بسمه تعالی

جزوه

اندازه گیری مایکروویو

دانشگاه

علم و صنعت

استاد

دکتر طیرانی

به نام خدا

« اندازه‌گیری مایکروویو »

دکتر طیرانی

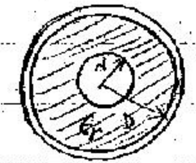
کابل / کانکتور / مبدل

این عناصر پیچیده اندازه‌گیری هستند! برای هر اندازه‌گیری کابل و کانکتور خاصی باید در نظر گرفت. مبدل عنصر رابط بین دو کابل است و با اتصال دو کانکتور بسیار فاصله دارد.

کابل ها

مشخصات زیر برای کابل بسیار مهم است : (کابل های کواکسیال)

۱- امپدانس مشخصه



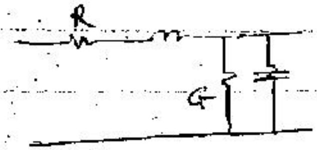
$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln D/d$$

$$L = 0.14 \ln D/d \quad (\mu H/ft) \qquad , \qquad C = \frac{7.354}{\ln D/d}\epsilon_r \quad (PF/ft)$$

بیشترین کاربرد در کابل های کواکسیال دارای امپدانس های 50 ، 75 ، 93 و 93 اهم هستند.

۲- CW power Rating (تحمل توان)

میزان توان عبوری از این کابل بدون اینکه مشکلی پیش آید از کابل می‌توان عبور داد. وقتی که توان بالا می‌رود ، معمولاً ولتاژ و جریان در کابل بالا می‌رود در نتیجه جریان های زیادی از هادی و عایق عبور می‌کند،



کابل باید بتواند این حرارت را دفع کند. بنابراین CW power rating به شرایط محیطی بسیار بستگی دارد.

وقتی که SWR زیاد باشد (یعنی موج های ولتاژ و جریان بسیار بالا تر باشند) در آن نقاط در کابل گرمای بیشتری تولید می‌شود که به آنها نقاط داغ گفته می‌شود.

با افزایش گرما R و G بیشتر می‌شود در نتیجه تلفات بیشتر می‌گردد.

ف ها در مورد CW power خیلی مهم است. هر چه ف بیشتر شود این میزان CW power rating به شدت کاهش می‌یابد.

۳- Maximum operating voltage :

نمی‌توانید توان زیادی را عبور دهید که ولتاژ خیلی زیادی داشته باشید (SWR ↑) در

اینالت اگر ولتاژ خیلی زیاد شود آنگاه جرقه می‌زند و این باعث افزایش نویز (اگر جرقه کوچک باشد) و حتی آسیب دیدن صدمه کابل (در جرقه‌های قوی) می‌شود. معمولاً این مقدار برای ولتاژ ac است در مورد ولتاژ DC می‌توانید ۳ برابر مقدار را. بشرط در کاتالوگ Z در نظر بگیرید.

۳ - تضعیف در واحد طول :

$$\alpha = \underbrace{4.34\,\frac{R_T}{Z_0}}_{\text{هادی}} + \underbrace{2.78\sqrt{\epsilon_r}\,.\,f\,.\,tg\delta}_{\text{عایق}} \qquad (dB/_{100}ft)$$

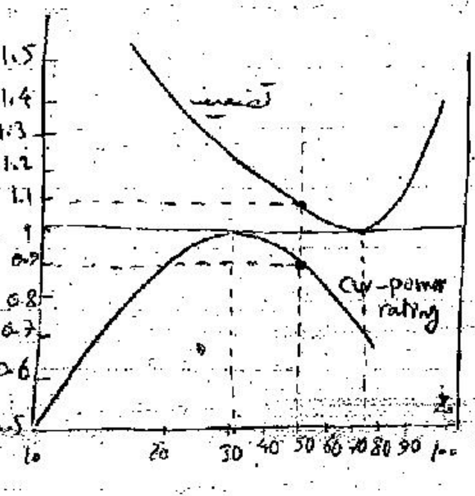
$$R_T = \frac{1}{D} + \frac{1}{d}\sqrt{f} \qquad f\ (\text{برحسب } MHz)$$

معمولاً تلفات هادی از تلفات عایق خیلی بزرگتر است.

نکته مهم :

« » اینکه استانداردهای 50 ، 75 ، 33 اهم از کجا آمده اند؟ این مقادیر از میزان آتلاف و cw power rating بدست آمده اند

فرض کنید و ساخت دی‌الکتریک و کلاس کابل ثابت مشخص باشد. (قطر داخلی و خارجی، شکل ϵ_r و جنس هادی‌ها ثابت باشند) و اگر نسبت قطرهای داخلی را تغییر دهیم:



نمودارهای روبرو حاصل می‌شود.

این نمودار می‌گوید: می‌بینیم تلفات کابل را کابل 75 اهم مینیمم می‌کند. پس هرجا که بحث انتقال توان مطرح است از این کابل استفاده می‌شود و همچنین ماکزیمم cw-power را کابل 33 اهم دارا می‌باشد. کابل ۵۰ اهم از دو حالت فوق در حد وسط است و نسبت به حالت مینیمم در حدود ۱۰ درصد بدتر است. پس کابل مناسبی است.

* کابل ۹۳ اهمی کاربرد بسیار خاصی در کاربردهای فضایی هوایی دارد که کمتر از این کابل استفاده می‌شود.

۵- cut off frequency

$$f_c = \frac{1.18\times10^4}{\pi\left(\frac{D+d}{2}\right)\sqrt{\epsilon_r}} \qquad (MHz)$$

۶- نویز کابل: به خاطر تلفات آن، نویز در کابل وجود دارد:

نویز الکتریکی - گرما و نویز حرارتی.

نویز آکوستیکی - چون صوت باعث لرزش اجزای محیط انتقال می‌شود باعث نویز می‌شود.

۷- shielding

کابل‌ها به سه دسته تقسیم بندی می‌شوند:
- Flexible
- semi-rigid
- Rigid

کابل‌های flexible دارای هادی خارجی بافته شده (Braid
- single
- Double
- strip

) می‌باشند و عموماً به کابل اطلاق می‌شود و می‌توان ۱۰۰۰ بار بدون خراب شدن به اندازه ۵ برابر قطر کابل آن را خم کرد.

کابل‌های semi-rigid دارای شکل ظاهری لوله‌ای شکل هستند و هادی داخلی و خارجی آن solid هستند و در نتیجه تلفات آنها به مراتب از حالت flexible کمتر می‌باشد. و این کابل‌ها را می‌توان تا ۲۰ بار و به قطر ۱۰ برابر قطر کابل خم کرد.

کابل‌های Rigid دارای shielding بسیار بالایی است و اصلاً قابل انعطاف نیست و عموماً در دستگاه‌های اندازه‌گیری داخل مدارات داخلی که همیشه ثابت هستند به کار می‌رود.

۸- درجه حرارت:

تعیین محدودیت مربوط به عایق است. مثلاً تفلون تا ۳۰۰ الی ۳۰۰ درجه هیچ مشکلی ندارد. (از معایب عمده آنها انبساط حرارتی زیاد آنهاست). ϵ_r ترکیبات تفلون (مانند [illegible]) در حدود ۲ می‌باشد.

اگر کابلی را خواستید به طور مداوم بالای ۸۰ درجه استفاده کنید باید حتماً هادی آنها نقره باشد. چون مس در این دماها اکسیده می‌شود.

معرفی چند کابل

A- Flexible

RG	Z_0	C/L (pF/ft)	P/(watt)	α (dB/25 ft)	قطر خارجی (in)
8A	52	29.5	190	2.25	0.405
9A	51	30.0	190	2.25	0.420
58A	52	28.5	44	5.0	0.195
59A	75	21.0	77	2.875	0.242
62A	93	13.5	70	2.125	0.242
174	50	30.8	16	7.75	0.100
196	50	24.4	7.8	11.25	0.08
214	50	30.8	190	2.25	0.426
223	50	30.8	53	4.125	0.216

- از روی جدول فوق می‌توانید حس کنید که قطر بیشتر باعث تلفات کمتری می‌شود. به طور سرانگشتی می‌توان گفت هرچه کابل کلفت‌تر می‌شود توان انتقالی بیشتر می‌شود و هرچه قطر کمتر می‌شود توان افت می‌کند و همچنین کابل‌های نازک تلفات زیادی دارند.

از روی این جدول نمی‌توان در مورد خازن آنها بحث نمود چون تغییرات زیادی ندارند.

- از روی رابطه fc می‌توان دید که هرچه کابل نازک‌تر باشد فرکانس قطع آن خیلی بالاتر است. پس جایی که فرکانس کار خیلی بالاست به ناچار باید از طول کمی از کابل‌های نازک استفاده نمود.

- کابلی که خیلی Flexible است تلفات بیشتری دارد. (تلفات تشعشعی است).

B. - Semi-rigid

SRC	قطر خارجی	α (dB/100 ft)	P/watt	fc
085	0.085	18.7	220	45 GHz
141	0.141	11.6	600	30.4 GHz
250	0.250	7.3	1200	17.2 GHz

- این نکته بسیار جالب است که اگر کابلی تلفات کمتری داشته باشد ولی نتوان در آن فرکانس کار کرد به درد ما نخواهد خورد!

۸۵/۱۲/۱

کانکتورها

کانکتورها علاوه بر شکل کواکسیالی بودن آن‌ها که بسته فنری دیگری دارد که برای اتصالات می‌باشد. و شکل و ساختار داخلی آن کمی پیچیده است.

بعد از امپدانس مشخصه میزان SWR کانکتورها از اهمیت بیشتری برخوردار است.

میزان تضعیف کانکتورها به علت طول کم آنها خیلی اهمیت ندارد. میزان تضعیف و SWR مربوط به تنظیم کردن سیم‌ها بسیار قابل ملاحظه‌تر از تلفات خود کانکتور است. و کار تنظیم کاری باید توسط یک شخص خبره انجام شود.

چون در سیستم‌ها تعداد این کانکتورها ممکن است زیاد شود بنابراین حتی میزان بسیار کم SWR قابل ملاحظه خواهد بود و رفع آن‌ها را دچار مشکل می‌کند.

- فرکانس قطع: $\lambda_c = K\pi \frac{D+d}{2}\sqrt{\epsilon}$

- Repeadability: میزان تغییرات SWR با باز و بسته کردن کانکتور.

هرچه این تغییرات SWR کمتر باشد آن کانکتور بهتر خواهد. عموماً کانکتورهای پیچی در این مورد بهتر هستند.

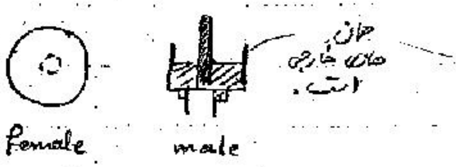
در بستن کانکتورها باید بسیار دقت نمود. اگر آن را بد ببندیم داخل آن از براده‌های آهن پر می‌گردد و نیاز به تمیز کردن آن حاصل باشد.

- یکی از خصوصیات مهم کانکتورها مغزی وسط کانکتور آن می‌باشد که انحراف از مرکز آن و میزان بیرون آمدگی آن هم باعث افزایش SWR کانکتور خواهد شد.

خصوصیات:

- باندهای فرکانسی مختلف کانکتورهای ویژه‌ای را می‌طلبند:

UHF M-Type



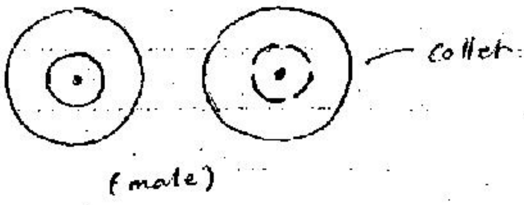
قفلی — BNC
پیچی — TNC

→ تا حدود 1GHz (BNC)
و تا 2GHz (TNC)
عملکرد خوبی دارند.

N-Type :

این کانکتور دارای مشخصه مکانیکی والکتریکی بسیار خوب است. رنج کاری N-Type تا 8 گیگاهرتز است.
(آخر باند X) و تا این رنج ها این کانکتور را تولید می کنند.

* معمولاً روی دستگاه Female می بندند تا استحکام بیشتری داشته باشد. امروزه به علت دقت بالا روی Network ها male می بندند چون ابزار " خوب نیستند!



۴ کلیت
۶ کلیت
۸ کلیت
داریم...

با ایجاد کلیت فرکانس قطع را بالا می برند.

- چون جریان های سطحی در جهت φ داریم با حذف این جریان ها مودهای دیگر حذف می کنند.

دو راه برای بالا بردن فرکانس قطع است < استفاده از Collet / حذف عایق (λ_c بالا)

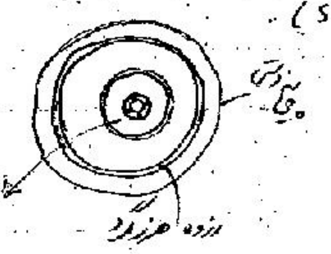
SMA : 18 GHz

APC : A Precision Connector (12 GHz)

→ APC 7 - APC3.5 , 2.8 ; 1.9 , . . . , 1

کانکتور APC7 جنس ندارد! (sex less).

ساختار APC7 :



APC 3.6 (6 GHz)
↓
شبیه SMA است ولی عایق ندارد.

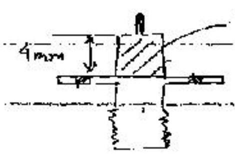
APC 1 : dc — 110 GHz

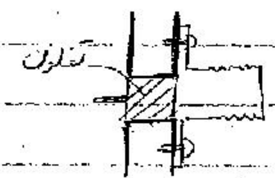
- در انتخاب کانکتورها، مهم میزان SWR آن است نه فرکانس قطع آن. یعنی کانکتور را تا فرکانسی استفاده می کنیم که " " " از حد مجازی بیشتر نشود (SWR 1.005
1.01 ")

شکل بیرونی SMA و APC ها (غیر از APC-7 و APC1) کاملاً شبیه هم است. با قطر داخلی مدار خارجی در اینجا متفاوت خواهد بود.

W1

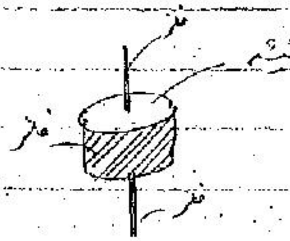
هنگام سوار کردن SMA روی Box ها به این نکات دقت کنید.

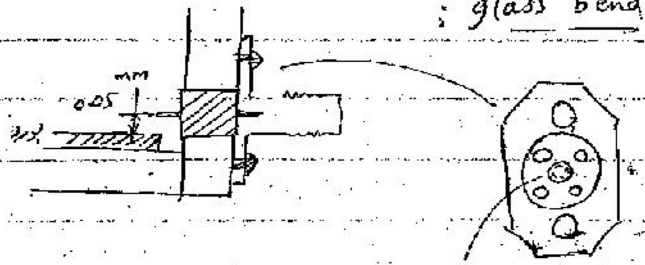




- توجه کنید که هادی بدنه خود مکمل این مسیر خواهد بود و باید سوراخ دیواره کم باشد این باعث Miss Match خواهد شد.

: glass bend


مغز
شیشه
فنر
فنر



slotless glass bend ها برای کار در دمای ۸۴ برای مدت طولانی بکار برده می‌شود چون
~~تعلو کتلو~~ ضریب انبساط حرارتی دارد از شیشه استفاده می‌نمایند.

اندازه‌گیری قدرت مایکروویو

قدیمی‌ترین مشخصه‌ای است که اندازه‌گیری شده است. چند تعریف برای اندازه‌گیری توان مشخص شده:

* قدرت متوسط:

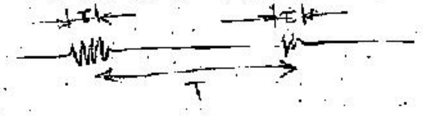
* قدرت CW ← برای سیگنال CW اندازه‌گیری می‌شود. چون در اینجا توان ثابت است سرعت اندازه‌گیری مهم نیست.

اگر سیگنال CW نباشد، اندازه‌گیری کند در یک بازه زمانی نسبتاً طولانی (نسبت به پریود تغییرات توان مدولاسیون MW) انجام می‌شود.

* قدرت پالس: سیگنال‌های راداری ← قدرت در زمان حضور پالس + PRF + عرض پالس

$$P_{ave} = \frac{P_{pulse} \times \tau}{T}$$

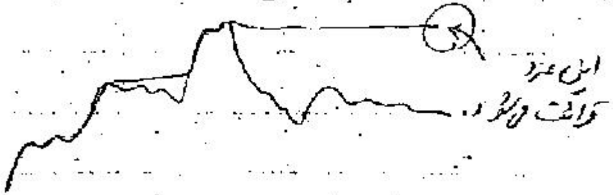
در این گونه سیگنال‌ها که زمان حضور پالس معمولاً کم است، قدرت سنج توان متوسط را اندازه‌گیری می‌کند و از روی آن توان پالس را اندازه‌گیری می‌کنند.



مثلاً: $\tau = 1\mu sec$, $T = 10 msec$ $\Rightarrow \boxed{P_{av} = 10^{-4} P_{pulse}}$

* قدرت پیک:

اندازه‌گیری پیک باید سریع باشد. چون در مورد سیگنال‌هایی که دارای توان ثابتی نیستند بکار می‌رود.



مراحل اندازه‌گیری

در هر اندازه‌گیری مطلق ۳ مرحله داریم:

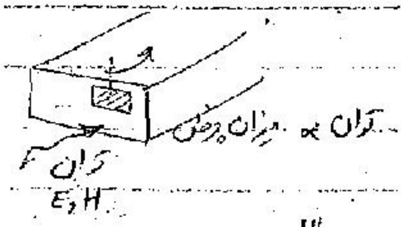
۱- آشکارسازی: اندازه‌گیری یعنی آشکارسازی + اندازه‌گیری. آشکارسازی یعنی تبدیل کمیت فیزیکی مهم به یک کمیت قابل اندازه‌گیری.

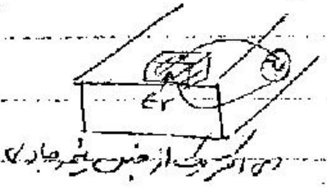
۲- درجه‌بندی: درجه‌بندی فقط یک اندازه‌گیری نسبی به ما می‌دهد.

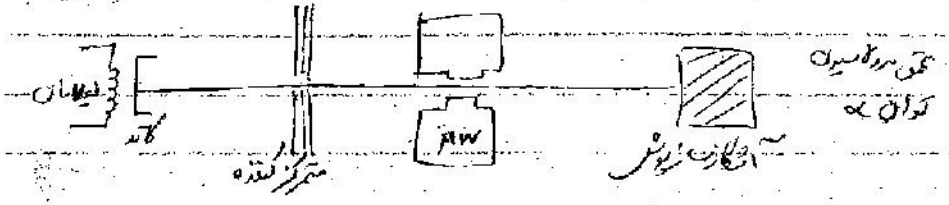
۳- کالیبراسیون: سیستم اندازه‌گیری را وادار کند که یک کمیت خاص را صحیح نشان دهد.

▷ متناسب با روش آشکارسازی استانداردهایی برای اندازه گیری قدرت ایجاد شده است :

۱- استاندارد اولیه : ریشه این استانداردها دارای کالیبراسیون ذاتی هستند . مثال های زیر نشان داده شده است :


توان ∝ میزان چرخش
توان F
E, H


εr
دی الکتریک از جنس غیر جاذب


فیلامان
کاتد
متمرکز کننده
μW
آشکارساز یونش
عمق بمباران
توان ∝

۲- استاندارد ثانویه :

تبدیل قدرت مایکروویو به چیزی دیگر مثل حرارت ، مقدار جریان الکتریکی (dc) و سپس اندازه گیری های جدید . که در این حالت این رابطه تبدیل خیلی دقیق نیست .

۳- استاندارد های جایگزینی :

این استانداردها مثل استاندارد ثانویه هستند اما رابطه تبدیل توان μw به نوع انرژی دیگر مطمئن تری باشد .

آشکارسازی حرارتی :

کالری متری { استاتیک ← اگر آدیاباتیک (بی دررو) باشد ← استاندارد اولیه
جاری ...

بولومتری / مقاومت های متغیر با حرارت هستند . ترمیستور / بارتر

در ترمیستورها $\frac{\partial R}{\partial T} < 0$ است و در بارترها $\frac{\partial R}{\partial T} > 0$ می باشند و به نکات زیر باید توجه شود

- بازه خطی عمل کردن ترمیستورها بیشتر است .
- بارترها نسبت به تغییرات دما حساس تر و سریعتر اند . (۱۰۰ برابر)

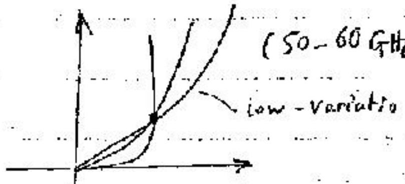
▷ اصل جایگزینی : رفتار حرارتی بارترها باید مستقل از فرکانس باشد . اما نیست

آشکارساز دیودی (استاندارد ثانویه).

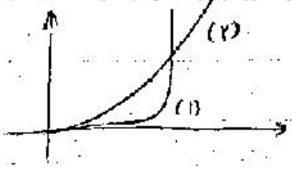
دیود
ژرمانیوم

دیودها:
- اتصال نقطه‌ای (ژرمانیوم): رنج کاری این دیودها بسیار پائین است.
- شاتکی ← از نوع (low-var ier)

این دیودها نسبتاً تا فرکانس‌های بالا کار می‌کنند (50-60 GHz)



- در آشکارسازی توان از منحنی (۲) استفاده می‌شود تا منحنی درجه ۲ نزدیک باشد ولی در Mixerها از منحنی (۱) استفاده می‌کنند تا به سوئیچ بسیار نزدیک‌تر باشد.



- اگر منحنی مشخصه خود را به درجه ۲ نزدیک نمائیم:

$$i = I_s\left(e^{v/V_T}-1\right)$$

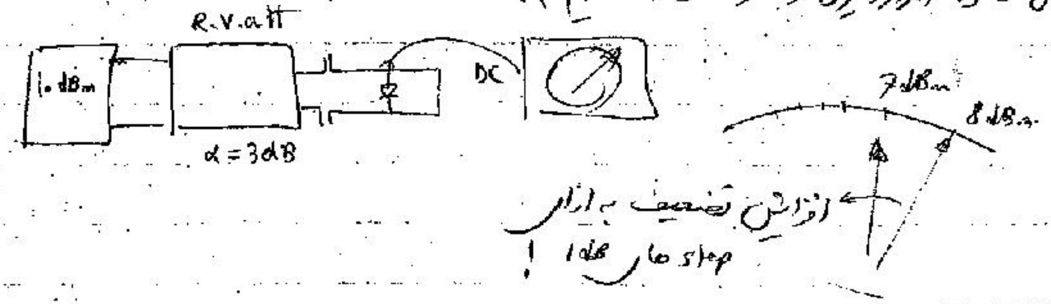
$$= \sum \underbrace{I_n}_{\text{توابع بسل}}\left(\frac{V_0}{V_T}\right)\cos n\omega t \xrightarrow{V_0/V_T \ll 1} I_{dc} \propto \left(\frac{V_0}{V_T}\right)^2 \propto \text{Power}$$

$$v \triangleq V_0 \cos\omega t$$

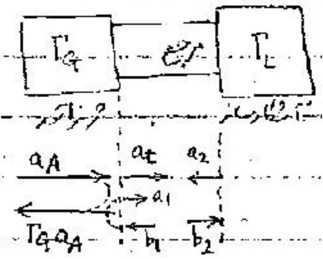
$$\Rightarrow \boxed{I_{dc} \propto \text{Power}}$$

* عیب این آشکارساز این است که تقریب درجه ۲ درست نیست (اما هرچه توان کمتر باشد دقت بالاتری خواهیم داشت.

یک مثال کامل اندازه‌گیری (هر سه مرحله را دارد).



قدرت سنج جذبی :



واسطه بین دو Box ژنراتور و آشکارساز می‌تواند از هر نوع اتصال برای اندازه گیری باشد. (که می‌تواند طول داشته باشد و یا طول آن صفر باشد)

$$V = V^+ + V^-$$

در بار $\quad V^- = V^+ \Gamma \quad$ (Γ ضریب ref در مقطع آشکارساز)

$$P_L = \frac{|V^+|^2}{Z_0} - \frac{|V^-|^2}{Z_0}$$

$$= \frac{|V^+|^2}{Z_0}(1-|\Gamma|^2) \qquad (*)$$

اما کار هدف بدست آوردن اندازه ولتاژ است :

$$|V| = |V^+ + V^-|$$

$$= |V^+|\,|1+\Gamma|$$

$$\longrightarrow \quad |V^+|^2 = \frac{|V|^2}{|1+\Gamma|^2} \qquad (**)$$

$$(*,**) \rightarrow \quad P_L = \frac{|V|^2}{Z_0}\,\frac{1-|\Gamma|^2}{|1+\Gamma|^2} \Rightarrow \boxed{|V| = \sqrt{\frac{P_L Z_0}{1-|\Gamma|^2}}\,|1+\Gamma|}$$

اندازه گیری توان :

$$|a_A|^2 = P_{avs}$$

$$P_T = |a_t|^2 = |a_A|^2(1-|\Gamma_G|^2)$$

$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2(1-|\Gamma_L|^2)$$

در واقع آنچه : $\begin{cases} b_2 = a_1 + a_t \longrightarrow b_2 = \Gamma_G b_1 + a_t \Rightarrow a_t = b_2 - \Gamma_G b_1 \quad (۱) \\ a_2 = b_1 \qquad\qquad (۲) \end{cases}$

$$(۲,۱) \longrightarrow \quad P_T = |b_2 - \Gamma_G b_1|^2 \longrightarrow P_T = |b_2|^2\,|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2$$

$$P_T = P_{avs}(1-|\Gamma_G|^2) = \frac{P_L}{(1-|\Gamma_L|^2)}\,(|1-\Gamma_G\Gamma_L|)^2$$

$$P_L = P_{avs}\,\frac{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2}.$$

چون مقادیر فاز Γ_G ، Γ_L مشخص نیستند پس مسلماً خطا خواهیم داشت و این خطا برای اتصالات مختلف معیار متفاوت است.

پس در اندازه‌گیری توان هم error داریم و هم Uncertainity :

میزان Uncertanity در حدود کمتر از 1dB هم بسیار زیاد است برای مثال :

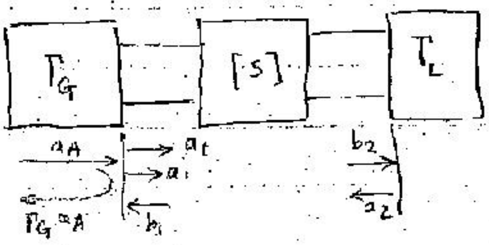
$10\ \text{Kwatt} \equiv 70\ \text{dBm}$

مثلاً 1dB : Un.certai... $\Longrightarrow$ ± 2500 watt

0.1dB : 〃 $\Longrightarrow$ ± 200 watt

این میزان خیلی زیاد است !

برای بهبود این وضعیت از شبکه معادل زیر استفاده می‌کنند .



در این حالت روابط مقابل را داریم :

$$\begin{cases} P_T = P_A(1-|\Gamma_G|^2) \\ P_L = |b_2|^2(1-|\Gamma_L|^2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}(a_1+a_t) + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}(a_1+a_t) + S_{22}a_2 \end{cases} \Longrightarrow \begin{cases} \frac{a_1}{\Gamma_G} = S_{11}a_1 + S_{11}a_t + S_{12}\Gamma_L b_2 \Rightarrow \\ a_1(1-\Gamma_G S_{11}) = S_{11}\Gamma_G a_t + S_{12}\Gamma_L\Gamma_G b_2 \\ \Rightarrow \boxed{a_1 = \frac{(S_{11}a_t + S_{12}\Gamma_L b_2)\Gamma_G}{1-\Gamma_G S_{11}}} \end{cases}$$

$$b_2 = S_{22}\Gamma_L b_2 + S_{21}a_t + \frac{S_{11}a_t + S_{12}\Gamma_L b_2}{1-\Gamma_G S_{11}}\Gamma_G S_{21}$$

$$b_2 * \left(1 - S_{22}\Gamma_L - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G}{1-S_{11}\Gamma_G}\right)\cancel{a_T} = \left(S_{21} + \frac{\Gamma_G S_{21}S_{11}}{1-S_{11}\Gamma_G}\right)a_T$$

$$b_2 = \frac{S_{21}\,a_t}{(1-S_{22}\Gamma_L)(1-S_{11}\Gamma_G) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G}$$

$$\Rightarrow P_L = P_A\frac{1-|\Gamma_G|^2}{|1-S_{11}\Gamma_G|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_{out}|^2}$$

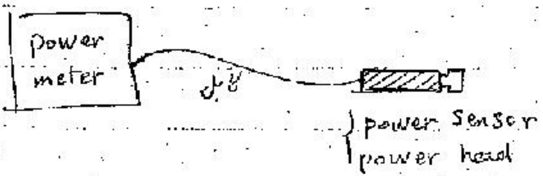
$$P_A = P_L\frac{|(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G|^2}{|(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_L|^2) + |S_{21}|^2 \cancel{\Gamma_L\Gamma_G}}$$

حال اگر شبکه اضافه شده ایزولاتور باشد : (ایده‌آل) $S_{11} = S_{22} = S_{12} = 0$

$$\boxed{P_A = P_L \frac{1}{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}}$$

در این حالت دیگر Uncertanity نداریم. ولی چون در عمل ایزولاتوری با مشخصات فوق نداریم، Uncertanity کاملاً از بین نمی‌رود.

ولی اگر $S_{12} = 0$ (تقریباً صفر باشد) قسمت اعظمی از خطا حذف می‌شود ولی اثر متقابل بین S_{11} و Γ_G ... وجود دارد. اما با تقریب خوبی می‌توان گفت که چون S_{11} و S_{22} نزدیک به صفر ساخته می‌شوند و همچنین Γ_L کوچک اختیار می‌شود (دستگاه اندازه‌گیری را اینگونه می‌سازند) صورت کسر کوچک می‌شود و می‌توان ۱ فرض نمود!



- در این کابل رابط تنها چیزی که نمی‌تواند باشد سیگنال RF است.

در مشخصات power head میزان ماکزیمم توان قرائت و همچنین رنج کاری فرکانسی آن نوشته شده است.

همچنین جدول زیر نیز آمده است :

f	c.f
1	0.98
2	0.94
3	0.88
4	0.82
⋮	⋮

آزمایشگاه استاندارد.

در این آزمایشگاه یک سنسور استاندارد وجود دارد و از روی آن ضریب تصحیح (c.f) سنسور دیگر را بدست می‌آورند.

$$\overset{\text{ناشناخته}}{\underset{\text{استاندارد}}{\frac{P_L}{P_S}}} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_S|^2}\cdot\left|\frac{(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_S)-S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_S}{(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L}\right|^2$$

$$\xrightarrow{\text{اگر ایزولاتور ایده‌آل باشد}} \frac{P_L}{P_S} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_S|^2}$$

برای هر سنسور قدرت تعریف زیر وجود دارد :

$$P = \frac{I\ (\text{Read out})}{\eta\ (\text{efficiency})}$$

Read out : همان نتیجه‌ای که از خروجی سنسور می‌گیریم.

η : چون مقداری تلفات در خود سنسور تا خروجی آن تلف خواهد داشت پس η داریم.

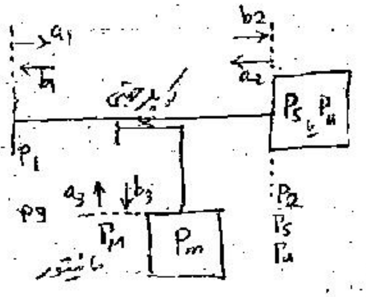
$$\Rightarrow \frac{P_L}{P_S} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_S|^2} = \frac{I_L/\eta_L}{I_S/\eta_S} \Rightarrow$$

$$\longrightarrow \frac{I_L}{I_S} = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)\,\eta_L}{(1-|\Gamma_S|^2)\,\eta_S}$$

که به حاصلضرب $\eta_L(1-|\Gamma_L|^2)$ ضریب تصحیح یا correction factor گویند گاهی
این ضریب calibration factor گویند.

چون این نوع اندازه‌گیری به صورت سریال زمانی است یعنی ابتدا با یک دستگاه اندازه‌گیری می‌کردیم و سپس پس از مدتی از یک دستگاه دیگر مقدار را می‌خوانیم. افت و یا تغییرات توان منبع به پای ضریب C.F نوشته می‌شود و باعث می‌شود در اندازه‌گیری‌های بعدی خطاهایی داشته باشیم.

مقایسه‌ای ۳ پورتی :



$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix}$$

$$a_3 = \Gamma_m b_3 \quad , \quad a_2 = \overset{\Gamma_S}{\underset{\Gamma_u}{}}\, b_2$$

$$\left.\begin{aligned} P_m &= |b_3|^2(1-|\Gamma_m|^2) \\ P_S &= |b_2|^2(1-|\Gamma_S|^2) \end{aligned}\right. \longrightarrow \frac{P_m}{P_S} = \left|\frac{S_{31}}{S_{21}}\right|^2 \left|\frac{1-\Gamma_S G_2}{1-\Gamma_m G_3}\right|^2 \frac{1-|\Gamma_m|^2}{1-|\Gamma_S|^2} , \quad (*)$$

که در آن

$$G_2 \triangleq S_{22} - S_{21}S_{32}/S_{31}$$

$$G_3 \triangleq S_{33} - S_{31}S_{23}/S_{21} \; ;$$

توجه کنید اگر رابطه (*) را برای دستگاه u (نا شناخته بنویسیم) و در نظر بگیریم :

$$\eta_u = \eta_S \left(\frac{I_{mS}}{I_{mu}} \cdot \frac{I_u}{I_S} \right) \left| \frac{1-\Gamma_u G_2}{1-\Gamma_S G_2} \right|^2 \frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_u|^2} .$$

که I_{mS} ، Read out مانیتور است وقتی که استاندارد بسته شده است و همچنین ...

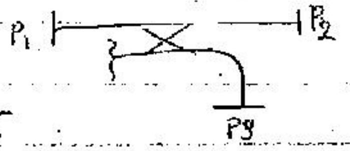
در رابطه بالا می‌بینیم که در حالت مقایسه‌ای مانیتور حذف خواهد شد یعنی Γ_m و P_m و η_m
اثری نخواهد داشت.

مشکل اصلی در این رابطه حضور G_2 است. در اینحالت اثر آن را

۱- یا اندازه می‌گیریم

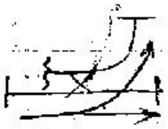
۲- یا با در نظر گرفتن حاشیه خطای آن را حذف می‌کنیم (صرفنظر می‌کنیم).

$$G_2 = S_{22} - \frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}$$

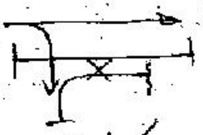


کوپلر جهتی ایده‌آل : $\left\{\begin{array}{ll} S_{22}=0 & \text{تطبیق کامل} \\ \frac{S_{31}}{S_{32}} \simeq \infty & \text{ایزولاسیون} \end{array}\right. \longrightarrow \boxed{G_2=0}$

کوپلر جهتی موجبری این تقریب را به خوبی ارضا می‌کنند (-60 ~ 65 dB) - اما کوپلر جهتی stripline خیلی مناسب نیستند.



موجبری



مایکرواستریپ

به جای این می‌توان روابط را به صورت زیر نوشت :

$$\eta_u = C'\left|\frac{1-\Gamma_u G_2}{1-\Gamma_s G_2}\right|^2$$

$$\longrightarrow \eta_{u,max} = C'\left|\frac{1+|\Gamma_u G_2|}{1-|\Gamma_s G_2|}\right|^2 \; ; \; \eta_{u,min} = C'\left|\frac{1-|\Gamma_u G_2|}{1+|\Gamma_s G_2|}\right|^2$$

باید در نظر داشت ه $|\Gamma_s G_2| \ll 1$ و $|\Gamma_u G_2| \ll 1$ خیلی خیلی کوچکتر از یک هستند. (طراحی کارخانه اینگونه است).

اگر $C \triangleq \eta_s\left(\frac{I_{ms}}{I_{mu}}\cdot\frac{I_u}{I_s}\right)\frac{1-|\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_u|^2} \longrightarrow CF = C\left|\frac{1\pm|\Gamma_u G_2|}{1\mp|\Gamma_s G_2|}\right|^2.$

نکته قابل ملاحظه اینست ه در اینحالت نیز ابتدا سنسور استاندارد را می‌گذاریم و I_s و I_{ms} را اندازه می‌گیریم و سپس سنسور ناشناخته را مورد آزمایش قرار می‌دهیم و I_u و I_{mu} را می‌خوانیم. ولی در اینحالت ما اندازه‌گیری مطلق نداریم؛ چون اگر تغییرات توان در منبع اتفاق داشته باشیم اثر آن در I_{ms} و I_{mu} دیده می‌شود. با جمله I_{ms}/I_{mu} اثر تغییرات منبع را حذف کرده‌ایم.

△ می‌توان از روش زیر اثر G_2 را حذف نمود :

$$\frac{P_m}{P_s} = \left|\frac{S_{31}}{S_{21}}\right|^2\left|\frac{1-\Gamma_s G_2}{1-\Gamma_m G_3}\right|\frac{1-|\Gamma_m|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

اگر در نظر بگیریم :

$$C_2 \overset{\Delta}{=} \left|\frac{S_{31}}{S_{21}}\right|^2 \frac{1-|\Gamma_m|^2}{|1-\Gamma_m G_3|^2}$$

(چون در طول آزمایش ثابتند) .

آنگاه : $$\frac{P_m}{P_s} = C_2 \frac{|1-\Gamma_s G_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

اگر در Γ_s یک طول $\lambda/4$ بردن تغ اضافه کنیم (معمولاً یک کابل کواکسیال خالی (خلاء) می‌باشد که Airline معروف است) داریم :

$$\frac{P'_{ms}}{P'_s} = C_2 \frac{|1+\Gamma_s G_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

$$\Rightarrow \frac{P_{ms}}{P_s} + \frac{P'_{ms}}{P'_s} = 2C_2 \frac{1+|\Gamma_s G_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2} . \qquad (**)$$

در اینجاست چنانچه جمع می‌شود که تفاوت Airline مقدار خطا را به تناسب کمتر می‌کند که دقت کنید که در اینجا خطای رابطه (**) کمتر شده است . چون $|\Gamma_s G_2|^2$ در مقابل 1 قابل اغماض است و در صورتی که قبلاً $|\Gamma_s G_2|$ در مقابل 1 قابل اغماض نمی‌شد .

$$\frac{P_{ms}}{P_s} + \frac{P'_{ms}}{P'_s} = 2C_2 \frac{1+|\Gamma_u G_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2} .$$

$$\eta_u = \eta_s \frac{1-|\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_u|^2} \cdot \frac{I_{ms}/I_s + I'_{ms}/I'_s}{I_{mu}/I_u + I'_{mu}/I'_u} .$$

البته این روش در عمل بسیار طولانی و خسته کننده می‌باشد .

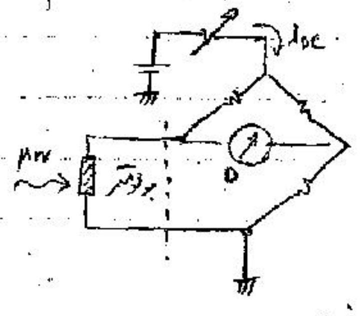
قدرت سنجی بولومتری

$P_{min} \simeq -30 \sim -40\,\text{dBm}$

$P_{max} \simeq$ چند وات

بولومتر
بارتر $\partial R/\partial T > 0$
ترمیستور $\partial R/\partial T < 0$

عملاً ما با این مقاومت، حرارت و تغییرات دما را اندازه می‌گیریم و باید توان mw آن خورده شود و میزان گرمای تولید شده را اندازه می‌گیریم .



تکنیک اندازه‌گیری استفاده از پل تعادلی است .

در اینجا از جایگزینی mw با چیزی دیگر استفاده می‌کنند .

فرض می‌کنیم mw به سیستم نتابد ، مقاومت متغیر پل را طوری تنظیم می‌کنیم که گرمای حاصل از جریان عبوری (تنظیم شده) پل را متعادل کند .

حال اگر توان مایکروویو را به بولومتر بتابانیم و سپس با تقاومت متغیر پل را متعادل کنیم اختلاف توان DC را می‌توان معادل توان μw در نظر گرفت :

(۱) $P_{\mu w} = 0 \longrightarrow \underset{R_B = R_0}{\text{پل متعادل}} \longrightarrow I = I_1$

(۲) $P_{\mu w} \neq 0 \longrightarrow \text{پل نامتعادل} \longrightarrow \text{تغییر } I \longrightarrow \underset{R_B = R_0'}{\text{پل متعادل}} \Rightarrow I = I_2$

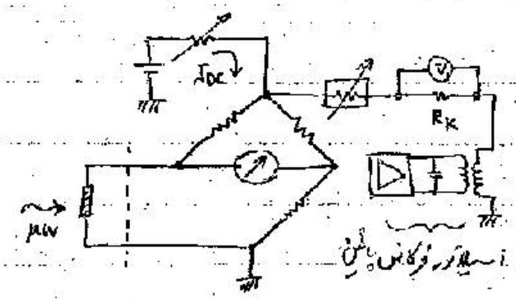
$$DC \text{ تغیر توان حذف} = R_0 I_1^2 - R_0 I_2^2 = R_0 (I_1^2 - I_2^2) = \Delta P_{DC}$$

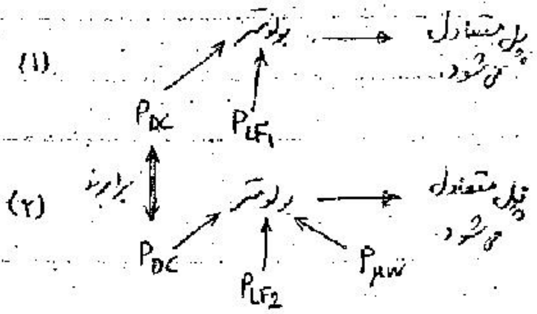
اگر مقاومت حرارتی بولومتر تابع فرکانس نباشد آنگاه :

$$\boxed{\Delta P_{DC} = P_{\mu w}}$$

اما آشکارسازی جریان صفر آمپرمتر (تشخیص تعادل پل) بسیار سخت است و دقت خوبی ندارد (چون میزان توان نویز در فرکانس صفر زیاد است) . در این حالت از آشکارسازی (جایگزینی) ac استفاده می‌کنند.

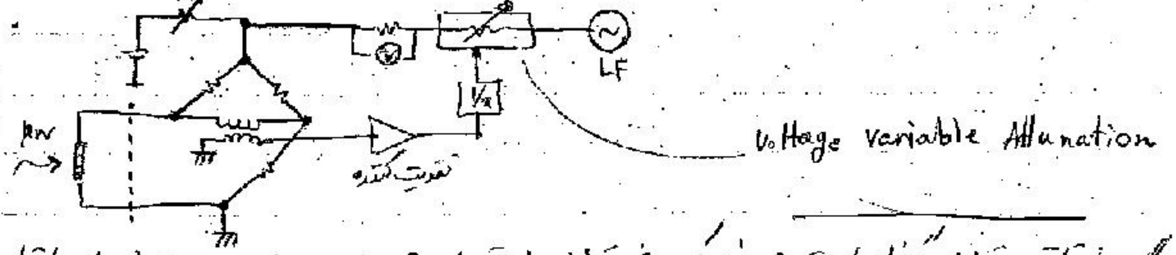
مدار به صورت مقابل خواهد شد :


I_{DC}
R_K
V
μw
اسیلاتور فرکانس پایین


(۱)
بولومتر
پل متعادل می‌شود.
P_{DC}
P_{LF_1}
برابرند
(۲)
بولومتر
پل متعادل می‌شود
P_{DC}
P_{LF_2}
$P_{\mu w}$

$$\xrightarrow[\text{باشد}]{\text{اگر } P_{DC} \text{ ثابت}} \boxed{P_{\mu w} = P_{LF_1} - P_{LF_2}}$$

برای اتوماتیک کردن این مدار از جریان DC تعادل فیدبک می‌گیریم :


LF
1/x
μw
تقویت کننده
Voltage variable Allunation

گاهی اوقات توان بقدری زیاد است که فیدبک نمی‌تواند بولومتر را به تعادل برساند ؛ بنابراین باید ابتدا DC را در جایی تنظیم کنیم که توان LF بتواند پل را متعادل نماید.

در اندازه‌گیری توان مستقیماً بجای اینکه می‌شود که توان ما به دلیل ثبت که میزان با کاهش یا افزایش توان LF

آن را اندازه‌گیری نمود چون پل به تعادل نمی‌رسد. مثلاً توان بالایی داریم و هرچه توان LF را کم می‌کنیم پل به تعادل نمی‌رسد. در این حالت ابتدا صفر Powermeter را در غیاب μw با جریان DC و توان LF تنظیم می‌کنیم و سپس اگر نتوانستیم پل را به تعادل برسانیم با کم نمودن جریان DC به step شناخته شده توان DC را کاهش داده و سپس با توان LF پل را به تعادل می‌رسانیم. در این حالت باید توان DC مشخص را به مقدار قرائت شده بیفزاییم.

نکته دیگر اینکه چون داشتیم: $P_{\mu w} + P_{LF} = cte$

در حالت min و Max خواهیم داشت:

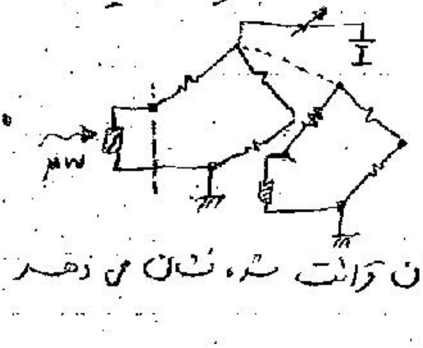
$$P_{\mu w} = 0 \quad , \quad P_{LF} = cte$$
$$P_{\mu w} = cte \quad , \quad P_{LF} = 0$$

بجای اینکه P_{LF} صفر شود یا باید اسیلاتور LF را خاموش کنیم (که باعث عدم پایداری دامنه و توان خروجی آن می‌شود) که این را قابل استفاده نیست و یا اینکه تضعیف را صفر نماییم. این مورد نیز امکان ندارد.

در این حالت مقدار cte را 1.2 برابر ماکزیمم رنج توان خوانده شده در نظر می‌گیرند تا در حالات min و max به صورت زیر داشته باشیم:

$$\left.\begin{array}{l} P_{\mu w} = 0 \quad , \quad P_{LF} = 1.2\,K = cte \\ P_{\mu w} = K \quad , \quad P_{LF} = 0.2\,K \end{array}\right\} \longrightarrow P_{\mu w} + P_{LF} = 1.2 \max\{P_{\mu w}\} = cte.$$

یکی از مشکلات این اندازه‌گیری پاسخ دادن به هرگونه حرارت است پس تغییرات محیط نیز اعمال می‌شود. برای اینکه رفع شود از بولومتر دیگری برای تغییرات محیط اطراف استفاده می‌شود. با توجه به شکل زیر به این بولومتر اصلاً توان μw نمی‌رسد چون به موجبر متصل است؟

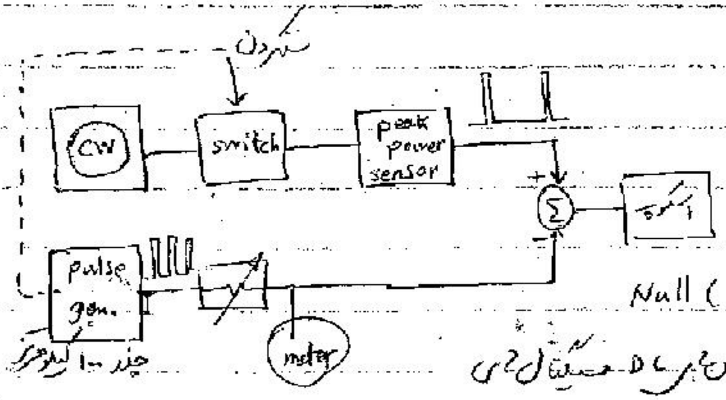


این دو بولومتر کاملاً شبیه هم هستند:

این ترمیستورها بسیار مقاوم‌تر نسبت به تغییرات محیط اطراف هستند چون توان‌سنج توان اختلاف آن‌ها را به عنوان توان قرائت شده نشان می‌دهد.

- اگر چند سنسور را در یک آشکارساز مجازی قرار دهیم باید همه آنها از نظر DC ایزوله باشند چون این لوپ‌های DC باعث افزایش میزان نویز می‌شوند.

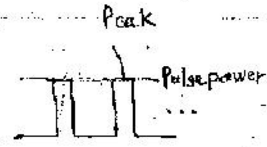
peak power meter :


سنکرون
CW
switch
peak power sensor
+
−
Σ
آشکار
pulse gen.
meter
چند ۱۰ کیلوهرتز

برای بررسی و کالیبراسیون peak-power meter استفاده می‌شود:

در این مدار مقدار تضعیف‌کننده را طوری تنظیم می‌کنیم که پالس‌های DC سیگنال‌های آشکارکننده را حذف کند (Null)

Null (صفر)


Peak
Pulse power
...

$$P_{ave} \times \frac{\tau}{T} = \text{Pulse Power} = \text{Peak Power}$$

- میزان توان خوانده شده در peak power meter با توان نشان داده شده در meter (DC) برابر خواهد بود.

- با استفاده از تغییرات عرض پالس می‌توان سرعت خواندن peak pow. meter را اندازه‌گیری نمود.

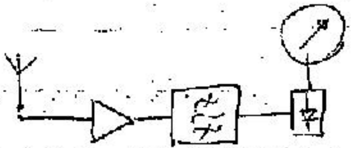
پهنای پالس را آنقدر باریک می‌کنند تا ببینند تا چه سرعتی peak pow. meter می‌تواند سیگنال تولیدکننده

نتواند پالس‌های باریک pulse generator را حذف کند.

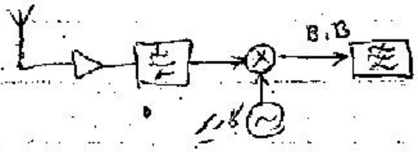
- آشکارسازی مستقیم

حساسیت ماکس

−65dBm

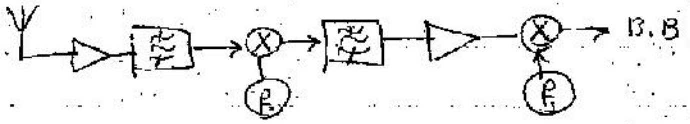


- آشکارسازی



−95dBm

- آشکارسازی هتروداین .



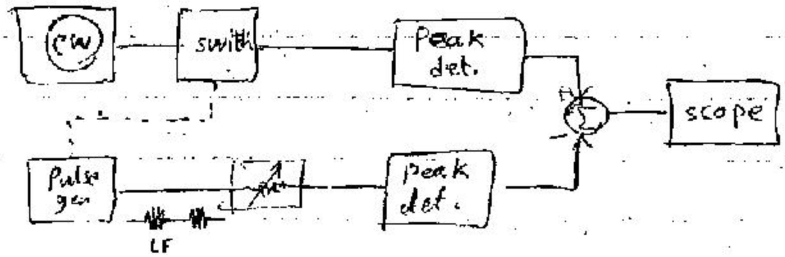
−120 dBm

حساسیت ماکس :

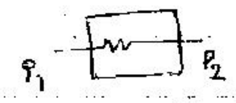
ماسک شده‌اند

چون در آشکارسازی هتروداین در فرکانس‌های پایین می‌توان فیلترهایی با پهنای باند کمتری ایجاد کرد، بنابراین، میزان نویز در B.B خیلی کمتر می‌شود، در نتیجه حساسیت ماکس اندازه‌گیری بسیار بیشتر می‌شود. (Q فیلترها را اندازه می‌دهد).

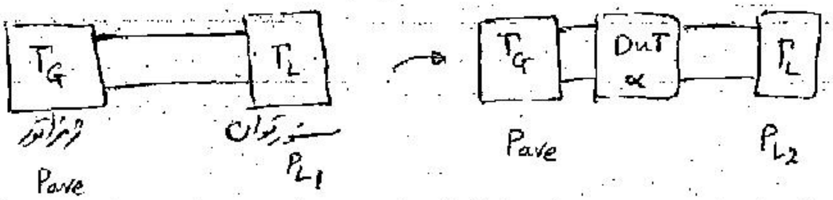
حتی ژنراتور پالس DC نیست بلکه دارای نوسان کمی می‌باشد:


CW
swith
Peak det.
scope
Pulse gen
peak det.
LF

اندازه‌گیری تضعیف



اگر بتوانیم توان‌های P_1 و P_2 را به طریقی به دست آوریم
می‌توان مقدار تضعیف را بدست آورد

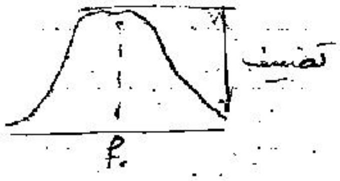

Γ_G
Γ_L
ژنراتور
سنسور توان
Pave
P_{L1}
Γ_G
DuT
α
Γ_L
Pave
P_{L2}

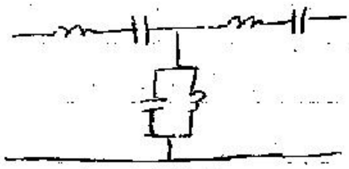
$$I.L. = 10\log\left(\frac{P_L^{(1)}}{P_L^{(2)}}\right) ; \neq \alpha$$; Insertion loss

اگر Γ_G و $\Gamma_L = 0$ آنگاه :

$$I.L. = \alpha = 10\log\left(\frac{P_L^{(1)}}{P_L^{(2)}}\right)\Bigg|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0}$$

توجه کنید که تضعیف با تلفات یکی نیست! تضعیف بخشی از تلفات است که در DuT تبدیل به گرما می‌شود. چون اتلاف به Miss match نیز خواهد بود. مثلاً در مورد فیلتر زیر در نظر بگیرید:



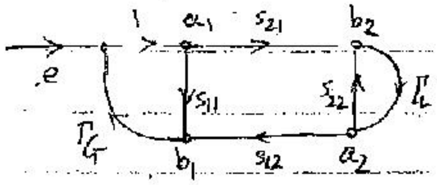


هیچ چیزی نیست که تلف کند ولی تضعیف داریم.

توجه داشته باشید که Γ_L و Γ_G نسبت به $Z_0=50$ باید صفر باشد. چه لازم نیست که ورودی DuT با Γ_L و Γ_G مچ باشد، این عدم مچ بودن خود در مقدار تضعیف لحاظ خواهد شد؛

تضعیف : تلفات + Miss Match ;

مانند قبل داریم :



$$\begin{cases} a_1 = e + \Gamma_G b_1 \\ a_2 = b_2 \Gamma_L \end{cases}$$

$$P_L = |b_2|^2 (1-|\Gamma_L|^2)$$

$$b_2/e = \frac{S_{21}}{1-(S_{11}\Gamma_G + S_{22}\Gamma_L + S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_G) + \Gamma_G\Gamma_L S_{11}S_{22}}$$

میسون

$$P_L = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma_L|^2)}{|1-(S_{11}\Gamma_G + S_{22}\Gamma_L + S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L) + S_{11}S_{22}\Gamma_G\Gamma_L|^2} |e|^2$$

$$P_L^{(1)} = P_L^{(2)} \Big|_{\substack{S_{11}=S_{22}=0 \\ S_{12}=S_{21}=1}} = \frac{|e|^2 (1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2}$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

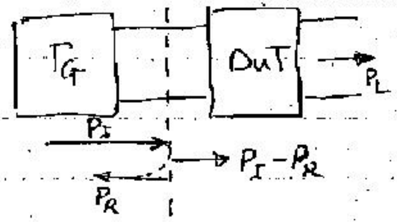
$$I.L. = 10 \log\left(\frac{P_L^{(1)}}{P_L^{(2)}}\right) = 10 \log \frac{|1-(S_{11}\Gamma_G + S_{22}\Gamma_L + S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G) + S_{11}S_{22}\Gamma_L\Gamma_G|^2}{|S_{21}|^2 |1-\Gamma_G\Gamma_L|^2}$$

$$\alpha = I.L. \Big|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0} = 10 \log \frac{1}{|S_{21}|^2}$$

$$\alpha_r = \frac{P_I}{P_I - P_R}$$

$$\alpha_d = \frac{P_I - P_R}{P_L}$$

α تضعیف ← انعکاسی / تلفاتی



زیرا حالت فرض می‌شود ، $\Gamma_L = 0$ می‌باشد ;

$$P_R/P_I = |b_1|^2/|a_1|^2 = |S_{11}|^2 \longrightarrow \alpha_R = 10 \log \frac{1}{1-|S_{11}|^2}$$

$$P_L/P_I = |b_2|^2/|a_1|^2 = |S_{21}|^2 \longrightarrow \alpha_d = 10 \log \frac{1-|S_{11}|^2}{|S_{21}|^2}$$

$$\Rightarrow \boxed{\alpha_R + \alpha_d = 10 \log \frac{1}{|S_{21}|^2} = \alpha}$$

پس α شامل تضعیف انعکاسی و تضعیف تلفاتی باشد.

حالت واقعی :

$\Gamma_G, \Gamma_L \neq 0 \longrightarrow$ Miss Match error (M)

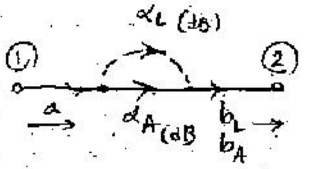
$$M = I.L. - \alpha \Rightarrow M = 10\log\frac{\left|1-(\Gamma_G s_{11}+\Gamma_L s_{22}+\Gamma_G\Gamma_L s_{12}s_{21})+\Gamma_G\Gamma_L s_{11}s_{22}\right|^2}{\left|1-\Gamma_G\Gamma_L\right|^2}$$

$$\underset{\text{Uncertanity}}{M_{\text{limit}}} = \pm 20\log\frac{1\pm|\Gamma_G s_{11}|\pm|\Gamma_L s_{22}|\pm|\Gamma_G\Gamma_L s_{21}s_{12}|\pm|\Gamma_G\Gamma_L s_{11}s_{22}|}{1\pm|\Gamma_G\Gamma_L|}$$

چون در ساخت سعی می‌شود s_{11} ، S_{22} ، Γ_G و Γ_L کوچک باشند ($\to 0$) پس جمله چهارم اثر کمی دارد. جمله سوم نیز در تضعیف کننده اثر کمی دارد چون S_{12} و S_{21} (مثلاً $-6dB$) خیلی کوچک می‌باشند.

در تقویت کننده‌ها نیز I.L. مهم می‌باشد. در اینحالت S_{21} بزرگ است و S_{12} آن هم خیلی خیلی کوچک است بنابراین می‌شود از دو جمله آخر صورت صرفنظر نمود.

خطای نشتی (leakage) :



$$\alpha_A = 10\log\left|a/b_A\right|^2 \longrightarrow |b_A| = |a|\,e^{-\alpha_A/20}$$

$$\alpha_L = 10\log\left|a/b_L\right|^2 \longrightarrow |b_L| = |a|\,e^{-\alpha_L/20}$$

$$|b_A+b_L| = |a|\left(10^{-\alpha_A/20} \pm 10^{-\alpha_L/20}\right)$$

$$= |a|\,10^{-\alpha_A/20}\left(1 \pm 10^{(\alpha_A-\alpha_L)/20}\right)$$

$$\frac{|a|}{|b_A+b_L|} = 10^{\alpha_A/20} \times \frac{1}{1\pm e^{\frac{\alpha_A-\alpha_L}{20}}}$$

$$\Rightarrow \underset{\text{Measured}}{\alpha_M} = 20\log\frac{|a|}{|b_A+b_L|} = \alpha_A + 20\log\left[\frac{1}{1\pm 10^{\frac{\alpha_A-\alpha_L}{20}}}\right].$$

$$\alpha_M - \alpha_A = \Delta\alpha_L = 20\log\frac{1}{1\pm 10^{\frac{\alpha_A-\alpha_L}{20}}}$$

$$\longrightarrow \boxed{\Delta\alpha_L = 20\log\left(\frac{10^{(\alpha_L-\alpha_A)/20}}{10^{(\alpha_L-\alpha_A)/20}\pm 1}\right)}.$$

* تصادفی

استانداردهای تضعیف :

روش‌های مختلفی برای اندازه‌گیری تضعیف وجود دارد که به چند دسته تقسیم می‌شوند :

(۱) روش‌های نسبت توان

(۲) روش‌های مقایسه‌ای
- مقایسه با RF ← فرکانس کار DuT ؛
- مقایسه با IF
- مقایسه با AF (DC, LF)

* در این روش مقایسه تضعیف مجهول با یک تضعیف استاندارد مورد نظر است .

(۳) روش‌هایی که نیاز به استاندارد تضعیف ندارند .

(۴) روش‌های مبتنی بر shuttle-pulse (اندازه‌گیری تضعیف‌های بسیار کم)

(۵) روش‌های مبتنی بر اندازه‌گیری Q

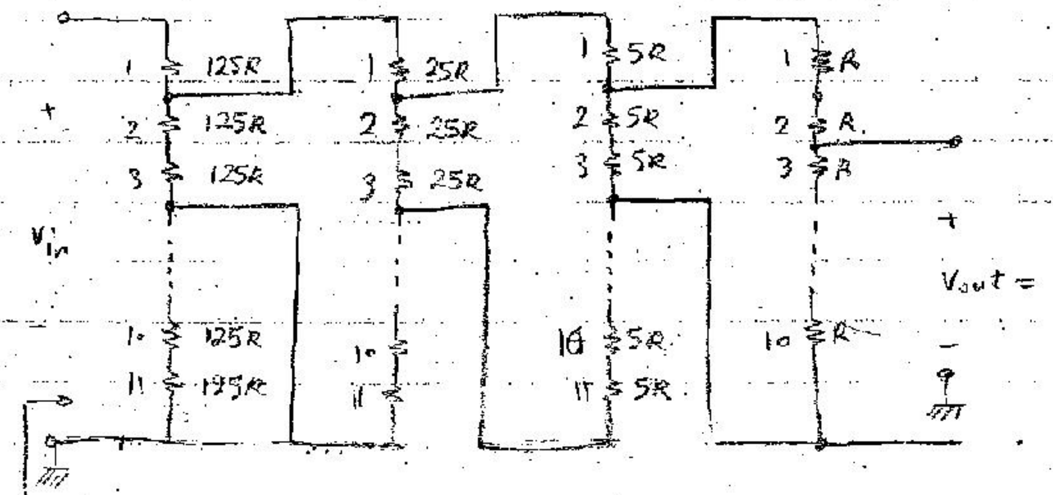
(۶) روش‌های مبتنی بر اثر Josephone

(۷) روش‌های ابتکاری دیگر...

معرفی استانداردهای تضعیف

۱- استاندارد تضعیف AF (DC ~ 100 KHz)
- مقسم ولتاژی مقاومتی Kelvin-Varly Voltag Divider
- " " سلفی Inductive Voltage Divider (IVD)

مثال تقسیم ۱۰ - ٤ طبقه



+
V_{in}
1 125R
2 125R
3 125R
10 125R
11 195R
1 25R
2 25R
3 25R
10
11
1 5R
2 5R
3 5R
10 5R
11 5R
1 R
2 R
3 R
10 R
+
V_{out} =
–

$R_{in} = 1250R$

اگر مبنا را N قرار دهیم، ضریب برابر N/2 خواهد بود (در این مثال:
$\left(\begin{matrix} N=10 \\ N/2=5 \end{matrix}\right.$

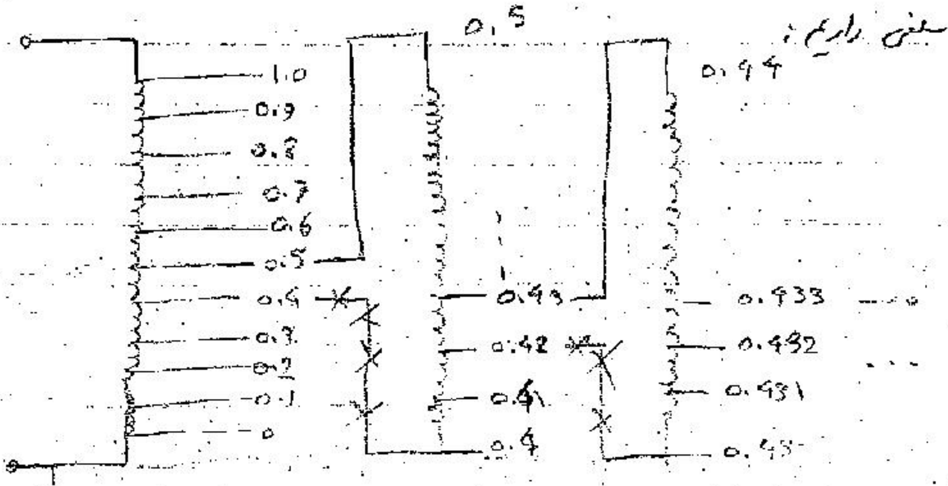
در این شکل:

$R_{in} = 1250 R$

$R_{out(max)} \cong \frac{R_{in}}{4}\Big|_{R_{source}=0}$

پهنای باند این مقسم به خاطر ساخت مقاومت‌ها محدود می‌شود (حداکثر پهنای باند: 1MHz)

در حالت مقسم سلفی داریم:

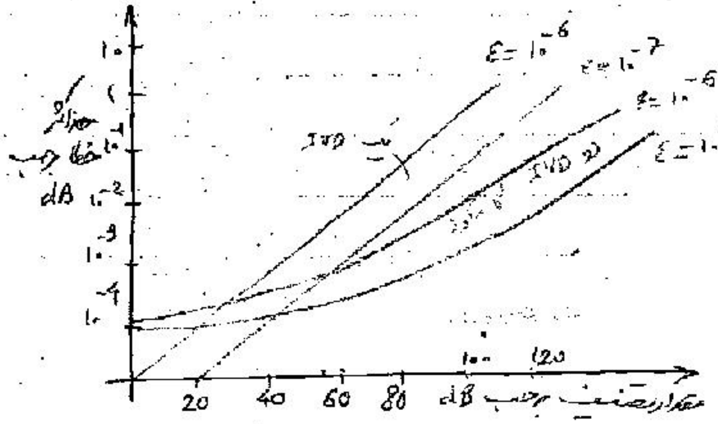


یکی از منابع تولید خطا در مقسم در وقتی وجود نیز (با افزایش مقاومت‌ها)، اثر بارگذاری سلف‌های طبقات بعد، کوپلاژهای ناقص، leakage (در سلف‌ها و هسته‌ها در ترانس‌ها)؛

$\epsilon = \frac{V_{out} - D V_{in}}{V_{in}}$ نسبت تضعیف مورد خواسته شده

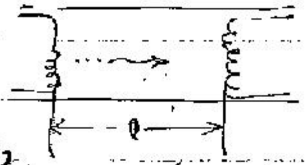
اگر $D(dB) = \alpha \Rightarrow$ خطا dB : $\boxed{\Delta\alpha' = -8.68\,\epsilon\, e^{\alpha/20}}$

$\Delta\alpha' = -17.372\,\epsilon\,10^{\alpha/40} + 20\log\left|\frac{Z_{in}+Z_{out}}{Z_{in}}\right|$. اگر مدار تضعیف شده روی یک عدد بار شد (α).



بهترین عملکرد IVD در حول 1KHz می‌باشد؛

۲ـ استاندارد تضعیف IF (1 MHz ~ 100 MHz).



Piston Attenuator

موجبر فرکانس کار در حالت below cuttoff قرار دارد.

چون تضعیف در زیر فرکانس قطع بصورت نمایی می‌باشد پس با افزایش یا کاهش کم l (طول) می‌توان به تضعیف قابل ملاحظه‌ای رسید. (در این پیستون تضعیف اندازه‌گیری شده نیازی به تضعیف و تلفات اهمی مربوط نمی‌شود).

$$\alpha_p = 8.686 \times 2\pi (Z_2 - Z_1) \left\{ \left(\frac{S_{nm}}{2\pi r}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 \right\}^{1/2} \qquad (*)$$

S_{nm} عدد ثابت وابسته به مود تحریک موجبر استوانه‌ای است (صفرهای بسل)

سعی می‌شود (خوب است) که: $\frac{1}{\lambda^2} \ll \left(\frac{S_{nm}}{2\pi r}\right)^2$

پس piston Att. نسبت به فرکانس مستقل عمل می‌کند.

مود	S_{nm}	$\alpha_p \vert_{\Delta l = r}$
H_{11}	1.841	15.99 dB
E_{01}	2.405	20.8 dB
H_{21}	3.054	26.53 dB
E_{11} & H_{01}	3.832	33.28 dB

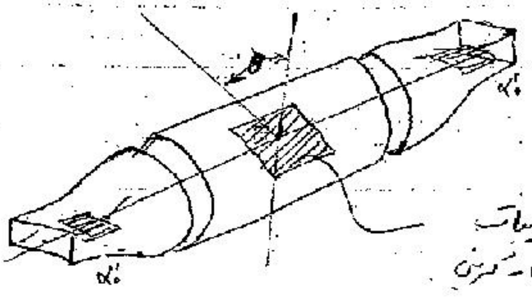
از رابطه (*) می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\frac{\Delta\alpha_p}{\alpha_p} \cong -\frac{\Delta r}{r}$$

هرچه فرکانس بالاتر می‌رود بخاطر اینکه فرکانس کار زیر فرکانس قطع قرار گیرد استوانه بسیار کوچک‌تر می‌شود ($r\downarrow$) و در نتیجه $\frac{\Delta\alpha_p}{\alpha_p} = -\frac{\Delta r}{r}$ سریعتر بزرگ می‌شود و درصد خطا افزایش می‌یابد.

۳ـ استاندارد تضعیف RF:

ـ از استاندارد R.V. Att. استفاده می‌شود.



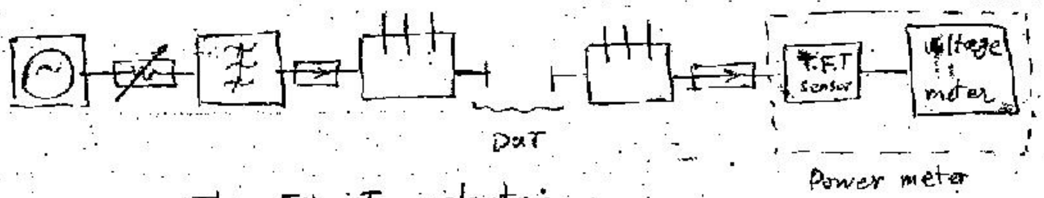
میزان تضعیف با تغییرات $\sin^2\alpha$ متناسب است :

$$\alpha = 40\log(\sec\theta) + \alpha_0$$

$\alpha - \alpha_0$ (dB)	θ (deg.)
0	0
9	32.7°
10	55.7°
20	71.565°
30	79.757°
60	88.188°

دقیق‌ترین وسیله موجود در دنیا مربوط به شرکت RSRE می‌باشد که تا ثبت حتی ۱ هزارم درجه هم قابل تنظیم می‌باشد و در آزمایشگاه‌های استاندارد مورد استفاده قرار می‌گیرد.

چینش تست توان :


T.F.T sensor
Voltage meter
DUT
Power meter

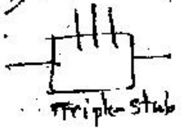
T.F.T = Thin-Film Termoelectric

ابتدا نقش هر قسمت را بررسی می‌نماییم :

: کم کردن توان منبع تا جایی که توان سنج در ناحیه خطی عمل کند.

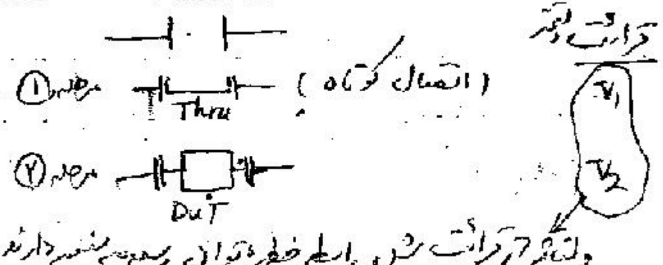
Filter : حذف هارمونیک منبع (در بهترین سورس سطح هارمونیک (توان آن) در حد 15 تا 20dB فاصله دارد).

Isolator : به منظور ایزولاسیون و تکمیل عمل تطبیق مورد استفاده قرار می‌گیرد.


Triple-stub

Triple-stub Tunner : تطبیق

چگونگی اندازه‌گیری تضعیف :


مرحله ①
Thru
(اتصال کوتاه)
مرحله ②
DUT
قرائت متر
V_1
V_2

$$\boxed{\alpha_{DUT} = 10\log\frac{V_1}{V_2}}$$

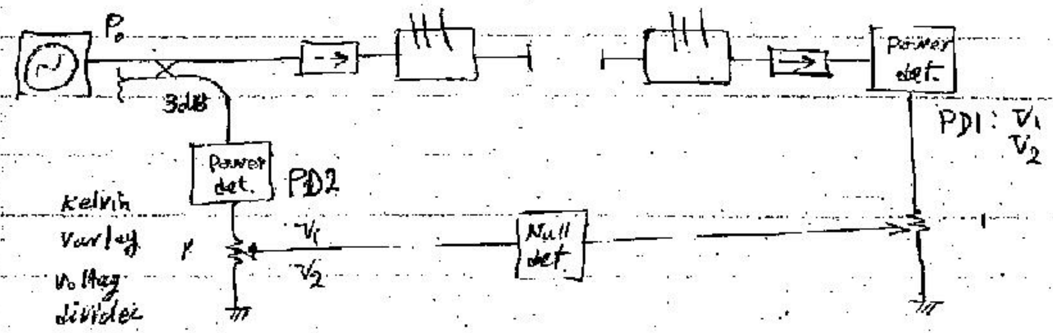
ولتاژ قرائت شده، رابطه خطی با توان ورودی به سنسور دارند.

منابع خطا :

۱) دریفت فرکانس و توان در منبع.
۲) غیرخطی عمل کردن سنسور توان.

$$\Delta\alpha = \frac{\Delta P}{P} \times 4.343 \quad (dB)$$

یعنی به ازای ۱٪ خطا در دریفت توان منبع، ٪۴۳ درصد خطا در α خواهیم داشت.

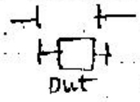


P_0
3dB
Power det.
PD1 : V_1 V_2
Power det.
PD2
Kelvin Varley Voltag divider
V_1
V_2
Null det.

مراحل :

① ⇒ $PD_1: V_1$

حال با تغییرات ۲ سعی می‌کنیم Null آشکار نمائیم.

②  ⇒ $PD_2: V_2$

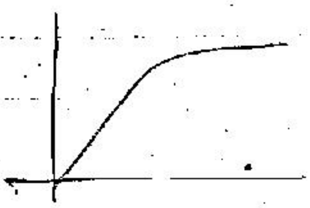
حال با تغییرات ۲ دوباره سعی می‌کنیم Null آشکار شود.

میزان تغییرات در تضعیف Kelvin Varley میزان تضعیف DUT خواهد بود.

چنانچه P_0 به $P_0 \pm \Delta P$ تغییر کند چون تقسیم توان در coupler با یک نسبت ثابت انجام می‌شود، این تغییر در هر دو سمت به یک اندازه خواهد بود. و اثر دریفت توان منبع حذف می‌شود.

اما هنوز مشکل غیرخطی عمل کردن سنسور توان باقیست؟

خطی عمل کردن PD1 اهمیت بیشتری نسبت به PD2 دارد؛ چون PD2 توان ثابتی ($\pm\Delta P$) را می‌بیند، اگر هم بسیار غیرخطی باشد در طول اندازه‌گیری اثر نخواهد داشت.



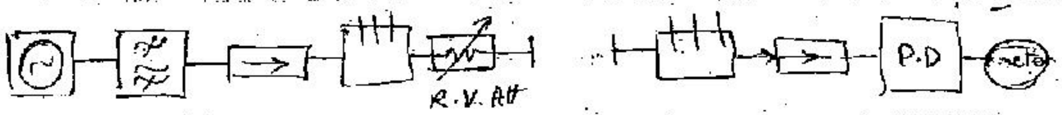
چون DUT تضعیف قابل ملاحظه‌ای را ایجاد می‌کند،

پس گستردگی رنج خطی عمل کردن PD1 بسیار بهتر است.

اینکه دو PD1 و PD2 مثل هم باشند اهمیتی ندارد چون PD2 فقط یک توان خاص را در یک بازه بسیار کوچک (که قطعاً خطی فرض می‌شود) اندازه‌گیری می‌کند و نسبت به PD1 ارتباطی ندارد.

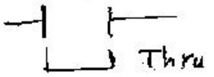
روش‌های مقایسه‌ای (جایگزینی)

① مقایسه با استاندارد RF



اگر در سیستم دیود و فیلتر مستقیماً بعد از منبع قرار گیرد و لینک‌ها از جنس COAX و یا موجبرهای TEM هستند. چون می‌توانند هارمونیک‌ها را از خود عبور دهند (پهنای باند بزرگی دارند).

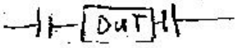
①



R.V. att : α_1

همچنین محل عقربه meter را علامت می‌گذاریم:

②



حال R.V.A را آنقدر تغییر می‌دهیم تا meter در همان جای قبلی قرار گیرد. R.V. att: α_2

$$\Rightarrow \quad \boxed{\alpha_{DUT} = \alpha_1 - \alpha_2}$$

در این حالت فقط مهم است که P.D در حالت اشباع نباشد و نقطه ثابت نتواند تغییر کند و لازم نیست که راندمان خوبی داشته باشد، کالیبره شده باشد یا خیر ... چون نقطه یک توان ثابت را در هر دو حالت می‌خواند.

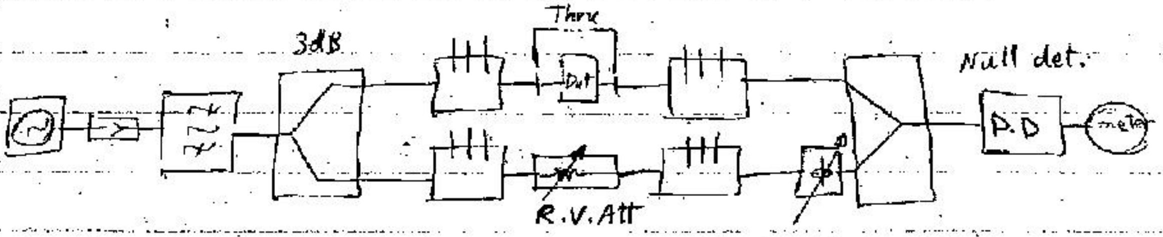
یک نکته: اگر $CF = \eta_e(1-|\Gamma|)$ کم باشد حساسیت اندازه‌گیری شاید توان خیلی کم کم می‌شود و ما دقت و حساسیت را از دست داده‌ایم.

▷ به این جایگزینی، جایگزینی سری گوییم. یعنی همچنان تغییرات توان منبع خطا ایجاد خواهد نمود.

▷ اصولاً سیستم‌های تک کاناله سری نمی‌توانند محدودیت تغییرات توان منبع را جبران کنند.

نکته دیگر اینست که دقت R.V.att ها تا حدود ۳۰ تا ۴۰ dB خوب است و برای تضعیف های بیشتر از دو R.V.att استفاده می‌کنند. (دقت R.V.att ها در تضعیف های بسیار پایین هم خوب است.)

سیستم دوکاناله



تفاوت بین دو اصطلاح :

power Divider → Inphase ($\Delta\varphi = 0$)
power spliter → out of phase ($\Delta\varphi = 180$)

در این حالت نیز دو بار آزمایش می‌کنیم : برای اینکه Null آشکار شود باید Combiner دو سطح مساوی با فاز مخالف را با هم جمع کند. یعنی تضعیف هر دو شاخه باهم برابر باشد.

phase shifter $\boxed{\phi}$ عملاً برای تنظیم ایجاد Null می‌باشد چون طول الکتریکی در هر دو شاخه برابر نمی‌باشد. بنابراین به این box نیاز می‌باشد.

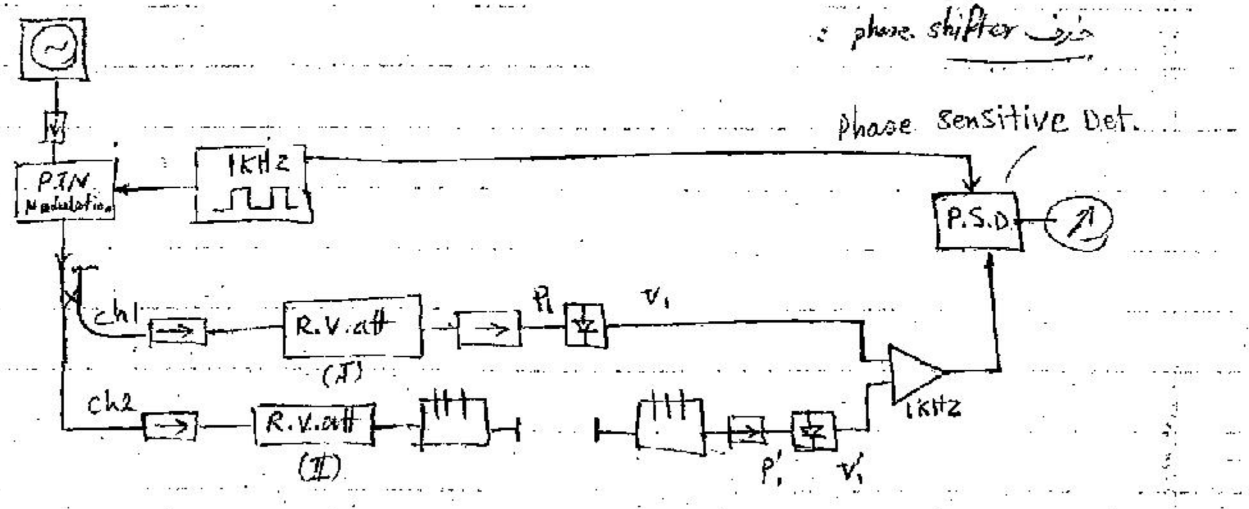
در اینجا چون می‌خواهیم Null را آشکار کنیم، خطی عمل کردن P.D. اهمیتی نخواهد داشت. تغییرات فرکانس هم تأثیری ندارد.

Triple stub بدون loss less

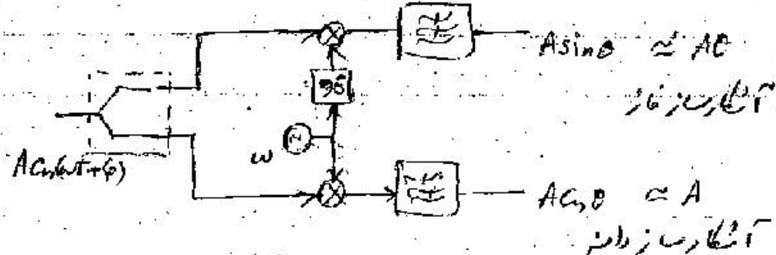
عوامل خطا :

loss مربوط به phase shifter با تغییرات فاز آن تغییر می‌کند. بنابراین باید در این setup ها از constant loss phase shifter استفاده نماییم. (نقطه ضعف این سیستم).

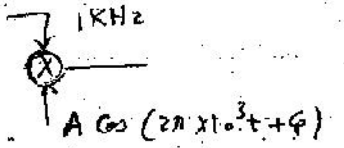
حذف phase shifter :


Phase Sensitive Det.
1KHz
PIN Modulation
P.S.D
ch1
R.V.att
(I)
P_1
V_1
ch2
R.V.att
(II)
P'_1
V'_1
1KHz

I/Q Demodulator :


$A\cos(\omega t+\varphi)$
ω
90
$A\sin\theta \simeq A\theta$
آشکارساز فاز
$A\cos\theta \simeq A$
آشکارساز دامنه

در اینجا فقط یک ضرب کننده کفایت می کند چون می خواهیم Null آشکار کنیم :


1KHz
$A\cos(2\pi\times10^3 t+\varphi)$

$\longrightarrow$ صرف صفر شدن دامنه A

- یکی از عوامل خطا عدم یکسان بودن دو آشکارساز باشد ... در حالت مقابل ببینیم چه اتفاقی می افتد :

$$\text{thru}:\begin{cases}\text{ch1}: & P_1 \longrightarrow V_1\\ \text{ch2}: & P'_1 \longrightarrow V'_1=V_1\end{cases} \qquad \text{فرض}:\begin{cases}V_1=K_1P_1\\ V_1=K'_1P'_1\end{cases}$$

$$\text{DuT}:\begin{cases}\text{Ch1}: & P_2 \longleftrightarrow V_2\\ \text{Ch2}: & P'_2 \longrightarrow V'_2=V_2\end{cases} \qquad \text{فرض}:\begin{cases}V_2=K_1P_2\\ V'_2=K'_1P'_2\end{cases}$$

در دو حالت فوق :

$$\text{Thru}: \alpha_I=\alpha_0 \quad ; \quad \text{DuT}: \alpha_I=\alpha'_0$$

در واقع میزان تضعیف DuT به صورت زیر است :

$$\alpha_{DUT}=P'_1-P'_2$$

و در روش فوق ما مقدار زیر را اندازه می گیریم :

$$\alpha'_0-\alpha_0=P_1-P_2$$

درنتیجه :

$$\alpha_{DuT} = \frac{V_1}{K'_1} - \frac{V_2}{K'_1} = \frac{1}{K'_1}(V_1 - V_2)$$

$$\alpha'_0 - \alpha_0 = P_1 - P_2 = \frac{1}{K_1}(V_1 - V_2)$$

بنابراین اختلاف در دیود در مراحل خواندن تضعیف خطا ایجاد می‌کند. (چرا؟ آیا واقعاً اگر راست می‌گفت، یا سرمان کلاه گذاشته است. !؟)

نکته دیگر اینکه اگر میزان تضعیف زیاد باشد، ضریب دینامیکی K_1 و K'_1 نیز تغییر می‌کند و در اندازه‌گیری خطا ایجاد می‌شود.

سؤال : آیا می‌توان معایب فوق را با R.V.att (II) مشکلات را حل کنیم؟

راه دیگر اینست که R.V.(I) را ثابت نگه داریم و R.V.att(II) را تغییر می‌دهیم تا Null آشکار شود و اختلاف بین دو حالت DuT و Thru تضعیف را اندازه‌گیری می‌کنیم.

$$\text{Thru}: \begin{cases} ch1 : & P_1 \longrightarrow V_1 \\ ch2 : & P'_1 \longrightarrow V_1 \\ \alpha_{(II)} = \alpha_0 \end{cases}$$

$\alpha_0 = \alpha'_0 =$ تضعیف اندازه‌گیری شده

$$\text{DuT}: \begin{cases} ch1 : & P_1 \longrightarrow V_1 \\ ch2 : & P'_1 \longrightarrow V_1 \\ \alpha_{(II)} = \alpha'_0 \end{cases}$$

در این حالت می‌بینید که دیگر اختلاف K_1 و K'_1 اهمیتی ندارد. چون می‌توان گفت هر دو P.D فقط در یک نقطه کار می‌کنند و اثر غیرخطی عمل کردن آنها نیز بی‌تأثیر خواهد بود.

پس کاربرد R.V.att(I) چیست؟ می‌توان گستره رنج دینامیکی را افزایش دهیم. چون می‌توان سطح توان رسیده به دیودها را تنظیم نماییم و همچنین دقت اندازه‌گیری را بالاتر ببریم.

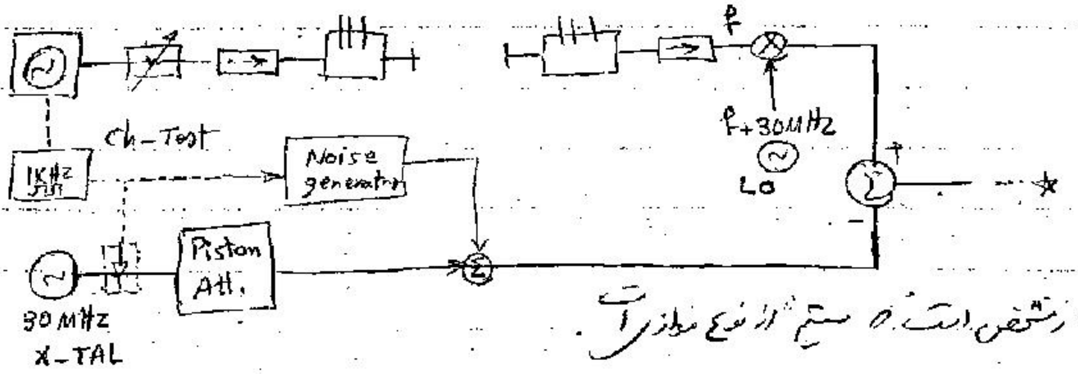
با این روش برای اندازه‌گیری 20 dB تضعیف ۰/۰۲٪ درصد دقت بدست آمده است.

روش افزایش رنج دینامیکی :

صفر کردن در حالت ... Thru را ابتدا توسط R.V.att(I) تنظیم می‌کنیم و ...

جایگزینی با استاندارد IF

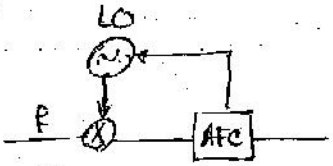
نسبت به استاندارد RF رنج دینامیکی بیشتری دارد :


f
f+30MHz
LO
+
-
Σ
Ch-Test
1KHz
Noise generator
Piston Att.
30 MHz
X-TAL

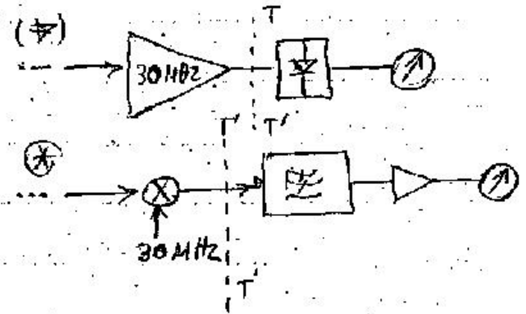
از ساختار مشخص است که سیستم از نوع موازی است .

- نکته قابل توجه اختلاف بسیار جزئی بین دو فرکانس IF (30 MHz) می باشد. امروزه توسط PLL و سنتی سایزرها این دو فرکانس را بسیار دقیق به یکدیگر نزدیک می کنند.

در گذشته ، برای اینکار از AFC استفاده می کردند :

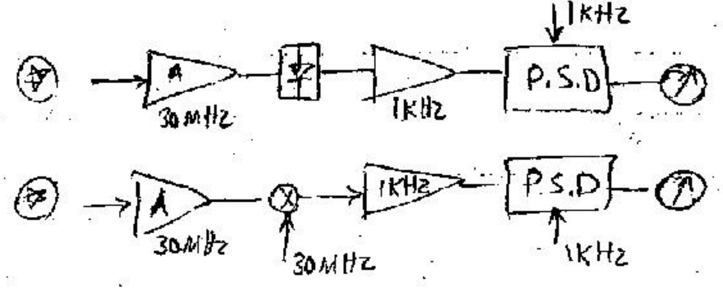


راههای متعددی برای ساخت AFC وجود دارد؛ یک راه آن استفاده از PLL است. راه دیگر استفاده از منحنی S آشکارساز FM و آشکارسازی فرکانس (FM) و مقایسه dc خروجی این آشکارساز با مقدار dc بسیار دقیق می باشد !


(*)
30MHz
T
T'
*
30MHz

راه دیگر مدولاسیون 1KHz روی دو کانال می باشد :

در اینجا در مقطع TT' سیگنالی با فرکانس 1KHz داریم . در اینجا مدار به صورت زیر در می آید :

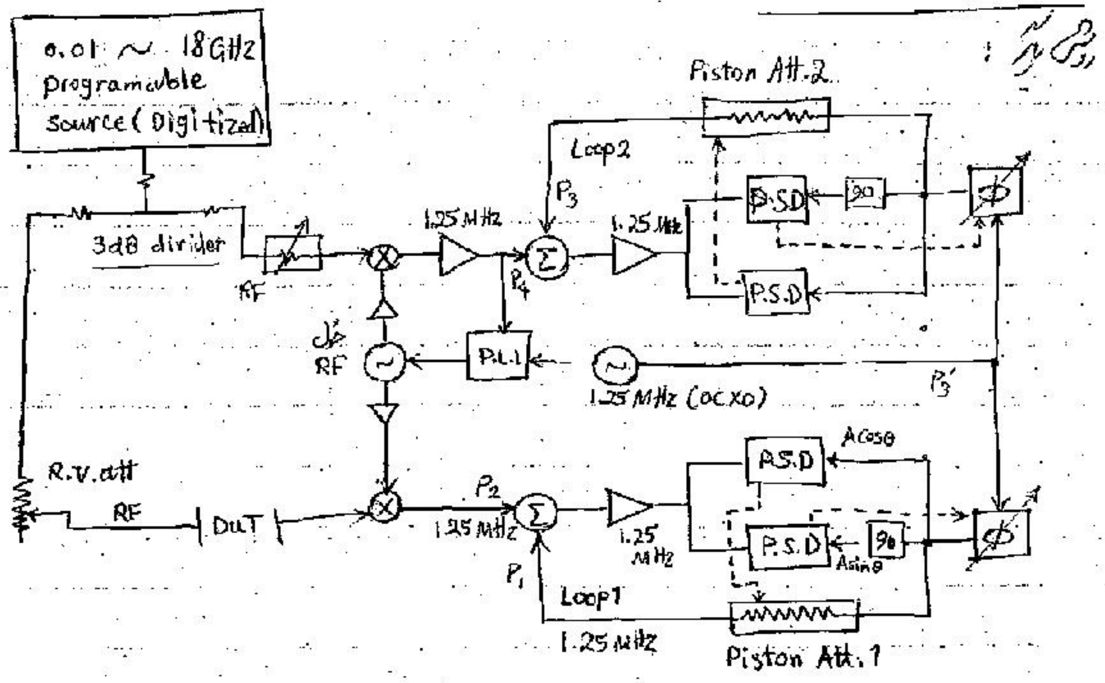

1KHz
A
30MHz
1KHz
P.S.D
A
30MHz
30MHz
1KHz
P.S.D
1KHz

میزان تضعیف قابل اندازه‌گیری برابر اختلاف تضعیف Piston Att. می‌باشد.

یکی از مشکلات و عوامل خطا اختلاف سطح نویز متفاوت در دو کانال می‌باشد. چون پهنای باند عبوری برای نویز در کانال RF بیشتر است.

برای حل این مشکل از یک منبع تولید نویز استفاده می‌کنیم (یک مقاومت یا دیود داغ)

روش دیگر :



0.01 ~ 18GHz
programable
source (Digitized)
3dB divider
RF
جل
RF
1.25 MHz
P_3
P_4
Loop2
1.25 MHz
Piston Att.2
P.S.D
90
P.S.D
Φ
P.L.L
1.25 MHz (OCXO)
P_3'
R.V.att
RF
DuT
P_2
1.25 MHz
P_1
Σ
1.25 MHz
P.S.D
$A\cos\theta$
P.S.D
90
$A\sin\theta$
Φ
Loop1
1.25 MHz
Piston Att.1

میزان تضعیف به صورت زیر اندازه‌گیری می‌شود :

(1) Thru : Piston Att.1 : α_0 (dB)

(2) DuT : Piston Att.1 : α_1 (dB)

$$\longrightarrow \quad \alpha = \alpha_1 - \alpha_0 \quad (dB)$$

سعی loopها اینست که loop1 به این سمت برود که θ<<1 و A نیز صفر گردد. یعنی ورودی به $\overset{1.25MHz}{\triangleright}$ صفر گردد. (خطا صفر شود) یعنی توان‌های P_1 و P_2 باهم برابر شوند

این امر از تغییر اتوماتیک Piston Att.1 و فاز $\boxed{\Phi}$ انجام می‌شود که از طریق P.S.D ها آنها کنترل می‌گردند

سؤال : loop2 برای چیست ؟

1.25 MHz

در دو مرحله ای که Thru و DuT را می‌بندیم تغییرات توان سورس اصلی و (~) را هیچ چیزی در loop1 مانیتور نمی‌کند . loop2 می‌تواند این تغییرات را مانیتور کند . چون :

فرض کنید خروجی OCXO کاملاً ثابت باشد بنابراین P3 ثابت است . P4 نیز مثلاً ثابت است !
ابتدا loop2 را صفر می‌کنیم . اگر در طی دو مرحله loop2 صفر ماند ، یعنی توان سورس عوض نشده است و اگر توان سورس عوض شود ، میزان تضعیف piston Att2 را تغییر می‌دهیم تا صفر شود ! در اینحالت :

$$\alpha_{DuT} = \underbrace{(\alpha_1 - \alpha_0)}_{P.Att.1} - \underbrace{\Delta\alpha}_{P.Att.2}$$

مثال : فرض کنید که داده‌های زیر طی آزمایش استخراج شده است ، α_{DuT} را بدست آورید :

$$\text{Thru}: \begin{cases} P.Att.2 & 3 \\ P.Att.1 & 5 \end{cases} \longrightarrow \alpha_{DuT}\ ?$$

$$\text{DuT}: \begin{cases} P.Att.2 & 3.5 \\ P.Att.1 & 35 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \alpha_{DuT} = (35-5) - (3.5-3) = 29.5\ (dB)$$

// به مثال فوق خوب فکر کنید

محدودیت‌ها :

۱- سورس : سورس‌های باندپهن (0.01 ~ 18 GHz) را توسط YIG ها تولید می‌کنند . YIG ها پهنای باندی به اندازه 0.5 ~ 4GHz دارند و با استفاده از ضرب در خروجی YIG به فرکانس‌های بالای 10GHz هم می‌رسند . همچنین YIG ها دارای ثبات زمانی خوبی هستند .

معمولاً برای تولید فرکانس‌های پایین از مؤلفهٔ اختلاف فرکانس دو YIG و برای فرکانس‌های بالا از مؤلفهٔ مجموع فرکانس دو YIG استفاده می‌کنند .

مشکل YIG ها عدم ثبات دامنه در طی فرکانس‌های مختلف می‌باشد .

۲- میکسر :

دامنه پس بیاید تا میکسر خطی عمل کند :

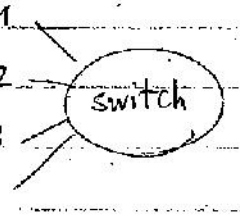
ورودی : $A\cos(\omega_{RF}t + \theta_0)$

$\updownarrow$

خروجی : $KA\cos(\omega_{IF}t + \theta_0)$

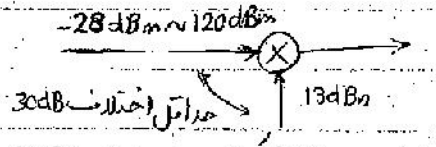
یعنی ایجاد میکسرهای wide band کار مشکلی است و میکسرها در باندهای فرکانسی مختلف سوئیچ می‌شوند:

10 MHz ~ 2GHz Mix 1
2 GHz ~ 8 GHz Mix 2
8 GHz ~ 12 GHz Mix 3
12 GHz ~ 18 GHz Mix 4



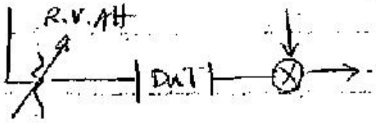
نکته:

غیرخطی بودن Mixer را با ایجاد اختلاف Level بین توان RF و LO (درحدود 30dB) جبران می‌کنند میکسرهایی که دارای پمپ بالای 13dBm هستند (LO) در این وسایل استفاده می‌شوند. چون هرچه توان ورودی پمپ بیشتر شود انترمدولاسیون آن کمتر می‌گردد.



میکسرها در میزان توان ورودی سیگنال از پائین نیز محدودیت دارند (حساسیت میکسر). بنابراین می‌توان توان RF را پائین برد.

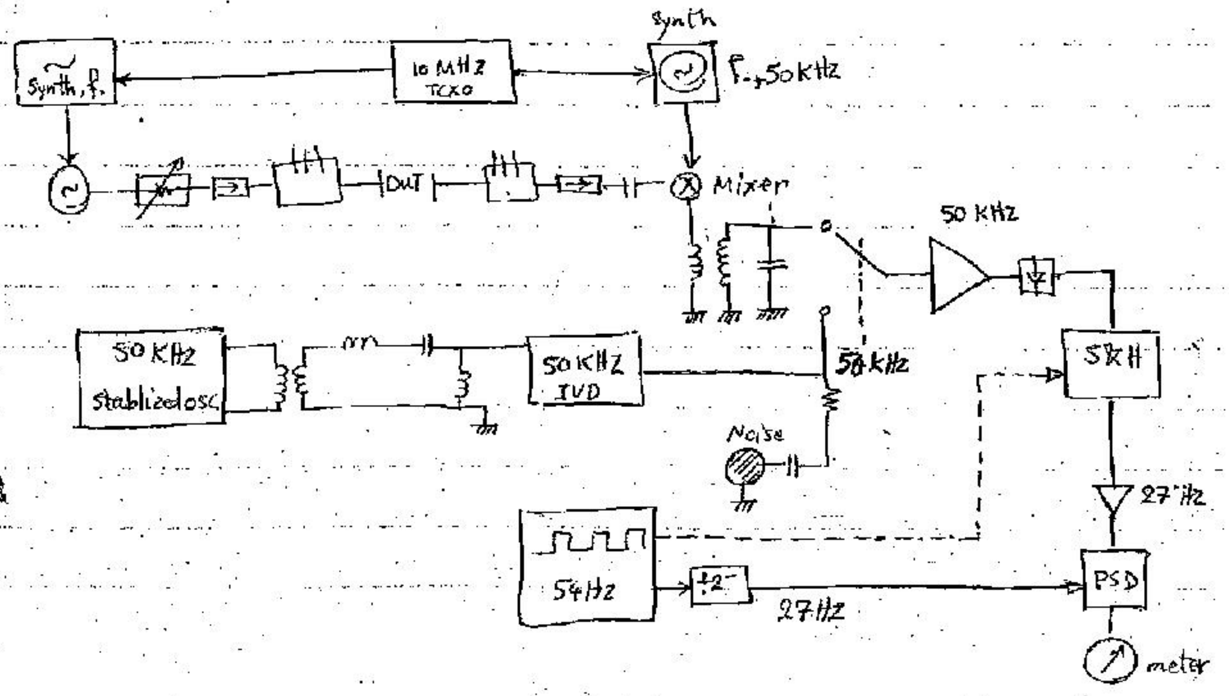
نکته: گاهی اوقات رنج تضعیف DuT به گونه‌ای است که Piston Att نمی‌تواند آن را آشکار کند. بنابراین باید از جایگزینی RF نیز استفاده کنیم بدین معنی که:



ابتدا R.V.Att را بزرگ کرده

راه دوم این است که: قبل از اینکه Thru بگذاریم دو loop را صفر کرد. سپس توان ورودی از سورس را مثلاً 40dB (تقریبی) افزایش می‌دهیم. سپس loop 1,2 را صفر کنیم. سپس اختلاف تضعیف‌های دو Piston Att.1,2 را تضعیف DuT درنظر می‌گیریم.

استاندارد تضعیف AF


Synth
Synth, f_0
10 MHz TCXO
f_0+50 KHz
DUT
Mixer
50 KHz
50 KHz Stablized osc
50 KHz IVD
50 KHz
S&H
Noise
27 Hz
54 Hz
÷2
27 Hz
PSD
meter

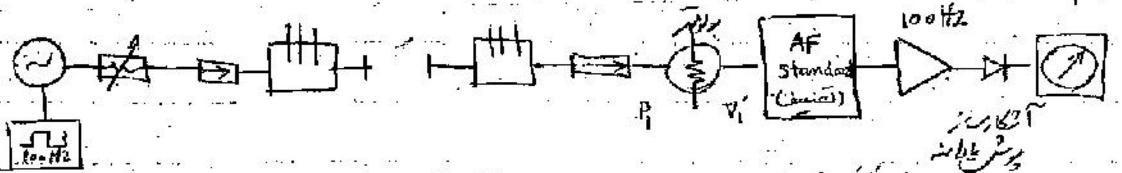
سؤال: اگر پریود 50^{KHz} با هم lock نباشند اشکالی پیش می‌آید؟

زیاد اشکال پیش نمی‌آید، چون فقط می‌خواهیم مقایسه‌ای بین دامنه انجام دهیم. (فرکانس‌ها در حدود هم باشند کفایت می‌کنند) که نکته است به هر دو فرکانس، دامنه در رنج دینامیکی ⏄ باشند.

دقت 54^{Hz} نیز اهمیتی ندارد. (چون ثابت است در Null مشاهده می‌شود.

تنها نقطه دیگر؟ Mixer خواهد بود! ضعف این روش سنتز خواهد بود و تغییرات توان سوئیچ خطا ایجاد کند

روش دوم:


بولومتر
AF Standard (تضعیف)
100 Hz
P_1
V_1'
100 Hz
آشکارساز پرشیب بالانس

$$\alpha = \underbrace{10 \log}(V_1'/V_1)$$

(1) Thru : ———————— P_1 — V_1' — α_1 (dB) ———— V_1

(۲) DuT : ———————— P_2 — V_2' — α_2 (dB) ———— V_2

حال اگر سعی کنیم با تغییر α_2، V_2 را با V_1 برابر کنیم آنگاه:

$$\alpha_{DuT} = \frac{1}{2}(\alpha_1 - \alpha_2)$$

اگر $\alpha_1 = \alpha_2$ آنگاه:

$$\alpha_{DuT} = 10 \log (V_1/V_2)$$

حال اگر هردو متفاوت باشند :

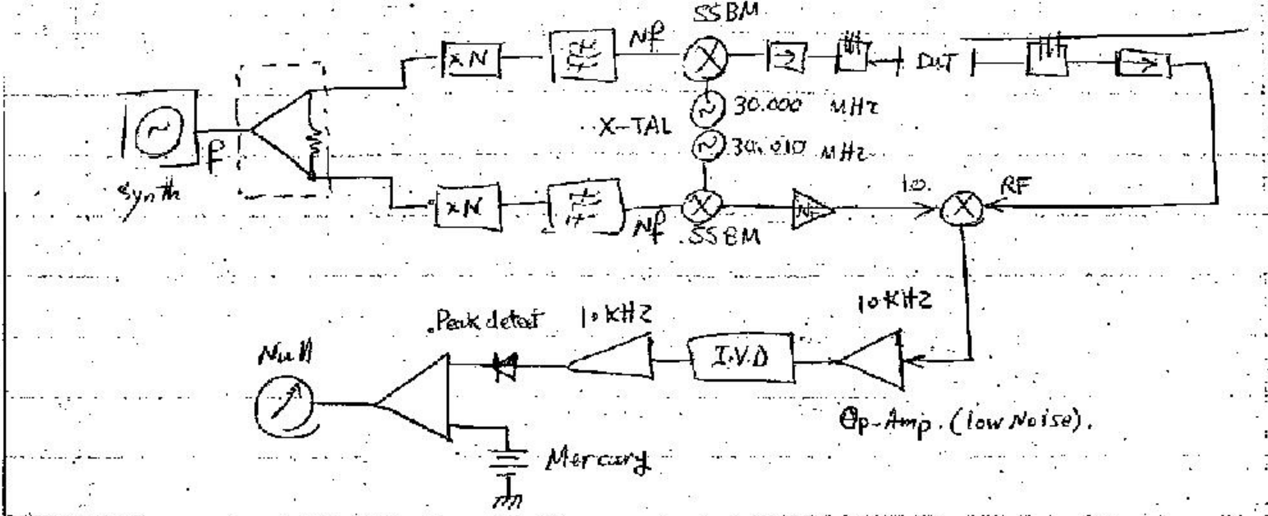
$$\alpha_{DUT} = 10 \log \frac{V_1}{V_2} + \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \quad (dB)$$

چون دقت ممکن است غیرخطی عمل کند و رنج دینامیکی کم داشته باشد . بدین ترتیب سعی می‌کنند که تغییرات تضعیف را با استاندارد تضعیف AF (IVD) انجام دهند .

محدودیت در اینحالت روی رنج دینامیکی بولومتر متمرکز است . همچنین این آشکارساز حساسیت نیست .

این روش در رنج دینامیکی 20 dB تا 25 dB دقت ۱٪ را از خودش نشان داده است .

در این روش مشکل تغییرات دریفت سورس نیز وجود دارد و با استفاده از کانال موازی می‌توان این مشکل را حل نمود .


SSBM
XN
Nf
DUT
X-TAL
30.000 MHz
30.010 MHz
f
Synth
XN
Nf
SSBM
LO
RF
10 KHz
10 KHz
Peak detect
I.V.D
Null
Op-Amp. (low Noise).
Mercury

(Single side-band Mixer) : SSBM

میکسرهای تک‌باند فقط (ذاتاً) یک طرف (جمع یا تفریق) فرکانس‌ها را تولید می‌کند (با اختلاف سطح ۳۵ تا ۴۰ dB) . در اینجا چون Nf فرکانس بسیار زیاد است (چند GHz) و 30 MHz در مقابل آن خیلی کم است و فیلتر کردن یکی از مجموع یا تفریق فرکانس امکان پذیر نیست ، بنابراین مجبوریم که از SSBM استفاده کنیم .

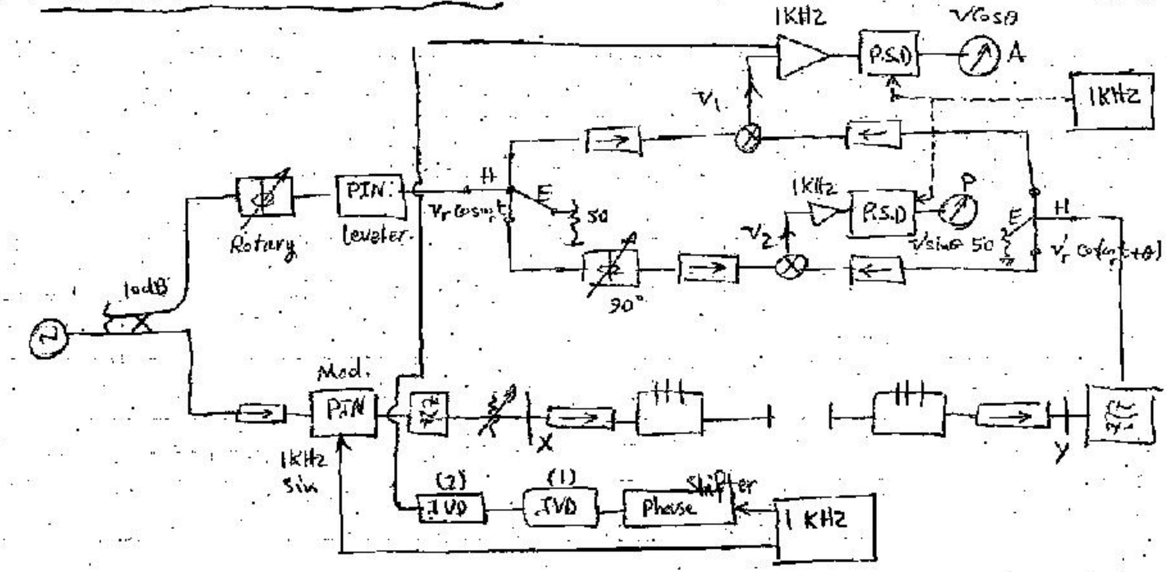
نکته : در اینحالت اختلاف تضعیف IVD همان تضعیف DUT است . زیرا خود و آشکار بودن det. RF بعد IVD قرار می‌گیرد .

سؤال : تغییرات توان سورس در دقت اندازه‌گیری اثر دارد؟

در شاخه پائینی، تغییرات توان خیلی مهم نیست زیرا هرچه قدر هم تغییر کند، به عنوان LO در میکسر بعدی استفاده می‌شود و در دامنه خروجی آن میکسر اثری ندارد.
ولی در شاخه بالایی بسیار اهمیت دارد چون مستقیماً سر DUT می‌رسد. (زیرا دامنه خروجی میکسر به دامنه RF مربوط است).
در اینحالت در میکسر بالایی سیگنال RF را LO درنظر می‌گیرند، در نتیجه تغییرات سیگنال X-TAL روی خروجی میکسر اثرگذار است. و تغییرات توان سوئیپ اثر گذار نیست؛ ولی مشکلی وجود دارد این است که Leakag از RF به خروجی میکسر منتقل می‌شود.

نکته دوم: در $\boxed{XN}$ چون ابتدا سطح توان ورودی آن را توسط یک تقویت کننده کریستالی آن بسیار بالا می‌برند. سپس با استفاده از هارمونیک ساز (Harmonic gen) و یک فیلتر فرکانس XNF را تولید می‌کنند. در اینصورت چون تقویت کننده کریستالی خوبی XN بسیار ثابت می‌ماند!

Modulated Sub Carier Method


1KHz
Vcosθ
P.S.D
A
1KHz
V1
H
E
50
1KHz
P.S.D
P
V2
Vsinθ
50
E
H
Vr cosωt
V'r cos(ωt+θ)
90°
PIN
Rotary
leveler
10dB
Mod.
PIN
X
Y
1KHz
Sin
(2)
IVD
(1)
IVD
Phase Shifter
1 KHz

$$v_1 = V\cos\theta \cdot \cos(2\pi\times10^{3}t)$$
$$v_2 = V\sin\theta \cdot \cos(2\pi\times10^{3}t)$$
مثلاً:

مراحل:

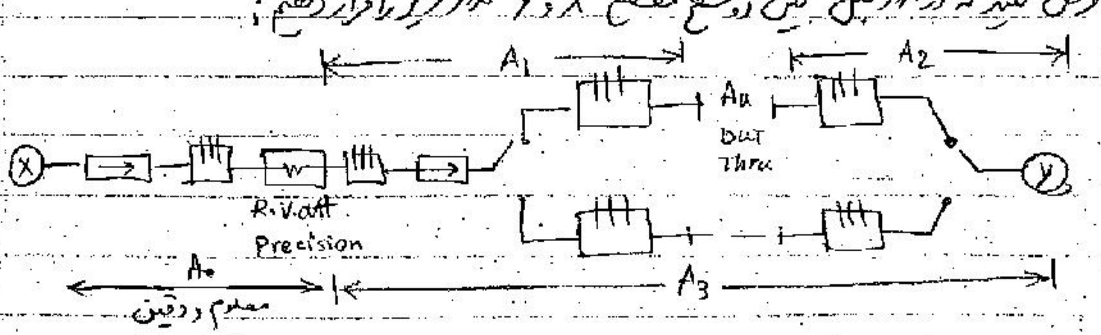
(1) Thru:

ابتدا Thru می‌بندیم. سپس Rotary phase را تنظیم می‌کنیم تا نشان‌گر فاز صفر شود. (به شرط اینکه Ⓐ صفر نشود. (یعنی P صفر شد). حال IVD را آنقدر تنظیم می‌کنیم تا Ⓟ نیز صفر شود.
حال میزان تضعیف IVD را ثبت می‌کنیم:

(۲) DuT :

حال DuT را میبندیم. حال دوباره خانه (۵) را صفر می کنیم سپس با IVD ⓐ را صفر می کنیم؛ سپس
اختلاف تضعیف IVD ها تضعیف DuT خواهد بود؛
دقت این روش 0.003 (dB) خواهد بود! (در رنج ______)
مشکل است که با بالا رفتن تضعیف دقت کاهش می یابد!

حال فرض کنید که در مدار تیل بین دو سطح مقطع X و Y مدار زیر را قرار دهیم؛



مسیر بالا : $A_0 + A_1 + A_u + A_2$
مسیر پائین : $A_0 + A_3 + A_\phi$

$\rightarrow A_{m_1} = (A_0 + A_1 + A_u + A_2) - (A_0 + A_3 + A_\phi)$ اندازه گیری شده

A_ϕ اختلاف تضعیف به خاطر

$\Rightarrow$ Thru : $A_{m_1} = (A_0' + A_1 + A_w + A_2) - (A_0' + A_3 + A_\phi) = A + \cancel{A_0} + A_u$

DuT : $A_{m_2} = (A_0 + A_1 + A_u + A_2) - (A_0 + A_3 + A_\phi) = A + A_w$

$$\rightarrow \begin{cases} A_{m_1} = A + A_u \\ A_{m_2} = A + A_w \end{cases} \longrightarrow \boxed{A_u = A_{m_1} - A_{m_2} - A_w}$$

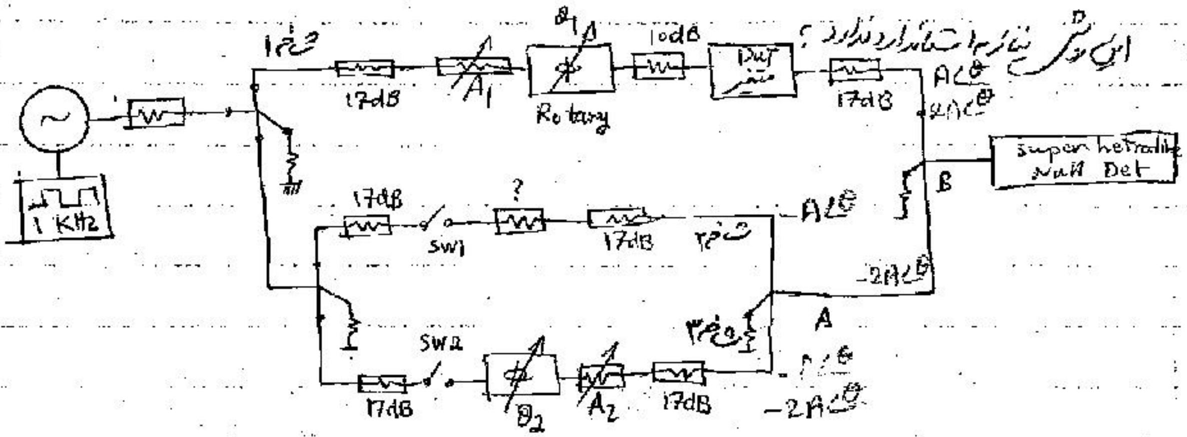
چون مسیر Thru توسط waveguide تهیه می شود $A_w \simeq$ ۰ خواهد بود.

مسیر پائین به چه دردی می خورد؟
اگر تضعیف DuT خیلی زیاد باشد در مدار تیل اختلاف سطح توان ها در دو حالت مختلف زیاد می گردد، دقت اندازه گیری متفاوت خواهد بود.

نکته: در این روش حساسیت به تغییر سطح سیگنال وابسته است!

روش Laverick برای درجه‌بندی تضعیف‌کننده‌ی دقیق ؛

این روش نیاز به استاندارد ندارد ؟



1 KHz
شاخه ۱
17dB
A_1
θ_1
Rotary
10dB
DUT متغیر
17dB
$A\angle\theta$
$2A\angle\theta$
Super hetrodine Null Det
B
17dB
SW1
?
17dB
شاخه ۲
$-A\angle\theta$
$-2A\angle\theta$
A
شاخه ۳
SW2
17dB
θ_2
A_2
17dB
$-A\angle\theta$
$-2A\angle\theta$

(۱) SW1 بسته و SW2 باز است و DUT در حداکثر تضعیف قرار دارد.

← تنظیم A_1 و θ_1 برای آشکار شدن Null ؛

(۲) SW1 باز و SW2 بسته می‌شود؛

← تنظیم A_2 و θ_2 برای آشکار شدن Null ؛

سیگنال شاخه ۲ و شاخه ۳ با هم برابر می‌شوند!

(۳) SW1 بسته و SW2 بسته شود.

← تنظیم DUT, θ_1 برای آشکار شدن Null ؛

▲ در نقطه A سیگنال‌ها از نظر ولتاژی (میدان‌های EM) با هم جمع می‌شوند؛ چون این دو سیگنال در هر دو شاخه هم فاز و هم دامنه هستند. بنابراین باید میدان الکتریکی شاخه ۱ در نقطه (B) به اندازه ۲ برابر زیاد شود پس بنابراین تضعیف DUT به اندازه 6dB (×4) کاهش یابد.

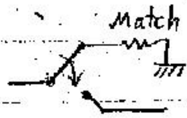
مرحله	میزان خروجی شاخه ۱	میزان خروجی شاخه ۲	میزان خروجی شاخه ۳	میزان خروجی نهایی شاخه ۱	میزان تضعیف
	حالت ۱و۲و۳	حالت ۱	حالت ۲	حالت ۳	حالت ۳
۱	+e	−e	−e	+۲e	6.021
۲	+۲e	−e	−۲e	+۳e	3.522
۳	+۳e	−e	−۳e	+۴e	2.499
۴	+۴e	−e	−۴e	+۵e	1.938
۵	+۵e	−e	−۵e	+۶e	1.589
۶	+۶e	−e	−۶e	+۷e	1.339

سئوال : تغییرات توان منبع در دقت کار تأثیر ندارد است ؟

خیر ؛ چون تضعیف ها با هم مقایسه می‌شود بنابراین دریفت منبع در مراحل تأثیر ندارد ؛

سئوال : phase shifter ها عامل خطا هستند ؟

تغییرات تضعیف PS به ازای تغییرات فاز آن ، در کار ما خطا ایجاد نمی‌کند چون می‌توان A_2 یا A_1 را به گونه‌ای تغییر داد تا آن تضعیفی که ما می‌خواهیم با PS ها آن تضعیف را تنظیم کنند . اما این مورد در معادلات ما بالایی به حساب DUT نوشته می‌شود . (یعنی فقط مراحلی که DUT نیز تغییر می‌کند، تأثیر گذار است .) خطای ممکن از PS ها ناشی شود، میزان فاز PS (تضعیف غیرخطی) به ازای تغییرات توان تغییر کند . اما خطای مهم تر دریفت فرکانس منبع می‌باشد ؛

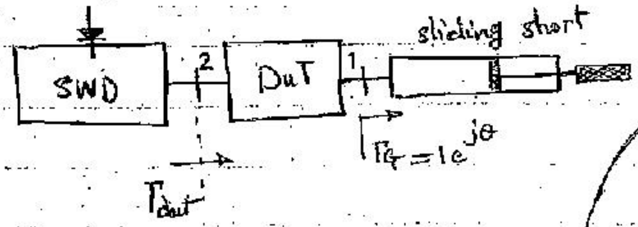


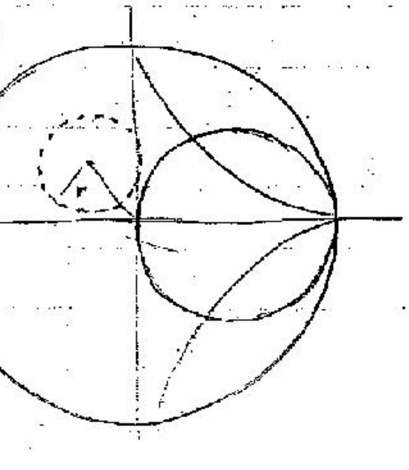
منبع دیگر خطا : سوئیچ ها هستند :

در حالت سوئیچ کردن توان برمی‌گردد که تضعیف کننده 17dB میزان SWR را -34dB تضعیف می‌کند که باز هم توان برمی‌گردد و مقداری از توان بازگشتی به ش ح اول می‌رود و خطا ایجاد می‌شود .

اما Insertion loss سوئیچ ها در حدود مرحله اول مهم نیست که میزان تکرارپذیری سوئیچ کردن آنها برای دقت های بالا مهم خواهد بود .

اندازه‌گیری تضعیف مبتنی بر ضریب انعکاس (امپدانس)





$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1-S_{11}\Gamma_G}$$

با تغییرات Γ_G ، Γ_{out} در روی دایره‌ای با شعاع و مرکز زیر حرکت می‌کند :

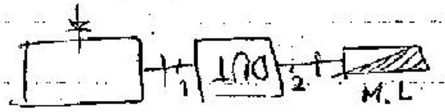
شعاع دایره : $\frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|}$

مرکز دایره :

در Network kit ها از شما خواسته می‌شود چند بار این splitershort را تغییر دهید (حداقل ۳ بار) تا دایره را بتواند بکشد و از روی محیط آن دایره تضعیف را نشان دهد؛

$$\alpha_d = 10\log\frac{1-|S_{11}|^2}{|\rho_{e11}|^2} = 10\log\frac{P_I-P_R}{P_t}.$$

در مرحله بعد DUT را معکوس می‌بندیم:



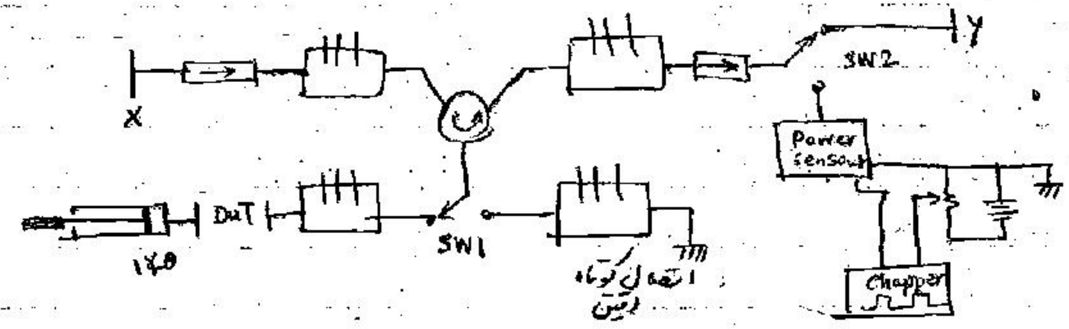
$$\overrightarrow{\Gamma_{in}} = S_{11} \rightarrow \alpha_r = 10\log\frac{1}{1-|S_{11}|^2}$$

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_d$$

هرچه میزان تضعیف کمتر شود دایره بزرگتر می‌شود (به دایره خارجی اسمیت نزدیک می‌شود) و اگر تضعیف بزرگتر شود کوچکتر می‌شود و به نقطه $\Gamma=0$ نزدیک‌تر می‌شود؛

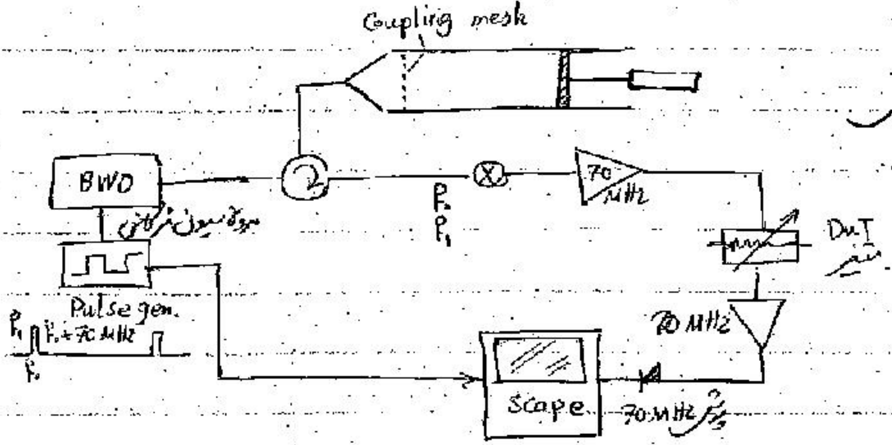
بنابراین هرچه میزان تضعیف بیشتر شود دقت اندازه‌گیری کمتر می‌شود چون نمی‌توان دایره بهتری رسم نمود.

اگر در روش Mod. Sub. Carrier به جای دو نقطه X و Y مدار زیر را می‌گذاریم؛

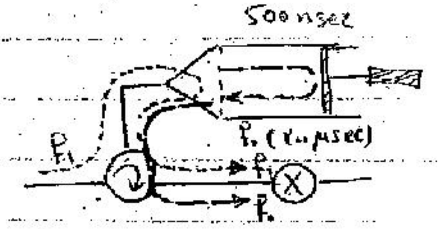


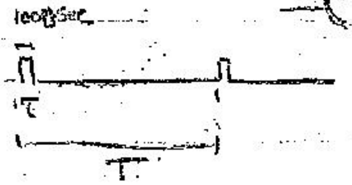
shuttle pulse

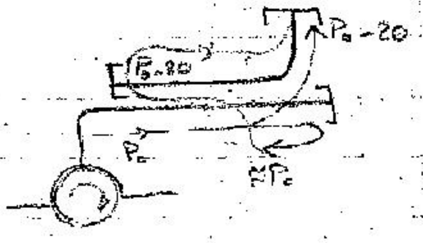
روش دقیق برای اندازه‌گیری
تضعیف‌های بسیار کم »


Coupling mesh
BWO
مدولاسیون فرکانس
Pulse gen.
P₁
P₀+70 MHz
P₀
P₀
P₁
70 MHz
DUT
متغیر
70 MHz
Scope
70 MHz

Pulse :
PRF :

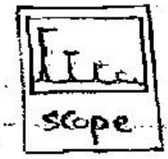

500 nsec
P₁
P₀ (۲۰ μsec)
P₁
P₀




P₀ -20
P₀ -20
P₀
P₀

$\tau \approx 100\,\text{sec} \sim 100\,\mu\text{sec}$

$T \approx 1\,\text{msec} \sim 10\,\text{msec}$



فاصله زمانی بین هر دو پالس دو برابر تأخیر زاویه الکتریکی waveguide می‌باشد؛

موضوع مهم است ؛

اختلاف سطح دو پالس کناری : $2\alpha l + \alpha_{slot} + \alpha_{mesh}$

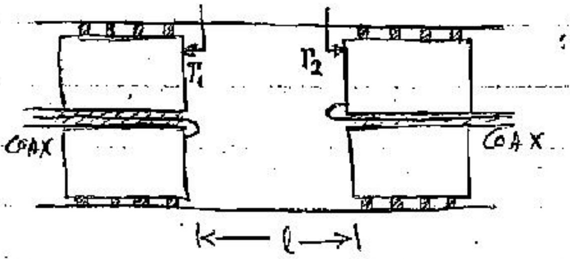
تضعیف در طول موجبر — طول موجبر

با تغییر l می‌توان $\alpha_{slot}+\alpha_{mesh}$ را بدست آورد.

$A_1 - A_2 = 2\alpha(l_1 - l_2)$

$\rightarrow \alpha = \dots \rightarrow \quad \alpha_{mesh} + \alpha_{slot} = A_1 - 2\alpha l_1$

اندازه گیری تضعیف با استفاده از Q



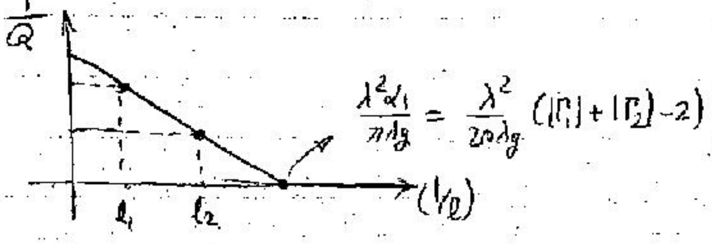
Γ_1
Γ_2
COAX
COAX
l

می‌توان ثابت نمود که Q این رزوناتور بصورت زیر است:

$$Q = \frac{2\pi l \lambda_g}{\lambda^2 (2-|\Gamma_1|-|\Gamma_2|+2\alpha_1 l)}$$

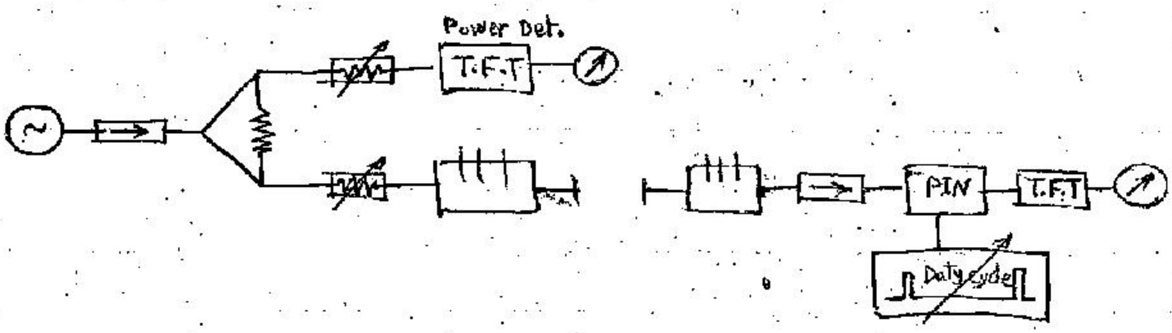
$$\frac{1}{Q} = \frac{\lambda^2}{2\pi\lambda_g}(2-|\Gamma_1|-|\Gamma_2|)\cdot\frac{1}{l} + \frac{\lambda^2\alpha_1}{\pi\lambda_g}.$$

$$\Rightarrow \frac{1}{Q} = f\left(\frac{1}{l}\right)$$



می‌توان با تغییر l (یعنی l_1 و l_2) دو نقطه را بدست آورد، و سپس آن خط را ادامه می‌دهند و سپس مقدار α_1 را بدست می‌آورند.

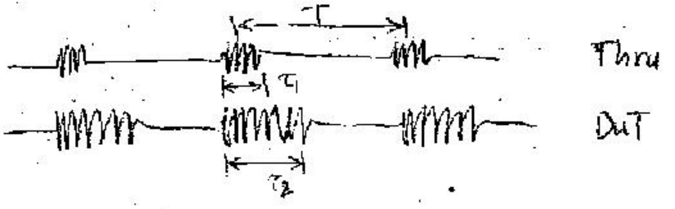
توجه کنید : Γ_1 و Γ_2 را با استفاده Reflection meter بدست می‌آوریم؟



Power Det.
T.F.T
PIN
T.F.T
Duty cycle

T.F.T : این توان‌سنج‌ها average power meter هستند.

ابتدا Thru می‌بندیم و با Duty clycle خاصی توان را ثابت می‌کنیم. حال DuT را قرار دهیم
سپس هیچ چیز را دست نمی‌زنیم و فقط Duty cicle را عوض می‌کنیم تا همان توان ثابت شود؛



T
τ_1
Thru
DuT
τ_2

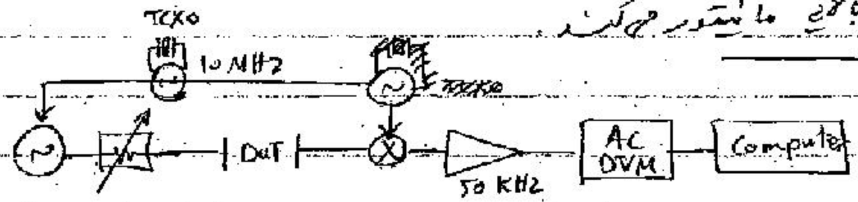
$$P_{ave} = P_{pulse} \times \tau/T$$

$$P_{av_1} = P_{av_2} \longrightarrow \overset{(1)}{P_{pulse}} \times \frac{\tau_1}{T_1} = \overset{(2)}{P_{pulse}} \times \frac{\tau_2}{T_2} \quad (T_1 = T_2)$$

$$\Rightarrow \quad 10 \log \frac{P^{(1)}}{P^{(2)}} = \boxed{10 \log \frac{\tau_2}{\tau_1} = \alpha_1}$$

توان پیک را شاخص با پهنای ما تصویر می‌کند.

« PRM »


TCXO
10 MHz
TCXO
DuT
50 KHz
AC DVM
Computer

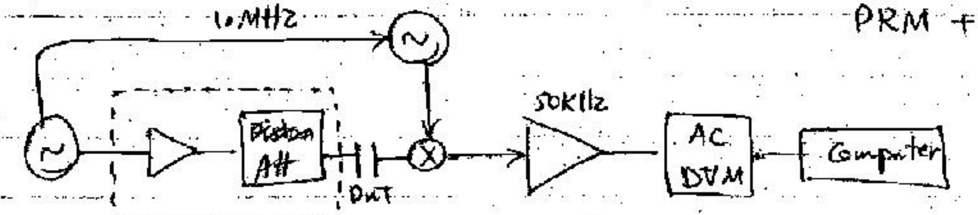
AC Digital Voltmeter : AC DVM

ابتدا Thru وصل DuT می‌بندیم :

$$\alpha = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

محدودیت در این سیستم محدودیت رنج دینامیکی میکسر می باشد. برای افزایش رنج دینامیکی از ابزار زیر استفاده می‌کنند.

PRM + RF جایگزینی


10MHz
50KHz
Piston Att
DuT
AC DVM
Computer

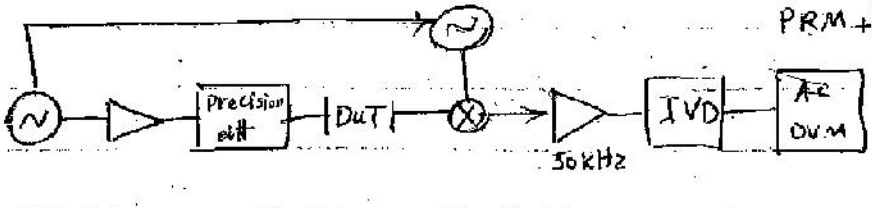
یک تضعیف کننده بسیار دقیق

Thru α_1
DuT α_2

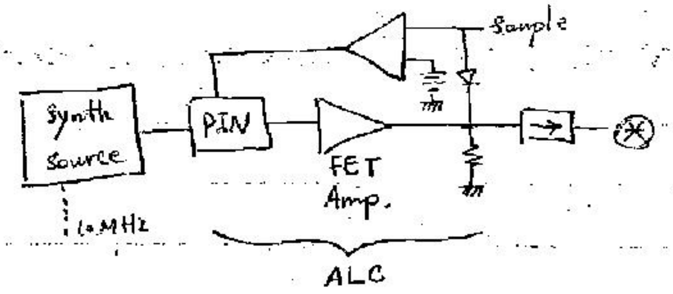
Thru : V_1
DuT : V_2

$$\longrightarrow \alpha_{DuT} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} + (\alpha_1 - \alpha_2)$$

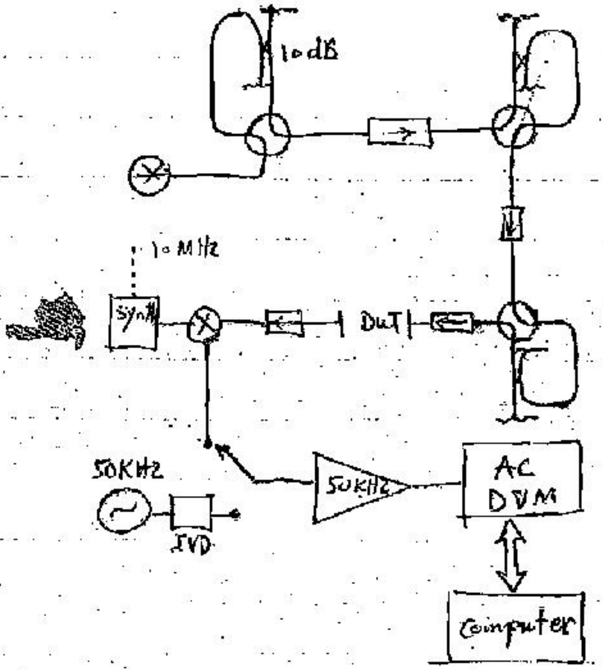
PRM +(AF + RF جایگزینی)


Precision att
DuT
50KHz
IVD
AC DVM

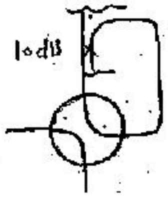
$$\alpha_{DuT} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} + \Delta\alpha_{RF} + \Delta\alpha_{IVD}$$


Sample
Synth Source
PIN
FET Amp.
10MHz
ALC

به سورس جدید، سیگنال leveled شده گویند! (ALC : Automatic Level Control)

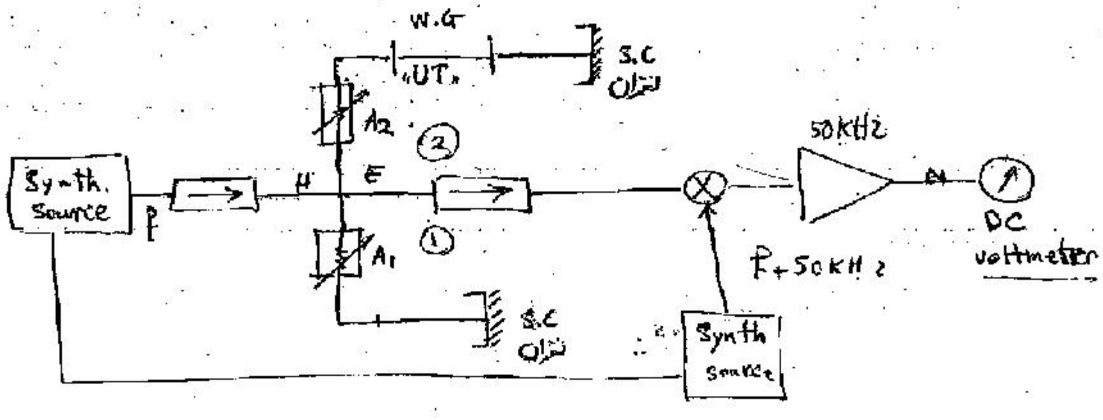

10dB
10MHz
Synth
DUT
50KHz
50KHz
AC DVM
IVD
Computer

اگر سوئیچ در حالت روبرو باشد سوئیچ سیگنال را 10dB اتنت عبور می‌کند و اگر سوئیچ عوض شود سیگنال بدون اتنت عبور می‌کند : پس یک سوئیچ صفر - 10dB می باشد . با ترکیب این ۳ سوئیچ می‌توان رنج دینامیکی دستگاه را تغییر داد!

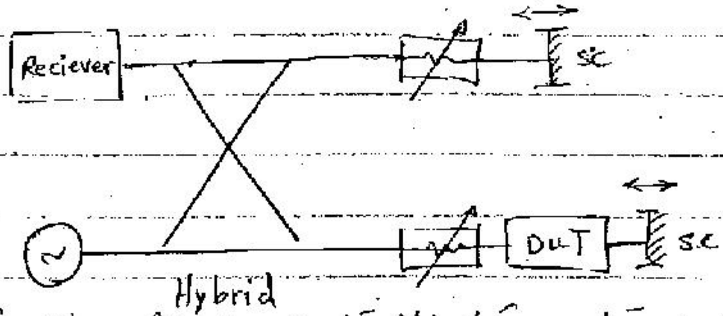


نکاتی برای سوئیچ ح :

در این سوئیچ ح کاربردی بسیار دقیقی هم دارد و تکرارپذیری کاربرد آن بسیار دقیق و با ثبات است و به عنوان استانداردهای تضعیف برای کالیبراسیون در دستگاههای مختلف بکار می‌روند . عامل خطای برای سوئیچ ح هستند شمارنده سوئیچ دارند که از تعداد بار سوئیچ خاص به بعد از دقت آن می‌کاهد .


W.G
UT
S.C
تنظیم
A2
②
Synth. Source
f
H
E
①
A1
S.C
تنظیم
50KHz
f+50KHz
DC voltmeter
Synth source

در حالت کالیبراسیون دیاگرام قبل را به صورت زیر رسم نمود :



خود S.C ها نیز W.G هستند پس با تغییر جای آنها میزان تضعیف عوض می‌شود و ایجاد خطا می‌کنند ! حال باید چه کرد ؟

Att ① : $2A_1 + 2\alpha_1$

Att ② : $2A_2 + 2\alpha_2 + 2\alpha_W l$

حال اگر در S.C به اندازه‌ی $\lambda/4$ تغییر طول دهیم آنگاه :

Att ② : $2A_2' + 2\alpha_2' + 2\alpha_W$

$\rightarrow \underline{\alpha_2 - \alpha_2' = A_2' - A_2}$ → ⇄) $\lambda/2$ در S.C میزان تضعیف

اگر S.C بالایی را تغییر دهیم : ($\Delta l = \lambda/4$)

Att ① : $2A_1' + 2\alpha_1'$

$\Rightarrow \underline{\alpha_1 - \alpha_1' = A_1' - A_1}$ → ⇄) $\lambda/2$ در S.C میزان تضعیف

روش اندازه‌گیری α_w :

Att ① $2A_1 + 2\alpha_1$

Att ② $2A_2 + 2\alpha_1 + 2\alpha_w l$

Att ② $2A_2' + 2\alpha_1 + 2\alpha_w (l \pm \lambda/4)$

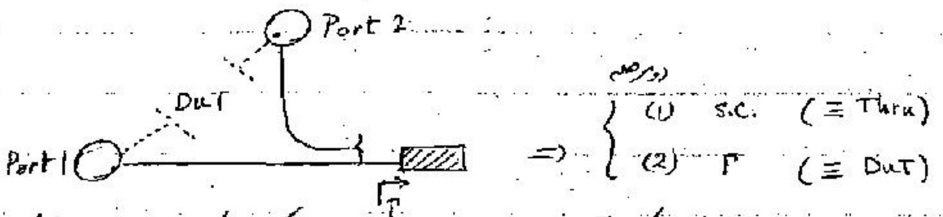
$\Big\} \rightarrow \underline{\alpha_w \rightarrow \checkmark}$

Network Analyzer

دقت ۶ اندازه‌گیری تضعیف نکنید، یعنی می‌توانید $|\Gamma|$ و $|T|$ را بدست آورید.

$|\Gamma| = |S_{ii}|$ (Γ را در Mod. Sub. Carier گفته‌ایم.)

$|T| = |S_{ij}|_{i \neq j}$ (T طور تضعیف است)



یعنی می‌توان به جای دو وصله از کردن DUT تکراری دادیم از یک کوپلر حتی یا سوئیچ Γ را بدست
با استفاده
آوریم.

طراحی Network An. از سال 1950 شروع شد و اولین بار در سال 1967 دستگاه قابل تبدیل از شرکت HP عرضه شد. این (Automatic N.A.) ANA دارای طرح‌های مختلف هستند:

۱- Single Side-band Systems.

۲- Multi-channel Superhetrodyne Systems. (2 ≤ 4) ◄ HP

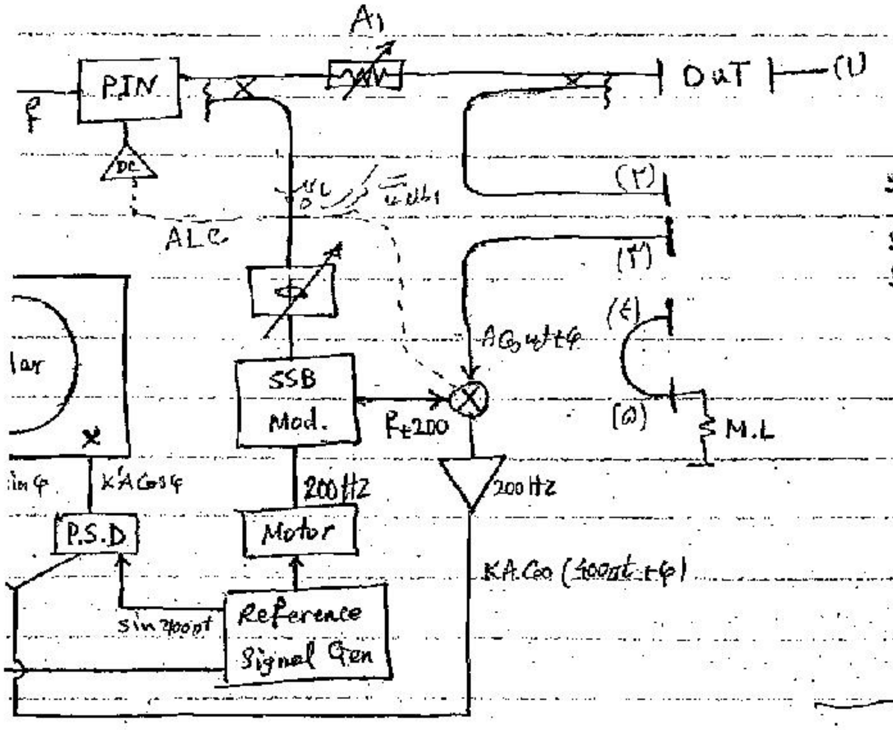
۳- Modulated Sub Carier Systems.

۴- Vector Nulling Systems ◄

۵- Homodyne

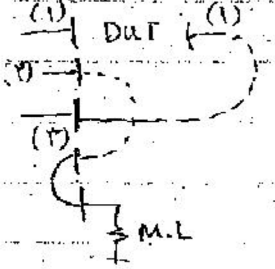
۶- Multiport (six-port) Technology

⋮

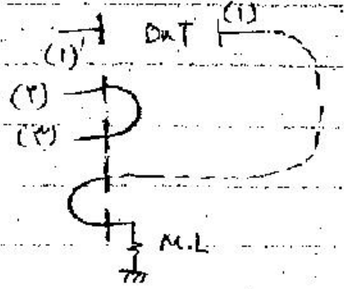

A1
PIN
f
DC
ALC
DuT
(1)
(۲)
(۳)
(۴)
(۵)
M.L
lar
x
in φ
K'A cos φ
P.S.D
SSB
Mod.
f±200
A cos ωt+φ
200 Hz
Motor
200 Hz
KA cos (400πt+φ)
sin 400πt
Reference
Signal Gen

Single
Side Band
System

فرض کنید می‌خواهیم S_{21} (S_{11}) را اندازه بگیریم:

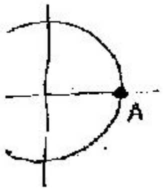


« S_{21} »



« S_{11} »

خروجی polar Display فقط در یک فرکانس، یک نقطه را با فاز و دامنه، اطلاعات
به ما می‌دهند. اگر یک سوییپ فرکانسی داشته باشیم تغییرات S_{21} و S_{11} را می‌توانیم ببینیم.
log-log Display دقت بیشتری دارند.

برای کالیبراسیون بجای DuT، Thru می‌گذاریم، حال S_{21} را می‌خوانیم. با تغییرات
A_1 و phase-shifter نقطه نشان داده شده را روی نقطه روبرو قرار دهیم: