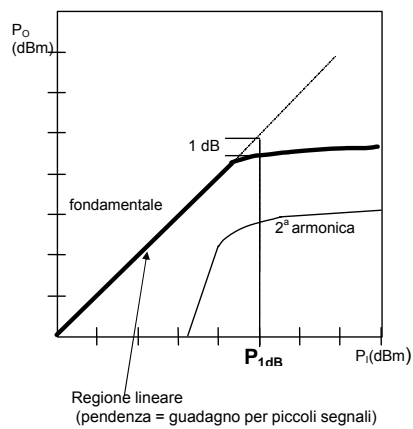


Circuiti non lineari

Parametri sistemi nonlineari

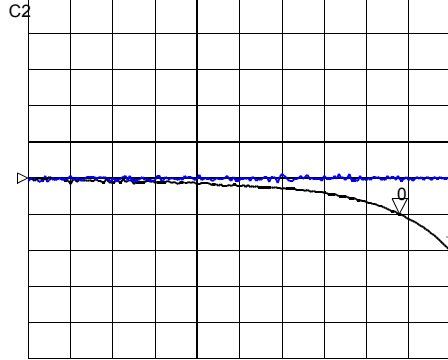
Compressione del Guadagno



Al crescere della potenza in ingresso il guadagno satura.
La P_1 a cui la caratteristica reale differisce di 1dB da quella ideale si chiama **punto di compressione ad 1 dB**

Power Sweep -Gain Compression

CH1 S21 10g MAG 1 dB/ REF 32 dB 30.991 dB
12.3 dBm



1 dB compression: input power resulting in 1 dB
drop in gain

IF BW 3 kHz SWP 420 msec
START -10 dBm CW 902.7 MHz STOP 15 dBm

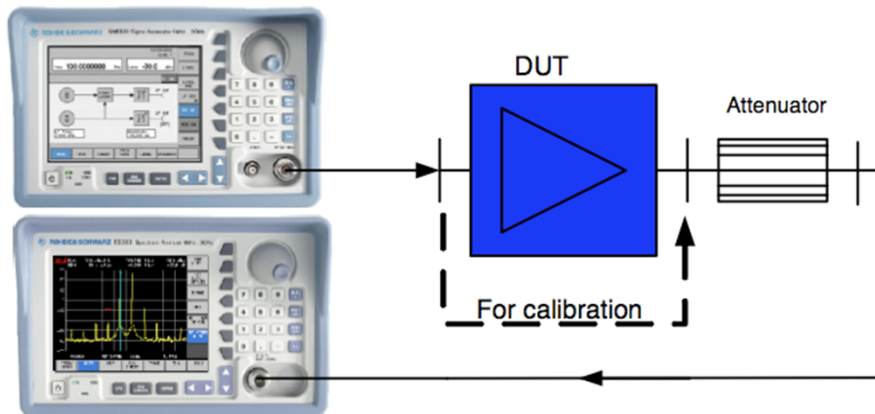
Misura del compression point

The difference in the level of the output signal to the nominal output signal can be at least qualitatively explained by the overproportional in harmonics with a high driving signal. To prevent the power of the harmonics from corrupting the measurement result, the output power must be selectively measured.

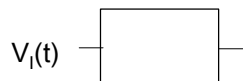
- The amplifier compression is best measured by using a setup with a signal generator and **spectrum analyzer**.
- If you want to use a **power meter** instead of the spectrum analyzer to measure the power, a suitable lowpass or bandpass must be connected ahead of the power meter to eliminate the effect of the harmonics on the result.
- Compression measurements can also be performed with **network analyzers** using the power sweep function.

Misura del compression point con analizzatore di spettro

Test setup:



Parametri sistemi nonlineari



$$v_o(t) = a_0 + a_1 v_i(t) + a_2 v_i(t)^2 + a_3 v_i(t)^3 + \dots$$

**Distorsione
Armonica**

se $V_i(t) = V_1 \cos \omega_1 t$

$$v_{out}(t) = b_0 + b_1 \cos(\omega_1 t) + b_2 \cos(2\omega_1 t) + b_3 \cos(3\omega_1 t)$$

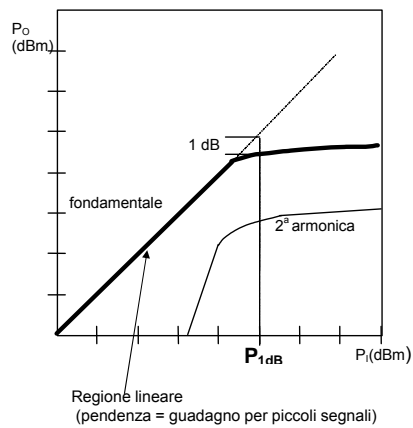
$$D_{2dB_C} = 10 \log_{10} \frac{P_0(2\omega)}{P_1(\omega)} \quad \text{distorsione di 2ª armonica}$$

$$D_{3dB_C} = 10 \log_{10} \frac{P_0(3\omega)}{P_1(\omega)} \quad \text{distorsione di 3ª armonica}$$

se il circuito è un duplicatore di frequenza $\eta = \frac{P_0(2\omega)}{P_1(\omega)} = \text{rendimento} \quad (\eta=1 \text{ ideale})$

Parametri sistemi nonlineari

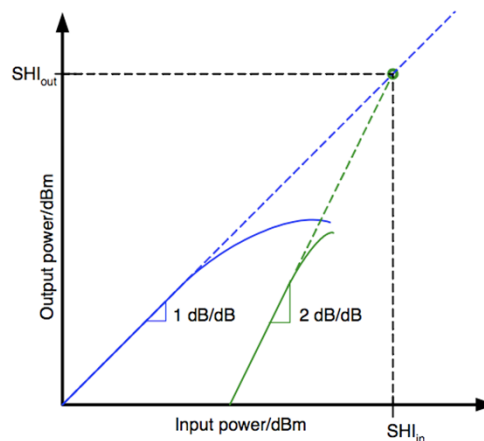
Compressione del Guadagno



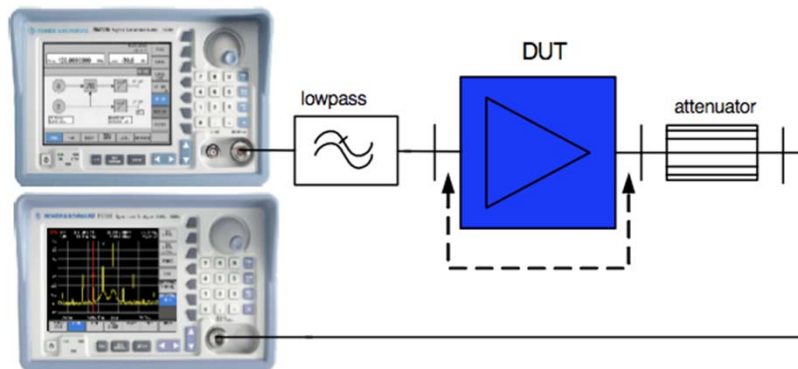
Al crescere della potenza in ingresso il guadagno satura.
La P_1 a cui la caratteristica reale differisce di 1dB da quella ideale si chiama **punto di compressione ad 1 dB**

2nd harmonic intercept (SHI)

The SHI_{in} or SHI_{out} point corresponds to the fictitious input or output level at which the 2nd harmonic of the output signal would exhibit the same level as the fundamental at the output. The fundamental is assumed to be linearly transferred.



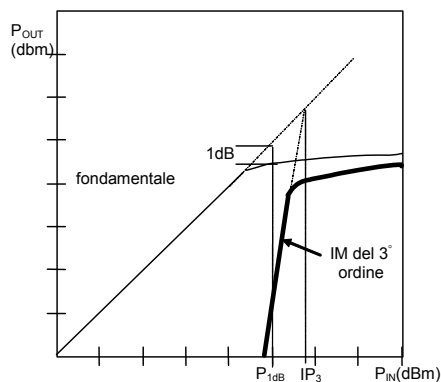
Misura della distorsione armonica



Lowpass for suppressing the harmonics of the signal generator. The cutoff frequency and the slope of the filter are selected such that the fundamental is within the filter's passband but the harmonics are sufficiently attenuated.

Parametri sistemi nonlineari

Distorsione di intermodulazione



Per studiare l'intermodulazione si pone:

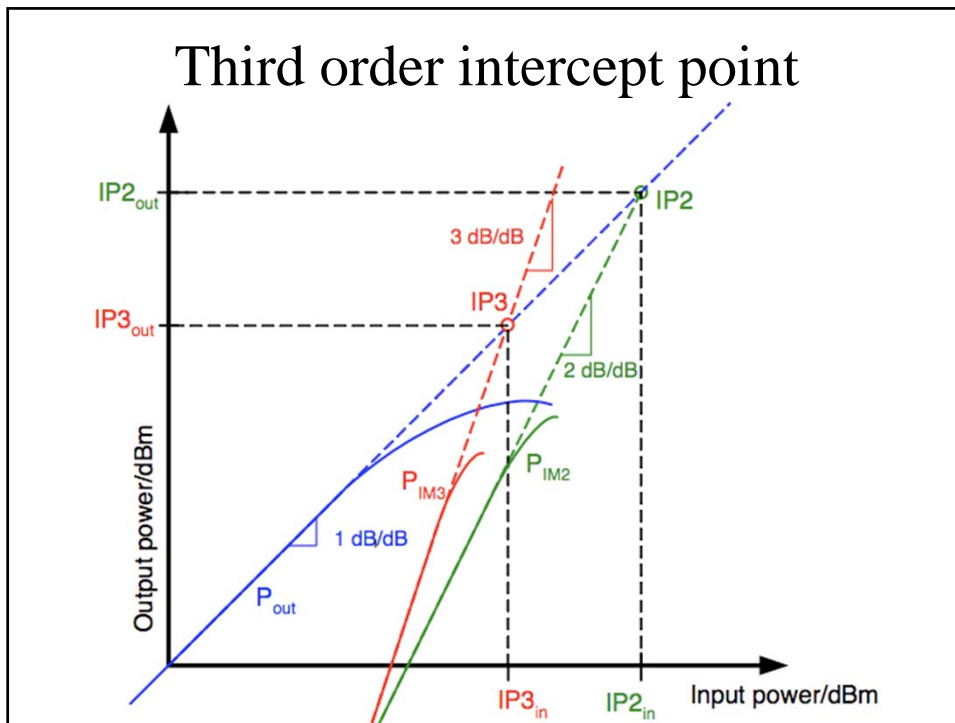
$$V_1(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_1 \cos(\omega_2 t)$$

Per effetto delle non linearità si generano:

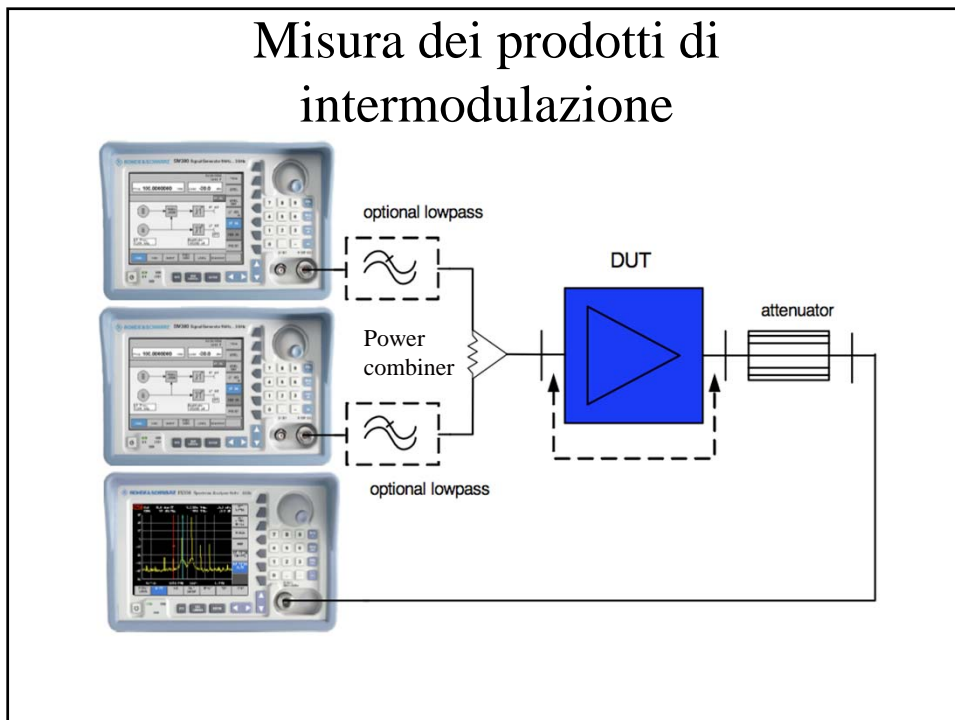
$$\omega_{m,n} = m \omega_1 + n \omega_2$$

La somma $m+n$ è detta ordine del prodotto di intermodulazione.

Third order intercept point

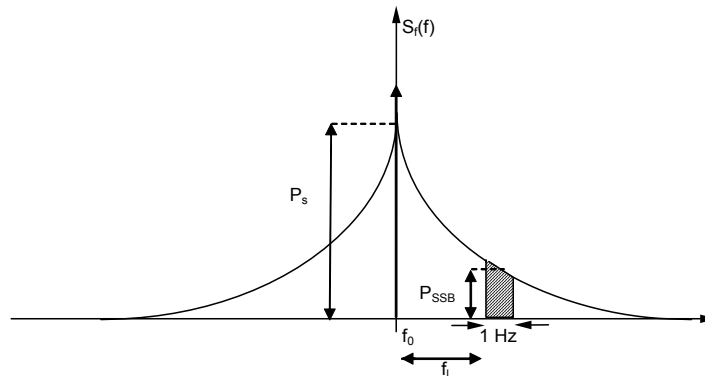


Misura dei prodotti di intermodulazione



Parametri sistemi nonlineari

Rumore di fase

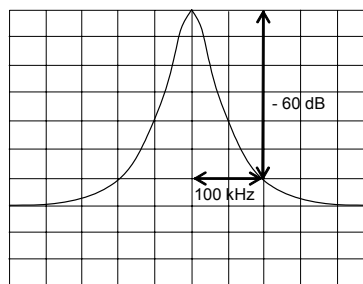


Le sorgenti di rumore presenti in un oscillatore, a causa delle non linearità determinano delle fluttuazioni nella sua fase

$$SSCR(f) = \frac{P_{SSB}(1\text{Hz})}{P_s}$$

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 figura.



SPAN 500 kHz RBW = 10 kHz

Misura con analizzatore di spettro

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

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

- Ad esempio nel caso mostrato in figura si ha

$$\text{SSCR}(100\text{kHz})_{\text{dBc}} = -60 - 40 = -100 \quad [\text{dB}_C]$$

Errori di misura

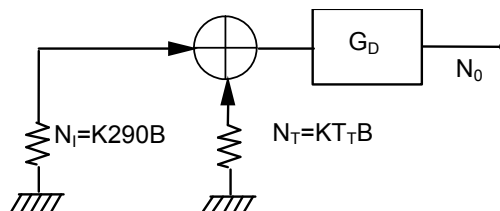
- Affinché la misura sia corretta, occorre che il rumore di fase introdotto dall'analizzatore di spettro (principalmente dovuto al suo oscillatore locale) sia significativamente più basso del rumore di fase della sorgente sotto test.
- Un valore tipico di SSCR_{dBc} per un oscillatore locale basato su risonatori YIG è di circa -120 dBc per una frequenza di offset di 100 kHz ($f < 6$ 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).

Errori di misura

- Se si cercasse di misurare con lo stesso analizzatore di spettro una sorgente con un SSCR(100kHz) di circa -130 dBc 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.

Fattore di Rumore

- 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 figura.
- 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 $K_T T B$.



Fattore di Rumore

- Il rumore in uscita è dato da:

$$N_o = (K290B + KT_T B)G_D$$

- e quindi:

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

- 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

Valutazione di F con due misure

- 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:

$$N_{O1} = (KT_0 B + KT_T B)G_D$$

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

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

Fattore Y

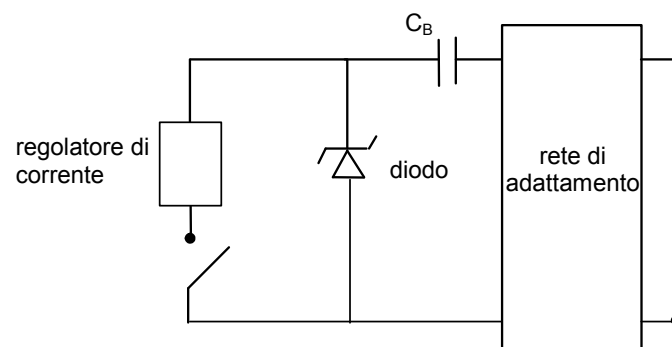
- Si definisce fattore “Y” la quantità:

$$Y = \frac{N_{O2}}{N_{O1}} = \frac{(KT_{HOT}B + KT_T B)G_D}{(KT_O B + KT_T B)G_D} = \frac{T_{HOT} + T_T}{T_O + T_T}$$

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

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

Schema della sorgente di rumore



- 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.

ENR

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

$$T_{ex} = T_{HOT} - 290$$

Si definisce excess noise ratio (ENR) come:

$$ENR = \frac{T_{ex}}{290}$$

e l'ENR in dB come:

$$ENR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{T_{ex}}{290}$$

Modulazioni analogiche

Si possono avere modulazioni di alcune caratteristiche di una portante sinusoidale (ampiezza, fase, frequenza).

Un analizzatore di spettro è in grado di caratterizzare e misurare tale modulazione, sia nel caso in cui è intenzionale (trasferimento di informazione nelle comunicazioni elettriche), sia nel caso in cui sia indesiderata (rumore di fase, modulazione FM residua di un oscillatore).

$$v(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

A: ampiezza della portante

f_c : frequenza della portante

θ : fase della portante

Possiamo considerare **modulazione di ampiezza e di angolo**

fase

frequenza

Modulazione di ampiezza

$$v(t) = A_c [1 + am(t)] \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

A_c : ampiezza della portante

f_c : frequenza della portante

a: indice di modulazione ($0 \leq a \leq 1$)

m(t): segnale modulante normalizzato

$A_c[1+m(t)]$ definisce l'ampiezza dell'involuppo

portante

Bande laterali

$$v(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + A_c am(t) \cos(2\pi f_c t) = v_c(t) + v_s(t)$$

$$V(f) = V_c(f) + V_s(f)$$

$$V(f) = A_c \pi [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{A_c a}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)]$$

La banda occupata dal segnale modulato è doppia di quella del segnale

Modulazione di ampiezza

Modulazione sinusoidale

$$v(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + A_c a \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t)$$

$$v(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + \frac{A_c a}{2} \left[\cos(2\pi(f_c + f_m)t) \cos(2\pi(f_c - f_m)t) \right]$$

Oltre alla portante ho due bande laterali centrate sulle frequenze somma e differenza tra quelle della portante e del segnale modulante. Entrambe hanno ampiezza pari a quella della portante per la metà dell'indice di modulazione

$$a = \frac{2A_{SB}}{A_c} \quad A_{SB}(dB) - A_c(dB) = 20 \log\left(\frac{a}{2}\right)$$

Figure 3A.
Time and frequency domain views of low level (2%) AM.

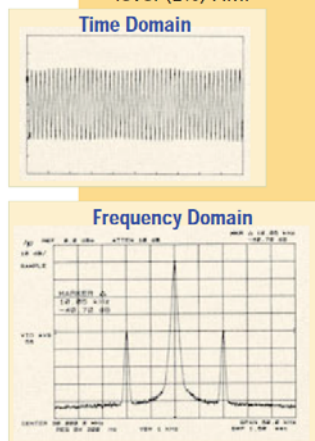
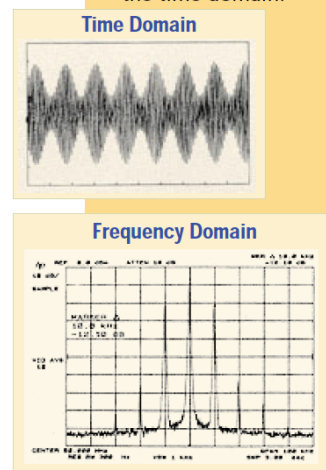


Figure 3B.

Figure 5A.
An amplitude-modulated carrier in the time domain.



$$v(t) = A \cos(2\pi f_c t + m \cos 2\pi f_m t)$$

m = indice di modulazione

$\Delta f = m f_m$ max dev. freq.

$$m = \frac{\Delta f}{f_m}$$

Banda segnale $B = 2(m + 1)f_m$

