ . Това са резонансни кръгове на входни приемници (чувствителност на LNA), свръх-проводящи резонатори, квази-оптични резонатори и пр.

## 3.6 Класически методи за измерване на Q фактор



### Начини на свързване на резонаторите

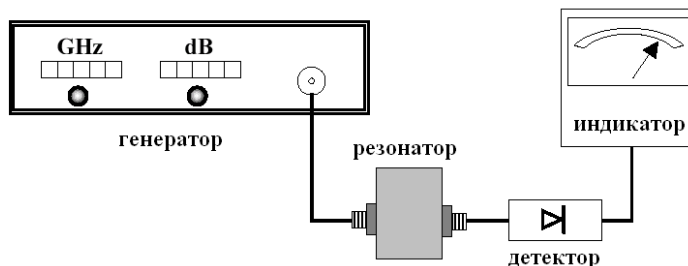
Съществуват три начина за свързване на резонаторите в микровълнови схеми, показани по-долу (начина на свързване в основния тракт, еквивалентната схема и типичната резонансна крива. Най-простият начин е свързване като краен товар – двуполюсник. Резонансна крива се наблюдава при отражение на сигнала. Вторият метод е по-популярен – свързване на резонатора като четириполусник. Резонансната крива има класически вид – наблюдава се при преминал сигнал. Степента на връзка тук е най-силна. При абсорбционно свързване връзката е най-слаба – резонаторът обикновено се използва за измерителни цели.





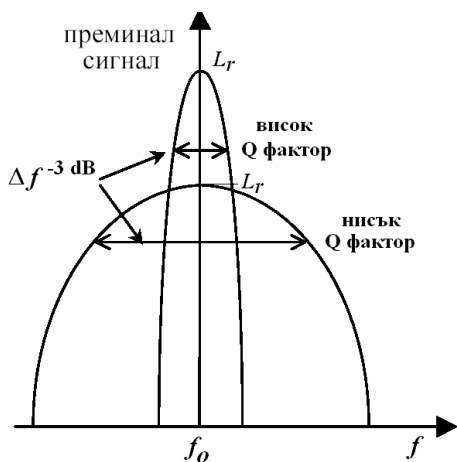
## Класическо измерване на резонатор в режим на преминаване

На фигурата е показана класическа схема за измерване на резонансните характеристики на резонатор с две входни рамена в режим на преминаване на сигнала. За източник се ползва всякакъв пренастройваем (по честота и по ниво) генератор, детектор и индикатор на преминал сигнал.



Измерването става по следния начин:

Първо, при изключен резонатор се определя референтното ниво 0 dB в даден честотен интервал. След включване на резонатора се определя резонансната честота  $f_0$  на даден резонансен мод по максимум на преминал сигнал (честотата се регистрира с честотомер или по скалата на генератора, ако е достатъчно точна). Измерва се дълбочината на потъване на резонанса  $L_r$  в dB, сравнена с нивото 0 dB ( $L_r, \text{dB} = 20 \cdot \log|S_{21r}|$ , вж. Лекция 5). Накрая се определя ширината на резонанса  $\Delta f^{-3 \text{ dB}}$  на ниво  $-3 \text{ dB}$  от нивото  $L_r$ . Качествените фактори (натоварен  $Q_L$  и ненатоварен  $Q_0$ ) се изчисляват от следните формули:



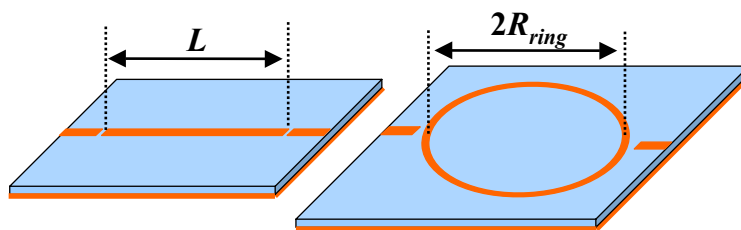
Типични резонансни криви при преминал сигнал

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f^{-3 \text{ dB}}} \quad Q_0 = \frac{Q_L}{1 - 10^{-|L_r, \text{dB}|/20}} = \frac{Q_L}{1 - |S_{21r}|}$$

## Пример: измерване на микролентови (MSL) резонатори

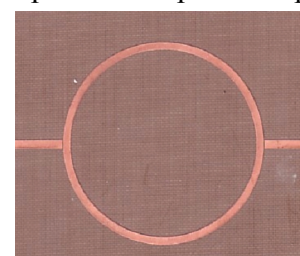
Класически тип планарни резонатори са микролентовите (MSL) линейни и пръстеновидни (ринг) резонатори.

Такива структури често се използват за определяне на важните параметри на микролентовите линии (или други подобни планарни линии - лентови, копланарни и пр.). Един от най-важните параметри на микролентовата линия е ефективната диелектрична проницаемост  $\epsilon_{eff}$ . Тя може да се определи, като се измери резонансната честота на даден резонанс  $f_n$  или  $f_m$  ( $n, m$  са броят полуълни, които се нанасят по дължината  $L$  (по-точно  $L_{eff}$ ) на линейния резонатор или по периметъра  $2\pi R_{ring}$  на ринг резонатора



Линейен и пръстеновиден микролентови резонатори

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{30n}{2f_n [\text{GHz}] L [\text{cm}]} \right)^2 \quad \epsilon_{eff} = \left( \frac{30m}{4f_m [\text{GHz}] \pi R_{ring} [\text{cm}]} \right)^2$$

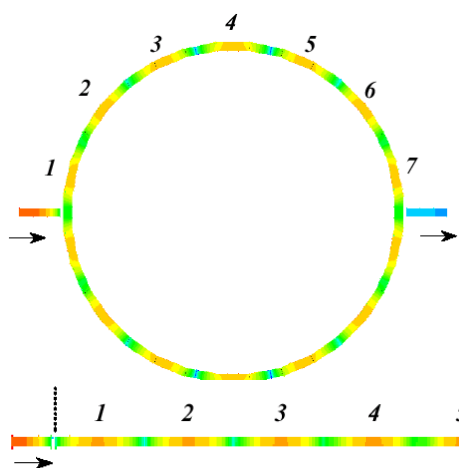


Микролентов ринг резонатор върху подложка от Arlon® DiClad 880

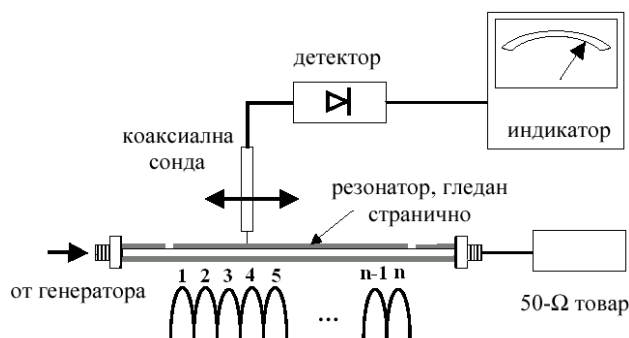
Като се знае този параметър, лесно може да се определи и дължината на вълната  $\lambda_g$ , в линията, а оттам фазовото закъснение на сигнала  $\beta$ , dB/cm. Ако се измери и съответният ненатоварен качествен фактор  $Q_0$ , може да се определи и общото затихване на сигнала  $\alpha$ , dB/cm:

$$\lambda_g, \text{cm} = \frac{30}{f [\text{GHz}] \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \beta, \text{deg/cm} = \frac{360}{\lambda_g [\text{cm}]} \quad \alpha, \text{dB/cm} = \frac{27.3}{Q_0 \lambda_g [\text{cm}]}$$

## Определяне на номера на планарния мод

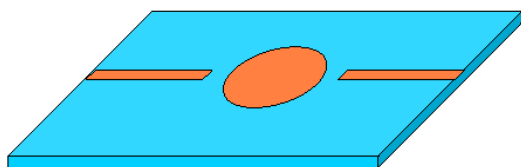


Резонаторите обикновено са много-модови устройства (с много резонансни честоти, отговарящи на собствените им вълнови модове) и е тяхната експериментална идентификация е доста трудна задача. Най-просто това става при резонаторите, които са отрязъци от планарни предавателни линии (от предната страница). На двете фигури е показано симулираното с електромагнитен 3D симулатор разпределение на високочестотния ток в пръстеновиден (в случая  $m = 7$ ) и на линеен ( $n = 9$ ) микролентов резонатор.



На схемата е показан прост метод за определяне на броя полуълни  $n$  в линеен планарен резонатор с помощта на електрическа (или магнитна) сонда, движена по повърхността на подложката близо до проводника на резонатора. На фиксирана резонансна честота с помощта на сондата се снима разпределението на електрическото поле над микролентовата линия и така могат да се преброят минимумите (или максимумите) на това поле по дължината на резонатора и да се определи  $n$  (или подобно за  $m$ ).

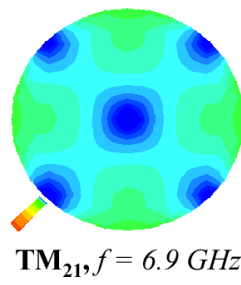
## Експериментално определяне на резонансни модове



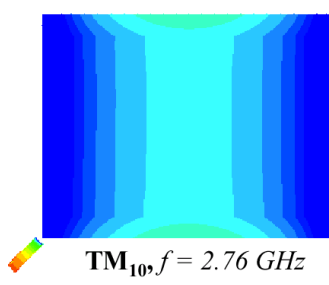
При други планарни резонатори (например дискови, правоъгълни, триъгълни, елиптични и пр.) практическото определяне на типа на възбудения мод е по-трудно. Това изисква да се познава добре спектъра на изследвания резонатор и разпределението на полето (или тока) на всеки мод (дадени са примери за планарни TM модове в дисков, правоъгълен и елиптичен резонатори).



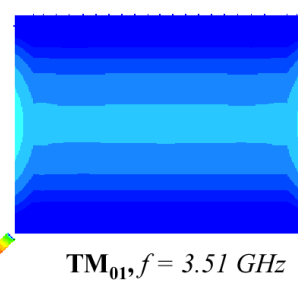
$TM_{11}, f = 4.1 \text{ GHz}$



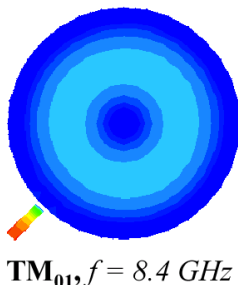
$TM_{21}, f = 6.9 \text{ GHz}$



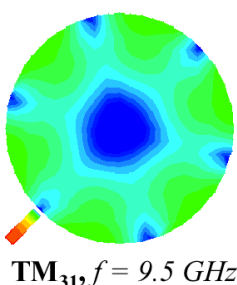
$TM_{10}, f = 2.76 \text{ GHz}$



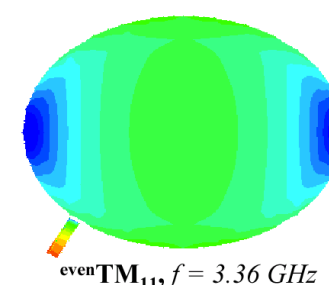
$TM_{01}, f = 3.51 \text{ GHz}$



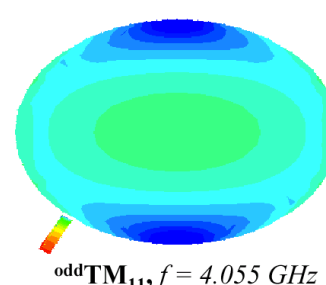
$TM_{01}, f = 8.4 \text{ GHz}$



$TM_{31}, f = 9.5 \text{ GHz}$



even  $TM_{11}, f = 3.36 \text{ GHz}$

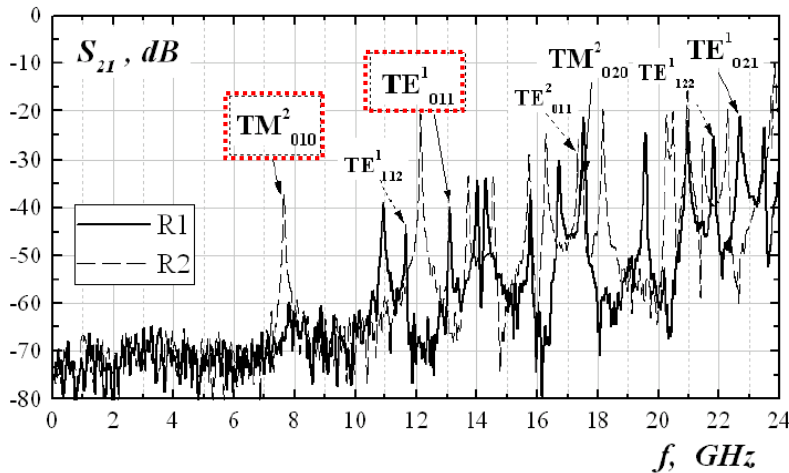
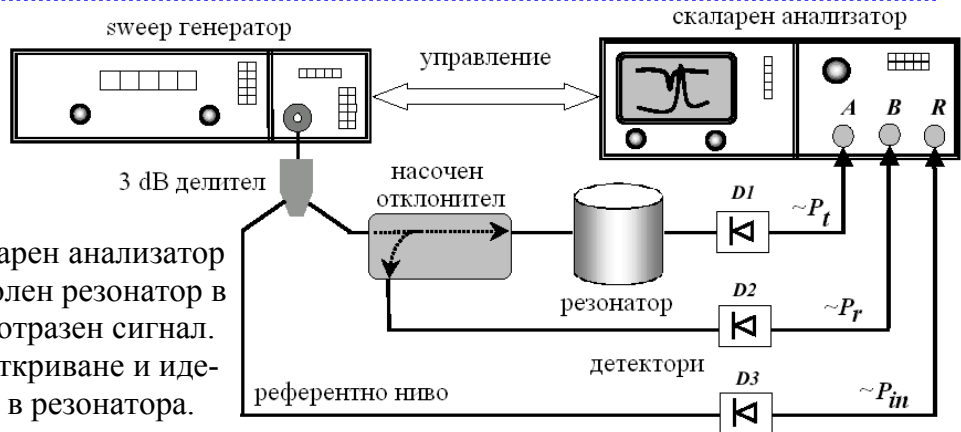


odd  $TM_{11}, f = 4.055 \text{ GHz}$

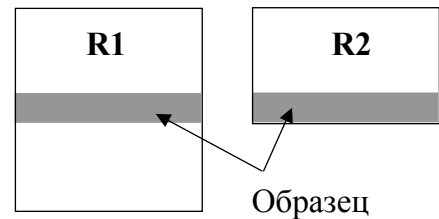
## Измерване на резонатори с анализатори на вериги

Най-удобно е измерване на сложни резонатори с богат спектър да става в широк честотен обхват с помощта на анализатори на вериги (вж. схемата).

Даден е пример със скаларен анализатор за изследване на произволен резонатор в режим на преминал или отразен сигнал. Удобство е по-лесното откриване и идентификация на модовете в резонатора.

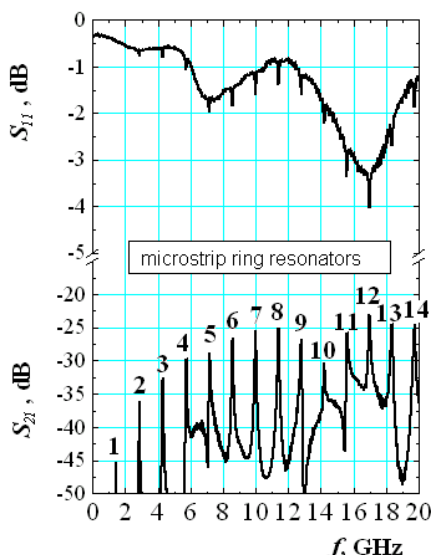


На фигурата в съседство е даден за пример спектър в обхвата 0-24 GHz на два типа обемни цилиндрични резонатори с образци R1 и R2. Тук интересните за измервателни цели модове са  $TE_{011}^1$  и  $TM_{010}^2$ .



## Измерване в широка и тясна честотна лента

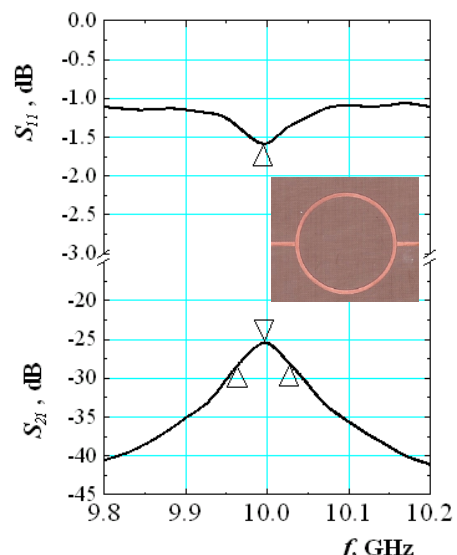
При измерване на резонатори с помощта на анализатор на вериги възниква въпросът за точността на определяне на резонансните характеристики. Има значение ширината на честотния обхват на обзор. В широка лента точността при определяне на резонансната честота не е висока, понеже честота се мери чрез управляващото напрежение (вж. Лекция 5). В такъв режим се прави само качествен анализ на спектъра и идентификация на модовете. Количествено измерване се извършва в достатъчно тясна лента: измерване на резонансна честота (чрез опцията “search max”) и на ширина на резонанса на ниво -3 dB (чрез опцията “bandwidth”) по  $S_{21}$ ; в режим на отражение по  $S_{11}$  не винаги се наблюдава добре изразен резонанс.



Спектър на резонатора в широка честотна лента

В режим на отражение

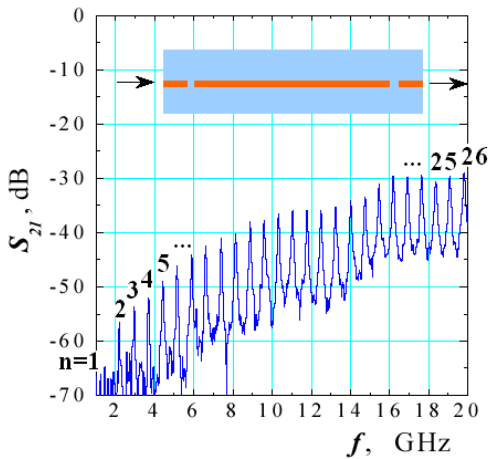
В режим на преминаване



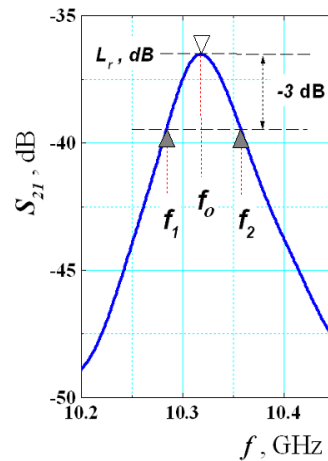
Резонансна крива в тясна лента

## Пример: Определяне на честотната дисперсия на диелектричната проницаемост на микролентова линия

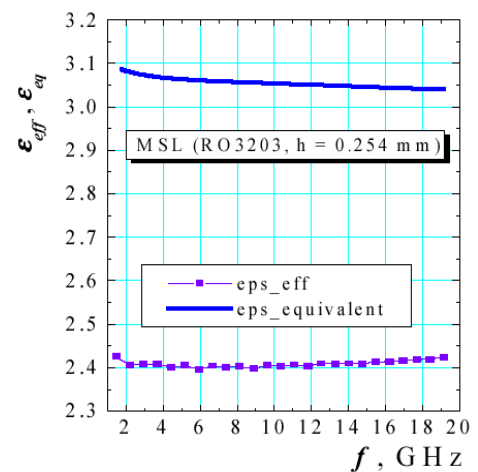
Като първи пример за широколентово измерване ще разгледаме определянето на дисперсията на ефективната диелектрична проницаемост на микролентова линия с помощта на линеен (или ринг) резонатор. Първо, в широка лента се определят номерата  $n$  на отделните резонанси, като се започва от най-нискочестотния ( $n = 1$ ). След това се измерват резонансните честоти и  $Q$  факторите на всеки резонанс в тясна лента ( $n = 1, 2, 3 \dots$ ). Накрая се изчислява ефективната диелектрична проницаемост (и още дължината на вълната, фазовата константа и затихването) на микролентовата линия в широк честотен обхват (вж. графиката).



Серия от резонансни криви в широка честотна лента



Резонансна крива в тясна лента

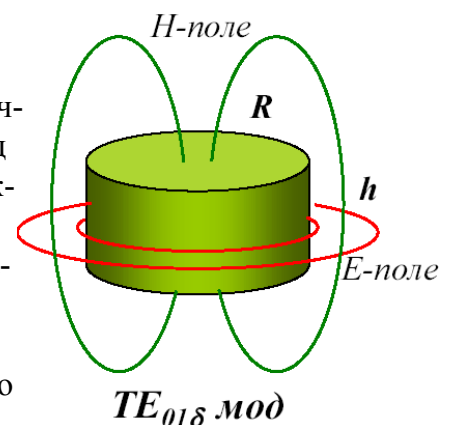


Измерена дисперсия на  $\epsilon_{eff}$  на микролентова линия

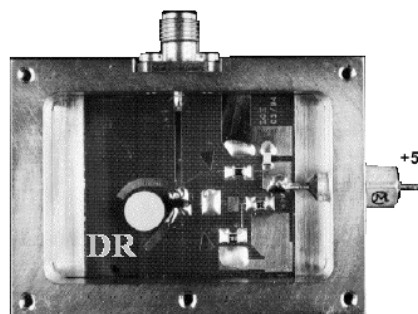
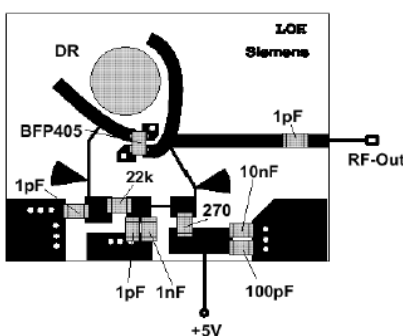
## Диелектрични резонатори (DR)

Диелектричните резонатори (DR) обикновено представляват отрязъци от цилиндрична диелектрични вълноводи с голяма диелектрична проницаемост ( $\epsilon_r \cong 30 - 40$ ) и малки диелектрични загуби ( $\tan \delta_\epsilon < 10^{-3}$ ). Използва се магнитно-диполният мод  $TE_{01\delta}$  ( $\delta \sim 1$ ), който има изключително висок за открита структура качествен фактор (от 2000 до 10000). Причината е, че  $\sim 95\%$  от електрическата и  $\sim 60\%$  от магнитната енергия, запасени в резонатора, са съсредоточени извън диелектрика (т.е. във въздуха). Резонаторите се избират обикновено с размери  $R/h \sim 1$  ( $0.5 < R/h < 2$ ), а честотата им се определя приближено от израза:

$$f_{TE_{01\delta}}, \text{ GHz} \cong 34.0 \frac{R/h + 3.45}{R\sqrt{\epsilon_r}}$$

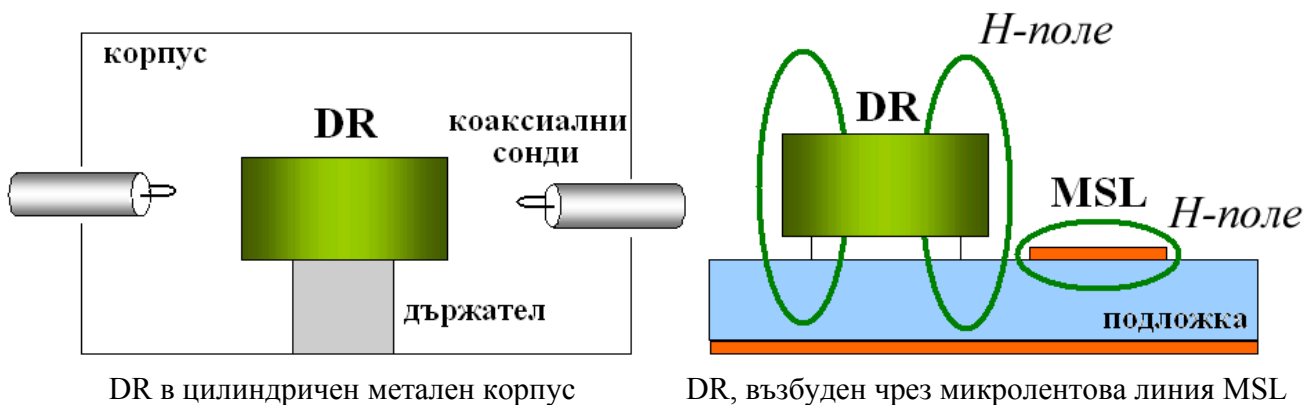


Диелектричните резонатори са много популярни в микровълновия обхват. Най-често се използват в локалните осцилатори с фиксирана честота за честотна стабилизация, за високо-избирателни лентово-пропускатели и режекторни филтри, като антенен елемент за антенни решетки и др.



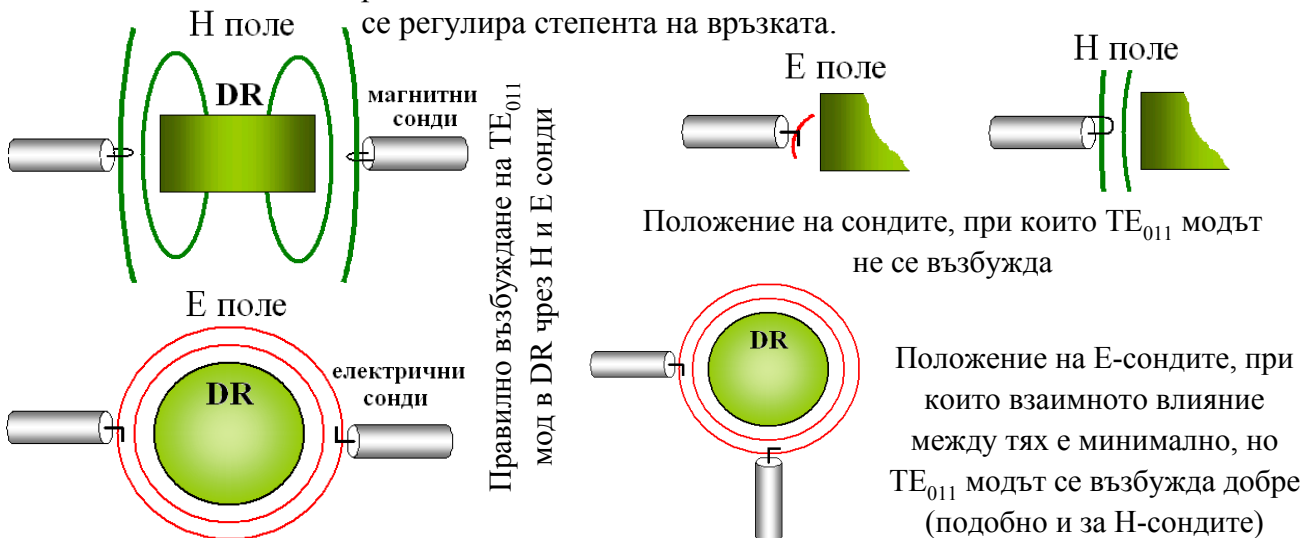
## Пример: измерване на диелектрични резонатори

Има различни начини за измерване на диелектричните резонатори в зависимост от приложението им и от целта, която се преследва с измерването. Долу са представени схемите на два от най-използваните методи. При първия метод DR е поставен вътре в цилиндрична кутия върху малък държател с ниска диелектрична константа, а възбуждането е с помощта на коаксиални сонди (електрически или магнитни). Чрез движение на сондите може да се минимизира връзката с резонатора, за да не влияе на характеристиките. При този тип измерване може да се определи резонансната честота на  $TE_{011}$  мода на изолирания резонатор, собственият му качествен фактор, а при изменение на температурата – и температурният коефициент на изменение на честотата  $\delta f/f_0$  (обикновено  $0 \div \pm 15$  ppm/°C). При втората схема измерването е по-близо до реалното приложение на диелектричния резонатор. Сега той се поставя върху подложката (директно или чрез държател), на която се намира възбуждащата микрорентова линия. Този тип измерване отчита влиянието на подложката върху резонансната честота и Q фактора на DR (и двете величини намаляват) (вж. и нататък).



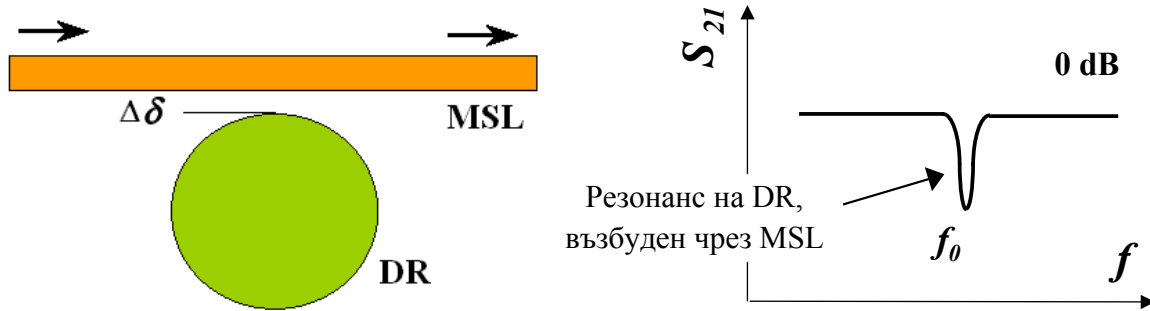
## Възбуждане на $TE_{011}$ мода в диелектричен резонатор чрез коаксиални сонди

Има два вида възбуждащи коаксиални сонди: електрическа и магнитна (вж. фигурата вляво), чрез които може да се възбуди основният мод  $TE_{011}$  в DR. На фигурите долу вляво е показано правилното положение на E и H сондите за най-добро възбуждане на този азимутално-симетричен мод. Ако сондите се завъртят около оста си на  $90^\circ$  спрямо тази ориентация, модът вече не се възбужда. Това може да се използва и за неговата идентификация в спектъра. Сондите могат да се доближават и отдалечават от DR и така да се регулира степента на връзката.

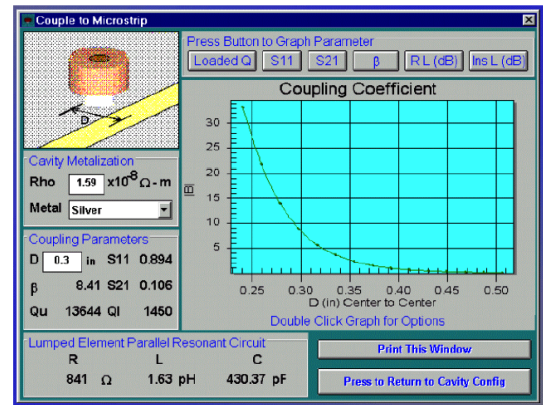




## Бързо измерване на диелектрични резонатори с помощта на микролентова линия



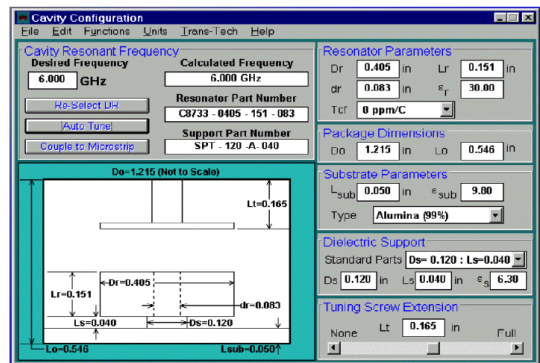
Измерването на диелектрични резонатори с помощта на микролентова линия е бързо, но недостатъчно точно, понеже се включва и влиянието на подложката. Най-ценното качество на този тип измерване е бързото изменение на коефициента на връзка (чрез доближаване или отдалечаване на резонатора странично на линията, разстоянието  $\Delta\delta$ ). Има и софтуер, който позволява да се определя този коефициент. Наблюдаваният резонанс е обратен (вж.): на резонансната честота се наблюдава абсорбция на преминалия сигнал. С този метод могат бързо да се подбират резонатори с еднакви честоти измежду много образци.



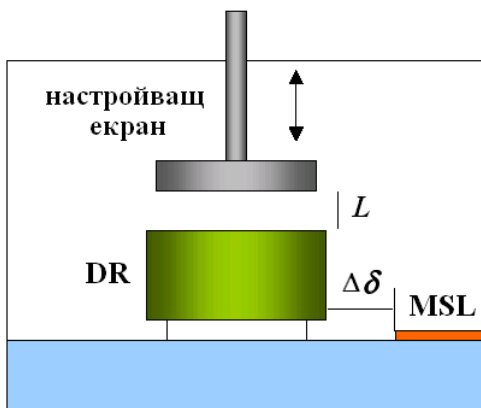
**CARD** - калкулатор за диелектрични резонатори на фирмата **Trans-Tech**

## Честотна настройка на диелектрични резонатори

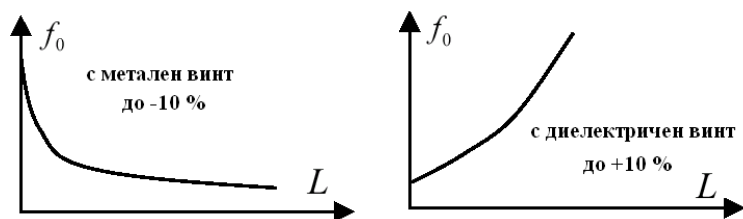
Друго ценно свойство на измерването на диелектрични резонатори върху микролентова подложка е възможността да се настройва честотата им. Подложката с резонатора се поставя в метален корпус, върху който точно над резонатора се монтира настройващ екран (винт). Ако винтът е метален, работната честота на резонатора върху подложката може да се увеличи (до +10%). Обратно, ако екранът е керамичен, честота може да се намали (до -10%). Така може да се извършва ограничена честотна пренастройка на локални осцилатори.



Калкулатор за диелектрични резонатори **CARD** – настройка на честотата на DR с метален екран



DR с настройващ екран



Настройка на честотата на DR до  $\pm 10\%$  от собствената му резонансна честота без екрани

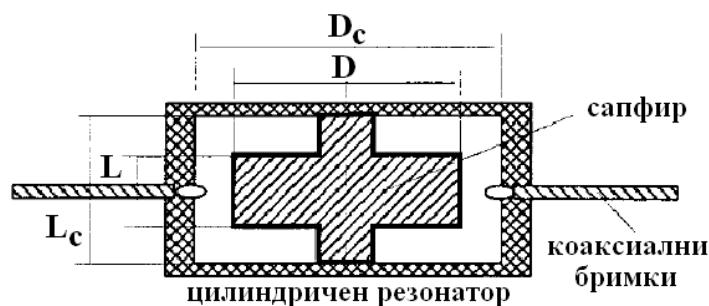
## 3.7 Висококачествени резонатори и методи за измерване на висок Q фактор



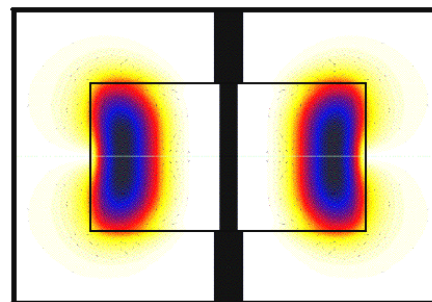
### Ехо-резонатори с висок качествен фактор

Комерсионалните диелектрични резонатори с модове  $TE_{01\delta}$ ,  $TM_{01\delta}$  или  $HE_{11\delta}$  ( $\delta \sim 1$ ), покриват обхвата 1-50 GHz. На повисоки честоти размерите им стават много малки, а Q факторът им намалява до стойности, които ги правят неприложими за практически цели.

Затова на високи честоти (в mm обхват) диелектричните резонатори работят на хибридни модове с висок азимутален индекс  $n$ , известни като “whispering-gallery” modes  $WGM_{n00}$  ( $n \gg 1$ ) (ехо-резонатори). Те имат много ниски загуби в металите поради специфичното разпределение на полето далече от металните стени (вж.). Освен това, като диелектрик се използва материал с ниски загуби (монокристален сапфир с диелектрична проницаемост  $\epsilon_r \cong 11$  и изключително ниски диелектрични загуби ( $\tan \delta_\epsilon \sim 0.00005$ ) (вж. нататък)



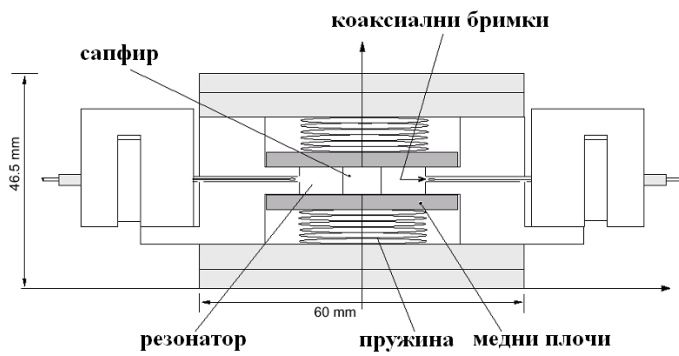
Ехо-резонатор: цилиндричен метален резонатор със сапфирен образец



Външен вид на ехо резонатор и разпределение на високочестотното поле (далече от металните стени)

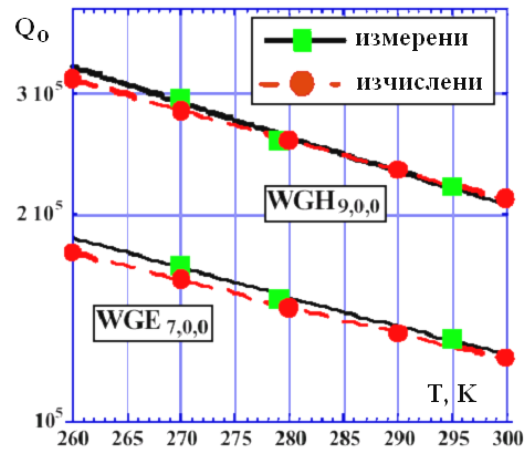
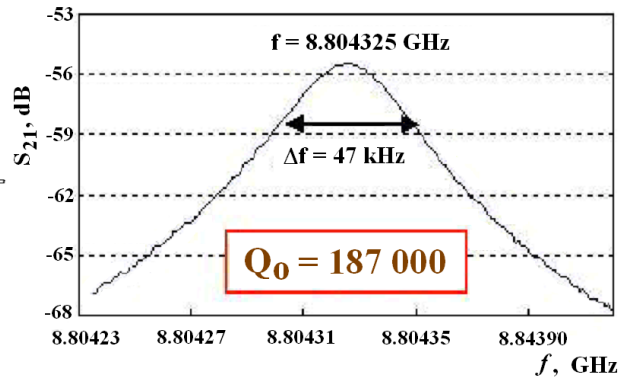


## Температурна зависимост на честотата на ехо-резонатори



Открит сапфирен диелектричен резонатор

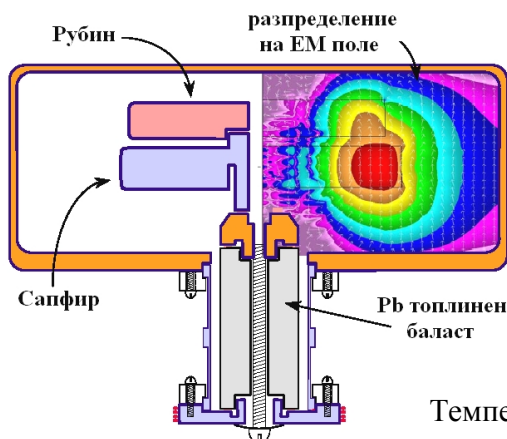
Диелектричните резонаторите със сапфирен образец имат изключително висок ненатоварен Q фактор (до 200000 на честота  $\sim 10$  GHz; вж. фигурите горе). Типично Q факторът на ехо-резонаторите със сапфирен образец е 30000 – 50000, като над 50 GHz имат Q фактор, по-голям от този на обемните метални резонатори със златно или сребърно покритие. Големият проблем тук е силната температурна зависимост на резонансните честоти ( $-57$  ppm/°C срещу  $\pm 15$  ppm/°C на обикновените диелектрични резонатори). Решението е използване на охлаждаеми резонатори.



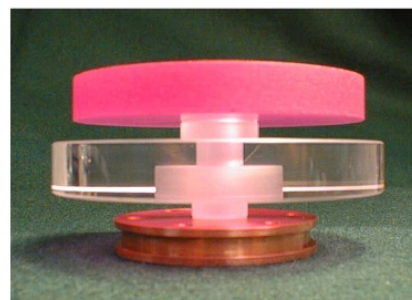
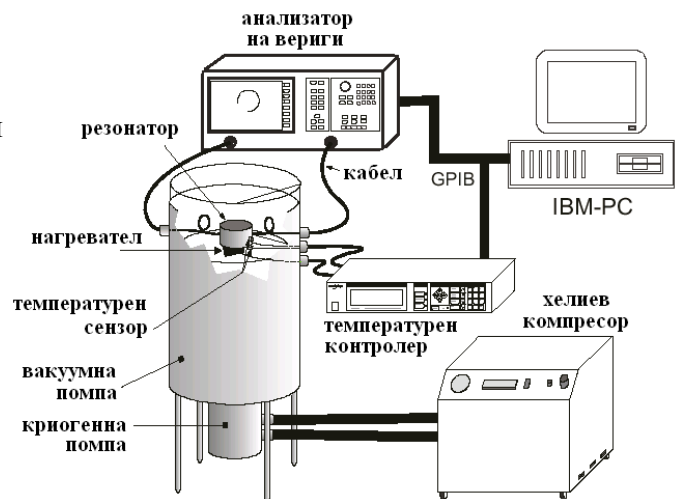
Температурна зависимост на WGH модове

## Пример: Измерване на резонатори в криогенни термостати

За измерителни цели, както и за източници на микровълнов сигнал с много нисък шум се използват високо-качествени температурно-компенсирани охлаждаеми WGR резонатори, подобни на показаните долу (състоящи се от рубин и сапфир). В този случай при измерването могат да се използват конвенционални измерителни средства (анализатор на вериги), но още и сложна и скъпа криогенна охлаждателна система за термостатиране под вакуум).



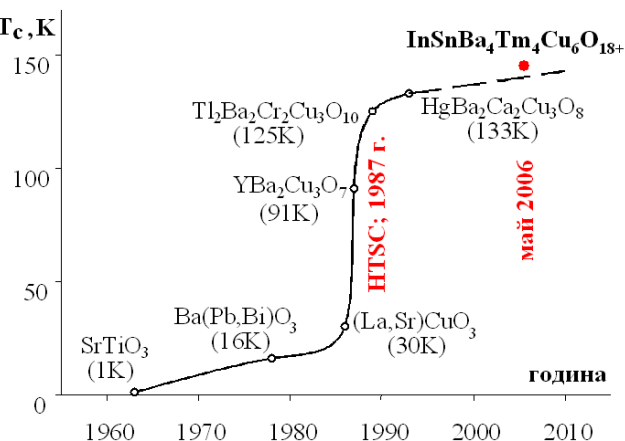
10 K  
10.4 GHz



Температурно стабилизирани рубиново-сапфирен резонатор и структура на високочестотното поле на WGR мод

## Високо-температурни свръхпроводници (HTSC)

Q факторът на обемните резонатори с метални стени се ограничава от крайната проводимост (или повърхнинно съпротивление  $R_s$ ) на метала, а на откритите диелектрични резонатори – главно от диелектрични загуби в материала и излъчването в тези открити структури. В това отношение много добра алтернатива за получаване на микровълнови резонатори с много висок Q фактор, дори и с планарна геометрия, са откритите пре 1986 г. високо-температурни свръхпроводници (HTSC).



**ИЗВЕСТНИ СВЪРХПРОВОДЯЩИ ЕЛЕМЕНТИ**

I A																		II A										III A										IV A										V A										VI A										VII A										VIII A										IX A										X A										XI A										XII A																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																													
1																		2										3										4										5										6										7										8										9										10																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																	
H																		Li										Be										B										C										N										O										F										Ne										Na										Mg										Al										Si										P										S										Cl										Ar										K										Ca										Sc										Ti										V										Cr										Mn										Fe										Co										Ni										Cu										Zn										Ga										Ge										As										Se										Br										Kr										Rb										Sr										Y										Zr										Nb										Mo										Tc										Ru										Rh										Pd										Ag										Cd										In										Sn										Sb										Te										I										Xe										Cs										Ba										*La										Hf										Ta										W										Re										Os										Ir										Pt										Au										Hg										Tl										Pb										Bi										Po										At										Rn																																																																																																																																																																																																																																																																																																																															
19																		20										21										22										23										24										25										26										27										28										29										30										31										32										33										34										35										36										37										38										39										40										41										42										43										44										45										46										47										48										49										50										51										52										53										54										55										56										57										58										59										60										61										62										63										64										65										66										67										68										69										70										71										72										73										74										75										76										77										78										79										80										81										82										83										84										85										86										87										88										89										90										91										92										93										94										95										96										97										98										99										100										101										102										103										104										105										106										107										108										109										110										111										112										113										114										115										116										117										118										119										120									
Fr																		Ra										*Ac										Rf										Ha										106										107										108										109										110										111										112										113										114										115										116										117										118										119										120																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																													

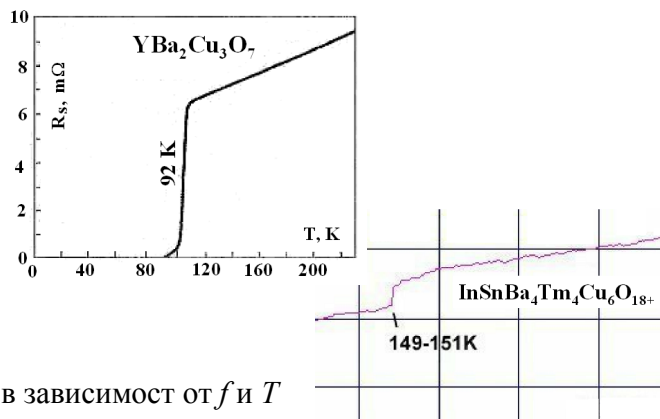
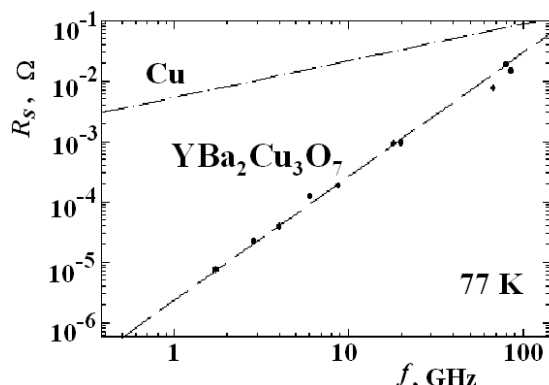
SUPERCONDUCTORS.ORG

\* лантаниди: Ce, Pr, Nd, Pm, Sm, Eu, Gd, Tb, Dy, Ho, Er, Tm, Yb, Lu  
 + актиниди: Th, Pa, U, Np, Pu, Am, Cm, Bk, Cf, Es, Fm, Md, No, Lr

Свръхпроводимостта като явление е известна още от 1911 г. Много химични елементи проявяват свръхпроводимост при атмосферно и по-високо налягане, но повечето - на много ниски температури. До 1986 г. най-високата температура, под която се наблюдава свръхпроводимост, е 23.2 K на сплавта Ni<sub>3</sub>Ge. След 1987 се появява “бум” на материали (керамики, монокристали и тънки слоеве) с високо-температурна свръхпроводимост (над 77 K на течния азот).

## Повърхнинно съпротивление на HTSC свръхпроводници

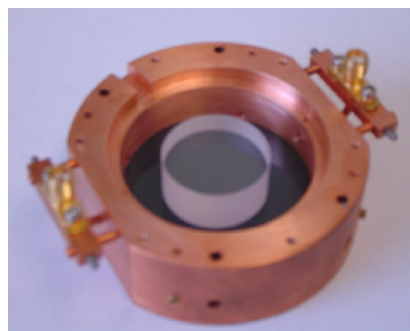
След първоначалната еуфория при откриване на първите HTSC, се разработват няколко практически приложими високотемпературни свръхпроводящи керамики, които са подходящи и микровълновия обхват. Това са съединенията YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-x</sub> (т. нар. YBCO материал на 92 K), Tl<sub>2</sub>Ba<sub>2</sub>Ca<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>10</sub> и др. Днес има много HTSC материали, главно епитаксиални тънки (~μm) и нанослоеви (~ nm) с температура на прехода до ~150 K, напр. InSnBa<sub>4</sub>Tm<sub>4</sub>Cu<sub>6</sub>O<sub>18+</sub>. Свръхпроводниците, противоположно на нормалните проводници, имат свойство да провеждат електрически ток с много ниско съпротивление, без загуби от нагряване и с много ниско ниво на собствения шум. Повърхнинното им съпротивление  $R_s$  под определена температура на преход става много ниско (до няколко порядъка по-ниско от това при стайна температура) в микровълновия обхват (на dc то е 0!). В свръхпроводящо състояние YBCO има  $R_s$  на 77 K 0.000001-0.01 Ω (500 MHz – 100 GHz), което е 3.5-1 порядък по-ниско от това на Cu, особено в обхвата на мобилните комуникации (подходящ за филтри, диплексери и др.)



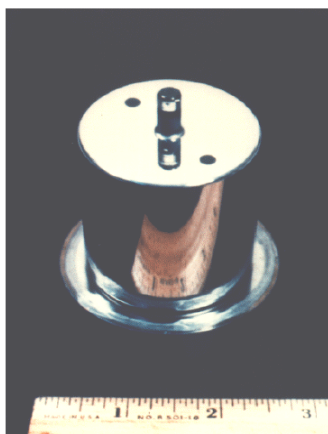
Повърхнинно съпротивление на някои HTSC в зависимост от  $f$  и  $T$

## Пример: Свръхпроводящи (HTSC) резонатори

Ниското съпротивление на HTSC слоеве позволява да се заменят слоевете от конвенционални метали в микровълновите резонатори и така да се получават резонатори в по-висок качествен фактор. Проблемът е, че повечето HTSC материали не могат да формират самостоятелен резонатор, а се използват като слоеве върху диелектрици. На фигурата долу е показан цилиндричен сапфирен резонатор, покрит с YBCO слой. При него загубите са основно от сапфира, който при 77 К има диелектрични загуби  $10^{-7}$ . Друга конфигурация (Courtney резонатор) е DR от сапфир, чиято долна и горна основа са покрити с HTSC слоеве. Използва се за измерване на  $R_s$  на различни образци (вж. и следващата стр.).



Сапфирен DR в Cu корпус с две заземяващи повърхности от HTSC слой; долу: измерителна постанова с течен азот

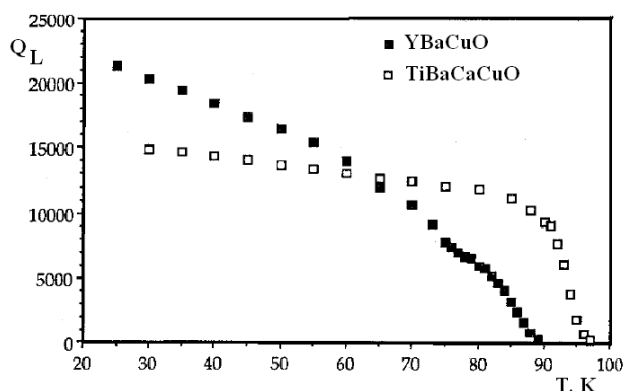
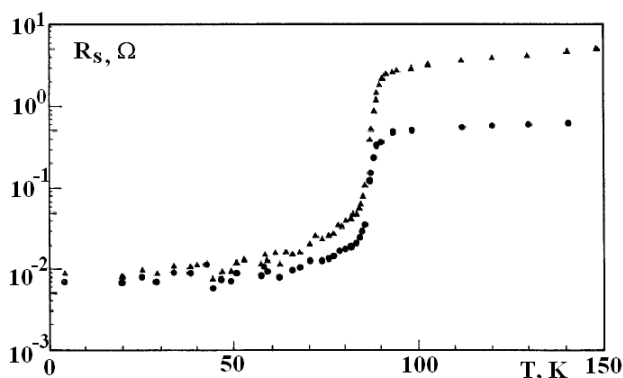
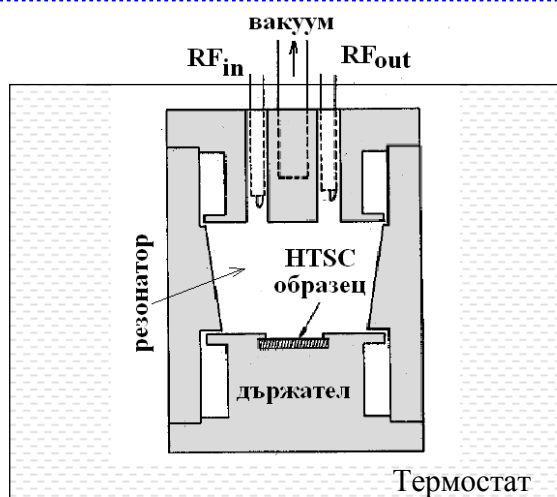


Цилиндричен сапфирен резонатор, покрит със свръхпроводящ  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$  слой вместо с обикновен метален (Au) екран; работи в парите на течен азот



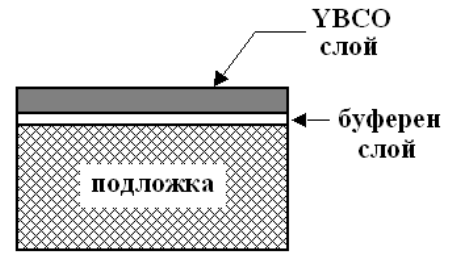
## Измерване на повърхнинно съпротивление на HTSC слоеве

На фигурата е показана примерна измерителна постанова за определяне на повърхнинно съпротивление  $R_s$  на свръхпроводящи слоеве под вакуум, поставени като стена на обикновен обемен резонатор. Дадени са зависимостите на натоварения качествен фактор  $Q_L$  на резонатора за два от известните HTSC образци и преизчислените зависимости на повърхнинното им съпротивление  $R_s$  в температурен интервал 0-150 К. Така най-добре може да се определи температурата на прехода от нормално в свръх-проводящо състояние на всеки тип материал.

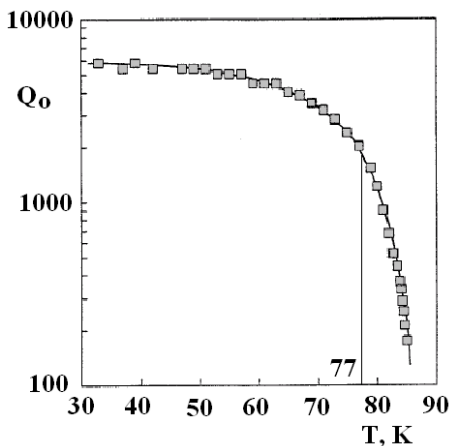


## Планарни HTSC резонатори

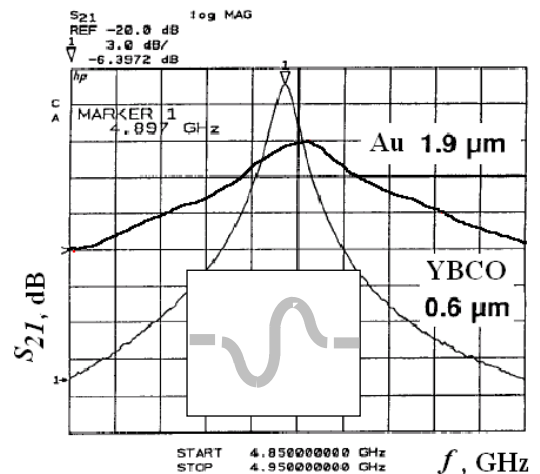
Много ценни свойства имат планарните резонатори с HTSC слоеве, вместо слоеве от обикновени метали (Cu, Ag, Au). Най-разпространеният материал за подложки с HTSC покрития е лантановият алуминат  $\text{LaAlO}_3$  (диелектрична константа 23.5 и тангенс на диелектричните загуби  $3 \cdot 10^{-5}$ ). Понеже при тънки метални слоеве и при високи честоти Q факторът на планарните резонатори се определя основно от проводимостта на метала, планарните резонатори имат  $Q_0$  типично 150-250 (max 350). Ако са изпълнени с HTSC,  $Q_0$  достига до няколко хиляди (подобно на DR, но в планарно изпълнение)



HTSC слой върху диелектрична подложка с буферен слой

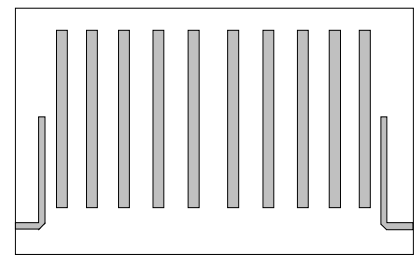


Вдясно: измерени резонансни криви на полувълнов микрорезонатор с HTSC и Au слоеве (на 77 K са измерени ненагоявани  $Q_0$  фактори 1620 и 180 съответно).  
Вляво: температурна зависимост на  $Q_0$  на YBCO резонатор

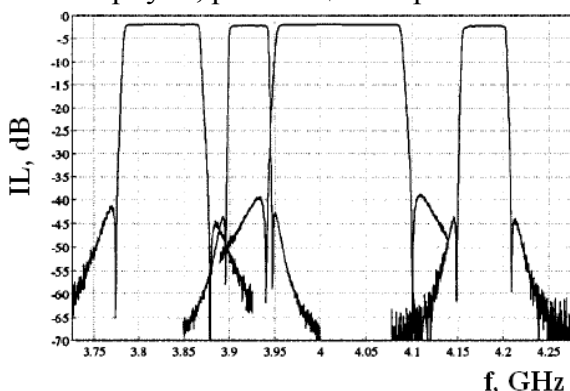


## Високо-избирателни планарни HTSC филтри

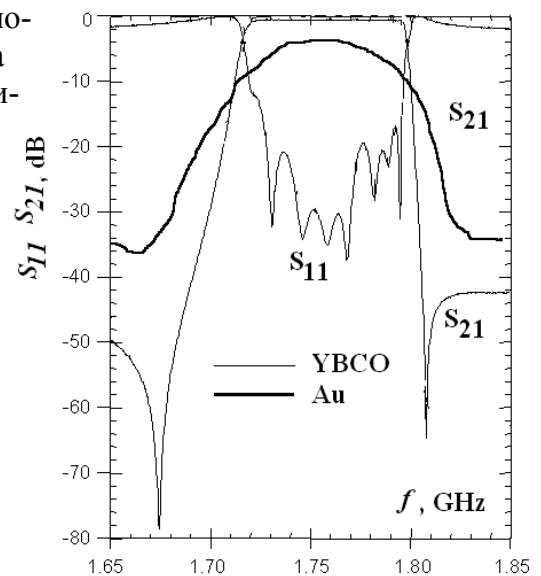
Високият Q фактор на планарните микрорезонатори, изпълнени с HTSC слоеве, позволява да се използват за създаване на много високо-избирателни и с ниски загуби микровълнови филтри, закъснителни линии, диплексери и планарни антени. На фигурите вдясно е показан типичен планарен лентово-пропускащ филтър и измерените му характеристики. Собствените му загуби  $\Pi$  обикновено са под 0.5 dB (срещу типично 2-4 dB на обикновен микрорезонатор филтър). Стръмността на фронтовете е по-голяма. В мобилните и WLAN честотни канали подобни филтри са много ценни. Използват се в базовите станции в специални корпуси, работещи в парите на течен азот).



Планарен interdigital BPF



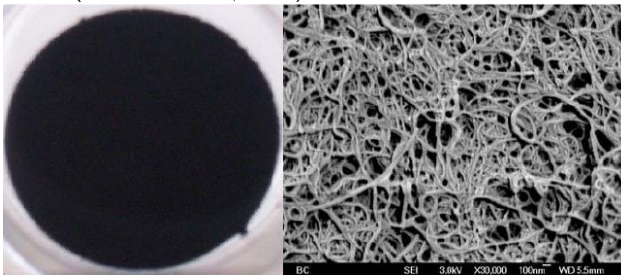
Комуникационен многоканален HTSC диплексер



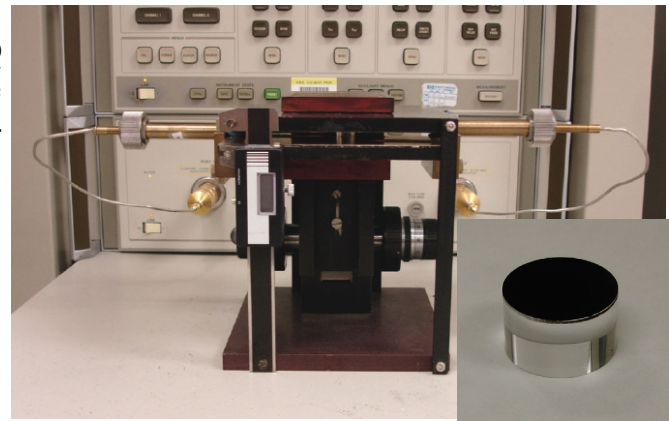
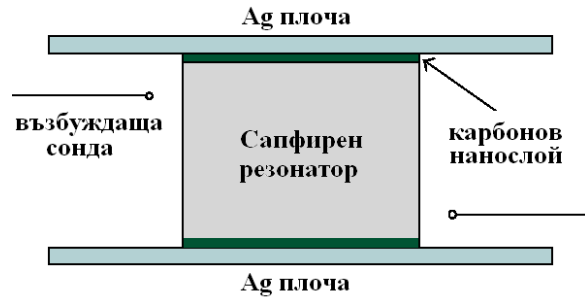


## Измерване на параметри на нанослойни материали с помощта на резонатори с висок Q фактор

Технологията за измерване на високотемпературни свръхпроводящи слоеве с помощта на микровълнови резонатори с много висок качествен фактор е подходяща и за измерване на диелектричните параметри (диелектрична проникваемост и тангенс на диелектричните загуби) и за тънки нанослоеви, нанесени върху стените на резонатора. Показан е най-известният метод чрез сапфирен резонатор с  $TE_{011}$  мод. По разликата в честотата и Q фактора на резонатор със и без нанослоеви се извлича информация за параметрите на нанослоя (вж. и Лекция 7).



Фотография със сканиращ електронен микроскоп на карбонови нанотръбички (CNT)



Измерителна фикстура за изследване на сапфирен резонатор с нанослоеви на двете му основи

## Подобряване на точността при измерване на висок качествен фактор

В разгледаните примери за резонатори с висок качествен фактор има голямо значение точността на определяне на ненатоварения Q фактор  $Q_0$ . При много слаба връзка  $Q_0 \approx Q_L$ , но не винаги е практично да се използва такава връзка (необходима е висока чувствителност на измерителната система). Затова връзката често се засилва, а тогава се използва изразът

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - |S_{21}(f_0)|}$$

дава достатъчно висока точност;  $S_{21}(f_0)$  – коефициент на преминаване на резонанс в пъти). Връзката, обаче, е много трудно да се направи еднаква и за двете рамена на резонатора, особено при изменение на температурата му. Затова може да се използва по-прецизен израз

$$Q_0 = Q_L (1 + \beta_1 + \beta_2),$$

където  $\beta_1$  и  $\beta_2$  са коефициентите на връзка на двете рамена на резонатора

$$\beta_1 = \frac{1 - |S_{11}|}{|S_{11}| - |S_{22}|}, \quad \beta_2 = \frac{1 - |S_{22}|}{|S_{11}| - |S_{22}|}, \quad \text{като връзката им с } S_{21}(f_0) \text{ е: } S_{21}(f_0) = \frac{2\sqrt{\beta_1\beta_2}}{1 + \beta_1 + \beta_2}.$$

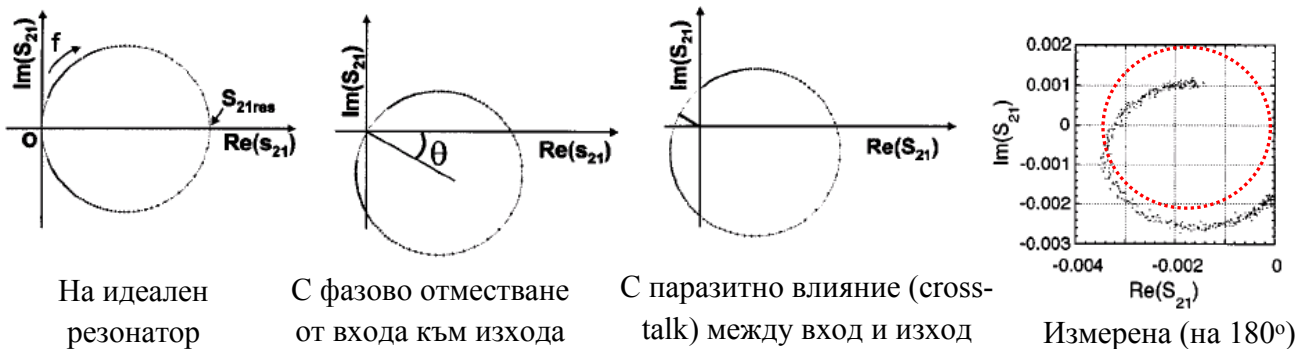
Следователно, за да се извърши по-точно измерване на висок Q фактор на резонатора е необходимо да се определят S параметрите на резонатора ( $S_{21}$ ,  $S_{11}$  и  $S_{22}$ ) в достатъчно широк честотен обхват и да се определят двата коефициента на връзката  $\beta_1$  и  $\beta_2$  на всяко рамо. Това е доста трудоемка задача и затова има разработени техники за опростяване на метода – напр. Transmission-Mode Q-Factor Technique (TMQF) [ ] (вж. и следващата страница).

## Качествено описание на измерителната процедура TMQF

При тази техника се натрупват данни за S-параметрите  $S_{21}$ ,  $S_{11}$  и  $S_{22}$  на резонатора в честотен обхват около резонансната честота, които се представят на диаграмата на Смит (Лекция 5). За идеален резонатор зависимостта на комплексния  $S_{21}$  параметър описва окръжност с център върху оста  $\text{Re}(S_{21})$ . При реалните резонатори тази окръжност се “премества” – главно поради фазово отместване между входния и изходния сигнал и взаимно влияние между входа и изхода (crosstalk). В резултат на това измерената  $S_{21}$  Q-окръжност се различава от идеалната (отместена и завъртяна).

Идеята на TMQF метода е да се коригира (“фитва”) идеалната крива върху измерената като се въведат фазови корекции, отчитащи влиянията на шума, некалибрираните измерителни кабели, съединителите, куплиращите елементи за връзка и взаимното влияние между тях, и импедансното разсъгласуване. Това се постига практически чрез измерване на двата коефициента на връзката  $\beta_1$  и  $\beta_2$  на всяко рамо и допълнителна математическа обработка, описана детайлно в [ ].

### Типични $S_{21}$ Q-криви на резонатор върху диаграмата на Смит



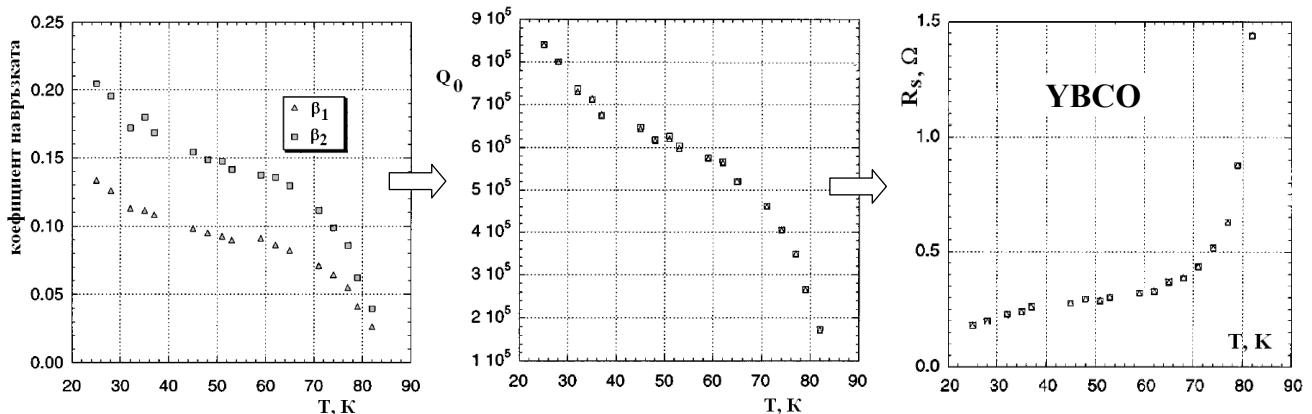
## Пример: определяне на температурната зависимост на повърхнинното съпротивление на HTSC слоеве чрез резонансен метод

Като пример ще разгледаме определянето на  $R_s$  на YBCO материал чрез сапфирен Courtney резонатор (вж. предишните страници). Ако се използва TMQF методът, за всяка температура  $T$  се определят  $Q_1$  и коефициентите  $\beta_1$  и  $\beta_2$  и се използва изразът

$$Q_0(T) = Q_L(T) \left[ (1 + \beta_1(T) + \beta_2(T)) \right]$$

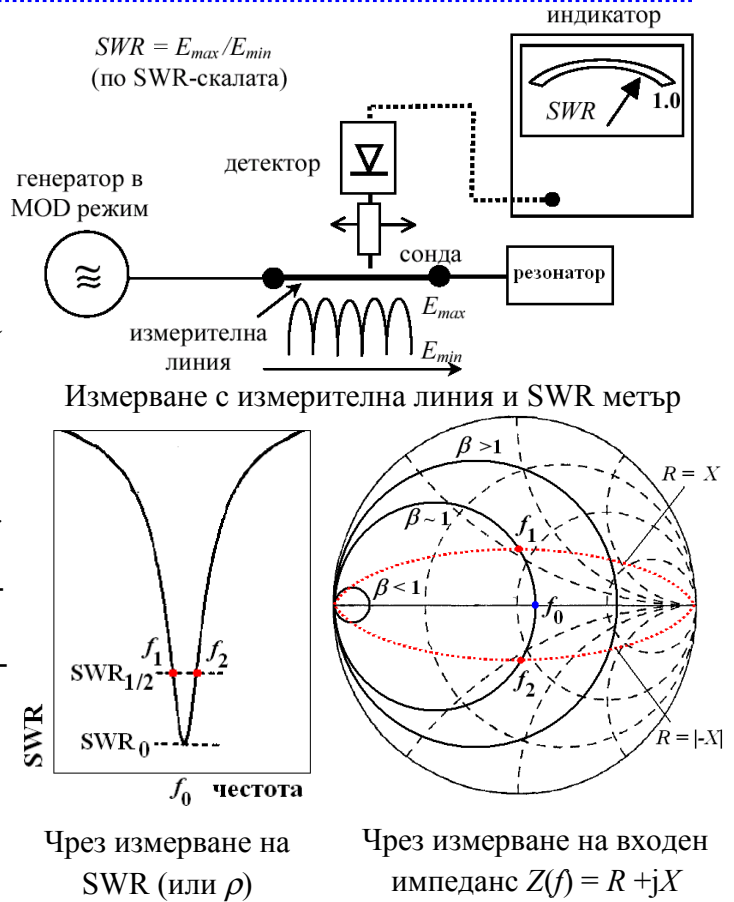
В опростения, но достатъчно точен, TMQF метод това изчисление се прави само за най-ниската температура  $T_A$  (т. е. за най-високия Q фактор); при други температури  $T$  се измерва само  $Q_1(T)$  и се използва изразът вдясно.

$$Q_0(T) = \frac{Q_L(T)}{1 - \frac{Q_L(T)}{Q_{0A}} (\beta_{1A} + \beta_{2A})}$$

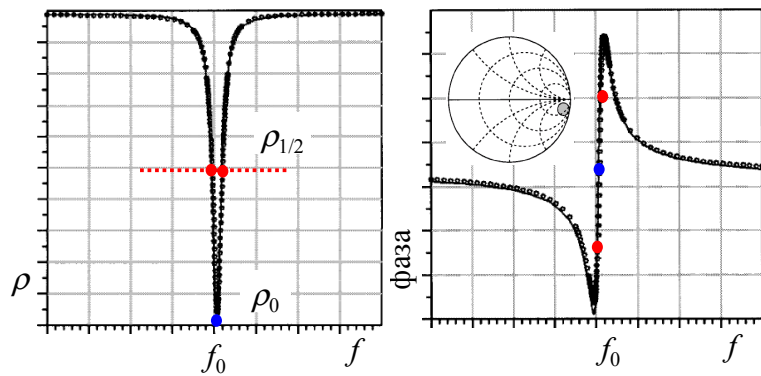
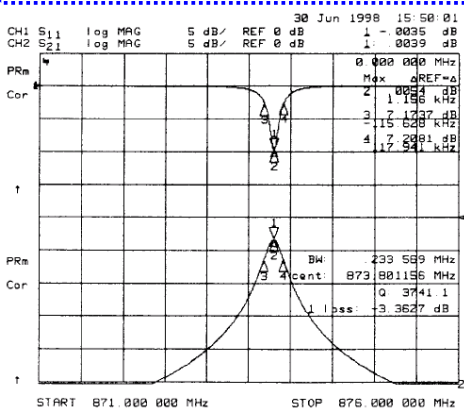


## Измерване на резонатора като краен товар

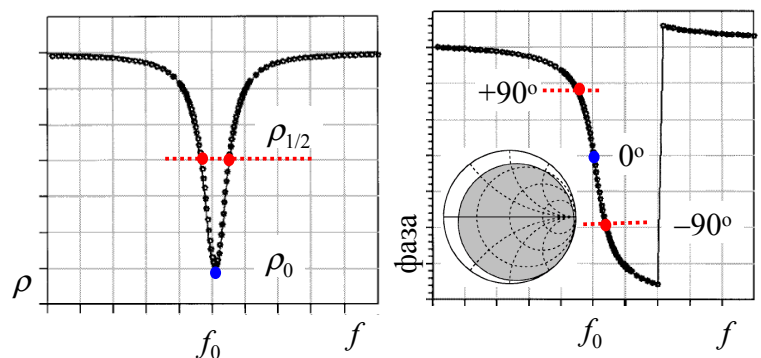
Измерванията с вълноводни измерителни линии (slotted lines) бяха много популярни преди появата на векторните анализатори на вериги, но са много трудоемки. Най-лесно резонаторите могат да се измерват на отражение, като се определят коефициенти на стояща вълна SWR или отражение  $\rho$  в честотна лента около резонансната честота. Ако се измери  $SWR_0$  на резонанс, може да се изчисли  $SWR_{1/2}$  за определяне на ширината на резонанса. При слаба връзка  $SWR_{1/2} \sim 2SWR_0$  и  $Q_L = f_0/(f_2 - f_1)$ , като  $Q_0 = Q_L(1 + \beta)$ , но трябва да се определи коефициентът на връзка  $\beta$ . Друг подход е измерване на комплексния входен импеданс  $Z(f) = R + jX$  на резонатора. На диаграмата на Смит се построяват кривите  $R = |\pm X|$  и където пресекат окръжността  $Z(f)$  (в реалния случай близка до окръжност) се определят честотите  $f_2$  и  $f_1$ . Сега се изчислява направо  $Q_0 = f_0/(f_2 - f_1)$ . При много силна или много слаба връзка методът не дава точни резултати, но при критична връзка  $\beta \sim 1$  е доста точен.



## Панорамно измерване на Q фактор на отражение



Слаба връзка  $\beta < 1$



Силна връзка  $\beta > 1$

Панорамното измерване на резонатори с помощта на анализатори на вериги значително облекчава измерителната процедура при отражение от резонатора. Анализаторите имат вградени функции за определяне на Q фактор на отражение с подобрена точност. На фигурата са показани примери. При измерване на слабо свързан резонатор се използва  $\rho$ -кривата на ниво  $\rho_{1/2}$ , а при силно свързан – и по кривата на фазата на ниво между  $+90^\circ$  и  $-90^\circ$ .



## Графичен метод за измерване на Q фактор при отражение

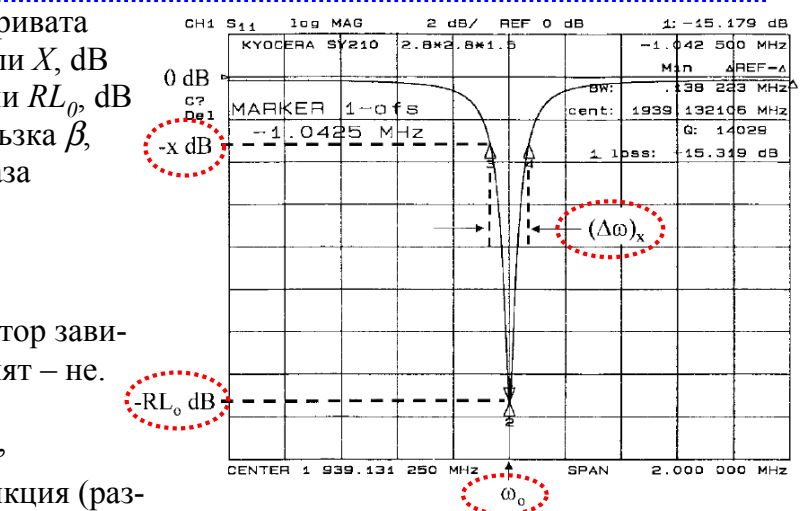
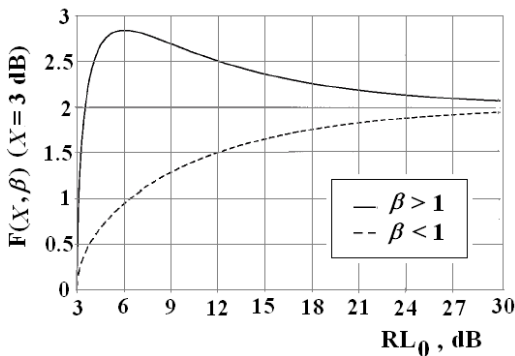
При измерване на резонатора по  $\rho$ -кривата трябва да се определи нивото  $\rho_{1/2}$  (или  $X$ , dB =  $-20 \cdot \log \rho_{1/2}$ ), което зависи от  $\rho_0$  (или  $RL_0$ , dB =  $-20 \cdot \log \rho_0$ ) и от коефициента на връзка  $\beta$ , който може да се определи чрез израза

$$RL_0 = -20 \log \left| \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \right|.$$

Всъщност, само натовареният Q фактор зависи от  $X$ , dB и  $\beta$ , докато ненатовареният – не. Тогава

$$Q_0 = Q_L(X, \beta) \cdot F(X, \beta),$$

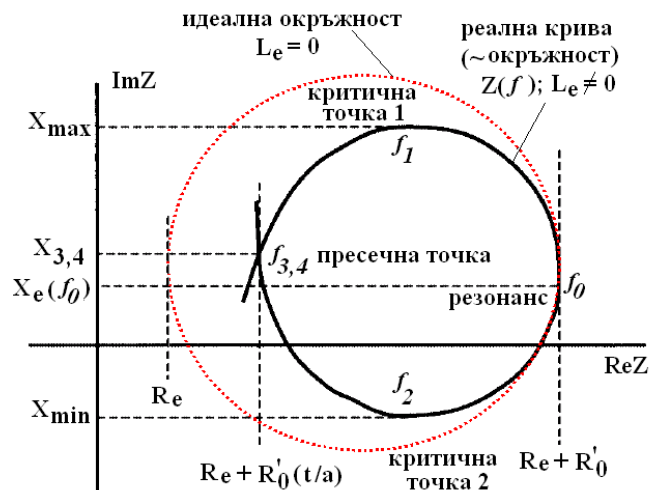
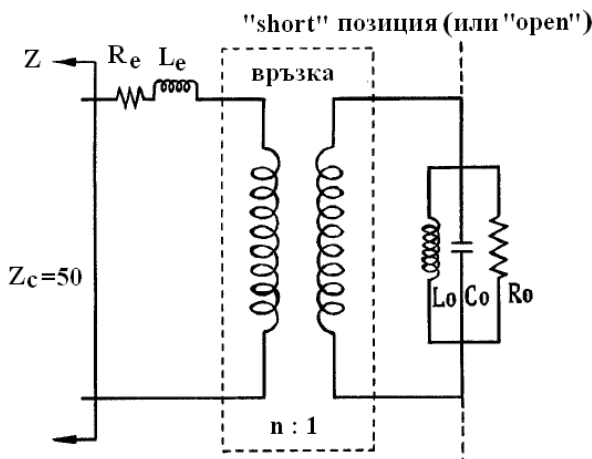
където  $F(X, \beta)$  е т.нар “mapping” функция (различна при силна и при слаба връзка).



Като се използва графиката на  $F(X, \beta)$  (оттам и названието “графичен” метод) измерването на  $Q_0$  става доста по-лесно. Първо се определят  $f_0$ ,  $RL_0$ , dB и  $Q_L = f_0 / \Delta f$  (на ниво  $X = -3$  dB, ако кривата позволява). Определя се степента на връзка, силна или слаба (по големината на Q-окръжността с VNA или от големината на  $RL_0$  с SNA,  $RL_0$  расте при нарастване на  $\beta$ , ако връзката е силна). По начертаната графика за  $F(-3 \text{ dB}, \beta)$  за получения тип връзка се определя конкретната стойност на  $F$ .  $Q_0$  се определя от произведението на  $Q_L$  и  $F$ .

## Метод на критичните точки

Един от достатъчно точните методи за определяне на висок Q фактор е този на “критичните точки”, който е импедансен метод [ ]. Тук е описан само качествено. В еквивалентната схема на резонатора са включени външните  $R_e$ ,  $L_e$  и вътрешните параметри  $R_0$ ,  $L_0$  и  $C_0$  и  $R'_0 = n^2 \cdot R_0$  поради връзката. Целта е да се определят вътрешните параметри, понеже  $Q_0 = R_0 \sqrt{C_0} / L_0$ . При измерване на зависимостта на входния импеданс  $Z_0(f)$  (или адмитанс  $Y_0 = 1/Z_0$ ) от честотата  $f$  се определят “критични точки”  $f_1$  и  $f_2$  ( $\Delta f = f_2 - f_1$ ) на екстремуми на реактивността  $X_{max}$  и  $X_{min}$ , но определения оттам Q фактор има по-ниска стойност от истинската, защото не се отчитат загубите от връзката (т.е. това е  $Q_L$ , а не  $Q_0$ ). Идеята на метода е да се определи модифициращ параметър  $|\xi|$ , чрез който реалната крива на  $Z_0(f)$  да се “настрои” към идеалната окръжност. Така истинската стойност е  $Q_0 = (f_0 / \Delta f) |\xi|$ . При малки загуби  $|\xi| \sim 1$ .

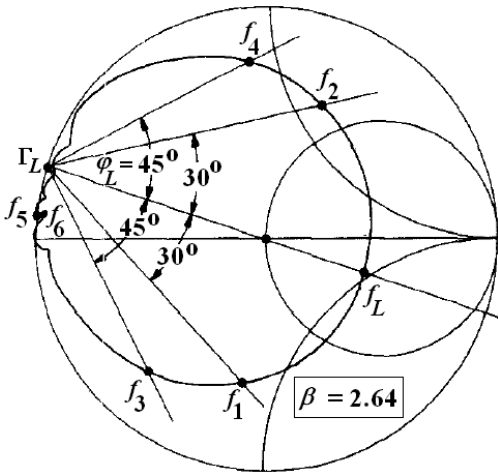


## Фазов метод за измерване на Q фактор

Измерване на Q фактор освен по честотни и импедансни измервания може да стане и чрез фазови измервания. Възможността за това се основава на факта, че фазата на преминалия или отразен сигнал от резонатора при разстройка около резонансната честота зависи от натоварения му Q фактор  $Q_L$ . Фазовите измервания по принцип са много точни, понеже не зависят от загубите. С тяхна помощ могат да се измерват Q фактори със стойност  $10-10^8$  с точност под 0.1 %. Проблемът е, че фазовите измервания изискват по-специална техника.

По принцип “натоварването” на резонатора води до изместване на резонансната му честота  $f_L \neq f_0$ . Нека  $\varphi_L$  е ъгълът на разстройка около резонансната честота  $f_L$  на натоварения резонатор ( $\varphi_L = 0$  при  $f = f_L$ ),  $\Gamma_L$  е комплексният коефициент на отражение на тази честота, а честотите  $f_3$  и  $f_4$  отговарят на  $\varphi_L = \pm 45^\circ$  ( $\tan \varphi_L = 1$ ) (вж. фигурата). Тогава  $Q_L$  се дава с израза:

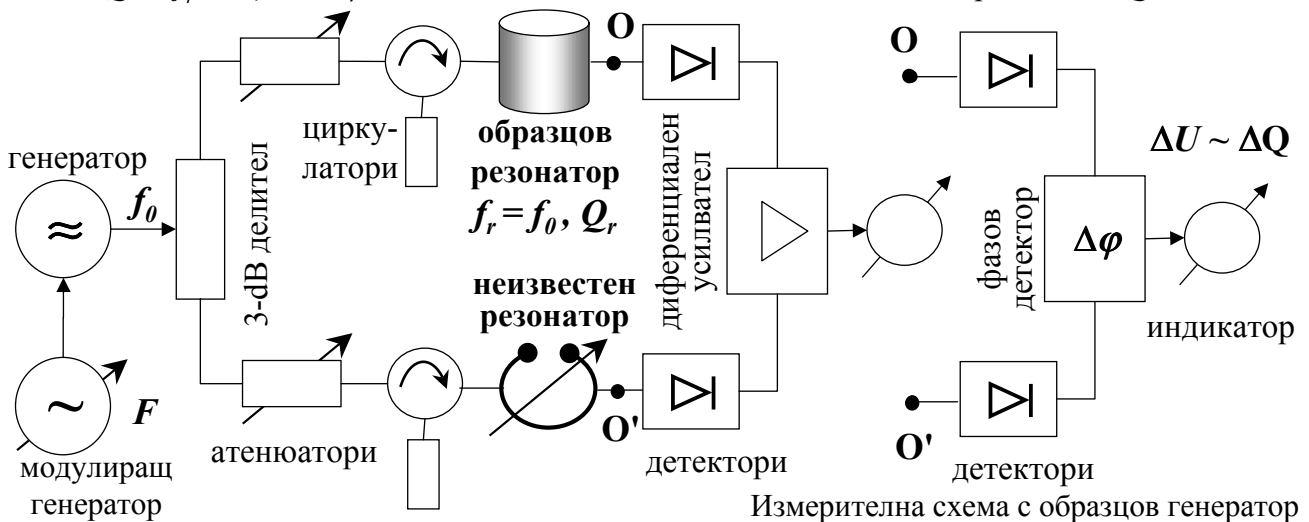
$$Q_L = \frac{f_0}{f_3 - f_4} \approx \frac{f_L}{f_3 - f_4} = \frac{f_L}{f_1 - f_2} \tan \varphi_L,$$



а ненатовареният Q фактор е  $Q_0 = Q_L(1 + \beta)$ . Не винаги е изгодно, обаче, да се избира  $\varphi_L = \pm 45^\circ$ , понеже при много силна или много слаба връзка кривите  $\Gamma(f)$  се различават от идеални окръжности и грешките от измерванията започват да растат. Затова се избират по-малки стойности на  $\varphi_L$ , например  $\varphi_L = \pm 30^\circ$  ( $\tan \varphi_L = 0.707$ ),  $\varphi_L = \pm 26.56^\circ$  ( $\tan \varphi_L = 0.5$ ) и дори по-малки. При произволни фазови ъгли  $\varphi_L$  ширината на резонанса се определя вече при други честоти  $f_1$  и  $f_2$  (вж. отбелязаните на фигурата).

## Измерване чрез сравнение с образцов резонатор

Често в измерителната техника се налага сравняване на много резонатори с един образцов резонатор. На фигурата е показана примерна схема за подобно измерване. Използва се модулиран микровълнов сигнал, който се настройва на резонансната честота  $f_r$  на образцовия резонатор. Делител разделя сигнала в два еднакви канала: с образцовия и с неизвестния резонатори. При детектиране на сигналите се използват две разновидности на схемата. При първата детектираните видео-сигнали се сравняват с диференциален усилвател и се измерва разликата в коефициента на предаване  $\Delta t$ . Тогава регистрираната разстройка на Q фактора е  $\Delta Q = Q_r \cdot (\Delta t, \text{dB}/8.7)$ . При втората разновидност се използва фазов детектор и се регистрира разликата във фазите  $\Delta \varphi$  във видео-сигналите на модулиращата честота  $F$ . Тогава разстройката е  $\Delta Q = (f_r/2F) \cdot \tan \Delta \varphi$ . Точността на метода е висока, под 0.2 % грешка за  $\Delta Q$ .



## Грешки при класическо измерване на Q фактор

Класическото измерване на Q фактор изисква определяне на 3 параметъра: резонансна честота  $f_0$ , ширина на резонанса  $\Delta f = BW$  (обикновено на ниво  $-3\text{dB}$  от максимума  $L_r$ ,  $\text{dB} = 20\log|S_{21r}|$ ) и коефициент на връзка  $\beta$ . С векторен или скаларен анализатор на вериги тези параметри лесно могат да бъдат измерени по честотните зависимости на  $S_{21}$  или  $S_{11}$  (или  $S_{22}$ ). Понеже  $Q_0 = (f_0/BW)/(1 + S_{21r})$ , грешката идва от два главни източника –  $|\Delta BW|$  и  $|\Delta L|$ . Първият източник са грешките при определяне на ширината на резонанса  $|\Delta BW|$ :

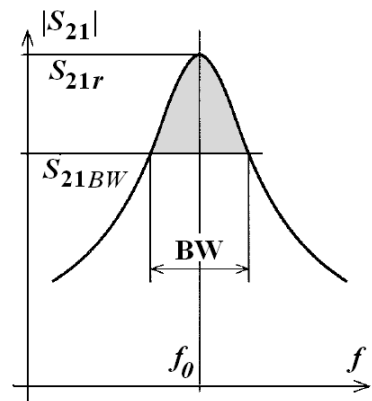
$$|\Delta BW| \cong \sqrt{|\Delta f|^2 + 0.0529 BW^2 \Delta L^2},$$

а вторият  $|\Delta L|$  – от неточността на определяне на нивото.

Анализът на грешката при измерване на ненатоварен Q фактор дава следният общ израз:

$$\left| \frac{\Delta Q_0}{Q_0} \right| \cong \sqrt{\left( \frac{\Delta BW}{BW} \right)^2 + 1.3225 \Delta L^2}.$$

Понеже честотата се мери с грешка под 0.1%, първият източник дава типична грешка  $\sim 2.3\%$ , който се определя главно от неточността на дефиниране на нивото, при което се определя ширината  $BW$ . Вторият източник е по-силен. Величината  $|\Delta L|$  е типично  $\sim 0.1 \text{ dB}$ ,  $|\Delta L|$  включва: инструментална грешка за абсолютно определяне на нивото от 0.1 до 0.001 dB, грешка от нееднаква връзка на двата входа на резонатора (0.1 dB) и грешки от загуби при връзката (0.09 dB). Така вторият източник дава  $\sim 11.5\%$  грешка, което определя и общата относителна грешка на Q фактора като сравнително голяма  $\sim 11.7\%$ .



Класическа резонансна крива

## Обобщение: Измерване на Q фактор с анализатор на вериги

Анализаторите на вериги NA (векторни и скаларни) са универсално измерително средство (подробности в Лекция 5), включително и за измерване на Q фактор на резонатори. Те дават много предимства: сканирането по честота позволява увеличаване на бързината на измерванията, а стабилните им параметри – постигане на висока точност. Най-просто със скаларен NA може да се измери Q фактор по честотните зависимости на  $S_{21}$  или  $S_{11}$ . Точността на тези измервания не е голяма, особено при по-висок Q фактор, типично 10-15%. Много по-точни са измерванията чрез входния импеданс, но те са трудни и изискват специален софтуер. Точни и по-прости са фазовите измервания на Q фактор с векторен NA – грешка под 0.1-0.5%.



Типично оборудване за измерване на Q фактор: VNA/SNA, честотомер, компютър

Типични измервания на Q фактор с NA: 1) амплитудни (преминаване и отражение); 2) на фазово и групово закъснение; 3) на входен импеданс

