



Lezione 05

Analizzatore di Spettro

Giuseppe Pelosi - Stefano Selleri
Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni
Università di Firenze



Sommario della Lezione

- ❖ Introduzione
- ❖ Principi di base
- ❖ Schema a blocchi
- ❖ Normativa sulle misure
- ❖ Rilevatore di picco e di quasi-picco



Introduzione

Un analizzatore di spettro è un dispositivo che mostra l'ampiezza dello spettro di un segnale periodico

Un analizzatore di spettro è in essenza un *ricevitore radio* con un *filtro passa banda* in ingresso la cui frequenza centrale esegue uno *sweep nel tempo*.

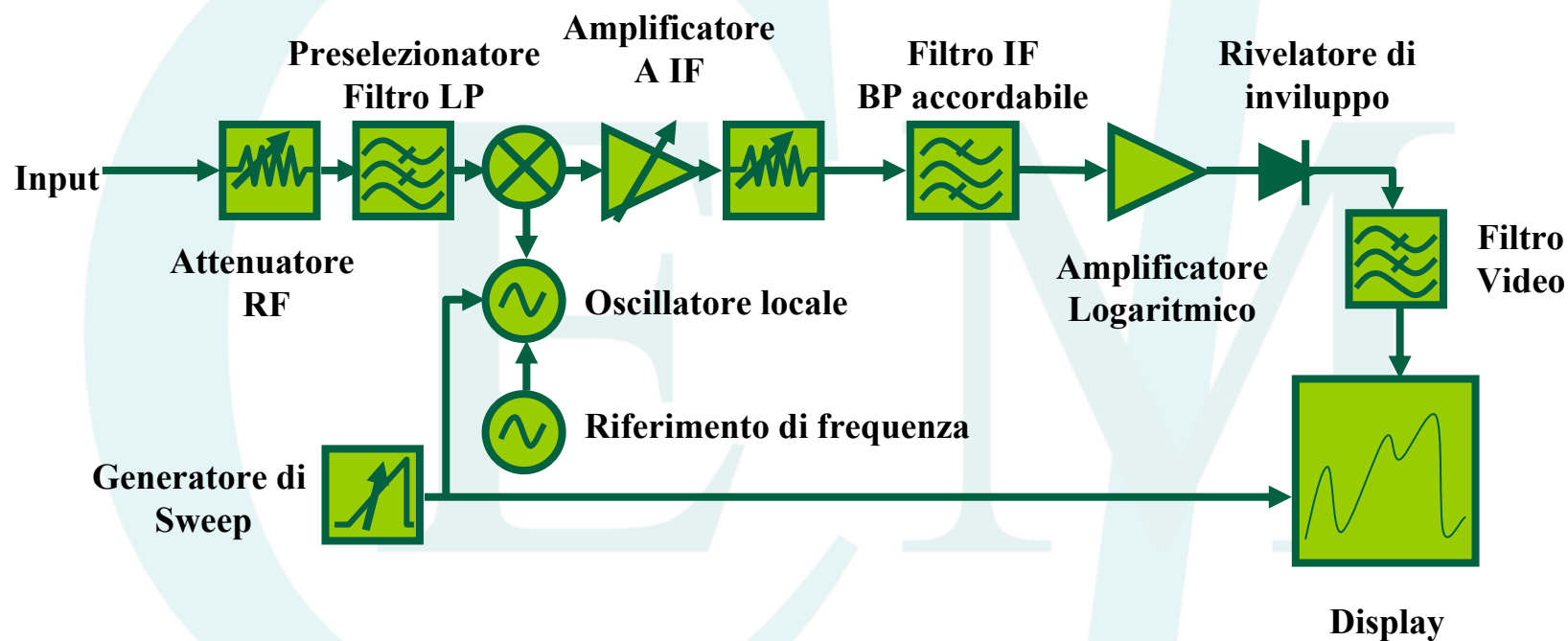
In realtà fisicamente si tratta di un ricevitore supeterodina dove l'oscillatore locale è sweepato e la frequenza intermedia è fissata, ma concettualmente è più semplice pensare a un filtro sweepato.

L'analizzatore di spettro mostra quindi le componenti spettrali che cadono all'interno della banda istantanea dello strumento a ogni dato istante temporale



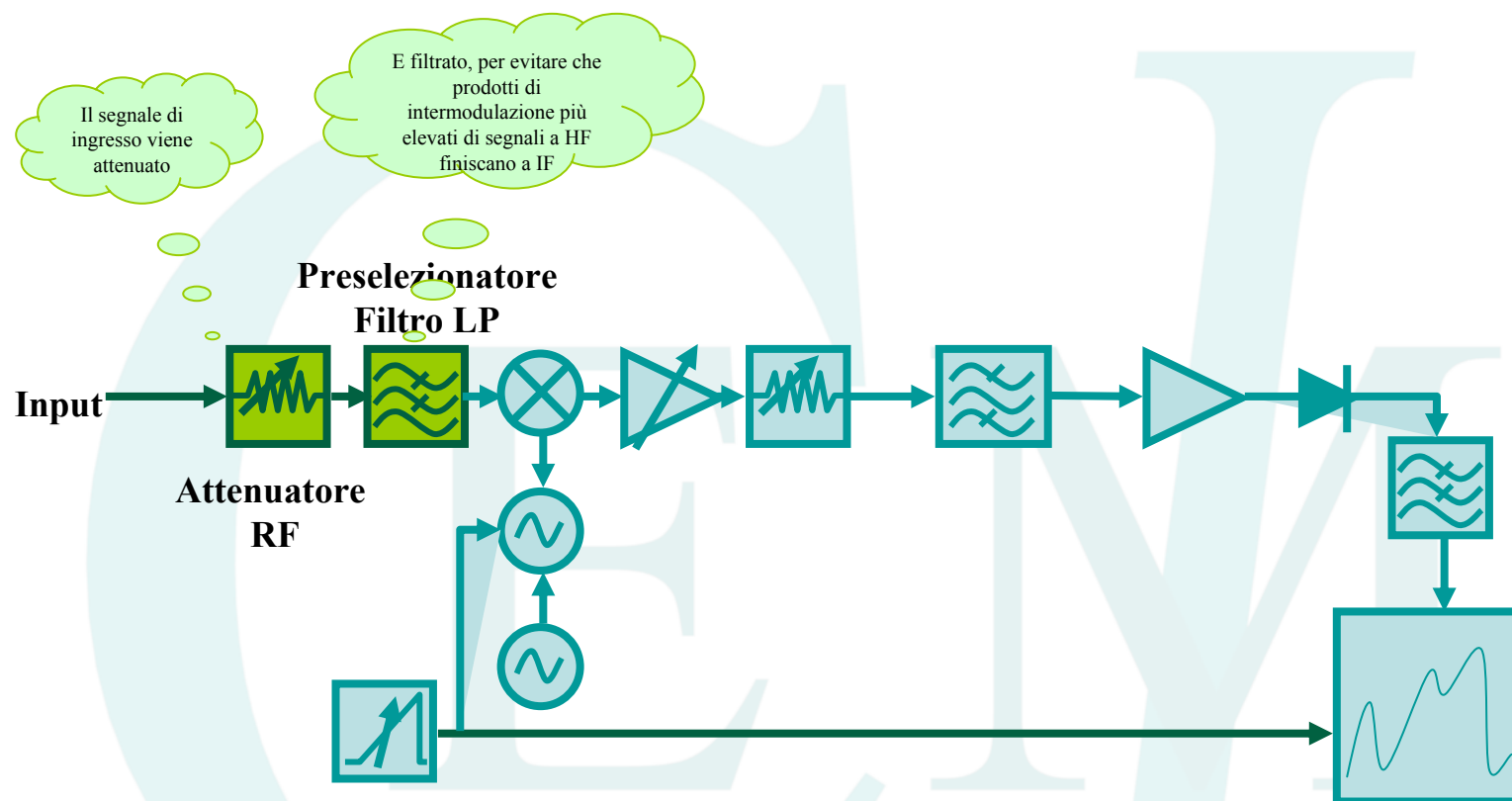
Schema a blocchi

Schema a blocchi di principio





Schema a blocchi



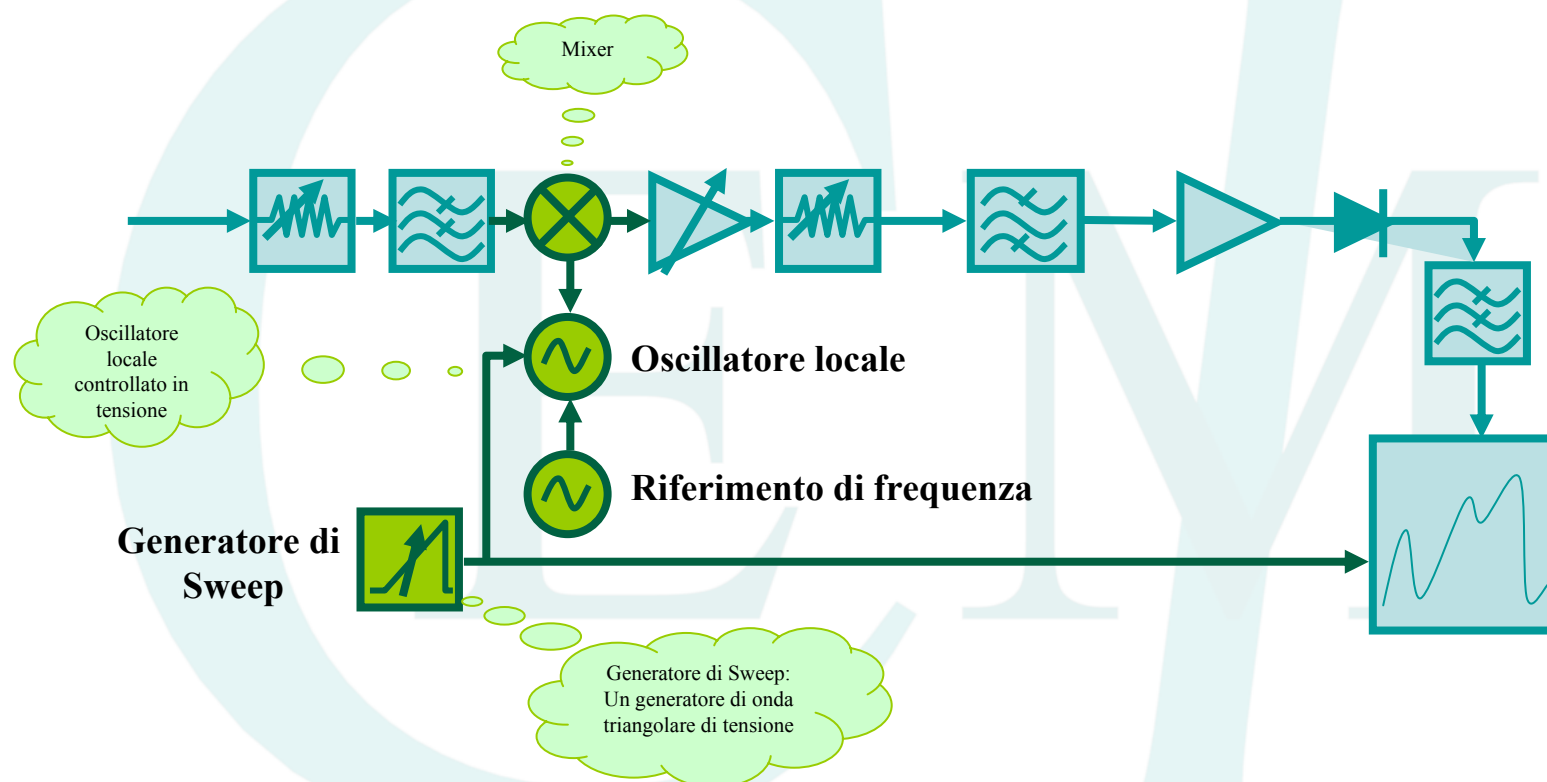
L'attenuatore in ingresso è essenziale, il segnale misurato è a priori incognito e quindi occorre proteggere tutta l'elettronica a valle da segnali troppo elevati.

È buona norma posizionarlo sul massimo e poi cominciare a ridurre l'attenuazione progressivamente



Schema a blocchi

Il cuore del sistema è una supeterodina che trasla in frequenza il segnale in ingresso mescolandolo a un segnale generato da un'oscillatore locale la cui frequenza è controllata in tensione da un apposito generatore.

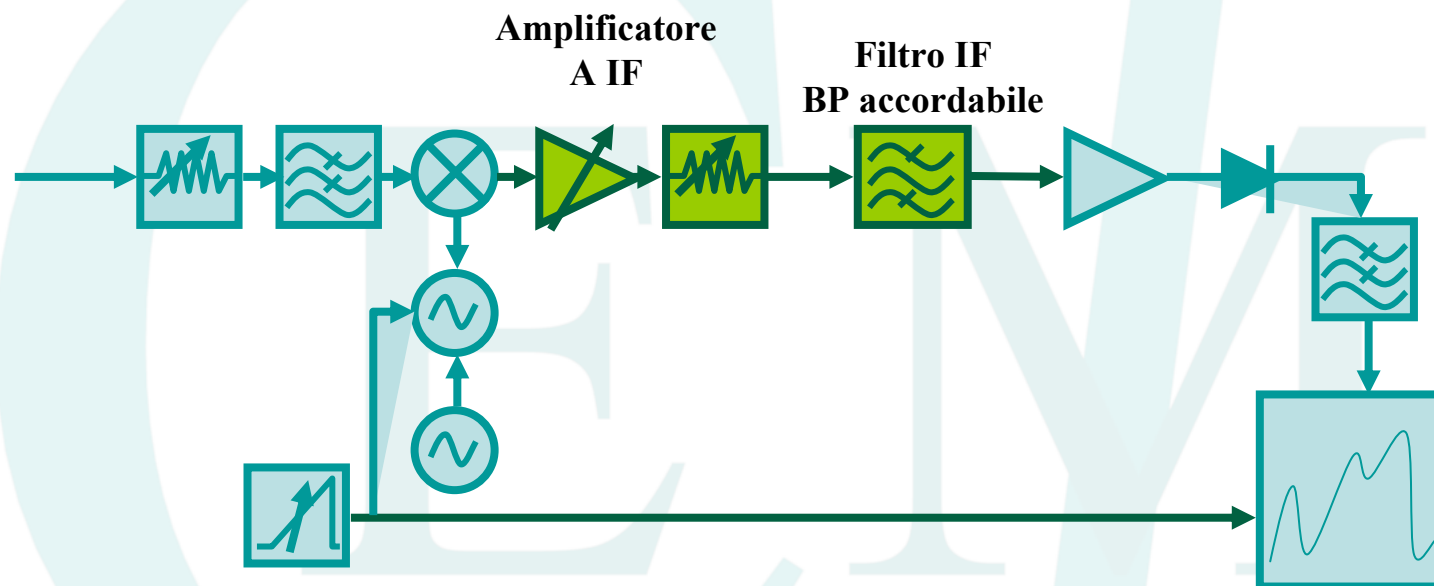




Schema a blocchi

Il segnale miscelato viene amplificato o eventualmente riattenuato. Entra quindi in un filtro passa-banda a frequenza centrale fissa la cui ampiezza di banda è regolabile dall'utente.

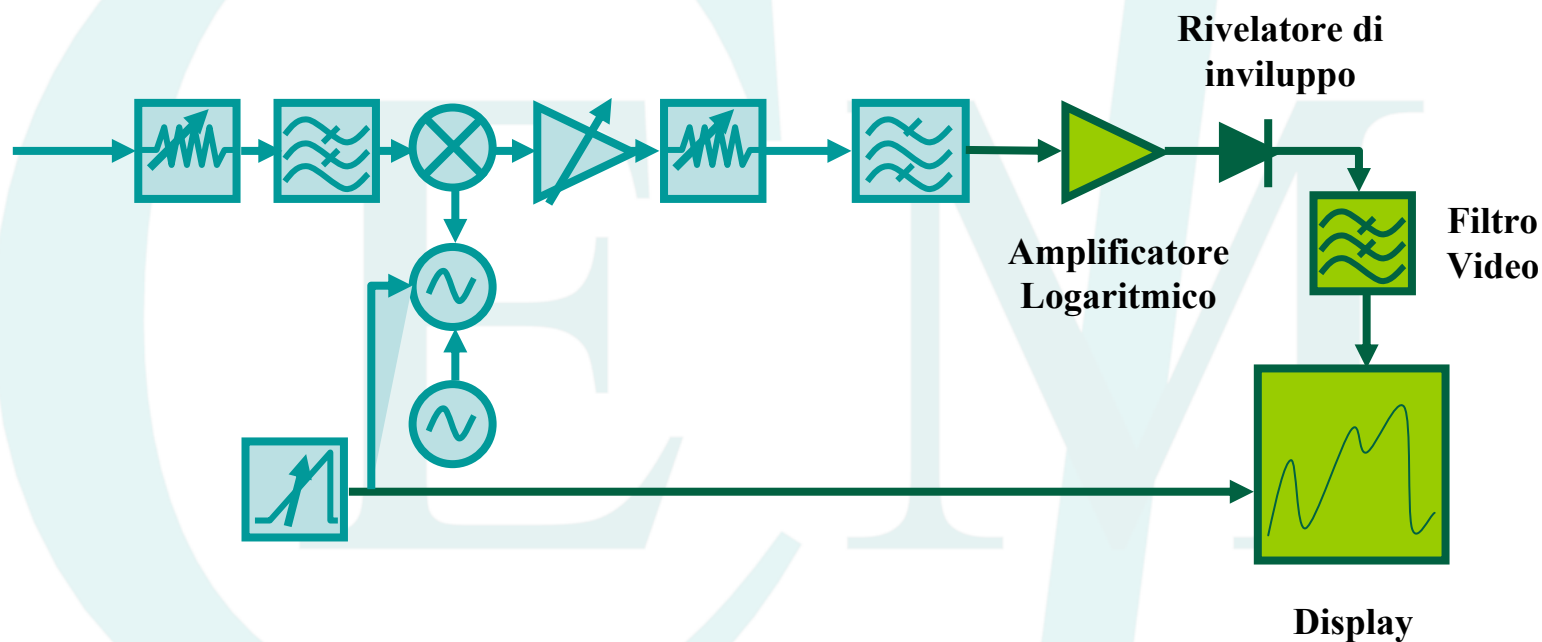
Questo filtro seleziona la riga spettrale del segnale.





Schema a blocchi

Il segnale così trattato passa per un amplificatore logaritmico e per un rivelatore di inviluppo (picco o quasi-picco) successivamente filtrato e mostrato su uno schermo





Schema a blocchi

L'output è mostrato su uno schermo, solitamente su una griglia con dieci divisioni in orizzontale e verticale.

L'asse orizzontale è calibrato in frequenza, crescente da sinistra a destra, il range di quest'asse si seleziona in due passi:

- ❖ Prima si definisce la frequenza centrale della griglia tramite l'apposito comando "frequenza centrale"
- ❖ Poi si seleziona l'ampiezza dello sweep [span] con l'apposito comando

Queste due regolazioni sono indipendenti per cui si può modificare la frequenza centrale senza modificare lo span o viceversa

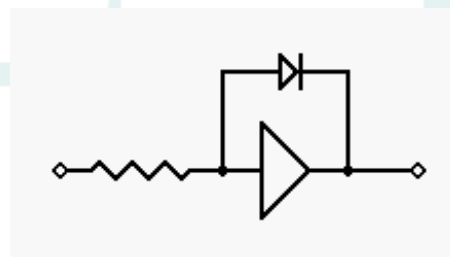


Schema a blocchi

La scala verticale invece può essere sia in lineare sia in dB

Ovviamente la scala in dB è molto più utilizzata, questa è possibile grazie all'amplificatore logaritmico, che ha una funzione di trasferimento tale per cui l'uscita non è linearmente dipendente dall'ingresso ma è proporzionale al *logaritmo* dell'ingresso.

Questo è possibile utilizzando in retroazione sull'amplificatore un dispositivo in cui tensione e corrente abbiano un legame logaritmico, come, per esempio, un diodo



Nel diodo la corrente cresce esponenzialmente con la tensione. Nell'utilizzo comune questo implica che la caduta di tensione ai capi di un diodo sia 0.65-0.7 V [silicio] o 0.3V [germanio] a prescindere dalla corrente.



Schema a blocchi

Questo però implica anche che la tensione cresce con il logaritmo della corrente che lo attraversa.

L'amplificatore operazionale (ideale) ha amplificazione di tensione infinita (a anello aperto) e fornisce una sorgente di corrente a bassa impedenza (idealmente nulla)

Il suo comportamento ideale è proprio quello di fornire un generatore controllato di corrente, corrente da far cadere ai capi del diodo per ottenere una tensione che è il logaritmo di tale corrente.

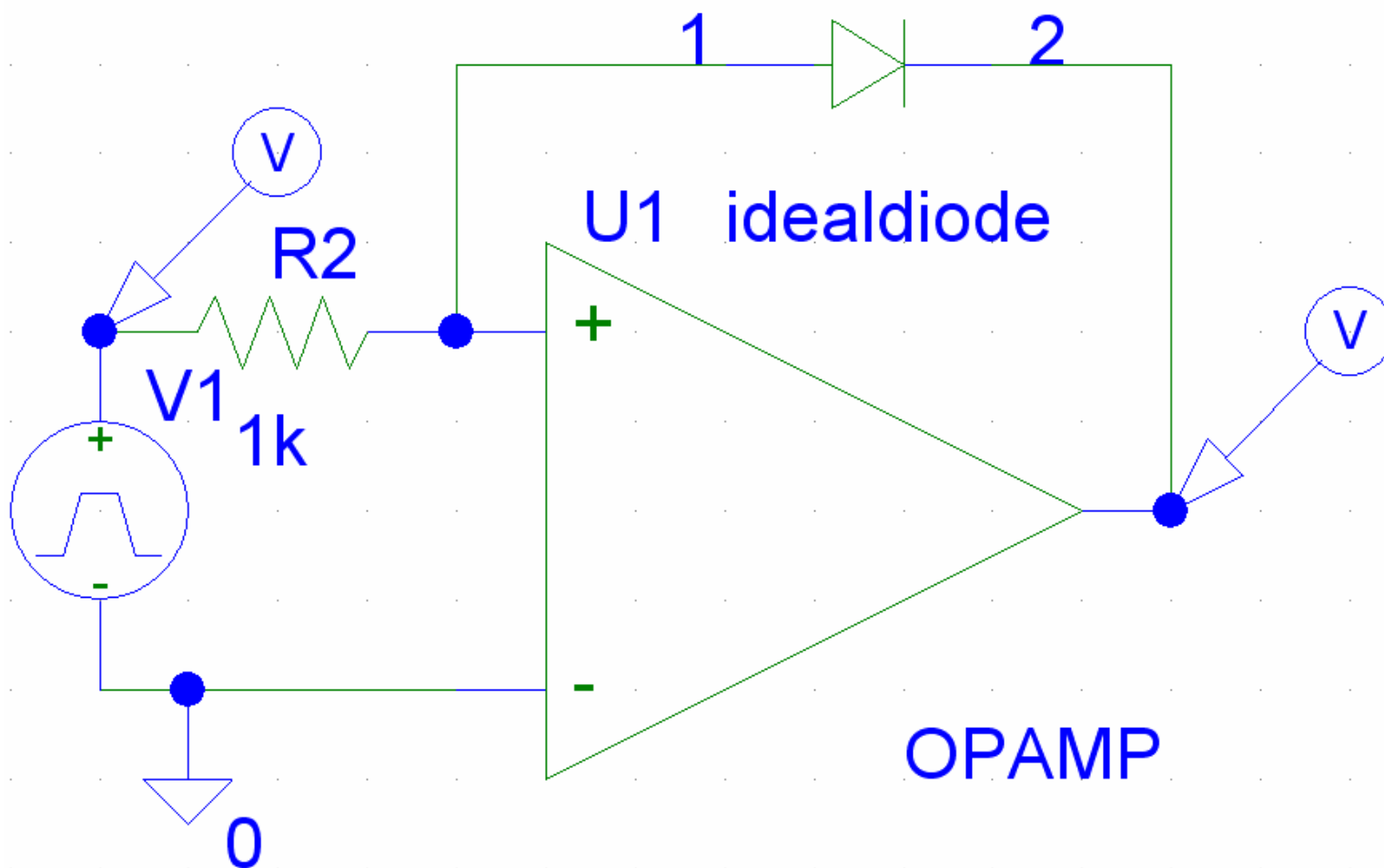
Nella configurazione mostrata in precedenza una tensione positiva in ingresso genera una tensione in uscita negativa e proporzionale al logaritmo della tensione in ingresso.

Per poter gestire anche tensioni negative occorre un secondo diodo.



Schema a blocchi

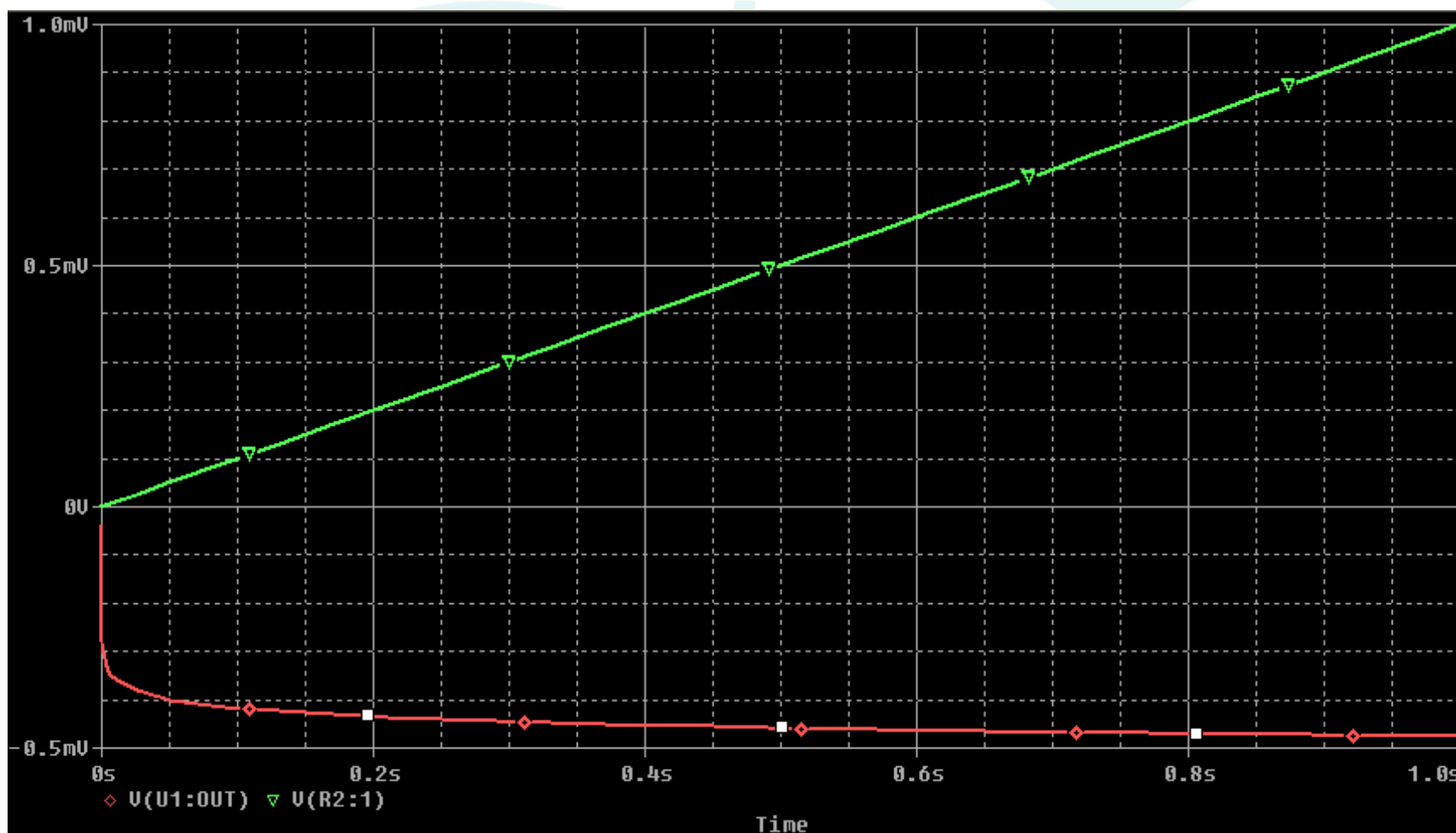
Modello P-Spice [<http://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013/>] PSpice è un simulatore circuitale originariamente rilasciato da Cadence, che ora commercializza ORCAD e più non lo supporta...





Schema a blocchi

Risultato della simulazione



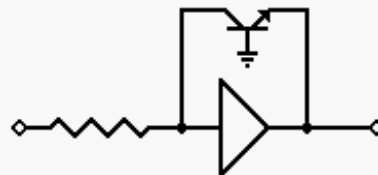


Schema a blocchi

L'amplificatore logaritmico a diodo è viziato dalla resistenza interna del diodo stesso.

Questa resistenza è inoltre dipendente dalla temperatura.

Per ridurre il problema si può utilizzare una doppia giunzione PN, utilizzando un BJT come in figura



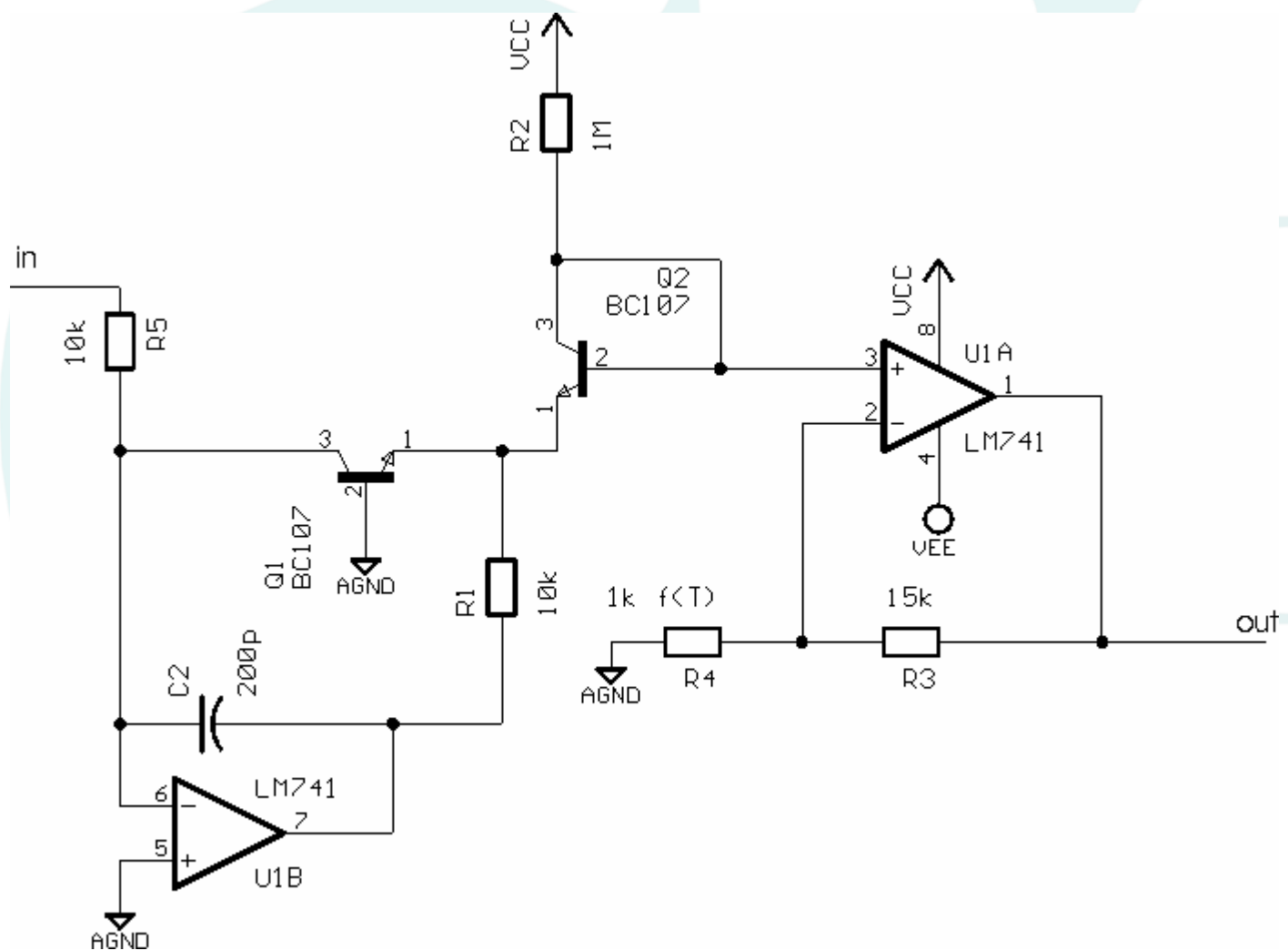
Qui la resistenza di base, relativamente elevata, è bypassata poiché la maggior parte della corrente passa dal collettore. Ciò nonostante la caratteristica logaritmica della giunzione emettitore-base resta.

Si ottiene comportamento bipolare aggiungendo un transistor PNP all'NPN già in figura



Schema a blocchi

Un circuito reale per un amplificatore logaritmico...





Schema a blocchi

Componenti e caratteristica misurata V_{in} - V_{out}

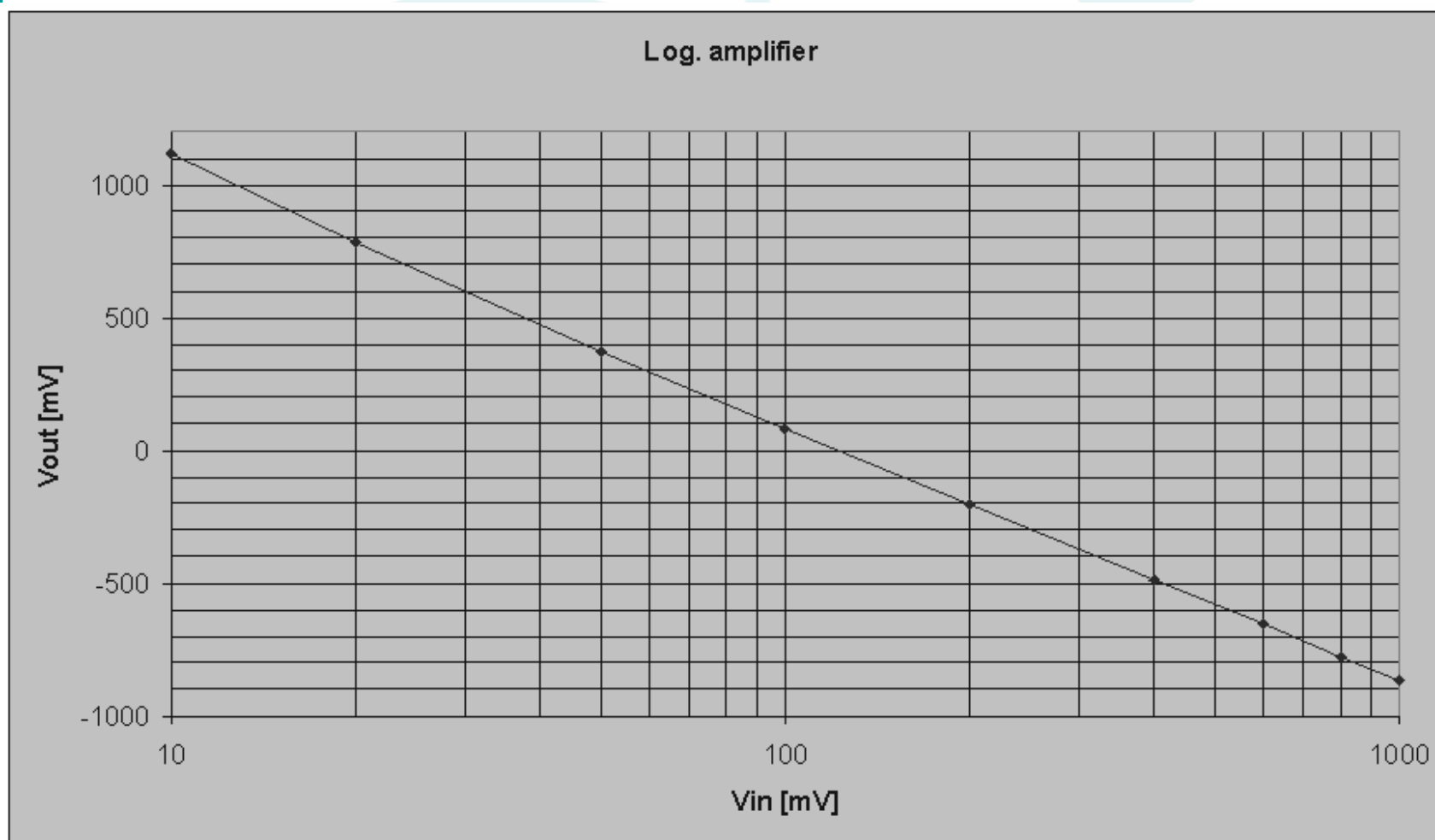
Qty	Value	Device
1	1M	RES 10mm
1	1k	RES 10mm
2	10k	RES 10mm
1	15k	RES 10mm
1	200p	CAP 5mm
2	BC547	Transistor
1	TL741	Op Amp dual

V_{in} [mV]	V_{out} [mV]
1000	-867
800	-776
600	-655
400	-491
200	-201
100	83
50	370
20	780
10	1120



Schema a blocchi

Graficamente





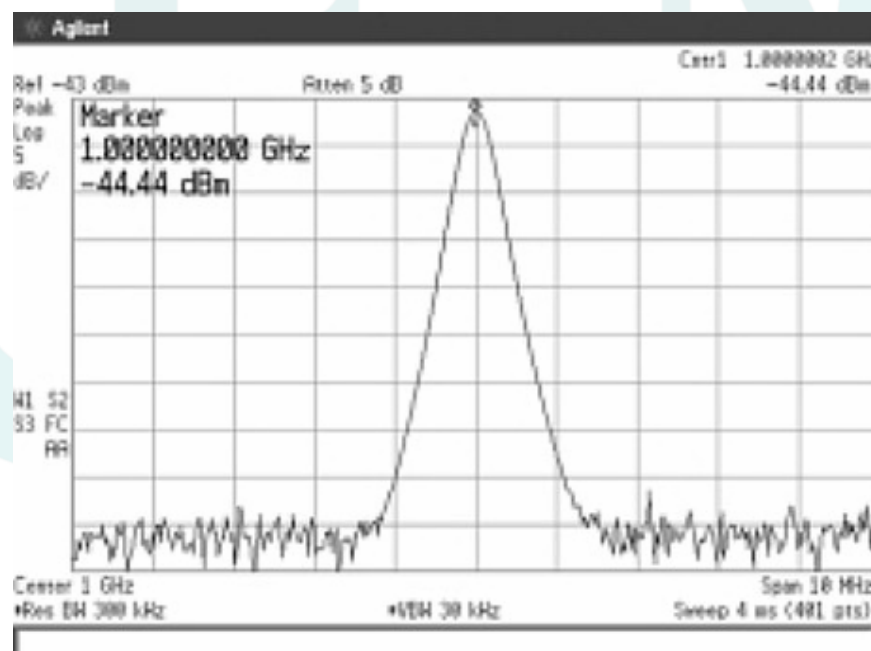
Schema a blocchi

La scala in dB ottenibile con l'amplificatore logaritmico permette di vedere tranquillamente una dinamica di 70-100dB [idealmente di 100, ma occorre vedere se l'elettronica ne è capace...]

Se invece si sceglie la scala lineare si bypassa l'amplificatore logaritmico.

In tal caso difficilmente si può apprezzare una dinamica di più di 20, massimo 30dB

In entrambi i casi si fissa il valore dell'estremo superiore della scala e si fissa il valore dei V per divisione o dei dB per divisione.

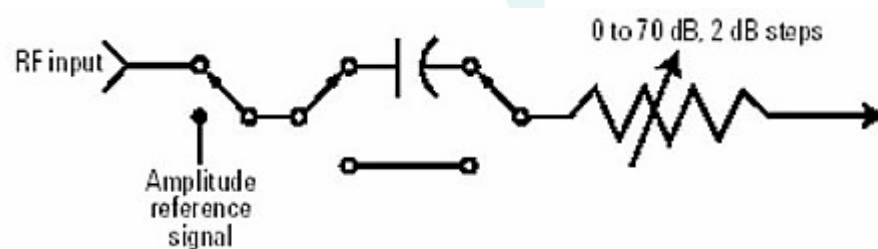




Introduzione

Come già accennato all'ingresso dell'AS l'attenuatore garantisce che il segnale in ingresso non saturi alcuno stadio successivo

L'attenuazione in ingresso può essere effettuata sia in automatico, sulla base di un segnale di riferimento, sia manualmente, normalmente in passi di 10,5,2 e perfino 1dB



La capacità in ingresso è necessariaa per proteggere gli stadi successivi dalla continua, sia essa dovuta a un segnale in continua o a un offset in continua del segnale modulato.

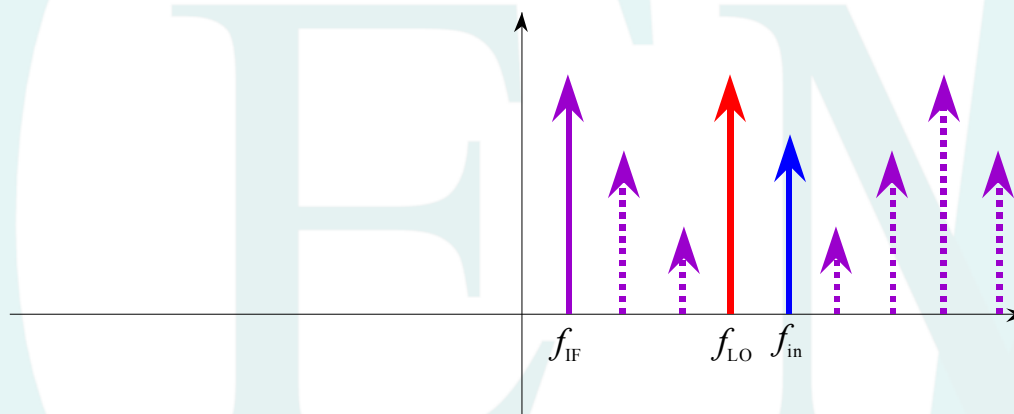
Sfortunatamente l'effetto filtrante della capacità degrada le prestazioni in bassa frequenza. Tipicamente un analizzatore di spettro non può scendere sotto i 100Hz ovvero i 9kHz, a seconda del modello.



Introduzione

Il mixer miscela la frequenza in ingresso con la frequenza dell'oscillatore locale generando prodotti di intermodulazione a

$$f = nf_{LO} + mf_{in}$$



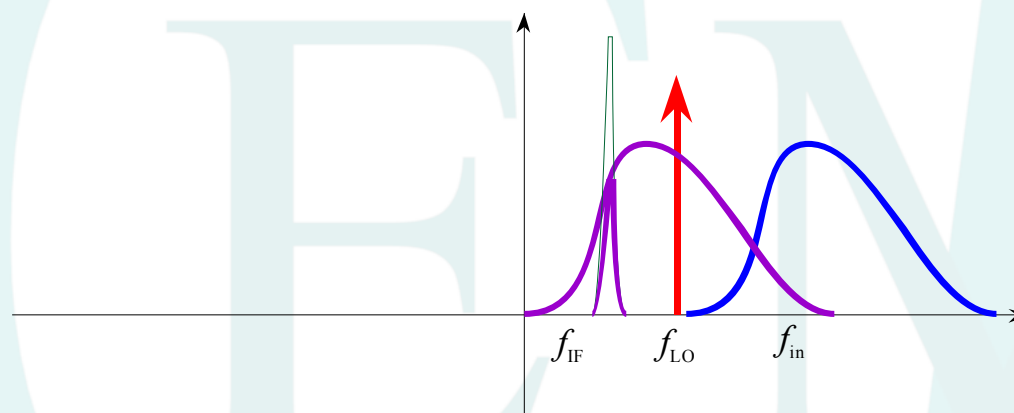
Di queste solo una viene accettata dal filtro passa banda.



Introduzione

Se il segnale di ingresso ha un proprio spettro la miscelazione con il segnale a frequenza intermedia lo trasla rigidamente

Il filtro passa banda ne preleva una parte

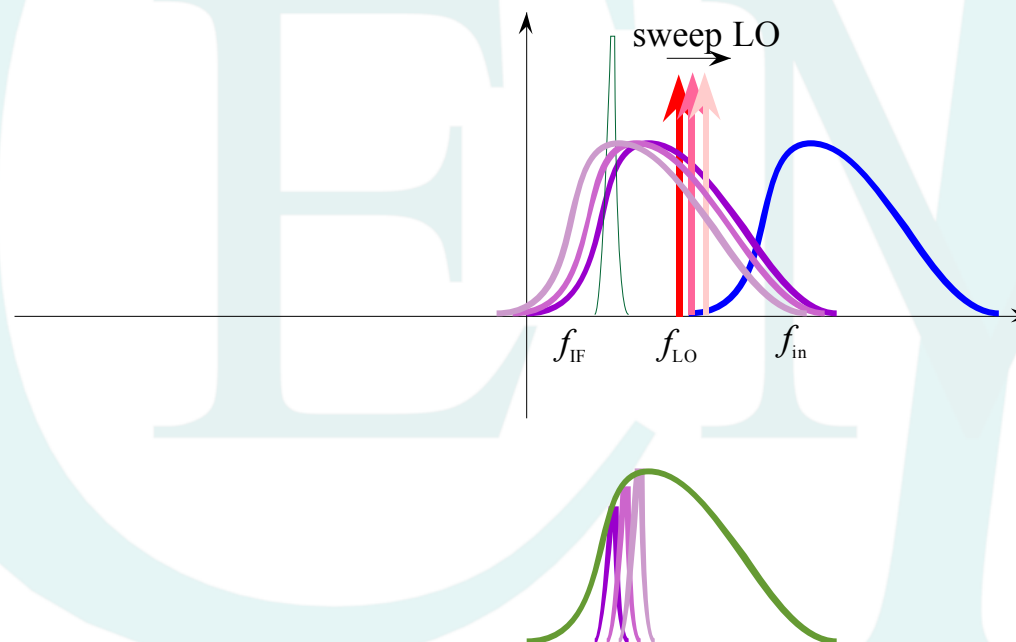




Introduzione

Se la frequenza dell'oscillatore locale sweepa in frequenza, la traslazione dello spettro del segnale varia e la parte catturata dal filtro passa banda è relativa a una parte di spettro sempre diversa.

Un opportuno rivelatore di inviluppo mostra a schermo lo spettro del segnale





Introduzione

La scelta delle frequenze dell'oscillatore locale e della frequenza intermedia non è affatto banale.

Supponiamo di volere che il nostro AS funzioni da 0 a 3GHz

Scegliamo 1GHz come IF

Questa è nel range di frequenza! Quindi è possibile avere un segnale in ingresso a 1GHz. La miscelazione di questo con l'oscillatore locale porta comunque alla presenza, in uscita, del segnale originale. Quindi ci sarebbe sempre il segnale a 1GHz sovrapposto a quello miscelato.

La riga spettrale a 1GHz del segnale da misurare sarebbe quindi sempre presente all'uscita del Mixer e passerebbe sempre dal filtro qualunque fosse LO, causando un offset di misura.

È quindi necessario che IF sia in realtà *al di sopra della massima frequenza* accettata dallo strumento.



Introduzione

Un AS Agilent da 0 a 3GHz ha, per esempio, una IF a 3.9 GHz

Se LO ha come *frequenza minima* IF e *frequenza massima* IF+3GHz [6.9GHz] allora:

$$f = f_{LO} - f_{in}$$

È l'armonica di interesse.

In particolare per osservare una certa frequenza dello spettro in ingresso occorre accordare l'oscillatore locale su

$$f_{LO} = f_{in} + f_{IF}$$

$$f_{in} = 1kHz \Rightarrow f_{LO} = 1kHz + 3.9GHz = 3.900001GHz$$

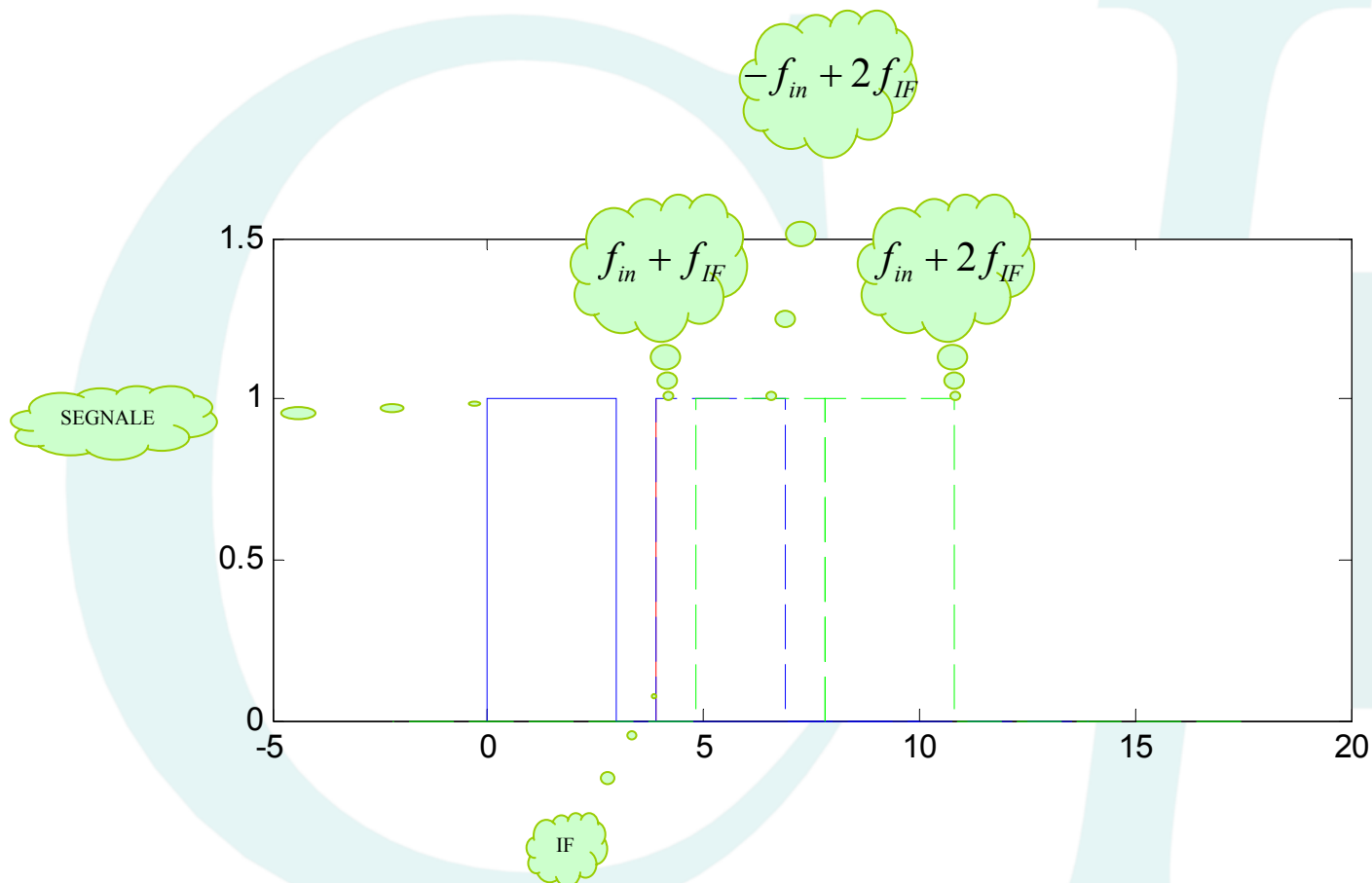
$$f_{in} = 1.5GHz \Rightarrow f_{LO} = 1.5GHz + 3.9GHz = 5.4GHz$$

$$f_{in} = 3kHz \Rightarrow f_{LO} = 3GHz + 3.9GHz = 6.9GHz$$



Introduzione

La situazione spettrale è





Introduzione

Supponiamo che il LO sia tarato per uno sweep da 3.9GHz fino a 6.9GHz per mostrare la banda di segnale da 0 a 3GHz

L'equazione è sempre

$$f = f_{LO} - f_{in}$$

Se in ingresso vi è un segnale a 8.2GHz, quando l'oscillatore locale raggiunge i 4.3GHz si ha che

$$f = f_{in} - f_{LO}$$

È la frequenza intermedia, e questa riga viene interpretata come una riga a $4.3 - 3.9 = 0.4$ GHz!

In generale tutte le frequenze da 7.8GHz a 10.9GHz possono creare questa ambiguità.

Morale

Si prende IF maggiore della massima frequenza dello strumento e si usa un filtro LP in ingresso che tagli tutte le frequenze superiori a IF.



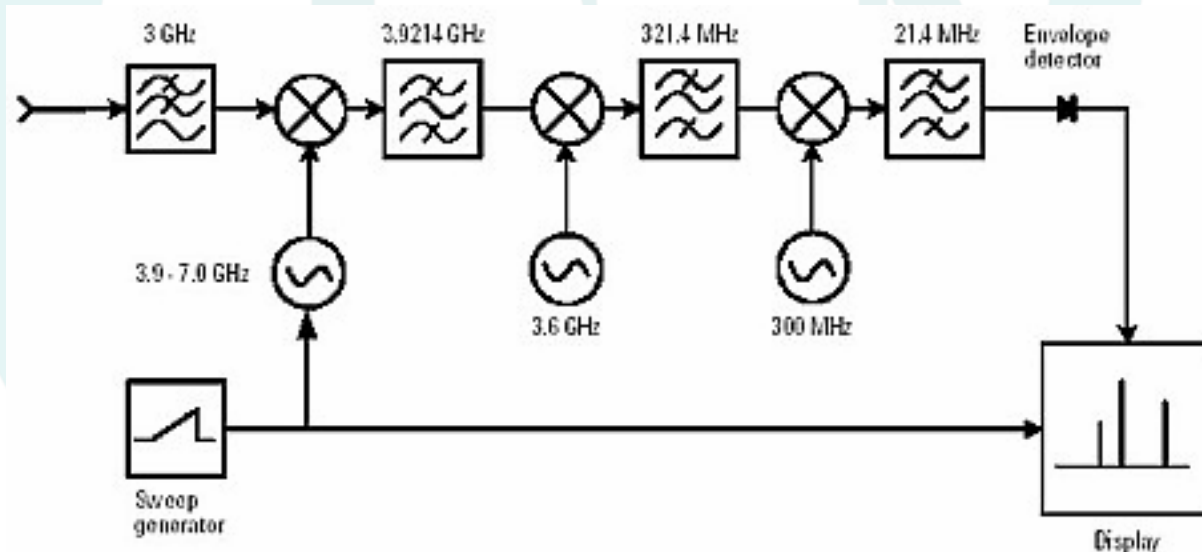
Introduzione

La banda del filtro IF dell'AS è spesso molto piccola

Alcuni apparecchi raggiungono 1kHz di banda, altri 10Hz o addirittura 1Hz

Non è possibile creare filtri passa banda così stretti a 3.9GHz!!!

Si ricorre quindi a conversioni di frequenza multiple, tipicamente altre 2 o tre conversioni, stavolta verso il basso.



La prima IF

$$f_{in} = f_{LO_1} - (f_{LO_2} + f_{LO_3} + f_{IF_{final}}) \quad (f_{LO_2} + f_{LO_3} + f_{IF_{final}}) = 3.6GHz + 300MHz + 21.4MHz = 39214GHz$$

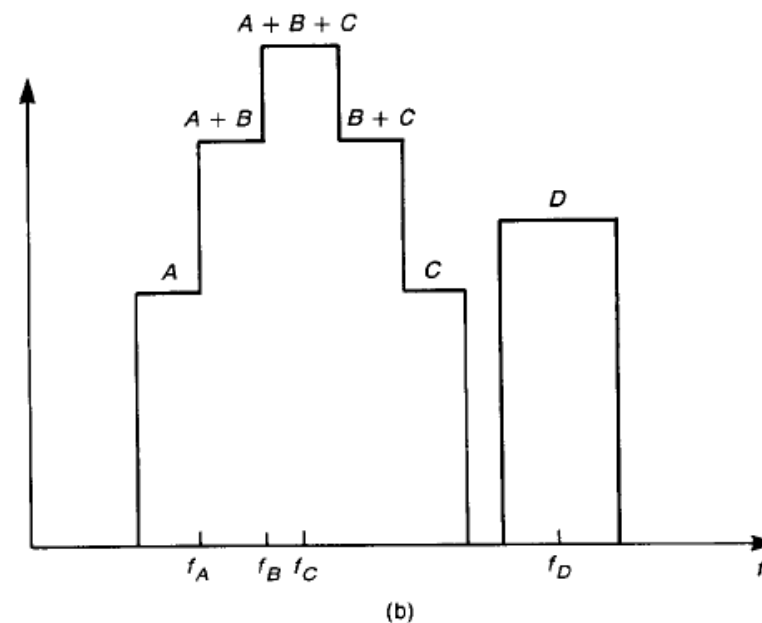
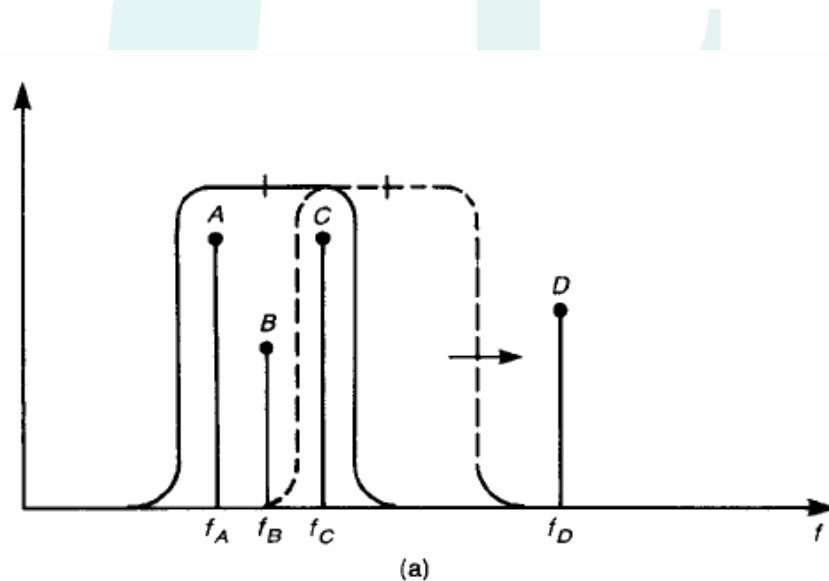


Principi di base

È molto importante capire il funzionamento dell'analizzatore di spettro, perché sono i livelli *misurati* di emissione a dover restare all'interno delle maschere di specifica, non i livelli *effettivi*.

Un fattore chiave è la larghezza di banda (a -6dB) del filtro passa banda.

È infatti evidente come, se la larghezza di banda è eccessiva, lo sweep possa interessare più righe spettrali.





Normativa sulle misure

Di conseguenza, siccome la larghezza di banda del filtro è selezionabile dall'operatore, è importante *utilizzare la larghezza di banda minima possibile*.

Le agenzie di standardizzazione sono perfettamente consapevoli di questo, di conseguenza esse emanano nelle norme anche la *larghezza di banda minima a 6dB* del ricevitore dell'analizzatore di spettro.

Di conseguenza non potendosi usare larghezze di banda minori di quelle dettate dalle norme e non essendo conveniente utilizzare larghezze di banda maggiore...

FCC

Radiated emissions:	30 MHz–1 GHz	120 kHz
Radiated emissions:	>1 GHz	1 MHz
Conducted emissions:	150 kHz–30 MHz	9 kHz

CISPR 22

Radiated emissions:	30 MHz–1 GHz	120 kHz
Conducted emissions:	150 kHz–30 MHz	9 kHz



Normativa sulle misure

Il fatto che l'analizzatore di spettro somma tutti i livelli spettrali presenti nella banda del filtro a ogni punto dello sweep e mostra tale valore totale sullo schermo in corrispondenza della frequenza centrale attuale del filtro porta a un'importante considerazione.

Occorre progettare i sistemi ed in particolare i clock in modo che tutte le loro armoniche siano distanti tra loro in frequenza di un valore maggiore della banda del ricevitore dell'analizzatore di spettro.

In particolare se due righe spettrali di egual intensità e in fase sono più vicine della larghezza di banda la misura risulta falsata di 6dB.

Differences in Signal Levels (dB)	Increase in dB Over the Larger of the Two
0	6.02
1	5.53
2	5.08
3	4.65
4	4.25
5	3.88
6	3.53
7	3.21
8	2.91
9	2.64
10	2.39
18.3	1.0

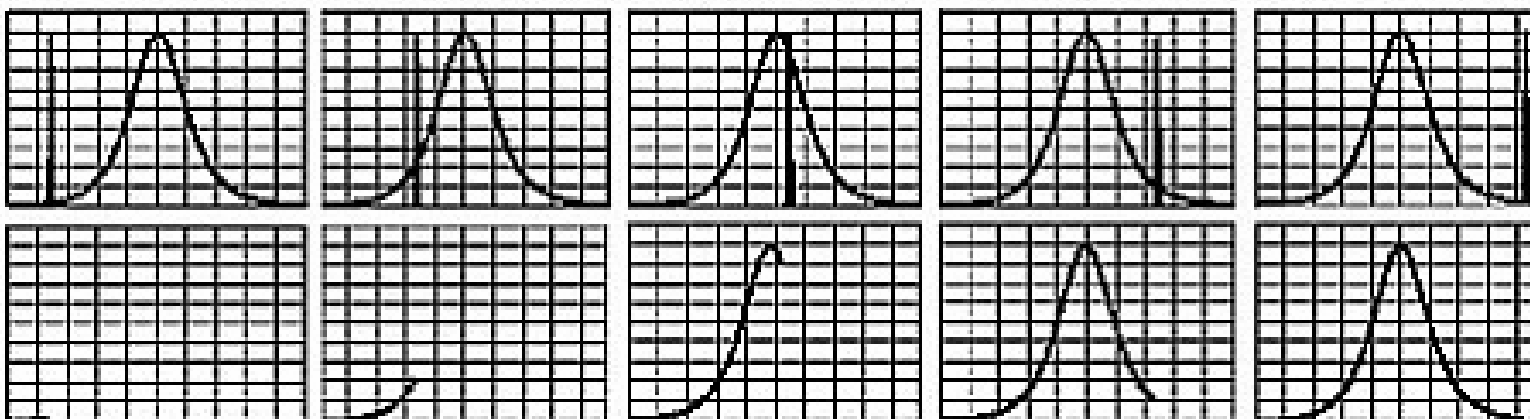


Normativa sulle misure

La Agilent, sui suoi datasheet, caratterizza la capacità risolutiva in termini di banda a 3dB dei filtri IF intermedi.

Questo dà un'idea di quanto possono essere vicine due sinusoidi per essere ancora viste come due righe spettrali.

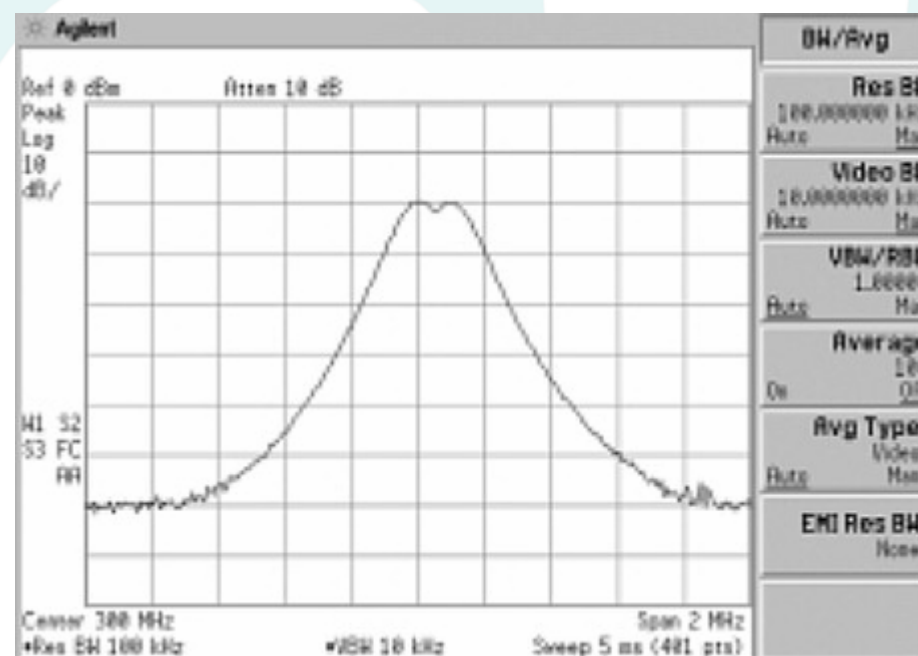
Intanto è necessario capire che una sinusoide, anche se è una riga è vista come uno spettro con una certa estensione perché lo sweep in frequenza fa vedere in realtà la maschera del filtro





Normativa sulle misure

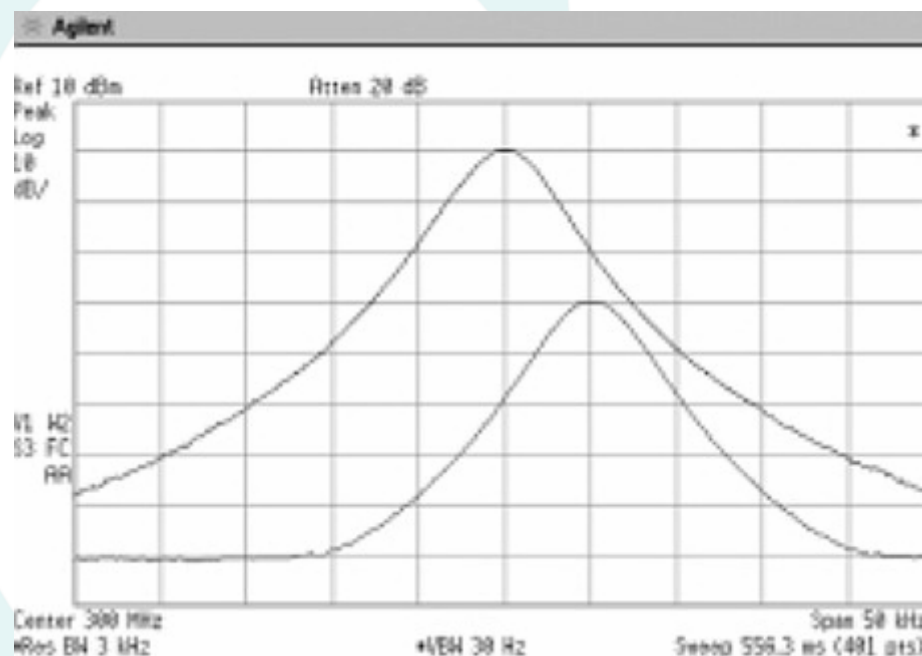
Se 2 sinusoidi a egual ampiezza sono separate esattamente dalla banda a 3dB del filtro si ottiene questa lettura.





Normativa sulle misure

Se le due sinusoidi vicine sono di ampiezza diseguale è facile che la più forte mascheri completamente la più debole.



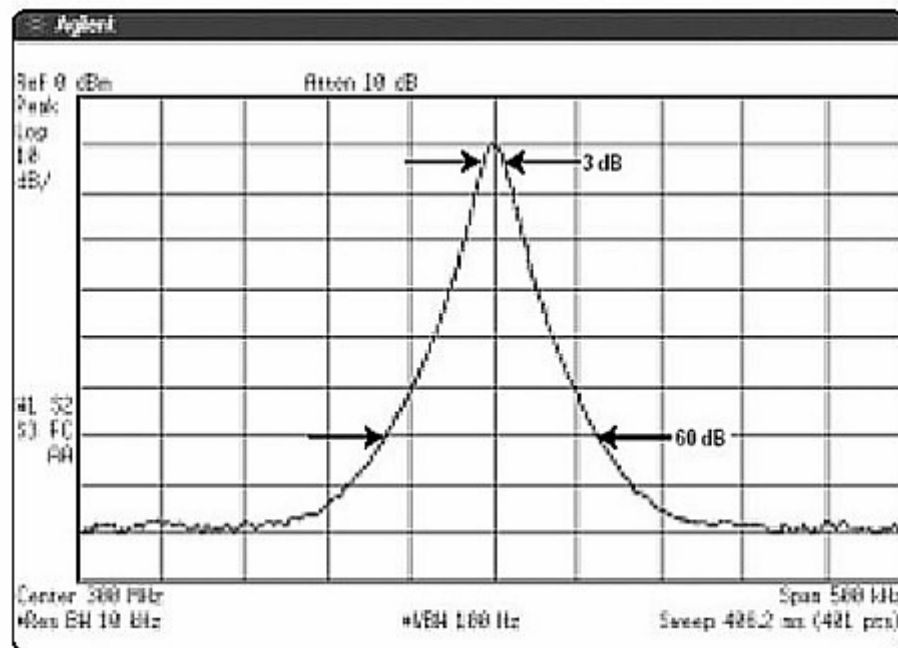


Normativa sulle misure

La capacità di risolvere questo caso è legata alla ripidità della caratteristica del filtro fuori banda.

La Agilent dà una misura di questa caratteristica in termini di banda a -60dB. In particolare come rapporto fra banda a 60dB e a 3dB.

I filtri Agilent sono filtri a 4 poli con forma praticamente gaussiana. Il loro rapporto, o *selettività*, è di 12.7:1





Normativa sulle misure

Per esempio, se due segnali sono separati da 4kHz e uno è 30dB sotto l'altro, che larghezza di banda a 3dB è necessaria per risolverli, se la selettività è 12.7:1?

Fuori banda la reiezione è data da

$$H(\Delta f) = -10(N) \log_{10} \left[\left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 + 1 \right]$$

Con N numero dei poli e

$$f_0 = \frac{RB_{3dB}}{2\sqrt{2^{1/N} - 1}}$$

Nel nostro caso, $N=4$ e $\Delta f=4\text{kHz}$. Se scegliamo una banda a 3dB di 3kHz si ha:

$$f_0 = \frac{3000}{2\sqrt{2^{1/4} - 1}} = 3448.44$$



Normativa sulle misure

e

$$H(4000) = -10(4) \log_{10} \left[\left(\frac{4000}{3448.44} \right)^2 + 1 \right] = -14.8 \text{ dB}$$

Questo è insufficiente, il segnale principale viene misurato con un'ampiezza di 14dB sotto il massimo e ancora maschera il segnale secondario che è 30dB sotto.

Se settiamo il filtro a una banda di 1kHz:

$$f_0 = \frac{1000}{2\sqrt{2^{1/4} - 1}} = 1149.48$$

$$H(4000) = -10(4) \log_{10} \left[\left(\frac{4000}{1149.48} \right)^2 + 1 \right] = -44.7 \text{ dB}$$

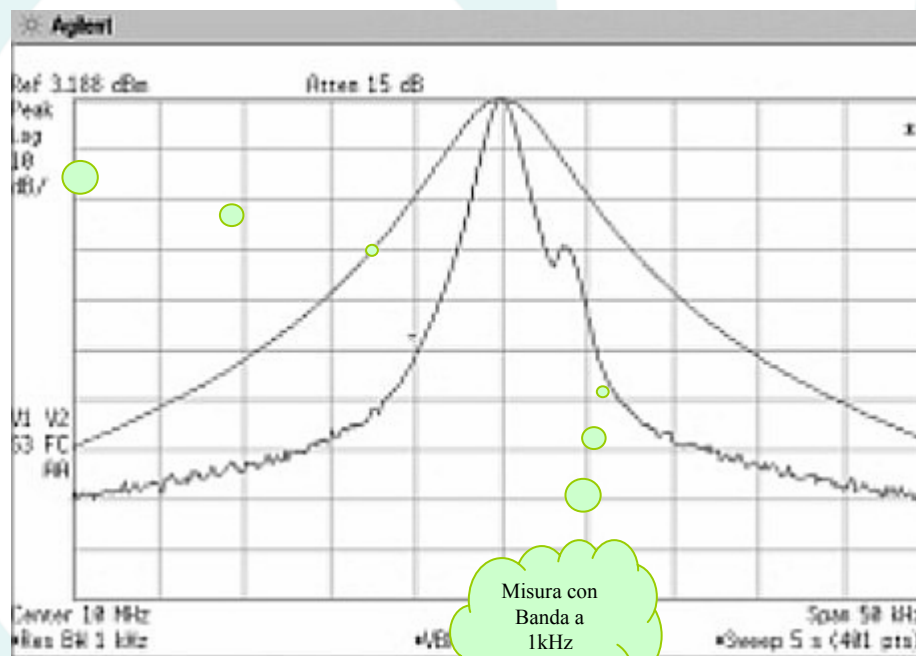
Stavolta il segnale principale, in corrispondenza del segnale secondario, è attenuato di 44dB e, di conseguenza, il segnale secondario emerge ed è rilevabile.



Normativa sulle misure

e

Misura con
Banda a
3kHz



Misura con
Banda a
1kHz



Normativa sulle misure

È evidente come filtri con più poli, o filtri digitali, possano migliorare queste caratteristiche.

Filtri a 5 poli già permettono selettività di 10:1

Un altro fattore essenziale che limita le capacità dell'AS è la stabilità degli oscillatori locali.

In particolare il primo oscillatore locale deve essere estremamente stabile.

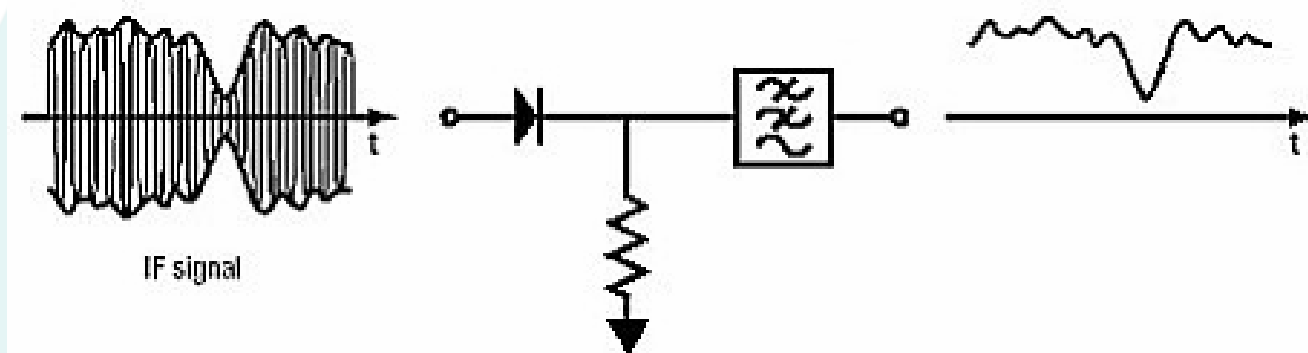
Gli oscillatori più vecchi hanno stabilità dell'ordine del kHz, che si riflette negativamente sulla risoluzione e sulla lettura d'ampiezza.

Attualmente si hanno stabilità dell'ordine della decina di Hz



Normativa sulle misure

Infine c'è il rilevatore di inviluppo



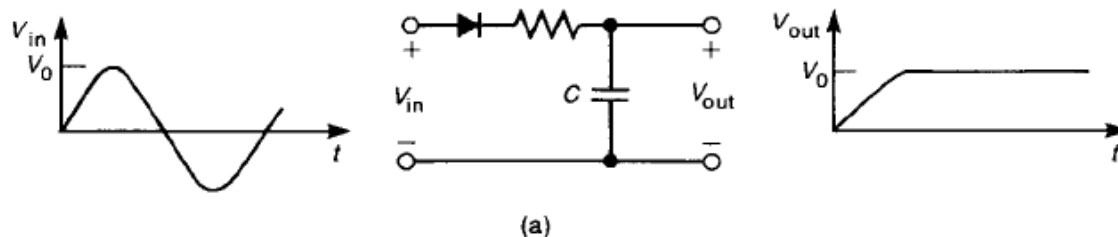


Rilevatore di picco e di quasi-picco

Un *rilevatore di picco* è un rilevatore che mostra l'ampiezza del massimo di un'oscillazione.

Per esempio se un segnale è

$$v = V_0 \sin(\omega_0 t)$$

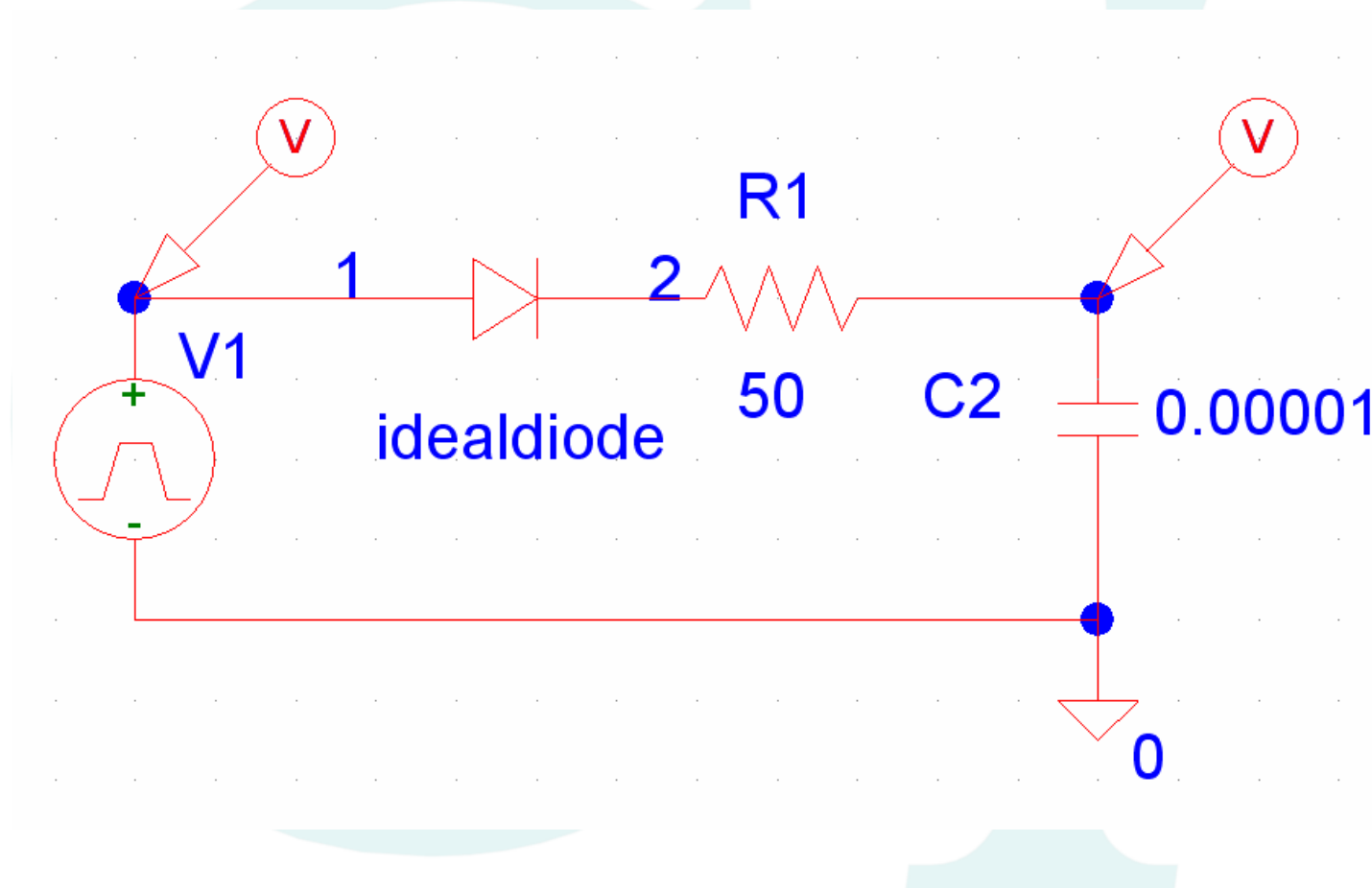


L'analizzatore di spettro con rilevatore di picco mostra una sola riga spettrale, a ω_0 , di ampiezza V_0 .



Rilevatore di picco e di quasi-picco

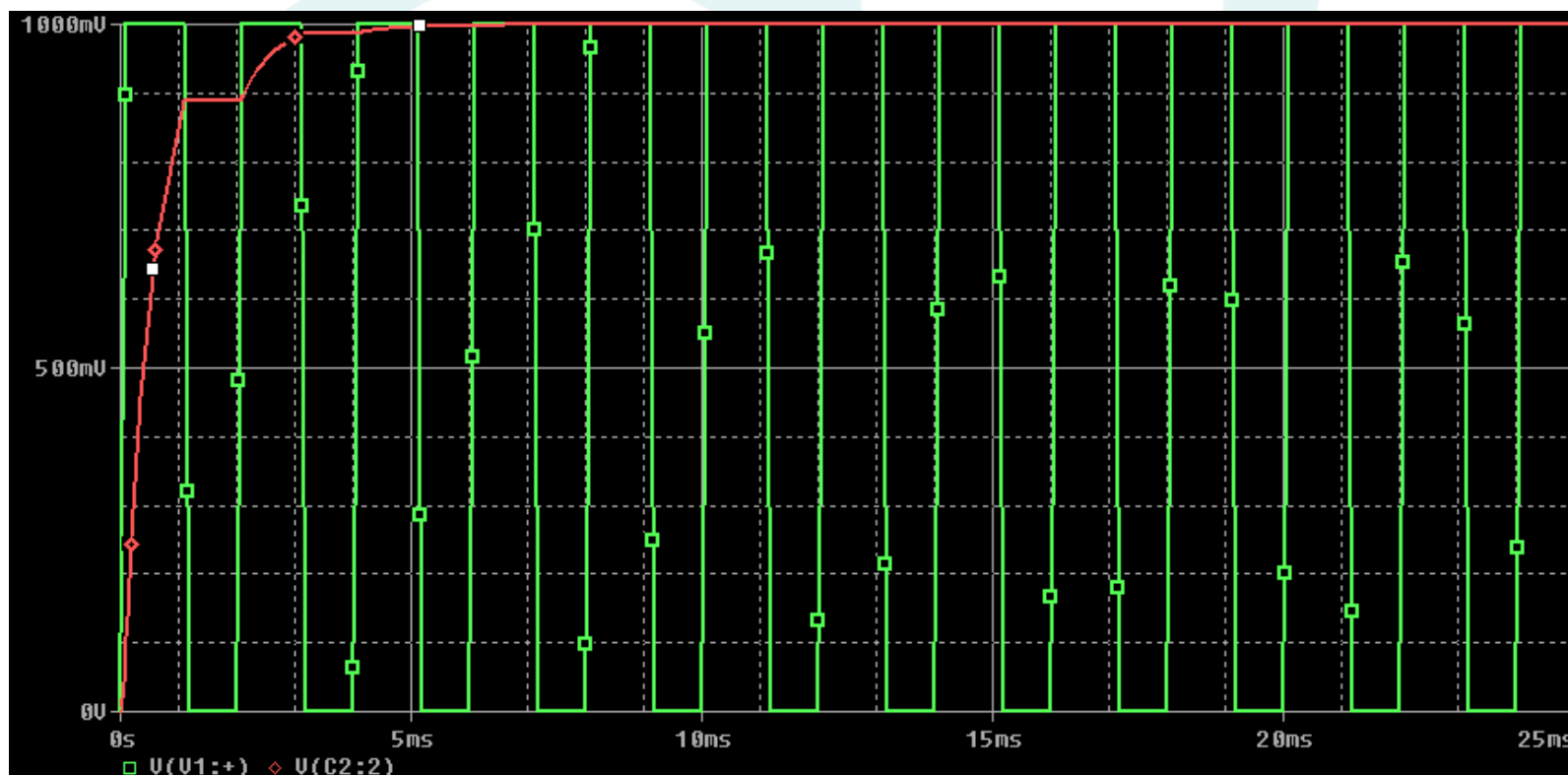
Dato il circuito in figura che sintetizza un rilevatore di picco





Rilevatore di picco e di quasi-picco

Se l'onda quadra ha un duty cycle del 50% e periodo 2ms, con tempi di salita e discesa di 0.1ms, il rilevatore di picco fornisce la curva rossa:

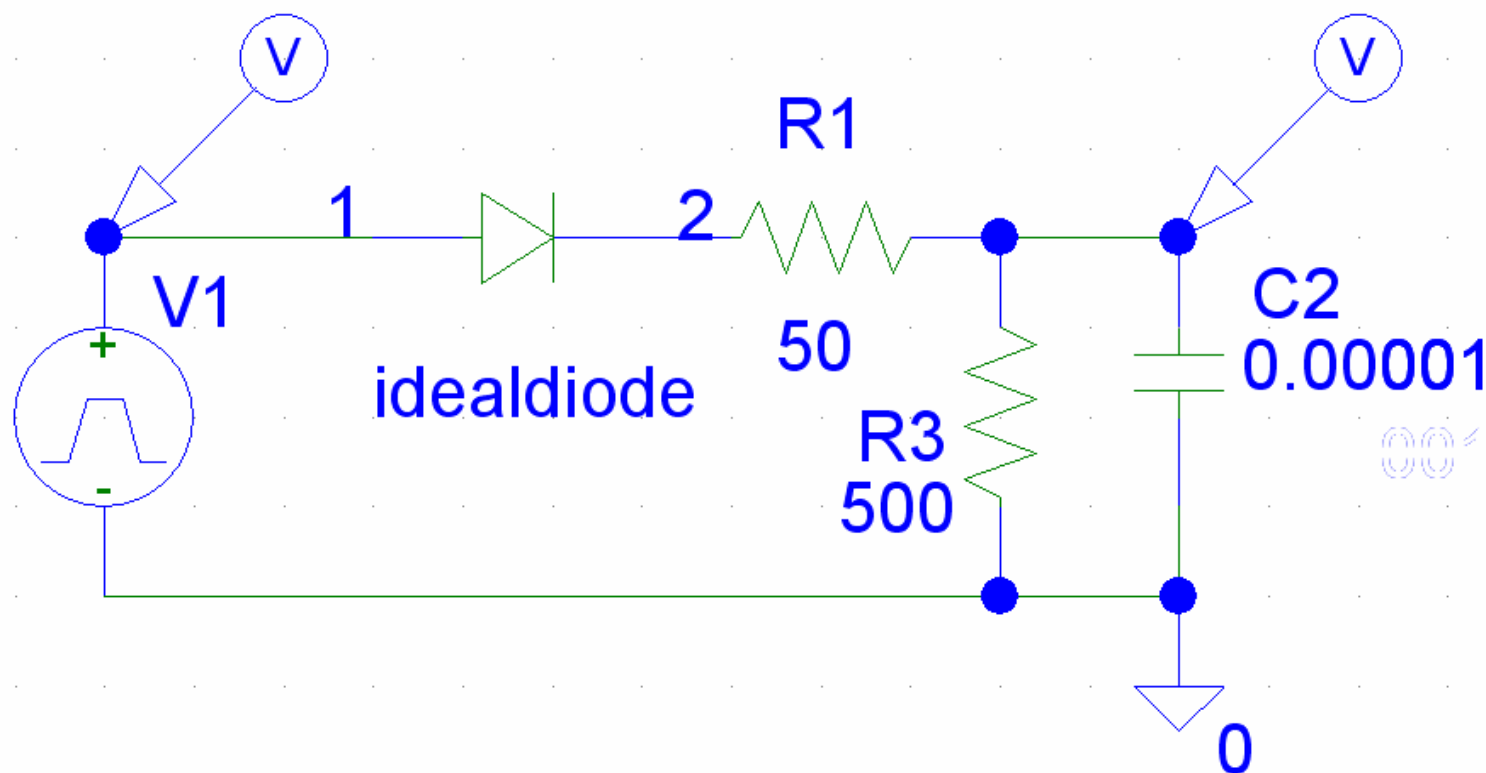




Rilevatore di picco e di quasi-picco

Le normative prevedono però di utilizzare un *rilevatore di quasi-picco*.

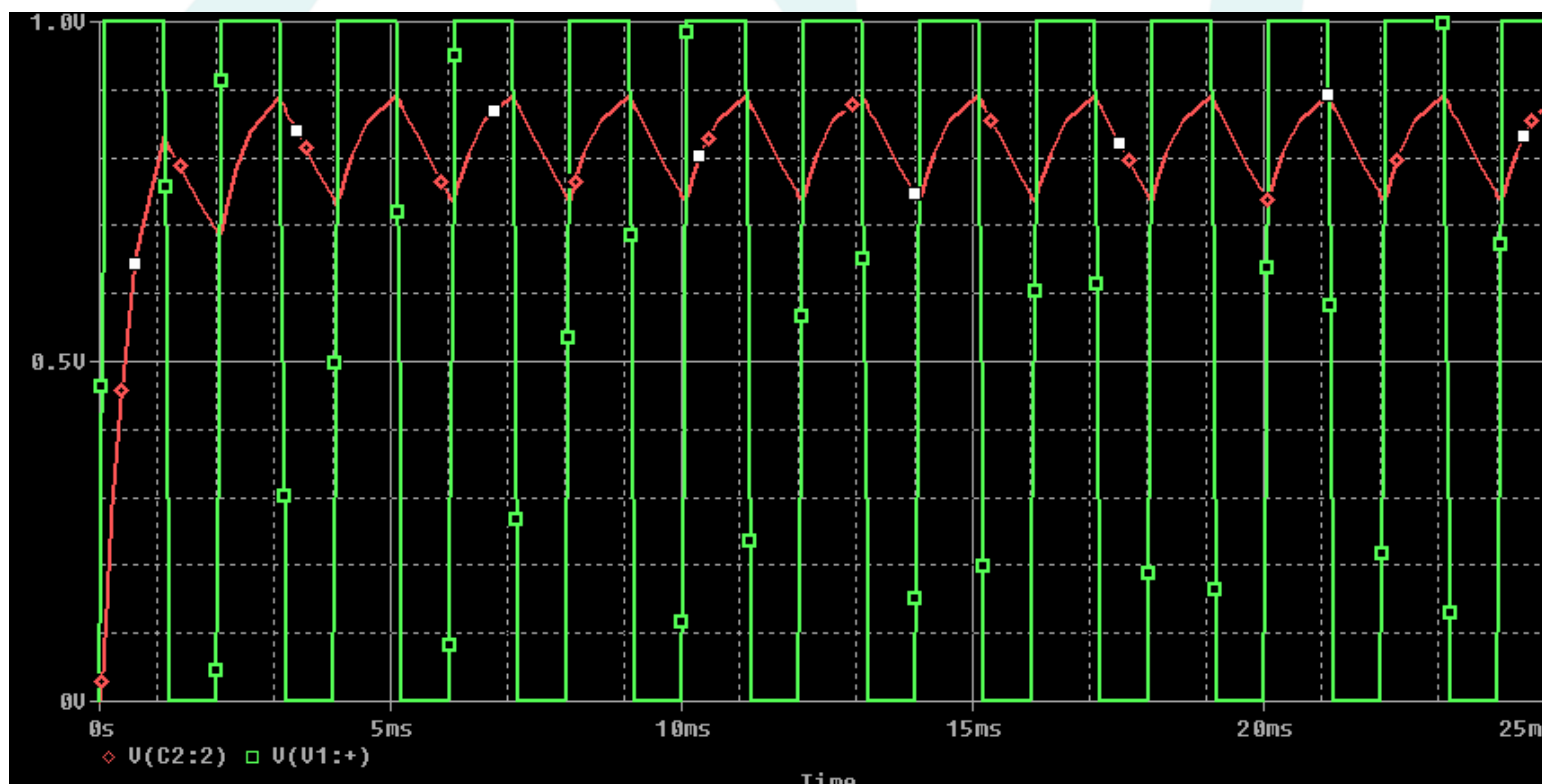
Il rilevatore di quasi picco presenta un resistore per la scarica del condensatore.





Rilevatore di picco e di quasi-picco

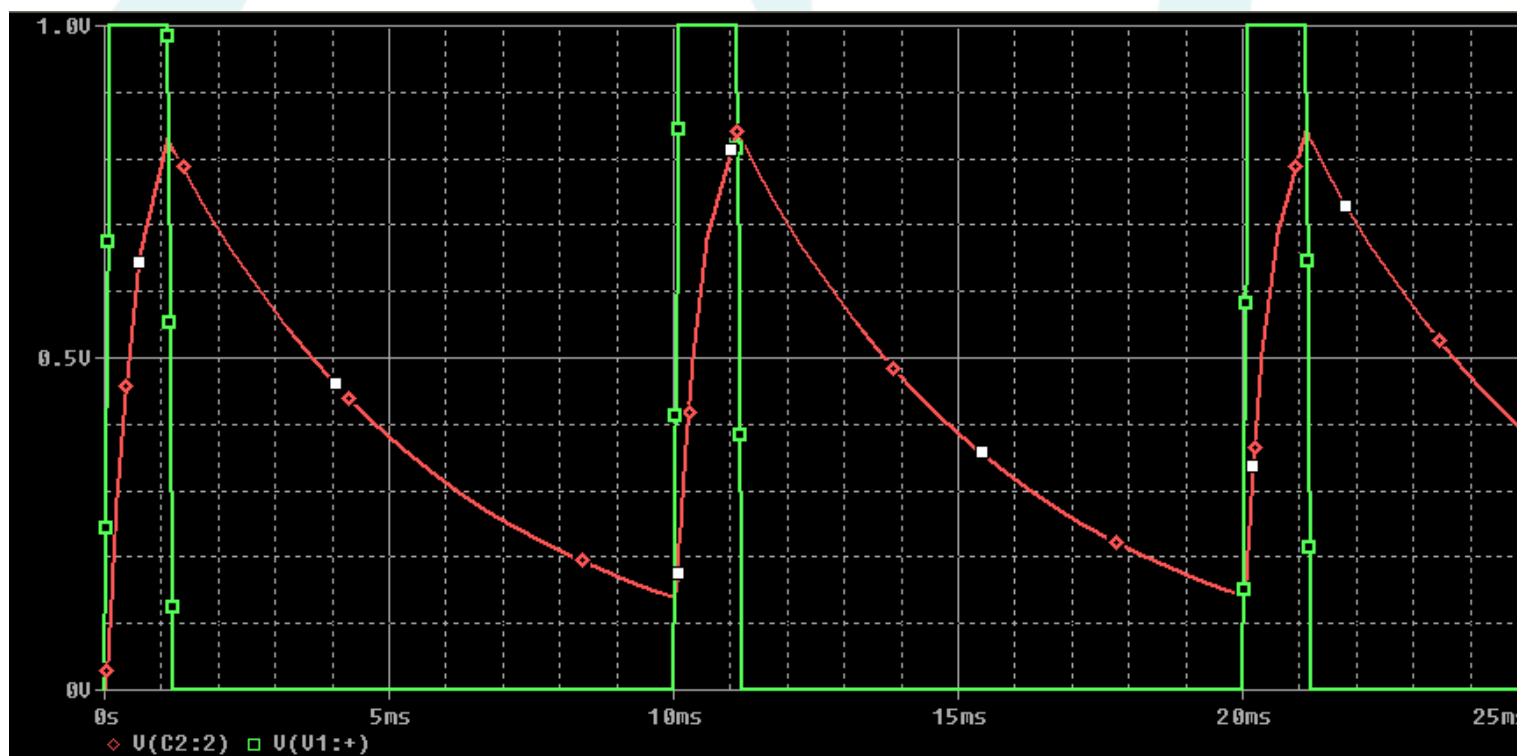
La resistenza di scarica porta a rilevare un valore più basso in generale, e tanto più basso quanto minore è il duty cycle del segnale periodico





Rilevatore di picco e di quasi-picco

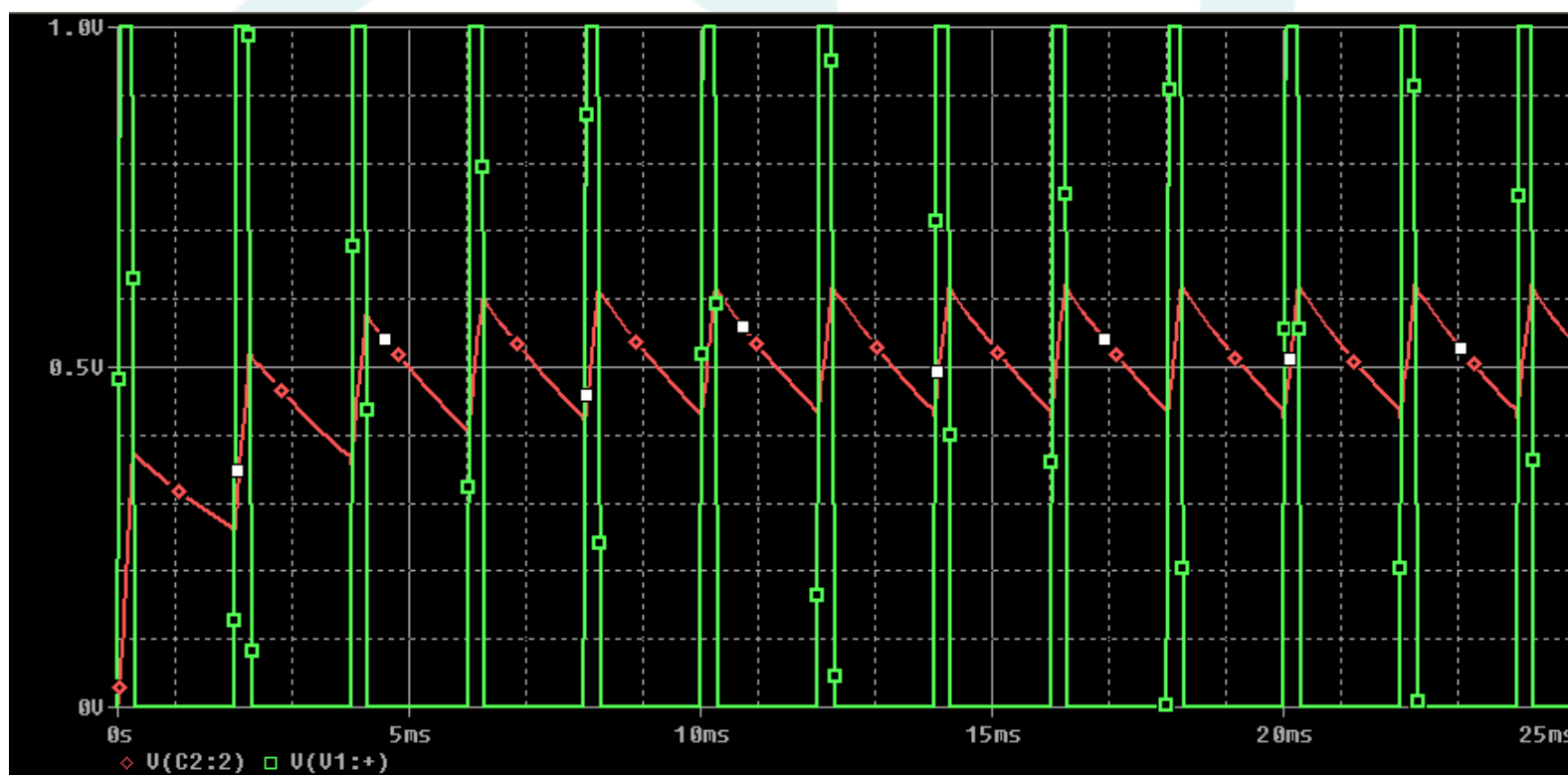
Duty cycle 10%, periodo 10ms





Rilevatore di picco e di quasi-picco

Duty cycle 10%, periodo 2ms





Rilevatore di picco e di quasi-picco

Nel rilevatore di quasi-picco

segnali periodici o aperiodici infrequenti portano a misurazioni molto più basse rispetto a quelle ottenute con un rilevatore di picco.

Quindi segnali infrequenti (dove infrequenti significa di periodo maggiore della costante di tempo del circuito RC) possono rientrare nelle normative anche se i loro veri valori di picco non vi rientrerebbero.

Queste definizioni derivano dall'origine acustica. Spike radi nel tempo non disturbano in maniera sostanziale la qualità audio di un servizio radio. Un segnale periodico continuo invece, anche se di bassa intensità, può risultare fastidioso.