

***Le nuove Antenna Unit
per il VLBI in Italia***

Conservazione o Evoluzione ?

Tonio Idda, Sergio Mariotti, Tonino Pisanu

Rapporto Interno IRA N° 375/05

Le nuove Antenna Unit per il VLBI in Italia.

Conservazione o evoluzione ?

Indice

1. VLBI e Delay Calibration	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Schema di calibrazione del phase-delay e del group-delay di Rogers	3
1.3 Schema circuitale della AntennaUnit	4
2. Componenti critici e soluzioni tecnologiche	7
2.1 Conservazione o evoluzione?.....	9
Il diodo tunnel	9
Gli SRD	10
I comb generators	12
3. Gli Switches	16
4. Conclusioni	17
5. Annotazioni e Datasheets	19
SRD Application Notes	19

1. VLBI e Delay Calibration

1.1 Introduzione

La tecnica VLBI consiste nel fare contemporaneamente osservazioni della stessa sorgente su più stazioni dislocate in diverse parti della Terra: i dati acquisiti da ogni stazione e registrati su nastri (o su grossi hard-disk come avviene nel MarkV) vengono poi inviati ad un correlatore che estrae l'informazione della sorgente.

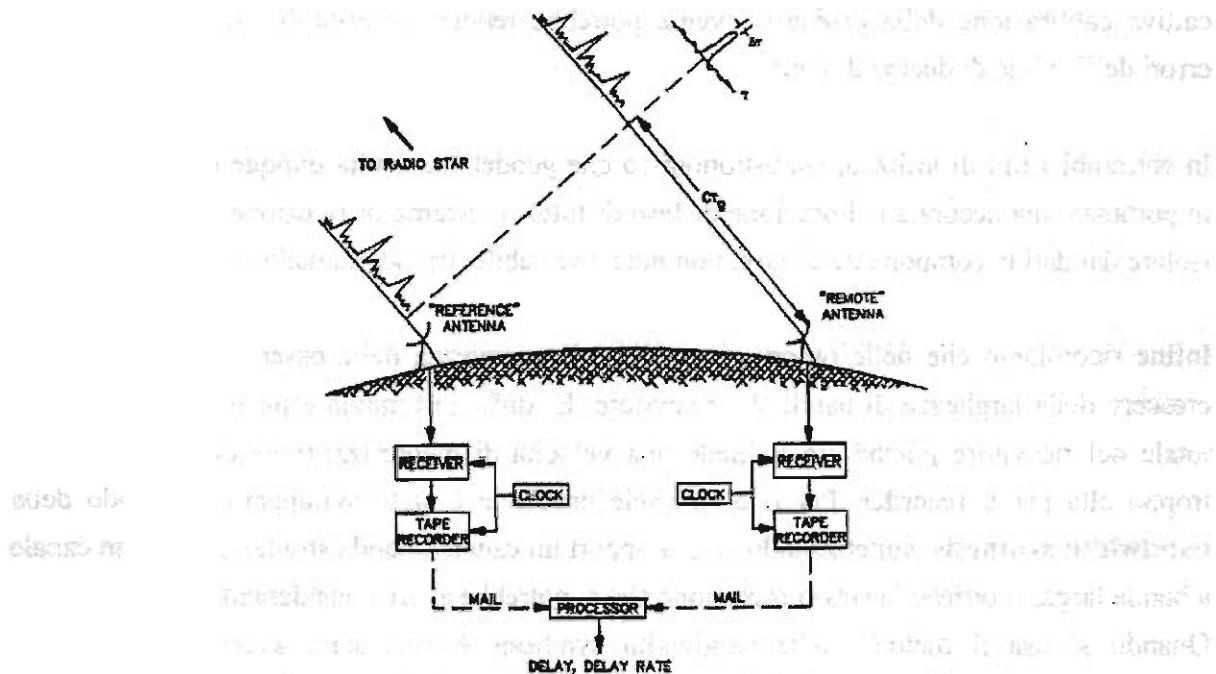


Fig. 1.1 Rappresentazione schematica di una acquisizione interferometrica VLBI

Tale tecnica è stata ampiamente utilizzata anche per effettuare misure geodetiche in cui, dalla misura del delay subito dal segnale per raggiungere le due stazioni, si può ricavare la posizione delle stazioni stesse. Tali misure sono di grande importanza in quanto consentono di monitorare costantemente il movimento delle zolle tettoniche della crosta terrestre.

In pratica, la VLBI è un metodo per misurare la differenza nel tempo di arrivo di un segnale radio a due antenne molto distanti. A causa della differenza nel percorso seguito dai raggi cosmici, l'arrivo dei segnali ad una antenna è ritardato rispetto all'altra. Nel ritardo misurato compare però anche il ritardo subito dal segnale nell'attraversare la strumentazione di stazione. Senza una calibrazione di fase, il ritardo calcolato contiene un off-set sconosciuto dovuto allo shift di fase strumentale che dipende dalla frequenza. Questo off-set del ritardo strumentale appare indistinguibile dalla differenza di istanti di generazione degli impulsi tra i clock delle stazioni, e deve essere eliminato prima di misurare l'off-set di clock assoluto.

Nel caso dell'acquisizione di "immagini" dallo spazio occorre conoscere quale sfasamento sui dati introduce la catena di ricezione, per poi poterlo sottrarre ai dati stessi prima di correlare misure provenienti da due differenti stazioni. In questo modo il correlatore è in grado di rilevare il match ottimo tra le due serie di dati senza essere ostacolato dal rumore scorrelato e indipendente introdotto da ogni singolo ricevitore.

Nel caso delle misure geodetiche quello che interessa maggiormente è la differenza di fase incontrata dal segnale che raggiunge le due stazioni, e che in definitiva si traduce nella distanza esistente tra le due stazioni stesse. In questo caso un errore di fase dovuto ad una cattiva calibrazione della catena ricevente potrebbe rendere inservibili i dati, e portare ad errori dell'ordine di decine di metri.

In entrambi i tipi di utilizzo, sia astronomico che geodetico, risulta dunque di fondamentale importanza una accurata calibrazione di fase di tutto il sistema di ricezione, che permetta di isolare dai dati la componente di fase, non nota e variabile, introdotta dalla strumentazione.

Infine ricordiamo che nelle osservazioni VLBI l'accuratezza delle osservazioni migliora al crescere della larghezza di banda del ricevitore. E' difficile tuttavia espandere la bandwidth totale del ricevitore poiché ciò richiede una velocità di memorizzazione che risulta essere troppo alta per il recorder. Per risolvere tale problema è stato sviluppato il metodo della **bandwidth synthesis**: sintetizzando alcuni opportuni canali a banda stretta scelti da un canale a banda larga, si ottiene la stessa precisione che si potrebbe avere considerando l'intera banda. Quando si usa il metodo della bandwidth synthesis è necessario avere un segnale di riferimento per la calibrazione della fase tra i canali: il segnale IF ottenuto dal sistema antenna viene diviso in 14 canali ed inviato ad altrettanti video-converter del sistema di acquisizione dati, in cui vengono convertiti in segnali video indipendenti. In questo processo, le 14 conversioni indipendenti possono causare differenti shift e fluttuazioni di fase. Per calibrare tali differenze di fase, un segnale marker deve essere aggiunto al segnale d'osservazione prima di dividerlo entro i 14 canali. Questo marker, o PhaseCal, può essere usato come segnale di riferimento per la calibrazione del ritardo strumentale.

Lo scopo del sistema di calibrazione del delay può essere riassunto come di seguito:

- a) fornire il segnale di riferimento in frequenza a ogni canale video per usarlo nella sintesi in banda (phase-delay measure).
- b) misurare lo shift di fase del segnale di riferimento dovuto a una variazione della lunghezza del cavo di trasmissione usato tra il punto di iniezione del segnale e il sistema di acquisizione dati nella camera d'osservazione (cable-delay measure).

Per tutti questi motivi ci si è preoccupati di realizzare un sistema di calibrazione automatico che fosse in grado di garantire precisioni molto elevate. Un tale sistema, noto come

L'**AntennaUnit** è composta principalmente da un generatore di impulsi a diodo tunnel pilotato da un segnale "onda quadra" a 5 MHz di frequenza proveniente dal campione atomico di stazione (in genere un maser a idrogeno). Il diodo agisce su tale segnale periodico come "squadratore" della forma d'onda, generando ripidi fronti di salita e il conseguente aumento, nel segnale in uscita, dell'ordine di armoniche con potenza elevata. La fase di questi toni si ipotizza sia stabile ad un livello di 10 ps e calibrata in modo assoluto ad un livello di qualche ns. Gli impulsi (positivi e negativi) provenienti dal diodo vengono finestrati con uno switch attenuatore in modo da avere in uscita un solo impulso per μs . Il segnale di calibrazione viene iniettato nel sistema con un basso livello di potenza e quindi incorporato nei dati della sorgente radio.

La **GroundUnit** è pensata per fornire all'AntennaUnit il segnale di riferimento a 5 MHz ed effettuare una precisa valutazione del phase-delay introdotto dal cavo coassiale che connette le due unità. Il phase-delay e il group-delay variano lungo il cavo in funzione della deformazione termica e meccanica che il cavo subisce durante l'orientazione dell'antenna. Per il sistema di misura del cavo si è scelto di misurare la fase dell'onda sinusoidale riflessa usando una modulazione in bassa frequenza. Tale sistema è apparso il meno sensibile agli errori sistematici.

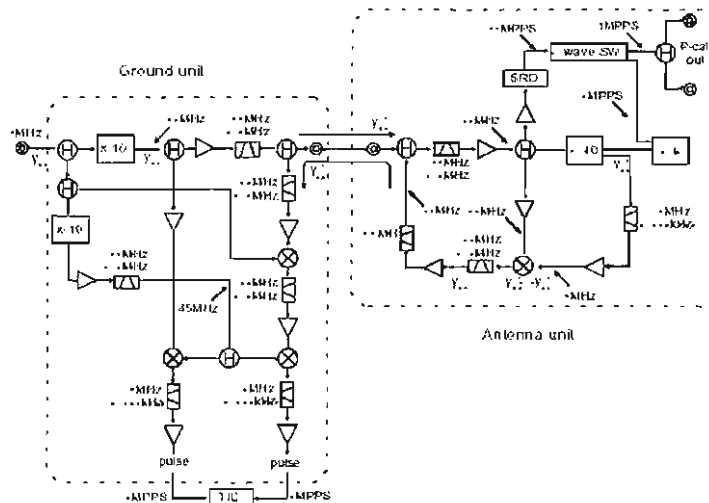


Fig. 1.2 Schema a blocchi dell'insieme Ground Unit - Antenna Unit

1.3 Schema circuitale della AntennaUnit

Lo schema circuitale della AntennaUnit (AU) ideato da Alan Rogers è costituito principalmente da tre blocchi:

1. Il blocco di ingresso del segnale di riferimento
2. Il blocco di generazione degli impulsi
3. Il blocco di switching

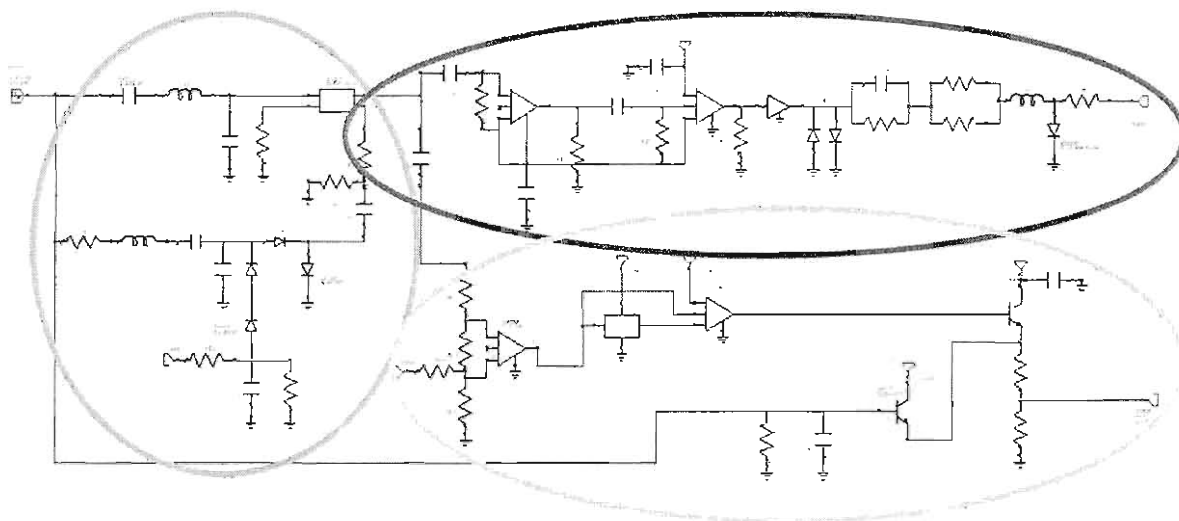
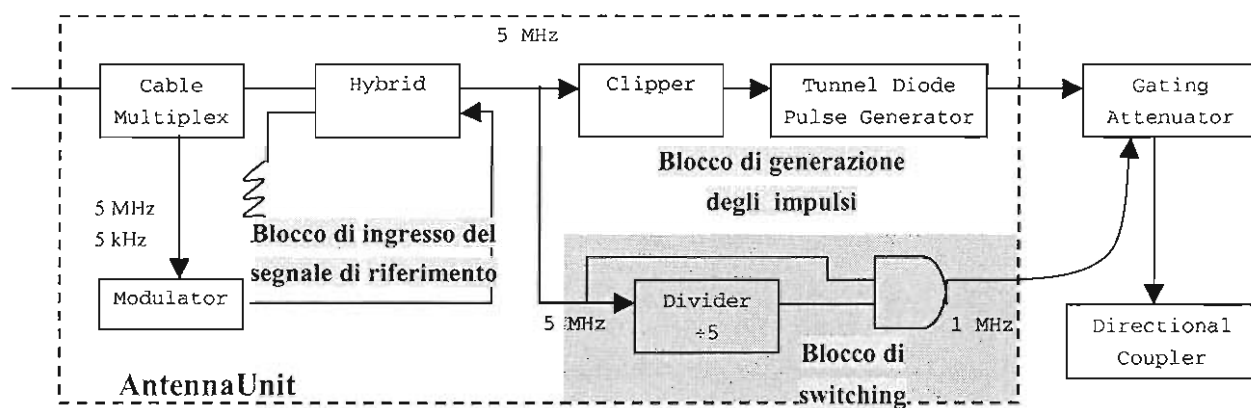


Fig. 1.3 Schema a blocchi e schema circuitale di una Antenna Unit secondo il modello di Rogers

1. Il **blocco di ingresso del segnale di riferimento** è dedicato alla calibrazione del ritardo di fase introdotto dal cavo coassiale che conduce il segnale a 5 MHz proveniente dalla GroundUnit. Tale blocco costituisce l'interfaccia fisica tra AntennaUnit e GroundUnit, e da quest'ultima riceve, oltre al segnale a 5 MHz, anche un segnale a 5 kHz usato per la modulazione in bassa frequenza, e un segnale DC per il controllo ON/OFF dei toni in uscita. Esso è costituito da una parte di circuiteria dedicata al demux dei segnali provenienti dalla GroundUnit, una parte dedicata alla modulazione del segnale a 5 MHz col segnale a 5 kHz, e da un ibrido della Olektron incaricato della riflessione del segnale sullo stesso cavo che conduce il segnale di riferimento proveniente dalla GU.

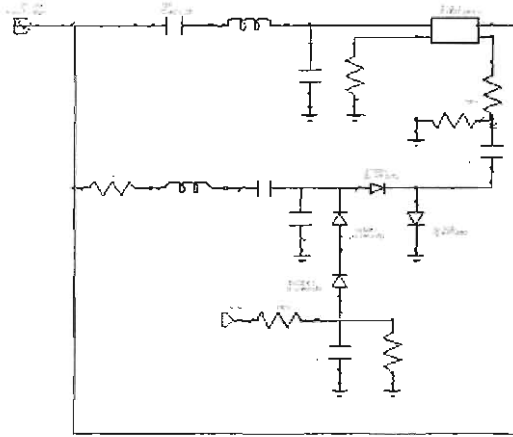


Fig. 1.4 Antenna Unit: blocco di ingresso del segnale di riferimento

2. Il **blocco di generazione del treno di impulsi** è il vero e proprio “comb generator”, ed è costituito da un circuito di squadratura del segnale, da una sezione di amplificazione e dal diodo tunnel che, pilotato dal segnale a onda quadra, genera in uscita un treno di impulsi spaziatosi in frequenza di 5 MHz

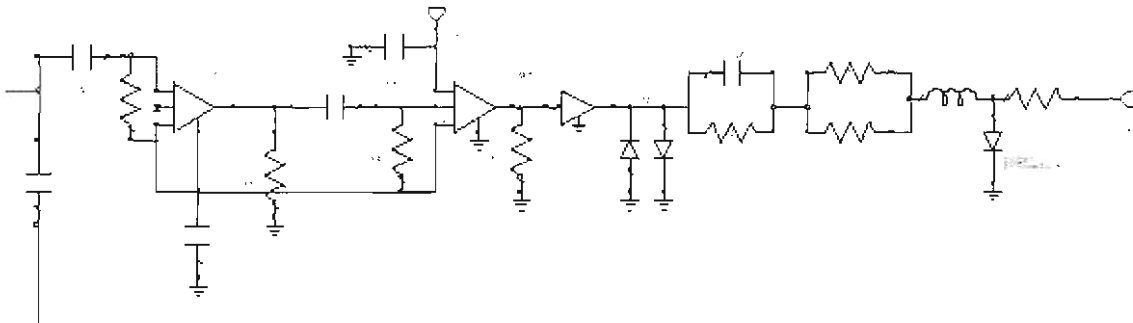


Fig. 1.5 Antenna Unit: blocco di generazione degli impulsi

3. Il **blocco di switching** riceve in ingresso una parte del segnale a 5 MHz, opera una divisione $N/5$ della frequenza del segnale, e presenta in uscita un segnale ad onda quadra con una frequenza di 1 MHz. Tale segnale va poi a pilotare lo switch esterno che riduce a 1 MHz la rate di ripetizione del treno di impulsi proveniente dal diodo tunnel.

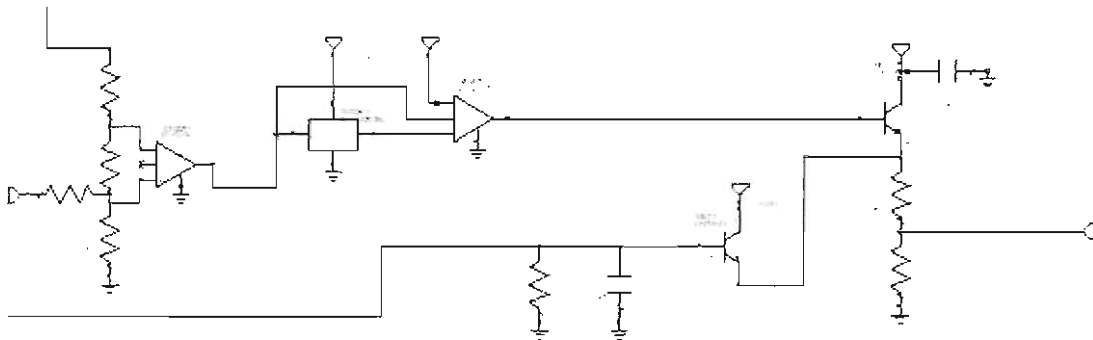


Fig. 1.6 Antenna Unit: blocco di switching

2. Componenti critici e soluzioni tecnologiche

L'AntennaUnit e la GroundUnit insieme sono lo standard di riferimento della fase/lunghezza elettrica di una stazione ricevente VLBI. Per lavorare a pieno titolo nel VLBI mondiale i nuovi ricevitori di Medicina, Noto ed SRT dovranno necessariamente essere dotati di tali dispositivi. La tendenza attuale è quella di fornire tutti i ricevitori di una propria AU, situata in prossimità degli LNA, in modo da iniettare il PhaseCal direttamente all'ingresso della catena di ricezione. Sembra ormai poco opportuno disporre soltanto di un numero limitato di AU per ogni sito, da dover spostare o commutare di volta in volta sul corrispondente ricevitore: infatti ciò richiederebbe la presenza costante di un operatore che agisca sul dispositivo, con conseguente rallentamento dei tempi di acquisizione. Oppure, commutare da remoto sull'opportuno ricevitore il segnale proveniente da un'unica AU comporterebbe l'introduzione di cavi di connessione che introdurrebbero sul segnale di calibrazione uno sfasamento incognito, non appartenente alla catena di ricezione del segnale radioastronomico, che non sarebbe possibile correggere.

Si va dunque a fornire ogni ricevitore di una propria AntennaUnit, e l'idea base è quella di replicare lo schema di AU già esistente. L'attuale schema però presenta dei componenti che risultano essere particolarmente critici, e di difficile reperibilità sul mercato: uno di tali componenti è il già citato diodo tunnel.

Originariamente l'AU presentava, nella sezione di generazione del treno di impulsi, un particolare diodo tunnel, modello SMTD988, le cui specifiche, ricavate dal Manuale MARK III, indicavano:

- Corrente di picco nominale: 15 mA
- Capacità al punto di valle < 1 pF

Divenuto obsoleto, tale componente era stato già sostituito dallo stesso Rogers, verso la fine degli anni '80, con un diodo tunnel della Tektronix, modello S-52 50, le cui specifiche erano:

- Corrente di picco nominale: 50 mA
- Capacità al punto di valle < 25 pF

Attualmente anche tale componente non è più rintracciabile sul mercato, neppure presso la stessa Tektronix.

Per riprodurre l'attuale schema di AU si deve dunque ricercare un componente equivalente al vecchio diodo tunnel, che possieda delle specifiche che siano il più possibile prossime a quelle del componente obsoleto. La sua reperibilità sul mercato risulta essere piuttosto complicata, in quanto le nostre specifiche fanno di esso un componente ad altissime

prestazioni, e quindi difficile da realizzare anche per le principali ditte produttrici di diodi a livello mondiale .

Ci si potrebbe domandare però se sia opportuno riproporre immutato lo schema proposto da Rogers, cercando ad ogni costo componenti con specifiche prossime a quelle del diodo mancante, o se forse sia preferibile, nell'ottica di una "evoluzione tecnologica", guardare ad altre possibili soluzioni.

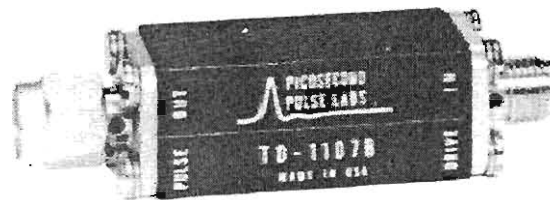
In risposta a tale quesito si possono individuare differenti soluzioni, alcune delle quali vengono proposte qui di seguito:

- a) **Uso di diodi tunnel equivalenti:** Le attuali AU impiegate nelle stazioni VLBI di Medicina e Noto si sono rivelate essere dei dispositivi estremamente precisi ed affidabili, segno che lo schema seguito è valido e che i componenti usati sono essi stessi altamente affidabili. Nell'arco di 15 anni si sono verificati solo due casi di guasto, che hanno riguardato componenti non critici e le cui cause sono da imputare essenzialmente all'operatore che vi ha agito. E' dunque lecito pensare che, riproducendo "esattamente uguali" i vecchi dispositivi, si potrebbe essere quasi certi del risultato finale, e si potrebbe "economizzare" su una loro reingegnerizzazione e sui rischi che da ciò ne conseguono. L'irreperibilità del diodo tunnel porrebbe un ostacolo difficilmente superabile alla realizzazione di tale soluzione, proprio perché questo è il componente più critico di tutta la catena.
- b) **Uso di componenti in grado di generare treni di impulsi:** In mancanza del diodo tunnel necessario, ci si potrebbe rivolgere verso altri componenti che possano implementare un circuito per la generazione di treni di impulsi. Negli ultimi 15 anni hanno preso sempre più piede i diodi SRD (Step Recovery Diode), largamente impiegati proprio su generatori di pettine d'impulsi (Comb Generators). Utilizzare diodi SRD in luogo del diodo tunnel comporta la ricerca di un componente che possa offrire prestazioni paragonabili e che soprattutto non richieda, in prima istanza, uno stravolgimento dello schema base di Rogers. Si vuole cioè evitare di dover riprogettare l'intero schema di AU, perché questo presenta un livello di rischio eccessivamente alto e perché potrebbe richiedere di intervenire anche sulla GU, cosa questa di non facile attuazione.
- c) **Uso di sistemi preconfezionati:** Altra soluzione che si può prospettare è quella che impiega un comb generator "preconfezionato", da acquistare sul mercato, che verrebbe integrato con il circuito di interfaccia tra AntennaUnit e GroundUnit in modo da conservare il blocco AU-GU del MarkIV per la calibrazione del phase-delay. In questo modo si risolve il problema di reperire il diodo per la generazione di impulsi adatto al nostro circuito, ma si pone il problema di trovare un comb generator che soddisfi le specifiche del nostro sistema.

Conservazione o evoluzione?

Il diodo tunnel

Come si è già accennato precedentemente, l'elevata affidabilità del sistema complessivo e dei singoli componenti impiegati nelle attuali AU ci induce a "conservare" il progetto originario, apportando minime modifiche sostanziali. L'unico diodo tunnel che soddisfa alle nostre esigenze è un componente della Picosecond, modello TD1107, che presenta un tempo di transizione compreso tra i 20 ps e i 45 ps, una corrente di picco di 50 mA e un'ampiezza degli impulsi in uscita pari a 200 mV su un carico di 50 Ohm.



2935.00

Fig. 2.1 Diodo tunnel TD1107 della Picosecond

Transition Duration Specifications			
Option	Min/Max	Min on Scope*	Max on Scope*
TD1107A	>30 ps/ 45 ps	34.8 ps	48.2 ps
TD1107B	>25 ps/ 30 ps	30.6 ps	34.7 ps
TD1107C	20 ps/ 25 ps	26.6 ps	30.5 ps

Parameters	
Amplitude	200 mV min
Impedance	50 \pm 1 Ω
Reflection Coefficient	15%, 50 ps FWHM
Peak Current	50 mA
Average Current	25 mA max
Connectors	SMA
Calibration	Test report with waveforms is furnished only when purchased with a TD1110C. NPL/NIST-traceable
Warranty	30 days. No guaranteed warranty replacement on "C" version. It will be replaced by "B" version with a refund of price difference. See Terms and Conditions of Sale for details.
Dimensions	2" x 0.5" x 0.5" (5.1 x 1.3 x 1.3 cm)

Tale componente viene fornito in package con connettori SMA; per essere impiegato nell'attuale schema circuitale delle AU non è necessario apportare alcuna modifica, ma verrebbe semplicemente posizionato esternamente all'attuale case delle AU. Se dovesse

creare problemi il fatto di avere in esterno un componente così critico si potrebbe modificare il package dell'AU inserendo il diodo, e se possibile anche lo switch, entro il nuovo package.

Gli SRD

Nell'ottica di una "evoluzione del vecchio progetto" di AU, l'impiego di diodi SRD è una soluzione che abbina facilità a reperire nuovi componenti, economicità e possibilità di avere performance più elevate. Gli SRD sono componenti largamente impiegati proprio all'interno di comb generators, e uno schema circuitale tipico è schematizzato in Fig. 2.1. Esso prevede di polarizzare il dispositivo con una corrente I_{BIAS} costante, e di pilotarlo con un segnale sinusoidale la cui frequenza va a stabilire la spaziatura degli impulsi in uscita.

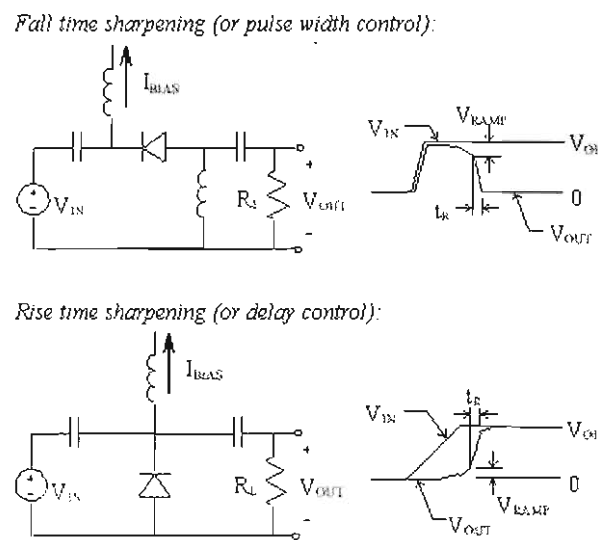


Fig. 2.2 Schema di polarizzazione di un diodo SRD

Scegliere un SRD opportuno da impiegare in un comb generator richiede di determinare alcuni parametri tipici che sono funzione della frequenza in ingresso, della frequenza in uscita, della larghezza di banda e dell'efficienza. Tali parametri sono:

**Minority Carrier
Lifetime (T_L)**

$$T_L > \frac{10}{f_{IN}}$$

Il tempo di vita dei portatori minoritari è una misura della carica immagazzinata nella giunzione e non persa attraverso la ricombinazione.

Dovrebbe essere sufficientemente lungo da consentire alla corrente di raggiungere il massimo picco negativo prima che il diodo 'scatti' verso uno stato ad alta impedenza.

Transition Time
(T_T)

$$T_T < \frac{1}{f_{OUT}}$$

Il tempo di transizione è il tempo che il diodo impiega per commutare dallo stato "in conduzione" allo stato "non in conduzione".

Bias Resistor
(R_b)

$$R_b = \frac{5T_L}{N^2 C_{J-6}}$$

T_L = Lifetime dei minoritari (sec)

N = Ordine di moltiplicazione

C_{J-6} = Capacità totale a -6 volts (F)

Breakdown Voltage (V_b)

$$V_b = K \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f_{IN} C_{J-6}}}$$

$$\begin{cases} K = 0.8 \text{ for } N < 4 \\ K = 1 \text{ for } N = 4 \\ K = 1.5 \text{ for } N > 4 \end{cases}$$

P_{OUT} = Potenza d'uscita alla

frequenza di output (W)

f_{IN} = Frequenza di input (Hz)

C_{J-6} = Capacità totale a -6 volts (F)

Capacitance
(C_{J-6})

$$C_J = \frac{1}{2\pi \cdot f X_c}$$

f = output frequency

X_c = output reactance

Per ottenere la massima efficienza di conversione di potenza, l'impedenza di uscita (reattanza capacitiva) deve essere tra i 30 e i 60 Ohm (se il diodo è in una rete a 50 Ohm). Il valore della capacità è calcolato ad una polarizzazione inversa di -6 volts.

Nel nostro caso, poiché il segnale proveniente dalla GU ha una frequenza di 5 MHz, e se ipotizziamo di considerare un segnale in uscita alla frequenza centrale di 10 GHz, il diodo SRD che serve al nostro circuito presenterebbe le seguenti specifiche:

Capacitance	Breakdown Voltage	Lifetime	Transition Time
0.3 pF @ 6V	> 20 volts	> 2000 ns	< 100 ps

Nella ricerca di diodi SRD non è stato possibile trovare da catalogo il componente adatto, soprattutto a causa del lungo tempo di vita richiesto per i portatori minoritari, e quindi ci siamo rivolti a differenti case produttrici a cui è stato chiesto di indicarci quali dispositivi potessero corrispondere alle specifiche sopra indicate.

B. Corey, dell'Haystack Observatory, alcuni anni fa ha testato dei diodi SRD che presentavano le seguenti caratteristiche:

Specifications			
C_{j-6}	Cut-Off Frequency	Carrier Lifetime	Transition Time
0.1-0.5 pF	350 GHz	15 ns	60 ps

A noi è stato offerto di testare sul nostro circuito alcuni dispositivi che presentavano tempi di transito brevi e piccole capacità di giunzione, sebbene il lifetime sia di gran lunga inferiore alle nostre specifiche.

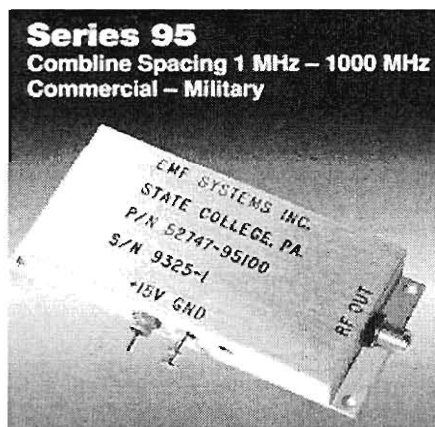
<i>Factory</i>	<i>Italian Sale</i>	<i>Model</i>	<i>Comments</i>
Metelics www.aeroflex.com/	Sematron sematronitalia@flashnet.it	SMMD-840	Non è stato riscontrato alcun modello che soddisfi alle nostre esigenze. Ci è stato proposto di testare il diodo SMMD-840 con un bias di 100 μ A.
MicroMetrics serv@micrometrics.com www.micrometrics.com		MSD700	Non è stato riscontrato alcun modello che soddisfi alle nostre esigenze. La serie MSD700 presenta attraenti caratteristiche di risposta. Potrebbe essere utile testare tali diodi alla frequenza di 5 MHz.
Herotek info@Herotek.com www.herotek.com/	Alfa Microonde Snc mara.ricci@alfamicroonde.it		Non è stato riscontrato alcun modello che soddisfi alle nostre esigenze. I diodi della Herotek presentano frequenze di ingresso superiori ai 10 MHz e richiedono elevati livelli di potenza.
Skyworks www.skyworksinc.com		CVB1151	Non è stato riscontrato alcun modello che soddisfi alle nostre esigenze. La serie CVB1151 presenta caratteristiche di risposta di possibile utilità. Potrebbe essere utile testare tali diodi alla frequenza di 5 MHz.

I comb generators

L'impiego di un comb generator apporterebbe una notevole semplificazione del circuito originario in quanto si potrebbe eliminare tutta la sezione di generazione degli impulsi (blocco 2 dello schema di AU). Un dispositivo commerciale della EMF Systems Inc è parso compatibile con le nostre specifiche: è un comb generator, modello *Series 95*, che impiega un SRD per produrre stretti spike di tensione e generare uno spettro di frequenze in uscita ricco di armoniche. Tale dispositivo possiede un oscillatore a cristallo interno, ma può essere pilotato anche da un segnale esterno la cui frequenza può variare da 1 MHz a 1 GHz.

Specifications				
Model	Input Freq. Range	Typ. Input Power	Output Freq. Range	Typ. Output Power
EMF Series 95	1 MHz-1GHz	?	<18 GHz	-30 dBm @2 GHz

1455,00



SERIES 95 SPECTRUM ENVELOPES

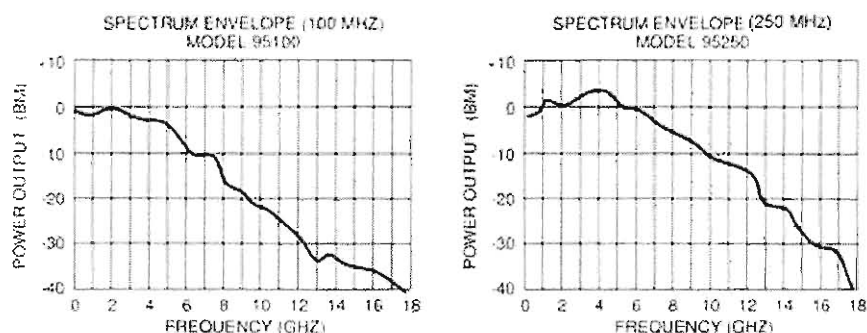


Fig. 2.3 Comb generator della EMF Systems Inc.

Dai dati forniti dalla EMF System risulta che per il loro comb generator, pilotato con un segnale a 5 MHz e 0 dBm, si ha in uscita uno spettro con un livello di potenza pari a -30 dBm @2 GHz. Come si può notare il livello di potenza in output alle basse frequenze è particolarmente alto; purtroppo non disponiamo di informazioni sull'andamento del segnale a frequenze più elevate. Come termine di paragone si può osservare quale sia il livello di potenza degli impulsi prodotti dalle due AU di Medicina su una banda DC-23 GHz.

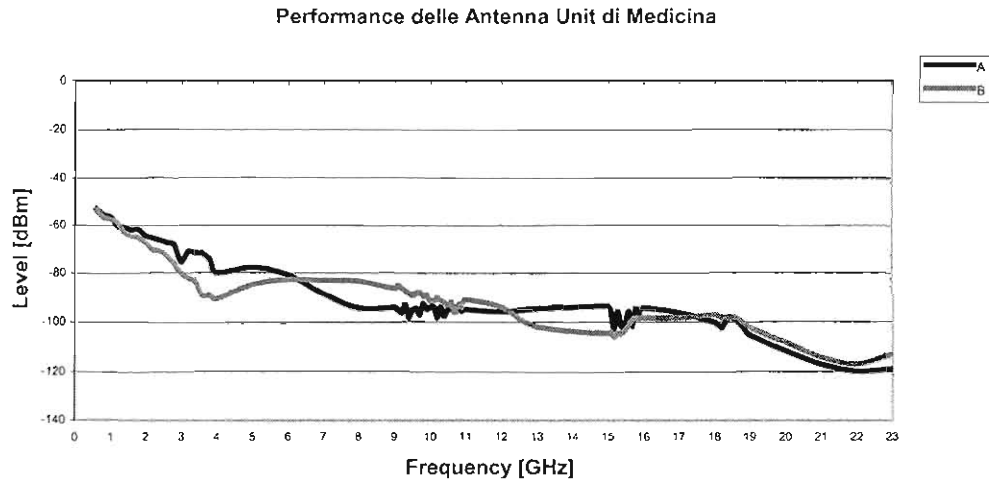


Fig. 2.4 Livello di potenza in uscita per le due AntennaUnit di Medicina

Il livello di potenza in uscita si aggira intorno ai -70 dBm @2 GHz, -90 dBm @10 GHz, per scendere fino a -110 dBm @20 GHz.

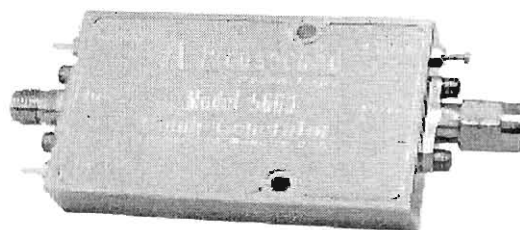
Come segnale di input è stato inviato un segnale a 5 MHz di frequenza e 13 dBm di potenza.

Un altro dispositivo osservato è un comb generator della Picosecond, modello 5660, che accetta in ingresso un segnale il cui range di frequenze varia da 500 MHz a 3 GHz, e fornisce in uscita uno spettro esteso fino a 50 GHz con un livello di potenza di -26 dBm @48 GHz per un segnale di input di 3 GHz e 10 dBm.

Specifications				
Model	Input Freq. Range	Typ. Input Power	Output Freq. Range	Typ. Output Power
Picosecond 5660	0.5-3GHz	10dBm	>50GHz	-26dBm @48GHz

1455,00

MODEL 5660 COMB GENERATOR MODULE



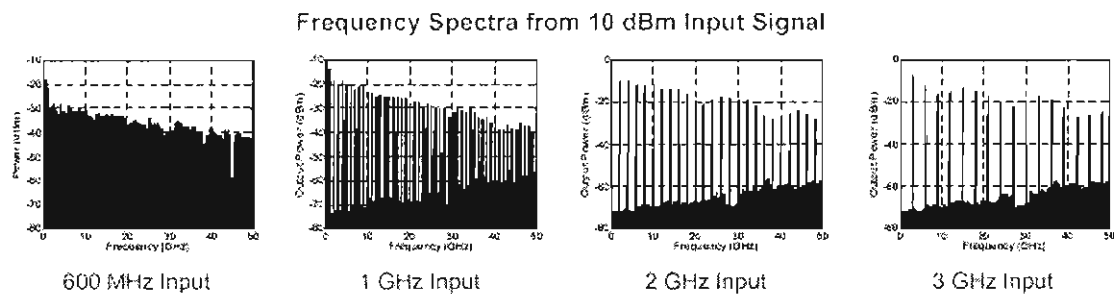


Fig. 2.4 Comb generator della Picosecond

Per tale dispositivo non disponiamo di dati utili nel caso venissero pilotati con segnali di input a 5 MHz.

3. Gli Switches

Altro componente importante per il corretto funzionamento delle AU è lo switch esterno; lo scopo di tale switch è quello di ridurre a 1 MHz la rate di uscita degli impulsi provenienti dalla AU. In questo modo lo spettro di armoniche generate dal diodo tunnel subisce una attenuazione che ne estende la banda fino ai 22 GHz con ampiezze dei picchi che si aggirano intorno al valore di circa -100 dBm. Normalmente tali switches tagliano la banda a 18-20 GHz, oltre cui non si osservano più impulsi con ampiezza utile. Per estendere la banda del treno di impulsi si dovrebbe perciò pensare di spezzettare la banda su più sottobande, ad esempio dividendola nelle bande 1-18 GHz e 18-40 GHz.

Sono stati vagliati differenti dispositivi commerciali allo scopo di determinare quello che soddisfa al meglio le nostre specifiche. Lo switch impiegato nelle precedenti AntennaUnit era un dispositivo della Narda, modello "S213", che aveva un tempo di commutazione di 10 ns, un isolamento elevato, una return loss ridotta ed era pilotato in corrente. Per quel che riguarda il tipo di pilotaggio purtroppo ci sono state difficoltà, in quanto quasi tutte le ditte contattate offrono dispositivi con driver TTL: nel caso si decidesse per l'acquisto di tali dispositivi sarà necessario introdurre un controllo TTL nello schema delle AU.

Factory	Italian Sale	Model	Frequency Range	SWSP	TTL	Isolation dBm	Insertion Loss dBm	Price
General Microwave	Sematron	M864BH	0.5-18 GHz	10 ns	No	60-80	1-2.8	Obsoleto
General Microwave	Sematron	9114	1-18 GHz	10 ns	No	60-80	1-2.5	?
General Microwave	Sematron	F192A	0.2-18 GHz	10 ns	Si	70-80	2-3.5	1200
Narda	LP Instr. & Acalitalia	S213	1-18 GHz	10 ns	No	55-60	1-2	No Stok
Narda	LP Instr. & Acalitalia	S213D	1-18 GHz	10 ns	Si	55-60	1-2	1040 876
AMC	?	SW-218 3-1 SW-218 4-1	0.3-18 GHz	10 ns	No No	40-70 45-80	1-2.3 1-2.5	? 895
Mitek	Sematron	S138B	1-18 GHz	2 ns	No	60	3	500
Bookham	?	MMIC SPST	1-20 GHz	10 ns	Si	62-50	1.6-2.5	?
General Microwave	Sematron	9014	18-40 GHz	10 ns	No	75-70	2.8-3.5	1950

4. Conclusioni

Da questo rapporto emerge che per fare misure VLBI i ricevitori radioastronomici di Medicina, Noto ed SRT devono essere dotati di un sistema di calibrazione della fase e del ritardo strumentale. Di conseguenza è opportuno dotare ogni ricevitore di una propria AntennaUnit, in quanto tale soluzione limita i problemi legati alla condivisione di una AU su più ricevitori, consente di calibrare in modo costante il singolo ricevitore e permette una maggiore rapidità di commutazione tra i ricevitori.

Lo schema originario, come detto progettato negli anni '70 da Alan Rogers all'Haystack Observatory ed è stato per lungo tempo il modello di calibratore della fase impiegato in quasi tutti i radiotelescopi VLBI mondiali. Attualmente tale progetto, seppur ancora valido, presenta grosse difficoltà realizzative poiché alcuni dei componenti più critici sono ormai fuori produzione e, per la loro specificità, risultano essere difficilmente sostituibili. Il più importante di tali componenti è il diodo tunnel preposto alla generazione degli impulsi di calibrazione.

In questo rapporto sono state presentate le problematiche incontrate nella ricerca di un opportuno sostituto per tale diodo tunnel e di altri componenti di difficile reperibilità. Sono anche state proposte differenti soluzioni tecnologiche che permettano di conservare il progetto originario di Rogers, riconosciuto universalmente come valido ed affidabile, svincolando però la sua realizzabilità pratica dalla disponibilità o meno di un singolo componente critico.

La prima soluzione, la più ovvia ed immediata, è stata quella di ricercare un componente equivalente al diodo obsoleto: tale componente è stato identificato in un diodo tunnel della Picosecond, modello **TD1107C**, che presenta caratteristiche prossime a quelle del precedente diodo. Tale componente è venduto con package munito di connettori SMA e per l'inserimento nelle AntennaUnit non richiede di apportare alcuna modifica al circuito, ma semplicemente verrebbe posto all'esterno. Visto l'elevato costo di tali componenti si suggerisce l'acquisto di due dispositivi da testare sulle nuove AU.

La seconda soluzione prospettata prevede l'impiego di diodi SRD per la generazione del pettine di impulsi. Gli SRD sono diodi largamente usati proprio come comb generator e come moltiplicatori di armoniche; un limite al loro impiego nelle nostre AU deriva dal fatto che tali diodi sono in genere pilotati da segnali a frequenze superiori ai 100 MHz, e solo con tali frequenze riescono a generare treni di impulsi che si estendono fino ai 30 GHz.

Poiché la GroundUnit comunica con l'AU inviandogli un segnale a 5 MHz, l'impiego di diodi SRD richiederebbe di modificare tale schema di calibrazione della fase.

Si possono ipotizzare due soluzioni di impiego per i diodi SRD:

- a) Usarli con segnali alla frequenza di 5 MHz, polarizzandoli con una corrente più elevata (come suggerito da alcune case produttrici) in modo da forzare un immagazzinamento di carica tale da consentire una efficiente generazione di impulsi.
- b) Si può pensare di realizzare una moltiplicazione di frequenza all'interno della AU, in modo da pilotare il dispositivo con segnali a 100 MHz. Il tutto deve naturalmente conservare la stabilità necessaria ad una calibrazione di fase, mantenendo il legame con il segnale di riferimento proveniente dalla GroundUnit.

Queste due soluzioni vanno valutate tenendo però in conto che tali dispositivi sono assai sensibili a variazioni di temperatura (molto più di un diodo tunnel) e che, sia i dispositivi moltiplicatori di frequenza sia i pilotaggi a correnti elevate, possono portare a un drift delle prestazioni di tali componenti rendendo inservibili i dati delle osservazioni.

B. Corey, dell'Haystack Observatory, riporta i dati da lui misurati su un SRD HP 5082-0885 ($C_{j-s} = 0.1-0.5$ pF, $Lifetime = 15$ ns, $Transition\ Time = 60$ ps, $Cut-Off\ Frequency = 350$ GHz): il coefficiente di temperatura misurato è stato di 5 ps/°C per lo SRD e $1-2$ ps/°C per il TD. La stabilità in temperatura è critica per applicazione geodetiche, da cui la preferenza ad utilizzare diodi tunnel, mentre per misure astronomiche 5 ps/°C possono essere ancora accettabili.

Proponiamo quindi di testare alcuni di tali diodi SRD, e valutare nei due casi la loro applicabilità nelle future AU. Sono stati selezionati alcuni componenti che presentano un ridotto tempo di transito e una ridotta capacità di giunzione, in modo da poter avere impulsi molto stretti nel tempo e un treno di impulsi in frequenza esteso su un'ampia banda.

Ultima soluzione che è stata prospettata prevede l'impiego di un comb generator commerciale da integrare nel sistema di calibrazione di fase GroundUnit-AntennaUnit. Tale soluzione risolverebbe il problema di reperibilità del diodo adatto alla generazione di impulsi. È stato valutato un componente della EMF System, il solo che possa essere pilotato da un segnale a 5 MHz e che presenti in tal caso uno spettro che si estende fino ai 20 GHz con un livello di potenza accettabile. Visto l'elevato costo del dispositivo e data la scarsità di informazioni sulla stabilità del segnale generato si consiglia di considerare l'acquisto di un tale componente solo dopo aver valutato le due precedenti soluzioni.

In questo rapporto è anche riportata la ricerca effettuata per lo switch esterno, adibito a ridurre ad 1 MHz la rate di ripetizione degli impulsi provenienti dalla AntennaUnit. Sono stati valutati differenti dispositivi a cui era richiesto che presentassero dei tempi di commutazione dell'ordine dei 10 ns, che fossero pilotati in corrente, e che avessero ridotte insertion loss e return loss. Purtroppo nessuna delle ditte contattate è stata in grado di fornirci switches controllati in corrente, ma solo dispositivi con controllo TTL, e questo richiederà di introdurre una logica TTL all'interno dello schema di AntennaUnit.

5. Annotazioni e Datasheets

SRD Application Notes

Gli SRD sono sostanzialmente dei dispositivi a bassa impedenza e quindi richiedono un circuito di matching. Il loro tempo di transizione è tipicamente migliore a livello di chip piuttosto che misurato a livello di package in un sistema a 50 Ohm. Le frequenze di input e output, unitamente al livello di potenza, fissano delle direttive di progetto fondamentali. Gli SRD sono pilotati ad alti livelli di potenza e le caratteristiche del dispositivo diventano estremamente non lineari. Perciò i circuiti con SRD non si prestano bene alla modellizzazione su computer e il tipico approccio è quello di utilizzare alcune regole di progetto basilari, e provare diodi con differenti C_{j-6} , T_L , T_T per ottimizzare le prestazioni del circuito. La dimensione della giunzione (che rientra con C_j , più alto è C_j più larga diventa la giunzione) è scelta tipicamente in modo proporzionale alla potenza d'uscita per attivare opportunamente il diodo ma non sovrappilotarlo. Gli SRD hanno una variazione di capacità relativamente piccola sotto polarizzazione inversa e sono usati per applicazioni ad alta efficienza. Il rapido tempo di transizione rende questi diodi utili per dispositivi di campionamento veloci, moltiplicatori di frequenza, e comb generator fino a 40 GHz e oltre.

Parametri tipici di tali diodi sono:

Capacitance C_{j-6}

Per ottenere la massima efficienza di conversione di potenza, l'impedenza di uscita (reattanza capacitiva) deve essere tra i 30 e i 60 Ohm (se il diodo è in un rete a 50 Ohm).

Il valore della capacità sul grafico è ad una polarizzazione inversa di -6 volts.

Breakdown Voltage (V_b)

Come tensione di breakdown minima si può definire:

$$V_B = K \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{f_{IN}C_{T-6}}}$$

$$K = 0.8 \text{ for } N \leq 4$$

$$K = 1.5 \text{ for } N > 4$$

$$P_{OUT} = \text{Potenza d'uscita alla frequenza di output (W)}$$

$$f_{IN} = \text{Frequenza d'input (Hz)}$$

$$C_{T-6} = \text{Capacità totale a -6volts (F)}$$

Bias Resistor (R_b)

Il valore della Bias Resistor per gli SRD può essere calcolata come segue:

$$R_b = \frac{5T_L}{N^2 C_{T-6}}$$

T_L = Lifetime_o_tempo_di_vita_dei_potatori_minoritari_(sec)

N = Ordine_di_moltiplicazione

C_{T-6} = Capacità_totale_a_-6volts_(F)

Transition Time (T_T)

Il tempo di transizione è il tempo che il diodo impiega per commutare dallo stato “in conduzione” allo stato “non in conduzione”.

$$T_T < \frac{1}{f_{OUT}}$$

Minority Carrier Lifetime (T_L)

Il tempo di vita è una misura della carica immagazzinata nella giunzione e non persa attraverso la ricombinazione. Dovrebbe essere sufficientemente lungo da consentire alla corrente di raggiungere il massimo picco negativo prima che questo scatti indietro verso uno stato ad alta impedenza.

$$T_L > \frac{10}{f_{IN}}$$

Thermal Resistance (θ_R)

La resistenza termica è espressa come funzione della tecnica di montaggio del componente all'interno del package e dell'area della giunzione, assumendo che il package del diodo sia montato su un dissipatore di calore “infinito”.

$$\theta_R = \frac{T_{diode_maximum} - T_A}{P_{IN} - P_{OUT}}$$

θ_R = Resistenza_termica_(°C/W)

$T_{diode_maximum}$ = Temperatura_operativa_massima_del_diodo_(150°C)

T_A = Temperatura_massima_del_dissipatore_di_calore_(°C)

$P_{IN} - P_{OUT}$ = Potenza_dissipata_nel_diodo_(W)

*Tunnel Diode
Datasheets*



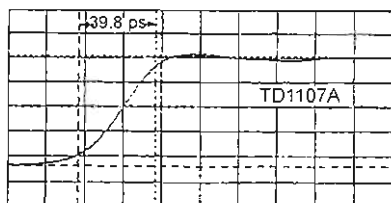
Model TD1107
Tunnel Diode Pulse Head

< 20 ps Risetime

The Model TD1107 Tunnel Diode Pulse Head is an extremely fast tunnel diode (TD) pulse generator. A selection of transition durations (10% - 90% risetimes) from 20 ps to 45 ps are available depending upon the option ordered. The output pulse amplitude is 230 mV into 50 Ω. A 50 Ω generator source impedance minimizes reflections. The TD1107 is a direct replacement for the discontinued HP-1106. The TD1107 requires an external source of DC bias and trigger. The TD1110C is ideal to power the TD1107.

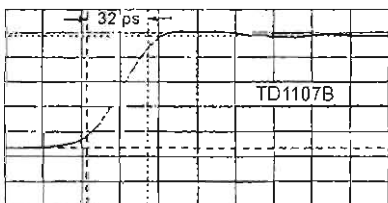


The waveforms shown below are typical of the "A", "B", and "C" versions. They were measured on an HP-54121A digital sampling oscilloscope (20 GHz bandwidth, 17.5 ps rise). The scope automatically measured the risetimes. The cursors show the 0% and 100% levels and the observed risetime. The vertical scale is 50 mV/div, and the horizontal scale is 20 ps/div.

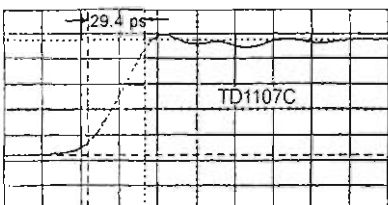


Transition Duration Specifications			
Option	Min/Max	Min on Scope*	Max on Scope*
TD1107A	>30 ps/ 45 ps	34.8 ps	48.2 ps
TD1107B	>25 ps/ 30 ps	30.6 ps	34.7 ps
TD1107C	20 ps/ 25 ps	26.6 ps	30.5 ps

* Guaranteed limits as automatically measured on an HP-54121A, 17.5 ps risetime digital scope at 20 ps/div



Parameters	
Amplitude	200 mV min.
Impedance	50 ± 1 Ω
Reflection Coefficient	15%, 50 ps FWHM
Peak Current	50 mA
Average Current	25 mA max.
Connectors	SMA
Calibration	Test report with waveforms is furnished only when purchased with a TD1110C. NPL/NIST-traceable.
Warranty	30 days. No guaranteed warranty replacement on "C" version. It will be replaced by "B" version with a refund of price difference. See Terms and Conditions of Sale for details.
Dimensions	2" x 0.5" x 0.5" (5.1 x 1.3 x 1.3 cm)



CAUTION: Susceptible to damage by static electricity!

SRD
Datasheets

Step Recovery Diodes

Description

The **MicroMetrics** MSD 700 series Step Recovery diodes are epitaxial silicon varactors which provide high output power and efficiencies in harmonic generator applications.

Strict material and process controls result in high reproducibility. A unique silicon dioxide passivation process assures greater stability, reliability and low leakage currents at high temperatures.

Diodes are available in various capacitance ranges for each of the 4 voltage ratings. These diodes represent the lowest transition times (snap time) available for each voltage rating.

Unless otherwise specified, capacitance will be within the range shown above for each type. A capacitance tolerance of $\pm 10\%$ is available at an additional charge. Diodes can be optimized for custom electrical or mechanical specifications. Custom parameters for capacitance, voltage, transition time, series resistance, etc. are available upon request.

Applications

The MSD 700 series Step Recovery diodes are used as harmonic generators for all orders of multiplication, $\times 2$ through $\times 20$, for both narrow and wide bandwidths.

Applications include local oscillators, voltage controlled oscillators, frequency synthesizers and up converters. They are also used in comb generators to generate a broad frequency spectrum and in high speed pulse shaping circuits.

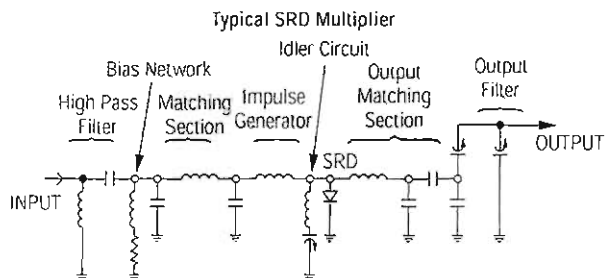
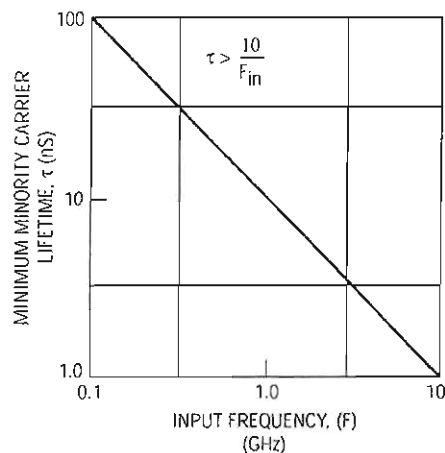
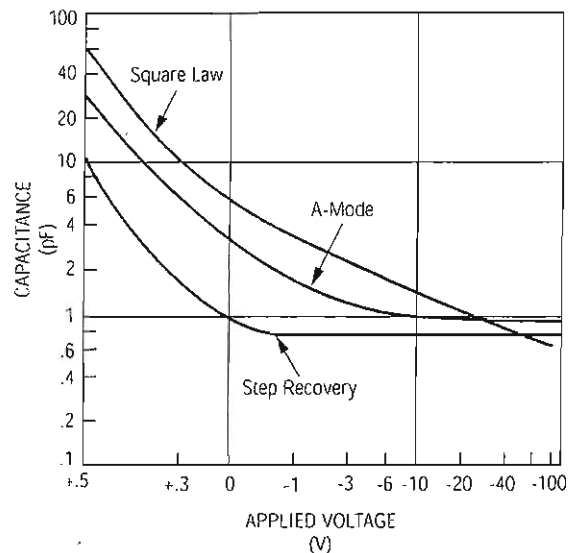
Features

- Wide Selection of Tightend Capacitance Ranges
- Low Transition Times
- High Efficiencies

Packaging

- Chip, Glass, Ceramic, Surface Mount, Beam Lead

Typical Performance



Electrical Characteristics¹

Junction Capacitance, C_j ¹ @ -6V, 1MHz (pF)	Minimum Breakdown Voltage, V_b @ 10 μ A (V)	Minimum Carrier Lifetime, T_l I_r 6 mA, I_f = 10 mA (nS)	Maximum Transition Time, T_t (pS)	Maximum Series Resistance, R_s ² I_f = 25 mA R_s (Ohms)	Maximum Thermal Resistance ³ ΘC_j $^{\circ}$ C/W	Part Number
0.2 - 0.4	15	8	60	1.20	125	MSD700
0.4 - 0.6	15	8	60	1.00	100	MSD701
0.6 - 0.8	15	8	60	0.70	100	MSD702
0.8 - 1.0	15	8	60	0.50	75	MSD703
1.0 - 1.4	15	8	60	0.40	75	MSD704
1.4 - 2.0	15	8	60	0.30	60	MSD705
2.0 - 3.0	15	8	60	0.25	60	MSD706
0.2 - 0.4	20	11	70	1.00	100	MSD710
0.4 - 0.6	20	11	70	0.70	75	MSD711
0.6 - 0.8	20	11	70	0.60	75	MSD712
0.8 - 1.0	20	11	70	0.50	75	MSD713
1.0 - 1.4	20	11	70	0.40	75	MSD714
1.4 - 2.0	20	11	70	0.30	60	MSD715
2.0 - 3.0	20	11	70	0.25	60	MSD716
0.2 - 0.4	30	17	100	0.80	75	MSD720
0.4 - 0.6	30	17	100	0.60	60	MSD721
0.6 - 0.8	30	17	100	0.50	60	MSD722
0.8 - 1.0	30	17	100	0.40	60	MSD723
1.0 - 1.4	30	17	100	0.30	60	MSD724
1.4 - 2.0	30	17	100	0.25	50	MSD725
2.0 - 3.0	30	17	100	0.20	50	MSD726
0.2 - 0.4	40	21	150	0.80	50	MSD730
0.4 - 0.6	40	21	150	0.60	50	MSD731
0.6 - 0.8	40	21	150	0.50	50	MSD732
0.8 - 1.0	40	21	150	0.40	50	MSD733
1.0 - 1.4	40	21	150	0.30	50	MSD734
1.4 - 2.0	40	21	150	0.25	40	MSD735
2.0 - 3.0	40	21	150	0.20	40	MSD736

Notes:

1. Junction Capacitance is measured at 1 MHz on Hewlett Packard model 4277A LCZ meter.
2. Series Resistance is measured using a Hewlett Packard model 4191A impedance analyzer.
3. Thermal Resistance is measured using pulsed conditions while measuring forward voltage drop across the diode mounted in an infinite heat sink.
4. All specifications are measured in case style CS37.

Maximum Ratings

Storage Temperature	-65 $^{\circ}$ C to + 200 $^{\circ}$ C
Operating Temperature	-55 $^{\circ}$ C to + 150 $^{\circ}$ C
Minimum Voltage Breakdown	15, 20, 30 and 40 V at 10 μ A



MAXIMUM RATINGS

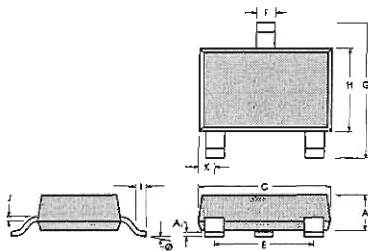
Operating/Storage Temperature Range ... -65°C to +150°C
 Max Power Dissipation (per Package) 250mW
 Measured in an infinite heat sink at $T_{CASE}=25^{\circ}C$.
 Derate linearly to zero at 150°C.
 Peak Inverse Voltage (V_{IV}) Same as V_{BR}
 Forward Current (I_F) (1 μ s pulse) 1 Amp

PACKAGE CHARACTERISTICS

Lead Material Alloy 42
 Lead Finish Tin-Lead, 60-40%
 Maximum Soldering Temperature 260°C for 5 sec.
 Minimum Lead Strength 2 pounds pull
 Typical Package Inductance 2 nH
 Typical Package Capacitance 0.10 pF (opposite leads)

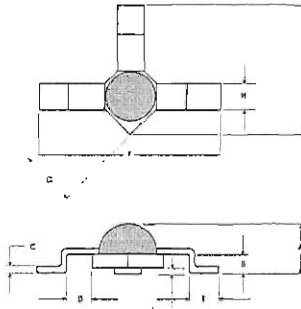
SOT23 PACKAGE OUTLINE

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.79	1.02	0.031	0.040
A ₁	0.02	0.10	0.001	0.004
C	2.67	3.05	0.105	0.120
E	1.80	2.00	0.071	0.079
F	0.38	0.54	0.010	0.021
G	2.10	2.50	0.083	0.098
H	1.20	1.40	0.047	0.055
I	0.13	0.25	0.005	0.010
J	0.089	0.15	0.0035	0.059
K	0.44	0.55	0.017	0.022
Ø	0.0	8.0	0.0	0.0



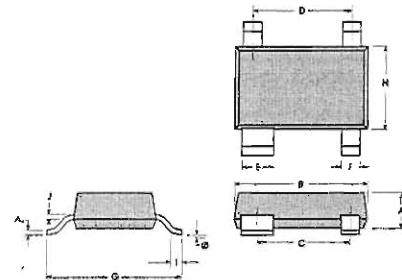
E35SM PACKAGE OUTLINE

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.53	0.76	0.021	0.030
B	0.20	0.36	0.008	0.014
C	0.08	0.13	0.003	0.05
D	0.30	0.46	0.012	0.018
E	0.56	0.71	0.022	0.028
F	3.76	4.01	0.148	0.158
G	1.19	1.35	0.047	0.053
H	0.33	0.43	0.013	0.017
I	2.77	2.92	0.109	0.115
J	0.05	0.15	0.002	0.006



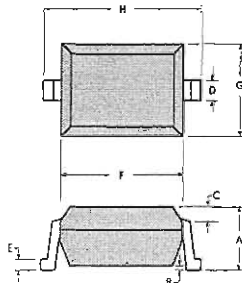
SOT143 PACKAGE OUTLINE

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.79	1.02	0.031	0.040
A ₁	0.02	0.10	0.001	0.004
B	2.67	3.05	0.105	0.120
C	1.78	2.03	0.070	0.080
D	1.80	2.00	0.071	0.079
E	0.77	0.94	0.030	0.037
F	0.38	0.54	0.015	0.021
G	2.10	2.50	0.083	0.098
H	1.20	1.40	0.047	0.065
I	0.13	0.25	0.005	0.010
J	0.89	0.15	0.0035	0.0059
Ø	0.0	8.0	0.0	0.8



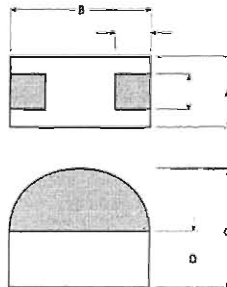
SOD323 PACKAGE OUTLINE

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	1.10	0.034	0.043
B	—	0.10	0.003	0.004
C	—	0.20	0.006	0.010
D	0.25	0.40	0.010	0.016
E	0.08	0.15	0.003	0.006
F	1.60	1.90	0.063	0.075
G	1.15	1.45	0.045	0.057
H	2.30	2.70	0.094	0.106



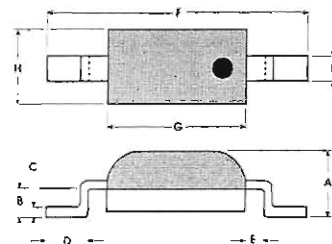
0805 PACKAGE OUTLINE

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.14	1.40	0.045	0.055
B	1.91	2.16	0.075	0.085
C	0.63	0.84	0.025	0.033
D	0.38	0.63	0.015	0.025
E	0.30	0.40	0.012	0.016
F	0.76	1.06	0.030	0.040



E28X PACKAGE OUTLINE

	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.63	0.76	0.025	0.030
B	0.20	0.38	0.008	0.015
C	0.10	0.20	0.004	0.008
D	0.50	0.76	0.020	0.030
E	0.25	0.50	0.010	0.020
F	4.11	4.52	0.162	0.178
G	2.16	2.41	0.085	0.095
H	1.02	1.27	0.040	0.050
I	0.38	0.63	0.015	0.025



SURFACE MOUNT SMMD SILICON MULTIPLIER SERIES (SRD) DIODES IN SOD 323 PACKAGE



FEATURES

- Low R_s
- Transition Times Down to 65 ps
- Higher Efficiency
- Hi-Rel Available (MIL-S-19500, MIL-STD-750)

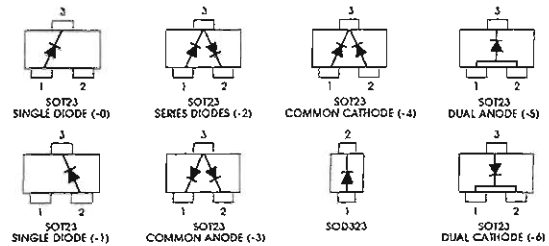


APPLICATIONS

- Comb Generator
- Multiplier
- Pulse Generator



Package Terminal Identification Code



MULTIPLIER DIODES ELECTRICAL SPECIFICATIONS @ 25°C

Part Number	V_{BR} Min. (V) @10uA	C_{Jb} Typ. (pF)	T Typ. (ns)	t_i Typ. (ps)
SMMD805-SOD323	60	2.5-3.5	100	250
SMMD810-SOD323	50	1.5-2.5	70	200
SMMD820-SOD323	40	1.0-1.7	60	110
SMMD830-SOD323	25	0.5-1.0	30	90
SMMD832-SOD323	20	0.4-0.8	20	85
SMMD835-SOD323	20	0.3-0.7	15	80
SMMD837-SOD323	20	0.2-0.4	12	75
SMMD840-SOD323	15	0.2-0.4	10	70

SILICON MULTIPLIER DESCRIPTION

The SMMD series of Metelics Multiplier Diodes are constructed using advanced material and processes, resulting in a lower series resistance (R_s) than is produced with conventional methods. This lower R_s results in faster transition times and higher output frequencies. The lower R_s also reduces loss and therefore results in higher efficiency.

MAXIMUM RATINGS

Storage Temperature -65 to +150° C
 Operating Temperature -65 to +150° C
 Soldering Temperature 230° C for 30 sec.
 DC Power Dissipation 100 mW max.
 derate linearly to
 0 mW at +150° C

Also available in SOT23 package.



SILICON VARACTOR MULTIPLIER AND STEP RECOVERY DIODES (SRD)

SELECTION CRITERIA

Varactor Multiplier Diodes (or Multi-Mode Diodes) generally exhibit a larger capacitance variation between zero volts and minus six (6) volts reverse bias. The use of these diodes results in:

- High Efficiency
- High Output Power
- Low Order Multiplication ($N \leq 4$)

Step Recovery Diodes have relatively little capacitance change under reverse bias and are used for higher efficiency applications. These diodes do not require idler circuits to enhance efficiency. The use of these diodes results in:

- High Efficiency
- High and Low Order Multiplication
- Narrow Bandwidth
- Comb Generation

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS:

Storage Temperature:
-65°C to +200°C
Operating Temperature:
-65°C to +175°C

CAPACITANCE

To obtain maximum impedance (capacitive reactance) should be between 30 and 60 OHMS (if diode is in 50 OHM environment)

BREAKDOWN VOLTAGE (V_B)

As a minimum, breakdown voltage can be defined:

$$V_B = K \sqrt{\frac{2 P_{OUT}}{f_{IN} C_{T-6}}}$$

$K = 0.8$ for $N \leq 4$

$K = 1.5$ for $N > 4$

P_{OUT} = Output power at output

frequency (watts)

f_{IN} = Input Frequency (Hertz)

C_{T-6} = Total Capacitance at -6 volts (Farads)

SELECTION OF BIAS RESISTOR (R_b)

The value of the Bias Resistor for step recovery and varactor multiplier diodes can be calculated by the following:

SRD

Varactor Multiplier

$$R_b = \frac{5T_L}{N^2 C_{T-6}}$$

$$R_b = \frac{10T_L}{N^2 C_{T-8}}$$

T_L = Lifetime (seconds)

N = Order of multiplication

C_{T-6} = Total capacitance at -6 volts (Farads)

TRANSITION TIME (T_T)

The transition time is the time for the diode to switch from a conducting to a non-conducting state.

$$T_T < \frac{1}{f_{OUT}}$$

MINORITY CARRIER LIFETIME (T_L)

Lifetime is a measure of the charge stored in the junction and not lost through recombination. It should be long enough to allow the RF current to reach a maximum negative peak before it snaps back to high impedance state.

$$T_L > \frac{1}{f_{IN}}$$

THERMAL RESISTANCE (θ_R)

Thermal Resistance is expressed as a function of dice mounting techniques in the package and area of the junction, assuming the packaged diode is mounted in an effective "infinite" heat shrink.

$$\theta_R = \frac{T_{DIODE\ MAXIMUM} - T_A}{P_{IN} - P_{OUT}}$$

θ_R = Thermal Resistance (°C/Watt)

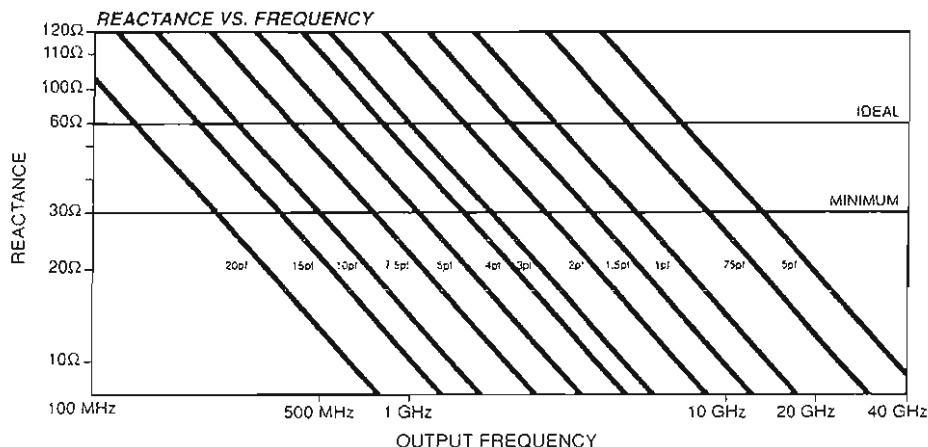
$T_{DIODE\ MAXIMUM}$ = Maximum Diode

Operating Temperature (150°C)

T_A = Maximum Heat Sink

Temperature (°C)

$P_{IN} - P_{OUT}$ = Power Dissipated in the Diode (Watts)



All of the varactor and SRD diodes meet or exceed the military environmental specifications of MIL-S-19500, MIL-STD-202 and methods from MIL-STD-750 that specify mechanical, electrical, thermal and environmental tests.

ADVANCED SEMICONDUCTOR, INC.

7525 Ethel Avenue • North Hollywood, California 91605 • U.S.A.
Tel: (818) 982-1200 • (800) 423-2354 • Fax: (818) 765-3004
email: sales@adsemi.com • web: www.adsemi.com

STEP RECOVERY DIODES (SRD'S)

TYPE (1) NUMBER	BREAKDOWN VOLTAGE V_B (MIN) (2) @ 10 μ A Volts	JUNCTION (3) CAPACITANCE C_J -6 PF	MINORITY (4) CARRIER LIFETIME T_I (MIN) ns	TRANSITION (5) TIME T_I (MAX) ps
AS11A	10	0.26-0.42	5	100
AS11B	10	0.42-0.58	5	100
AS11C	10	0.58-1.60	5	100
AS11D	10	1.60-3.00	5	100
AS12A	10	0.26-0.42	5	200
AS12B	10	0.42-0.58	5	200
AS12C	10	0.58-1.60	5	200
AS12D	10	1.60-3.00	5	200
AS21A	20	0.26-0.42	7	100
AS21B	20	0.42-0.58	7	100
AS21C	20	0.58-1.60	7	100
AS21D	20	1.60-3.00	7	100
AS22A	20	0.26-0.42	7	200
AS22B	20	0.42-0.58	7	200
AS22C	20	0.58-1.60	7	200
AS22D	20	1.60-3.00	7	200
AS31A	30	0.26-0.42	8	100
AS31B	30	0.42-0.58	8	100
AS31C	30	0.58-1.60	8	100
AS31D	30	1.60-3.00	8	100
AS32A	30	0.26-0.42	8	200
AS32B	30	0.42-0.58	8	200
AS32C	30	0.58-1.60	8	200
AS32D	30	1.60-3.00	8	200
AS41A	40	0.26-0.42	12	120
AS41B	40	0.42-0.58	12	120
AS41C	40	0.58-1.60	12	120
AS41D	40	1.60-3.00	12	120
AS42A	40	0.26-0.42	12	200
AS42B	40	0.42-0.58	12	200
AS42C	40	0.58-1.60	12	200
AS42D	40	1.60-3.00	12	200
AS43A	40	0.26-0.42	12	300
AS43B	40	0.42-0.58	12	300
AS43C	40	0.58-1.60	12	300
AS43D	40	1.60-3.00	12	300
AS52A	50	0.26-0.42	15	200
AS52B	50	0.42-0.58	15	200
AS52C	50	0.58-1.60	15	200
AS52D	50	1.60-3.00	15	200
AS53A	50	0.26-0.42	15	300
AS53B	50	0.42-0.58	15	300
AS53C	50	0.58-1.60	15	300
AS53D	50	1.60-3.00	15	300
AS63A	60	0.26-0.42	20	300
AS63B	60	0.42-0.58	20	300
AS63C	60	0.58-1.60	20	300
AS63D	60	1.60-3.00	20	300

NOTES:

1. When ordering add package style suffix to denote desired package style. Package style 10, 42, 51 and 52 are available for this series

2. Breakdown Voltage measured at $I_R=10\mu A$.

3. Junction Capacitance measured at -6 volts and 1 MHz.

4. Minority Carrier Lifetime measured at $I_R=6mA$ and $I_F=1.7I_R$.

5. Transition Time is measured between the 20% and 80% points in the voltage recovery waveform. Test condition +10mA and -10 Volts.

ADVANCED SEMICONDUCTOR, INC.

7525 Ethel Avenue • North Hollywood, California 91605 • U.S.A.
Tel: (818) 982-1200 • (800) 423-2354 • Fax: (818) 765-3004
email: sales@adsemi.com • web: www.adsemi.com

SURFACE MOUNT STEP RECOVERY DIODE

DESCRIPTION:

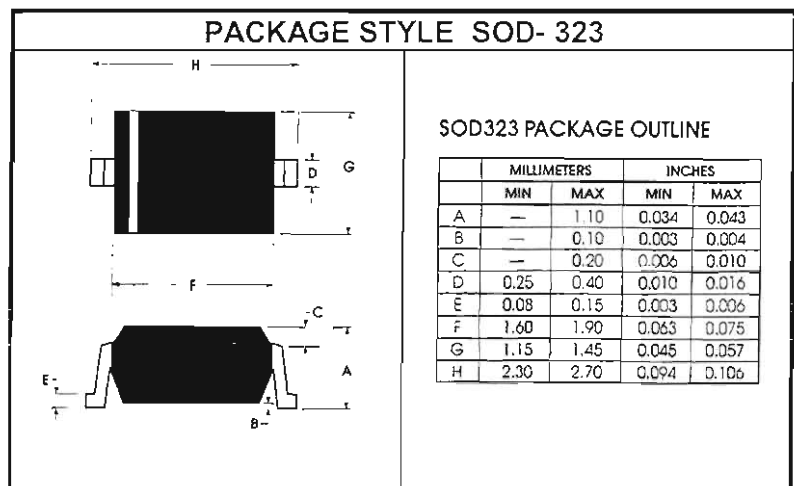
The ASRD 800 Series of Step Recovery Diodes are Designed for Synthesiser and Sampler Applications Requiring a High Performance to Cost Ratio.

FEATURES INCLUDE:

- Transition Time as Low as 70 pS
- Surface Mount SOD323 Package

MAXIMUM RATINGS

I_F	50 mA
V_R	UP TO RATED V_{BR}
P_{DISS}	100 mW
T_J	-55 to +150 °C
T_{STG}	-55 to +150 °C
θ_{JC}	1.25 °C /mW



STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$

SYMBOL	TEST CONDITIONS		MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS	
V_{BR}	$I_R = 10\ \mu\text{A}$	ASRD 803	15			V	
		ASRD 806	20				
		ASRD 808	25				
		ASRD 814	40				
		ASRD 820	50				
		ASRD 830	60				
C_{J6}	$V_R = 6\ \text{V}$	$f = 1\ \text{MHz}$	ASRD 803	0.2		0.4	pF
			ASRD 806	0.4		0.8	
			ASRD 808	0.5		1.0	
			ASRD 814	1.0		1.7	
			ASRD 820	1.5		2.5	
			ASRD 830	2.5		3.5	

ADVANCED SEMICONDUCTOR, INC.



ASRD 800 SERIES

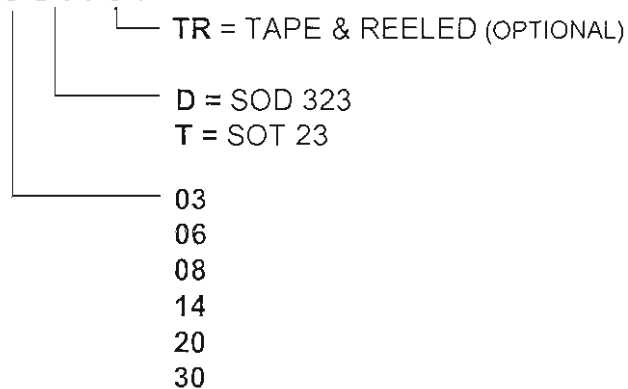
SURFACE MOUNT STEP RECOVERY DIODE

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_c = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	TEST CONDITIONS			MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS
τ	$I_F = 10\text{ mA}$	$I_R = 6\text{ mA}$	ASRD 803	8	10		nS
			ASRD 806	10	12		
			ASRD 808	25	30		
			ASRD 814	45	60		
			ASRD 820	55	70		
			ASRD 830	80	100		
T_t	$V_R = 7\text{ V}$	$I_F = 3\text{ mA}$	ASRD 803		70	85	pS
			ASRD 806		85	100	
			ASRD 808		90	110	
			ASRD 814		110	135	
			ASRD 820		200	250	
			ASRD 830		250	300	

ORDERING INFORMATION:

ASRD 8XXX-XX



ADVANCED SEMICONDUCTOR, INC.

7525 Ethel Avenue • North Hollywood, California 91605 • U.S.A.
Tel: (818) 982-1200 • (800) 423-2354 • Fax: (818) 765-3004
email: sales@adsemi.com • web: www.adsemi.com



GLASS PACKAGE STEP RECOVERY DIODE

DESCRIPTION:

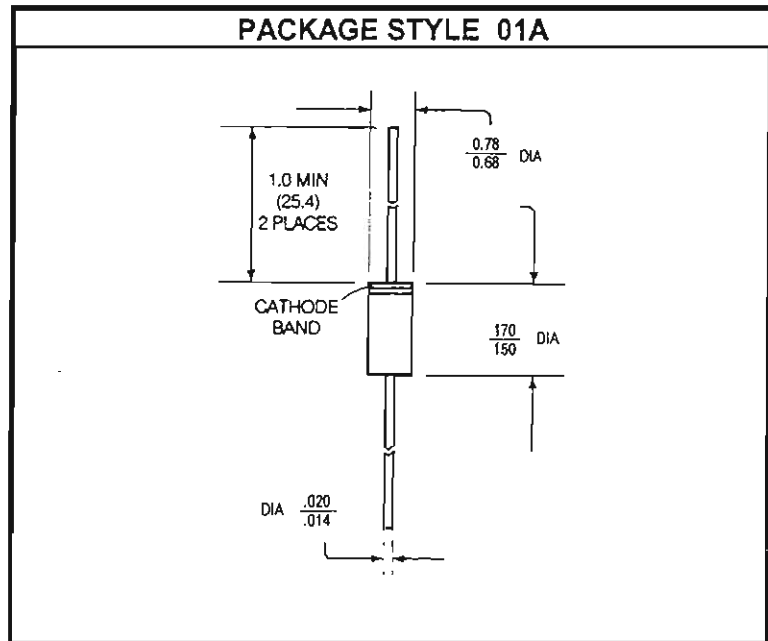
The ASRD 700 Series of Step Recovery Diodes are Designed for General Purpose VCO and Sampler Applications.

FEATURES INCLUDE:

- Transition Time as Low as 70 pS
- Hermetic Glass Package

MAXIMUM RATINGS

I_F	50 mA
V_R	UP TO RATED V_{BR}
P_{DISS}	290 mW
T_J	-65 °C to +200 °C
T_{STG}	-65 °C to +200 °C
θ_{JC}	0.6 °C /mW



STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_c = 25\text{ }^\circ\text{C}$

SYMBOL	TEST CONDITIONS			MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS
V_{BR}	$I_R = 10\text{ }\mu\text{A}$		ASRD 703	70			V
			ASRD 715	50			
			ASRD 725	45			
			ASRD 733	25			
			ASRD 740	15			
			ASRD 751	15			
			ASRD 753	25			
C_{J6}	$V_R = 6\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$	ASRD 703			6.0	pF
			ASRD 715			4.0	
			ASRD 725			2.0	
			ASRD 733			1.6	
			ASRD 740			0.6	
			ASRD 751			0.65	
			ASRD 753			0.4	

ADVANCED SEMICONDUCTOR, INC.

7525 Ethel Avenue • North Hollywood, California 91605 • U.S.A.
 Tel: (818) 982-1200 • (800) 423-2354 • Fax: (818) 765-3004
 email: sales@adsemi.com • web: www.adsemi.com



ASRD 700 SERIES

GLASS PACKAGE STEP RECOVERY DIODE

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_c = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	TEST CONDITIONS			MINIMUM	TYPICAL	MAXIMUM	UNITS
τ	$I_F = 10\text{ mA}$	$I_R = 6\text{ mA}$	ASRD 703	200			nS
			ASRD 715	100			
			ASRD 725	30			
			ASRD 733	10			
			ASRD 740	10			
			ASRD 751	10			
			ASRD 753	10			
T_t	$V_R = 7\text{ V}$	$I_F = 3\text{ mA}$	ASRD 703		400		pS
			ASRD 715		320		
			ASRD 725		160		
			ASRD 733		90		
			ASRD 740		75		
			ASRD 751		100		
			ASRD 753		95		

ORDERING INFORMATION:

ASRD 7XXB

B = BULK
T = Tape & Reel (500 pieces min.)

03
15
25
33
40
51
53

Comb Generators
Datasheets



MODEL 5660
COMB GENERATOR
 PRODUCT SPECIFICATION

- Significant frequency harmonics to > 50 GHz
- -29 dBm typical output power at 48 GHz with 2 GHz 10 dBm input
- Wide input frequency range of 0.5 to 2.9 GHz
- Impulse output
- Excellent for frequency multiplication, antenna range testing, and EMI/EMC compliance testing

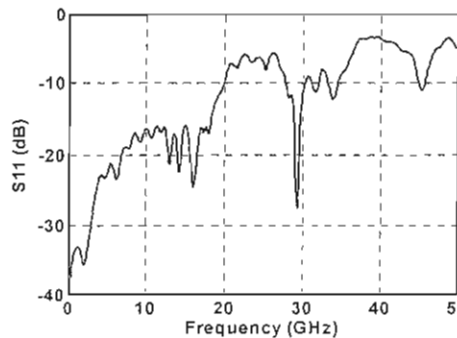
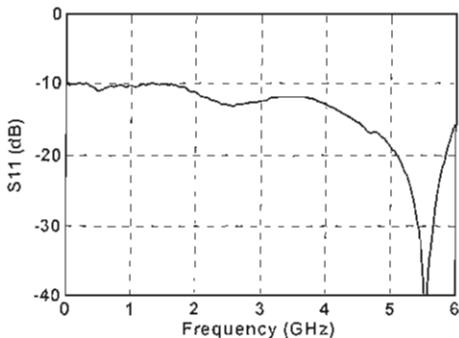
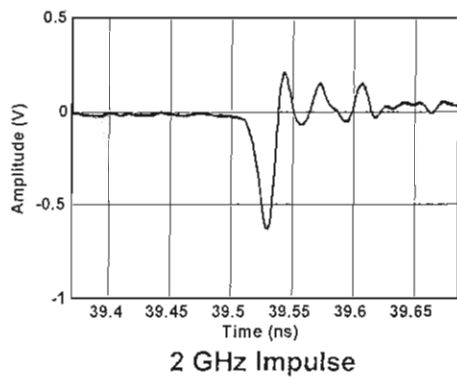
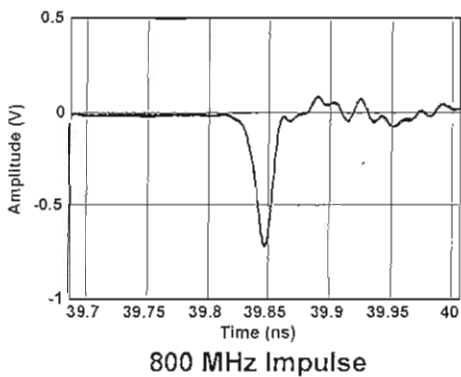
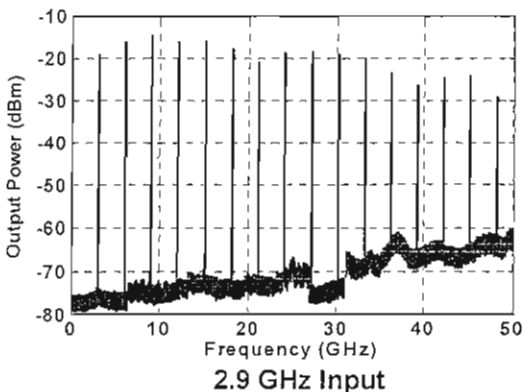
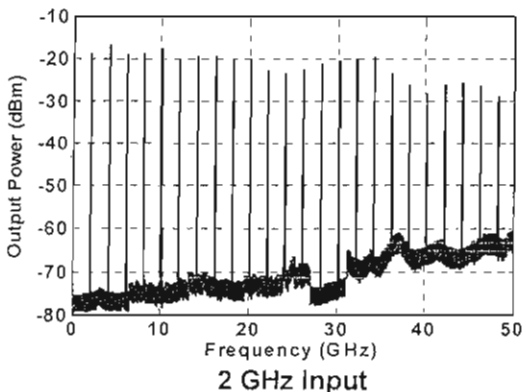
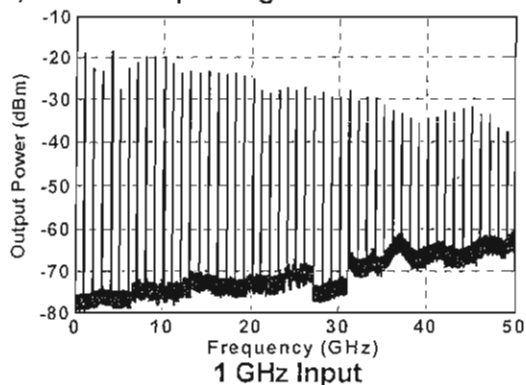
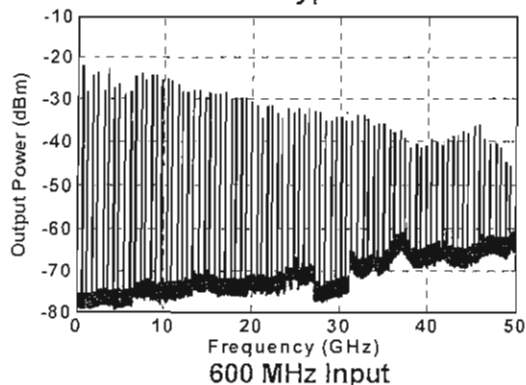


The PSPL model 5660 Comb Generator creates impulses that produce frequency harmonics of the original signal to above 50 GHz.

A unique characteristic of the PSPL comb generator is its ability to accept a wide range of input signal frequencies, from 500 MHz to >2.9 GHz. This allows for a broad range of possible spacing of harmonics and higher power in each harmonic.

Product Specifications				
Input Frequency Range	0.5 to 2.9 GHz maximum, 0.6 – 2 GHz optimum			
Output Frequency Range	F_{out} to > 50 GHz typical (see plots)			
Input Power	10 dBm recommended, 17 dBm absolute maximum			
Input Impedance	50 Ω , nominal			
DC Voltage	+12V, -8V			
Device Operating Current	110 mA, +12V Supply, 5 mA, -8V Supply, typical			
Input Return Loss	>9 dB, 0.05 – 4 GHz (see plot)			
Output Return Loss	>4dB, 0.05-40GHz, typical (see plot)			
Operating Temperature	0 to 75 °C (optimal performance 25-45 °C)			
Storage Temperature	-40 to 85 °C			
Guaranteed Minimum Output Power (MHz)	3rd Harmonic	7th Harmonic	10th Harmonic	High Harmonic
600 MHz 10dBm input	-32 dBm	-33 dBm	-35 dBm	-48 dBm
800 MHz 10dBm input	-30 dBm	-30 dBm	-30 dBm	-48 dBm
1.0 GHz 10dBm input	-25 dBm	-27 dBm	-27 dBm	-43 dBm
1.2 GHz 10dBm input	-23 dBm	-23 dBm	-27 dBm	-45 dBm
2.0 GHz 10dBm input	Clearly defined pickets to 50 GHz			
2.9 GHz 10dBm input	Clearly defined pickets to 50 GHz			

Typical Performance Plots, 10 dBm Input Signal



Input Return Loss

Output Return Loss



- Built-in-Test (BIT)
- Jammers
- Phase Locked Loops
- Low Cost
- Modulation Option

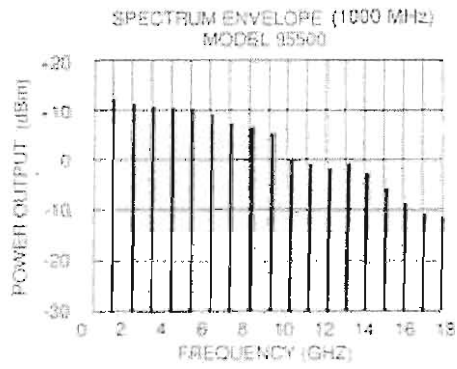
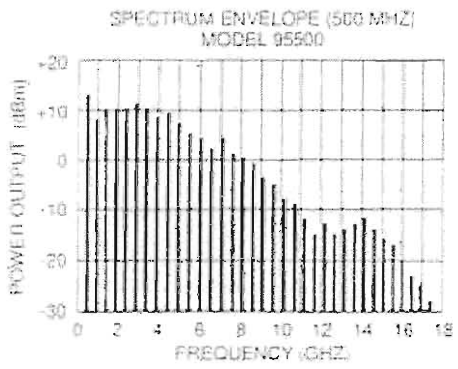
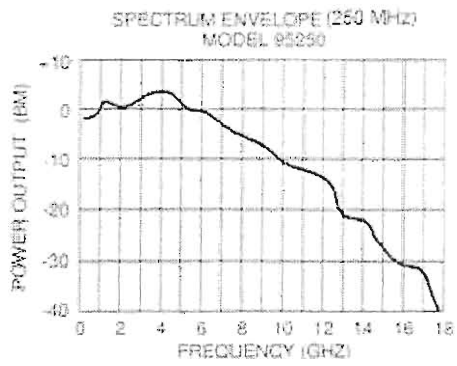
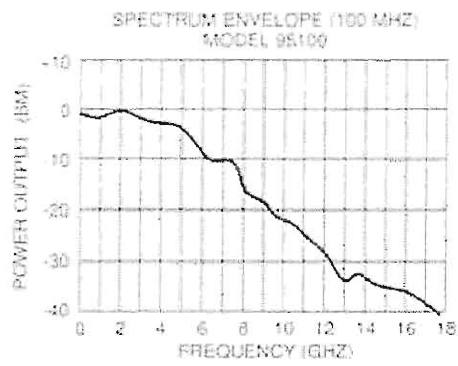
EMF Series Comb Generators 95 use a Step Recovery Diode (SRD) to generate very narrow voltage spikes; these in turn produce an output frequency spectrum rich in harmonics. The spacing between the signals is equal to the source that drives the SRD which in most cases is a stable crystal oscillator. Examples of the spectrum for a number of comb generators are included at the bottom of this page. The crystal oscillator is normally internal; however, an external signal can be used to drive the SRD.

If only certain combline signals are required for a particular application, a filter tuned to the desired combline must be used. Comb generators have a number of applications. They are often used as Built-in-Test (BIT) oscillators to calibrate receivers; other uses are in Phase Locked Loops (PLL), Jammers, Antenna Testing, Linearizing Voltage Controlled Oscillators, etc.

SERIES 95 SPECIFICATIONS

Comb Spacing	1 MHz to 1000 MHz
Output Spectrum	See plots (Typical)
Frequency Stability	± 1 ppm to ± 30 ppm
Temperature	(0°C to + 50°C) to (-55°C to + 85°C)
Input Voltage	+ 15 VDC
Connectors	RF-SMA Jack
DC Input	Solder Type Filter Capacitors

SERIES 95 SPECTRUM ENVELOPES



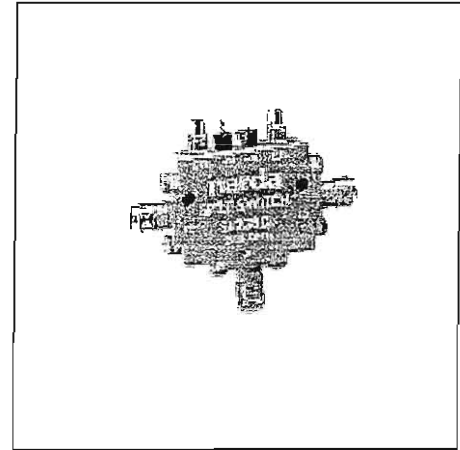
Switches
Datasheets

Control Products

2-18 GHz

1 WATT SPST AND SP2T
PIN SWITCHES

- 1 Watt CW
- High Speed
- Low Insertion Loss
- High Isolation
- Small Size
- Hermetically Sealed

**DESCRIPTION**

These SPST and SP2T switches are hermetically sealed high speed PIN switches that provide high isolation, low VSWR and insertion loss for loads up to 1W CW. Special attention has been given to high packaging density for military environments.

SPECIFICATIONS

Frequency Range is 2-18 GHz. Performance is shown in band segments.

MODEL NO.	TYPE	SWITCHING TIME nsec	BAND SEGMENT GHz	INSERTION LOSS dB (max)	VSWR (Max)	ISOLATION dB (min)	POWER HANDLING W	POWER SUPPLY REQUIREMENTS		OUTLINE DRAWING
								mA @+5V	mA @-12V	
S213D	SPST	10	2-4	1.0	1.7:1	55	1.0	100	50	1
			4-8	1.2	1.7:1	60				
			8-12	1.5	1.7:1	60				
			12-18	2.0	1.7:1	60				
S213D-04	SPST	10	2-4	1.0	1.7:1	55	1.0	100	50	2
			4-8	1.2	1.7:1	60				
			8-12	1.5	1.7:1	60				
			12-18	2.0	1.7:1	60				
S123BD	SP2T	50	2-4	1.5	1.75:1	60	1.0	100	50	3
			4-8	1.7	1.75:1	60				
			8-12	2.0	1.75:1	60				
			12-18	2.5	2.0:1	55				

Suffix "-04" denotes solder control terminals

Control Products

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

FREQUENCY RANGE 2-18 GHz

TTL CONTROL LOGIC (Models with Driver)

Logic 0 (-0.3 to 0.8V, 1.6 ma max sink @ 0.4V) = Insertion Loss

Logic 1 (2.4 to 5.0V, 40 μ a max source @2.4V) = Isolation

SWITCHING SPEED

Rise Time = 10% to 90% of detected RF power

Fall Time = 90% to 10% of detected RF power

SURVIVAL POWER (25°C)

3 W CW, 75 W Peak

(1 μ sec max pulse width, 1% duty cycle)

Derate linearly to 50% at +95°C

INPUT VOLTAGES

All Models +5V \pm 2%

. -5V to -15V

CONNECTORS

RF SMA Female

Control SMC Male

Power Supply Solder Terminal

ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

TEMPERATURE

Operating -54°C to +95°C

Storage -65°C to +125°C

HUMIDITY*

Per MIL-STD-202F, method 103B, condition B
(96 hours at 95% R.H.)

SHOCK

Per MIL-STD-202F, method 213B, condition B (75G, 6 msec)

ALTITUDE*

Per MIL-STD-202F, method 105C, condition B
(50,000 feet)

VIBRATION

Per MIL-STD-202F, method 204D, condition B
(.06" double amplitude or 15G, whichever is less).

THERMAL SHOCK

Per MIL-STD-202F, method 107G, condition B (5 cycles)
-65°C to +125°C



**AMERICAN Microwave
Corporation**

SERIES SW-218 WIDEBAND SPST PIN DIODE SWITCHES



FEATURES

- 0.3 to 18 GHz
Frequency Range
- Low Insertion Loss
- Up to 85 dB Isolation
- High Speed - 10 nsec
- Small Size
- Light Weight
- Rugged Chip and
Microstrip Construction

SPECIFICATIONS

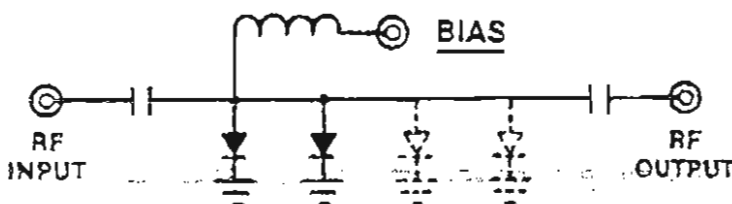
- Temperature -
Operating: -85°C to $+85^{\circ}\text{C}$
Non-operating: -85°C to $+125^{\circ}\text{C}$
- Humidity, Shock, Etc. -
Per MIL-STD 202F

DESCRIPTION

The series SW-218 switches are broadband, high speed, low loss SPST switches. They are available in three models that operate over the 0.3 to 18 GHz band and are usable to 22 GHz. Each features rugged integrated circuit assemblies of chip PIN diodes on a microstrip transmission line and proprietary wideband bias decoupling circuitry.

Switching is accomplished by applying positive current to the bias terminal which biases the diodes to low resistance and the switch OFF. A negative voltage applied to the bias terminal biases the diodes to a high resistance and the switch ON.

FUNCTIONAL SCHEMATIC



10/89

7311G GROVE ROAD, FREDERICK, MARYLAND 21701 (301) 662-4700

SPECIFICATIONS

MODEL NO.	CHARACTERISTICS	FREQUENCY (GHz)						SWITCHING SPEED ON-to-OFF and OFF-to-ON	POWER HANDLING CAPABILITY		BIAS REQUIREMENTS	
		0.3 to 1.0	1.0 to 2.0	2.0 to 4.0	4.0 to 8.0	8.0 to 12.4	12.4 to 18.0		AVG (WATTS)	Peak 1 sec. max. pw (WATTS)	Rated Insertion Loss	Rated Isolation
SW-2182-1	Min Isolation (dB)	30	40	45	45	45	46	10 ns	2	10	-10v	+35ma
	Max Ins Loss (dB)	1.9	1.9	1.9	1.1	1.8	2.0					
	Max VSWR (ON Pos)	1.3	1.3	1.4	1.6	1.9	1.9					
SW-2183-1	Min Isolation (dB)	40	60	70	70	70	70	10	2	10	-10v	+35ma
	Max Ins Loss (dB)	1.9	1.0	1.1	1.4	1.8	2.3					
	Max VSWR (ON Pos)	1.4	1.4	1.4	1.6	1.9	1.9					
SW-2184-1	Min Isolation (dB)	45	70	85	85	85	80	10	2	10	-10v	+35ma
	Max Ins Loss (dB)	1.9	1.0	1.2	1.5	2.0	2.5					
	Max VSWR (ON Pos)	1.4	1.4	1.4	1.8	1.9	1.9					

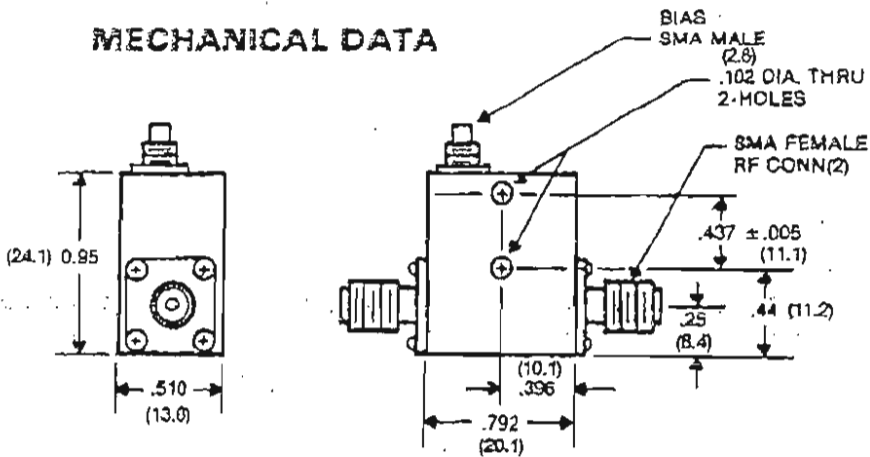
AVAILABLE OPTIONS

Option No.	Description
001	Two SMA Male RF Connectors
002	One SMA Male and One SMA Female RF Connector
003	Solder Type Control Terminals
008	Extend Frequency to 100 MHz
010	100 ns, Max Switching Speed (Sw, cw, max)
012	2 ns, Max Switching Speed (100mw, cw, max)
103	Integral Video Filters (2-18 GHz Frequency Band)

ENVIRONMENTAL RATINGS

Operating Temperature - 65° C to 110° C
 Non-Operating Temperature - 85° C to 125° C
 Humidity MIL-STD-202F, METHOD 103B
 Shock MIL-STD-202F, METHOD 213B
 Vibration MIL-STD-202F, METHOD 204D
 Altitude MIL-STD-202F, METHOD 105C
 Temp Cycling MIL-STD-202F, METHOD 107D

MECHANICAL DATA

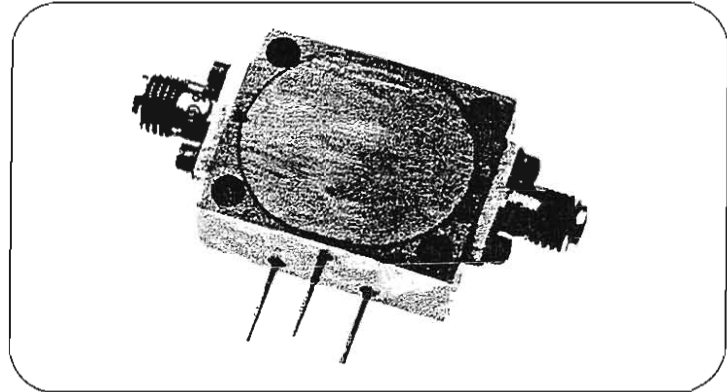


DIMENSIONS: INCHES (MILLIMETERS)

SINGLE-POLE SINGLE-THROW SWITCHES

FEATURES

- Multioctave Bands 0.2 to 18 GHz
- Current and TTL Control
- Low Loss
- High Isolation
- Medium and High Speed Models
- Drop-in Models
- 2 ns Models

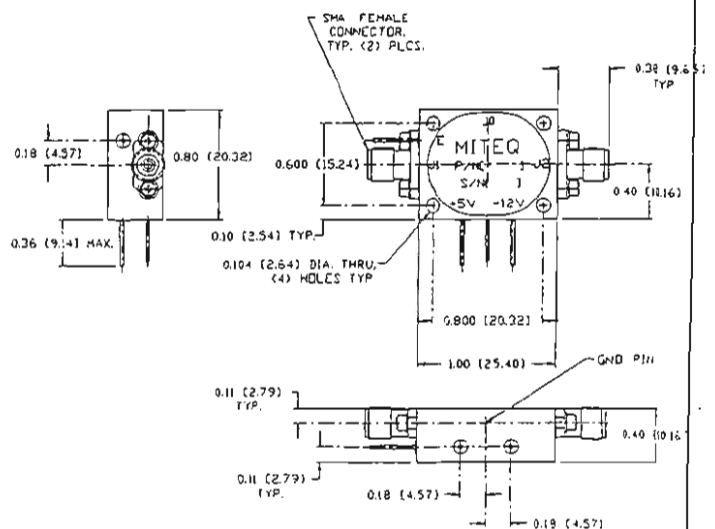


ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Frequency Range (GHz)	Reflective				Absorptive *			
	Model Number	Insertion Loss (dB) Max.	Isolation (dB) Min.	VSWR Max.	Model Number	Insertion Loss (dB) Max.	Isolation (dB) Min.	VSWR Max.
0.2-2	S103A	1.5	50	1.6:1	N103A	1.6	55	1.6:1
	S103B	1.7	70	1.6:1	N103B	1.8	75	1.6:1
0.5-2	S113A	1.3	60	1.6:1	N113A	1.5	55	1.6:1
	S113B	1.5	80	1.6:1	N113B	1.7	75	1.6:1
2-8	S136A	1.8	60	1.7:1	N136A	2.0	55	1.7:1
	S136B	2.0	80	1.7:1	N136B	2.2	70	1.7:1
4-12	S147A	2.0	70	1.7:1	N147A	2.3	50	1.7:1
	S147B	2.2	90	1.7:1	N147B	2.6	65	1.7:1
2-18	S138A	2.6	60	2.0:1	N138A	2.6	45	2.0:1
	S138B	3.0	80	2.0:1	N138B	3.0	60	2.0:1
1-18	S128A	2.7	50	2.0:1	N128A	2.8	45	2.0:1
	S128B	3.0	70	2.0:1	N128B	3.2	60	2.0:1

*VSWR in the "off" state is specified for port J2 only

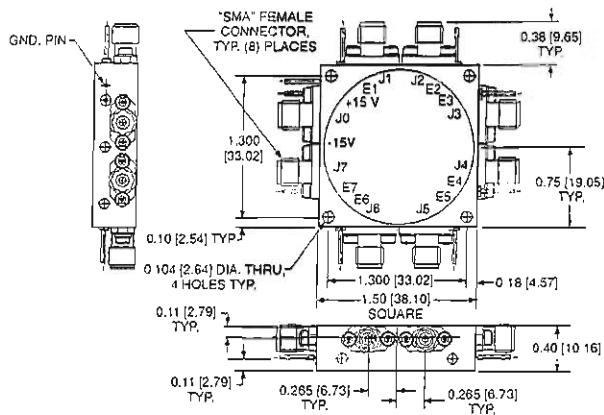
Standard options	Description	Suffix
1. Current control	I.L. -2 V @15 mA typ. ISO +2 V @20 mA typ.	None
2. TTL driver, inverting logic	"0" = ISO, "1" = I.L.	D
3. TTL driver, noninverting logic	"1" = ISO, "0" = I.L.	N
4. Rise/fall time	Fast (10 ns max.) Medium (300 ns max.)	F M
5. Ultrafast switching speed	2 ns max. Models S113, S136, S147, and S138 only	U
6. Power supply	+5 V, -12 V +5 V, -5 V +5 V, -15 V	0 1 2
7. DC power consumption	Positive supply 35 mA, Negative supply 35 mA	None



100 Davids Drive • Hauppauge, NY 11788
• Tel: (516) 436-7400, ext. 337 • Fax: (516) 436-9219

SWITCH OUTLINE DRAWINGS (CONT.)

SP7T



GENERAL NOTES:

1. Dimensions shown in brackets () are in millimeters.
2. Unless specified, all connectors are type SMA female field replaceable. SMA male also available, see ordering options.
3. Tolerance as follows:
 .xx = ±0.01 [xx = ±0.25]
 .xxx = ±0.005 [xxx = ±0.13]

ORDERING INFORMATION

To order a standard switch with specific parameters please include the following:

	<u>S236B</u>	<u>D</u>	<u>F</u>	<u>O</u>
Model Number _____ Specify from tables on previous pages.				
Impedance Control Option _____ Current control, each throw: -2V @ 15 mA typ. (insertion loss) 2V @ 20 mA typ. (isolation) Blank				
TTL driver, inverting logic "O" = Isolation, "I" = Insertion loss D				
TTL driver, noninverting logic "I" = Isolation, "O" = Insertion loss N				
Rise/Fall Time, ns _____ Medium: 300ns maximum M Fast: 20 ns, SP2T – SP7T F Ultrafast: 3 ns maximum Available in models S113, S136, S147 and S138 only U				
Power Supply _____ 5V, -12V 0 5V, -5V 1 5V, -15V 2				

The above illustrated switch Part Number *S236B-D-F-O* is based on the following parameters:

- 2–8 GHz Single-Pole Double-Throw Switch
- Isolation 80 dB
- "OFF" state Reflective
- Impedance control TTL, inverting logic
- Rise/fall time 20 ns maximum
- Power supply 5V, -12V

ORDERING INFORMATION FOR RF CONNECTORS

Unless otherwise specified on the purchase order, units will be shipped with field replaceable SMA female connectors on the input and outputs. If male connectors are desired on any ports, specify on the purchase order.