دوره آموزشی اصول کار با دستگاه های اندازه گیری فرکانس بالا

مدرس : روح اله میرزاجانی ماهانی
شرکت مهندسی فن آرزم
www.fanarazm.com
زمستان ۱۳۹۷

فهرست

- مقدمه‌ای بر اصول اندازه گیری
- تبدیلات حوزه زمان و فرکانس
- آشنایی با انواع کانکتورها و مبدلهای فرکانس بالا
- اسیلوسکوپ دیجیتال
- معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا
- سیگنال ژنراتور
- اسپکتروم آنالایزر
- اندازه‌گیری پارامترهای S
- نتورک آنالایزر برداری

مقدمه‌ای بر اصول اندازه گیری

رعایت ایمنی در اندازه گیری

- در هنگام کار با سیگنال با توان بالا راعیت مسائل ایمنی بسیار حیاطی می باشد.
- خطر آسیب شدید یا مرگ در کار با سیگنال RF پر قدرت وجود دارد.
- اطمینان از قطع بودن منبع سیگنال پر قدرت هنگام آماده سازی مقدمات تست.
- عدم قطع کابل یا باز کردن کانکتور هنگام ارسال سیگنال RF پر قدرت.
- عدم چرخش در ماژول واتمتر حین اندازه گیری توان ارسالی پر قدرت.
- پرسنلی که با سیگنال RF پر قدرت کار می کنند باید با تکنیکهای مدرن احیا و تنفس مصنوعی آشنا باشند.
- دستورالعمل کار با دستگاه هایی که با سیگنال RF پر قدرت ارتباط دارند بایستی در محل مناسب نصب گردند.

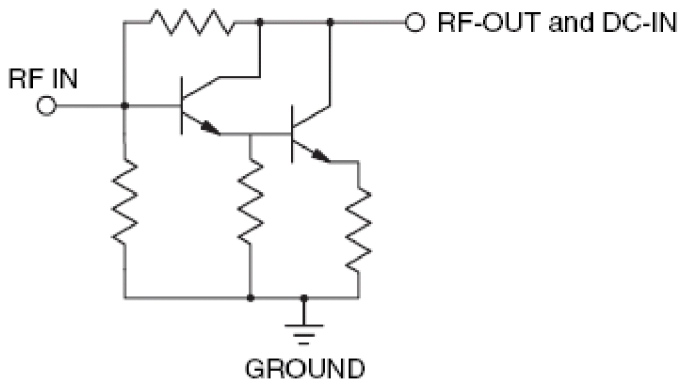
مقدمه‌ای بر اصول اندازه گیری

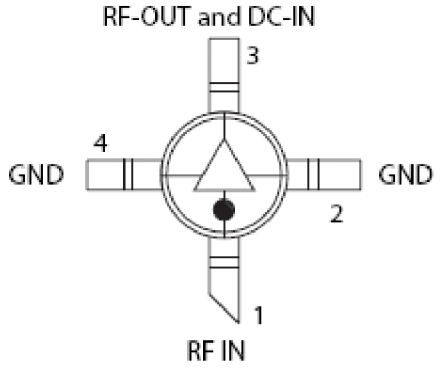
- در اندازه گیری توجه به محدوده های مجاز اندازه گیری دستگاه اهمیت فراوانی دارد.
- محدوده فرکانسی دستگاه اندازه گیری با فرکانس سیگنال باید مطابقت داشته باشد.
- توان سگنال نباید از حداکثر توان مجاز دستگاه اندازه گیری بیشتر باشد. در غیر این صورت باید از تضعیف کننده مناسب استفاده شود.
- در صورت وجود سیگنال DC بر روی خط سیگنال RF بایستی از DC Blocker مناسب استفاده شود. (حداکثر ولتاژ قابل تحمل و محدوده فرکانسی)
- سیگنال DC معمولا باعث آسیب رسیدن به دستگاه اندازه گیری خصوصاً اسپکتروم آنالایزر می شود.
- انتخاب کابل، کانکتور و مبدلهای مناسب جهت تست با توجه به محدودیتهای فرکانسی و توان سیگنال از اهمیت بالایی برخوردار است.

مقدمه‌ای بر اصول اندازه گیری

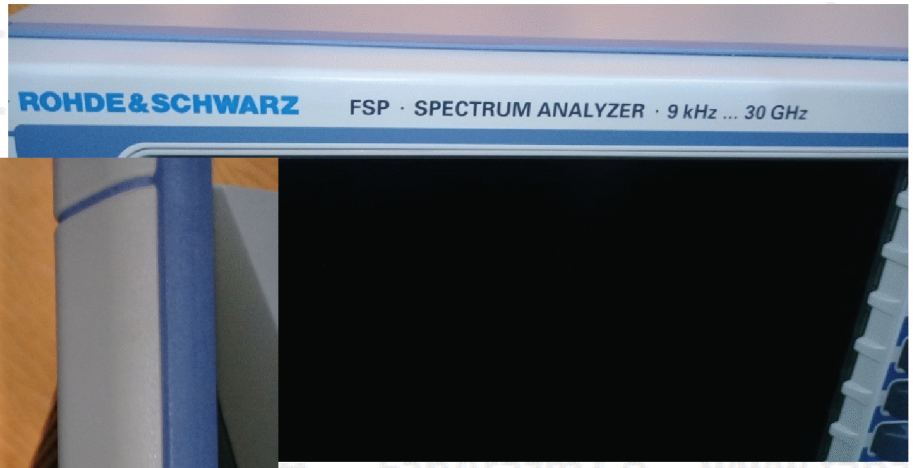
- مثال: در تقویت کننده های کم نویز (LNA) معمولا تغذیه در مسیر RFout قرار دارد.

simplified schematic and pin description





مقدمه‌ای بر اصول اندازه گیری



آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

- جهت درک بهتر اصول اندازه گیری در فرکانسهای بالا نیاز است نگاهی سریع به تبدیل فوریه داشته باشیم.
- اگر x(t) یک سیگنال با عمر محدود باشد
- تبدیل فوریه پیوسته در زمان: (CTFT (Continuous Time Fourier Transform

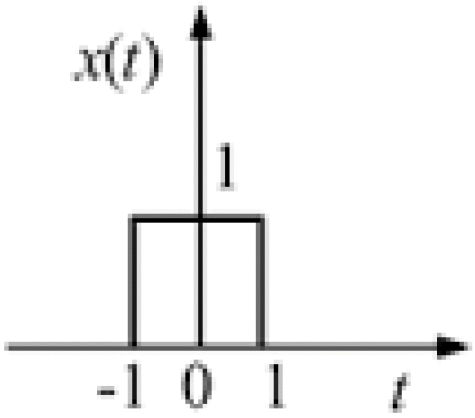
رابطه آنالیز

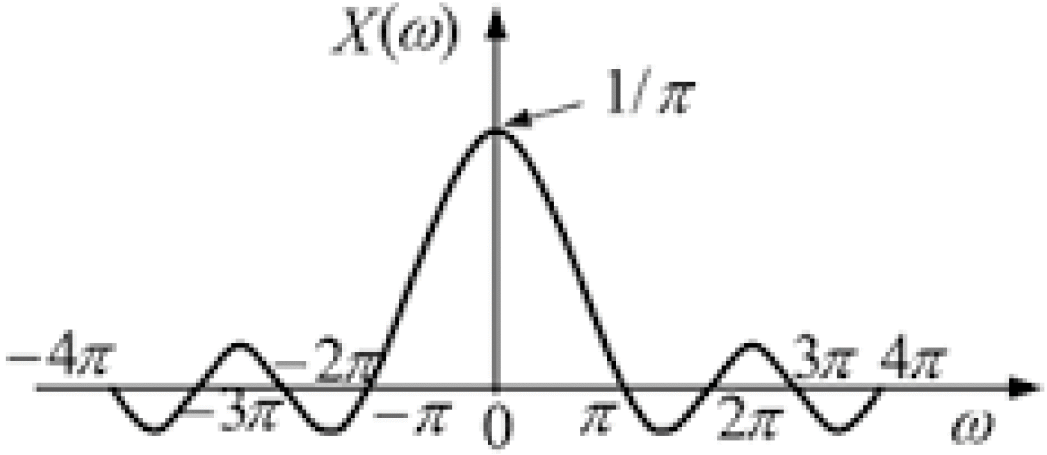
$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$

رابطه سنتز

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس





آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

- تبدیل فوریه گسسته در زمان: DTFT (Discrete Time Fourier Transform)

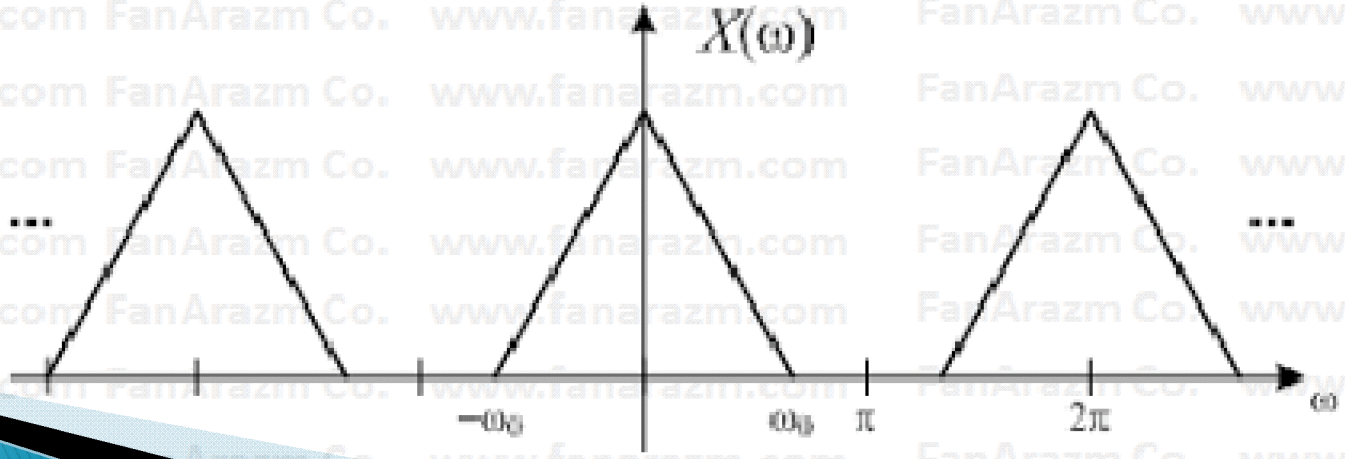
رابطه آنالیز

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j\omega n}$$

رابطه سنتز

$$x(n) = \frac{1}{2\pi}\int_{2\pi} X(e^{j\omega})e^{j\omega n}d\omega$$

- خروجی تبدیل فوریه گسسته در زمان، پیوسته و پریودیک (دوره تناوب 2π) است.



آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

Consider the rectangular pulse

$$x[n]=\begin{cases}1 & |n|\le N_1\\ 0 & |n|> N_1\end{cases}$$

and the Fourier transform is

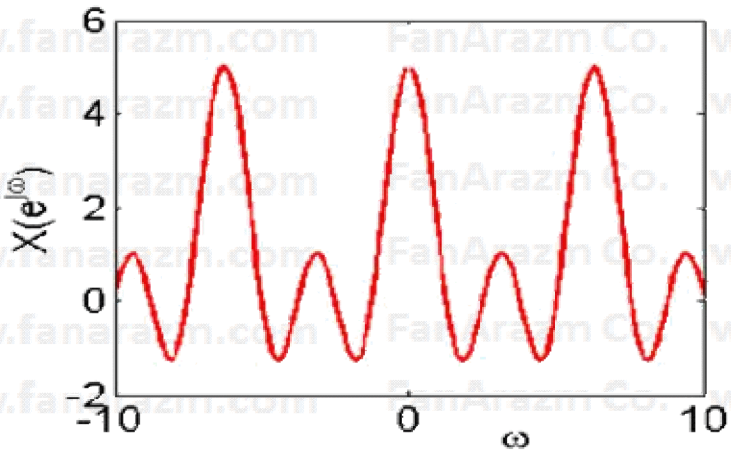
$$X(e^{j\omega})=\sum_{n=-N_1}^{N_1}e^{-j\omega n}$$

$$=e^{j\omega N_1}\sum_{m=0}^{2N_1}e^{-j\omega m}$$

$$=\frac{e^{j\omega(N_1+1/2)}}{e^{j\omega(1/2)}}\frac{1-e^{-j\omega(2N_1+1)}}{1-e^{-j\omega}}$$

$$=\frac{e^{j\omega(N_1+1/2)}-e^{-j\omega(N_1+1/2)}}{e^{j\omega/2}-e^{-j\omega/2}}$$

$$=\frac{\sin(\omega(N_1+1/2))}{\sin(\omega/2)}$$



آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

- تبدیل فوریه گسسته : DFT (Discrete Fourier Transform)

رابطه آنالیز $$X(k)=\sum_{n=0}^{N-1}x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \qquad k=0,1,\ldots,N-1$$

رابطه سنتز $$x(n)=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}X(k)\,e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \qquad n=0,1,\ldots,N-1$$

وزن نمونه $$W_N^{kn}=e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

در اصل اگر فقط در فاصله 2π-0 اول تعداد N نمونه از $X(e^{j\omega})$ بگیریم X(K) بدست می آید.

به الگوریتم محاسبه سریع DFT همان FFT میگوییم

Fast Fourier Transform

آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

فاصله بین نمونه ها در حوزه زمان را Ts یا زمان نمونه برداری گویند.
برای نمونه برداری N نمونه زمانی معادل NTs بااید صبر کرد تا نمونه ها آماده شوند.

رزولوشن FFT یا همان فاصله فرکانسی نمونه ها در حوزه فرکانس برابر است با:

$$Fs = \frac{1}{Ts}$$

$$FFT_{RES} = \frac{Fs}{N} = \frac{1}{NTs} \qquad FFT_{RES} = \frac{1}{Sampling\ Time}$$

یعنی برای داشتن رزولوشن فرکانسی کوچکتر (دقت فرکانسی بیشتر) یا باید فرکانس نمونه برداری را کاهش داد (قضیه نایکویست محدود کننده است) یا تعداد نقاط FFT را افزایش داد. بار محاسباتی FFT به صورت $N\log_2 N$ به تعدادنقاط وابسته است.

حوزه فرکانس	حوزه زمان گسسته
X(k)	x(n)
X(0)	x(0)
X(1)	x(1)
X(2)	x(2)
.	.
.	.
.	.
X(N-1)	x(N-1)

➢ در هر صورت برای داشتن دقت فرکانسی بیشتر باید زمان بیشتری صرف کرد.

آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

نمایش لگاریتمی توان سیگنال

$$P_{dB} = 10\log\frac{P2}{P1}$$

$$P_{dBm} = 10\log\frac{P}{1mW}$$

$$P_{dBW} = 10\log\frac{P}{1W}$$

$$P_{dB\mu} = 20\log\frac{V}{1\mu V}$$

$$P_{dB\mu} = P_{dBm} + 107$$

$$P = \frac{V^2}{Z_0} \quad Z_0 = 50 \quad Ohm$$

1µW	-30 dBm	-60 dBW	77 dBµ	0.01 Vp
10µW	-20 dBm	-50 dBW	87 dBµ	0.032 Vp
100µW	-10 dBm	-40 dBW	97 dBµ	0.1 Vp
1mW	0 dBm	-30 dBW	107 dBµ	0.316 Vp
10mW	10 dBm	-20 dBW	117 dBµ	1 Vp
100mW	20 dBm	-10 dBW	127dBµ	3.16 Vp
1W	30 dBm	0d dBW	137 dBµ	10 Vp
10W	40 dBm	10 dBW	147 dBµ	31.6 Vp
100W	50 dBm	20 dBW	157 dBµ	100 Vp
1kW	60 dBm	30 dBW	167 dBµ	316.2 Vp
10kW	70 dBm	40 dBW	177 dBµ	1000 Vp
100kW	80 dBm	50 dBW	197 dBµ	3162 Vp

آشنایی با تبدیل های حوزه زمان- فرکانس

چند فرمول کاربردی

محاسبه تلفات مسیر در خلاء (dB)

$$Lp = 32.45 + 20\log F + 20\log D \quad F: MHz \quad D: Km$$

مثال: در فرکانس 1GHz در فاصله 10 متر تلفاتی معادل 52.45 dB وجود خواهد داشت.

محاسبه کف نویز حرارتی

$$Thermal\ Noise = KTB \qquad K = 1.38\times10^{-23}\ J/^{\circ}K$$

$$T = \theta + 273 \qquad B = Bandwidth(Hz)$$

$$N_{dBm} = 10\log\frac{KTB}{1mW}$$

$$N = -174\,dBm \quad B = 1Hz$$

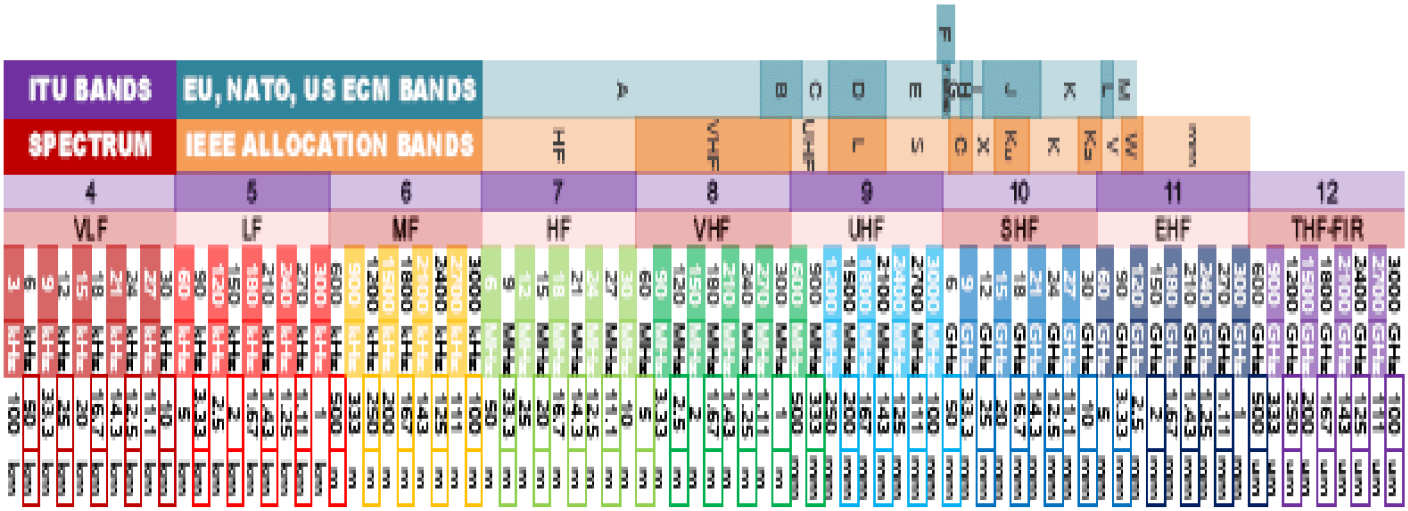
$$N = -96\,dBm \quad B = 50MHz$$

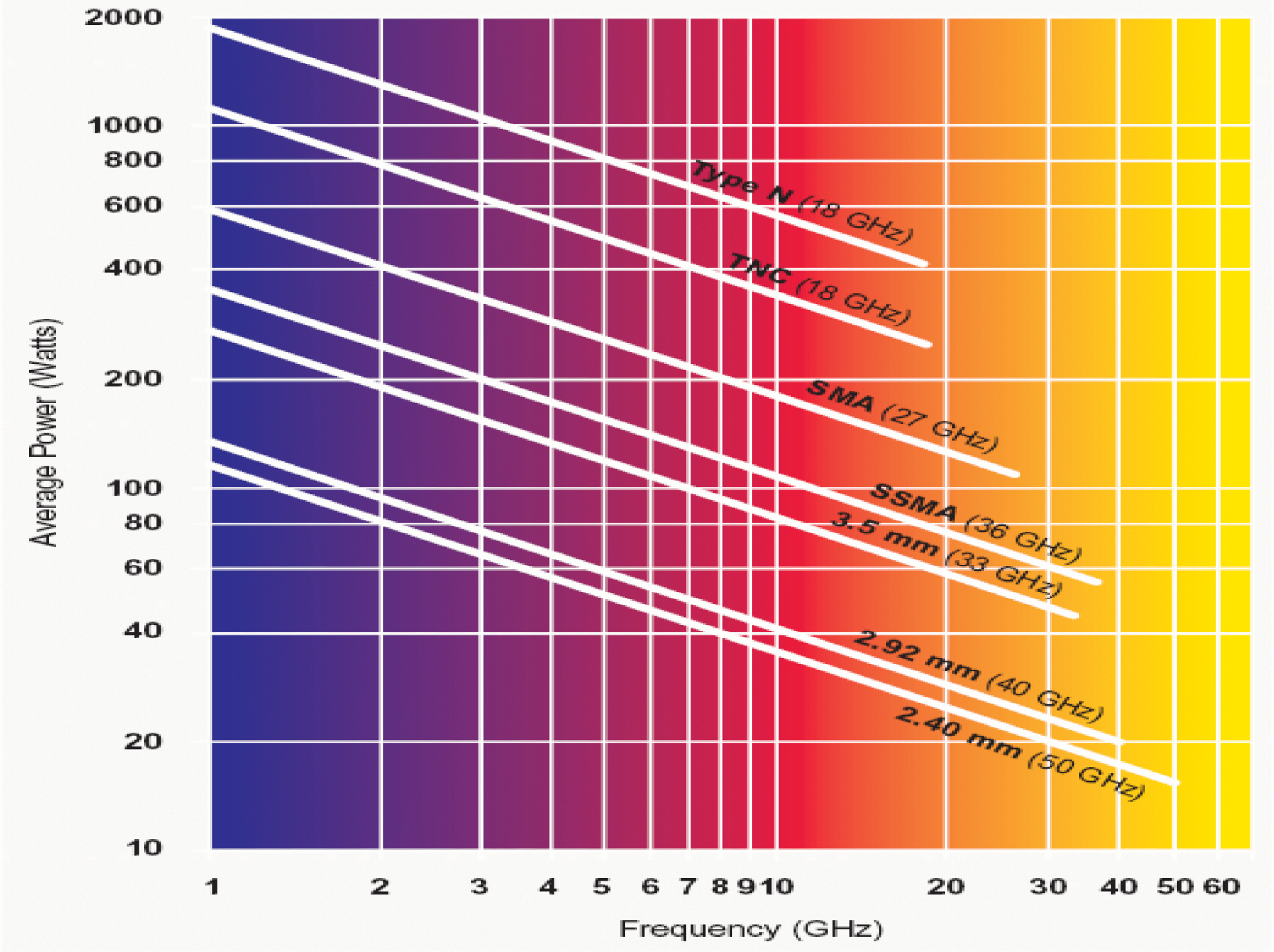
آشنایی با انواع کانکتورها و مبدلهای فرکانس بالا

CONNECTOR FREQUENCIES:

Coaxial Connectors

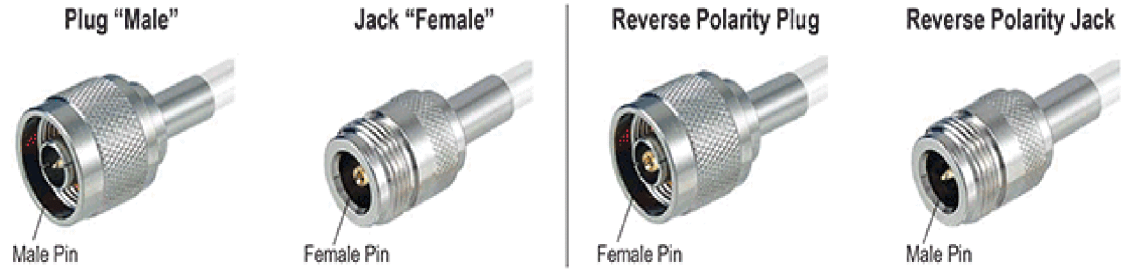
Coaxial Designations	Maximum Frequency	Visual Guage
1 mm	110 GHz	
1.85mm	67 GHz	
MINI SMP • V	60 GHz	
2.4mm	50 GHz	
GPO • OSMP • OS-50P	40 GHz	
2.92mm • K • SMP	40 GHz	
SSMA	38 GHz	
3.5mm-P	34 GHz	
OSSP	28 GHz	
SMA-P • 3.5mm	26.5 GHz	
OSP	22 GHz	
N-P • TNC-P • ZMA-P	18 GHz	
SMA • APC-7 • 7mm • QMA	18 GHz	
SSMB • ZMA	12.4 GHz	
C • SC • N • TNC	11 GHz	
1.0/2.3 • SMC	10 GHz	
GR874	9 GHz	
MCX-75 • UMCX • 7/16 • OSMT	6 GHz	
MMCX • OSX • PCX • MCX	6 GHz	
HN • SMB • FAKRA	4 GHz	
BNC • SMB-75 • MINI SMB-75	4 GHz	
F	3 GHz	
MINI UHF	2.4 GHz	
10-32	2 GHz	
N-75	1.5 GHz	
LC • 1.6/5.6	1 GHz	
BNC-75 • TNC-75	1 GHz	
UHF	300 MHz	
TWINAX - FME	200 MHz	
BNC TWINAX	100 MHz	



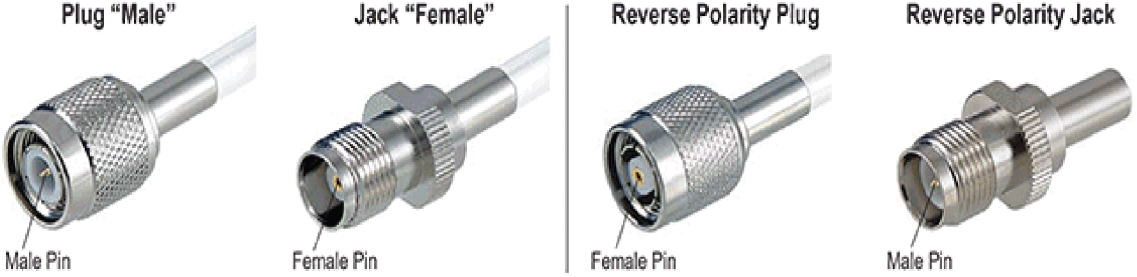

2000
1000
800
600
400
200
100
80
60
40
20
10
Average Power (Watts)
Type N (18 GHz)
TNC (18 GHz)
SMA (27 GHz)
SSMA (36 GHz)
3.5 mm (33 GHz)
2.92 mm (40 GHz)
2.40 mm (50 GHz)
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
20
30
40
50
60
Frequency (GHz)

Common RF Coax Connectors - A Visual Guide

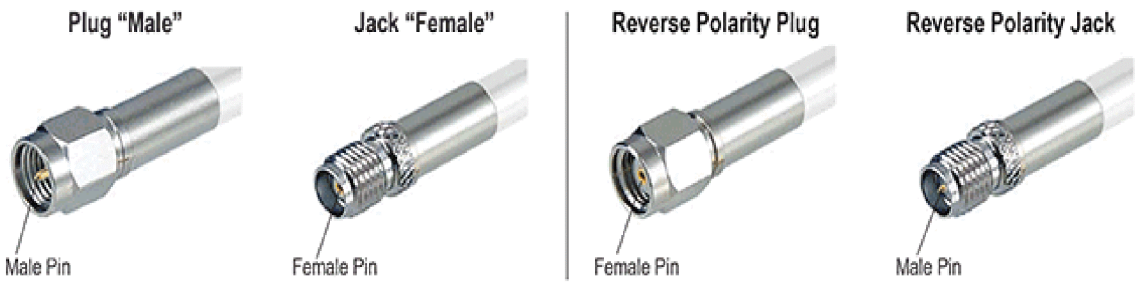
Type N



TNC



SMA



SMA Connector (DC to 26 GHz)

2.92 mm Connector (DC to 40 GHz)

2.4 mm Connector (DC to 50 GHz)

SMP Connector (DC to 18 GHz)

www.fanarazm.com FanArazm Co.

موجبر Waveguide

❖در موجبرها انتشار امواج در مدهای TE و TM وجود دارد و مد TEM منتشر نمی شود.(به دلیل استفاده از یک هادی الکتریکی بر خلاف کابل های کواکسیال)

❖موجبرها در مدلهای مختلف با مقاطع مستطیلی و دایروی در سایزهای گوناگون ساخته می شوند.

❖موجبرها در مدلهای انعطاف پذیر و غیر انعطاف پذیر تولید می شوند.

Rigid – Flexible – Twistable Flexible

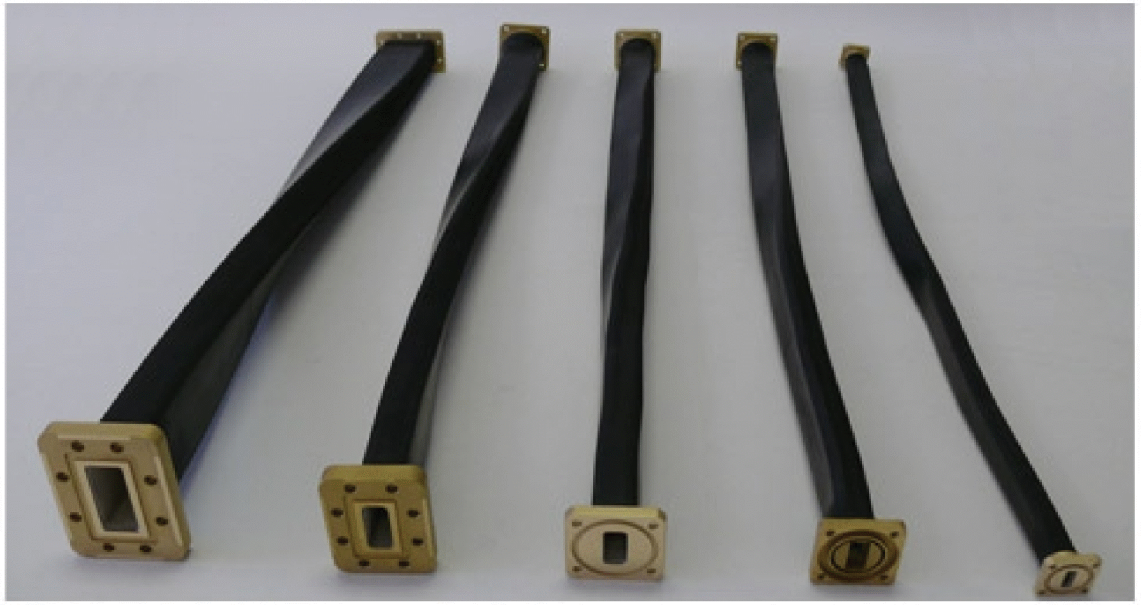


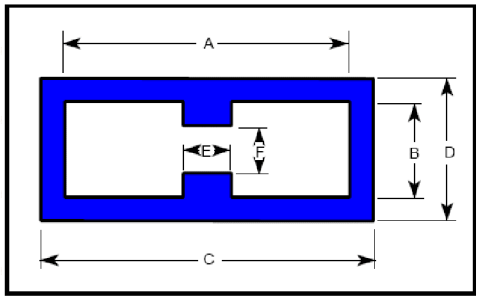
Table 1. Rectangular Waveguide Specifications

Waveguide Size	JAN WG Desig	MIL-W-85 Dash #	Material	Freq Range (GHz)	Freq Cutoff (GHz)	Power (at 1 Atm)		Insertion Loss (dB/100ft)	Dimensions (Inches)	
						CW	Peak		Outside	Wall Thickness
WR284	RG48/U RG75/U	1-039 1-042	Copper Aluminum	2.60 - 3.95	2.08	45 36	7650	.742-.508 1.116-.764	3.000x1.500	0.08
WR229	RG340/U RG341/U	1-045 1-048	Copper Aluminum	3.30 - 4.90	2.577	30 24	5480	.946-.671 1.422-1.009	2.418x1.273	0.064
WR187	RG49/U RG95/U	1-051 1-054	Copper Aluminum	3.95 - 5.85	3.156	18 14.5	3300	1.395-.967 2.097-1.454	1.000x1.000	0.064
WR159	RG343/U RG344/U	1-057 1-060	Copper Aluminum	4.90 - 7.05	3.705	15 12	2790	1.533-1.160 2.334-1.744	1.718x0.923	0.064
WR137	RG50/U RG106/U	1-063 1-066	Copper Aluminum	5.85 - 8.20	4.285	10 8	1980	1.987-1.562 2.955-2.348	1.500x0.750	0.064
WR112	RG51/U RG68/U	1-069 1-072	Copper Aluminum	7.05 - 10.0	5.26	6 4.8	1280	2.776-2.154 4.173-3.238	1.250x0.625	0.064
WR90	RG52/U RG67/U	1-075 1-078	Copper Aluminum	8.2 - 12.4	6.56	3 2.4	760	4.238-2.995 6.506-4.502	1.000x0.500	0.05
WR75	RG346/U RG347/U	1-081 1-084	Copper Aluminum	10.0 - 15.0	7.847	2.8 2.2	620	5.121-3.577 7.698-5.377	0.850x0.475	0.05
WR62	RG91/U RG349/U	1-087 1-091	Copper Aluminum	12.4 - 18.0	9.49	1.8 1.4	460	6.451-4.743 9.700-7.131	0.702x0.391	0.04
WR51	RG352/U RG351/U	1-094 1-098	Copper Aluminum	15.0 - 22.0	11.54	1.2 1	310	8.812-6.384 13.250-9.598	0.590x0.335	0.04
WR42	RG53/U	1-100	Copper	18.0 - 26.5	14.08	0.8	170	13.80-10.13	0.500x0.250	0.04
WR34	RG354/U	1-107	Copper	2.0 - 33.0	17.28	0.6	140	16.86-11.73	0.420x0.250	0.04
WR28	RG271/U	3-007	Copper	26.5 - 40.0	21.1	0.5	100	23.02-15.77	0.360x0.220	0.04

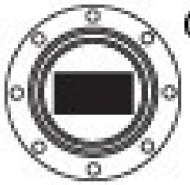
www.fanarazm.com FanArazm Co.

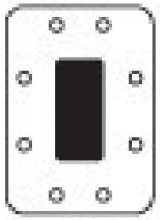
Table 2. Double Ridge Rectangular Waveguide Specifications

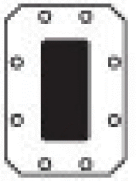
Waveguide Size	MIL-W-23351 Dash #	Material	Freq Range (GHz)	Freq Cutoff (GHz)	Power (at 1 Atm)		Insertion Loss (dB/ft)	Dimensions (Inches)					
					CW	Peak		A	B	C	D	E	F
WRD250		Alum Brass Copper Silver Al	2.60 - 7.80	2.093	24	120	0.025 0.025 0.018 0.019	1.655	0.715	2	1	0.44	0.15
WRD350 D24	4-029 4-303 4-031	Alum Brass Copper	3.50 - 8.20	2.915	18	150	0.0307 0.0303 0.0204	1.48	0.688	1.608	0.816	0.37	0.292
WRD475 D24	4-033 4-034 4-035	Alum Brass Copper	4.75 - 11.00	3.961	8	85	0.0487 0.0481 0.0324	1.09	0.506	1.19	0.606	0.272	0.215
WRD500 D36	2-025 2-026 2-027	Alum Brass Copper	5.00 - 18.00	4.222	4	15	0.146 0.141 0.095	0.752	0.323	0.852	0.423	0.188	0.063
WRD650		Alum Brass Copper	6.50 - 18.00	5.348	4	25	0.106 0.105 0.07	0.721	0.321	0.821	0.421	0.173	0.136
WRD750 D24	4-037 4-038 4-039	Alum Brass Copper	7.50 - 18.00	6.239	4.8	35	0.0964 0.0951 0.0641	0.691	0.321	0.791	0.421	0.173	0.136
WRD110 D24	4-041 4-042 4-043	Alum Brass Copper	11.00 - 26.50	9.363	1.4	15	0.171 0.169 0.144	0.471	0.219	0.551	0.299	0.118	0.093
WRD180 D24	4-045 4-046 4-047	Alum Brass Copper	18.00 - 40.00	14.995	0.8	5	0.358 0.353 0.238	0.288	0.134	0.368	0.214	0.072	0.057



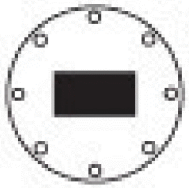
www.fanarazm.com FanArazm Co.

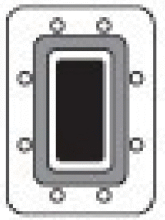

CAR

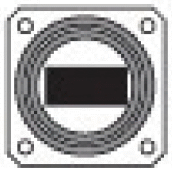

UDR
ATM '-10'

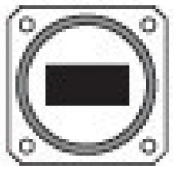

UER

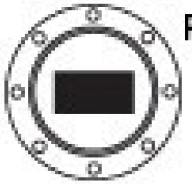
UBR


UAR

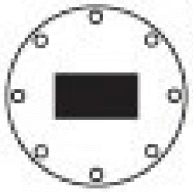

PDR
ATM '-9'

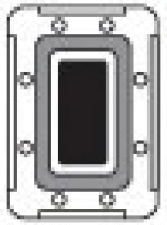

CBR

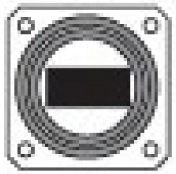

PBR

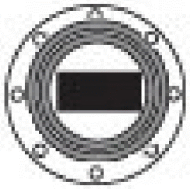

PAR

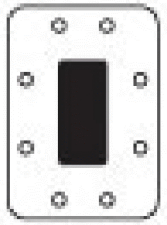
SQ.
COVER
ATM "-6"

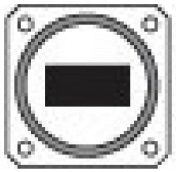

RND.
COVER
ATM "-6"

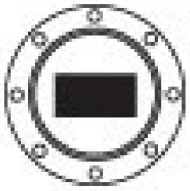

CPRG
ATM "-1"

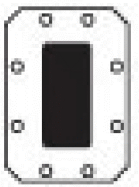

CHOKE
ATM "-7"


RND.
CHOKE
ATM "-7"

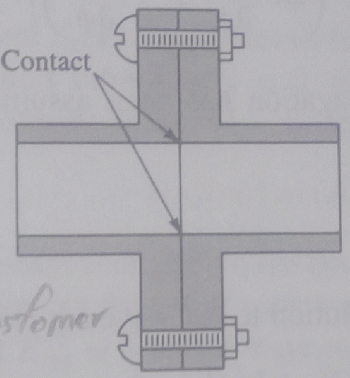

CPRF
ATM "-2"


SQ. COVER
GROOVED
ATM "-8"

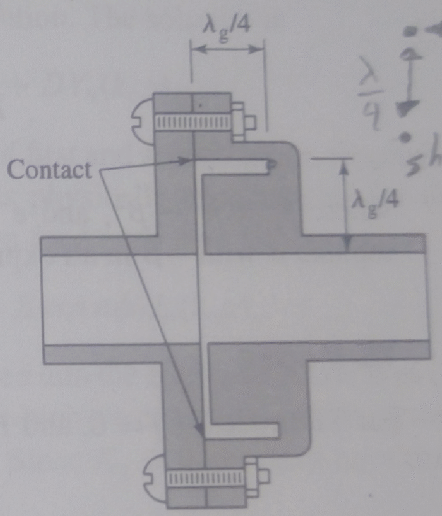

RND.
COVER
GROOVED
ATM "-8"


CMR
ATM "-3"

point of contact for the two flanges. Another $\lambda_g/4$ line is formed by a circular axial groove in the choke flange. So the short circuit at the right-hand end of this groove is transformed to an open circuit at the contact point of the flanges. Any resistance in this contact is in series with an infinite (or very high) impedance and thus has little effect. Then this high impedance is transformed back to a short circuit (or very low impedance) at the edges of the waveguides, to provide an effective low-resistance path for current flow across the joint. Since there is a negligible voltage drop across the ohmic contact between the flanges, voltage breakdown is avoided. Thus, the cover-to-choke connection can be useful for high-power applications. The SWR for this joint is typically less than 1.05, but is more frequency dependent than the cover-to-cover joint.



Cover-to-cover connection



Cover-to-choke connection

Reference: C. G. Montgomery, R. H. Dicke, and E. M. Purcell, *Principles of Microwave Circuits*, McGraw-Hill, New York, 1948.

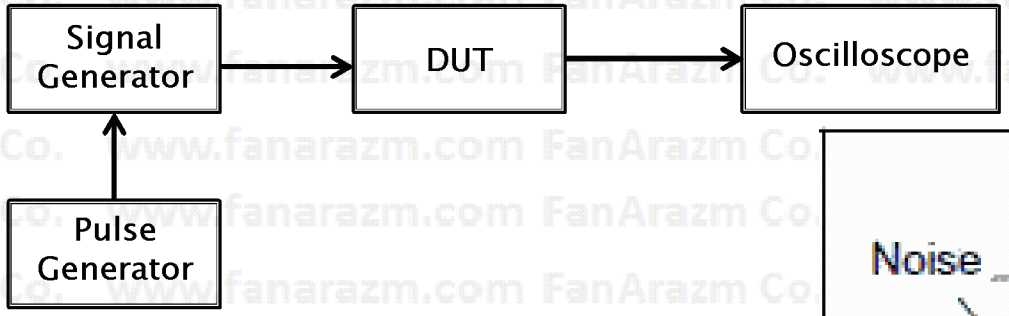
3.4 CIRCULAR WAVEGUIDE

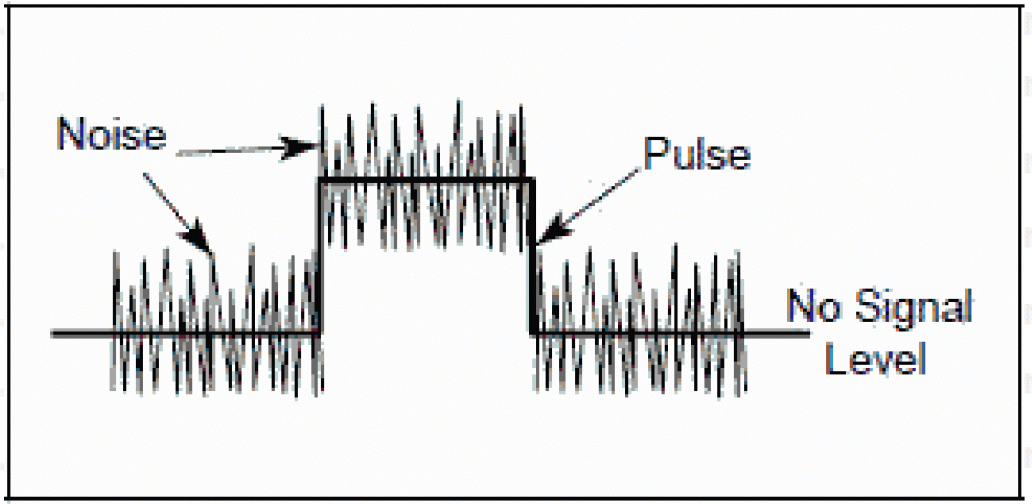
A hollow metal tube of circular cross section also supports TE and TM waveguide modes. Figure 3.11 shows the cross-section geometry of such a circular waveguide of inner radius a.

اسیلوسکوپ دیجیتال

❖ با استفاده از اسکوپ علاوه بر اندازه گیری های معمولی مانند سطح ولتاژ- فرکانس – عرض پالس – اختلاف فاز و ... امکان اندازه گیری حساسیت TSS (Tangential sensitivity) نیز وجود دارد.
این نوع حساسیت مخصوص گیرنده هایی است که با پوش سیگنال سروکار دارند مانند انواع Detector – گیرنده های SDLVA – DLVA – Crystal Video .

❖ معمولاً سطح توان سیگنال درنقطه TSS حدود 8±1 dB بالاتر از سطح نویز است. این معیار الزاماً معیاری برای تنظیم سطح Threshold سامانه نیست. اگر آستانه بر روی TSS تنظیم شود False Alarm Rate به شدت زیاد می گردد. معمولاً سامانه ها به SNR بالاتر 10 dB برای عملکرد صحیح نیاز دارند.

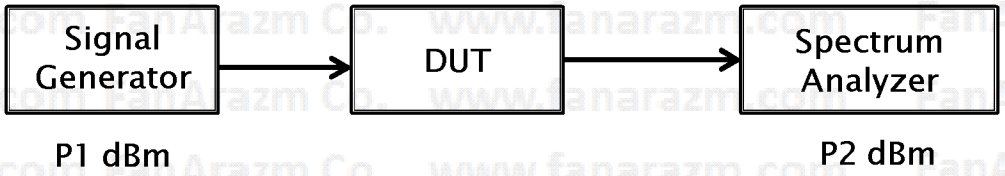




معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری بهره- تلفات عبور

❖ اختلاف توان خروجی از توان وردی در هر سیستمی را بهره (Gain) سیستم گویند. اگر این اختلاف منفی باشد یعنی سیستم تحت تست بجای تقویت تضعیف ایجاد کرده که این تضعیف را Insertion Loss یا تلفات عبور گویند.



Gain or Loss dB= P2 – P1

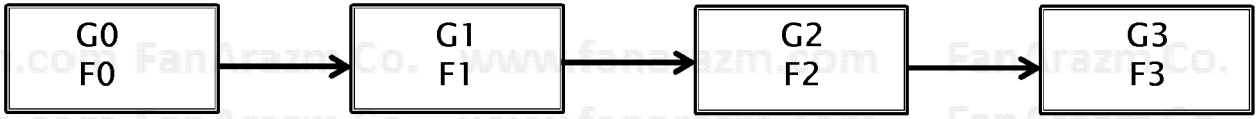
معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری Noise Figure

❖ نسبت SNR ورودی به SNR خروجی هر سیستم را عدد نویز NF آن سیستم گویند. چون هر سیستمی مقداری نویز به سیگنال ورودی اضافه می نماید پس همواره NF>1 (معیار خطی)خواهد بود. البته وقتی با معیارهای لگاریتمی کار می کنیم NF کمتر از یک هم خواهیم داشت.

$$NF = \frac{SNR_{IN}}{SNR_{OUT}}$$

برای یک سیستم چند طبقه محاسبه NF به صورت زیر است:



کلیه اعدادگین و NF کلیه طبقات را از حالت لگاریتمی به خطی تبدیل می کنیم.

$$G = 10^{\frac{GdB}{10}} \qquad F = 10^{\frac{FdB}{10}}$$

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

حال که کلیه مقادیر به حالت خطی در آمد از رابطه زیر برای محاسبه NF استفاده می نماییم.

$$NF_{Linear} = F_0 + \frac{F_1 - 1}{G_0} + \frac{F_2 - 1}{G_0 G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_0 G_1 G_2}$$

$$NF_{dB} = 10 \log NF_{Linear}$$

همانگونه که از رابطه دیده می شود NF طبقه اول در تعیین عدد نویز کلی نقش مهمی دارد. پس استفاده از قطعات کم نویز در طبقات اولیه منجر به کاهش عدد نویز سیستم خواهد شد.

برای اندازه گیری NF به دستگاه Noise Figure Meter نیاز است. البته امروزه اسپکتروم ها دارای آپشن NF Meter هستند.

البته روشهای برای اندازه گیری NF با اسپکترو آنالایزر معمولی هم وجود دارد که برای سیستم هایی با NF کوچک کارایی ندارند. (مثلاً روش Y Factor)

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری SNR

❖ نسبت توان سیگنال به توان نویز را SNR یا همان Signal to Noise Ratio می گویند.

❖همانگونه که قبلا بحث شد سطح توان نویز در دستگاه اندازه گیری وابسته به پهنای باند اندازه گیری است. البته سطح توان سیگنال این وابستگی را ندارد.

❖معمولاً سطح نویز نمایش داده شده در دستگاه اندازه گیری را با DANL یا Displayed Average Noise Level بیان می کنند.

❖برای نمایش سطح نویز صحیح باید به پهنای باند اندازی گیری اشاره کرد(پارامتر Resolution Bandwidth RBW در اسپکتروم آنالایزر)

❖یک راه حل بهتر نرمالیزه کردن اندازه گیری است.

DANL = -100 dBm @ RBW=1KHz

DANL = -130 dBm/Hz

❖با این توصیف می توان SNR را دقیق بیان کرد. پس یا باید به RBW اندازه گیری اشاره کنیم یا به صورت نرمالیزه بر حسب dBm/Hz مقدار SNR را بنویسیم.

❖برای مثال اگر سطح سیگنال -50dBm باشد مقدار SNR به صورت زیر بیان می شود:

SNR = 50dB @ RBW=1KHz

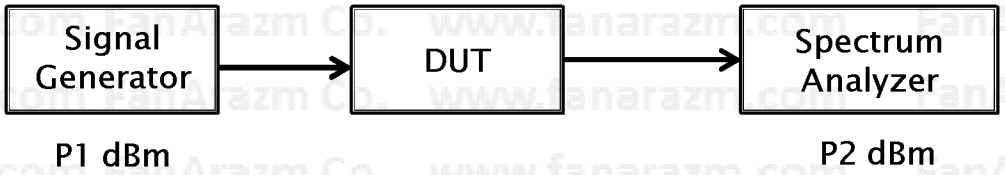
SNR = 80 dB/Hz

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری P1dB

❖ برای اندازه گیری P1dB که یکی از معیارهای ورود سیستم به ناحیه غیر خطی عملکرد است ابتدا Gain سیستم تحت تست را اندازه گیری می کنیم.

❖سپس با افزایش دامنه ورودی به حد کافی به نقطه ای می رسیم که گین سیستم 1dB نسبت به عدد قبل کاهش داشته باشد. در این هنگام سطح توان ورودی را اندازه گیری و ثبت می نماییم. این عدد همان P1dB سیستم تحت تست است. این کاهش بهره نتیجه اشباع شده سیستم تحت تست است.



در شروع P1 رامقدار کمی در نظر می گیریم مثلا 50dBm-

$$G1 = P2 - P1$$

با افزایش توان ورودی یا همان P1 به نقطه ای خواهیم رسید که گین به اندازه 1dB کاهش خواهد یافت.
مثلاً در توان 2dBm-

$$G2 = G1 - 1$$

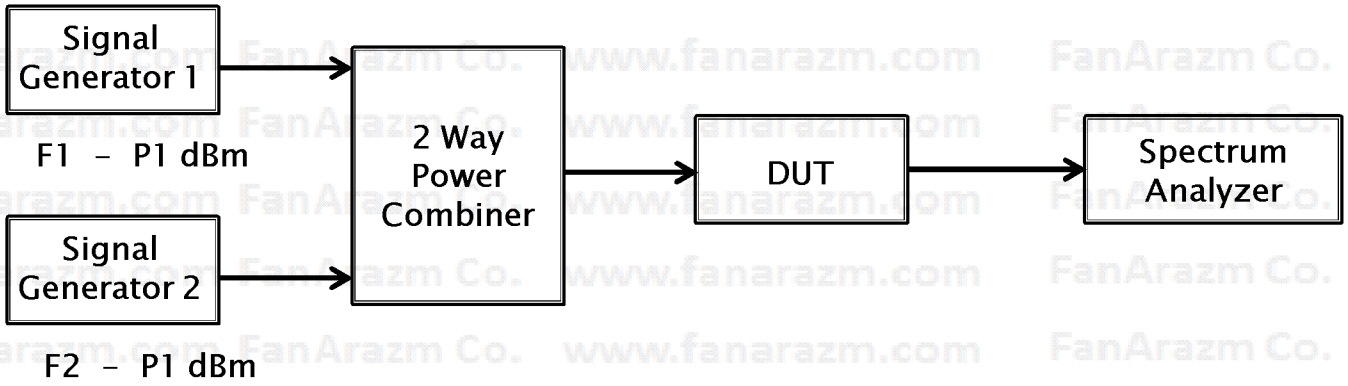
این نقطه همان P1dB سیستم تحت تست است.

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

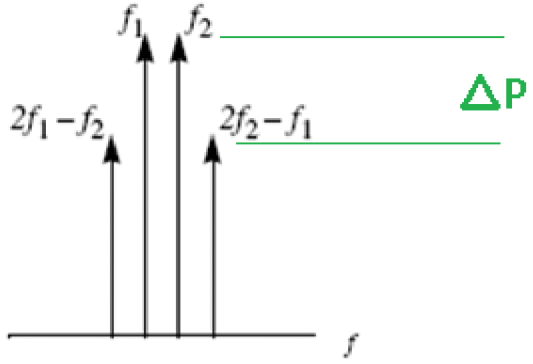
اندازه گیری IP3

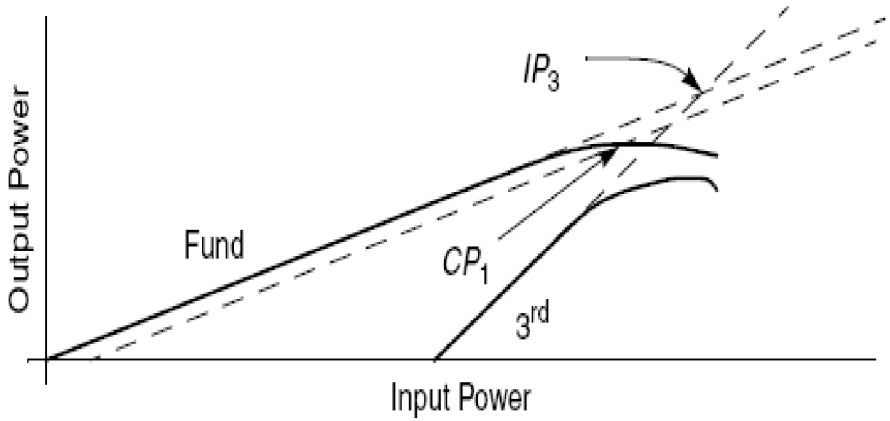
❖اندازه گیری IP3 یکی دیگر از معیارهای خطی بودن سیستم در مواجه با سیگنالهای قوی می باشد. برای این تست به دو دستگاه سیگنال ژنراتور نیاز است. ابتدا با استفاده از یک کامباینر مناسب این دو سیگنال را بایکدیگر ترکیب نموده و به سیستم تحت تست تزریق می نماییم. معمولا این دو سیگنال ورودی حدود 1MHz با یکدیگر اختلاف فرکانسی دارند.

❖با افزایش همزمان دامنه دو سیگنال بعد از حد مشخصی هارمونیک هایی در طیف خروجی پیدا می شوند. هنگامی که دامنه هارمونیک ها قابل اندازه گیری شد دیگر افزایش توان را متوقف می کنیم.



معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا





$$IP3_{out} = P_{out} + \frac{\Delta P}{2}$$

$$IP3_{in} = P_{in} + \frac{\Delta P}{2}$$

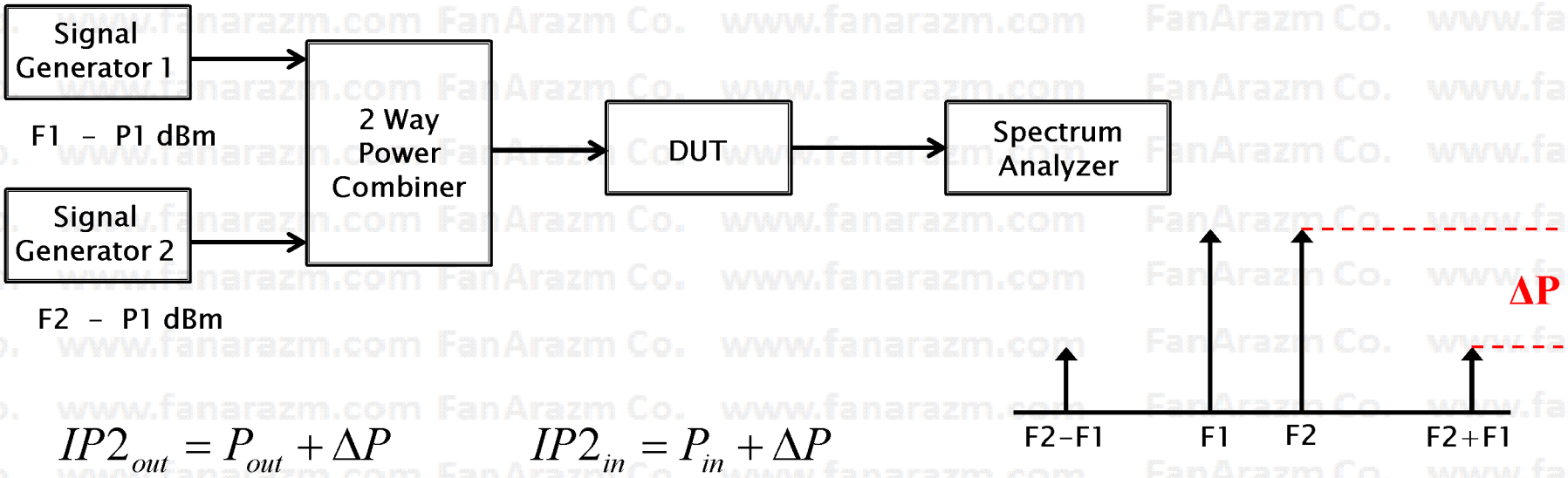
در اصل IP3 یک نقطه تلاقی تئوری است و هیچگاه خروجی به این مقدار نمی رسد و تنها معیاری برای خطی بودن سامانه است.

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری IP2

❖اندازه گیری IP2 همانند اندازه گیری IP3 می باشد با این تفاوت که اندازه گیری در هارمونیک های F2±F1 انجام می شود.

❖با افزایش همزمان دامنه دو سیگنال بعد از حد مشخصی هارمونیک هایی در طیف خروجی پیدا می شوند. هنگامی که دامنه هارمونیک ها قابل اندازه گیری شد دیگر افزایش توان را متوقف می کنیم.



$$IP2_{out} = P_{out} + \Delta P \qquad IP2_{in} = P_{in} + \Delta P$$

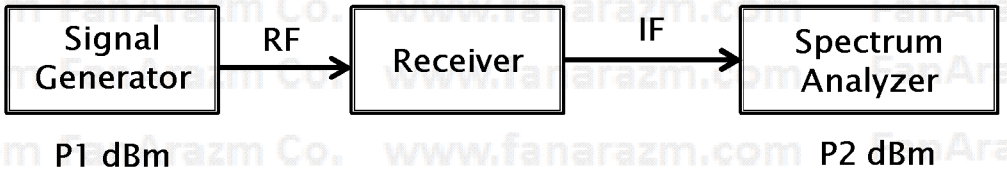
مقدار IP2 از IP3 بزرگتر است اما پارامتر IP3 کاربردی تر می باشد.

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری حساسیت MDS

❖ حساسیت **MDS** برای گیرنده ای که دارای IF_{OUT} باشد قابل اندازه گیری است. سیگنال ورودی در فرکانس و دامنه مناسب تنظیم و به گیرنده اعمال می شود. خروجی **IF** را به اسپکتروم آنالایزر متصل نموده و دامنه خروجی را اندازه گیری می نماییم. حداکثر حساسیت گیرنده هنگامی حاصل می شود که کلیه گین ها در مدار و تضعیف ها خارج از مدار باشند. چون بحث اندازه گیری سیگنال ضعیف است . در این حالت **MDS** برابر حداقل سیگنال ورودی است که **SNR** حدود **10dB** را در پهنای باند **IF** گیرنده ارائه دهد (ذکر **RBW** اندازه گیری الزامی است).

❖اگر گیرنده دارای خروجی صوت باشد و به **Audio Analyzer** هم دسترسی نباشد معمولاً هنگامی که دیگر صدای سوت از گیرنده شنیده نشود سیگنال ورودی را اندازه گیری نموده به عنوان حساسیت گیرنده ثبت می کنند.



رابطه خطی $S_{\min} = (S/N)_{\min} + KTB(NF)$

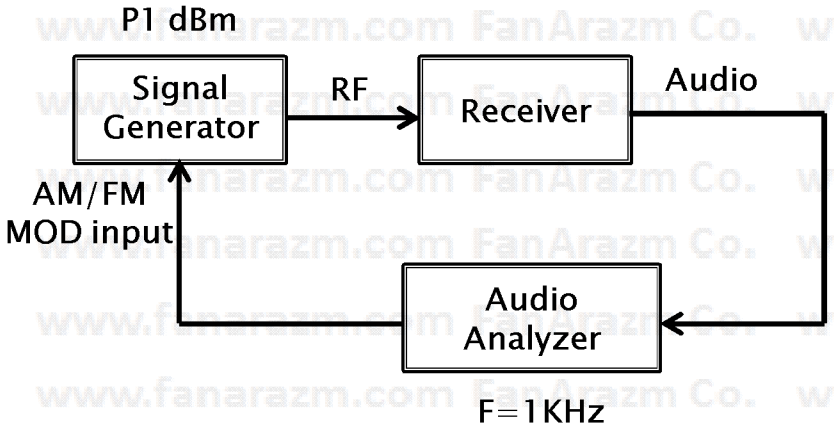
رابطه لگاریتمی $S_{\min\,dBm} = SNR_{\min\,dB} - 174 + 10\log(BW) + NF_{dB}$

$G_{IF\,dB} = P2 - P1$

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری SINAD

❖اگر گیرنده دارای خروجی صوت باشد با استفاده از **Audio Analyzer** حساسیت گیرنده را به دقت اندازه گیری نمود. این دستگاه با ارسال یک سیگنال سیونس با خلوص بالا به ورودی مدولاسیون سیگنال ژنراتور و سپس آنالیز صوت خروجی گیرنده امکان اندازه گیری اتوماتیک **SINAD** را فراهم می نماید. با ضعیف کردن دامنه سیگنال ژنراتور مقدار **SINAD** کاهش خواهد یافت معمولاً مقدار **SINAD** بین **10-12 dB** معرف مرز حساسیت گیرنده می باشد. در این وضعیت دامنه سیگنال ژنراتور معرف حساسیت گیرنده خواهد بود.

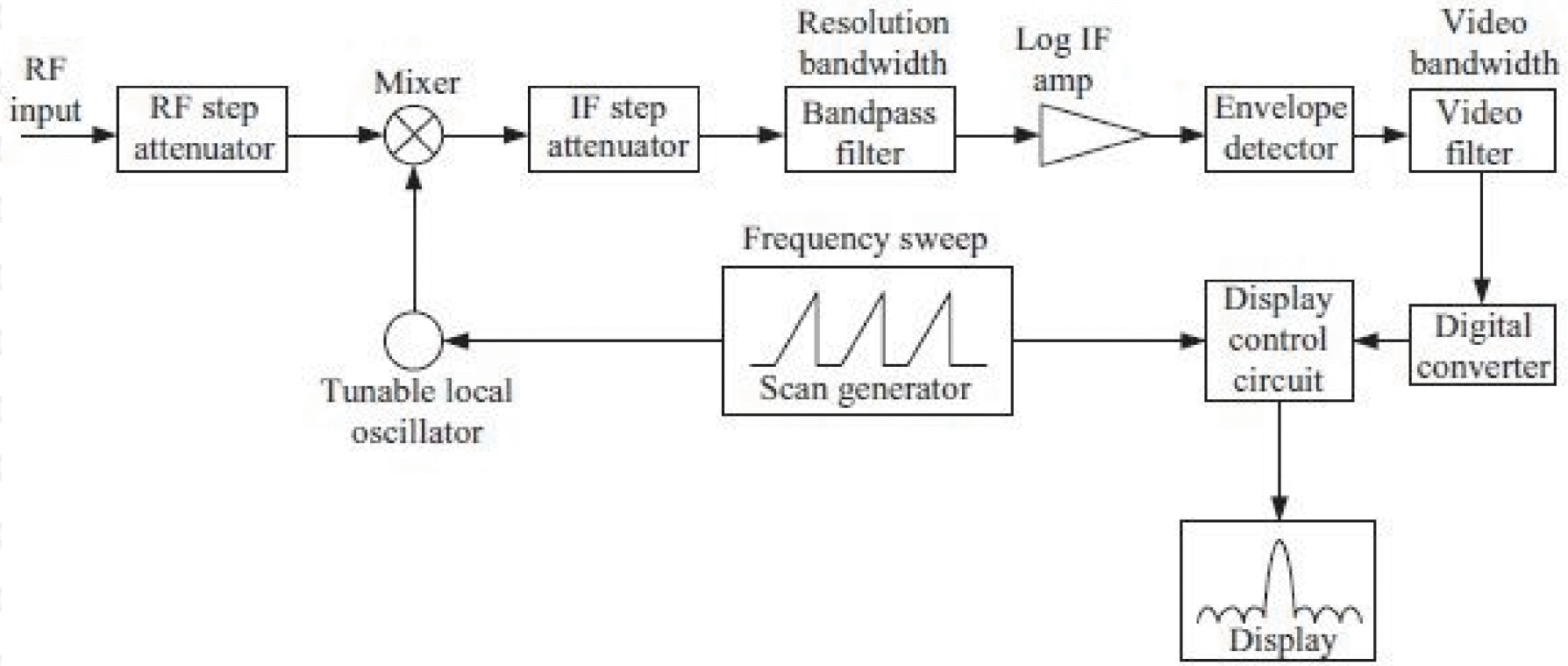


$$SINAD = \frac{Total\ Signal\ Power}{Unwanted\ \ Signal\ Power}$$

$$SINAD = \frac{P_{Signal} + P_{Noise} + P_{distortion}}{P_{Noise} + P_{distortion}}$$

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

بلوک دیاگرام اسپکتروم آنالایزر

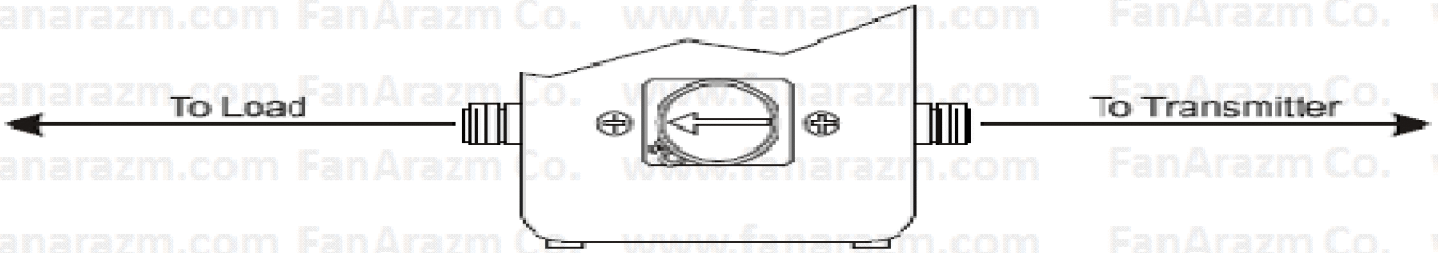


معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

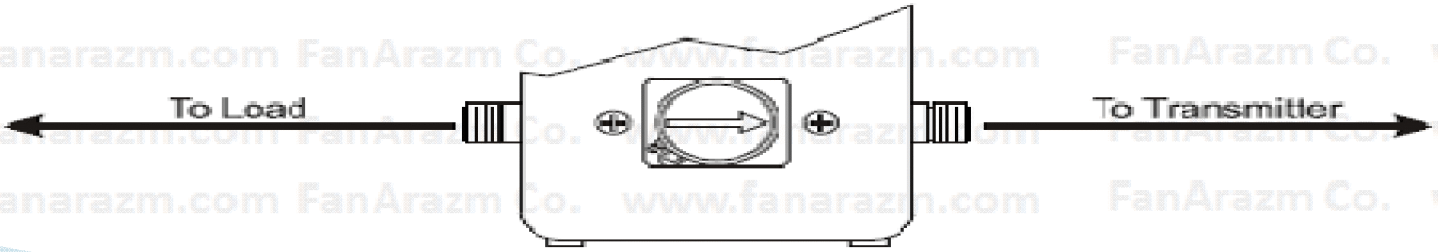
اندازه گیری VSWR با واتمتر جهتی

❖با استفاده از واتمتر جهتی Bird43 امکان اندازه گیری توان ارسالی به بار و توان بازگشتی از سمت بار وجود دارد. به منظور اندازه گیری توان ارسالی و توان بازگشتی باید از المان های مناسب استفاده نمود.

❖خصوصا در حالت اندازه گیری Low Reflection که توان بازگشتی مقدار ناچیزی حدوداً کمتر از 10% توان ارسالی است با رعایت مسائل ایمنی حتماً باید از یک المان با توان یک دهم المان اصلی توان بازگشتی را اندازه گیری نمود.



Forward Power Measurement



Reflected Power Measurement

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

موج ارسال: Forward Wave

این موج را موج تابش نیز می‌گویند. این موج از منبع به سمت بار در حرکت است. ولتاژ آن با E_f و جریان آن با I_f نشان داده می‌شود که رابطه $E_f / I_f = Z_0$ همواره برقرار است.

موج بازتاب: Reflected Wave

این موج را موج منعکس شده نیز می‌گویند. این موج از انعکاس توسط بار ایجاد شده و از سمت بار به سمت منبع حرکت می‌کند. ولتاژ آن با E_r و جریان آن با I_r نشان داده می‌شود که رابطه $E_r / I_r = Z_0$ همواره برقرار است.

Forward

$$W_f = WattsForward = E_f^2/Z_o = I_f^2 Z_o = E_f I_f$$

Reflected

$$W_r = WattsReflected = E_r^2/Z_o = I_r^2 Z_o = E_r I_r$$

$$W_1 = WattsIntoLoad = W_f - W_r$$

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

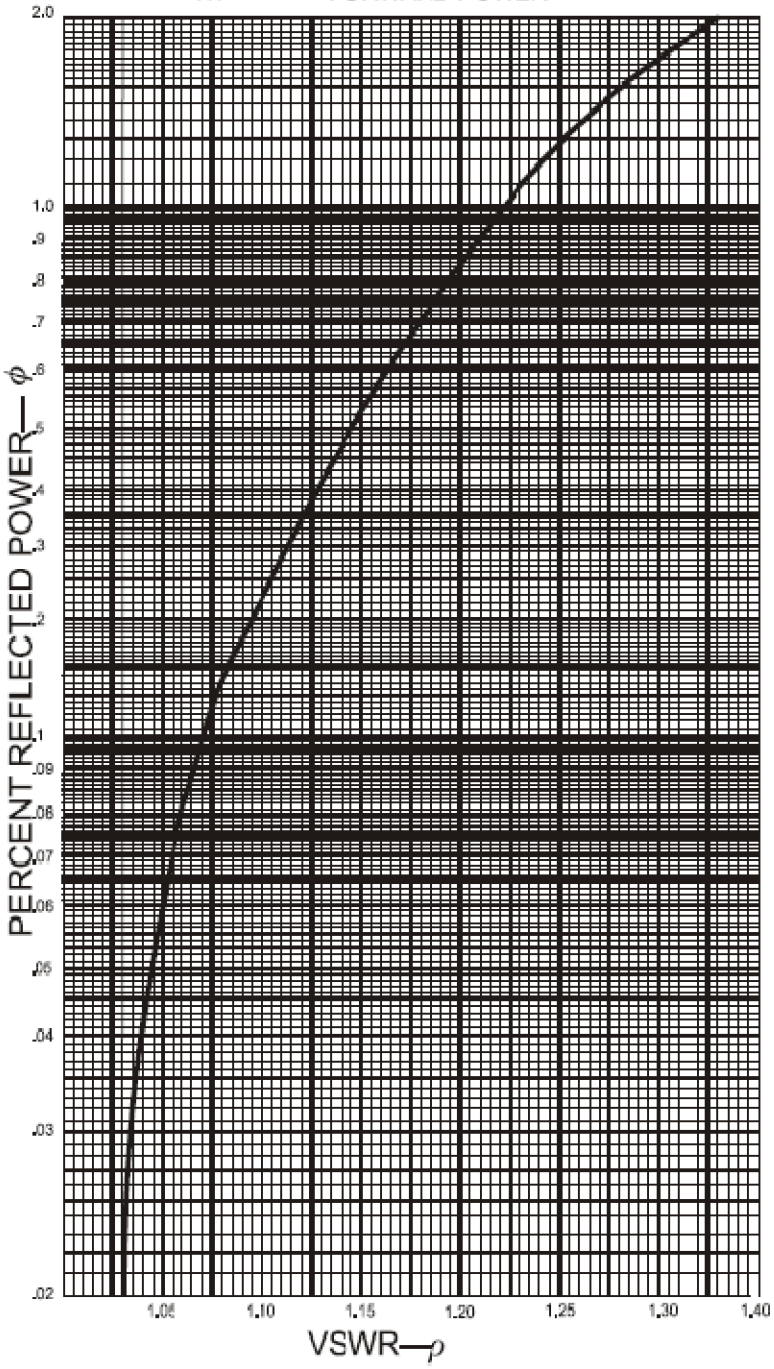
یکی از پارامترهای مهم که بیانگر میزان انطباق بین منبع و بار می‌باشد پارامتر VSWR می‌باشد. با اندازه‌گیری توان ارسالی و توان بازگشتی طبق روش گفته شده امکان محاسبه VSWR به وجود می‌آید.

$$\varphi = \frac{W_r}{W_f} \qquad \rho = VSWR$$

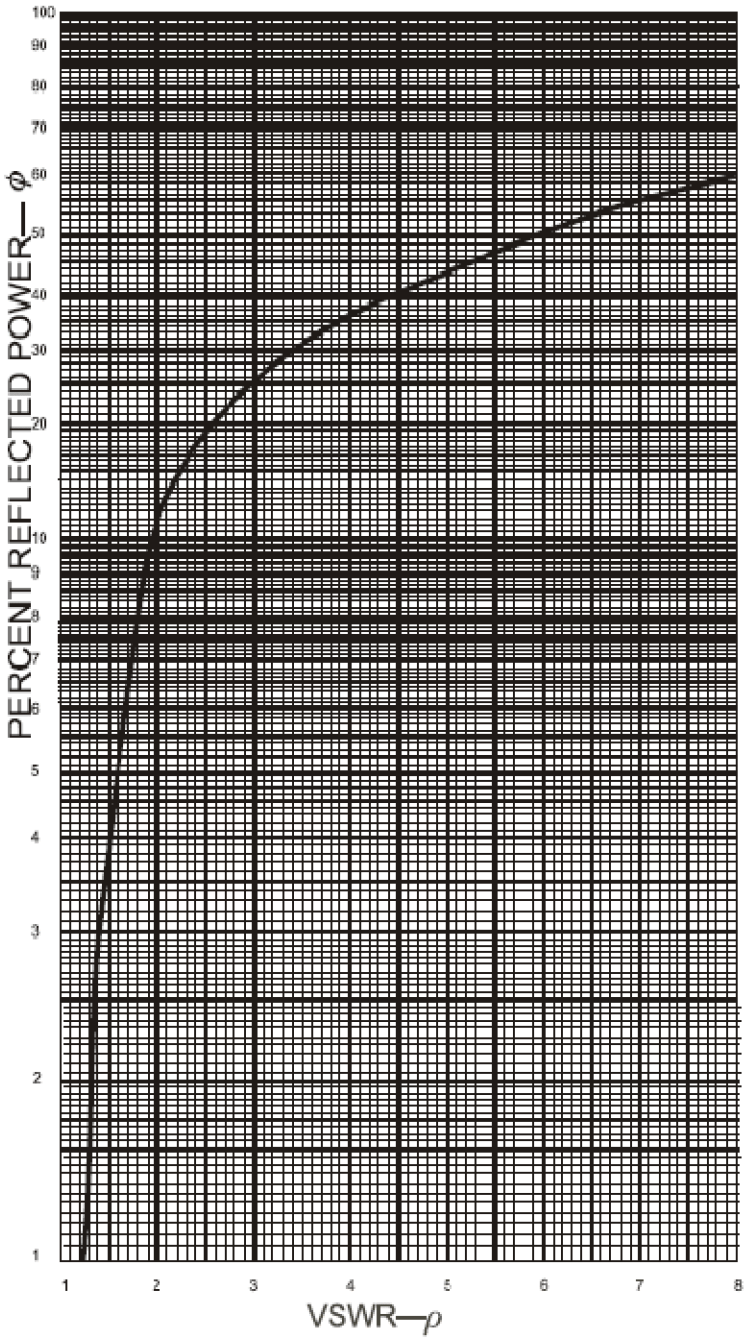
$$\rho = \frac{1+\sqrt{\varphi}}{1-\sqrt{\varphi}} \qquad \phi = \left[\frac{\rho - 1}{\rho + 1}\right]^2$$

شکل‌های صفحه بعد رابطه بین VSWR و درصد توان بازگشتی را در دو محدوده نشان می‌دهد. شکل اول برای VSWR های کوچک و زیر 1.4 می‌باشد و در شکل دوم تا VSWR=8 نمودار وجود دارد که به راحتی قابل استفاده می‌باشند.

$$\phi = \frac{Wr}{Wf} \times 100 = \frac{\text{REFELECTED POWER}}{\text{FORWARD POWER}} \times 100$$



$$\phi = \frac{Wr}{Wf} \times 100 = \frac{\text{REFELECTED POWER}}{\text{FORWARD POWER}} \times 100$$



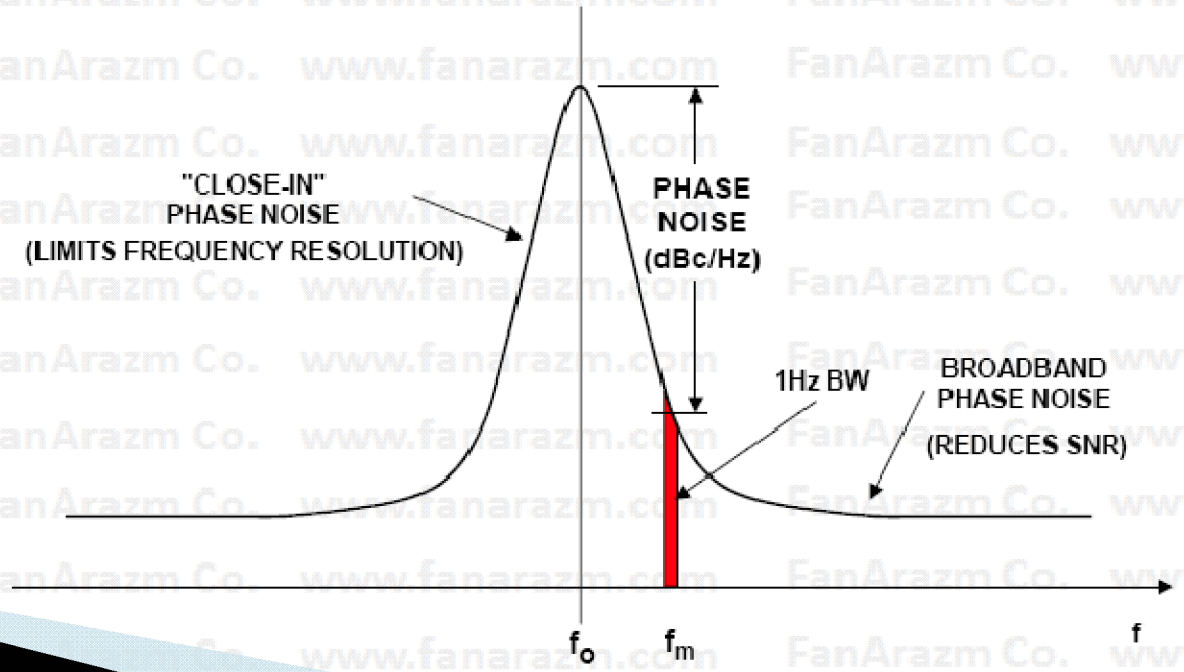
معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری نویز فاز

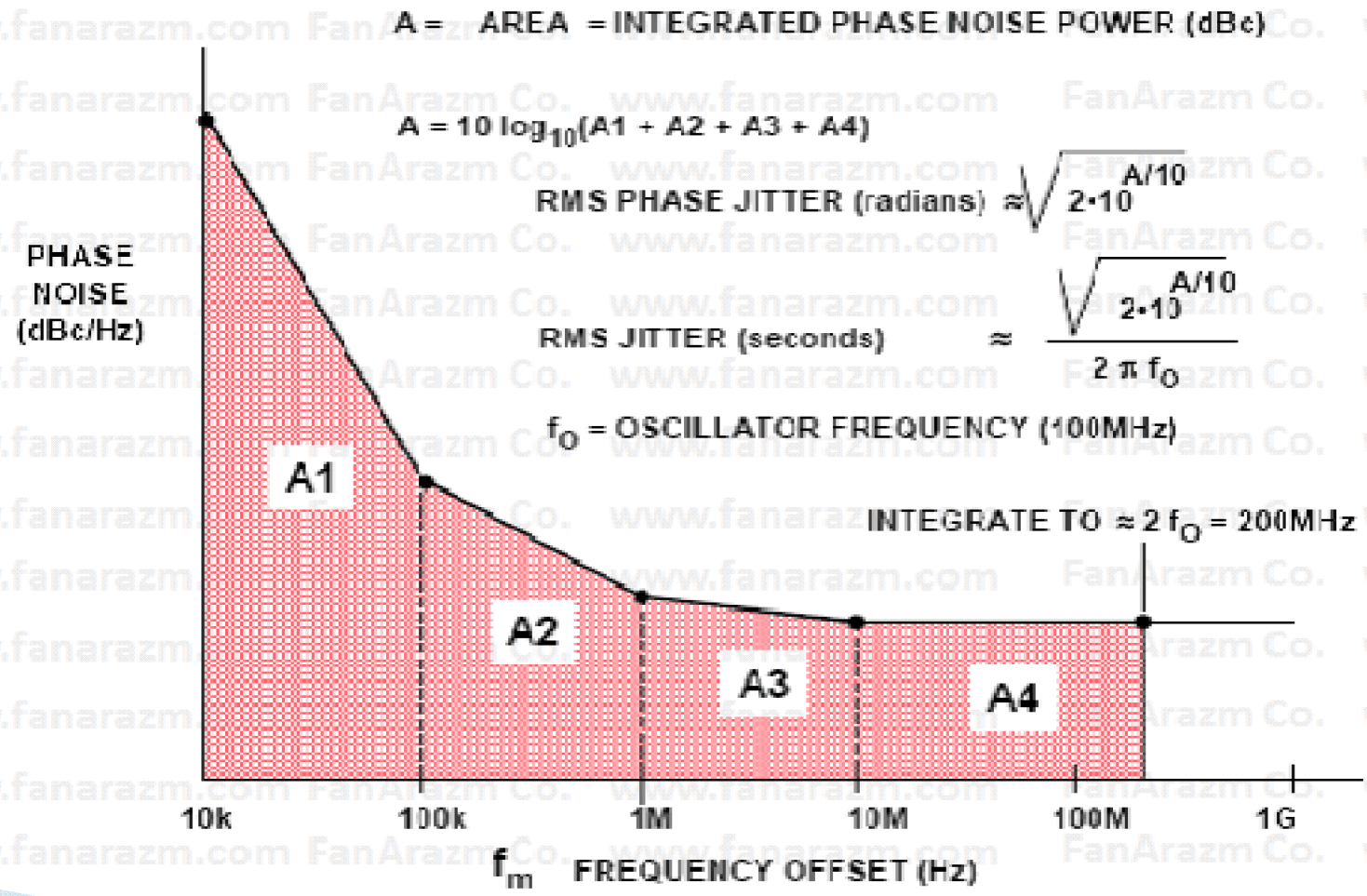
❖نویز فاز برای یک اسیلاتور واقعی به صورت نسبت نویز در پهنای باند 1Hz در فاصله فرکانسی مشخصی نسبت به فرکانس مرکزی اسیلاتور تعریف می شود.

❖اسپکتروم آنالایزر به صورت خودکار قابلیت اندازه گیری نویز فاز را داراست. تنها کافی است در منوی مربوطه میزان آفست فرکانسی را تعریف نماییم تا دستگاه به صورت خودکار نویز فاز را استخراج نماید.

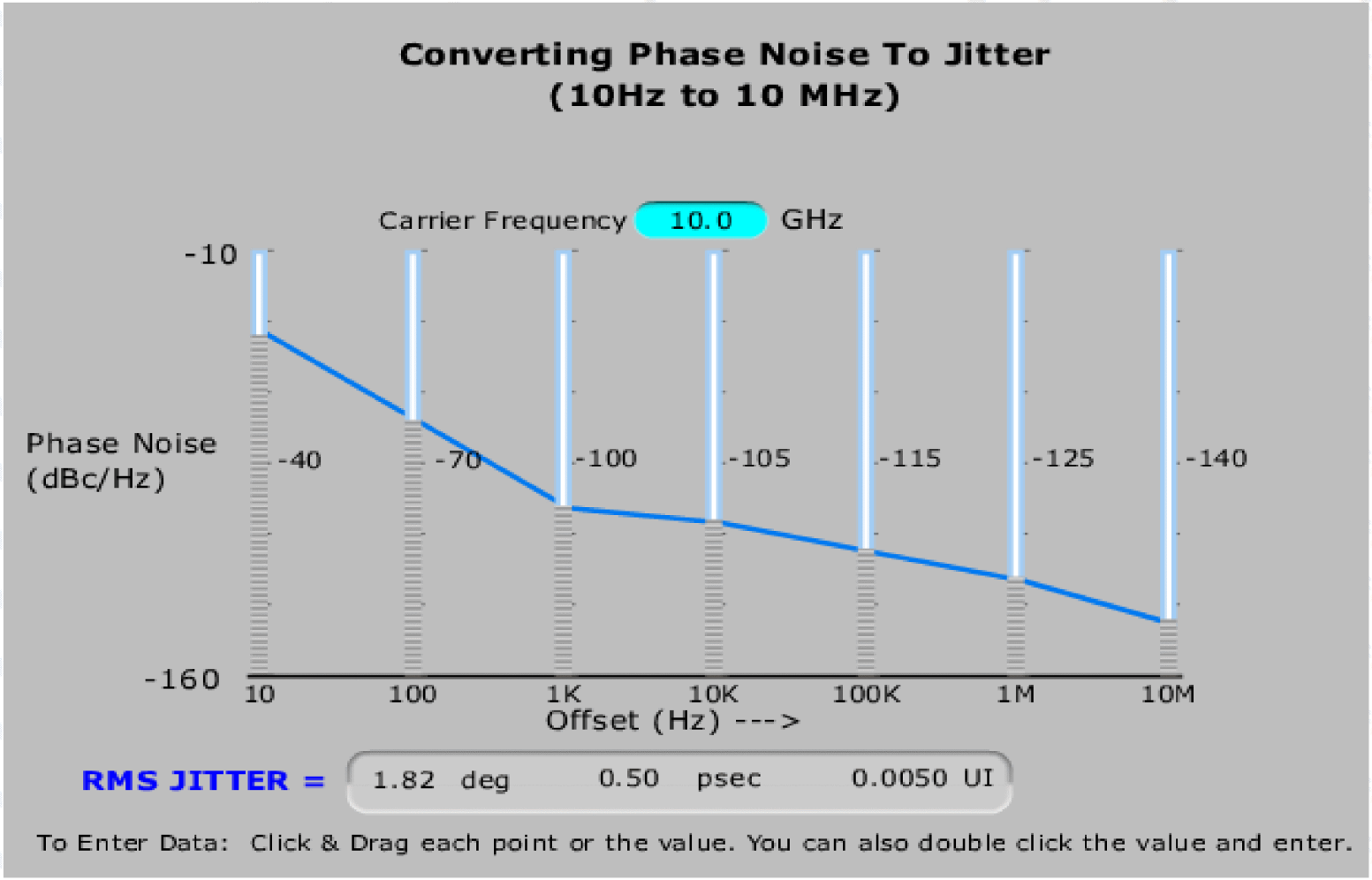
❖نویز فاز معادل Jitter در حوزه زمان است که برای این تبدیل کمک ابزارهای نرم افزاری on Line وجود دارد.



معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا



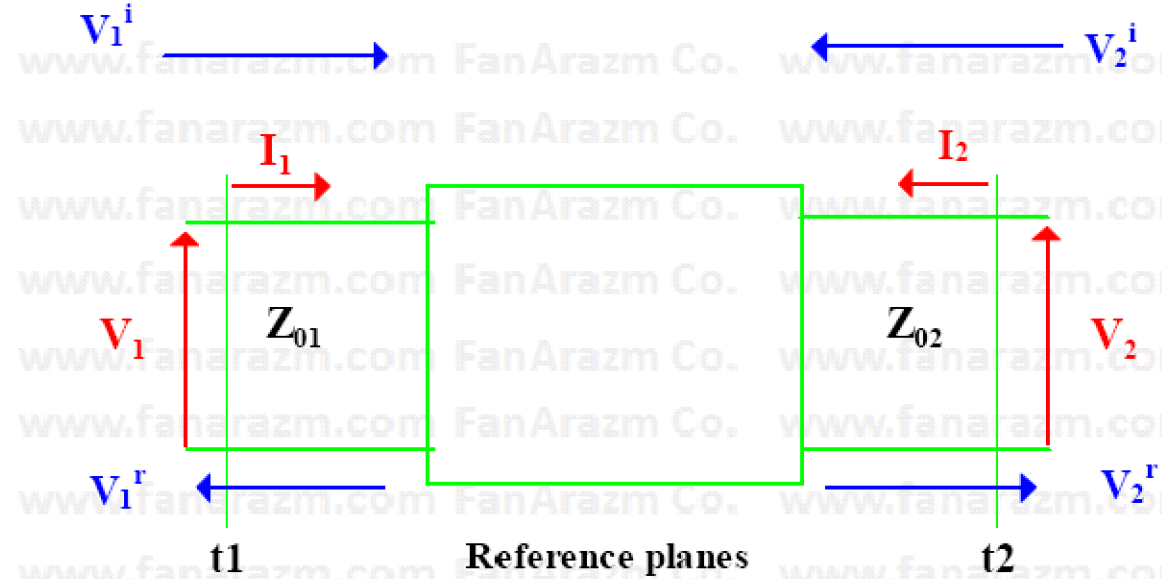
معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا



معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

اندازه گیری پارامترهای "S" Scattering

❖در مدارات فرکانس بالا بجای استفاده از پارامترهای H, Z-Y از پارامترهای S استفاده می شود که برتری تئوری نسبت به روش های دیگر دارد. با استفاده از ولتاژهای نرمالیزه a1-b1-a2-b2 خواهیم داشت.



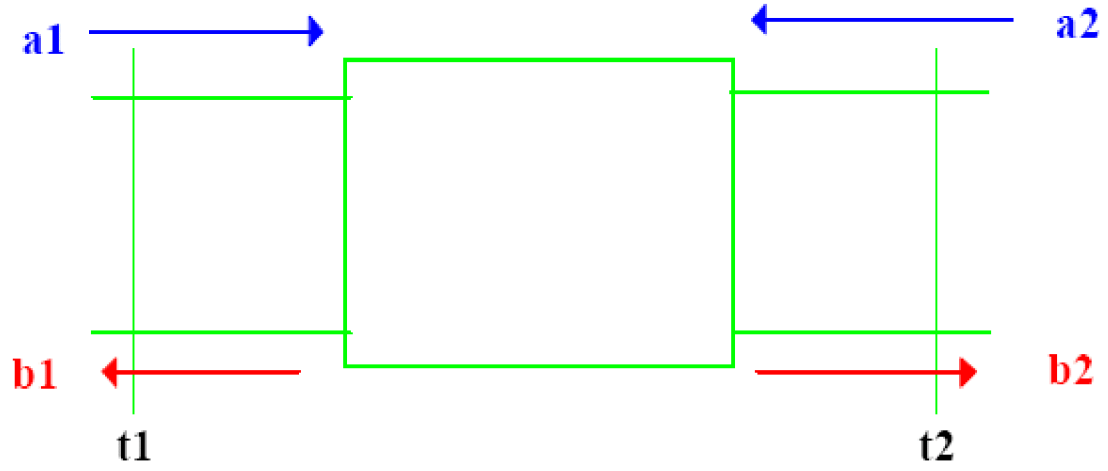
$$a1 = \frac{V_1^i}{\sqrt{Z_{01}}}$$

$$b1 = \frac{V_1^r}{\sqrt{Z_{01}}}$$

$$a2 = \frac{V_2^i}{\sqrt{Z_{01}}}$$

$$b2 = \frac{V_2^r}{\sqrt{Z_{01}}}$$

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا



$$b1 = S_{11}.a1 + S_{12}.a2$$
$$b2 = S_{21}.a1 + S_{22}.a2$$

$$\begin{bmatrix} b1 \\ b2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a1 \\ a2 \end{bmatrix}$$

Scattering Matrix

❖برای محاسبه پارامترهای S مانند روشی که در محاسبه پارامترهای Z-Y , H استفاده می شود از تکنیک صفر فرض کردن ورودیها استفاده می کنیم به این صورت که در یک سمت ورودی داده و در سمت دیگر ورودی را صفر فرض می کنیم. البته در عمل این کار با استفاده از Network Analyzer انجام می شود که پارامترهای S را به صورت برداری و مختلط در فرکانسهای مختلف به صورت خودکار اندازه گیری می نماید.

معرفی روشهای تست پارامترهای مدارات فرکانس بالا

(1) Apply input to Port 1 , terminate at Port 2 with a Matched Load $\therefore a2 = 0$.

$$\therefore\ S_{11} = \left.\frac{b1}{a1}\right)_{a2=0} = \text{reflection coefficient at Port 1 (matched load at Port 2).}$$

$$S_{21} = \left.\frac{b2}{a1}\right)_{a2=0} = \text{Voltage transfer ratio Port 1 to Port 2 (matched load at Port 2).}$$

(2) Apply input to Port 2 , terminate at Port 1 with a matched load $\therefore a1 = 0$.

$$\therefore\ S_{22} = \left.\frac{b2}{a2}\right)_{a1=0} = \text{reflection coefficient ar Port 2 (matched load at Port 1).}$$

$$S_{12} = \left.\frac{b1}{a2}\right)_{a1=0} = \text{transfer ratio Port 2 to Port 1 (matched load at Port 1).}$$