

Caratterizzazione di Detectors a RF, Microonde e Onde Millimetriche

Sergio Mariotti, Marco Poloni

Rapporto Interno IRA N° 355 / 2004

Revisori: *Jader. Monari, Federico Perini, Mauro Roma*

1. GENERALITÀ	3
1.1. PREMESSA	3
1.2. OBIETTIVO	3
2. TECNOLOGIE DISPONIBILI	4
2.1. CLASSIFICAZIONI.	4
2.2. CRITERI DI SCELTA.....	4
3. PRESTAZIONI SALIENTI	6
3.1. SENSITIVITÀ (<i>SENSITIVITY</i>).	6
3.2. TSS - <i>TANGENTIAL SENSITIVITY</i>	6
3.3. ADATTAMENTO D'IMPEDENZA.....	8
3.4. STABILITÀ IN TEMPERATURA.....	9
3.5. RUMORE 1/F.....	9
3.6. <i>RANGE DINAMICO</i>	11
4. METODO DI MISURA DELLA <i>SQUARE LAW</i>	12
4.1. QUALE RAPPRESENTAZIONE GRAFICA?	12
4.2. SETUP DI MISURA.....	13
4.3. RACCOLTA DATI.....	15
5. MISURE DI RIVELATORE IN BANDA 26.5 - 40 GHZ	17
5.1. SETUP DI MISURA.....	17
5.2. PROCEDIMENTO DI MISURA.	19
5.3. DETERMINARE LA RESISTENZA DI CARICO OTTIMALE.....	19
5.4. RISULTATI.	20
5.5. INCERTEZZE DI MISURA.....	22
6. CONCLUSIONI	23
7. BIBLIOGRAFIA E RIFERIMENTI	24

1. Generalità

1.1. Premessa

Il rivelatore a diodo o detector è uno degli elementi chiave di una catena di ricezione di segnali a radiofrequenza. In linea di massima, le tecnologie e quindi le prestazioni dei detector sono migliorate molto poco negli ultimi venti anni. E' invece aumentata l'aspettativa di prestazioni da tali dispositivi. E' quindi importante conoscere quali sono i tipici campi di applicabilità delle prestazioni dei detectors e come misurarli in modo univoco.

Verranno pertanto elencate le prestazioni e specifiche da conoscere, il modo di misurarle, e la caratterizzazione completa di detectors applicati in progetti concreti.

1.2. Obiettivo

Lo scopo di questo Rapporto Interno è duplice:

1. fornire un elenco delle caratteristiche salienti dei rivelatori a diodo descrivendo un metodo, il più completo possibile per caratterizzarli.
Sarà disponibile il software di test prevalentemente in ambiente MS Excel.
2. Fornire i dati di un tipo di detector, per onde millimetriche in WR 28 utilizzato nel progetto Bar-SPOrt .
In generale i dati verranno forniti associati a ciascun *part-number* (p/n), dove applicabile, i dati saranno raggruppati e/o normalizzati.

2. Tecnologie disponibili

2.1. Classificazioni.

I Detectors si possono classificare in base a vari criteri di seguito elencati:

Semiconduttori: Materiali			
Ge	Si	GaAs	ecc.

Tabella 2.1-1

Materiali della giunzione			
P-N	ME-S (<i>Schottky</i>)	<i>Tunnel</i>	ecc.

Tabella 2.1-2

Morfologia della giunzione			
Baffo di Gatto (<i>point contact</i>)	<i>Mesa</i> epitassiale	Planare epitassiale	ecc.

Tabella 2.1-3

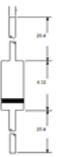
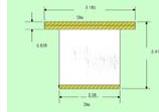
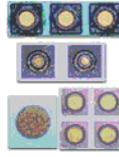
Tipi di contenitore (<i>package</i>)							
Diodo Assiale, cilindrico in vetro	Diodo Assiale, cilindrico, forma tozza, ceramico	Diodo per <i>microstrip</i> , incapsulato	Diodo <i>Die chip</i> bondabile	Diodo <i>Beam lead</i>	Diodo <i>Field replaceable</i>	Detector incapsulato	Ecc.
							

Tabella 2.1-4

2.2. Criteri di scelta.

Esula dallo scopo del presente lavoro una trattazione dettagliata delle tecnologie.

E' bene sottolineare che nel corso degli anni, non solo sono variati i criteri di scelta, ma è variata la stessa rosa nella quale scegliere. Ad esempio mentre negli anni '80 la scelta era basata sui materiali e sulla giunzione, attualmente la scelta è più basata sulla tipologia del contenitore

Per quanto riguarda i materiali:

Il GaAs permette frequenze di lavoro più alte rispetto al Si o al Ge.

Il Ge è un materiale che trova la sua applicazione dove viene richiesta una bassissima soglia di conduzione, ma la tendenza del mercato è tale da ottenere tale bassissima soglia tramite l'utilizzo di giunzioni Schottky (Si o GaAs) e di dismettere il Ge.

Per quanto riguarda le tipologie di giunzione:

I tipi “*point contact*” sono i più antichi tipi di contatto, tutt’ora in uso in molti tipi di diodi. Le prestazioni in termini di frequenza sono scarse, ciò nonostante il loro utilizzo come rivelatori fino ad alcune decine-centinaia di MHz è possibile.

I tipi con giunzione con morfologia Planare Epitassiale sono i più comuni nell’utilizzo in radiofrequenza e microonde.

I tipi di giunzione di forma “*Mesa*” epitassiale, essendo un processo atto a ridurre la capacità parassita tramite la riduzione geometrica delle dimensioni, vengono impiegati principalmente in diodi montati su carrier e funzionanti a frequenze millimetriche. Tale morfologia è maggiormente impiegata per generatori (*Gunn, Varactor, Impatt*) piuttosto che per rivelatori.

Per quanto riguarda il package:

I *packages* cilindrici, assiali, in vetro, specialmente di produzione Agilent Technologies™ sono adatti a rivelare segnali fino a frequenze dell’ordine di decine o centinaia di MHz. Si vedano i *datasheets*.

I diodi in contenitore cilindrico, ceramico, di forma tozza e miniaturizzata, senza *leads*, sono adatti per frequenze fino ad alcune decine di GHz. Spesso sono i collegamenti esterni i maggiori responsabili degli effetti parassiti tali da limitare la massima frequenza. Per questi ultimi, il montaggio “coassiale” ad es. dentro il corpo di un connettore coassiale, è da preferirsi rispetto a montaggi in microstrip dove il collegamento fra contatti del diodo e strisce di rame genererebbero induttanze parassite notevoli.

I diodi *beam lead* offrono le più elevate frequenze di lavoro (centinaia di GHz) e , caratteristica importante, sono dotati di collegamenti con la più bassa induttanza parassita. Per contro sono fragili da montare, non sono “bondabili” ne saldabili con SnPb.

Di seguito si riportano i *ranges* indicativi di alcune tecnologie di detectors.

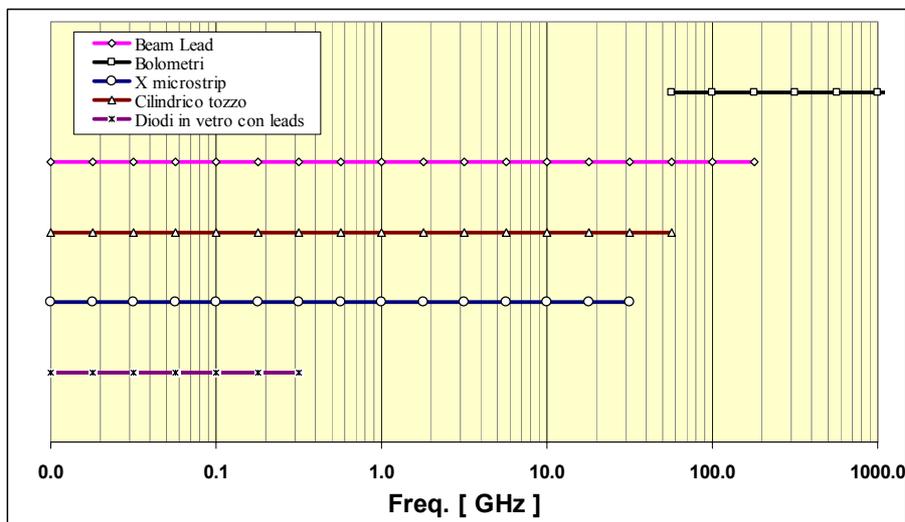


Figura 2.2-1 Limiti di frequenza di alcuni rivelatori montati in carriers “state of the art”

3. Prestazioni Salienti

3.1. Sensitività (*Sensitivity*).

La più nota caratteristica di un rivelatore a diodo, è senza dubbio la “*sensitivity*”. A dispetto del nome, il quale può ricordare una grandezza legata alla sensibilità ovvero alla cifra di rumore, si tratta in realtà della funzione di trasferimento, pertanto la “*sensitivity*” è dimensionalmente il guadagno del detector. In questo testo, per non confondersi con il concetto di sensibilità inteso come cifra di rumore, chiameremo la funzione di trasferimento con il termine “sensitività”.

La “sensitività” esprime la tensione di uscita in funzione della potenza di ingresso. Pertanto l’unità di misura è [V/W] (formalmente $[A^{-1}]$), o come si incontra più frequentemente [mV/mW].

Dal tipo di unità di misura, si deduce che il detector ideale ha $\Gamma_{in} = 0$ e $Z_{out} = 0$.

In pratica ci si avvicinerà a tali condizioni solo scegliendo accuratamente il detector e le sue condizioni operative.

La sensitività è funzione: 1) del tipo di tecnologia, 2) della frequenza del segnale, 3) dell’ampiezza del segnale, 4) del fattore di forma del segnale, 5) della temperatura, 6) della resistenza di carico, 7) del circuito di adattamento d’impedenza e, in misura minore, di qualunque altra variabile elettrica, meccanica, ambientale l’esperienza (o l’intuito) possano suggerire

Visto che almeno 7 variabili contribuiscono a far variare la sensitività, è evidente che è estremamente difficile analizzarne le dipendenze e minimizzarne le variazioni.

Inoltre è bene ricordare che in genere, qualunque accorgimento migliorativo venga scelto al fine di minimizzare la variazione di sensitività in funzione di un parametro, esso produce solo un moderato effetto e spesso a scapito di variazioni nei confronti di altri parametri.

3.2. TSS - *Tangential sensitivity*.

La Sensibilità tangenziale è un’espressione del minimo segnale rivelabile a causa del rumore. E’ un valido indice riconosciuto universalmente da tutti i costruttori di detectors.

E’ bene chiarire che la TSS è una misura della potenza di rumore presente all’ingresso di un sistema composto da detector, amplificatore *low noise DC* con banda passante definita.

Pertanto, la TSS non è caratteristica univoca del detector ma contempla sia l’hardware che segue (*low noise DC Ampli*), sia le condizioni (banda passante). Non tutti i costruttori di detectors si riferiscono alla stessa banda passante.

Per contro a tale babele di specifiche, è bene sottolineare che a dispetto della tecnologia costruttiva, ciascun detector deve considerarsi un rivelatore estremamente più rumoroso di altri dispositivi quali mixers o amplificatori. Le TSS tipiche sono dell’ordine di -55 dBm. Per semplicità, anche se non formalmente corretto, imponiamo l’uguaglianza fra potenza di rumore TSS e l’espressione del rumore termico, ottenendo:

$$TSS_w \cong K \cdot T \cdot B_{Hz}$$

Pertanto sostituendo i valori di K e della Temperatura ambiente ed esprimendo in dB si ottiene,

$$NF_{dB} \cong TSS_{dBm} + 173 - 10 \cdot \log(B_{Hz}^{Video})$$

Il calcolo preciso può essere effettuato con il programma MS-DOS© RFTBOX.EXE prodotto da Teledyne® disponibile presso gli autori.

Come si può notare la cifra di rumore di un tipico detector è dell'ordine di $-55 \dots -60$ dBm ovvero equivalgono a temperature di rumore di alcune centinaia di milioni di K.

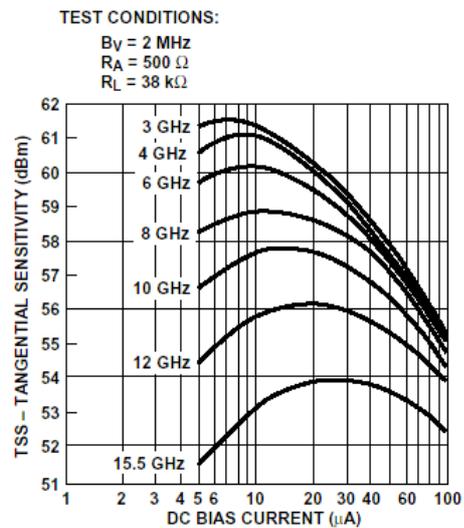
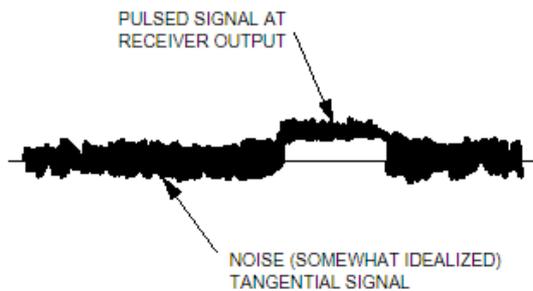


Figura 3.2-1 Misura della TSS nel dominio del tempo Figura 3.2-2 TSS del diodo Agilent 5082-2755 per differenti I_0 e differenti frequenze.

3.3. Adattamento d'impedenza.

In generale, detectors “disadattati” quindi con coefficiente di riflessione $\Gamma_{IN} > 0$, tendono ad avere una risposta spettrale affetta da “ripple”.

Per rendere ben adattato l'ingresso del detector, le tecniche utilizzate sono principalmente il bias del diodo (con correnti dai μA ai mA) e il collegare una resistenza in parallelo all'ingresso, questa seconda tecnica diminuisce la “sensitività”. Alcuni dispositivi contengono un divisore di potenza ibrido 90° seguito da 1 o 2 detector, questo insieme garantisce buoni adattamenti d'impedenza su banda passanti larghe fino ad 1 ottava.

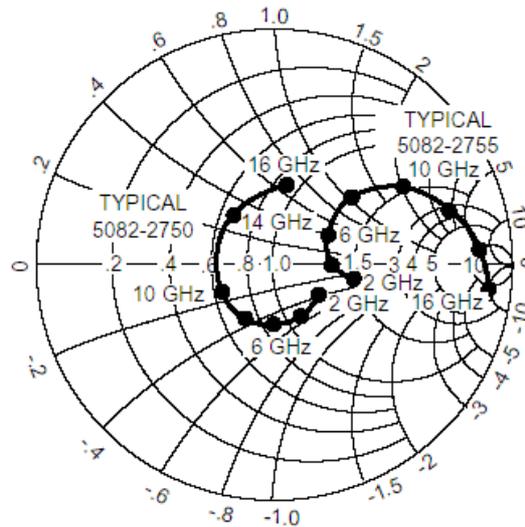
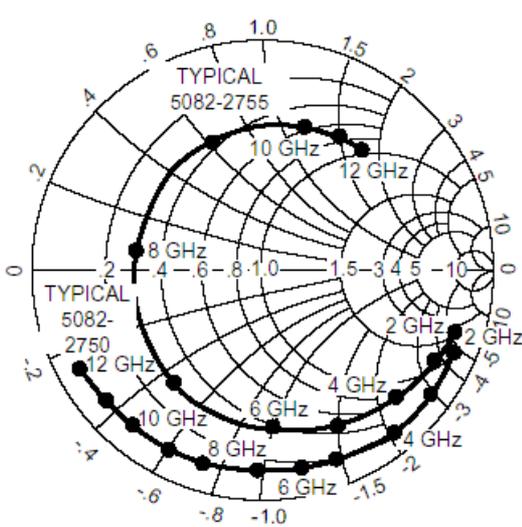


Figura 3.3-1 Coeff. Di riflessione di detectors @ 20 μA bias Figura 3.3-2 Coeff. Di riflessione di detectors @ 330 μA bias

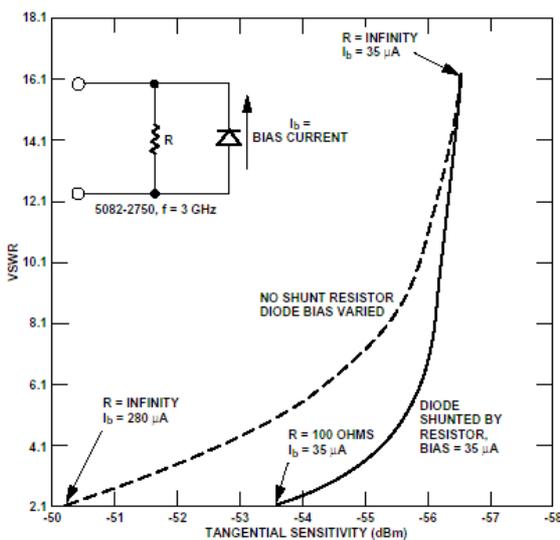


Figura 3.3-3 Effetto della Resistenza Shunt. Si nota come sia necessario una minore I_b se si monta una resistenza Shunt.

3.4. Stabilità in temperatura.

I detectors sono semiconduttori fortemente sensibili alla temperatura. In linea di massima tutte le prestazioni possono variare con la temperatura.

L'osservazione di alcuni detectors ha mostrato che è soprattutto la sensibilità la grandezza che varia maggiormente con la temperatura.

Esistono tecniche per rallentare la dipendenza; agendo sul valore della resistenza di carico e sul valore della corrente di *bias* si può ridurre, seppur di poco, la dipendenza della sensibilità con la temperatura. Va ricordato che, per contro, spesso la corrente di *bias* non viene applicata e che la resistenza di carico non è modificabile.

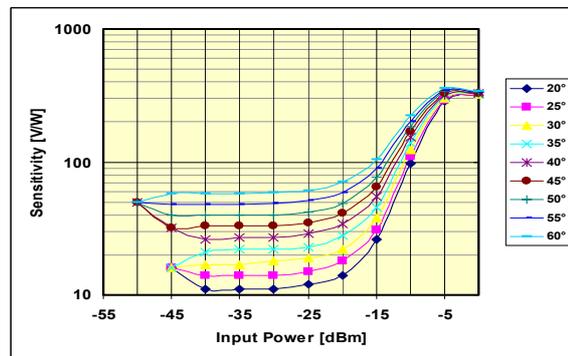
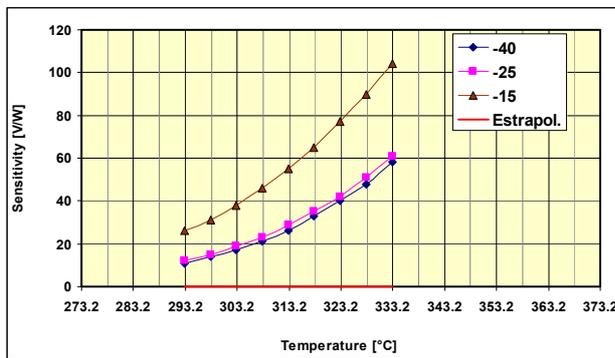


Figura 3.4-1 Sensibilità vs. Temp, parametro Pin [dBm], 0 bias Figura 3.4-2 Sensibilità vs. Pin, parametro Temp [°C], 0 bias

In linea di massima è bene considerare che la dipendenza della sensibilità con la temperatura è notevole. Pertanto, in fase di scelta del detector il confronto delle sensibilità va fatta a parità di temperatura, in fase di utilizzo, è bene termostatare il rivelatore.

3.5. Rumore 1/f.

Con il termine 1/f si è soliti indicare il generico “disturbo” (rumore, *drift* ecc.) espresso nel dominio delle frequenze e per frequenze relativamente basse.

In linea di massima, però è bene specificare che sotto il nome di 1/f noise vengono indicati nel gergo dei radioastronomi, fenomeni rumorosi in un range di tempo compreso fra circa 1 e 10000 sec, mentre per i costruttori di diodi, interessati soprattutto al mercato delle telecomunicazioni, intendono il rumore 1/f nel *range* “audio” compreso quindi fra circa 10^{-4} ... 10^{-2} sec (100 ... 10000 Hz).

Si tratta evidentemente di effetti diversi ai quali viene dato lo stesso nome.

A frequenze audio, è la tecnologia del detector che impone il valore del rumore 1/f.

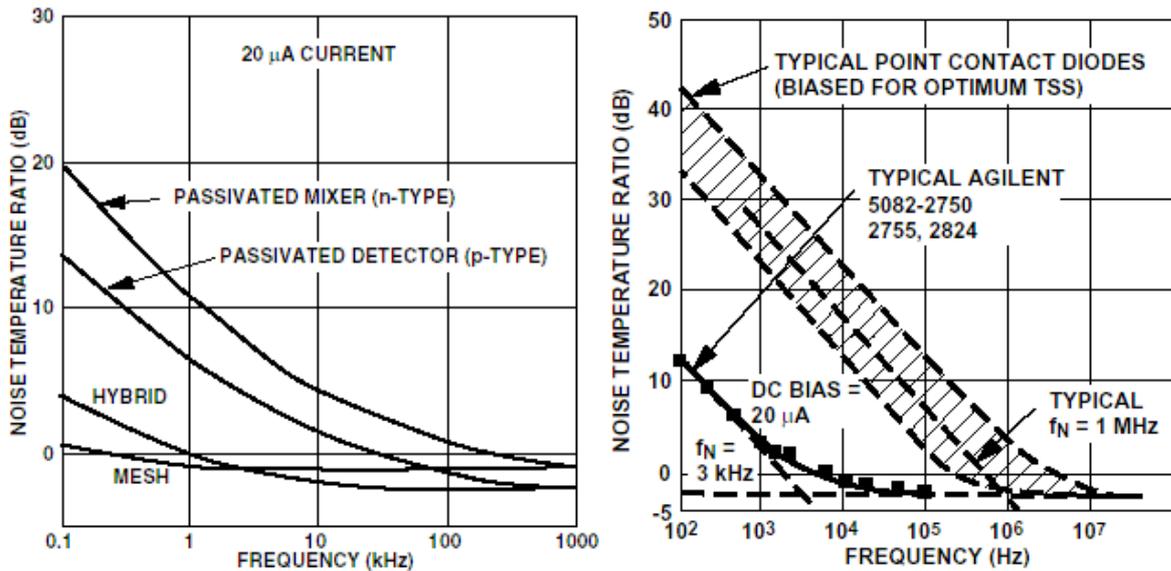


Figura 3.5-1 Esempi di rumore 1/f

A frequenze inferiori a circa 1 Hz, il *drift* di temperatura è la fonte maggiore di rumore 1/f. Una delle fonti di rumore 1/f, detta “shot noise” e causata dalla natura quantizzata della corrente, è legata alla corrente di bias. La densità spettrale prodotta è data dalla ben nota relazione:

$$I_n^2(f) = 2 \cdot e \cdot I_0 \quad [A^2/Hz]$$

Pertanto nei rivelatori “zero bias” il rumore shot è nullo; in alcuni progetti scientifici, dove è fondamentale ridurre al minimo il rumore 1/f, la scelta di rivelatori “zero bias” è un must.

E’ bene sottolineare per contro, che la potenza di rumore prodotta da un diodo rivelatore per effetto shot polarizzato con una corrente tipica di 10-1000µA è molti ordini di grandezza inferiore al rumore bianco del rivelatore stesso.

Se esprimiamo la TSS in termini di cifra di rumore, i detectors si piazzano fra i 55 <NF< 65 dB.

Se esprimiamo il solo rumore shot in termini di cifra di rumore, otteniamo, per 100µA<I₀<1mA e 10Ω<RL<10KΩ, valori tipici di shot noise calcolato che si piazzano fra “solamente” 1<NF<30 dB.

Non tragga però in inganno il livello di rumore shot, le cause di rumore 1/f sono molteplici e non tutte conosciute.

Il *drift* a lungo termine è un’evidenza del rumore 1/f molto importante.

Un’idea della stabilità in temperatura fra vari detector viene dato dal confronto sperimentale fra vari tipi di detector che ha mostrato i risultati riportati nella seguente tabella:

Tipo Detector	dB/°C	ppm/°C
Detector Wiltron™ mod 7K50 s/n 70038, 10MHz-40 GHz, Schottky, coax. Biased & DC amplified, Instrumentation grade	- 0.003	- 691
Detector Spacek™ mod DQ-22 s/n 3E17, 33-50 GHz, WR 22, Schottky, No bias, OEM device	- 0.030	- 6884

Figura 3.5-2 drift di alcuni detectors

3.6. Range Dinamico.

In generale i detector vengono utilizzati per rivelare segnali di ampiezza compresa fra TSS e P_{01dB} . Sia TSS che P_{01dB} variano in base al tipo di detector, alla frequenza, alla resistenza di carico ecc. Va però sottolineato che il *range* dinamico, (ovvero $P_{01dB} - TSS_{dB}$) è pressoché costante e in pratica si fatica ad ottenere *range* superiori a circa 30 dB.

In letteratura sono mostrate tecniche per aumentare il *range* dinamico. Tali tecniche comportano la selezione della tecnologia (Tunnel piuttosto che Schottky) oppure inserire una corrente di bias.

I seguenti grafici mostrano come sia possibile estendere il *range* dinamico. Il grafico di Figura 3.6-1 illustra come si possa aumentare il *range* dinamico introducendo una corrente di bias. Si noti che l'effetto è contenuto. Il grafico di Figura 3.6-2 illustra il risultato di una possibile estensione del punto di compressione in modo "software" in sede di post-processing tramite normalizzazione della curva di risposta del rivelatore; quest'ultima tecnica deve essere utilizzata con grande cautela e a temperatura controllata in quanto i coefficienti di temperatura del detector sono diversi fra regime quadratico e regime "non quadratico". Nel grafico è riportato per confronto anche l'andamento originale prima della correzione (curva blu a campana).

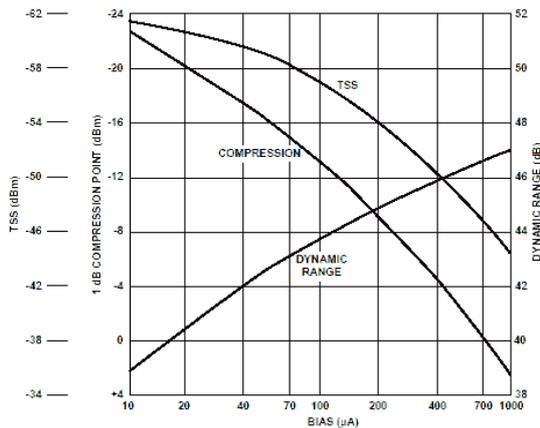


Figura 3.6-1

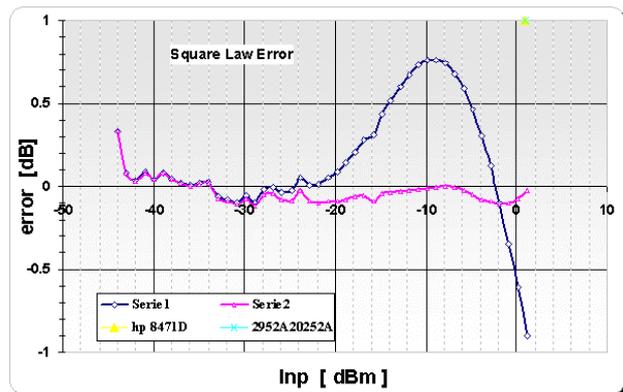


Figura 3.6-2

4. Metodo di Misura della *Square Law*

4.1. Quale rappresentazione grafica?

In linea di massima per determinare il *range* nel quale un detector ha un comportamento quadratico lo si alimenta con un segnale RF, ne si varia l'ampiezza, e si riporta l'uscita rivelata nell'ordinata di un grafico cartesiano come ad es. è mostrato nella seguente Figura 4.1-1

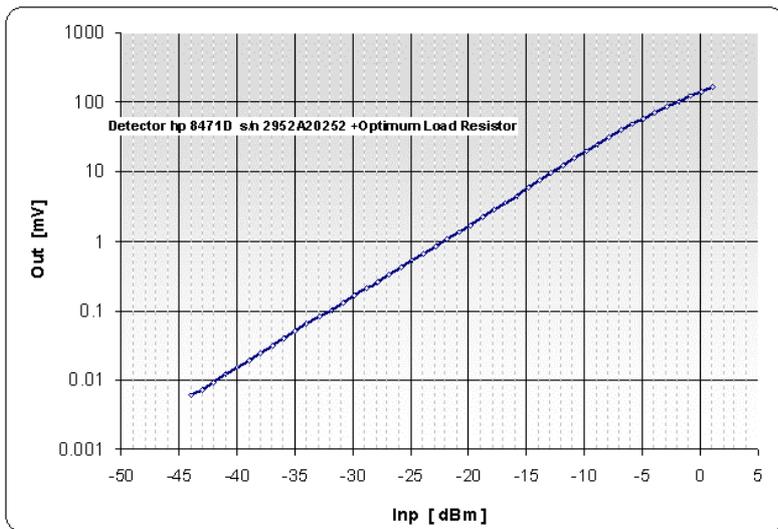


Figura 4.1-1 Curva quadratica in rappresentazione canonica

Per determinare lo scostamento dall'andamento quadratico è necessario individuare la “curvatura” della retta. E' possibile eseguire tale operazione con metodi grafici (righello e squadra) ma appare evidente che l'incertezza è molto grande.

Ad un primo esame la curva sembra rettilinea. Anticipando il risultato, si può affermare invece che già per segnali superiori a -20 dBm l'errore di non quadraticità è notevole.

Il grafico di Figura 4.1-1 fornisce anche un'altra informazione: la posizione della curva lungo l'ordinata determina la sensibilità.

Nonostante il grafico di Figura 4.1-1 sia il più comune in letteratura, per i motivi elencati sopra è necessario trovare un tipo di visualizzazione (e di analisi) grafica più consona all'obiettivo di determinare la *square-law*.

Si è trovato che visualizzare lo scostamento (errore) dalla *square-law* piuttosto che la *square-law* stessa sia il metodo più efficace per determinare accuratamente (anche a “colpo d'occhio”) il *range* quadratico dei rivelatori.

Il seguente grafico, Figura 4.1-2 ,come già anticipato, mostra molto chiaramente come per segnali > -20 dBm l'errore sia di notevole intensità; si noti come per segnali di -10 dBm si abbia un “esaltazione” della risposta di ben 0.8 dB che non si apprezzano nel grafico di Figura 4.1-1 .

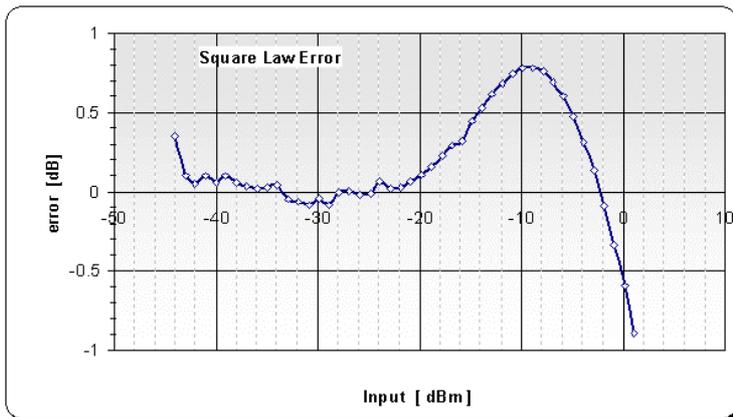


Figura 4.1-2 Rappresentazione dello scostamento dalla curva quadratica

4.2. Setup di Misura.

Guardando Figura 4.2-1 , nell'ordine troviamo:

- **Generatore:** In linea di massima la risposta di un detector è differente se la natura del segnale è monocromatica o un rumore bianco. Poiché normalmente in radioastronomia si rivela rumore bianco è preferibile, se possibile utilizzare una sorgente di rumore bianco.
- **Amplificatore:** Normalmente i generatori di rumore generano livelli abbastanza bassi. E' pertanto necessario amplificare. Il guadagno necessario è dell'ordine di $G \approx 127 - ENR - NF - 10 \cdot \log(BW_{MHz})$ [dB].
Può succedere che l'amplificatore sia in regime di lieve saturazione. In tal caso la natura del rumore in uscita sarà ancora bianco ma non più con distribuzione Gaussiana. Ciò nonostante si ritiene che l'errore generato sia di livello trascurabile.
Se invece il regime di saturazione dovesse risultare particolarmente intenso, è necessario porre rimedio intercalando in cascata amplificatore, filtro, amplificatore, filtro...
- **Il filtro passa banda:** limita la banda passante a quella richiesta. In generale il detector ha una risposta dipendente dalla frequenza, ma dal momento che verrà utilizzato come rivelatore "total power" poco importa la risposta spettrale. Ciò che interessa è l'integrale della risposta nella banda passante precedentemente definita.
- **L'attenuatore** da 10 dB step serve in un primo tempo come "level setting" poi insieme all'attenuatore da 1 dB step serve a raccogliere i dati, dB dopo dB. Con un attenuatore molto ben adattato, si riduce fortemente l'incertezza dovuta a riflessioni multiple (*mismatch error*).
- **Accoppiatore direzionale:** divide il segnale, in parte al DUT in parte al sensore di potenza.
Piuttosto che un *power splitter*, un accoppiatore direzionale con accoppiamento da

10 dB o 20 dB in via ad ogni sensore il livello di potenza più consono per massimizzare la dinamica.

Per il wattmetro a termocoppia, i livelli ottimali, sono compresi fra -20 dBm ... $+10$ dBm. Per il Wattmetro a termocoppia, segnali inferiori a $+10$ dBm sono esenti da errori di non-linearità; segnali superiori a -20 dBm aumentano il numero di cifre significative e riducono il drift del wattmetro stesso.

E' bene fare in modo che quando il wattmetro viene investito da $+10$ dBm, il detector venga investito dalla potenza massima nell'ambito della dinamica di misura decisa dell'operatore (ad esempio $P_{o1} + 10$ dB, ovvero circa -10 dBm).

Quindi il valore dell'accoppiamento migliore vale: $+10$ dBm $- (-10$ dBm) = 20 dB
In alcuni casi, quando produrre una elevata potenza di rumore è difficile, può essere conveniente un accoppiamento di soli 10 dB.

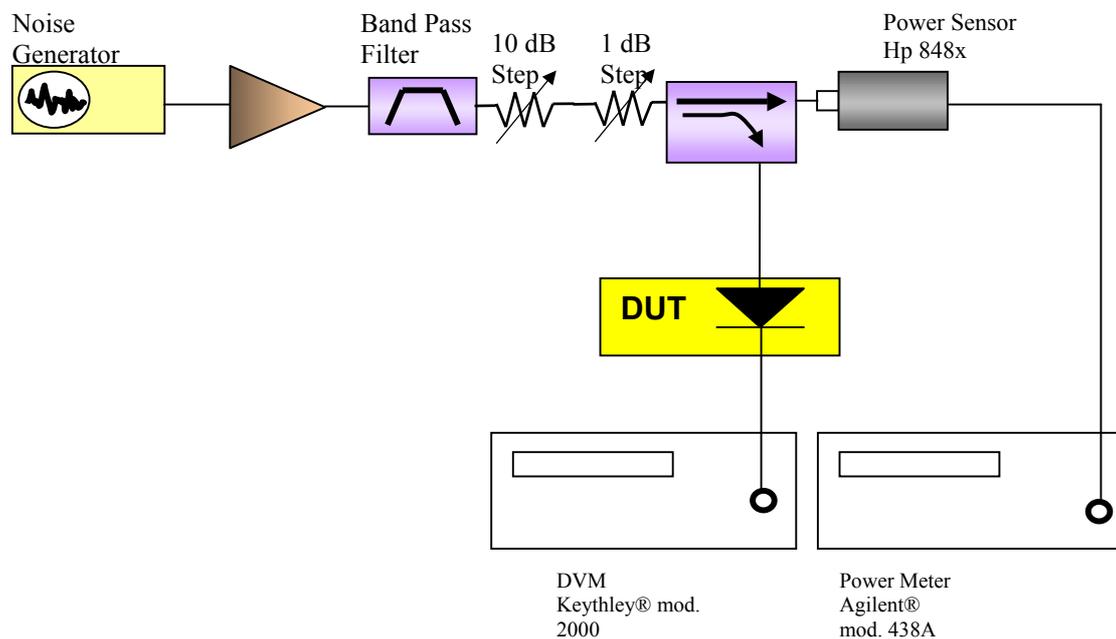


Figura 4.2-1 Setup generico di misura

- **Collegamento fra detector e voltmetro:** deve essere curato particolarmente. Dati i livelli di tensione alquanto bassi, devono essere minimizzate tutte le cause che possono captare disturbi e/o generare f.e.m per effetto termocoppia. Le giunzioni fra cavi, connettori, contatti, boccole, morsetti devono essere isoterme e compatibilmente con le possibilità, dovrebbe essere utilizzato lo stesso metallo (ad es. se i contatti sono dorati, anche i fili di collegamento dovrebbero esserlo), o in seconda istanza, dovrebbero essere minimizzati i tipi di metallo ed il numero di giunzioni (ad es. non saldare con lega SnPb dove è possibile crimpare).

Per quanto riguarda la schermatura da interferenze (EMI), l'eventuale resistenza di carico del detector dovrebbe essere piazzata a ridosso del voltmetro e il cavo di collegamento dovrebbe essere twistato. In tal modo si ottiene la migliore schermatura possibile a bassissime frequenze.

- **Temperatura:** tutta la catena deve essere isoterma, a temperatura costante e monitorata.

4.3. Raccolta dati.

Ci si aiuta con un foglio MS-Excel creato ad hoc (Detector2.xls).

- Impostare sia nel wattmetro sia nel voltmetro un adeguato tempo di integrazione (1 o 2 sec.). Per il wattmetro hp 438A , è conveniente utilizzare il filtro N°7 ($\tau = 2.2$ sec.) che aumenta il numero di cifre significative.
- La prima operazione da compiere è leggere la tensione sul voltmetro quando il segnale applicato è nullo. Ci si potrebbe aspettare che tale tensione sia 0 V., nella realtà dei fatti sarà presente una piccola tensione probabilmente dovuta all'effetto termocoppia del collegamento DC.
E' bene provare sperimentalmente varie soluzioni di cablaggio al fine di minimizzare tale tensione.
Tale valore verrà riportato nell'apposita casella MS-Excel denominata "Offset".
- Sempre in assenza di segnale eseguire la procedura di "Zero" del wattmetro.
- Applicare il segnale, agire sulla regolazione grossolana dell'attenuatore (ad es. 10 dB step) fino a leggere la minima potenza che si è deciso di acquisire (> -25 dBm).
- Leggere Potenza e Tensione e riportarli in MS-Excel nelle relative celle.
- Aumentare la potenza dB per dB e riportare i relativi valori di Potenza e Tensione nelle relative colonne del foglio MS-Excel.
- Man mano che ci si avvicina al regime di compressione del rivelatore si noterà che la tensione rivelata sarà affetta da drift con costante di tempo di alcuni sec. La causa di ciò potrebbe essere auto riscaldamento del detector stesso.
- Completata la raccolta dati, scrivere i dati accessori e commenti (es. p/n, s/n, temperatura, resistenza di carico, banda passante, data, nome operatore, natura del segnale - CW o Noise -).
- Dopo aver osservato i grafici, nella cella dove compare la media della sensitività editare il range delle celle in modo che la media stessa venga calcolata solo nel *range* quadratico (valutato a colpo d'occhio) .
- Si noti che il foglio elettronico contiene anche 2 colonne aggiuntive utili per calcolare l'eventuale algoritmo di estensione del *range* quadratico (con apposito software post detection).

hp 8471D

p/n	hp 8471D		
s/n	2952A20252A		
temperatura	26 °C		
Resistenza carico	2k Ω		
Banda Passante	100kHz	7 MHz	
Natura del Segnale	Noise		
Data			
Operatore	Sergio Manotti		

Letture attenuatore variabile	Potenza Ingresso	Tensione Uscita grezza	Out: corretto Offset Voltmetro	Potenza Ingresso	Risposta Detector	Square Law Error	K	Linearizzazione	
								Out: Linearizzato con formula	errore Square Law con Linearizzazione
[dB]	[dBm]	[mV]	[V]	[W]	[V/W]	[dB]	[V / W]	[V]	[dB]
		Offset >	-0.0010				160.44		A
47	-44.00	0.0059	6.90E-06	3.901E-08	173.32016	0.3353697		6.90E-06	0.335
46	-43.00	0.0072	0.0000082	5.012E-08	163.61151	0.0850173		8.20E-06	0.084
45	-42.00	0.0092	0.0000102	6.31E-08	161.65911	0.0328805		1.02E-05	0.032
44	-41.00	0.0120	0.000013	7.943E-08	163.6603	0.0863123		1.30E-05	0.085
43	-40.00	0.0152	0.0000162	0.0000001	162	0.0420289		1.62E-05	0.040
42	-39.00	0.0196	0.0000206	1.259E-07	163.63162	0.085551		2.06E-05	0.083
41	-38.00	0.0247	0.0000257	1.585E-07	162.15604	0.04621		2.57E-05	0.043
40	-36.98	0.0313	0.0000323	2.004E-07	161.13969	0.018904		3.23E-05	0.015
39	-35.95	0.0399	0.0000408	2.541E-07	160.56843	0.0034804		4.08E-05	-0.001
38	-34.95	0.0505	0.0000513	3.195E-07	160.99309	0.0149511		5.14E-05	0.009
37	-33.95	0.0640	0.000065	4.027E-07	161.40365	0.0260123		6.49E-05	0.019
36	-32.86	0.0809	0.0000819	5.176E-07	158.22821	-0.0602822		8.17E-05	-0.070
35	-31.84	0.1022	0.0001032	6.546E-07	157.64482	-0.0763243		1.03E-04	-0.088
34	-30.82	0.1290	0.00013	8.279E-07	157.0159	-0.0936877		1.30E-04	-0.109
33	-29.85	0.1631	0.0001641	1.039E-06	158.52895	-0.0520354		1.63E-04	-0.071
32	-28.80	0.2069	0.0002069	1.318E-06	156.9497	-0.0955163		2.06E-04	-0.119
31	-27.88	0.2694	0.0002604	1.629E-06	159.82363	-0.0167114		2.59E-04	-0.046
30	-26.88	0.3276	0.0003286	2.051E-06	160.20186	-0.0064456		3.26E-04	-0.044
29	-25.86	0.4120	0.000413	2.594E-06	159.20256	-0.0336207		4.09E-04	-0.080
28	-24.85	0.5210	0.000522	3.273E-06	159.46688	-0.0264162		5.15E-04	-0.085
27	-23.84	0.6686	0.0006708	4.13E-06	162.40263	0.0528093		6.59E-04	-0.021
26	-22.83	0.8269	0.0008369	5.212E-06	160.57339	0.0036144		8.19E-04	-0.088
25	-21.81	1.0602	0.0010612	6.592E-06	160.98938	0.0148512		1.03E-03	-0.100
24	-20.81	1.347	0.001348	8.299E-06	162.43884	0.0537777		1.30E-03	-0.089
23	-19.80	1.716	0.001716	1.047E-05	163.87673	0.0920516		1.65E-03	-0.086
22	-18.800	2.185	0.002186	1.318E-05	165.82506	0.1433803		2.08E-03	-0.078
21	-17.800	2.794	0.002795	1.66E-05	168.4154	0.2106969		2.63E-03	-0.062
20	-16.800	3.575	0.003576	2.089E-05	171.15812	0.2806539		3.31E-03	-0.052
19	-15.800	4.630	0.004631	2.63E-05	172.26302	0.3088194		4.13E-03	-0.090
18	-14.840	5.815	0.005816	3.281E-05	177.26557	0.4331227		5.21E-03	-0.042
17	-13.840	7.463	0.007464	4.13E-05	180.70561	0.5165951		6.57E-03	-0.038
16	-12.840	9.680	0.009581	5.2E-05	184.25142	0.6009872		8.28E-03	-0.031
15	-11.840	12.266	0.012266	6.546E-05	187.37129	0.6739084		1.04E-02	-0.026
14	-10.840	15.64	0.015641	8.241E-05	189.78615	0.7295239		1.32E-02	-0.019
13	-9.840	19.85	0.019851	0.0001038	191.3297	0.7647027		1.66E-02	-0.009
12	-8.840	24.99	0.024991	0.0001306	191.33025	0.7647151		2.09E-02	-0.008
11	-7.840	31.29	0.031291	0.0001644	190.29152	0.7410732		2.64E-02	-0.003
10	-6.840	38.85	0.038851	0.000207	187.67318	0.6809008		3.31E-02	-0.009
9	-5.860	47.65	0.047651	0.0002594	183.68429	0.587599		4.14E-02	-0.026
8	-4.960	58.27	0.058271	0.0003266	178.42367	0.4614035		5.19E-02	-0.048
7	-3.960	70.70	0.070701	0.0004111	171.95926	0.3011343		6.48E-02	-0.075

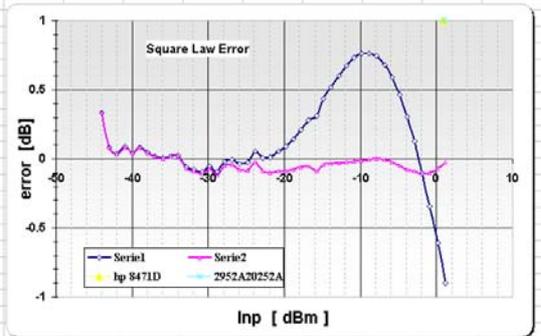
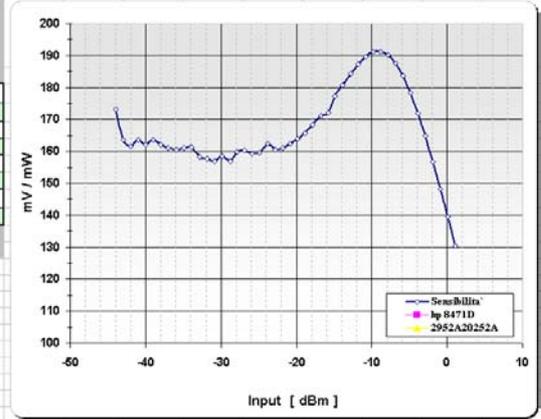


Figura 4.3-1 Esempio del foglio MS-Excel

5. Misure di Rivelatore in Banda 26.5 - 40 GHz

5.1. Setup di Misura.

Il setup impiegato per la caratterizzazione del diodo è il seguente:

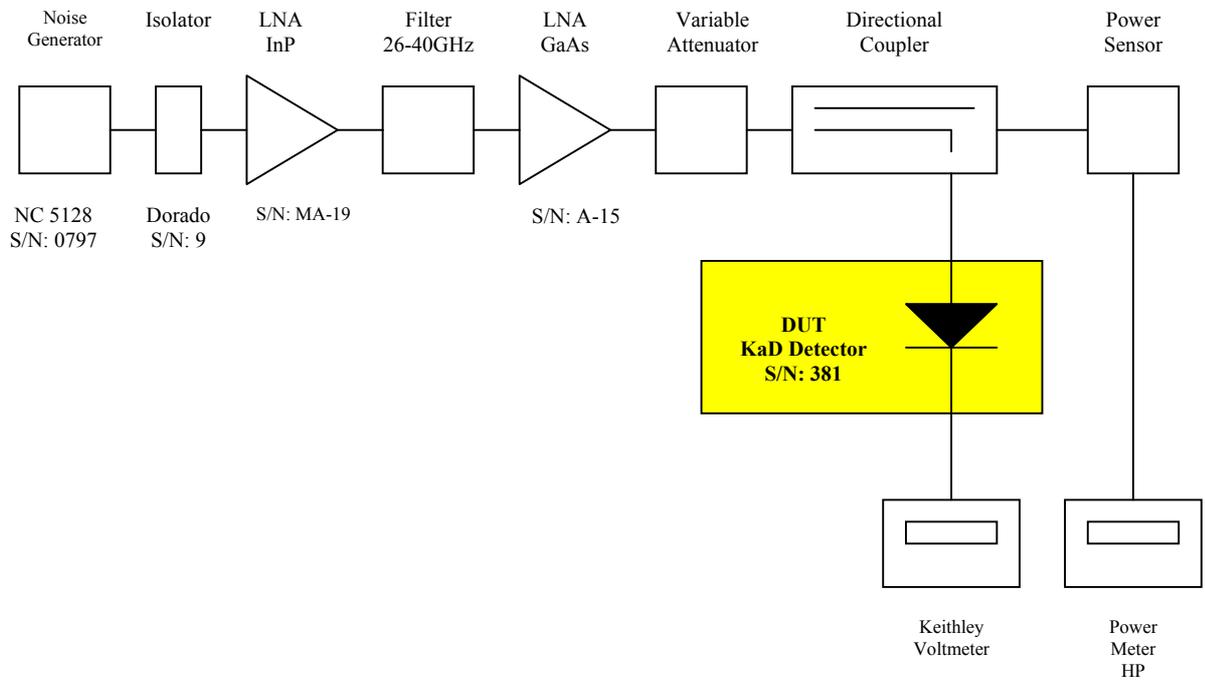


Figura 5.1-1: Schema a blocchi del setup di misura.

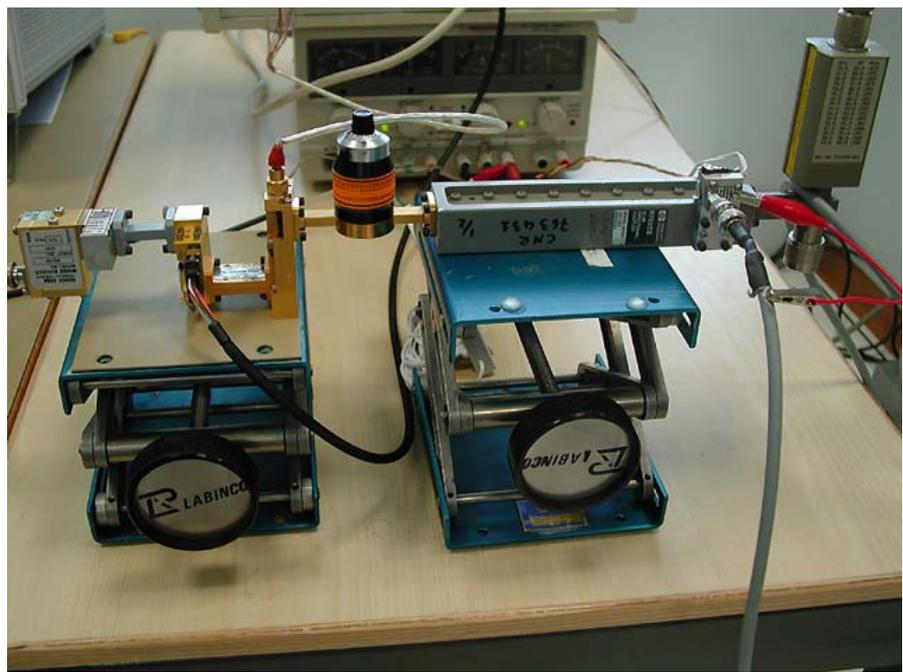


Figura 5.1-2: Setup di misura.

Componenti utilizzati.

- 1) - Noise Generator: NoiseCom™ 5128 (S/N 0797) – ENR=15.88dB @ 32GHz (~12000K).
- 2) – Isolatore: Dorado™ S/N 9.
- 3) – LNA1: NRAO® in InP, sigla MA-19, con guadagno di 35dB nella banda 27-38GHz.
- 4) – LNA2: NRAO® in GaAs (sigla A-15) con guadagno di 27dB @ 32GHz.
- 5) – Filtro: Banda 26-40GHz.
- 6) – Attenuatore Variabile: Millimeter Products Inc.™. P/N 520/599 DC 0017.
- 7) – Accoppiatore Direzionale: Hewlett Packard™ R752CS S/N 00245.
- 8) – Power Sensor: Hewlett Packard™ R8486A S/N 2723A01003.
- 9) – Voltmetro: Keithley™ Mod 2000 Multimeter.
- 10) – DUT - Device Under Test: Pacific Millimeter Products™ - KaD - S/N 381.

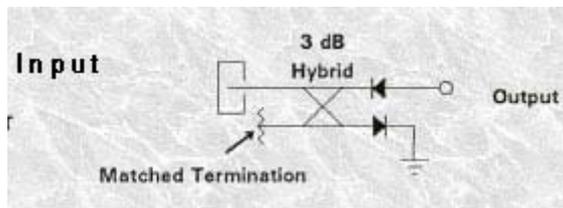


Figura 5.1-3 Schema del rivelatore da caratterizzare

In questo tipo di misure i livelli di tensione in oggetto sono molto bassi. Per ottenere letture accurate si sono applicati i suggerimenti indicati nel manuale del multimetro (9) in merito a misure di questo tipo. L'uscita del detector viene quindi collegata mediante un cavo schermato; lo schermo è poi connesso all'ingresso "INPUT LO" dello strumento. Anche problemi derivanti dalla giunzione di "metalli diversi", detti EMFs (Thermoelectric potentials), possono alterare le letture. Per ovviare a questi problemi, sempre secondo i consigli della Keithley™, occorre utilizzare conduttori di rame ed evitare "banana plugs".

Setup di misura.

Come sorgente di segnale viene utilizzato il *noise generator* (1) con uscita in guida WR28. Tale dispositivo consente di fornire un segnale dello stesso livello su tutta la banda di interesse. Dal data sheet del componente in realtà risulta che il livello in uscita ha una flatness in banda di ± 0.75 dB nella banda 26.5 - 40GHz.

Viene quindi montato un isolatore (2) al fine di migliorare l'accoppiamento tra noise generator ed il primo dei due LNAs (3 e 4 rispettivamente). Questi sono necessari al fine di ottenere un livello di segnale in uscita accettabile.

Tra i due viene interposto un filtro passa banda (5) per limitare la banda a quella di interesse. Un attenuatore variabile consente di variare la potenza in ingresso al diodo.

Mediante un accoppiatore direzionale (7) si può quindi misurare allo stesso tempo sia della potenza in ingresso al detector, tenendo ovviamente conto del fattore di accoppiamento del directional coupler, sia la risposta del detector stesso. La prima misura è effettuata con il power sensor dell'Agilent Technologies™ (8). La misura dell'output del diodo, in Volt, è effettuata con il voltmetro Keithley™ (9).

5.2. Procedimento di misura.

La prima parte della misura è mirata alla determinazione della caratteristica del diodo. Questo consentirà anche di vedere entro quale zona il diodo ha un comportamento di tipo di *square-law*. Dal grafico 1 si può notare tale comportamento. Non si notano comunque compressioni nella curva.

Il grafico 2 mostra l'andamento dell'errore rispetto all'andamento *square-law* puro: si può notare come tale errore sia entro $\pm 0.1\text{dB}$ se la potenza in ingresso è compresa nel range $-41\text{dBm} \div -20\text{dBm}$.

Le simulazioni prevedono che all'uscita dell'**HPD**, quindi in ingresso ai detectors, vi sia una potenza di circa -25dBm . Nel caso di **Bar-SPOrt SWB** si lavora quindi in regione square law.

Nel procedimento di questa misura si è proceduto nel determinare gli offset del test setup. Ciò comporta lo spegnimento dei due LNA in modo da ottenere potenza nulla in ingresso al power meter. Viene quindi azzerato il wattmetro selezionando la funzione di autozero.

5.3. Determinare la Resistenza di Carico Ottimale

In linea di massima non è possibile agire per modificare le prestazioni del dispositivo che segue il rivelatore (Ampli DC, DVM ecc.). Nella fortunata ipotesi che sia invece possibile, ed è il caso del progetto Bar-SPOrt, si può selezionare la resistenza di carico in modo da massimizzare il rapporto S/N. Per "Segnale" si intende il rumore bianco ricevuto, per Noise si intende il rumore bianco generato dalla resistenza di carico.

Sarà pertanto il rapporto fra Sensibilità/Rumore-del-carico quel coefficiente di merito che ci permetterà di scegliere il miglior valore di Resistenza di carico.

Il Rumore termico della resistenza di carico vale: $V_{noise} = \sqrt{4 \cdot K \cdot T \cdot B \cdot R}$ pertanto $V_{noise} \propto \sqrt{R}$

Si può pertanto definire tale coeff. di merito il rapporto $\frac{K}{\sqrt{R}}$, e scegliere il valore di resistenza che massimizza tale rapporto.

Una volta che i dati sono inseriti nel foglio MS Excel, con l'ausilio dei grafici, è veramente facile trovare il valore di R che massimizza il rapporto $\frac{K(R)}{\sqrt{R}}$.

Un esempio del rapporto $\frac{K(R)}{\sqrt{R}}$ è riportato in Figura 5.4-2. Si noti come tale rapporto appaia poco variabile, pertanto è consentito un ampio *range* di resistenza di carico

5.4. Risultati.

A titolo di esempio si riporta l'andamento della *square law error* in funzione della potenza incidente sul detector.

Più la potenza è bassa, maggiore è l'incertezza dovuta al rumore del sensore a termocoppia, pertanto non tragga in inganno il fatto che a basse potenze l'errore sembra elevato.

Spostando l'attenzione verso le potenze più elevate, si nota che già con segnale incidente di -20 dBm avviene una compressione di circa 0.1 dB.

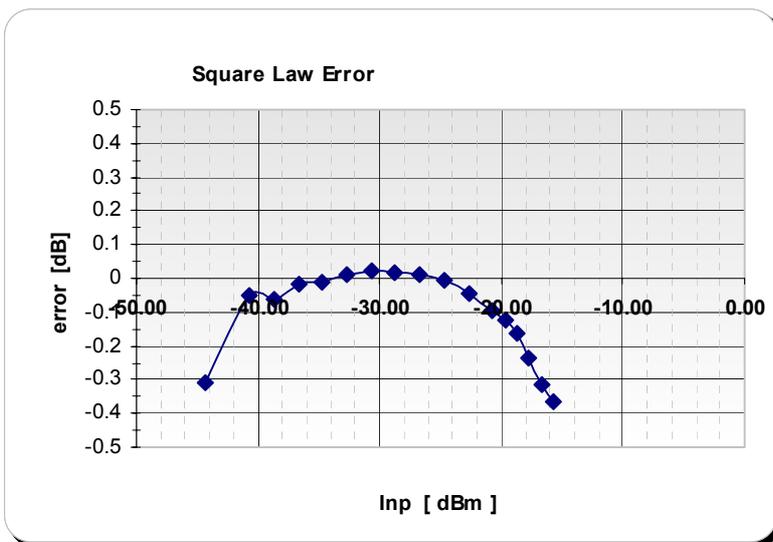


Figura 5.4-1 esempio di Square Law Error

Il setup di misura ha permesso di trovare le seguenti caratteristiche proprie dei rivelatori presi in esame:

- 1) **Ricerca della resistenza di carico ottimale.** Si è cercato un compromesso fra Resistenza elevata, necessaria a massimizzare la sensibilità e resistenza bassa per minimizzare il rumore degli stadi amplificatori successivi.
- 2) **Misura della sensibilità** di ciascun detector
- 3) **Misura della dipendenza della sensibilità dalla temperatura**
- 4) **Misura del coefficiente di adattamento**

L'andamento della sensibilità con la resistenza di carico è riportato nel grafico di Figura 5.4-2 e nella Tabella 5.4-1 . La potenza del segnale di misura era -30 dBm.

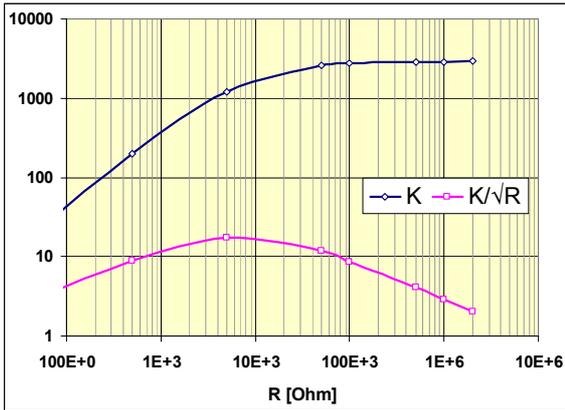


Figura 5.4-2 dipendenza di K e K/\sqrt{R} da Rload

PMI	s/n 381	Power Sweep Hi2Low							
Signal: noise BW 26-40									
T = 24°C									
Resistenza	Potenza Letta dal Power Meter	Potenza Incidente sul detector	Tensione Uscita grezza	Offset	Out: corretto Offset Voltmetro Assoluto	Potenza Incidente sul detector	Risposta Detector		
[Ohm]	[dBm]	[dBm]	[mV]	[mV]	[mV]	[mW]	[V/W]		
Coupling>		-10.7	Offset>		-3.89E-02				
50	-19.75	-30.45	-0.0238	-5.00E-03	0.0188	0.000902	20.85		
500	-19.65	-30.35	-0.1880	-0.006	0.182	0.000923	197.27		
5000	-19.75	-30.45	-1.117	-0.0176	1.0994	0.000902	1219.43		
50000	-19.75	-30.45	-2.400	-3.35E-02	2.3665	0.000902	2624.86		
100000	-19.82	-30.52	-2.459	-0.0367	2.4223	0.000887	2730.41		
500000	-19.77	-30.47	-2.618	-0.0385	2.5795	0.000897	2874.32		
1000000	-19.75	-30.45	-2.656	-0.0373	2.6187	0.000902	2904.60		
2000000	-19.70	-30.40	-2.693	-0.0394	2.6536	0.000912	2909.61		

Tabella 5.4-1 dipendenza di K da R_{Load}

La sensibilità di ogni detector, chiuso sulla resistenza ottimale scelta di $12\text{ K}\Omega$ è riportata nel seguente grafico e tabella:

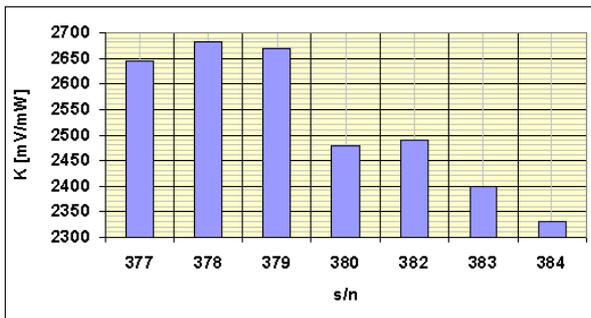


Figura 5.4-3 Valori di K per i 6 campioni

R_{Load}	500K Ω
Temperatura	24°C
Potenza	-30 dBm
s/n	K [mV/mW]
377	2645.30
378	2679.98
379	2668.74
380	2478.43
382	2491.40
383	2399.02

Tabella 5.4-2 Valori di K per i 6 campioni

La media della sensibilità dei 6 campioni vale: 2527 [mV/mW].

La deviazione standard, campionando i 6 detector, vale 139 [mV/mW].

E' stata eseguita anche una veloce stima del coeff. di dipendenza dalla temperatura.

In un range di temperatura compreso fra 24°C e 60°C, $\Delta K/\Delta T$ è costante e vale - 2430 ppm/°C.

E' stato misurato anche il coeff. di riflessione. Al momento della misura non eravamo in grado di raccogliere in maniera informatica i dati, pertanto non è disponibile un grafico di Return Loss.

Il risultato della misura ha mostrato che ogni rivelatore è caratterizzato da un Return Loss inferiore a - 15 dB.

5.5. Incertezze di misura

E' stata effettuata una stima approssimata dell'incertezza di misura. L'analisi formale della propagazione dell'incertezza esulava dagli obiettivi preposti da codesto lavoro.

Per stimare in maniera approssimata l'incertezza di misura si è effettuata la radice quadrata della somma *RSS* delle singole incertezze relative. Il risultato è stato poi espanso con fattore $k=2$.

Incetzza sulla misura di Potenza:

Dal manuale del Wattmetro e da Agilent AN-64-1 : $u(\text{Power}) = 1.8\%$ $k=2$

Incetzza sulla misura di Tensione:

Dal manuale del Voltmetro Keythley™ mod. 2000: $u(\text{Voltage}) = 0.001\%$, $k=2$,

Incetzza di *mismatching*:

Dal software SWR Calculator® : $u(M) = 0.03 \text{ dB} = 0.7\%$, $k=1.41$

Incetzza sul valore di accoppiamento dell'accoppiatore direzionale:

Dal manuale Agilent Technologies™ mod 8722D® $u(s_{21}) = 0.08 \text{ dB}$, $=1.9\%$, $k=1.41$

Trascurando alcuni contributi, alcuni dei quali perché molto contenuti, e altri (come la dipendenza dalla temperatura e il fattore umano) per semplicità, otteniamo la seguente espressione dell'incetzza relativa.

$$U = 2 \cdot \sqrt{\left(\frac{0.018}{2}\right)^2 + \left(\frac{0.007}{1.41}\right)^2 + \left(\frac{0.019}{1.41}\right)^2} = 0.042$$

Che prudenzialmente arrotondiamo per eccesso al valore 0.045 ovvero 4.5%.

Possiamo pertanto affermare che l'incetzza relativa stimata nella misura della sensitività vale circa +/- 4.5% con probabilità del 90% .

6. Conclusioni

E' stato presentato un breve elenco dei parametri caratteristici propri dei detectors. Di alcuni di questi ne è stata sottolineata la criticità.

Per una trattazione più esaustiva si rimanda alla bibliografia.

E' stato presentato un metodo sperimentale, per misurare la sensitività, ed il *range* quadratico dei detectors.

Tale metodo contempla l'utilizzo di comuni strumenti di misura di laboratorio (voltmetro e wattmetro RF) e di un foglio MS-Excel® per il processing dei dati. Il "*template*" di tale foglio è disponibile a richiesta.

Sono state presentate le misure di caratterizzazione eseguite su sei rivelatori che verranno utilizzati nel progetto *Bar-Sport* e operanti nel *range* 26.5 – 40.0 GHz.

Di ogni rivelatore è stata misurata la sensitività, il coefficiente di riflessione, la dipendenza della sensitività dalla resistenza di carico, la dipendenza della sensitività dalla temperatura.

Le misure sono state condotte con il massimo livello di precisione operativa consentito dal laboratorio Cnr IRA di Medicina. Sono stati compiuti, con esito soddisfacente, test di ripetibilità ed alcuni test di riproducibilità. L'analisi della propagazione dell'incertezza non è stata compiuta, ciò nonostante un rapido calcolo basato sulle incertezze strumentali e sulla dispersione dei dati raccolti, permette di stimare l'incertezza relativa espansa sulla sensitività al +/- 4.5%.

7. Bibliografia e Riferimenti

- [1] **Agilent Technologies** - Fundamentals Of RF and Microwave Power Measurements, AN 64-1B.
- [2] **Agilent Technologies** - AN-956 The Criterion for the Tangential Sensitivity Measurement, -
- [3] **Agilent Technologies** – AN-963 Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors
- [4] **Agilent Technologies** – AN-956-5 Dynamic Range Extension of Schottky Detectors
- [5] **Agilent Technologies** – AN-986 Square Law and Linear Detection
- [6] **Agilent Technologies** – AN-987 Is Bias Current Necessary?
- [7] **Agilent Technologies** – AN-988 All Schottky Diodes are Zero Bias Detectors
- [8] **Agilent Technologies** – AN 923 Schottky Barrier Diode Video Detectors
- [9] **Agilent Technologies** –AN 956-3 Flicker Noise in Schottky Diodes
- [10] **Agilent Technologies** – Programma software AppCad®
- [11] **S.Mariotti, T. Pisanu, A. Scalambra**, - Misuratore Automatico di cifra di rumore M.A.M.BO., - Rapporto Interno IRA 295/00