

# Analizoare de spectru



Această prezentare este bazată pe materialele:

- *Agilent Spectrum Analysis Basics – Application note 150*
- *Spectrum Analysis Back to Basics – prezentare Agilent*

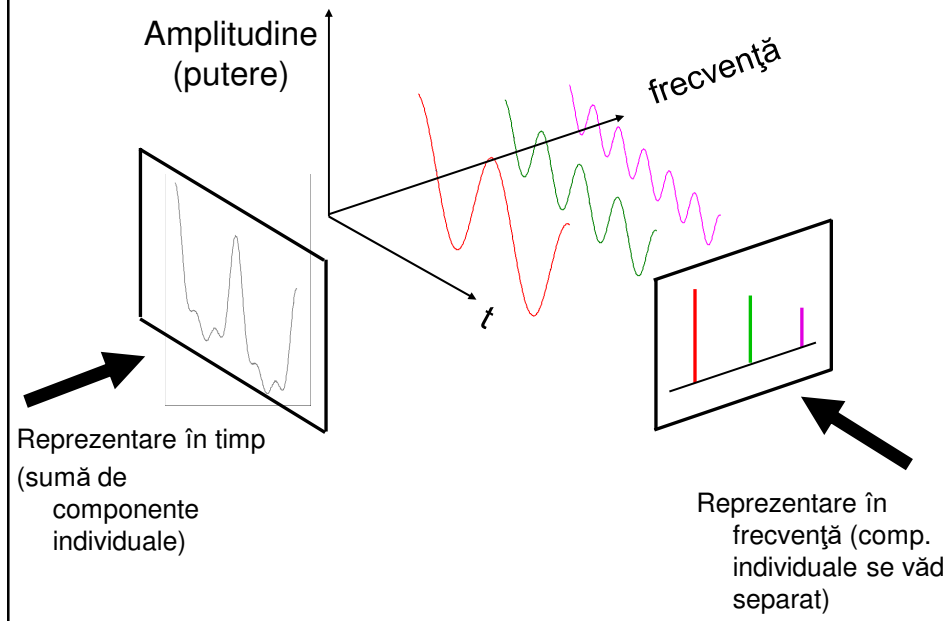
1

# Analizorul de spectru

- Analogul osciloscopului, în domeniul frecvență
- Performanțe
  - -60dBm ... +30dBm
  - Frecvențe: <1Hz ... sute de GHz
- Utilizări
  - Vizualizarea spectrului semnalului
  - Măsurarea *Spurious emissions* (emisii parazite)
  - Măsurări de compatibilitate electromagnetică
  - Monitorizarea spectrului radioelectric
  - Determinarea distorsiunilor armonice și de intermodulație
  - Măsurarea puterii de ieșire
  - Măsurarea benzii ocupate
  - Determinarea modulației, demodulare

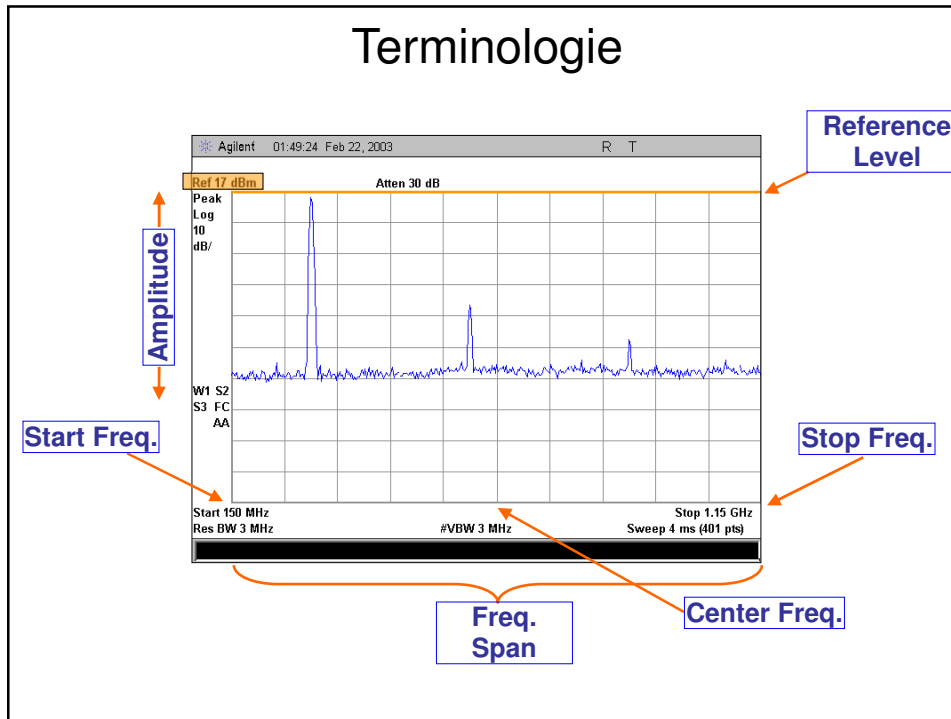
2

## Comparație timp-frecvență



3

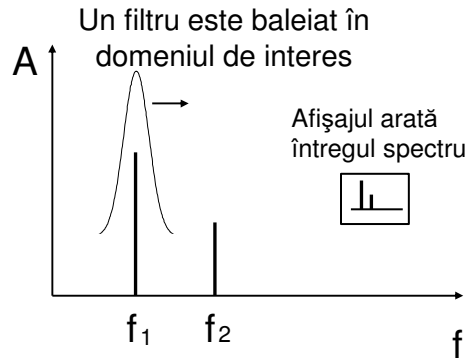
## Terminologie



4

## Tipuri de analizoare

### Analizorul cu baleiere (*swept analyzer*)



Arhitectură clasică; filtrul baleiază pe rând fiecare componentă de frecvență

#### Numit și *analizor heterodină*

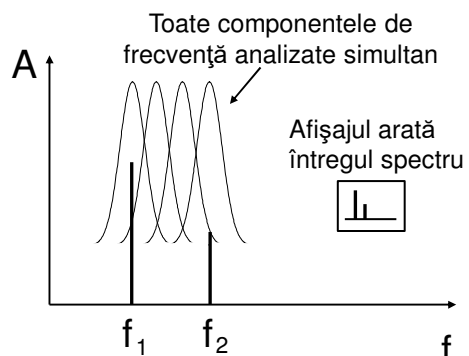
##### Avantaje

- Mai rapid pentru domenii largi de frecvență
- Singura arhitectură disponibilă la frecvențe mari de intrare
- Domeniu dinamic de intrare mai mare

5

## Tipuri de analizoare

### Analizorul FFT



Arhitectura cea mai modernă; depinde direct de disponibilitatea CAN de frecvență compatibilă cu semnalul de intrare; nu este posibilă direct pt. frecvențe mari (GHz)

##### Avantaje:

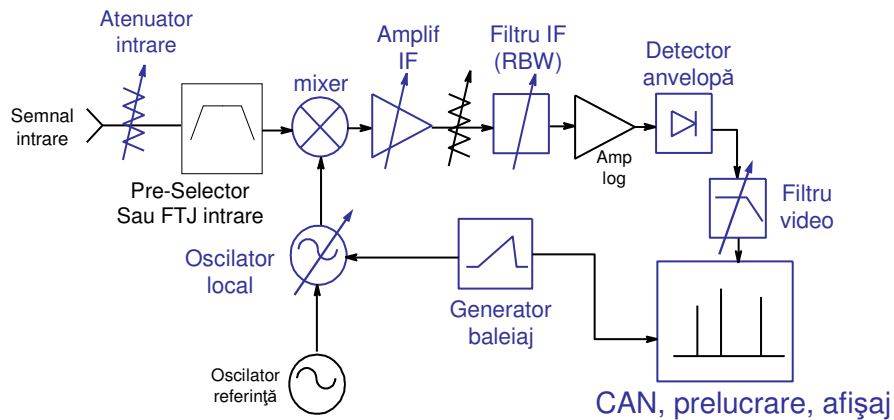
- Mai rapid pentru intervale de frecvență relativ mai reduse și rezoluții înguste în frecvență
- Poate măsura și faza, nu numai amplitudinea
- Posibilități de demodulare

##### Dezavantaj:

- gama dinamică mai redusă

6

## Schema bloc a analizorului heterodină



- Schemă preponderent analogică, “asistată” digital pe partea de afișare (CAN **nu** este pe semnalul de intrare ca la analiz. FFT) sau pe partea de filtrare
- CAN poate lipsi → afișajul trebuie să fie cu persistență foarte mare (diferență față de osciloscopul analogic vs. osciloscopul digital)

7

## Mixerul

- Exemplu de heterodină: orice receptor radio în banda FM !
- Exemplu:  
 $f_s = 88 \dots 108 \text{ MHz}$   
 $f_{IF} = 10.7 \text{ MHz}$  (fixă; valoare uzuală pe care se fabrică filtrele pe IF)

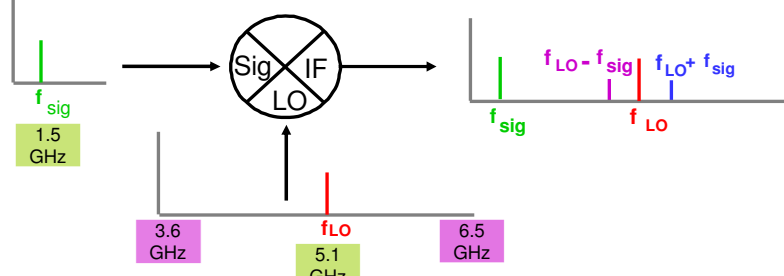


Edwin Armstrong: inventatorul heterodinei (1918)

- Principiul heterodinei ↔ schimbare de frecvență ↔ semnalul de intrare pe  $f$  **variabilă** este convertit într-un semnal pe FI **fixă**.
- ecuația heterodinei:  $f_s = f_{LO} - f_{IF}$
- Q1: pt. un radio comercial, calculați în ce bandă trebuie acordat LO pentru a putea selecta orice post din banda FM. Cum se recepționează un post pe  $f_1 = 100 \text{ MHz}$  fără a recepționa și  $f_2 = 101 \text{ MHz}$ ?
- Q2: desenați **diagrama de acord**  $f_s = f(f_{LO})$
- Avantaje heterodină:
  - 1) filtru FI de bandă foarte îngustă ↔ selectivitate în frecvență foarte bună (posibilitatea de a distinge 2 componente de frecv. diferite, dar apropiate în cazul AS, respective 2 posturi de radio apropiate)
  - 2)  $f_{IF} \ll f_s \rightarrow$  etajele următoare lucrează la frecv. mai joase → mai simple !

8

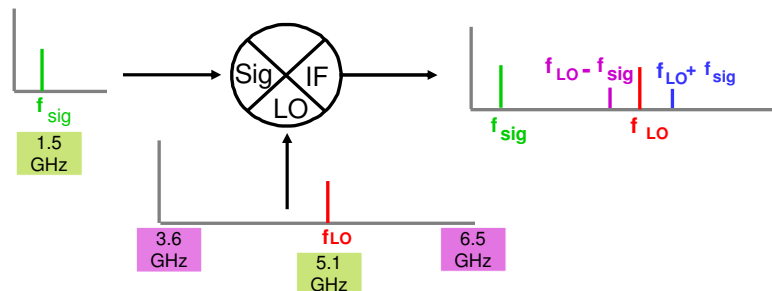
## Mixerul

- Semnalul de intrare  $f_s$  poate fi oriunde în banda AS:
    - ex:  $f_s = (0 \dots 2.9)\text{GHz}$ ; pp. că avem o singură componentă  $f_s = 1.5\text{GHz}$
  - $f_{LO}$  **este variabil**: LO este baleiat într-o bandă:
    - ex:  $f_{LO} = (3.6 \dots 6.5)\text{GHz}$ ;
    - **OBS**: baleierea  $f_{LO}$  de la min. la max. corespunde cu deplasarea spotului de la stg. la dr. ecranului
  - La ieșirea mixerului apar 4 frecvențe, care se vor aplica filtrului IF
    - $\{f_{LO} - f_{sig}, f_{LO} + f_{sig}, f_{LO}, f_{sig}\}$
- 
- Filtrul IF la ieșirea mix. **este fix** și acordat pe  $f_{IF}$  fixă
    - ex:  $f_{IF} = 3.6\text{GHz}$

9

## Mixerul

- La ieșirea mixerului apar 4 frecvențe, care se vor aplica filtrului IF
  - $\{f_{LO} - f_{sig}, f_{LO} + f_{sig}, f_{LO}, f_{sig}\}$
  - doar dacă valoarea freq. din setul de mai sus este egală cu  $f_{IF}$  → trece prin filtrul IF



$f_{IF} = 3.6\text{GHz}$      $f_{LO}$  baleiat între 3.6 .. 6.5GHz

calc  $f_{LO}$  pt  $f_s = 1.5\text{GHz}$  :

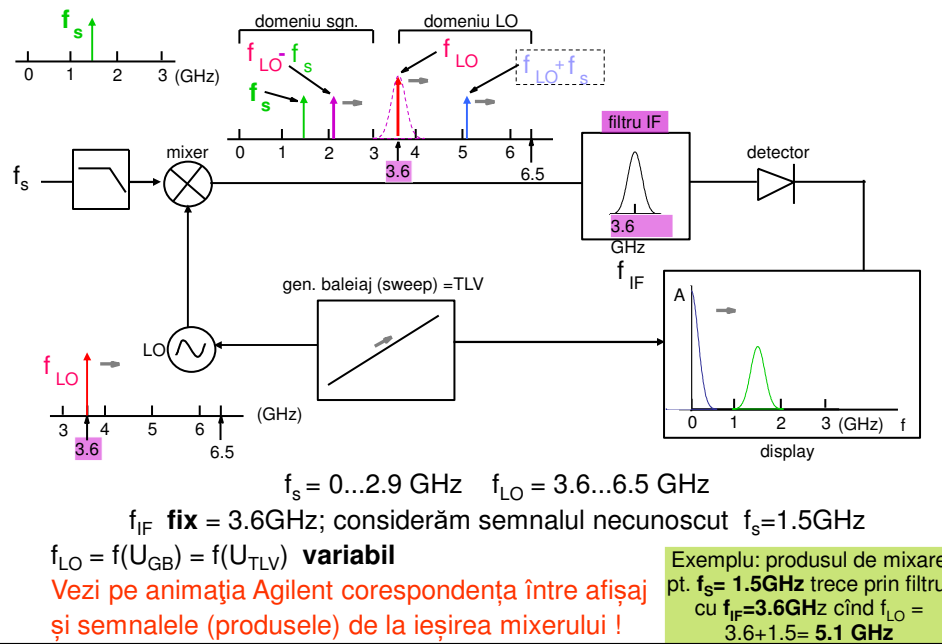
- $f_{LO} - f_{sig} = f_{IF} \rightarrow f_{LO} = f_{IF} + f_{sig} = 3.6 + 1.5 = \underline{5.1\text{GHz}}$

componenta cu „+” nu dă soluție:

- $f_{LO} + f_{sig} = f_{IF} \rightarrow f_{LO} = f_{IF} - f_{sig} = 3.6 - 1.5 = 2.1\text{GHz}$  care nu e în banda 3.6 .. 6.5GHz

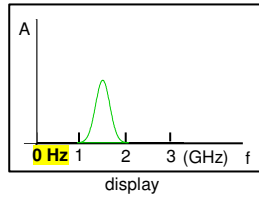
10

## Osc. local, mixerul și generatorul de baleiaj



11

## Osc. local, mixerul și generatorul de baleiaj



$f_{LO} = 3.6 \dots 6.5 \text{ GHz} = f_{LO \text{ min}} \dots f_{LO \text{ max}}$   
 $f_{IF} = 3.6 \text{ GHz}$  (valorile corespund unui exemplu de analizor Agilent)

**Q:** de ce s-a ales  $f_{LO \text{ min}} = f_{IF}$  ?

**A:** deoarece se dorește ca în stînga ecranului să fie **0 Hz** !  
 (așa cum la osciloscop, la stînga  $t=0$ )

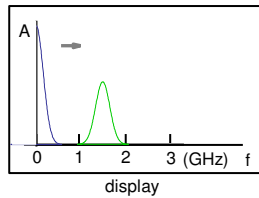
demo: știind  $f_s = f_{LO} - f_{IF}$

**Q:** calculați limitele  $f_{s \text{ min}}$ ,  $f_{s \text{ max}}$  și alegeți  $f_{IF}$  ca atare !

**OBS:** există o problemă cu afișarea chiar de la 0Hz → slide următor !

12

## Osc. local, mixerul și generatorul de baleiaj



**Q: Ce este semnalul albastru din stînga ecranului ?**

OBS: nu este c.c. căci aceasta este filtrată înainte de mixer

**A: este chiar caracteristica filtrului IF;** analizorul își afișează caracteristica propriului filtru cînd  $f_{LO\ min} = f_{IF}$  (stînga ecranului)

$f_{LO} = 3.6...6.5$  GHz

$f_{IF} = 3.6$  GHz  $\rightarrow$  corespunde cu  $f_{LO\ min}$

De ce ? pt că la ieșirea mixerului *avem toate cele 4 componente*:  $\begin{cases} f_{LO} - f_S \\ f_{LO} + f_S \\ f_{LO} \\ f_S \end{cases}$

cînd  $f_{LO\ min} = f_{IF}$  (stg. ecr.), acesta **trece** prin filtrul IF

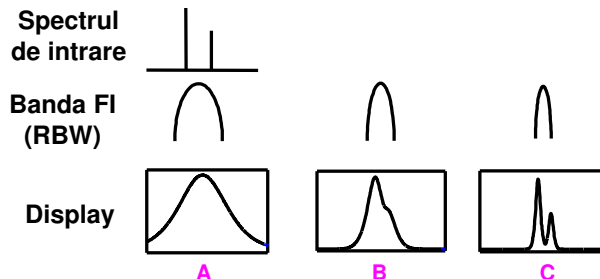
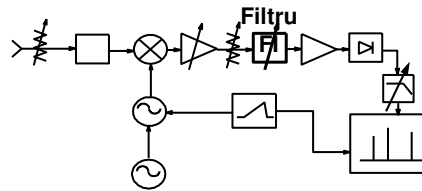
**deci avem imagine chiar dacă nu era nimic pe  $f_S$  !**

Acest semnal acoperă un eventual semnal real  $\rightarrow$  împiedică măsurarea semnalelor de frecvență foarte joasă  $\rightarrow$  AS nu măsoară *exact* de la 0Hz

*Exemplu: AS Agilent/Keysight 8590A:  $f_S = 10$ KHz ... 1.5GHz*

13

## Filtrul pe frecvența intermediară

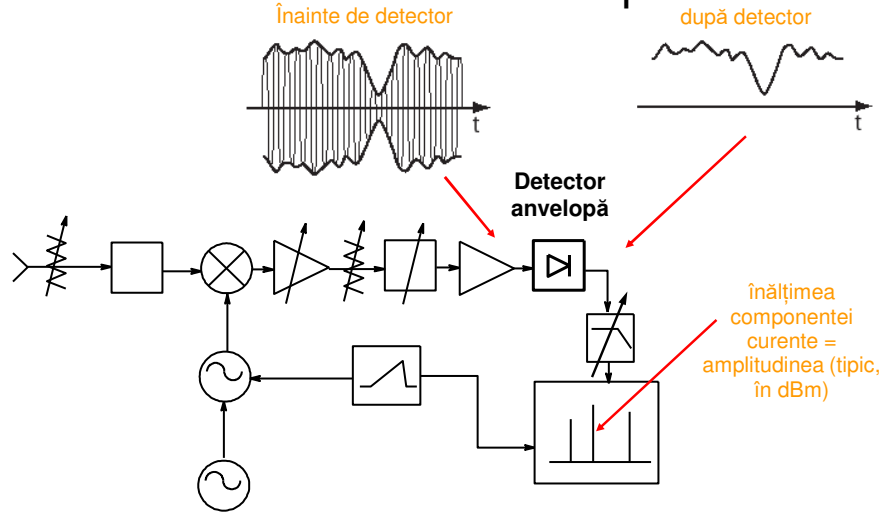


Parametrii filtrului FI:

- Frecvența: IF, **fixă !**
- Alegerea lățimii benzii (**variabilă**) = RBW – avantaje și dezavantaje

14

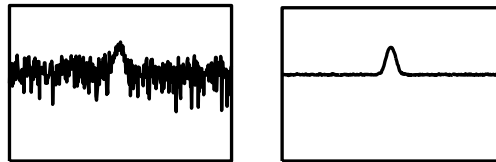
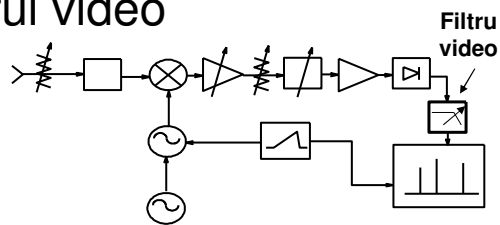
## Detectorul de anvelopă



- La ieșirea FI: semnal RF pe FI, din care ne interesează doar *amplitudinea*
- detector de anvelopă: păstrează amplitudinea, rejectează purtătoarea pe FI
- Semnalul în banda de bază (după detector) s.n. *semnal video* (vizualizat pe ecranul AS); amplitudinea în acel moment este înălțimea care va fi afișată.

15

## Filtru video

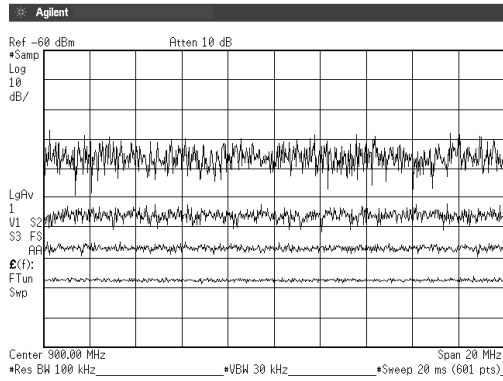
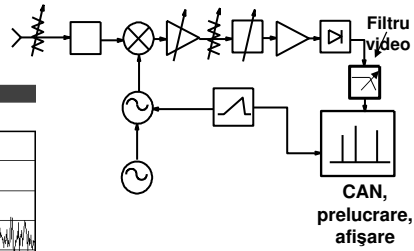


- FTJ înainte de CAN; **Q: utilitate ?**
- Reglaj VBW (Video BW) util pentru semnale cu RSZ scăzut

16



# Filtru video vs. mediere

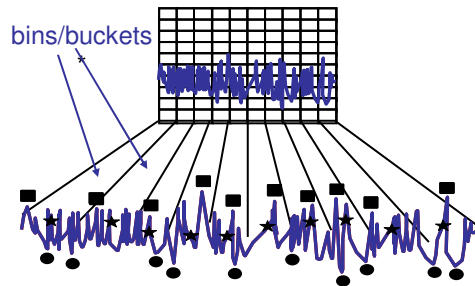
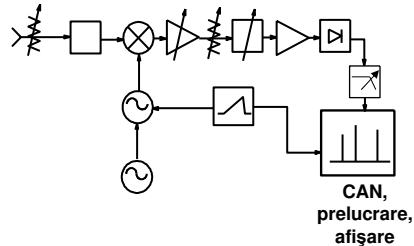


Mediere ([Trace averaging](#)) pe 1, 5, 20, 100 baleieri, în ordine de sus pînă jos

- **Filtrul video** operează în timpul baleierii; poate fi necesară scăderea vitezei de baleiere pentru a acoperi timpul de răspuns al filtrului.
- **Medierea pe mai multe baleieri** nu afectează viteza unei baleieri
- Cele 2 operații au efecte similare
- Vezi și reducerea zg. la osciloscop prin mediere vs. filtrare !

17

# CAN și afișaj

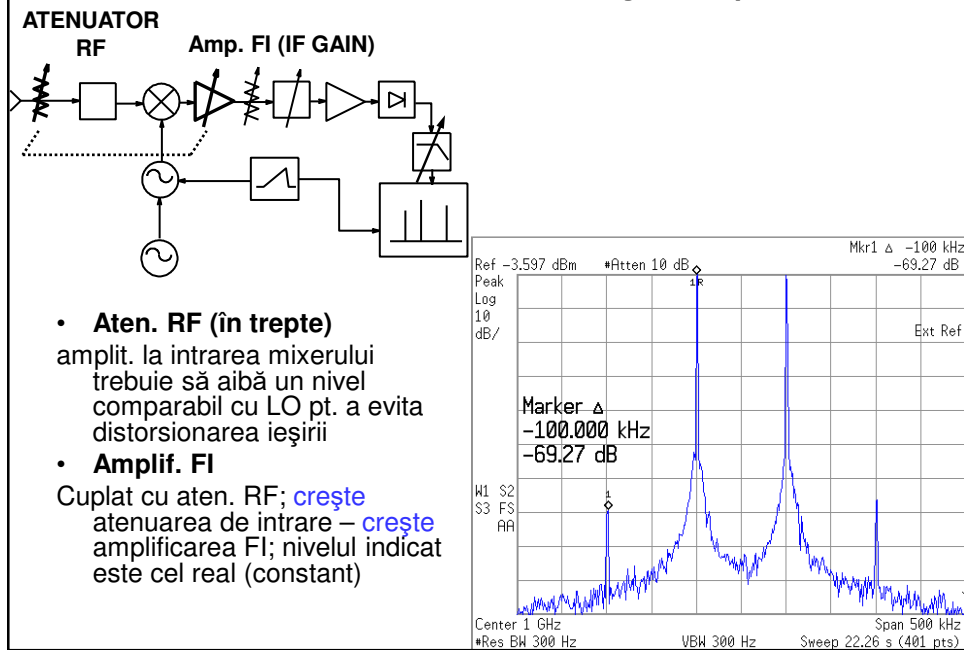


Moduri de afișare:

- Valori pozitive (cele mai mari valori în fiecare bin)
  - Valori negative (cele mai mici valori în fiecare bin)
  - ★ Sample: o valoare aleatoare din fiecare bin
- Alte moduri: Average, Normal/**Rosenfell** (optim pt. semnal+zgomot)

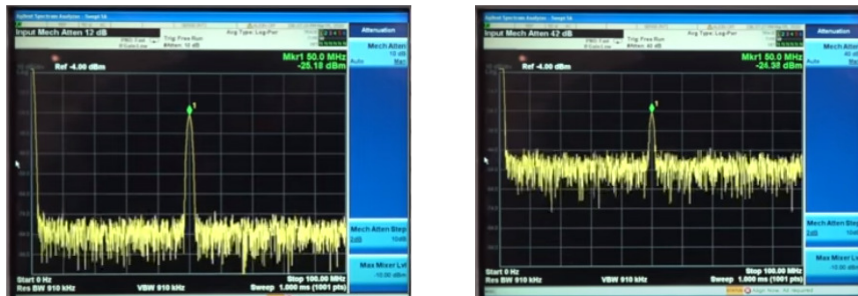
18

## Atenuatorul de intrare și amp. FI



19

## Atenuatorul de intrare și amp. FI



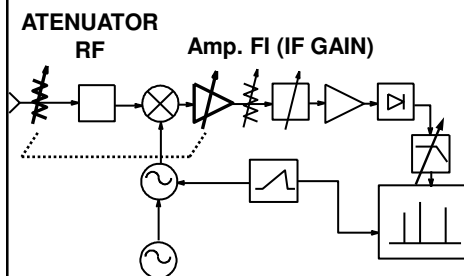
Cuplajul atenuator RF – amplificator IF: crește atenuarea de intrare → crește amplificarea FI; nivelul indicat este cel real (constant)

Exemplu: crescînd atenuarea de intrare cu 30dB, cu displayul pe 10dB/div → semnalul rămîne constant la -20dB, zgomotul („grass level”) crește cu 30dB căci amplificarea a crescut și ea cu 30dB. Creșterea amplificării → creșterea zgomotului care e amplificat și el.

<https://youtu.be/0a6bpZZS23g?t=431>

20

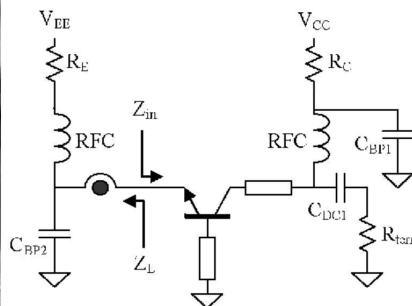
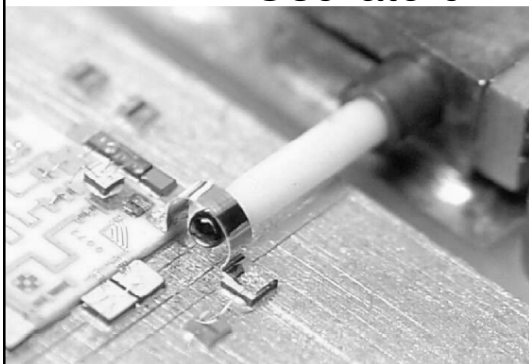
## Atenuatorul de intrare și amp. FI



- AS nu este osciloscop
- nu există cuplaj ca/cc → cc trebuie eliminat din exterior (cond. cuplaj ar reduce posib. de măsurare la f. foarte joase)
- etajul de intrare se poate distruge ușor

21

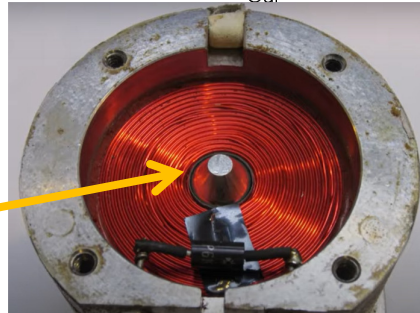
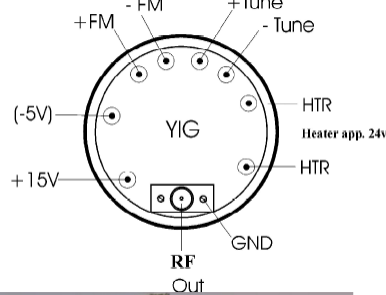
## Oscilatorul LO cu YIG



- YIG = *Yttrium-Iron Garnet* = tip de ferită cu  $Q > 1000$  cu care se construiesc VCO
- oscilatorul YIG poate fi baleiat pe cel puțin o octavă de frecvență
- tehnologic: o sferă de YIG (centru) aflată într-un câmp magnetic (bobinele „tune” și „FM” de pe slide următor) are frecv. de rezonanță  $f_p$  care variază liniar în funcție de câmpul magnetic aplicat (cca. 2.8MHz/Gauss). Bucla metalică (banda din jurul sferei) este bobina care face parte din oscilatorul (schema din dreapta) a cărei frecv. este variată.
- Comandă: Sursă de curent la terminalele bobinei de acord: typ. cca. 20MHz/mA
- O a doua bobină (*FM coil*) pentru acord fin sau modulație FM

22

# Oscilatorul LO cu YIG



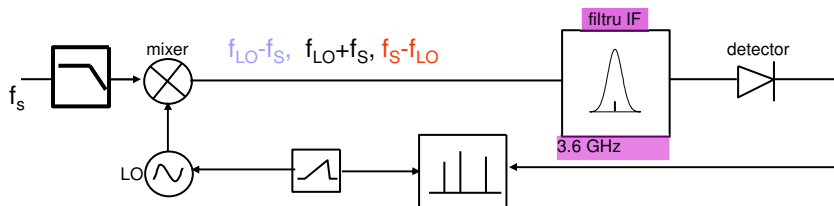
Exemple de oscilatoare YIG  
Sfera YIG din oscilatorul din slide precedent se află în vârful miezului unde se concentrează câmpul magnetic produs de cele 2 bobine.

Pt. stabilitatea  $f$  cu temperatura, sfera YIG trebuie încălzită: 2 terminale pentru heater (HTR)

sursa: Brend Kaa, *A simple approach to YIG oscillators*, VHF Communications 4/2004

23

# FTJ intrare



**Q: La ce este necesar FTJ intrare ?**

**A: La eliminarea frecvențelor imagine !**

prin mixare,  $f_{IF} = f_{LO} - f_s$  dar și  $f_s - f_{LO}$  (am văzut că  $f_{LO} + f_s$  nu contează)  
pt.  $f_{IF} = 3.6\text{GHz}$ :

•  $f_{IF} = f_{LO} - f_s$   $f_{LO} = (3.6 \dots 6.5)\text{ GHz} \rightarrow f_s = (3.6 - 3.6 \dots 6.5 - 3.6) = (0 \dots 2.9\text{GHz})$  (știm deja)

•  $f_{IF} = f_s - f_{LO}$   $f_{LO} = (3.6 \dots 6.5)\text{ GHz} \rightarrow f_s = (3.6 + 3.6 \dots 6.5 + 3.6) = (7.2 \dots 10.1)\text{ GHz}$

deci  $f_s = 7.2 \dots 10.1\text{GHz}$  produc semnale "imagine" care se "văd" la fel ca  $0 \dots 2.9\text{GHz} \rightarrow$  tb. filtrare FTJ pentru eliminarea lor !

Ex:  $f_s = 1.5\text{GHz}$  are imaginea  $f_s' = f_s + 2f_{IF} = 1.5 + 2 \cdot 3.6 = 8.7\text{GHz}$

Dem:  $f_s' = 8.7\text{GHz} \rightarrow f_{LO} = f_s - f_{IF} = 8.7 - 3.6 = 5.1\text{GHz}$

$f_s = 1.5\text{GHz} \rightarrow f_{LO} = f_s + f_{IF} = 1.5 + 3.6 = 5.1\text{GHz}$  deci același  $f_{LO}$  !!!

**Q: desenați diagrama de acord  $f_s = f(f_{LO})$  și ilustrați spațierea cu  $2f_{IF}$  !**

24

## Alegerea $f_{IF}$

- Domeniul dorit:  $f_S \in (f_{SM}, f_{SM})$  **Condiție:**  $f_{IF} \neq (f_{SM}, f_{SM})$  **Q: de ce ?**
- Soluții:
  - (1)  $f_{IF} > f_{SM}$  (**conversie superioară**); exemplu:  $f_{IF} = 2\text{GHz}$ ,  $f_{LO} = (2\dots4)\text{GHz}$
  - (2)  $f_{IF} < f_{SM}$  (**conversie inferioară**); exemplu:  $f_{IF} = 0.2\text{GHz}$ ,  $f_{LO} = (2\dots4)\text{GHz}$

În fiecare caz există **2 benzi** separate prin  $2f_{IF}$ : **banda superioară și inferioară** coresp semnului  $\pm$  din ecuația de acord  $f_S = f_{LO} \pm f_{IF}$

**Q: desenați diagramele de acord  $f_S(f_{LO})$  pt. (1) și (2)**

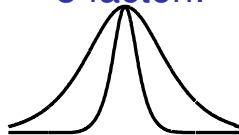
Concluzii:

- Avantaj conversie **superioară**:  $f_{IF}$  mare  $\rightarrow$  benzi sup/inf distanțate  $\rightarrow$  separare ușoară a imaginilor prin FTJ sau FTS
  - Dezavantaj conv. **inferioară**: separare posibilă doar prin **preselecție** (FTB)
  - Avantaj conversie **superioară**:  $f_{IF} > f_{SM} \rightarrow f_{SM}$  poate fi  $\approx 0\text{Hz}$
  - Avantaj conversie **inferioară**:  $f_{IF}$  mică  $\rightarrow$  Q mic pentru filtrul FI
- Pt a combina avantajele se fac *mai multe conversii de frecvență*

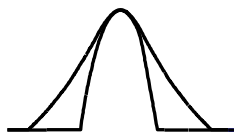
25

## Ce determină rezoluția AS ?

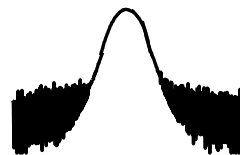
3 factori:



1) Resolution Bandwidth (RBW)



2) Tipul și selectivitatea (forma) filtrului FI

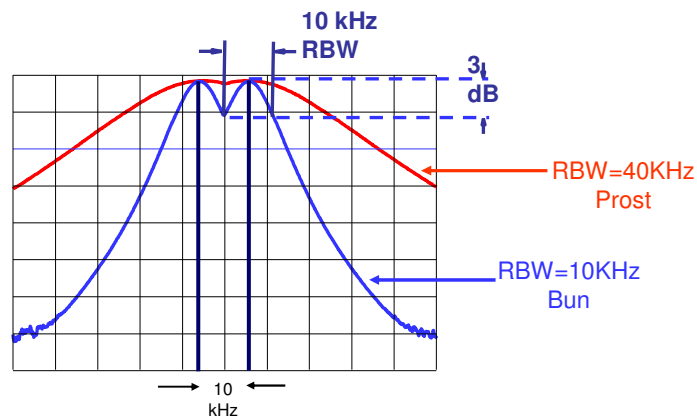


3) Zgomotul de fază (Noise Sidebands)

- Rezoluția AS: definiție
- Banda filtrului de FI se numește RBW
- Cei 3 factori care determină rezoluția AS

26

## Rezoluția AS: *factorul 1* - RBW



- Determină abilitatea de a distinge **două semnale de amplitudini egale**
- RBW = Banda filtrului FI; RBW se definește la **-3dB** (standard pt. filtre)
- nu interesează ce se întâmplă mai jos de -3dB (panta filtrului)
- 2 semnale sînt considerate distincte dacă există o diferență vizibilă de minim 3dB

Exemple: **filtrul albastru cu RBW=10KHz** permite distingerea a 2 semnale (liniile punctate) distanțate cu 10KHz;

**filtrul roșu are un RBW de cca. 40KHz** → nu permite;

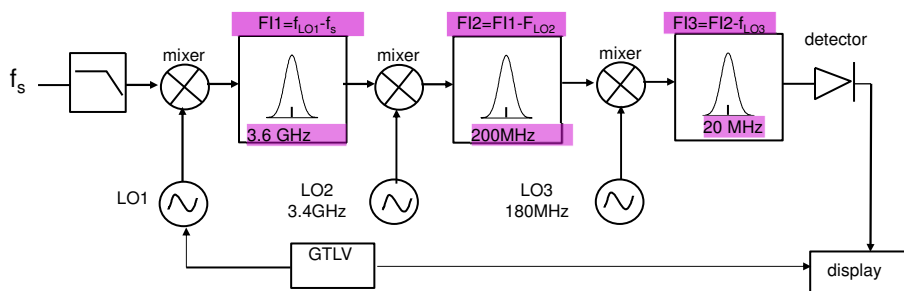
27

## Îmbunătățirea rezoluției: reducerea RBW

- dorim RBW mic: 1MHz ... 1KHz ... 1Hz.
- filtrul FI :  $Q = f_{\text{central}} / f_{-3\text{dB}} = FI / f_{-3\text{dB}}$
- Ex:  $FI = 3.6\text{GHz}$ ,  $f_{-3\text{dB}} = 1\text{KHz}$  →  $Q = 3600000$  (realiz. fizic ?)
- Soluție: mai multe FI; rezoluția determinată pe filtrul cu FI mai **mică**
- Prima conversie va fi **superioară** (vezi avantaj FTJ)
- Următoarele conversii vor fi **inferioare** (vezi avantaj Q)

28

## Îmbunătățirea rezoluției: reducerea RBW



- Conversii multiple (2..4 conversii); LO1 e singurul comandat de GTLV
- pînă acum:  $f_s = f_{LO} - f_{IF}$
- aici:  $f_s = f_{LO1} - (f_{LO2} + f_{LO3} + F13)$  (1)
- alegem:  $f_{LO2} + f_{LO3} + F13 = f_{LO1 \text{ minim}}$  pentru ca  $f_{s \text{ minim}} = 0$

Q: care conversii sînt superioare și care inferioare ? De ce ?

Ex:  $f_s = 0..2.9\text{GHz}$ ,  $f_{LO1} = 3.6..6.5\text{GHz}$   $F1 = 3.6\text{GHz}$

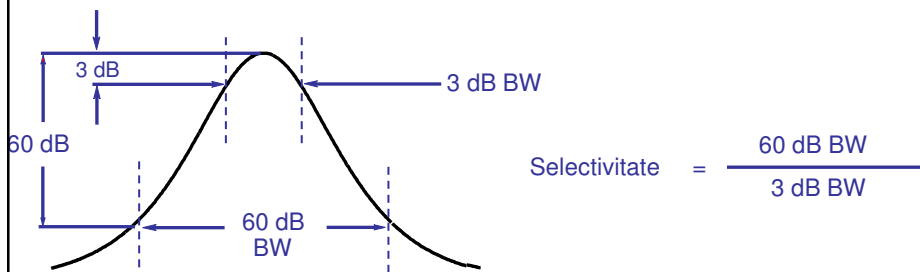
$f_{LO2} + f_{LO3} + F13 = 3.4\text{GHz} + 180\text{MHz} + 20\text{MHz} = 3.6\text{GHz} = F1$

deci (1)  $\leftrightarrow f_s = f_{LO1} - F1$ , aceeași ecuație ca pînă acum.

Selectivitatea e asigurată de F13 care e pe frecvență mică, nu de F1

29

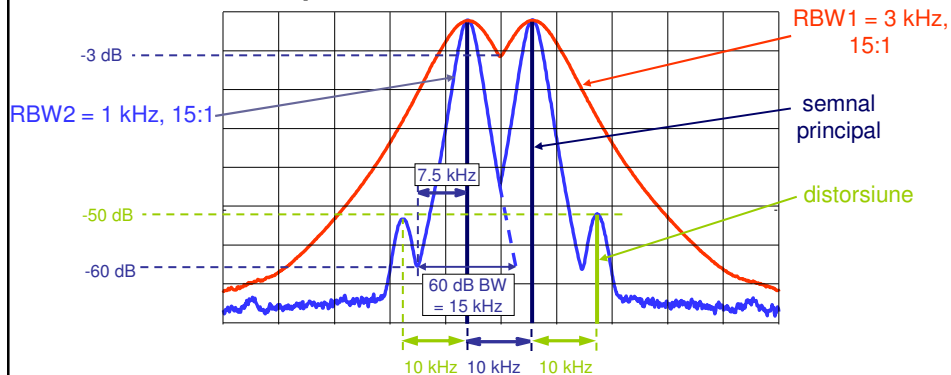
## Rezoluția AS: factorul 2 - Selectivitatea RBW



- Definește forma caracteristicii filtrului FI (RBW Filter Shape)
- Determină abilitatea de a distinge două semnale de **amplitudini diferite**
- Q: de ce e utilă în practică ?
- A: uzual, produsele de modulație și distorsiunile sînt de amplitudine mult mai mică decît semnalul de bază
- Se definește fct. de banda filtrului FI la **-3dB și la -60dB**.
- Uzual: max 15:1 pt. filtre FI analogice, max 5:1 pt. filtre FI digitale
- Q: valoarea ideală ?

30

## Exemplu: selectivitatea RBW



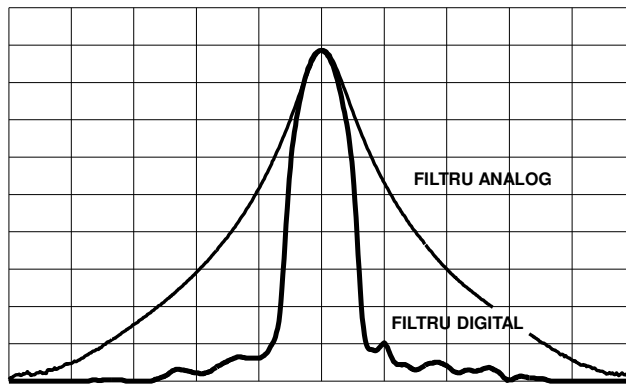
Ex: **2 semnale egale** separate cu 10KHz și **o distorsiune** la -50dBc și 10KHz distanță

- **RBW1=3KHz cu selectivitate 15:1**; la -60dB "fusta" filtrului (*skirt*) ajunge la  $3 \cdot 15 = 45 = 2 \cdot 22.5\text{KHz}$   
 $22.5\text{KHz} > 10\text{KHz} \rightarrow$  distorsiunea ascunsă "sub fustă"
- **RBW2=1KHz cu selectivitate 15:1**; la -60dB:  $1 \cdot 15\text{KHz} = 15\text{KHz} = 2 \cdot 7.5\text{KHz}$ ;  
 $7.5\text{KHz} < 10\text{KHz} \rightarrow$  distorsiunea vizibilă

*Concluzie: 2 semnale cu amplitudine diferită cu 60dB trebuie să fie separate cu cel puțin 1/2 din banda la 60dB pentru a putea fi distinse*

31

## Îmbunătățire: filtru RBW digital vs. analog



Filtru digital =  
CAN + prel. numerică  
(vezi curs PDS)

Realizare:

- Filtrare antialiasing
- S/H
- CAN
- FFT pe eșantioanele rezultate

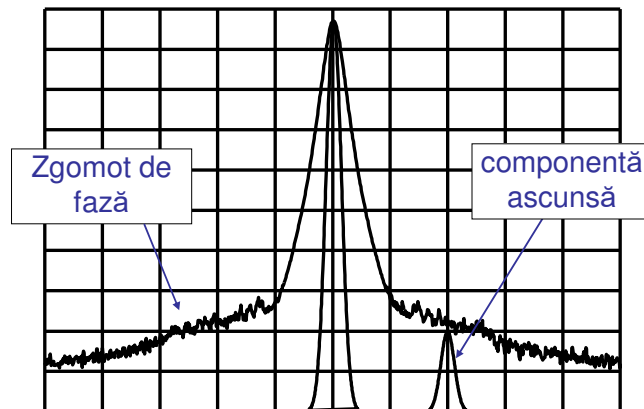
Selectivitate tipică

Analog	15:1
Digital	$\leq 5:1$
Ideal	1:1

32



## Rezoluția AS: *factorul 3* - Zgomotul de fază



- Determină abilitatea de a distinge 2 semnale de **amplitudini diferite**
- Zgomotul de fază face ca "fusta" filtrului să nu coboare oricât, se limitează la o anumită valoare

33

## Exemplu: zgomotul de fază

- Zgomotul de fază se specifică în dBc (dB față de *carrier* - purtătoare) și se *normează* față de un RBW de 1Hz.

Ex:  $\text{factorul de normare} = 10 \lg (\text{RBW}_{\text{nou}} / \text{RBW}_{\text{ref}}) = 10 \lg (\text{RBW} / 1\text{Hz})$

Dacă semnalul 2 se află la  $A_{\text{sgn2,dB}}$  mai jos decât semnalul 1, zgomotul maxim permis este:

$$\text{Zgomot} = A_{\text{sgn2,dB}} - 10 \lg (\text{RBW} / 1\text{Hz})$$

- Ex: cât trebuie să fie zgomotul maxim de fază pentru a distinge un semnal aflat la 50dB față de semnalul principal și la un offset de 10KHz, cu un filtru cu RBW=1KHz ?
- A:  $\text{zgomot} < -50 - 10 \lg (1\text{KHz}/1\text{Hz}) = -80 \text{ dBc}$  la un offset de 10KHz

34

## Extinderea gamei de frecvențe



- Pînă acum, la ieșirea mixerului:  $f_{ieșire} = \{ f_{LO} - f_S, f_S - f_{LO}, f_{LO} + f_S \}$
- În general:  $f_{ieșire} = m f_S + n f_{LO}$  (mixerul mixează și *armonicile*)
- $f_{ieșire} = \text{fix} = f_{IF}$  deci:
 
$$f_S = n/m f_{LO} + 1/m f_{IF} \quad (n \leftrightarrow -n)$$
- uzual  $\text{amplit} f_S < \text{amplit. } f_{LO}$  deci  $|m| = 1$ ; folosim armonicile  $|n| > 1$  (amplit. **mare** a  $f_{LO}$  generează **armonici** dat. distorsionării formei sgn.) →
 
$$f_S = n f_{LO} \pm f_{IF}$$

35

## Extinderea gamei de frecvențe

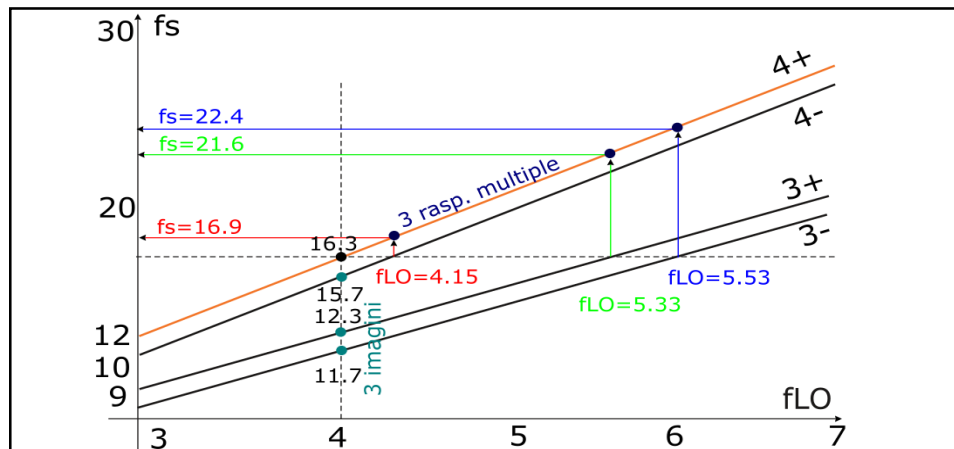
- **Q1: desenați diagramele de acord  $f_S(f_{LO})$  pentru:**  
 $|n| = \{1, 2, 3, 4\}$ ,  $f_{IF} = 0.3 \text{ GHz}$ ,  $f_{LO} = (3, 7) \text{ GHz}$
- **memento: problema separării frecvențelor imagine**  
 (două  $f_S$  separate prin  $2 \cdot f_{IF}$ , același  $f_{LO}$ )
- **Q2: conversie superioară sau inferioară?**
- **Q3: Exemplu:** un AS are  $f_{\text{max}} = 28 \text{ GHz}$ , determinați setarea necesară pt. a vizualiza un semnal în gama 25..27 GHz.
- Posibilități de separare a benzilor ?
  - (1) preselectarea printr-un FTB acordabil, foarte îngust (tipic: banda de zeci de MHz, atenuare de 70...80dB în afara benzii). Tehnologie: YIG
  - (2) identificarea prin *IF shifting*: se modif.  $f_{IF}$  a.î. componenta reală rămîne pe loc, imaginile și răsp. multiple se mută.

36

## Extinderea gamei de frecvențe

- folosind diagramele de acord  $f_s(f_{LO})$  pentru:  
 $|n| = \{1,2,3,4\}$ ,  $f_{IF} = 0.3\text{GHz}$ ,  $f_{LO} = (3,7)\text{ GHz}$ ,
- probl. nouă: problema separării răspunsurilor multiple**  
 (date de diferite valori  $n$ ; același  $f_s$  diferite  $f_{LO}$ )
- Q4: identificați pe diagr. acord care sînt  $f_s$  și  $f_{LO}$  corespunzătoare în benzile  $\{3-,3+,4-,4+\}$  !**  
 (desen pe slide următor)
- Concluzie: atît problema frecv. imagine cît și cea a răspunsurilor multiple înseamnă că doar semnalele dintr-o singură bandă tb. să fie prezente la un moment dat → necesitatea separării benzilor prin filtrare (FTS, FTJ respectiv FTB preselector după caz, pt conv. superioară respectiv inferioară).

37



**A1: 3 frecv imagine:**

$f_{LO}=4\text{GHz}$  în (4+)  $f_{s4+}=16.3 \rightarrow f_{s3-}=11.7\text{GHz}$   $f_{s3+}=12.3$   $f_{s4-}=15.7\text{GHz}$

**A4: 3 răspunsuri multiple:**

în (4+)  $f_s=16.3\text{GHz}$  coresp în următoarele benzi la:

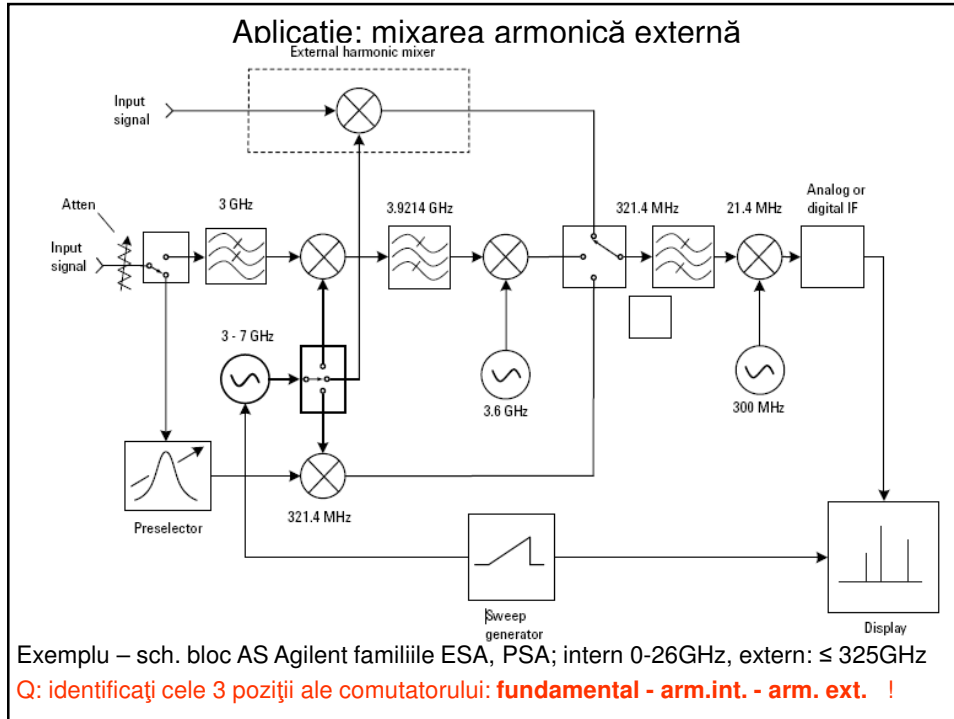
(4-)  $f_s=4f_{LO}-f_{IF} \rightarrow f_{LO}=(f_s+f_{IF})/4=4.15$  care în 4+ coresp la  $f_s=4*4.15+0.3=16.9\text{GHz}$

(3+)  $f_s=3f_{LO}+f_{IF} \rightarrow f_{LO}=(f_s-f_{IF})/3=5.33$  care în 4+ coresp la  $4*4.15+0.3=21.6\text{GHz}$

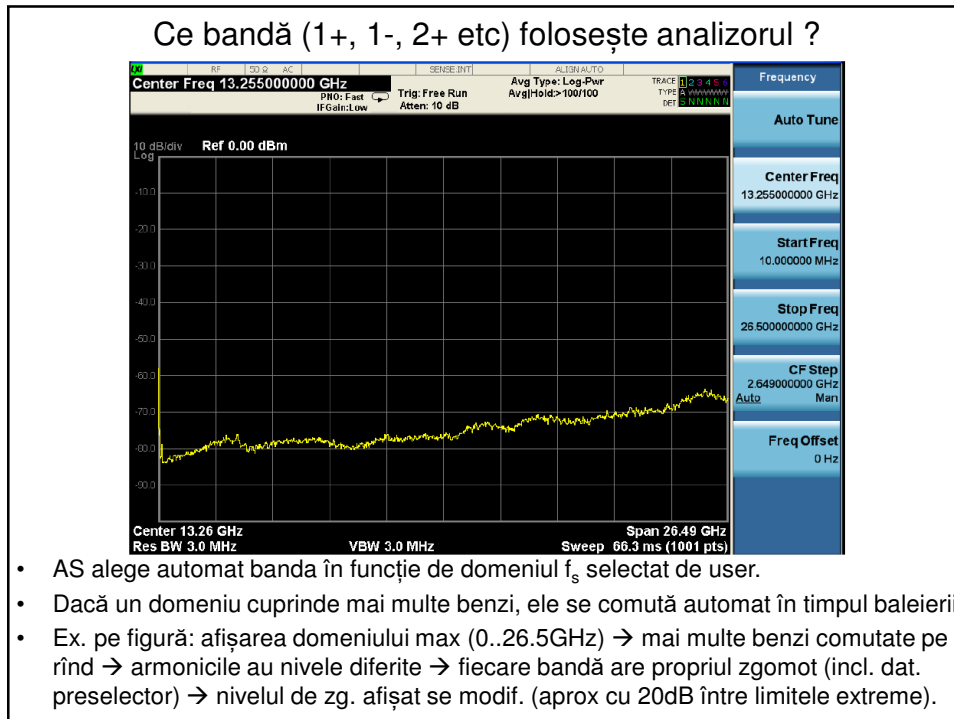
(3-)  $f_s=3f_{LO}+f_{IF} \rightarrow f_{LO}=(f_s+f_{IF})/3=5.53$  care în 4+ coresp la  $4*4.15+0.3=22.4\text{GHz}$

deci  $f_s=\{16.3 ; 16.9 ; 21.6 ; 22.4\text{ GHz}\}$  răsp multiple care necesită preselectie

38

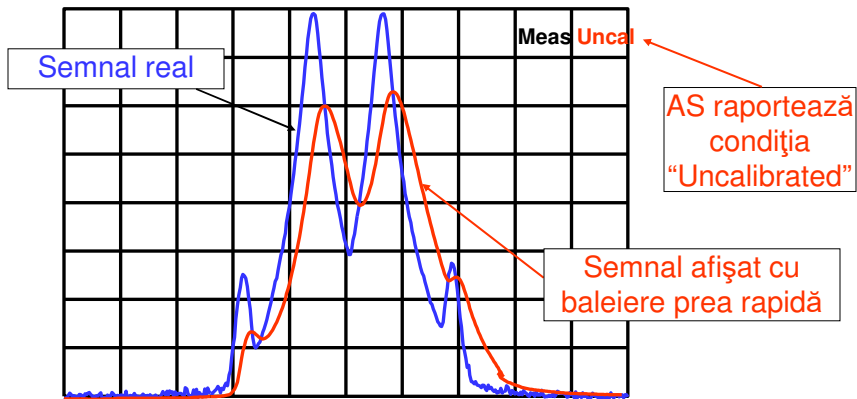


39



40

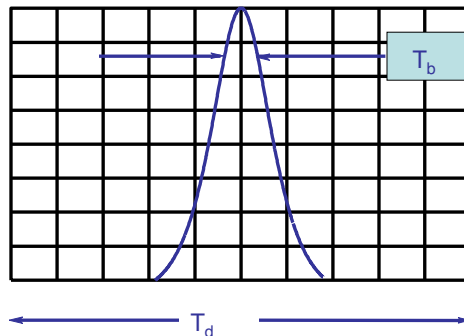
## Viteza maximă de baleiere



- Viteza maximă de baleiere (*maximum sweep speed*) este limitată
- Intuitiv: filtrul FI nu are timp să răspundă la semnalul de intrare
  - $A_{\text{indicat}} < A_{\text{real}}$
  - $f_{\text{indicat}} > f_{\text{real}}$
- AS calculează (pe modul "AUTO") viteza maximă în funcție de parametrii *span*, *RBW*, *VBW* ceruți

41

## Determinarea vitezei maxime ( $T_d$ minim)

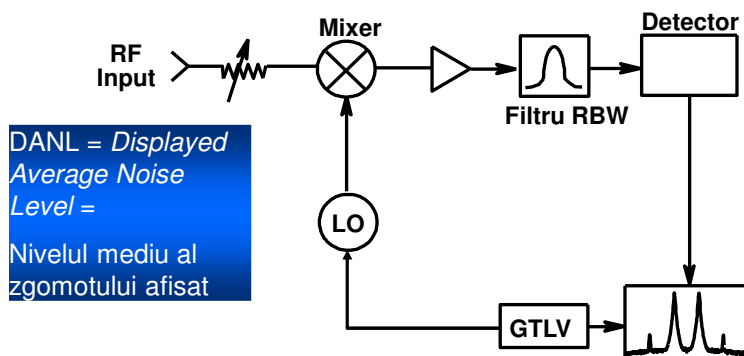


- $T_d$  = timpul cursei directe (*sweep time*)
  - $T_b$  = timpul cît este baleiată porțiunea corespunzătoare benzii filtrului (la -3dB)
  - În frecvență, cele 2 mărimi corespund, respectiv, la *Span* (S) și *RBW*
- $T_b/T_d = RBW/S \rightarrow T_d = ST_b/RBW$   
 dar  $T_b = k/RBW$        $k = 2..3$  pt. filtrele analogice de tip Gaussian  
     $\rightarrow T_d = kS/(RBW)^2$
- Dacă filtrul video are  $VBW < RBW$ :
- $T_d = kS/(RBW \cdot VBW)$

42



## Sensibilitate, DANL



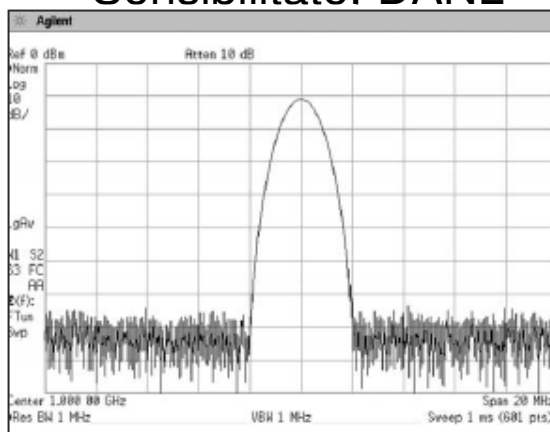
DANL = *Displayed Average Noise Level* =

Nivelul mediu al zgomotului afisat

- Implicit, AS e folosit pentru măsurarea semnalelor mici
- AS generează zgomot ca orice circuit
- Sensibilitatea = nivelul zgomotului = DANL
- DANL: fără semnal de intrare conectat
- DANL *depinde* de RBW
- tipic: DANL = -90... - 145dBm

45

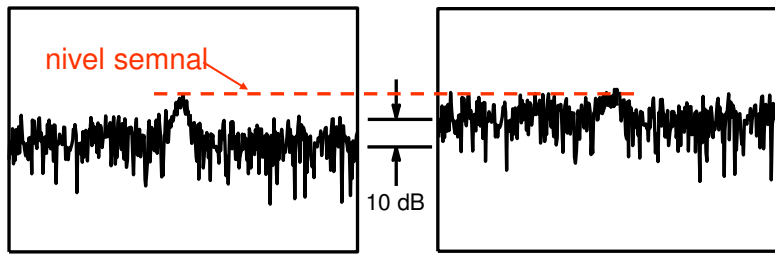
## Sensibilitate. DANL



- DANL = nivelul ierbii = *grass level*, pe figură aprox. -80dBm
  - Q: zgomotul minim posibil = 0 ( $-\infty$  dB) ?
  - A: NU ! zgomotul termic =  $kTB$   $k=1.38 \times 10^{-23}$  J/K, T = temp [K], B = BW [Hz]
- Ex:
- B = 1Hz  $\rightarrow kTB \approx -174$ dBm
  - B = 10Hz  $\rightarrow kTB \approx -164$ dBm
  - B = 1MHz  $\rightarrow kTB \approx -114$ dBm

46

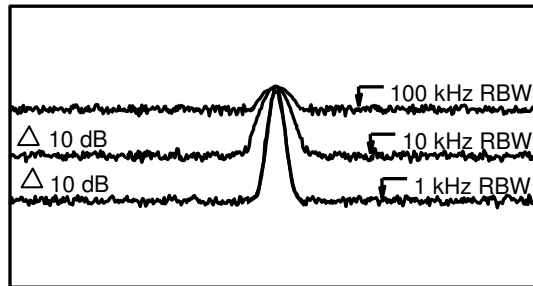
## DANL în funcție de atenuare



- La osciloscop, atenuare ( $C_v$ ) servește la *reducerea imaginii pe ecran*
- La un AS atenuarea servește la *protejarea etajelor de intrare*
- Crește atenuarea de intrare → crește amplificarea FI → crește amplificarea zgomotului generat intern (vezi slide: atenuatorul de intrare și amp. FI)
- Fig: prin creșterea atenuării cu 10dB:
  - niv. semnal = ct    Q: de ce ?    (linia punctată)
  - niv. zg. crește cu 10dB → semnal invizibil

47

## DANL în funcție de RBW



- Regula: RBW scade de 10 ori → DANL scade cu 10dB
  - Demonstrație: zgomot alb = spectru infinit de frecv.
  - zgomotul care ajunge la display e limitat în frecv. de IF (RBW)
  - $Zg_2/Zg_1 = RBW_2/RBW_1$
  - puterea zgomotului:  $10 \lg Zg_2/Zg_1 = \Delta Zg \text{ (dB)} = 10 \lg RBW_2/RBW_1$
- Ex:  $RBW_2/RBW_1 = 1/10 \rightarrow \Delta Zg \text{ (dB)} = 10 \lg (1/10) = -10 \text{ dB}$

48



## Sensibilitate și factor de zgomot

- Factor de zgomot (*Noise Figure*) al oricărui circuit = zgomotul adăugat de circuit la zgomotul existent
- $NF = N_{out}/N_{in}$        $NF [dB] = N_{out} - N_{in} [dB]$
- Pentru AS: zg. termic existent =  $kTB = -174dBm/Hz$
- $NF_{AS} = N_{out}[1Hz] / N_{in}[1Hz] =$
- $= N_{out} [RBW] \cdot (1Hz/RBW) / N_{in}[1Hz]$
- $NF_{AS,dB} = N_{out} [dB] - 10\lg (RBW/1Hz) - N_{in} [dB]$

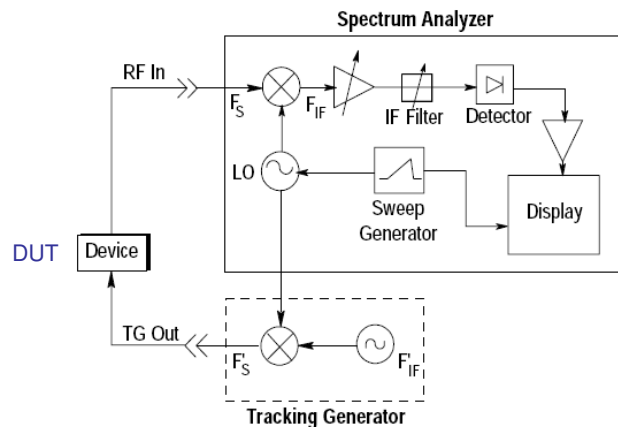
Ex: Q: Zgomotul măsurat pentru  $RBW=1KHz$  este  $-120dBm$ ; calculați  $NF$  al AS

A:  $NF = -120 - 10\lg 10^3 - (-174) = +24dB$

- OBS:  $NF$  este independent de  $RBW$ ; Q: de ce ?

49

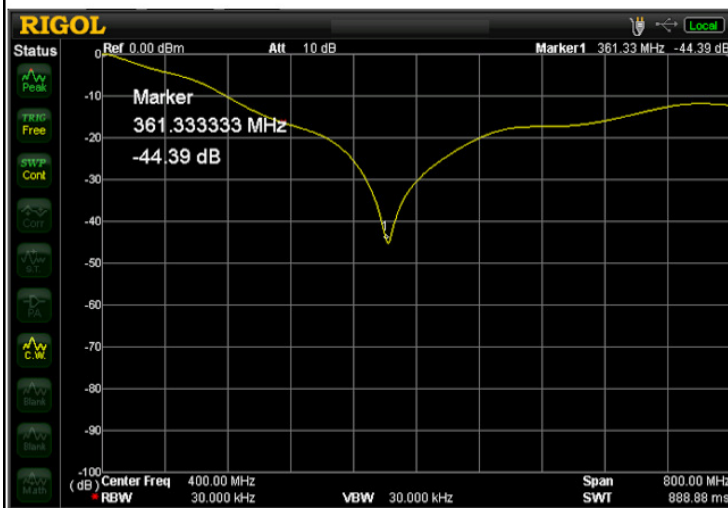
## Opțiune: AS cu TG



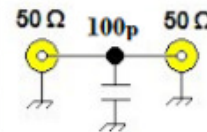
- AS analizează mărimi *active*
- DUT este *pasiv* sau *activ* (filtru, amplificator, etc)
- măsurarea parametrilor de transmisie (atenuare, amplificare, etc) sau de reflexie (vezi măsurări în  $\mu U$ )
- $F_{IF} = F_{LO} - F_S$ ;  $F_{IF}' = F_{LO} - F_S'$        $F_{LO}$  comandă simultan AS și TG

50

## Opțiune: AS cu TG



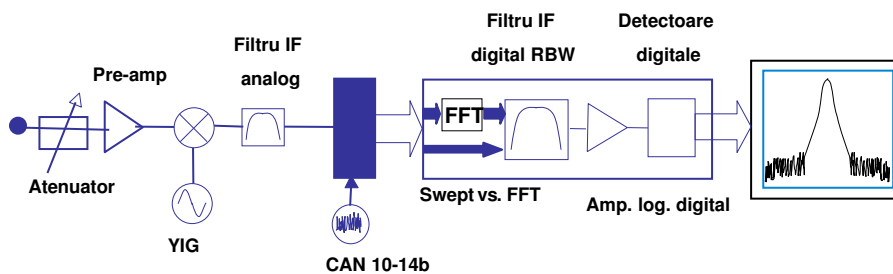
Condensator ceramic 0805  
 • C=100pF  
 • Q > 500 la 1MHz



- Ex: măsurarea f. de rezon. proprii a unui cond. ceramic SMD de 100pF
- $f_r=361$  MHz (rezon. serie) de tip FOB cu atenuare de -44dB
- Q: comparați cu FOB din distorsiometrul din lab ! care sînt cele 2 diferențe?

51

## Analizoare de spectru mixte

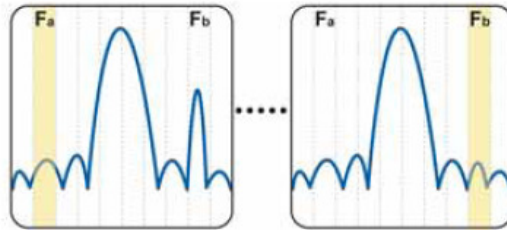


- Partea analogică face *down-conversion*: filtrul IF analog nu este pentru RBW ci pentru a converti semnalele în banda de lucru a CAN
- se folosesc CAN de >8b pentru a reduce zgomotul (datorită afișării logaritmice în dB, AS are nevoie de nivele de zg. mai mici decît osciloscopul).
- Arhitectură combinată analog-digitală
- Alegere filtru digital (*swept*) vs. FFT
  - filtru digital RBW: gamă dinamică mai mare
  - FFT: viteză de baleiere mai mare

52

## Analizoare de spectru FFT

- Avantaj principal: *sweep time* redus de pînă la 100 ori față de un filtru analogic!
- Utilizare principală a unui *sweep time* redus: semnale neperiodice, impulsuri de scurtă durată (burst), etc.
- Ex: semnalul de pe  $F_b$  dispăre pînă cînd  $F_{LO}$  ajunge să-l baleieze



Sursa: Tektronix

53

## Analizoare de spectru FFT

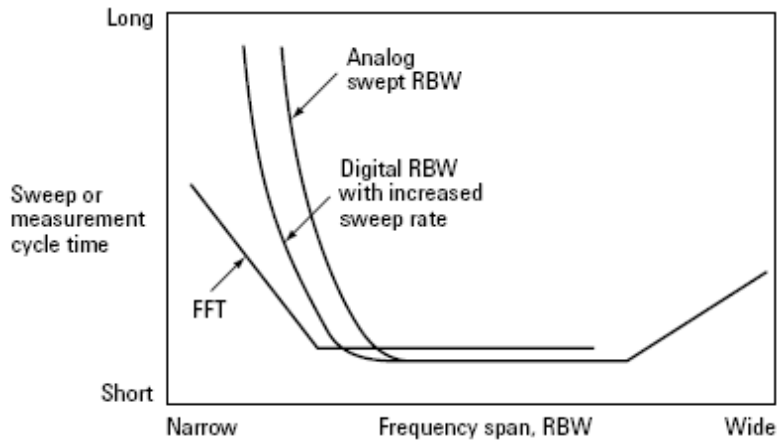
- procesarea FFT: echivalentă cu procesarea a multe filtre RBW înguste în paralel (vezi curs PDS)
- timpul de procesare a unui filtru echivalent este echivalent cu timpul de stabilire a unui filtru RBW analogic
- paralelismul pe sute de filtre → reducerea timpului de analiză a întregului *span* de sute de ori
- dacă se consideră și timpul de calcul → reducerea e de cel mult 100 de ori

Span	RBW	Timp FFT	Timp analogic
100KHz	1KHz	15ms	0.25s
10KHz	100Hz	31ms	2.5s
1KHz	10Hz	196ms	25s

Sursa: Agilent

54

## Analizoare de spectru FFT



Comparație între timpii de *sweep*

55

## Analizoare de spectru FFT

### Dezavantaje FFT:

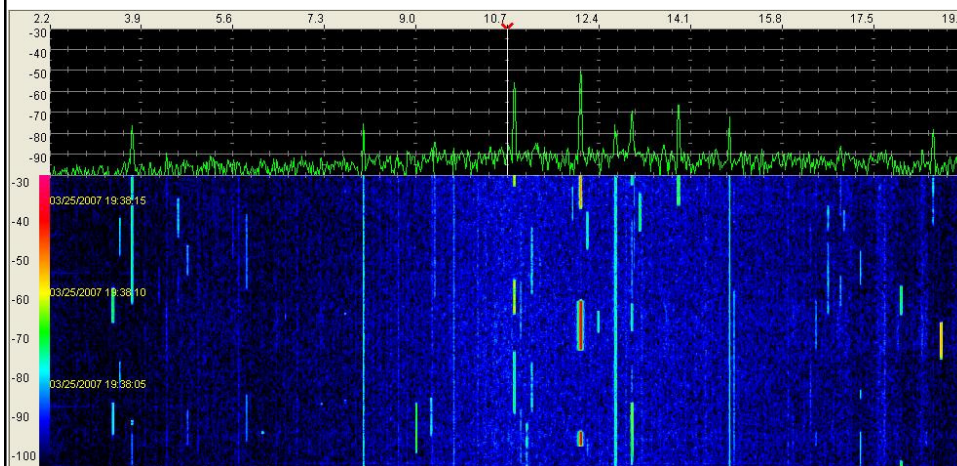
- *span* larg, RBW relativ mare: necesită multe operații FFT (un FFT se face pe un interval restrâns de frecvențe) → în acest caz, *sweep time* este mai mare la FFT
- FFT → digitizare (CAN) a semnalului pe IF → intervine **zgomotul de cuantizare** care limitează nivelul minim al semnalului care poate fi măsurat → gamă dinamică mai redusă

### Tipuri de analizoare FFT

- $f_s < \text{zeci de MHz}$  →
  - CAN direct la intrarea AS;
  - lipsește LO și FI, schemă aproape integral digitală
  - se mai numește *Dynamic Signal Analyzer*
  - poate avea 2 sau mai multe intrări
  - aplicații: analiză audio, vibrații, geologie, etc
- $f_s > \text{zeci de MHz}$  →
  - *down-conversion* pe IF, apoi CAN; similar cu schema analogică pînă la un IF suficient de mic pentru a fi convertit de CAN
  - pentru *span* mare, se fac multe conversii pe parcursul unei măsurări

56

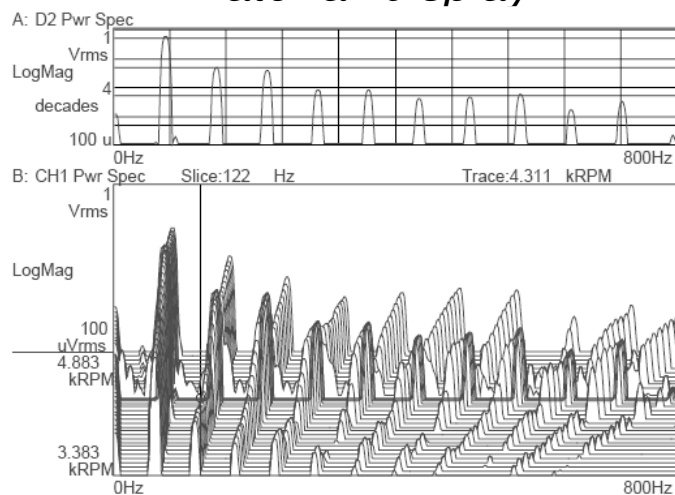
## Waterfall display



- Exemplu *waterfall* pe un analizor RF
- dimensiune suplimentară: **istoricul în timp** al componentelor spectrale afișate (prezintă similitudini cu modul *persistență* al osc. numeric.). *Ex*: componenta pe 8MHz este permanentă.

57

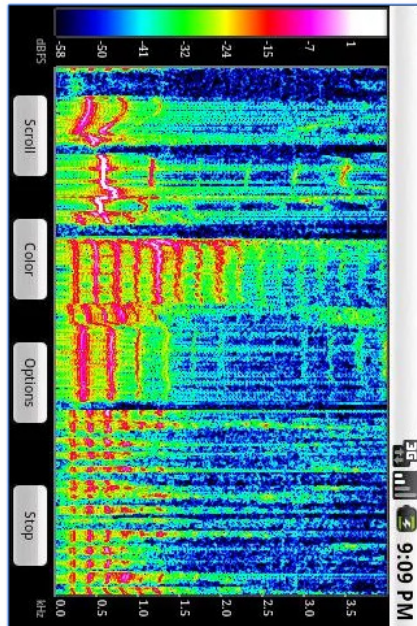
## Waterfall display



- *waterfall* pentru un analizor audio
- utilitate: regimuri tranzitorii în care spectrul se modifică în timp
- *Ex*: analiza vibrațiilor unui motor în momentul pornirii, măs. între 3383RPM și 4883RPM; intrare senzor RPM separată (similar cu EXT TRIG)

58

## Waterfall display



Exemplu de analiză FFT audio în modul *waterfall*:  
app. Android *Spectral View Analyzer*

59

## Alegerea unui AS

Urmărim următorii parametri în *datasheet*:

1. domeniul de frecvențe
2. precizia măsurării frecvenței/amplitudinii
3. rezoluția în frecvență
4. sensibilitate
5. distorsiuni
6. gamă dinamică (*dynamic range*)

60

## 1) Domeniul de frecvențe

- Memento osciloscop: Q: cum se alege  $B_{-3dB}$  la osciloscop în funcție de semnal ?
- La AS nu există  $B_{-3dB}$  !!!
- La AS: numărul de armonici necesare/ banda de interes
- Exemplu game disponibile (Keysight, 2015):
  - cu mixare internă, fundamentală, 3GHz
  - cu mixare internă, cu armonici, max. 50 GHz
  - cu mixare externă, cu armonici, max. 1100 GHz (LO=6...14GHz, 80-)
- Ca și la osciloscop, “*bigger is not always better*”.
- Q: găsiți măcar un motiv pentru a justifica aceasta !

61

## 2) Precizia măsurării frecvenței

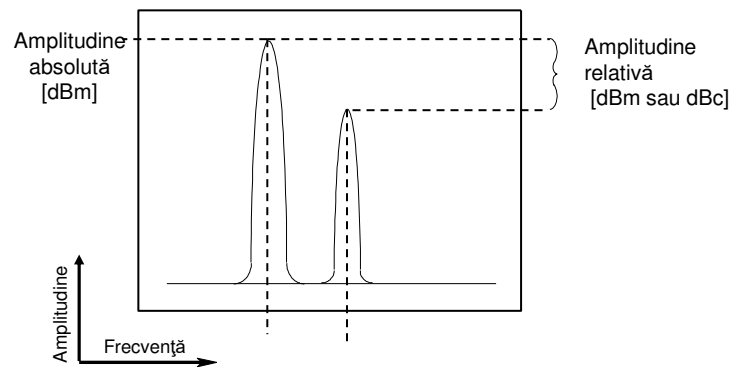
În *Datasheet-ul* unui AS găsim:

freq. accuracy =  
 $\pm$  (freq readout • *freq reference error*  
+0.25% of Span  
+ 5% of RBW  
+ 10Hz  
+ 0.5 • Horiz. Res.)

Q: calculați eroarea relativă la măsurarea unei componente de frecvență de 1GHz cu acest AS, Span=400KHz, RBW=3KHz, display=401 puncte,  $\epsilon_Q = 10^{-6}/an$

62

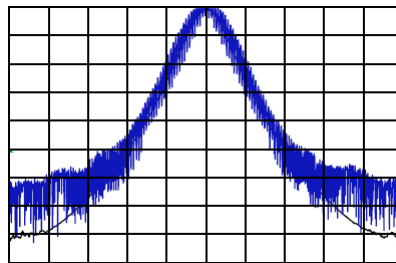
## 2') Precizia măsurării amplitudinii



- Eroarea amplitudinii absolute > eroarea amplitudinii relative
- F. multe surse de eroare în determinarea amplitudinii
- (Eroarea la 20GHz) > (Eroarea la < 1GHz)
- În cazul folosirii preselecătoarelor YIG - eroare mare
- De așteptat: eroarea totală = 0.5dB ... câțiva dB
- Costul analizorului este un factor important

63

## 3) Rezoluția



- Memento: cei 3 factori care det. rezoluția
- Factor suplimentar: FM suplimentar care "întinde" (*smears*) semnalul
- Q: acest zgomot FM e generat intern sau ține de semnal ?
- A: poate fi o sursă de confuzie
- Q: cine generează FM intern ?
- A: VCO, care e sincronizat cu  $f_{REF}$  folosind un PLL; instabilitatea frecvenței VCO = zgomot sub forma FM !

64

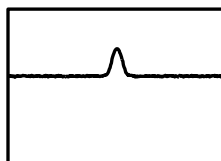
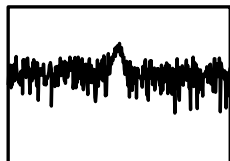


## 4) Sensibilitate

Sensibilitatea se exprimă prin DANL; concluzii:

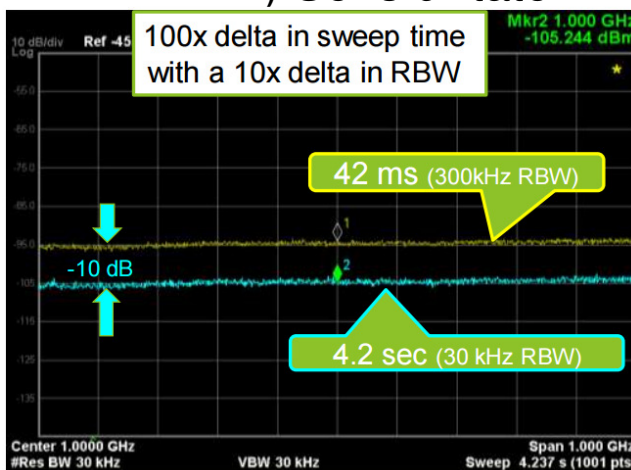
sensibilitate maximă (DANL minim) pentru:

- RBW minim
- Atenuare minimă
- VBW sau *trace averaging* nu reduc DANL dar îmbunătățesc RSZ al semnalului afișat → sensibilitate maximă pentru VBW minim
- Dezavantaj RBW, VBW minim: viteză de baleiere minimă



65

## 4) Sensibilitate



Sursa: Keysight

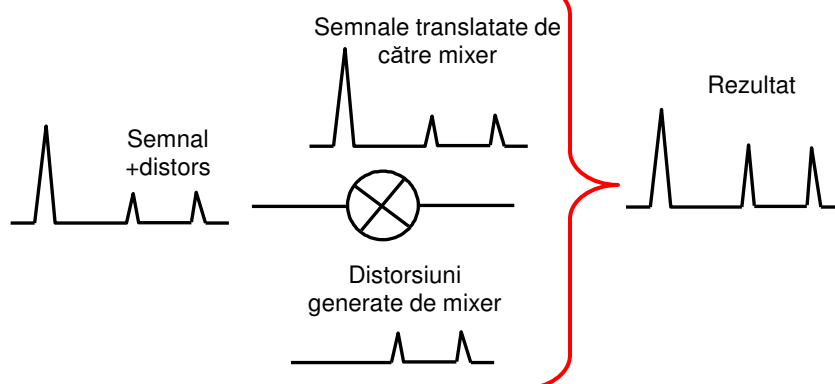
Compromis DANL - RBW - timp de baleiere:

- $t_B = kS/RBW^2 \rightarrow$  RBW scade de 10x înseamnă că  $t_B$  crește de 100 ori
- DANL:  $\Delta$  zgomot [dB] =  $10 \lg BW_2/BW_1 \rightarrow$  RBW scade de 10x înseamnă că DANL scade cu 10dB

Care e mai important? depinde de aplicație !

66

## 5) Distorsiuni



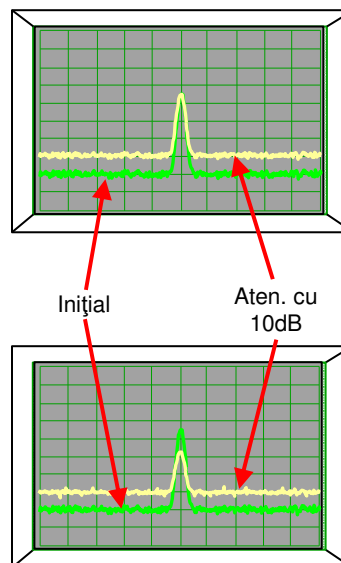
- Mixerul este un element neliniar
- Distorsiuni armonice = produse pe frecvențe care sînt armonici ale sgn. de intrare
- **Q: cum distingem armonicile existente în semnal de cele produse de mixer ?**

67

## 5) Distorsiuni

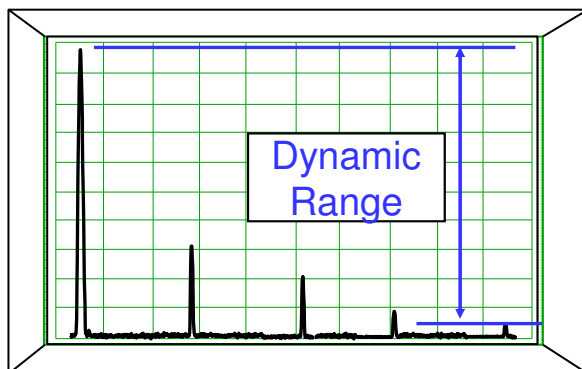
- **A:** vizualizăm o distorsiune armonică și creștem atenuarea de intrare cu 10dB.
- **SUS:** Distorsiunea există în semnal → nivelul nu se modifică, doar crește nivelul zg. cu 10dB  
**Q: de ce?**
- **JOS:** Distorsiunea generată de mixer → nivelul se modifică (tipic: scade) prin modificarea produsului atunci cînd se modifică unul dintre termeni !

**Concluzie:** atenuatorul de intrare necesar [și] pentru asigurare unui nivel optim la intrarea în mixer !



68

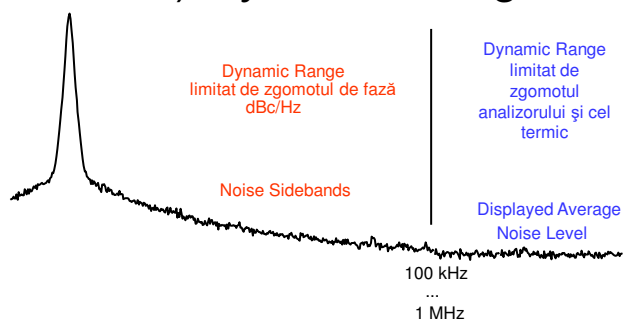
## 6) Dynamic Range



= raportul (în dB) între cel mai mare și cel mai mic semnal, aflate simultan la intrare, și care pot fi măsurate cu o precizie dată

69

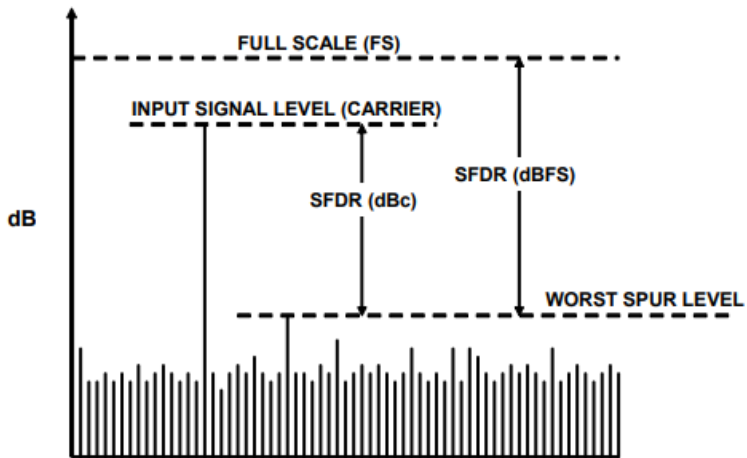
## 6) Dynamic Range



- Dynamic Range → limitat de mulți factori
- În apropierea semnalului principal → limitat de “fusta filtrului”
- Departe de semnalul principal → limitat mai ales de DANL
- În plus: limitări datorate distorsiunilor (semnale prea mari duc la distorsiuni mari generate local)

70

## 6) Dynamic Range



Sursa: Analog Devices

Definiție: SFDR = Spurious-Free Dynamic Range

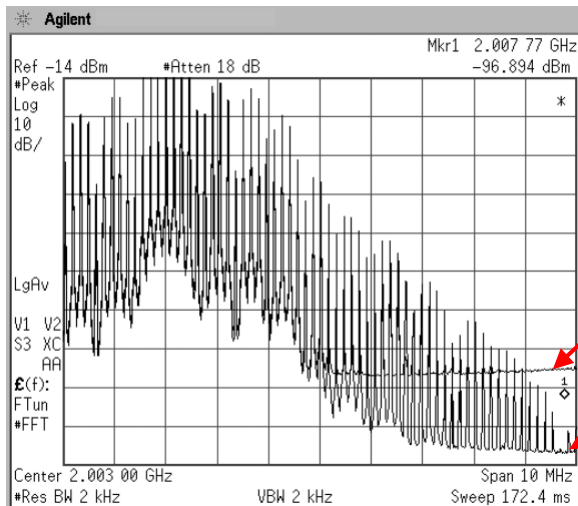
SFDR se exprimă în dBc (Carrier) sau dBFS (Full Scale)

71

## 6) Dynamic Range

Dynamic Range redus suplimentar în cazul FFT

Exemplu: 2 imagini suprapuse, același semnal vizualizat în modul FFT și în modul cu baleiere



Q: cât e gama dinamică a AS în cele 2 moduri de pe figură ?

modul FFT

modul baleiere (swept)

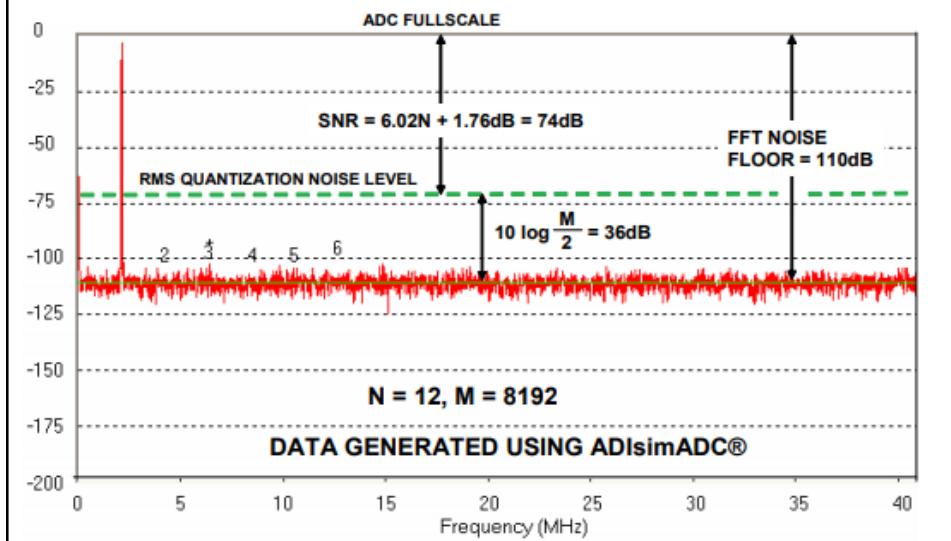
72

## 6) Dynamic Range

Dynamic Range în cazul unui analizor digital: ADC pe  $N=12$  biți + FFT pe  $M=8192$  puncte;  $10 \log M/2$  este *cîștigul de procesare FFT* (vezi curs PDS)

$$\text{Dynamic Range} = \text{SNR} + 10 \log M/2$$

Sursa: Analog Devices



73

## 6) Dynamic Range

Dynamic Range mai redus în cazul FFT decît Heterodină

Aplicație: Tehnicianul Dorel măsoară la distorsiometrul din lab. IEM un semnal sinusoidal cu  $U_{ef}=1V$  și  $\text{THD}+N=0.05\%$  și dorește să vizualizeze cea mai mare armonică în modul FFT pe osciloscop. Ca de obicei, Dorel nu reușește.

- calculați val. efectivă a armonicii în V și dB
- calculați SFDR necesar pt. analizor
- argumentați dacă folosind osciloscopul cu 8b rezoluție verticală în modul FFT, acest lucru este posibil (ignorînd cîștigul de procesare, slide anterior)
- argumentați dc. este posibil folosind analizorul GW-Instek GSP-810 (lab.ASC) care este unul din cele mai ieftine analizoare; concluzie ?

Reference level range	-30 dBm to +20 dBm
Reference level accuracy	$\pm 1$ dB at 80 MHz
Input level range	-100 dBm to +20 dBm
Noise floor	-95 dBm @ 30 kHz RBW, -100 dBm typical -75dBm: 150k~10MHz
Amplitude display range	75 dB

74

## R.I.P. Instrumentație HP și Agilent

- HP: 1939 - 1999



- Agilent: 1999 - 2014



- Keysight: 1 noiembrie 2014 - prezent

