اگر مبنا را N قرار دهیم، ضریب برابر $N/2$ خواهد بود (در این مثال:

$\left(\begin{array}{l} N=10 \\ N/2=5 \end{array}\right.$

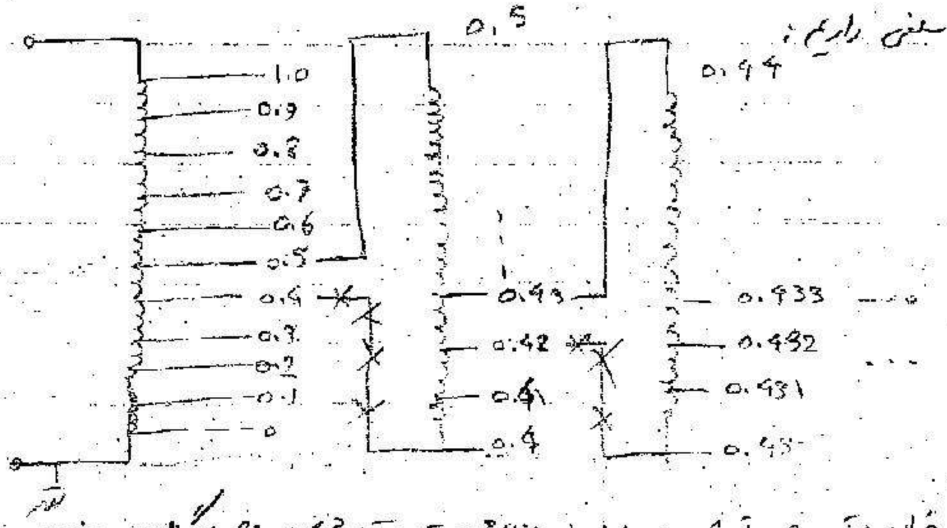
در این مثال:

$R_{in} = 1250\,R$

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

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

در حالت مقسم سطحی داریم:



یکی از منابع تولید خطا در مقسم در دقت، وجود نویز (با افزایش مقاومت‌ها)، اثر بارگذاری سطح‌های طبقات بعد، کوپلاژهای ناخواسته، leakage (در سلف‌ها و هسته‌ی ترانس‌ها)؛

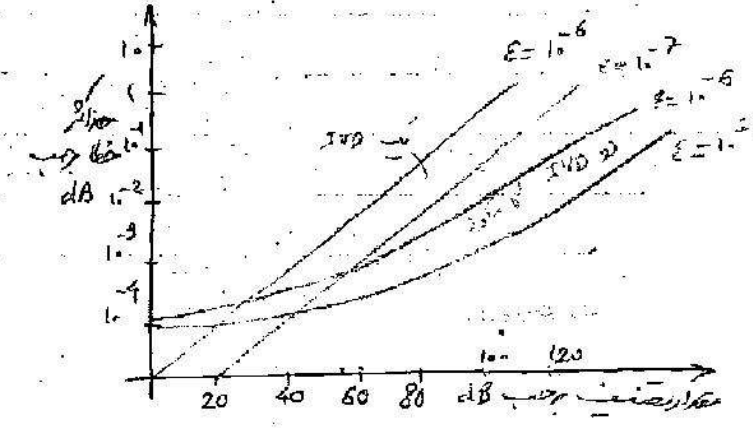
$$\varepsilon = \frac{V_{out} - D V_{in}}{V_{in}}$$

نسبت تضعیف معلوم خواسته شده

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

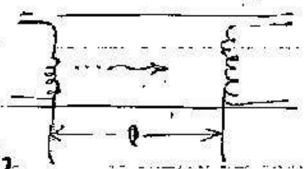
$$\Delta\alpha' = -17.372\,\varepsilon\, 10^{\alpha/40} + 20\log\left|\frac{Z_{in}+Z_{out}}{Z_{in}}\right|$$

اگر دو تضعیف‌کننده روی یک عدد باشند (α).



بهترین عملکرد IVD در حول 1KHz می‌باشد؛

۲- استاندارد تضعیف IF (1 MHz ~ 100 MHz)



Piston Attenuator

موجبر فرکانس کار در حالت below cutoff قرار دارد.

چون تضعیف در زیر فرکانس قطع بصورت نمایی می‌باشد با افزایش یا کاهش کم l (حتی) می‌توان به تضعیف قابل ملاحظه‌ای رسید. (در این پیستون تضعیف اندازه‌گیری شده زیاد 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 : $\frac{1}{\lambda^2} \ll \left(\frac{S_{nm}}{2\pi r}\right)^2$

چون piston Att. نسبت به فرکانس مستقل عمل می‌کند.

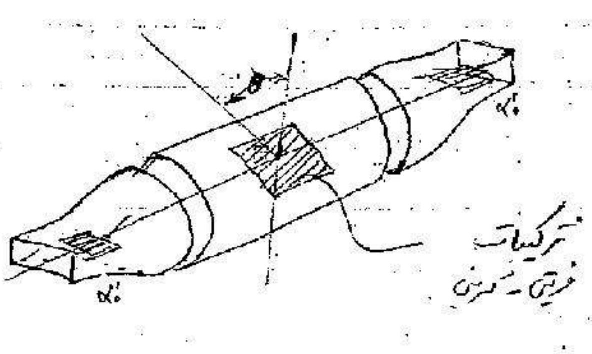
مود	S_{nm}	$\alpha_p \vert_{\Delta l = r}$
H_{11}	1.841	15.99 dB
E_{01}	2.405	20.8 dB
H_{21}	3.054	26.53 dB
E_{11} & H_{01}	3.832	33.28 dB

از رابطه (*) می‌توان نتیجه گرفت که :

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

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

۳- استاندارد تضعیف RF :



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

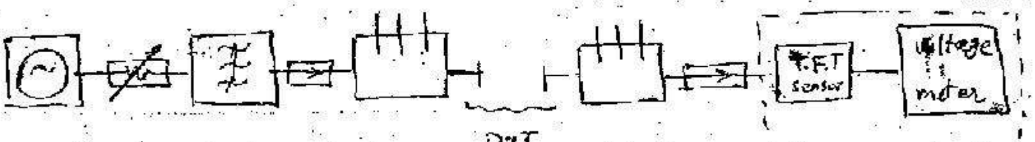
میزان تضعیف با تغییرات $\sin^2\alpha$ متناسب است :

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

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

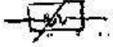
دقیق‌ترین وسیله موجود در دنیا مربوط به شرکت RSRE می‌باشد که تست حتی 1 هزارم درجه هم قابل تنظیم می‌باشد و در آزمایشگاه‌های استاندارد مورد استفاده قرار می‌گیرد ...

اندازه‌گیری توان :


T.F.T
Sensor
Voltage
meter
DUT
Power meter

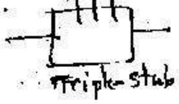
T.F.T = Thin-Film Termoelectric

ابتدا نقش هر قسمت را بررسی نمائیم :

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

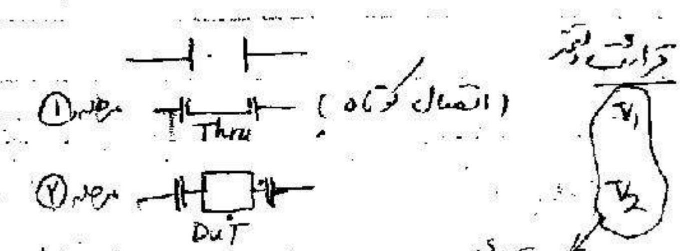
Filter : حذف هارمونیک‌های منبع (در بیشترین مورد سطح هارمونیک (اول آن) در حد 15 تا 20dB خواهد بود).

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 ولتمتر
V_1
V_2

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

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

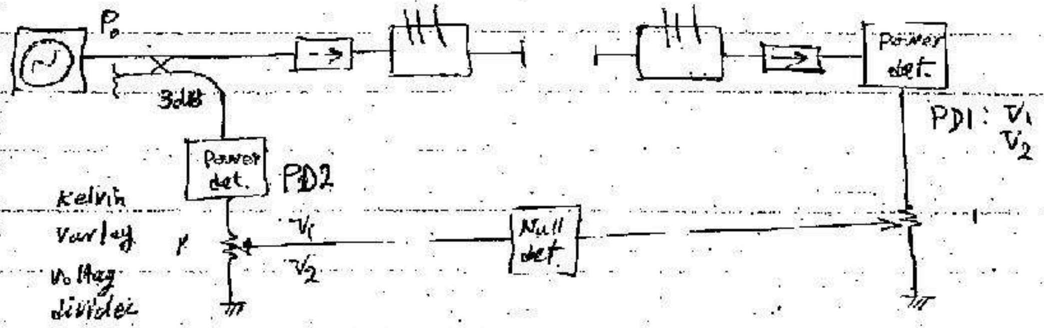
منابع خطا :

۱) دریفت فرکانس و توان در منبع .

۲) غیرخطی عمل کردن سنسور توان

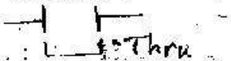
$$\Delta\alpha = \frac{\Delta P}{P} \times -4.343 \quad (dB)$$

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



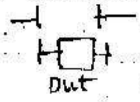
P_0
3dB
Power det.
PD2
Kelvin Varley Voltage divider
۲
V_1
V_2
Null det
Power det.
PD1 : V_1 V_2

مراحل :

① 

⇒ $PD_1 : V_1$

حال با تغییرات ۲ سعی می‌کنیم Null آشکار نمائیم.

② 

⇒ $PD_2 : V_2$

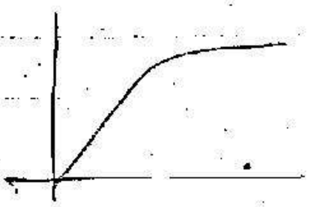
حال با تغییرات ۲ دوباره سعی می‌کنیم Null آشکار شود.

میزان تغییرات در تضعیف Kelvin Varley همان 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 PD_1 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.
ولی چون DUT تضعیف قابل ملاحظه‌ای را ایجاد می‌کند،

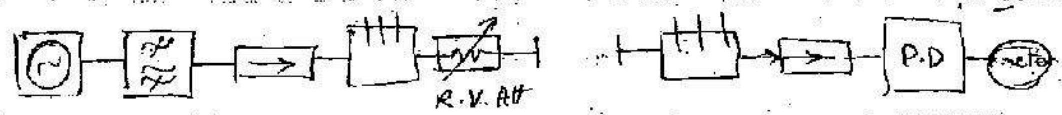


پس گستردگی رنج خطی عمل کردن PD1 بسیار بهتر است.

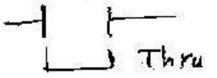
اینکه دو PD1 و PD2 مثل هم باشند اهمیتی ندارد چون PD2 فقط یک توان خاص را در یک بازه بسیار کوچک (که قطعاً خطی فرض می‌شود) اندازه‌گیری می‌کند و نسبت به PD1 ارتباطی ندارد.

روش‌های مقایسه‌ای (جایگزینی)

① مقایسه با استاندارد RF

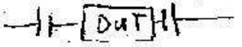


اگر در سیستمی دیدید، فیلتر مستقیماً بعد از سورس قرار گیرد، لینک‌ها از جنس COAX و یا موجبرهای TEM هستند. چون می‌توانند هارمونیک‌ها را از خود عبور دهند (پهنای باند بزرگی دارند).

①


R.V. att : α_1

همچنین محل عقربهٔ 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

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

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

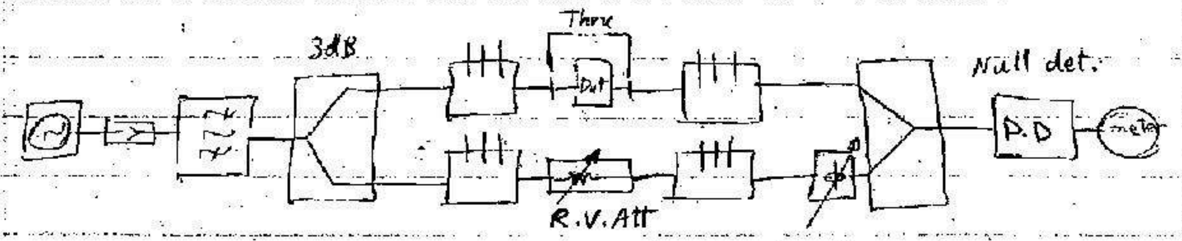
یک نکته: اگر $CF = \eta_e(1-|\Gamma|)$ کم باشد حساسیت اندازه‌گیری ما در توان‌های کم کم می‌شود و ما دقت و حساسیت را از دست داده‌ایم.

▷ با این جایگزینی، جایگزینی سری گذاشتیم. یعنی همچنان تغییرات توان منبع خطا ایجاد خواهند 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 ۴۰dB خوب است و برای تضعیف‌های بیشتر از دو R.V.att استفاده می‌کنند. (دقت R.V.att ها در تضعیف‌های بسیار پایین، خیلی بهتر است).

سیستم دوکاناله



تفاوت بین دو اصطلاح :

power Divider → Inphase (Δφ = ۰)
power spliter → out of phase (Δφ = 180)

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

phaseshifter عمدتاً برای تنظیم ایجاد Null می‌باشد چون طول الکتریکی در هر دو شاخه برابر نمی‌باشد. بنابراین به این box نیاز می‌باشد.

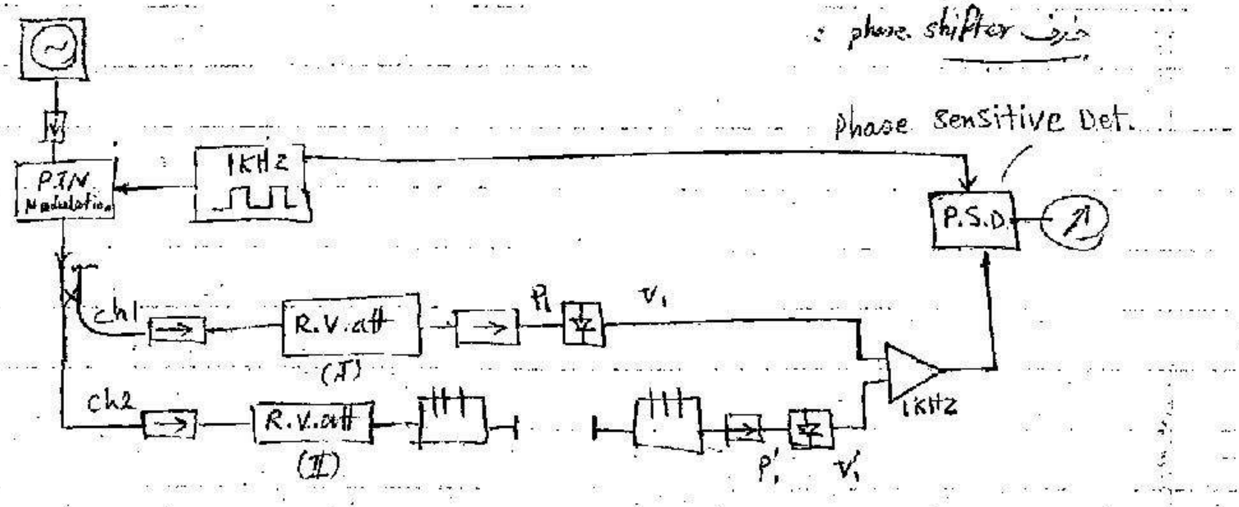
در این آزمایشات چون می‌خواهیم Null را آشکار کنیم، خطی عمل کردن P.D. اهمیتی نخواهد داشت، تغییرات فرکانس منبع هم برایش مهم نباشد.

Triple-stub بدون loss less.

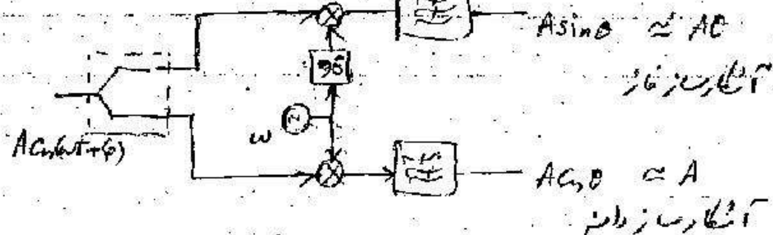
عوامل خطا :

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

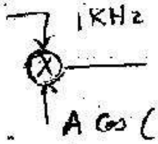
حذف phase shifter :


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

: I/Q Demodulation


A Cos(ωt+φ)
90
ω
A sinθ ≃ Aθ
آشکارساز فاز
A Cos θ ≃ A
آشکارساز دامنه

در مدار ۷، فقط یک ضرب کننده کفایت می‌کند چون می‌خواهیم Null آشکار کنیم :



$A\cos(2\pi\times10^3t+\varphi) \longrightarrow$ جهت صفر شدن دامنه A

- یکی از عوامل خطا ولتاژ عدم تطبیق پاسخ دیودهای آشکارساز باشد ... که در حالت تطابق ببینیم چه اتفاقی می‌افتد :

$$\text{thru}: \begin{cases} ch1: & P_1 \longrightarrow V_1 \\ ch2: & P_1' \longrightarrow V_1' = V_1 \end{cases} \qquad \text{فرض}: \begin{cases} V_1 = K_1 P_1 \\ V_1 = K_1' P_1' \end{cases}$$

$$\text{DuT}: \begin{cases} ch1: & P_2 \longleftrightarrow V_2 \\ ch2: & P_2' \longrightarrow V_2' = V_2 \end{cases} \qquad \text{فرض}: \begin{cases} V_2 = K_1 P_2 \\ V_2' = K_1' P_2' \end{cases}$$

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 : $\alpha_{DuT} = P_1' - P_2'$

که در مدار فوق ما مقدار زیر را اندازه می‌گیریم : $\alpha_0' - \alpha_0 = P_1 - P_2$

در نتیجه :

$$\alpha_{DuT} = \frac{V_1}{K_1'} - \frac{V_2}{K_1'} = \frac{1}{K_1'}(V_1 - V_2)$$

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

بنابراین اختلاف در رید در میزان خوانش تضعیف خطا ایجاد می‌کند. (چرا؟ آیا واقعاً اگر راست می‌گوید، یا سر مان 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 اندازه می‌زنیم.

$$\text{Thru}: \begin{cases} ch1 : & P_1 \longrightarrow V_1 \\ ch2 : & P_1' \longrightarrow V_1 \end{cases}$$

$\alpha_{(II)} = \alpha_0$

$\alpha_0 = \alpha_0' =$ تضعیف اندازه گیری شده

$$\text{DuT}: \begin{cases} ch1 : & P_1 \longrightarrow V_1 \\ ch2 : & P_1' \longrightarrow V_1 \end{cases}$$

$\alpha_{(II)} = \alpha_0'$

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

پس کاربرد R.V.att(I) چیست؟ می‌توان گسترهٔ رنج دینامیکی را افزایش دهیم. چون می‌توان سطح توان رسیده به ریدها را تنظیم کنیم و همچنین دقت اندازه‌گیری را بالا تر ببریم.

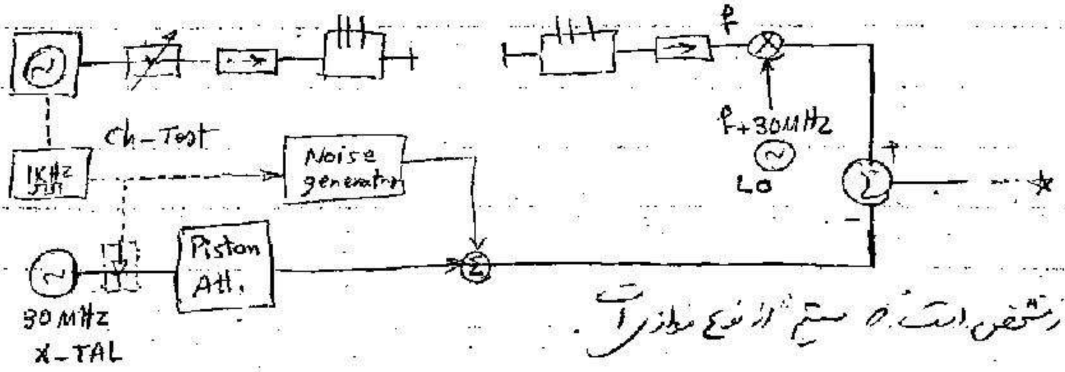
با این روش برای اندازه‌گیری 20dB تضعیف ۰/۰۲ درصد دقت بدست آمده است.

◄ روش افزایش رنج دینامیکی :

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

جایگزینی با استاندارد IF

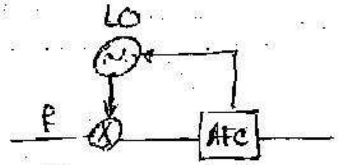
نسبت به استاندارد RF رنج دینامیکی بیشتری دارد :


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

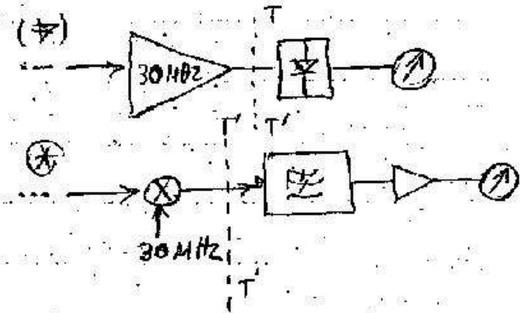
از ساختار مشخص است که سیستم از نوع موازی است.

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

در گذشته، برای اینکار از AFC استفاده می کردند :

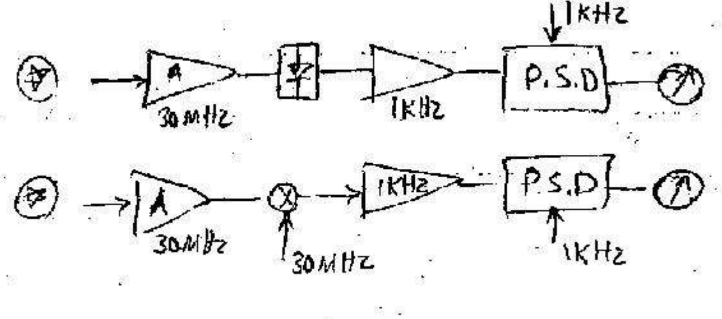


راههای متعددی برای ساخت AFC وجود دارد؛ یک راه آن استفاده از PLL است. راه دیگر استفاده از منحنی S آشکارساز FM، و آشکارسازی فرکانس (FM) و مقایسه dc خروجی این آشکارساز با مقدار dc بسیار دقیق می باشد!


(*)
30MHz
T
T'
T'
*
30MHz
T

راه دیگر مدولاسیون 1KHz روی دو کانال می باشد:

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

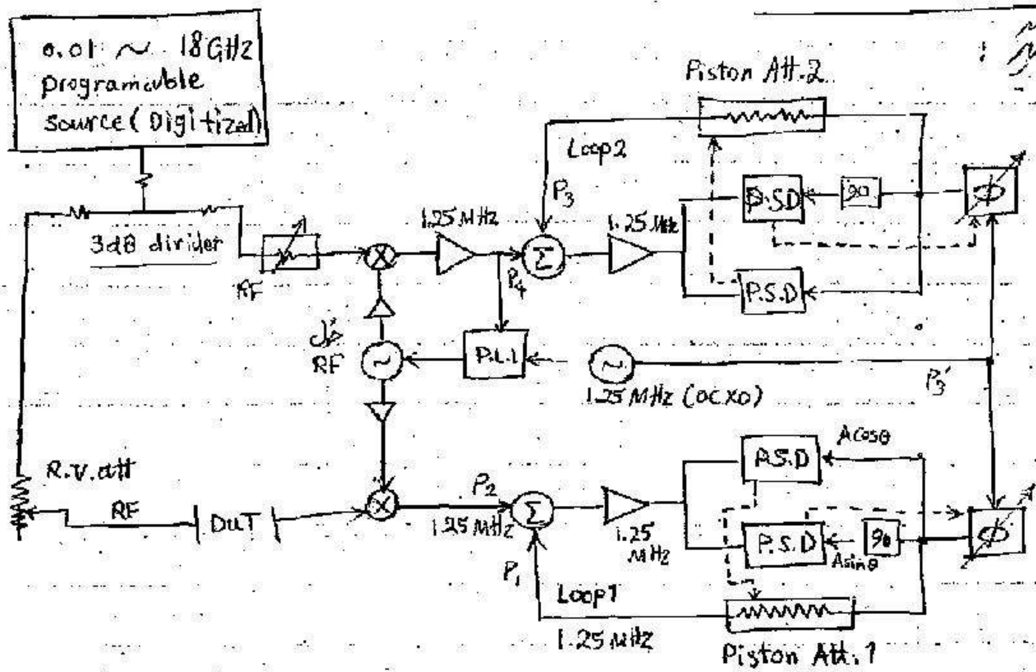

1KHz
A
30MHz
1KHz
P.S.D
A
30MHz
30MHz
1KHz
P.S.D
1KHz

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
R.V.att
RF
DuT
1.25 MHz
1.25 MHz
1.25 MHz
P_1
P_2
P_3
P_4
P_3'
Σ
P.L.L
محلی
RF
1.25 MHz (OCXO)
Loop2
Loop1
Piston Att.2
Piston Att.1
P.S.D
P.S.D
P.S.D
P.S.D
90
90
Φ
Φ
A cosθ
A sinθ
1.25 MHz
1.25 MHz

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 loop1 اینست که برای این منظور بوده θ<<1 و A نیز صفر گردد. یعنی ورودی به ▷ (1.25MHz) 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 شود 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 می بندیم تغییرات توان سورس اصلی و (~) را هیچ جزئی در loop1 مانیتور نمی کند . loop2 می تواند این تغییرات را مانیتور کند . چون :

فرض کنید خروجی OCXO کاملاً ثابت باشد بنابراین P_3 ثابت است . P_4 نیز مسلماً ثابت است !
ابتدا loop2 را صفر می کنیم . 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 می دهیم تا صفر شود ! در اینحالت :

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

▲ مثال : فرض کنید داده های 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 نگاه کنید

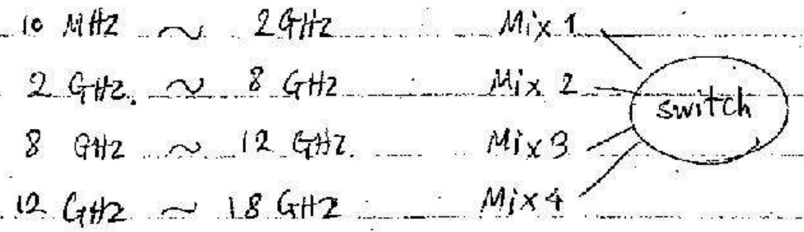
محدودیت ها :

۱- سورس : سورس های اندروین (0.01 ~ 18 GHz) را توسط YIG ها تولید می کنند . YIG ها پهنای باندی به اندازهٔ 0.5 ~ 4GHz دارند که با استفاده از ضرب در خروجی YIG به فرکانس های بالای 10GHz هم می رسند . همچنین YIG ها دارای ثبات زمانی خوبی هستند .
معمولاً برای تولید فرکانس های پایین از مؤلفهٔ اختلاف فرکانس در YIG و برای فرکانس های بالا از مؤلفهٔ مجموع فرکانس در YIG استفاده می کنند .
مشکل YIG ها عدم ثبات دامنه در طی فرکانس های مختلف می باشد .

۲- میکسر :
دامنه پیک سی بایستی ایده آل میکسر خطی عمل کند :

$$\text{ورودی}: A\cos(\omega_{RF}t+\theta_0)$$
$$\updownarrow$$
$$\text{خروجی}: KA\cos(\omega_{IF}t+\theta_0)$$

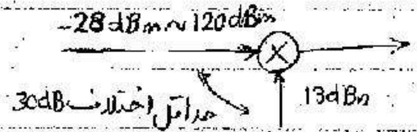
یعنی ایجاد میکسرهای wide band کار مشکلی است. و میکسرها در باندهای فرکانسی مختلف سوئیچ می‌شوند:


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

نکته:

غیرخطی بودن Mixer را با ایجاد اختلاف Level بین توان RF و LO (در حدود 30dB) جبران می‌کنند

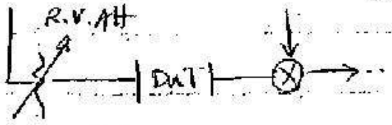
میکسرها که دارای چیپ بالای 13dBm هستند (LO) در این وسایل استفاده می‌شوند. چون هرچه توان ورودی چیپ بیشتر شود اثر محدوده‌سیس آن کمتر می‌گردد.


-28dBm ~ 120dBm
حداقل اختلاف 30dB
13dBm

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

نکته: گاهی اوقات ریپل تضعیف DUT به‌قدری کم است که Piston Att نمی‌تواند آن را آشکار کند.

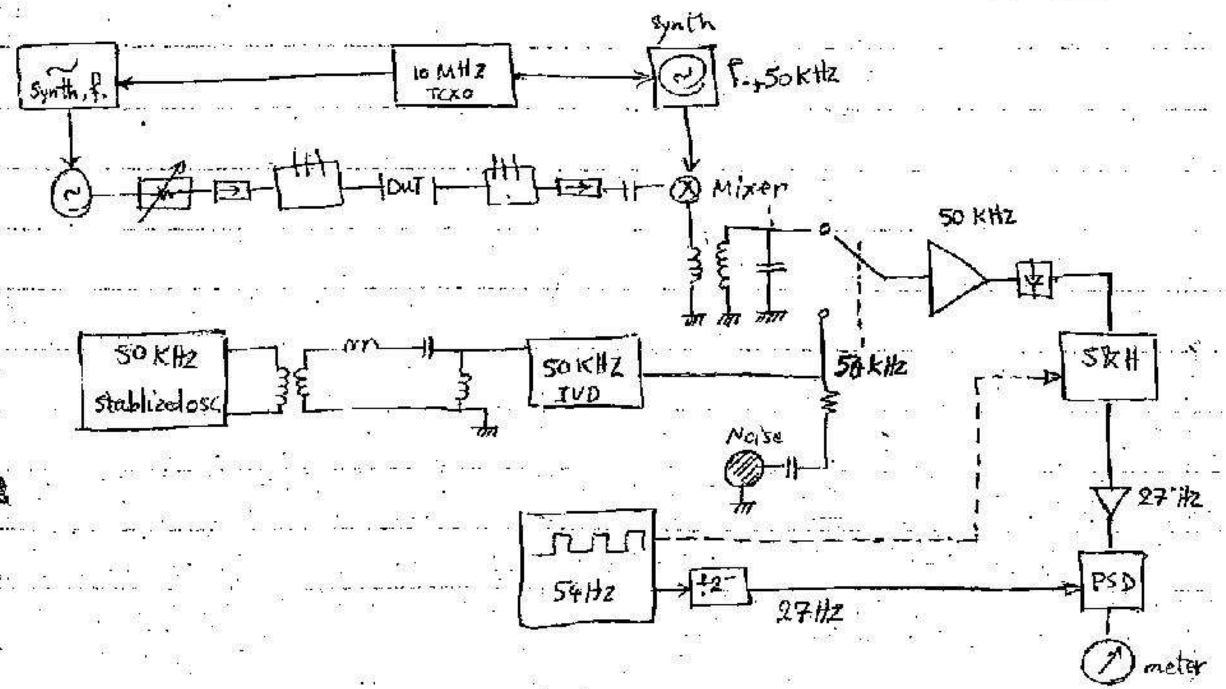
بنابراین باید از جایگزینی RF نیز استفاده کنیم بدین معنی که:



ابتدا R.V.Att را بزرگ کرده

راه دوم است که: قبل از اینکه Thru بگذاریم دو p ها را صفر کرد. سپس توان ورودی از سورس را 40dB (تقریباً) افزایش می‌دهیم. سپس جواب loop 1 و 2 را صفر کنیم. سپس اختلاف تضعیف‌های دو Piston Att 1,2 را تضعیف DUT در نظر می‌گیریم.

استاندارد تضعیف AF


Synth, f.
10 MHz TCXO
Synth
f₀+50 KHz
DUT
Mixer
50 KHz
50 KHz Stablized osc
50 KHz IVD
50 KHz
Noise
S&H
27 Hz
54 Hz
÷2
27 Hz
PSD
meter

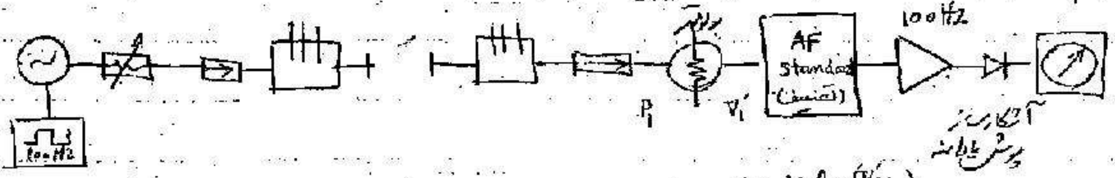
سئوال : اگر دو 50^{KHz} باهم lock نباشند اشکالی پیش می‌آید؟

زیاد اشکالی پیش نمی‌آید، چون فقط می‌خواهیم مقایسه‌ای بین دامنه انجام دهیم. (فرکانس‌ها در حدود هم باشند کفایت می‌کند) یک نکته اینست که هر دو فرکانس، دامنه در ناحیه خطی ▷| باشند.

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

تنها عیب دستگاه Mixer خواهد بود! بعضی این روش سخت خواهد بود و تفکیک توان سوئیچ خطا را کم کنند

روش دوم:


بولومتر
AF Standard (تضعیف)
100 Hz
آشکارساز پوشش دامنه
P₁
V₁'
100 Hz

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

(۱) 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:

$$\alpha_{DUT} = 20\log(V_1/V_2)$$

حال اگر هردو متفاوت باشند :

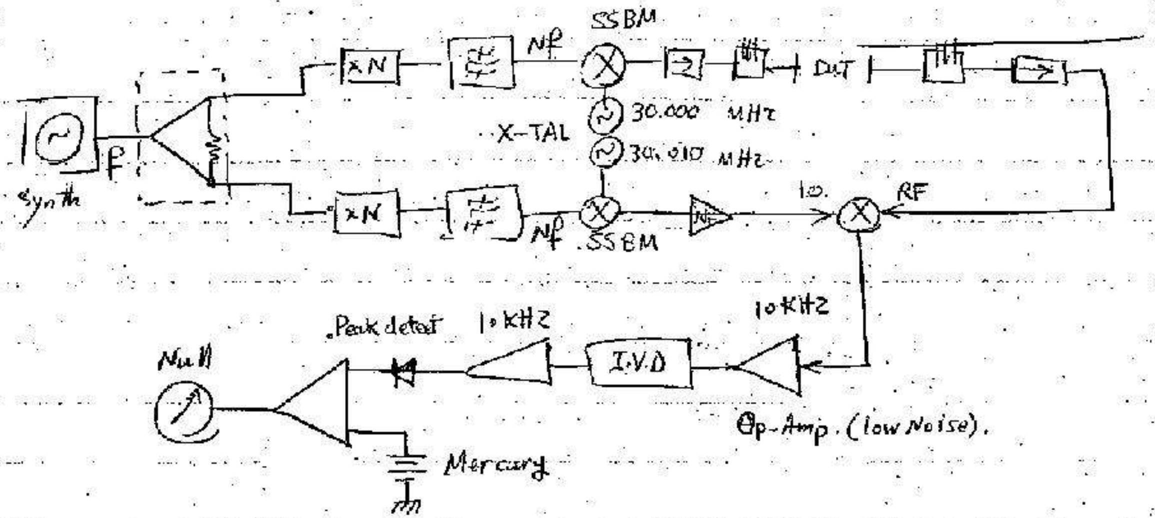
$$\alpha_{DUT} = 20 \log \frac{V_1}{V_2} + \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2} \quad (dB)$$

چون IVD 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 . چونکه این آشکارساز حساسیت نهایی .

این روش در رنج دینامیکی 20^{dB} تا 25^{dB} دقت ش را از خودش نشان داده است .

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


SSBM
xN
Nf
DUT
synth
f
X-TAL
30.000 MHz
30.010 MHz
xN
Nf
SSBM
l.o.
RF
10 KHz
10 KHz
Peak detect
I.V.D
Null
Mercury
Op-Amp. (low Noise).

(Single side-band Mixer) : SSBM

میکسرهایی هستند که فقط (تقریباً) یک طرف (مجموع یا تفریق) فرکانس‌ها را تولید می‌کنند (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 . غیرخطی بودن و تشار برنج det. RF به IVD قرار می‌گیرد .

سؤال : تغییرات توان سورس در دقت اندازه‌گیری اثر دارد ؟

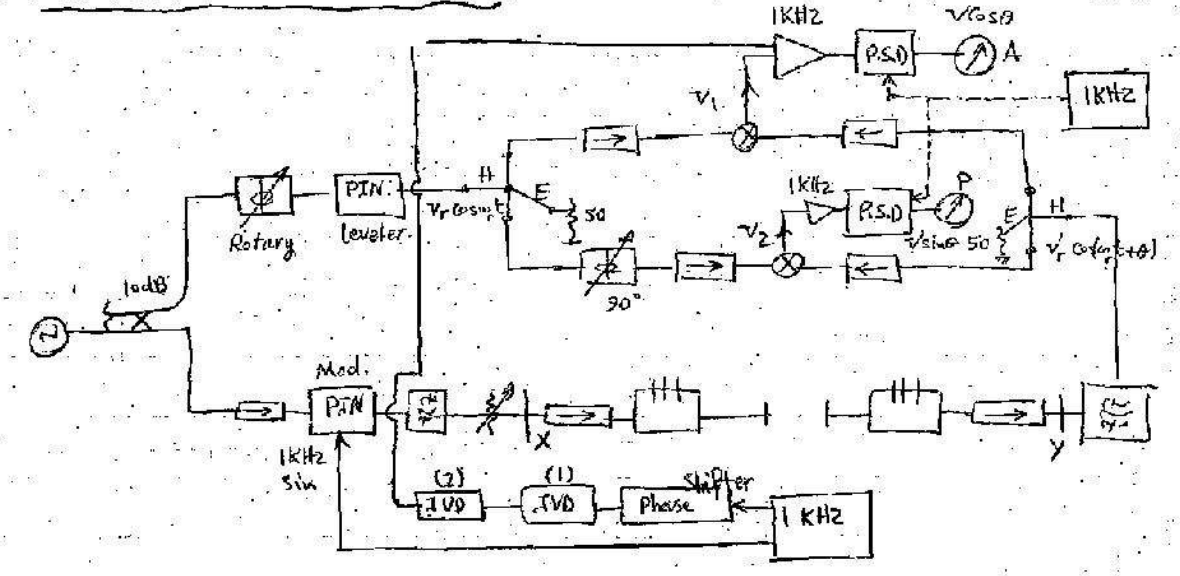
در شاخه پائینی، تغییرات توان خیلی مهم نیست زیرا هر دو قدر هم تغییر کنند، به عنوان LO در میکسر بعدی استفاده می‌شود و در دامنه خروجی آن میکسر اثری ندارد.

ولی در شاخه بالایی بسیار اهمیت دارد چون مستقیماً به DUT می‌رسد. (دامنه خروجی میکسر به دامنه RF مربوط است).

در اینجاست در میکسر بالایی سیگنال RF را LO در نظر می‌گیرند، در نتیجه تغییرات سیگنال X-TAL روی خروجی میکسر اثرگذار است. و تغییرات توان روی اثرگذار 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 در اشباع 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 در اشباع است خروجی XN بسیار ثابت می‌ماند!

Modulated Sub Carier Method


1KHz
VCosθ
P.S.D
A
1KHz
V_1
H
E
50
PIN
Rotary
leveler
$V_r\cos\omega_r t$
1KHz
P.S.D
P
V_2
Vsinθ
50
E
H
$V'_r\cos(\omega_r t+\theta)$
90°
10dB
Mod.
PIN
X
Y
1KHz
Sin
(2)
IVD
(1)
IVD
Phase
Shifter
1 KHz

$v_1 = V\cos\theta \cdot \cos(2\pi\times1^3 t)$
$V_2 = V\sin\theta \cdot \cos(2\pi\times1^3 t)$ مثلاً:

مراحل:

(1) Thru:

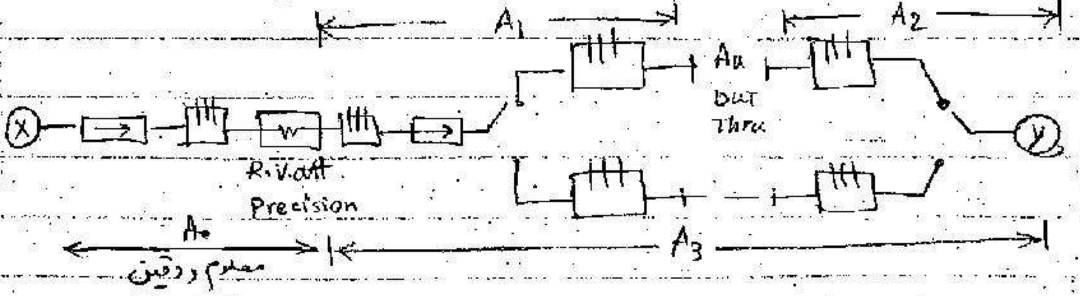
ابتدا Thru می‌بندیم. سپس Rotary phase را تنظیم می‌کنیم تا نشان‌گر فاز صفر شود. (به شرط اینکه Ⓐ صفر نشود. (یعنی Ⓟ صفر شد). حال IVD را آنقدر تنظیم می‌کنیم تا Ⓐ نیز صفر شود.

حال میزان تضعیف IVD را ثبت می‌کنیم؛

(۲) DUT :

حال DUT را می‌بندیم. حال دوباره خانه (۵) را صفر می‌کنیم سپس با EVD ⑦ را صفر می‌کنیم؛ سپس
اختلاف تضعیف EVD همان تضعیف DUT خواهد بود؛
دقت این روش 0.003 (dB) خواهد بود! (در رنج)
مشکل است که با بالا رفتن تضعیف دقت کاهش می‌یابد!

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 پایین : $A_0 + A_3 + A_\phi$

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

A_ϕ اختلاف تضعیف به خاطر

$$\Rightarrow \text{Thru} : \quad A_{m_1} = (A'_0 + A_1 + A_w + A_2) - (A'_0 + A_3 + A_\phi) = A + \cancel{A_0} + A_1$$

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

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

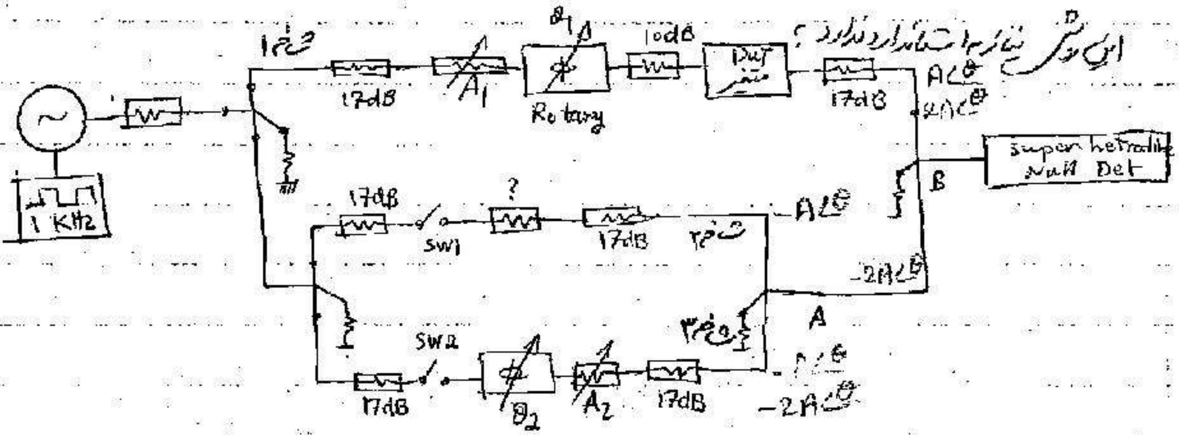
چون مسیر Thru توسط waveguide تشکیل می‌شود $A_w \cong$ [illegible] خواهد بود.

مسیر پایین به چه دردی می‌خورد؟
گر تضعیف DUT خیلی زیاد باشد در مدار تیل اختلاف سطح توان را در دو حالت مختلف ثابت می‌گیرد، دقت اندازه‌گیری متفاوت خواهد بود.

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

روش Laverick برای درجه‌بندی تضعیف کننده‌ی دقیق:

این روش نیاز به استاندارد ندارد؟


شاخه ۱
17dB
A_1
θ_1
Rotary
10dB
DUT
متغیر
17dB
$A\angle\theta$
$2A\angle\theta$
Super hetradine Null Det
B
1 KHz
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 یکی 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. بنابراین تضعیف DUT به اندازه 6dB (×4) کاهش یابد.

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

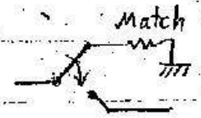
سؤال: تغییرات توان منبع در دقت کار تأثیرگذار است؟

خیر، چون تضعیف‌ها با هم مقایسه می‌شود بنابراین دقت منبع در مراحل تأثیرگذار نیست؛

سؤال: phase shifter ها عامل خطا هستند؟

تغییرات تضعیف PS به ازای تغییرات فاز آن، در کار ما خطا ایجاد می‌کنند چون ما توان A_2 را A_1 را که برای تغییر داد تا آن تضعیفی که ما می‌خواهیم با PS ها آن تضعیف را تنظیم می‌کنند. اما این مورد در معادله بالایی به حساب DUT نوشته می‌شود. (البته فقط مراحلی که DUT نیز تغییر می‌کند، تأثیرگذار است.) خطای ممکن از PS ها ناشی شود، میزان فاز PS (تضعیف غیرخطی) به ازای تغییرات توان تغییر کند.

اما خطای مهم‌تر دقت فرکانس منبع می‌باشد:

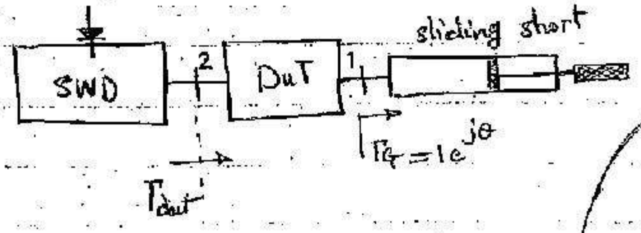


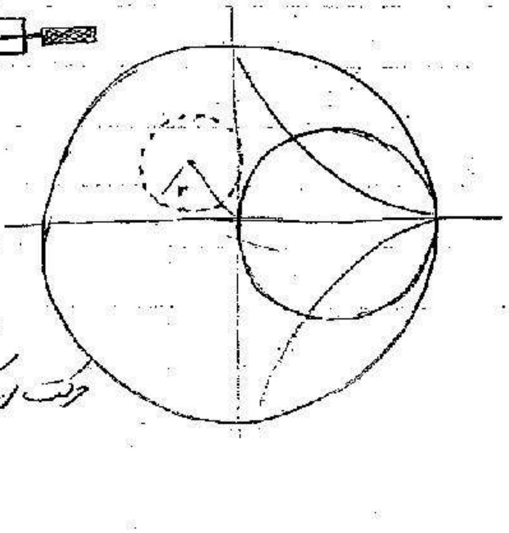
منبع دیگر خطا: سوئیچ‌ها هستند:

در حالت سوئیچ کردن توان برمی‌گردد و تضعیف‌کننده 17dB میزان SWR، -34dB را تأمین می‌کند که بالاخره توان برمی‌گردد و مقداری از توان بازگشتی به ش ح اول می‌رود و خطا ایجاد می‌شود.

اما Insertion loss سوئیچ‌ها در حدود مرحله اول مهم نیست و میزان تکرارپذیری سوئیچ کردن آنها برای دقت‌های 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:

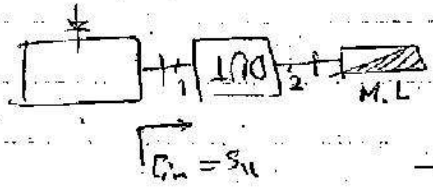
شعاع دایره: $\frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|}$

مرکز دایره:

در Network kit ها از ما خواسته می‌شود و چندبار این splitershort را تغییر دهیم : (حداقل ۳ بار) تا دایره را بتواند بکشد و اندازه شعاع آن دایره تضعیف را نشان دهد :

$$\alpha_d = 10\log\frac{1-|S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} = 10\log\frac{P_I-P_R}{P_t}.$$

در مرحله بعد DUT را معکوس می‌بندیم :


1
100
2
M.L
$\Gamma_{in} = S_{11}$

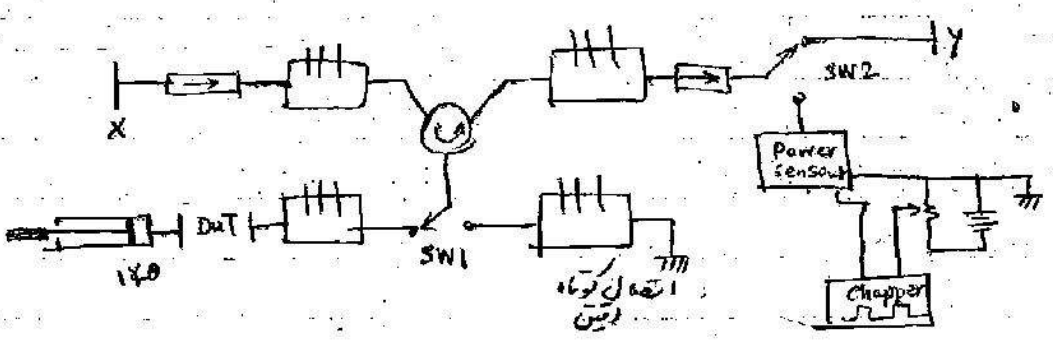
$$\rightarrow \alpha_r = 10\log\frac{1}{1-|S_{11}|^2}$$

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

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 ؛

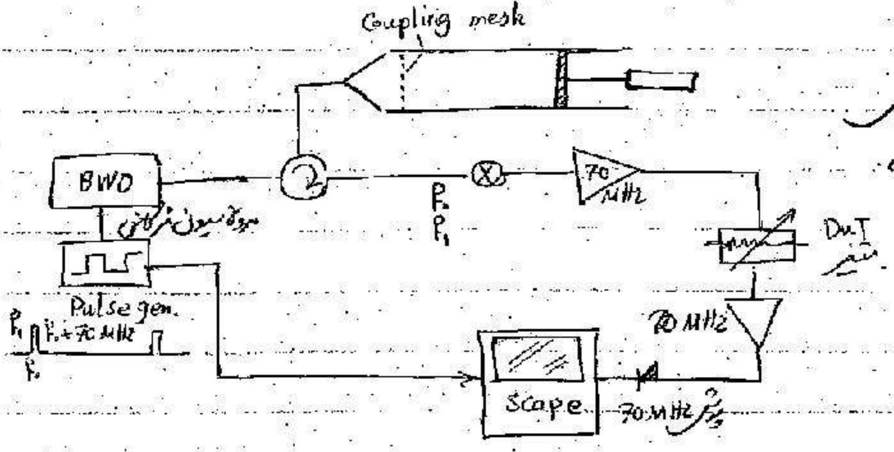
بنابراین هرچه میزان تضعیف بیشتر شود دقت اندازه‌گیری کمتر می‌شود چون نمی‌توان دایره بهتری رسم نمود.

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


X
Y
SW2
SW1
Power Sensour
Chapper
DUT
۱۴۵
اتصال کوتاه
زمین

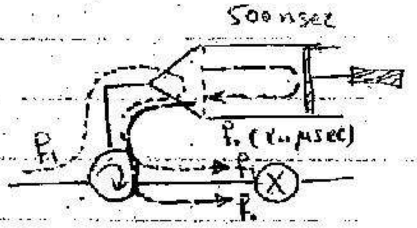
shuttle pulse

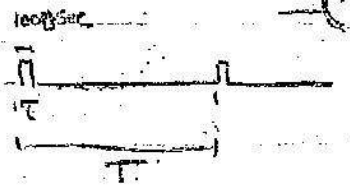
روشی دقیق برای اندازه‌گیری «تضعیف‌های بسیار کم»

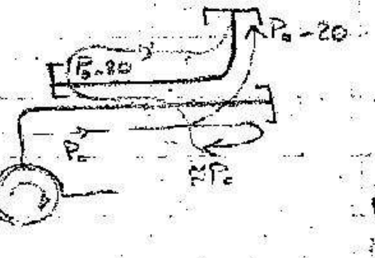

Coupling mesh
BWO
مدولاسیون فرکانسی
Pulse gen.
P_1
$P_0 + 70$ MHz
P_0
P_0
P_1
70 MHz
DuT
متغیر
70 MHz
Scope
70 MHz
آشکار

Pulse :

PRF :

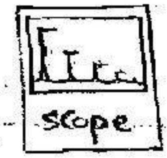

500 nsec
P_1
P_0 (۲۰ μsec)
P_1
P_0




$P_0 - 20$
$P_0 - 80$
P_0
P_0

$\tau \approx 100\,sec \sim 100\,\mu sec$

$T \approx ۱\,msec \sim 10\,msec$



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

همچنین مهم است که :

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

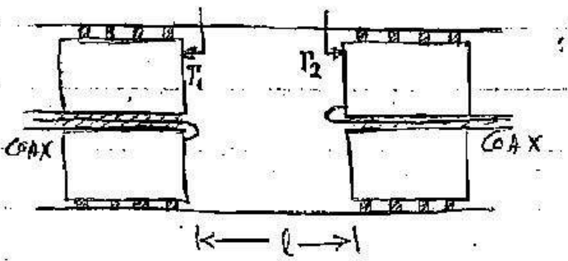
طول موجبر — تضعیف در طول موجبر

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

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

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

اندازه‌گیری تضعیف با استفاده از Q



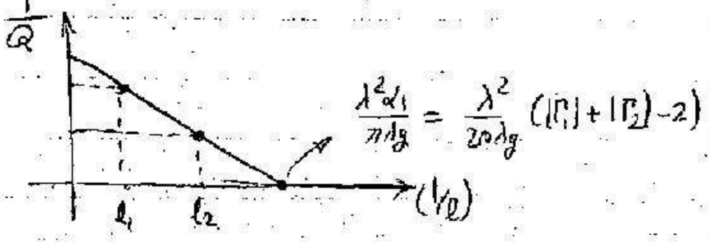
Γ_1
Γ_2
COAX
COAX
ℓ

می‌توان ثابت کرد که Q این رزوناتور به صورت زیر است؛

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

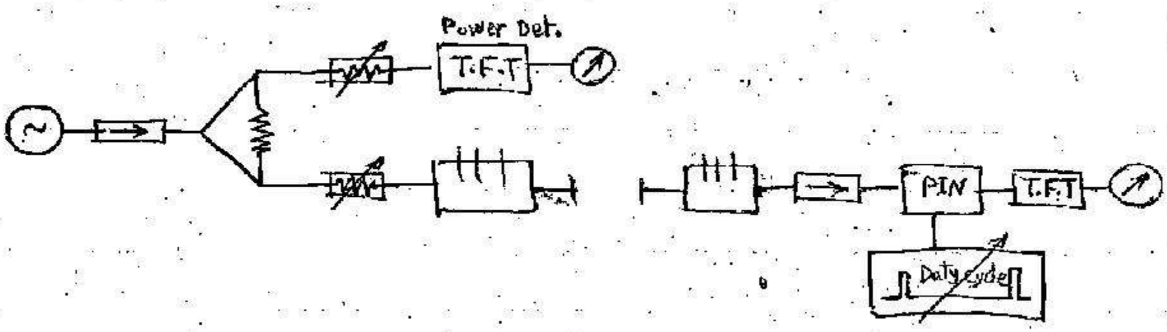
$$\frac{1}{Q} = \frac{\lambda^2}{2\pi\lambda_g}\left(2-|\Gamma_1|-|\Gamma_2|\right)\cdot\frac{1}{\ell} + \frac{\lambda^2 \alpha_1}{\pi\lambda_g}.$$

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



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

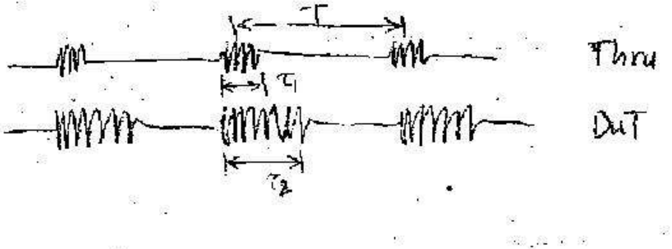
توجه کنید : Γ_1 و Γ_2 را با استفاده Reflection meter بدست می‌آوریم؛



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 قرار می‌دهیم سپس هیچ چیز را دست نمی‌زنیم و فقط Duty cycle را عوض می‌کنیم تا همان توان ثابت شود؛



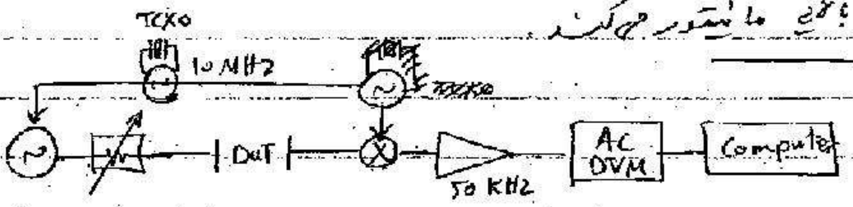
T
τ_1
Thru
DuT
τ_2

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

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

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

توان پالس را به شکل خطی ما منتشر می‌کند.


TCXO
10 MHz
TCXO
DuT
AC DVM
Computer
50 KHz

« PRM »

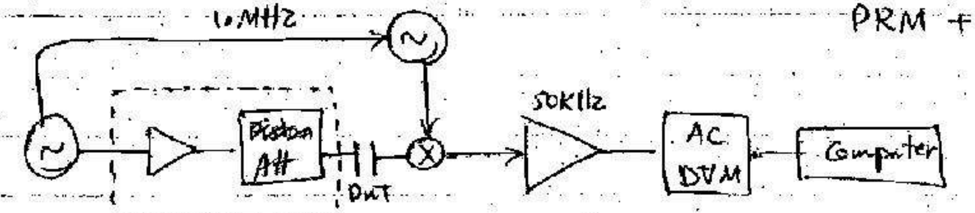
AC Digital Voltmeter : AC DVM

ابتدا Thru و سپس DuT می‌بندیم :

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

محدودیت روش سیستم محدودیت رنج دینامیکی میکسر می باشد. برای افزایش رنج دینامیکی از مدار زیر استفاده می‌کنند.

PRM + RF جایگزینی


10 MHz
Piston Att
DuT
50KHz
AC DVM
Computer

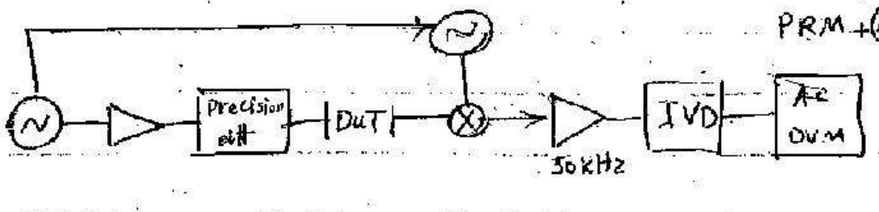
یک تضعیف کننده بسیار دقیق

Thru α_1
DuT α_2

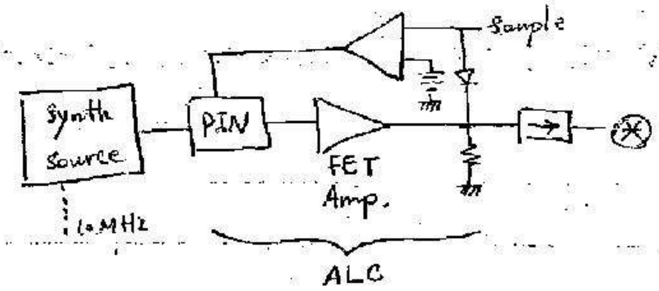
Thru : V_1
DuT : V_2

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

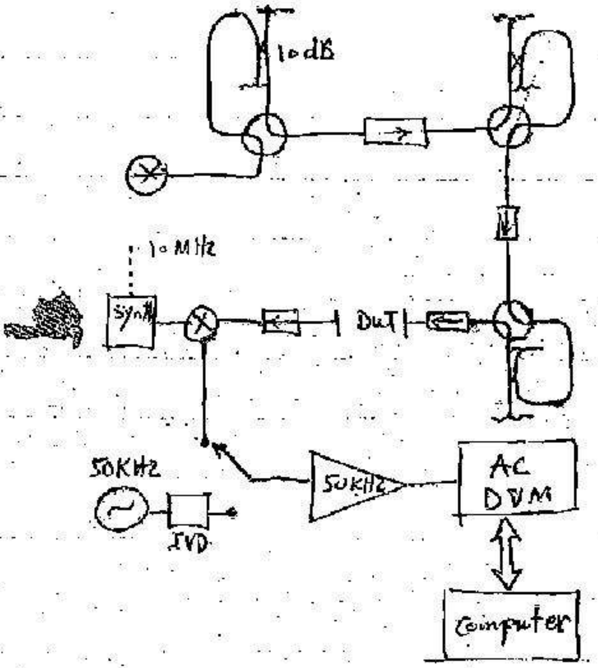
PRM +(AF + RF جایگزینی)


Precision att
DuT
50 KHz
IVD
AC DVM

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

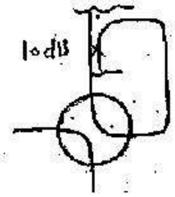

Sample
Synth Source
PIN
FET Amp.
10MHz
ALC

به سورس بدین سیستم leveled شده گویند! (ALC : Automatic Level Control)

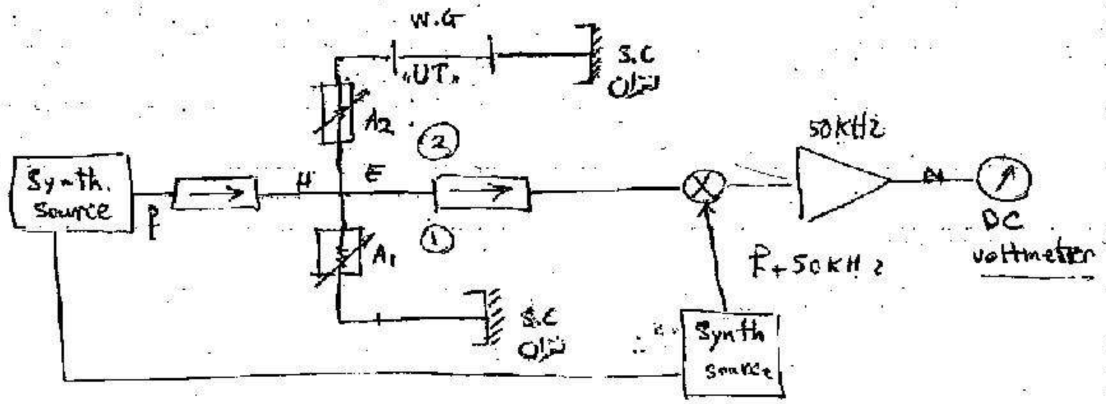

10dB
Synth
10MHz
DuT
50KHz
IVD
50KHz
AC DVM
Computer

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

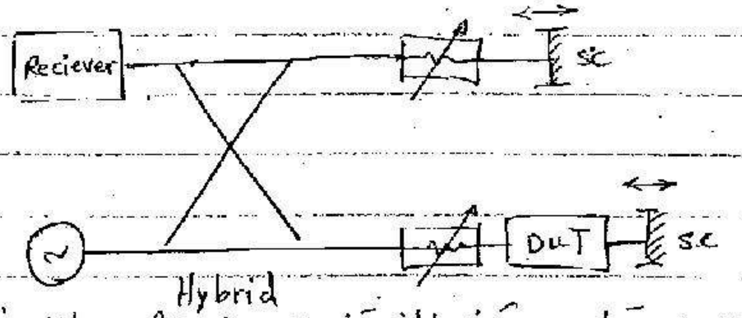
نکاتی برای سوئیچ ۲ :



در این سوئیچ ۲ کاپلر بسیار دقیق وجود دارد و کوپلینگ کاپلر آن بسیار دقیق و با ثبات است و به عنوان استانداردهای تضعیف برای کالیبراسیون در دستگاههای مختلف به کار می‌روند . عامل خطای برای سوئیچ ۲ هستند شمارنده سوئیچ دارند که از تعداد بار سوئیچ خاص به بعد از دقت آن می‌کاهد .


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

درحالت کلی‌تر آن دیاگرام قبل را به صورت زیر رسم نمود :



خود S.C ها نیز W.G هستند ولی 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 اندازه $\lambda/4$ تغییر طول دهیم آنگاه :

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

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

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

Att ① : $2A_1' + 2\alpha_1'$

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

روش اندازه‌گیری α_w :

Att ① $2A_1 + 2\alpha_1$

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

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

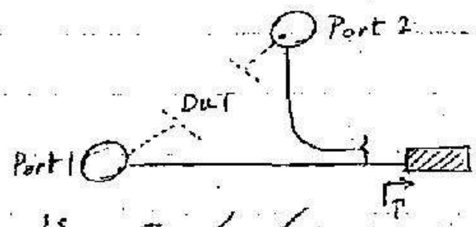
$\} \rightarrow \underline{\alpha_w \rightarrow \checkmark}$

Network Analyzer

دقت‌ها اندازه‌گیری تضعیف نکنید، یعنی می‌توانید $|\Gamma|$ و $|T|$ را بدست آورید:

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

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



$$\Rightarrow \overset{\text{دو رهنه}}{\begin{cases} (1) & \text{S.C.} \quad (\equiv \text{Thru}) \\ (2) & \Gamma \quad (\equiv \text{DuT}) \end{cases}}$$

یعنی می‌توان به جای دو رهنه ای که در آن DuT قرار داده ایم با استفاده از یک کوپلر جهتی یا سوئیچ Γ را بدست می‌آوریم:

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

۱- Single Side-band Systems.

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

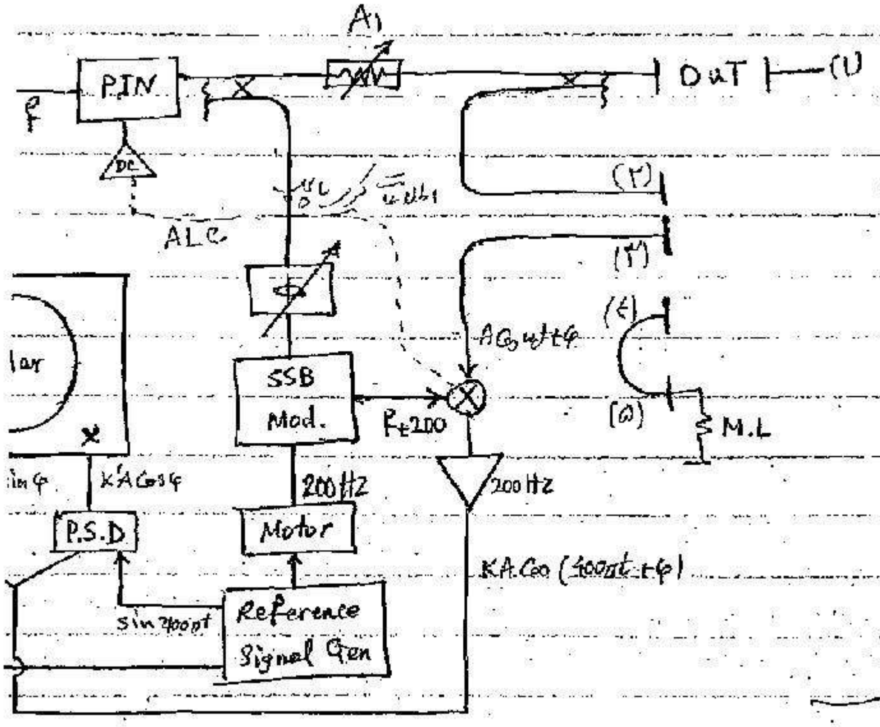
۳- Modulated Sub Carier Systems.

۴- Vector Nulling Systems ◄

۵- Homodyne

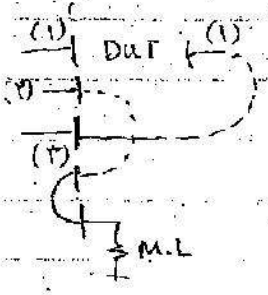
۶- Multiport (six-port) Technology.

⋮

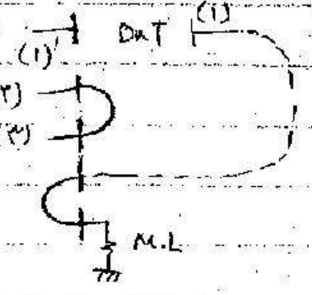

A1
PIN
DC
ALC
اطلاعات کریر
DUT
(1)
(۲)
(۳)
(۴)
(۵)
M.L
$A \cos(\omega t + \varphi)$
SSB
Mod.
f_t 200
200 Hz
200 Hz
Motor
Reference
Signal Gen
$\sin 400\pi t$
P.S.D
$K'A \cos\varphi$
$\sin\varphi$
lar
$KA \cos(400\pi t + \varphi)$

Single
Side Band
System

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

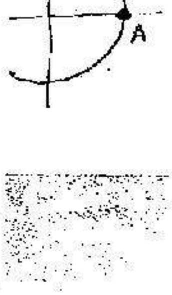


« S_{21} »



« S_{11} »

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

برای کالیبراسیون بجای DUT، Thru می‌گذاریم و حال S_{21} را می‌خوانیم. با تغییر A1 و phase-shifter نقطه نشان داده شده را روی نقطه روبرو قرار می‌دهیم: