

13.5 Misura della figura di rumore

Il fattore di rumore e la figura di rumore sono dei parametri con i quali è possibile quantificare il rumore introdotto da un amplificatore da un mixer o in generale da un sistema. Il fattore di rumore, come la sensibilità ed il bit error ratio (BER), è un parametro in grado di quantificare la capacità di un sistema di trattare segnali di basso livello (*). Il fattore di rumore è stato definito nel par 8.9.a e 10.5; ora si richiama per comodità la definizione.

Il fattore di rumore "F" è il rapporto dei rapporti tra le potenze disponibili di segnale e di rumore all'ingresso e all'uscita di una generica rete due porte:

$$F = \frac{S_1/N_1}{S_0/N_0} \quad (13.69)$$

La figura di rumore è l'espressione in dB del fattore di rumore per cui si ha:

$$NF(\text{dB}) = 10 \log_{10}(F) = \left(\frac{S_1}{N_1} \right)_{\text{dB}} - \left(\frac{S_0}{N_0} \right)_{\text{dB}} \quad (13.70)$$

Ad esempio, se in ingresso al dispositivo due porte è posto un generatore che ha un rapporto segnale rumore di 10 dB e troviamo in uscita un rapporto segnale rumore di 7 dB la rete avrà una figura di rumore di 3 dB. Quindi la rete due porte oltre ad amplificare o attenuare il segnale aggiunge rumore. Si noti che se si volesse migliorare il rapporto segnale rumore in uscita ad esempio di 1 dB questo potrebbe essere fatto aumentando di 1 dB il rapporto segnale rumore in ingresso. Per aumentare S_1/N_1 si può ad esempio aumentare la potenza trasmessa o il guadagno del sistema ricevente ma si tratta comunque di operazioni costose. Lo stesso risultato può essere ottenuto, con costi inferiori, riducendo di 1 dB la figura di rumore del sistema (ad esempio ottimizzando il progetto del fattore di rumore del primo amplificatore all'ingresso del sistema).

La valutazione del rumore all'ingresso di una generica rete due porte (amplificatore, transistor, etc) alimentata da un generatore con resistenza interna R_G , può essere condotta considerando il modello di Fig. 13.36.

In questo schema si ipotizza che la resistenza del generatore sia ideale ed il rumore introdotto dalla resistenza è modellato aggiungendo il generatore v_{ng} . La tensione quadratica media di rumore di questo generatore è data da: $\langle v_{ng}^2 \rangle = 4KTBR_G$ e quindi la potenza disponibile del generatore sarà:

$$N_1 = \frac{\langle v_{ng}^2 \rangle}{4R_G} = KTB. \quad (13.71)$$

(*) Tra sensibilità S e fattore di rumore F esiste il legame: $S = F N = F K T B$ e quindi: $S_{\text{dB}} = F_{\text{dB}} - 174 \text{ dBm} + 10 \log_{10} B$. Il legame tra il BER e il fattore di rumore è invece usualmente espresso da curve dipendenti dal tipo di modulazione (PSK, QAM etc.)

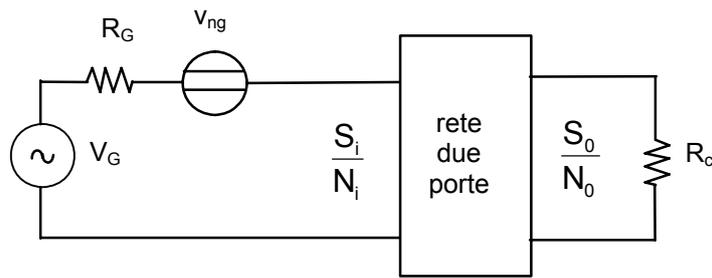


Fig. 13.36

Per convenzione il rumore del generatore è quello prodotto da R_G alla temperatura di $290\text{ K} = 17\text{ }^\circ\text{C}$. Ad esempio con $T = 290\text{ K}$, $B = 1\text{ Hz}$, si ha: $N_i = 4 \cdot 10^{-21}\text{ W} = -174\text{ dBm}$.

Per correlare il fattore di rumore della rete due porte al guadagno disponibile G_D e al rumore introdotto dalla rete si considera lo schema di Fig. 13.37. Si suppone, quindi, che la rete sia priva di rumore il quale è riportato in ingresso come una resistenza a cui è associata una potenza disponibile pari a $KT_T B$.

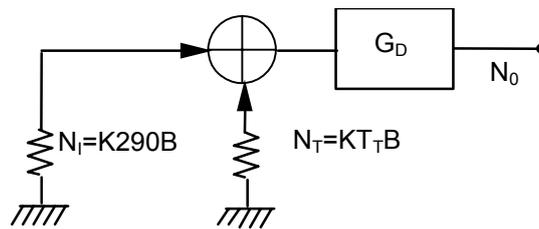


Fig. 13.37

Il rumore in uscita è dato da:

$$N_o = (K290B + KT_T B)G_D \quad (13.72)$$

e quindi:

$$F = \frac{S_i N_o}{N_i S_o} = \frac{S_i}{K290B} \frac{(K290B + KT_T B)G_D}{S_i G_D} = 1 + \frac{T_T}{290} \quad (13.73)$$

Si noti che l'aver assegnato per convenzione al generatore in ingresso una temperatura di 290 K rende il fattore di rumore dipendente solo dalla rete due porte e non dal generatore e dal carico.

La misura del fattore di rumore a partire dalla relazione (13.73) ha una notevole incertezza (fino a 2 dB). Infatti è difficile determinare con precisione il prodotto BG_D che compare in N_o (e serve per calcolare T_T a partire da N_o).

Questo è dovuto al fatto che nella realtà B è una banda di rumore equivalente^(*).

Per ovviare a questo inconveniente si valuta la temperatura di rumore della rete due porte (e quindi il fattore di rumore) a partire da due misure di rumore effettuate con due diverse sorgenti di rumore, ovvero si utilizza la stessa sorgente a due diverse temperature (T_0 e T_{HOT}). In particolare, disponendo di una sorgente con due temperature, si effettua una misura di potenza con la sorgente a T_0 ed una con la sorgente a T_{HOT} ottenendo:

$$N_{O1} = (KT_0B + KT_T B)G_D \quad (13.74)$$

$$N_{O2} = (KT_{HOT}B + KT_T B)G_D \quad (13.75)$$

T_0 è tipicamente la temperatura ambiente e quindi sarà in generale diversa da 290 K.

Si definisce fattore "Y" la quantità:

$$Y = \frac{N_{O2}}{N_{O1}} = \frac{T_{HOT} + T_T}{T_0 + T_T} \quad (13.76)$$

Si può quindi esprimere il fattore di rumore in funzione di Y, e si ha:

$$Y(T_0 + T_T) = T_{HOT} + T_T \quad (13.77)$$

$$T_T(Y - 1) = T_{HOT} - YT_0 \quad (13.78)$$

e quindi

$$T_T = \frac{T_{HOT} - YT_0}{Y - 1} \quad (13.79)$$

da cui si ottiene:

$$F = 1 + \frac{T_{HOT} - YT_0}{290(Y - 1)} \quad (13.80)$$

In questa espressione è presente il fattore "Y" ma non compare il prodotto BG_D .

Si definisce T_{ex} l'eccesso di temperatura introdotto dalla sorgente (è una caratteristica della sorgente di rumore):

$$T_{ex} = T_{HOT} - 290 \quad (13.81)$$

Si definisce excess noise ratio (ENR) come:

^(*) La banda di rumore equivalente è definita come: $B_{eq} = \frac{\int G_D(f)df}{G_D(f_0)}$ con $G_D(f_0)$ guadagno a centro banda. Si veda anche la definizione di banda di rumore equivalente (par. 12.4.a).

$$\text{ENR} = \frac{T_{\text{ex}}}{290} \quad (13.82)$$

e l'ENR in dB come:

$$\text{ENR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{T_{\text{ex}}}{290} \quad (13.83)$$

per cui si ha:

$$\frac{T_{\text{ex}}}{290} = 10^{\frac{\text{ENR}_{\text{dB}}}{10}} \quad (13.84)$$

Inserendo la (13.84) nella (13.80) si ottiene:

$$F = \frac{290(Y-1) + T_{\text{HOT}} - YT_{\text{O}}}{290(Y-1)} = \frac{290Y - 290 + T_{\text{HOT}} - YT_{\text{O}}}{290(Y-1)} \quad (13.85)$$

$$F = \frac{290Y + T_{\text{ex}} - YT_{\text{O}}}{290(Y-1)} = \frac{\frac{T_{\text{ex}}}{290} - Y\left(\frac{T_{\text{O}}}{290} - 1\right)}{Y-1} \quad (13.86)$$

$$F = \frac{10^{\frac{\text{ENR}_{\text{dB}}}{10}} - Y\left(\frac{T_{\text{O}}}{290} - 1\right)}{Y-1} \quad (13.87)$$

Per $T_{\text{O}} = 290 \text{ K}$:

$$F = \frac{10^{\frac{\text{ENR}_{\text{dB}}}{10}}}{Y-1} = \frac{\text{ENR}}{Y-1} \quad (13.88)$$

Quindi, in conclusione, con due misure si valuta Y e noto l'ENR e T_{O} si può risalire al fattore di rumore.

in Fig. 13.38 è mostrato un possibile schema per una sorgente di rumore.

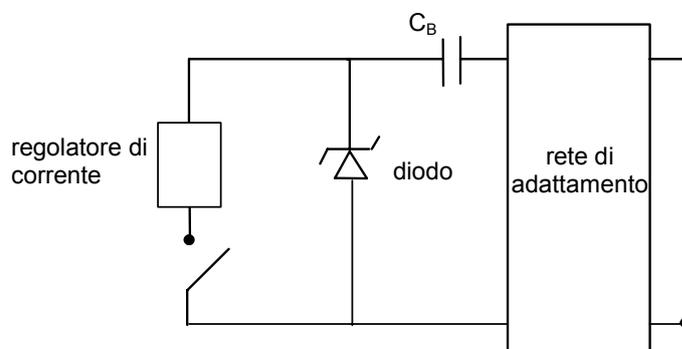


Fig. 13.38

Per realizzare una sorgente di rumore in grado di operare alle due temperature T_0 e T_{HOT} si potrebbe scaldare una resistenza, ma questa procedura è lenta e difficile. Si preferisce quindi sfruttare il breakdown a valanga di un diodo pilotato in inversa da una corrente costante (in pratica si ottiene una sorgente di rumore sfruttando il rumore shot). La sorgente di rumore passa dallo stato T_0 a quello T_{HOT} collegando il regolatore di corrente. La rete di adattamento in uscita porta l'impedenza del diodo a 50Ω quando il diodo è acceso e si comporta essa stessa come sorgente di rumore (KT_0B) quando il diodo è spento.

Le sorgenti di rumore sono in grado di operare fino a 50 GHz e sono caratterizzate tramite l'ENR. Al variare della frequenza l'ENR può cambiare. Questa informazione è fornita dal costruttore della sorgente e viene inserita nel computer che gestisce la misura.

In conclusione, un possibile sistema per la misura della figura di rumore è mostrato in Fig. 13.39.

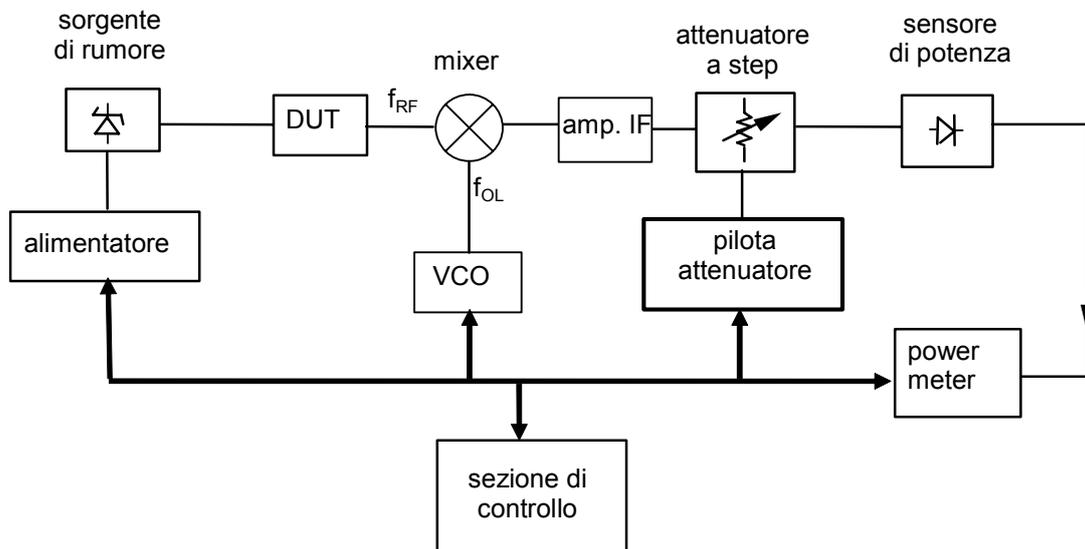


Fig. 13.39

Nel sistema di misura oltre alla sorgente di rumore, si nota la presenza del DUT (es. un transistor o un amplificatore) la cui uscita viene traslata in frequenza nella banda IF e amplificata. Questa configurazione si utilizza per misure di figura di rumore nel range delle microonde; per misure a frequenze minori di 1 GHz, il mixer è integrato nel sistema di misura della potenza. L'attenuatore a step serve per portare il livello della potenza nel range $-50 \div -20$ dBm del sensore.

La misura di N_{01} e N_{02} si effettua a tutte le frequenze di interesse variando f_{OL} . Infatti, per effetto del mixer, la frequenza (f_{RF}) a cui si valuta il rumore è quella per cui: $f_{OL} - f_{RF} = f_{IF}$.

Con due misure di rumore si può anche calcolare il guadagno o l'attenuazione del DUT.

Per effettuare la misura del guadagno si può ricorrere allo schema riportato in Fig. 13.40. Si effettuano cioè due misure di rumore in assenza del DUT e due misure con il DUT inserito.

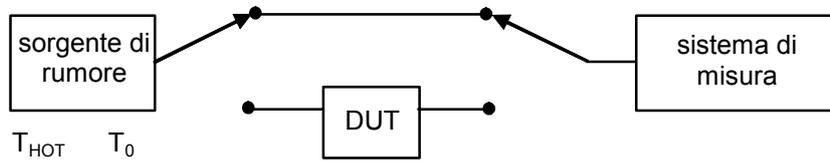


Fig. 13.40

In particolare, in assenza del DUT si ha:

$$N_{O1} = K(T_O + T_M)BG_M \quad (13.89)$$

$$N_{O2} = K(T_{HOT} + T_M)BG_M$$

dove T_M è la temperatura di rumore del sistema di misura.

Viceversa con il DUT si ha:

$$N_{O3} = K(T_O + T_T)BG_M G_D \quad (13.90)$$

$$N_{O4} = K(T_{HOT} + T_T)BG_M G_D$$

dove T_T è la temperatura di rumore del sistema più il DUT.

In questo modo si ottiene:

$$\frac{N_{O4} - N_{O3}}{N_{O2} - N_{O1}} = \frac{K(T_{HOT} - T_O)BG_D G_M}{K(T_{HOT} - T_O)BG_M} = G_D \quad (13.91)$$

Quindi con 4 misure di potenza si può valutare il guadagno disponibile del DUT. Quella presentata è una tecnica alternativa per la valutazione del guadagno del DUT che viene usualmente utilizzata quando l'informazione sul guadagno deve essere fornita insieme a quella sul fattore di rumore.

13.5.a calibrazione del sistema di misura

Prima di effettuare la misura, il sistema va calibrato per rimuovere gli errori sistematici (incertezze di tipo B). Per far questo il DUT è rimosso e la sorgente di rumore è connessa direttamente al mixer, in questo modo si può misurare, ad ogni frequenza, il rumore introdotto dal mixer, dall'oscillatore locale e dall'amplificatore IF.

L'effetto di questo rumore può essere tenuto in conto con un secondo stadio rumoroso (Fig. 13.41):

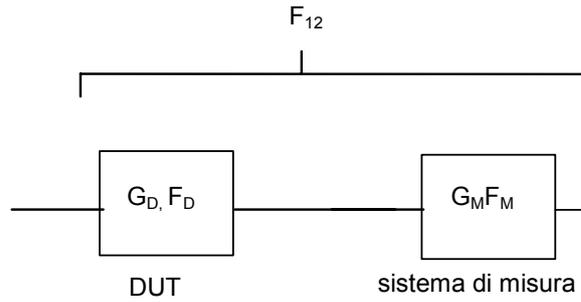


Fig. 13.41

Si può riportare il rumore del sistema di misura in ingresso al DUT dividendolo per il guadagno del DUT come mostrato in Fig. 13.42.

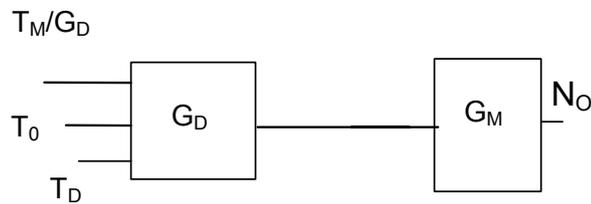


Fig. 13.42

In questo modo si ha:

$$N_O = KB \left(T_0 + T_D + \frac{T_M}{G_D} \right) G_D G_M \quad (13.92)$$

$$F_{12} = \frac{S_i N_O}{N_i S_O} = \frac{S_i}{KT_0 B} \frac{KB \left(T_0 + T_D + \frac{T_M}{G_D} \right) G_D G_M}{S_i G_D G_M} = 1 + \frac{T_D}{T_0} + \frac{T_M}{T_0 G_D} \quad (13.93)$$

$$F_{12} = F_D + \frac{F_M - 1}{G_D} \quad (13.94)$$

In conclusione si risale al fattore di rumore (F_D) del DUT a partire dal fattore misurato F_{12} e da quello del sistema di misura F_M valutato con la calibrazione. Ad esempio con: $F_M = 8$ dB, $F_{12} = 5$ dB, $G_D = 10$ dB si trova: $F_D = 4.2$ dB. Queste operazioni sono eseguite automaticamente dal computer che gestisce la misura.

Il sistema di controllo corregge anche le variazioni dell'ENR con la frequenza e gli errori introdotti per il fatto che la temperatura ambiente è diversa da 290 K. Queste due correzioni si effettuano utilizzando la (13.87).

Con lo stesso sistema si può misurare la figura di rumore di un front end (mixer + LO + amp); in questo caso per la calibrazione bisogna determinare solo le caratteristiche di rumore della sezione IF che fa parte del sistema di misura. Per far questo la sorgente di rumore va connessa direttamente all'amplificatore IF e si valuta il rumore in uscita. Lo stesso discorso vale se si vuole misurare la figura di rumore di un mixer.

13.5.b valutazione dell'incertezza della misura

Per la valutazione dell'incertezza sulla misura del fattore di rumore del DUT si considera la (13.94) dalla quale si ottiene:

$$F_D = F_{12} - \frac{F_M - 1}{G_D} \quad (13.95)$$

Il corrispondente scarto è dato da:

$$\delta F_D = \frac{\partial F_D}{\partial F_{12}} \delta F_{12} + \frac{\partial F_D}{\partial F_M} \delta F_M + \frac{\partial F_D}{\partial G_D} \delta G_D + \frac{\partial F_D}{\partial \text{ENR}} \delta \text{ENR} \quad (13.96)$$

Nella valutazione dello scarto si è considerata anche la dipendenza di F dall'ENR, in particolare si suppone che l'ENR sia lo stesso per la calibrazione e per le misure. Operando le derivate sulla (13.95) si ottiene (*):

$$\frac{\partial F_D}{\partial F_{12}} = 1, \quad \frac{\partial F_D}{\partial F_M} = -\frac{1}{G_D}, \quad \frac{\partial F_D}{\partial G_D} = \frac{F_M - 1}{G_D^2}, \quad \frac{\partial F_D}{\partial \text{ENR}} = \left(F_{12} - \frac{F_M}{G_D} \right) \frac{1}{\text{ENR}} \quad (13.97)$$

Prima di sostituire le (13.97) nella (13.96) è conveniente passare dal fattore di rumore alla figura di rumore. Questo può essere fatto osservando che si ha: (**)

$$\delta NF = 10 \frac{0.434}{F} \delta F = \frac{4.34}{F} \delta F \quad (13.98)$$

Considerando le (13.97) e (13.98) la (13.96) diventa:

(*) Con $T_0 = 290 \text{ K}$ si ha: $F = \text{ENR}/(Y-1)$ e risulta: $\partial F/\partial \text{ENR} = 1/(Y-1) = F/\text{ENR}$.

(**) $\log_{10} x = \log_e x / \log_e 10$, da cui segue $d(\log_{10} x) = dx/(x \log_e 10) = 0.434 dx/x$.

$$\frac{F_D}{4.34} \delta NF_D = \frac{F_{12}}{4.34} \delta NF_{12} - \frac{1}{G_D} \frac{F_M}{4.34} \delta NF_M + \frac{F_M - 1}{G_D^2} \frac{G_D}{4.34} \delta G_{DdB} + \left(F_{12} - \frac{F_M}{G_D} \right) \frac{1}{ENR} \frac{ENR}{4.34} \delta ENR_{dB} \quad (13.99)$$

e quindi lo scarto sulla figura di rumore sarà dato da:

$$\delta NF_D = \frac{F_{12}}{F_D} \delta NF_{12} - \frac{F_M}{G_D F_D} \delta NF_M + \frac{F_M - 1}{G_D F_D} \delta G_{DdB} + \left(\frac{F_{12}}{F_D} - \frac{F_M}{G_D F_D} \right) \delta ENR_{dB} \quad (13.100)$$

e quindi, applicando l'ipotesi probabilistica, si ha^(*):

$$u_y = \sqrt{\left(\frac{F_{12}}{F_D} \delta NF_{12} \right)^2 + \left(\frac{F_M}{G_D F_D} \delta NF_M \right)^2 + \left(\frac{F_M - 1}{G_D F_D} \delta G_{DdB} \right)^2 + \left(\left(\frac{F_{12}}{F_D} - \frac{F_M}{G_D F_D} \right) \delta ENR_{dB} \right)^2} \quad (13.101)$$

A titolo di esempio si consideri un caso per il quale si ha: $N_{FD} = 3$ dB, $N_{FM} = 10$ dB, $G_{DdB} = 20$ dB, $NF_{12} = 3.19$ dB da cui segue: $F_D = 1.995$, $F_M = 10$, $G_D = 100$, $F_{12} = 2.085$.

Il termine δNF_{12} dipende dal disadattamento tra la sorgente di rumore e l'ingresso del DUT. Per effetto di questo disadattamento, il rumore della sorgente, riflesso da DUT, è riflesso ulteriormente dalla sorgente di rumore e va a cambiare l'uscita N_0 . Inoltre le riflessioni della sorgente di rumore possono essere diverse nei due stati on e off (T_0 e T_H) provocando errori diversi in N_{01} e N_{02} . Il termine δNF_M dipende dal disadattamento tra la sorgente di rumore e l'ingresso della strumentazione, mentre δG_{DdB} dal disadattamento tra il DUT e lo strumento e dalle non linearità del guadagno.

Sempre a titolo di esempio si supponga $\delta NF_{12} = 0.1$ dB, $\delta NF_M = 0.13$ dB, $\delta G_{DdB} = 0.55$ dB e $\delta ENR_{dB} = 0.1$ dB. Inserendo questi termini nella formula (13.101) si trova: $u_y(\text{dB}) = \pm 0.144$. Questo vuol dire che la figura di rumore del DUT sarà espressa come: $NF_D = 3$ dB ± 0.144 dB.

Altre cause di errore, non considerate in questa analisi, sono le interferenze a radio frequenza, sia radiate che condotte, che possono causare errori di diversi dB. Le interferenze RF, che possono essere diverse nelle due situazioni on e off, appaiono, in genere, come dei picchi nella risposta in funzione della frequenza. Infine, se le misure sono affette da rumore random, si possono effettuare delle medie per rimuoverlo.

(*) Il passaggio dagli scarti alle incertezze si basa sull'uso di grandezze lineari, questa ipotesi è applicabile in quanto si ha a che fare con piccoli valori delle grandezze in dB.

13.6 Misura del rumore di fase

Le cause di rumore presenti nei dispositivi attivi (rumore flicker, termico etc.) determinano delle fluttuazioni nella frequenza di un oscillatore dando luogo ad uno spettro simile a quello riportato in Fig. 13.43 (vedi par. 11.3):

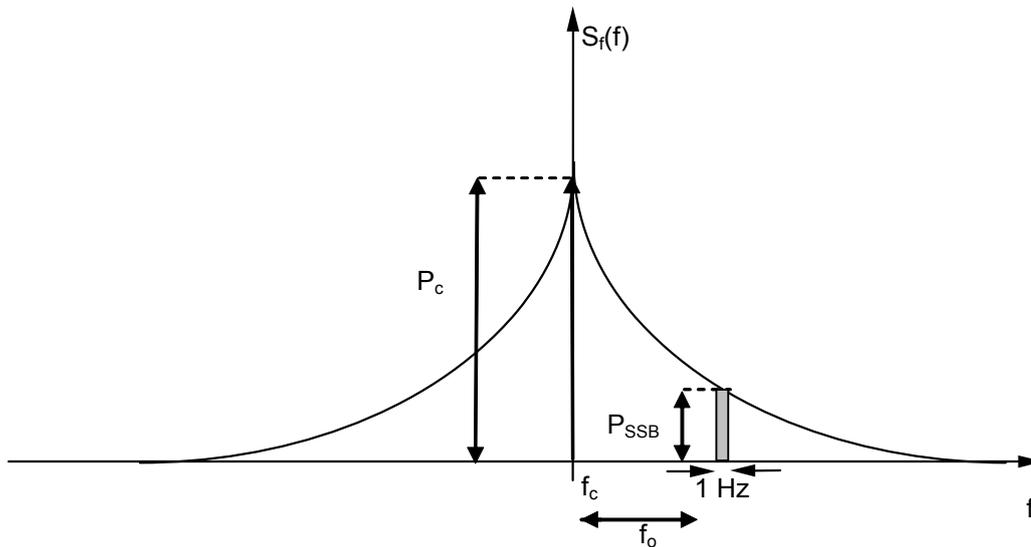


Fig. 13.43

Per effetto delle fluttuazioni di fase si presentano nello spettro del segnale delle bande laterali.

Il rumore di fase è un fattore critico in tutti quei sistemi, come quelli radio mobili, i radar doppler, i sistemi di comunicazione digitali etc nei quali un segnale debole è processato in presenza di un forte segnale interferente. Ad esempio, se in un sistema radio si vuole ricevere un debole segnale in presenza di un forte segnale in un canale adiacente il rumore di fase può creare dei problemi. Infatti, il segnale desiderato, una volta traslato nella banda IF, potrebbe essere completamente mascherato dalle bande laterali (dovute al rumore di fase) del segnale forte anch'esse traslate nella banda IF.

Il rumore di fase viene quantificato tramite il parametro SSCR (single sideband to carrier ratio) definito come:

$$SSCR(f_o) = \frac{P_{SSB}(f)}{P_c} = \quad (13.102)$$

Dove $P_{SSB}(f_o)$ rappresenta la potenza di rumore in una banda di 1 Hz ad una distanza f_o (frequenza di offset) dalla portante e P_c la potenza totale della portante.

Questa relazione espressa in dB diventa:

$$\text{SSCR}(f_o)_{\text{dBc}} = P_{\text{SSB}}(f_o)_{\text{dB}} - P_{\text{cdB}} \quad [\text{dBc}] \quad (13.103)$$

Quindi si ottiene in dB un numero negativo che esprime il rumore di fase in decibel sotto la portante.

Come sarà mostrato nel seguito, il rumore di fase può essere misurato valutando la (13.102) tramite un analizzatore di spettro. Questa misura tuttavia non è particolarmente sensibile a causa del rumore dell'oscillatore locale dell'analizzatore.

Una tecnica per ottenere sensibilità migliori consiste nell'utilizzare un'altra espressione dell'SSCR(f_o). Per ricavare questa nuova definizione, dopo aver richiamato alcune definizioni, si valuta lo spettro di un segnale sinusoidale modulato in frequenza con una sinusoide ed in seguito si estende il risultato ottenuto allo spettro di un oscillatore affetto da rumore di fase.

Per un oscillatore ideale (privo di rumore) l'uscita è un segnale armonico del tipo:

$$v(t) = \hat{V} \cos(2\pi f_c t) \quad (13.104)$$

Nei casi reali, per effetto del rumore presente nei componenti all'interno dell'oscillatore, si determinano delle fluttuazioni di tipo random nella fase ed il segnale diventa:

$$v(t) = \hat{V} \cos[2\pi f_c t + \Delta\varphi(t)] \quad (13.105)$$

dove $\varphi(t) = 2\pi f_c t + \Delta\varphi(t)$ è la fase istantanea e $\Delta\varphi(t)$ rappresenta la fluttuazione della fase.

La fase, nel caso ideale, cresce linearmente nel tempo; a questa crescita, nel caso reale, si sovrappongono delle variazioni $\Delta\varphi(t)$ random. Se si osserva il segnale $v(t)$ nel tempo, il rumore di fase si presenta come uno shift nel segnale, ovvero uno spostamento nell'attraversamento dello zero.

Si può parlare indifferentemente di fluttuazione di fase o di frequenza che sono legate dalla relazione:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_c + \frac{1}{2\pi} \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = f_c + \Delta f(t) \quad (13.106)$$

con $f(t)$ frequenza istantanea e $\Delta f(t)$ fluttuazione della frequenza.

Tra lo spettro di densità di potenza della frequenza e della fase esiste il seguente legame (*):

(*) Dato un segnale aleatorio $x(t)$ debolmente stazionario ed ergodico, si può definire una funzione di autocorrelazione $R_X(\tau) = \lim_{\Delta t \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta t} \int_{-\Delta t/2}^{\Delta t/2} x(t) \cdot x(t + \tau) dt$ che coincide con il momento del 1° ordine. Un segnale aleatorio è un segnale di potenza e il suo spettro di densità di potenza è dato dalla trasformata di Fourier della funzione di autocorrelazione. Quindi si ha:

$$S_{\Delta f}(f) = f^2 S_{\Delta\phi}(f) \quad (13.107)$$

Per arrivare ad un'altra definizione di rumore di fase si considera inizialmente una portante modulata in frequenza sinusoidalmente: (**)

$$v(t) = \hat{V} \cos \left[\omega_c t + \frac{\hat{\Delta f}}{f_m} \text{sen}(\omega_m t) \right] \quad (13.108)$$

L'indice di modulazione (β) è il valore massimo $\hat{\Delta\phi}$ dello scostamento di fase cioè:

$$\beta = \frac{\hat{\Delta f}}{f_m} = \Delta\phi \quad (13.109)$$

per cui si ha

$$v(t) = \hat{V} \cos[\omega_c t + \beta \text{sen}(\omega_m t)] = \quad (13.110)$$

$$\hat{V} \cos(\omega_c t) \cos[\beta \text{sen}(\omega_m t)] - \hat{V} \text{sen}(\omega_c t) \text{sen}[\beta \text{sen}(\omega_m t)]$$

Se $\beta \ll \frac{\pi}{2}$ (basso indice di modulazione) si ha:

$$\cos(\beta \text{sen} \omega_m t) \cong 1 \quad (13.111)$$

$$\text{sen}(\beta \text{sen} \omega_m t) \cong \beta \text{sen} \omega_m t.$$

$S_x(f) = \mathfrak{F}\{R_x(\tau)\}$ Spettro di densità di potenza

$S_{\Delta\phi}(f) = \mathfrak{F}\{R_{\Delta\phi}(\tau)\}$ Spettro di densità di potenza della fluttuazione della fase

$S_{\Delta f}(f) = \mathfrak{F}\{R_{\Delta f}(\tau)\}$ Spettro di densità di potenza della fluttuazione della frequenza

(**) In una modulazione di frequenza sinusoidale si ha:

$$f(t) = f_c + \hat{\Delta f} \cos 2\pi f_m t$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int f(t) dt = 2\pi f_c t + \frac{2\pi}{2\pi f_m} \hat{\Delta f} \text{sen} 2\pi f_m t \quad \text{e quindi si avrà}$$

$$\varphi(t) = \omega_c t + \frac{\hat{\Delta f}}{f_m} \text{sen} \omega_m t$$

Quindi risulta:

$$v(t) \cong \hat{V} \cos(\omega_c t) - \hat{V}\beta \sin(\omega_c t) \sin(\omega_m t) = \hat{V} \cos(\omega_c t) - \frac{\hat{V}\beta}{2} \cos[(\omega_c - \omega_m)t] + \frac{\hat{V}\beta}{2} \cos[(\omega_c + \omega_m)t] \quad (13.112)$$

Il segnale è composto da una portante e due sinusoidi alle frequenze $\omega_0 + \omega_m$ e $\omega_0 - \omega_m$. Quindi assimilando le bande laterali a bande di rumore si ha:^(*)

$$SSCR(f_m) = \frac{N}{C} = \frac{\left(\frac{\hat{V}\beta}{2}\right)^2}{\hat{V}^2} = \left(\frac{\beta}{2}\right)^2 = \left(\frac{\hat{\Delta}\varphi}{2}\right)^2 = \frac{\Delta\varphi_{rms}^2}{2} \quad (13.113)$$

Lo spettro di un oscillatore affetto da rumore di fase può essere visto come quello di un generatore armonico modulato in frequenza da più sinusoidi con diversi valori di f_m e quindi si ha:

$$SSCR(f) = \left(\frac{\hat{\Delta}\varphi(f)}{2}\right)^2 = \frac{(\Delta\varphi(f)_{rms})^2}{2} \quad (13.114)$$

che in dB diventa::

$$SSCR(f)_{dB} = 10 \log_{10} \left[\left(\frac{\hat{\Delta}\varphi(f)}{2}\right)^2 \right] = 10 \log_{10} \left[\frac{(\Delta\varphi(f)_{rms})^2}{2} \right] \quad (13.115)$$

Quindi si può risalire all'SSCR(f) valutando lo spettro della fluttuazione di fase.

13.6.a misura del rumore di fase

La misura del SSCR(f) può essere condotta utilizzando varie tecniche. Nel seguito si descrivono quelle basate sull'uso di un analizzatore di spettro e quelle che utilizzano comparatori di fase o discriminatori di frequenza.

Misura con analizzatore di spettro

Un metodo immediato per misurare il rumore di fase consiste nell'utilizzare un analizzatore di spettro. Infatti, se si invia l'uscita di un oscillatore ad un analizzatore di spettro, settando opportunamente i parametri dell'analizzatore, si ottiene un'uscita simile a quella riportata in Fig. 13.44.

(*) In regime sinusoidale si ha $\Delta\varphi(t) = \hat{\Delta}\varphi \sin(\omega t)$, e $\Delta\varphi_{rms} = \frac{\hat{\Delta}\varphi}{\sqrt{2}}$

Il rumore di fase si presenta come una banda laterale simmetrica della portante e si ha:

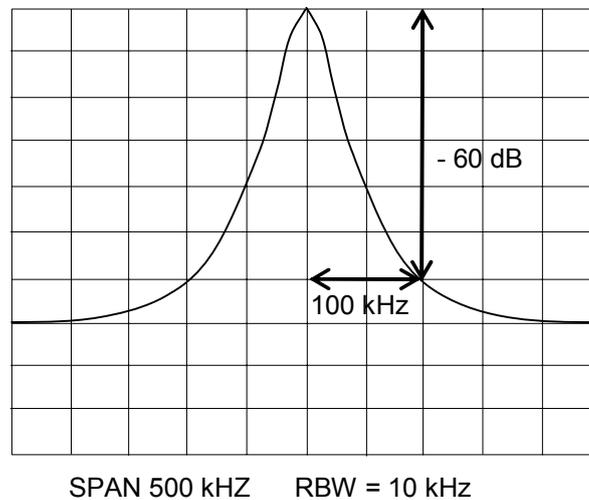


Fig. 13.44

$$SSCR(f)_{dBc} = P_s(dBm) - P_c(dBm) - 10 \log_{10} \left(\frac{RBW}{1Hz} \right) \quad [dB_c] \quad (13.116)$$

Ad esempio nel caso mostrato in Fig. 13.44 si ha:

$$SSCR(100kHz)_{dBc} = -60 - 40 = -100 [dB_c] \quad (13.117)$$

Affinché la misura sia corretta, occorre che il rumore di fase introdotto dall'analizzatore di spettro (principalmente dovuto al suo oscillatore locale) sia significativamente più basso del rumore di fase della sorgente sotto test. Un valore tipico di $SSCR_{dBc}$ per un oscillatore locale basato su risonatori YIG è di circa -120 dB_c per una frequenza di offset di 100 kHz ($f < 6 \text{ GHz}$). Quindi nella misura riportata in figura il rumore OL è circa 20 dB inferiore a quello dell'oscillatore sotto misura. Si può dimostrare che questo causa un incremento nel rumore di fase misurato di inferiore a 0.1 dB (quindi un errore molto piccolo).

Se si cercasse di misurare con lo stesso analizzatore di spettro una sorgente con un $SSCR(100kHz)$ di circa -130 dB_c la misura sarebbe affetta da un grosso errore.

Un altro problema presente quando si cerca di misurare il rumore di fase con un analizzatore di spettro sta nella possibile contemporanea presenza di un rumore in ampiezza (rumore AM) nell'oscillatore sotto misura. Il rumore AM causa delle bande laterali simmetriche nella portante che non sono distinguibili da quelle prodotte dal rumore FM.

Misura con comparatore di fase

In base a quanto descritto in precedenza (v. Eqq. (13.114) e (13.115)), la misura del rumore di fase può essere condotta utilizzando lo schema riportato in Fig. 13.45 basato su un rivelatore di fase.

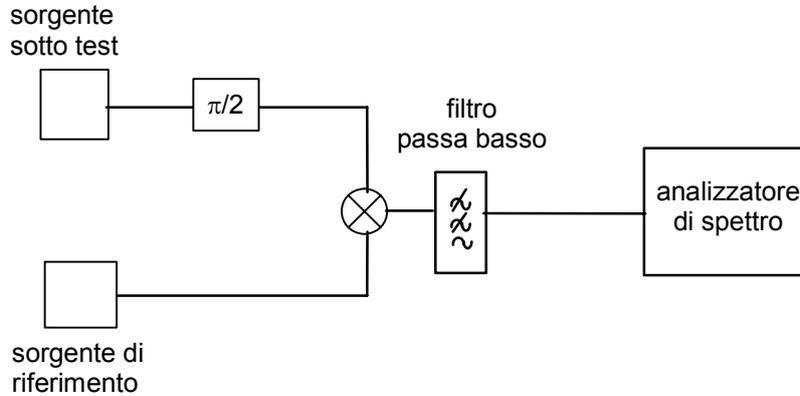


Fig. 13.45

Nel circuito di Fig. 13.45 la sorgente sotto test e quella di riferimento possono essere espresse come:

$$v_T(t) = V_T \cos[\omega_T t + \Delta\varphi(t)], \quad v_R(t) = V_R \cos[\omega_R t] \quad (13.118)$$

Il segnale della sorgente sotto test è sfasato di $\pi/2$ e inviato al mixer insieme a quello della sorgente di riferimento. Il mixer effettua il prodotto dei segnali e quindi all'uscita del filtro si trova:

$$v(t) = \frac{V_T V_R}{2} \cos\left[(\omega_T - \omega_R)t + \Delta\varphi(t) + \frac{\pi}{2}\right] \quad (13.119)$$

La sorgente di riferimento viene sintonizzata per avere $\omega_R = \omega_T$ e quindi:

$$v(t) = -\frac{V_T V_R}{2} \text{sen}[\Delta\varphi(t)] \quad (13.120)$$

Per piccole fluttuazioni di fase $\Delta\varphi(t) \ll 1$ (es. $\Delta\varphi(t) < 0.2$ rad) si ha:

$$\Delta v(t) = K_\varphi \Delta\varphi(t) \quad (13.121)$$

K_φ è detta costante del rivelatore di fase e deve essere valutata al variare della tensione V_T della sorgente sotto test. Quindi con questo circuito si ha in uscita un segnale in tensione proporzionale alla fluttuazione di fase.

Se si invia questo segnale in un analizzatore di spettro si visualizza:

$$\Delta v(f)_{rms} = K_{\varphi} \Delta \varphi(f)_{rms} \quad (13.122)$$

quindi dall'analisi della forma d'onda in uscita si ricava:

$$SSCR(f) = \frac{(\Delta \varphi(f)_{rms})^2}{2} = \frac{(\Delta v(f)_{rms})^2}{K_{\varphi}^2 2} \quad (13.123)$$

$$SSCR(f)_{dBc} = 10 \log_{10} \left[\frac{(\Delta v(f)_{rms})^2}{K_{\varphi}^2 2} \right] = 10 \log_{10} \left[\frac{(\Delta v(f)_{rms})^2}{K_{\varphi}^2} \right] - 3 \text{ dB} \quad (13.124)$$

Uno schema completo per il sistema di misura è riportato in Fig. 13.46.

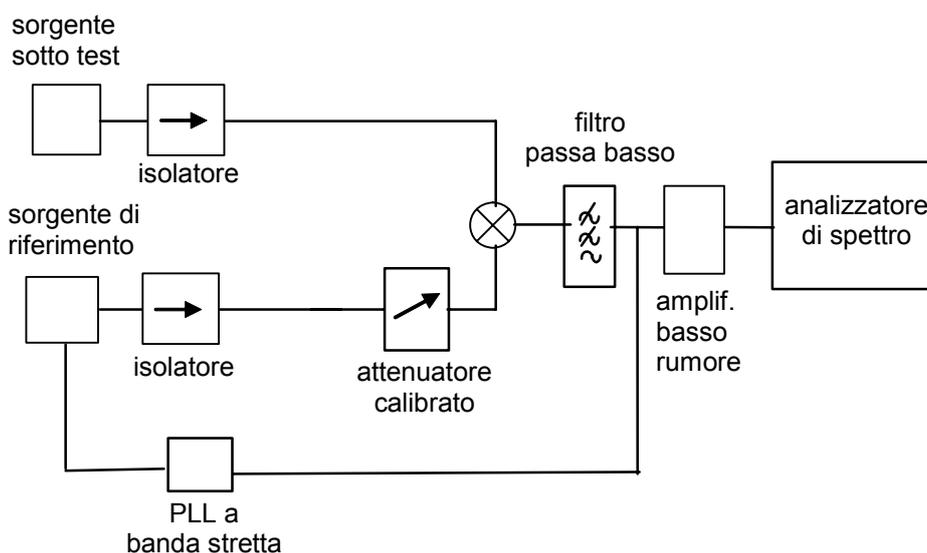


Fig. 13.46

Nel sistema di misura si nota la presenza di due isolatori, che servono a proteggere la sorgente da eventuali riflessioni del mixer, ed un attenuatore calibrato, che serve per controllare il livello del segnale applicato al mixer. Per il corretto funzionamento del rivelatore di fase le due sorgenti devono essere alla stessa frequenza. Questa condizione è mantenuta grazie ad un PLL. Il PLL è progettato per intervenire con una costante di tempo grande rispetto alle fluttuazioni della fase $\Delta \varphi(t)$ in modo da non correggerle, mentre interviene a correggere le variazioni lente dovute ad esempio a shift termici in particolare nella sorgente sotto test.

Il problema della calibrazione del sistema di misura consiste essenzialmente nella valutazione e successiva rimozione degli errori sistematici

su K_ϕ . Per questa operazione si può utilizzare come sorgente sotto test una sorgente che abbia uno sfasamento $\Delta\phi$ noto e piccolo rispetto a quello della sorgente di riferimento (Es. $\Delta\phi = 10^\circ$). In questo modo se si misura la tensione in continua V_B alla porta di uscita del filtro risulta:

$$K_\phi = \frac{V_B}{\Delta\phi} \quad [\text{V/rad}] \quad (13.125)$$

Il rumore di fase che si misura in uscita è dovuto al rumore di entrambe le sorgenti. Quindi per misurare il rumore di fase della sorgente sotto test occorre che l'altra abbia un rumore trascurabile, ovvero ben caratterizzato. Nella misura bisogna considerare anche la presenza di un rumore di fondo dovuto alla catena di misura. Il rumore di fase della sorgente di riferimento dipende dalla bontà della sorgente che può arrivare a circa -140 dB_c a 100 kHz. Per quel che riguarda il comparatore di fase, insieme al preamplificatore e all'analizzatore di spettro, si può arrivare a sensibilità di -180 dB_c a 100 kHz; quindi la sensibilità complessiva è limitata esclusivamente dal rumore introdotto dalla sorgente di riferimento.

Misura con discriminatore di frequenza

I discriminatori di frequenza sono dei dispositivi che forniscono in uscita un segnale proporzionale alla frequenza del segnale di ingresso. Quindi si ha:

$$\Delta V(t) = K_f \Delta f(t) \quad (13.126)$$

Se si invia questo segnale ad un analizzatore di spettro questo mostrerà:

$$\Delta V(f)_{\text{RMS}} = K_f \Delta f(f)_{\text{RMS}} \quad (13.127)$$

E quindi si può ricavare:

$$\text{SSCR}(f) = \frac{\Delta\phi(f)_{\text{RMS}}^2}{2} = \frac{\Delta f(f)_{\text{RMS}}}{2f^2} = \frac{\Delta V(f)_{\text{RMS}}}{2f^2 K_f^2} \quad (13.128)$$

Quindi l'SSCR(f) può essere facilmente ottenuto dall'uscita dell'analizzatore di spettro dividendola per il quadrato della frequenza e per la costante del rivelatore di fase.

Una possibile tecnica per realizzare un discriminatore di frequenza operante alle frequenze delle microonde consiste nell'utilizzare una linea con un ritardo $\tau = l / c$ ed un comparatore di fase con costante K_ϕ come mostrato in Fig. 13.47.

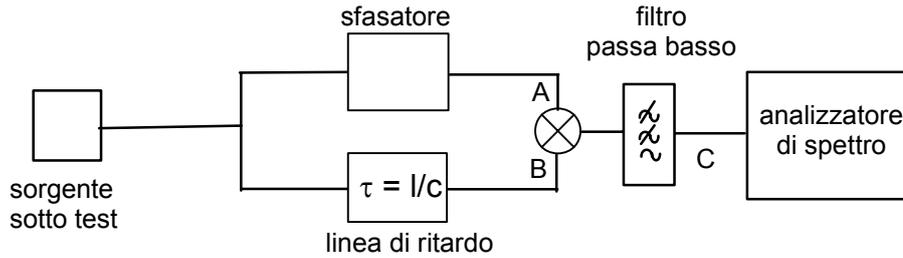


Fig. 13.47

Per comprendere il funzionamento del circuito conviene supporre il segnale di ingresso costituito da una portante modulata in frequenza sinusoidalmente (v. Eq. (13.108)). nel punto A, dopo lo sfasatore si avrà:

$$v_A(t) = \hat{V} \cos \left[\omega_0 t + \frac{\hat{\Delta}f}{f_m} \text{sen}(\omega_m t) + \Delta\varphi \right] \quad (13.129)$$

Mentre nel punto B, all'uscita della linea di ritardo si ha:

$$v_B(t) = \hat{V} \cos \left[\omega_0 (t - \tau) + \frac{\hat{\Delta}f}{f_m} \text{sen}(\omega_m (t - \tau)) \right] \quad (13.130)$$

Questi due segnali si combinano nel comparatore di fase per cui nel punto C di Fig. 13.47 si trova:

$$v_C(t) = K_\varphi \cos \left\{ \omega_0 \tau + \Delta\varphi + \frac{\hat{\Delta}f}{f_m} [\text{sen}(\omega_m t) - \text{sen}(\omega_m (t - \tau))] \right\} \quad (13.131)$$

Se si fissa lo sfasamento dello sfasatore di Fig. 13.47 in modo tale che risulti: $\omega_0 \tau + \Delta\varphi = (k+1)\pi/2$ e per piccole deviazioni di fase si avrà:

$$v_C(t) = K_\varphi \frac{\hat{\Delta}f}{f_m} [\text{sen}(\omega_m t) - \text{sen}(\omega_m (t - \tau))] \quad (13.132)$$

Che con alcune trasformazioni diventa (*)

$$v_C(t) = K_\varphi \frac{\hat{\Delta}f}{f_m} 2 \cdot \text{sen}(\pi f_m \tau) \cos \left[2\pi f_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right] \quad (13.133)$$

Quindi l'ampiezza misurata sarà:

(*) $\text{sen } \alpha - \text{sen}(\alpha - \beta) = \text{sen } \alpha - (\text{sen } \alpha \cos \beta - \text{sen } \beta \cos \alpha) = \text{sen } \alpha (1 - \cos \beta) + \text{sen } \beta \cos \alpha =$
 $\text{sen } \alpha (\cos^2 \beta/2 + \text{sen}^2 \beta/2 - \cos^2 \beta/2 \text{sen}^2 \beta/2) + \cos \alpha (\text{sen } (\beta/2 + \beta/2)) =$
 $2 \text{sen } \alpha \text{sen}^2 \beta/2 + 2 \cos \alpha \text{sen } \beta/2 \cos \beta/2 = 2 \text{sen } \beta/2 \cos(\alpha - \beta/2)$

$$\Delta v = K_{\varphi} \frac{\hat{\Delta}f}{f_m} 2 \cdot \text{sen}(\pi f_m \tau) = K_{\varphi} 2 \pi \tau \frac{\text{sen}(\pi f_m \tau)}{\pi f_m \tau} \hat{\Delta}f \quad (13.134)$$

In particolare se risulta:

$$\pi f_m \tau \leq 1 \quad (13.135)$$

Si ha:

$$\frac{\text{sen}(\pi f_m \tau)}{\pi f_m \tau} \cong 1 \quad (13.136)$$

e quindi l'ampiezza misurata sarà:

$$\Delta v = K_{\varphi} 2 \pi \tau \hat{\Delta}f \quad (13.137)$$

In conclusione se si assimila lo spettro di un oscillatore affetto da rumore di fase con quello di un generatore sinusoidale modulato in frequenza da più sinusoidi con diversi valori di f_m si avrà:

$$\Delta v(t) = K_{\varphi} 2 \pi \tau \Delta f(t) = K_f \Delta f(t) \quad (13.138)$$

dove si è posto:

$$K_f = K_{\varphi} 2 \pi \tau \quad (13.139)$$

Quindi come mostrato in precedenza, inviando questo segnale ad un analizzatore di spettro risulterà:

$$\text{SSCR}(f) = \frac{\Delta V(f)_{\text{RMS}}}{2f^2 K_f^2} \quad (13.140)$$

Un vantaggio di questo metodo è che non è richiesta una sorgente di riferimento mentre uno svantaggio è che esso fornisce la densità spettrale delle fluttuazioni di frequenza che deve essere divisa per f^2 al fine di ottenere il dato sul rumore di fase.

Per la calibrazione del sistema occorre valutare gli errori sistematici su K_{φ} (come visto in precedenza per il metodo basato sul comparatore di fase) e sul tempo di ritardo τ .

La sensibilità della misura basata sul discriminatore di frequenza cresce con la lunghezza della linea di ritardo (Eq. 13.139). Tuttavia per linee troppo lunghe non è più valida l'assunzione (13.135) per cui la risposta del sistema non è più lineare. La sensibilità di questa tecnica è molto variabile con la frequenza. Per $f = 100$ kHz si hanno sensibilità dell'ordine di -150 dB_c per $\tau = 100$ ns e < -160 dB_c per $\tau = 1$ μs. quindi questa tecnica risulta la migliore tra quelle presentate per frequenze di offset di 100 kHz. Tuttavia la sensibilità di questa tecnica peggiora riducendo la frequenza di offset (termine $1/f^2$ nella 13.140) per cui a frequenze di offset inferiori ad 1 kHz la tecnica basata sul comparatore di fase risulta più sensibile.

13.7 Misure su componenti non lineari

Si definiscono lineari quei circuiti per i quali vale il principio di sovrapposizione degli effetti. In particolare, se applicando separatamente le eccitazioni x_1 e x_2 si ottengono le risposte y_1 e y_2 , applicando l'eccitazione $ax_1 + bx_2$ (con a e b costanti arbitrarie) la risposta sarà $ay_1 + by_2$. Una conseguenza importante di questa proprietà è che l'uscita di un circuito lineare contiene solo le frequenze presenti all'ingresso.

I circuiti non lineari sono quelli per cui non vale il principio di sovrapposizione e alla porta di uscita si trovano toni a frequenze non presenti alla porta di ingresso.

Tutti i circuiti elettronici sono non lineari. In alcuni casi (es. amplificatori per piccoli segnali etc.) le non linearità sono deboli e possono essere trascurate nel normale funzionamento. Tuttavia esse sono responsabili di fenomeni che, come si vedrà meglio in seguito, degradano la risposta del sistema. In altri casi (es. mixer, moltiplicatori di frequenza etc.) i circuiti basano il loro funzionamento sulle non linearità e per un migliore funzionamento le non linearità devono essere massimizzate. Non linearità sono presenti, oltre che nei circuiti che contengono dispositivi a stato solido, anche nei componenti passivi. Ad esempio nei connettori che si utilizzano alle radiofrequenze la resistenza di contatto tra i diversi metalli presenti ha un comportamento non lineare.

Per analizzare gli effetti delle non linearità è utile considerare la relazione che lega l'ingresso e l'uscita di un circuito (caratteristica di trasferimento). Se la caratteristica di trasferimento non include integrali o derivate, il valore dell'uscita al tempo t dipende solo dal valore dell'ingresso allo stesso istante t . In questo caso si parla di caratteristica priva di memoria. Tutti i dispositivi reali (amplificatori, mixer, etc.) contengono elementi reattivi e quindi sono con memoria. Tuttavia, in molti casi pratici, gli effetti di memoria possono in prima approssimazione essere trascurati la tensione di uscita può essere espressa come una serie di potenze della tensione di ingresso del tipo:

$$v_{out}(t) = a_0 + a_1 v_{in}(t) + a_2 v_{in}(t)^2 + a_3 v_{in}(t)^3 + \dots \quad (13.129)$$

A partire da questa relazione saranno definiti alcuni parametri utili a caratterizzare le non linearità di un dispositivo (distorsione armonica, compressione del guadagno, etc.). In alcuni casi, invece, gli effetti di memoria non possono essere trascurati e l'uscita può essere espressa utilizzando le serie di Volterra^(*). Nel par. 13.4.c verrà presentata una trattazione semplificata per trattare questi casi.

13.4.a Distorsione armonica

Per un DUT privo di memoria, se $v_{in}(t)$ è una funzione sinusoidale del tipo: $v_{in}(t) = v_1 \cos(\omega_1 t)$ si ha:

(*) F. Giannini, G. Lezzi, "Nonlinear Microwave Circuit Design" Wiley, 2004

$$v_{out}(t) = a_0 + a_1 v_1 \cos(\omega_1 t) + a_2 v_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + a_3 v_1^3 \cos^3(\omega_1 t) \quad (13.130)$$

e quindi (*):

$$v_{out}(t) = a_0 + a_1 v_1 \cos(\omega_1 t) + \frac{a_2 v_1^2}{2} (1 + \cos(2\omega_1 t)) + \frac{a_3 v_1^3}{4} (3 \cos(\omega_1 t) + \cos(3\omega_1 t))$$

$$= \left(a_0 + \frac{a_2 v_1^2}{2} \right) + \left(a_1 v_1 + \frac{3}{4} a_3 v_1^3 \right) \cos(\omega_1 t) + \left(\frac{a_2 v_1^2}{2} \right) \cos(2\omega_1 t) + \left(\frac{a_3 v_1^3}{4} \right) \cos(3\omega_1 t) \quad (13.131)$$

Quindi, come detto in precedenza, le componenti in frequenza dell'uscita sono diverse da quelle del segnale di ingresso. In particolare si genera un termine in continua e delle componenti in frequenza multiple intere della frequenza posta in ingresso (armoniche) per cui si dice che il segnale in uscita presenta una "distorsione armonica"; dalla (13.131) si nota anche che se la serie di potenze è arrestata all'ordine n (3 nel nostro caso) si producono armoniche fino all'n-esimo ordine (terzo nel nostro caso) di ampiezza proporzionale a v_1^n .

Misura della Distorsione Armonica

Per misurare la distorsione armonica di un DUT si utilizza un analizzatore di spettro. Il setup della misura è mostrato in Fig. 13.47.

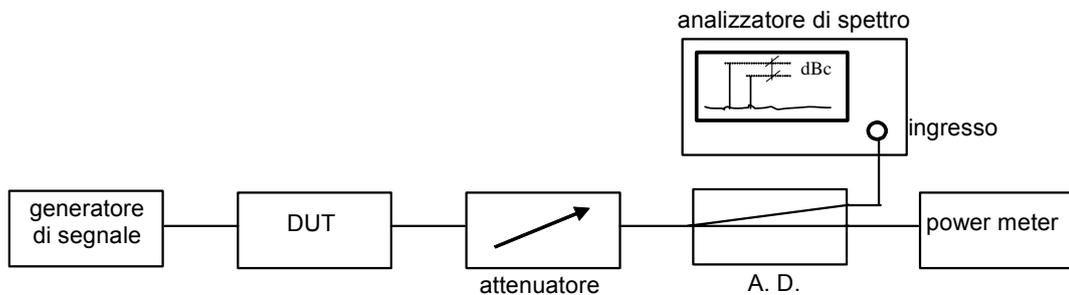


Fig. 13.47

I livelli delle armoniche sono usualmente misurati in decibel sotto la fondamentale (dBc). Quindi si pone un marker sul massimo della fondamentale ed un delta marker sul picco dell'armonica. In queste condizioni l'analizzatore di spettro fornisce l'indicazione della differenza in frequenza (Δf) e della differenza in potenza che rappresenta proprio il dBc.

(*) Si richiamano i legami:

$$\cos^2(\alpha) = \frac{1 + \cos 2\alpha}{2}, \quad \cos^3(\alpha) = \frac{3 \cos \alpha + \cos 3\alpha}{4}, \quad \cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}{2}$$

Ovviamente la banda dell'analizzatore di spettro deve essere settata in maniera tale da includere tutte le armoniche di interesse. Inoltre, è spesso necessario settare una stretta banda di risoluzione (RBW) al fine di ridurre il rumore di fondo dell'analizzatore.

Si noti inoltre che se i segnali sono di potenza elevata può essere necessario introdurre dopo il DUT un attenuatore per proteggere l'analizzatore di spettro da un sovraccarico. Si deve anche considerare che il livello di potenza che arriva all'ingresso dell'analizzatore di spettro include tutte le armoniche e non solo quelle che vengono visualizzate sullo schermo. Per questo motivo è necessario utilizzare un power meter con il quale si effettua la misura della potenza totale che arriva all'analizzatore di spettro. Si noti infine che anche l'analizzatore di spettro introduce delle non linearità. Spesso è difficile capire se la distorsione armonica misurata è generata dal DUT o dallo strumento di misura. Un metodo per chiarire questo aspetto è quello di utilizzare l'attenuatore, posto all'uscita del DUT, per ridurre il segnale misurato. Se la distorsione è generata dall'analizzatore di spettro il livello delle armoniche (dBc) cambierà al variare dell'attenuazione introdotta.

13.4.b Compressione del guadagno

Se a partire dall'eq. (13.131) si grafica la potenza all'uscita di un DUT a pulsazione ω_1 espressa in dBm, in funzione della potenza di ingresso, sempre a pulsazione ω_1 , anch'essa espressa in dBm si ottiene tipicamente un andamento simile a quello riportato in Fig. 13.48.

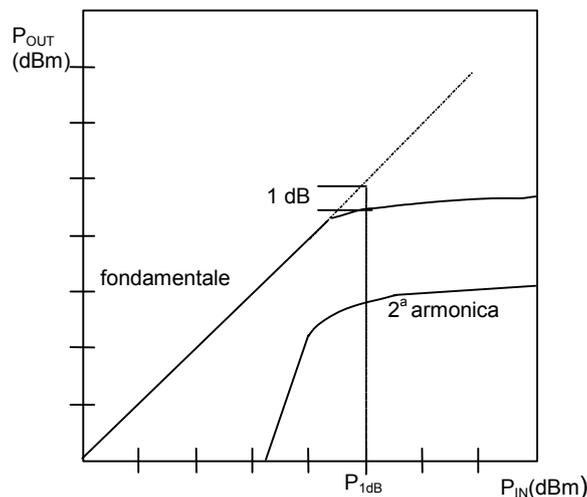


Fig. 13.48

Per effetto del termine lineare, nel tratto iniziale (basse P_{in}) l'andamento, in scala logaritmica, è una retta a 45° (pendenza = $\tan 45^\circ = 1$). Infatti essendo $v_{in} = v_1 \cos(\omega_1 t)$ e $v_{out}(\omega_1) = a_1 v_1 \cos(\omega_1 t)$, si ha $P_{out} = a_1^2 P_{in}$ e quindi:

$$P_{out}(\text{dBm}) = A + P_{in}(\text{dBm}) \quad (13.132)$$

Al crescere della potenza di ingresso, poiché il termine a_3 dello sviluppo è tipicamente negativo, la potenza di uscita non cresce più linearmente rispetto a quella di ingresso. Il rapporto P_{out}/P_{in} detto guadagno si riduce e si parla di “compressione del guadagno”. Per quantificare l’effetto di compressione si definisce il punto di compressione ad 1 dB (P_{1dB}) come quel valore della potenza di ingresso per cui la caratteristica reale ingresso uscita differisce di 1 dB da quella ideale (lineare).

Se si riporta sullo stesso grafico l’andamento della potenza di uscita a pulsazione $2\omega_1$ in funzione della potenza di ingresso a pulsazione ω_1 si ha l’andamento riportato in Fig. 13.48 (2^a armonica).

Anche in questo caso l’andamento iniziale è quello di una retta a 63.5° (tang $63.5^\circ \cong 2$). Infatti si ha: $v_{out}(2\omega_1) = (a_2 v_1^2) / 2 \cos(2\omega_1 t)$; da cui segue:

$$P_{out}(\text{dBm}) = A + 2P_{in}(\text{dBm}) \quad (13.133)$$

Per elevate potenze anche questa curva satura (termini negativi che si presentano in (13.131) se si prosegue lo sviluppo in serie di potenze agli ordini superiori al 3°). Un simile comportamento si ha per la 3^a armonica, in questo caso la pendenza è 3.

Misura della compressione del guadagno

Per componenti quali gli amplificatori per i quali la frequenza di uscita è uguale alla frequenza di ingresso la compressione del guadagno può essere facilmente misurata utilizzando lo schema di Fig. 13.49 costituito da un analizzatore di reti spazzolato in potenza (modalità power sweep).

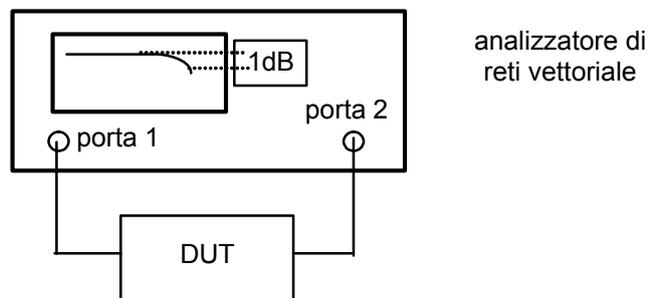


Fig. 13.49

Se in queste condizioni si visualizza il modulo di S_{21} si vedrà un andamento come quello di Fig. 13.49. Il punto di compressione a 1 dB (P_{1dB}) può essere facilmente misurato utilizzando il delta marker. In particolare si deve porre il marker di riferimento all’inizio della spazzolata (bassi valori di potenza) e si deve muovere il marker di misura fino ad evidenziare una riduzione del modulo di S_{21} di 1 dB. La potenza di ingresso a cui questa condizione è soddisfatta rappresenta P_{1dB} .

Si deve notare che la spazzolata in potenza deve essere effettuata lentamente in maniera tale da garantire il raggiungimento delle condizioni di equilibrio, per ogni livello di potenza, sia dal punto di vista termico che per il punto di lavoro.

13.4.c Distorsione di fase

I circuiti non lineari possono anche contenere elementi reattivi i quali danno luogo ad effetti di memoria. In questo caso si ha:

$$v_{out}(t) = f\left(v_{in}(t); \int_{-\infty}^t v_{in}(\tau) d\tau; \frac{\partial v_{in}(t)}{\partial t}\right) \quad (13.134)$$

Se questi effetti hanno una durata temporale dell'ordine del periodo della fondamentale per valutare la distorsione di fase non serve ricorrere alla serie di Volterra ma posto:

$$v_{in}(t) = \hat{V}(t) \cdot \cos\{\omega_1 t\} \quad (13.135)$$

si ha:

$$v_{out}(t) = K\hat{V}(t) \cdot \cos\{\omega_1 t + \phi[K\hat{V}(t)]\} = A(t) \cdot \cos\{\omega_1 t + \phi[A(t)]\} \quad (13.136)$$

Quindi la fase del segnale subisce una variazione legata all'ampiezza del segnale stesso. Si parla quindi di distorsione AM-PM.

L'effetto della distorsione AM-PM su un segnale in ingresso modulato in ampiezza è mostrato in Fig 13.50. Nel caso di segnali di ingresso con piccole deviazioni di ampiezza la deviazione di fase può essere considerata lineare con una costante di proporzionalità k_ϕ (vedi Fig. 13.50).

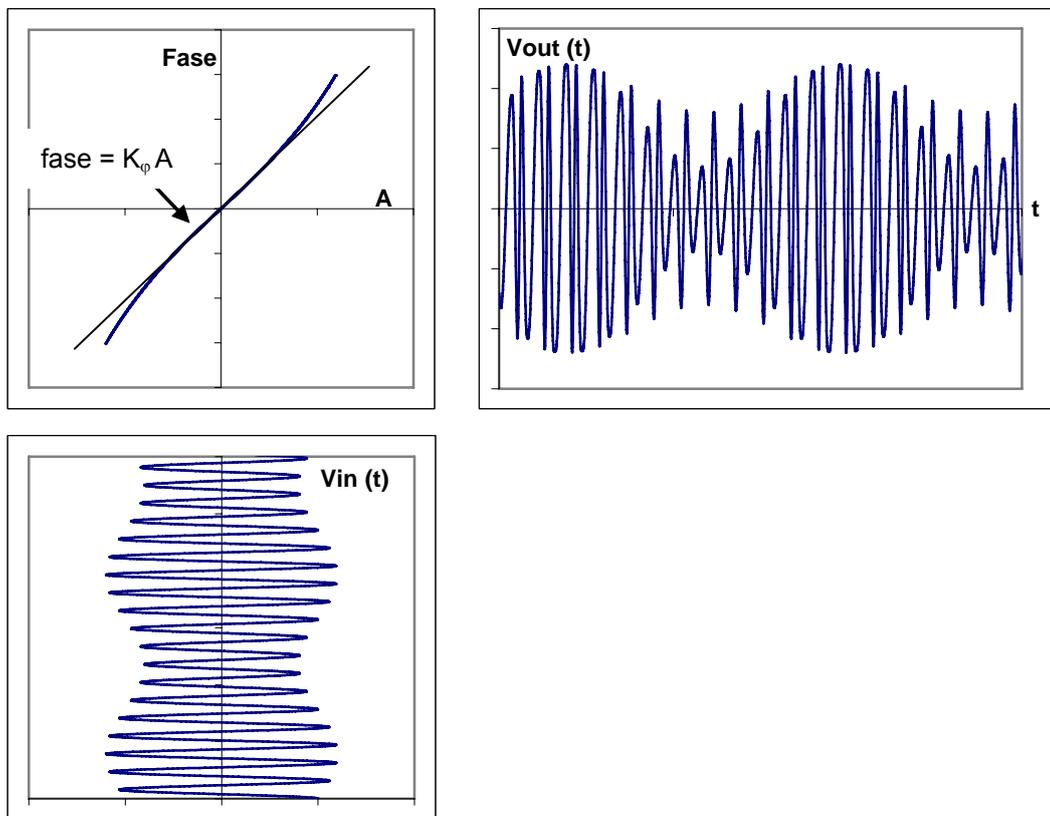


Fig. 13.50

Per un segnale sinusoidale a frequenza f_c modulato in ampiezza da una sinusoide a frequenza f_m si ha:

$$v_{in}(t) = [1 + \beta \text{sen} 2\pi f_m t] \cdot \cos(2\pi f_c t) \quad (13.137)$$

$$v_{out}(t) = k_\varphi [1 + \beta \text{sen} 2\pi f_m t] \cdot \cos(2\pi f_c t + k_\varphi [1 + \beta \text{sen} 2\pi f_m t]) \quad (13.138)$$

$$v_{out}(t) = [A + \Delta A \text{sen} 2\pi f_m t] \cdot \cos(2\pi f_c t + k_\varphi A + k_\varphi \Delta A \text{sen} 2\pi f_m t) \\ \cong A \cos(2\pi f_c t + k_\varphi A) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} J_n(k_\varphi \Delta A) \cdot \cos(2n\pi f_m t) \quad (13.139)$$

dove J_n è la funzione di Bessel di ordine n .

Dalla (13.139) si vede che la distorsione AM-PM genera delle bande laterali a frequenza multiple del segnale modulante. A differenza della distorsione di ampiezza non si genera solo $f_c \pm f_m$ ma $f_c \pm n f_m$. Cioè se ci fosse stata solo la distorsione di ampiezza in presenza di un segnale modulato in ampiezza si sarebbero generate le bande laterali $f_c \pm f_m$; per effetto della distorsione di fase si generano anche $f_c \pm n f_m$ quindi si generano interferenze su una banda più ampia.

L'indice di modulazione FM (k_φ) è un'utile figura di merito per valutare l'effetto della distorsione AM-PM sul segnale. Noto k_φ , il livello relativo delle bande laterali può essere valutato utilizzando la (13.139).

Si noti che le due bande laterali vicino alla portante possono essere mascherate dalle componenti AM del segnale ma le successive componenti saranno chiaramente identificabili.

Misura della distorsione di fase

Per la misura della distorsione di fase si utilizza un set-up simile a quello utilizzato per la compressione del guadagno ma, in questo caso, si visualizza la fase si S_{21} .

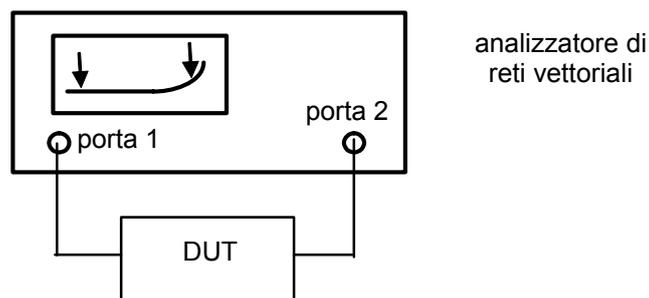


Fig. 13.51

L'andamento che si ottiene è simile a quello mostrato in Fig. 13.51.

L'indice di modulazione K_φ può essere stimato valutando la deviazione di fase $\Delta\varphi$ in corrispondenza di P_{1dB} ($\Delta\varphi(P_{1dB})$) e si ha:

$$k_\varphi = \frac{\Delta\varphi(P_{1dB})}{2\sqrt{Z_0} \sqrt{P_{1dB}}} \quad (13.140)$$

Ad esempio con $P_{1dB} = 23 \text{ dBm} = 0.2 \text{ W}$; $\Delta\varphi = 2^\circ$ si ha:

$$k_\varphi = \frac{2^\circ}{2\sqrt{50}\sqrt{0.2}} = 0.316^\circ/\text{V} \quad (13.141)$$

Si noti che le distorsioni di fase possono essere anche misurate utilizzando un analizzatore di spettro e interpolando la risposta con la (13.139).

13.4.d Distorsione di intermodulazione

In molti casi pratici l'ingresso di un circuito è costituito da più di una frequenza. Si vuole quindi vedere cosa succede se ad un circuito non lineare è applicato in ingresso un segnale costituito da due sinusoidi e quindi del tipo: $v_{in}(t) = v_1 \cos(\omega_1 t) + v_2 \cos(\omega_2 t)$. In questo caso si avrà:

$$v_{out}(t) = a_0 + a_1(v_1 \cos(\omega_1 t) + v_2 \cos(\omega_2 t)) + a_2(v_1 \cos(\omega_1 t) + v_2 \cos(\omega_2 t))^2 + a_3(v_1 \cos(\omega_1 t) + v_2 \cos(\omega_2 t))^3 + \dots$$

$$\begin{aligned} &= a_0 + a_1 v_1 \cos \omega_1 t + a_1 v_2 \cos \omega_2 t + a_2 v_1^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 v_2^2 \cos^2 \omega_2 t + \\ &+ 2a_2 v_1 v_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + a_3 v_1^3 \cos^3 \omega_1 t + a_3 v_2^3 \cos^3 \omega_2 t + \\ &+ 3a_3 v_2 v_1 \cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t + 3a_3 v_1 v_2^2 \cos \omega_1 t \cos^2 \omega_2 t \\ &= a_0 + a_1 v_1 \cos \omega_1 t + a_1 v_2 \cos \omega_2 t + \frac{a_2 v_1^2}{2} + \frac{a_2 v_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \\ &+ \frac{a_2 v_2^2}{2} + \frac{a_2 v_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + \frac{2a_2 v_1 v_2}{2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] + \\ &+ a_3 v_1^3 \left(\frac{3 \cos \omega_1 t + \cos 3\omega_1 t}{4} \right) + a_3 v_2^3 \left(\frac{3 \cos \omega_2 t + \cos 3\omega_2 t}{4} \right) + \\ &+ 3a_3 v_1^2 v_2 \left(\frac{1 + \cos 2\omega_1 t}{2} \right) \cdot \cos \omega_2 t + 3a_3 v_1 v_2^2 \left(\frac{1 + \cos 2\omega_2 t}{2} \right) \cdot \cos \omega_1 t = \\ &= a_0 + a_1 v_1 \cos \omega_1 t + a_1 v_2 \cos \omega_2 t + \frac{a_2 v_1^2}{2} + \frac{a_2 v_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{a_2 v_2^2}{2} + \\ &+ \frac{a_2 v_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + \frac{2a_2 v_1 v_2}{2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{2a_2 v_1 v_2}{2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \\ &+ \frac{3}{4} a_3 v_1^3 \cos \omega_1 t + \frac{a_3 v_1^3}{4} \cos 3\omega_1 t + \frac{3}{4} a_3 v_2^3 \cos \omega_2 t + \frac{a_3 v_2^3}{4} \cos 3\omega_2 t + \\ &+ \frac{3a_3 v_1^2 v_2}{2} \cos \omega_2 t + \frac{3a_3 v_1^2 v_2}{2} \left[\frac{\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t}{2} \right] + \\ &\frac{3a_3 v_1 v_2^2}{2} \cos \omega_1 t + \frac{3a_3 v_1 v_2^2}{2} \left[\frac{\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t}{2} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= a_0 + a_1 v_1 \cos \omega_1 t + a_1 v_2 \cos \omega_2 t + \\
&+ \frac{a_2}{2} \left[v_1^2 + v_2^2 + v_1^2 \cos 2\omega_1 t + v_2^2 \cos 2\omega_2 t + 2v_1 v_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \right. \\
&\quad \left. 2v_1 v_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] + \\
&+ \frac{a_3}{4} \left\{ v_1^3 \cos 3\omega_1 t + v_2^3 \cos 3\omega_2 t + 3v_1^2 v_2 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \right. \\
&\quad \left. + 3v_1 v_2^2 [\cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] + 3(v_1^3 + 2v_1 v_2^2) \cos \omega_1 t + \right. \\
&\quad \left. + 3(v_2^3 + 2v_1^2 v_2) \cos \omega_2 t \right\} +
\end{aligned}
\tag{13.142}$$

Osservando l'equazione (13.142) si nota che tutte le frequenze generate sono una combinazione lineare delle due frequenze di eccitazione del tipo:

$$\omega_{m,n} = m\omega_1 + n\omega_2 \tag{13.143}$$

dove $m, n = \dots -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3 \dots$ $\omega_{m,n}$ è detta "frequenza generata dalla intermodulazione". La somma dei valori assoluti di m ed n è detta ordine del prodotto di intermodulazione.

La distorsione di intermodulazione genera interferenze fra canali adiacenti; ad esempio se ho 3 canali a $\omega_1 = 9$, $\omega_2 = 10$, $\omega_3 = 11$ GHz, l'intermodulazione $2\omega_2 - \omega_1$ genera un segnale a ω_3 . Mentre l'effetto della distorsione armonica può essere attenuato con dei filtri, la distorsione di intermodulazione è difficile da eliminare.

Considerato il segnale di ingresso $v_{in}(t) = v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t$, in cui ω_1 è il segnale voluto e ω_2 è il disturbo, si ha alla frequenza ω_1 (fondamentale):

$$v_{out}(t) = \left[a_1 v_1 + \frac{3}{4} a_3 (v_1^3 + 2v_1 v_2^2) \right] \cos \omega_1 t \tag{13.144}$$

mentre alla frequenza $2\omega_1 - \omega_2$ (intermodulazione del terzo ordine) si ha:

$$v_{out}(t) = \frac{a_3}{4} 3v_1^2 v_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \tag{13.145}$$

Riportando su di un grafico la potenza di uscita (P_{OUT}) alle frequenze ω_1 e $2\omega_1 - \omega_2$ in funzione della potenza di ingresso alla frequenza ω_1 (P_{IN}) si hanno gli andamenti mostrati in Fig. 13.52.

La potenza del segnale fondamentale ha una pendenza pari a 1 mentre i prodotti di intermodulazione del 3° ordine hanno una pendenza pari a 3 (71.5°).

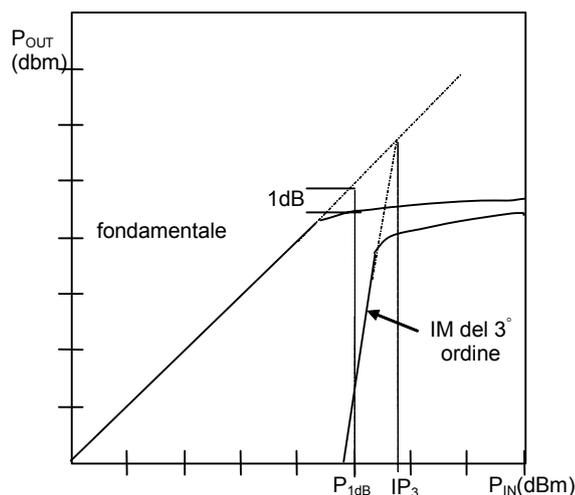


Fig. 13.52

Si definisce punto di intercetta del 3° ordine IP_3 il valore della potenza di ingresso per cui la retta che estrapola l'andamento della potenza dei prodotti di intermodulazione interseca la retta che estrapola la potenza della fondamentale.

Misura della distorsione di intermodulazione

La distorsione di intermodulazione può essere misurata utilizzando due generatori di segnale ed un analizzatore di spettro come mostrato in Fig. 13.53.

Particolare cura deve essere posta nell'isolare tra di loro i generatori di segnale in quanto si potrebbe generare intermodulazione per effetto della miscelazione diretta del segnale all'uscita di un generatore con l'uscita dell'altro generatore. Il livello delle due frequenze deve essere simile entro ± 0.5 dB.

È importante utilizzare un misuratore di potenza per avere una misura accurata della potenza all'uscita del DUT. La distorsione di intermodulazione è valutata ponendo un marker di riferimento su una delle due portanti e ponendo il delta marker su l'una o l'altra delle bande laterali. Al solito, il livello di ingresso deve essere mantenuto ben al di sotto dell' IP_3 dell'analizzatore di spettro.

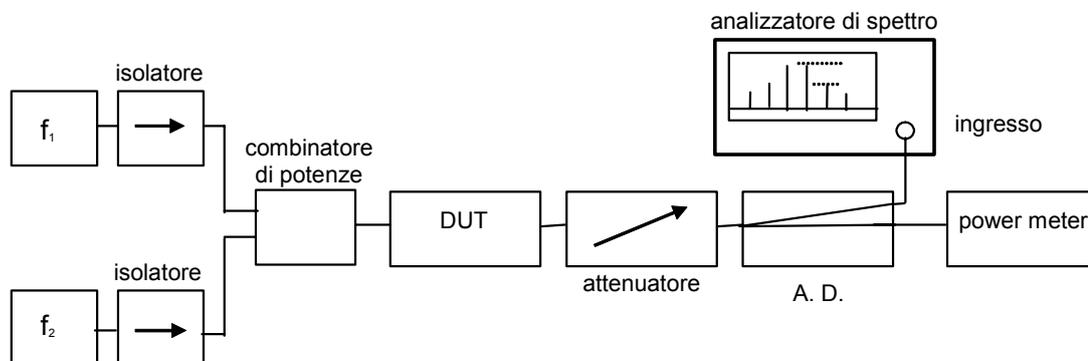


Fig. 13.53

13.8 Misure di campo e di SAR

Le misure di campo si utilizzano per valutare la copertura dei sistemi wireless ma anche per controllare l'inquinamento elettromagnetico cioè per verificare che i livelli di campo presenti nell'ambiente non superino i livelli di sicurezza concordati a livello internazionale^(*) e presenti nelle leggi comunitarie e nazionali^(**). Un'altra applicazione molto diffusa è quella concernente la misura del diagramma di radiazione di un'antenna.

Le misure di campo si dividono in misure a banda larga e misure a banda stretta. Avendo già descritto (v. par. 12.4.d) la strumentazione necessaria per queste misure (misuratori di radiazione per la banda larga e antenne collegate ad analizzatori di spettro per la banda stretta) nel seguito ci si soffermerà soprattutto sulle tecniche di calibrazione e sulla valutazione dell'incertezza di misura.

13.8.a Misure di campo a banda larga

Per le misure a banda larga si utilizzano terne di dipoli corti o loop caricati con dei diodi Schottky come descritto nel par. 12.4.d. Questi sensori sono usualmente montati all'interno di un contenitore sferico del diametro di 9 -10 cm che ha principalmente lo scopo di proteggere i sensori. E' presente, inoltre, un'asta che consente di sostenere il sensore o di posizionarlo sopra un contenitore dove è disposta l'elettronica di misura. Per applicazioni particolari (alcune delle quali saranno descritte nel seguito) sono stati realizzati dei sensori miniaturizzati nei quali le terne di dipoli o loop sono contenute all'interno di sferette del diametro di 3 - 4 mm. Anche in questo caso è presente un'asta per il posizionamento del sensore. Per tutti questi sensori la tensione di uscita V_{DC} è legata al modulo quadro del campo elettrico o del campo magnetico da relazioni del tipo: $V_{DC} = K_E |\underline{E}|^2$ oppure $V_{DC} = K_H |\underline{H}|^2$.

Calibrazione

Calibrare la sonda quindi equivale a valutare gli errori sistematici sui coefficienti K_E e K_H . Questi coefficienti variano poco con la frequenza mentre possono variare molto con l'ampiezza del campo. Tuttavia le variazioni in ampiezza se quantificate con la calibrazione possono essere corrette dall'elettronica del sistema di misura.

Per effettuare la calibrazione si può utilizzare una cella TEM alimentata come in Fig. 13.54

La potenza che transita attraverso la cella è data da $P = V_{eff}^2 / Z_C$ e quindi si ha: $V_{eff} = \sqrt{P Z_C}$. Il campo elettrico nella cella è quindi dato da: $E_{eff} = V_{eff} / d$ e $H_{eff} = E_{eff} / 377$ dove "d" rappresenta la distanza tra i due setti della cella TEM.

(*) ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," Health Phys., vol. 74, no. 4, pp. 494-522, 1998.

(**) Legge quadro sulla protezione dalle esposizioni a campi elettrici, magnetici ed elettromagnetici, GU 55 del 7 marzo 2001.

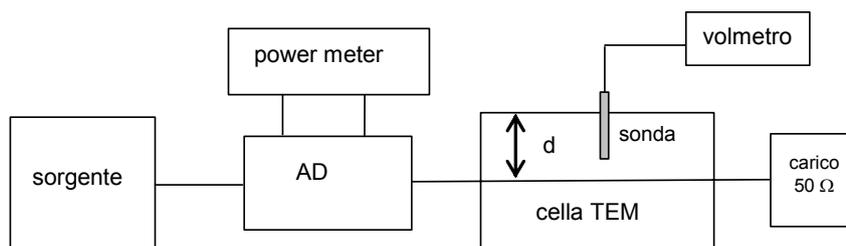


Fig. 13.54

A titolo di esempio la Tab 13.1 mostra il legame tra la potenza entrante e il campo per la cella IFI 109 in grado di operare fino a circa 800 MHz.

Tab 13.1

Potenza (dBm)	Potenza (mW)	Tensione (mV)	Campo (V/m)
-30	0.001	7.07	0.088
-20	0.01	22.36	0.279
-10	0.1	70.7	0.883
0	1	223.6	2.795
10	10	707.11	8.838
20	100	2236.1	27.951
30	1000	7071.1	88.388

Valutazione dell'incertezza della misura

Per il calcolo dell'incertezza si ricorda che quella di campo è una misura diretta per cui vanno considerate le varie cause di incertezza e si dovrà, nell'ipotesi di valore più probabile, applicare la (13.20):

Tipicamente per una sonda di campo elettrico le cause di errore sono la deviazione dall'isotropia (I) la deviazione dalla linearità (L), l'errore di risposta in frequenza (F) e l'incertezza residua della calibrazione (C). Altre cause di errore come l'errore dovuto alla risoluzione spaziale della sonda, quello di posizionamento del sistema di scansione e l'errore nel sistema di misura delle tensioni in continua all'uscita delle sonde sono in genere trascurabili. Si vogliono ora vedere in dettaglio le principali cause di errore.

Isotropia

Questo errore è dovuto al fatto che il sensore, a parità di campo incidente, avrà una risposta (V_{DC}) diversa a seconda della direzione di incidenza del campo. Il sensore cioè non si comporta come un'antenna isotropa. E' evidente,

viste le caratteristiche geometriche dei sensori, che l'influenza delle componenti di campo normali all'asta di sostegno del probe sarà diversa da quella delle componenti parallele all'asta. Un tipico andamento è mostrato in Fig. 13.55 a per il caso di campo perpendicolare ed in Fig. 13.55.b per il caso di campo parallelo. La figura evidenzia la variabilità dell'errore con l'angolo ma soprattutto il fatto che nel primo caso si ottengono degli errori più bassi.

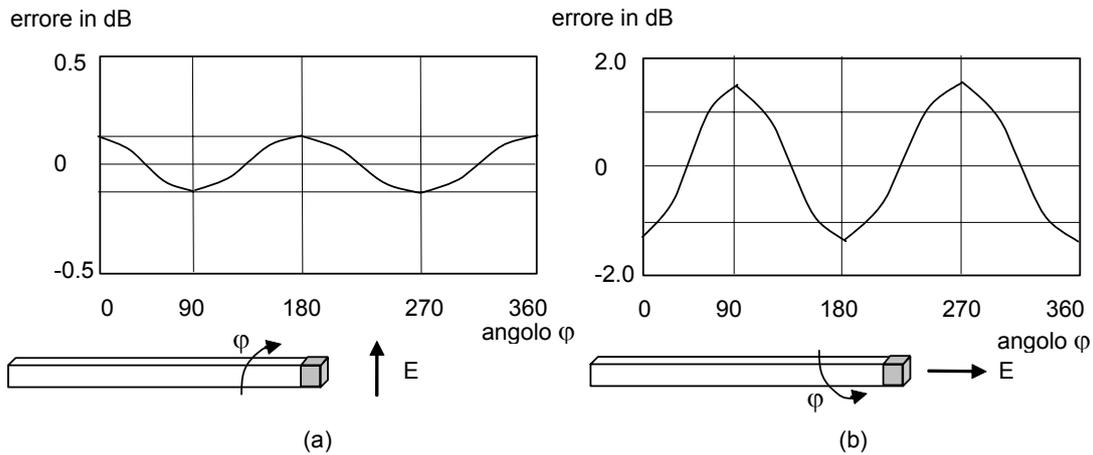


Fig. 13.55

Linearità

Il comportamento di un rettificatore che utilizza diodi Schottky è all'incirca lineare per potenze comprese tra la sensibilità ed il punto di compressione ad 1 dB. Tuttavia anche in questo intervallo la risposta non sarà perfettamente lineare. L'errore di linearità è definito come la massima deviazione dei dati misurati dalla retta che meglio approssima i dati al variare della potenza in ingresso.

Risposta in frequenza

Questo errore è legato alle variazioni con la frequenza della risposta del sensore.

Calibrazione

Questo errore è dovuto al fatto che anche dopo la calibrazione permane un'incertezza residua dovuta alle imperfezioni del sistema di calibrazione.

Prima di passare ad un esempio si ricorda il legame che intercorre tra l'espressione dello scarto in dB e quella dello scarto percentuale.

Se $a_x(\text{dB})$ è lo scarto espresso in dB e $a_x(\%)$ è lo scarto espresso in percentuale il loro legame è:

$$a_x(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(1 + \frac{a_x(\%)}{100} \right)$$

$$\frac{a_x(\text{dB})}{20} = \log_{10} \left(1 + \frac{a_x(\%)}{100} \right)$$

(13.147)

$$10^{\frac{a_x(\text{dB})}{20}} = 1 + \frac{a_x(\%)}{100}$$

$$a_x(\%) = 100 \left(10^{\frac{a_x(\text{dB})}{20}} - 1 \right)$$

Ad esempio per la sonda ET3DV5R della ditta Schimd & Partner il datasheet fornisce per gli scarti relativi in dB i seguenti valori con le relative distribuzioni:

I: deviazione dall'isotropia	$\pm 1.5\text{dB}$	rettangolare
L: deviazione dalla linearità	$< \pm 0.2\text{dB}$	rettangolare
C: incertezza residuale della calibrazione	$\pm 6.6\%$	normale

Quindi si avranno i seguenti scarti percentuali:

$$a(I) = 100 \cdot \left(10^{\frac{1.5}{20}} - 1 \right) = 18.85\%$$

$$a(L) = 100 \cdot \left(10^{\frac{0.2}{20}} - 1 \right) = 2.33\% \quad (13.148)$$

$$a(C) = 6.6\%$$

Per calcolare le incertezze standard, gli scarti percentuali vanno divisi per i fattori di normalizzazione delle rispettive distribuzioni; quindi si ha:

$$u(I) = \frac{a(I)}{\sqrt{3}} = 10.88\%$$

$$u(L) = \frac{a(L)}{\sqrt{3}} = 1.34\%$$

(13.149)

$$u(C) = \frac{a(C)}{2} = 3.3\%$$

L'incertezza totale associata alla misura del campo elettrico sarà (con la valutazione del valore più probabile):

$$u(E) = \sqrt{u^2(I) + u^2(L) + u^2(C)} = 11.5\% \quad (13.150)$$

Se si considera un fattore di copertura $k = 2$ si ottiene un'incertezza estesa data da :

$$u = 2u(E) = 23\% \quad (13.151)$$

Con riferimento alla sonda di campo elettrico Type 18 del misuratore di radiazione della ditta Wadel & Golterman si ha:

I: deviazione dall'isotropia	$\pm 1.0\text{dB}$	rettangolare
L: deviazione dalla linearità	$< \pm 0.5\text{dB}$	rettangolare
F: errore di risposta in frequenza	$\pm 1\text{dB}$	rettangolare

Da cui segue

a(I): deviazione dall'isotropia	12.2%
a(L): deviazione dalla linearità	$< 5.92\%$
a(F): errore di risposta in frequenza	12.2%

Rispetto alla sonda miniaturizzata l'errore di isotropia è minore mentre è maggiore l'errore di linearità.

Anche in questo caso combinando le incertezze standard (legate a quelle percentuali dai fattori delle distribuzioni) si trova:

$$u = 2u(E) = 28\% \quad (13.152)$$

13.8.b Misure di campo a banda stretta

Il sistema di misura per le misure a banda stretta si presenta come in Fig. 13.56.

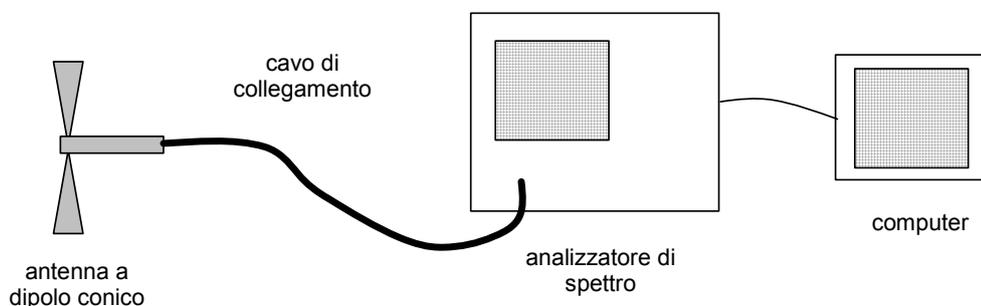


Fig. 13.56

Il sistema è costituito da un antenna a dipolo conico a larga banda (es. 80 MHz – 2.5 GHz), un cavo di collegamento ed un analizzatore di spettro eventualmente collegato ad un computer. Per ogni misura il valore in dB_m misurato dall'analizzatore di spettro deve essere convertito in dB_{V/m}. Per trovare questo legame si consideri lo schema di Fig. 13.57. La rete di adattamento trasforma l'impedenza Z_A di radiazione del dipolo in 50Ω e la linea di trasmissione lunga "l" trasferisce il segnale all'analizzatore di spettro la cui impedenza di ingresso è pari a R_L = 50Ω.

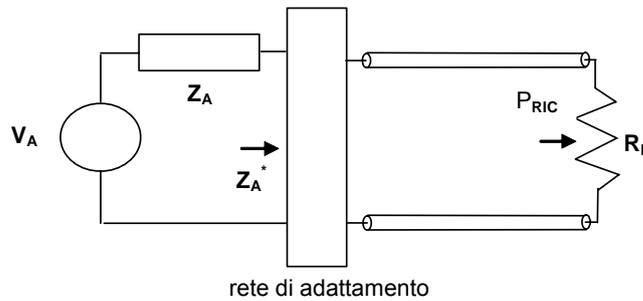


Fig. 13.57

Con riferimento allo schema di figura, essendo $V_A = h_{\text{eff}} E_i$ si ha:

$$P_{\text{RIC}} = \frac{V_A^2}{4R_A} e^{-2\alpha l} = \frac{h_{\text{eff}}^2 E_i^2 R_0}{4R_A R_0} e^{-2\alpha l} \quad (13.153)$$

Posto:

$$AF = 10 \log_{10} \frac{4R_A}{h_{\text{eff}}^2 R_0} \quad (13.154)$$

si ha:

$$10 \log_{10} P_{\text{RIC}} = 10 \log_{10} \frac{h_{\text{eff}}^2 R_0}{4R_A} - 10 \log_{10} R_0 + 20 \log_{10} E_i - 20 \log_{10} e^{\alpha l} \quad (13.155)$$

$$P_{\text{RIC}}(\text{dB}_m) - 30(\text{dB}) = -AF(\text{dB}_{m^{-1}} - 17 + E_i(\text{dB}_{V/m}) - A_C(\text{dB}))$$

da cui risulta:

$$E_i(\text{dB}_{V/m}) = P_{\text{RIC}}(\text{dB}_m) + AF(\text{dB}_{m^{-1}}) + A_C(\text{dB}) - 13 \quad (13.156)$$

Dove i valori dell'attenuazione del cavo e del fattore di antenna AF sono forniti dai costruttori.

Si noti, infine, che per ogni punto di misura si devono acquisire tre spettri corrispondenti a tre posizioni mutuamente ortogonali del dipolo conico ed il campo totale si ottiene sommando quadraticamente i rispettivi campi in volt/metro.

Valutazione dell'incertezza della misura

Con riferimento alla valutazione dell'incertezza di questa misura si noti che poiché l'AF è in genere misurato per certe frequenze i valori a frequenze diverse da quelle misurate devono essere ottenuti per interpolazione e questo comporta un errore di cui si tiene conto con l'AF interpolato. Inoltre saranno presenti delle riflessioni all'ingresso dell'analizzatore di cui si tiene conto con il disadattamento. Valori tipici per i parametri di interesse sono:

AF: antenna factor	± 1.0dB	normale
A _C : attenuazione cavo	± 0.5dB	normale
AF interpolato:	± 0.25dB	rettangolare
M: disadattamento	± 0.5dB	ad U

e quindi

AF: antenna factor	12.2%
A _C : attenuazione cavo	5.92%
AF interpolato:	2.92%
M: disadattamento	5.92%

Operando come in precedenza si ottiene:

$$u(E) = \sqrt{\left(\frac{12.2}{2}\right)^2 + \left(\frac{5.92}{2}\right)^2 + \left(\frac{2.92}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{5.92}{\sqrt{2}}\right)^2} = 8.15\% \quad (13.157)$$

13.8.c Misura di SAR

Il SAR (Specific Absorption Rate) è il parametro primario per la valutazione della conformità di esposizioni umane ai campi elettromagnetici a frequenze comprese tra le decine di MHz e le decine di GHz. Il SAR è definito come la potenza assorbita per unità di massa di un tessuto. La valutazione sperimentale del SAR è ottenuta esponendo un fantoccio (tipicamente costituito da un involucro dielettrico riempito di materiali che simulano quelli biologici dal punto di vista elettrico) ad un campo noto. Il SAR è valutato misurando il campo elettrico (**E**) all'interno del fantoccio, la conducibilità (σ), e la densità (ρ) e si ha:

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{2\rho} = \frac{\sigma E_{\text{eff}}^2}{\rho} \quad [\text{W / kg}] \quad (13.158)$$

Ad esempio con riferimento all'esposizione di soggetti al campo emesso dai telefoni cellulari il valore, che in base alla normativa dell'IEEE (*) non deve essere superato è 1.6 W/kg mediato su di un grammo.

Poiché il SAR è determinato indirettamente misurando E_{eff} , σ , ρ ogni singolo strumento per la misura di questi parametri dovrà essere

(*) IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE Standard C95.1, 1999.

indipendentemente calibrato. Ad esempio, con riferimento ai sensori di campo si dovrà stimare il coefficiente K_E o K_H . Tuttavia, in questo caso, la procedura di calibrazione è piuttosto complessa in quanto il sensore va calibrato all'interno di un liquido.

Per il calcolo dell'incertezza tramite l'Eq.13.18 si può osservare che in base alla definizione di SAR si ha:

$$\left(\frac{\partial \text{SAR}}{\partial E_{\text{eff}}}\right) = 2E_{\text{eff}} \frac{\sigma}{\rho} = 2 \frac{\text{SAR}}{E_{\text{eff}}}$$

$$\left(\frac{\partial \text{SAR}}{\partial \sigma}\right) = \frac{E_{\text{eff}}^2}{\rho} = (1) \frac{\text{SAR}}{\sigma} \quad (13.159)$$

$$\left(\frac{\partial \text{SAR}}{\partial \rho}\right) = -\frac{1}{\rho^2} \sigma E_{\text{eff}}^2 = (-1) \frac{\text{SAR}}{\rho}$$

Quindi lo scarto è dato da:

$$\delta(\text{SAR}) = \frac{\partial \text{SAR}}{\partial E_{\text{eff}}} \delta E_{\text{eff}} + \frac{\partial \text{SAR}}{\partial \sigma} \delta \sigma + \frac{\partial \text{SAR}}{\partial \rho} \delta \rho =$$

$$= 2 \frac{\text{SAR}}{E_{\text{eff}}} \delta E_{\text{eff}} + \frac{\text{SAR}}{\sigma} \delta \sigma - \frac{\text{SAR}}{\rho} \delta \rho \quad (13.160)$$

e lo scarto percentuale sarà:

$$\frac{\delta \text{SAR}}{\text{SAR}} = 2 \frac{\delta E_{\text{eff}}}{E_{\text{eff}}} + \frac{\delta \sigma}{\sigma} - \frac{\delta \rho}{\rho} \quad (13.161)$$

Per il calcolo dell'incertezza totale $u(\text{SAR})$ si deve utilizzare la formula dell'incertezza combinata quindi nell'ipotesi probabilistica si avrà:

$$u(\text{SAR}) = 2\sqrt{(2)^2 u^2(E) + (1)^2 u^2(\sigma) + (-1)^2 u^2(\rho)} \quad (13.162)$$

dove si è considerato un fattore di copertura pari a 2 che garantisce un livello di confidenza del 95% per l'incertezza totale.

A questo punto si può procedere con il calcolo delle varie incertezze.

Con riferimento alla misura di campo elettrico se si considera il sensore miniaturizzato BT3DV5R della ditta Smith & Partners, poiché questa sonda è stata progettata per effettuare misure di SAR in questo caso l'incertezza sull'isotropia e sulla calibrazione è migliore rispetto al caso in aria. Infatti si ha:

$a(l) = \pm 0.4 \text{dB}$	rettangolare
$a(L) = \pm 0.2 \text{dB}$	rettangolare

$a(C) = 0.6\%$ normale
 Procedendo come prima si trova:

$$u(E) = \sqrt{\left(\frac{4.7}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{2.3}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{6.6}{2}\right)^2} \cong 5\% \quad (13.163)$$

Per la misura di conducibilità si può utilizzare la sonda dell'Agilent 85070B connessa ad un analizzatore di reti. Il sistema ha un'incertezza del 5% con distribuzione rettangolare sulla misura di ε'' . Essendo $\sigma = 2\pi f \varepsilon_0 \varepsilon''$ risulta per l'incertezza standard :

$$u(\sigma) = \sqrt{\left(\frac{5}{\sqrt{3}}\right)^2} \cong 3\% \quad (13.164)$$

La misura di densità ρ può essere effettuata misurando separatamente il peso di 10ml di materiale con una bilancia elettronica ed il volume con un cilindro graduato e si ha : $\rho = V/P$

I costruttori danno per il cilindro una precisione di $\pm 0.5\%$ e per la bilancia una precisione di $\pm 0.1g$ che trasformata in percentuale rispetto al valore misurato diventa (*):

$$\frac{0.1g}{10.7g} = 0.0093 = 0.93\% \quad (13.165)$$

L'incertezza standard totale (assumendo una distribuzione rettangolare) della misura di densità è ottenibile procedendo come fatto per il SAR. In questo caso i coefficienti valgono tutti uno e si ottiene:

$$u(\rho) = \sqrt{\left(\frac{0.5}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0.93}{\sqrt{3}}\right)^2} \cong 0.6\% \quad (13.166)$$

L'incertezza standard media totale associata alla misura di SAR si calcola applicando la formula relativa alle incertezze combinate in cui va inserito un ulteriore fattore correttivo del 6% dovuto al fatto che si sta considerando un mezzo diverso da quello utilizzato nei test di calibrazione di fabbrica della sonda per cui si ha:

$$u(SAR) = 2 \cdot \sqrt{(2)^2 \cdot u^2(E) + (1)^2 \cdot u^2(\sigma) + (-1)^2 \cdot u^2(\rho) + (1)^2 \cdot (6\%)^2} = \quad (13.167)$$

$$2 \cdot \sqrt{(2)^2 \cdot (5)^2 + (3)^2 + (0.6)^2 + (6)^2} = 22.3\%$$

Si ottiene quindi un'incertezza standard media totale sulla misura di SAR del 22.3% con un livello di confidenza del 95%

(*) 10 ml di cervello equivalente pesano 10.7 g

13.9 Misure di potenza

Le misure di potenza sono usualmente divise in tre gruppi in funzione del livello di potenza. Si parla di misure di bassa potenza: per potenze inferiori a 10 mW; misure di media potenza: per potenze comprese tra 10 mW e 1 W; e misure di alta potenza: per livelli maggiori di 1 W.

Le misure di bassa potenza possono essere condotte utilizzando direttamente gli strumenti descritti nel cap. 12.4 ed in particolare i misuratori di potenza che utilizzano diodo schottky, bolometri o termocoppie. Nel seguito verrà mostrata una misura di bassa potenza per il calcolo della direttività di un accoppiatore direzionale (AD). Per le misure di media ed alta potenza è necessario invece utilizzare degli accorgimenti (attenuatori e AD) per non danneggiare i sensori.

13.9.a Misure di bassa potenza

Le misure di bassa potenza possono essere utilizzate ad esempio per caratterizzare il comportamento di un accoppiatore direzionale (v. par 5.5).

Un parametro importante degli AD è la direttività che può essere vista come una misura della capacità del dispositivo di separare segnali che viaggiano in direzioni opposte. Se ad esempio un accoppiatore presenta una direttività di 30 dB questo significa che se lo si utilizza per misurare il coefficiente di riflessione di un carico la misura sarà corretta solo se il carico presenta un coefficiente di riflessione minore di 30 dB. Come visto nel par. 5.5 la direttività è legata all'accoppiamento (C) e all'isolamento (I) dalla relazione:

$$D = 10 \log \frac{P_{31}}{P_{21}} = 20 \log \frac{|S_{31}|}{|S_{21}|} = I - C \quad (13.168)$$

Quindi una direttività di 30 dB si può ottenere con un dispositivo che presenta un isolamento di 50 dB ed un accoppiamento di 20 dB.

Per misurare la direttività, in base alla sua definizione, occorre misurare con un analizzatore di reti il parametro S_{31} ed il parametro S_{21} .

Nel seguito verrà descritta una tecnica che consente di misurare la direttività di un accoppiatore in maniera più semplice. Questa tecnica utilizza il set up sperimentale mostrato in Fig. 13.58 a e b.

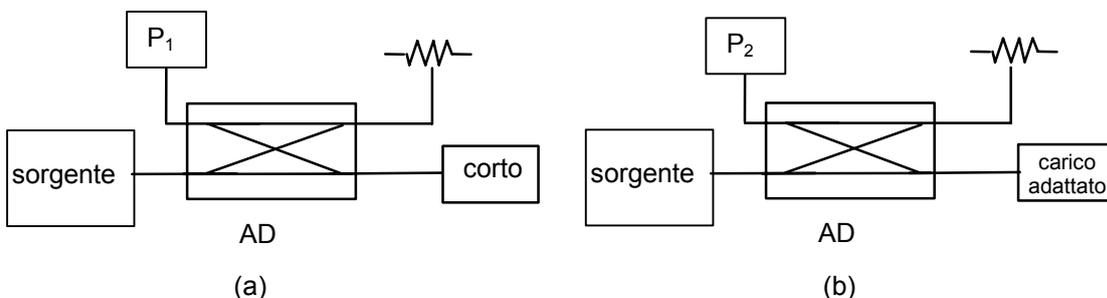


Fig. 13.58

Inizialmente (Fig. 13.58.a) si pone un corto sulla porta di uscita del ramo principale dell'AD (porta 4) e si legge la potenza (P_1) sulla porta isolata (2). Il segnale generato dalla sorgente verrà riflesso dal corto e una frazione, dipendente dal coefficiente di accoppiamento, arriverà in 2. In seguito si pone un carico perfettamente adattato alla porta 4 e si misura la potenza (P_2) alla porta 2. In questo caso in 2 arriva solo una piccola frazione del segnale legata all'isolamento. Per cui risulterà:

$$D = P_2 \text{ (dB)} - P_1 \text{ (dB)} \quad (13.169)$$

Questa tecnica fornisce una buona stima della direttività quando l'AD presenta valori di accoppiamento maggiori di 10 dB.

13.9.b Misure di medio ed alto livello

Se si devono misurare potenze elevate, come ad esempio la potenza di uscita di un amplificatore da 100 W, il set-up sperimentale può essere come in Fig. 13.59.

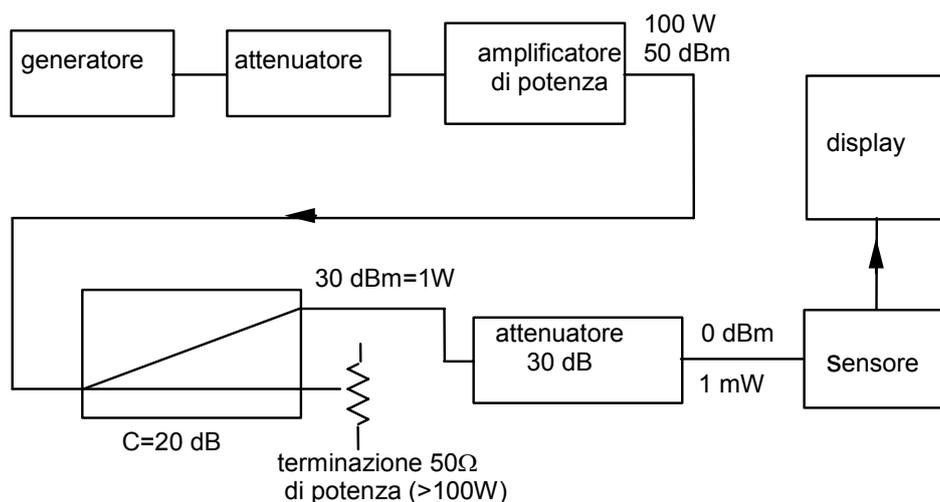


Fig. 13.59

Il segnale del generatore, eventualmente attenuato per portarlo a livelli di potenza compatibili con il range dinamico dell'amplificatore viene successivamente amplificato e si hanno in uscita ad esempio 100 W (50 dBm). Il segnale all'uscita dell'amplificatore viene inviato in un AD ($C = 20$ dB). La maggior parte della potenza si va a dissipare su di una terminazione resistiva adattata che deve essere in grado di sopportare tutta la potenza incidente. Nel ramo derivato dell' AD si ha circa 1 W (30 dBm), questa potenza è inviata in un attenuatore ($A = 30$ dB) ottenendo in uscita 1 mW (0 dBm) che può essere misurato con uno dei sensori descritti in precedenza. Si noti che è estremamente importante che ogni componente del sistema di misura sia in grado di gestire le potenze che lo attraversano (attenuatori e AD) o che incidono (carichi).

13.9.c Misure di picco

Oltre alle misure di valore medio della potenza, in alcuni casi sono necessarie misure di picco. Per queste misure si possono seguire diverse procedure. La più semplice consiste nell'utilizzare dei rivelatori a diodo che sono in grado di seguire l'involuppo di un segnale a microonde impulsato. Una piccola parte dell'involuppo (80 ns) viene campionata e misurata (Fig. 13.60). Il profilo dell'involuppo può essere ricavato disegnando l'andamento della potenza al variare del ritardo.

Con segnali impulsati (tipo quello Radar) si può risalire alla potenza di picco a partire dalla potenza media, se si misurano anche il periodo (T) e la durata (τ) ($P_{\text{impulso}} = P_{\text{media}} / (\tau/T)$).

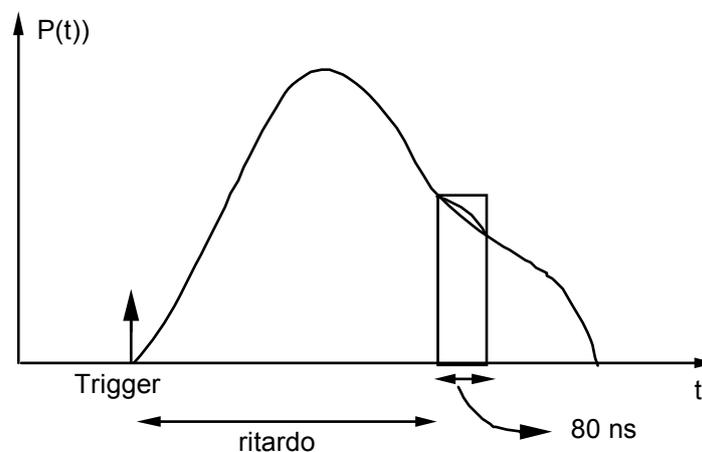


Fig. 13.60