



A.R.I.

Sezione di Parma

Conversazioni del 1° Venerdì del Mese

# L' ANALIZZATORE DI SPETTRO

**DEL LABORATORIO DEL RADIOAMATORE**

Venerdì, 6 marzo 2015, ore 21:15

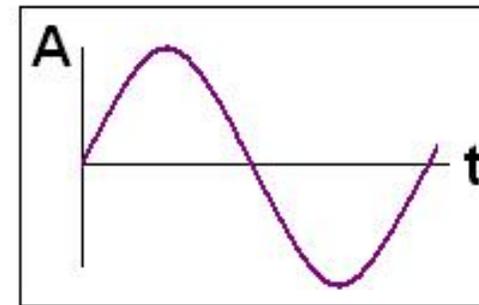
-

Carlo, I4VIL

# STRUMENTAZIONE DI LABORATORIO

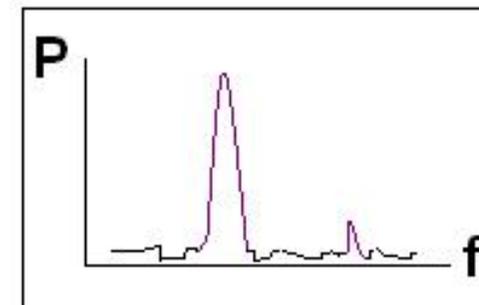
**Oscilloscopio** - strumento adatto a misurare ed analizzare l'ampiezza e la forma dei segnali nel dominio del tempo. Il segnale composto è mostrato su un display (asse y) in funzione del tempo (asse x).

A = ampiezza [V]  
In genere su 50  $\Omega$  o su 1 M $\Omega$   
t = tempo [s]



**Analizzatore di spettro** - strumento adatto a misurare la frequenza e l'ampiezza dei segnali elettrici nel dominio delle frequenze. Il segnale composto è mostrato su un display (asse y) in funzione della frequenza (asse x).

P = potenza [dBm]  
In genere su 50  $\Omega$   
f = frequenza [Hz]



## DOMINIO DEL TEMPO E DOMINIO DELLE FREQUENZE

Gli stessi segnali elettrici possono essere mostrati nel dominio del tempo (time domain) con un oscilloscopio oppure nel dominio delle frequenze (frequency domain) con un analizzatore di spettro.

Le presentazioni dei segnali nei due domini portano le stesse informazioni.

Operatori matematici (Trasformata e Antitrasformata di Fourier ) permettono di passare dall'uno all'altro dominio.

Ma, allora, se i due strumenti danno le stesse informazioni, perché si è diffuso l'uso dell'analizzatore di spettro che costa circa 10 volte di più dell'oscilloscopio?

## FOURIER TRANSFORM

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot t} dt$$

## INVERSE FOURIER TRANSFORM

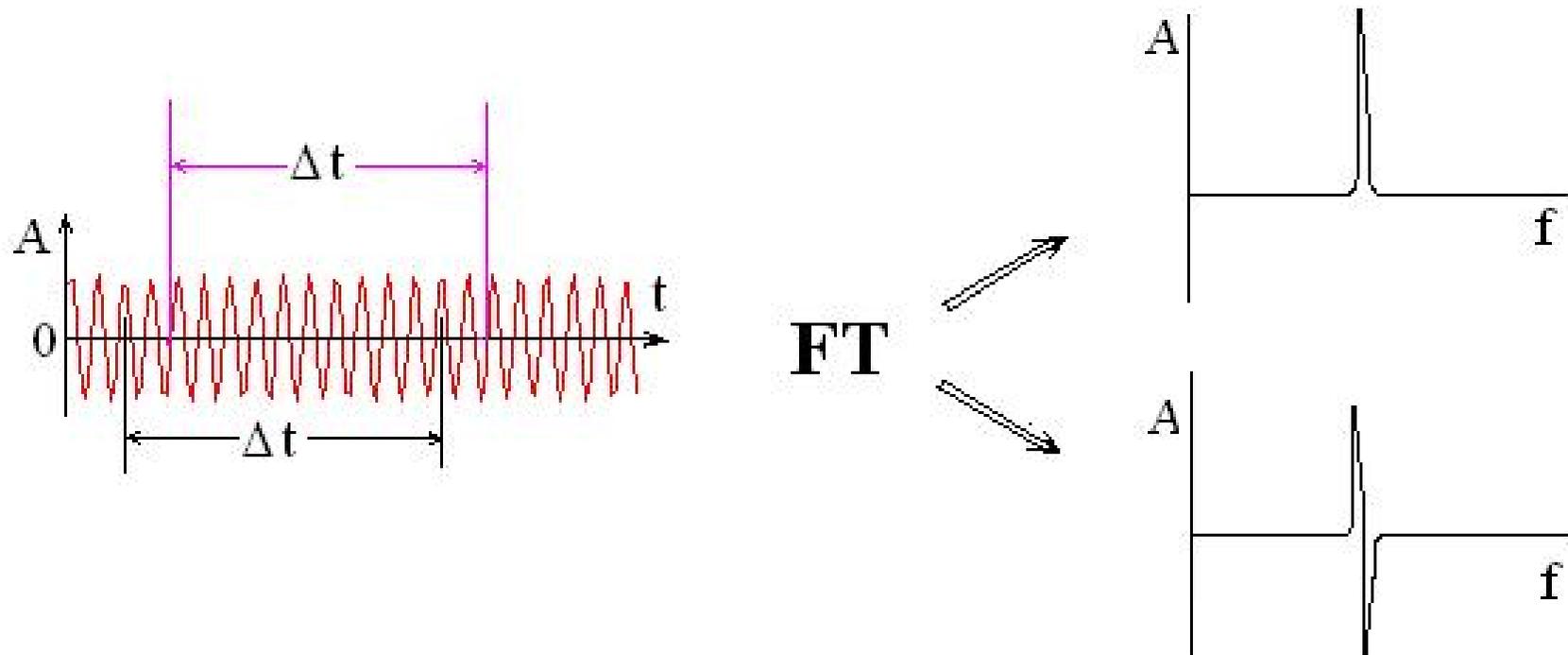
$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} d\omega$$

*Ma non è tutto così semplice.....*

*né in teoria, né in pratica*

**Un segnale espresso da una funzione reale  $f(t)$  caratterizzato da ampiezza, frequenza e fase può essere Fourier-trasformato con una operazione  $F(\omega)$  “complessa” nella quale tutte le informazioni iniziali sono conservate.**

**In genere, però, si è interessati solo all’ampiezza e frequenza del segnale, non alla fase. Anzi, può essere fastidioso ottenere uno spettro di frequenze che dipende dalle relazioni di fase iniziali del segnale  $f(t)$  campionato**



**Di uno stesso segnale periodico e stessa durata del campionamento  $\Delta t$ , le frequenze principali contenute nello spettro sono bene individuabili, ma l'aspetto può essere molto diverso in dipendenza della fase iniziale. Può manifestarsi uno spettro "di assorbimento" o "di dispersione" od un mix dei due.**

**Conviene, pertanto, utilizzare il quadrato del segnale trasformato (diviene una potenza); si perdono le informazioni sulla fase che, però, non sono utili.**

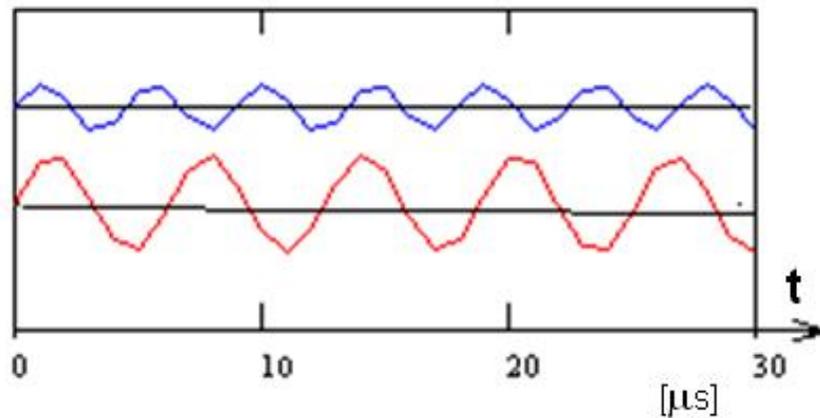
Gli accessori e gli sviluppi particolari dei due strumenti (oscilloscopio e analizzatore di spettro) hanno portato a preferire l'uno o l'altro.

Il dominio del tempo è maggiormente usato per ottenere informazioni sui tempi ( e intervalli di tempo) e sulle fasi relative di segnali elettrici in punti diversi di un circuito. Per questo si è diffuso l'oscilloscopio multicanale (almeno con due sonde).

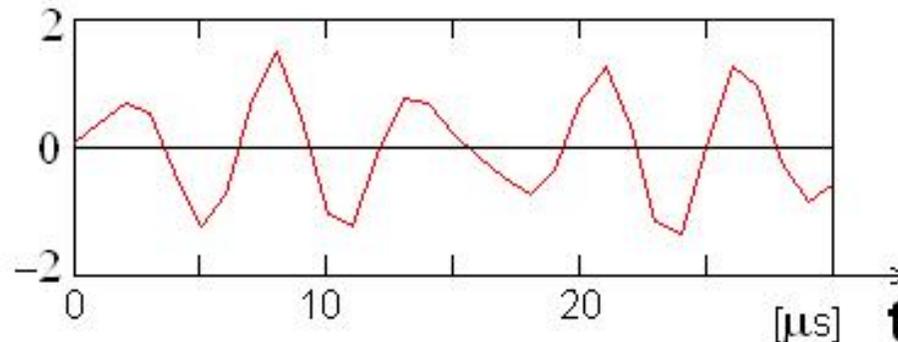
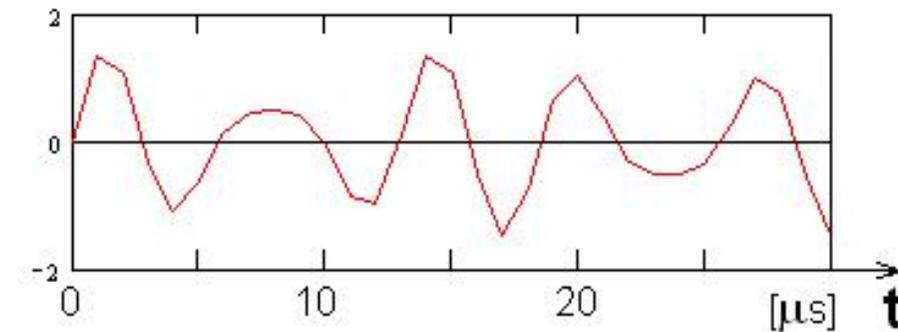
La max. frequenza di lavoro è, in genere, minore di quella utilizzabile con un analizzatore di spettro .

Amplificatori, filtri, oscillatori , misure su antenne, ecc.. sono meglio caratterizzati dalle informazioni ottenibili da un analizzatore di spettro che rimane il più versatile strumento disponibile per misure elettriche a radio frequenza e microonde.

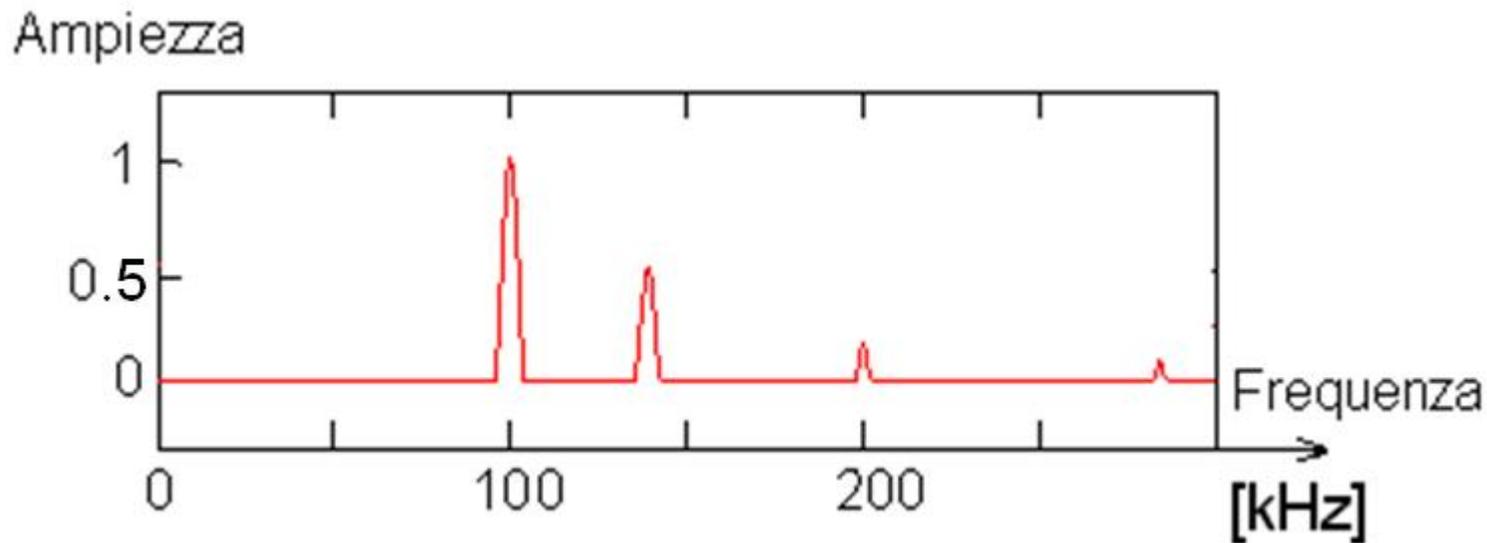
I moderni analizzatori di spettro hanno anche la capacità di demodulare i segnali (in AM o FM, per esempio) o anche segnali digitali.



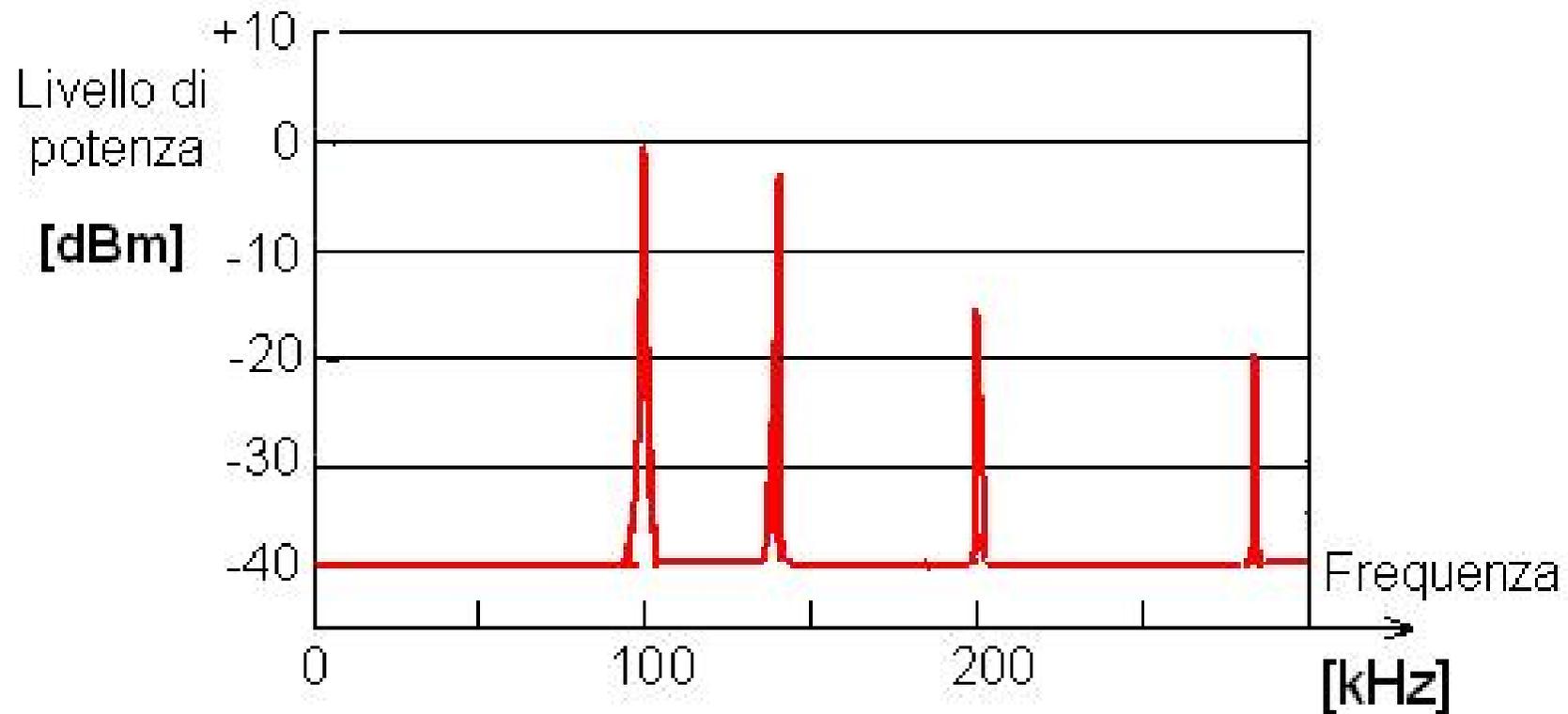
Due segnali di frequenza diversa ,  $f_1$  e  $f_2$ , quando sommati, danno luogo ad un segnale complicato . L'oscilloscopio visualizza perfettamente questo segnale che cambia al variare della fase dei due segnali originali.



Sommando due segnali di frequenza diversa, la forma del segnale risultante osservato all'oscilloscopio dipende dalla fase dei due segnali. L'aspetto risultante è diverso e l'oscilloscopio è in grado di mostrare l'ampiezza istantanea in funzione del tempo che dipende proprio dalla fase. Non consente, però, di capire facilmente le frequenze presenti.



Lo stesso segnale somma visto all'analizzatore di spettro consente di osservare facilmente le frequenze presenti e relative armoniche. Qui è presente un segnale a 100 kHz ed un secondo segnale a 140 kHz con ampiezza metà. Sono presenti anche deboli tracce di seconde armoniche dei due segnali (non facilmente misurabili).



Usando la scala logaritmica che ogni analizzatore di spettro può fornire, diviene facilmente misurabile anche il livello delle singole frequenze presenti con ottima precisione. Anche il livello delle armoniche è facilmente misurabile .

L'osservazione nel *frequency domain* permette una misura quantitativa della risposta in frequenza e della presenza di armoniche e spurie e permette un'analisi della distorsione introdotta dagli elementi circuitali.

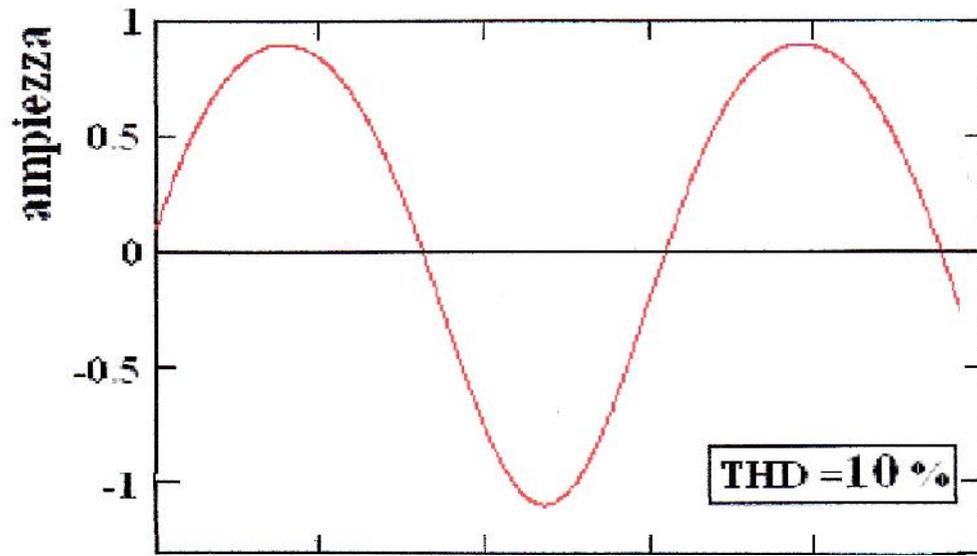
Si perdono, però, le informazioni sulla fase.

**Esempio:** misura di distorsione armonica.

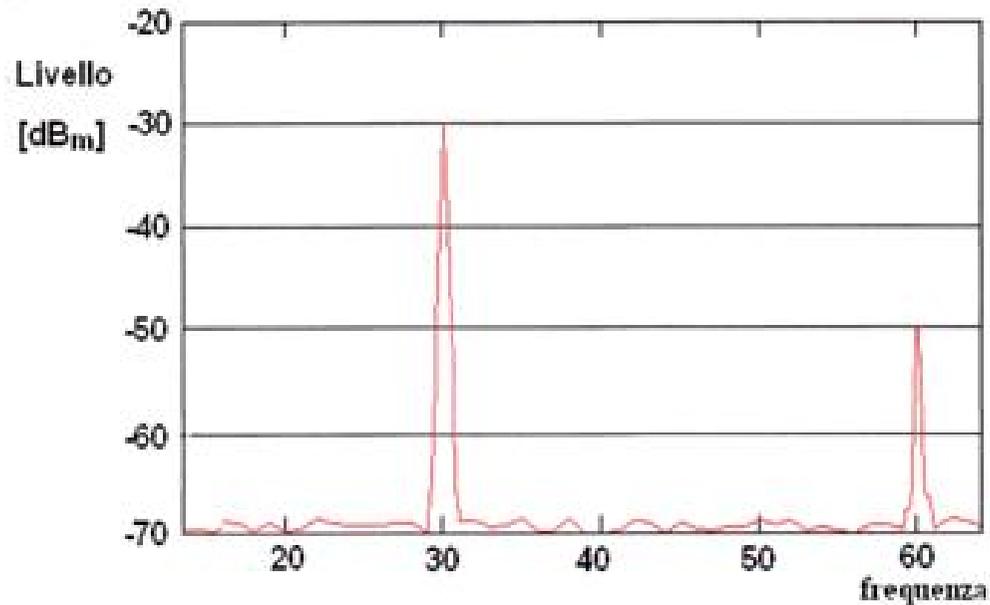
Nel test, la distorsione armonica è direttamente in relazione con l'ampiezza relativa delle armoniche rispetto all'ampiezza del segnale sinusoidale applicato all'ingresso .

E' difficile l'osservazione ed il calcolo della distorsione nel caso si usi un semplice oscilloscopio. Molto più facile è il calcolo con l'uso di un analizzatore di spettro.

## MISURA DI DISTORSIONE ARMONICA



Distorsione per presenza di una componente a frequenza doppia di ampiezza 1/10 della fondamentale. La distorsione è appena distinguibile.



Lo stesso segnale osservato nel dominio delle frequenze. La presenza della seconda armonica è osservabile e misurabile facilmente: -20 dB sotto la fondamentale.

## CALCOLO DEL THD (TOTAL HARMONIC DISTORTION)

Il calcolo viene effettuato con:

$$\text{THD} = 100 \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1} \quad \text{con } A_n = \text{ampiezza (tensione)} \\ \text{della } n^{\text{ma}} \text{ armonica}$$

Si siano osservate e misurate le armoniche prodotte da un amplificatore con ingresso normalizzato:

$$a_1 = 0 \text{ dB} \quad \text{pari a } A_1 = 1,$$

$$a_2 = -40 \text{ dB} \quad \text{pari a } A_2 = 0.01$$

$$a_3 = -42 \text{ dB} \quad \text{pari a } A_3 = 0.0079$$

$$a_4 = -44 \text{ dB} \quad \text{pari a } A_4 = 0.0063$$

Si può calcolare, così, la distorsione totale:

$$\text{THD} = 100 \frac{\sqrt{0.01^2 + 0.0079^2 + 0.0063^2}}{1} = 1.42 \%$$

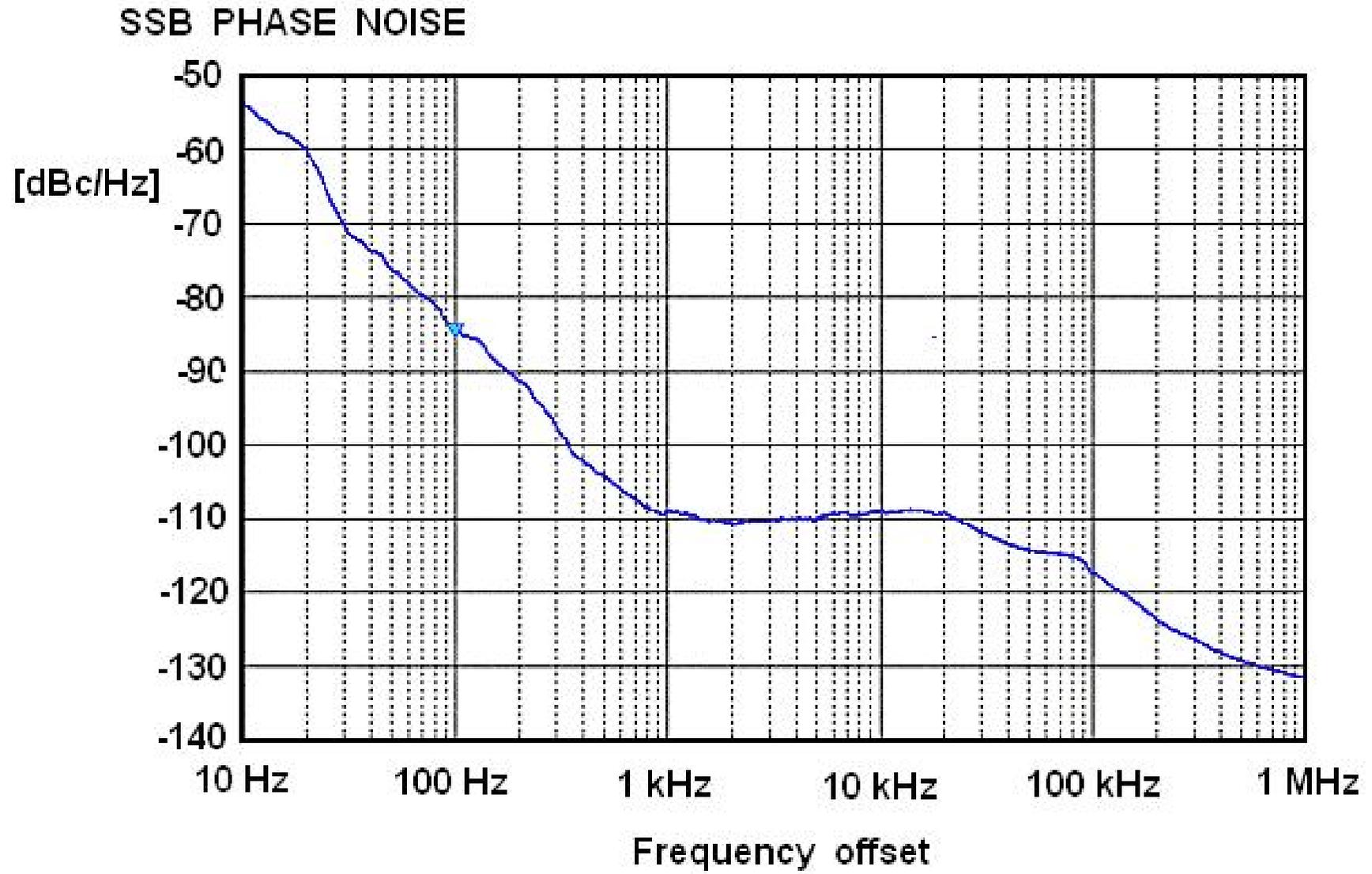
## LIMITE UTILIZZO ALLE BASSE FREQUENZE

L'oscilloscopio è particolarmente adatto all'osservazione delle frequenze basse che possono raggiungere anche frequenza zero (DC) senza particolari difficoltà.

L'analizzatore di spettro, invece, incontra delle limitazioni pratiche d'uso alle frequenze basse (facilmente a  $f < 10$  kHz). Il mixer, che è essenziale e caratteristico dell'analizzatore di spettro, è alimentato da un oscillatore locale che presenta un tipico rumore di fase.

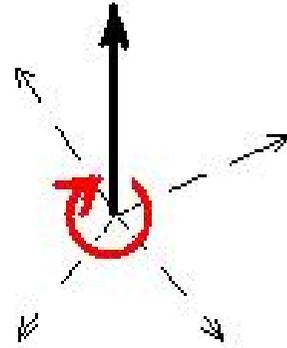
Il rumore di fase aumenta moltissimo avvicinandosi alla frequenza del carrier. Nell'osservazione di frequenze molto basse, il segnale da osservare presente dopo il mixer viene mascherato dal rumore introdotto dalla portante dell'oscillatore locale.

# PHASE NOISE



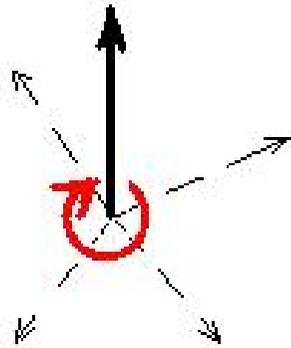


portante  
stabile nel  
tempo  
( a frequenza  $f$  )



subisce variazione  
di fase di 360 gradi

(Modulazione di fase)



subisce variazione  
di fase di 360 gradi  
in 1 secondo (= 1 Hz)

(Modulazione di frequenza)

Una variazione di fase comporta  
anche una variazione di frequenza  
(che è la *derivata* della fase).

I due tipi di modulazione sono  
strettamente legati tra loro,  
così come i loro spettri

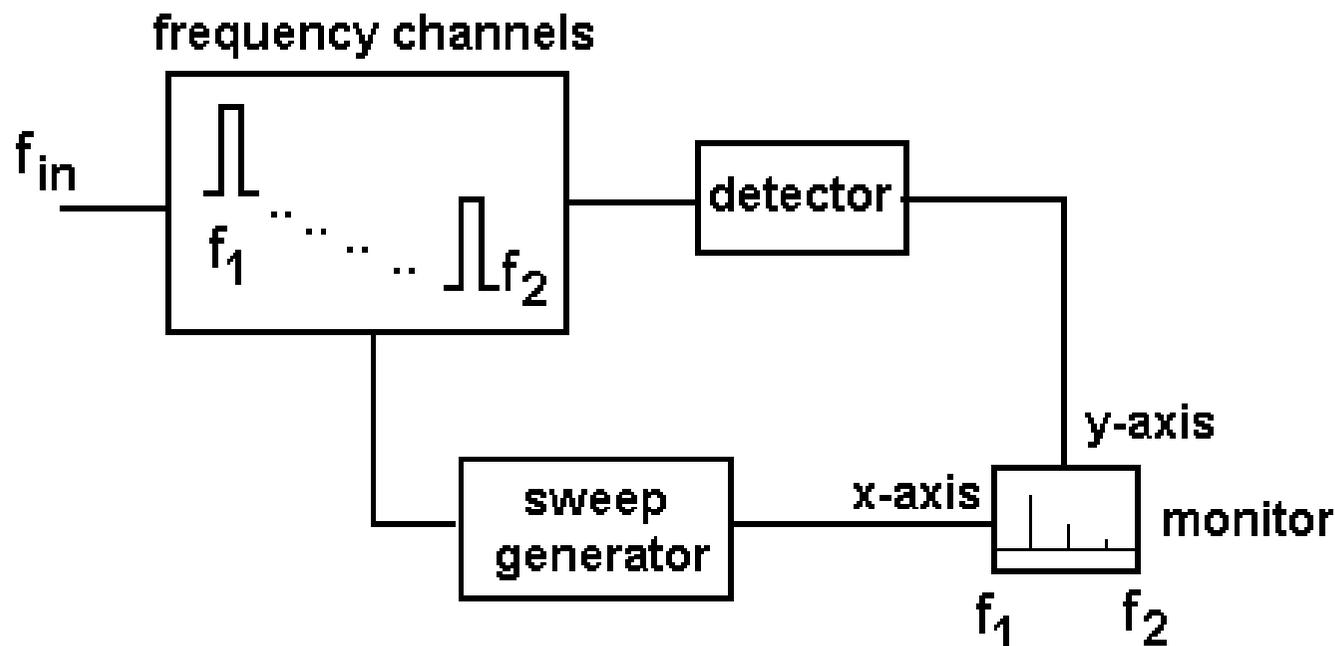
L'Analizzatore di spettro è molto utile per controllare e valutare la presenza di armoniche o spurie. Ammesso che non sia lo strumento stesso a generarle !

Un buon metodo per capire la provenienza di segnali spuri è inserire un attenuatore a scatti all'ingresso dell'analizzatore. Se, inserendo un'attenuazione di 3 o 6 dB, i segnali "spuri" vengono attenuati dei corrispondenti 3 o 6 dB, è il segnale all'ingresso che è "sporco".

Se, invece, inserendo sempre 3 o 6 dB, i segnali "spuri" diminuiscono di più di 3 o 6 dB, allora è lo strumento stesso che li genera, probabilmente perché qualche suo stadio lavora in condizioni non lineari.

## TIPI DI ANALIZZATORI DI SPETTRO

Ci sono due tipi di analizzatori di spettro: *swept tuned* e *real-time*. Nel tipo *swept tuned*, la frequenza osservata varia in un intervallo di frequenze per mezzo di un mixer con un oscillatore locale variabile in frequenza. Le componenti del segnale da analizzare sono osservati in sequenza temporale. Ovviamente questo porta alla impossibilità di osservare segnali di breve durata e transienti in genere.



Gli analizzatori *swept tuned* sono basati sul principio di ricezione supereterodina : il segnale di ingresso è convertito ad un valore di media frequenza attraverso un mixer il cui oscillatore locale è spazzolato in frequenza . Il canale di media frequenza è costituito da un filtro di larghezza variabile; quando la differenza di frequenza tra le componenti del segnale di ingresso e la frequenza (variabile) dell'oscillatore locale è uguale al valore della media frequenza, apparirà una risposta sul display .

L'uso del principio della supereterodina consente un'alta sensibilità ed una costanza dell'ampiezza del canale in osservazione indipendentemente dalla frequenza.

Spesso vengono utilizzate le armoniche dell'oscillatore locale per osservare frequenze elevate con ampi intervalli di frequenza.

Ovviamente il tempo di spazzata deve essere consistente con l'ampiezza del canale di media frequenza e con l'ampiezza del range osservato.

Negli amplificatori *real time* viene memorizzato istantaneamente il segnale nell'intero intervallo temporale desiderato . Questo consente di analizzare anche transienti e segnali casuali mantenendo la dipendenza temporale tra le componenti del segnale.

Il campionamento consiste nel prelievo di campioni di segnale analogico in un intervallo di tempo (tempo di campionamento)  $\Delta t$  ovvero con frequenza di campionamento  $f_s = 1/\Delta t$  (sampling frequency).

Il teorema di campionamento di Nyquist-Shannon stabilisce che, se la frequenza massima contenuta nel segnale analogico è  $f_M$ , lo stesso segnale analogico può essere ricostruito a partire dai suoi campionamenti solo se la frequenza di campionamento  $f_s$  è maggiore di due volte la frequenza massima  $f_M$

Il segnale campionato viene poi analizzato con un processo matematico (FFT) che lo trasforma nel dominio delle frequenze mostrando lo spettro del segnale d'ingresso.

## PRINCIPALI CARATTERISTICHE DI UN ANALIZZATORE DI SPETTRO

-) Frequency range . La frequenza max. è legata alla frequenza massima che può generare l'oscillatore locale e che è ben gestita dal mixer.

La frequenza minima è limitata , in pratica, dal sideband noise dello stesso oscillatore locale.

-) Precisione (ampiezza e frequenza) . L'ampiezza delle "righe spettrali" e delle loro frequenze è legata alla presenza di una sorgente di calibrazione interna e da routine di correzione degli errori.

-) Risposta in frequenza . La risposta in frequenza deve essere possibilmente "piatta", indipendente dalla frequenza.

-) Stabilità di frequenza. E' ottenuta con oscillatori locali di buona qualità o sintetizzatori

-) Risoluzione di frequenza - Caratteristica importante di un buon analizzatore che deve poter osservare le frequenze costituenti la modulazione del segnale da analizzare (qualche centinaio di Hz).

-) Sensibilità . Altra caratteristica importante. Occorre uno stadio di ingresso di buona qualità.

La sensibilità, anche teoricamente, dipende dalla larghezza di banda osservata.

-) Presentazione delle ampiezza su scale logaritmiche (10 dB/div, 3 dB/div, 1 dB/div) e lineari

## SENSIBILITA'

La sensibilità di un analizzatore è la capacità di rivelare segnali di debole ampiezza che è limitata dal rumore generato internamente dallo strumento stesso. Questo ha diverse sorgenti e cause.

Anche in un amplificatore ideale la sensibilità è limitata dalla presenza del rumore termico (Johnson noise). La potenza di rumore presente come Johnson noise è espressa da:

$$P_n = k T B \quad \text{dove: } k = \text{costante di Boltzmann}$$

$$(1.36 \cdot 10^{-23} \text{ [J/K] )}$$

$$T = \text{Temperatura assoluta [K]}$$

$$B = \text{larghezza di banda [Hz]}$$

Si osserva quindi che, anche in uno strumento ideale, il rumore termico è sempre presente e dipende, oltre che dalla temperatura di lavoro  $T$ , dalla larghezza di banda osservata.

Per migliorare la sensibilità, conviene, quindi, limitare la banda osservata.

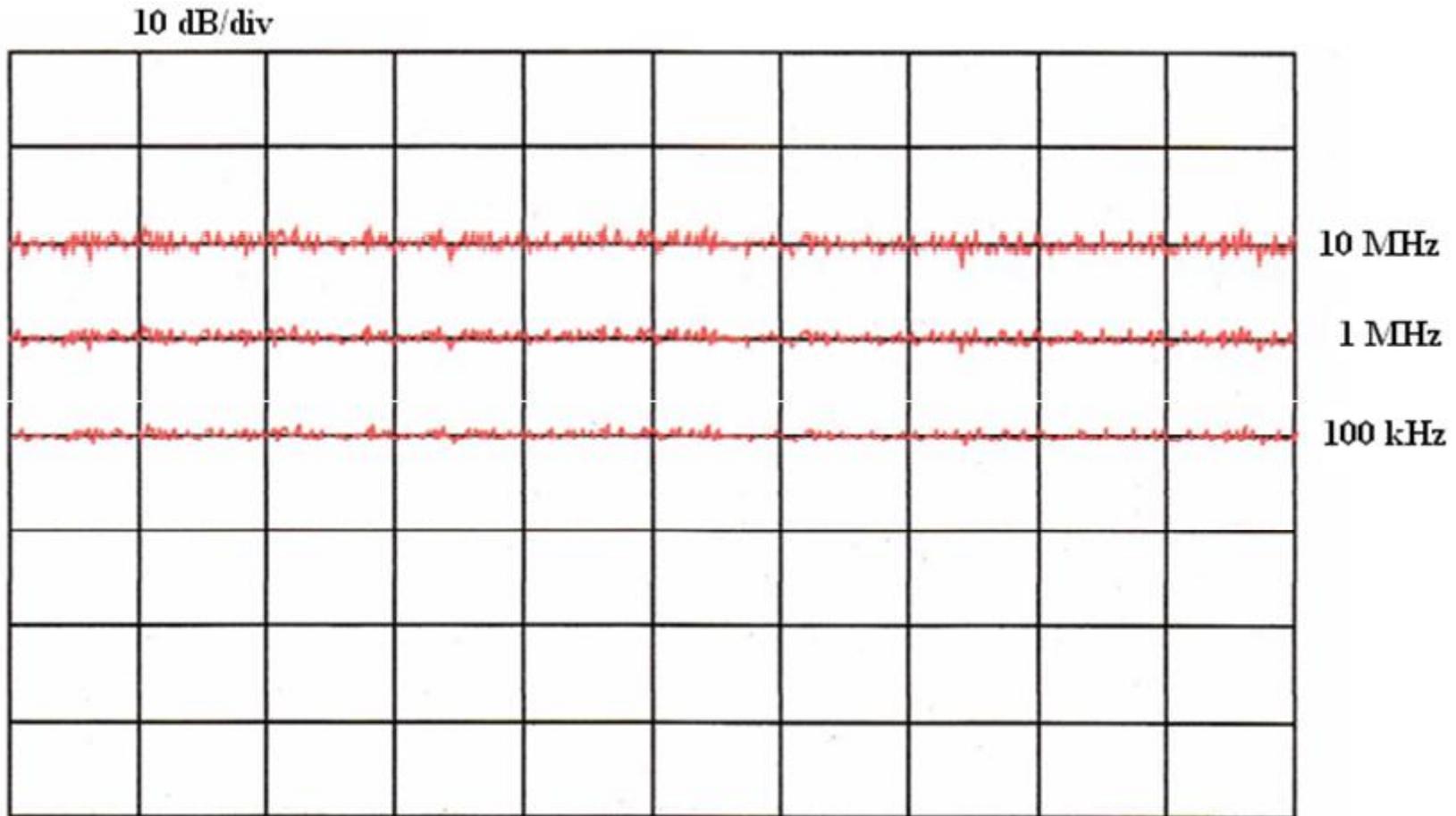
## NOISE FIGURE

In un amplificatore reale il rumore ha numerose altre fonti e si aggiunge al rumore termico teorico.

Con il termine Noise Figure (NF) si intende il rapporto tra il S/N all'uscita dell'amplificatore rispetto al S/N presente all'ingresso (espresso in dB).

E' evidente che in un amplificatore ideale il rapporto S/N non si degrada attraverso un'amplificazione. In questo caso  $NF = 0$  dB.

In un amplificatore vero, invece, una degradazione più o meno evidente è da accettare. Più il Noise Figure è espresso da un numero piccolo, più l'amplificatore è di buona qualità.



Il rumore di base di un analizzatore aumenta di 10 dB per ogni aumento della banda passante di un fattore 10.

## **SWEEP TIME e BAND WIDTH**

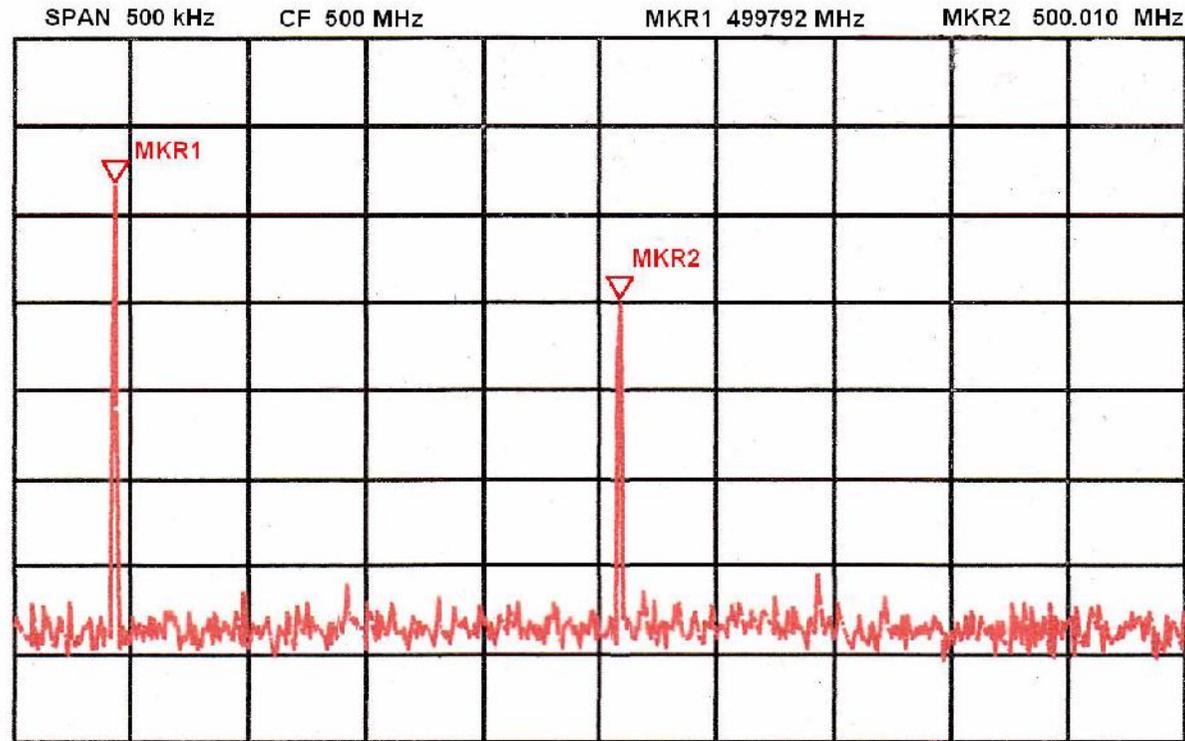
Se la larghezza di banda IF viene **ridotta**, il tempo di escursione dell'intervallo di frequenza da osservare **aumenta**.

In pratica occorre che almeno un periodo dell'onda analizzata dal filtro di limitata larghezza di banda abbia il tempo di attraversare il filtro stesso prima che l'intervallo di frequenze analizzato passi al canale adiacente.

Ciò significa che il tempo di sweep deve essere aumentato per permettere al filtro IF di rispondere e presentare un segnale indistorto al rivelatore. Altrimenti il segnale mostrato è ridotto in ampiezza e sensibilmente "allargato".

Alcuni analizzatori di spettro eseguono questa operazione automaticamente cambiando lo sweep time mostrando il nuovo valore sul monitor, altri si limitano ad avvisare, con l'accensione di una lampadina di segnalazione, che il valori di sweep time e band width non sono corretti.

## MISURA DI FREQUENZA E DI INTERVALLO DI FREQUENZA



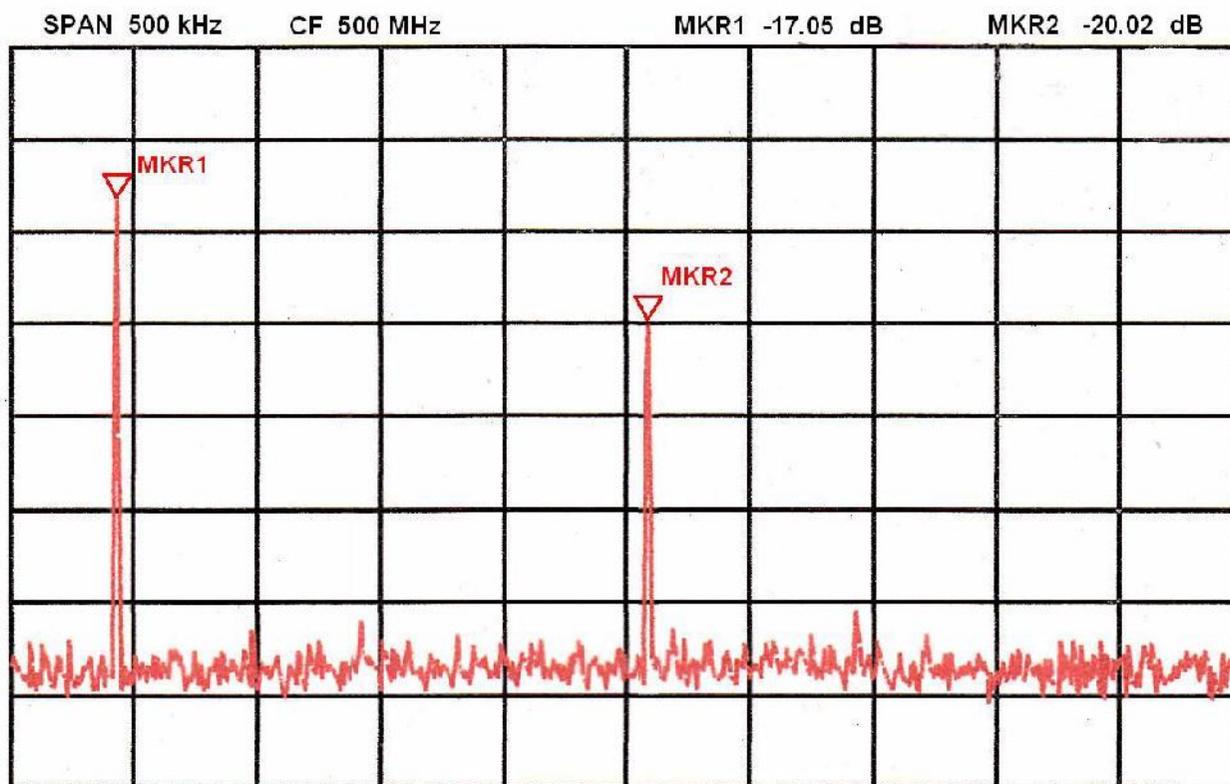
Per la misura della frequenza è utile la quadrettatura dello schermo ed è facilitata se sono presenti i marker.

La distanza in frequenza tra due componenti dello spettro può essere ottenuta moltiplicando il valore impostato di SPAN/DIVISION per il numero di divisioni che intercorrono tra loro.

## MISURE DI POTENZA

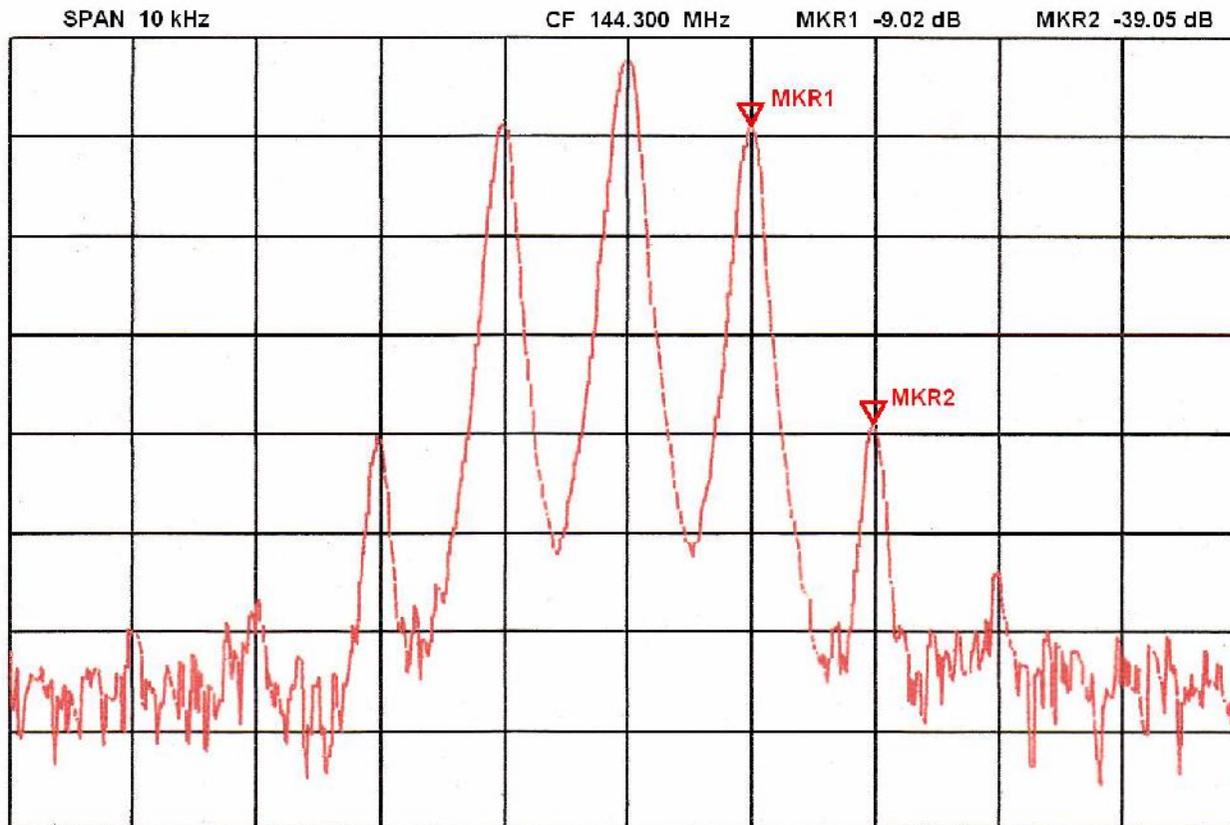
Mentre il power meter misura con molta precisione la potenza complessiva di tutto lo spettro, l'analizzatore di spettro può misurare la potenza di ogni singola componente spettrale.

L'analizzatore di spettro dispone di maggiore sensibilità e dinamica dato che l'influenza del rumore di fondo può essere limitata riducendo la **RESOLUTION BANDWIDTH** e l'intervallo di frequenze osservato.



## MISURE DI DISTORSIONE

La distorsione di una portante modulata in ampiezza può essere facilmente osservata e calcolata applicando una sola frequenza di modulazione  $f_m$ . La portante è affiancata da due frequenze laterali e la distorsione è data dalla differenza (in dB) tra i livelli di una di queste frequenze di modulazione e quello della frequenza doppia ( $2 f_m$ ) comparsa per presenza di distorsione.

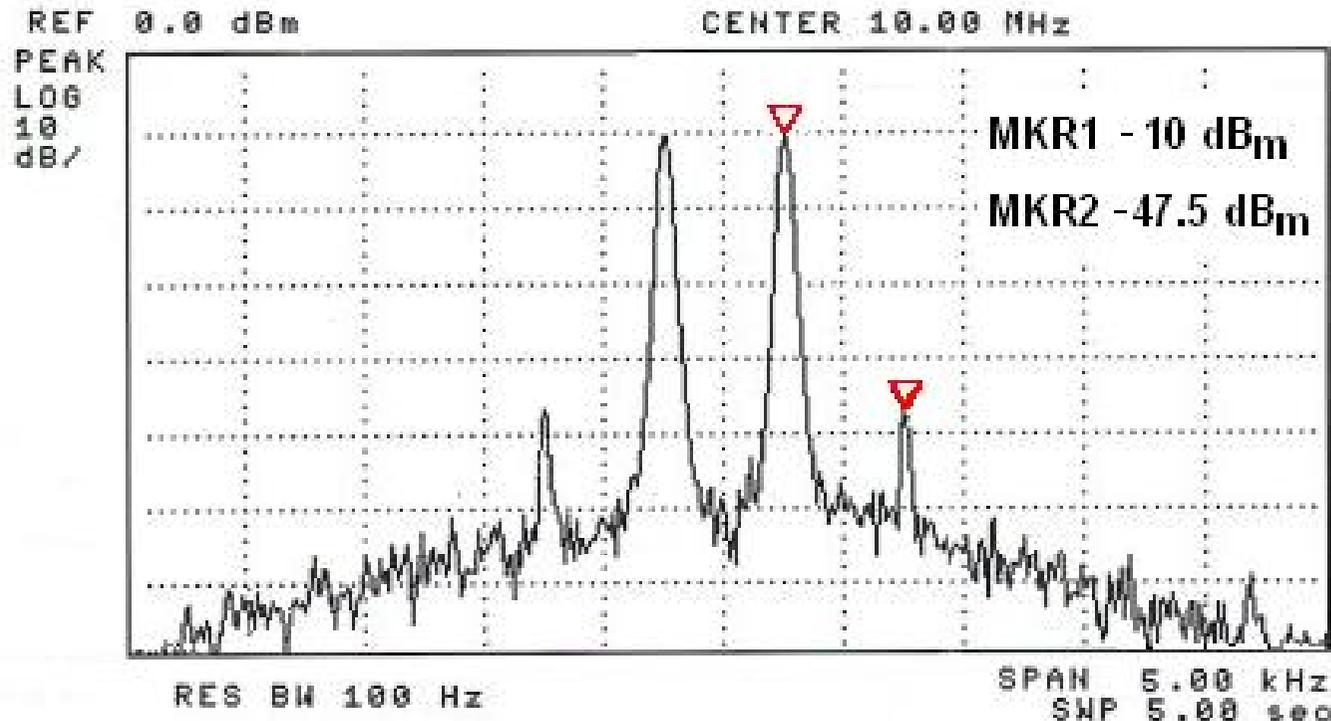


$$f_m = 1 \text{ kHz}$$

$$\Delta = 30 \text{ dB}$$

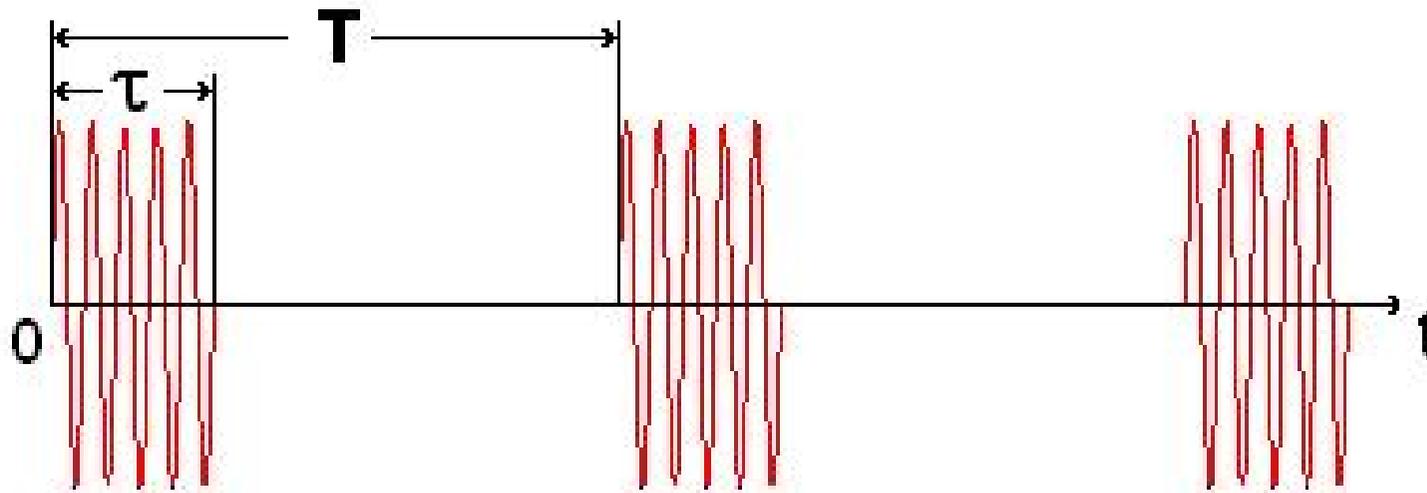
$$\text{Distorsione} = 3.3 \%$$

## MISURE DI INTERMODULAZIONE CON TWO-TONE TEST



Il test a due toni è spesso usato per controllare in modo rapido la linearità dei trasmettitori SSB (Banda Laterale Unica). Sono necessari due toni di modulazione audio di uguale ampiezza, di ottima purezza spettrale e che non siano legati armonicamente (Per esempio:  $f_1 = 800$  Hz,  $f_2 = 1300$  Hz). L'uscita RF, se l'amplificatore non è perfetto, presenta anche i prodotti di intermodulazione del terzo ordine ( $2f_2 - f_1$  e  $2f_1 - f_2$ ) e superiori che sono stati generati nell'amplificatore.

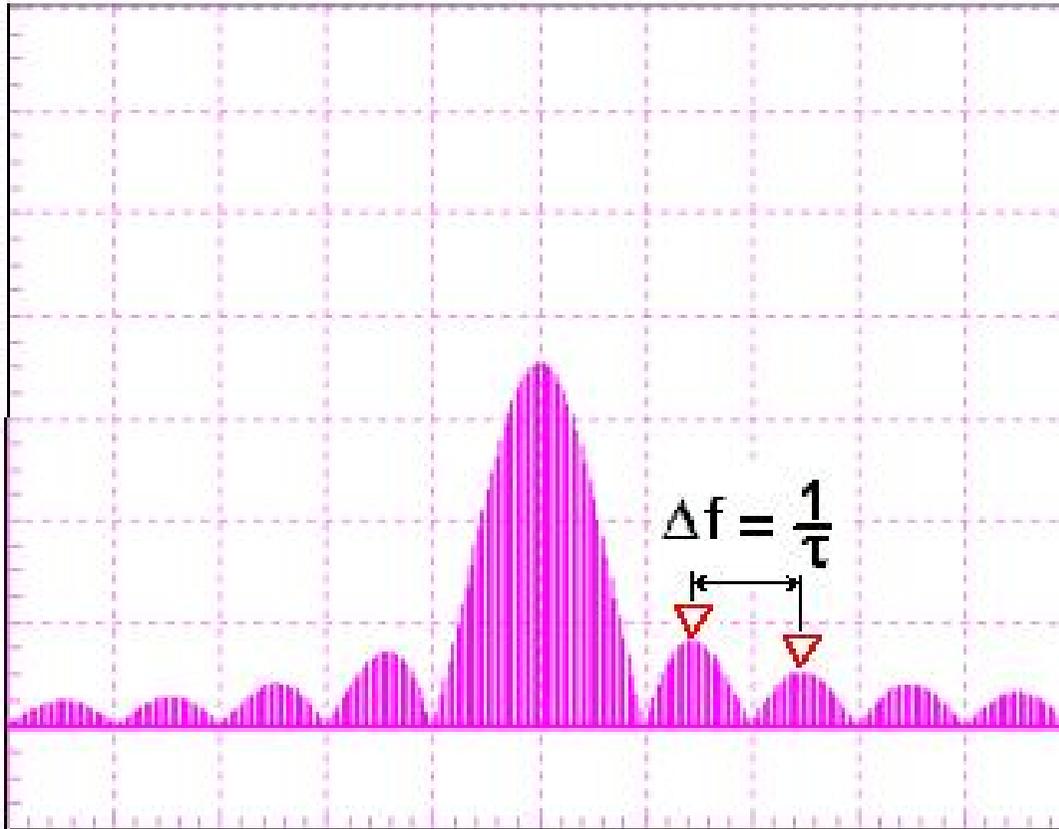
## TRENO DI IMPULSI      analisi spettrale



Una sequenza continua di impulsi RF (a frequenza  $f$ ) di durata  $t$  e di frequenza di ripetizione  $f_r = 1/T$  presenta uno spettro di frequenze costituito da molte righe spettrali equidistanti che presenta un involuppo caratteristico. E' quello della funzione:

$$\left| \frac{\sin x}{x} \right|$$

## TRENO DI IMPULSI      analisi spettrale



MKR1 144.100 MHz

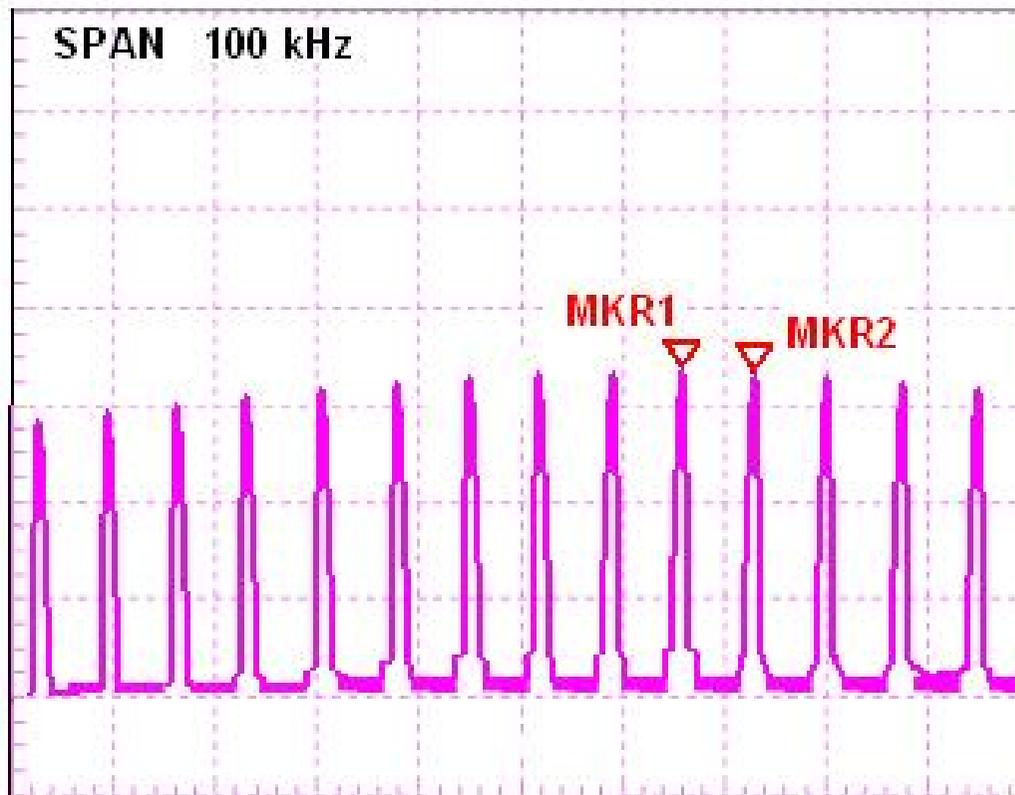
MKR2 144.200 MHz

$\Delta f = 100 \text{ kHz}$

$$\tau = \frac{1}{\Delta f} = 10 \text{ } \mu\text{S}$$

Osservando lo spettro della sequenze di impulsi si osserva che la durata  $\tau$  di ogni impulso RF è identificabile misurando, tramite i marker, l'intervallo di frequenza tra due lobi secondari adiacenti e calcolandone il reciproco.

## TRENO DI IMPULSI      analisi spettrale



MKR1 120.016 MHz

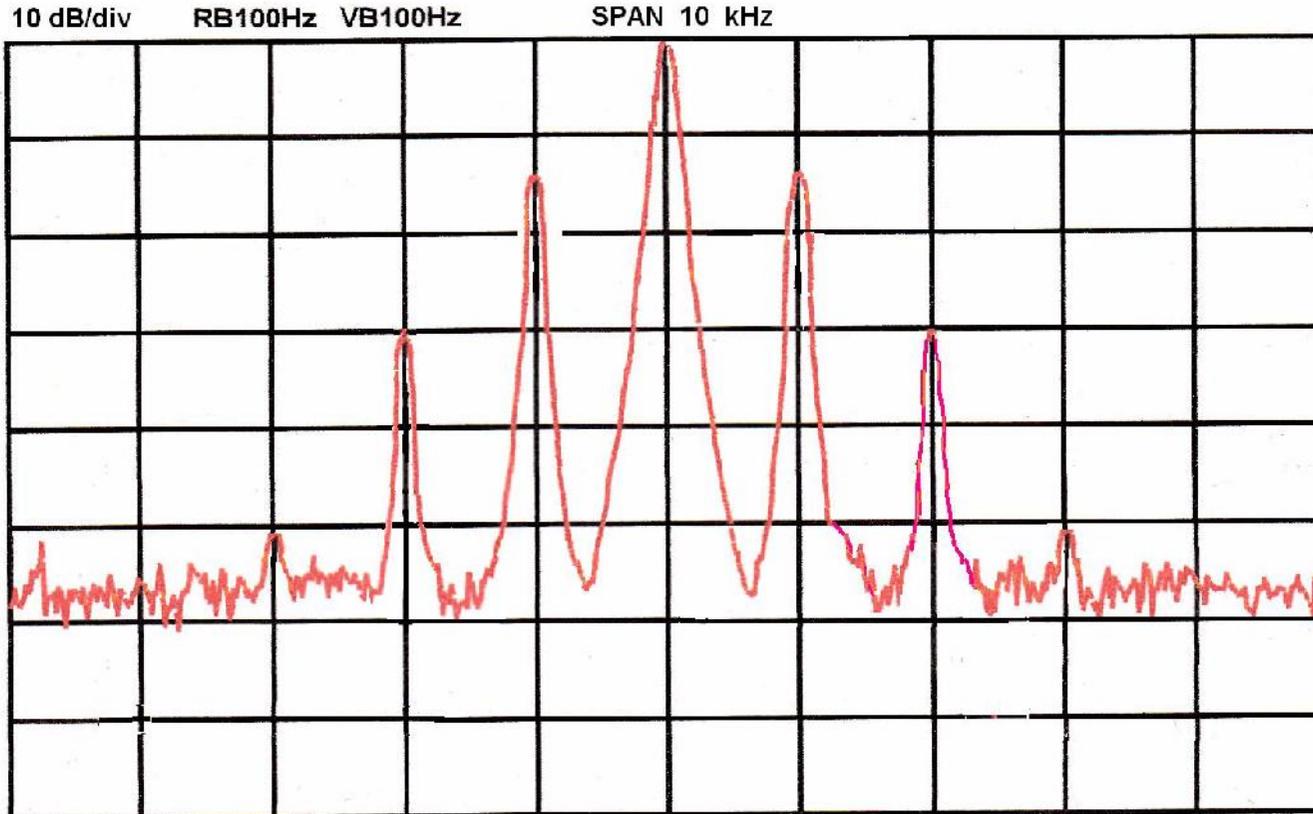
MKR2 120.022 MHz

$\Delta f = 6 \text{ kHz}$   
(frequenza di ripetizione)

$T = \frac{1}{\Delta f} = 166.7 \text{ }\mu\text{s}$   
(periodo di ripetizione)

Riducendo lo SPAN si osserva il pettine di frequenze e si può calcolare la distanza tra le righe spettrali  $\Delta f$  (è la frequenza di ripetizione). Il periodo di ripetizione  $T$  è il suo reciproco.

## MISURA DELLA DEVIAZIONE - Modulazione FM



Spettro di NBFM

$$f_m = 1 \text{ kHz}$$

$$m = \frac{\delta}{f_m} = 0.5 \text{ kHz}$$

$$\begin{aligned} \text{BW} &= 2 \cdot (0.5 + 1) \cdot 1 \\ &= 3 \text{ kHz} \end{aligned}$$

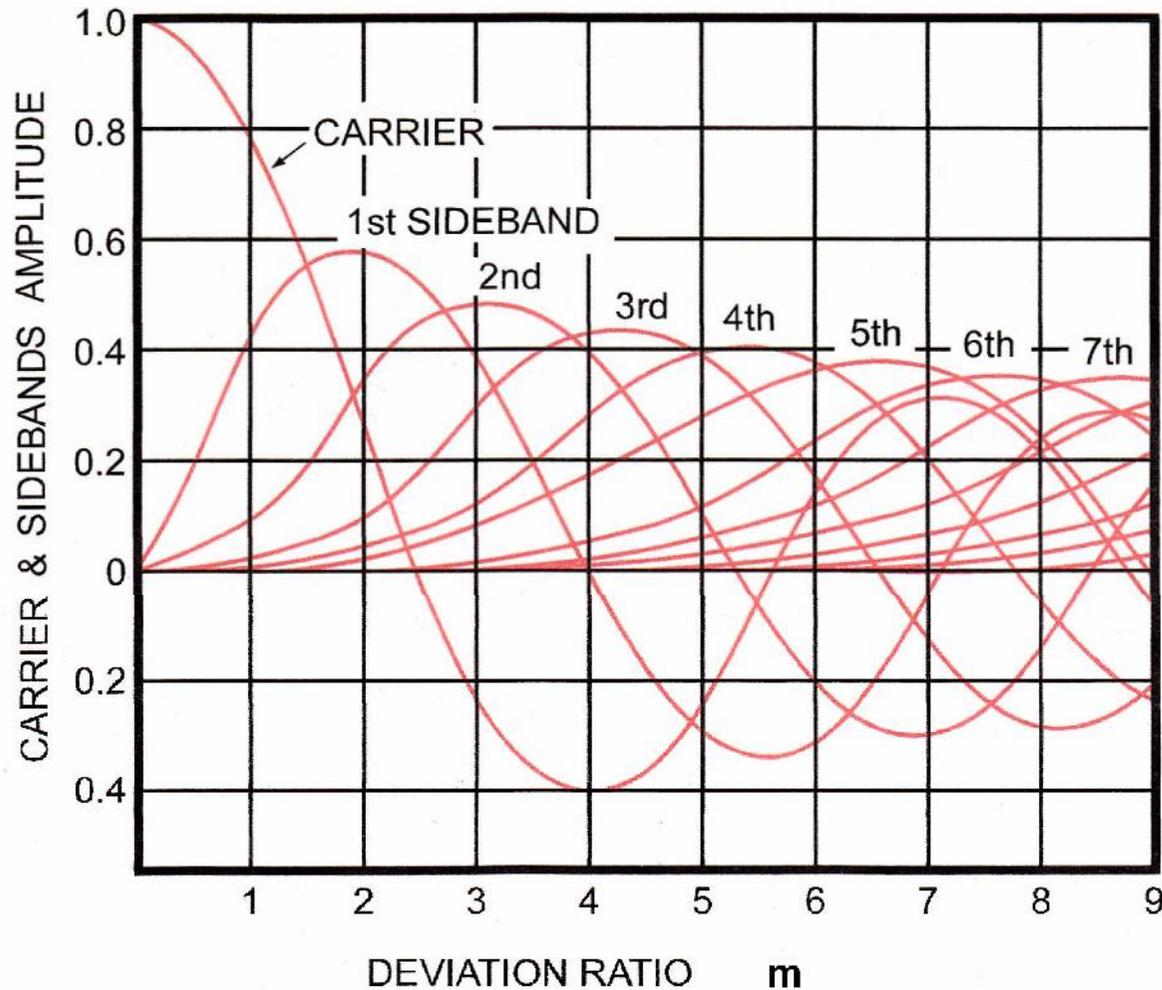
Lo spettro di una modulazione di frequenza consiste di una portante e di un numero  $n$  di bande laterali le cui ampiezze sono date dai valori  $J_n(m)$  delle funzioni di Bessel di primo genere con argomento  $m = d / f_m$ .

$m$  = indice di modulazione (deviation ratio)

$d$  = deviazione di frequenza dalla portante (peak deviation)

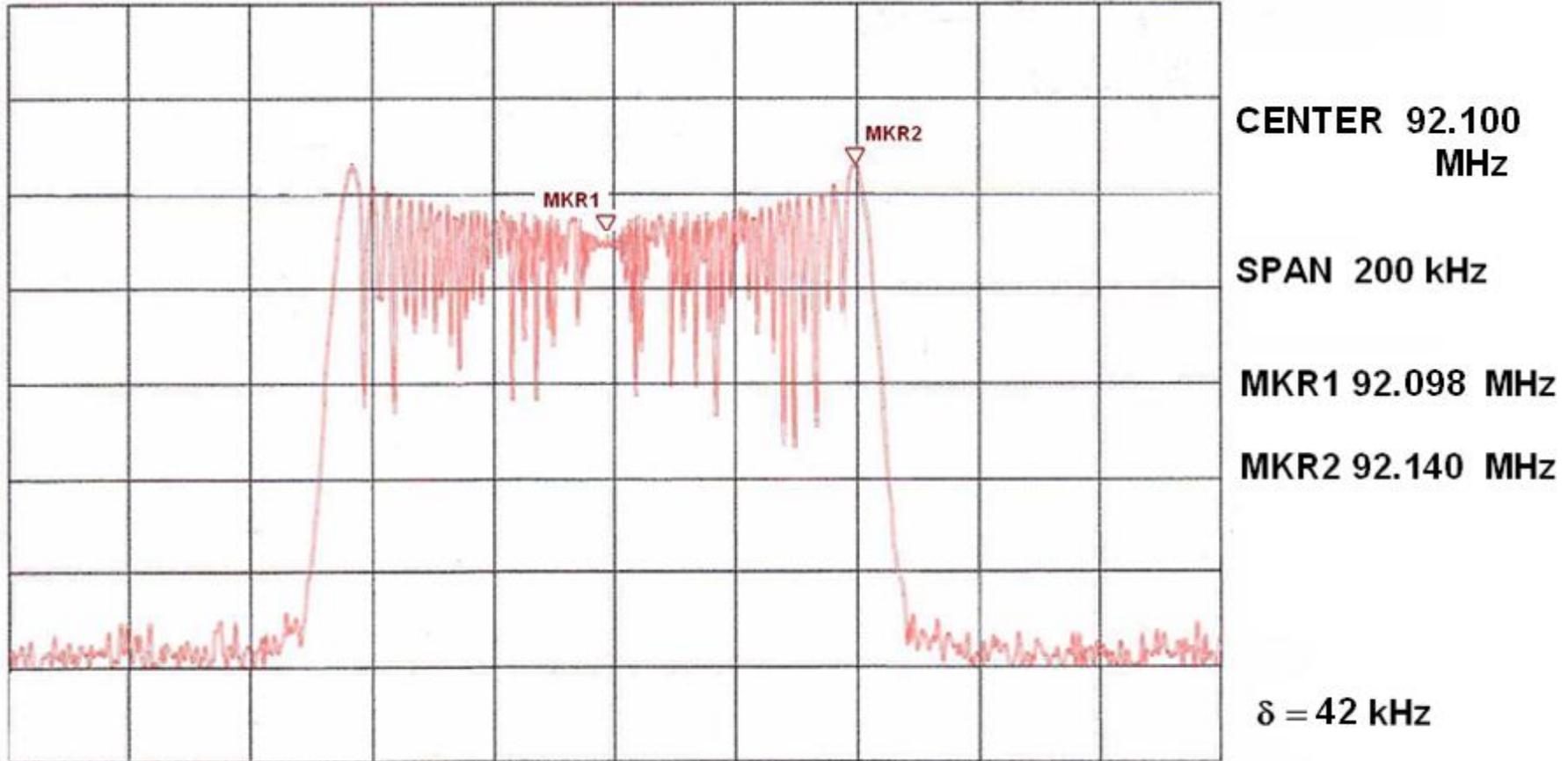
$f_m$  = frequenza di modulazione

## FUNZIONI DI BESSEL ED INDICE DI MODULAZIONE FM



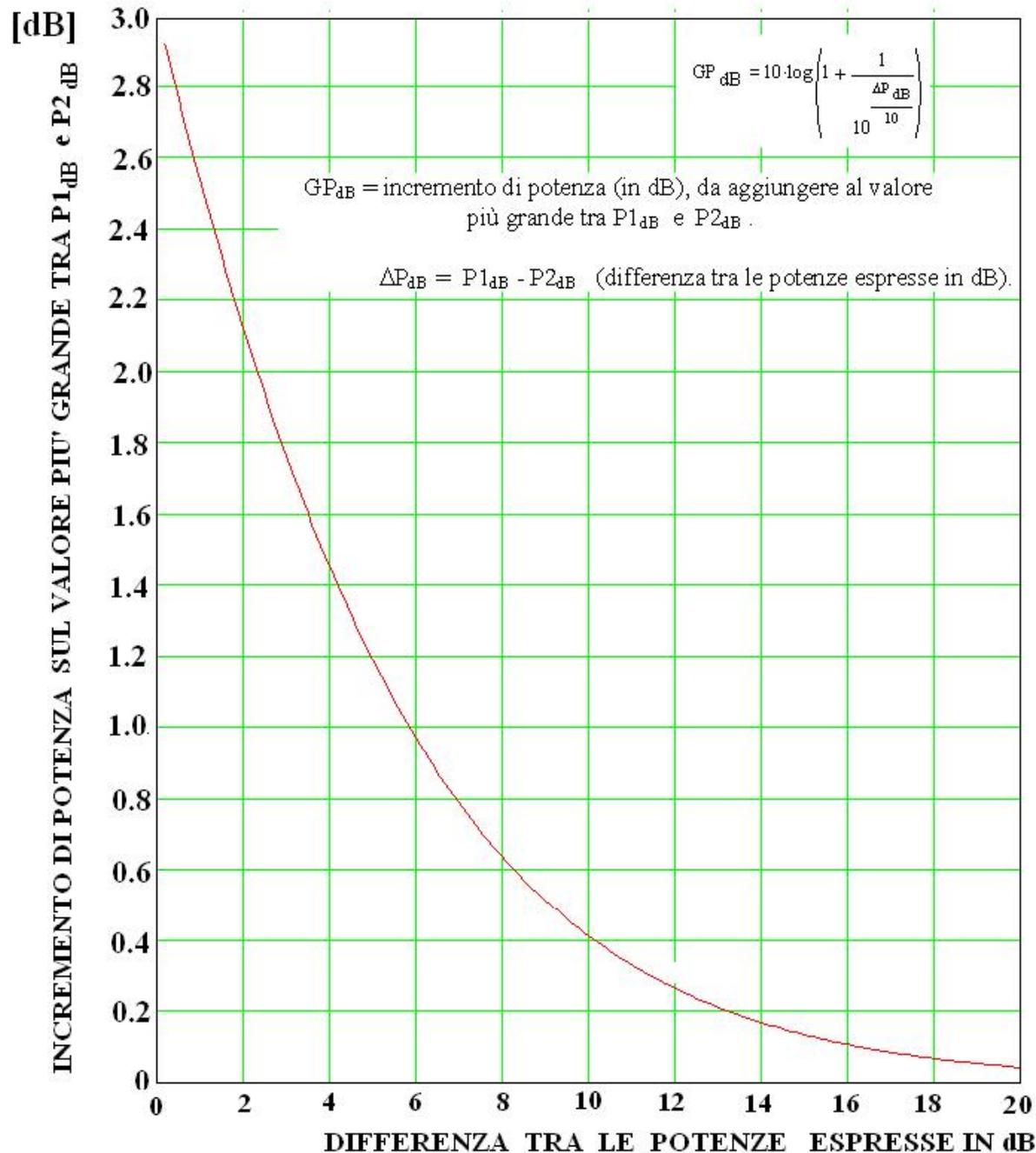
Primi sette ordini delle funzioni di Bessel di primo genere. Per ogni valore dell'argomento  $m$ , i corrispondenti valori delle funzioni sono proporzionali alle ampiezze della fondamentale ed delle  $n^{\text{me}}$  bande laterali.

## MISURA DELLA DEVIAZIONE - Modulazione FM



In una WBFM quasi tutta la potenza è concentrata in una larghezza di banda  $BW = 2(m + 1) f_m$  (Carson's Rule).

In questo esempio, con  $f_m = 5$  kHz e  $\delta = 42$  kHz, si ha:  $m = 42/5 = 8.4$  e  $BW = 2(8.4 + 1) 5 = 94$  kHz



## SOMMA DI POTENZE espresse in dB

**Date due potenze P1 e P2, la loro somma è:**

$$P = P1 + P2$$

**Se le due potenze sono espresse in dB, occorre usare la seguente:**

$$GP_{dB} = 10 \cdot \log \left( 1 + \frac{1}{\frac{\Delta P_{dB}}{10^{10}}} \right)$$

dove:

$GP_{dB}$  = incremento di potenza (in dB), da aggiungere al valore più grande tra P1<sub>dB</sub> e P2<sub>dB</sub>.

$\Delta P_{dB} = P1_{dB} - P2_{dB}$   
(differenza tra le potenze espresse in dB).

Esempio:

Sull'analizzatore di spettro si osservino due segnali di livello

$$P1_{dB} = -20 \text{ dBm} \text{ e } P2_{dB} = -23 \text{ dBm}.$$

Qual è la potenza totale espressa in dBm ?

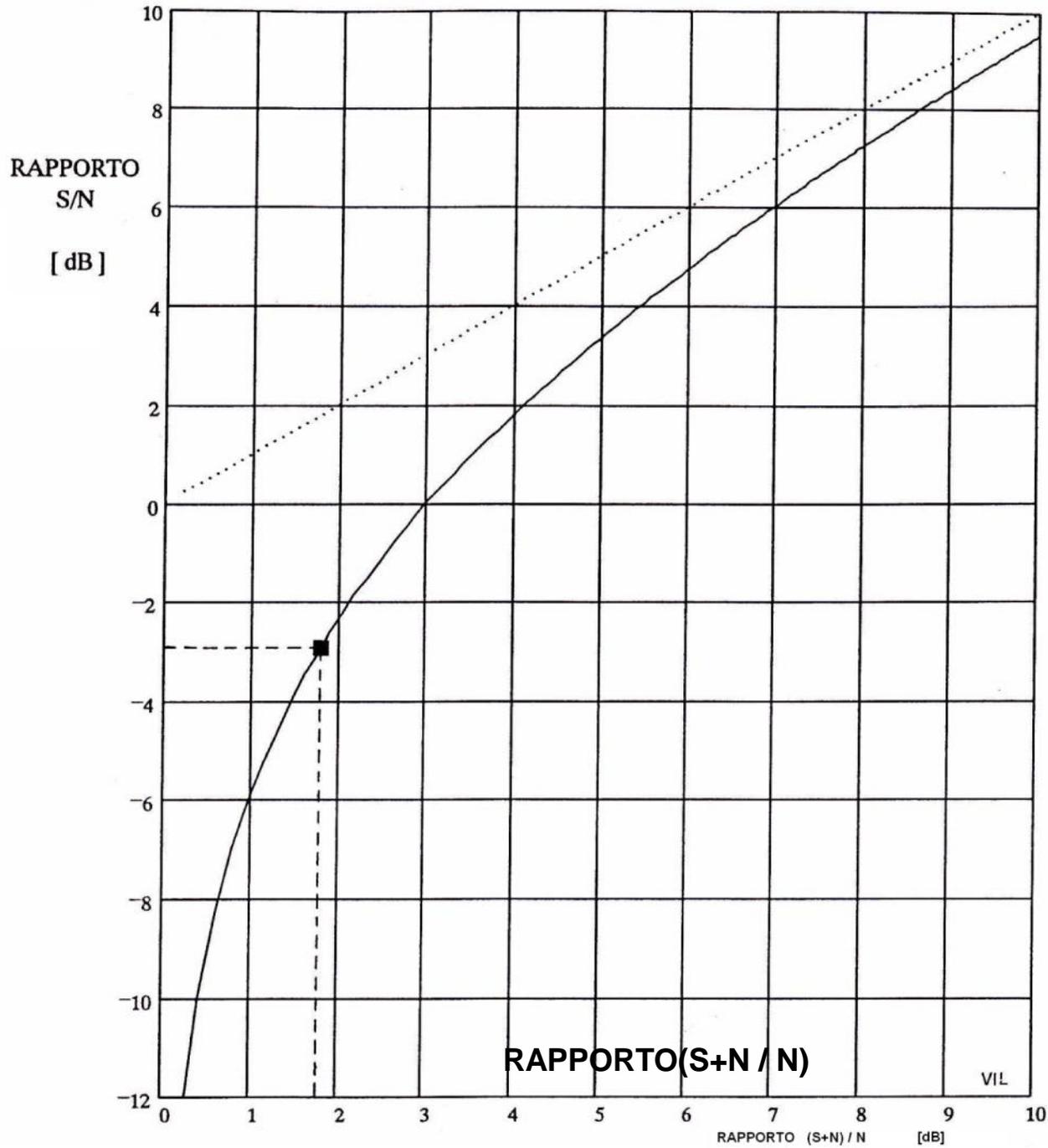
Si può calcolare la potenza P1 e P2 dei due segnali (con l'antilogaritmo), sommare le due potenze, e calcolare nuovamente il logaritmo del nuovo valore.

In questo caso è :  $P1 = 0.01 \text{ mW}$ ,  $P2 = 0.005 \text{ mW}$  . La potenza totale è  $P1 + P2 = 0.015 \text{ mW}$  , che, espressa in unità logaritmiche diviene:  
 $10 \cdot \log(0.015) = -18.25 \text{ dBm}$ .

Oppure, più semplicemente, osservare dal grafico che, per una differenza di 3 unità tra le due potenze (esprese in unità logaritmiche), in ordinate si ritrova un incremento di 1.75 unità da aggiungere al valore più grande tra  $P1_{dB}$  e  $P2_{dB}$  .

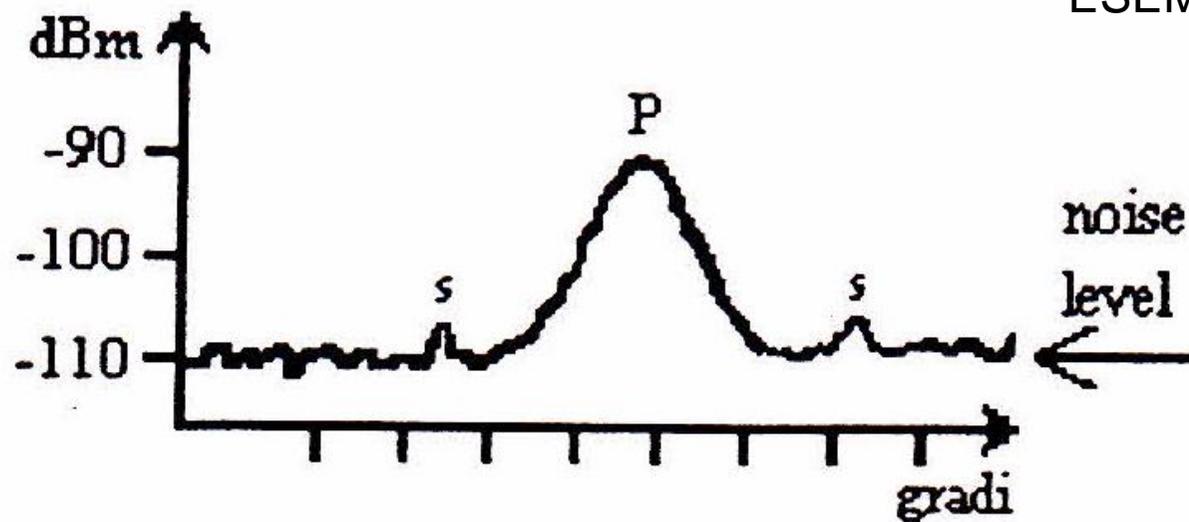
Perciò la soma delle due potenze, in questo caso, è :

$$-20 + 1.75 = -18.25 \text{ dBm} .$$



**RELAZIONE  
TRA (S+N/N)  
E S/N  
a bassi livelli di  
segnale**

ESEMPIO



lobo principale:  $S+N = -90$  dBm

lobi secondari :  $S+N = -108.2$  dBm

livello del rumore :  $-110$  dBm

Per il lobo principale si ha  $(S+N)/N = +20$  dB e per i lobi secondari si ha  $(S+N)/N = +1.8$  dB.

La attenuazione di lobi secondari non e' 18.2 dB, ma 22.9 dB; infatti (vedi grafico), mentre per il lobo principale il S/N è praticamente 20 dB, per i lobi secondari il S/N è -2.9 dB.

La attenuazione dei lobi secondari è data dalla differenza (in dB)  $20 - (-2.9) = 22.9$  dB.