



Per gentile concessione del



POLITECNICO DI BARI



DIPARTIMENTO DI  
ELETTROTECNICA  
ED ELETTRONICA

GRUPPO MISURE ELETTRICHE ED ELETTRONICHE

# L'Analizzatore di Spettro

(raccolta di lucidi)



# Introduzione

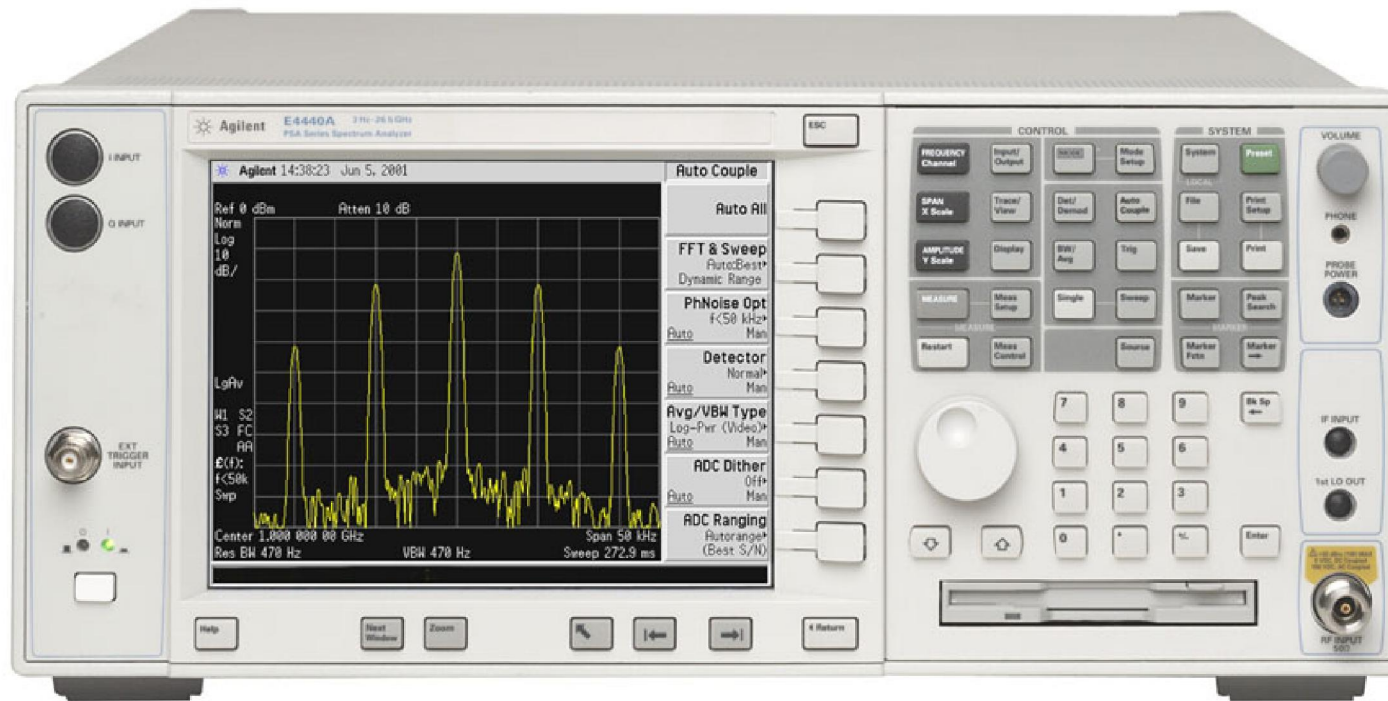
L'analizzatore di spettro è lo strumento fondamentale per l'analisi dei segnali nel dominio della frequenza.

Questo dispositivo, che può essere sia analogico che digitale, basa il suo funzionamento su diverse tecniche; le più comunemente impiegate sono tuttavia solo due: la tecnica *dello spazzolamento di frequenza* (analizzatore di spettro analogico) o quella della *Trasformata di Fourier* (analizzatore di spettro digitale).

Oggi sul mercato è possibile trovare analizzatori di spettro *stand-alone* o strumenti *all-in-one* che fungono oltre che, generalmente, da *oscilloscopi* anche da *analizzatori di spettro*.



Con un analizzatore di spettro è possibile visualizzare il contenuto armonico di un segnale, caratterizzare circuiti di vario tipo, misurare rapporti segnale-rumore, verificare i livelli di emissione di disturbi EM di dispositivi e apparecchi elettronici, ecc.





## Note storiche

L'origine dell'analisi spettrale può farsi risalire a *Robert Bunson* (1811 - 1899) e *Gustav Kirchhoff* (1824 - 1887) che, circa un secolo e mezzo fa, svilupparono l'idea che lo spettro della radiazione luminosa emessa da una sostanza quando sollecitata (ad esempio riscaldandola) ne caratterizzava la composizione chimica e le sue proprietà.

Anche se sul momento nessuno probabilmente si rese conto della grande rilevanza di questa scoperta, qualche tempo dopo essa dette origine a quella che oggi è comunemente chiamata analisi spettrale e la cui espressione matematica è senza dubbio la trasformata di Fourier (sviluppata antecedentemente all'idea di Bunson e Kirchhoff).



Un notevole contributo all'argomento fu dato, cinquant'anni più tardi, da due brillanti ricercatori: *R. B. Blackman* e *J. W. Tukey*; essi pubblicarono il famoso metodo autocorrelativo che permetteva di ricavare lo spettro di potenza di un segnale tramite una stima della funzione di autocorrelazione dei dati osservati.

E' comunque l'introduzione, appena dieci anni più tardi, della trasformata veloce di Fourier (FFT) accreditata a *J. W. Cooley* e *J. W. Tukey* che segna l'avvento dei metodi di stima diretti dello spettro di segnali.



## I perché dell'analisi spettrale

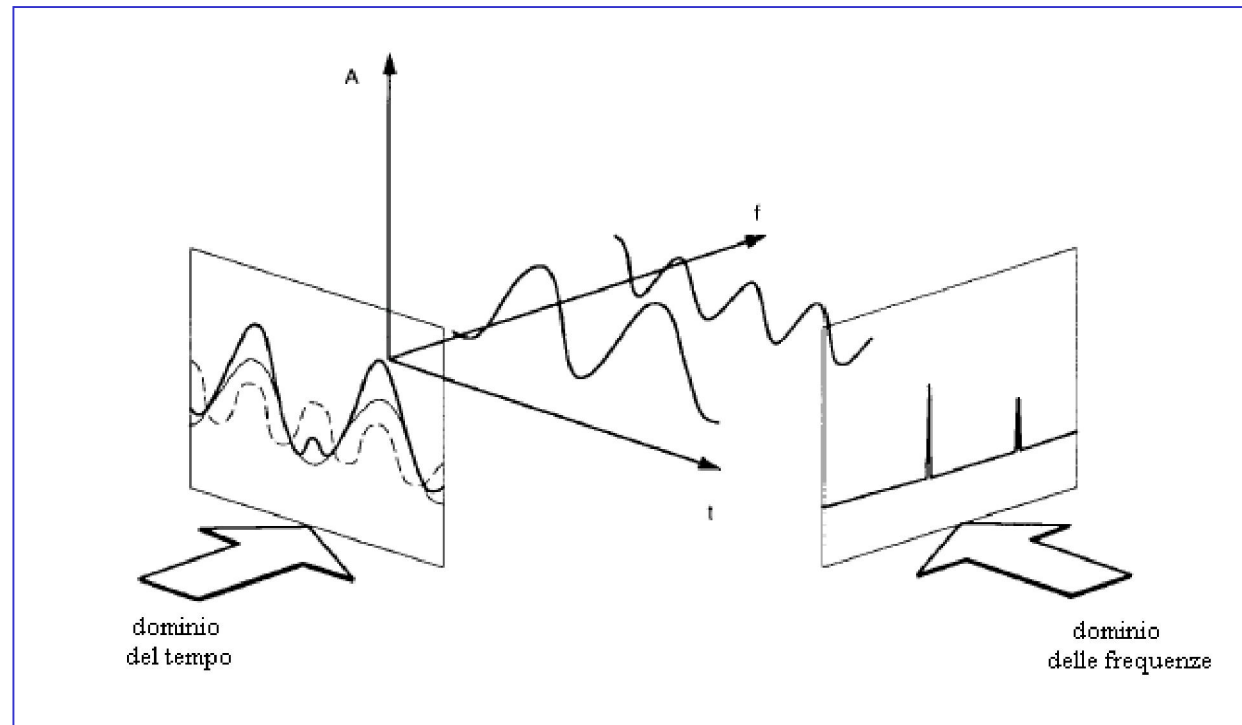
Il modo più immediato per analizzare segnali, caratterizzare dispositivi e circuiti, confrontare grandezze e parametri di vario tipo, è senza dubbio quello di ricorrere a una visualizzazione nel dominio del tempo.

Lo strumento più comunemente utilizzato in questi casi è l'oscilloscopio.

Il dominio del tempo, certamente il più immediato, risulta conveniente in molte circostanze come, ad esempio, nelle misure di tempi di salita, di tempi di assestamento, ecc. D'altronde, è facile verificare che la visualizzazione nel tempo fornisce una "*visione d'insieme*" del segnale, cioè tutte le diverse componenti armoniche presenti sono sommate e visualizzate contemporaneamente.



L'analisi di Fourier,  
invece, produce la  
scomposizione della  
forma d'onda  
complessiva in  
*componenti spettrali*  
distinte aventi ognuna

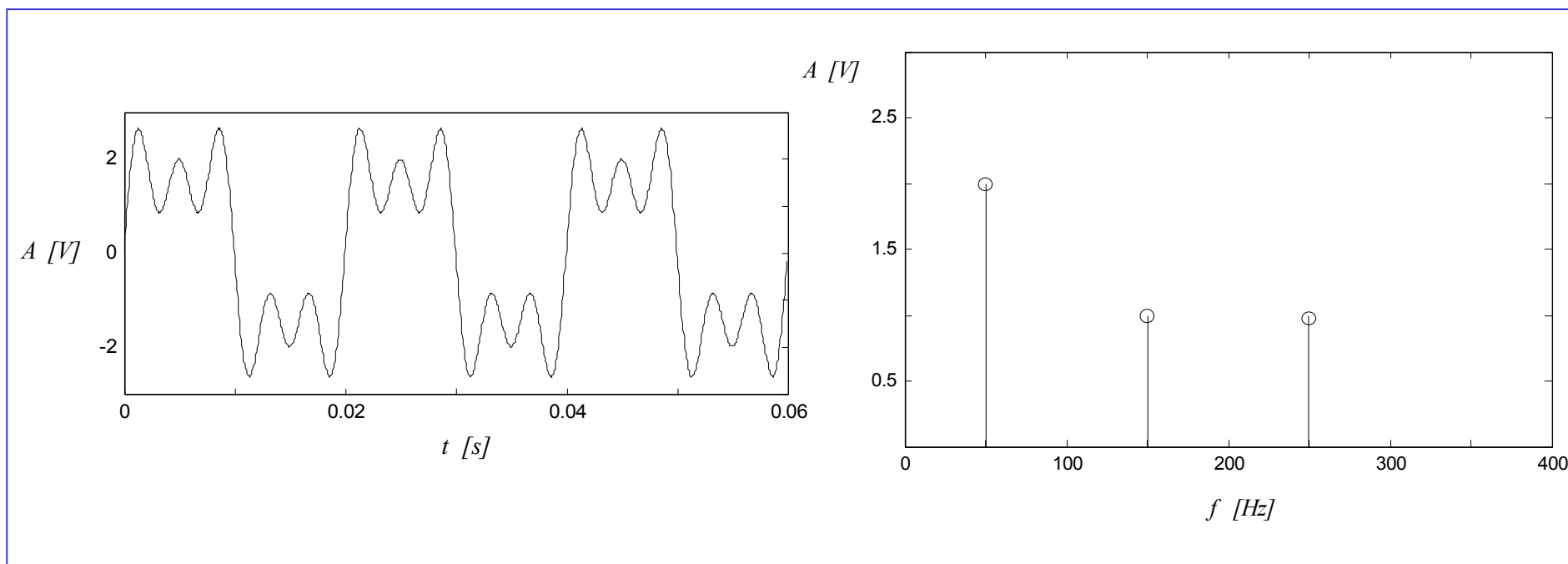


un determinato valore di frequenza, ampiezza e fase.

Il passaggio dal dominio del tempo a quello delle frequenze non comporta nessuna perdita di informazione sul segnale ma solo una sua diversa rappresentazione. Pertanto si può affermare che il dominio delle frequenze, pur forse meno congeniale di quello del tempo, è in molti casi più utile per lo studio di segnali e dispositivi.



Così, ad esempio, la visualizzazione all'oscilloscopio (*dominio del tempo*) di un segnale con più armoniche non sarà quasi mai in grado di evidenziare le diverse componenti né, tanto meno, le rispettive ampiezze:



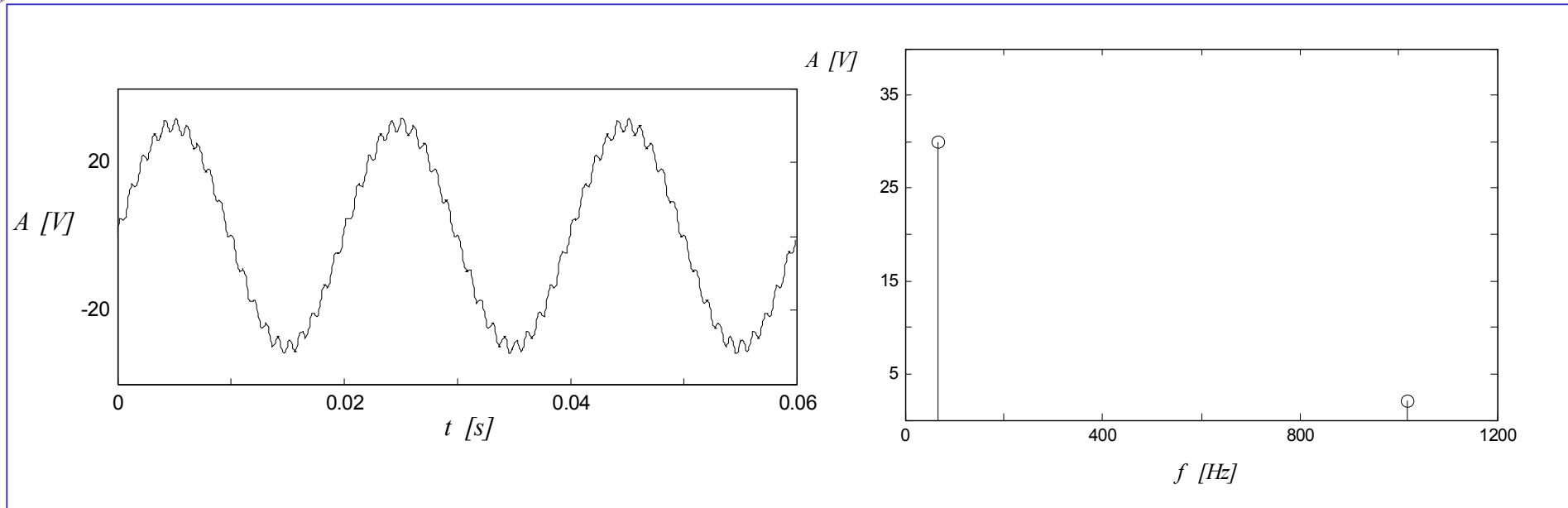
$$x(t) = 2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t) + 1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 150 \cdot t) + 1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 250 \cdot t)$$

Invece l'uso di un analizzatore di spettro (*dominio delle frequenze*) produrrà informazioni complete sul segnale.





Stesso discorso nel caso di segnale con disturbo ad alta frequenza:



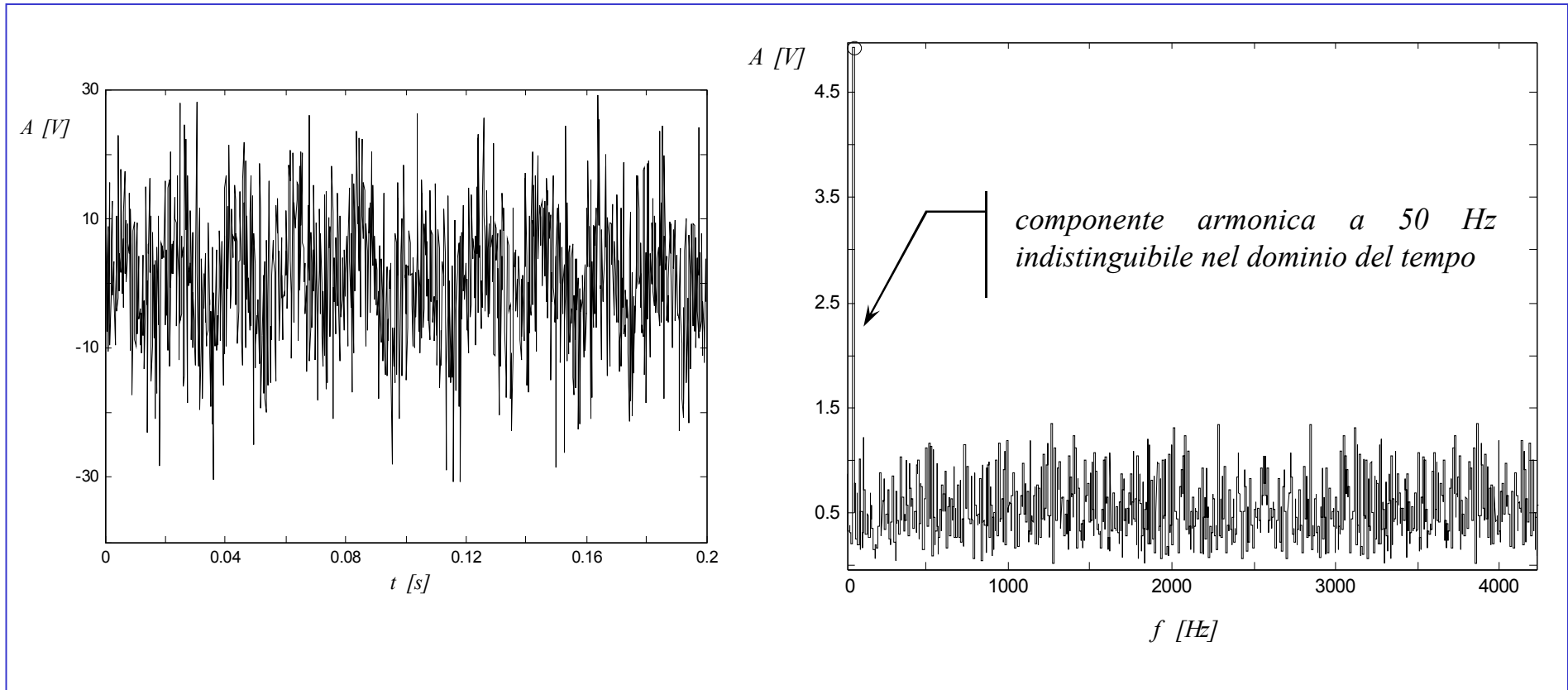
dove, ricorrendo all'analisi nel dominio delle frequenze, si potrà scrivere:

$$x(t) = 30 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t) + 2 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot t)$$



Così anche nel caso di un piccolo segnale sinusoidale *affogato* in rumore:

$$x(t) = 5 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t) + n(t)$$



in cui solo l'analisi in frequenza permette di far luce sulle varie componenti presenti.



## **Alcune applicazioni dell'analisi spettrale**

Molteplici sono i settori disciplinari (non necessariamente delle Telecomunicazioni) nei quali l'analisi spettrale trova applicazione; ad esempio: l'Elaborazione Numerica dei Segnali, gli Azionamenti Elettrici, la Geofisica, la Medicina, ecc.

Ad esempio nei sistemi radio è molto importante controllare il contenuto spettrale dei segnali trasmessi per evitare interferenze con altri sistemi che operano nelle stesse bande o in bande adiacenti di frequenza. Così come è importante effettuare misure di rapporto segnale-rumore nella caratterizzazione dei dispositivi o, per i costruttori di apparecchi elettronici (OEM), verificare che lo spettro di emissione dei segnali spuri (disturbi EM) nel rispetto di normative EMC che sono sempre più stringenti.



## Analizzatori di spettro analogici e digitali

Fondamentalmente un analizzatore di spettro può pervenire alla rappresentazione in frequenza di un segnale in due modi diversi:

- spazzolamento in frequenza (*Swept-tuned Spectrum Analyzers*)
- trasformata di Fourier veloce (*Real Time Spectrum Analyzers*)

Il primo metodo, per il quale la tecnica a *super-eterodina* è la più implementata, consiste, sostanzialmente, nell'ottenere una versione *traslata in frequenza* in una banda diversa da quella di partenza delle varie componenti armoniche del segnale, laddove saranno poi filtrate da un opportuno filtro passa-banda. Questa tecnica è utilizzata per la realizzazione di analizzatori di spettro analogici.



Il secondo metodo digitalizza il segnale nel dominio del tempo e produce la rappresentazione in frequenza ricorrendo alla trasformata di Fourier discreta (DFT) per un numero finito di campioni. Il risultato pratico di questa operazione è, come noto, un filtraggio parallelo contemporaneo su tutta la banda di frequenza utile. Una tecnica di questo tipo permette la realizzazione di analizzatori di spettro digitali.

I vantaggi di questa tecnica sulla precedente sono in genere *i)* un aumento significativo della velocità (tanto che gli analizzatori che la impiegano sono anche detti "real-time"), *ii)* la possibilità di caratterizzare segnali single-shot (conseguenza del punto precedente) e *iii)* la possibilità di misurare fase e ampiezza di ogni singola armonica.

Di contro gli svantaggi rispetto al metodo a spazzolamento sono invece, *i)* una minore banda, e *ii)* ridotti valori di *sensitivity* e di *dynamic range*.



# 1. Analizzatore di spettro analogico

E' stato il primo tipo di analizzatore di spettro ad apparire sul mercato (primi anni '60); negli ultimi anni è stato affiancato dagli analizzatori di spettro digitali.

L'analizzatore di spettro analogico ha tuttavia dei pregi che gli analizzatori di spettro digitali non hanno ancora (ampiezze di banda elevatissime, ampi range dinamici, ecc.) e che, a tutt'oggi, lo rendono insostituibile per le misure su segnali ad altissima frequenza (ordine delle decine di GHz) come sono quelli ricorrenti nelle applicazioni radio cellulari e satellitari.

Il tipo più utilizzato è quello detto a *super-eterodina* che si basa sul principio della *conversione di frequenza* per consentire la selezione e la visualizzazione delle diverse componenti armoniche del segnale (come



vedremo nel seguito che, in realtà, quelle che vengono visualizzate sono delle *sottobande* più o meno strette dello spettro e non le singole componenti armoniche).

Se si è ben compresa la dualità della rappresentazione di un segnale nei domini del tempo e della frequenza, si capirà anche che il modo più semplice ed immediato per eseguire l'analisi del contenuto armonico di un segnale *sarebbe* quello di costruire un *filtro passa banda* sufficientemente *selettivo* ma con frequenza centrale variabile e controllabile elettronicamente.

Prima di proseguire è tuttavia indispensabile dare qualche dettaglio sui filtri di segnale.



## Richiami sui filtri analogici e numerici

Un filtro è un dispositivo elettronico in grado di selezionare (filtrare...) le componenti armoniche di un segnale, attenuandone fortemente alcune e lasciandone pressoché inalterate (o amplificandone) altre.

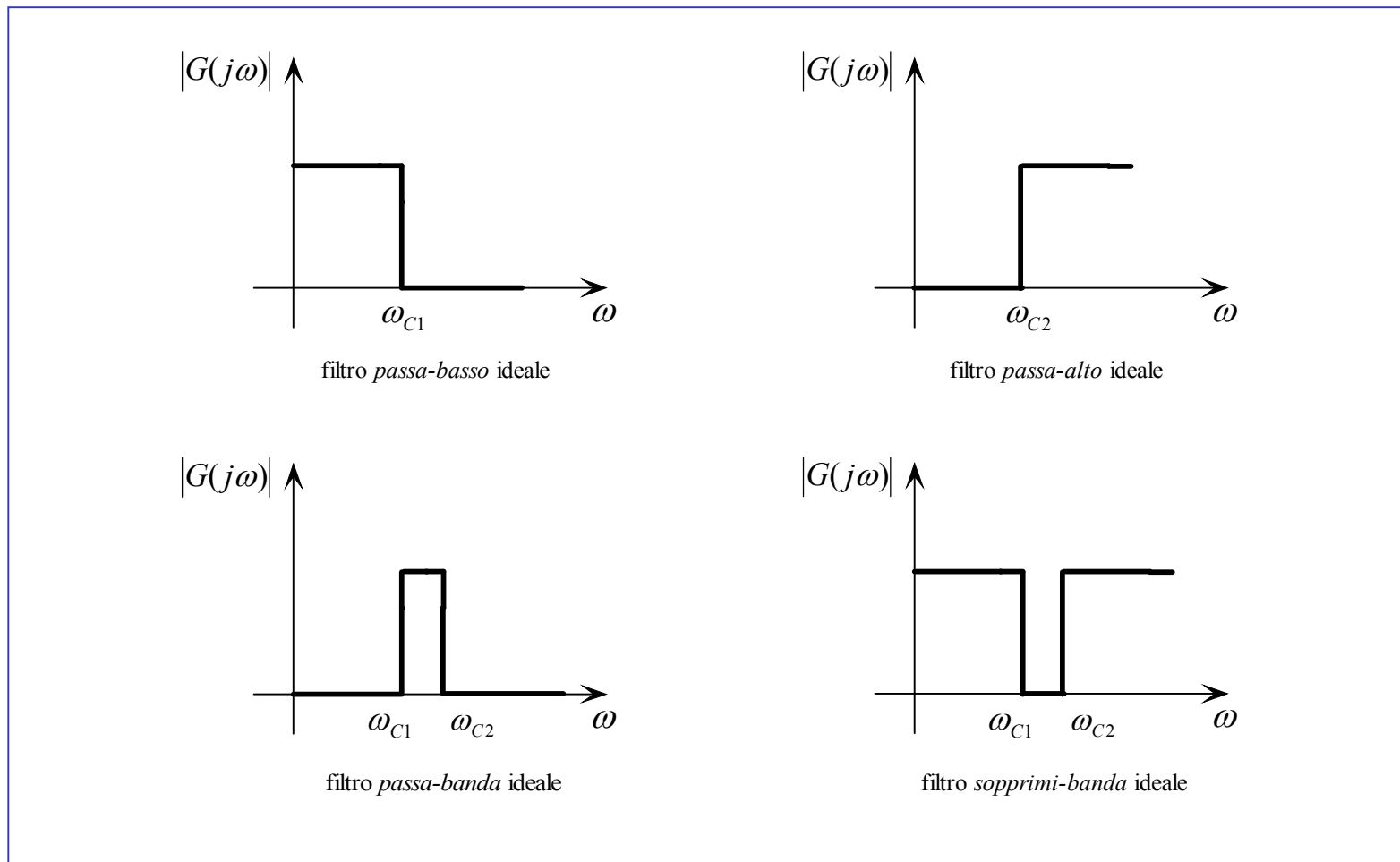
I filtri possono essere sia *analogici* (cioè implementati mediante opportuna connessione di elementi circuitali quali condensatori, induttori e resistori) che *digitali* (o *numerici*, cioè implementati mediante opportune tecniche di elaborazione numerica di segnali preventivamente digitalizzati).

I filtri di più comune uso negli analizzatori di spettro analogici sono essi stessi di tipo analogico, anche se, nei modelli più sofisticati, esistono anche stadi di filtraggio numerico che consentono di incrementarne considerevolmente le prestazioni.





I filtri più diffusi in ambito applicativo sono di quattro tipi fondamentali: *passa-basso*, *passa-alto*, *passa-banda* e *sopprimi-banda*; il nome trae origine dal contenuto armonico residuo che essi lasciano nel segnale di uscita. Ecco la rappresentazione delle funzioni di risposta armonica per i filtri nei casi ideali:





Le bande di frequenza nelle quali  $|G(j\omega)| \neq 0$  costituiscono la *banda passante* del filtro; quelle nelle quali  $|G(j\omega)| = 0$  costituiscono invece la *banda oscura*.

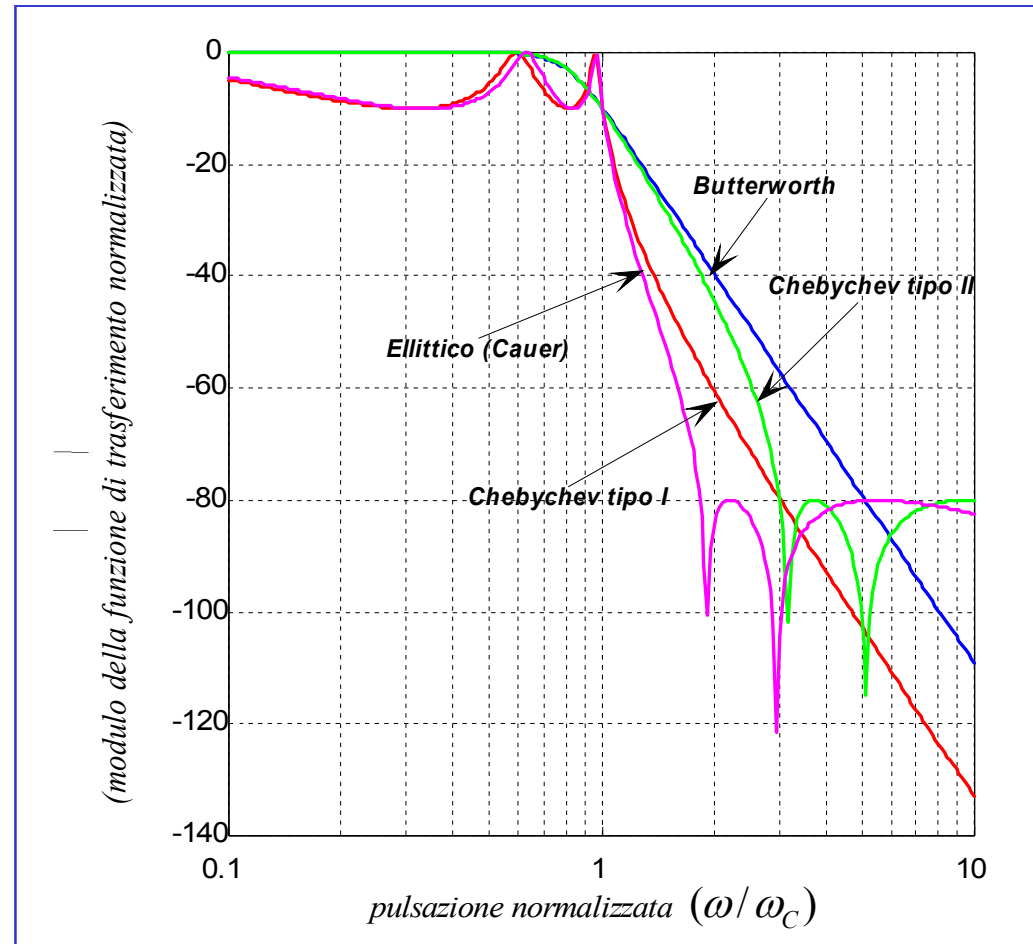
Le pulsazioni  $\omega_{cx}$  sono dette *pulsazioni di taglio* e si trovano in corrispondenza delle transizioni tra banda passante e banda oscura.

I filtri reali, tuttavia, non sono realizzabili con transizioni così nette tra banda passante e banda oscura; in essi compaiono anche delle bande intermedie di ampiezza non nulla dette *bande di transizione*. Inoltre i filtri reali presentano anche una certa variabilità della funzione di trasferimento in banda passante e in banda oscura.




Esistono diverse classi di filtri analogici tutti caratterizzati da pregi e difetti caratteristici; le principali classi sono le seguenti:

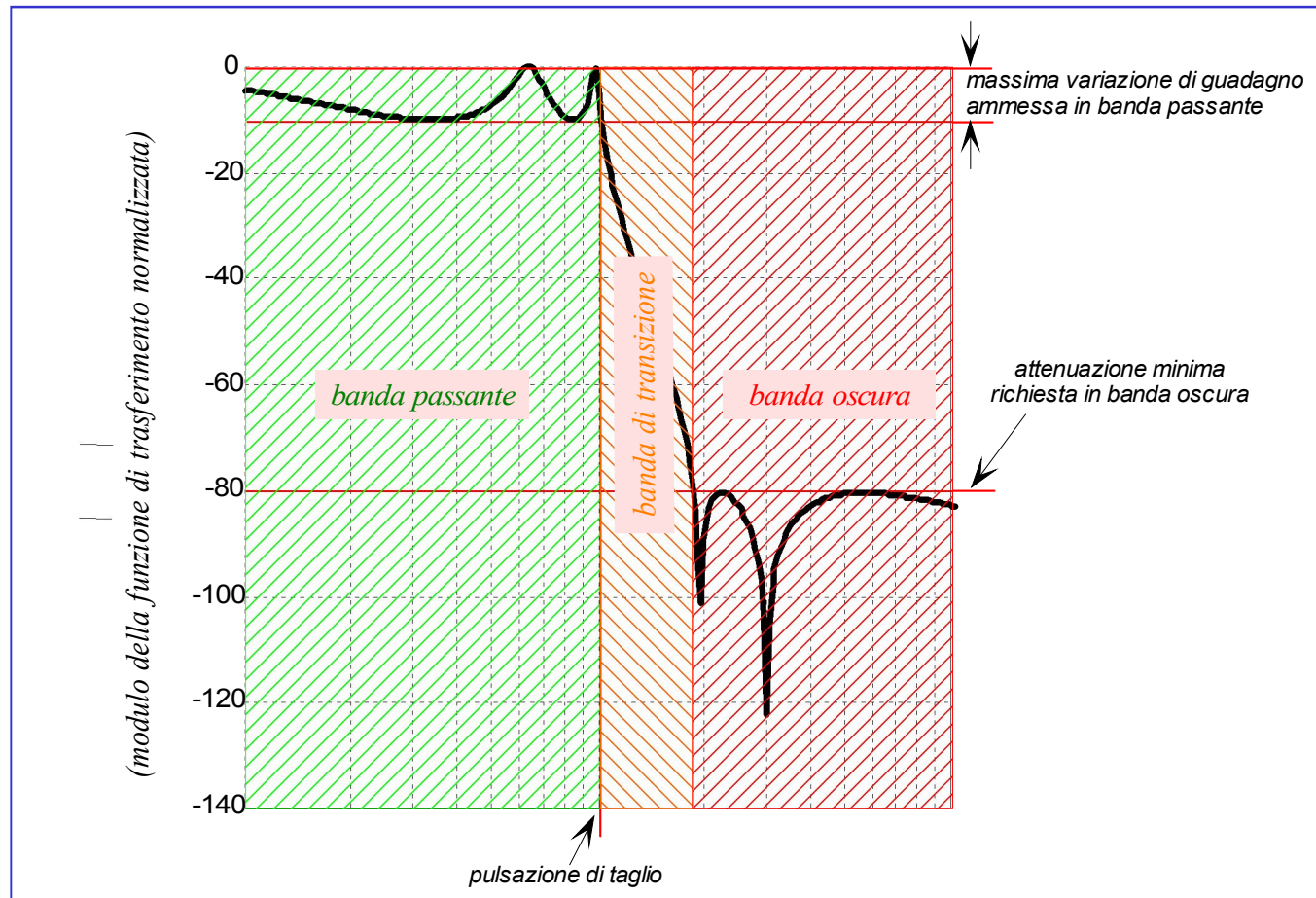
- filtri *alla Butterworth* o con risposta massimamente piatta;
- filtri *alla Chebyshev del primo tipo* o con oscillazione equiripple in banda passante;
- filtri *alla Chebyshev del secondo tipo* o con oscillazione equiripple in banda oscura;
- filtri ellittici (o *alla Cauer*) o con oscillazione equiripple in banda passante e in banda oscura;



La figura riporta il modulo della risposta in frequenza normalizzata al valore massimo ed espressa in *dB* dei vari tipi di filtro in funzione della pulsazione normalizzata alla pulsazione di taglio.



Le specifiche sulla risposta di frequenza di un filtro sono date mediante apposite *maschere* che indicano al progettista i limiti entro i quali la curva di risposta deve rientrare. Una maschera di progetto per un filtro passa basso potrebbe ad esempio essere la seguente:

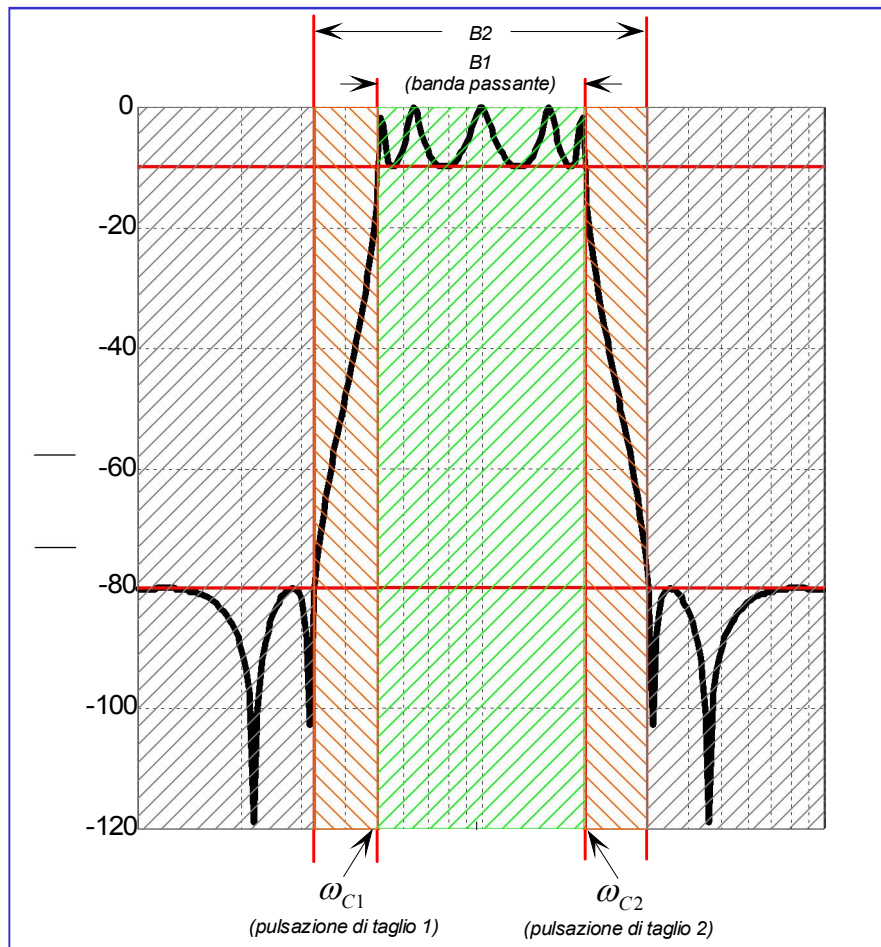


Nelle applicazioni più avanzate è spesso necessario soddisfare ben definiti vincoli anche per la *risposta di fase* del filtro, ossia per l'andamento della fase della funzione di risposta armonica.



Per i nostri scopi (analisi spettrale) sarebbe però necessario realizzare un filtro passa banda molto selettivo con frequenza centrale variabile in un ampio range e controllabile elettronicamente.

Tuttavia questa si è dimostrata una sfida tecnologica piuttosto difficile e tutti gli analizzatori di spettro usano tecniche differenti per giungere allo stesso risultato finale (selezione di piccole porzioni dello spettro di frequenza del segnale da analizzare)



Caratteristica essenziale di un filtro (in particolare passa banda) è la selettività o fattore di qualità; essa ha varie definizioni più o meno equivalenti tra loro. Per i nostri scopi può essere definito come il rapporto tra l'ampiezza di banda ad una definita attenuazione e l'ampiezza della sua banda passante.

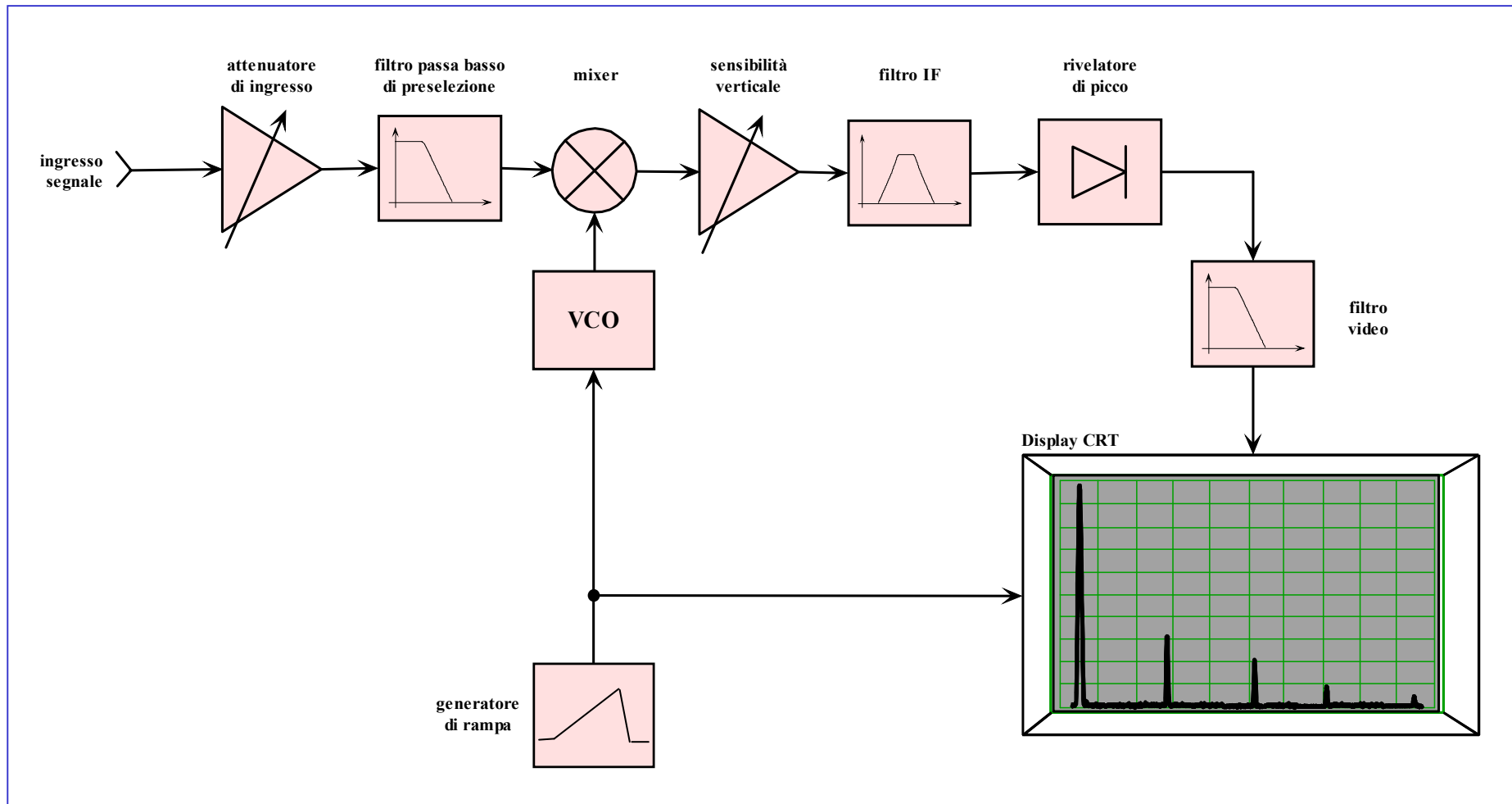
$$\text{selettività } Q = \frac{\Delta B_2}{B_1}$$

*Un filtro sarà tanto migliore quanto più Q è prossimo a 1.*

*Spesso Q è anche denominato Fattore di Forma e indicato con l'acronimo SF (da Shape Factor)*



Il metodo di analisi in assoluto più utilizzato negli analizzatori di spettro analogici commerciali è quello cosiddetto *a super-eterodina*; eccone lo schema di principio:





Vediamo brevemente a cosa servono i vari blocchi funzionali:

### *attenuatore di ingresso*

Consente di adattare l'ampiezza del segnale di ingresso alla sensibilità degli stadi successivi. Grazie a questo stadio il range dinamico di un analizzatore di spettro commerciale può essere di diverse decine di dB. La sua presenza consente di ridurre la distorsione che sarebbe introdotta dal mixer per segnali di potenza rilevante.

### *filtro passa basso di preselezione (o filtro anti banda immagine)*

Filtra il segnale di ingresso in modo da eliminare i segnali fuori della banda di sensibilità dell'analizzatore; dato il particolare principio di funzionamento la presenza di questi segnali falserebbe i risultati delle misure.

### *VCO (Voltage Controlled Oscillator)*

E' un generatore di segnale di forma d'onda sinusoidale (oscillatore sinusoidale) con frequenza direttamente proporzionale alla tensione applicata su un apposito ingresso di controllo.



## **MIXER**

E' forse il componente principale di un analizzatore di spettro analogico; grazie ad esso è possibile superare il limite dovuto all'irrealizzabilità di filtri passa banda selettivi a frequenza centrale variabile in ampi range. Vedremo tra breve come questo sia possibile.

## **GENERATORE DI RAMPA**

E' un generatore di segnale con forma d'onda a dente di sega praticamente identico a quello che è possibile trovare negli oscilloscopi analogici; oltre a fornire il segnale di comando al VCO esso pilota anche la deflessione orizzontale del tubo a raggi catodici (CRT).

## **SENSIBILITA' VERTICALE**

E' un amplificatore a guadagno regolabile che (spesso) opera "in sincrono" con l'attenuatore di ingresso, nel senso che di default esso guadagna tanto quanto l'attenuatore di ingresso attenua. L'operatore è tuttavia libero di impostare qualsiasi altro guadagno tra quelli disponibili.





### ***filtro IF (intermediate frequency)***

E' un filtro passa banda a frequenza centrale fissa ma con ampiezza di banda controllabile dall'operatore. Il segnale in uscita a questo stadio ha banda molto ridotta rispetto all'ampiezza di banda sotto esame (frequency span). L'ampiezza di banda del filtro IF è detta Resolution Bandwidth (RBW); la RBW è controllata automaticamente dallo strumento o dall'operatore. L'impostazione della RBW deve essere fatta con attenzione per evitare misure del tutto errate.

### ***rivelatore di picco (peak detector)***

consente di "inseguire" i picchi del segnale applicatogli in ingresso; se ben progettato e se il filtro IF è sufficientemente selettivo, questo stadio riceve in ingresso un segnale praticamente sinusoidale e, per una determinata frequenza del VCO, restituisce un segnale a bassissima ripple.

### ***filtro video (video filter)***

E' sostanzialmente un filtro passa basso e viene inserito in questo punto per migliorare la qualità del segnale visualizzato sul CRT; attenua fortemente il rumore sovrapposti al segnale nei vari stadi intermedi dell'analizzatore.

### ***display CRT***

Serve a visualizzare il risultato dell'analisi spettrale e ha una struttura molto simile a quella del tubo CRT dei comuni oscilloscopi analogici; nei moderni analizzatori di spettro il display è a deflessione elettromagnetica o a cristalli liquidi.



## Principio di funzionamento

Per aver ben chiaro il principio di funzionamento di un AS a supereterodina sono sufficienti poche osservazioni:

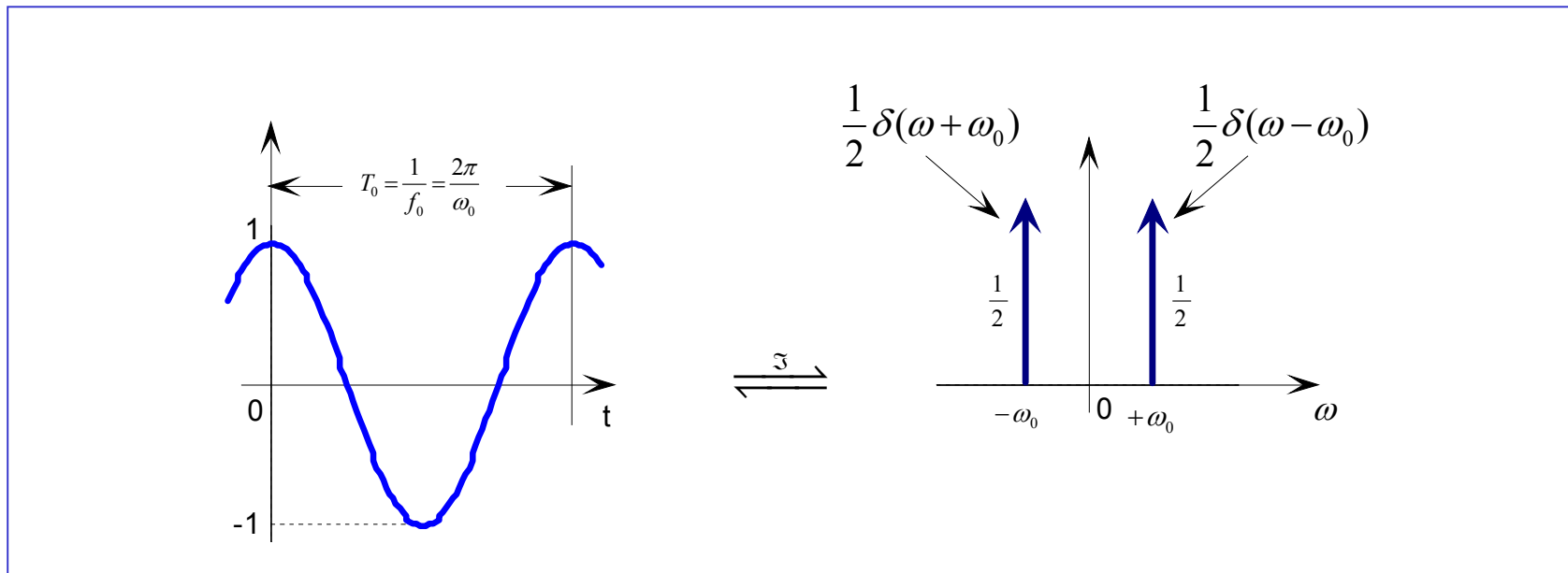
1) il prodotto di due segnali nel dominio del tempo equivale alla convoluzione dei rispettivi spettri nel dominio della frequenza (risultato fondamentale della teoria di Fourier). In formule:

$$y(t) = x_1(t) \cdot x_2(t) \quad \Leftrightarrow \quad Y(f) = X_1(f) * X_2(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_1(\varphi) \cdot X_2(f - \varphi) d\varphi$$



2) lo spettro di frequenza bilaterale della funzione  $\cos(\omega_0 t)$  è reale ed è costituito da due distribuzioni *delta di Dirac* di ampiezza  $\frac{1}{2}$  traslate alle pulsazioni  $\pm\omega_0$ :

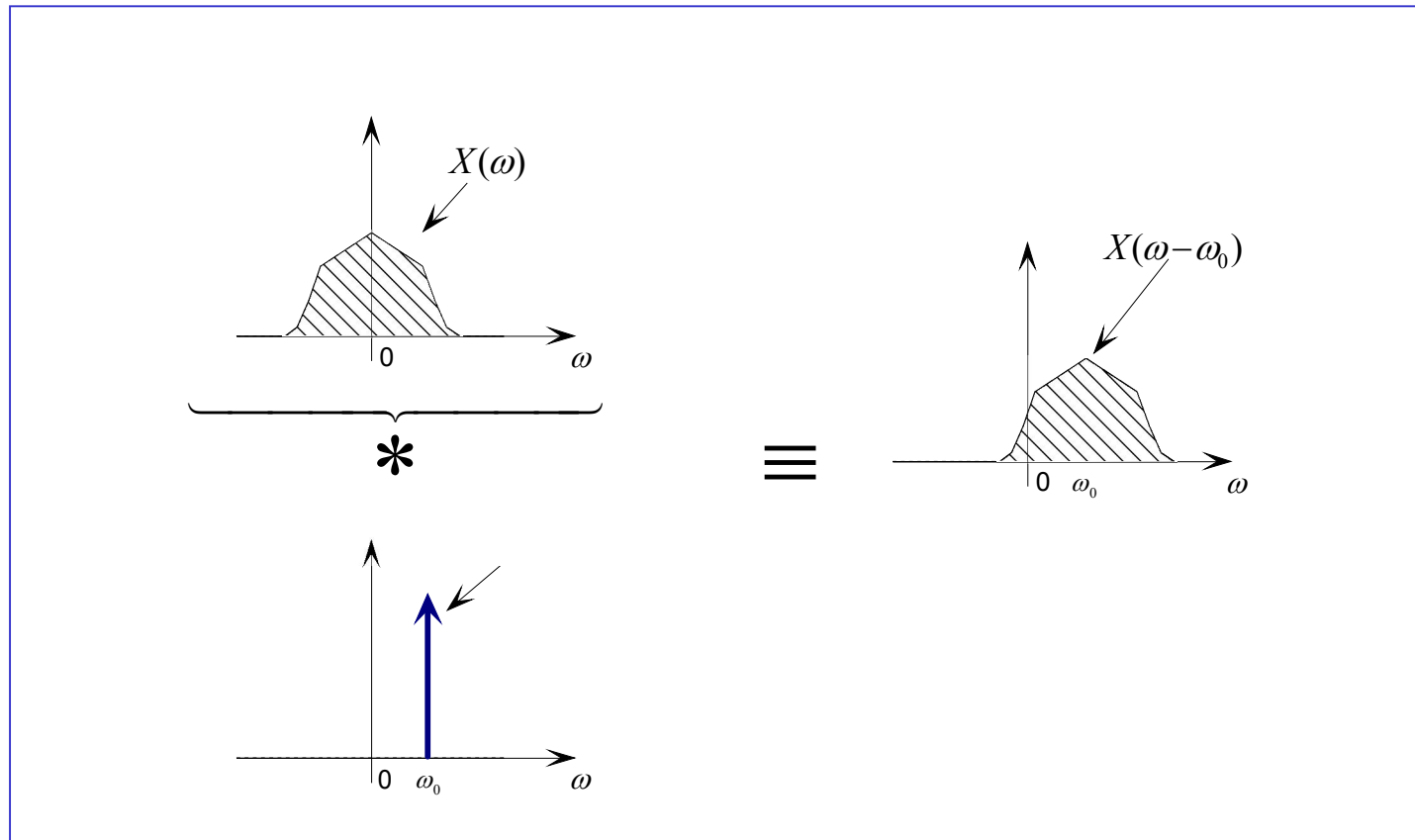
$$\cos(\omega_0 t) \quad \overset{\mathfrak{F}}{\rightleftharpoons} \quad \frac{1}{2} \delta(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \delta(\omega + \omega_0)$$





3) la convoluzione di una qualsiasi funzione con un delta di Dirac è la stessa funzione traslata "a cavallo" del delta; se vediamo la questione direttamente nel dominio della frequenza:

$$X(\omega) * \delta(\omega - \omega_0) = X(\omega - \omega_0)$$





A parte alcuni effetti secondari dovuti all'intrinseca non linearità di alcuni suoi componenti (soprattutto del mixer), il sistema super-eterodina di un analizzatore di spettro analogico sfrutta proprio queste tre proprietà per produrre una *versione traslata in frequenza* dello spettro del segnale da analizzare.

Il filtro IF seleziona quindi una piccola porzione dello spettro del segnale così ottenuto e la trasmette agli stadi successivi, finché essa giunge alla deflessione verticale del CRT.

Dato che il segnale (sinusoidale) fornito dal VCO è a frequenza variabile e controllata dal generatore di rampa e che quest'ultimo pilota anche la deflessione orizzontale del CRT, il risultato finale è quello di ottenere una rappresentazione tanto più dettagliata dello spettro del segnale quanto più selettivo è il filtro IF.



Un sistema a super-eterodina esegue dunque una conversione di frequenza sul segnale di ingresso.

E' teoricamente possibile progettare lo stadio di conversione dell'AS in modo che esso esegua una conversione "verso l'alto" (*upconversion*,  $f_{smax} < f_{IF} < f_{LO}$ ) o "verso il basso" (*downconversion*,  $f_{IF} < f_{smin}$ ); l'equazione che governa la conversione è la seguente:

$$m \cdot f_{LO} \pm n \cdot f_S = f_{IF} \quad (- \text{ per } upconversion, + \text{ per } downconversion)$$

dove  $m$  ed  $n$  sono interi positivi che individuano le armoniche dell'oscillatore locale e del segnale di ingresso coinvolte nella conversione.

Negli AS commerciali con ampiezza di banda fino a *qualche gigahertz* è sempre  $n = m = 1$ ; il caso  $m > 1$  è tipicamente applicato negli AS con banda superiore ai 5-10 GHz.

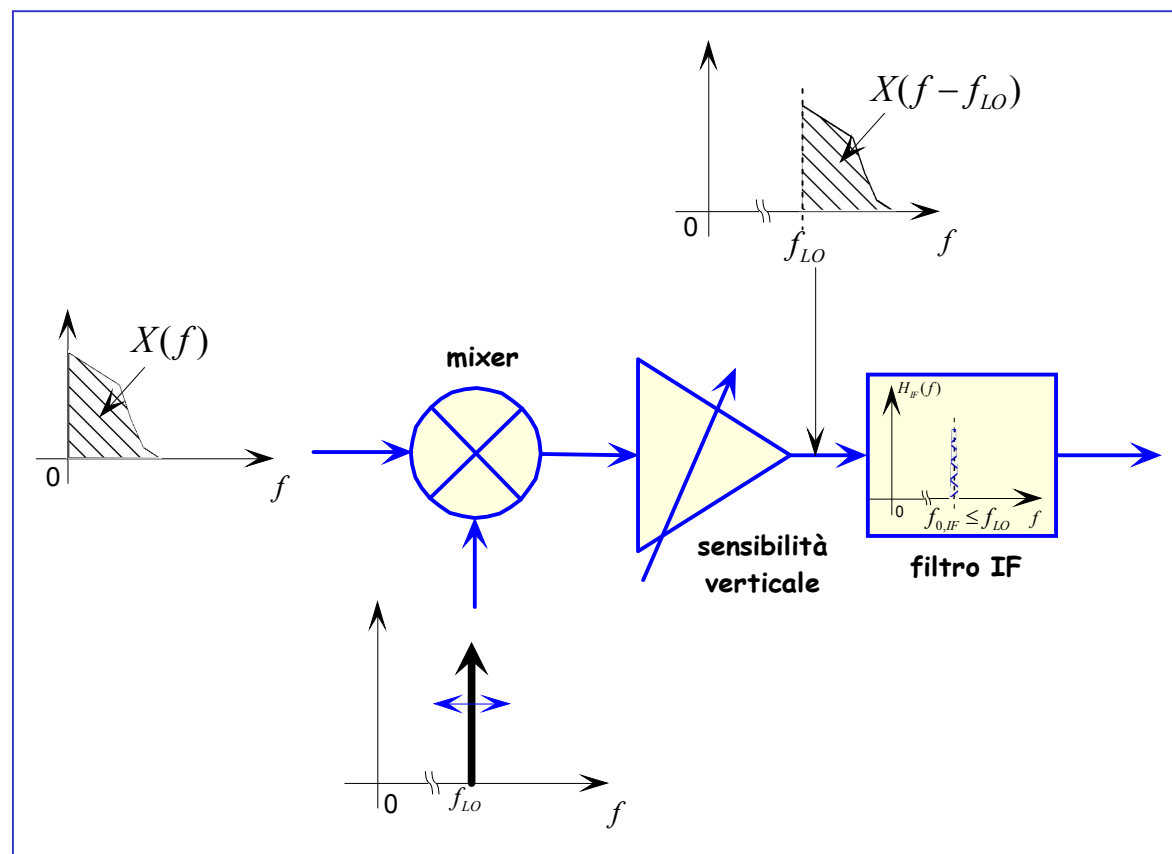


In definitiva, se  $[f_{min,SA}, f_{max,SA}]$  è il range di frequenza utile dell'AS, è sufficiente far sì che:

$$f_{LO} \in [f_{IF} + f_{min,SA}, f_{IF} + f_{max,SA}] \quad (\text{upconversion, } f_{IF} > f_s)$$

o

$$f_{LO} \in [f_{IF} - f_{max,SA}, f_{IF} - f_{min,SA}] \quad (\text{downconversion, } f_{IF} < f_s)$$





Osserviamo che in entrambi i casi (up e downconversion) sussiste il problema della cosiddetta “banda immagine” che può inficiare l’operatività dell’AS.

Per ogni frequenza  $f_S$  nel range utile dell’AS esiste una “frequenza immagine”  $f_{im}$  che sarà convertita dal mixer ad  $f_{IF}$ ; l’esistenza di tale frequenza è prevista dalla stessa equazione alla base della conversione di frequenza:

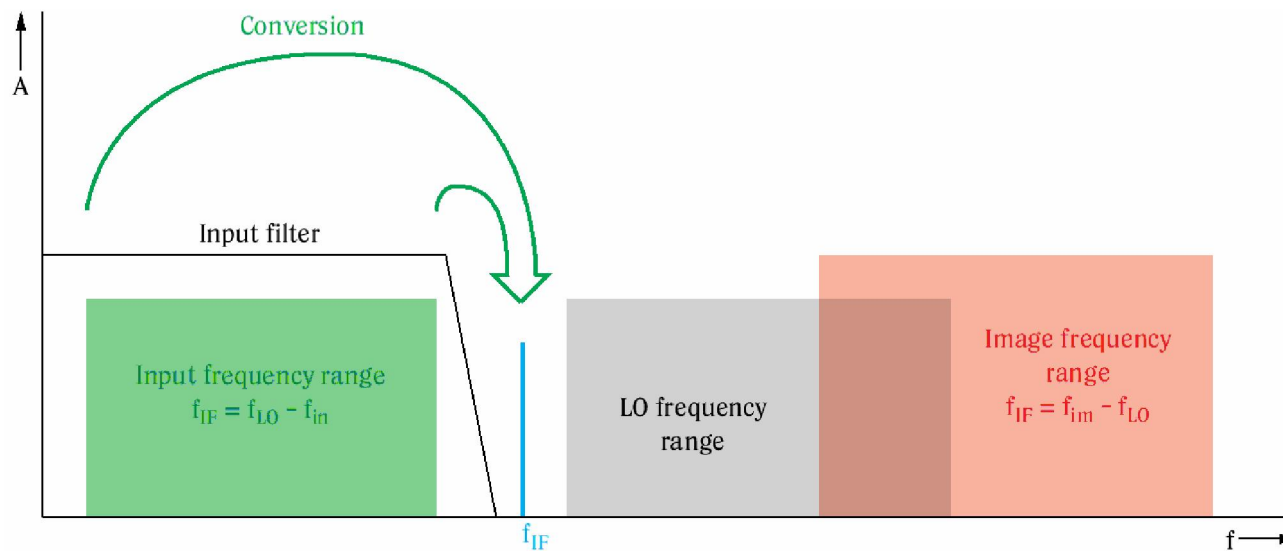
$$f_{im} = f_{LO} + f_{IF} = f_S + 2 \cdot f_{IF}$$

Se  $[f_{min,SA}, f_{max,SA}]$  è la banda utile dell’AS, esiste dunque una “banda immagine”  $[f_{min,SA} + 2 \cdot f_{IF}, f_{max,SA} + 2 \cdot f_{IF}]$  che, se non preventivamente filtrata, sarà convertita assieme a quella utile di segnale inficiando la validità di tutte le misure.



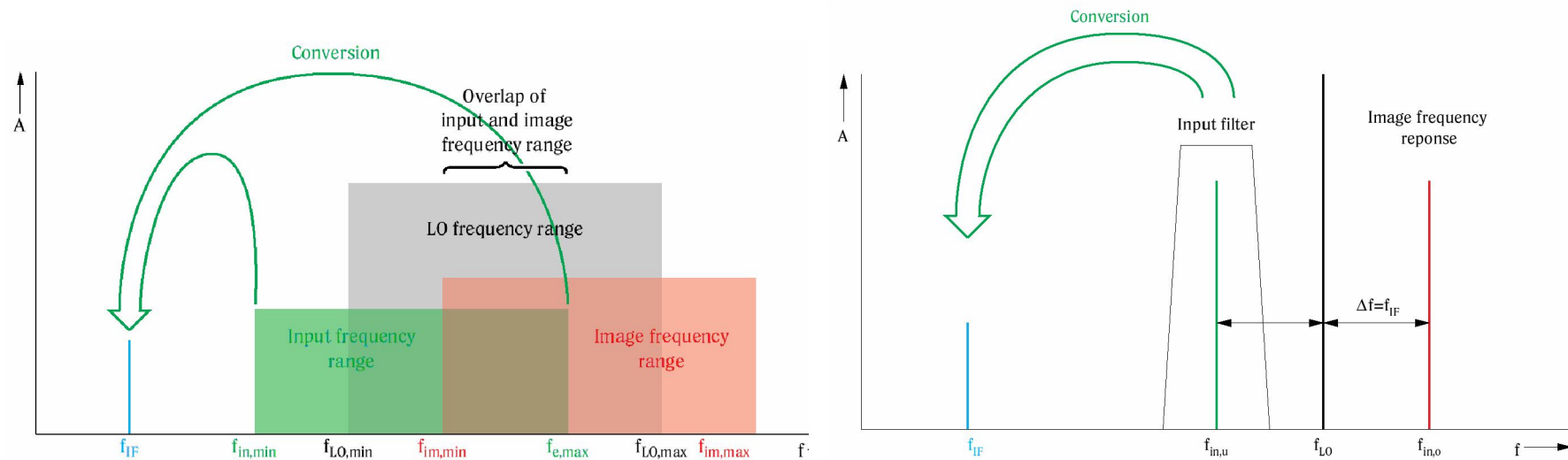


Nel caso di mixer con *upconversion* è sufficiente far precedere lo stesso da un filtro passa basso con ampiezza di banda  $\geq$  della banda utile del segnale.





Il problema è molto più complesso nel caso di mixer con *downconversion*; in questo caso il filtro “anti banda immagine” deve essere di tipo passa banda e deve essere centrato sulla frequenza utile di segnale che si intende convertire, ossia deve avere una frequenza centrale variabile.



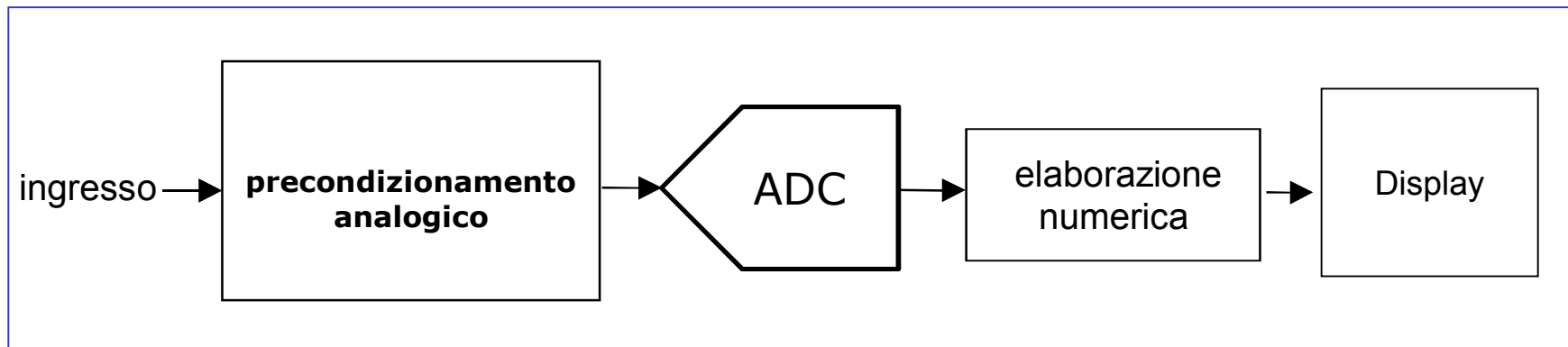
Ci si dovrebbe dunque confrontare con le stesse problematiche che sono alla base della realizzazione del mixer.

Per questo negli AS commerciali generalmente si ricorre alla *upconversion*.



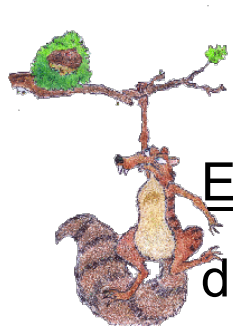
## 2. Analizzatori di spettro digitali

Lo schema di un analizzatore digitale di spettro può essere ricondotto a 5 blocchi fondamentali:



Precondizionamento: costituito da filtri di preselezione (passa basso con funzioni anti-aliasing, passa banda per la preselezione della banda di interesse, passa-alto per l'eliminazione della c.c.)

Conversione: ADC “veloce” o “velocissimo” (*qualche GSa/s*) con basse risoluzioni (valore tipico: *8 bit*);



Elaborazione numerica: applicazione di eventuali finestre di pesatura (finestre di Hanning, Hamming, Kaiser, flat-top, ecc.) e della trasformata veloce di Fourier (*FFT*). Inoltre, calcoli sullo spettro (valore efficace delle singole armoniche, valore efficace del “tappeto” di rumore, THD, ecc.)

Display: che visualizza il risultato dell’analisi spettrale

Il “cuore” dello strumento è il blocco di postelaborazione, ossia quel blocco che si occupa dell’implementazione della trasformata di Fourier (*TdF*).



## Specifiche e considerazioni pratiche

Un analizzatore di spettro è completamente caratterizzato quando si conoscono:

- il suo range di frequenza utile
- la sua sensibilità
- la sua risoluzione in frequenza
- le sue caratteristiche di distorsione
- il suo range dinamico di ingresso
- la sua incertezza (sia in frequenza che in ampiezza)

Prima di passare a esaminare queste specifiche è bene fare qualche precisazione sulle unità di misura utilizzate da questo strumento.



- **assi orizzontale e verticale**

Il CRT dell'analizzatore di spettro è costituito da un reticolo con *10* divisioni orizzontali e (comunemente) *10* divisioni verticali.

L'asse orizzontale è calibrato in frequenza [*Hz*] su scala (normalmente) lineare; la frequenza aumenta andando da sinistra a destra sullo schermo.

L'asse verticale è calibrato in *volt* o *watt* e c'è la possibilità di utilizzare una scala lineare o logaritmica. Per segnali che si differenziano di pochi *decibel* si può utilizzare la scala lineare, mentre per segnali che si differenziano di decine di *decibel* si rende necessario l'uso della scala logaritmica (calibrata in  $dB_v$  o in  $dB_m$  in funzione delle misure che si intende eseguire).



- range di frequenza

E' l'estensione della banda di frequenza nella quale lo strumento riesce ad eseguire misure con l'incertezza specificata;

Gli analizzatori di spettro analogici a super-eterodina hanno range di frequenza molto estesi; si va *da pochi kilohertz* (limite inferiore di banda) fino a *diverse decine di gigahertz* (limite superiore).

Gli analizzatori di spettro digitali coprono un intervallo di frequenza che va *dalla continua a qualche gigahertz*.

Di recente realizzazione sono i cosiddetti analizzatori di spettro ibridi che racchiudono i vantaggi dell'analizzatore analogico (bande ampie) e quelli dell'analizzatore digitale (elevate risoluzioni).

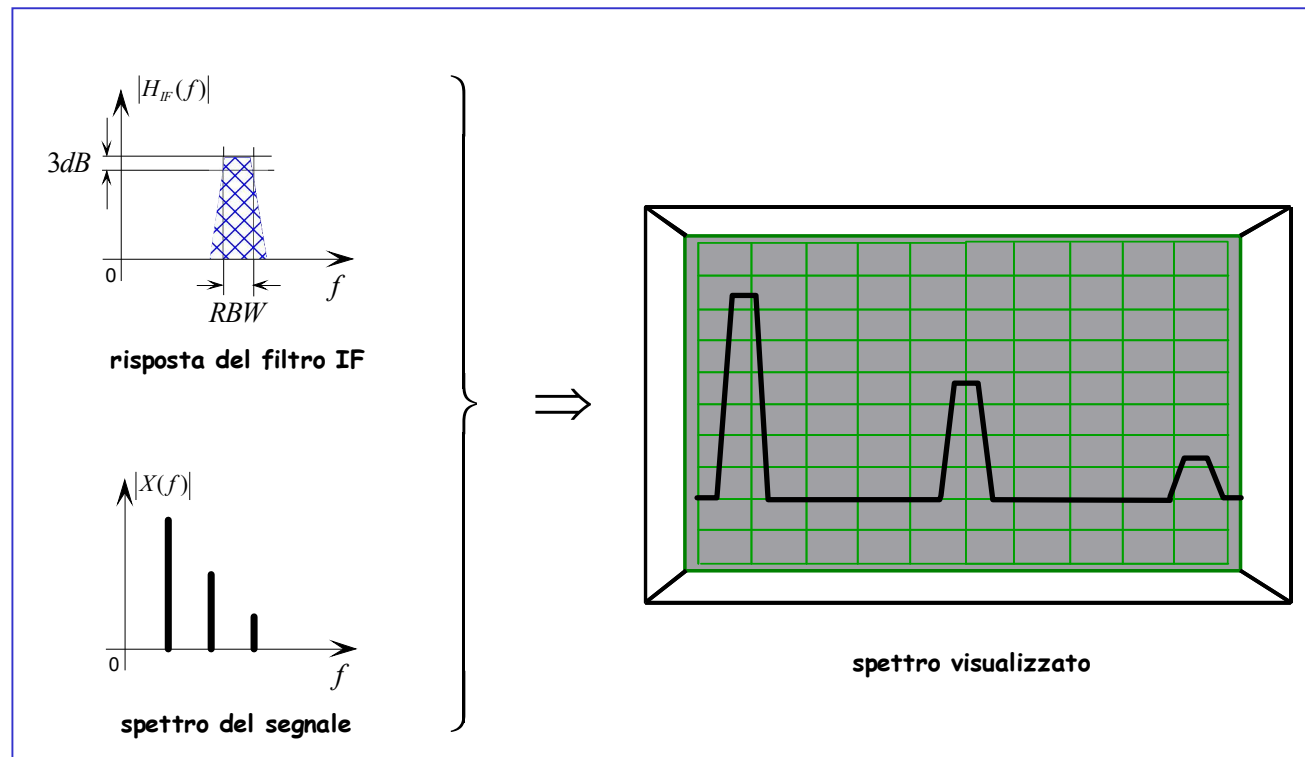


- **risoluzione in frequenza**

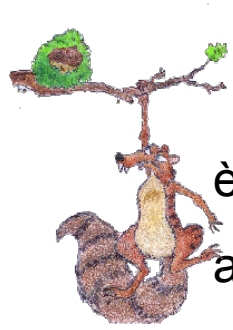
E' la capacità dello strumento di distinguere (risolvere) armoniche dello spettro del segnale in esame che sono distinte ma più o meno prossime tra loro.

Analizzatore di spettro analogico: la risoluzione è in massima parte determinata dalla "forma" della risposta in frequenza del filtro IF, ossia dalla sua ampiezza di banda (*RBW*) e dalla sua selettività.

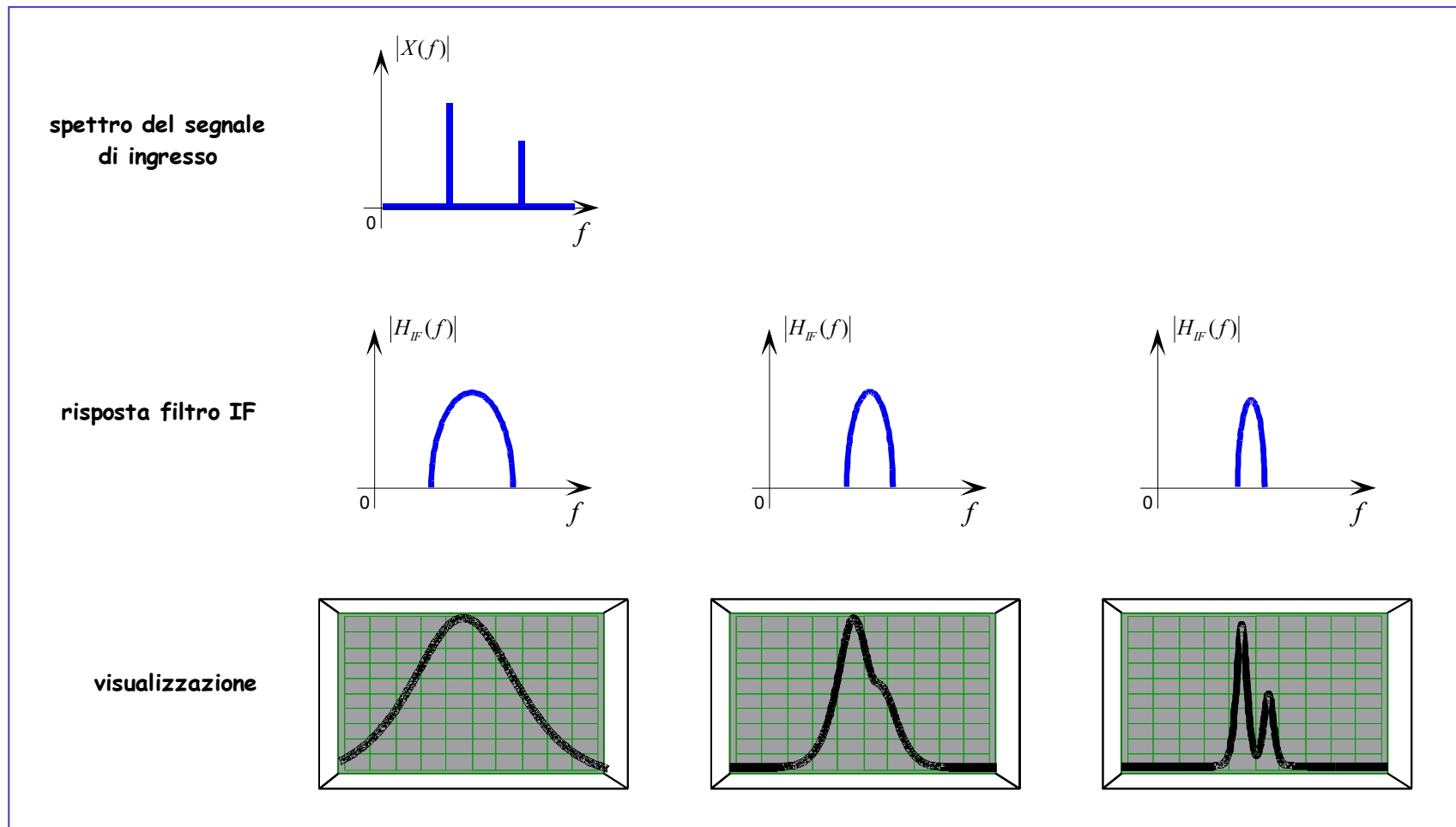
Per il principio stesso di funzionamento di un analizzatore di spettro a super-eterodina, infatti, se si analizza un segnale costituito da poche e distinte armoniche, quello che appare sullo schermo







è la sovrapposizione di varie repliche della risposta in frequenza del filtro IF disposte a cavallo delle singole armoniche. Se due armoniche hanno ampiezza uguale o confrontabile, si verifica che la minima distanza in frequenza che le rende distinguibili utilizzando un filtro IF con una definita  $RBW$  è proprio  $\Delta f = RBW$ .





I problemi di risolvibilità di due armoniche sono però tanto più seri quanto più l'ampiezza di un'armonica è ridotta in confronto a quella dell'armonica ad essa più prossima. In questi casi, infatti, le armoniche più piccole possono letteralmente essere sommerse dalle code laterali delle repliche della risposta del filtro IF dovute alle armoniche più grandi.

Note le caratteristiche dei filtri IF impiegati per ottenere le diverse risoluzioni (in particolare nota la “forma” della funzione di trasferimento) è possibile stabilire quale RBW utilizzare per distinguere armoniche di ampiezza ridotta e vicine ad armoniche “dominanti”.

In particolare è necessario conoscere la funzione  $H(\Delta f)$ , ove  $\Delta f$  è l'offset di frequenza da  $f_{IF}$



Semplicisticamente si potrebbe pensare che per raggiungere una qualsivoglia risoluzione in frequenza sia sufficiente ridurre a piacere la RBW e aumentare la selettività del filtro IF.

Tuttavia è necessario tenere conto che il filtro IF è pur sempre un dispositivo *dinamico*, quindi che la sua uscita a un definito istante  $t_0$  dipende dalla “storia” precedente dell'ingresso (e dell'uscita...).

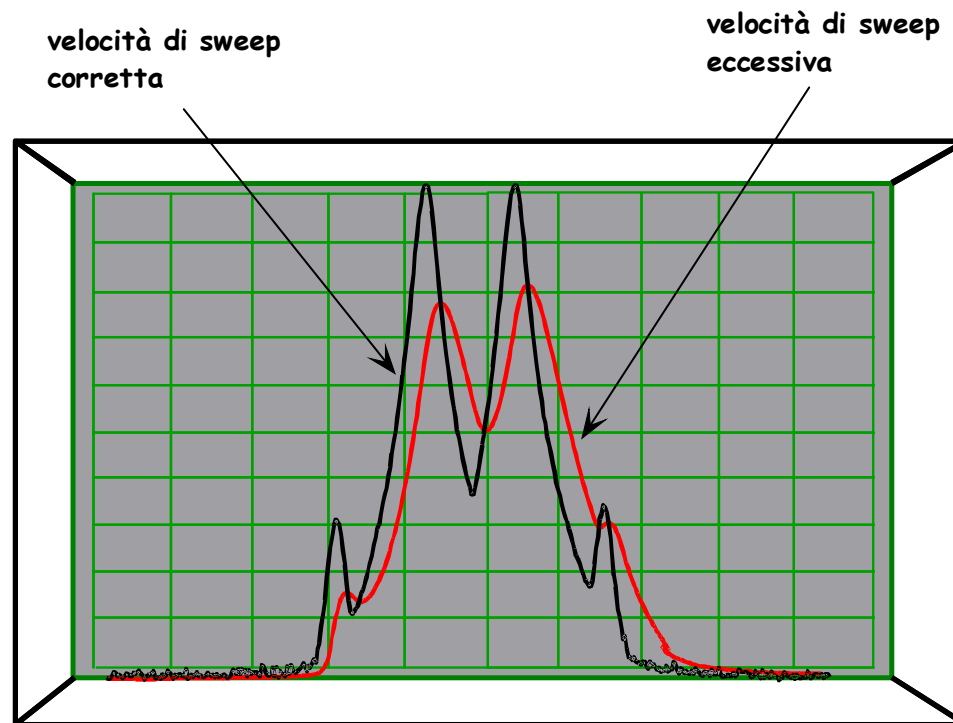
Questo fa sì che l'uscita del filtro IF si porti *a regime* solo dopo un certo tempo dall'applicazione di un fissato ingresso; questo tempo (*settling time*) è, in prima approssimazione, inversamente proporzionale alla RBW:

$$t_s = \frac{k}{RBW}$$

ove  $k$  dipende dalla particolare tipologia di filtro IF utilizzato nell'analizzatore



E' dunque necessario adeguare il tempo di sweep ( $t_{SWEEP}$ ) alla RBW utilizzata: tanto più piccola è la RBW utilizzata (quindi maggiore è la risoluzione desiderata) tanto più tempo ci vorrà per completare l'analisi di un fissato intervallo di frequenza ( $f_{SPAN}$ ). Se non si aspetta abbastanza a lungo, quello che l'analizzatore visualizza è una versione distorta (sia in ampiezza sia in frequenza) dello spettro del segnale





Dopo alcune semplici considerazioni e passaggi analitici si ricava la relazione:

$$t_{sweep} \geq \frac{k \cdot f_{SPAN}}{RBW^2}$$

Osserviamo che  $t_{sweep}$  **è inversamente proporzionale al quadrato di RBW!**

In realtà  $t_{sweep}$  è influenzato anche dalla banda passante del filtro video (VBW); se risulta  $VBW \ll RBW$ , la precedente relazione si modifica come segue:

$$t_{sweep} \geq \frac{k' \cdot f_{SPAN}}{RBW \cdot VBW}$$



Il firmware dei moderni A.S. normalmente imposta automaticamente lo sweep time in funzione della *RBW* e della *VBW* utilizzata ma lascia comunque libero l'operatore di agire manualmente su questo parametro; nel caso in cui esso rilevi una violazione delle due relazioni precedenti mostra un avvertimento sullo schermo (tipicamente una scritta "UNCAL" per *uncalibrated*).

Nei moderni A.S. misti analogico/digitali i filtri IF sono implementati in modo "ibrido", ossia per *RBW* ampie (tipicamente  $> 100$  kHz) si ricorre a filtri analogici e per *RBW* ridotte si ricorre a filtri numerici o all'analisi diretta di *span* di frequenza ridotti mediante preselezione in banda, sottocampionamento e trasformazione nel dominio della frequenza con FFT.

I filtri IF numerici consentono di approssimare la risposta dei *filtri gaussiani*; questi ultimi garantiscono la migliore selettività a parità di ordine e larghezza di banda.



La risoluzione in frequenza di un analizzatore di spettro digitale coincide ovviamente con la risoluzione in frequenza della FFT da esso implementata:

$$\Delta F = \frac{F_c}{N} = \frac{1}{NT_c}$$

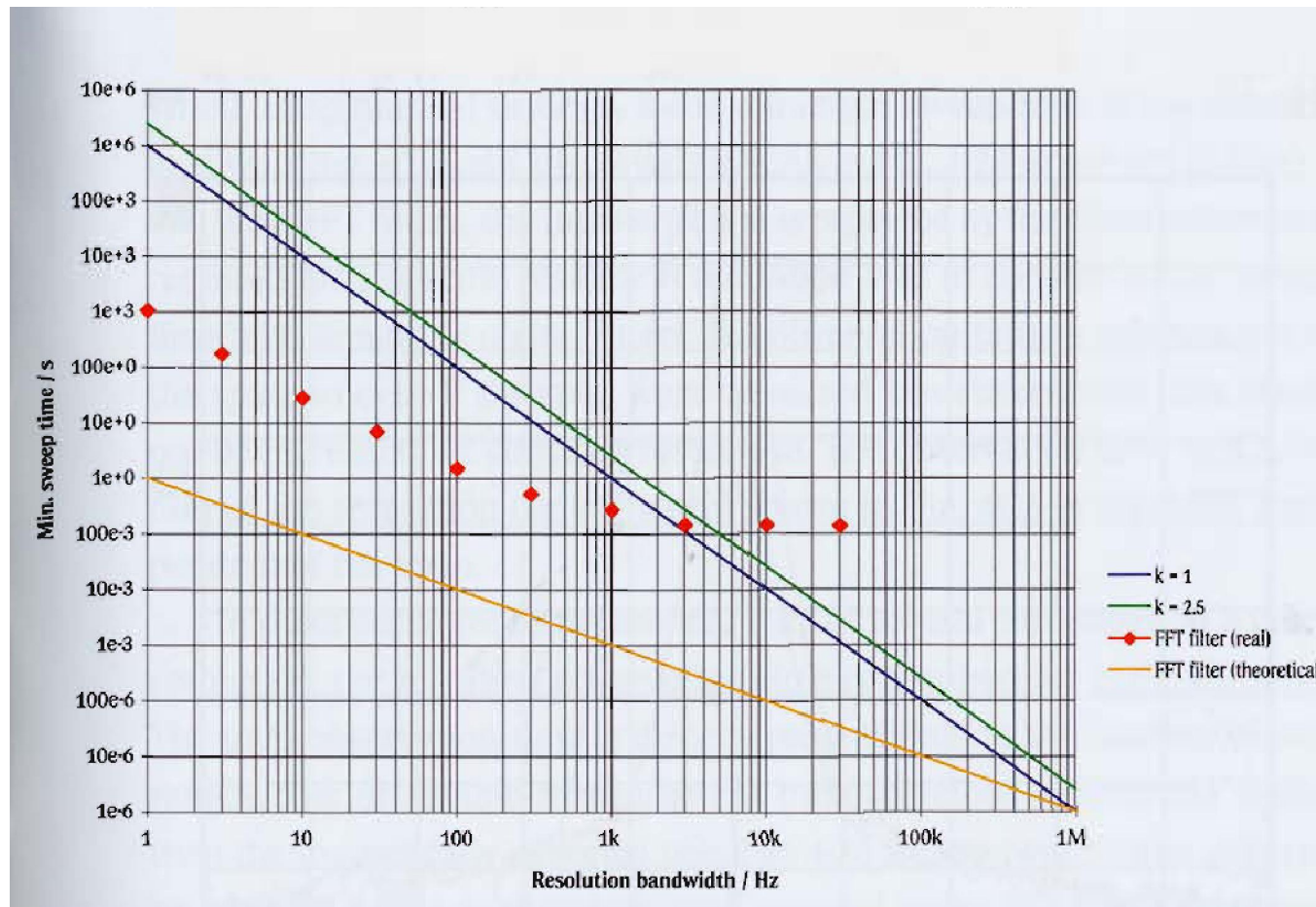
Dunque la risoluzione aumenta ( $\Delta F$  diminuisce) all'aumentare del c.d. "*observation time*" ( $NT_c$ ) e ciò può essere ottenuto *i) riducendo la frequenza di campionamento o ii) aumentando  $N$* . Entrambe queste operazioni possono essere regolate in modo manuale sull'analizzatore e non sono naturalmente a costo zero.

Infatti:

- un aumento di  $N$  rallenta l'elaborazione FFT;
- una riduzione di  $F_c$  può comportare la comparsa dell'aliasing.



## Un confronto tra le varie tipologie di filtri IF ( $f_{SPAN} = 1 \text{ MHz}$ )







- **distorsione**

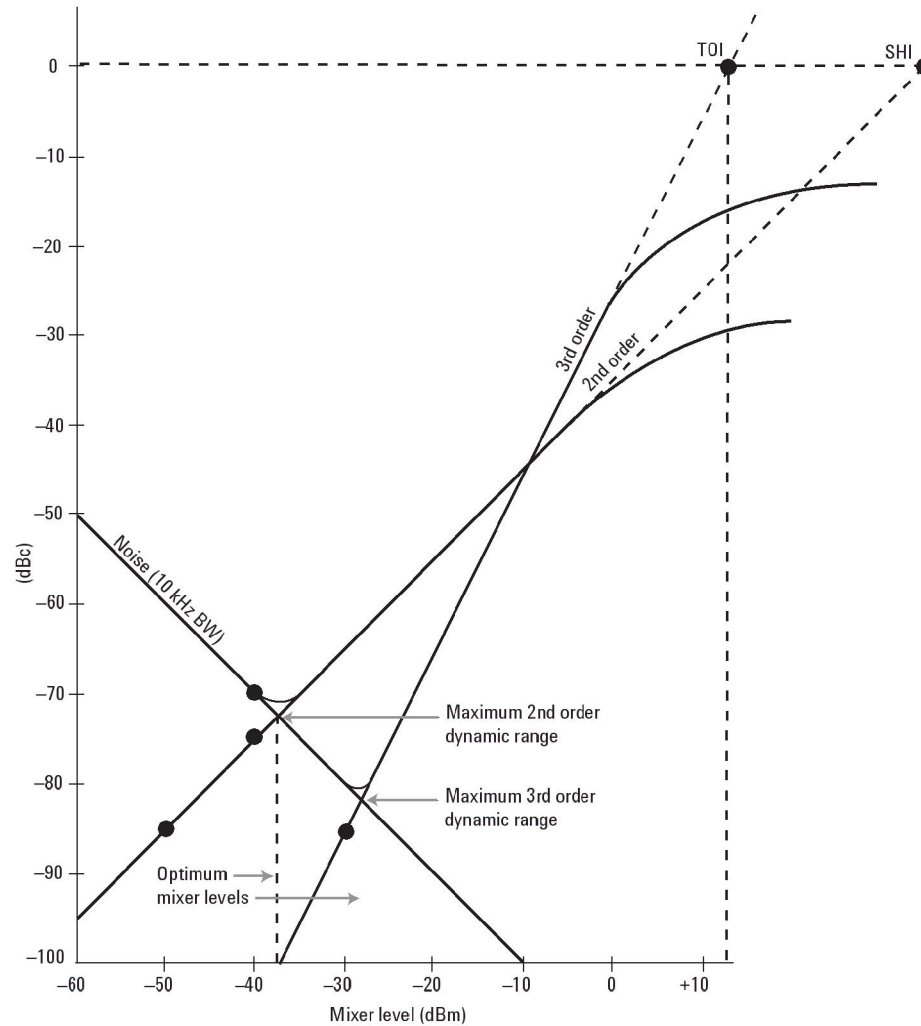
E' un indice dell'alterazione introdotta dallo strumento sullo spettro del segnale sotto esame. E' generata dalle nonlinearità dei circuiti che il segnale attraversa.

Per l'analizzatore di spettro analogico lo stadio più critico a questo riguardo è il mixer, mentre nell'analizzatore di spettro digitale le non linearità sono introdotte dagli stadi di condizionamento analogici e dall'ADC .

Il modo più comune di dare le specifiche di distorsione è quello di quantificare le ampiezze della seconda e della terza armonica spurie introdotte nello spettro per un dato livello del segnale di ingresso; normalmente queste ampiezze sono date in *dBc* (decibel riferiti alla fondamentale).



Nella maggior parte dei casi vengono specificati i parametri *SOI* (*Second Order Intercept*) e *TOI* (*Third Order Intercept*) che indicano a quale ampiezza (teorica) dell'ingresso le armoniche spurie (seconda e terza risp.) uguagliano la fondamentale.



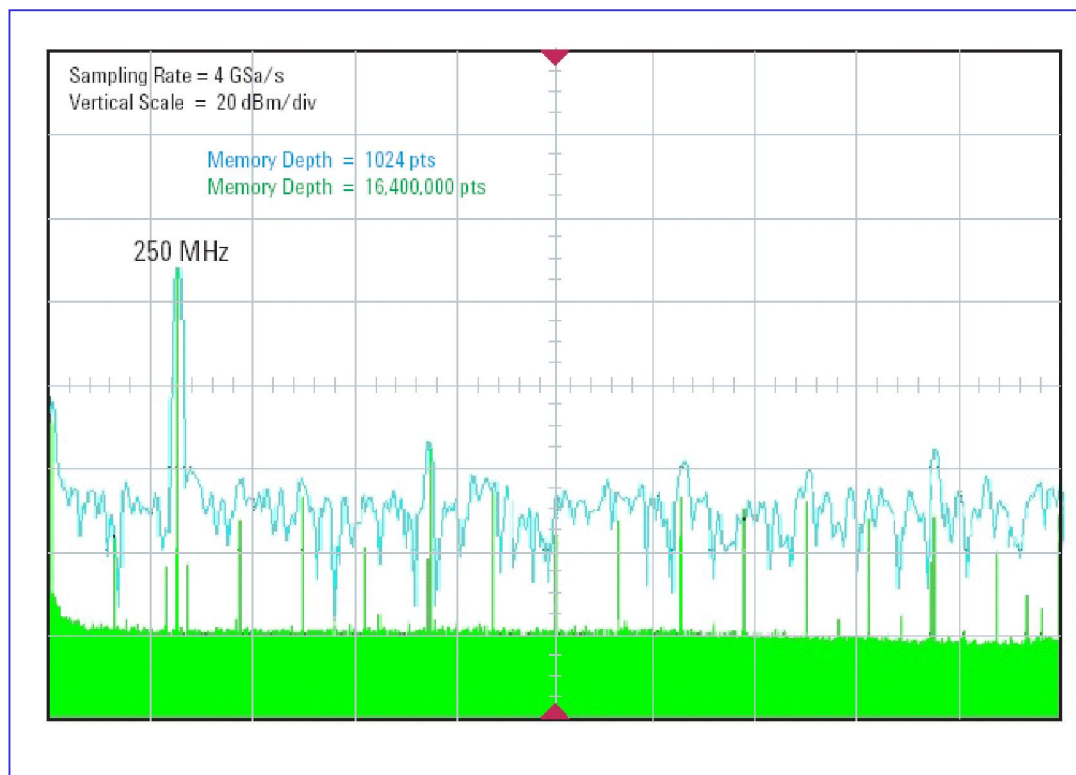


- **range dinamico**

E' l'elongazione dell'intervallo di sensibilità dello strumento, ossia la differenza tra le ampiezze di segnale massima e minima che lo strumento è in grado di rilevare nel dominio delle frequenze; il range dinamico è limitato inferiormente dal rumore totale generato all'interno dello strumento e superiormente dalla sua distorsione.

Normalmente è dato in *dB*.

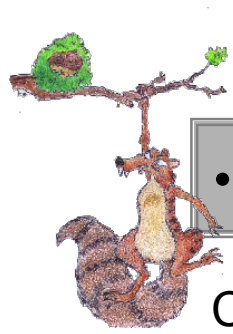
Può essere misurato come la differenza di ampiezza fra la componente fondamentale dello spettro e il noise floor. Per l'analizzatore digitale di spettro il range dinamico è limitato dalle caratteristiche del convertitore A/D cui si aggiungono gli effetti negativi di rumore e non linearità





dell'oscilloscopio (strumento *all-in-one*).

Ogni tecnica che sia in grado di ridurre il rumore di fondo permette di incrementare il range dinamico; così, ad esempio, un incremento del numero di campioni per la FFT, ridurrà il noise floor (la potenza totale di rumore si spalmerà su un numero maggiore di uscite FFT).



- **incertezza di misura**

Così come per un oscilloscopio l'incertezza di misura è specificata per le misure di tempo e ampiezza, per un analizzatore di spettro l'incertezza deve essere specificata sia per le misure di frequenza sia per quelle di ampiezza; in ambedue i casi le specifiche sono date sia per *misure assolute* che per *misure relative*.

Le prime sono quelle eseguite con un singolo marker e sono, ad esempio, le misure di potenza di una portante RF, le misure di frequenza della stessa, ecc.

Le seconde sono quelle eseguite utilizzando due marker contemporaneamente (misure di distorsione o di distanza di armoniche o sub-armoniche dalla portante).

Anche in questo caso, un'attenta analisi delle diverse componenti di incertezza può portare a una riduzione dell'incertezza complessiva dello strumento (senza dover ricorrere ad analizzatori di spettro con bande di errore minore e quindi più costosi).

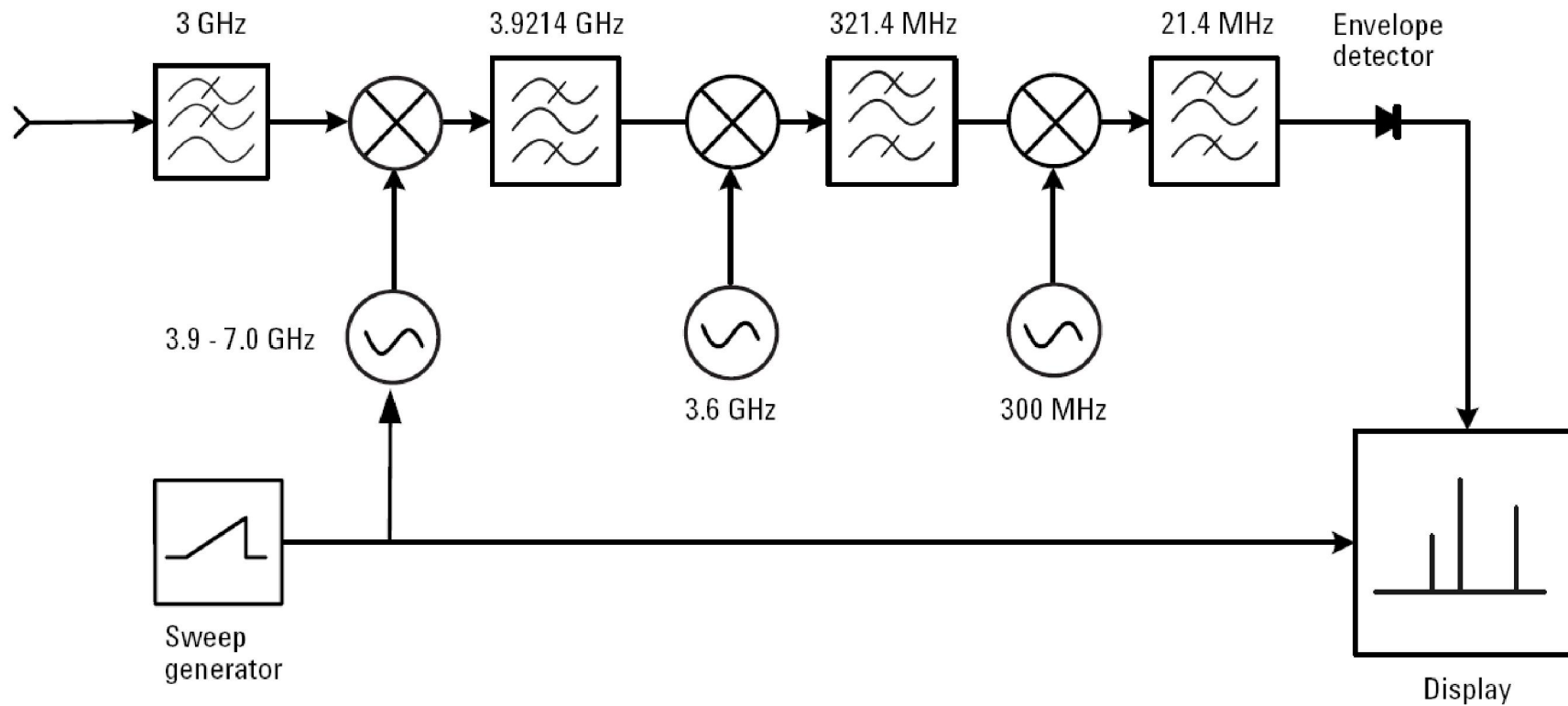


## • sensibilità

E' una misura della capacità dello strumento di rilevare piccoli segnali. Essa è normalmente specificata in  $dB_m$  e può assumere valori anche  $< -140 dB_m$ , ossia esistono strumenti in grado di rilevare segnali di potenza pari a  $10^{-14}$  milliwatt!

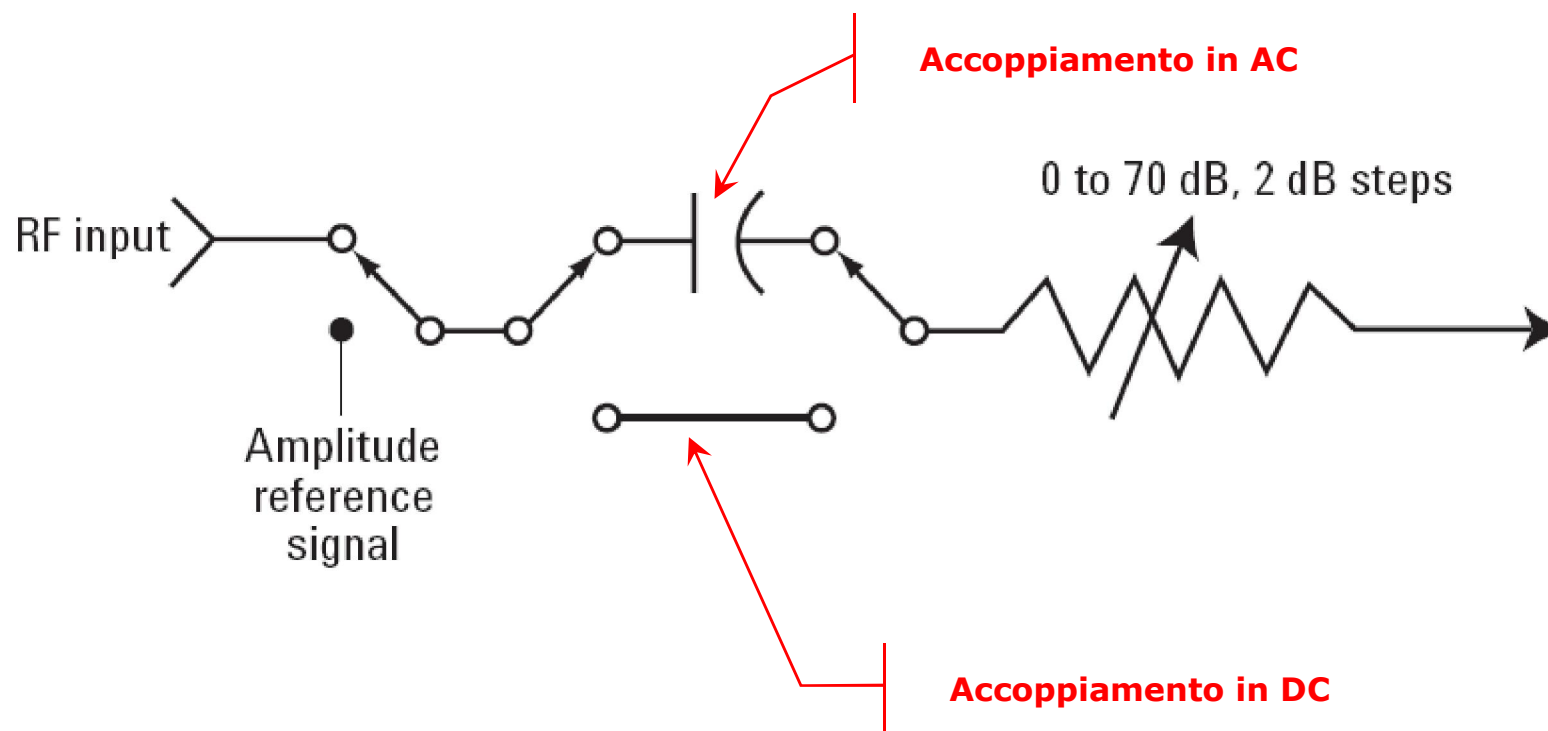
La sensibilità è in massima parte limitata dal rumore generato dalla circuiteria interna dell'analizzatore.

## A.S. a super-eterodina con stadi di conversione multipli





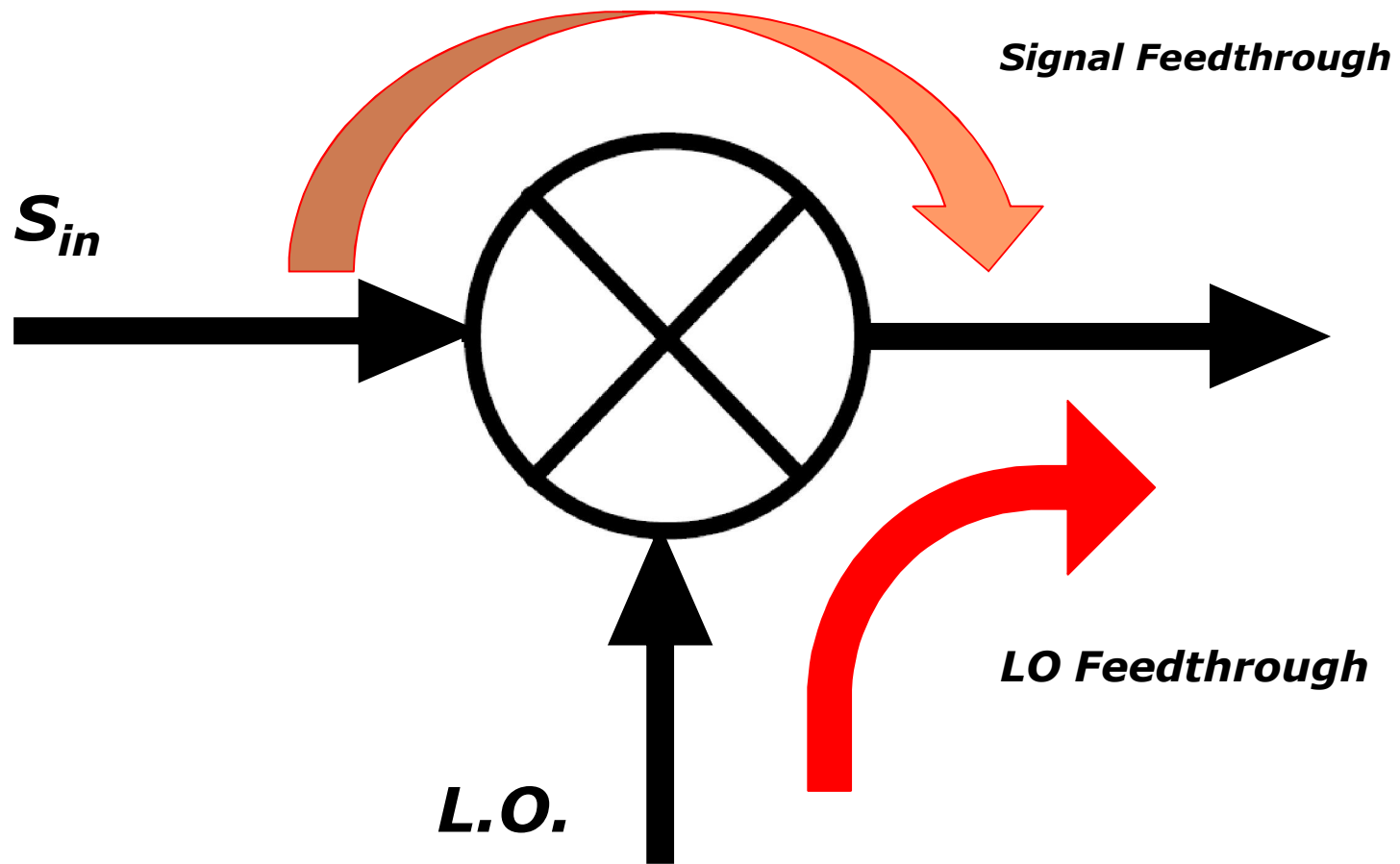
## L'attenuatore di ingresso e le sue caratteristiche





# Il mixer e le sue non-idealità

i fenomeni di "LO Feedthrough" e di "Signal Feedthrough"





## Le non-idealità dell'oscillatore locale di un A.S. a super-eterodina

### - **FM residua**

- è una misura dell'instabilità di frequenza residua del L.O.;
- dipende dalla tecnica di stabilizzazione di frequenza utilizzata;
- contribuisce a definire la minima RBW di un A.S. (valori  $> 1$  kHz per A.S. non di pregio, anche  $< 1$  Hz per A.S. di pregio)

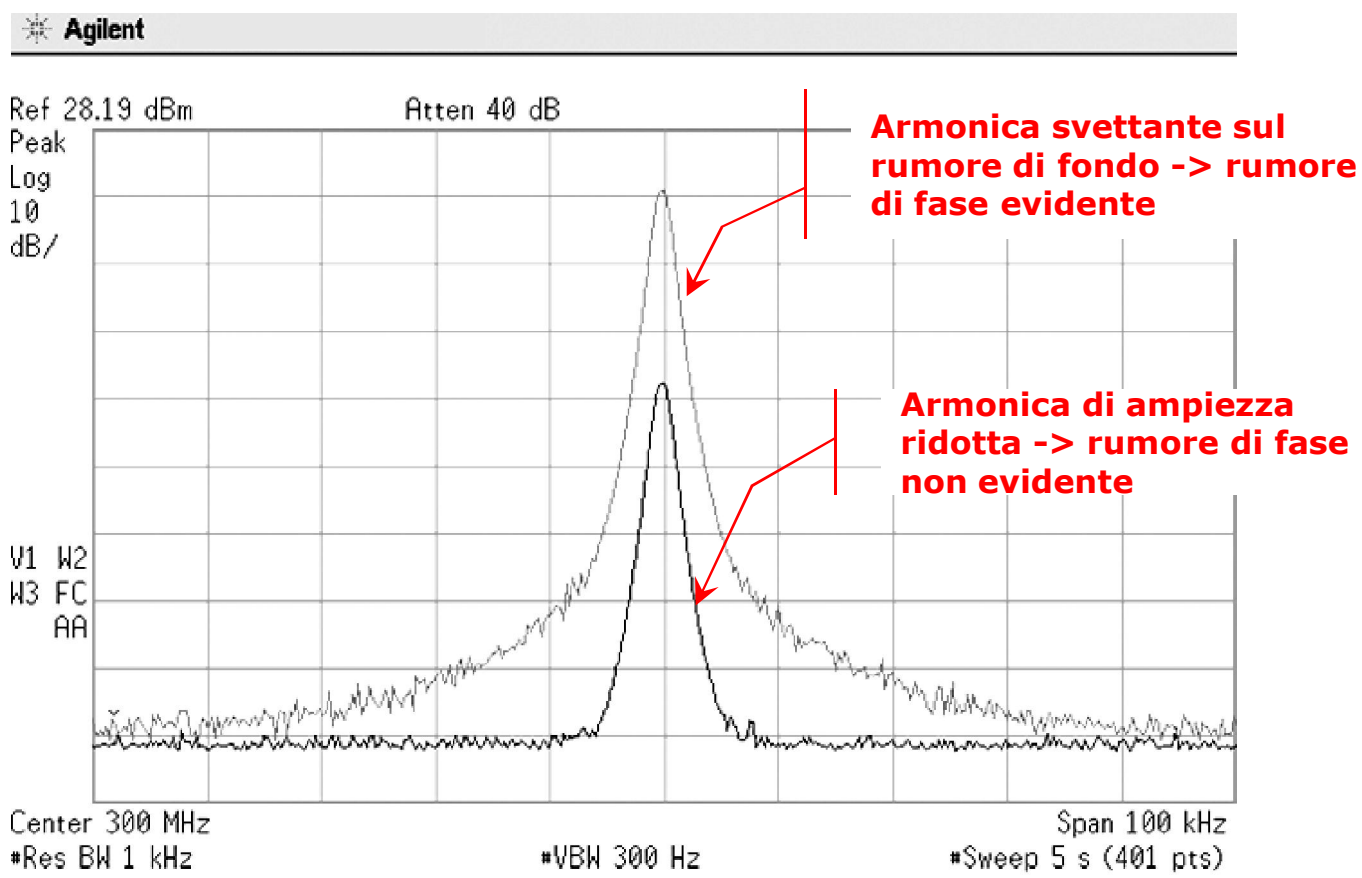


## - **Rumore di fase (sideband noise)**

- è dovuto all'instabilità di frequenza del L.O. a causa di rumore casuale non eliminabile;
- si manifesta come due bande laterali adiacenti alle componenti spettrali che "svettano" a sufficienza sul rumore a larga banda di fondo;
- è dato in in forma tabulare o grafica, in dBc (*decibels relative to carrier*) e normalizzato in una banda di 1 Hz);

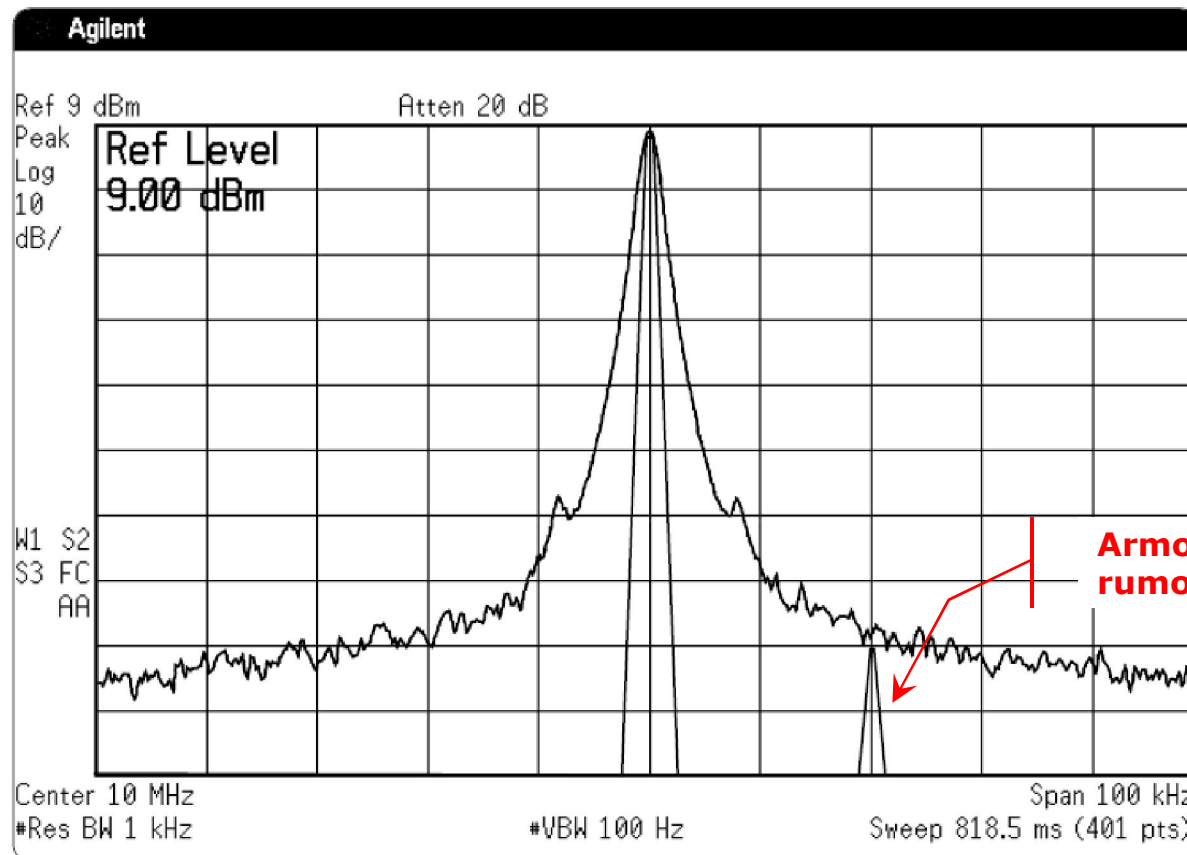


## Il rumore di fase c'è... ma non sempre si vede!



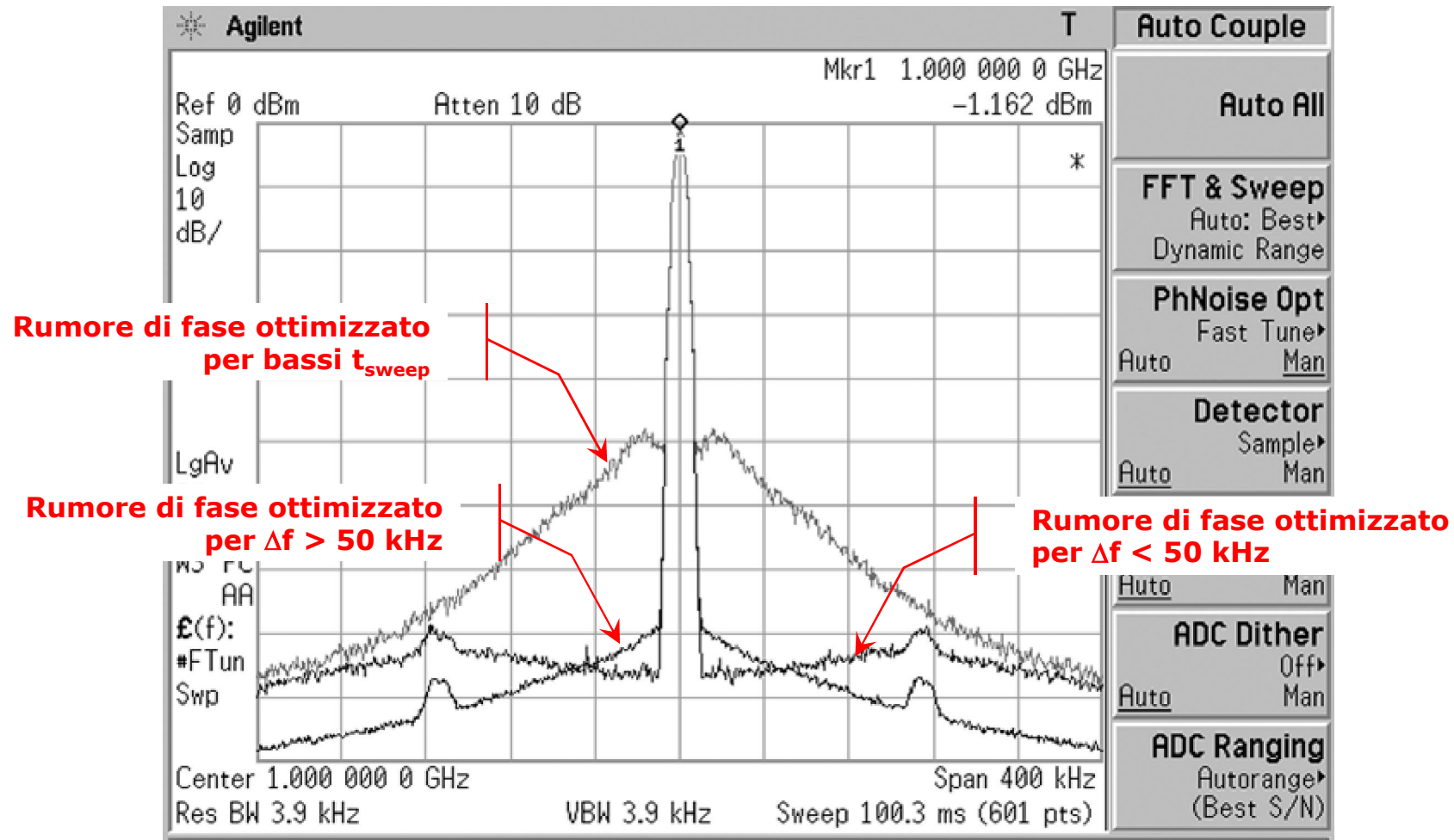


Il rumore di fase può "oscurare" segnali deboli anche se si usano RBW ridotte



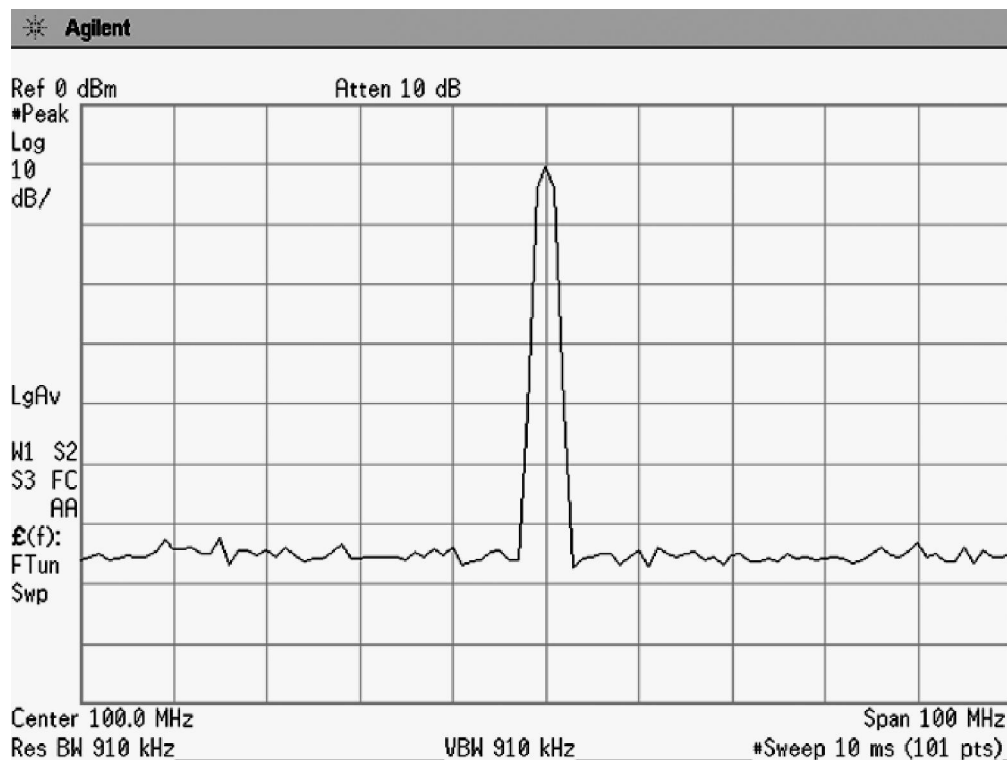


## Alcuni A.S. consentono di "plasmare" il rumore di fase per ottimizzare le misure in particolari condizioni





## La visualizzazione dello spettro su display digitali: i concetti di "time e frequency bucket"



$$\Delta f = \frac{f_{SPAN}}{N - 1}$$

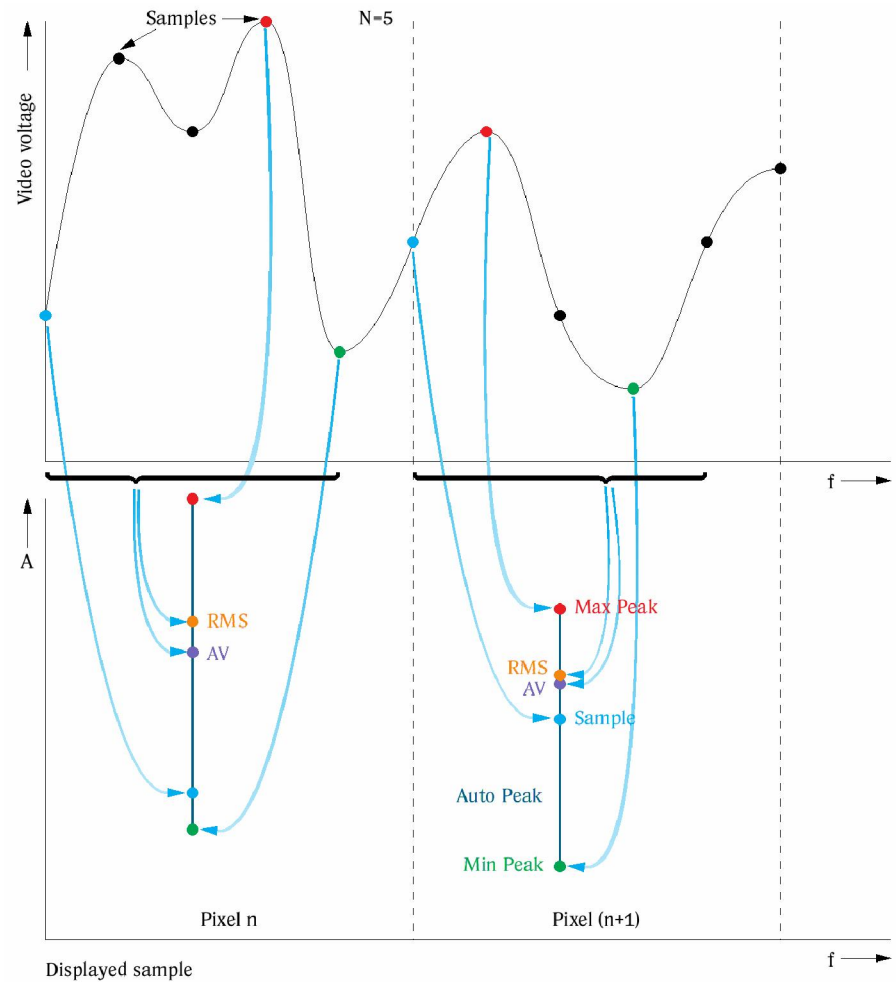
$$\Delta t = \frac{t_{SWEEP}}{N - 1}$$

$N = \text{risoluzione orizzontale del display [px]}$



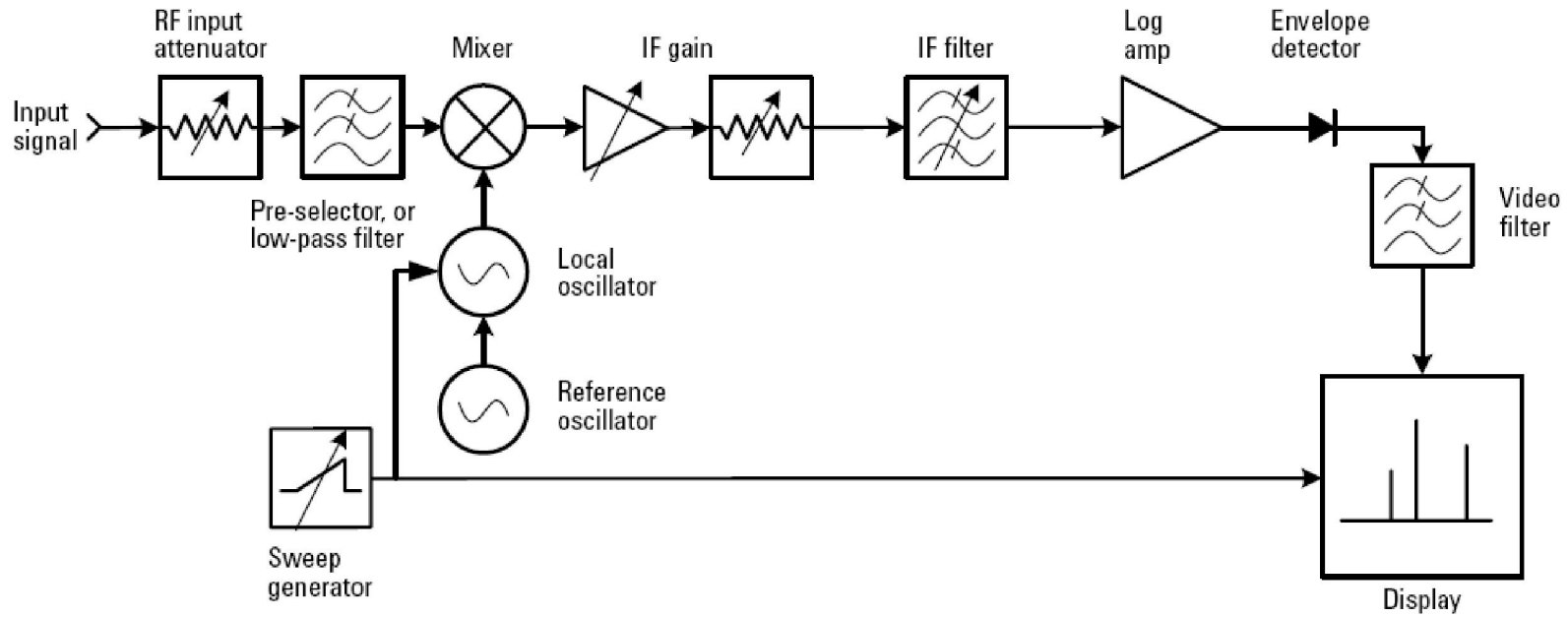
## Possibili "strategie" di campionamento

- Sample
- Max Peak (o peak)
- Min Peak
- RMS
- Average
- Auto Peak





# Accuratezza di misura in un A.S.: fattori di influenza





## **Incertezza totale di misura per misure di livello**

- **Misura assoluta**

- Errore assoluto di livello
- Risposta in frequenza
- Errore nell'attenuatore
- Errore dello stadio amplificatore IF
- Errore di non linearità
- Errore di commutazione di banda

- **Misura relativa**

- Risposta in frequenza
- Errore dell'attenuatore
- Errore dello stadio amplificatore IF
- Errore di non linearità
- Errore di commutazione di banda



## Elementi che contribuiscono a definire l'incertezza di misura

- Disadattamento di impedenza tra sorgente e AS  
*(impedance mismatch)*
- Attenuatore RF di ingresso
- Flatness del filtro di preselezione e del mixer
- Guadagno IF (reference level )
- Filtri IF
- Fedeltà della scala di riferimento
- Sorgente di calibrazione



## Disadattamento di impedenza all'ingresso (1/2)

- E' un importante fattore di influenza sull'incertezza complessiva di misura ma spesso viene trascurato;
- Deriva dal non perfetto adattamento di impedenza tra analizzatore e sorgente di segnale;
- Le riflessioni di segnale causate da un disadattamento di impedenza causano interferenza costruttiva o distruttiva all'ingresso dello strumento, quindi alterazioni di ampiezza del segnale;
- Questo contributo era in passato tipicamente di ridotta importanza rispetto agli altri ma l'affinarsi delle tecniche costruttive degli A.S gli ha fatto guadagnare maggiore peso; con gli A.S. moderni occorre dunque curare l'adattamento di impedenza con particolare attenzione.



## Disadattamento di impedenza all'ingresso (2/2)

$$U_M = -20 \log_{10} \left( 1 \pm \frac{\rho_{\text{analizzatore}}}{\rho_{\text{sorgente}}} \right) \quad [dB]$$

Nei data sheet degli A.S. è specificato quasi sempre il rapporto d'onda stazionario (VSWR); sarà allora necessario ricavare il fattore di riflessione  $\rho$  dal VSWR con la ben nota relazione

$$\rho = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

La situazione peggiore si ha con l'attenuatore di ingresso in posizione 0 dB in quanto questa comporta il peggiore adattamento di impedenza.

Per superare questo problema spesso si usano attenuatori di ingresso esterni fissi di elevato pregio con adattamento particolarmente curato.



## Attenuatore RF di ingresso

- La risposta in frequenza dell'attenuatore RF di ingresso è di fondamentale importanza per la definizione dell'accuratezza complessiva di misura.
- L'attenuatore RF deve funzionare spesso su una gamma di frequenza molto ampia e ciò rende particolarmente complessa la sua costruzione accurata.
- Durante alcune misure è necessario cambiare l'impostazione dell'attenuatore RF; questo introduce un ulteriore *errore da commutazione*



## Filtro RF di ingresso

- Gli A.S. commerciali usano un filtro passa basso fisso per le gamme di frequenza più basse (filtro *anti banda immagine*) e un filtro passa banda sintonizzabile per le bande di frequenza più alte (*preselettore di banda*)
- I filtri passa basso hanno tipicamente un migliore comportamento in frequenza mentre i preselettori mostrano variazioni più ampie del guadagno (tipicamente da 1.5 a 3 dB)



## Amplificatore/attenuatore IF

- E' collocato a valle del mixer (stadio IF) ed è ottimizzato per lavorare in una banda relativamente stretta centrata su  $f_{IF}$  quindi non contribuisce in maniera determinante alla risposta in frequenza complessiva dell'A.S.
- Introduce un'incertezza a causa della difficoltà di controllare con precisione assoluta il guadagno/l'attenuazione nominale;
- Poiché tramite esso si imposta il *livello di riferimento* della scala (massimo valore di segnale visualizzabile), l'incertezza da esso introdotta è denominata **reference level accuracy**





# Specifiche

## Frequency Readout Accuracy

**Forma tipica (caso peggiore):**

**± (frequency reading x frequency reference accuracy  
+ frequency span accuracy  
+ RBW accuracy  
+ Horizontal resolution accuracy  
+ residual accuracy)**

Frequency 



# Frequency reference accuracy

(Accuratezza del riferimento di frequenza)

E' un' incertezza relativa data dalla somma di 3 termini:

- **Aging rate**
- **Temperature stability**
- **Initial calibration accuracy**

**Frequency Ref. Accuracy =  $\pm$ (tempo trascorso dall'ultima calibrazione  $\cdot$  aging rate + temperature stability + Initial calibration accuracy)**

### Frequency reference

|   |  |                                      |
|---|--|--------------------------------------|
| Accuracy  | $\pm[(\text{time since last adjustment} \times \text{aging rate}) + \text{temperature stability} + \text{calibration accuracy}]$ |                                      |
| Aging rate  | $\pm 1 \times 10^{-7} / \text{year}$   |                                      |
| Temperature stability   | 20 °C to 30 °C $\pm 1 \times 10^{-8}$  | 0 °C to 55 °C $\pm 5 \times 10^{-8}$ |
| Achievable initial calibration accuracy                           | $\pm 7 \times 10^{-8}$   |                                      |
| Example frequency reference accuracy 1 year after last adjustment | $= \pm(1 \times 1 \times 10^{-7} + 1 \times 10^{-8} + 7 \times 10^{-8})$<br>$= \pm 1.8 \times 10^{-7}$                           |                                      |

### Frequency readout accuracy (*start, stop, center, marker*)

$\pm (\text{marker frequency} \times \text{frequency reference accuracy} + 0.25\% \times \text{span} + 5\% \times \text{RBW} + 2 \text{ Hz} + 0.5 \times \text{horizontal resolution}^*)$

\* Horizontal resolution is span/(sweep points – 1)



## Frequency Readout Accuracy: esempio di calcolo

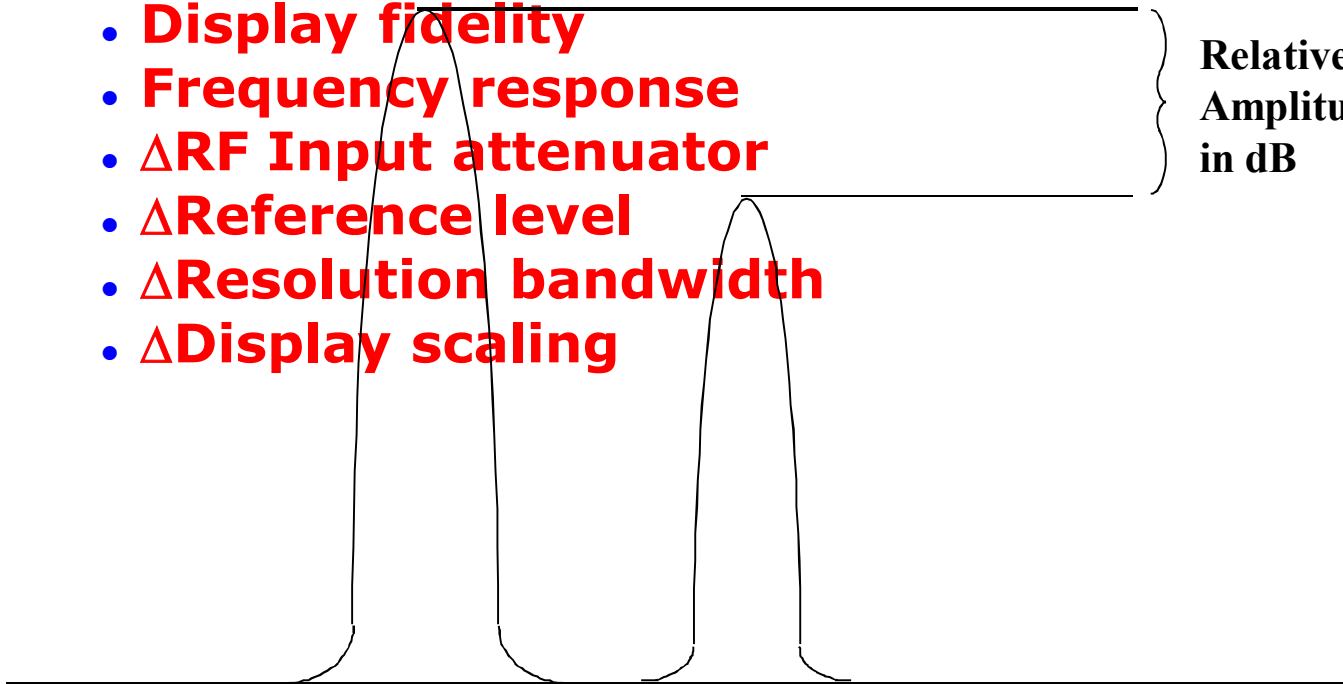
- lettura: 2 GHz
- $f_{SPAN}$ : 400 kHz
- RBW: 3 kHz
- Errore residuo: 10 Hz
- Horizontal resolution: 101 pt

|                           |  |
|---------------------------|--|
| Reference accuracy =      | $2 \cdot 10^9 \text{ Hz} \cdot 1.8 \cdot 10^{-7} = 360 \text{ Hz}$ |
| Frequency span accuracy = | 0.25% di 400 kHz = 1000 Hz   |
| RBW accuracy =            | 5% di 3 kHz = 150 Hz   |
| Horizontal resolution =   | $0.5 \cdot 400.000 / 100 = 2000 \text{ Hz}$                        |
| Residual error =          | 10 Hz  |
| <b>Totale =</b>           | <b><math>\pm 3520 \text{ Hz}</math></b>                            |



## **Specifiche: Relative Amplitude Accuracy**

- **Display fidelity**
  - **Frequency response**
  - **$\Delta$ RF Input attenuator**
  - **$\Delta$ Reference level**
  - **$\Delta$ Resolution bandwidth**
  - **$\Delta$ Display scaling**
- Relative Amplitude in dB**



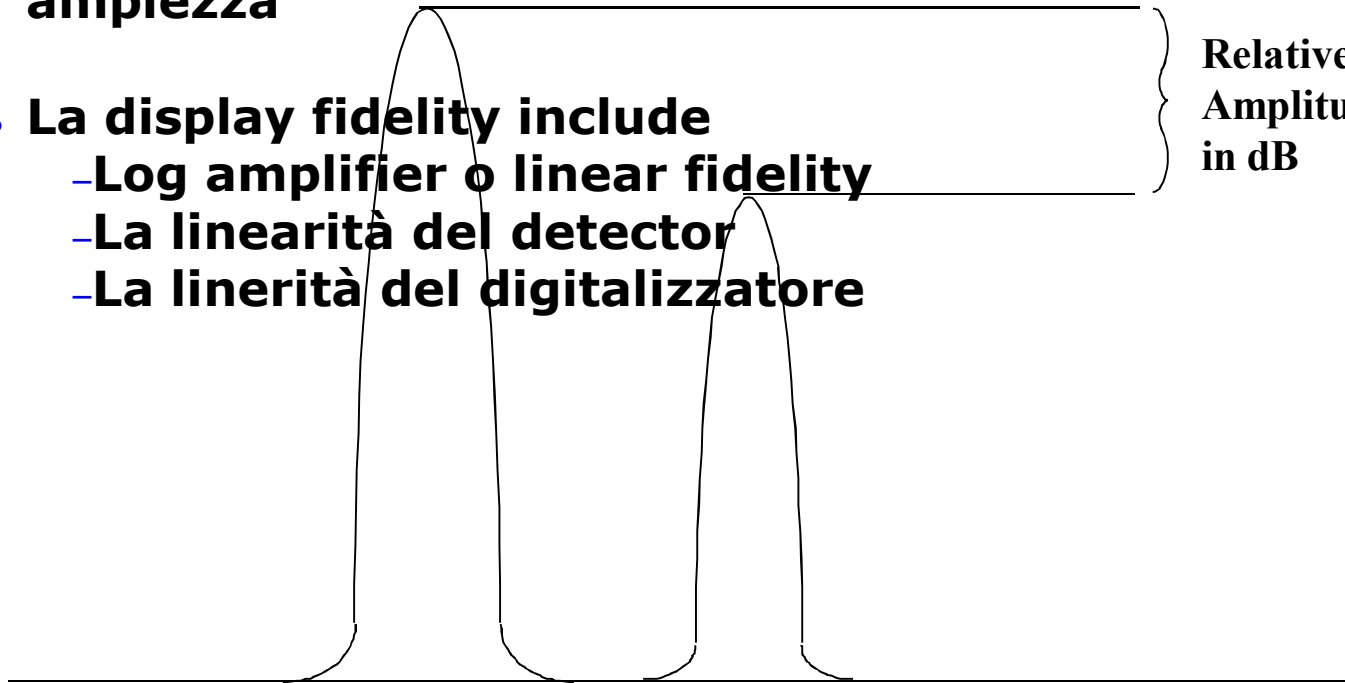


# Specifiche

## Relative Amplitude Accuracy - Display Fidelity

- Si applica solo quando i segnali non hanno la stessa ampiezza
- La display fidelity include
  - Log amplifier o linear fidelity
  - La linearità del detector
  - La linearità del digitalizzatore

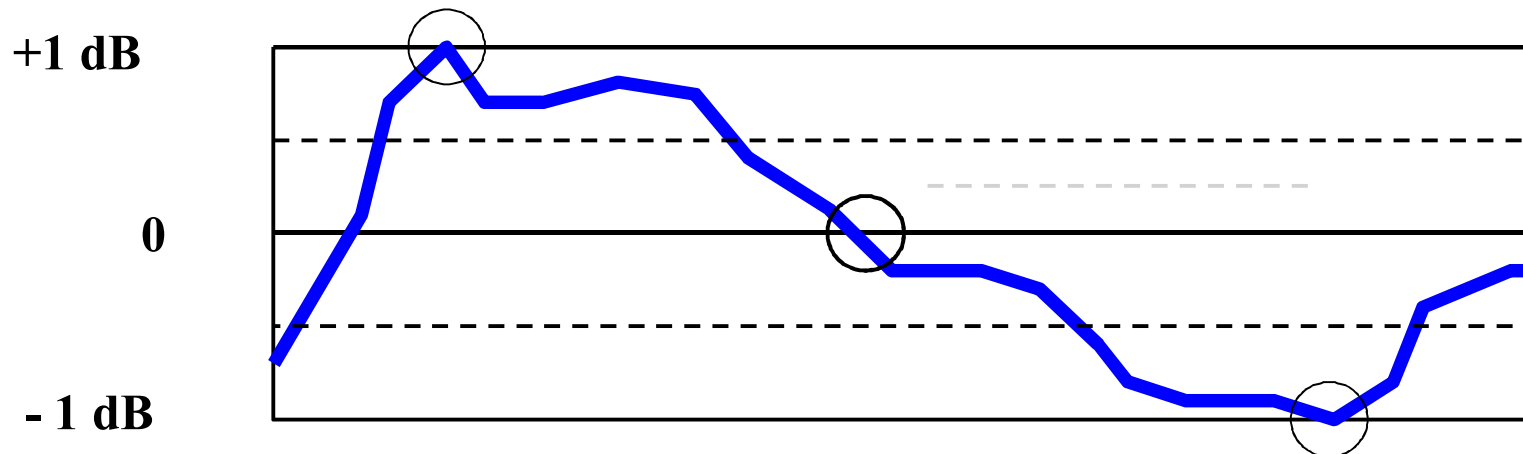
Relative  
Amplitude  
in dB





# Specifiche

**Relative Amplitude Accuracy: Risposta in frequenza**

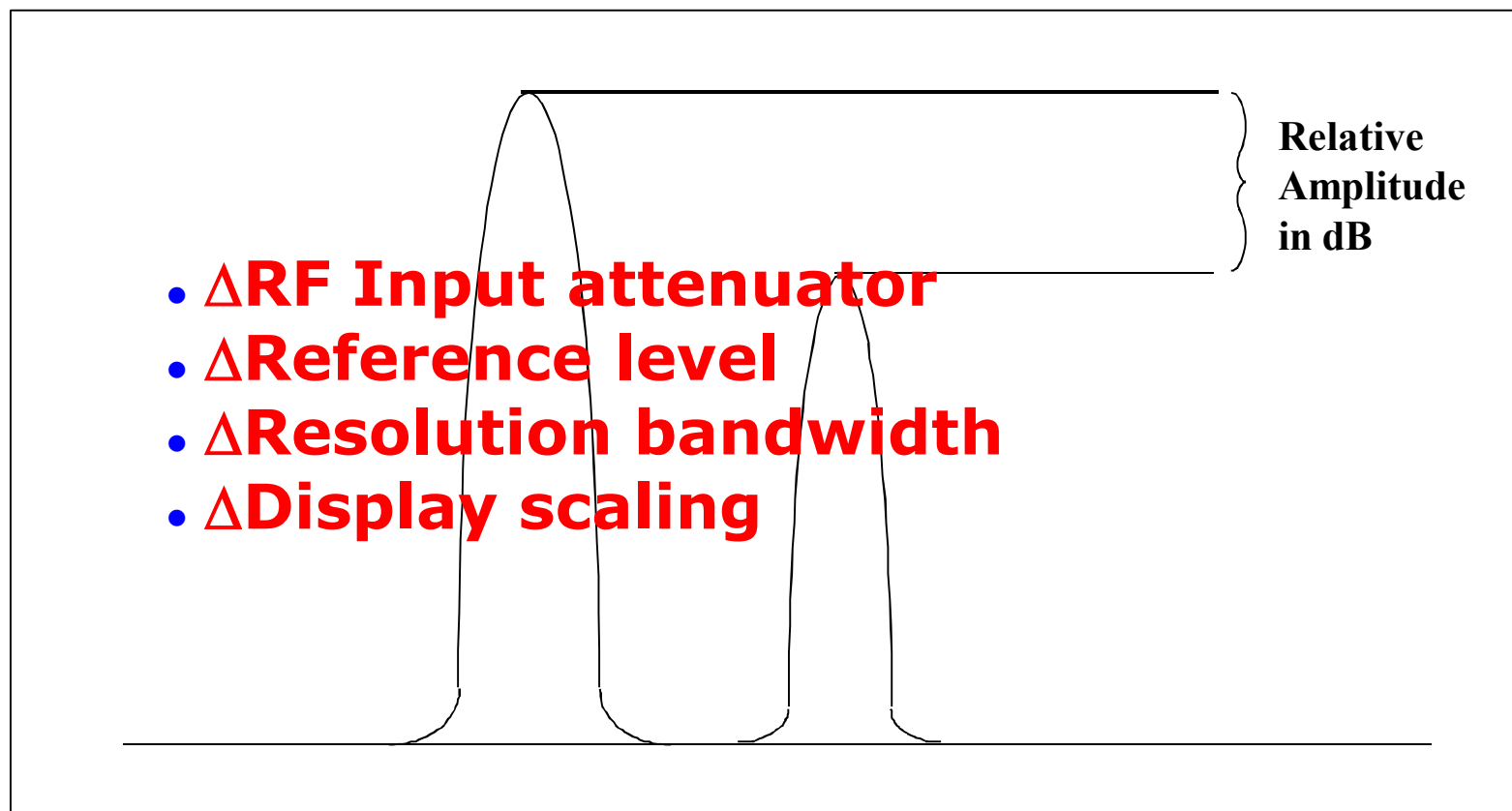


**Contributo: da frazioni di decibel (analizzatore RF) a qualche decibel (analizzatori MW)**



# Specifiche

## Accuratezza: Relative Amplitude Accuracy



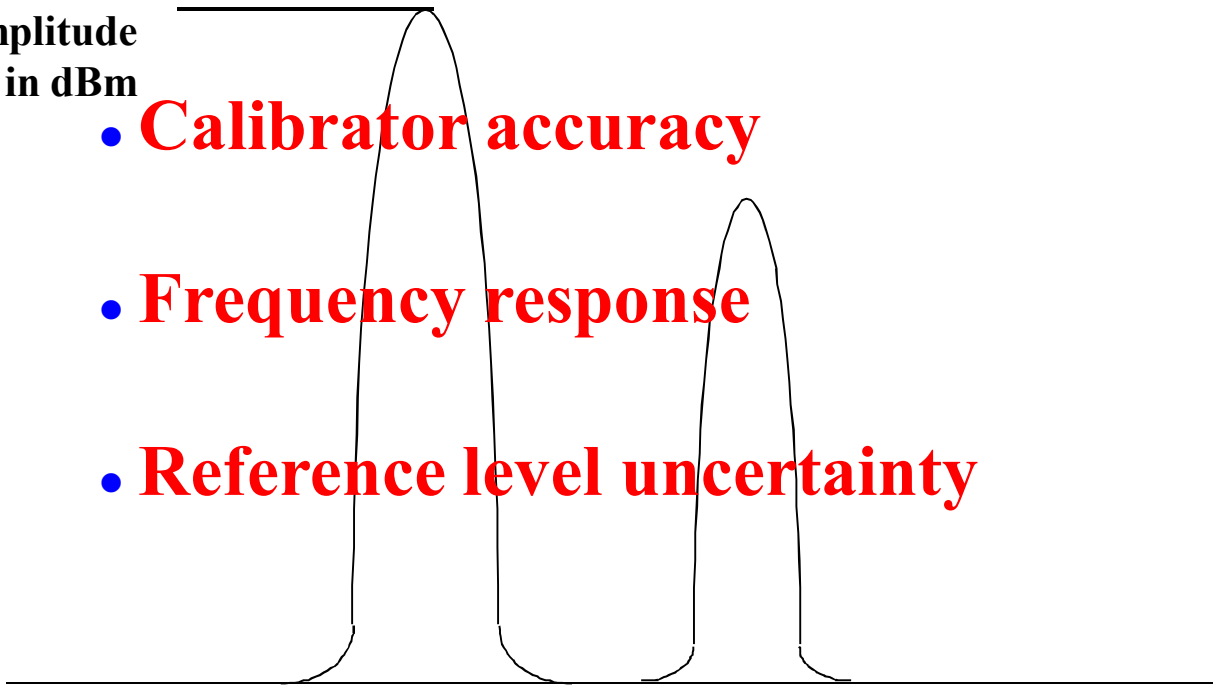


# Specifiche

## Absolute Amplitude Accuracy

Absolute  
Amplitude  
in dBm

- **Calibrator accuracy**
- **Frequency response**
- **Reference level uncertainty**







# Termini di influenza sull'incertezza finale per varie misure di ampiezza

| Measurement                            | Absolute level of CW signal | Harmonic distortion | 3rd order intermodulation products (close to carrier) | 3rd order intercept | Channel power | Adjacent-channel power ratio | Power versus time (e.g. for TDMA signals), relative | Phase noise, far off carrier, with variation of RF attenuation and reference level | Phase noise, close to carrier |
|--|-----------------------------|---------------------|---|---------------------|---------------|------------------------------|---|--|-------------------------------|
| Error contribution                     |                             |                     |   |                     |               |                              |   |  |                               |
| Absolute error                         | •                           |                     |   | •                   | •             |                              |   |  |                               |
| Frequency response                     | •                           | •                   |   | •                   | •             |                              |   |  |                               |
| Attenuator error                       | •                           |                     |   | •                   | •             |                              |   | •  |                               |
| IF gain error                          | •                           |                     |   | •                   | •             |                              |   | •  |                               |
| Linearity error                        | •                           | •                   | •   | •                   | •             | •                            | •   | •  | •                             |
| Bandwidth switching error              | •                           |                     |   | •                   | •             |                              |   |  |                               |
| Bandwidth error                        |                             |                     |   |                     | •             | •                            |   | •  | •                             |
| Error due to limited number of samples |                             |                     |   |                     | •             | •                            |   |  |                               |
| Mismatch error                         | •                           | •                   |   | •                   | •             |                              |   |  |                               |



# Esempio di specifiche e prezzi di AS commerciali

## Agilent PSA Series (fascia alta)



### Models

|        |                   |
|--------|-------------------|
| E4443A | 3 Hz to 6.7 GHz   |
| E4445A | 3 Hz to 13.2 GHz  |
| E4440A | 3 Hz to 26.5 GHz* |
| E4447A | 3 Hz to 42.98 GHz |
| E4446A | 3 Hz to 44 GHz*   |
| E4448A | 3 Hz to 50 GHz*   |

\* 325 GHz with external mixing

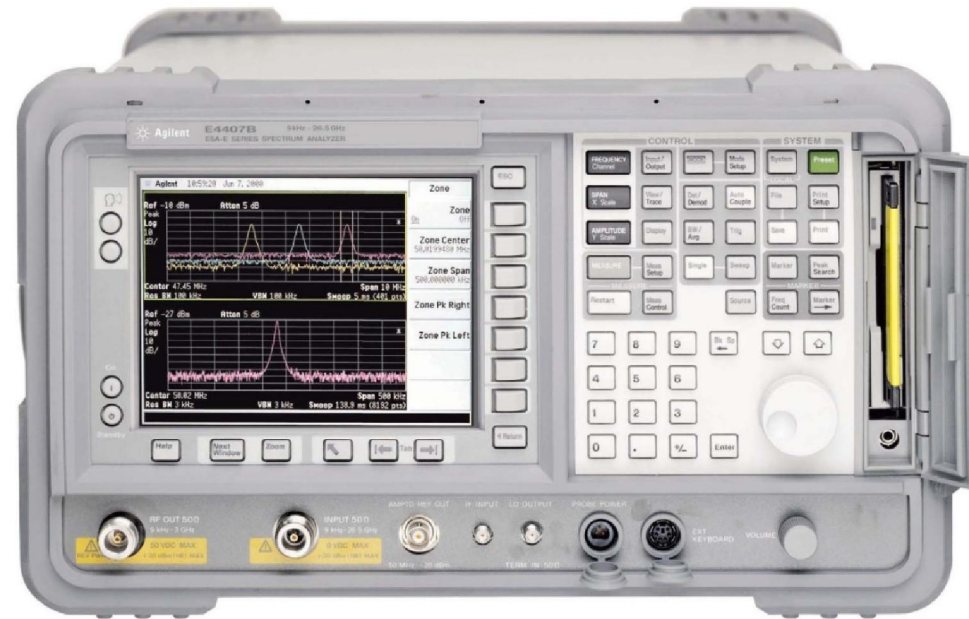


...e i prezzi

| <a href="#">Product</a>                             | <a href="#">Frequency Range</a> | <a href="#">Price</a> * |
|---|---------------------------------|-------------------------|
| <a href="#">E4443A PSA Series Spectrum Analyzer</a> | 3 Hz to 6.7 GHz                 | from US\$ 47,973        |
| <a href="#">E4445A PSA Series Spectrum Analyzer</a> | 3 Hz to 13.2 GHz                | from US\$ 52,163        |
| <a href="#">E4440A PSA Series Spectrum Analyzer</a> | 3 Hz to 26.5 GHz                | from US\$ 56,271        |
| <a href="#">E4447A PSA Series Spectrum Analyzer</a> | 3 Hz to 42.98 GHz               | from US\$ 76,170        |
| <a href="#">E4446A PSA Series Spectrum Analyzer</a> | 3 Hz to 44 GHz                  | from US\$ 76,170        |
| <a href="#">E4448A PSA Series Spectrum Analyzer</a> | 3 Hz to 50 GHz                  | from US\$ 87,325        |



# Agilent ESA Series (fascia base)



| Frequency range   | E4411B          | E4403B        | E4408B           |
|-------------------|-----------------|---------------|------------------|
| BAS configuration | 9 kHz - 1.5 GHz | 9 kHz - 3 GHz | 9 kHz - 26.5 GHz |

| Frequency range          | E4402B        | E4404B          | E4405B           | E4407B           |
|--------------------------|---------------|-----------------|------------------|------------------|
| STD or COM configuration | 9 kHz - 3 GHz | 9 kHz - 6.7 GHz | 9 kHz - 13.2 GHz | 9 kHz - 26.5 GHz |



# Le specifiche di accuratezza in frequenza

|  | Basic analyzer                     | Standard analyzer  | Communications test analyzer or ESA with Option 1D5 |
|--|------------------------------------|--|---|
| <b>Frequency reference</b>   |                                    |  |   |
| Frequency reference error = $\pm$ [(aging rate x time since last adjustment) + settability + temperature stability]  |                                    |  |   |
| Frequency readout accuracy (start, stop, center, marker)<br>= $\pm$ (frequency indication x frequency reference error + SP <sup>c</sup> + 15% of RBW + 10 Hz + 1 Hz x N <sup>a</sup> ) |                                    |  |   |
| Aging rate   | $\pm 2 \times 10^{-6}/\text{year}$ | $\pm 2 \times 10^{-6}/\text{year}$<br>$\pm 1 \times 10^{-7}/\text{year}$<br>(Opt. 1D5)   | $\pm 1 \times 10^{-7}/\text{year}$                  |
| Temperature stability  | $\pm 5 \times 10^{-6}/\text{year}$ | $\pm 5 \times 10^{-6}/\text{year}$<br>$\pm 1 \times 10^{-8}/\text{year}^b$<br>(Opt. 1D5) | $\pm 1 \times 10^{-8}/\text{year}^b$                |
| Settability  | $\pm 5 \times 10^{-7}/\text{year}$ | $\pm 5 \times 10^{-7}/\text{year}$<br>$\pm 1 \times 10^{-8}/\text{year}$<br>(Opt. 1D5)   | $\pm 1 \times 10^{-8}/\text{year}$                  |
| Span coefficient (SP) <sup>c</sup>   | 0.75 % x span                      | [0.5 % + 1/ (sweep points - 1) ] x span  | [0.5 % + 1/ (sweep points - 1) ] x span             |



## i prezzi

| <b>Express Analyzer Products</b>        | <b>Maximum Frequency</b> | <b>Amplitude Accuracy</b> | <b>3rd Order Intermod.</b> | <b>Value Prices</b> |
|---|--------------------------|---------------------------|----------------------------|---------------------|
| <a href="#">Basic E4411B ESA-L</a>      | 1.5 GHz                  | ± 1.1 dB                  | +7.5 dBm                   | From US\$8,082      |
| <a href="#">Basic E4403B ESA-L</a>      | 3.0 GHz                  | ± 1.1 dB                  | +7.5 dBm                   | From US\$12,456     |
| <a href="#">Basic E4408B ESA-L</a>      | 26.5 GHz                 | ± 1.1 dB                  | +7.5 dBm                   | From US\$25,627     |
| <a href="#">Standard E4402B ESA-E</a>   | 3 GHz                    | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$14,334     |
| <a href="#">Standard E4404B ESA-E</a>   | 6.7 GHz                  | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$21,181     |
| <a href="#">Standard E4405B ESA-E</a>   | 13.2 GHz                 | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$26,439     |
| <a href="#">Standard E4407B ESA-E</a>   | 26.5 GHz                 | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$29,434     |
| <a href="#">Comms Test E4402B ESA-E</a> | 3.0 GHz                  | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$20,068     |
| <a href="#">Comms Test E4404B ESA-E</a> | 6.7 GHz                  | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$26,915     |
| <a href="#">Comms Test E4405B ESA-E</a> | 13.2 GHz                 | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$32,173     |
| <a href="#">Comms Test E4407B ESA-E</a> | 26.5 GHz                 | ± 0.4 dB                  | +16 dBm                    | From US\$35,168     |



## Gli analizzatori di spettro vettoriali (cenni)

- I segnali a larga banda modulati vettorialmente (cioè in modulo e fase) tipici degli attuali (e futuri) sistemi di trasmissione dati (sia cablati che RF) e di altri settori applicativi (sonar, radar, sistemi di analisi agli ultrasuoni, ecc.) richiedono strumenti di misura con architetture specifiche per la loro acquisizione e che dispongano anche di grandi capacità di calcolo per l'ottenimento dei complessi parametri di funzionamento.
- I **Vector Spectrum (o Signal) Analyzers (VSA)** combinano in un unico strumento stadi di conversione di frequenza a supereterodina, sistemi di campionamento del segnale ad alta velocità e tecniche DSP molto sofisticate.



## Perchè "vettoriale"?

- Un VSA è progettato per acquisire, elaborare e visualizzare "vettorialmente" il segnale di ingresso (ossia in modulo e fase), cosa che un AS tradizionale (*swept-tuned*) non è in grado di fare. La fase dei segnali ottenuti dai metodi di modulazione "moderni", oltre a trasportare informazione, è importante per quantificare vari parametri del sistema di trasmissione;
- Un VSA è, sostanzialmente, un sofisticato ricevitore per vari tipi di segnali modulati in forma complessa;
- A differenza di un AS tradizionale un VSA è in grado di convertire e visualizzare nel dominio della frequenza l'intero span di interesse senza dover attendere la stabilizzazione dell'uscita di alcun filtro IF (analogico o digitale che sia);





# Schema a blocchi di principio di un VSA

