

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI CASSINO

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea in Ingegneria delle  
Telecomunicazioni

Misure Elettroniche per le Telecomunicazioni II

**Dispense del corso**



**Gianfranco Miele**

Gennaio 2008

BOZZA

# Indice

<b>1</b>	<b>Analisi spettrale</b>	<b>1</b>
1.1	Introduzione . . . . .	1
1.2	Relazione tra il dominio del tempo ed il dominio della frequenza . . .	3
1.2.1	Segnali periodici . . . . .	4
1.2.2	Segnali aperiodici . . . . .	6
1.3	Strumentazione per l'analisi dei segnali nel dominio della frequenza .	7
1.3.1	FFT analyzer . . . . .	7
1.3.2	Analizzatore di spettro a filtri paralleli . . . . .	7
1.3.3	Analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile . .	8
1.3.4	Analizzatore di spettro a supereterodina . . . . .	9
1.3.5	Vector signal analyzer . . . . .	11
<b>2</b>	<b>Analizzatore di spettro a supereterodina</b>	<b>12</b>
2.1	Principi di funzionamento . . . . .	12
2.2	Attenuatore RF . . . . .	13
2.3	Sintonizzazione dell'analizzatore . . . . .	14
2.4	Display . . . . .	19
2.5	Sezione IF . . . . .	20
2.5.1	Guadagno ed attenuazione IF . . . . .	20
2.5.2	Filtro IF . . . . .	24
2.5.3	Relazione tra RBW e sweep time . . . . .	28
2.5.4	Amplificatore logaritmico . . . . .	31
2.6	Rivelatore di inviluppo . . . . .	31
2.7	Filtro video . . . . .	32
2.8	Architettura multistadio . . . . .	34
2.9	Sezione video . . . . .	35
2.9.1	Detectors . . . . .	36
2.9.2	Trace averaging . . . . .	40
2.9.3	Time gating . . . . .	40
2.10	Zero span . . . . .	43
2.11	Sensibilità . . . . .	43

2.12 Filtri IF digitali . . . . .	45
2.12.1 FFT . . . . .	46
2.13 All-digital IF . . . . .	47
2.14 Preselezione . . . . .	52

BONZINA

# Capitolo 1

## Analisi spettrale

### 1.1 Introduzione

L'analisi dei segnali nel dominio della frequenza è uno dei compiti più frequenti nell'ambito delle telecomunicazioni. Sebbene il nostro sistema di riferimento normale sia il tempo, in molte circostanze l'analisi nel dominio della frequenza permette di evidenziare meglio alcune proprietà del segnale. Ad esempio, guardiamo il segnale rappresentato in figura 1.1. Ad una prima analisi sembrerebbe molto semplice dire che il segnale sia composto da un singolo tono a frequenza 20 MHz. Analizzando il segnale invece nel dominio della frequenza (vedi figura 1.2) è possibile osservare con facilità che esso è composto da più toni.

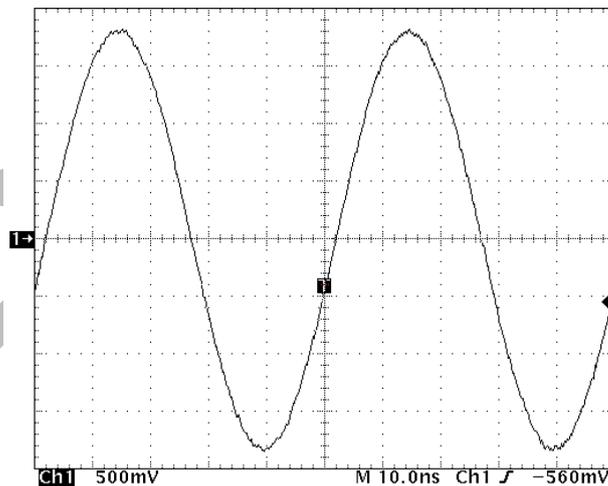


Figura 1.1. Segnale in uscita ad un clock avente frequenza 20 MHz, esaminato con un oscilloscopio

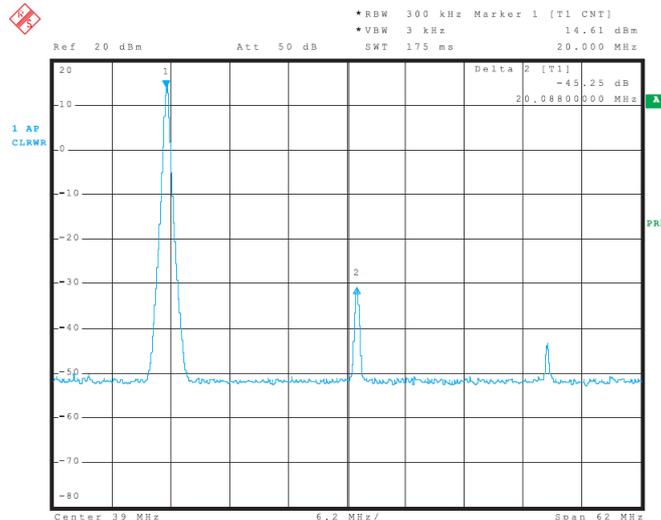


Figura 1.2. Segnale in uscita ad un clock avente frequenza 20 MHz, esaminato con un analizzatore di spettro

Questo non significa che è sempre da preferire l'analisi nel dominio della frequenza, anzi alcune misure o proprietà possono essere valutate solamente nel dominio del tempo, come ad esempio il tempo di salita o il tempo di discesa.

In numerosi ambiti e applicazioni invece le misure nel dominio della frequenza giocano un ruolo di primaria importanza. Tra di essi è possibile citare le comunicazioni senza fili, dove è fondamentale verificare che i sistemi radio non abbiano emissioni spurie o comunque fuori dalla banda assegnata, al fine di non interferire con altri sistemi operanti a quelle frequenze.

Un'altra applicazione di notevole interesse è il monitoraggio spettrale. Agenzie ed enti governativi infatti, allocano differenti frequenze per vari servizi radio, come ad esempio radiodiffusione televisiva, sistemi di telefonia radiomobile, comunicazioni di emergenza, ed altre applicazioni. È di fondamentale importanza che operi alle frequenze assegnate e stia all'interno della banda allocata.

Un'altra applicazione molto importante è il rilevamento di interferenze elettromagnetiche (EMI), con questo termine si intende indicare qualsiasi emissione non voluta proveniente da irradiatoria sia intenzionali che non intenzionali.

## 1.2 Relazione tra il dominio del tempo ed il dominio della frequenza

Nel dominio del tempo l'ampiezza dei segnali elettrici è disegnata rispetto al tempo, una modalità di visualizzazione tipica degli oscilloscopi. Un esempio è raffigurato in figura 1.3.

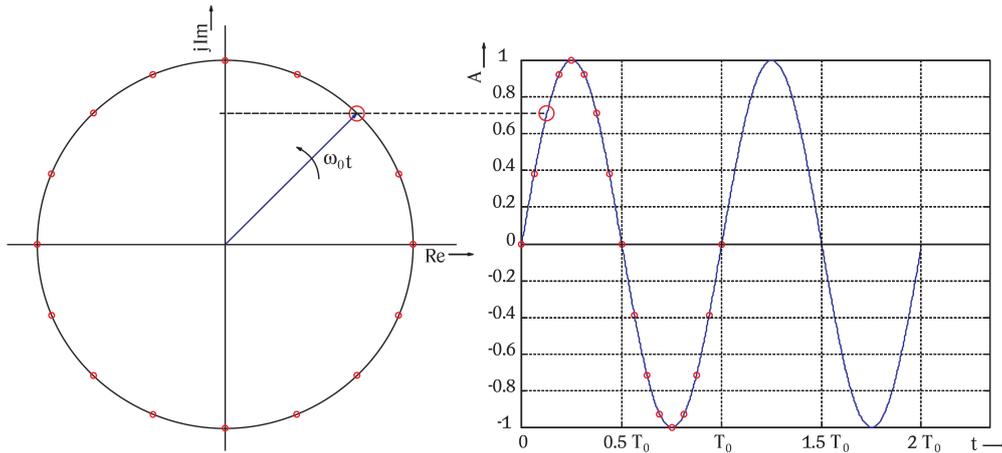


Figura 1.3. Segnale sinusoidale rappresentato nel dominio del tempo

Esso può essere facilmente visto come la proiezione di un vettore ruotante sull'asse immaginario. La pulsazione del vettore è definita così:

$$\omega_0 = 2\pi f_0, \quad (1.1)$$

dove  $f_0$  è la frequenza del segnale.

Conseguentemente un segnale sinusoidale  $x(t) = A \cdot \sin(2\pi f_0 t)$  può essere descritto in questa maniera  $x(t) = A \cdot \text{Im}\{e^{j2\pi f_0 t}\}$ .

Il dominio del tempo è collegato a quello della frequenza attraverso la trasformata di *Fourier*, denotata con il simbolo  $\mathcal{F}$ , e definita così:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt = \mathcal{F}\{x(t)\}. \quad (1.2)$$

Il passaggio inverso, invece è possibile grazie all'antitrasformata definita in questa maniera:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df = \mathcal{F}^{-1}\{X(f)\}. \quad (1.3)$$

Per illustrare questa relazione verranno esaminati prima i segnali periodici nel dominio del tempo.

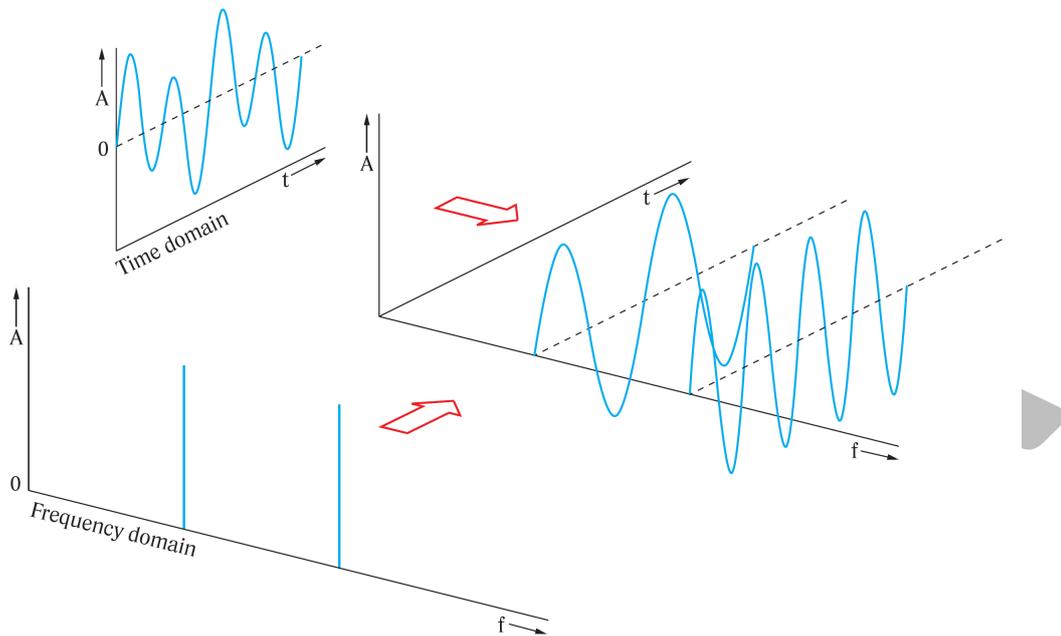


Figura 1.4. Relazione tra il dominio del tempo ed il dominio della frequenza

### 1.2.1 Segnali periodici

In accordo con il teorema di *Fourier*, ogni segnale periodico nel dominio del tempo, di periodo  $T_0$ , può essere derivato dalla somma di seni e coseni a differenti frequenze e ampiezze. Questa somma è chiamata *Serie di Fourier*:

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(2\pi n f_0 t), \quad (1.4)$$

dove

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) \cos(2\pi n f_0 t) dt \quad (1.5)$$

$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0} x(t) \sin(2\pi n f_0 t) dt. \quad (1.6)$$

Nel caso di funzioni seno e coseno una soluzione in forma chiusa dell'equazione 1.2 può essere facilmente trovata:

$$\mathcal{F}\{\sin(2\pi f_0 t)\} = -j\delta(f - f_0) \quad (1.7)$$

$$\mathcal{F}\{\cos(2\pi f_0 t)\} = \delta(f - f_0), \quad (1.8)$$

dove  $\delta$  è la funzione di *Dirac*.

Di conseguenza entrambi le funzioni seno e coseno hanno come spettro un impulso di *Dirac* centrato a frequenza  $f_0$  avente la stessa ampiezza in modulo.

Per calcolare lo spettro di un segnale periodico, ogni componente della serie di Fourier può essere trasformato utilizzando 1.7 e 1.8. Ogni elemento della serie produce un impulso di Dirac, quindi come conseguenza, i segnali periodici sono caratterizzati da uno spettro discreto chiamato spettro a righe. In particolare il primo impulso è centrato a  $f_0$  e questa frequenza viene detta *armonica fondamentale*, mentre gli altri impulsi sono centrati a frequenze multiple intere dell'armonica fondamentale e questi impulsi sono chiamati *armoniche*. In figura 1.5, come esempio, è raffigurata l'analisi armonica di un'onda quadra. Mentre in figura 1.6 è raffigurato lo spettro di un'onda quadra.

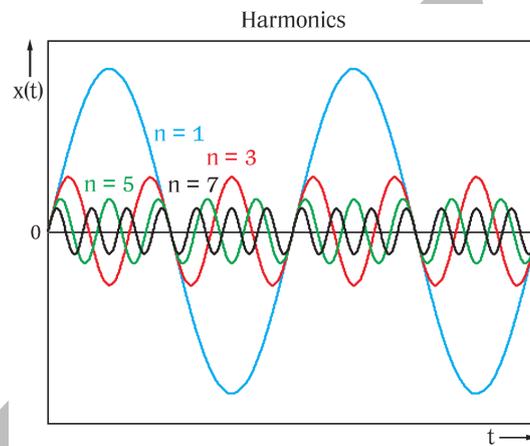


Figura 1.5. Analisi armonica di un'onda quadra

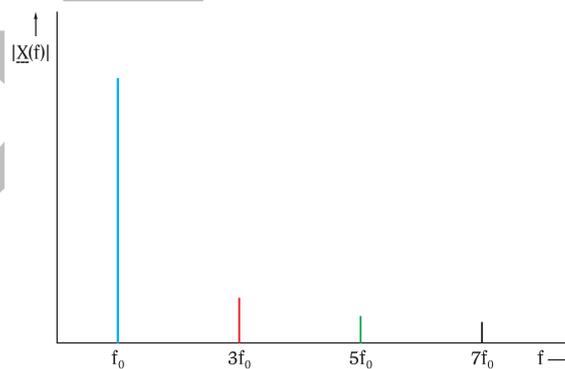


Figura 1.6. Spettro di un'onda quadra

## 1.2.2 Segnali aperiodici

Per quanto riguarda i segnali non periodici nel dominio del tempo essi non possono essere descritti da serie di Fourier, di conseguenza il loro spettro non è a righe, ma è continuo. Esso è calcolato attraverso la 1.2. Un esempio di segnali non periodici nel dominio del tempo con i relativi spettri sono raffigurati in figura 1.7.

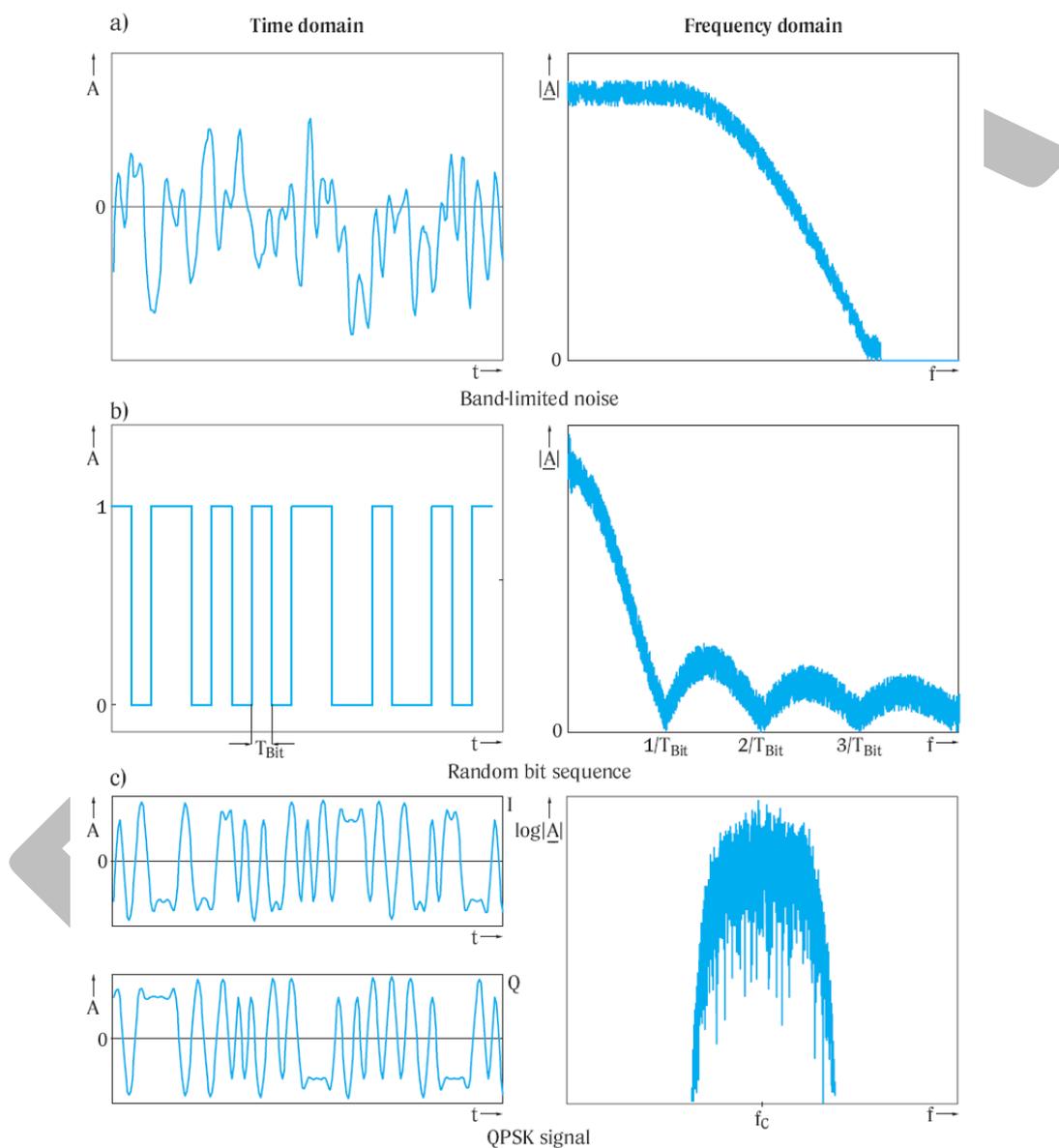


Figura 1.7. Segnali non periodici nel dominio tempo ed i relativi spettri

## 1.3 Strumentazione per l'analisi dei segnali nel dominio della frequenza

Nel corso degli ultimi anni, a seguito delle sempre più esigenti richieste del mondo dell'industria della comunicazione, sono stati sviluppati diversi strumenti capaci di effettuare l'analisi dei segnali nel dominio della frequenza.

### 1.3.1 FFT analyzer

Uno strumento molto diffuso è l'*FFT Analyzer*. Esso digitalizza il segnale in ingresso nel dominio del tempo ed usa tecniche di digital signal processing (DSP) per effettuare una FFT e visualizzare il segnale nel dominio della frequenza. Un vantaggio dell'approccio FFT consiste nell'abilità di caratterizzare fenomeni single-shot, inoltre permette di mantenere l'informazione di fase. Una importante limitazione di questo tipo di analizzatori riguarda la sensibilità, il range dinamico e l'intervallo in frequenza analizzabile. Gli FFT analyzer infatti sono tipicamente usati per l'analisi dei segnali in banda base fino a 40 MHz.

### 1.3.2 Analizzatore di spettro a filtri paralleli

Un'architettura molto semplice, che permette di effettuare l'analisi dei segnali nel dominio della frequenza, è quello dell'analizzatore di spettro a filtri paralleli. Lo schema a blocchi di questo strumento è raffigurato in figura 1.8.

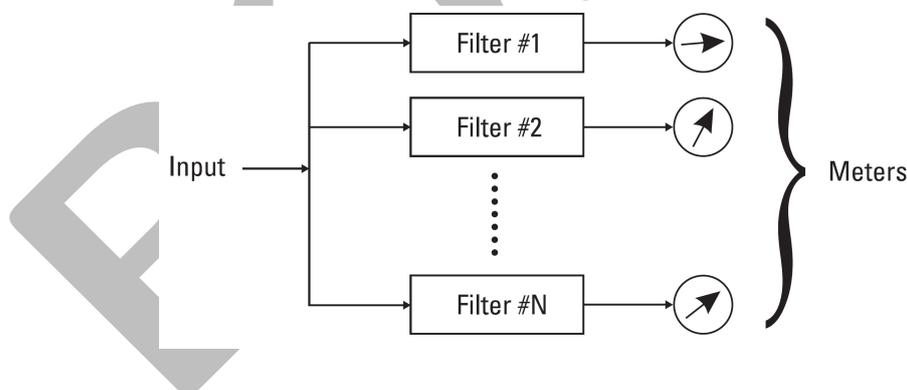


Figura 1.8. Schema a blocchi dell'analizzatore di spettro a filtri paralleli

Il segnale in ingresso entra contemporaneamente negli  $N$  filtri passabanda, ognuno dei quali è centrato ad una diversa frequenza centrale. L'uscita dei filtri viene poi inviata a dei misuratori, tipicamente voltmetri. Se le frequenze centrali dei filtri sono scelte opportunamente essi coprono interamente l'intervallo di frequenze in ingresso, senza lasciare dei buchi. Le prestazioni di questo strumento dipendono

dalla banda dei filtri utilizzati, più essa è stretta più lo strumento è in grado di risolvere segnali prossimi tra loro in frequenza. D'altro canto diminuendo la banda dei filtri è necessario aumentare il numero dei filtri da utilizzare per coprire lo stesso intervallo di frequenze, inoltre ogni filtro è costoso e lo è ancora di più se esso è a banda stretta ed opera a frequenze sufficientemente elevate. Di conseguenza è necessario un opportuno compromesso tra l'esigenza di avere una buona risoluzione in frequenza ed un costo contenuto. Pertanto tali strumenti hanno delle scarse prestazioni ed un costo abbastanza elevato.

### 1.3.3 Analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile

Una soluzione più economica è sicuramente rappresentata dall'analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile. Lo schema a blocchi di questo strumento è rappresentato in figura 1.9.

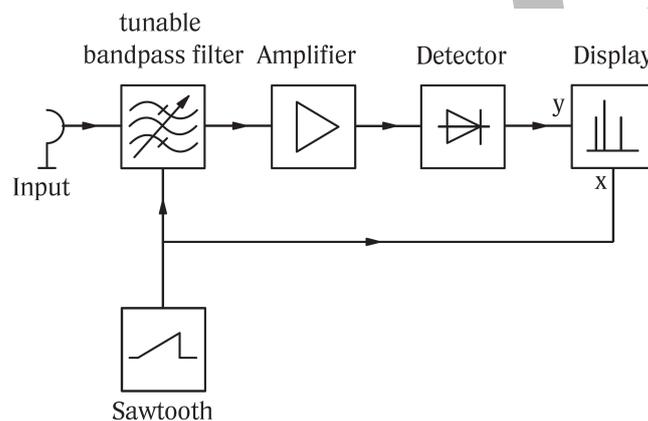


Figura 1.9. Schema a blocchi dell'analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile

Questo tipo di architettura evita l'utilizzo di numerosi filtri utilizzando un solo filtro e trasladolo in frequenza sull'intero intervallo di frequenze analizzabili (vedi figura 1.10).

Questo tipo di analizzatore presenta alcuni problemi rispetto agli strumenti descritti in precedenza. Innanzitutto se il segnale in ingresso presenta una variazione di energia su un intervallo di frequenze, in un momento in cui il filtro non è sintonizzato su quelle frequenze, lo strumento non sarà in grado di rilevarla e quindi non la misurerà. Per ridurre questo problema sarebbe possibile aumentare la velocità di spazzolata del filtro (*sweep*). Purtroppo non è possibile rendere la velocità della spazzolata arbitrariamente veloce a causa del tempo di risposta del filtro. Un ulteriore problema di questo tipo di strumentazione risiede nella risoluzione in frequenza.

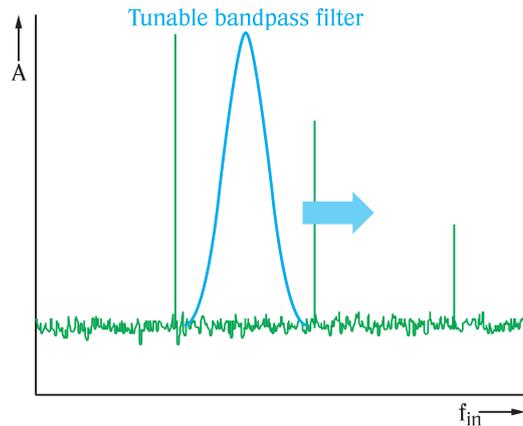


Figura 1.10. Principio di funzionamento di un analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile

La risoluzione in frequenza è data dalla banda del filtro passabanda. Filtri passabanda sintonizzabili a banda stretta sono di difficile implementazione. Inoltre essi hanno una banda relativa costante. Di conseguenza la banda assoluta aumenta con l'aumentare della frequenza centrale. Tutte queste problematiche rendono questo tipo di architettura non adatta per l'analisi spettrale.

### 1.3.4 Analizzatore di spettro a supereterodina

L'analizzatore di spettro a supereterodina permette di avere i vantaggi in termini di economicità e prestazioni dell'analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile e contemporaneamente è di fattibile implementazione. Lo schema a blocchi semplificato di questo strumento è raffigurato in figura 1.11.

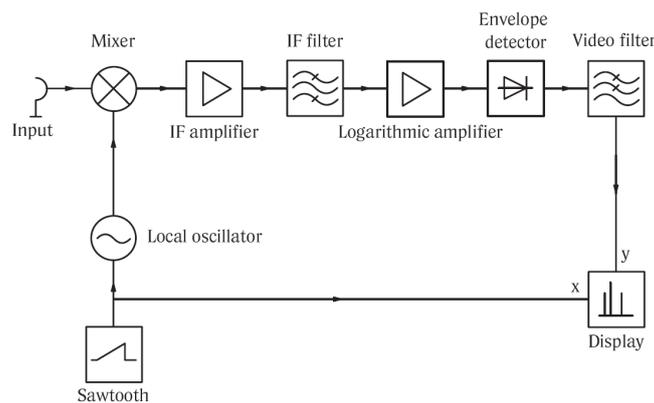


Figura 1.11. Schema a blocchi semplificato di un analizzatore di spettro a supereterodina

Questo principio di funzionamento è molto utilizzato nei ricevitori radio, tipicamente quelli AM. Il ricevitore supereterodina converte il segnale in ingresso con l'aiuto di un mixer e di un oscillatore locale (LO) ad una frequenza intermedia (IF). L'oscillatore locale essendo sintonizzabile permette di traslare l'intero intervallo di frequenze in ingresso ad una frequenza intermedia fissa, variando la frequenza del LO. In contrasto con l'architettura dello strumento descritto in precedenza in cui era il filtro il componente dinamico ad essere traslato sullo spettro del segnale in ingresso, ora è il segnale ad essere traslato su un filtro a frequenza fissa (vedi figura 1.12).

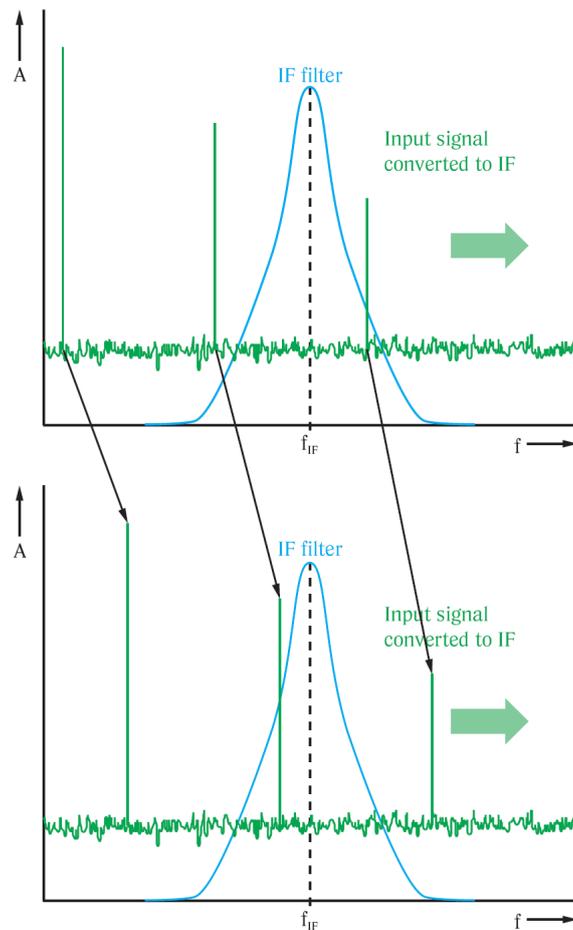


Figura 1.12. Traslazione del segnale nel filtro IF in un analizzatore di spettro a supereterodina

Il segnale viene prima amplificato e successivamente posto in ingresso al filtro IF che determina la risoluzione di analisi (Resolution Bandwidth RBW). Avendo questo filtro una frequenza centrale costante in questo caso non sono presenti i problemi associati ai filtri sintonizzabili.

Per permettere di visualizzare contemporaneamente segnali aventi livelli di ampiezza molto differenti, il segnale in uscita al filtro entra in ingresso ad un amplificatore logaritmico e successivamente ad un rivelator di involuppo. Il segnale risultante viene chiamato *segnale video*. Questo segnale viene mediato attraverso un filtro passabasso chiamato filtro video che ha il compito di eliminare l'eventuale rumore presente (smussare il segnale). Il segnale video successivamente viene applicato alle placchette di deflessione verticale del tubo a raggi catodici, mentre la deflessione orizzontale del fascio di elettroni è pilotato da un segnale a rampa.

### 1.3.5 Vector signal analyzer

Sebbene gli analizzatori di spettro a supereterodina abbiano delle buone prestazioni, essi non permettono solamente di analizzare il modulo dello spettro, perdendo definitivamente l'informazione sulla fase. per questo motivo negli ultimi anni sono stati progettati dei nuovi analizzatori che permettono di effettuare anche questo tipo di analisi. Essi effettuano la digitalizzazione del segnale nel dominio del tempo come gli FFT analyzer ma possono analizzare segnali a frequenza più elevata, tipicamente nell'intervallo RF, campionando il segnale a frequenza intermedia. Questo tipo di analizzatori inoltre permette di effettuare ulteriori analisi anche nel dominio della modulazione.

## Capitolo 2

# Analizzatore di spettro a supereterodina

### 2.1 Principi di funzionamento

In figura 2.1 è riportato uno schema a blocchi semplificato di un analizzatore di spettro a supereterodina.

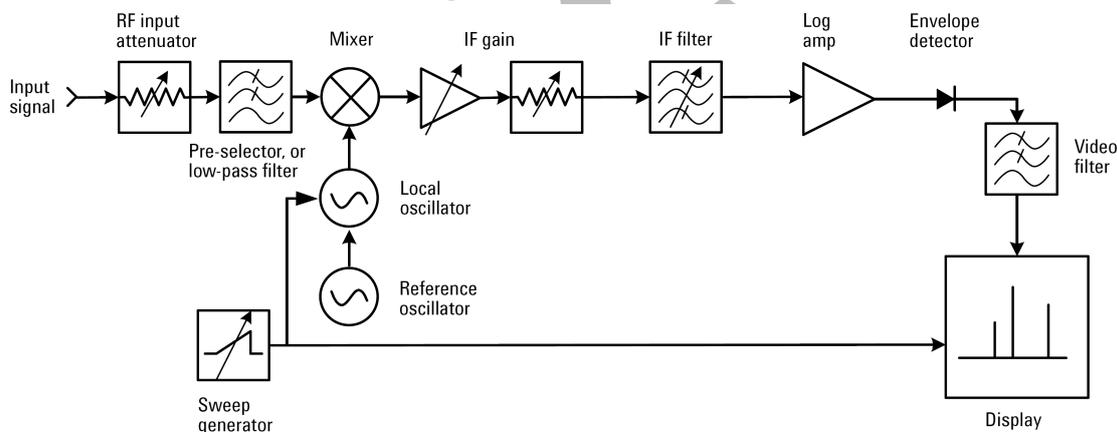


Figura 2.1. Schema a blocchi semplificato di un analizzatore di spettro a supereterodina

Eterodina significa miscelare, quindi traslare in frequenza. Il termine super si riferisce alle frequenze super-audio, ovvero le frequenze superiori a quelle del range audio.

In riferimento allo schema a blocchi in figura 2.1, il segnale in ingresso passa attraverso un blocco di condizionamento, tipicamente un attenuatore a radiofrequenza

(RF) ed in seguito entra in un filtro passabasso (successivamente vedremo il perchè questo filtro è posizionato qui). Il segnale attenuato e filtrato entra nel mixer, che miscela il segnale RF con proveniente da un oscillatore locale (LO), tipicamente si usa un oscillatore controllato in tensione (VCO). Essendo il mixer un dispositivo non lineare, la sua uscita non comprende solamente i segnali in ingresso, ma anche le loro armoniche, le somme e le differenze delle frequenze originali e le loro armoniche. In sintesi le frequenze in uscita dal tuner possono essere descritte da questa relazione che si chiama *tuning equations*

$$f_{IF} = |nf_{LO} \pm mf_x|, \quad (2.1)$$

dove  $m, n \in \mathbb{N}$ .

Qualsiasi segnale in uscita dal mixer che entra all'interno della banda del filtro IF viene processato dai blocchi successivi. In particolare viene amplificato e forse compresso su scala logaritmica. Dopo queste operazioni viene posto in ingresso ad un rivelatore di involuppo, che ne estrae l'involuppo, questo segnale a frequenza più bassa (segnale video) viene digitalizzato e visualizzato sullo schermo. Un generatore di rampa crea il movimento orizzontale sullo schermo da sinistra verso destra, inoltre questo segnale viene posto in ingresso al VCO, pilotando le frequenze in uscita dell'oscillatore locale.

L'insieme dei blocchi che lavorano a RF (attenuatore RF e filtro passabasso) costituiscono la *sezione a RF* dello strumento o meglio il *front-end a RF*. L'insieme dei blocchi che lavorano a IF (attenuatore IF, amplificatore IF, filtro IF, amplificatore logaritmico) costituiscono la *sezione IF*, mentre i blocchi che lavorano a bassa frequenza (filtro video e display) costituiscono la *sezione video*.

## 2.2 Attenuatore RF

Questa sezione è necessario per far lavorare il mixer nelle condizioni ottimali ed anche per prevenire dei danneggiamenti allo stesso. Ricordiamo che il mixer è un dispositivo non lineare e la sua non linearità se esso lavora in sovraccarico. Di conseguenza sarebbe auspicabile far lavorare il mixer con una potenza in ingresso quanto più bassa possibile. Ma questa non può essere piccola quanto vogliamo perchè comunque il mixer è caratterizzato da una soglia di sensibilità, quindi segnali in ingresso con potenze al di sotto di questa soglia non saranno rilevati dal mixer (vedi figura 2.2).

In figura 2.3 è raffigurato come è realizzato il circuito di attenuazione RF.

In ingresso a questo circuito può essere messo il segnale RF o un segnale di calibrazione. Questo segnale dalle caratteristiche precise in frequenza ed ampiezza, tipicamente 50 MHz e 0 dBm, viene utilizzato dall'analizzatore per autocalibrarsi periodicamente. Successivamente vi troviamo un condensatore il cui scopo è quello

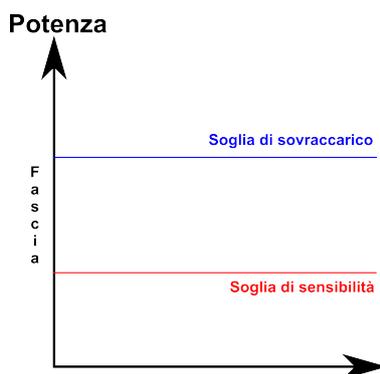


Figura 2.2. Soglia di sovraccarico e di sensibilità di un tuner

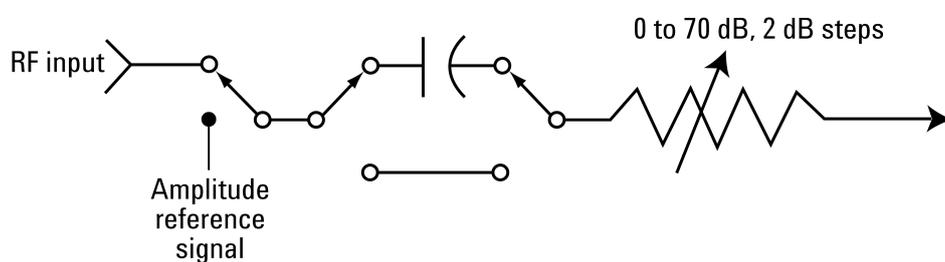


Figura 2.3. Attenuatore RF

di prevenire che l'analizzatore si danneggi a causa di un segnale in continua o di un offset in continua presente nel segnale in ingresso. Sfortunatamente esso attenua i segnali a bassa frequenza in ingresso e diminuisce la minima frequenza analizzabile dall'analizzatore. Gli analizzatori di spettro infatti hanno un range di analisi che parte da 100 Hz o da 9 kHz, a seconda del modello. L'attenuatore è realizzato con un resistore calibrato su cui è possibile agire variando il fattore di attenuazione secondo passi prefissati, che di solito sono: 10, 5, 2 ed 1 dB. Nel circuito riportato è stato rappresentato, a titolo di esempio, un attenuatore con un fattore di attenuazione massimo di 70 dB e variabile con step di 2 dB.

## 2.3 Sintonizzazione dell'analizzatore

Come abbiamo detto in precedenza il segnale in uscita dal mixer è composto da varie componenti a frequenza diversa. Tra i prodotti di miscelazione in uscita dal mixer, i due di ampiezza più elevata sono quelli creati dalla somma delle frequenze del LO e del segnale in ingresso e dalla differenza delle frequenze del LO e del segnale in

ingresso. Quindi la relazione 2.1 può essere riscritta in questa maniera:

$$f_{IF} = |f_{LO} \pm f_x|, \quad (2.2)$$

che risolta rispetto a  $f_x$  può essere riscritta così

$$f_x = |f_{LO} \pm f_{IF}|. \quad (2.3)$$

Immaginiamo di fissare  $f_{IF}$  e  $f_{LO}$  con  $f_{LO} > f_{IF}$ , scelta generalmente usata dai costruttori. Supponiamo inoltre che il segnale in ingresso sia composto da due componenti spettrali  $f_{x_1}$  e  $f_{x_2}$ , tale che

$$f_{x_1} = f_{LO} - f_{IF} \quad (2.4)$$

e

$$f_{x_2} = f_{LO} + f_{IF}. \quad (2.5)$$

Vediamo che entrambe soddisfano la 2.3 e di conseguenza verranno traslate contemporaneamente a  $f_{IF}$  (vedi figura 2.4). Questa situazione produce un'ambiguità del segnale analizzato, chiamata *ambiguità del principio a supereterodina*. La frequenza  $f_{x_2}$  viene chiamata *frequenza immagine*.

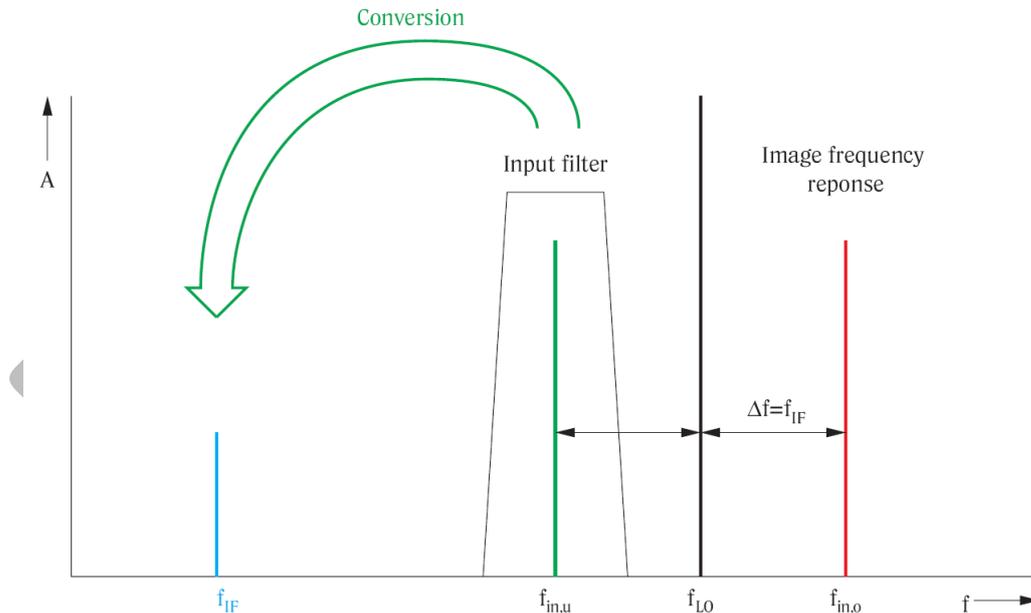


Figura 2.4. Ambiguità del principio a supereterodina

Per evitare l'insorgenza di questo fenomeno quindi è necessario un filtro in ingresso che limiti l'intervallo di frequenze di analisi.

Immaginiamo ora di scegliere un valore di  $f_{IF}$  sufficientemente basso. Questa cosa sarebbe sicuramente molto conveniente perchè permetterebbe di far lavorare il filtro IF a basse frequenze. Come è stato accennato in precedenza la risoluzione dell'analisi dell'analizzatore dipende dalla banda del filtro IF, quella che abbiamo chiamato  $RBW$ , ovviamente è più semplice realizzare filtri a banda stretta a bassa frequenza piuttosto che ad alta frequenza. Supponiamo inoltre che il segnale che vogliamo analizzare sia composto da numerose componenti spettrali comprese nell'intervallo  $(f_{x_{min}}, f_{x_{max}})$ .

Per analizzare tutte le frequenze comprese in quell'intervallo devo fare in modo che ogni frequenza dell'intervallo soddisfi 2.2 o 2.3 in tempi diversi. Questa richiesta può essere soddisfatta facilmente ponendo in ingresso al VCO una tensione che varia linearmente nel tempo. In questo modo il segnale in uscita dal VCO avrà una frequenza che varierà linearmente nell'intervallo  $(f_{LO_{min}}, f_{LO_{max}})$  (vedi figura 2.5).

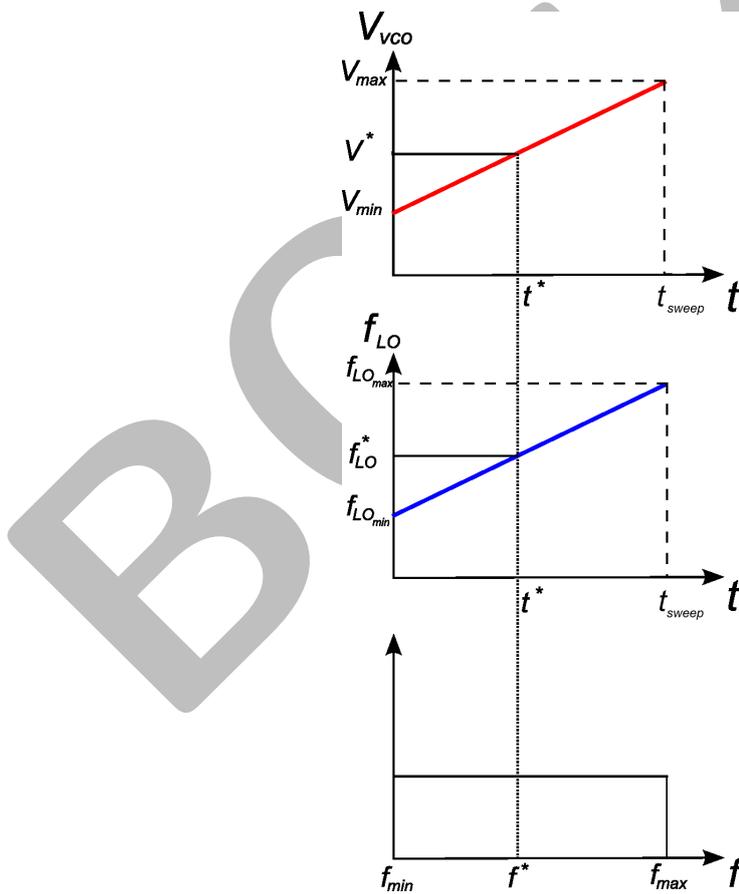


Figura 2.5. Corrispondenza dei tempi

Il tempo che il generatore impiega per raggiungere il valore di tensione  $V_{max}$ , partendo da  $V_{min}$ , è chiamato *tempo di spazzolata* o *sweep time*, ed è anche il tempo che l'analizzatore impiega per analizzare tutte le frequenze comprese nell'intervallo  $(f_{x_{min}}, f_{x_{max}})$ . Questo tipo di analizzatore infatti è anche chiamato *swept-tuned*.

Quindi all'istante di tempo  $t^*$  la rampa avrà raggiunto un certo valore di tensione  $V^*$ , che posto in ingresso al VCO, permetterà di generare un segnale avente frequenza  $f_{LO}^*$ , che soddisferà l'equazione di tuning in corrispondenza di  $f^*$ . Se in quel momento in ingresso si troverà un segnale in cui sarà presente una componente spettrale a frequenza  $f^*$ , essa sarà traslata a  $f_{IF}$  e visualizzata. Questo procedimento si chiama *mappatura o corrispondenza dei tempi*. È importante notare che l'analizzatore di spettro lavora sempre nel dominio del tempo ed associa ad un istante di tempo un valore in frequenza.

Come abbiamo visto in precedenza nel caso di segnale caratterizzato solamente da due componenti spettrali, anche in questo caso abbiamo il problema delle frequenze immagini, anzi più sarà grande l'intervallo di frequenze da analizzare, più sarà grande l'intervallo delle frequenze immagini, tanto da definire una vera e propria *banda immagine* (vedi figura 2.6).

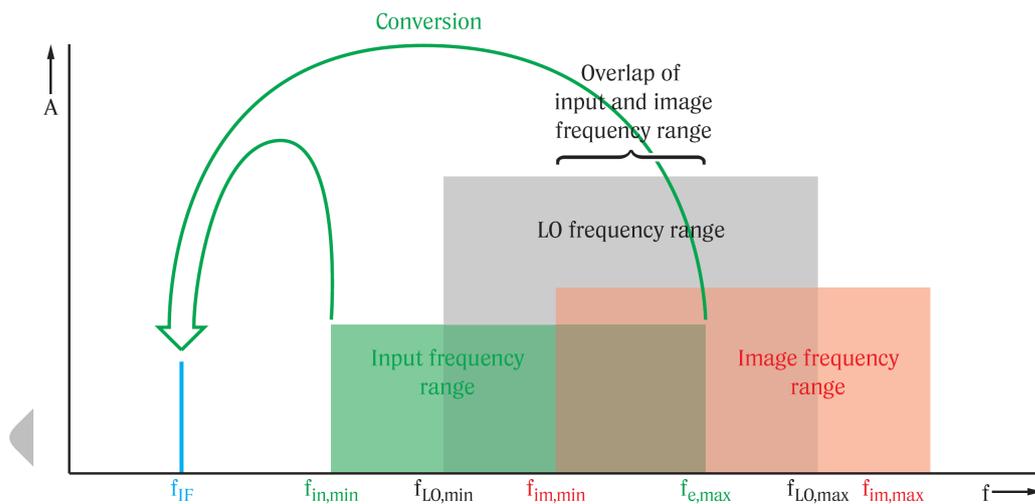


Figura 2.6. Sovrapposizione tra l'intervallo di frequenze di analisi e l'intervallo di frequenze immagini

Inoltre nel caso in cui la  $f_{IF}$  scelta in fase di progettazione abbia un valore basso e l'intervallo di frequenze di analisi sia maggiore di  $2f_{IF}$ , esso andrà parzialmente a sovrapporsi con l'intervallo di frequenze immagini, come raffigurato in figura 2.6. Questo tipo di soluzione non permetterebbe l'utilizzo di un filtro in ingresso per l'eliminazione delle frequenze immagini, o meglio si potrebbe utilizzare un filtro passabanda sintonizzabile con le difficoltà implementative già esposte in precedenza.

Di conseguenza la scelta di una  $f_{IF}$  non è praticabile, a meno che non si limiti l'intervallo di frequenze di analisi al di sotto di  $2f_{IF}$ , ma questo è inaccettabile, perchè significherebbe avere uno strumento con una banda molto piccola.

Non essendo praticabile la scelta di una  $f_{IF}$  bassa, si è passati all'implementazione con una  $f_{IF}$  più alta, come rappresentato in figura 2.7.

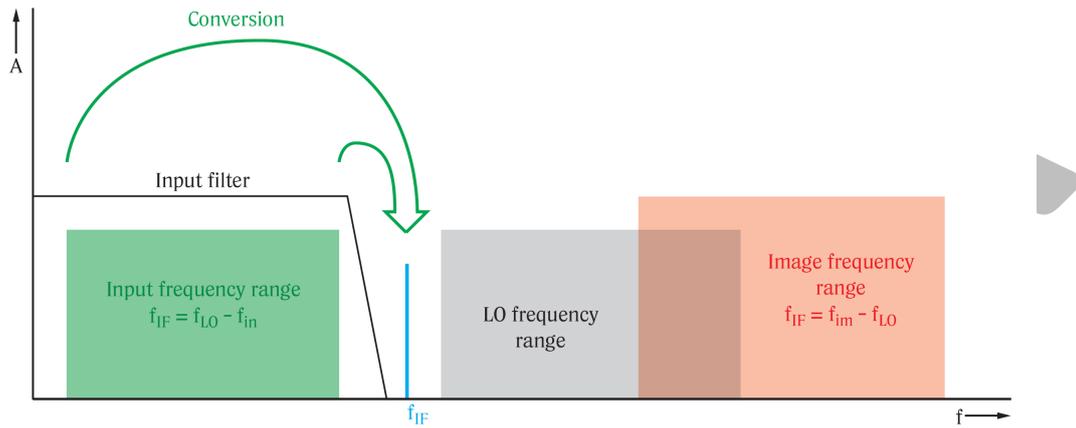


Figura 2.7. Principio della  $f_{IF}$  alta

In questa configurazione la banda immagine giace sopra l'intervallo delle frequenze di analisi. Poichè i due intervalli non si sovrappongono, la banda immagine può essere reiettata utilizzando un semplice filtro passabasso.

Come si può vedere dalla figura 2.7 la relazione utilizzata per la conversione è quella dettata dalla 2.2 con il segno meno cioè:

$$f_{IF} = f_{LO} - f_x, \quad (2.6)$$

mentre la relazione additiva non viene utilizzata in quanto porterebbe alla scelta di una  $f_{IF}$  ancora più elevata, con le già ben note difficoltà per realizzare filtri IF a banda stretta a frequenze elevate.

Un ulteriore problema adesso è la scelta della banda del filtro passabasso. Una prima soluzione potrebbe essere quella di utilizzare un filtro passabasso con banda regolabile in base alla scelta della banda di analisi fatta dall'utente. In questo caso, se l'utente decidesse di aumentare l'intervallo di frequenze di analisi, rispetto la situazione rappresentata in figura 2.7, si potrebbe verificare la situazione in cui la  $f_{IF}$  cade all'interno dell'intervallo di analisi. In questo caso se il segnale in ingresso avesse una componente spettrale a frequenza  $f_x^* = f_{IF}$ , essa, se pur attenuata, oltrepasserà il mixer e raggiungerà il filtro IF. Come conseguenza in ingresso al filtro IF avrà la componente spettrale del segnale in ingresso traslata grazie alla relazione 2.6 e questa componente spettrale. Per questo motivo l'analisi sarà irrimediabilmente falsata da

una componente spettrale che non dipende da  $f_{LO}$ . Pertanto questa soluzione non è accettabile ed i costruttori hanno deciso di realizzare degli strumenti aventi  $f_{IF}$  maggiore della banda passante dello strumento e quindi la banda del filtro passabasso dello strumento uguale alla banda passante dello strumento.

Poniamoci ora nella situazione particolare in cui  $f_{x_{min}} = 0$ , di conseguenza dalla 2.6  $f_{LO_{min}} = f_{IF}$ . Poichè la componente continua è eliminata in ingresso dal condensatore, in ingresso al mixer si troverà solo il segnale proveniente dal VCO. Esso, naturalmente, sarà presente anche in uscita al mixer e verrà visualizzato, come risposta, sullo schermo alla posizione 0 Hz. Questo fenomeno si chiama *LO feedthrough* ed è in grado di mascherare segnali a frequenza molto bassa, per questo motivo non tutti gli analizzatori includono nell'intervallo di visualizzazione la frequenza 0 Hz.

A causa dell'impossibilità di realizzare un analizzatore con una  $f_{IF}$  sufficientemente bassa, si è dovuto progettare gli analizzatori con  $f_{IF}$  abbastanza elevate, con le note difficoltà per realizzare filtri a banda stretta a tale frequenza. Nonostante questa inevitabile scelta implementativa, i costruttori hanno cercato di trovare nuove tecniche che permettessero anche in questo tipo di circostanza di avere filtri con RBW molto basse, al fine di migliorare la risoluzione dell'analisi. Questo tipo di tecniche verranno illustrate in seguito.

## 2.4 Display

Il display di un analizzatore di spettro è molto simile a quello di un oscilloscopio. Esso è organizzato a griglia con 10 divisioni orizzontali e 10 divisioni verticali, a differenza dell'oscilloscopio che ne ha solamente 8.

L'asse orizzontale è quello delle frequenze. Esse sono disposte in ordine crescente da sinistra verso destra. La scelta delle frequenze da visualizzare avviene tramite una procedura composta da due passi. Prima di tutto viene impostata la frequenza centrale con il controllo *center frequency*. Successivamente viene impostato l'intervallo di frequenze, intorno la frequenza centrale, da visualizzare. Generalmente questo intervallo viene indicato con il termine *span*. Alternativamente è possibile impostare la frequenza di inizio (*start frequency*) e fine (*stop frequency*).

L'asse verticale è calibrato in ampiezza. È possibile scegliere una scala lineare, calibrata in volt, o logaritmica, calibrata in dBV se vengono visualizzate delle tensioni o calibrata in dBm se vengono visualizzate delle potenze. La scala logaritmica generalmente è più usata di quella lineare, in quanto permette di visualizzare un intervallo più ampio di tensioni o potenze. La scala logaritmica consente di visualizzare contemporaneamente segnali distanti in ampiezza fino a 100 dB, il che significa un rapporto tra tensioni uguale a 100000 ed un rapporto tra potenze uguale a 100000000000.

Sia nel caso di scala lineare che di quella logaritmica, il valore della linea superiore

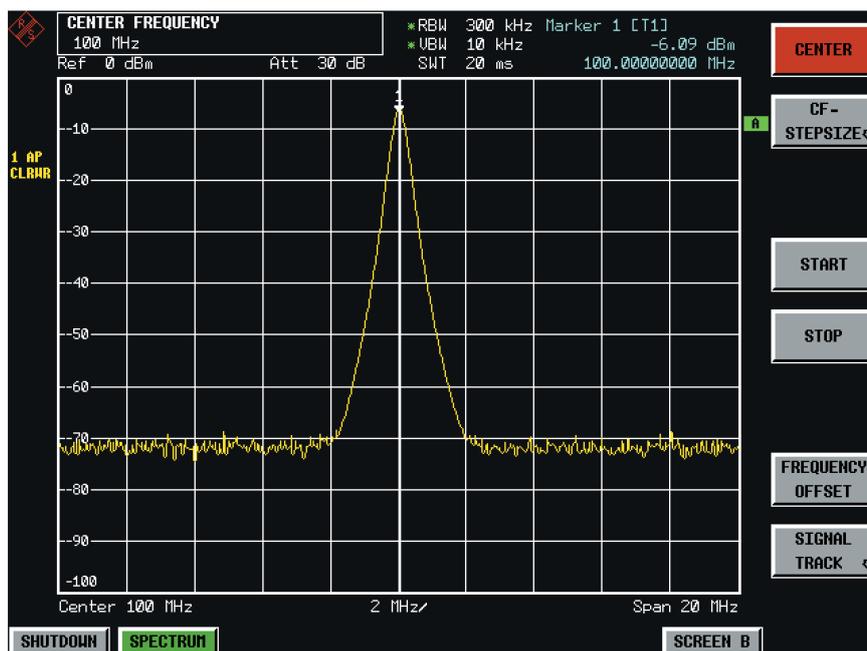


Figura 2.8. Schermo di un tipico analizzatore di spettro

della griglia è impostato ad un valore di tensione o di potenza chiamato *reference level*. Questo valore è selezionabile tramite l'omonimo comando. Il valore degli altri assi orizzontali della graticola vengono impostati grazie al comando *scale division*.

## 2.5 Sezione IF

### 2.5.1 Guadagno ed attenuazione IF

È noto che la strumentazione di misura permette di avere misure più precise quando esse sono effettuate a fondo scala. Immaginiamo di trovarci nella situazione rappresentata in figura 2.8. Si potrebbe decidere di cambiare il valore del reference level affinché il segnale si avvicini al fondo scala, rappresentato nell'analizzatore di spettro sempre dal reference level. Questa operazione viene effettuata proprio dai blocchi di guadagno ed attenuazione IF. Infatti amplificare il segnale significa aumentare la sua escursione verticale, viceversa attenuare il segnale significa diminuire la sua escursione verticale. Di conseguenza ogni qual volta che si agisce sul comando del reference level andiamo ad agire su questi due blocchi.

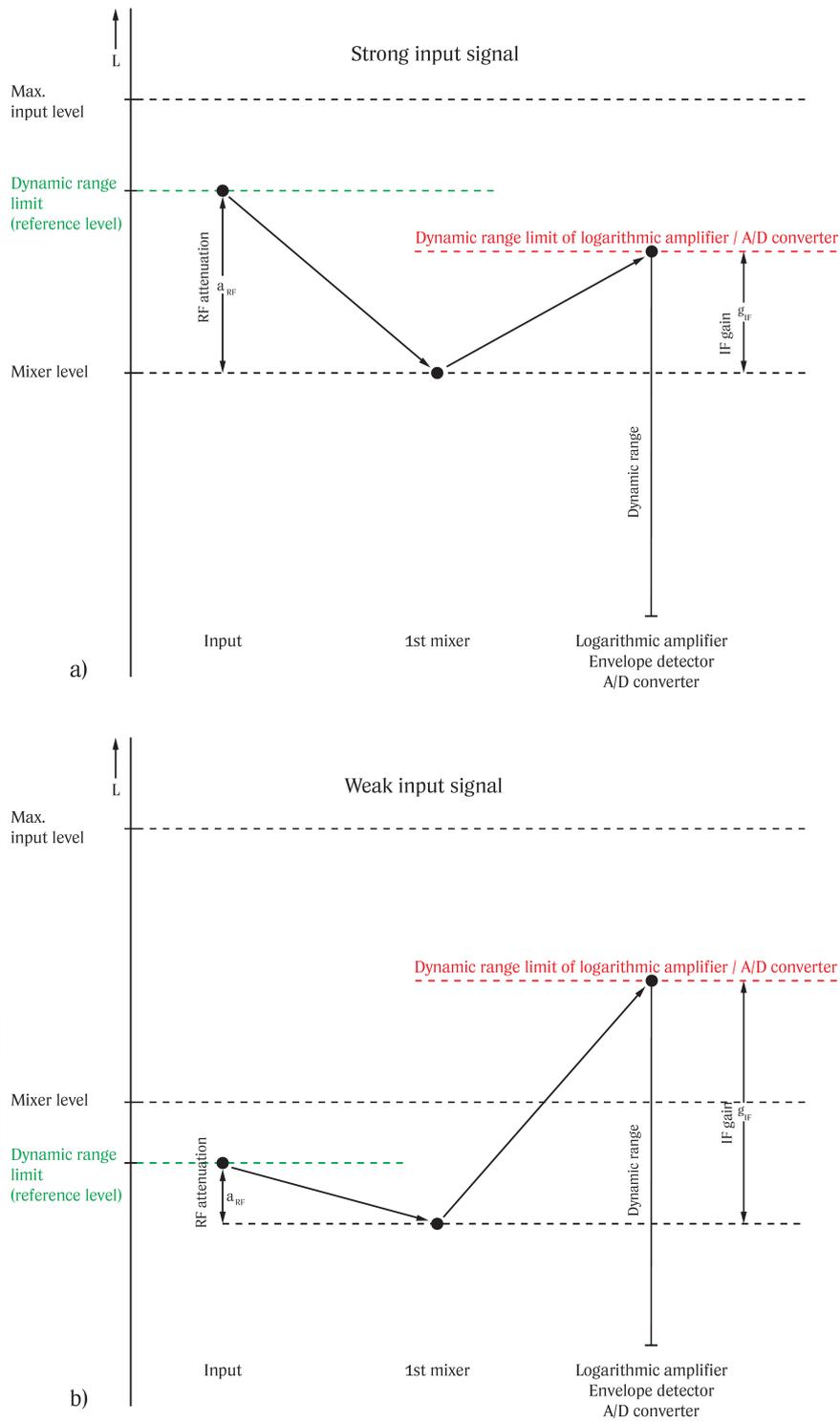


Figura 2.9. Adattamento dell'attenuazione RF e del guadagno IF

Questo tipo di procedura permette di variare la posizione verticale del segnale sul display senza modificare il livello di segnale in ingresso al mixer. Ricordiamo infatti che il segnale in ingresso al mixer non può assumere valori molto elevati in quanto potrebbe sovraccaricarlo ed anche, in alcuni casi, danneggiarlo. Generalmente per evitare questi problemi il livello del segnale in ingresso al mixer deve essere almeno 1 dB al di sotto del punto di compressione. Questa condizione, come detto in precedenza, viene ottenuta grazie ad un attenuatore in ingresso.

In figura 2.9 sono raffigurate le procedure di attenuazione RF e di guadagno IF affinché due segnali avente livello uguale al reference level, vengano visualizzati adeguatamente sfruttando al massimo il range dinamico dell'amplificatore logaritmico. Nel primo caso il segnale è caratterizzato da un valore di potenza elevato, mentre nel secondo caso il segnale è caratterizzato da un valore di potenza molto basso.

Dall'analisi della figura 2.9 è facile immaginare che se l'utente varia l'attenuazione RF, questo comporterà una variazione del livello di visualizzazione del segnale. Ovviamente questo effetto non è desiderabile, quindi generalmente esiste un accoppiamento automatico tra l'attenuatore RF ed il guadagno IF affinché non si abbiano variazioni nella visualizzazione.

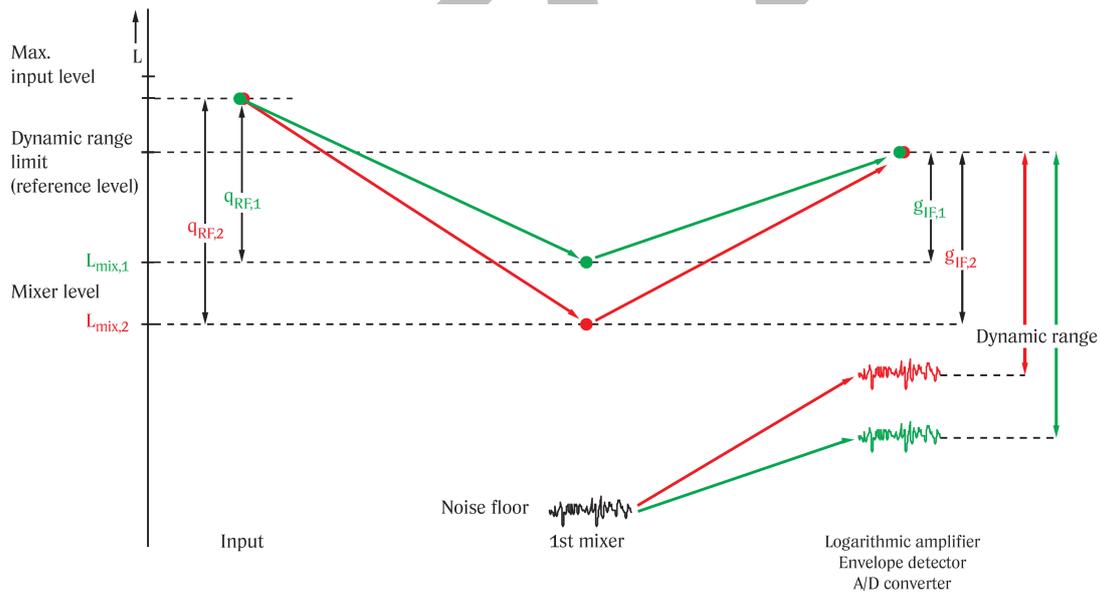


Figura 2.10. Range dinamico limitato dall'incremento del noise floor al variare dell'attenuazione RF

Come detto in precedenza, si agisce sull'attenuatore RF affinché il livello del segnale che raggiunge il mixer non sovraccarichi il mixer stesso. Quindi generalmente si potrebbe ipotizzare di utilizzare un valore di attenuazione RF il più elevato

possibile. Questa soluzione non è adeguata perché limita il range dinamico dello strumento, aumentando il rumore di fondo dello strumento (vedi figura 2.10).

Questo fenomeno accade perché ad una attenuazione RF maggiore corrisponde un guadagno IF maggiore, di conseguenza, essendo il mixer non ideale esso introdurrà del rumore in uscita che verrà amplificato dall'amplificatore IF. L'entità di questo rumore è sicuramente superiore di quello presente nel solo ingresso. Un esempio di questo fenomeno è raffigurato in figura 2.11, dove sono riportate tre tracce di noise floor, acquisite con tre impostazioni differenti di attenuazione RF.

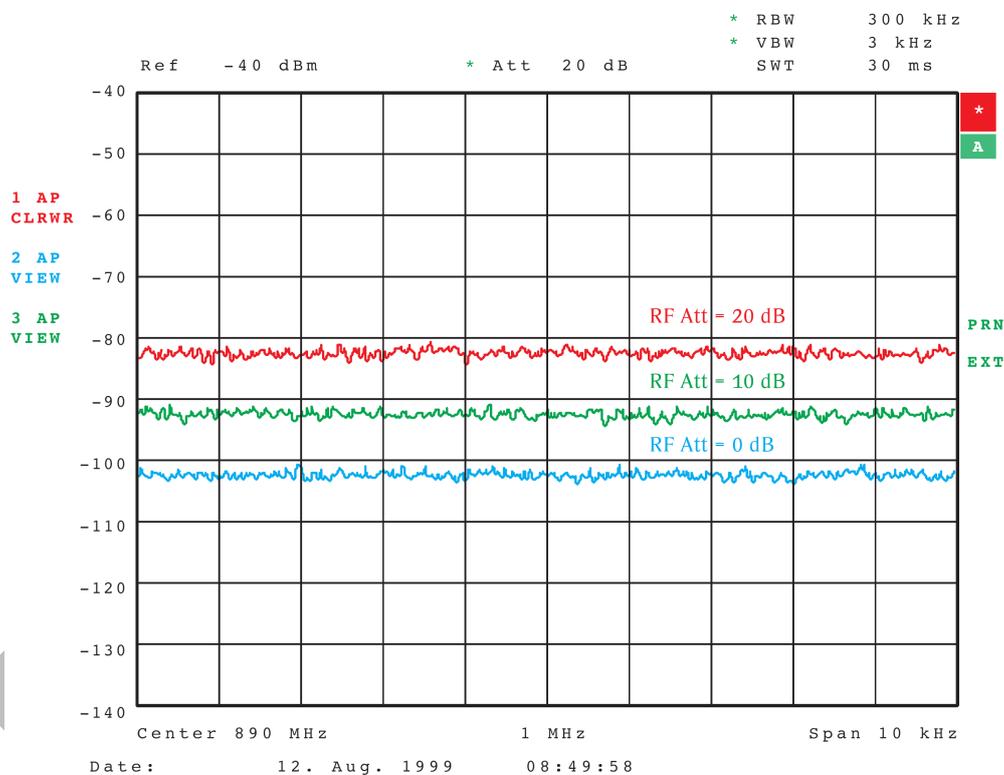


Figura 2.11. Incremento del noise floor al variare dell'attenuazione RF

Di conseguenza, come in molte circostanze, anche in questo caso è necessario evitare impostazioni estreme e trovare un giusto compromesso affinché non si degradi troppo l'analisi a causa di un incremento del rumore di fondo e d'altrocanto non si sovraccarichi il mixer.

## 2.5.2 Filtro IF

Il filtro IF è utilizzato per definire quale sezione del segnale convertito a frequenza intermedia deve essere visualizzato in un determinato momento sull'asse delle frequenze. Teoricamente avremmo bisogno di un filtro con una elevata selettività in frequenza. L'ideale sarebbe un filtro con una funzione di trasferimento rettangolare. Questo tipo di filtro presenta un passaggio repentino dalla banda di reiezione alla banda passante. Purtroppo nella realtà questi filtri non sono utilizzabili perchè presentano transitori molto lunghi, che rendono questi filtri non adatti per analisi in frequenza, a causa dei lunghi tempi di spazzolata che essi richiederebbero. Tempi di misura contenuti ed una buona selettività possono essere ottenuti attraverso l'utilizzo di filtri Gaussiani. la funzione di trasferimento di un filtro Gaussiano e raffigurata in figura 2.12.

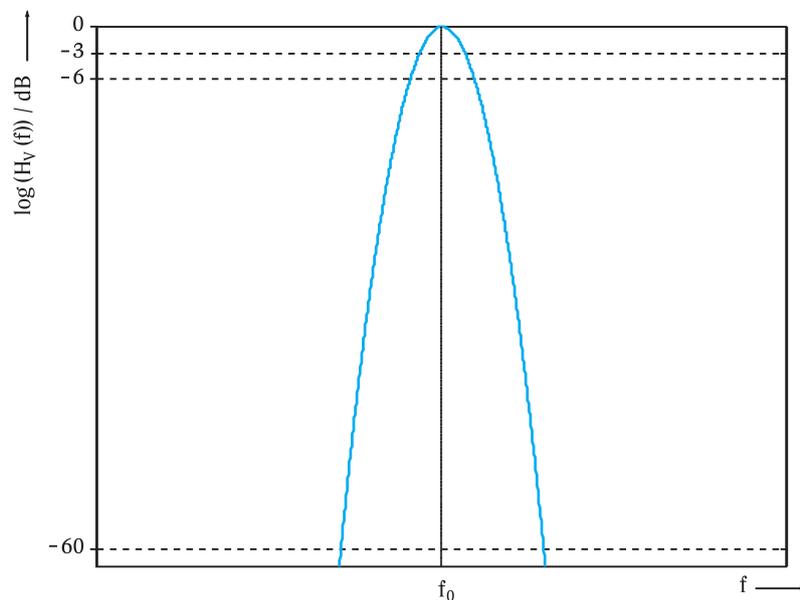


Figura 2.12. Funzione di trasferimento di un filtro Gaussiano

Immaginiamo ora di avere in ingresso al nostro analizzatore un segnale puramente sinusoidale. In accordo con la teoria di Fourier esso ha tutta la sua energia concentrata ad una singola frequenza, di conseguenza può essere rappresentato sull'asse delle frequenze come una linea centrata ad una determinata frequenza. Ma osservando il suo spettro sullo schermo dell'analizzatore, è possibile notare che esso ha una banda diversa da zero, anche con impostazioni di span veramente molto ridotte (vedi figura 2.13). Adesso andremo a vedere il perchè abbiamo questo tipo di rappresentazione.

Ricordiamo che all'uscita del mixer sono presenti i due segnali in ingresso e due

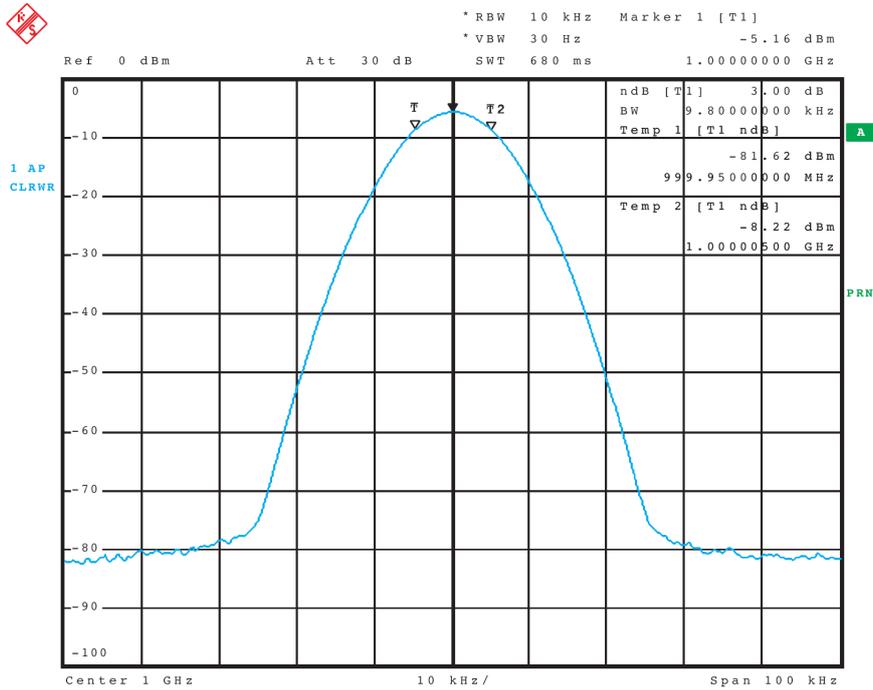


Figura 2.13. Spettro di un segnale puramente sinusoidale

segnali aventi una frequenza pari alla somma ed alla differenza delle frequenze dei segnali in ingresso. Il compito del filtro IF è quello di selezionare il prodotto di miscelazione desiderato e rigettare tutti gli altri segnali. Poichè  $f_x$  è fissa e  $f_{LO}$  varia di conseguenza i prodotti di miscelazione  $f_{IF} = f_{LO} \pm f_x$  saranno variabili. Non appena un prodotto di modulazione entra nella banda passante del filtro, spazzolandola interamente, la forma caratteristica del filtro sarà visualizzata sul display. Questo funzionamento è schematizzato dalla figura 2.14.

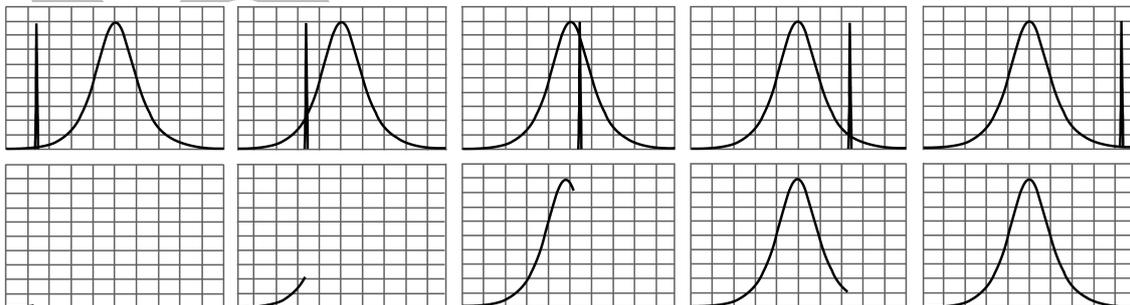


Figura 2.14. Filtraggio a frequenza intermedia

Come abbiamo visto in precedenza la tecnica supereterodina era equivalente ai fini dell'analisi spettrale con il filtro passabanda sintonizzabile. È possibile infatti utilizzare questa equivalenza per spiegare il fenomeno appena descritto (vedi figura 2.15).

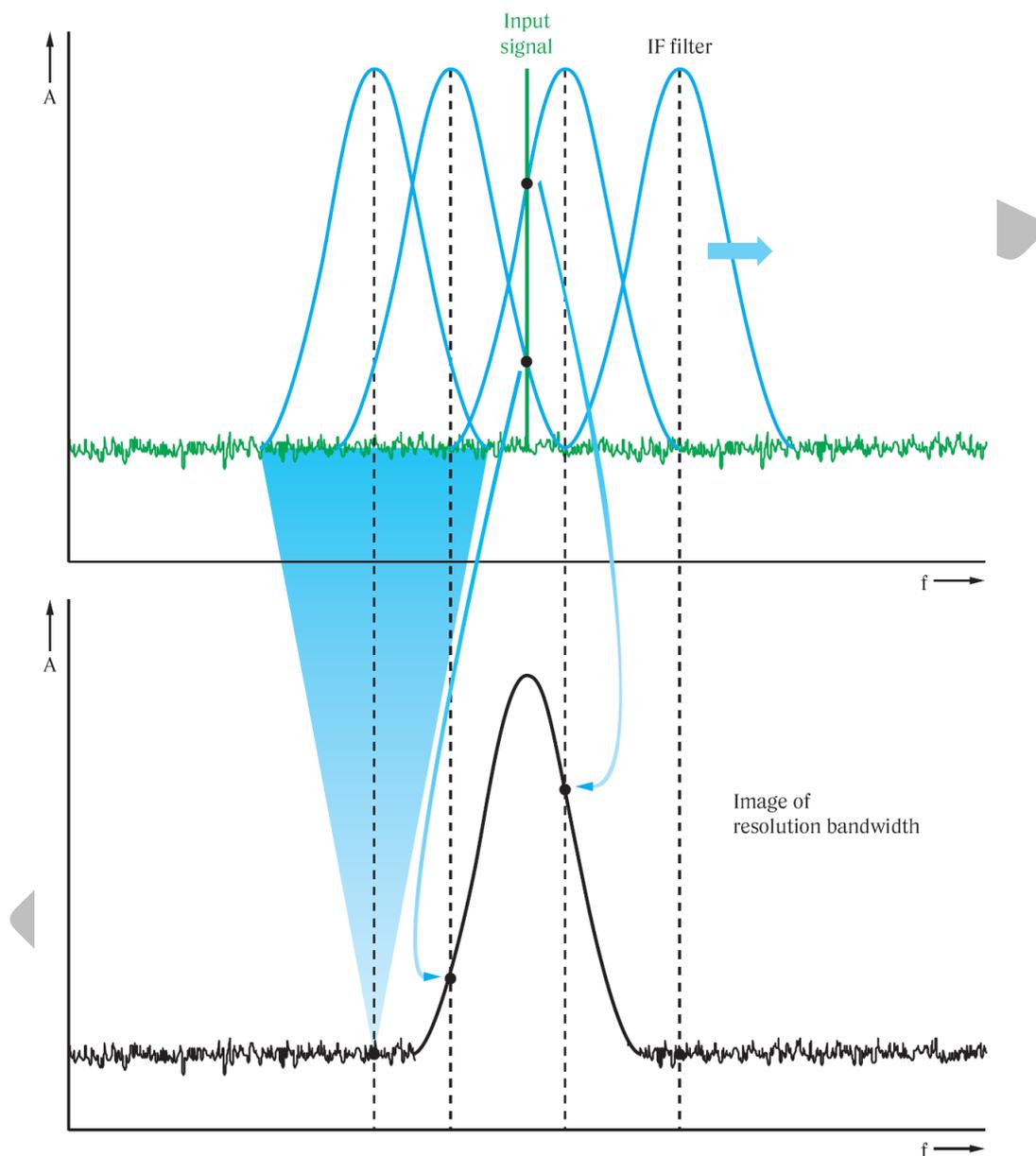


Figura 2.15. Filtraggio a frequenza intermedia

La larghezza del tono raffigurato sullo schermo dipende quindi dalla larghezza della banda del filtro IF. Questa larghezza di banda viene chiamata *Resolution*

*Bandwidth (RBW)*, ed è definita come la banda a 3 dB. Se in ingresso abbiamo un segnale composto da due componenti sinusoidali la cui distanza in frequenza è minore della RBW, essi non potranno essere risolti dall'analizzatore di spettro. Di conseguenza la RBW rappresenta la minima distanza in frequenza richiesta affinché due segnali in ingresso aventi la stessa ampiezza siano distinguibili con un salto di 3 dB (vedi figura 2.16).

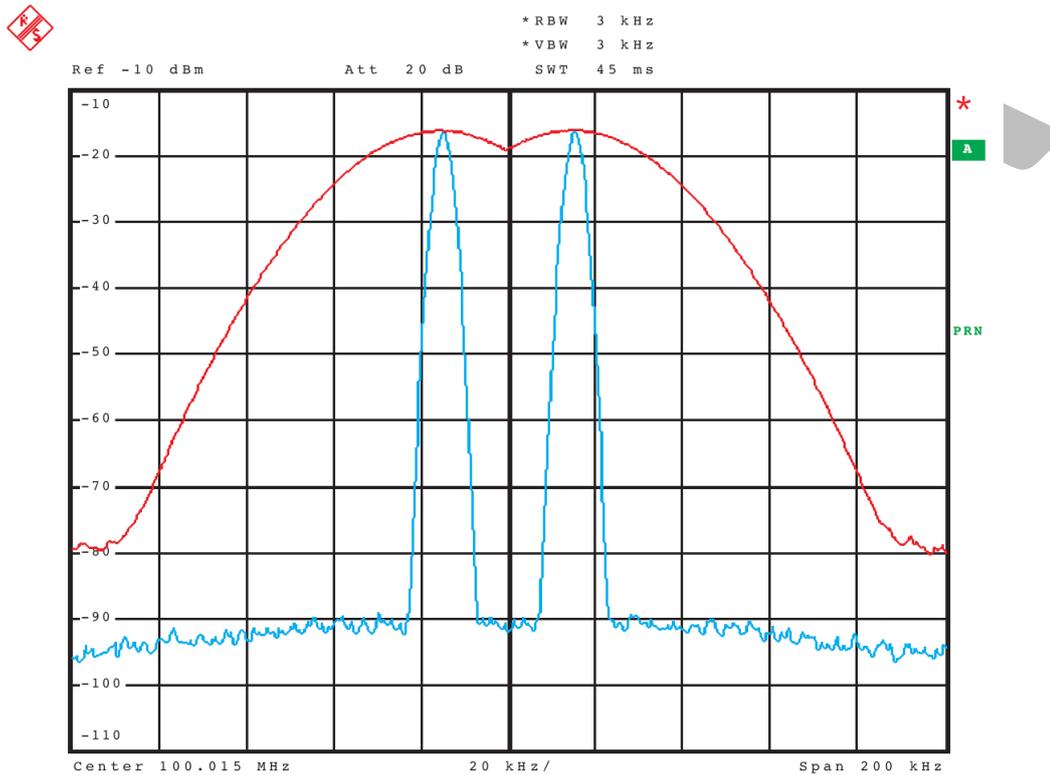


Figura 2.16. Due segnali sinusoidali aventi la stessa ampiezza e separati in frequenza da una banda pari alla RBW (linea rossa)

Molto spesso però si ha a che fare con segnali in ingresso non aventi la stessa ampiezza. Immaginiamo di avere un segnale in ingresso composto da due componenti sinusoidali aventi una distanza in frequenza pari alla RBW e due ampiezze sensibilmente differenti. La componente di ampiezza ridotta sarà coperta dalla risposta del filtro tracciata dalla componente più grande. Un esempio di questo fenomeno è raffigurato in figura 2.17.

Per evitare questo effetto è necessario avere dei filtri con una buona *selettività in banda*. Generalmente la selettività in banda è definita così:

$$SF_{60/3} = \frac{B_{60dB}}{B_{3dB}}, \quad (2.7)$$

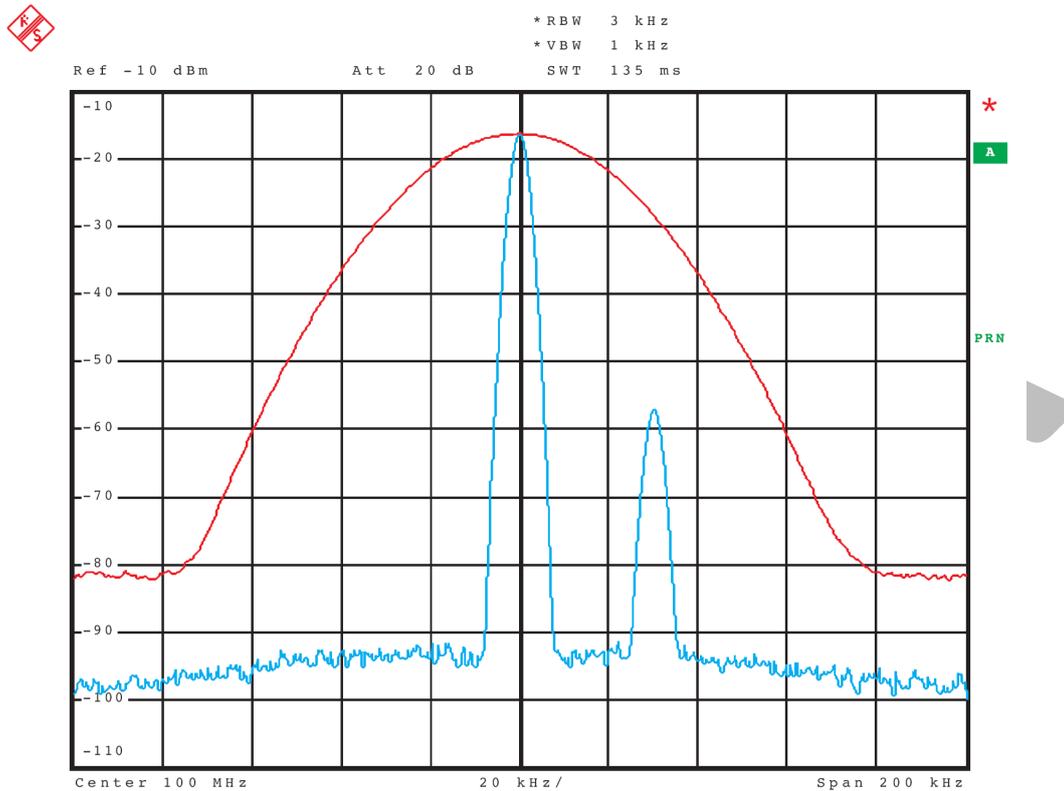


Figura 2.17. Due segnali sinusoidali aventi ampiezze differenti e separati in frequenza da una banda pari alla RBW (linea rossa)

dove  $B_{60dB}$  è la banda a -60 dB e  $B_{3dB}$  è la banda a -3 dB (vedi figura 2.18). Questo parametro in alcuni testi è riportato come *fattore di forma* del filtro IF (*shape factor*).

Questi i filtri utilizzati sono filtri analogici, tipicamente a quattro poli. Ovviamente tali tipi di filtri non hanno una forma Gaussiana, anche se l'approssimano abbastanza bene essi non riescono a raggiungere una  $SF = 4.6$ , che è un valore tipico per un filtro Gaussiano. Generalmente questo tipo di filtri ha un  $SF$  compreso tra 10 e 14. Inoltre questo tipo di filtri presentano una RBW minima pari a 1 kHz. Esistono oggi soluzioni sul mercato che permettono di migliorare la RBW e la SF. Tali soluzioni saranno analizzate successivamente.

### 2.5.3 Relazione tra RBW e sweep time

Come abbiamo visto in precedenza la RBW è un parametro di primaria importanza per l'analisi in frequenza. Di conseguenza saremmo tentati di scegliere sempre una RBW più stretta possibile nella realizzazione di un analizzatore di spettro. Questo,

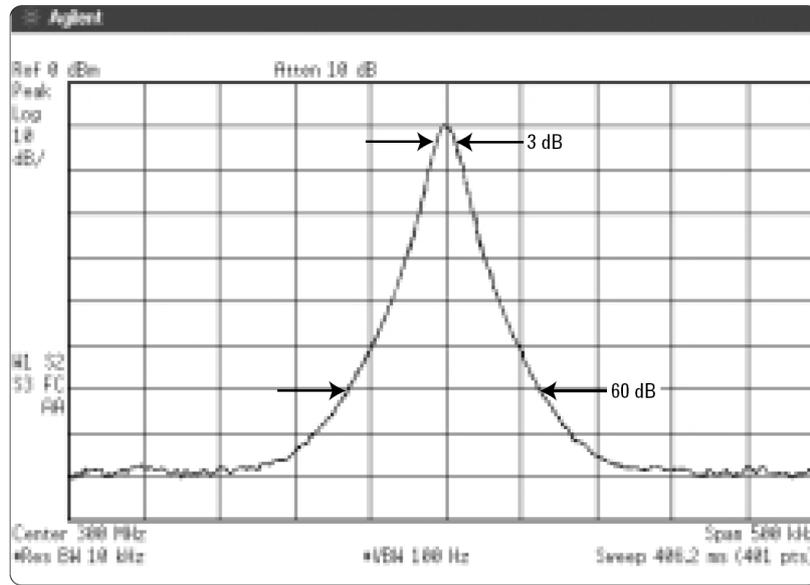


Figura 2.18. Selettività in banda

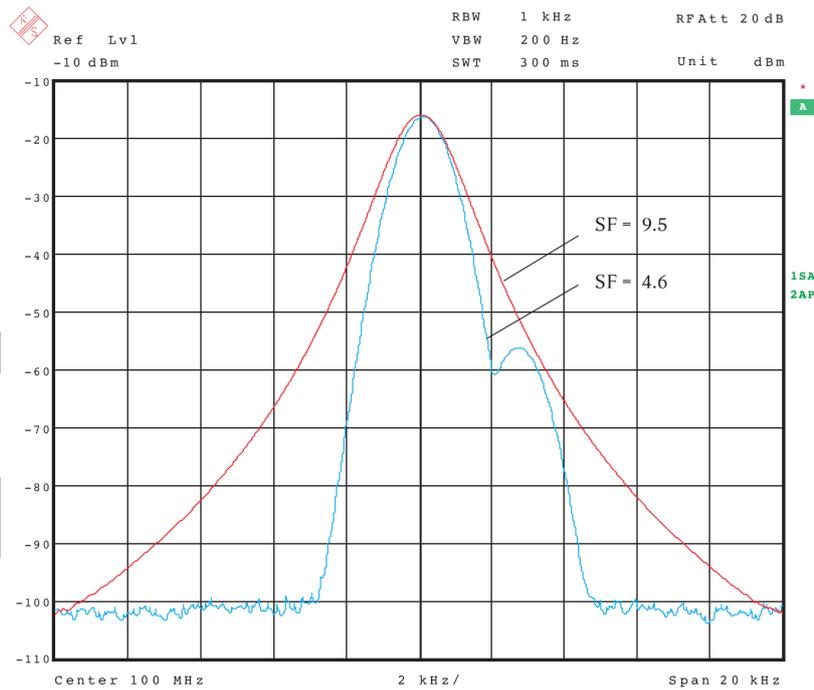


Figura 2.19. Due segnali vicini analizzati con la stessa RBW e SF diverso

come vedremo non è possibile perchè la RBW influenza la durata del tempo di spazzolamento.

Il filtro IF, essendo un filtro a banda non nulla, avrà un tempo di risposta finito ed inversamente proporzionale alla sua banda

$$\tau = \frac{k}{RBW}, \quad (2.8)$$

dove  $k$  è una costante di proporzionalità che dipende dall'implementazione hardware del filtro, il cui valore tipico nei filtri analogici è compreso tra 2 e 3.

Per avere una analisi affidabile devo garantire che il segnale IF permanga all'interno del filtro almeno per un tempo pari a  $\tau$ , affinché sia sicuro che l'uscita sia andata a regime. Sapendo che la velocità della spazzolata è

$$v = \frac{SPAN}{t_{sweep}}, \quad (2.9)$$

e che il tempo di permanenza nel filtro sarà

$$t = \frac{RBW}{v} = \frac{RBW}{SPAN/t_{sweep}}, \quad (2.10)$$

imponendo che  $t \geq \tau$  ne consegue che

$$\frac{RBW}{SPAN/t_{sweep}} \geq \frac{k}{RBW}. \quad (2.11)$$

Risolvendo la 2.11 rispetto a  $t_{sweep}$  è possibile ottenere la seguente relazione

$$t_{sweep} \geq k \frac{SPAN}{(RBW)^2}. \quad (2.12)$$

L'incremento della RBW può causare un drammatico incremento del tempo di spazzolata, con un conseguente aumento del tempo di misura. Quest'ultimo non sempre è accettabile, specialmente nel caso in cui analizziamo segnali il cui contenuto spettrale è tempo variante.

Generalmente i costruttori prevedono che le impostazioni del tempo di spazzolata, RBW e span siano accoppiate automaticamente. Comunque è sempre possibile disabilitare questa modalità automatica, ma bisogna sempre porre molta attenzione a rispettare la 2.12. Nei casi in cui quest'ultima non venga rispettata appare una scritta sul display che informa l'utente che la misura non è affidabile.

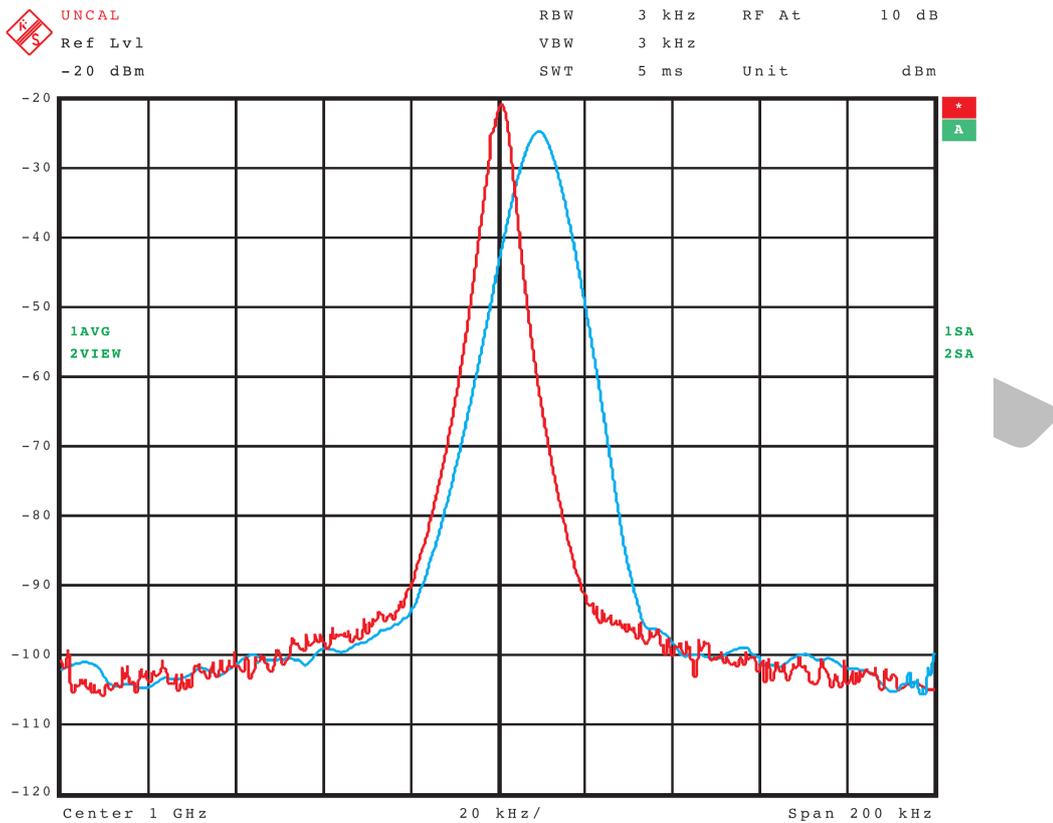


Figura 2.20. Errore di misura causato da una impostazione dello sweep time non corretta (linea blu)

### 2.5.4 Amplificatore logaritmico

Ha il compito di comprimere il segnale al suo ingresso su una scala logaritmica. Tale scala permette di enfatizzare componenti del segnale di ampiezza molto bassa e comprimere le componenti di ampiezza elevata. Il vantaggio consistente nell'usare questo tipo di compressione risiede nella possibilità di visualizzare e quindi misurare componenti del segnali notevolmente differenti in ampiezza.

## 2.6 Rivelatore di involuppo

Il rivelatore di involuppo ha il compito di convertire il segnale IF nel segnale video che, come abbiamo detto in precedenza è un segnale a bassa frequenza. Nella sua forma più semplice esso è composto da un diodo e da un filtro passabasso (vedi figura 2.21).

Come abbiamo visto in precedenza, il segnale in uscita dalla sezione IF è un

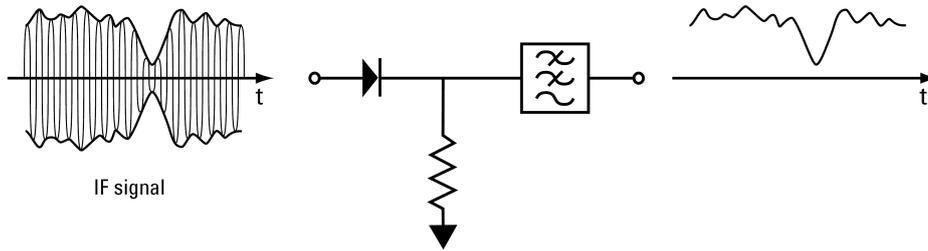


Figura 2.21. Rivelatore di inviluppo

segnale sinusoidale modulato in ampiezza, che contiene l'informazione sullo spettro del segnale in ingresso. Il rivelatore di inviluppo segue i cambiamenti in ampiezza del segnale IF, ma non il suo valore istantaneo. Per questo motivo, a causa del rivelatore di inviluppo, l'informazione della fase del segnale in ingresso viene persa e viene visualizzato a schermo solamente il modulo.

## 2.7 Filtro video

Il segnale in uscita dal rivelatore di inviluppo sarà composto dall'informazione desiderata più rumore proveniente dalla circuiteria interna dell'analizzatore. Per ridurre l'effetto del rumore sul segnale visualizzato è possibile smussare la traccia sul display utilizzando un apposito filtro chiamato *filtro video* o *filtro di smoothing*. Il filtro video è un filtro passa-basso, la cui frequenza di taglio può essere ridotta fino a diventare inferiore alla RBW. Quando accade questo il segnale video non riesce più a seguire le rapide fluttuazioni del segnale in uscita al rivelatore di inviluppo. Il risultato di questa operazione è una traccia più smussata e più stabile sul display. La banda del filtro video viene chiamata *Video Bandwidth (VBW)*.

Immaginiamo di voler analizzare un segnale sinusoidale con un basso rapporto segnale rumore (*SNR*). Grazie all'utilizzo del filtro video, il segnale utile, sebbene molto prossimo al livello del rumore, viene visualizzato molto distintamente ed il suo livello di potenza misurato è quindi stabilizzato e riproducibile (vedi figura 2.22).

Il grado di riduzione del rumore dipende dal rapporto *VBW/RBW*. Abbiamo valori di smoothing molto buoni quando questo rapporto vale 0.01 o meno.

Analogamente a quanto visto con il filtro IF, anche questo filtro avrà un tempo di risposta finito, inversamente proporzionale alla banda del filtro. Poiché generalmente la VBW è minore della RBW, il tempo di risposta del filtro video sarà maggiore del tempo di risposta del filtro IF. Essendo il tempo di risposta del filtro video uguale a

$$\tau_{video} = \frac{k_v}{VBW}, \quad (2.13)$$

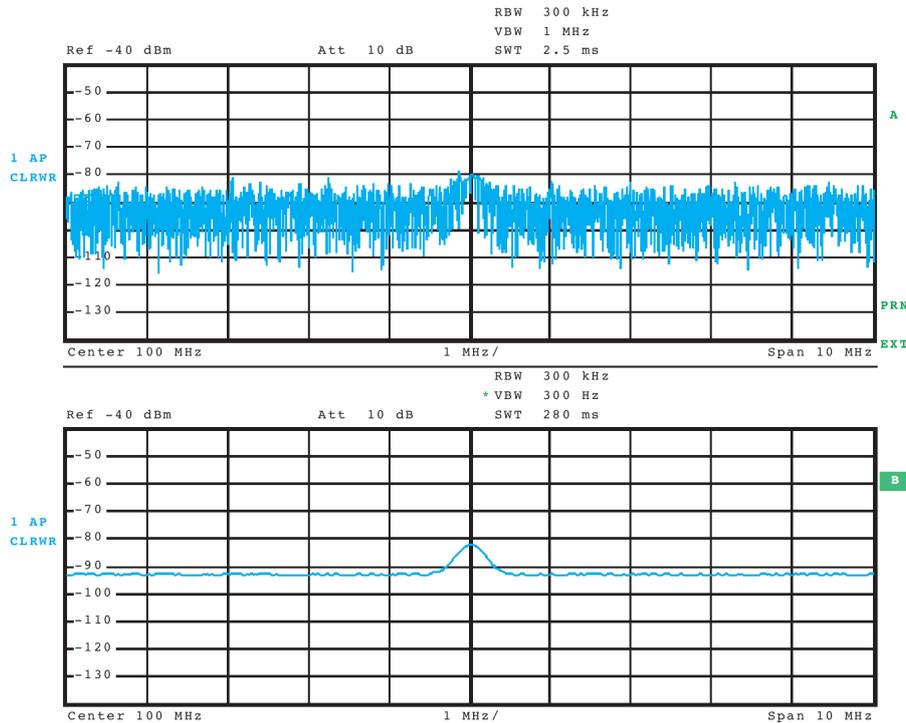


Figura 2.22. Segnale sinusoidale avente un basso SNR visualizzato con due differenti valori di VBW

dove  $k_v$  è una costante di proporzionalità che dipende dall'implementazione hardware del filtro, imponendo che  $t \geq \tau_{video}$  ne consegue che

$$\frac{RBW}{SPAN/t_{sweep}} \geq \frac{k_v}{VBW}. \quad (2.14)$$

Risolviendo la 2.14 rispetto a  $t_{sweep}$  è possibile ottenere la seguente relazione

$$t_{sweep} \geq k_v \frac{SPAN}{(RBW)(VBW)}. \quad (2.15)$$

Quindi l'utilizzo della  $VBW < RBW$  comporterà un tempo di spazzolata maggiore. Come descritto in precedenza, anche in questo caso i costruttori hanno di accoppiare automaticamente i valori di RBW, VBW, span e sweep time, affinché al variare dell'uno gli altri varino in modo automatico. Anche in questo caso dobbiamo fare attenzione a rispettare la 2.15, se impostiamo questi parametri in modalità manuale.

## 2.8 Architettura multistadio

Come evidenziato in precedenza, per analizzare segnali caratterizzati da componenti spettrali molto prossime in frequenza, è necessario avere filtri con una RBW ridotta. Purtroppo questi filtri non possono essere realizzati ad una  $f_{IF}$  elevata. D'altro canto noi siamo vincolati a scegliere una frequenza intermedia elevata, per evitare i problemi dovuti alla banda immagine e il  $f_{IF}$  feedthrough.

Questo problema può essere risolto utilizzando più stadi di conversione a frequenza intermedia.

Immaginiamo di avere un tono sinusoidale in ingresso. Questo viene convertito a frequenza intermedia  $f_{IF_1} = 3.5$  GHz. A valle di questa prima conversione supponiamo di avere un ulteriore stadio di conversione che trasli il segnale ad una frequenza intermedia più bassa, ad esempio  $f_{IF_2} = 20$  MHz. Per effettuare questa operazione bisogna sempre soddisfare le equazioni 2.2 2.3, in particolare si usa la seguente

$$f_x = f_{IF} - f_{LO}, \quad (2.16)$$

in modo tale da non avere una  $f_{LO_2}$  molto elevata e quindi un oscillatore molto performante. Anche in questo caso però dobbiamo far attenzione al problema delle frequenze immagini. Ricordiamo infatti che le frequenze immagini sono situate ad una distanza pari a  $2f_{IF_2}$ . Per evitare questo problema è necessario che la banda del filtro IF del primo stadio di conversione sia sufficientemente piccola da rigettare la frequenza immagine (vedi figura 2.23).

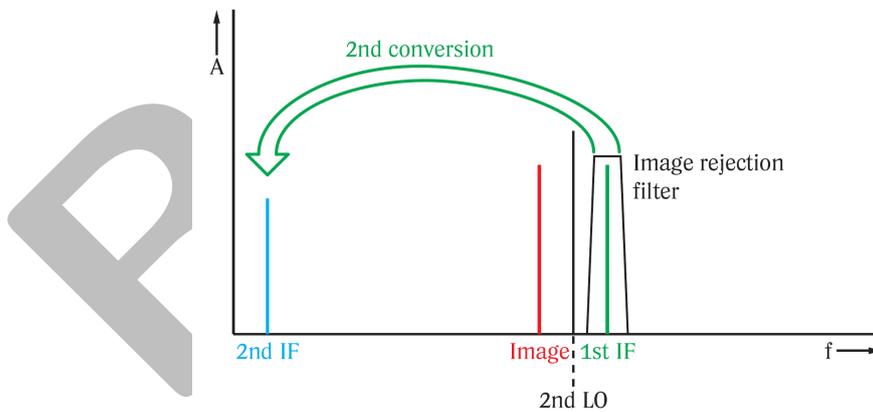


Figura 2.23. Conversione multistadio a due stadi

Purtroppo però non è possibile realizzare dei filtri con quelle caratteristiche di banda a quella frequenza, per questo motivo è necessario avere più di due stadi di conversione, tipicamente ve ne sono tre. Nella figura 2.24 è raffigurato un esempio di

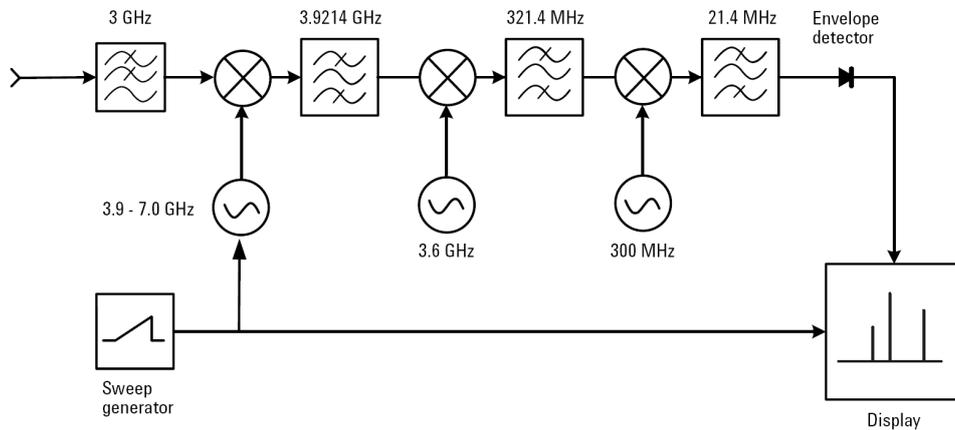


Figura 2.24. Conversione a frequenza intermedia multistadio

conversione a frequenza intermedia multistadio, in particolare questa è la soluzione adottata da Agilent.

In particolare l'equazione di sintonizzazione o equazione di tuning, nel caso multistadio può essere riscritta nel seguente modo

$$f_x = f_{LO_1} - (f_{LO_2} + f_{LO_3} + f_{IF_{finale}}). \quad (2.17)$$

Questa equazione si chiama *full tuning equation*.

## 2.9 Sezione video

Fino alla metà degli anni 1970, gli analizzatori di spettro erano puramente analogici. Le tracce visualizzate presentano una indicazione continua dell'involuppo del segnale e nessuna informazione veniva persa. Purtroppo questo tipo di display presentava notevoli problemi nel gestire tempi di spazzolata molto lunghi. In particolare a causa del tempo di persistenza dei fosfori limitato, in casi estremi la traccia poteva manifestarsi come un punto che lentamente attraversava lo schermo.

Verso la seconda metà degli anni 70, grazie allo sviluppo della circuiteria digitale, è stato possibile risolvere questo problema, digitalizzando il segnale video e depositando i campioni di questo segnali in una memoria. Un microprocessore si occupava di gestire lo schermo affinché vi fosse una traccia stabile, mentre la memoria veniva aggiornata in un tempo pari al tempo di spazzolamento.

### 2.9.1 Detectors

Con l'introduzione degli schermi digitali, ci si era trovati di fronte al problema di gestire display con risoluzioni limitate. In particolare essi possono essere visti come una matrice di punti e, il numero di punti su una riga era di gran lunga inferiore al numero di punti acquisiti della traccia video. Per questo motivo era importante stabilire come rappresentare l'informazione sullo spettro ormai acquisito. L'idea è stata quella di dividere l'asse di frequenza in diversi sottointervalli, tanti quanti sono i punti disponibili sullo schermo e, di usare qualche algoritmo (*detector*) che stabilisca in base ai campioni della traccia che entrano in questo intervallo che valore rappresentare sul display.

Questi intervalli si chiamano *bucket* e, ognuno di essi contiene dati relativi ad un determinato intervallo di frequenze e di tempo. L'ampiezza di ogni bucket può essere determinato così:

$$L = \frac{\text{span}}{N - 1} \quad (2.18)$$

o

$$L = \frac{t_{\text{sweep}}}{N - 1}, \quad (2.19)$$

nel caso si faccia riferimento alla frequenza o al tempo e, considerando  $N$  il numero di punti sullo schermo.

La scelta del valore da rappresentare sul display dipende dal tipo di *detector* utilizzato figura 2.25:

- sample;
- positive peak o peak o max peak;
- negative peak o min peak;
- auto peak;
- normal o rosenfell;
- average;
- quasi-peak.

#### Sample

Questo detector sceglie tra i campioni del segnale video che cadono all'interno di ciascun bucket, un campione particolare. Generalmente il criterio di scelta viene stabilito dal costruttore, in particolare alcuni rappresentano sul display il campione che si trova al centro del bucket, mentre altri mostrano il primo campione di un bucket (vedi figura 2.25).

Questo detector consente di effettuare buone misure quando il segnale analizzato è rumore, d'altrocanto non va bene se viene utilizzato per analizzare un segnale sinusoidale. Infatti se conduciamo un'analisi utilizzando una RBW minore della larghezza del bucket, è possibile che questo detector o non rilevi correttamente l'ampiezza del tono e che non lo rilevi affatto, perdendo l'informazione.

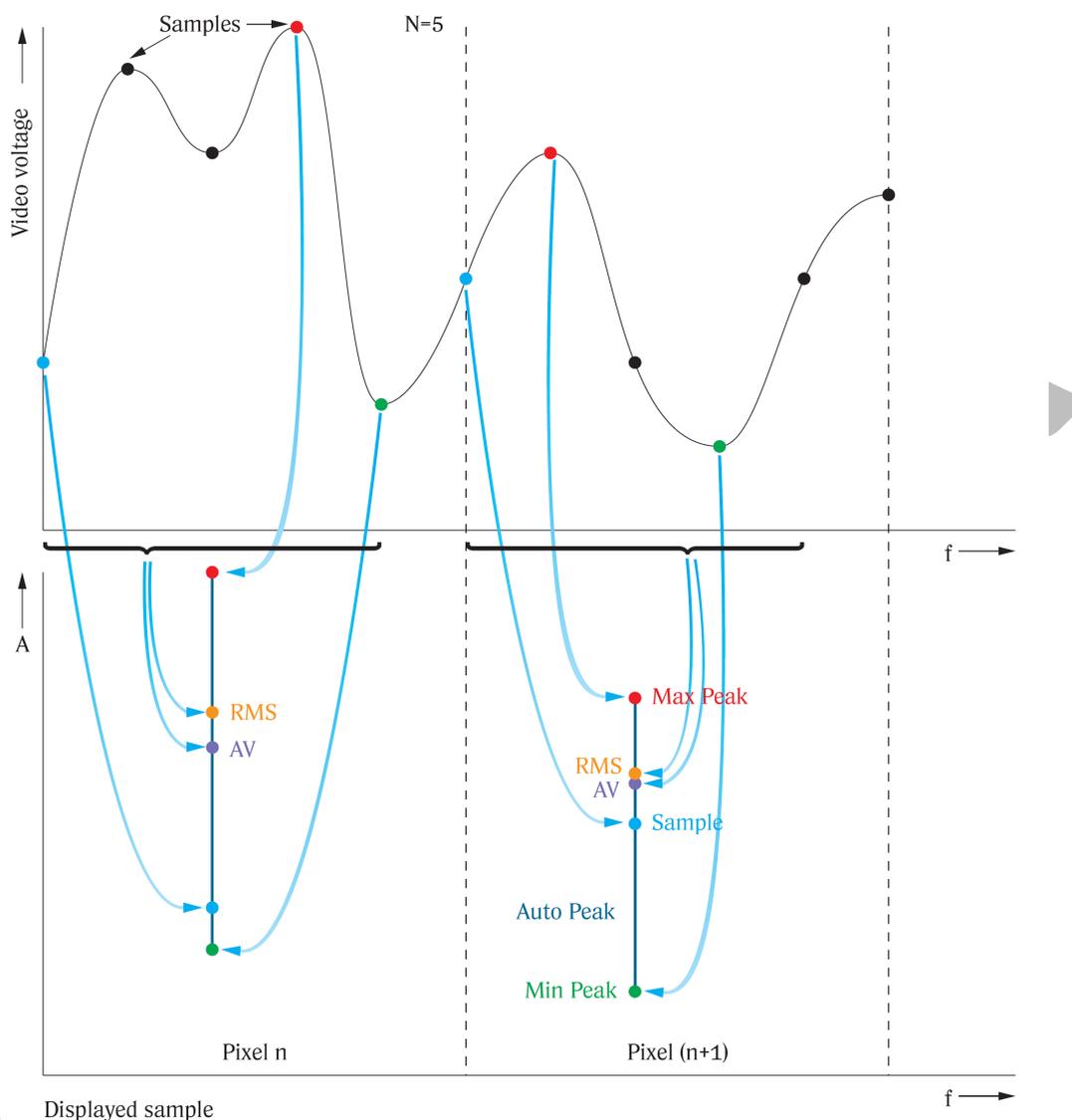


Figura 2.25. Selezione del campione da visualizzare in funzione del detector usato

### Positive peak

Il detector positive peak mostra sullo schermo il campione di ampiezza più elevata presente all'interno del bucket (vedi figura 2.25). Questa è generalmente la modalità di default offerta da numerosi analizzatori di spettro, in quanto garantisce che nessuna sinusoide possa essere persa, indipendentemente dal rapporto tra RBW e L. Viceversa, il detector positive peak non fornisce una buona rappresentazione del

rumore, poichè esso visualizza il massimo valore in ogni bucket non tenendo conto della natura aleatoria del rumore.

### **Negative peak**

Questo detector ha un funzionamento molto simile al precedente, visualizzando il campione di ampiezza minore all'interno di ciascun bucket (vedi figura 2.25).

### **Auto peak**

Mostra contemporaneamente il valore massimo ed il valore minimo dei campioni all'interno di ciascun bucket. Generalmente essi sono visualizzati connessi da una linea (vedi figura 2.25).

### **Normal**

Permette di effettuare una migliore visualizzazione del rumore rispetto al positive peak ed è esente dai problemi di perdita di segnale, tipici del detector sample. Questo detector viene chiamato anche *rosenfell*, in quanto se il segnale video all'interno di un bucket sale e scende lo classifica come rumore. In questo caso, se il bucket è dispari viene mostrato a video il massimo, mentre se il bucket è pari viene visualizzato il minimo. Mentre se il segnale video all'interno del bucket sale strettamente o scende strettamente viene visualizzato il massimo.

Supponiamo ora di trovarci nella situazione in cui l'analisi venga condotta con una RBW minore della larghezza del bucket, supponiamo inoltre che un segnale sinusoidale cada interamente all'interno di un bucket. In questo caso la traccia video all'interno del bucket sale e scende, di conseguenza se il bucket è dispari la sinusoide non sarà persa, mentre se il bucket è pari questa informazione viene persa. Per evitare questo problema ogni qual volta ci si trovi in un bucket pari viene visualizzato il campione minimo, ma viene conservato anche quello massimo. Quest'ultimo campione viene confrontato con il massimo del bucket successivo ed eventualmente sarà visualizzato sullo schermo al posto di quest'ultimo (vedi figura 2.26).

Nonostante tutti i pregi che presenta questo detector, esso presenta un problema tuttora irrisolto. Immaginiamo di avere un segnale a cavallo tra due bucket, il primo dispari ed il secondo pari. Il primo porterà alla visualizzazione del massimo, mentre il secondo visualizzerà il minimo e conserverà il massimo che, probabilmente verrà visualizzato nel bucket successivo. Quindi, a fronte di una singola sinusoide, a schermo verranno visualizzati due picchi.

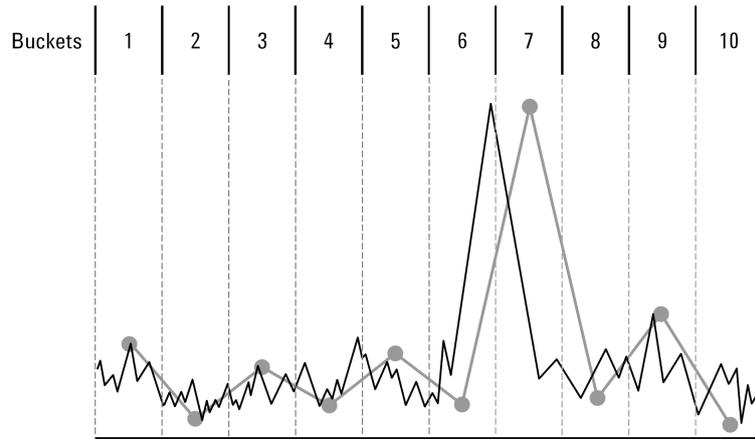


Figura 2.26. Funzionamento del detector normal

### Average

È necessario in alcune circostanze non accontentarsi di un punto qualsiasi del segnale video, anche preso con criterio. Ma sarebbe auspicabile non perdere tutte le informazioni che deriverebbero dall'analisi di tutti i campioni. Questi dati possono essere utilizzati in maniera diversa e generalmente esistono tre modalità implementate da quasi tutti i costruttori. Queste modalità sono le seguenti:

*Power (rms) averaging* Calcola il lavoro efficace dei campioni presenti all'interno del bucket, utilizzando la seguente formula

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N-1} v_i^2}. \quad (2.20)$$

A schermo viene visualizzato il valore di potenza ricavato nella seguente maniera

$$P = \frac{V_{rms}^2}{R}, \quad (2.21)$$

dove  $R$  è la resistenza in ingresso dell'analizzatore di spettro, generalmente questi strumenti essa assume un valore di  $50 \Omega$ .

*Voltage averaging* Media i campioni del segnale video su scala lineare presenti all'interno del bucket, secondo la seguente formula

$$V_{av} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N-1} v_i. \quad (2.22)$$

*Log-power (video) averaging* Media i campioni del segnale video su scala logaritmica presenti all'interno del bucket. Questo tipo di detector è molto utilizzato per osservare segnali sinusoidali molto prossimi al rumore.

## Quasi-peak

È un detector molto utilizzato per applicazioni EMI, molto utile nel caso in cui l'interferenza si presenti come un disturbo impulsivo. In particolare esso è un detector peak pesato, il cui valore dipende dal tasso di ripetizione degli impulsi.

Oggi i nostri schermi digitali hanno delle ottime risoluzioni, quindi non c'è più questa stretta correlazione tra bucket e pixel. La traccia viene formata interpolando lineamente i valori provenienti da ciascun bucket.

## 2.9.2 Trace averaging

Un'altra possibilità per smussare la traccia sullo schermo risiede nella possibilità di utilizzare il trace averaging. Questa operazione è un processo completamente distinto rispetto all'average detector. In questo caso la media viene realizzata utilizzando due o più tracce su una base punto per punto. Per ogni punto sul display il suo valore viene calcolato utilizzando la seguente formula:

$$A_{avg} = \frac{n-1}{n}A_{prior} + \frac{1}{n}A_n, \quad (2.23)$$

dove  $A_{avg}$  è il nuovo valore mediato,  $A_{prior}$  il valor medio proveniente della traccia precedente,  $n$  numero della traccia corrente ed infine  $A_n$  valore misurato nella spazzolata corrente.

Come accadeva per il filtraggio video, è possibile scegliere il grado di smussamento della traccia scegliendo il numero massimo di spazzolate su cui mediare. Sebbene questo tipo di media non comporti una aumento dello sweep time, il tempo per raggiungere un livello di smussamento simile a quello ottenuto con il filtraggio video è più o meno lo stesso, a causa del numero di spazzolate richieste.

Le due modalità di media portano a risultati differenti su segnali di tipo non stazionario, un esempio di questo effetto è rappresentato in figura 2.27, dove è raffigurato il risultato del filtraggio video e di un trace averaging su un segnale FM. Come si può anche vedere in figura 2.27, l'operazione di trace averaging conduce ad un risultato molto prossimo alla media reale.

## 2.9.3 Time gating

Time gating significa finestrata temporale ed è una modalità di analisi che permette di analizzare segnali che occupano la stessa porzione di spettro ma sono separati in frequenza. Un esempio sono i sistemi TDMA (Time-Domain Multiple Access). Per effettuare questo tipo di analisi abbiamo bisogno di un segnale di trigger, che ha il compito di aprire una gate ed abilitare lo strumento all'analisi. Deve essere possibile inoltre poter impostare la modalità di funzionamento del trigger, che può

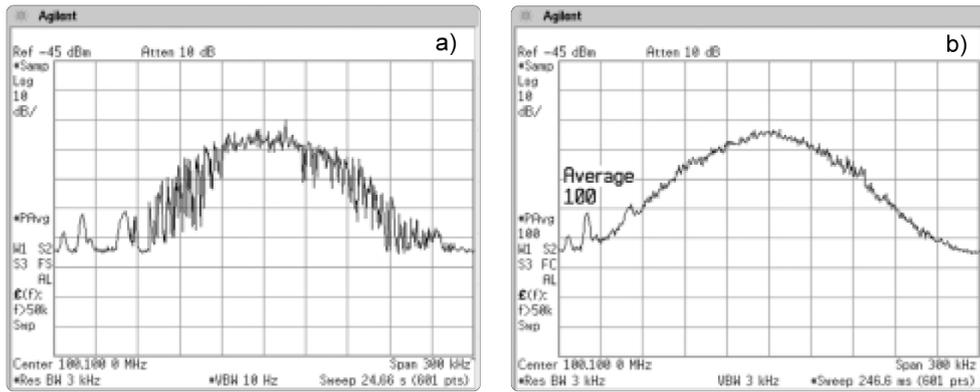


Figura 2.27. Filtraggio video (a), trace averaging (b) su un segnale FM

essere di tipo *level*, in cui l'operatore imposta un particolare livello e, se il segnale di trigger supera tale livello si apre la gate, o di tipo *edge*, che prevede la commutazione della porta sul fronte del segnale di trigger. Altri due parametri di fondamentale importanza sono il *gate delay*, che determina il quanto tempo deve trascorrere tra l'evento di trigger e l'istante di apertura della gate, ed il *gate length*, che serve ad impostare il tempo di apertura della porta. Questi ultimi due parametri sono estremamente importante perchè servono a garantire che all'interno del filtro IF non entrino gli edge dei burst.

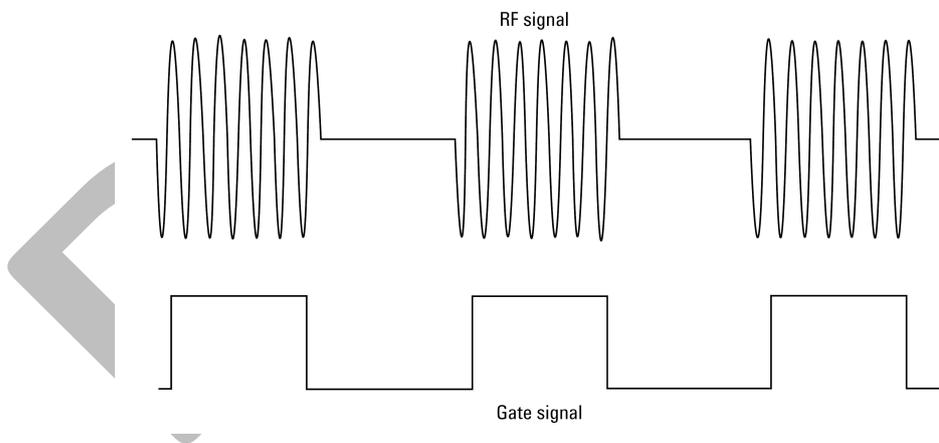


Figura 2.28. Time gating

Esistono due metodi per effettuare il time gating:

- gated video;
- gated sweep.

### Gated video

Questa è una modalità usata in molti analizzatori di spettro. In questo caso il segnale video passa attraverso un commutatore, che permette di porre in ingresso al filtro video o il segnale proveniente dal rivelatore di involuppo o un segnale nullo (vedi figura 2.29). Viene utilizzato il detector positive peak.

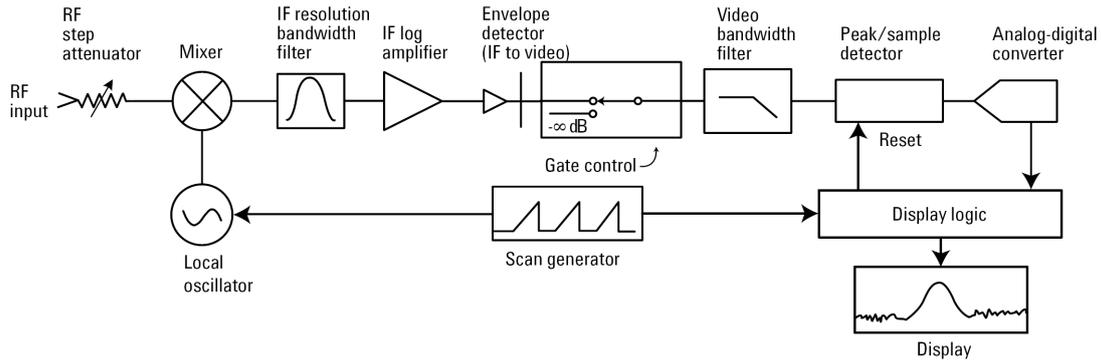


Figura 2.29. Diagramma a blocchi di un analizzatore di spettro con gated video

Questa modalità per poter fornire uno spettro completo deve fare in modo che ogni bucket sia rappresentativo e quindi ogni bucket deve contenere una porzione significativa del segnale. Di conseguenza lo sweep time minimo deve soddisfare questa relazione:

$$t_{sweep} = N_{bucket} T_{frame}, \quad (2.24)$$

dove  $N_{bucket}$  è il numero di bucket sul display e  $T_{frame}$  è il tempo di ripetizione del burst.

Questa modalità sebbene sia affidabile comporta dei tempi di spazzolata molto lunghi.

### Gated sweep

In questa modalità il controllo viene posto sulla rampa. Quando la gate è attiva la rampa sale, mentre quando la gate è chiusa la tensione si ferma e di conseguenza anche la  $f_{LO}$  si stabilizza. Questa tecnica è più veloce rispetto la precedente, in quanto in un tempo pari alla lunghezza di un burst possono essere misurati bucket multipli.

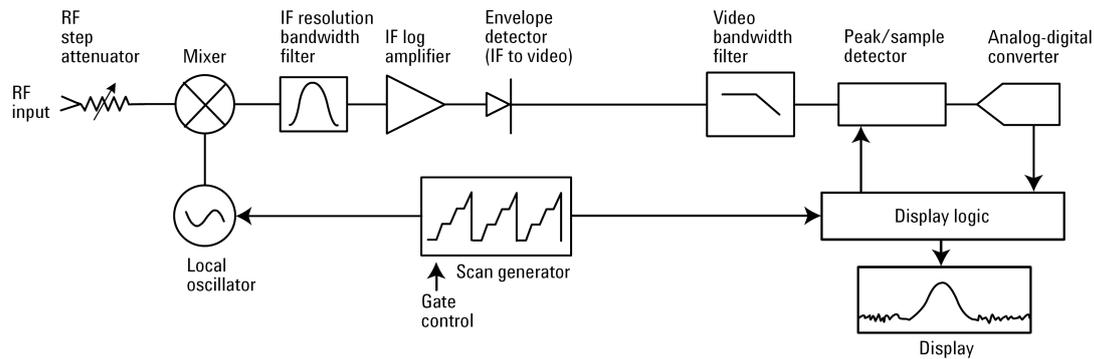


Figura 2.30. Diagramma a blocchi di un analizzatore di spettro con gated sweep

## 2.10 Zero span

Ipotizziamo ora di fissare la frequenza dell'oscillatore locale  $f_{LO}$ , cosa che può essere facilmente ottenuta impostando lo span a zero. In questa modalità di funzionamento una porzione del segnale in ingresso viene traslato a frequenza intermedia ed entrerà all'interno del filtro IF. La parte del segnale che riuscirà ad attraversare il filtro verrà posta in ingresso al rivelatore di involuppo che svolgerà la sua funzione. Di conseguenza sullo schermo verrà disegnato l'involuppo del segnale in ingresso.

Quindi con un analizzatore di spettro è possibile visualizzare segnali nel dominio del tempo, ma è possibile visualizzare solamente l'involuppo di questi segnali.

## 2.11 Sensibilità

Generalmente un analizzatore di spettro è utilizzato per misurare segnali aventi un livello di potenza abbastanza basso. Una limitazione a tali misure è sicuramente rappresentata dal rumore interno allo strumento. Esso viene amplificato più volte e appare sullo schermo. Il rumore visualizzato su uno schermo di analizzatore di spettro viene comunemente definito *DANL* (*Displayed Average Noise Level*).

Il valore del DANL può essere facilmente misurato chiudendo l'ingresso su una terminazione a  $50 \Omega$ . Un segnale in ingresso che abbia un livello di potenza superiore al DANL può essere facilmente misurato il contrario invece è impossibile. Quindi il DANL rappresenta una forte limitazione e sarebbe auspicabile che il suo valore sia il più piccolo possibile. Essendo la sensibilità dello strumento la minima grandezza che è in grado di misurare sicuramente essa è legata al DANL.

Sicuramente una possibile modalità per ridurre il DANL consiste nel diminuire l'attenuazione RF.

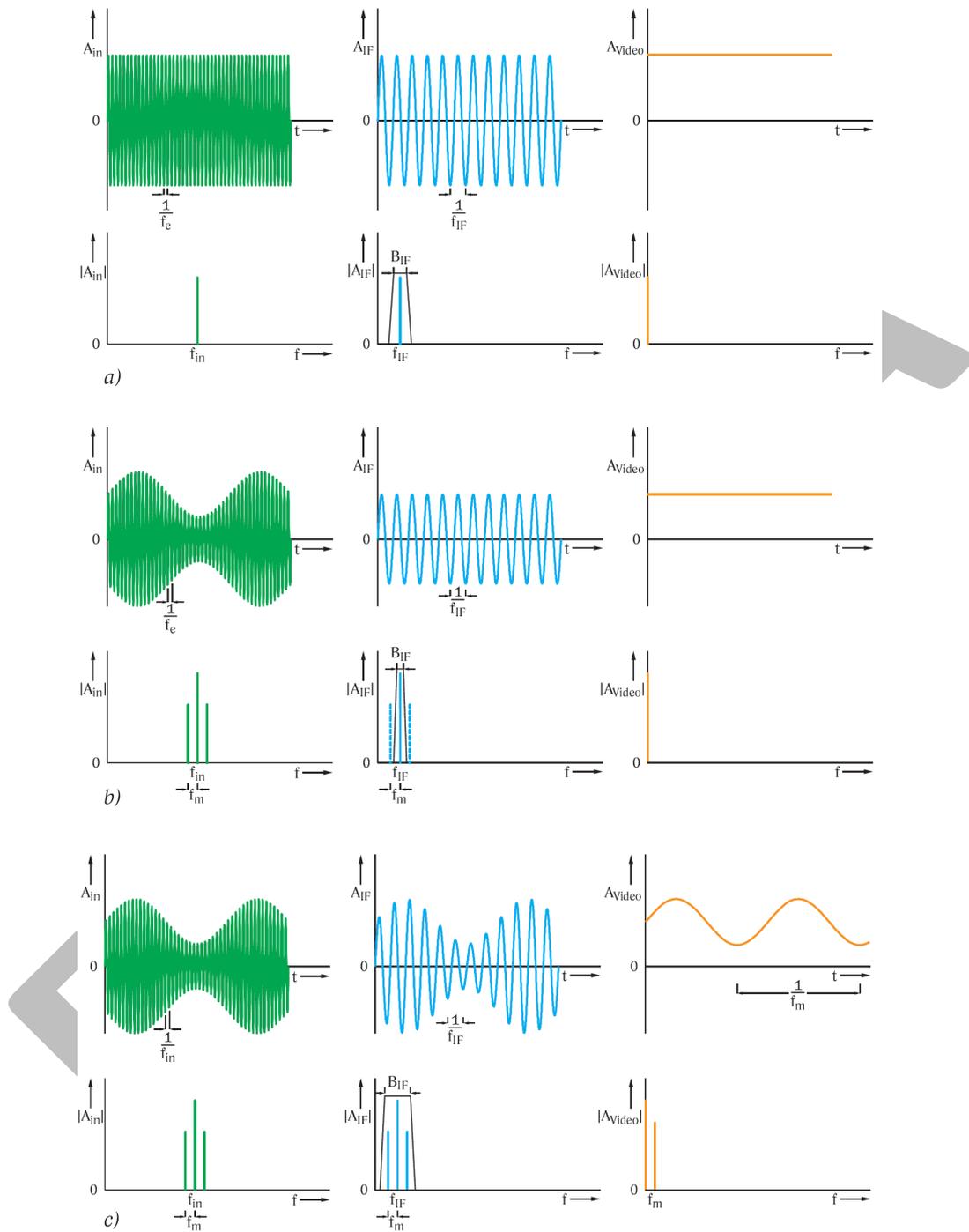


Figura 2.31. Segnale video (traccia gialla), segnale dopo il filtro IF (traccia blu) per diversi segnali in ingresso (traccia verde) e RBW. a) segnale sinusoidale, b) segnale AM con RBW minore della banda della modulante, c) segnale AM con RBW maggiore della banda della modulante

Anche la RBW influenza la sensibilità e quindi il SNR. Il rumore generato internamente allo strumento ha un'ampiezza costante su una banda abbastanza larga. Di conseguenza la potenza del rumore che passa attraverso il filtro IF dipende dalla sua banda. A partire dalla potenza di rumore in uscita al filtro IF è possibile anche definire la *banda equivalente di rumore*:

$$ENBW = \frac{1}{G} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df, \quad (2.25)$$

dove  $H(f)$  è la funzione di trasferimento del filtro e  $G$  è il massimo della funzione di trasferimento.

È possibile stimare la variazione del DANL a seguito di un cambiamento della RBW con la seguente formula

$$\Delta_{DANL} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{RBW_2}{RBW_1} \right), \quad (2.26)$$

dove la  $RBW_1$  è la resolution bandwidth di partenza e  $RBW_2$  è quella finale.

Bisogna inoltre fare attenzione al fatto che diminuendo la VBW è possibile diminuire le fluttuazioni del rumore, ma non il suo valore medio. Quindi se il segnale utile ha un livello di potenza superiore al DANL ma non è visibile a causa delle fluttuazioni del rumore, diminuendo la VBW esso sarà visibile, mentre se esso ha un livello di potenza minore del DANL anche variando la RBW non riusciremo ad avere miglioramenti.

Molti costruttori sono soliti legare la sensibilità alla figura di rumore che è definita così:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}, \quad (2.27)$$

dove  $S_i/N_i$  e  $S_o/N_o$  sono rispettivamente il rapporto segnale rumore in ingresso ed in uscita. Generalmente poiché il livello del segnale in ingresso  $S_i$  è uguale a quello in uscita  $S_o$  la formula precedente può essere riscritta nel seguente modo

$$F = \frac{N_o}{N_i} = 10 \cdot \log_{10}(N_o) - 10 \cdot \log_{10}(N_i). \quad (2.28)$$

Quindi una diminuzione della RBW comporta una diminuzione della DANL e di conseguenza un miglioramento della cifra di rumore.

## 2.12 Filtri IF digitali

Negli anni 80, con l'avvento di convertitori analogico digitale performanti, si è potuto iniziare affiancare alla circuiteria analogica della sezione IF anche quella digitale.

I principali vantaggi introdotti con il digitale sono legati al miglioramento della velocità di misura e la possibilità di analizzare segnali complessi.

Come detto in precedenza, con la circuiteria analogica era possibile creare filtri IF con una RBW al più pari a 1 kHz, valori più piccoli non erano possibili. Ora queste bande di analisi più strette possono essere raggiunte con l'ausilio della circuiteria digitale.

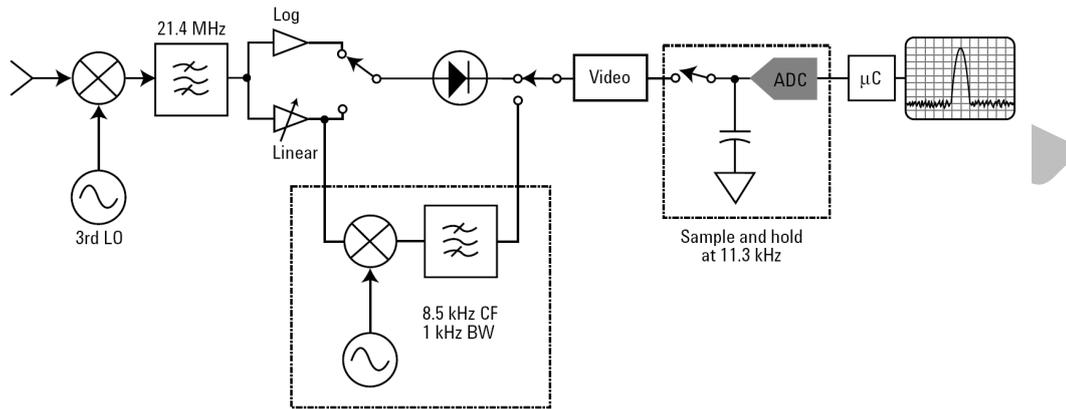


Figura 2.32. Realizzazione digitale di filtri IF a banda stretta

In figura 2.32 è descritta la soluzione ibrida adottata da Agilent negli analizzatori di spettro della serie ESA. Il segnale in uscita dal filtro IF viene amplificato da un amplificatore lineare e traslato ad una frequenza pari a 8.5 kHz. Successivamente viene filtrato da un filtro passa-banda con banda da 1 kHz. Da qui entra in un convertitore analogico digitale e viene campionato ad una frequenza di campionamento pari a 11.3 kHz. Una volta campionato viene effettuata una FFT da un microprocessore.

Per trasformare appropriatamente il segnale la rampa deve essere bloccata affinché l'analizzatore sia sintonizzato su una frequenza fissa. La rampa deve rimanere bloccata per tutto il tempo di acquisizione che dipende dalla RBW desiderata, come dimostreremo successivamente. Finito il campionamento, il generatore invece di proseguire in maniera lineare effettua un salto di tensione affinché l'analizzatore effettua un salto di sintonizzazione di 900 Hz. Questa procedura viene ricoperta ciclicamente fino a quando non viene coperto tutto lo span. Questa sintonizzazione passo-passo è visibile anche sullo schermo, che viene aggiornato ad incrementi di 900 Hz.

### 2.12.1 FFT

FFT è l'algoritmo che implementa la trasformata discreta di Fourier veloce. Da  $N$  campioni reali in ingresso si ottengono  $N$  campioni complessi che portano  $2N$

informazioni. Questi campioni sono spazati in frequenza di una quantità pari a

$$\Delta f = \frac{f_S}{N} = \frac{1}{NT_S} = \frac{1}{T}, \quad (2.29)$$

dove  $f_S$  è la frequenza di campionamento,  $T_S$  il tempo di campionamento e  $T$  il tempo di acquisizione. Questa quantità è chiamata anche *risoluzione nominale* ed è inversamente proporzionale al tempo di acquisizione.

I campioni in uscita alla FFT sono detti *bin* e, degli  $N$  bin in uscita quelli utili sono

$$N_u = \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1. \quad (2.30)$$

Immaginiamo di trovarci nella situazione descritta in figura 2.33, in cui è stato acquisito un numero intero di periodi del segnale. Il segnale acquisito può essere visto come il prodotto del segnale in ingresso con una finestra rettangolare. Questo segnale in frequenza è dato dalla convoluzione della trasformata di Fourier del segnale in ingresso con la trasformata di Fourier della finestra. In questo caso la trasformata di Fourier della finestra rettangolare è una *sinc*.

In questo caso si ottiene uno spettro i bin sono tutti nulli eccetto uno, quello a frequenza  $f_x$ , dove  $f_x$  è la frequenza del segnale in ingresso.

Supponiamo ora di trovarci nel caso descritto in figura 2.34, in cui la frequenza del segnale in ingresso non è un multiplo intero della frequenza di campionamento. In questo caso l'acquisizione di  $N$  campione non corrisponde all'acquisizione di un numero intero di periodi. Anche adesso vale il discorso della convoluzione delle trasformate di Fourier del segnale e della finestra, però in questo i bin non possono essere tutti nulli. In questo caso si parla di *dispersione spettrale* o di *spectral leakage*.

Questo problema viene risolto o comunque mitigato con l'ausilio di finestre, in letteratura se ne possono trovare molte, ognuna realizzata per risolvere differenti necessità.

La banda effettiva di una FFT quindi non dipenderà solamente dal tempo di acquisizione, ma anche dalla banda a -3 dB della finestra utilizzata, nel caso di finestra rettangolare questi due valori coincidono.

## 2.13 All-digital IF

Questa architettura è implementata da Agilent nei suoi analizzatori di spettro della famiglia PSA (Performance Spectrum Analyzer). Essa combina diverse tecniche digitali per realizzare un'unica sezione IF interamente digitale. Questa soluzione permette di ottenere un'analisi basata su FFT per span ridotti ed un'analisi a spazzolata per span più larghi, in tempi notevolmente ridotti.

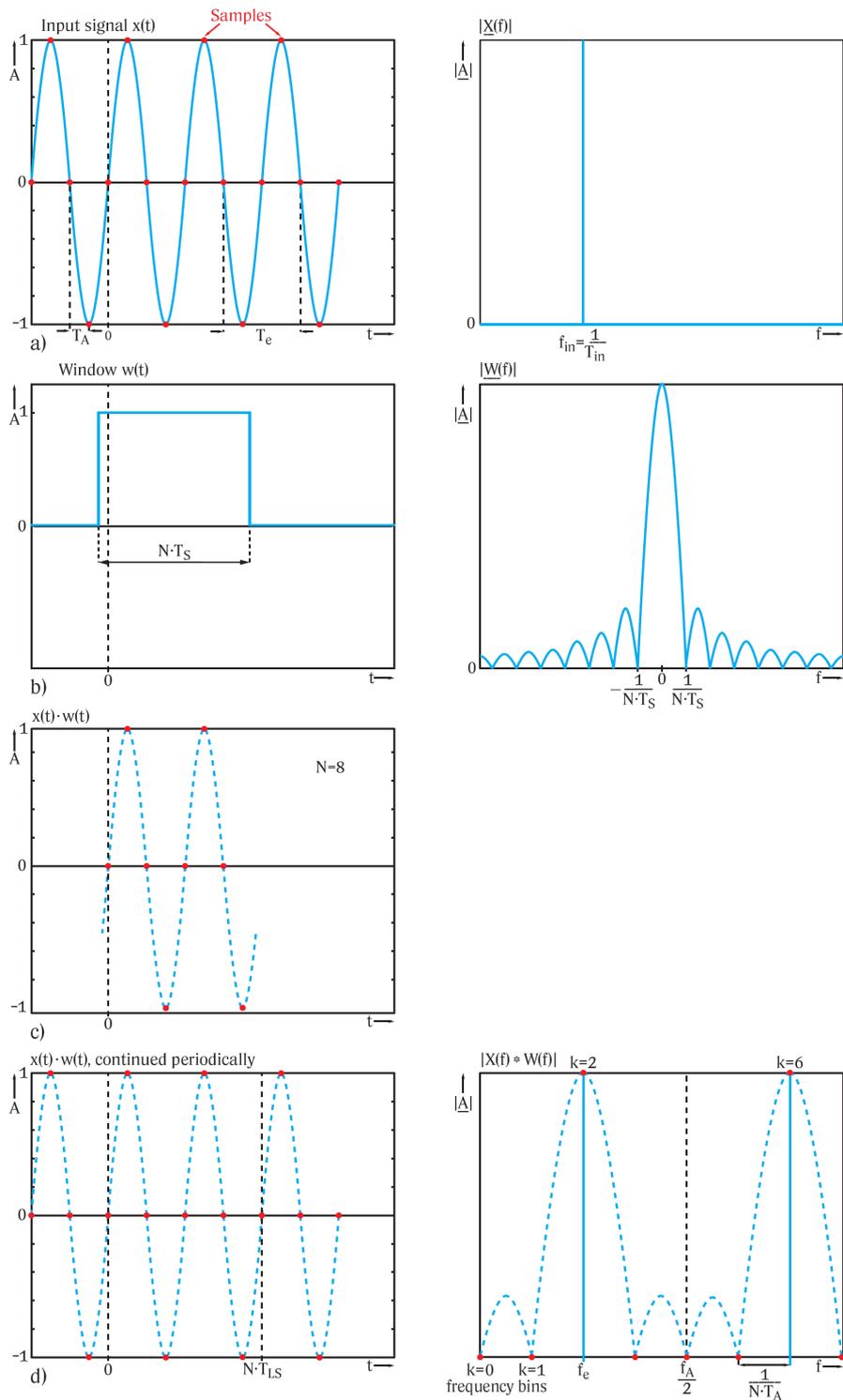


Figura 2.33. FFT segnale periodico. Il tempo di campionamento è un multiplo intero del periodo del segnale

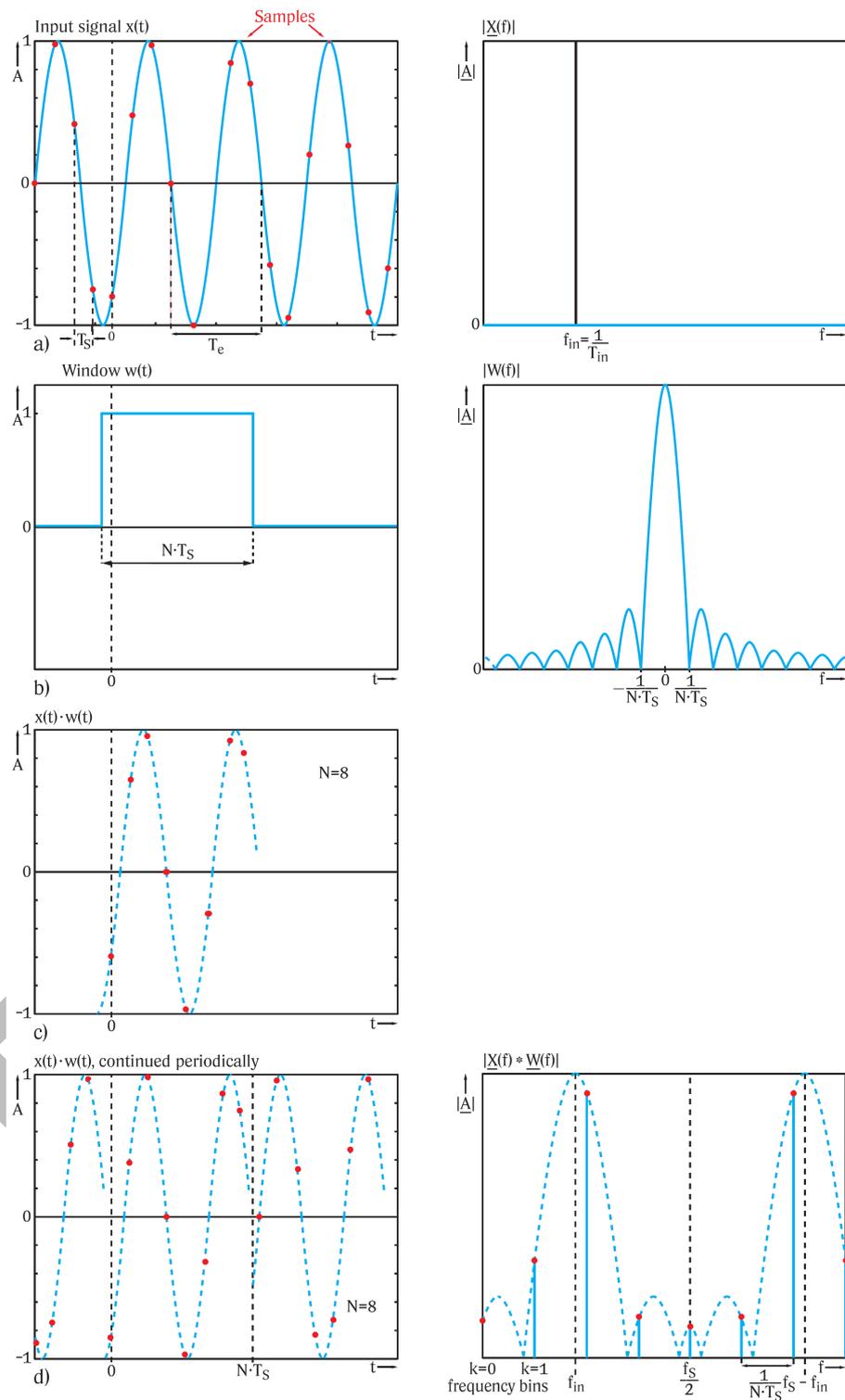


Figura 2.34. FFT segnale periodico. Il tempo di campionamento non è un multiplo intero del periodo del segnale

In figura 2.35 viene raffigurato il diagramma a blocchi della sezione IF completamente digitale implementata nel PSA. Il segnale, una volta traslato a frequenza

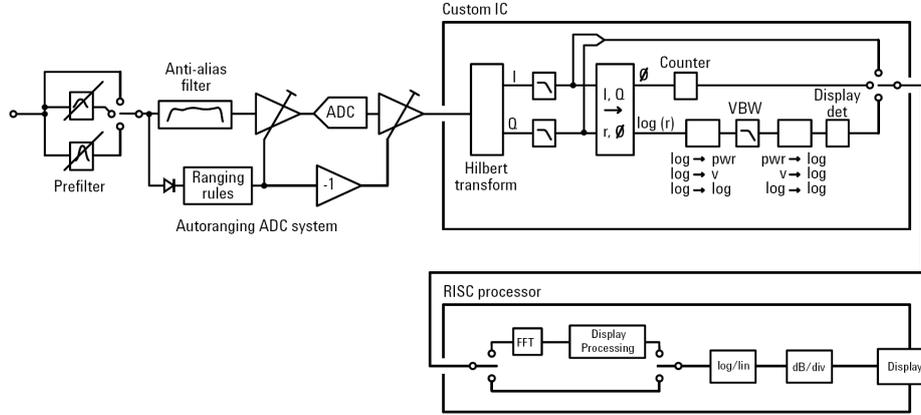


Figura 2.35. Diagramma a blocchi della sezione IF completamente digitale implementata nel PSA

intermedia, viene direttamente campionato e quantizzato attraverso l'utilizzo di un ADC.

Però prima di comprendere come funziona un PSA, facciamo qualche richiamo. Un segnale reale  $s(t)$  può essere rappresentato nella sua *forma analitica* così:

$$\tilde{s}(t) = s(t) + j\hat{s}(t), \quad (2.31)$$

dove  $\hat{s}(t)$  è la *trasformata di Hilbert* del segnale in ingresso ed è definita in questa maniera

$$\hat{s}(t) = s(t) \star \frac{1}{\pi t}. \quad (2.32)$$

Ad esempio se volessimo rappresentare in forma analitica il segnale  $s(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  esso sarebbe uguale a

$$\tilde{s}(t) = \cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t) = e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.33)$$

mentre per il segnale  $s(t) = \sin(2\pi f_0 t)$  la sua forma analitica sarà

$$\tilde{s}(t) = \sin(2\pi f_0 t) - j \cos(2\pi f_0 t) = -j(j \sin(2\pi f_0 t) + \cos(2\pi f_0 t)) = -j e^{j2\pi f_0 t}. \quad (2.34)$$

Supponiamo di avere un segnale sinusoidale  $s(t) = A \cos(2\pi f_0 t)$  che modula in ampiezza una portante  $p(t) = \cos(2\pi f_c t)$ , ottenendo il seguente segnale modulato

$$\begin{aligned} m(t) &= s(t)p(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_c t) = \\ &= \frac{A}{2} [\cos(2\pi(f_0 + f_c)t) + \cos(2\pi(f_c - f_0)t)], \end{aligned} \quad (2.35)$$

allora il segnale analitico corrispondente sarà

$$\begin{aligned}\tilde{m}(t) &= \frac{A}{2} [e^{j2\pi(f_0+f_c)t} + e^{j2\pi(f_c-f_0)t}] = \\ &= \frac{A}{2} e^{j2\pi f_c t} [e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}] = \\ &= A \cos(2\pi f_0 t) e^{j2\pi f_c t} = s(t) e^{j2\pi f_c t}. \quad (2.36)\end{aligned}$$

Quindi il segnale analitico di un segnale modulato in ampiezza è uguale al prodotto del segnale modulante per il fasore a frequenza pari alla portante.

Le stesse operazioni possono essere fatte per un segnale avente una portante sinusoidale  $p(t) = \cos(2\pi f_c t)$  ottenendo il seguente risultato:

$$\tilde{m}(t) = s(t)[-j e^{j2\pi f_c t}]. \quad (2.37)$$

La trasformata di Fourier di  $1/(\pi t)$  è uguale a

$$H(f) = -j \operatorname{sign}(f) = -j[2u(f) - 1]. \quad (2.38)$$

Di conseguenza la trasformata di Fourier di un segnale analitico sarà

$$\begin{aligned}\mathcal{F}\{\tilde{s}(t)\} &= \mathcal{F}\{s(t)\} + j\mathcal{F}\{\hat{s}(t)\} = \\ &= \mathcal{F}\{s(t)\} + j[-j(2u(f) - 1)]\mathcal{F}\{s(t)\} = \\ &= 2u(f)\mathcal{F}\{s(t)\}, \quad (2.39)\end{aligned}$$

quindi lo spettro del segnale analitico è uguale alla parte positiva dello spettro del segnale in ingresso, con ampiezza doppia.

Ogni segnale passabanda modulato in ampiezza e fase può essere visto come il risultato di una doppia modulazione in ampiezza su due portanti, una in fase e l'altra in quadratura

$$s(t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t). \quad (2.40)$$

La sua formulazione analitica sarà

$$\tilde{s}(t) = \tilde{s}_I(t) - \tilde{s}_Q(t) = I(t)e^{j2\pi f_c t} + jQ(t)e^{j2\pi f_c t} = [I(t) + jQ(t)]e^{j2\pi f_c t}. \quad (2.41)$$

Il termine  $I(t) + jQ(t)$  viene chiamato *inviluppo complesso*.

Lo spettro del segnale analitico è uguale allo spettro dell'inviluppo complesso, ma traslato alla frequenza  $f_c$ . Di conseguenza conoscendo la  $I(t)$  e la  $Q(t)$  è possibile valutare l'inviluppo complesso ed il suo spettro e risalire allo spettro del segnale in ingresso.

Quindi questo tipo di architettura prima estrae le portanti in fase ed in quadratura e da esse valuta lo spettro utilizzando un algoritmo di FFT.

## 2.14 Preselezione

Finora abbiamo visto il funzionamento di un analizzatore di spettro a supereterodina le cui frequenze di analisi erano comprese nell'intervallo 9 kHz–3 GHz. Ovviamente potrebbe essere interessante avere uno strumento che potesse analizzare anche spettri situati a frequenze maggiori. Oggi esistono in commercio analizzatori di spettro che analizzano anche i segnali a micro-onde, in questo paragrafo vediamo come è possibile effettuare anche questa analisi.

Immaginiamo di voler estendere l'intervallo di analisi fino a 7 GHz, in questo caso non è ipotizzabile usare un primo stadio IF a frequenze elevate, perchè questo costringerebbe ad utilizzare oscillatori locali a frequenze sempre più elevate ed inoltre i mixer dovrebbero garantire buone prestazioni a frequenze sempre più elevate. Questi criteri purtroppo sono tecnologicamente difficili da realizzare.

In genere il segnale in ingresso entra in un diplexer, che ha il compito di dividere il segnale su due percorsi. Nel primo percorso, denominato low-band, entra la porzione di segnale nella banda 9 kHz–3 GHz, mentre nel secondo, denominato high band, la restante parte di banda (vedi figura 2.36). Di conseguenza si potrebbe pensare

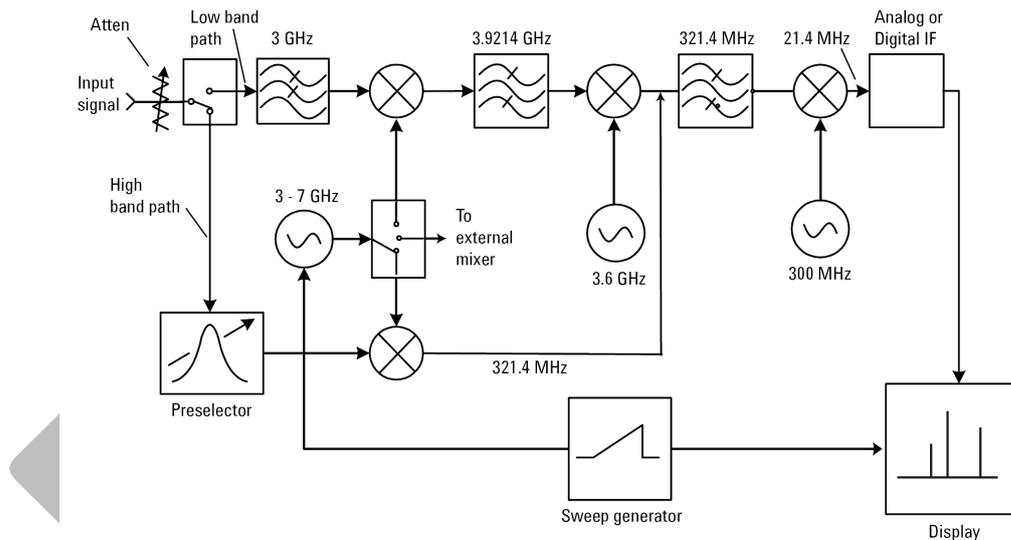


Figura 2.36. Schema a blocchi di un analizzatore di spettro con preselezione

di realizzare una conversione diretta verso una  $f_{IF}$  bassa. Ipotizziamo di convertire direttamente a 21.4 MHz. Utilizzando l'equazione di tuning

$$f_{IF} = f_x - f_{LO} \quad (2.42)$$

dovremmo avere un oscillatore locale che vari nel range 2.9786 GHz–6.9786 GHz. Mentre utilizzando

$$f_{IF} = f_{LO} - f_x \quad (2.43)$$

l'oscillatore locale dovrebbe variare nell'intervallo 3.0214 GHz–7.0214 GHz. Una scelta ottimale potrebbe essere quella di poter saltare da una relazione all'altra permettendo di utilizzare l'oscillatore in un intervallo di frequenze ridotto, ad esempio 3.0214 GHz–6.9786 GHz.

Immaginiamo ora di avere in ingresso un segnale a 6 GHz di conseguenza l'oscillatore locale lavorerà ad una frequenza pari a 5.9786 GHz. La scelta di questa frequenza produrrà una frequenza immagine centrata a 5.9572 GHz, di conseguenza è necessario prendere degli accorgimenti per evitare che possa essere presente in ingresso al mixer una componente spettrale a questa frequenza.

Una possibile soluzione potrebbe essere un filtro passa-banda sintonizzabile, chiamato *filtro di preselezione*. Generalmente questi filtri lavorano a banda relativa costante, quindi all'aumentare della frequenza di lavoro la loro banda aumenta. I valori tipici di banda per questi filtri sono 35 MHz a basse frequenze fino ad arrivare ad 80 MHz alle alte frequenze. Purtroppo tali filtri presentano questi limiti tecnologici che non ci permettono di eliminare le eventuali componenti in ingresso situate alla frequenza immagine.

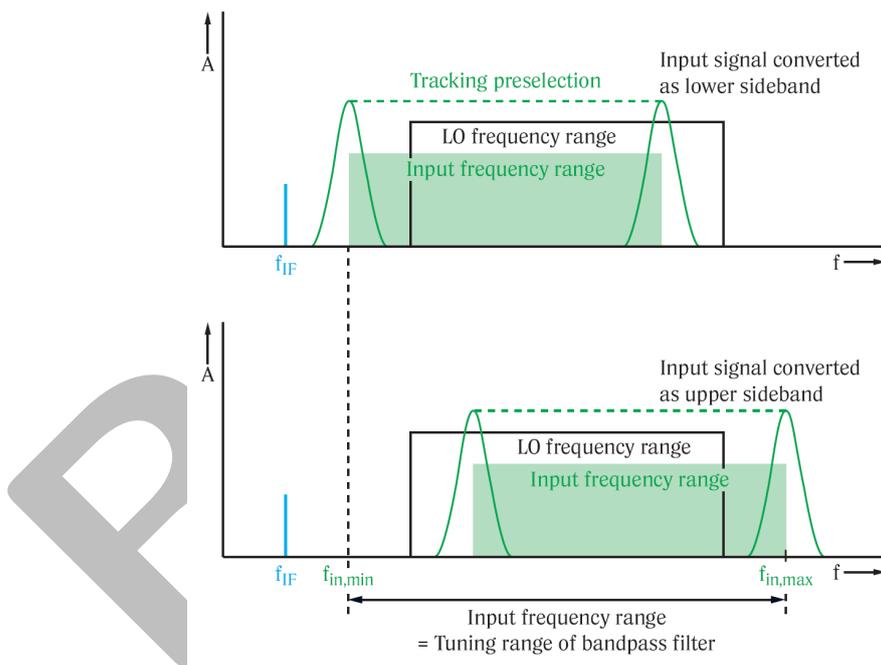


Figura 2.37. Reiezione della frequenza immagine attraverso un filtro di preselezione sintonizzabile

La soluzione a questo problema viene trovata non convertendo il segnale in ingresso direttamente allo stadio finale. Anche in questo caso sono necessario almeno due stadi di conversione (vedi figura 2.36).

## Elenco delle figure

1.1	Segnale in uscita ad un clock avente frequenza 20 MHz, esaminato con un oscilloscopio . . . . .	1
1.2	Segnale in uscita ad un clock avente frequenza 20 MHz, esaminato con un analizzatore di spettro . . . . .	2
1.3	Segnale sinusoidale rappresentato nel dominio del tempo . . . . .	3
1.4	Relazione tra il dominio del tempo ed il dominio della frequenza . . . . .	4
1.5	Analisi armonica di un'onda quadra . . . . .	5
1.6	Spettro di un'onda quadra . . . . .	5
1.7	Segnali non periodici nel dominio tempo ed i relativi spettri . . . . .	6
1.8	Schema a blocchi dell'analizzatore di spettro a filtri paralleli . . . . .	7
1.9	Schema a blocchi dell'analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile . . . . .	8
1.10	Principio di funzionamento di un analizzatore di spettro con filtro passabanda sintonizzabile . . . . .	9
1.11	Schema a blocchi semplificato di un analizzatore di spettro a supereterodina . . . . .	9
1.12	Traslazione del segnale nel filtro IF in un analizzatore di spettro a supereterodina . . . . .	10
2.1	Schema a blocchi semplificato di un analizzatore di spettro a supereterodina . . . . .	12
2.2	Soglia di sovraccarico e di sensibilità di un tuner . . . . .	14
2.3	Attenuatore RF . . . . .	14
2.4	Ambiguità del principio a supereterodina . . . . .	15
2.5	Corrispondenza dei tempi . . . . .	16
2.6	Sovrapposizione tra l'intervallo di frequenze di analisi e l'intervallo di frequenze immagini . . . . .	17
2.7	Principio della $f_{IF}$ alta . . . . .	18
2.8	Schermo di un tipico analizzatore di spettro . . . . .	20
2.9	Adattamento dell'attenuazione RF e del guadagno IF . . . . .	21

2.10	Range dinamico limitato dall'incremento del noise floor al variare dell'attenuazione RF . . . . .	22
2.11	Incremento del noise floor al variare dell'attenuazione RF . . . . .	23
2.12	Funzione di trasferimento di un filtro Gaussiano . . . . .	24
2.13	Spettro di un segnale puramente sinusoidale . . . . .	25
2.14	Filtraggio a frequenza intermedia . . . . .	25
2.15	Filtraggio a frequenza intermedia . . . . .	26
2.16	Due segnali sinusoidali aventi la stessa ampiezza e separati in frequenza da una banda pari alla RBW (linea rossa) . . . . .	27
2.17	Due segnali sinusoidali aventi ampiezze differenti e separati in frequenza da una banda pari alla RBW (linea rossa) . . . . .	28
2.18	Selettività in banda . . . . .	29
2.19	Due segnali vicini analizzati con la stessa RBW e SF diverso . . . . .	29
2.20	Errore di misura causato da una impostazione dello sweep time non corretta (linea blu) . . . . .	31
2.21	Rivelatore di inviluppo . . . . .	32
2.22	Segnale sinusoidale avente un basso SNR visualizzato con due differenti valori di VBW . . . . .	33
2.23	Conversione multistadio a due stadi . . . . .	34
2.24	Conversione a frequenza intermedia multistadio . . . . .	35
2.25	Selezione del campione da visualizzare in funzione del detector usato .	37
2.26	Funzionamento del detector normal . . . . .	39
2.27	Filtraggio video (a), trace averaging (b) su un segnale FM . . . . .	41
2.28	Time gating . . . . .	41
2.29	Diagramma a blocchi di un analizzatore di spettro con gated video . .	42
2.30	Diagramma a blocchi di un analizzatore di spettro con gated sweep .	43
2.31	Segnale video (traccia gialla), segnale dopo il filtro IF (traccia blu) per diversi segnali in ingresso (traccia verde) e RBW. a) segnale sinusoidale, b) segnale AM con RBW minore della banda della modulante, c) segnale AM con RBW maggiore della banda della modulante . . .	44
2.32	Realizzazione digitale di filtri IF a banda stretta . . . . .	46
2.33	FFT segnale periodico. Il tempo di campionamento è un multiplo intero del periodo del segnale . . . . .	48
2.34	FFT segnale periodico. Il tempo di campionamento non è un multiplo intero del periodo del segnale . . . . .	49
2.35	Diagramma a blocchi della sezione IF completamente digitale implementata nel PSA . . . . .	50
2.36	Schema a blocchi di un analizzatore di spettro con preselezione . . . .	52
2.37	Reiezione della frequenza immagine attraverso un filtro di preselezione sintonizzabile . . . . .	53