



Capitolo 2

Misure su segnali modulati

2.1 Introduzione

Le modulazioni sono delle tecniche, che si applicano al segnale da trasmettere a distanza, allo scopo di adattarlo alle caratteristiche del canale di comunicazione, mantenendo invariata la sua informazione.

Si immagini una trasmissione radio, per ipotesi assurda, senza alcuna modulazione, in cui, cioè, la voce umana, trasformata da un microfono in corrente elettrica, venga irradiata via etere da un'antenna e catturata tramite un'altra antenna ricevente, da un secondo utente.

La banda utile della voce umana non supera i 5 kHz, per cui, senza un'opportuna modulazione, anche la frequenza delle onde elettromagnetiche irradiata via etere sarebbe la stessa, con una serie di inaccettabili conseguenze:

- Le dimensioni delle antenne, cioè $\lambda/4$ o $\lambda/2$ sarebbero, non dico proibitive, ma assolutamente impensabili, visto che alla frequenza di 5 kHz, la lunghezza d'onda corrispondente è di 60 Km e quindi le antenne, per avere una buona efficienza, dovrebbero essere lunghe o 15 Km o 30 Km.
- La potenza necessaria ad alimentare un'antenna di queste dimensioni sarebbe enorme.



Da quanto detto se ne deduce l'assoluta necessità della modulazione che, traslando in frequenza il segnale, ed allocando in canali diversi le trasmissioni di utenti diversi, invece, produce esattamente tutti i vantaggi opposti:

- Essendo la frequenza della trasmissione molto elevata, la lunghezza delle antenne diventa umanamente e praticamente possibile, per esempio in FM a 100 MHz, risulta: 75 cm
- Conseguentemente la potenza impiegata diventa molto minore.
- Le dimensioni del trasmettitore diventano minime, basti guardare quelle di un cellulare di oggi.

Chiariti i motivi base che convincono a modulare, si vede ora in che cosa consiste la modulazione.

In primo luogo bisogna adattare le caratteristiche dello spettro del segnale da trasmettere in modo che possa transitare bene attraverso il canale.

Dunque deve essere sempre presente il segnale informativo, cioè l'informazione da trasmettere sotto forma di corrente elettrica o di tensione elettrica. Questa prende il nome di *modulante*.

Deve essere però sempre presente anche un altro segnale, detta *portante*, che consentirà la traslazione in frequenza del segnale modulante, per consentirne tutti quei vantaggi della modulazione di cui si è detto.



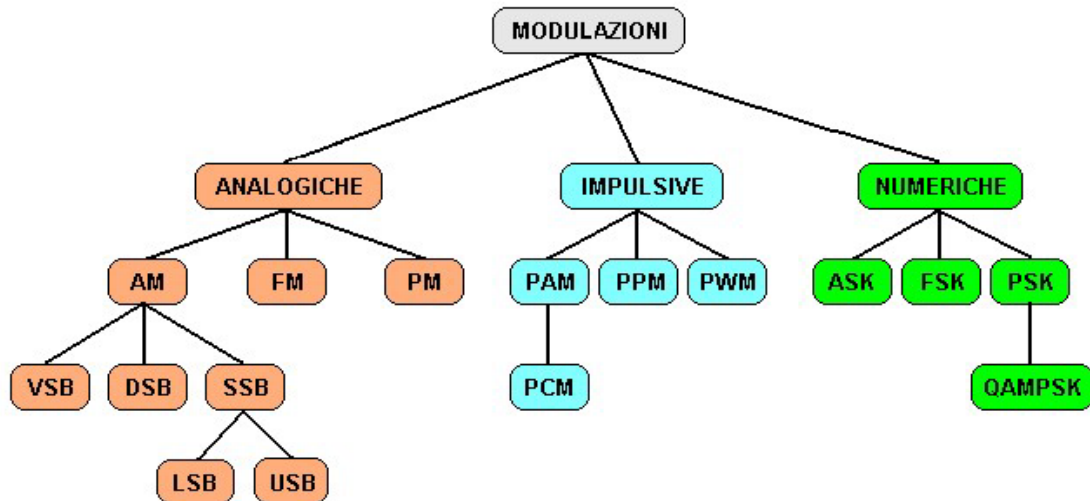
L'operazione di modulazione ha dunque bisogno di un *modulatore*, dispositivo elettronico in grado di traslare in frequenza il segnale mantenendo invariata l'informazione da trasmettere.



In ricezione, naturalmente, avviene il procedimento inverso ed il segnale modulato, che ha attraversato il canale di trasmissione, viene demodulato dal *demodulatore*, rigenerando il segnale modulante originario che contiene l'informazione.


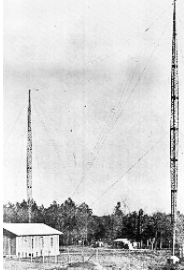
2.2 Classificazioni delle modulazioni

Vista la varietà e la generalità delle operazioni connesse con la modulazione, in quanto l'adattamento, per esempio, del segnale al canale si può intendere e realizzare in modi del tutto diversi a seconda che il segnale sia **analogico o numerico**, e che il canale sia un doppino telefonico, una fibra ottica, o l'etere, che hanno caratteristiche fisiche alquanto differenti, se ne deduce, come conseguenza, che si ha una classificazione delle modulazioni.



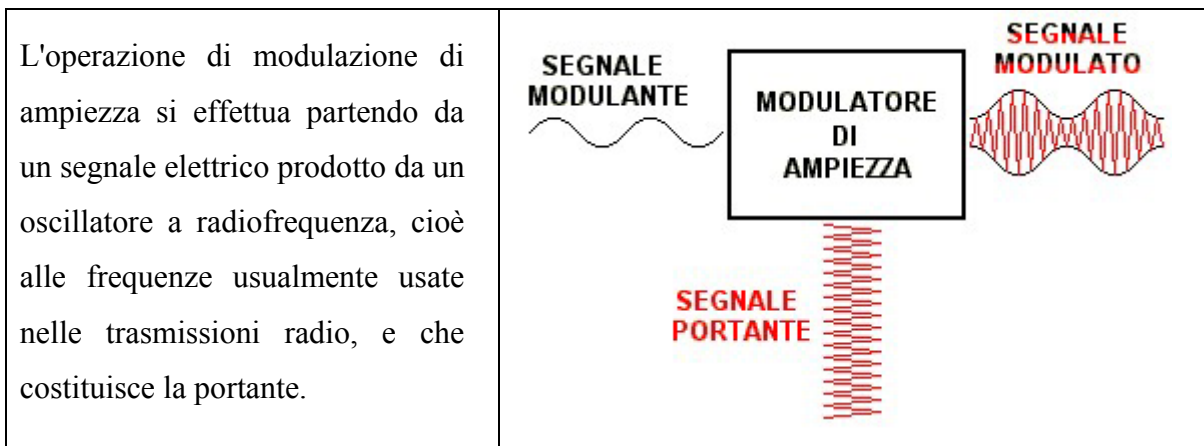
2.3 La modulazione di ampiezza

La modulazione di ampiezza è stata la prima modulazione impiegata nelle trasmissioni via etere da Guglielmo Marconi agli inizi del secolo, in quanto la più facile da concepire e da realizzare, sia nella fase di trasmissione che di ricezione, specialmente in quei tempi, quando l'elettronica ancora non disponeva di apparecchiature specifiche.

	
Guglielmo Marconi , in una foto relativa alla sua giovinezza, quando inventò la radio	La stazione San Filippo , la prima stazione radiotelegrafica trasmittente realizzata da Guglielmo Marconi a Roma



Modulare in ampiezza vuol dire far variare l'ampiezza di una portante a radiofrequenza secondo l'ampiezza di una modulante a bassa frequenza.

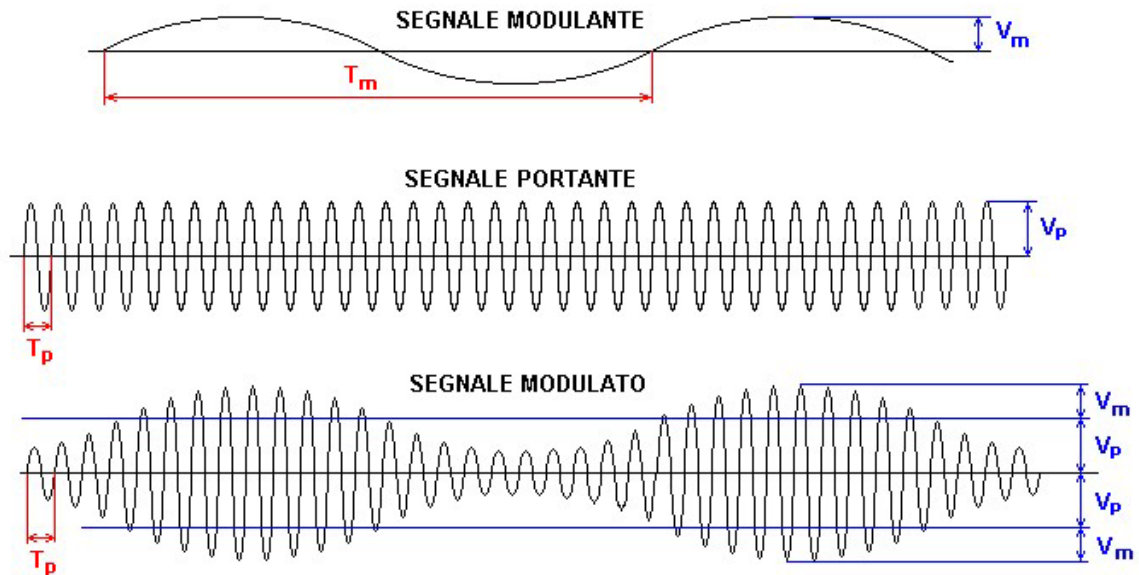


Di questo ci si serve per portare, appunto, a distanza l'informazione racchiusa nel segnale a bassa frequenza detta modulante.

Il segnale portante è costituito da una sinusoide, mentre la modulante è un segnale analogico, che può essere schematizzato, per semplicità di calcolo, in un'altra sinusoide, per effetto del teorema di Fourier per cui un qualsiasi segnale periodico od aperiodico, può sempre considerarsi come la somma di infinite sinusoidi.

Nello schema seguente sono indicati i tre segnali: *modulante*, a bassa frequenza, *portante*, ad alta frequenza, *modulato*, con la frequenza della portante, ma l'ampiezza che varia secondo la modulante.

Sono indicati anche i periodi e le ampiezze dei tre segnali.



Le funzioni matematiche che esprimono questi segnali possono essere scelte come segue:

$$v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$$

$$v_p(t) = V_p \cos \omega_p t$$

ricordando che pulsazione, frequenza e periodo sono legate fra loro:

$$\begin{aligned} f_m &= \frac{1}{T_m} & \omega_m &= 2 \cdot \pi \cdot f_m = \frac{2 \cdot \pi}{T_m} \\ f_p &= \frac{1}{T_p} & \omega_p &= 2 \cdot \pi \cdot f_p = \frac{2 \cdot \pi}{T_p} \end{aligned}$$



e che deve esistere la condizione:

$$f_p \gg f_m$$

Per determinare la formula matematica del segnale modulato in ampiezza, ricordiamo che l'ampiezza del segnale modulato deve variare, partendo dal valore della portante a riposo, secondo la funzione modulante.

$$v_{AM}(t) = (V_p + V_m \cos \omega_m t) \cdot \cos \omega_p t$$

Definiamo a questo punto l'indice di modulazione, o profondità di modulazione, come il rapporto fra l'ampiezza del segnale modulante e l'ampiezza del segnale portante:

$$m = \frac{V_m}{V_p}$$

Risulterà di conseguenza:

$$V_m = mV_p$$

e l'espressione del segnale modulato potrà scriversi come segue:

$$v_{AM}(t) = (V_p + mV_p \cos \omega_m t) \cos \omega_p t = V_p \cos \omega_p t + mV_p \cos \omega_m t \cos \omega_p t$$



Questa espressione, ricordando una delle formule di Werner:

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$$

si può esprimere come segue:

$$v_{AM}(t) = V_p \cos \omega_p t + \frac{mV_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{mV_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t$$

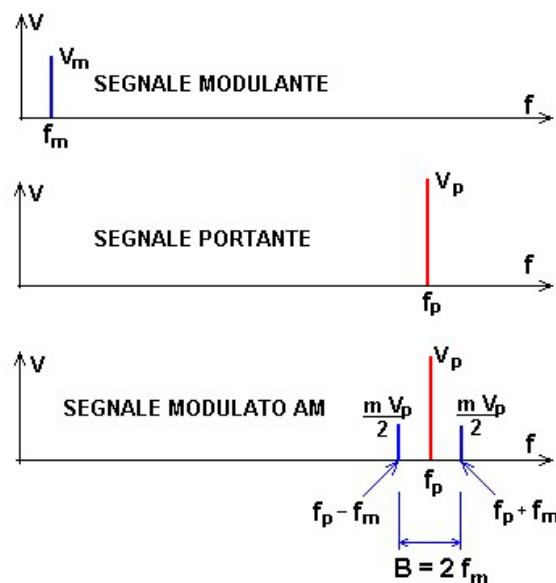
Questa si interpreta come la somma di tre funzioni sinusoidali di cui la prima coincide con la portante a riposo, e le altre due sono due sinusoidi di ampiezza:

$$\frac{mV_p}{2}$$

che come frequenza hanno: una la somma, e una la differenza fra frequenze portante e modulante.

Ne nasce la rappresentazione nel dominio delle frequenze in figura, dove sono rappresentate: il segnale **modulante**, il segnale **portante** e il segnale **modulato** in ampiezza.

Si osservi come l'operazione di modulazione ha dato luogo ad una traslazione in frequenza del segnale modulante f_m della quantità f_p .





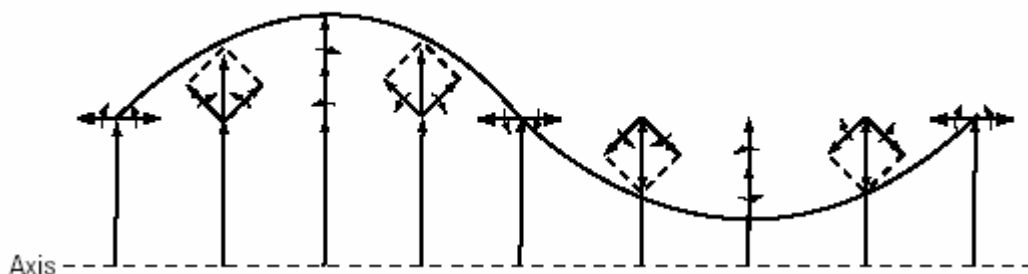
Si osservi la larghezza di banda del segnale modulato che risulta essere il doppio della frequenza f_m modulante, infatti:

$$B = (f_p + f_m) - (f_p - f_m) = 2f_m$$

Per esempio se una portante a 1 MHz è modulata da un segnale sinusoidale a 4,5 kHz, la larghezza di banda richiesta per ricevere e trasmettere l'intero segnale AM è $2 \times 4,5$ kHz = 9 kHz, centrata attorno ad 1 MHz.

Quindi il segnale modulato in ampiezza per una modulazione sinusoidale consiste di 3 componenti ad alta frequenza e di nessuna componente a bassa frequenza.

Dalle 3 componenti ad alta frequenza, *portante*, banda laterale *superiore (USB)*, banda laterale *inferiore (LSB)*, del segnale AM si ricavano quindi utili informazioni sullo spettro di frequenza, sulla larghezza di banda e sulle relazioni di potenza tra le diverse componenti.

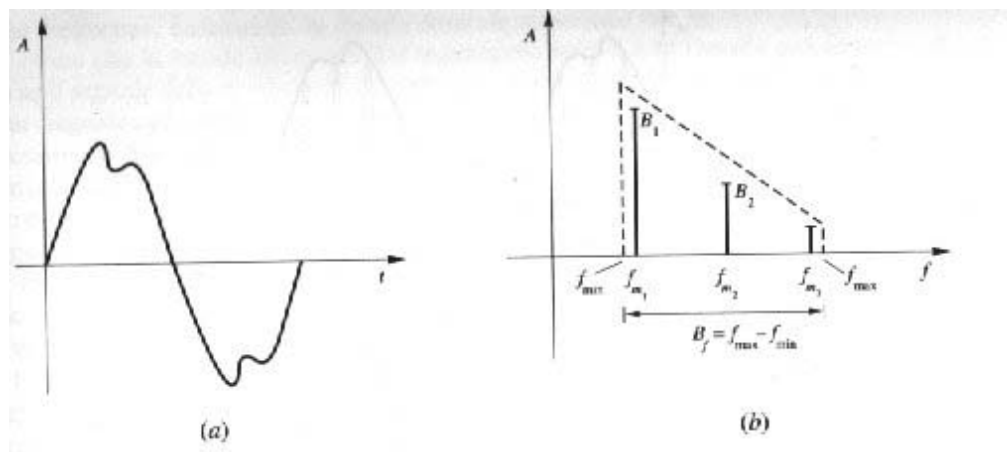


Nel segnale AM le 3 sinusoidi ad alta frequenza a volte si sommano e a volte si sottraggono per produrre le variazioni di ampiezza sinusoidale della portante.



In generale il segnale della modulante non è sinusoidale ma è costituito da diversi componenti di frequenza aventi ampiezze diverse (teorema di Fourier).

Per semplicità consideriamo un segnale costituito solo da 3 componenti spettrali di ampiezza e frequenza diverse comprese tra f_{\min} e f_{\max}



$$V_m = B_1 \cos 2\pi f_{m1} t + B_2 \cos 2\pi f_{m2} t + B_3 \cos 2\pi f_{m3} t$$

Il segnale modulato avrà una ampiezza variabile data dalla somma dell'ampiezza A della portante e quella relativa alla ampiezza delle righe:

$$A + B_1 \cos 2\pi f_{m1} t + B_2 \cos 2\pi f_{m2} t + B_3 \cos 2\pi f_{m3} t$$

La frequenza dello stesso segnale coincide con quello della portante f_p

In definitiva l'espressione del segnale modulato è:

$$V_{AM} = [A + B_1 \cos 2\pi f_{m1} t + B_2 \cos 2\pi f_{m2} t + B_3 \cos 2\pi f_{m3} t] \cos 2\pi f_p t$$



Da tale espressione si può ricavare l'indice di modulazione per singola componente:

$$m_1 = \frac{B_1}{A}; m_2 = \frac{B_2}{A}; m_3 = \frac{B_3}{A}$$

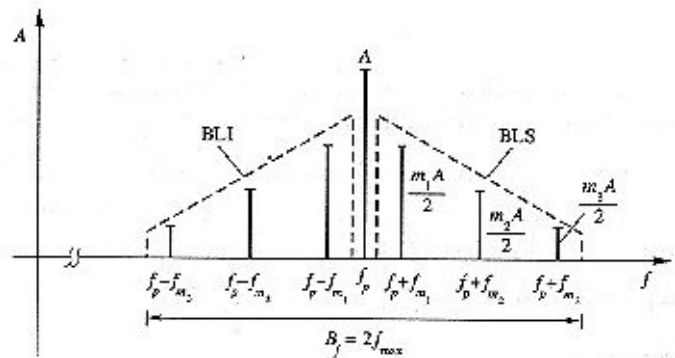
e quindi si può ricavare l'indice di modulazione totale:

$$M_{TOT} = \sqrt{\sum m_i^2} = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2}$$

In tale caso il metodo pratico di misura dell'indice di modulazione indicato per le modulanti sinusoidali non è più valido, poiché i valori risultano molto approssimati.

Lo spettro sarà costituito da sei righe disposte simmetricamente rispetto alla riga relativa alla portante.

L'insieme delle componenti a sinistra della portante, caratterizzate dalla differenza di due frequenze, costituisce



la banda laterale inferiore del segnale AM, mentre quello delle componenti disposte a destra della portante, caratterizzate dalla somma di due frequenze, costituisce la banda superiore.

E' ovvio che la banda occupata dal segnale AM risulta più larga se il segnale della modulante presenta uno spettro più ampio.



Se si considera un segnale ad onda quadra esso si può sviluppare in serie di Fourier e lo approssima fino alla settima armonica. Lo spettro di questo segnale, considerando solo le armoniche dispari, sarà costituito da quattro righe e pertanto il segnale modulato sarà costituito da nove righe.

2.3.1 Indice di modulazione ed ampiezza di banda laterale

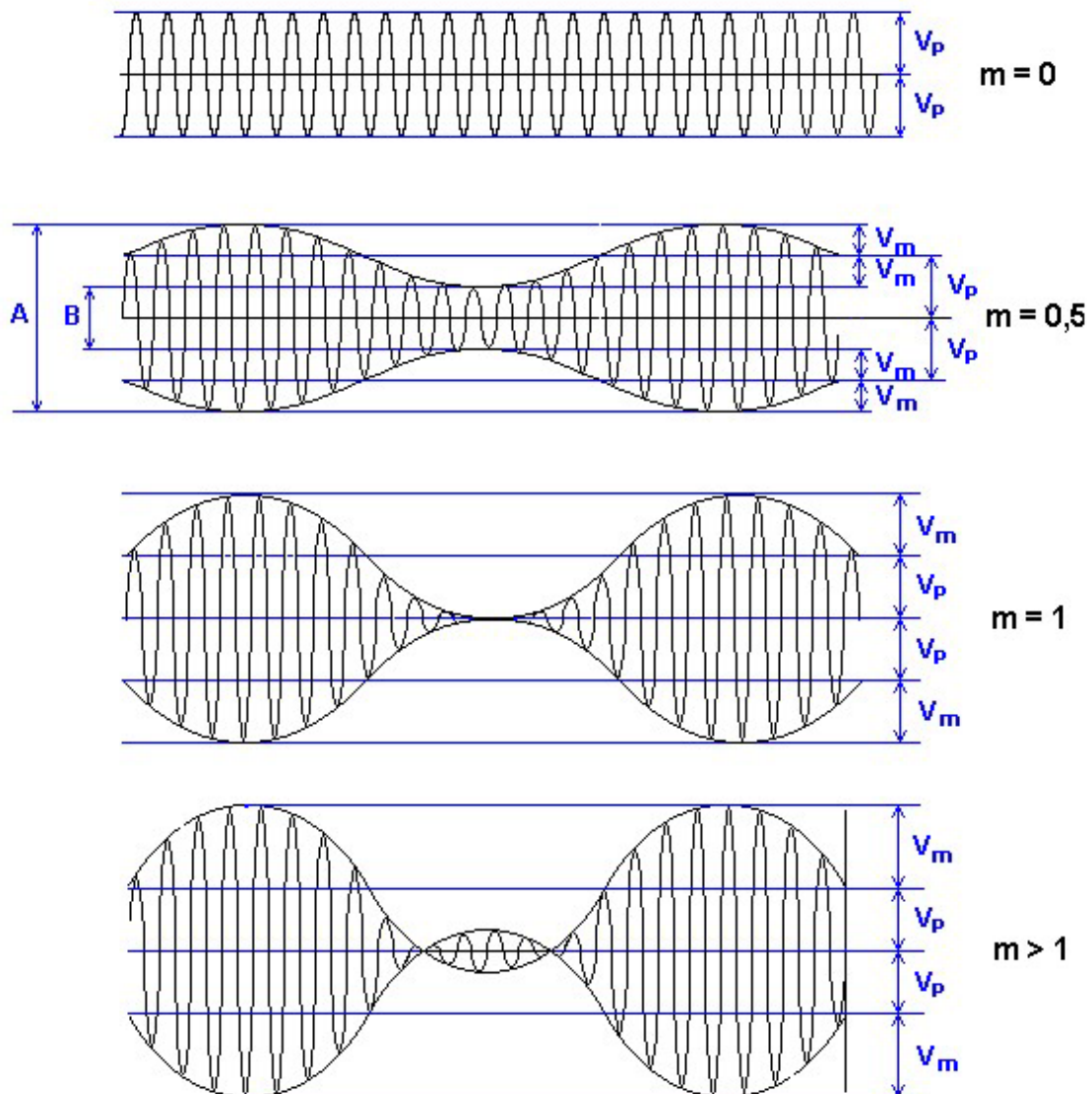
L'indice di modulazione m può variare fra 0 e 1 :

$$0 < m < 1$$

Ricordando la formula di m :

$$m = \frac{V_m}{V_p}$$

si osserva infatti che se è $m = 0$ vuol dire che non c'è **modulante**, quindi non si trasmette alcuna informazione, pur impegnando il canale con la portante. Se è $m = 0,5$ si è nelle condizioni ottimali. Se è $m = 1$ si è di fronte al massimo della modulazione. Se è $m > 1$ allora si è in forte distorsione da **crossover** come rappresentato nella figura successiva:

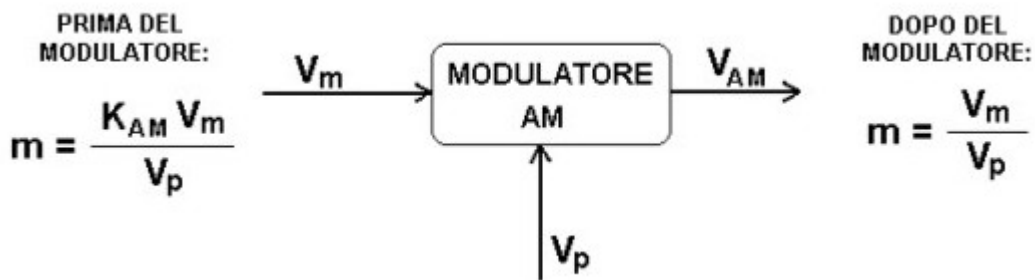


L'indice di modulazione m si può rilevare dall'immagine di sopra con la formula:

$$m = \frac{A - B}{A + B} = \frac{(2V_p + 2V_m) - (2V_p - 2V_m)}{(2V_p + 2V_m) + (2V_p - 2V_m)} = \frac{4V_m}{4V_p} = \frac{V_m}{V_p}$$

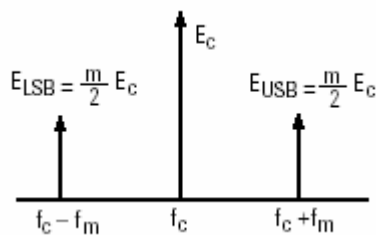
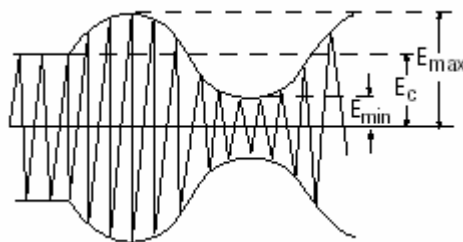


L'indice di modulazione fin qui descritto è rilevato all'uscita del modulatore, ma talora si dispone del segnale all'ingresso del modulatore, in tal caso si deve tenere conto della costante del modulatore K_{AM} e la formula diventa:



Di solito si preferisce misurare l'indice di modulazione m in percentuale. Nel dominio del tempo il grado di modulazione per una modulazione sinusoidale è calcolata come segue:

$$m = \frac{E_{\max} - E_c}{E_c}$$





Siccome la modulazione è simmetrica,

$$E_{\max} - E_c = E_c - E_{\min}$$

$$\frac{E_{\max} + E_{\min}}{2} = E_c$$

è facile dimostrare che $m = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}$ per una modulazione sinusoidale.

Quindi si distinguono i 3 casi :

- $m=0$
- $m=1$
- $m>1$

Nel primo caso si trasmette soltanto la portante non modulata in quanto è assente il segnale modulante.

Nel secondo caso si dice che la portante è stata modulata al 100% in quanto l'ampiezza della portante risulta uguale a quella della modulante ($V_m=V_p$). In questo caso gli inviluppi della parte positiva e di quella negativa del segnale si toccano in un punto e si è al limite della distorsione.

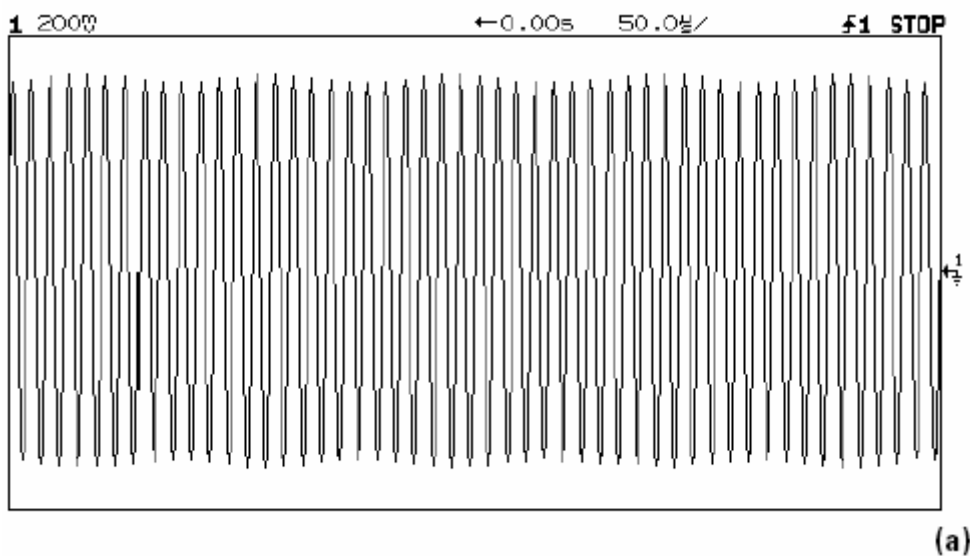


E' una situazione da evitare in quanto una piccola variazione dell'ampiezza della modulante causerebbe una distorsione armonica.

Nel terzo caso invece l'involuppo del segnale AM non risulta più sinusoidale in quanto l'ampiezza della modulante è maggiore dell'ampiezza della portante. (condizione di sovr modulazione).

Anche se sia facile calcolare la percentuale di modulazione M ($M = m * 100\%$) la visualizzazione in scala logaritmica sul display di un analizzatore di spettro offre dei vantaggi specialmente per le basse modulazioni.

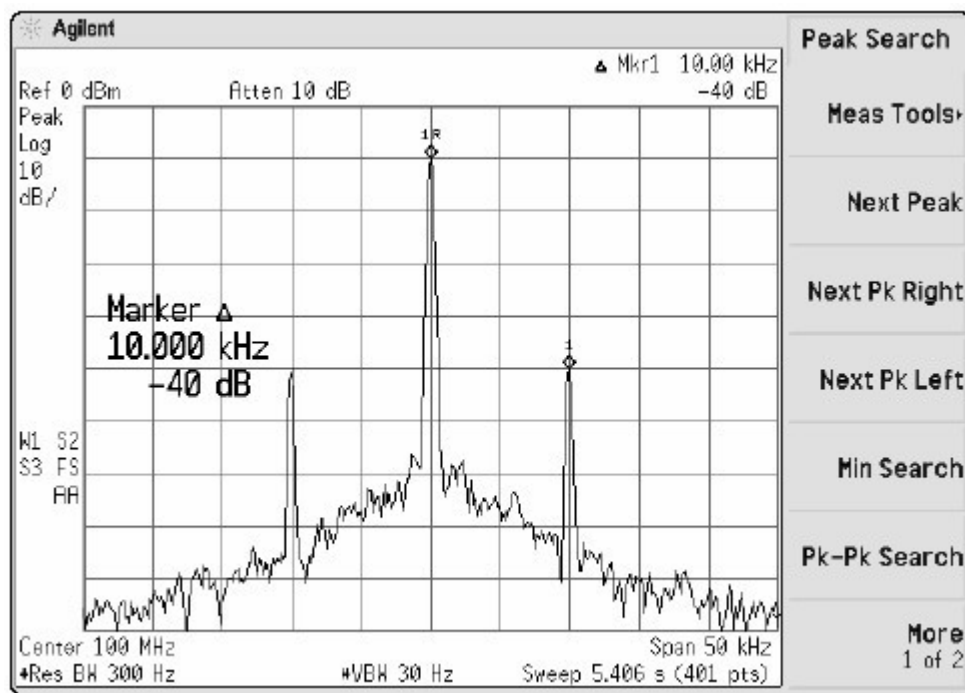
Il range dinamico di un analizzatore di spettro (sopra i 70 dB) consente le misurazioni di modulazione in percentuale meno dello 0,06%. Questo effetto può essere visto nelle due seguenti figure dove si ha un indice di modulazione $M=2\%$ e quindi un'ampiezza della banda laterale (*sideband*) uguale all'1% rispetto alla portante.



(a)



Nel dominio del tempo difficilmente si vede questa differenza, mentre è facile vederlo nel dominio della frequenza in scala logaritmica.



La scala verticale è 10 dB per divisione.

L'ampiezza della modulante può essere misurata facilmente in dB e poi convertita in M.

La relazione tra M ed la scala logaritmica vista sul display è la seguente:

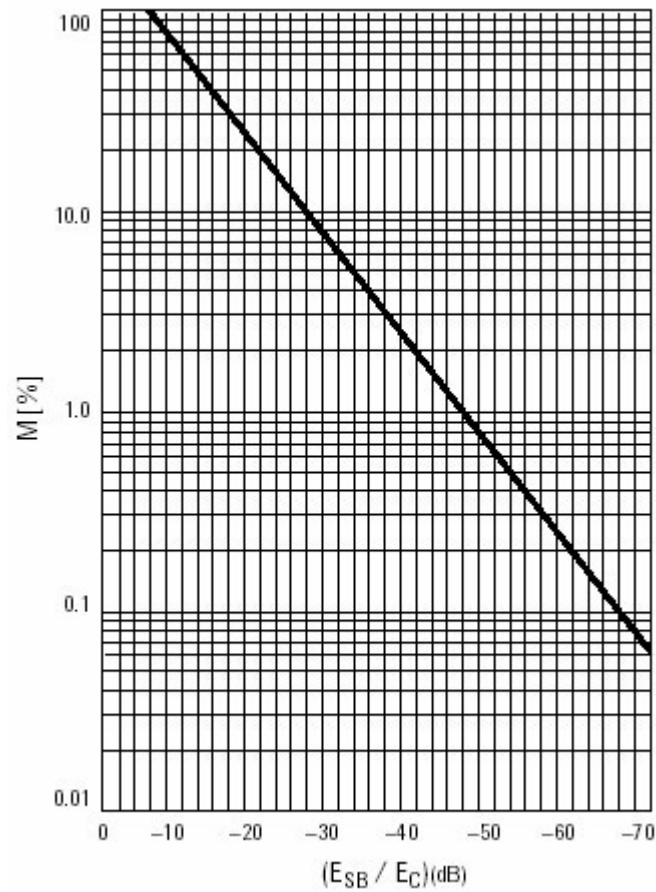
$$(E_{SB} / E_C)(dB) = 20 \log \left(\frac{m}{2} \right)$$

oppure

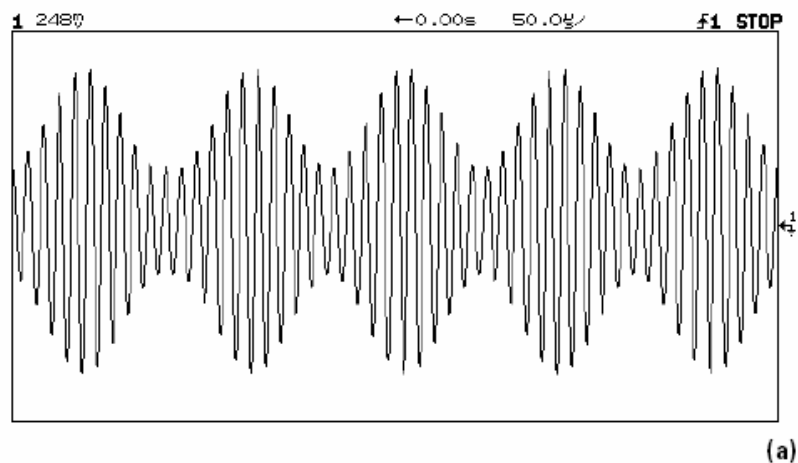
$$(E_{SB} / E_C)(dB) + 6 \text{ dB} = 20 \log m.$$



La figura seguente mostra graficamente questa relazione.



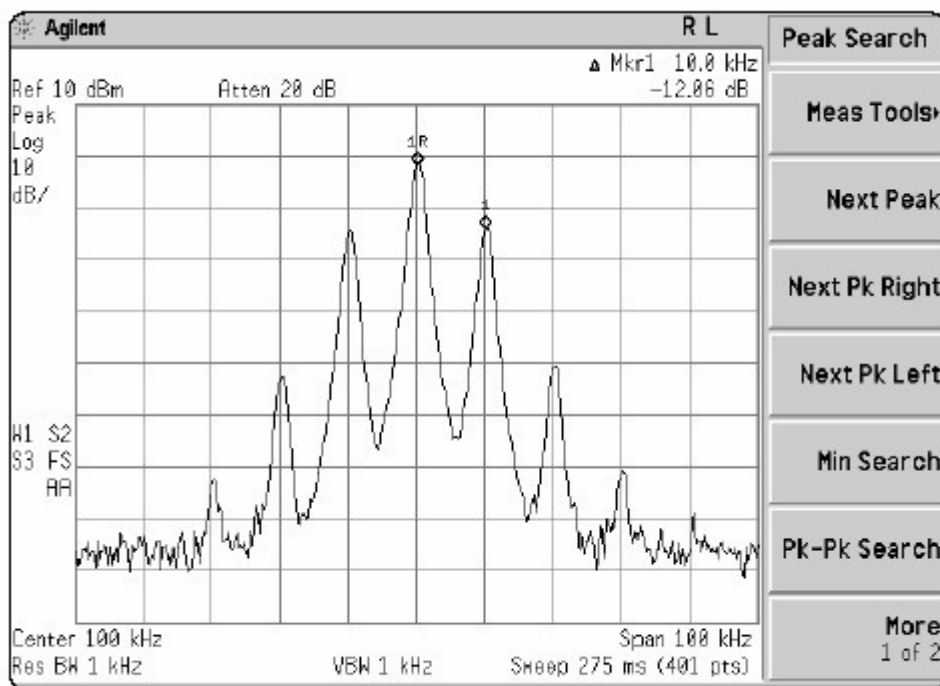
Un altro esempio di misurazione è dato dalle seguenti figure:





La Figura a) mostra una portante modulata in ampiezza da un'onda sinusoidale nel dominio del tempo. Il minimo valore picco-picco è $1/3$ del massimo valore picco-picco da cui $m=0,5$ ed $M=50\%$.

La stessa forma d'onda misurata nel dominio della frequenza la si vede nella figura seguente:



(b)

La Figura b) mostra che la portante e le bande laterali differiscono di 12 dB, quindi $M=50\%$

Si noti che si può misurare anche la distorsione della 2° e della 3° armonica di questa forma d'onda.



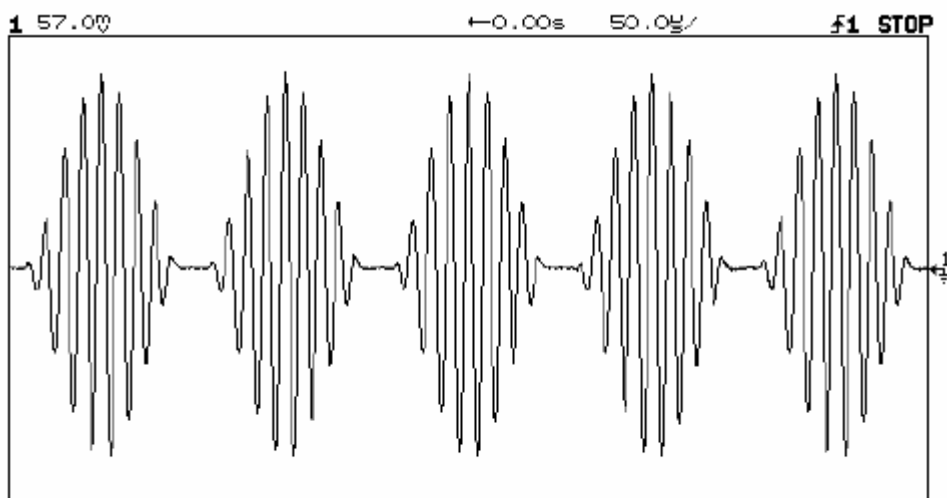
Un indice di modulazione eccessivo produce non solo un taglio dei picchi ed una distorsione armonica ma anche un aumento delle bande laterali.

Tale aumento delle bande laterali fa superare la larghezza di banda concessa per una trasmissione radio.

Infatti per la radio diffusione di segnali AM le norme europee impongono una larghezza di banda pari a 9 kHz e pertanto la massima frequenza di modulazione deve essere pari alla metà della larghezza di banda senza distorsioni (cioè 4,5 kHz), altrimenti lo spettro trasmesso si sovrapporrebbe a quello prodotto da un canale (stazione) adiacente, causando un disturbo di interferenza chiamato diafonia (crosstalk).

Le trasmissioni commerciali radiofoniche in AM hanno luogo nell'intervallo di frequenza da 525 kHz a 1605 kHz (onde medie).

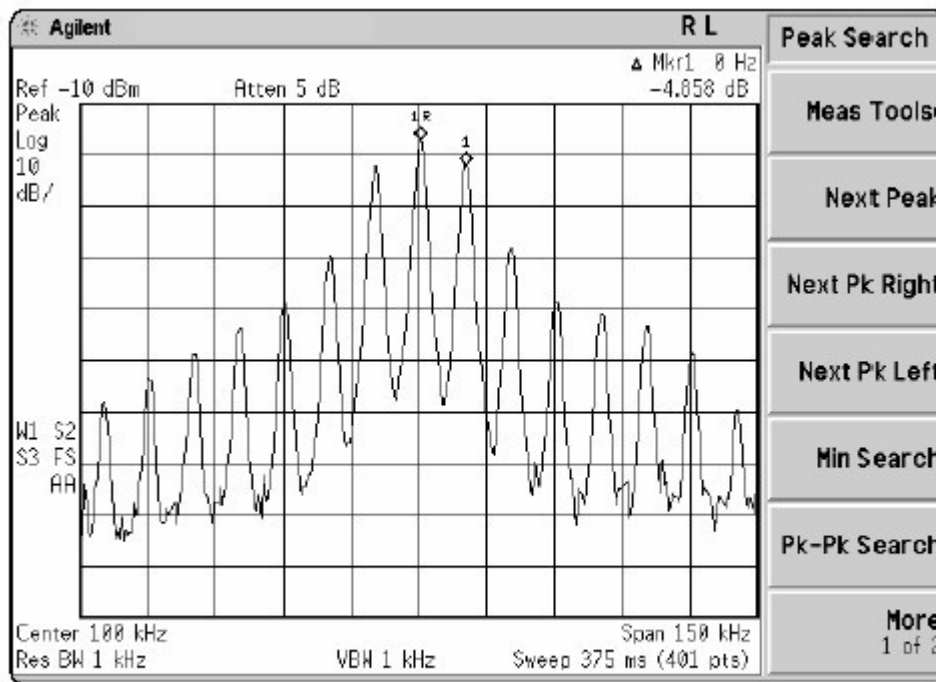
La figura a) seguente mostra una sovrarmodulazione ($M > 100\%$) nel dominio del tempo.



(a)



La figura b) seguente mostra lo stesso segnale nel dominio della frequenza:



(b)

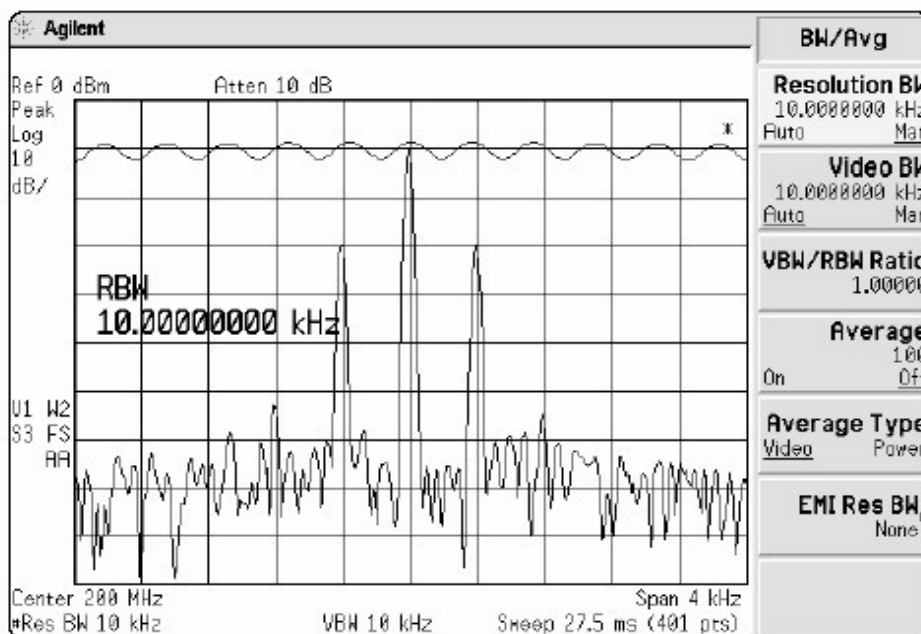
Si noti che la prima banda laterale è solo 6 dB al di sotto della portante.

Come si è detto, anche la larghezza di banda occupata è maggiore perché il segnale modulato è fortemente distorto. In questo caso, l'involuppo del segnale modulato non rappresenta più il segnale modulante.



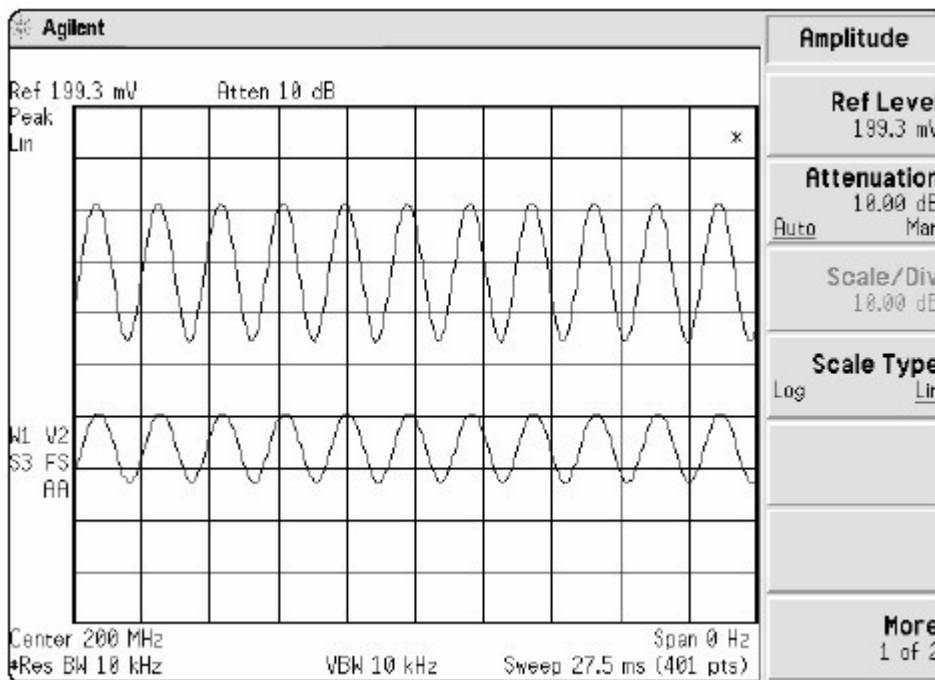
2.3.2 Zero span e marcatori (markers)

Nel caso si voglia vedere una modulazione in bassa frequenza, l'analizzatore di spettro non ha una risoluzione in larghezza di banda sufficiente per visualizzarla. Ad esempio, una comune modulazione di test è a 400 Hz. Come si risolve il problema se un analizzatore di spettro ha una risoluzione minima di 1 kHz.? Se l'indice in percentuale di modulazione è sufficientemente alto, una soluzione è utilizzare l'analizzatore come un ricevitore fisso *fixed-tuned*, si demodula il segnale usando l'involuppo dell'analizzatore, si vede il segnale modulato nel dominio del tempo, dopo di che si fanno le misurazioni come su di un oscilloscopio. Per ottenere questo, si deve prima fissare il centro del display dell'analizzatore di spettro, poi settare la risoluzione della larghezza di banda sufficiente per includere la modulazione della banda laterale senza attenuazione, così come è mostrato in figura:

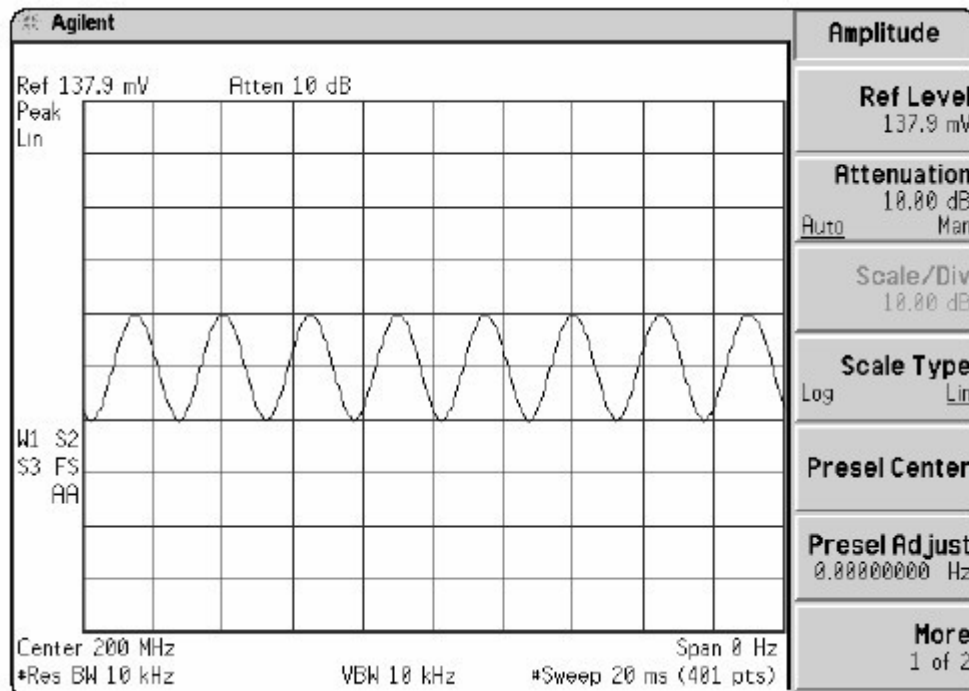




Il passo seguente è selezionare lo *zero span* per sintonizzare l'analizzatore, si regola il livello riferimento trasportando il picco del segnale vicino al top dello schermo, si seleziona in modo lineare il display, e si regola lo sweep time per visualizzare la forma d'onda del segnale modulato. Il tutto è mostrato nella figura seguente:



Muovendo su e giù il livello di riferimento del segnale la differenza di picco-picco tra E_{max} ed E_{min} rimane costante:



Si passa ora a determinare l'indice di modulazione usando la seguente espressione:

$$m = (E_{\max} - E_{\min}) / (E_{\max} + E_{\min}).$$

Nel caso in figura si ha E_{\max} di 6 divisioni ed E_{\min} di 4 divisioni:

$$m = (6 - 4) / (6 + 4) = 0.2, \text{ or } 20\% \text{ AM.}$$

La frequenza del segnale modulante può essere determinato dallo sweep time calibrato dell'analizzatore.

In figura si vede che 4 cicli coprono precisamente 5 divisioni sul display. Con un totale di sweep time di 20 millisecondi, i 4 cicli cadono su un intervallo di 10 millisecondi. Il periodo del segnale è quindi di 2,5 millisecondi, e la frequenza è di 400 Hz.

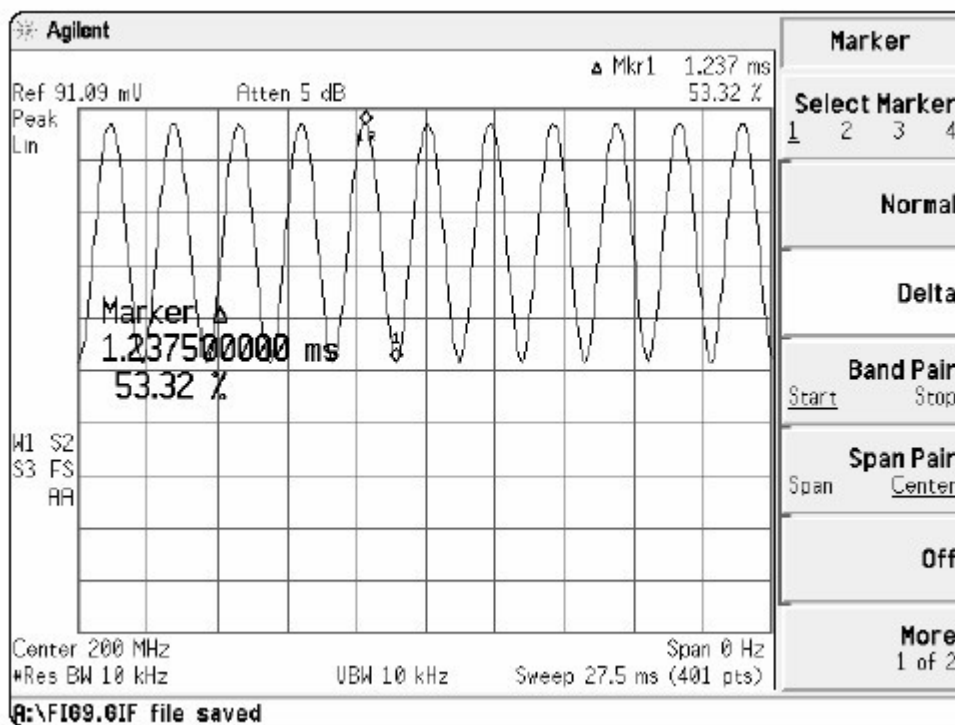


Molti analizzatori di spettro con display digitale hanno sia i marcatori (*markers*) e sia i *delta markers*. Con essi si possono fare misurazioni molto semplicemente.

Per esempio nella figura seguente si è usato un delta markers per trovare il rapporto **E_{min}/E_{max}** .

Modificando l'espressione di m si può usare direttamente questo rapporto:

$$m = (1 - E_{min}/E_{max}) / (1 + E_{min}/E_{max}).$$

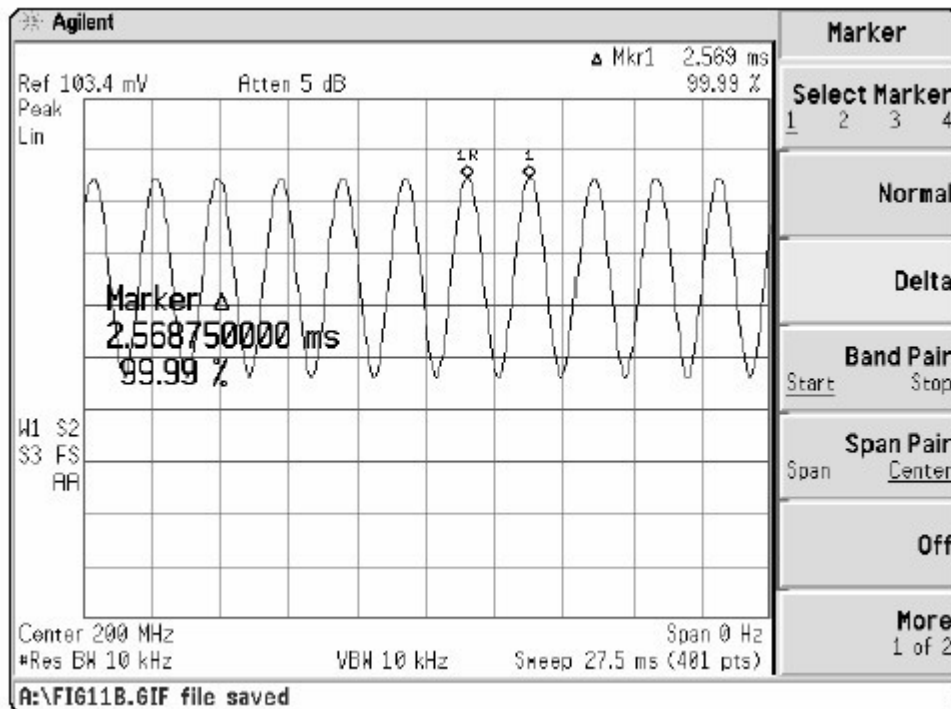


Siccome si sta usando unità lineari, il display dell'analizzatore valuta la delta in frazione decimale (o come in questo caso, in percentuale). Nella figura si mostra il rapporto come 53,32% dando:

$$m = (1 - 0.5332) / (1 + 0.5332) = 0.304, \text{ or } 30.4\% \text{ AM.}$$



Si nota che la lettura di un delta marker mostra anche la differenza di tempo tra i markers. Questo è vero per la maggior parte degli analizzatori a zero span. Settando i marcatori per uno o più periodi si può prendere il reciproco ed ottenere la frequenza. Nella figura successiva, in questo caso si ottiene 1/2,57 ms o 389 Hz.



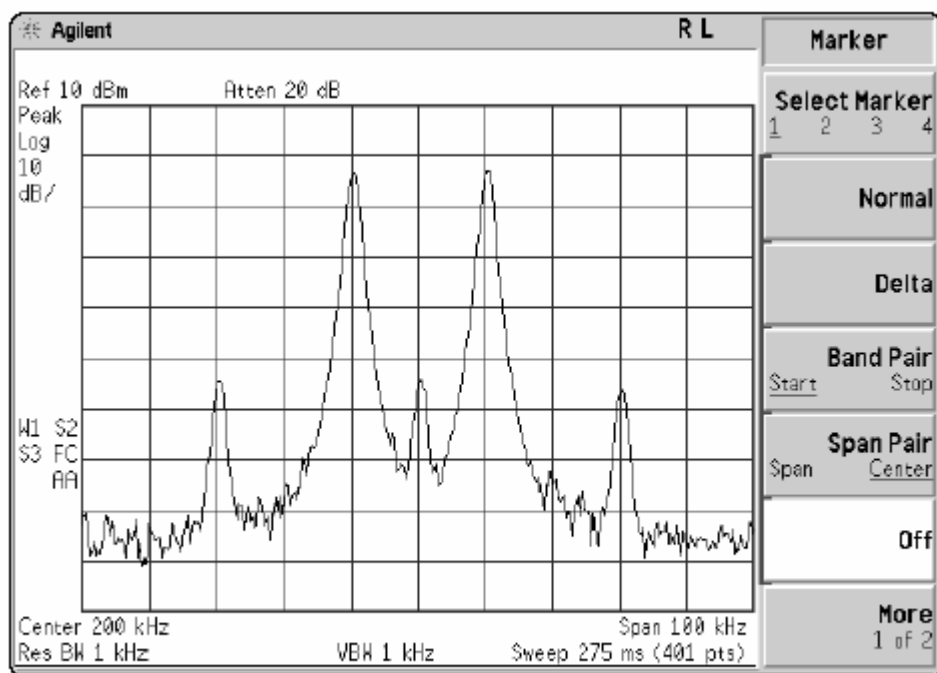
2.3.3 Forme speciali di modulazione di ampiezza

Si sa che cambiando l'indice di modulazione di una particolare portante non cambia l'ampiezza della portante stessa. E' l'ampiezza della banda laterale che cambia, alterando

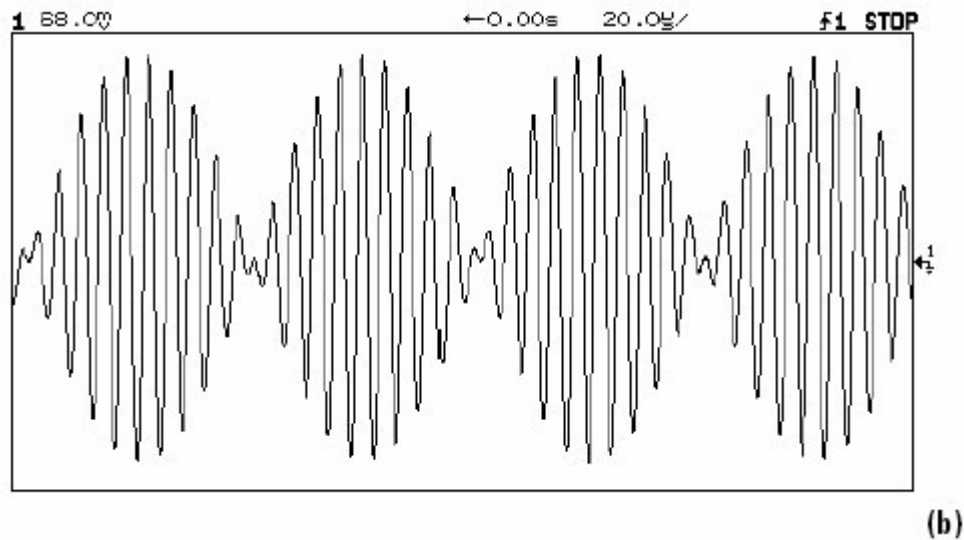


così l'ampiezza dell'onda composita. Fin quando l'ampiezza della portante rimane costante, tutta l'informazione trasmessa è contenuta nelle bande laterali. Questo significa che tutta la potenza trasmessa nella portante è essenzialmente sprecata, anche se la demodulazione si fa molto più semplicemente. Per una migliore efficienza in potenza, la componente della portante può essere soppressa, così che l'onda trasmessa abbia contributo solamente nelle bande laterali. Questo tipo di modulazione è detto doppia banda laterale con portante soppressa DSB-SC (Double SideBand - Suppressed Carrier). La portante comunque deve essere ricevuta affinché si recuperi questa modulazione.

Nelle figure seguenti si mostrano la DSB-SC sia nel dominio della frequenza che nel dominio del tempo:



(a)



2.3.4 Singola banda laterale

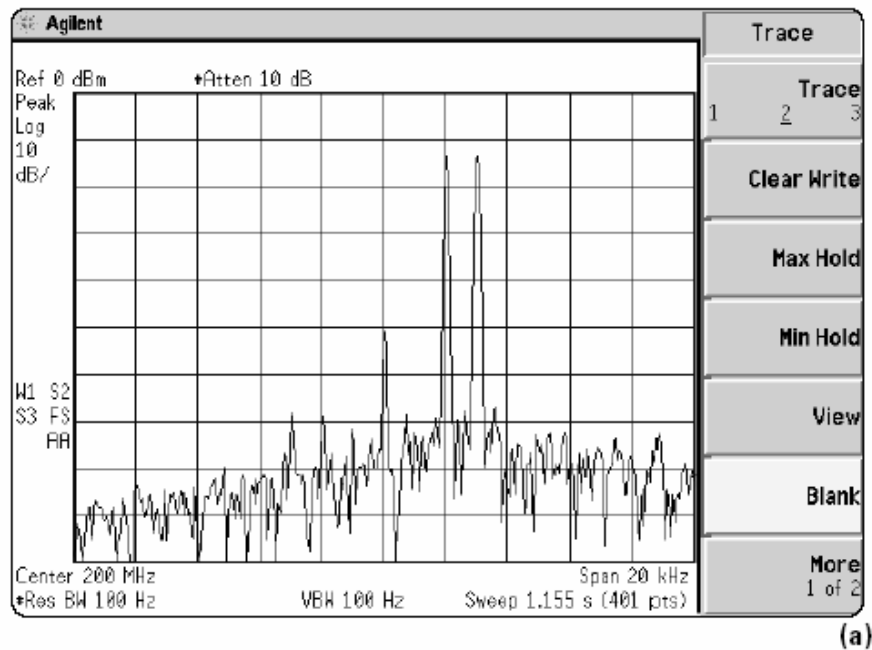
Nelle comunicazioni un importante tipo di modulazione d'ampiezza è la singola banda laterale con portante soppressa SSB (Single Side Band). Sia la banda laterale superiore che la banda laterale inferiore possono essere trasmesse, scritte come SSB-USB o SSB-LSB. Siccome le sue bande laterali hanno uguale ampiezza segue che l'informazione è contenuta uguale sia nell'una che nell'altra banda laterale. Di conseguenza eliminando uno delle due bande laterali dimezziamo la potenza, ma cosa più importante si dimezza la larghezza di banda del segnale.

Il segnale SSB è ancora oggi comunemente utilizzato nei sistemi di telefonia analogica utilizzando il multiplex per la creazione del segnale composito.

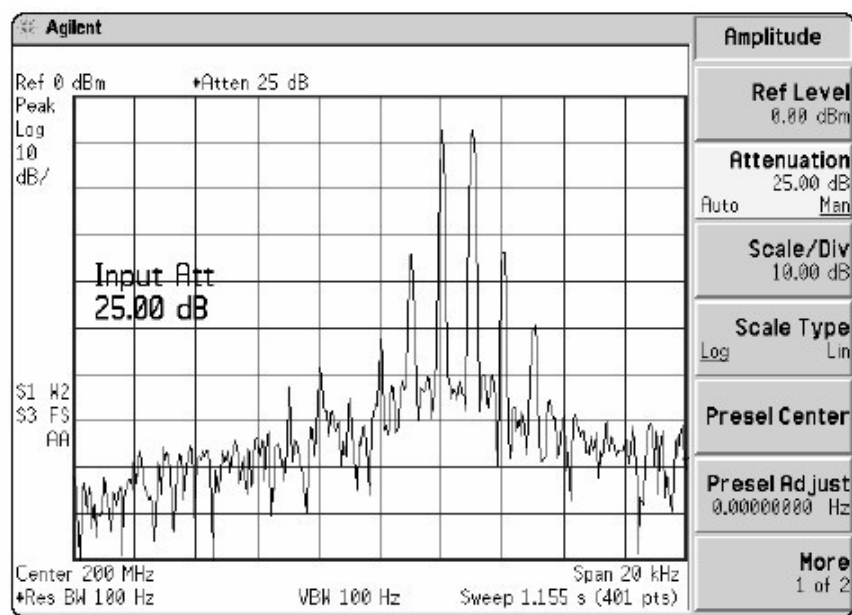


Per evitare fenomeni di intermodulazione di solito si usano due toni, ognuno con basso contenuto armonico.

La figura seguente mostra un test d'intermodulazione di un trasmettitore SSB.



(a)



(b)



2.4 La modulazione angolare

Dato il segnale modulante $m(t)$, limitato nella banda B e con ampiezza normalizzata $|m(t)| < 1$, la forma generale di un segnale modulato in angolo è la seguente:

$$x(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi[m(t)])$$

dove $\varphi[m(t)]$ è la legge di modulazione; essa determina il valore della *fase istantanea* ($2\pi f_0 t + \varphi$) della portante sinusoidale in corrispondenza al valore $m(t)$ assunto dal messaggio al tempo t .

Specificatamente abbiamo:

$$\varphi[m(t)] = \begin{cases} K_P \cdot m(t) & \text{modulazione di fase (PM)} \\ 2\pi K_F \int_{-\infty}^t m(\vartheta) d\vartheta & \text{modulazione di frequenza (FM)} \end{cases}$$

Si definisce *fase istantanea* l'argomento della portante. Nel caso di modulazione di fase abbiamo:

$$\phi(t) \stackrel{\text{def}}{=} 2\pi f_0 t + K_P \cdot m(t)$$

e quindi il parametro K_P misura la massima *deviazione* (rispetto al contributo nominale della sola portante $2\pi f_0 t + \varphi$) di fase del segnale modulato.

Definendo la frequenza istantanea come la derivata della fase istantanea, nel caso di

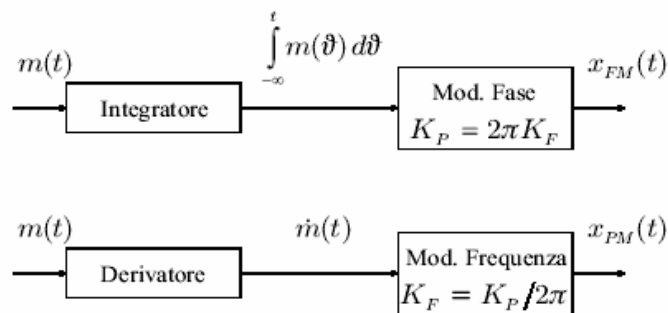


modulazione di frequenza abbiamo:

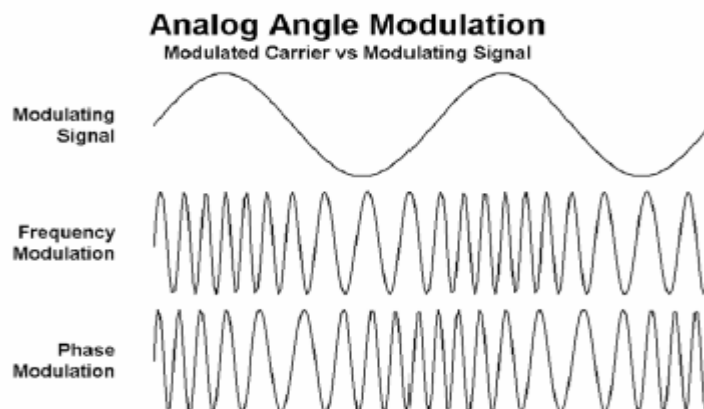
$$f(t) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \left(2\pi f_0 t + 2\pi K_F \int_{-\infty}^t m(\vartheta) d\vartheta \right) = f_0 + K_F \cdot m(t)$$

e il parametro K_F misura la massima deviazione di frequenza.

Si noti l'equivalenza esistente tra la modulazione di fase e la modulazione di frequenza, illustrata nella seguente figura:



Nel seguito ci soffermeremo sulle misure tramite analizzatore di spettro della modulazione di frequenza, più diffusamente impiegata in trasmissioni di tipo analogico (radio-diffusione di segnale audio), mentre la modulazione di fase trova applicazione nelle trasmissioni numeriche.





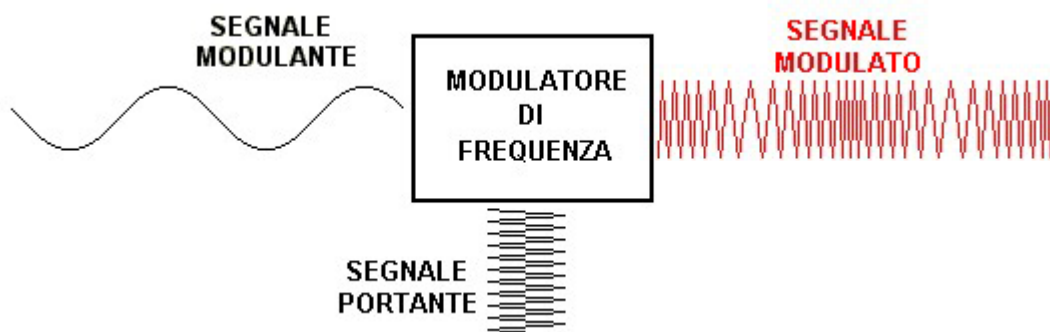
2.4.1 Modulazione di frequenza

Inventata da **Armstrong** nel 1935, ma regolamentata solo nel 1961 in Europa all'interno delle radiodiffusioni stereofoniche, costituisce un considerevole miglioramento rispetto alla AM sia per immunità ai disturbi cui è invece molto soggetta la AM, che per numero di canali effettivamente disponibili, che per l'alta fedeltà delle trasmissioni.

È usata anche per la parte audio del segnale televisivo, trasmesso via etere per la televisione analogica, per i cellulari di tipo ETACS, oltre che per alcune trasmissioni dei radioamatori.

Ha lo svantaggio di avere una banda molto maggiore della AM, per cui è stato necessario attribuirle una gamma di frequenze di cento volte più alta per consentire di usare larghezze di banda molto maggiori.

Nella modulazione di frequenza, la frequenza della portante viene fatta variare secondo l'ampiezza della modulante, mentre l'ampiezza della portante rimane invariata, come schematicamente è rappresentato nella figura seguente:





Le radiodiffusioni in stereofonia attualmente usano la FM (Frequency Modulation).

L'insieme delle frequenze, costituito dalla banda stereofonica, è stata normalizzata già nel 1961 dalla F.C.C. (Federal Communications Commission) dai 30 Hz a 15 kHz

Questa banda coincide quasi con la banda di sensibilità dell'orecchio umano che è, mediamente dai 20 Hz a 20 kHz in modo che questo sistema stereofonico consente praticamente di trasmettere tutto quello che l'orecchio umano può sentire.

Diversamente avveniva per le trasmissioni in AM, attualmente attive ma in disuso, che avendo una banda di 5 kHz sono molto più simili alla banda telefonica 300 Hz a 3,4 kHz.

Nella AM, infatti, si trasmette la voce umana, ma non la musica, o meglio, non fedelmente, visto che i violini, ad esempio, hanno uno spettro che supera i 9.000 Hz e che quindi è ben trasmesso dalla FM che arriva a 15.000 Hz ma mal trasmesso dalla AM che arriva appena a 5.000 Hz

Nella FM sono presenti: una *modulante* di tipo analogico, ed una *portante* sinusoidale.

Un segnale periodico può svilupparsi in serie di Fourier, cioè in una somma di infinite sinusoidi che può essere troncata a quella armonica la cui ampiezza ha valore trascurabile per gli strumenti e i sensi dell'uomo.



Pertanto, è sempre lecito considerare il segnale modulante come costituito da singole sinusoidi. Per semplicità esaminiamo una sola di queste armoniche la cui funzione matematica si può esprimere indifferentemente sia in seno che in coseno.

Ad esempio:

PORTANTE: $v_p(t) = V_p \cos(\omega_p t)$	MODULANTE: $v_m(t) = V_m \cos(\omega_m t)$	Con: $\omega_p \gg \omega_m$
--	---	------------------------------

Nella modulazione di frequenza (FM), l'ampiezza del segnale modulato è mantenuta costante ed eguale al valore della portante a riposo V_p :

La frequenza invece varia, proporzionalmente all'ampiezza istantanea del segnale modulante ed il massimo scarto di frequenza, rispetto alla frequenza portante a riposo si chiama Δf e, in Europa, è uguale a **75 kHz** essendo stato normalizzato nel 1961.

La rapidità con cui avviene tale variazione è determinata dalla rapidità della legge di variazione nel tempo del segnale modulante stesso, ω_m

Pertanto, mentre nella portante a riposo:

$$v_p(t) = V_p \cos \omega_p t$$



la pulsazione ω_p ha valore costante, nel segnale modulato la nuova pulsazione deve essere proporzionale, secondo una costante K_F caratteristica del modulatore, all'ampiezza del segnale modulante:

$$v_m(t) = V_m \cos \omega_m t$$

Dunque la pulsazione istantanea del segnale modulato in FM deve avere la forma:

$$\omega_{FM}(t) = \omega_p + K_F V_m \cos \omega_m t = 2\pi \left(f_p + \frac{K_F V_m}{2\pi} \cos \omega_m t \right) = 2\pi (f_p + \Delta f \cos \omega_m t)$$

$$\Delta f = \frac{K_F V_m}{2\pi}$$

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$$d\varphi(t) = \omega(t) dt$$

$$\varphi(t) = \int (\omega_p + K_F V_m \cos \omega_m t) dt = \omega_p t + \frac{K_F V_m}{\omega_m} \text{sen} \omega_m t$$

$$v_{FM}(t) = V_p \cos \left(\omega_p t + \frac{K_F V_m}{\omega_m} \text{sen} \omega_m t \right) = V_p \cos(\omega_p t + m \text{sen} \omega_m t)$$

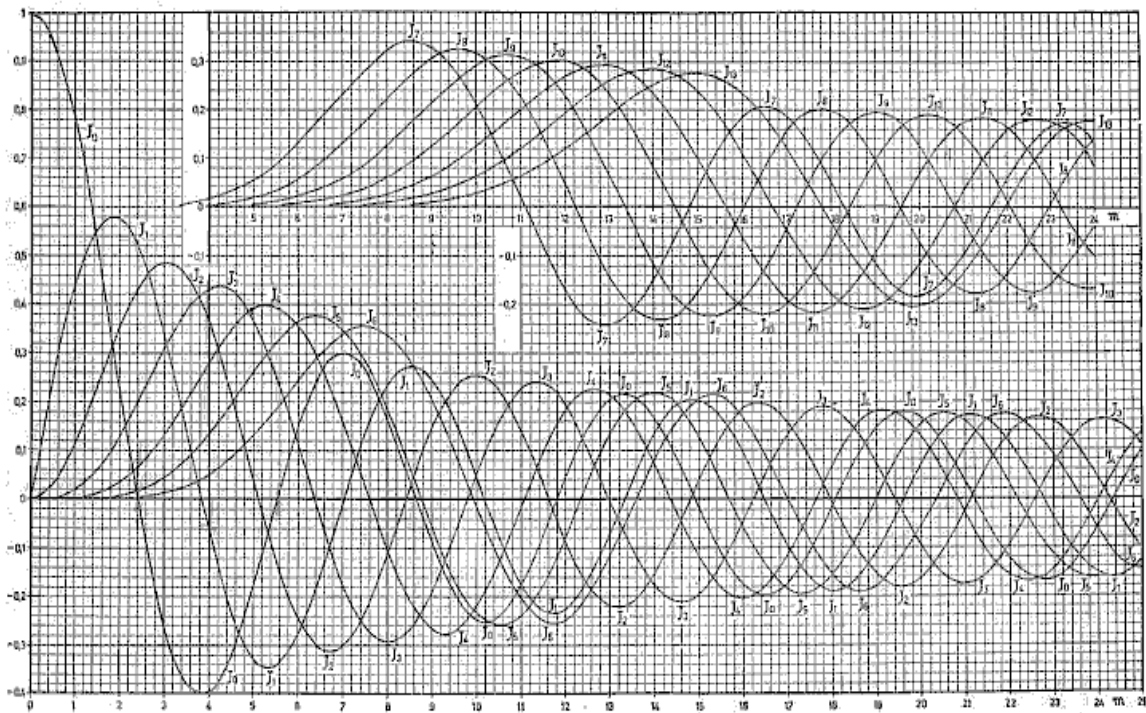
$$m = \frac{K_F V_m}{\omega_m} = \frac{K_F V_m}{2\pi f_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$$

$$v_{FM}(t) = V_p \cos(\omega_p t + m \text{sen} \omega_m t)$$



In base alla serie di Bessel si dimostra che il segnale suddetto, rappresentante la modulazione in frequenza di una portante sinusoidale con una modulante sinusoidale, è rappresentato da infinite sinusoidi secondo l'espressione matematica:

$$\begin{aligned} v(t) = & V_p J_0(m) \text{sen } \omega_p t + \\ & + V_p J_1(m) [\text{sen}(\omega_p + \omega_m) t - \text{sen}(\omega_p - \omega_m) t] + \\ & + V_p J_2(m) [\text{sen}(\omega_p + 2\omega_m) t + \text{sen}(\omega_p - 2\omega_m) t] + \\ & + V_p J_3(m) [\text{sen}(\omega_p + 3\omega_m) t - \text{sen}(\omega_p - 3\omega_m) t] + \\ & + V_p J_4(m) [\text{sen}(\omega_p + 4\omega_m) t + \text{sen}(\omega_p - 4\omega_m) t] + \dots \end{aligned}$$





Sull'asse delle ascisse vi è l'indice di modulazione m , e sulle ordinate le funzioni di Bessel J_0, J_1, J_2, \dots

Le funzioni di Bessel possono assumere valori inferiori a 1 in modulo ed anche il valore 0.

Si deduce che per alcuni valori dell'indice di modulazione m , alcune righe dello spettro del segnale modulato in FM possono sparire.

Si chiamano zeri di Bessel quei valori dell'indice di modulazione m (2,4; 5,5; 8,7; 11,8; ecc.) che annullano J_0 , per cui la trasmissione avviene in assenza di portante, e quindi con rendimento del 50%.

Abbiamo quindi visto che in contrasto alla modulazione di ampiezza, la modulazione angolare di un singolo tono produce una serie di armoniche. In altre parole AM è un processo lineare mentre FM non è un processo lineare.

2.4.2 Calcolo dello spettro del segnale modulato in FM

Per lo studio dello spettro, cioè dell'insieme di tutte le sinusoidi che rappresentano nel dominio della frequenza il segnale modulato, è più semplice fare un esempio.

Si traccia lo spettro di un segnale in modulazione di frequenza (FM) con:

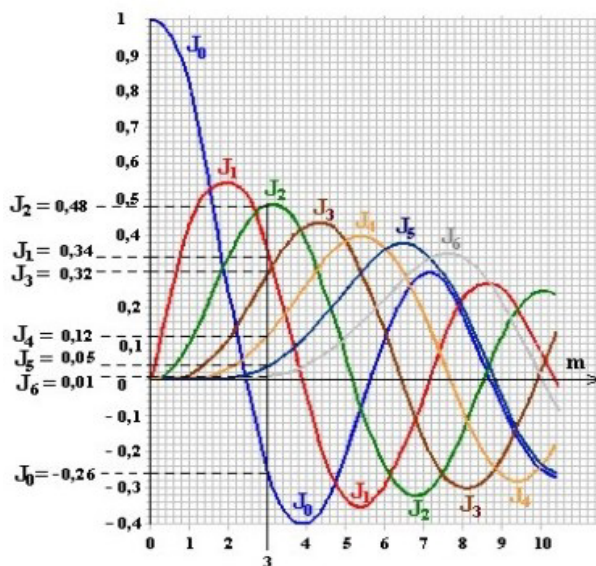


- $f_p=100$ MHz
- $f_m= 15$ kHz
- $\Delta f = 45$ kHz
- $V_p= 100$ V

Si determina il valore di m in base alla formula:

$$m = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{45.000}{15.000} = 3$$

Si traccia, sul diagramma delle funzioni di Bessel, un segmento parallelo all'asse delle ordinate in corrispondenza del valore $m=3$ dell'indice di modulazione e, dall'intersezione con tutte le curve J_0, J_1, J_2, \dots , si determinano i valori che queste funzioni J_0, J_1, J_2, \dots , assumono come è schematicamente indicato nella figura sotto:



Risulta, dal grafico:

- $J_0 = -0,26$
- $J_1 = 0,34$
- $J_2 = 0,48$
- $J_3 = 0,32$
- $J_4 = 0,12$
- $J_5 = 0,05$
- $J_6 = 0,01$

E quindi le ampiezze delle righe spettrali, in Volt sono:

- $J_0 V_p = |-0,26| \cdot 100 = 26V$
- $J_1 V_p = 0,34 \cdot 100 = 34V$
- $J_2 V_p = 0,48 \cdot 100 = 48V$
- $J_3 V_p = 0,32 \cdot 100 = 32V$
- $J_4 V_p = 0,12 \cdot 100 = 12V$
- $J_5 V_p = 0,05 \cdot 100 = 5V$

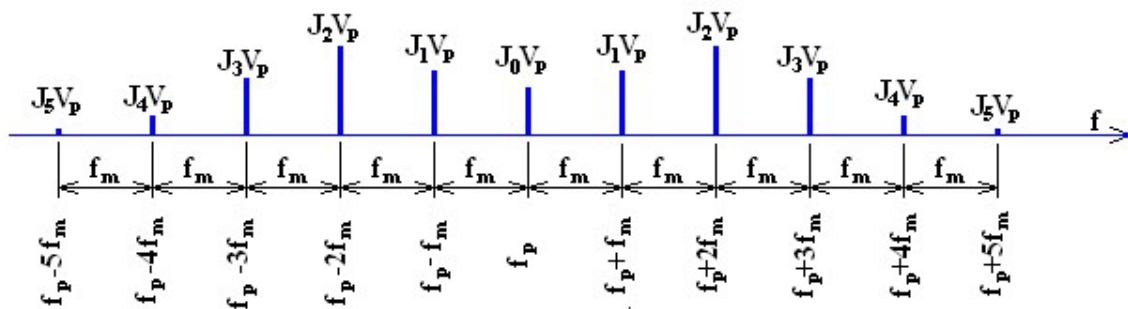


Si definisce larghezza di banda di un segnale FM l'insieme delle frequenze di valore significativo che lo costituiscono e cioè, nel caso in esame, di ampiezza superiore all'1% della portante non modulata.

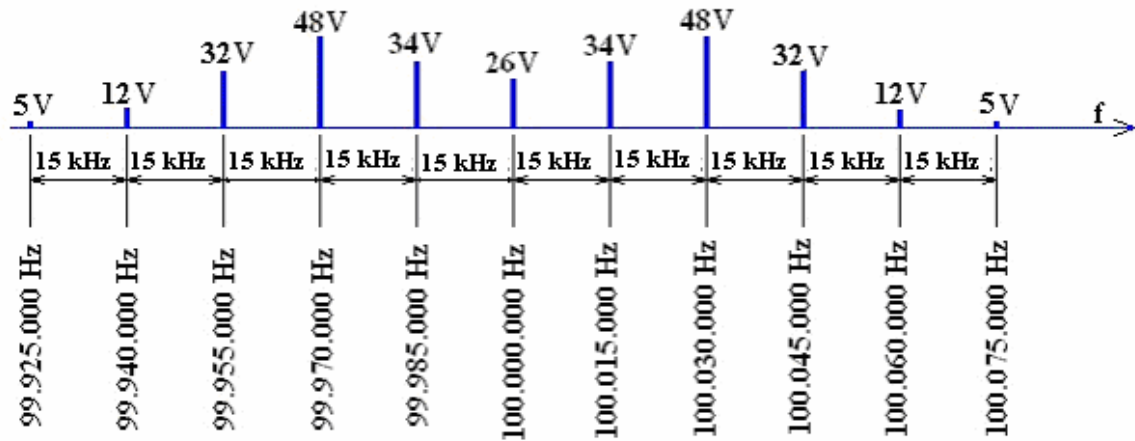
Nel caso in esame, osservando che nelle funzioni di Bessel il valore di riferimento della portante non modulata, cioè J_0 con $m=0$ è uguale a 1, si stabilisce di considerare come facenti parte integrante della banda del segnale modulato in FM soltanto quelle funzioni di Bessel il cui valore in corrispondenza al valore di m prescelto, sia superiore, in modulo, a 0,01.

Ecco perché in questo esempio si è escluso J_6 , sesta funzione di Bessel e le successive.

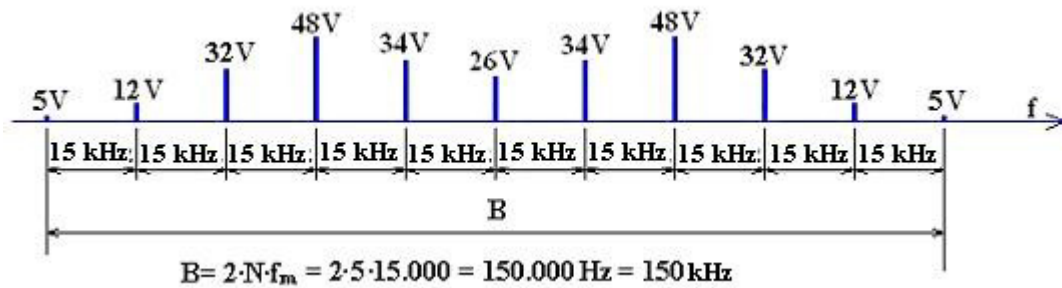
Ottenuti i valori delle funzioni di Bessel, si traccia la banda del segnale modulato in FM:



Lo stesso, con i valori numerici risulta:



Nell'esempio considerato la larghezza di banda è la seguente:



La formula per determinare la larghezza di banda in FM è dunque:

$$B = 2 \cdot N \cdot f_m$$

Per determinare però la larghezza di banda occorre conoscere i diagrammi delle funzioni di Bessel, cosa che è possibile solo disponendo di un buon analizzatore di spettro.



Si può calcolare la larghezza di banda, sia pure in modo approssimativo, senza disporre né dell'analizzatore di spettro, né delle funzioni di Bessel, usando una formula empirica, dovuta a Carson:

$$B = 2(\Delta f + f_{m \max})$$

dove Δf è il massimo scarto in frequenza rispetto alla portante a riposo, e $f_{m \max}$ è la massima frequenza modulante.

Questa formula è tanto più esatta, quanto più m è grande, mentre per m piccolo non è molto precisa.

Nel caso dell'esempio precedente avrebbe dato:

$$B = 2(45.000 + 15.000) = 120.000 \text{ Hz}$$

2.4.3 Misurazioni in FM con l'analizzatore di spettro

In pratica, lo spettro di un segnale FM non è infinito.

Le ampiezze dello spettro diventano trascurabili oltre ad una certa frequenza al variare dell'indice di modulazione β

$$\beta = \Delta f_p / f_m = \Delta \phi_p$$



dove

β = indice di modulazione

Δf_p = deviazione di frequenza di picco

f_m = frequenza del segnale modulante

$\Delta \phi_p$ = deviazione di fase di picco

Ora si veda il comportamento spettrale di un segnale FM per valori diversi di β . Nella figura seguente si vedono gli spettri di un segnale per $\beta = 0.2, 1, 5, \text{ e } 10$

Spettro di un segnale FM

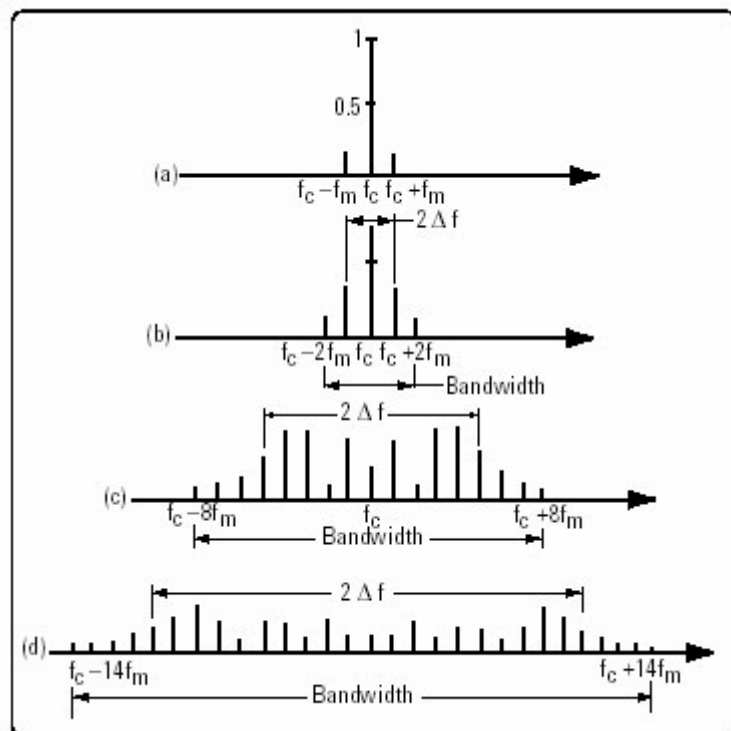
(segnale modulante
sinusoidale f_m fissato, ed
ampiezza Δf_p variante)

(a) $\beta = 0,2$

(b) $\beta = 1$

(c) $\beta = 5$

(d) $\beta = 10$



Il segnale modulante sinusoidale (*tono*) ha la frequenza costante f_m , così β è proporzionale alla sua ampiezza. Nella figura seguente, l'ampiezza del segnale modulante è mantenuto costante e β è variato cambiando la frequenza modulante f_m



Spettro di un segnale FM

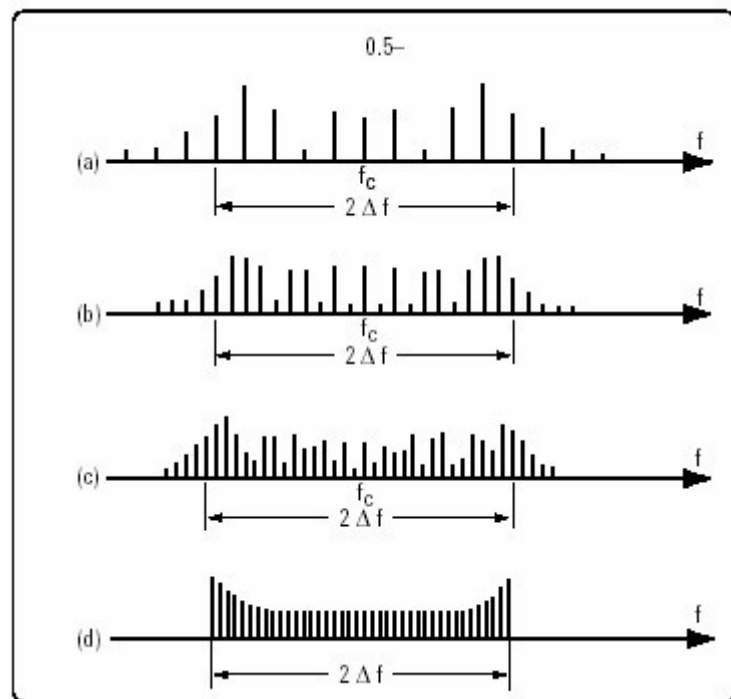
(ampiezza Δf_p fissato, e
segnale modulante f_m
variante)

(a) $\beta = 5$

(b) $\beta = 10$

(c) $\beta = 15$

(d) $\beta \rightarrow \infty$



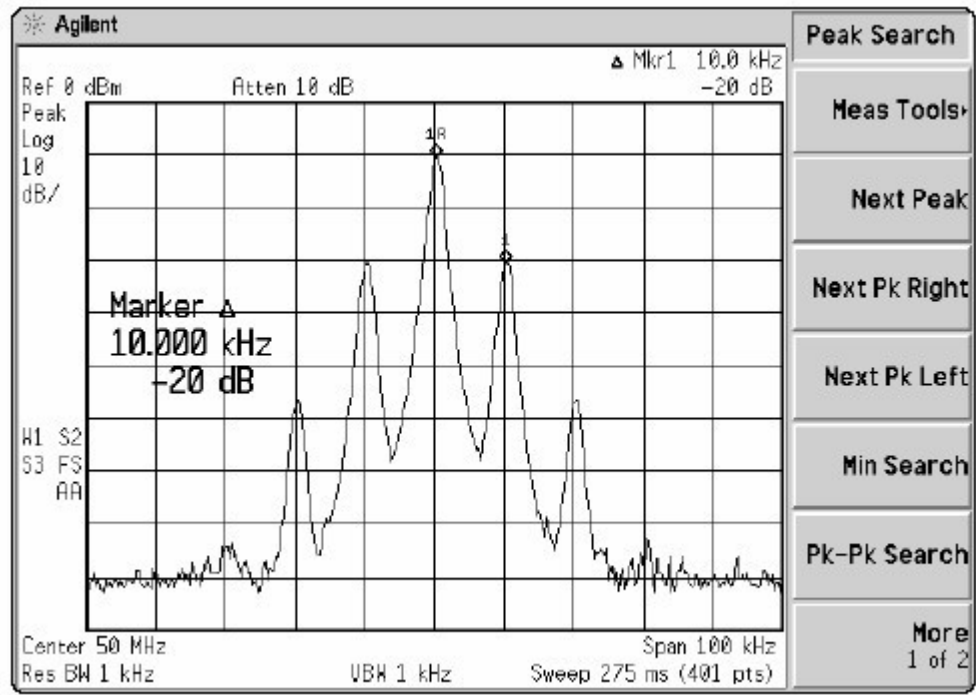
Due importanti fatti emergono dalle figure precedenti:

- Per un indice di modulazione molto basso (β meno di 0.2) si trova il doppio della larghezza di banda del segnale modulante. La richiesta di larghezza di banda in questo caso è il doppio di f_m , come per una AM.
- Per un indice di modulazione molto alto (β più di 100), la larghezza di banda è due volte Δf_p

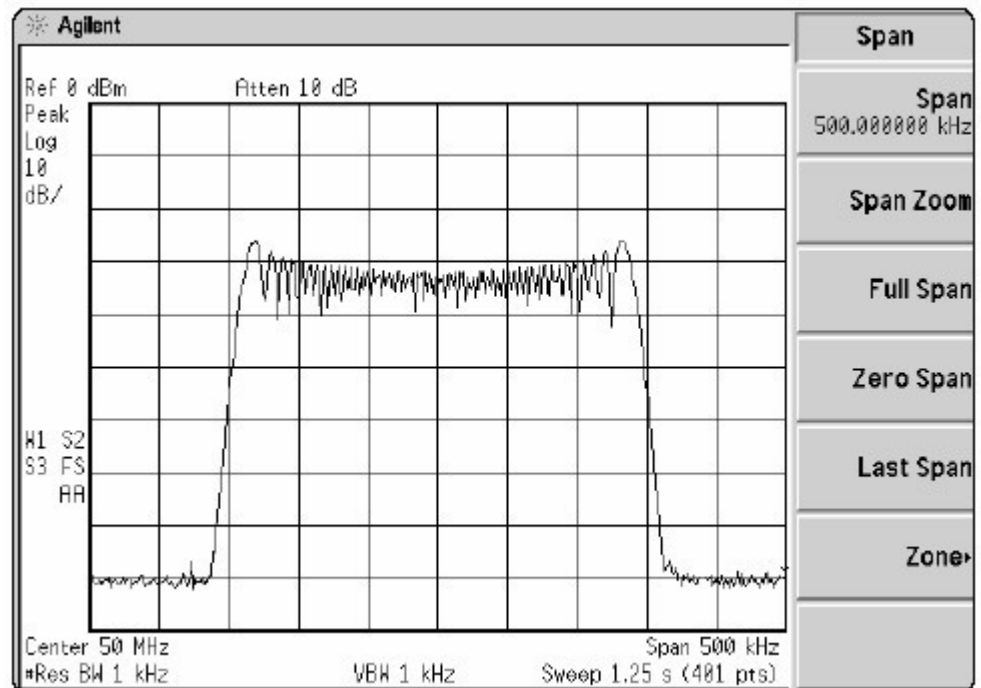
Le figure che seguono mostrano il display dell'analizzatore con due segnali FM, rispettivamente uno a $\beta=0.2$ e l'altro a $\beta=95$



Portante
modulata
a 50 MHz
con
 $f_m = 10 \text{ kHz}$
e $\beta = 0,2$



Portante
modulata
a 50 MHz
con
 $f_m = 1,5 \text{ kHz}$
e $\beta = 95$





Si può calcolare la necessaria larghezza di banda B usando la seguente approssimazione:

$$B = 2 \Delta f_{\text{peak}} + 2 f_m$$

oppure

$$B = 2 f_m (1 + \beta)$$

Una stazione FM ha una massima deviazione di frequenza (determinata dalla massima ampiezza del segnale modulante) di $\Delta f_{\text{picco}} = 75$ kHz. La più alta frequenza del segnale modulante f_m è 15 kHz. Questa combinazione produce un indice di modulazione $\beta=5$ ed il segnale risultante ha una larghezza di banda uguale 8 volte il doppio della banda del segnale modulante. Così la larghezza di banda può essere calcolata come $2 \times 8 \times 15 \text{ Hz} = 240$ kHz. Per frequenza di modulazione al di sotto dei 15 kHz (con la stessa ampiezza), l'indice di modulazione aumenta più di 5 e la larghezza di banda eventualmente si avvicina $2 \Delta f_{\text{picco}} = 150$ kHz

Si può, quindi, calcolare la larghezza di banda richiesta in trasmissione usando la più alta frequenza in modulazione f_m e la massima deviazione di frequenza di picco Δf_{picco}

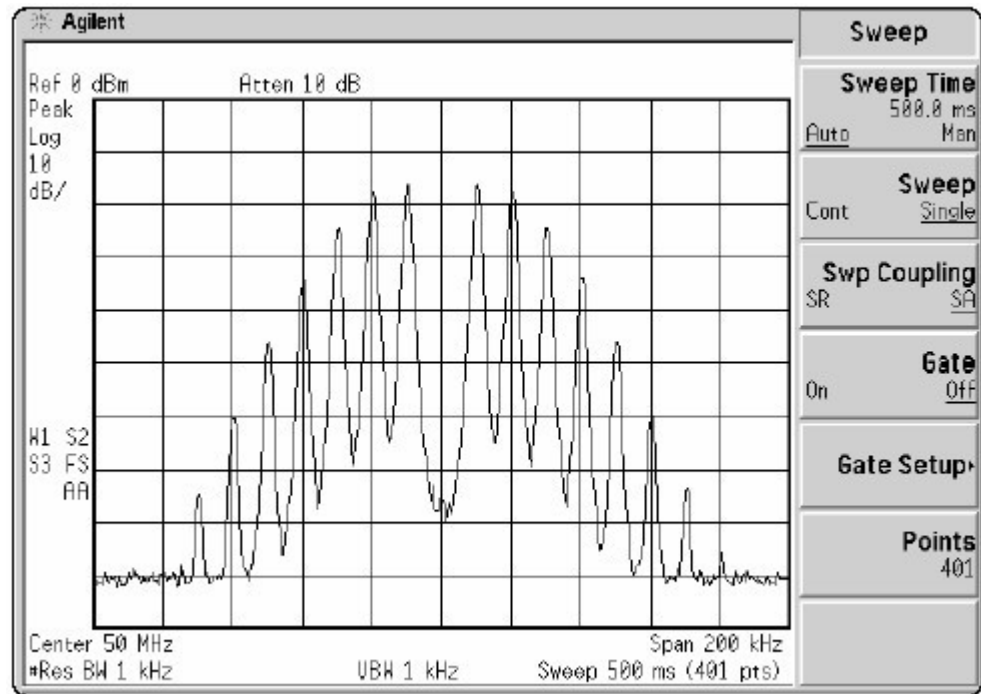
L'analizzatore di spettro è uno strumento molto utile per misurare il Δf_{picco} e β .

Nella figura successiva si mostra una modulazione di frequenza di 10 kHz ed un indice di modulazione $\beta=2,4$ con una deviazione di frequenza $\Delta f_p=24$ kHz



Questo è lo
spettro di un
segnale FM a
50 MHz.

La f_m è 10kHz,
di conseguenza
 $\Delta f_p = 2,4 \times 10 \text{ kHz}$
 $= 24 \text{ kHz}$



Siccome si può settare con precisione la frequenza modulata usando un analizzatore di spettro e siccome l'indice modulazione è anche conosciuto, la deviazione di frequenza così generata sarà ugualmente precisa.

2.5 Modulazione numerica

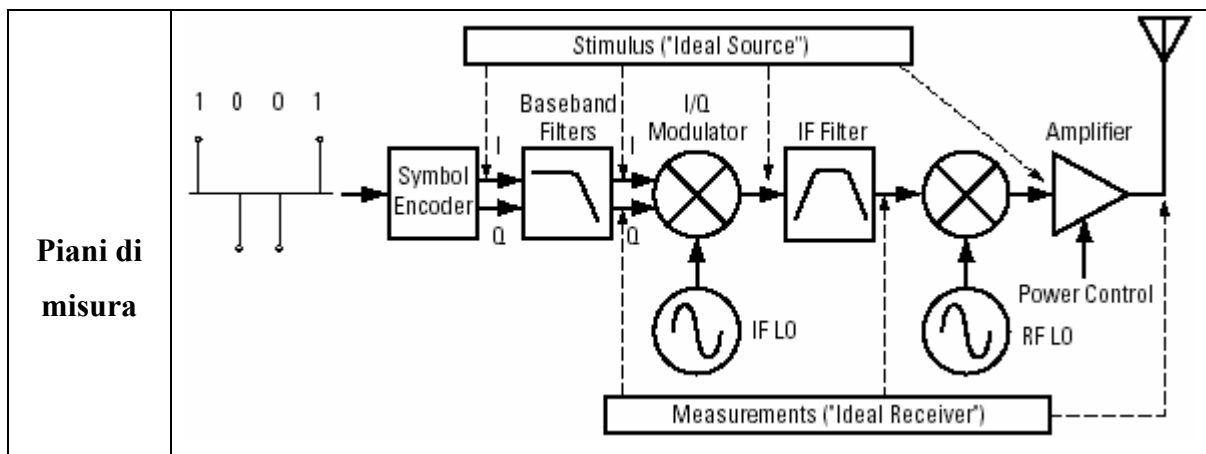
Si chiamano modulazioni numeriche quel tipo di modulazioni in cui il segnale modulante è di tipo numerico, vengono impiegate nella trasmissione dati fra modem, nei ponti radio, nei cellulari, nei collegamenti via satellite.



2.6 Misure sul trasmettitore nei sistemi di comunicazioni digitali

Vengono eseguiti molti test durante un progetto di un trasmettitore nei sistemi di comunicazioni digitali. Inizialmente i diversi componenti vengono testati individualmente. Durante il progetto di sviluppo le verifiche di test sono estremamente rigide per assicurarsi che il sistema sia robusto e che né soddisfi i requisiti.

In questo paragrafo esaminiamo le misurazioni eseguite nelle parti del trasmettitore evidenziate nella seguente figura.



2.7 Modelli di misurazione

Le misurazioni dei trasmettitori sono tipicamente fatte all'uscita dell'antenna, dove è emesso il segnale finale. In questo caso, lo strumento di misurazione è usato come un ricevitore ideale.



Può essere necessario anche esaminare il trasmettitore nei vari punti delle sezioni come nella figura precedente. In questo caso, un segnale può essere richiesto per emulare quelle sezioni che non sono ancora disponibili.

Gli strumenti per la misurazione si comportano per questo come una sostituzione ideale per le sezioni o circuiti mancanti. Un segnale portante non modulato è usato tradizionalmente come segnale di stimolo per qualche componente o per la misura di un sottosistema come risposta in frequenza, ritardo di gruppo o per la misurazione di distorsioni. Frequentemente sono usati segnali digitali i quali possono offrire risultati di misurazione più realistici.

Qualche volta blocchi individuali o componenti non possono essere isolati e la misurazione può essere fatta solamente nella parte finale del trasmettitore e si è quindi costretti di risolvere le cause dei problemi dalla misurazione all’uscita dell’antenna.

Lo strumento ideale di test non solo è capace di compiere le misurazioni ma ha anche la flessibilità di provvedere all’analisi dei sistemi danneggiati del segnale trasmesso.

In questo paragrafo ci concentriamo sulle misurazioni del trasmettitore e le tecniche sulla diagnostica a valle dell’antenna, anche se in pratica alcune di queste misurazioni possono essere fatte in altre locazioni nel trasmettitore. Per esempio, misurazioni di qualità di segnali posso essere compiute sul RF, IF o sezioni bandabase del trasmettitore.



2.8 Domini di misure

Il segnale trasmesso può essere visto in domini differenti. Il dominio del tempo, della frequenza e modulazione offrono informazioni sui diversi parametri del segnale. Lo strumento test ideale può eseguire misure in tutti e tre i domini.

Due tipi di strumenti di test per i trasmettitori vengono discussi in questo paragrafo: l'Analizzatore di Spettro (SA - Spectrum Analyzer) e l'Analizzatore di Segnali Vettoriali (VSA - Vector Signal Analyzer). Le loro capacità di misura in ogni dominio sono descritte nei sottoparagrafi seguenti.

2.8.1 Dominio del Tempo

Tradizionalmente, si guarda ad un segnale elettrico usando un oscilloscopio per vedere il segnale nel dominio del tempo. Comunque, gli oscilloscopi in generale non hanno un limite per i segnali d'ingresso ed hanno invece un limitato range dinamico. Gli analizzatori di segnali vettoriali convertono i segnali in bandabase e campionano le componenti I (Infase) e la componente Q (Quadratura) del segnale. Il segnale può essere quindi visualizzato nei vari sistemi di coordinate, come l'ampiezza in funzione del tempo, la fase in funzione del tempo, I e Q in funzione del tempo, e I/Q in coordinate polari. Gli analizzatori di spettro Swep-tuned possono visualizzare il segnale nel dominio del tempo come l'ampiezza (involuppo del segnale RF). Le loro capacità possono essere estese per misurare I e Q.

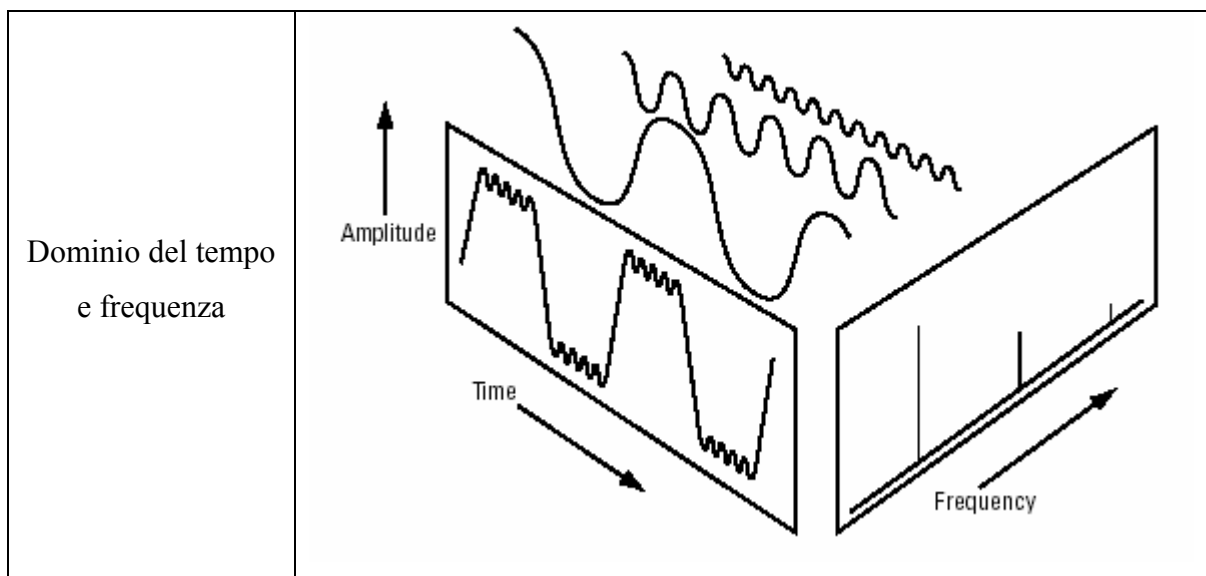
L'analisi nel dominio del tempo è particolarmente importante nella tecnologia TDMA.



2.8.2 Dominio della Frequenza

Anche se il dominio del tempo offre delle informazioni sui segnali RF, esso non è completo.

Il segnale può essere analizzato ulteriormente guardando alle sue componenti spettrali.



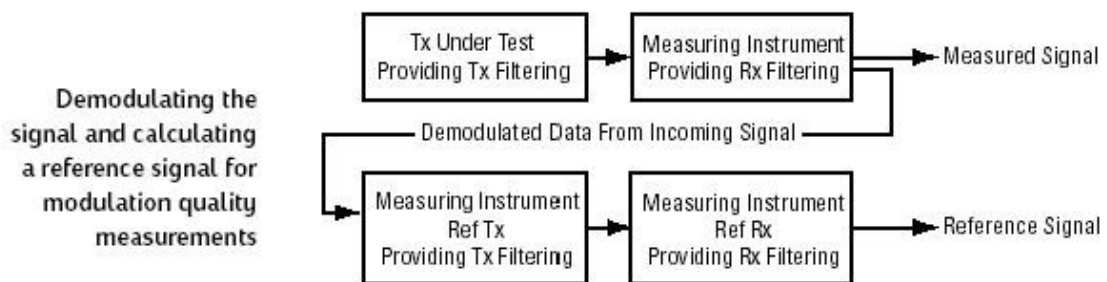
Entrambi gli analizzatori di spettro e quello vettoriale possono effettuare misurazioni nel dominio della frequenza. La differenza principale tra loro è che gli analizzatori di spettro tradizionali sono ricevitori swept-tuned, mentre gli analizzatori vettoriali catturano dati di tempo e compiono la FFT per ottenere lo spettro in frequenza, ed inoltre misurano sia il modulo e la fase del segnale.

Misurazioni nel dominio della frequenza sono particolarmente importanti per assicurare che il segnale soddisfi l'occupazione spettrale, canali adiacenti, e requisiti d'interferenza spurie del sistema.



2.8.3 Dominio della Modulazione

Se il segnale RF è demodulato, la qualità del segnale bandabase può essere analizzato comparandolo ad un riferimento ideale. Questo riferimento è solitamente derivato matematicamente dallo strumento, purché i dati della sequenza originale possono essere recuperati. La demodulazione viene effettuata applicando il filtraggio prima di recuperare i segnali in bandabase I e Q e campionando questi segnali al symbol rate per recuperare i simboli attuali.



Gli analizzatori di segnali vettoriali possono demodulare il segnale ed effettuare la misurazione della qualità della modulazione. Un analizzatore di spettro swept-tuned con un hardware e un software aggiuntivo può essere utilizzato anch'esso per demodulare ed analizzare la qualità di una modulazione.

Le seguenti configurazioni del display vengono usate per visualizzare il segnale caratteristico bandabase e la qualità della modulazione:

- I/Q polari (vettoriali) e il diagramma della costellazione.



- Tavola sommaria con metrica di qualità di I/Q, come l'errore del modulo del vettore (EVM Error Vector Magnitude), errore del modulo, errore della fase, errore della frequenza.
- Modulo del vettore errore in funzione del tempo e il vettore errore in funzione della frequenza (error vector spectrum).
- Errore del modulo e errore della fase in funzione del tempo e della frequenza.
- Eye e diagramma di Trellis
- Symbol table.
- Equalizzazione, che permette la risposta in frequenza e le misurazioni del ritardo di gruppo.
- Analisi nel dominio dei codici

Alcune di queste configurazioni del display sono descritte brevemente in questo capitolo.

2.9 Misurazioni in banda

Le misurazioni richieste per i test dei trasmettitori nelle comunicazioni digitali possono essere classificate come misurazioni in banda o fuori banda nonostante la tecnologia usata e lo standard seguito.

Misurazioni in banda sono misure eseguite all'interno della banda di frequenze allocate per il sistema; per esempio, 890 MHz a 960 MHz per il GSM.



Le misurazioni in banda possono essere ulteriormente divise in misurazioni nel canale e fuori dal canale.

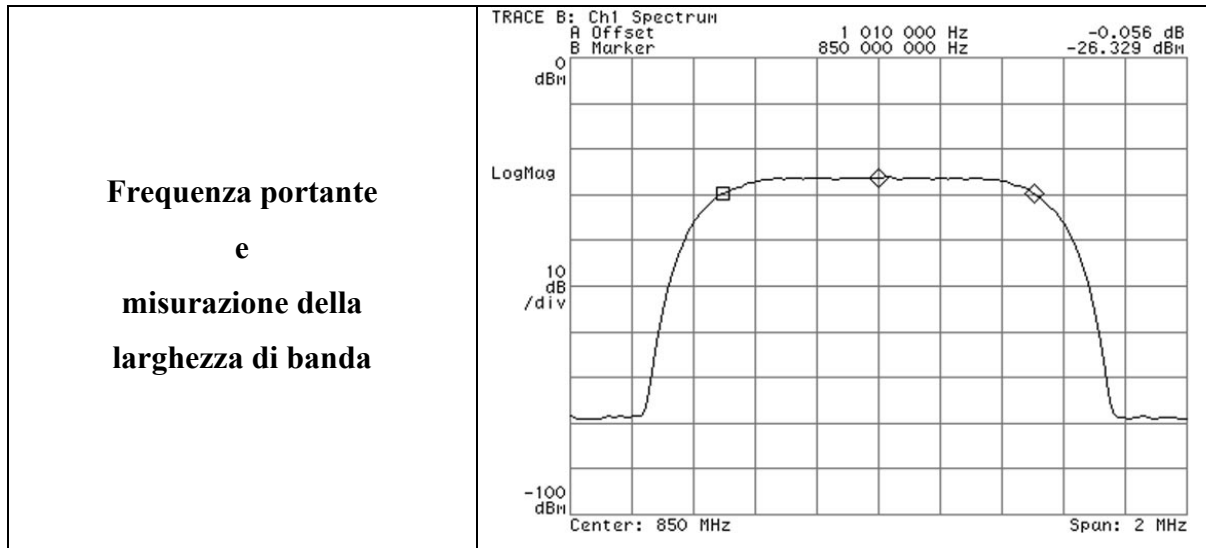
2.9.1 Misurazioni nel canale

La definizione di canale nei sistemi di comunicazioni digitali dipende dalla specifica tecnologia usata. Separatamente dal moltiplicare in frequenza e spazio, la tecnologia di comunicazione digitale per cellulari usa la moltiplicazione dei codici. Nella tecnologia TDMA (Time Division Multiple Access), un canale è definito da una specifica frequenza e da un numero di timeslot in un frame che si ripete, mentre nella tecnologia CDMA (Code Division Multiple Access) un canale è definito da una specifica frequenza e codice.

I termini *nel canale* e *fuori dal canale* si riferiscono solamente nella specifica banda di frequenze d'interesse (frequency channel), e non allo specifico timeslot o canale di codici interno alla banda.

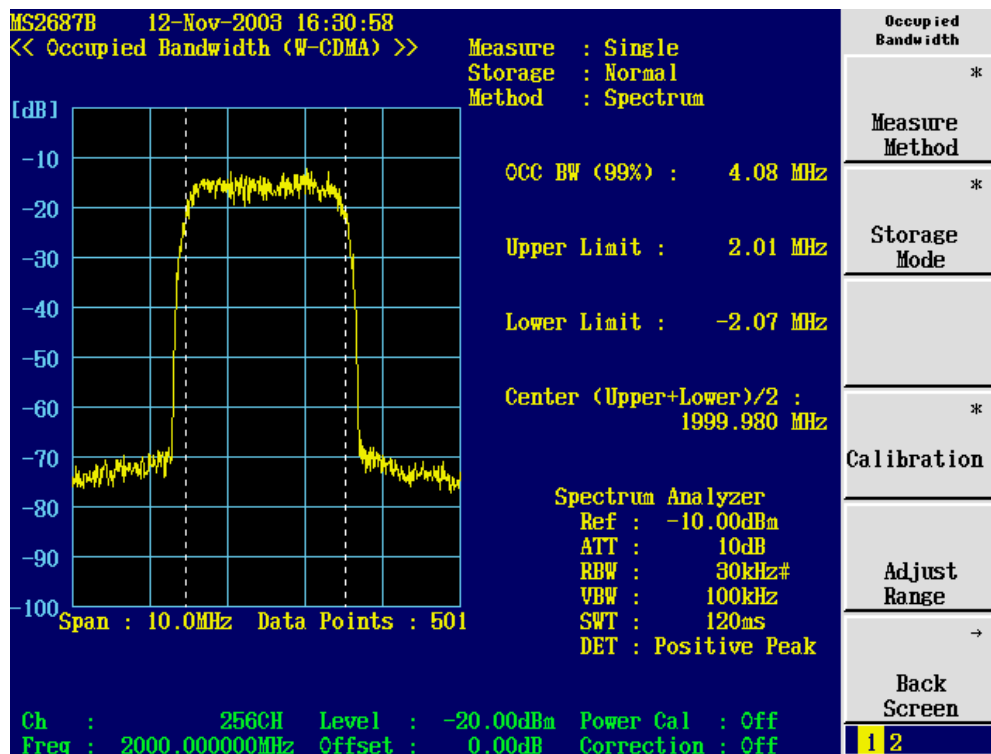
2.9.2 Larghezza di banda del canale

Quando si esegue un test su di un trasmettitore, di solito è buona idea guardare prima lo spettro del segnale trasmesso. La forma dello spettro può rilevare notevoli errori. Per un trasmettitore con un filtro a coseno rialzato, la larghezza di banda a 3dB del canale da un'approssimazione del symbol rate. Per esempio, per un symbol rate di 1 MHz, la larghezza di banda misurata a 3dB è di 1,010 MHz. Si veda la figura seguente.



Questa misura può essere usata per determinare grossi errori in symbol rate.

Si veda ora la larghezza di banda di un segnale W-CDMA a 3,84 Mchips/sec su di un analizzatore di spettro Anritsu MS2687B





2.9.3 Frequenza portante

Errori in frequenza possono dare luogo ad interferenze nei canali adiacenti. Possono anche causare problemi nel processo di recupero della portante del ricevitore, e quindi di conseguenza bisogna assicurarsi che il trasmettitore operi sulla frequenza corretta. La frequenza portante dovrebbe essere localizzata nel centro dello spettro per la maggior parte delle modulazioni. Essa può essere approssimato calcolando il centro della larghezza di banda a 3dB o al 99% della potenza nella banda occupata. Per esempio, nelle figure precedenti la frequenza portante misurata è rispettivamente di 850 MHz e di 2 GHz.

Altri metodi comuni per determinare la frequenza portante sono:

- Misura della portante non modulata con un *frequency counter*.
- Calcolo del centro della misura della larghezza di banda occupata.
- Uso della metrica dell’errore di frequenza determinato nella tavola riassuntiva quando si compiono misure di qualità di modulazione.

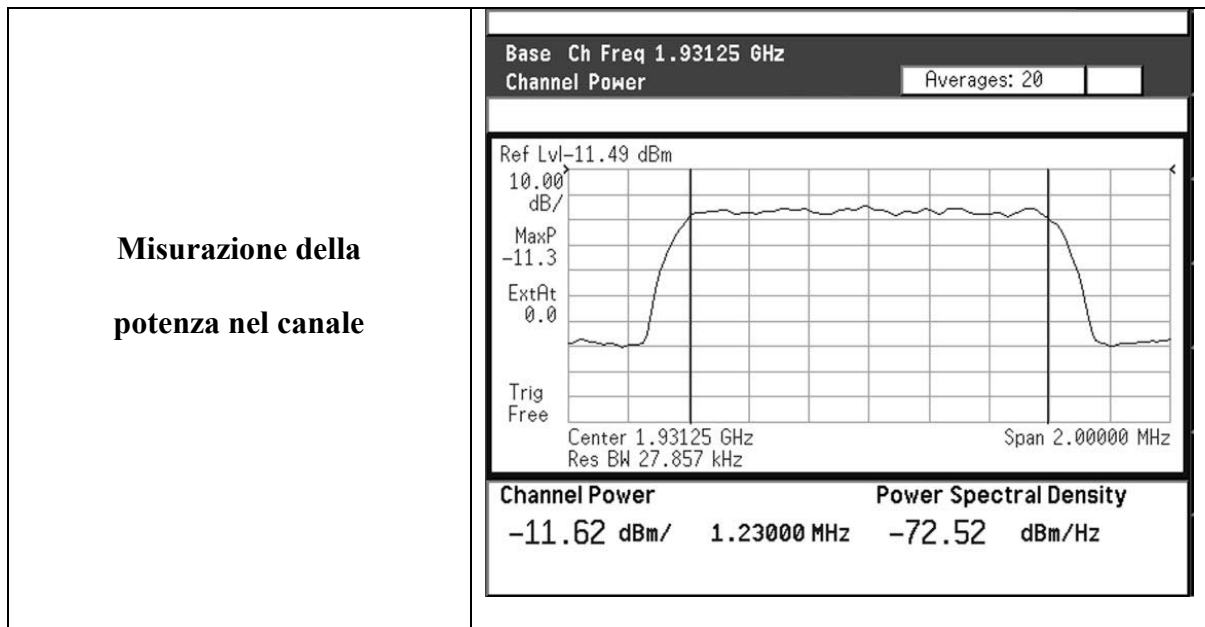
2.9.4 Potenza nel canale

La potenza nel canale è la potenza media nella larghezza di banda del segnale d’interesse.

La potenza è il parametro fondamentale di ogni sistema di comunicazione. Ad esempio, in un sistema wireless lo scopo è quello di mantenere sufficientemente un collegamento con la minima potenza. Questo dà due benefici: interferenza complessiva di sistema è tenuta ad un minimo e, nel caso di stazioni mobili, la durata della batteria è massimizzata. La



potenza emessa, perciò, è controllata all'interno di stretti limiti. Se un trasmettitore produce troppa poca potenza, la performance del collegamento è compromessa; se ne produce molta, l'interferenza con altri trasmettitori può essere troppa elevata ed in aggiunta le batterie durerebbero troppo brevemente.



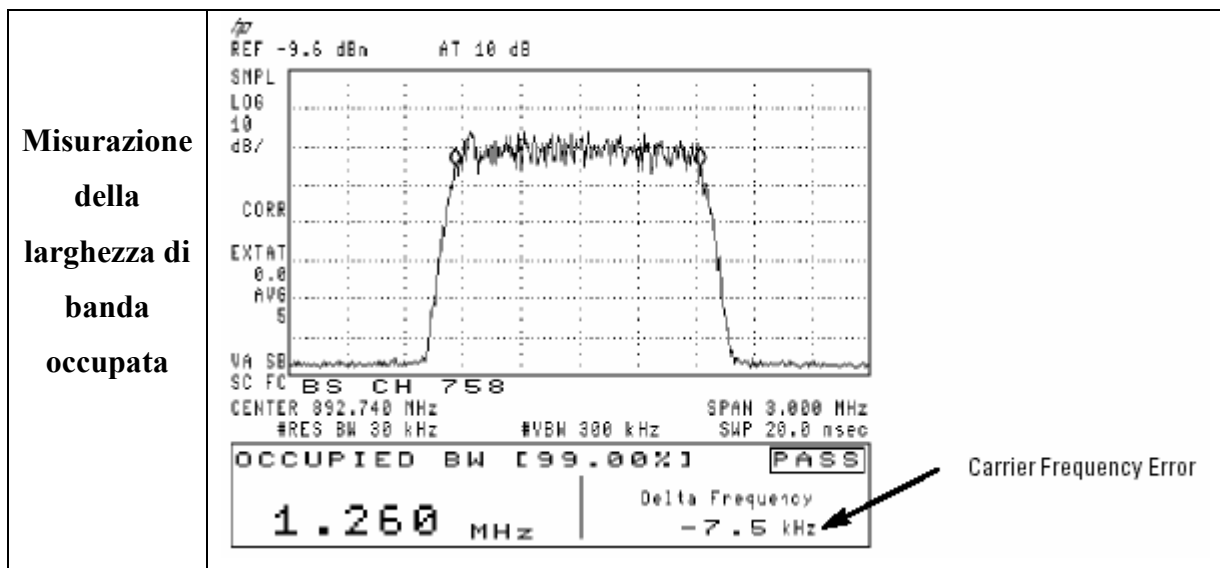
Nel caso del sistema CDMA, dove l'interferenza totale è un fattore limitativo per la capacità del sistema, il controllo della potenza di ciascuna stazione mobile è essenziale per realizzare la massima capacità.

Perciò, il controllo accurato della potenza emessa è critico nel definire la capacità di un sistema, copertura, e qualità del segnale.



2.9.5 Larghezza di banda occupata

La larghezza di banda occupata è strettamente correlata alla potenza del canale ed è indicato in percentuale (circa 99%) della potenza totale del segnale modulato. Per esempio, nella figura successiva, la larghezza di banda che include il 99% della potenza è 1,260 MHz. Ogni distorsione (armonica o intermodulazione) produce potenza al di fuori della larghezza di banda specifica.



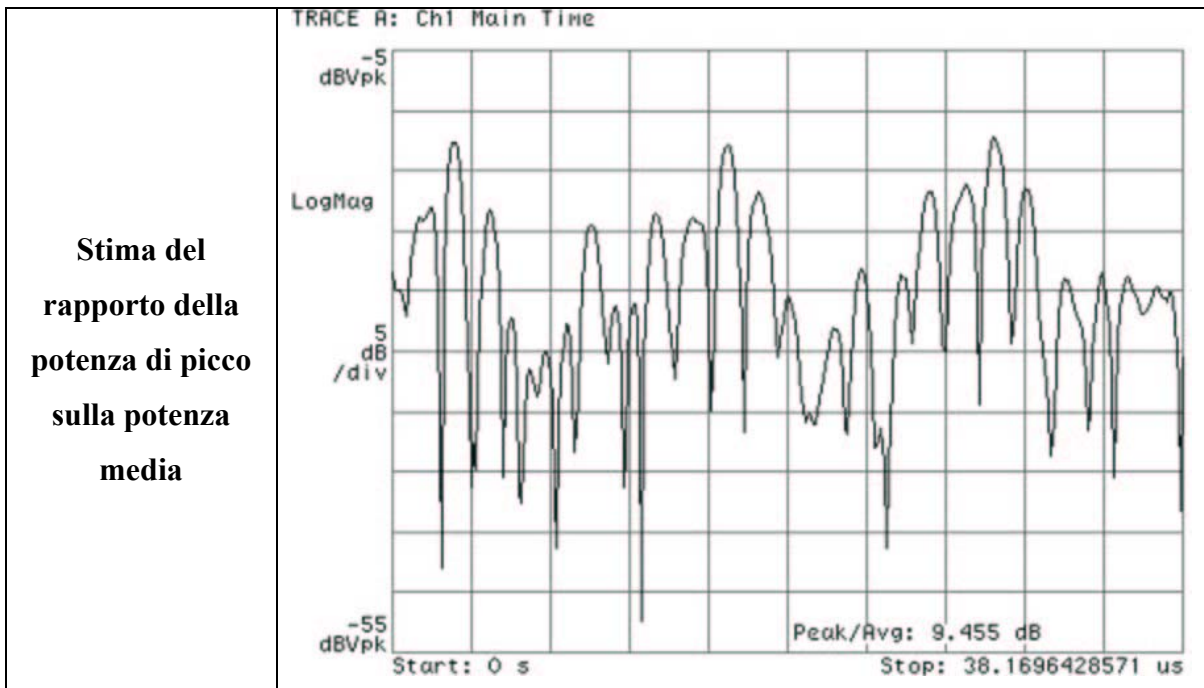
2.9.6 Rapporto potenza di picco su potenza media e curve CCDF

Il rapporto potenza di picco su potenza media e la CCDF sono misurazioni statistiche sulla forma d'onda nel dominio del tempo.



Il rapporto potenza di picco su potenza media è il rapporto della potenza dell'involuppo di picco sulla potenza dell'involuppo medio di un segnale durante un determinato periodo di tempo.

Alcuni strumenti possono offrire una stima del rapporto potenza picco su potenza media; ovvero, la potenza di picco è dato non come un picco assoluto ma piuttosto come il livello di potenza associato con una certa probabilità. Per esempio, nella figura seguente, la misurazione mostra che la potenza è al di sotto di un livello di circa 9,455 dB rispetto alla media del 99,99% del tempo, ovvero c'è una probabilità del 0,01% che la potenza del segnale è al di sopra di un livello di circa 9,455 dB sopra la media.





La stima della potenza del segnale può essere completamente caratterizzato compiendo numerose di queste misurazioni e mostrando i risultati in un grafico conosciuto come la *Funzione Distribuzione Cumulative Complementare* (CCDF Complementary Cumulative Distribution Function). La curva CCDF mostra la probabilità che la potenza sia eguale o sopra un certo rapporto di potenza di picco su potenza media, per differenti probabilità e rapporti (picco-media).

Maggiore è il rapporto picco-media e minore è la probabilità di arrivarci.

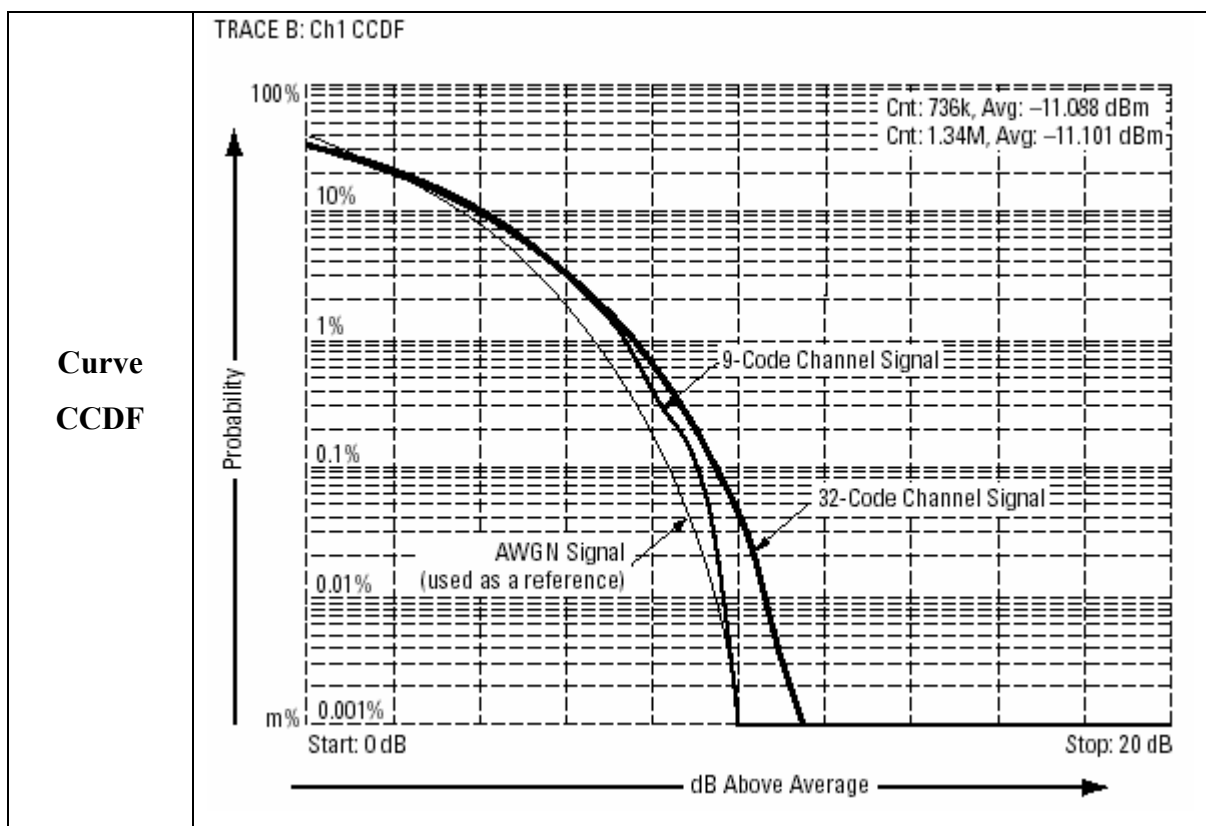
Segnali con differenti stime di picco possono causare diversi livelli di distorsione nei vari stadi del trasmettitore. Per esaminare la stima del segnale e nelle diverse sezioni le misurazioni della CCDF possono essere compiute nei diversi punti del trasmettitore. Queste misure possono anche essere compiute all'uscita del trasmettitore per confrontare poi la stima a una curva aspettata.

Oltre a causare livelli più alti di distorsione, l'elevato rapporto di picco su media può causare il danneggiamento in qualche componente. Le misurazioni della CCDF nei diversi punti del trasmettitore possono aiutare a prevenire questo danneggiamento.

Il rapporto di potenza di picco su potenza media e la misurazione statistica della CCDF sono particolarmente importanti nei sistemi di modulazione digitale dato che le statistiche possono variare. Per esempio, nel sistema CDMA, le stime del segnale variano in funzione a quanti canali di codici sono presenti allo stesso tempo.



Nella figura seguente si mostrano le curve CCDF per segnali con differenti configurazioni di canali di codici. Maggiore sono i canali di codici trasmessi, maggiore è la probabilità di raggiungere un determinato rapporto di picco sulla media.

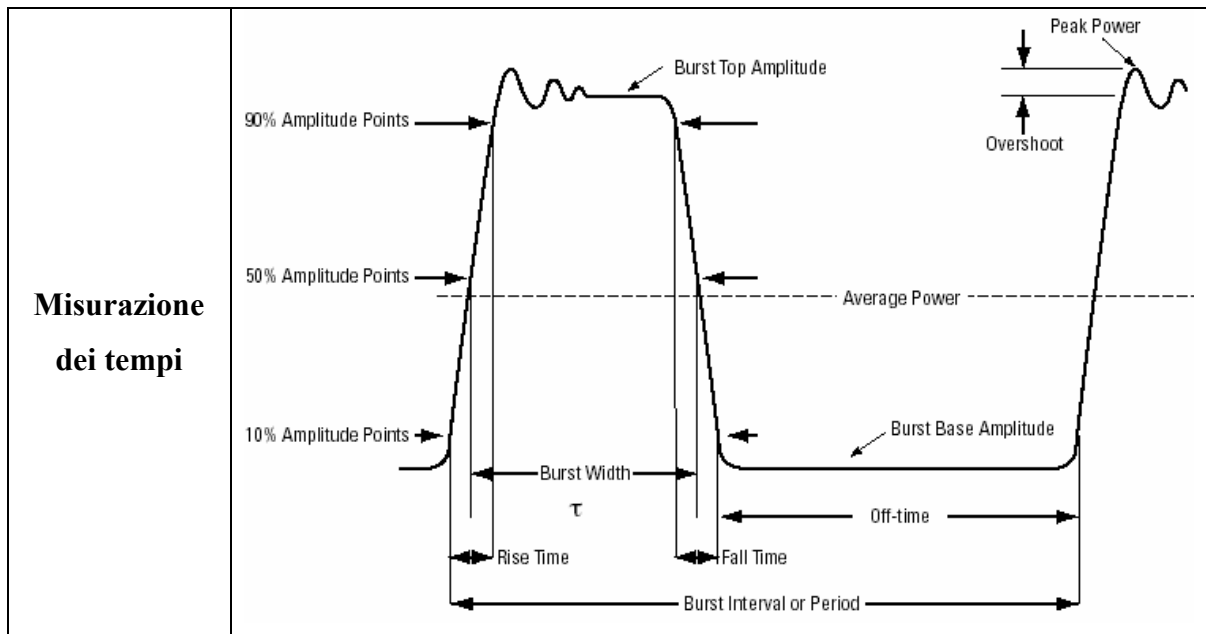


Nei sistemi che usano schemi di modulazione con ampiezza costante, come il GSM, il rapporto picco su media del segnale è rilevante se i componenti (ad esempio, l'amplificatore di potenza) devono portare più di una portante. C'è una chiara tendenza verso l'utilizzo di amplificatori di potenza multiportante nei progetti della stazione base per i sistemi di comunicazioni digitale.



2.9.7 Misurazioni dei tempi

Le misurazioni dei tempi sono comuni sui sistemi TDMA, dove il segnale è impulsivo. Le misurazioni stimano l'involuppo della portante nel dominio del tempo. Le misurazioni includono la larghezza dell'impulso, tempo di salita, tempo di discesa, potenza di picco e il duty cycle.



Le misurazioni dei tempi sono principalmente importanti per assicurare la minima interferenza con i canali adiacenti o con i timeslots.

2.9.8 Misurazioni sulla qualità della modulazione

Ci sono diversi modi per misurare la qualità di un segnale modulato digitalmente. Come si è già visto, di solito si confronta il segnale trasmesso con un segnale di riferimento ideale



generato matematicamente. La definizione della misura dipende principalmente dallo schema di modulazione e dallo standard che segue. Per esempio, il NADC (Nord American Digital Cellular system) ed il PDC (Pacific Digital Cellular system), usano il Modulo del Vettore Errore EVM (Error Vector Magnitude), mentre il GSM usa l'errore di fase e di frequenza. Il CDMA usa il ρ (rho) e la potenza nel dominio dei codici.

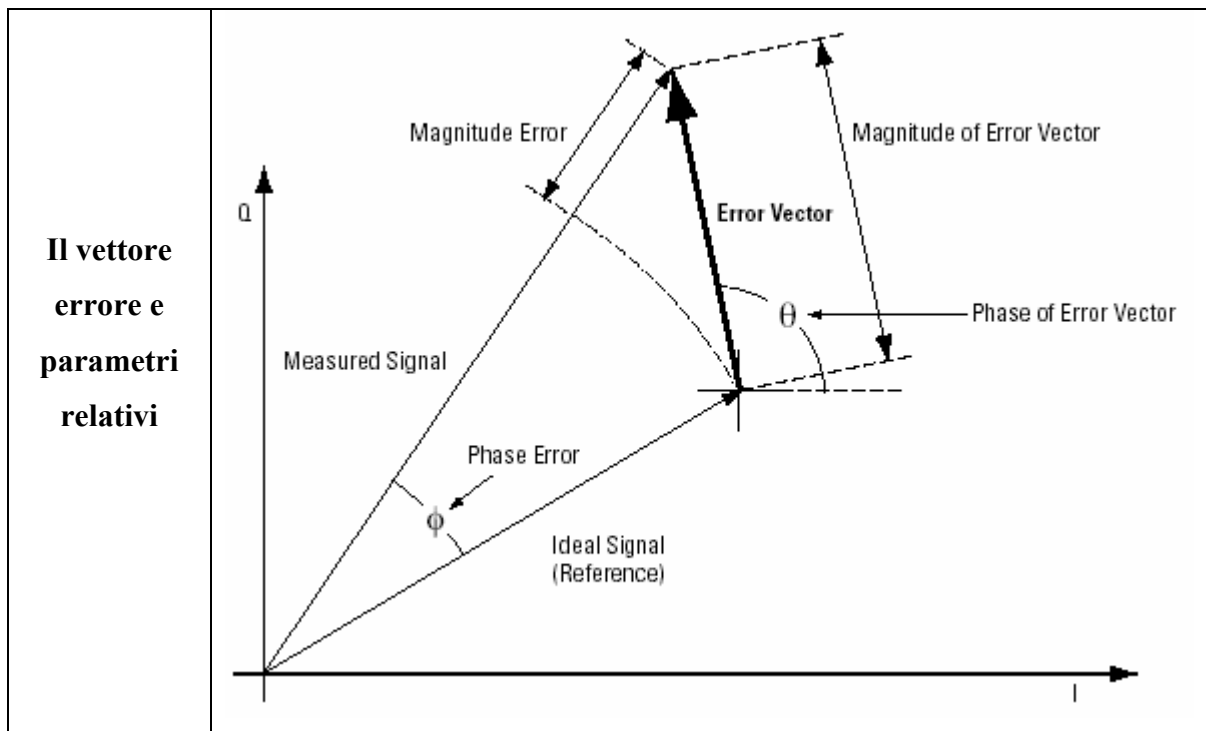
Queste ed altre misure sulla qualità della modulazione sono descritte nei paragrafi seguenti:

2.9.9 Modulo del Vettore Errore (EVM)

Il modulo del vettore errore è largamente usato come qualità metrica della modulazione nei sistemi di comunicazione digitali. Quando si stanno compiendo misure EVM, l'analizzatore campiona l'uscita del trasmettitore per catturare l'attuale traiettoria del segnale. Il segnale è di solito demodulato e viene derivato matematicamente un segnale di riferimento. Il *vettore errore* è il vettore differenza, in un determinato istante di tempo, tra il segnale di riferimento ideale ed il segnale misurato. Il vettore errore è una quantità complessa che contiene una componente modulo e una componente fase.

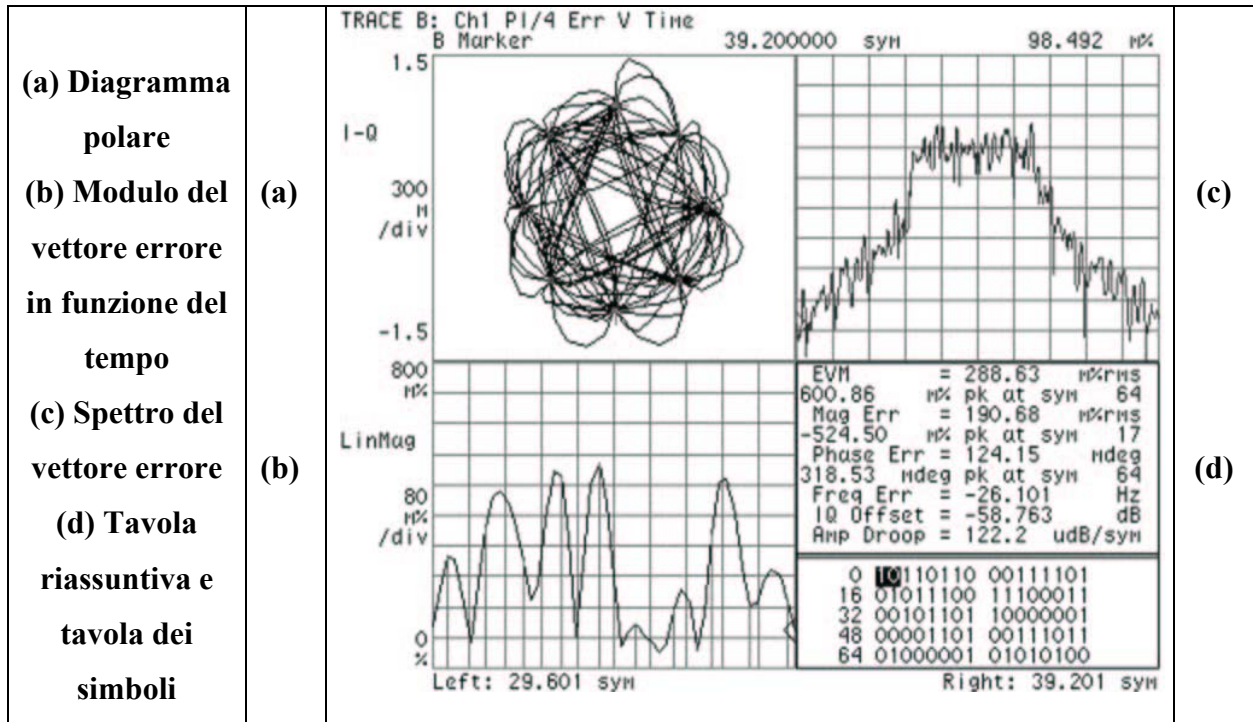
E' importante non confondere il modulo del vettore errore con l'errore del modulo, o la fase del vettore errore con l'errore della fase.

Una descrizione grafica di questa differenza può essere vista nella successiva figura.



Il modulo del vettore errore è la radice quadratica media (rms) del valore del vettore errore all'istante di tempo della transizione del simbolo. Per convenzione, EVM è di solito normalizzato o all'ampiezza del simbolo estremo o alla radice della potenza media del simbolo.

Separatamente dal diagramma polare e dalla costellazione, altre importanti visualizzazioni associate con EVM che sono *l'ampiezza del vettore errore in funzione del tempo*, *lo spettro del vettore errore*, *la fase del vettore errore in funzione del tempo*, e *l'ampiezza dell'errore in funzione del tempo*. La figura successiva mostra alcune di queste visualizzazioni.

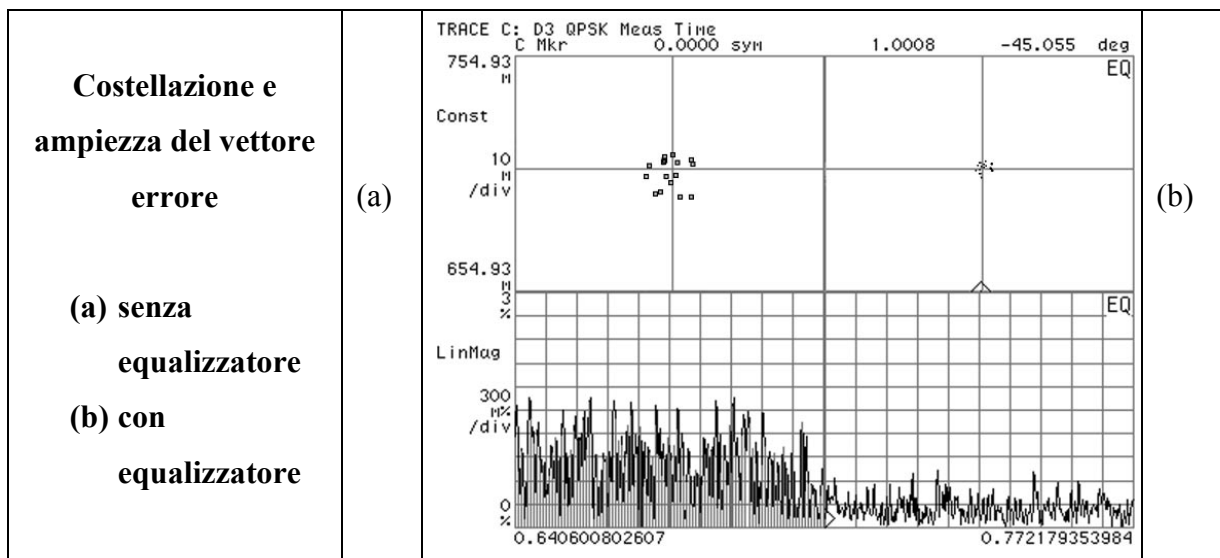


L'EVM e le visualizzazioni relative sono sensibili ad ogni difetto del segnale che si manifesta sull'ampiezza e traiettoria di fase per un ogni tipo di modulazione digitale. Un elevato vettore errore può essere causato da problemi in bandabase, nella sezione IF o RF del trasmettitore. Per esempio, la costellazione I/Q può essere usata facilmente per identificare gli errori di squilibrio di guadagno. Piccoli errori di symbol rate possono essere facilmente identificati guardando sul display l'ampiezza del vettore errore in funzione del tempo. Lo spettro del vettore errore può aiutare a localizzare le spurie nel canale.

Il valore della EVM come un indicatore della qualità di modulazione può essere migliorato facendo uso di *equalizzatore* nello strumento di misura. L'equalizzatore è comunemente usato nei ricevitori digitali. Anche se la sua funzione primaria è ridurre gli effetti del



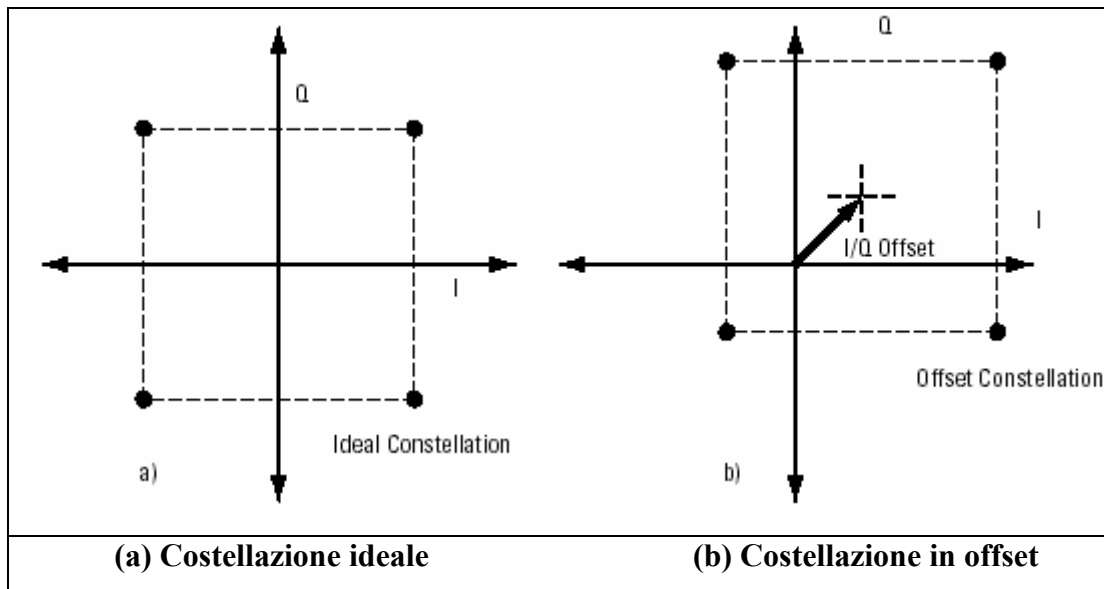
multipath, esso compensa anche le imperfezioni del segnale generato nel trasmettitore e ricevitore. Per questa ragione, è utile avere un equalizzatore nella strumento di misura. Uno strumento con un equalizzatore emulerà meglio un ricevitore; ovvero, le imperfezioni che l'equalizzatore del ricevitore rimuove, sono anche rimosse dallo strumento di misura. Perciò, le imperfezioni che hanno piccoli effetti sul sistema hanno anche minimo impatto sulla EVM misurata. La figura successiva mostra l'ampiezza del vettore errore in funzione del tempo con e senza equalizzatore.



Con l'equalizzatore la costellazione si vede molto meglio e l'ampiezza del vettore errore è più bassa. Il segnale non è cambiato, solo la tecnica di misurazione.

2.9.10 I/Q Offset

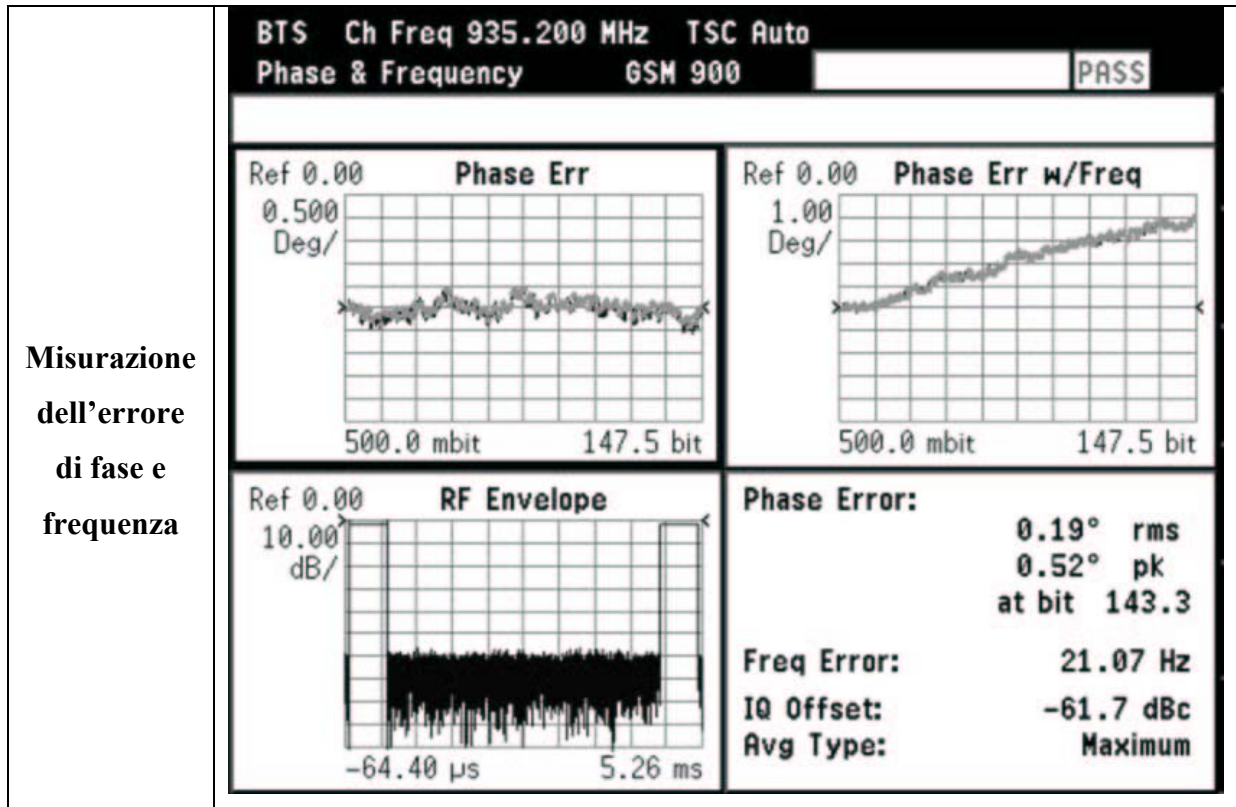
L'offset della componente continua DC dei segnali I o Q causa una traslazione dell'origine degli assi I/Q come mostrato in figura.



L'offset di I/Q da luogo ad una feedthrough della portante. Alcuni strumenti compensano questo errore prima di visualizzare la costellazione.o diagramma polare.

2.9.11 Errore di fase e frequenza

Per una modulazione ad ampiezza costante, come GMSK usato nei sistemi GSM, l'errore di fase e frequenza sono misure rappresentative della qualità del segnale e migliori rispetto all'EVM. Come per l'EVM, l'analizzatore campiona l'uscita del trasmettitore per catturare poi la traiettoria di fase. L'errore di fase è determinato comparando il segnale ottenuto con il segnale di riferimento. Il gradiente del segnale errore di fase è l'errore di frequenza. La piccola variazione di questo segnale è definito come errore di fase ed è espresso in termini di rms e picco. Si veda la figura seguente.



Errori di fase significativi possono indicare problemi nella sezione bandabase del trasmettitore. L'uscita dell'amplificatore nel trasmettitore può creare anche distorsione che causa inaccettabilmente elevati errori di fase per segnali multiportanti.

L'errore di frequenza è la differenza tra la frequenza della portante specificata e la frequenza della portante attuale. Un errore di frequenza costante indica semplicemente che è stata usata una frequenza portante lievemente sbagliata. Un errore di frequenza non costante possono indicare, ad esempio, instabilità in un breve tempo nell'oscillatore locale (LO), filtraggi impropri, conversioni AM-PM nell'amplificatore, o indice di modulazione



sbagliata se il trasmettitore è implementato come un modulatore di frequenza analogica.

2.9.12 Risposta in frequenza e ritardo di gruppo

Come si è già notato, l'equalizzatore compensa per certe imperfezioni del segnale nel trasmettitore, nel percorso della trasmissione, o nel ricevitore. L'equalizzatore rimuove solamente le distorsioni lineari. Le distorsioni lineari accadono quando il segnale passa attraverso uno o più dispositivi lineari aventi funzioni di trasferimento con ampiezza non costante, e/o le variazioni del ritardo di gruppo nella larghezza di banda del segnale. Ci possono essere molte fonti di distorsioni lineari in un sistema: filtri passabanda nel IF, cavi terminali inadatti, filtri passabanda inadatti, non compensazione del $\sin(x)/x$, antenna disadattata, segnali combinati ed effetti del multipath. Tutte le cause di distorsioni lineari possono essere combinate e rappresentate da una singola funzione di trasferimento $H(f)$.

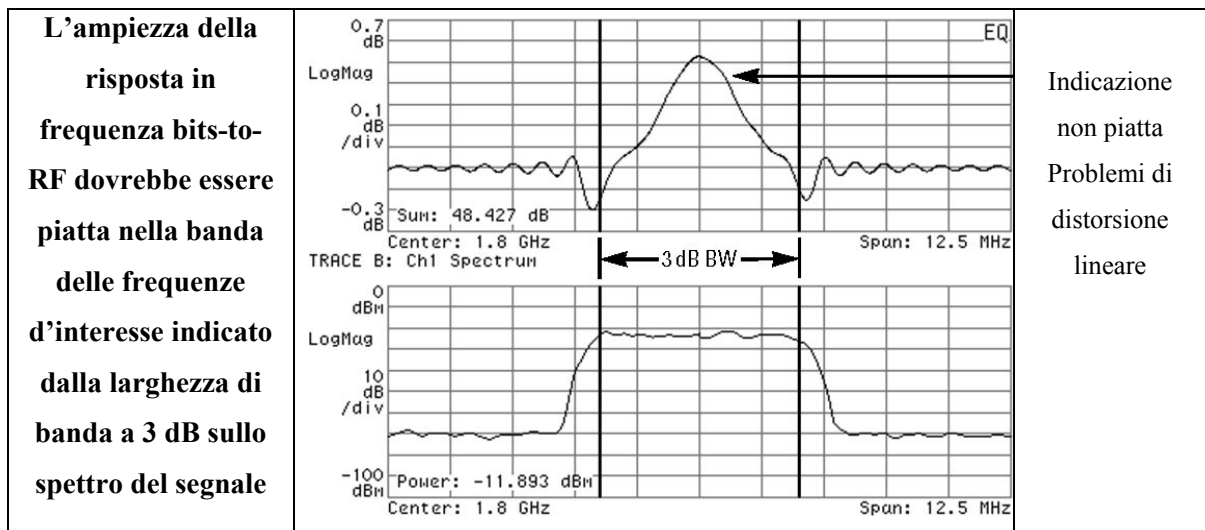
Quando si applica l'equalizzatore, la misura dello strumento compensa l'effetto della distorsione lineare, dove il filtro equalizzatore assume la funzione di trasferimento uguale a $1/H(f)$.

Una volta applicata la funzione inversa di trasferimento, la quale rappresenta l'insieme degli elementi di distorsione lineare dei dispositivi sotto test, essa può essere misurata e visualizzata. Se è misurata direttamente all'uscita del trasmettitore, la funzione inversa di trasferimento è fondamentalmente la risposta in frequenza bits-to-RF del trasmettitore, ovvero la risposta in frequenza dalla bandabase in radio frequenza, usando dei bits come segnale d'ingresso, (o le variazioni dalla risposta in frequenza ideale causata dalle



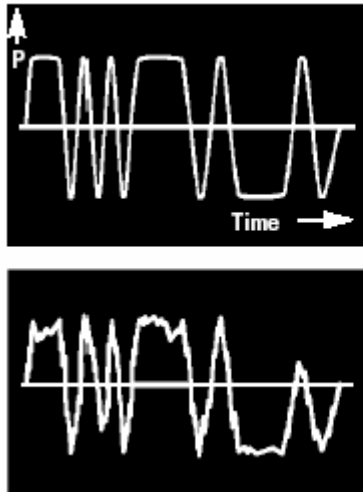
distorsioni non lineare). L'attuale risposta in frequenza può essere visualizzata e misurata come ampiezza, fase, e ritardo di gruppo.

Idealmente, l'ampiezza della risposta in frequenza dovrebbe essere piatta attraverso la banda d'interesse, e la fase dovrebbe essere lineare nella stessa banda. Il ritardo di gruppo è una misura più utile della distorsione di fase. Esso è definito come la derivata della risposta di fase in funzione della frequenza ($d\phi/d\omega$) ovvero, la pendenza della risposta di fase. Se il trasmettitore non presenta distorsione, la sua risposta di fase è lineare e il ritardo di gruppo è costante. Quindi, variazioni del ritardo di gruppo costante indica distorsione.



2.9.13 Rho

Il sistema CDMA usa ρ (rho) come una delle metriche per la qualità della modulazione. Rho è misurato su un singolo canale di codice. Esso è il rapporto della potenza correlata alla potenza totale trasmessa.



$$\rho = \frac{\text{Power that correlates with ideal}}{\text{Total Power}}$$
$$= \frac{\text{Signal Power}}{\text{Signal Power} + \text{Error Power}}$$

La potenza correlata è calcolata rimuovendo frequenza, fase e tempo di offset, ed effettuando una correlazione tra il segnale correttamente misurato e il riferimento ideale. Se una delle energie trasmesse non è correlata, questo eccesso di potenza appare come rumore aggiunto che può interferire con altri utenti sul sistema.

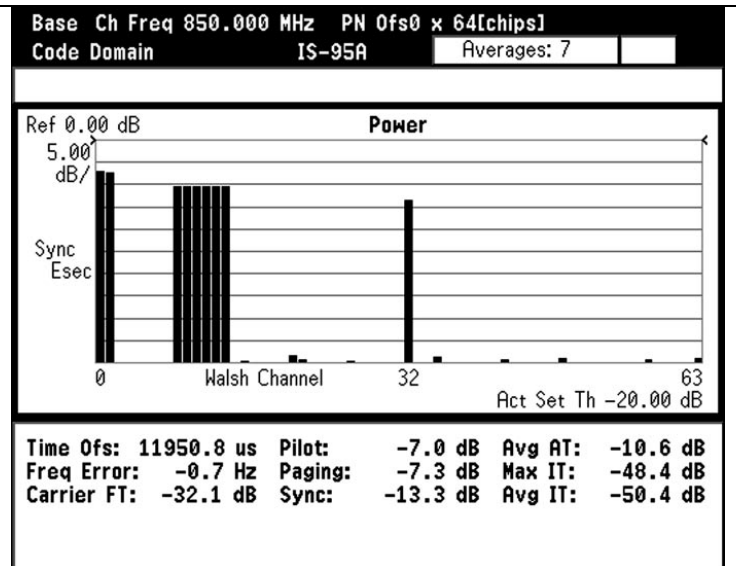
La misura del rho indica il livello complessivo di performance della modulazione di un trasmettitore CDMA quando si trasmette un singolo canale.

2.9.14 Potenza nel dominio dei codici

Nel sistema CDMA, un segnale con canali multipli di codici può essere analizzato nel dominio dei codici. Per analizzare la forma d'onda composta, ogni canale è decodificato usando un algoritmo di correlazione dei codici. Questo algoritmo determina la correlazione dei coefficienti per ogni codice. Una volta che i canali sono decodificati, la potenza in ogni canale di codici è determinato.



**Misurazione della potenza
nel dominio dei codici**

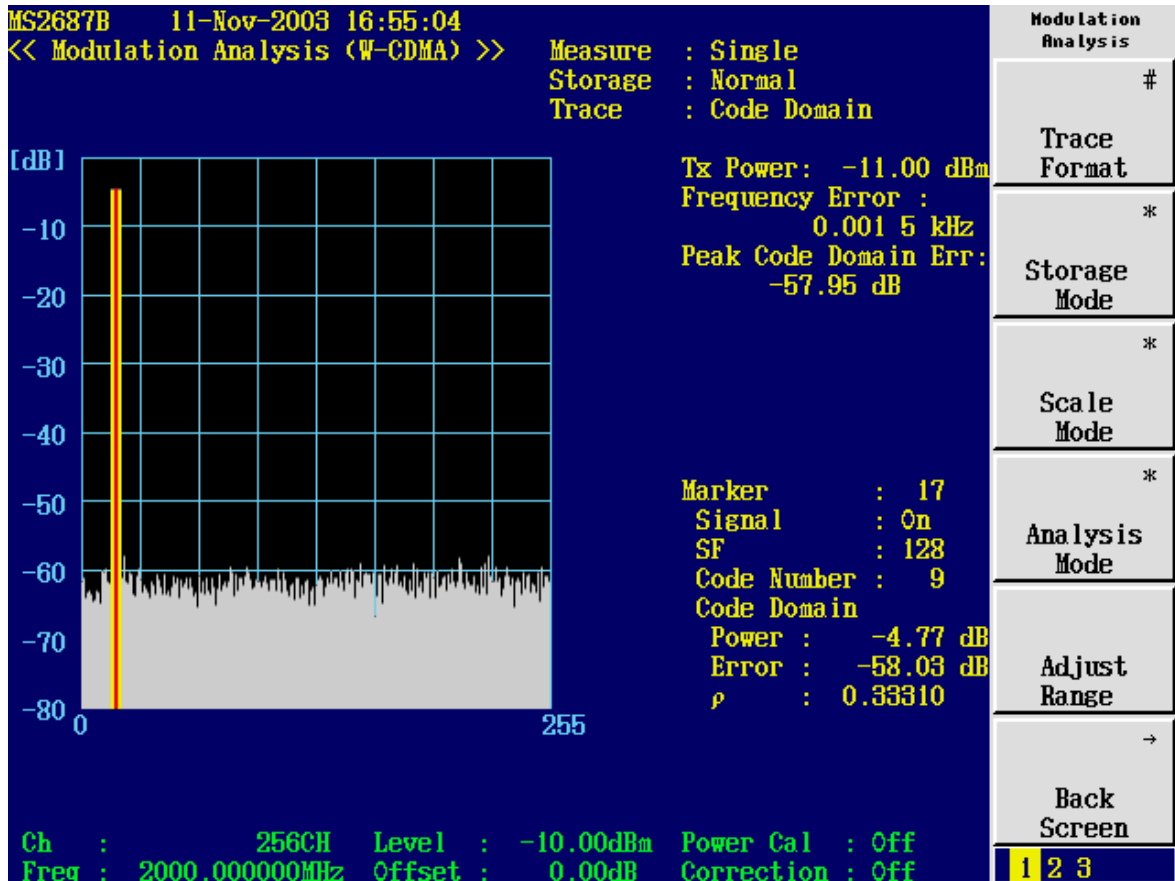


La misurazione della potenza nel dominio dei codici, come mostrato in figura, è essenziale per verificare se la stazione base stia trasmettendo potenza corretta in ognuno dei canali.

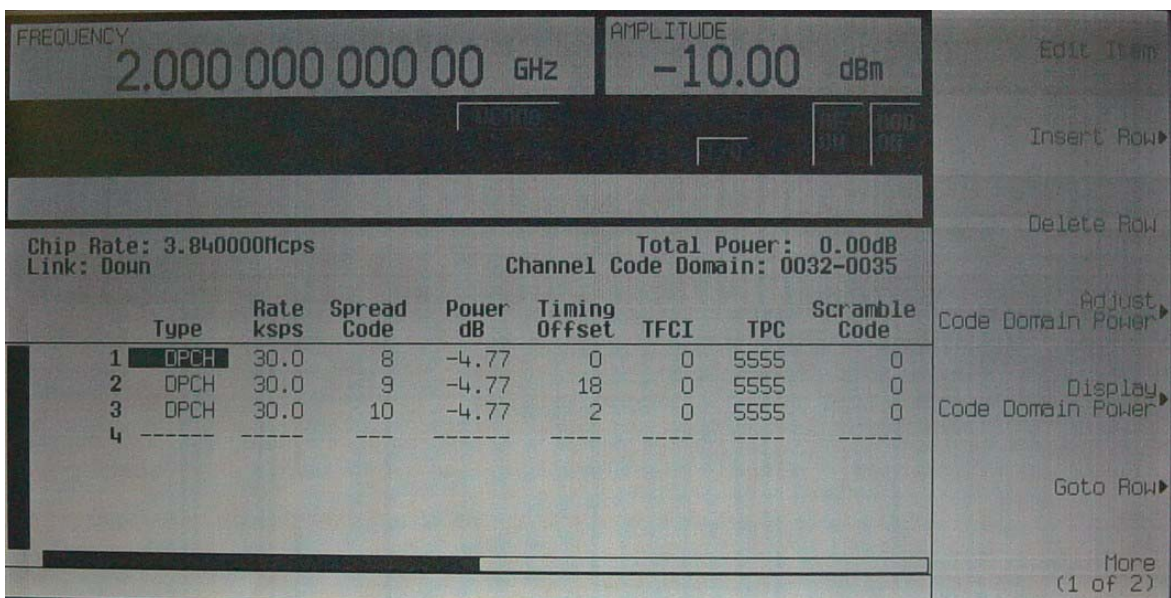
La misurazione è anche importante per guardare i livelli di potenza dei canali inattivi, nei quali possono indicare problemi specifici nel trasmettitore. Per esempio, un aumento non desiderato di spurie nel canale del livello di rumore.

La compressione può provocare un mixing di canali di codici attivi per poi produrre energia in particolari canali inattivi.

La figura successiva mostra la misurazione della potenza nel dominio dei codici per un segnale W-CDMA a 3,84 Mchips/sec in Down-Link con 3 canali DPCH da un analizzatore di spettro Anritsu MS2687B.

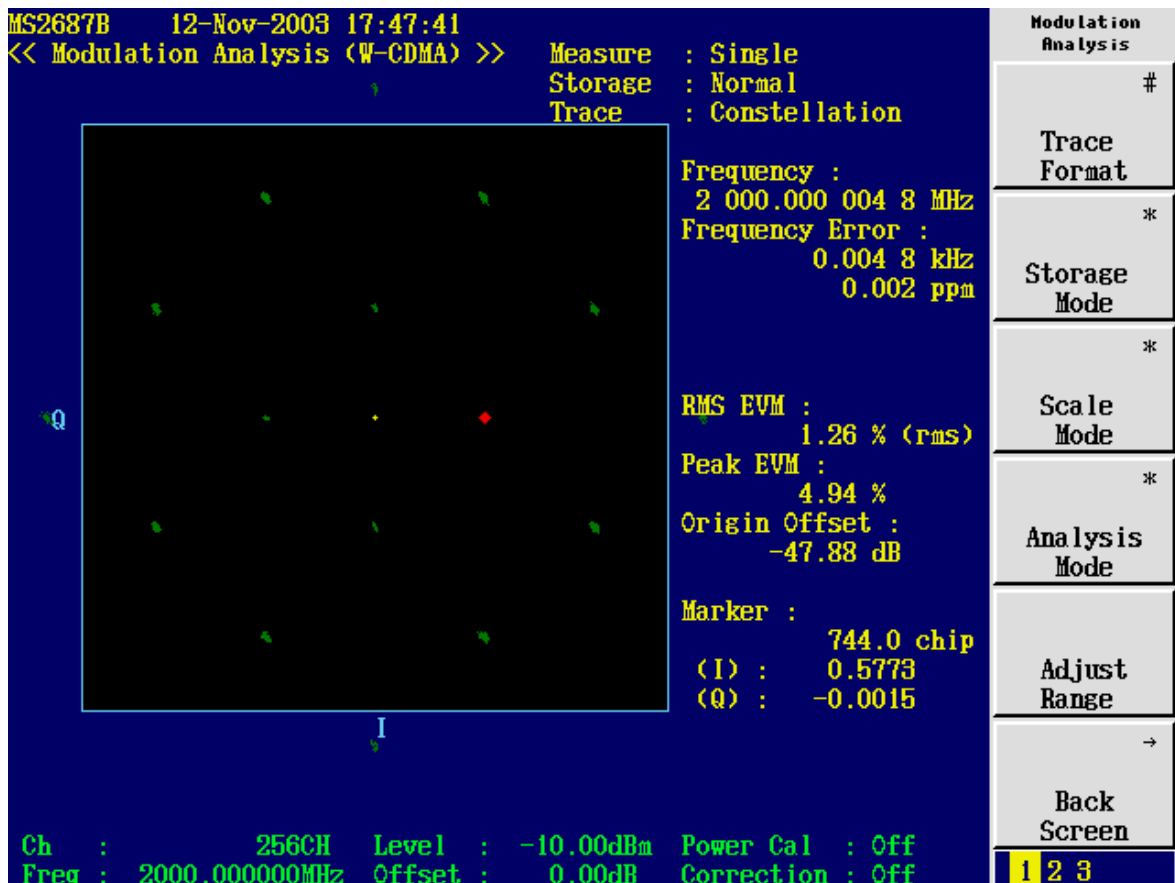


La figura successiva mostra il segnale generato W-CDMA dal generatore Agilent E4432B





La figura seguente mostra la costellazione del segnale W-CDMA a 3,84 Mchips/sec in Down-Link con 3 canali DPCH da un analizzatore di spettro Anritsu MS2687B.



2.10 Misurazioni fuori dal canale

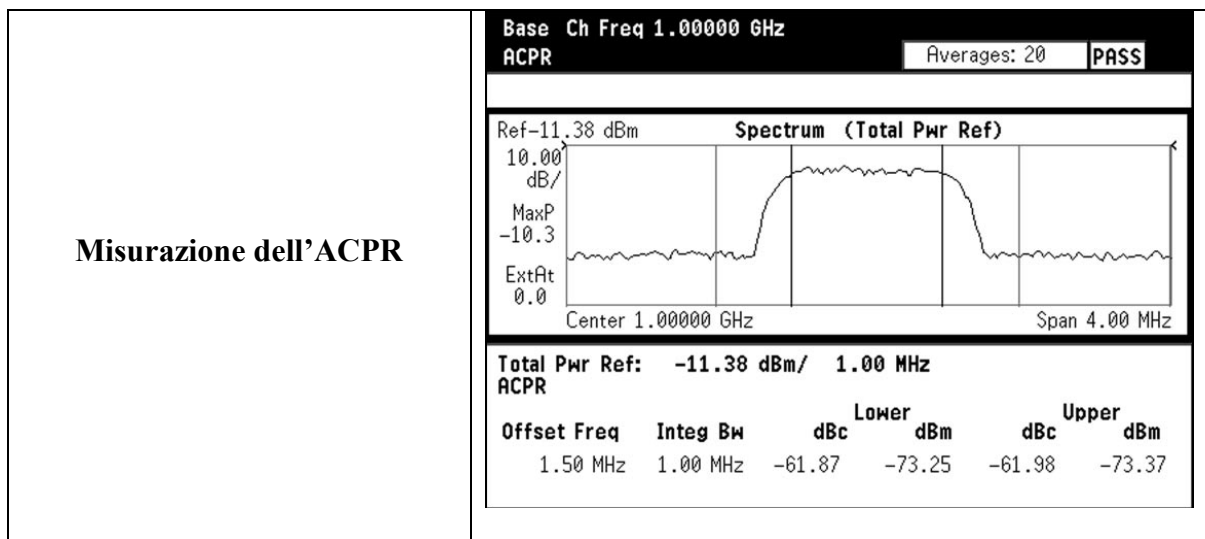
Le misurazioni in banda fuori del canale sono quelle che misurano distorsione ed interferenza all'interno della banda, ma fuori dal canale che si trasmette.



2.10.1 Rapporto di potenza nel canale adiacente (ACPR)

Qualunque tecnologia usata o standard seguito, le misurazioni ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) sono richieste per assicurare che il trasmettitore non effettui interferenza con canali adiacenti ed alterni.

Il rapporto di potenza nel canale adiacente (ACPR) è di solito definito come il rapporto della potenza media del canale adiacente alla potenza media nel canale trasmesso. Per esempio, nella figura seguente, l'ACPR attraverso una larghezza di banda di 1 MHz è di -61,87 dB per il canale adiacente inferiore e -61,98 dB per il canale adiacente superiore. L'ACPR è spesso misurato a multipli di offset.



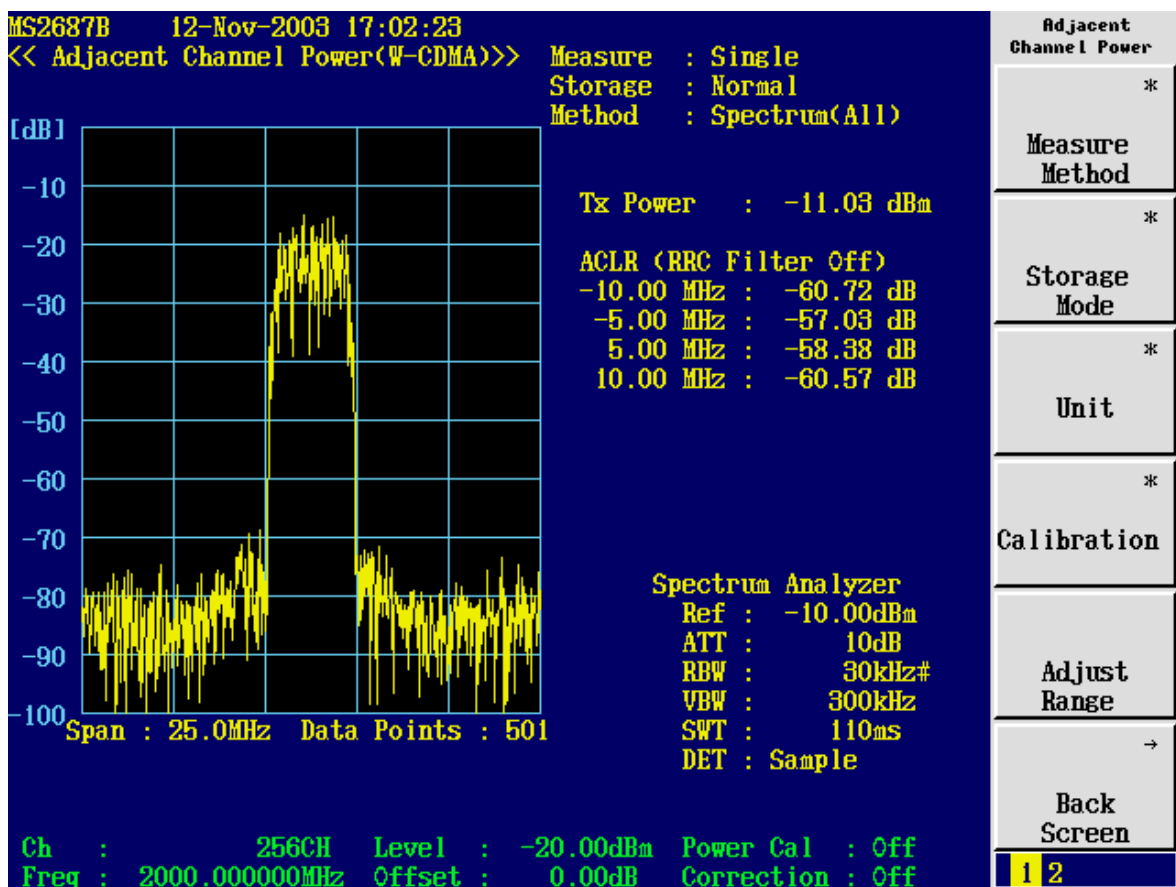
Quando si effettuano misurazioni, è importante portare in acconto le statistiche del segnale trasmesso. Le curve **CCDF** possono essere usate per questo scopo, come si è già visto. Valori diversi di rapporto picco su media hanno un differente impatto sulle



componenti non lineari del trasmettitore, come l'amplificatore RF, e ancor meglio sull'ACPR. Elevato rapporto picco su media nel segnale trasmesso può causare maggiore interferenza nel canale adiacente.

Le misurazioni ACPR sullo stesso trasmettitore possono offrire risultati diversi che dipendono dalla stima del segnale trasmesso. Quando viene misurato, per esempio, ACPR nella stazione base CDMA, è importante considerare la configurazione usata del canale.

La figura seguente mostra l'ACPR di un segnale W-CDMA a 3,84 Mchips/sec misurato da un analizzatore di spettro Anritsu MS2687B





Standard diversi hanno differenti nomi e definizioni per la misura ACP. Per esempio, per il sistema TDMA come il GSM, ci sono due contributi principali per l'ACP: la transizione burst-one ed off, e la modulazione stessa. Lo standard GSM nomina la misurazione ACP Output RF Spectrum (ORFS), e specifica due misurazioni diverse: ORFS due modulation e ORFS due to switching.

Nel caso di NADC-TDMA, l'ACP a causa dei transitori e alla modulazione stessa sono, per le stazioni mobili, misurate separatamente. Inoltre, una funzione onerosa che corrisponde alla risposta del filtro bandabase del ricevitore è applicato alla misura per entrambe le stazioni base e mobile.

Spectral splatter è un termine spesso associato con l'ACP a causa dei transitori. Spectral splatter può essere causato da veloci *burst turn-on* e *turn-off*. Un elevato spectral splatter può occasionalmente essere causato da transitori di fase. Siccome i transitori sono eventi molto brevi, catturare il loro tempo può essere utile per localizzarli ed analizzarli. Spectral splatter può anche essere analizzato usando uno spettrogramma che visualizza lo spettro in funzione del tempo.

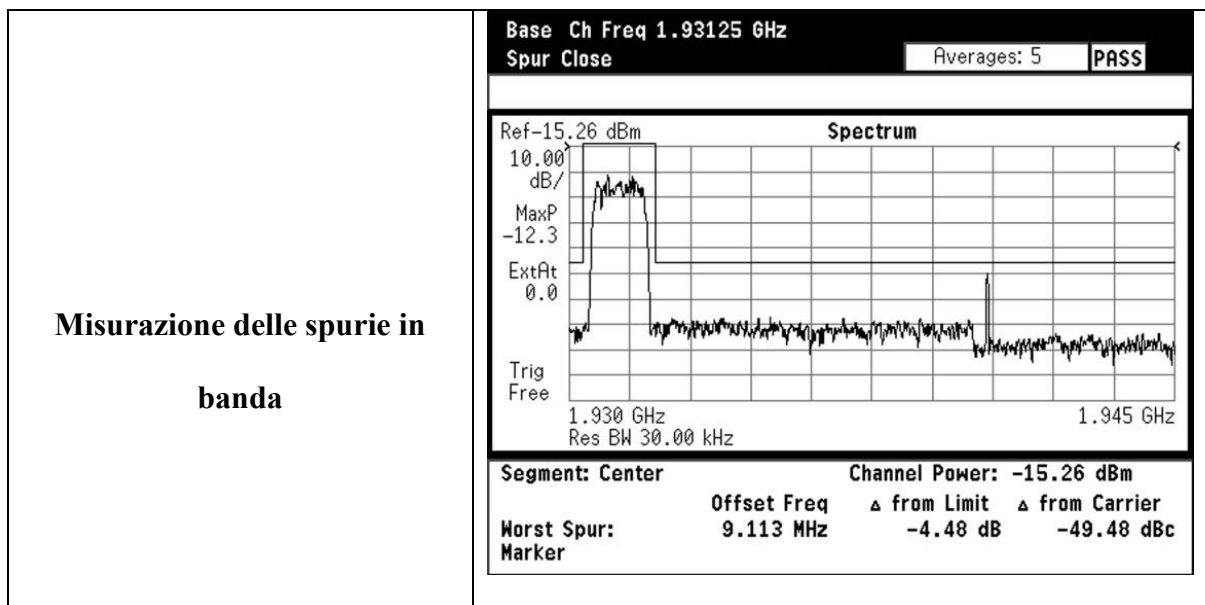
Per il cdmaOne (standard basato IS-95 del sistema CDMA), la ACPR non è definito nello standard, ma è spesso usato in pratica per esaminare le emissioni di spurie specifiche in banda.



Spectral regrowth (ricrescita spettrale) è una misura di quanto la potenza nel canale adiacente cresce (quanto peggio si ottiene) per uno specifico incremento di potenza nel canale trasmesso.

2.10.2 Spurie

Segnali spuri possono essere causati da diverse combinazioni di segnali nel trasmettitore. L'emissione di spurie dal trasmettitore che cadono all'interno della banda del sistema dovrebbero essere sotto il livello specificato dallo standard per garantire la minima interferenza con altre frequenze del canale. Si veda la seguente figura.





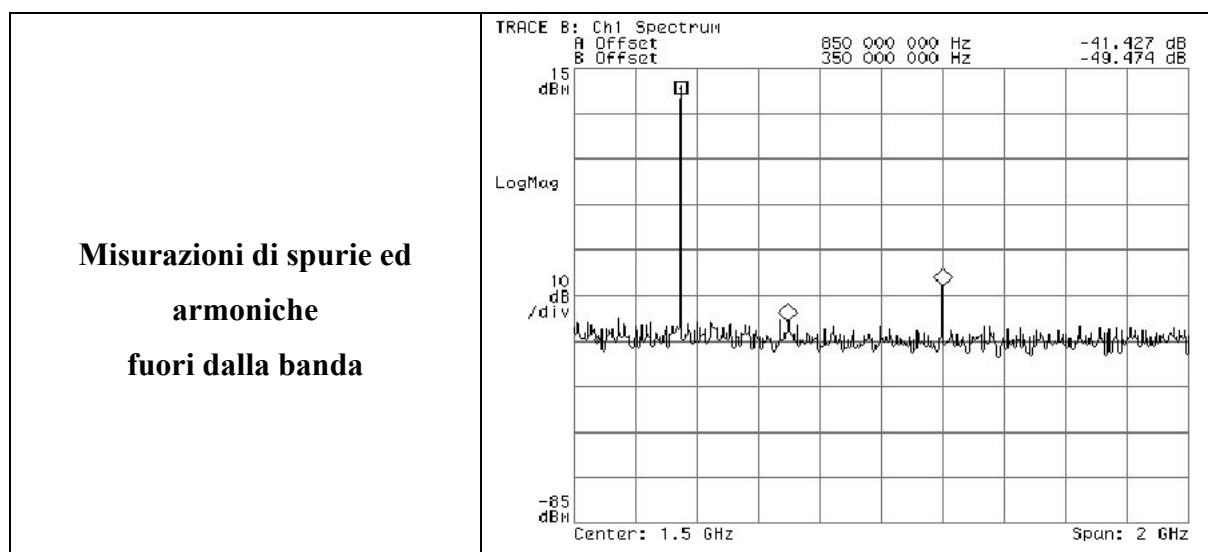
2.11 Misurazioni fuori banda

La misurazione fuori dalla banda sono quelle al di fuori della banda di frequenza del sistema.

2.11.1 Spurie ed armoniche

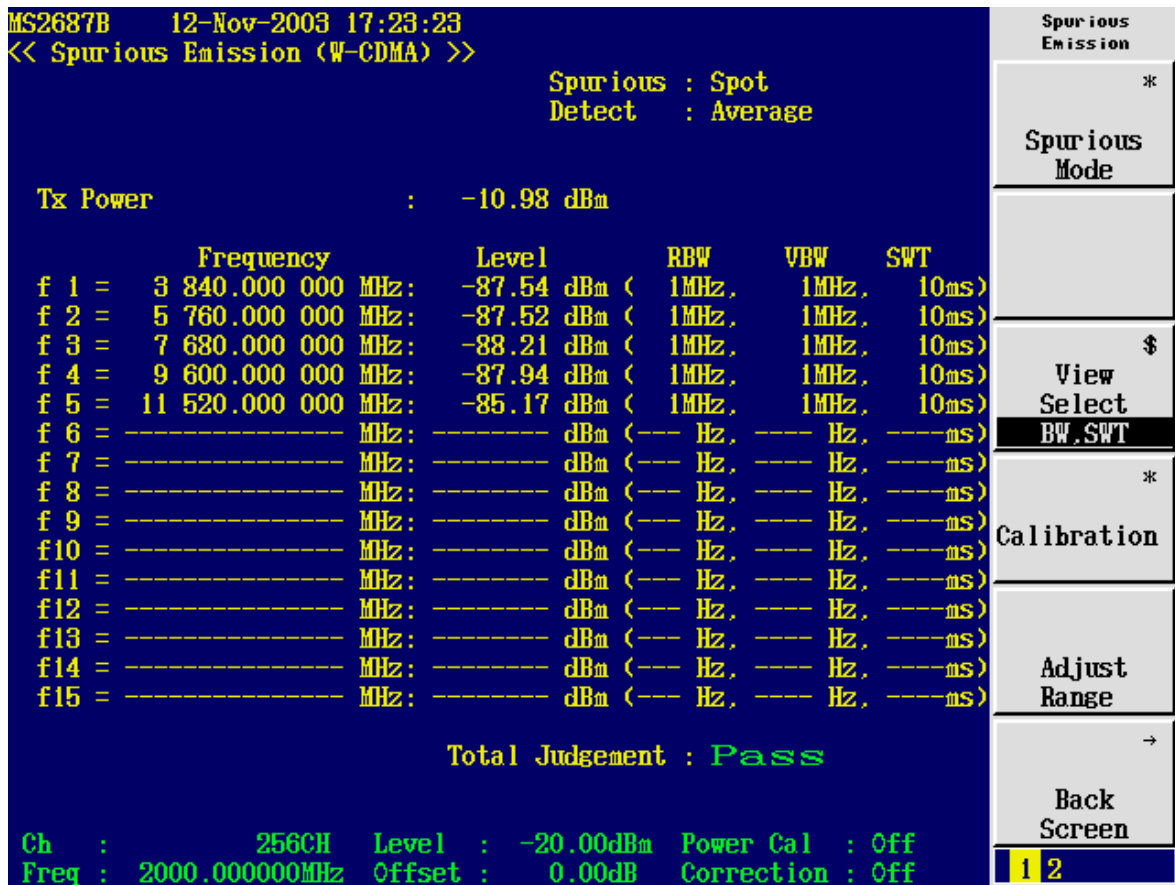
Mentre le spurie sono causate da diverse combinazioni di segnali nel trasmettitore, le armoniche sono distorsioni prodotte da un comportamento non lineare. Esse sono multipli interi della frequenza portante del segnale trasmesso.

Le spurie e le armoniche fuori dalla banda sono misurate per assicurare la minima interferenza con altri sistemi di comunicazioni.





La figura seguente mostra la misurazione delle emissioni di spurie di un segnale W-CDMA a 3,84 Mchips/sec misurato da un analizzatore di spettro Anritsu MS2687B





2.12 Misure per test ottimali del trasmettitore

Seguendo certi orientamenti nel condurre un modello di test di verifica, possiamo aumentare enormemente la probabilità che il trasmettitore opererà propriamente in ambiente vero simile. Gli strumenti di test dovrebbero essere scelti attentamente per ridurre le incertezze di misurazione e nello stesso tempo, incrementare la fiducia nel corretto operato del trasmettitore.

Quando si compiono misurazioni di potenza assoluta, come una potenza del canale, l'accuratezza della misura è limitata dall'ampiezza assoluta dello strumento. Nel caso di misurazioni di potenza relativa, come ACPR, l'accuratezza è limitata dall'ampiezza relativa e dal range dinamico dello strumento. Per regola, la soglia del rumore o la distorsione dello strumento dovrebbe essere almeno 10 dB sotto la distorsione del segnale misurato.

Siccome il segnale è come un rumore, eseguendo la media su molte misurazioni della potenza è estremamente importante fare misurazioni più ripetibili. In questo caso, l'accuratezza delle misure è limitato dalla risoluzione del tempo, e dalla linearità dell'ampiezza dello strumento. Ci sono quindi, un numero di parametri da misurare, l'uso di maschere e messaggi pass/fail rende più semplice assicurarsi che tutti i parametri soddisfino le loro specifiche.



L’accuratezza della misurazione di qualità della modulazione è limitata principalmente dall’accuratezza dello strumento test, che di solito è dato in percentuale.

Tipicamente, l’attrezzatura di test dovrebbe essere dieci volte più accurato del limite specificato, così i risultati di misurazione possono essere attribuiti all’unità sotto test - UUT (Unit Under Test) - e non allo strumento che misura.