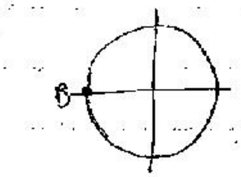
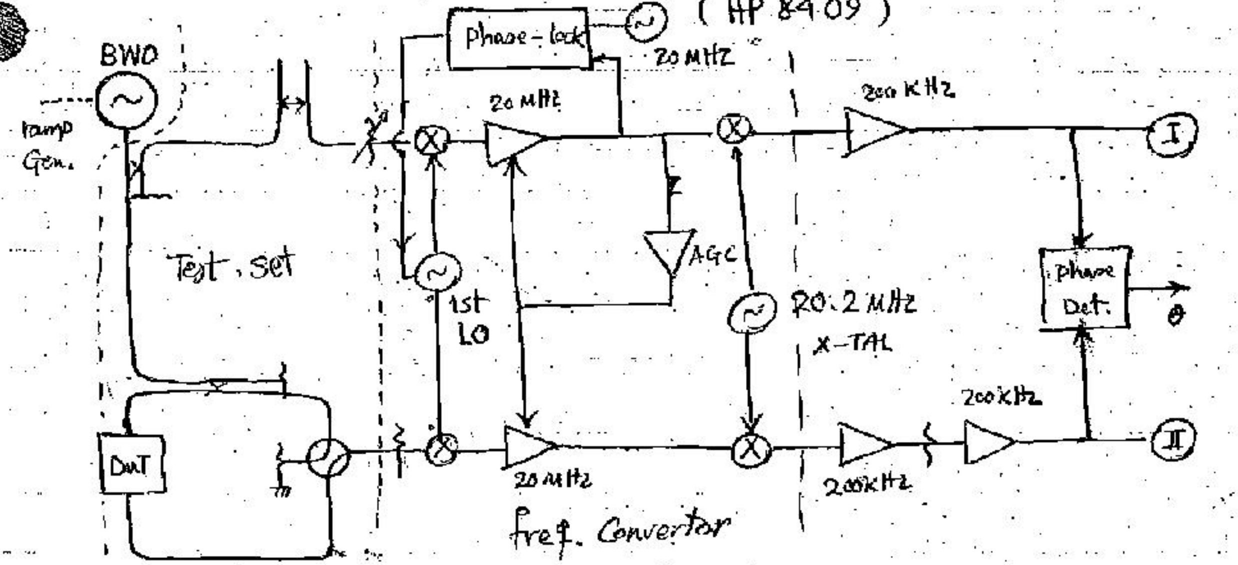
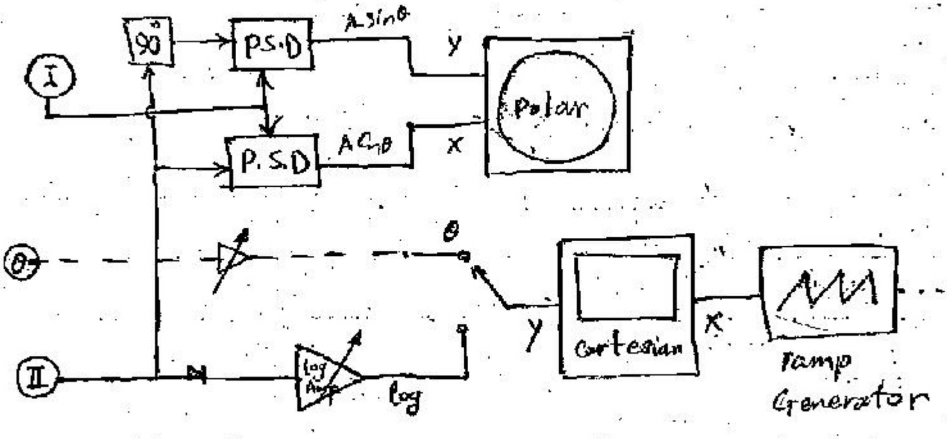
حال فرض کنید فرکانس تغییر کند، در اینصورت کالیبراسیون تغییر می‌کند چون با تغییرات فرکانس رفتار ادوات ثابت نمی‌ماند (مثلاً phase-shifter)، همچنین طول الکتریکی در مسیر ۲ عوض می‌شود نقطه کالیبراسیون حاصل از نظر فاز جابجا می‌شود.



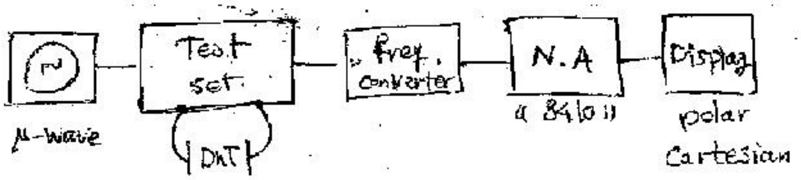
برای کالیبراسیون S_{11}، ابتدا خروجی (۱) را S.C می‌کنیم؛ نقطه B را تنظیم می‌کنیم، سپس DUT را گذاشته و دامنه و فاز آن را می‌خوانیم؛

Twin channel Superhetrodyne (Hp 8410) (110 MHz ~ 12.4 GHz)
(HP 8409)


BWO
ramp Gen.
Test. set
DUT
Phase-lock
20 MHz
20 MHz
1st LO
AGC
20.2 MHz
X-TAL
200 KHz
200 KHz
200 KHz
20 MHz
I
II
Phase Det.
θ
freq. Convertor


I
90°
P.S.D
A sinθ
y
P.S.D
A cosθ
x
Polar
θ
θ
y
Cartesian
x
ramp Generator
BWO
II
log Amp
log

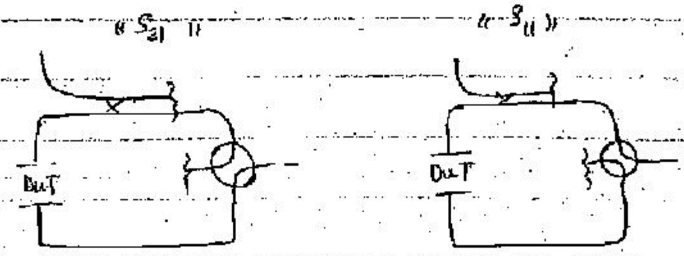
ساختار کلی:


μ-wave
Test set
DUT
freq. Converter
N.A
« 8410 »
Display
polar
Cartesian

ساختمان کلی گفته شده بصورت غیر قابل اجتناب یک N.A می‌باشد و قسمت Test.set آن گرانقیمت‌ترین قسمت یک NA می‌باشد.

کانال پائینی که اطلاعات DUT را همراه دارد، Test channle موسوم است و به کانال بالایی Reference-channle گویند.

این دستگاه به منظور S_{21} و S_{11} ساخته شده است و برای اندازه‌گیری آنها باید از ساختار زیر در Test.set استفاده نمود:



نکات: ۱- از phase lock به علت عیب Synth های خواستند فرکانس 20 MHz بسیار دقیق حاصل شود استفاده شده است.

۲- AGC : لول سیگنال را برای مقایسه در حدود کنترل می‌کند.

۳- کتب wideband عمل کردن این سیستم به عهده line stretcher می‌باشد.

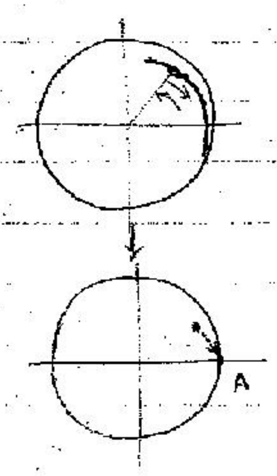
این عنصر خط انتقال متغیره است که میزان فاز مورد نیاز را با طول جبران می‌کند. برای اینکه بتواند این عمل کند، باید میزان طول فیزیکی در زاویه الکتریکی هر دو کانال باهم برابر باشد:

فاز کانال ۱ $\exp(-j\beta l_1)$

" " ۲ فاز $\exp(-j\beta l_2)$

$$\rightarrow \Delta\varphi = \exp(j\beta(l_1-l_2))$$

$\Delta\varphi$ به ازای جمیع فرکانس‌ها به صورت صفر خواهد بود اگر $\Delta l=0$ باشد.

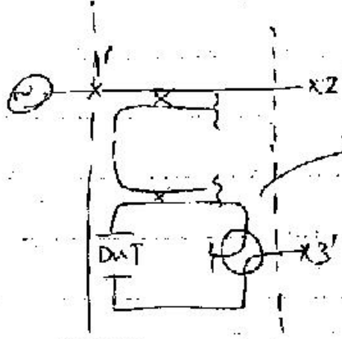


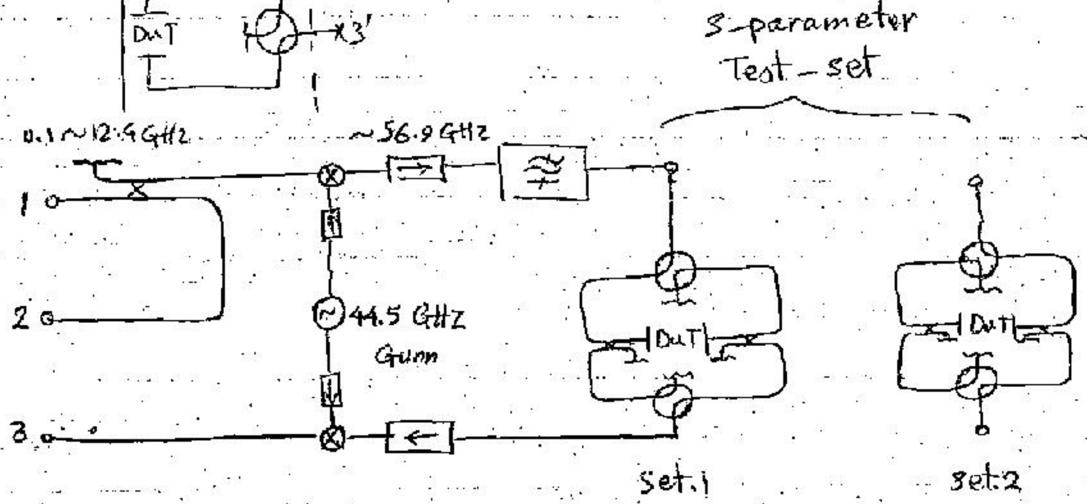
روش اندازه‌گیری:

ابتدا سیستم را Thru می‌کنیم. با سوئیپ فرکانس نقطه Display به صورت قابل تغییر می‌کند. حال اگر line-stre... را تنظیم کنیم، این منحنی کوچکتر شده و به یک نقطه (تقریبی!) نزدیک می‌شود: حال با تغییر فازدهنده (تضعیف کننده؟) این نقطه را به A نزدیک می‌کنیم.

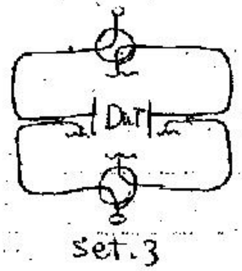
برای اینکه از 8409 بتوانیم در فرکانس های بالاتری استفاده نمائیم روش های زیر ارائه شده است:

۱ - این روش در اوایل دهه 70 ارائه شد: دقت کنید که سه سر ۱ و ۲ و ۳ به جای ۱' و ۲' و ۳' در
شکل اصلی 8409 Test set قرار می گیرند:

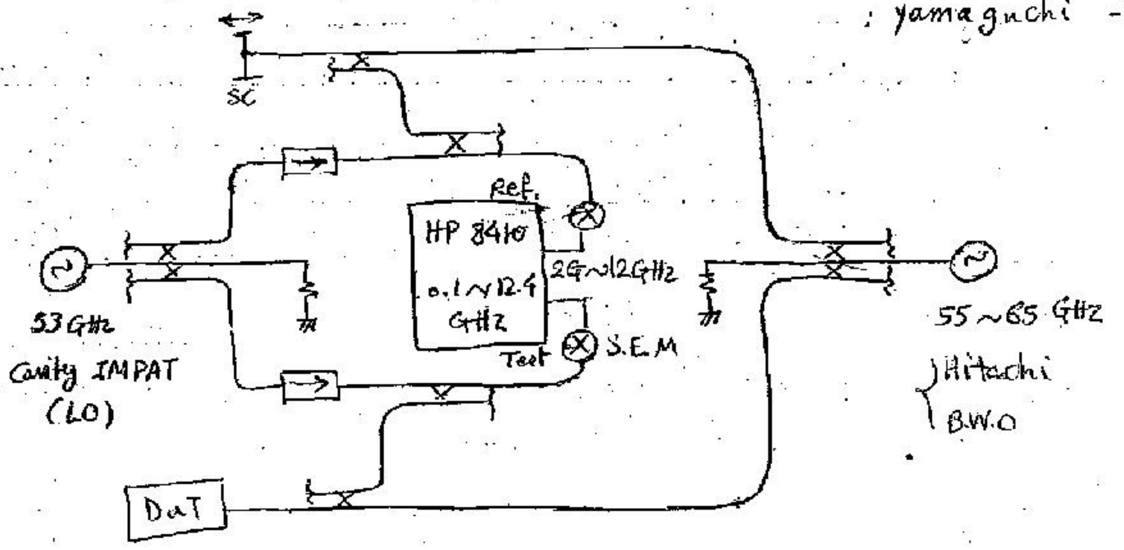

1'
x2'
Test. set
DuT
x3'


S-parameter
Test-set
0.1~12.4GHz
~56.9GHz
1
2
3
44.5 GHz
Gunn
DuT
DuT
set.1
set.2

از set.1 برای اندازه گیری S_{21} و از set.2 برای اندازه گیری S_{22} و از
← set 3 برای اندازه گیری S_{11} استفاده می شود:



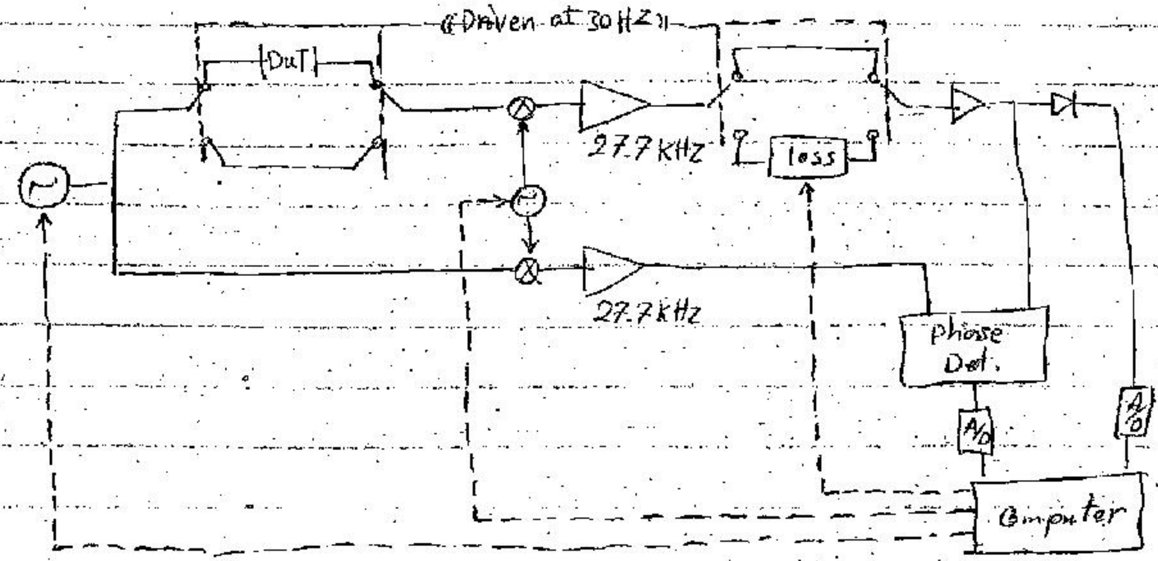
۲- yamaguchi:


SC
Ref.
HP 8410
0.1~12.4 GHz
2G~12GHz
Test
S.E.M
53 GHz
Cavity IMPAT
(LO)
55~65 GHz
Hitachi
B.W.O
DuT

⊗ : این نوع دهندهٔ میکسر جی تک انتهایی (Single Ended Mixer) می‌باشد.

توجه: C می‌تواند تغییرات بزرگی در Extended-band را جبران نماید (مانند line stre) در سیستم‌های اندازه‌گیری (صورت ۴ در ابتدای سیستم (یعنی [illegible] ۴) از کالیبره‌های دقیقی استفاده می‌کنند چون از میزان تطبیق ایزوله‌تور اطمینان نداریم.

۳- این روش تمام خودکار N.A است و ارائه کننده آن یک شرکت آلمانی است:



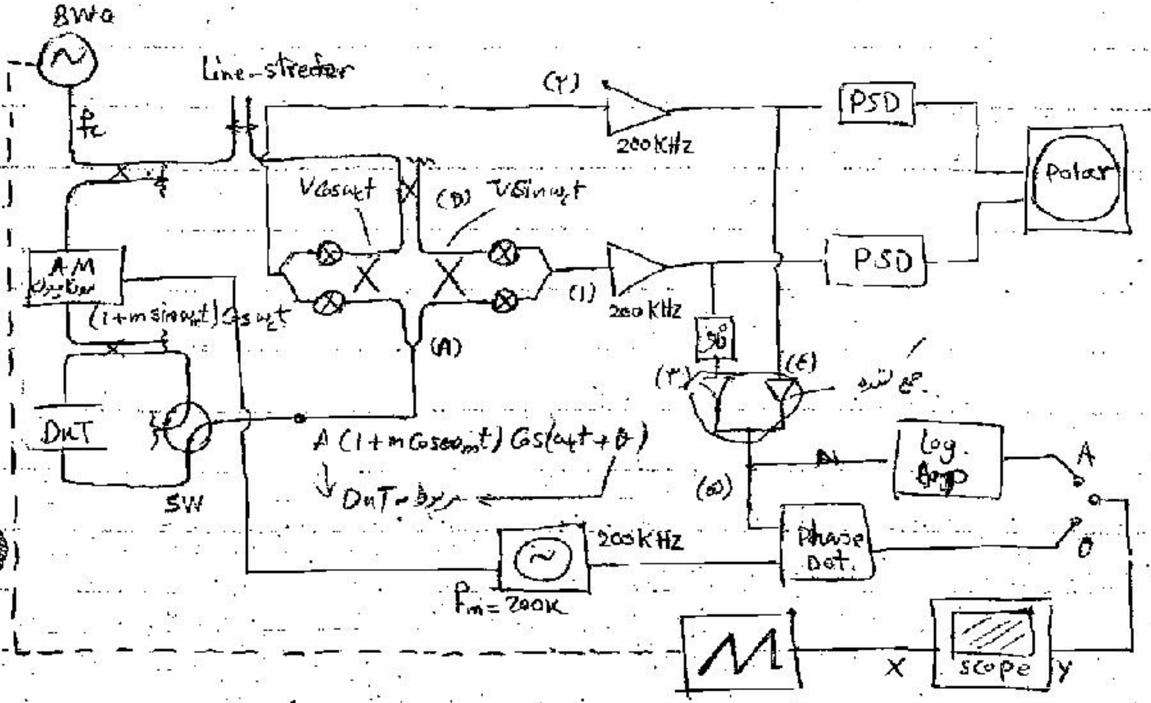
این دستگاه برای اندازه‌گیری S_{21} (در حال حاضر) طراحی شده است:

۴- روش Modulated Sub-Carrier، توسط شرکت Viltron [illegible]

این روش در سال 1967 ~ 1970 مطرح شده است:

برای اندازه‌گیری دوباره بجای DUT، Thru می‌گذاریم، سپس با تغییر Uhest قطع را به ۱۴۰ [illegible] و سپس DUT را می‌گذاریم و ...

توجه کنید که قسمت نشان داده شده با (A) یک power divider با فاز صفر درجه است و قسمت (B) یک power spliter-90° می‌باشد.


BWO
f_c
Line-streder
(۲)
200KHz
PSD
Polar
$V\cos\omega_c t$
(۵) $V\sin\omega_c t$
PSD
(۱)
200KHz
AM مدولاتور
$(1+m\sin\omega_m t)\cos\omega_c t$
(A)
90°
(۳)
(٤)
جمع شده
DUT
SW
$A(1+m\cos\omega_m t)\cos(\omega_c t+\theta)$
DUT مربوط به
(۵)
log. Amp
A
θ
200KHz
Phase Det.
$f_m = 200K$
X
scope
Y

نکته قابل توجه در این شکل میکسرها بالانس می باشد که به صورت زیر عمل می کنند:

$$(V\sin\omega_c t + A(1+m\cos\omega_m t)\cos(\omega_c t+\theta))^2 =$$

$$V^2 + A^2 + A^2 m^2 \sin^2\omega_m t + 2Am\sin\omega_m t =$$

$$V\left(1+\frac{A^2}{V^2}(1+m^2\sin^2\omega_m t) + \frac{2mA}{V^2}\sin\omega_m t\right) \xrightarrow{A/V \ll 1}$$

میکسر سمت چپ : (۲) : $(K\sin\omega_m t)\cos\theta$

میکسر سمت راست : (۱) : $(K\sin\omega_m t)\sin\theta$

همچنین $V_4 = K\cos\omega_m t\sin\theta$

$V_3 = K\sin\omega_m t\cos\theta$ $\xrightarrow{\text{جمع}}$ $K''\sin(\omega_m t+\theta)$

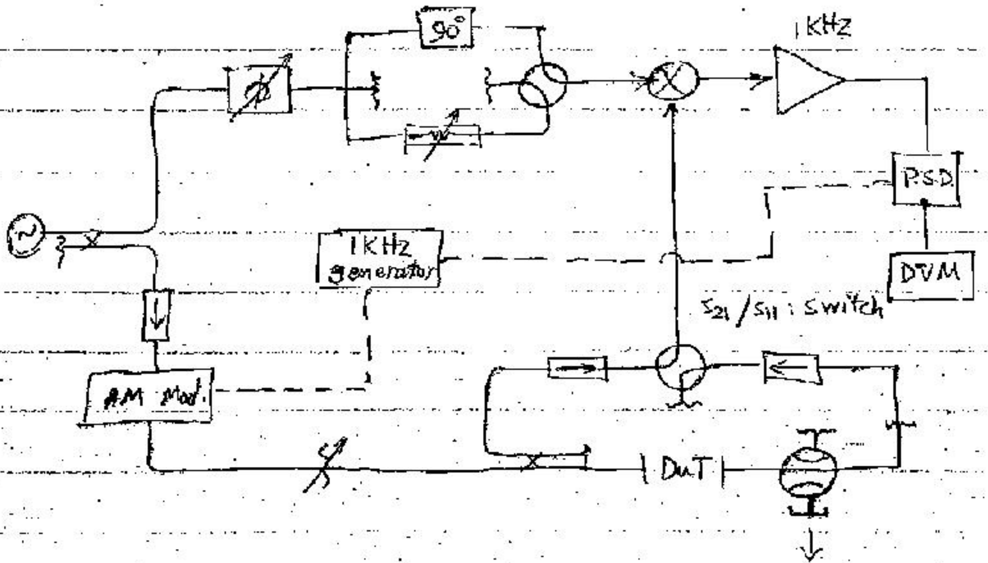
و همچنین phase det فاز DUT را آشکار می کند.

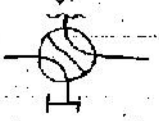
فرصت بیاوریم این سیستم ثبت به N.A: HP است که یک مدار مایکروویو پیچیده تر دارد.

ثانیاً در HP ما نیاز به دو مدار مایکروویو به هم قفل شده داریم؟

اما شکل اساسی این تقسیم توان ها و power spliter های پهن باند می باشد؛ و طرح پهن باند
بجای تقسیم کننده splitter ها کار مشکلی است؛

۵ - آقای Wood برای بهبود سیستم ارائه شده از Viltron سیستم زیر را ارائه کرد:

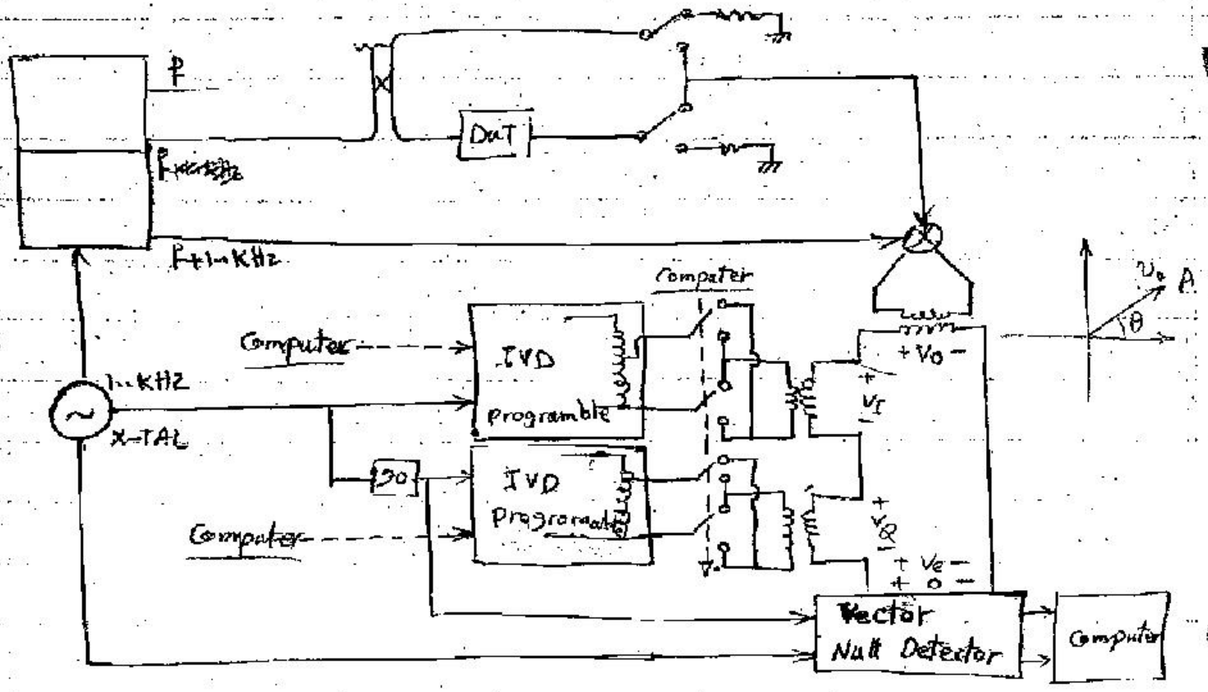

90°
1KHz
P.S.D
1KHz generator
DVM
S_{21}/S_{11} : switch
AM Mod.
DUT

این سوئیچ :  قسمتی از سیستم کالیبراسیون می باشد که با Thru کردن DUT

می‌توان s.c. را سریع در اختیار داشت !

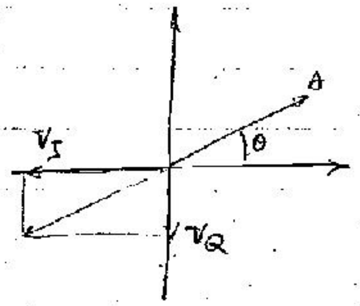
یا می‌توان وقتی می‌خواهیم S_{11} را اندازه گیری کنیم سریع سر DUT را مچ نمائیم.

۶ - روش Vector Null که توسط شرکت آلمانی « Wienschel » ارائه شد:


f
f+100KHz
f+1KHz
DUT
Computer
Computer
Computer
1KHz
X-TAL
IVD
Programble
90
IVD
Programable
V_o
A
θ
+ V_o −
V_I
V_Q
+ V_e −
+ 0 −
Vector Null Detector
Computer

آفست کننده ۱۰۰kHz در سورس فرکانس بالا باید دقیقاً همان X-TAL 10kHz باشد وگرنه نمی‌توان وضعیت‌های مربوط را زد؟

سوئیچ در قبل از IVD ها برای عوض کردن ربع صفحه مختصات می‌باشد!



هدف اینست که $V_e = 0$ شود:

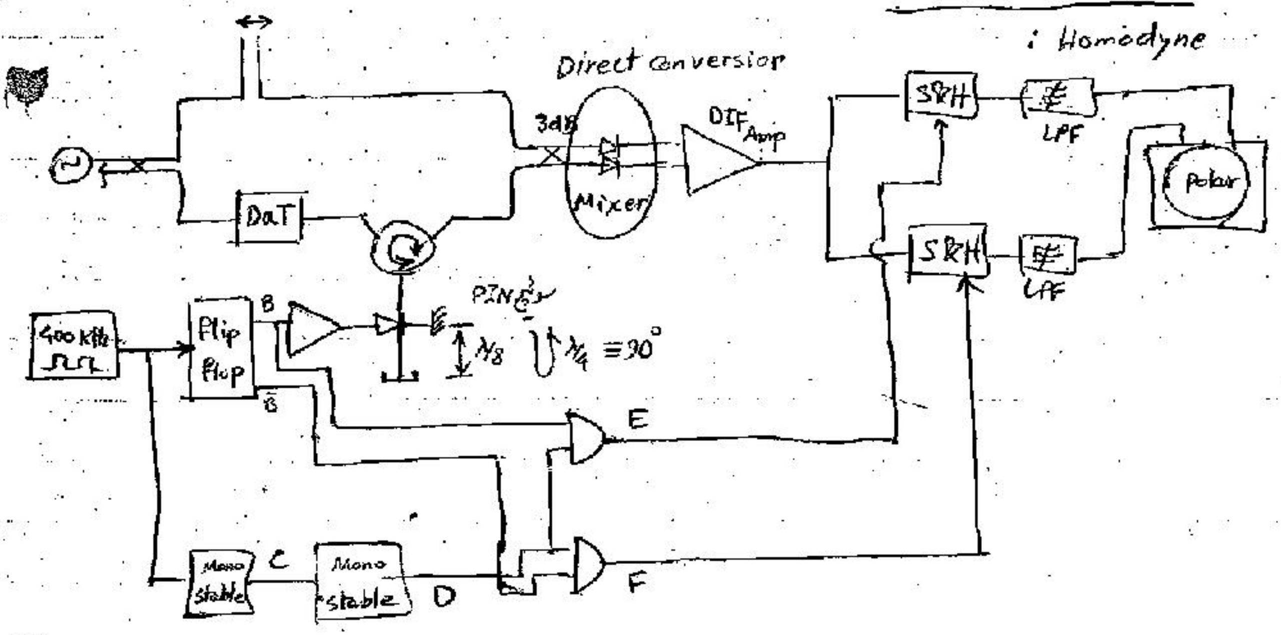
$$V_0 + V_I + V_Q + V_e = 0$$

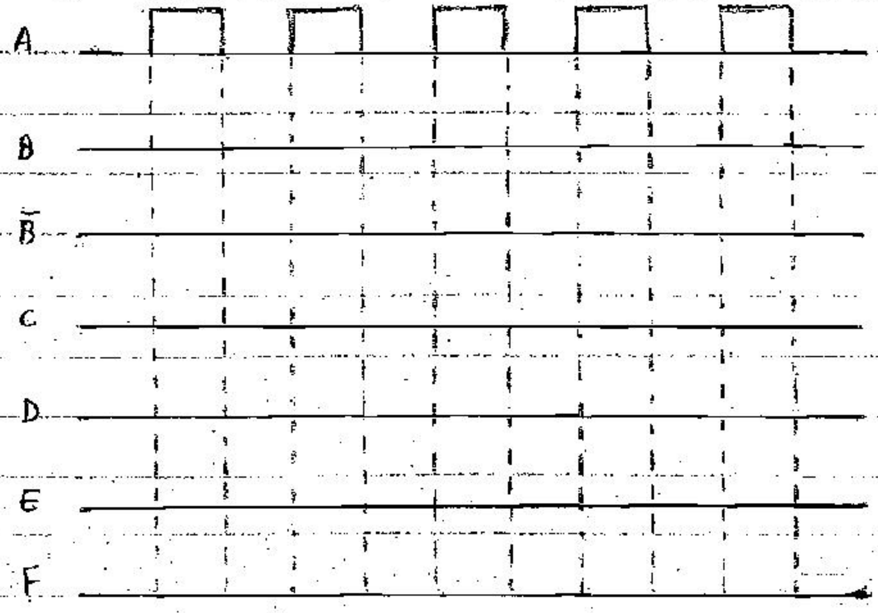
$$\rightarrow V_0 = -(V_I \pm V_Q);$$

در این مرحله نیز باید ابتدا Thru بگذاریم و سپس DuT را نسبت به حالت Thru مقایسه نمائیم؛

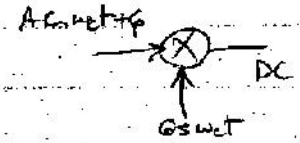
یکی از اشکالات این سیستم اینست که دقت ۲ را متمرکز کرده است روی فرکانس پائین، در صورتی که نمی‌تواند به دقتی این فرکانس بالا را جبران کند. در این سیستم فرکانس f+10kHz خیلی تمیز نمی‌باشد و اگر DuT دارای تضعیف زیادی باشد، سطح سیگنال f با spureهای کانال پائینی یکی خواهد بود، در نتیجه در عمل مقیاس خطا وارد شده و spure ها نیز وارد سیگنال V_0 می‌شوند و گاهی نمی‌توان Null آشکار نمود!

: Homodyne


Direct Conversion
3dB
Mixer
DIF Amp
S&H
S&H
LPF
LPF
Polar
DuT
PIN سوئیچ
400 kHz
Flip Flop
B
$\bar{B}$
$\lambda/8$
$\lambda/4 = 90°$
E
F
Mono stable
C
Mono stable
D



سخت‌افزار تکمیل‌کننده این داده‌ها همان آشکارساز سنکرون می‌باشد :



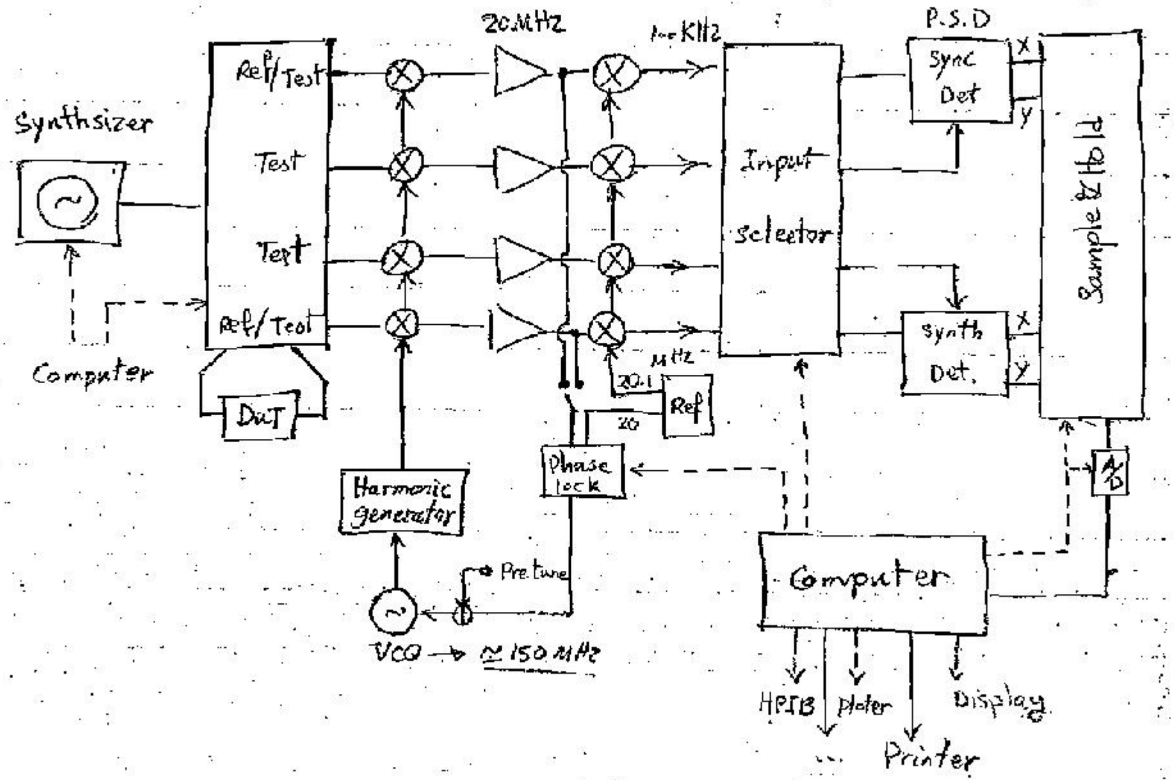
این ساختار ؟ کم حجم و ارزان قیمت هستند و امروزه بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند .

این روش محدودیت دیگری در فرکانس‌های مختلف دارد چون در حالت کاری ما به اختلاف فازی است که در حدود $\lambda/4$ برای ما ایجاد می‌کند ، بنابراین باند باریک خوب عمل می‌کند .

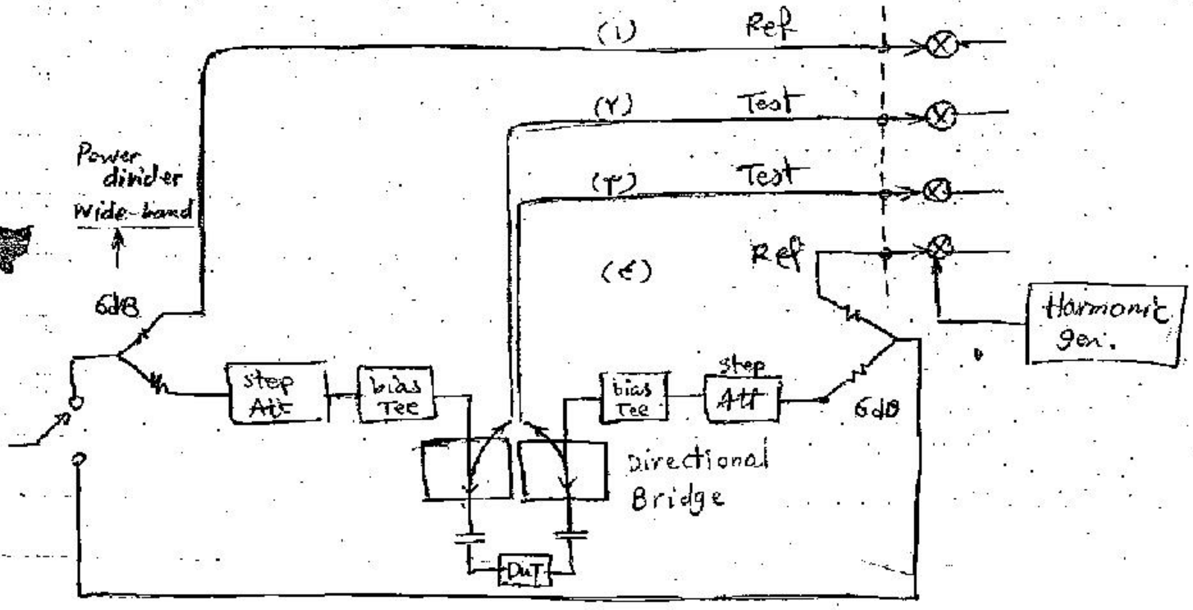
HP 8510 : NA

یکی از بهترین Network An. موجود در بازار تا چند سال پیش بود و دارای دقت بسیار خوبی است . این سیستم Multi-channle (۴ تا) می‌باشد .

فرکانس کاری این N.A تا حدود GHz است . و برای اولین بار روی آن کانکتور APC35 روی آن قرار گرفته است . حساس‌ترین قسمت این N.A ، همین کانکتورهای ورودی می‌باشد . بنابراین روی APC 3.5 یک مبدل ساده‌تر (APC 3.5) روی آن نصب می‌کنند که اگر آسیب ببیند ، مبدل مشکل پیدا کند و به دستگاه آسیب نرسد .

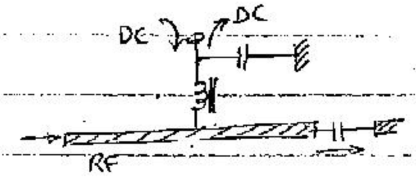

Synthsizer
Computer
Ref/Test
Test
Test
Ref/Test
DuT
20MHz
1~KHz
P.S.D
Sync Det
X
Y
Input selector
Synth Det.
Sample & Hold
MHz
20.1
20
Ref
Phase lock
Harmonic generator
Pre tune
VCO → ≃150 MHz
Computer
A/D
HPIB
ploter
Display
Printer

تست Test set این N.A بصورت زیر است :


(1)
Ref
(2)
Test
(3)
Test
(4)
Ref
Power divider
Wide-band
6dB
step Att
bias Tee
bias Tee
step Att
6dB
Directional Bridge
DuT
Harmonic gen.

وقتی سوئیچ بالا است ، شاخه ۱ و ۴ Ref می‌شود و شاخه (۲) میزان S_{11} و شاخه (۳) میزان S_{21} را نشان می‌دهد ، حال اگر سوئیچ پائین بیاید از شاخه (۲) S_{12} و از شاخه (۳) S_{22} را اندازه گیری می‌کنیم ؛

Bias Tee : وسیله‌ای است که می‌توانید توسط آن روی سیگنال RF خود یک DC قرار دهید و یا آن DC را بردارید؛

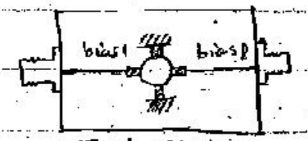


پس حال کاربرد Bias Tee در N.A چقدر است؟

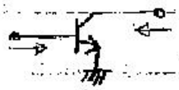
فرض کنید می‌خواهیم پارامترهای S یک ترانزیستور را اندازه بگیریم؛

حال اگر بخواهیم ترانزیستور را بایاس کنیم دیگر مدار بایاس نمی‌بندیم و بایاس را از داخل همان مسیر RF می‌فرستیم؛

JIG



Text Fixture



اما نکته مهم این است که در کالیبراسیون در این دستگاه به short، open، load و Thru نیاز داریم که در JIG جبران آنها هم وجود دارد.

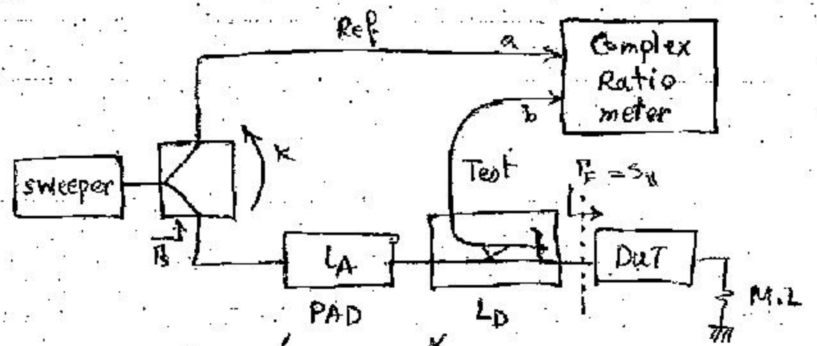
سیستم HP 8720 یک NA کامل است. و قابل جدا کردن قسمت مختلف آن نمی‌باشد و دارای Floppy derive می‌باشد و بعضی استانداردهای HP را می‌توان از طریق آن به دستگاه داده می‌شود؛ مثلاً مشخصات کالیبراسیون برای O، S و L را با دستی شخصی Load و ... را به دستگاه می‌دهیم؛ و سپس دقت محاسبات را افزایش می‌دهد؛

Error Model

تا به حال هرچه در مورد کالیبراسیون صحبت کردیم، در واقعیت یک نرمالیزاسیون است نه کالیبراسیون. به عبارتی جبران خطا نیست. فقط مقدار خطا را حفظ کردیم و سپس نسبت داری کرده‌ایم.

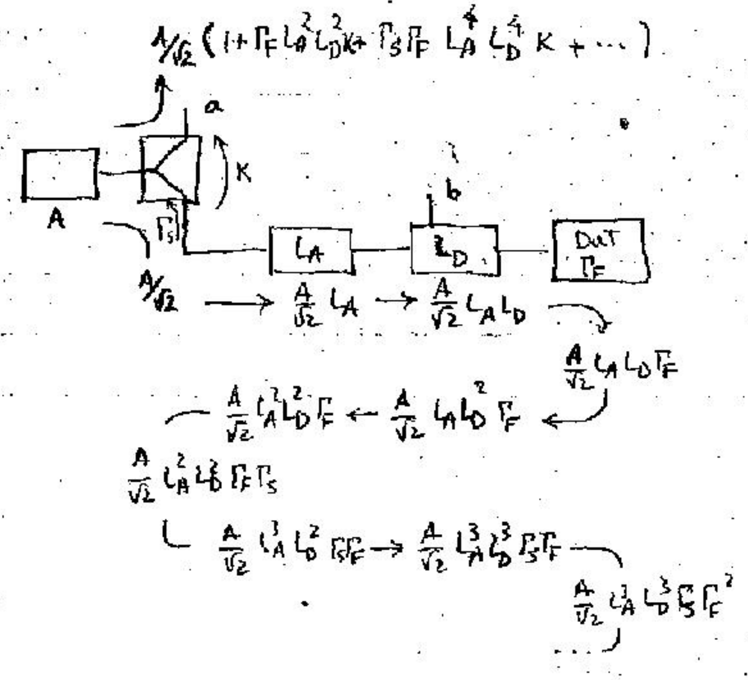
حال می‌خواهیم در مدار خطاها را اندازه‌گیری کنیم و میزان تأثیر خطا را در نتیجه نهایی بررسی کنیم. حال مدلی ریاضی طراحی می‌شود و برای عناصر این مدل مقدارگذاری می‌کنیم و رفتار سیستم را شبیه‌سازی می‌نماییم. در اینصورت دقت کالیبراسیون و اندازه‌گیری به مراتب بهتر می‌شود.

فرض کنید مدل یک Reflection meter را بدست آوریم:


Ref
a
Complex Ratio meter
b
sweeper
K
Test
$\Gamma_F = S_{11}$
Γ_S
L_A
PAD
L_D
DUT
M.L

در این سیستم هم جزئیات واقعی هستند مقداری خطا را به اندازه‌گیری ما وارد می‌کنند؛ مثل: L_D (افت داخلی کوپلر جهتی)، میزان دقت $T=0$ (مربوط به M.L) و ...؛

حال مدل زیر را رسم می‌کنیم:


$\frac{A}{\sqrt{2}}(1+\Gamma_F L_A^2 L_D^2 K+\Gamma_S \Gamma_F L_A^4 L_D^4 K+\cdots)$
a
A
K
Γ_S
b
L_A
L_D
DUT Γ_F
$A/\sqrt{2} \longrightarrow \frac{A}{\sqrt{2}} L_A \rightarrow \frac{A}{\sqrt{2}} L_A L_D$
$\frac{A}{\sqrt{2}} L_A L_D \Gamma_F$
$\frac{A}{\sqrt{2}} L_A^2 L_D^2 \Gamma_F \leftarrow \frac{A}{\sqrt{2}} L_A L_D^2 \Gamma_F$
$\frac{A}{\sqrt{2}} L_A^2 L_D^2 \Gamma_F \Gamma_S$
$\frac{A}{\sqrt{2}} L_A^3 L_D^2 \Gamma_S \Gamma_F \rightarrow \frac{A}{\sqrt{2}} L_A^3 L_D^3 \Gamma_S \Gamma_F$
$\frac{A}{\sqrt{2}} L_A^3 L_D^3 \Gamma_S \Gamma_F^2$
...

بنابراین داریم :

$$a = \frac{A}{\sqrt{2}}\left(1 + L_A^2 L_D^2 \Gamma_F K + L_A^4 L_D^4 \Gamma_F^2 \Gamma_S K + \cdots\right)$$

$$b = \frac{A}{\sqrt{2}}\left(L_A L_D \Gamma_F + \Gamma_S \Gamma_F^2 L_A^3 L_D^3 + \Gamma_S^2 \Gamma_F^3 L_A^5 L_D^5 + \cdots\right)$$

دقت کنید که کوپلر با ضریب "۱" توان بازگشتی از DUT را به طرف دوم خود کوپل می‌کند.

می‌توان a و b را به صورت زیر خلاصه کرد :

$$a_1 = \frac{A}{\sqrt{2}} + \frac{A}{\sqrt{2}} K \Gamma_F L_A^2 L_D^2 \frac{1}{1 - \Gamma_S \Gamma_F L_A^2 L_D^2}$$

b

$$b_1 = \Gamma_F L_A L_D \frac{A}{\sqrt{2}} \frac{1}{1 - \Gamma_S \Gamma_F L_A^2 L_D^2}.$$

$$\triangleright \quad S_{11(M)} = \frac{b_1}{L_A L_D a_1} = \frac{\Gamma_F}{1 + \Gamma_F L_A^2 L_D^2 (K - \Gamma_S)}.$$

$$\xrightarrow[\text{error free}]{\text{اگر مدل بی‌خطا باشد}} \left\{ \begin{matrix} K = 0 \\ \Gamma_S = 0 \end{matrix} \right\} \Rightarrow \boxed{S_{11(M)} = \Gamma_F}$$

از اینجا می‌توان گفت خطا به صورت زیر خواهد بود :

$$E = \frac{1}{1 + \Gamma_F L_A^2 L_D^2 (K - \Gamma_S)} \quad \text{(error)}$$

$$|E| = \frac{1}{1 \pm |\Gamma_F| |L_A|^2 |L_D|^2 (|\Gamma_S| + |K|)}. \quad \text{(Uncertainity)}$$

مثال : فرض کنید $|\Gamma_F| = 1$, $|L_A| = 1$ و فرض کنید $|L_D| = 0.995$ در مورد 3dB spliter

$L_D = \quad dB$

مشخصات زیر را داریم :

$|K| = 20\,dB$

$|\Gamma_S| = 20\,dB$

$\longrightarrow |\Gamma_S| = |K| = 0.1$

$$\Rightarrow |E| = \begin{cases} -1.57\,dB \\ +1.92\,dB \end{cases}$$

حال اگر PAD دارای تضعیف $L_A = 6dB$ باشد ;

$L_A = 0.5$

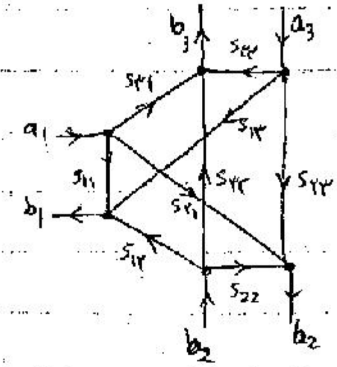
$$\Longrightarrow |E| = \begin{cases} 0.44\,dB \\ -0.42\,dB \end{cases}$$

---

* دقت کنید که ما در روابط چون با دامنه 4 کار کرده‌ایم همهٔ dB ها ضریب 20 دارند!

حال می‌خواهیم مدل ارخود را با فلوگراف نشان دهیم :

3dB spliter :

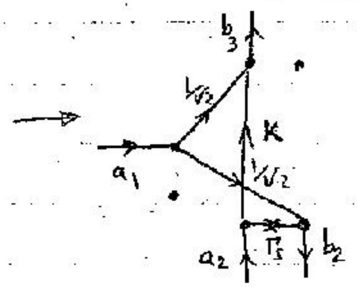


b_3
a_3
$S_{۳۳}$
$S_{۳۱}$
$S_{۱۳}$
a_1
b_1
$S_{۱۱}$
$S_{۲۳}$
$S_{۳۲}$
$S_{۲۱}$
$S_{۱۲}$
S_{22}
b_2
b_2

$$S_{21}=S_{31}=\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$S_{32}=K$$

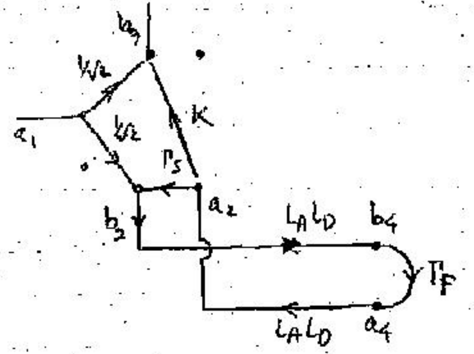
$$S_{22}=\Gamma_S$$



b_3
$1/\sqrt{2}$
K
$1/\sqrt{2}$
a_1
Γ_S
a_2
b_2

حال اگر کل فلوگراف را کامل کنیم داریم :

و پس با استفاده از قضیه میسون داریم :



b_3
$1/\sqrt{2}$
K
a_1
$1/\sqrt{2}$
Γ_S
b_2
a_2
$L_A L_D$
b_4
Γ_F
$L_A L_D$
a_4

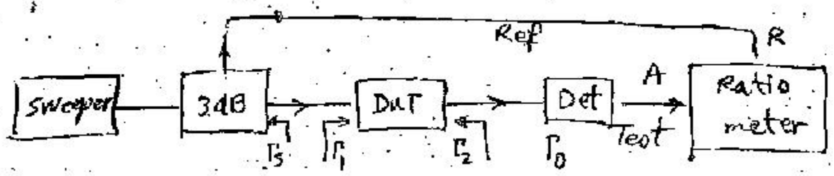
$$\frac{a_4}{a_1}=\frac{1/\sqrt{2}\,L_A L_D \Gamma_F (1-0)}{1-\Gamma_S\Gamma_F L_A^2 L_D^2}=\frac{1}{\sqrt{2}}\,\frac{L_A L_D \Gamma_F}{1-\Gamma_S\Gamma_F L_A^2 L_D^2}$$

$$\frac{b_3}{a_1}=\frac{\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1-\Gamma_S\Gamma_F L_A^2 L_D^2\right)+\frac{1}{\sqrt{2}}L_A^2 L_D^2 \Gamma_F K}{1-\Gamma_S\Gamma_F L_A^2 L_D^2}$$

$$S_{11M}=\frac{a_4}{L_A L_D b_3}=\frac{\Gamma_F}{1+\Gamma_F L_A^2 L_D^2 (K-\Gamma_S)}$$

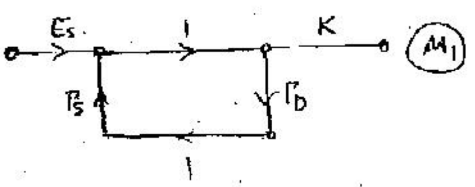
که به همان نتایج حالت قبل رسیدیم :

فرض کنید می‌خواهیم یک Transmision Measurment را مدل‌سازی نماییم. مدار آن را به صورت زیر در نظر بگیرید :



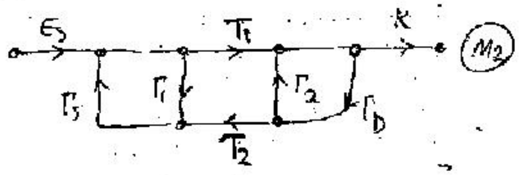
Ref
R
Sweeper
3dB
DuT
Det
A
Ratio meter
Test
Γ_S
Γ_1
Γ_2
Γ_D

فلوگراف آن به صورت زیر است :



E_S
1
K
M_1
Γ_S
Γ_D
1

(Thru)



E_S
T_1
K
M_2
Γ_S
Γ_1
Γ_2
Γ_D
T_2

(DuT)

در اینصورت

$$M_1 = \frac{K}{1-\Gamma_s\Gamma_D}$$

$$M_2 = \frac{K T_1}{1-\Gamma_s\Gamma_1-\Gamma_2\Gamma_D-\Gamma_s T_1 T_2\Gamma_D+\Gamma_s\Gamma_1\Gamma_2\Gamma_D}$$

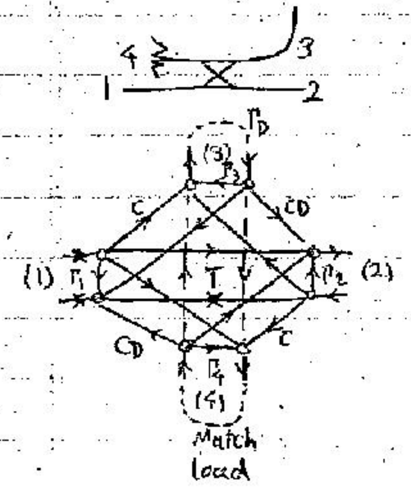
اگر $T_1 = T_2$ باشد :

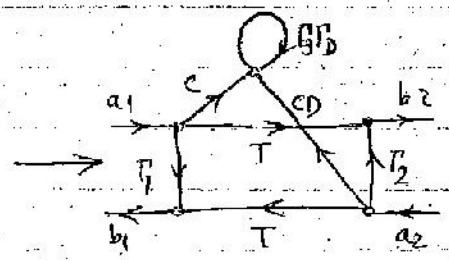
$$\Gamma_M = \frac{M_2}{M_1} = \frac{(1-\Gamma_s\Gamma_D)T}{1-\Gamma_s\Gamma_1-\Gamma_2\Gamma_D-\Gamma_s T^2\Gamma_D-\Gamma_s\Gamma_1\Gamma_2\Gamma_D}$$

حال اگر $\Gamma_s = \Gamma_D$ صفر باشد :

$$\xrightarrow[\text{Error Free}]{} \boxed{\Gamma_M = T}$$

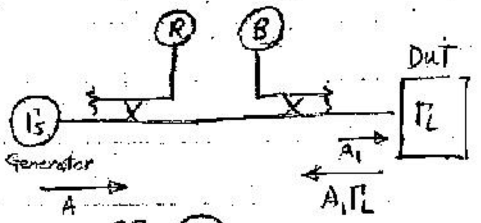
حال می‌خواهیم فلوگرافی برای یک Directional Coupler پیدا کنیم و تا حد ممکن آن را ساده کنیم :


4
3
1
2
Γ_D
(3)
Γ_3
C
CD
(1)
Γ_1
T
Γ_2
(2)
CD
C
Γ_4
(4)
Match load

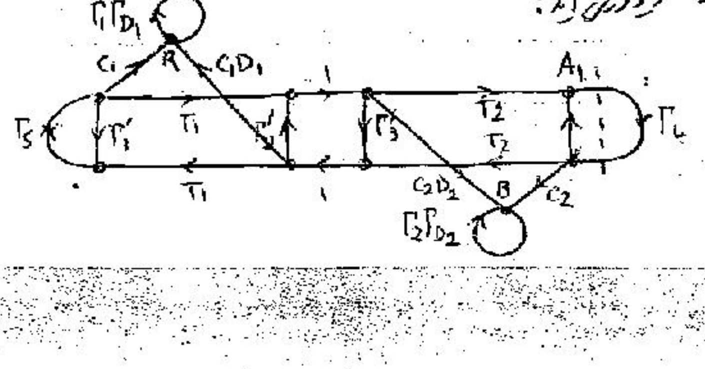

$\Gamma_3\Gamma_D$
a1
C
CD
b2
Γ_1
T
Γ_2
b1
T
a2

چون پورت ۴ را تطبیق می‌کنیم، این پورت را می‌توان از فلوگراف حذف کرد چون دیگر از آن ورودی ای برنمی‌گردد و با خود کاری نداریم! همچنین چون سر پورت ۳ آشکارساز می‌بندیم Γ_D را در پورت ۳ قرار می‌دهیم. چون فرض می‌شود که CD و همچنین Γ_D خیلی کوچک هستند از S_{13} و S_{23} نیز صرف‌نظر می‌کنیم. در نهایت فقط پارامترهای Γ_1، Γ_2، Γ_3، CD، C و T را برای آن منظور می‌کنیم.

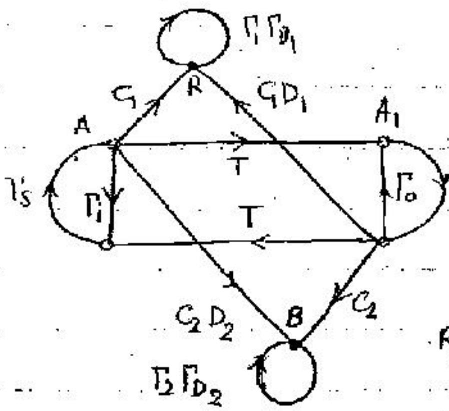
خطا در اندازه‌گیری انعکاس :


R
B
DUT
Γ_s
Γ_L
Generator
A
A_1
$A_1\Gamma_L$

فلوگراف معادل سیستم فوق بصورت زیر در می‌آید :


$\Gamma_1\Gamma_{D_1}$
C_1
R
C_1D_1
1
A_1
Γ_s
Γ_1'
T_1
Γ_2'
Γ_3'
T_2
T_2
Γ_L
T_1
1
C_2D_2
B
C_2
$\Gamma_2\Gamma_{D_2}$

حال می‌توان دو کوپلر جهتی را به صورت زیر مدل نمود :



با قاعده میسون می‌توان روابط زیر را استخراج نمود :

$$B/A = \frac{T\Gamma_L C_2(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1}) + C_2D_2(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})(1-\Gamma_0\Gamma_L)}{\Delta}$$

$$R/A = \frac{C_1(1-\Gamma_0\Gamma_L)(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2}) + T\Gamma_L C_1D_1(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})}{\Delta}$$

$$\frac{A_1}{A} = \frac{T(1-\Gamma_L\Gamma_{D_1})(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})}{\Delta}$$

که در آنها :

$$\Delta = (1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})(1-\Gamma_0\Gamma_L)(1-\Gamma_S\Gamma_2) - T^2\Gamma_0\Gamma_L + H.O.T$$

حال می‌خواهیم مدل خطای را از A_1 ذیل را بدست آوریم :

$$R/A_1 = \frac{C_1(1-\Gamma_0\Gamma_L)}{T(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})} + \frac{T\Gamma_L C_1D_1}{T(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})}$$

$$\Rightarrow A_1(1-\Gamma_0\Gamma_L) = R\frac{T}{C_1}(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1}) - TD_1\Gamma_L A_1 \qquad (۱)$$

$$B_1 = A_1\Gamma_L \qquad (۲)$$

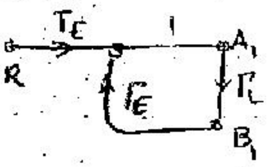
$$\xrightarrow{(۲,۱)} A_1 = \frac{RT}{C_1}(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1}) - (\Gamma_0 - TD_1)B_1$$

$$\Rightarrow A_1 = T_E R + \Gamma_E B_1$$

$$\text{که}\begin{cases} T_E \triangleq \frac{T}{C_1}(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1}) \\ \Gamma_E \triangleq -(\Gamma_0 - TD_1) \end{cases}\text{و}$$

ضرایب مؤثر

از این روابط می‌توان سیگنال فلوگراف زیر را رسم نمود که مدل خطای دو جمله‌ای اندازه‌گیری انعکاس گوییم :



$$\Rightarrow A_1 = \frac{R\,T_E}{1-\Gamma_E\Gamma_L}$$

مشکل در این مدل این است که ما نقطه B را نداریم و عمل کالیبراسیون مشکل می‌باشد. و باید به دنبال مدل دیگری باشیم که به مدل سه جمله‌ای موسوم است .

در این مدل داریم :

$$B/R = \frac{T\Gamma_L C_2(1-\Gamma_L\Gamma_{D_1}) + C_2 D_2(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})(1-\Gamma_0\Gamma_L)}{C_1(1-\Gamma_0\Gamma_L)(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2}) + T\Gamma_L C_1 D_1(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})}$$

$$B/R = \frac{C_2(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})}{C_1(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})}\left[D_2 + \frac{T(1-D_1D_2)\Gamma_L}{1-(\Gamma_0-TD_1)\Gamma_L}\right]$$

$$E_D \triangleq E_{11} = \frac{C_2(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})}{C_1(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})} D_2 \qquad \text{Directivity error}$$

$$E_R \triangleq E_{21}E_{12} = \frac{C_2(1-\Gamma_1\Gamma_{D_1})T(1-D_1D_2)}{C_1(1-\Gamma_2\Gamma_{D_2})} \qquad \text{Transmition error}$$

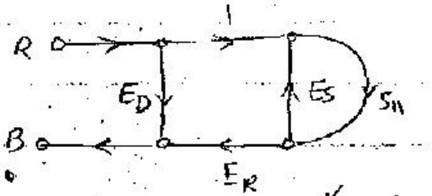
$$E_S \triangleq E_{22} = \Gamma_0 - \Delta_1 T \qquad \text{Effectire Source Error}$$

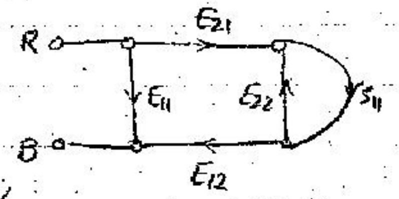
در نهایت می‌توان نوشت :

$$S_{11M} = B/R = E_{11} + \frac{E_{21}E_{12}\Gamma_L}{1-E_{22}\Gamma_L} \xrightarrow{\Gamma_L = S_{11}}$$

$$\boxed{S_{11M} = B/R = E_D + \frac{E_R S_{11}}{1-E_S S_{11}}}$$

حال طبق رابطه فوق می‌توان مدل خطای زیر را رسم نمود :





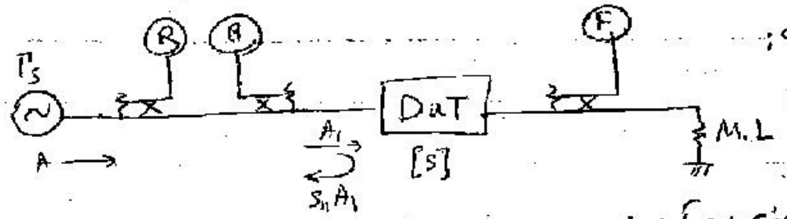
مدل خطای فوق را مدل سه جمله‌ای برای اندازه‌گیری انعکاس می‌گویند . دقت کنید می‌توان از مدل فوق دید که اگر مدل error free باشد یعنی $E_{11}=E_{22}=0$ و $E_{12}E_{21}=0\,dB$ آنگاه نسبت

$$\to S_{11M} = B/R = S_{11}$$

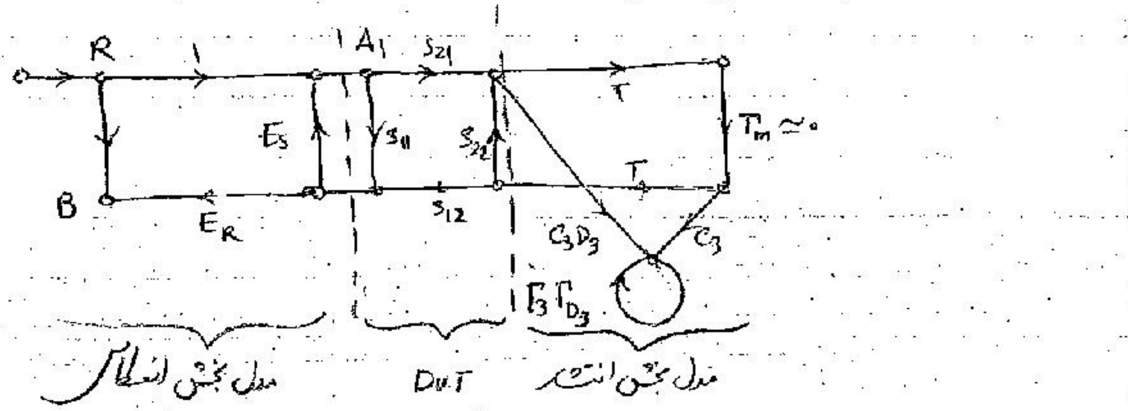
توجه کنید که ابتدا برای کالیبراسیون با سه ۳ شیء و شناخته شده با دقت خوب ، سه معادله سه مجهول E_D ، E_R و E_S را بدست می‌آوریم . سپس S_{11} را با اندازه‌گیری S_{11M} دقیقاً از مدل بدست می‌آوریم .

خطا در اندازه‌گیری انتقال و کالیبراسیون اندازه‌گیری انتقال :

سیستم به صورت مقابل است :


R
B
F
Γ_S
A
A_1
$S_{11}A_1$
DUT
[S]
M.L

مدل فلوگراف آن به صورت زیر در می‌آید :


R
1
A_1
S_{21}
T
$\Gamma_m \simeq 0$
E_S
S_{11}
S_{22}
B
E_R
S_{12}
T_1
C_3D_3
C_3
$\Gamma_3\Gamma_{D_3}$
مدل بخش انعکاس
DUT
مدل بخش انتقال

$$F/A_1 = \frac{S_{21}\,(C_3 D_3 \Gamma_m + C_3)}{1-\underbrace{\Gamma_m S_{22}}-\Gamma_3\Gamma_{D_3}-\underbrace{E_S S_{11}}-E_S S_{21} S_{12}\Gamma_m+E_S S_{11}\Gamma_3\Gamma_{D_3}+\Gamma_m S_{22}\Gamma_3\Gamma_{D_3}+E_S S_{11} S_{22}\Gamma_m}$$

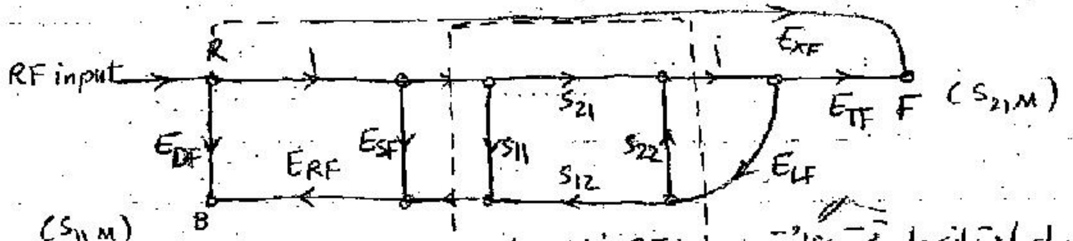
Dominant terms

اگر جملات غالب را فقط نگاه کنیم :

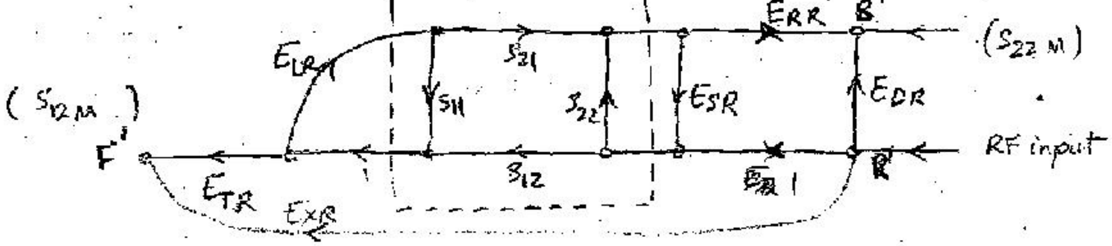
$$F/A_1 = \frac{S_{21}\,(C_3 D_3 \Gamma_m + C_3)}{1-E_S S_{11}-\Gamma_m S_{22}} \simeq \frac{S_{21} E_T}{1-S_{11}E_S-E_L S_{22}}$$

که در آن : $E_T \overset{\Delta}{\simeq} C_3 \quad , \quad E_L \overset{\Delta}{=} \Gamma_m$

از روی معادلات فوق مدل را به صورت زیر ساده می‌کنیم :


RF input
R
1
E_{XF}
S_{21}
E_{TF}
F
(S_{21M})
E_{DF}
E_{RF}
E_{SF}
S_{11}
S_{22}
S_{12}
E_{LF}
(S_{11M})
B

دقیقاً همین مدل را می‌توان برای حالت برگشت در 8510 نیز رسم نمود.


E_{RR}
B'
(S_{22M})
E_{LR}
S_{21}
(S_{12M})
S_{11}
S_{22}
E_{SR}
E_{DR}
F'
RF input
E_{TR}
E_{XR}
S_{12}
E_{R}
1
R'

به مدل ارائه شده برای 8510 ، مدل ۱۲ جمله‌ای سیستم اندازه‌گیری پارامترهای S گویند

خب ، حالا ببینیم ۵ پارامترهای خطا را چگونه بدست می‌آورند ؟!

برای اینکار از ۳ بار استاندارد استفاده می‌کنند :

(۱) short sc $1\measuredangle 180$

(۲) open $1\measuredangle 0$

→ دقت خوب

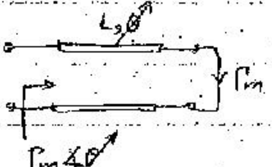
(۳) load $0\measuredangle 0$ → غیر دقیق

در عمل می‌توانند از load با دقت خوب در ۳ کلاس استفاده کنند :

الف - low band (Narrow band load)

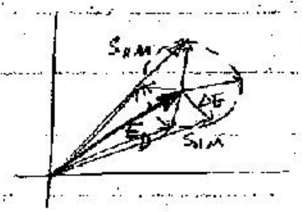
ب - Broad band

ج - Sliding load :



در حقیقت اخیر با تغییر طول slide زاویه θ عوض می‌شود در نتیجه

با اندازه‌گیری S_{11M} در چند θ مختلف می‌توان E_D دقیق را بدست آورد و دیگر نیاز به Γ_m دقیقاً صفر نباشد . و یکی از سه حالات را حل کرده‌ایم ؛



حال باید ۳ پارامتر دیگر را بدست آوریم ؛ ← Thru می‌بندیم .

بدیهی‌ترین اندازه‌گیری کالیبراسیون عبارات ، سپس S_{11} .

در نهایت در هر دو ورودی و خروجی می‌بندیم (یعنی ورودی و خروجی از سیم اندازه‌گیری معادل قطع باشد) پس میزان خطای ایزولاسیون را بدست می‌آوریم ؛

پروسه کالیبراسیون :

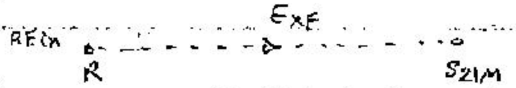
در نهایت S_{11M} اندازه‌گیری شده توسط مدل به صورت زیر قابل بیان است :

$$S_{11M} = E_{DF} + \frac{E_{RF}\,S_{11F}}{1 - E_{SF}\,S_{11F}}$$

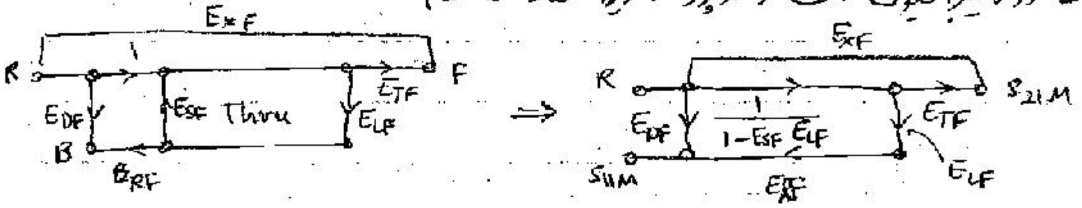
$$S_{22M} = E_{DR} + \frac{E_{RR}\,S_{22}}{1 - E_{SR}\,S_{22}}$$

- در مورد کالیبراسیون S_{11} و S_{22} قبلاً صحبت کردیم و با سه تا آزمایش E_D و E_R و E_S را در هر جهت بدست آورد.

- اما در مورد کالیبراسیون انتقالی نیز در قبل چگونگی آزمایش مطرح شد.


RFin
R
E_{XF}
S_{21M}

- در کالیبراسیون انتقال از پروسه زیر استفاده می‌نماییم:


E_{XF}
R
1
F
E_{TF}
E_{DF}
E_{SF} Thru
E_{LF}
B
E_{RF}
⇒
E_{XF}
R
$\frac{1}{1-E_{SF}E_{LF}}$
S_{21M}
E_{DF}
E_{TF}
S_{11M}
E_{RF}
E_{LF}

$$\Rightarrow \quad S_{11M} = E_{DF} + \frac{E_{RF} \cdot E_{LF}}{1 - E_{SF} E_{LF}}$$

$$S_{21M} = E_{XF} + \frac{E_{TF}}{1 - E_{SF} E_{LF}}$$

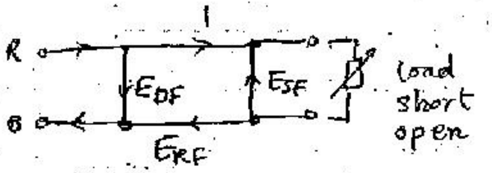
در این صورت می‌توان پارامترهای E را بدست آورد:

$$E_{TF} = \frac{1}{E_{RF}} \left\{ \frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{SF} S_{11M} - E_{SF} E_{DF} + E_{RF}} \right\}$$

$$E_{LF} = \frac{S_{11M} - E_{XF}}{E_{SF} S_{11M} - E_S E_{DF} + E_{RF}}$$

پس می‌توان گفت برای هر جهت ۴ اندازه‌گیری short، open، load و thru (۲ سر) و اندازه‌گیری کالیبراسیون

در مورد انعکاس هم روابط زیر را داریم:

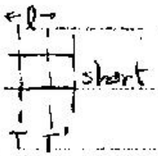

R
1
E_{DF}
E_{SF}
B
E_{RF}
load
short
open

$E_{DF} = S_{11M}$ (load) $\longrightarrow$ load $\Rightarrow S_{11} = 0\angle 0$

short : $S_{11} = 1\angle 180 \longrightarrow S_{11M}$ (short)

open : $S_{11} = 1\angle 0 \longrightarrow S_{11M}$ (open).

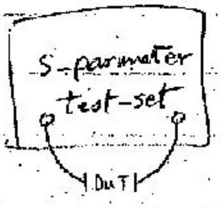
چون از آنجا که T مربوط به load، short، open مقدار دقیقاً ∞ ، ۰ و ۵۰Ω است، صفحه مبنا کجا
است، برای اینکه T ها کجاست؟ در اینصورت اگر مشخص نباشد



این l اختلاف فازی در محاسبات (و تابع فرکانس) وارد می‌کند

بنابراین باید صفحه بود، short و open همگی یکی باشند و N.A بداند که این صفحه کجاست!

« به طور خلاصه باید گفت که صفحه کالیبراسیون صفحه اندازه‌گیری ثابت و باید دقیقاً مشخص شده و ثابت باشد ».



یک نکته مهم دیگر طول کابل‌های متصل شده به DUT نیز اختلاف فازی ایجاد می‌کند و دیگر اختلاف فاز ایجاد شده با فرکانس متفاوت است و ایجاد اشکال می‌کند.

هرچه این طول بیشتر باشد دقت کالیبراسیون بدتر می‌شود.

روابط کالیبراسیون 8510 و سری 84ها و 87 ها به صورت زیر می‌باشد. و NA از درون اندازه‌گیری‌ها و محاسبات زیر، مقادیر S را نشان می‌دهد.

$$S_{11} = \frac{(1+DE_{SR})A - E_{LF}BC}{(1+AE_{SF})(1+DE_{SR}) - CBE_{LR}E_{LF}},$$

$$S_{12} = \frac{(1+A[E_{SF}-E_{LR}])C}{(1+AE_{SF})(1+DE_{SR}) - CBE_{LR}E_{LF}}$$

$$S_{21} = \frac{[1+D(E_{SR}-E_{LF})]B}{(1+AE_{SF})(1+DE_{SR}) - CBE_{LR}E_{LF}}$$

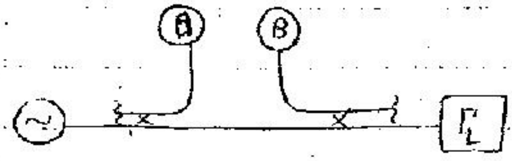
$$S_{22} = \frac{(1+AE_{SF})D - E_{LR}BC}{(1+AE_{SF})(1+DE_{SR}) - CBE_{LR}E_{LF}};$$

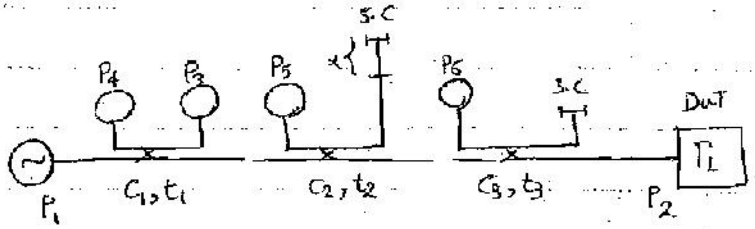
که در آن پارامترهای A و B و C و D به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$A = (S_{11M} - E_{DF})/E_{RF} \quad ; \quad C = (S_{12M} - E_{XR})/E_{TR}$$

$$B = (S_{21M} - E_{XF})/E_{TF} \quad ; \quad D = (S_{22M} - E_{DR})/E_{RR}$$

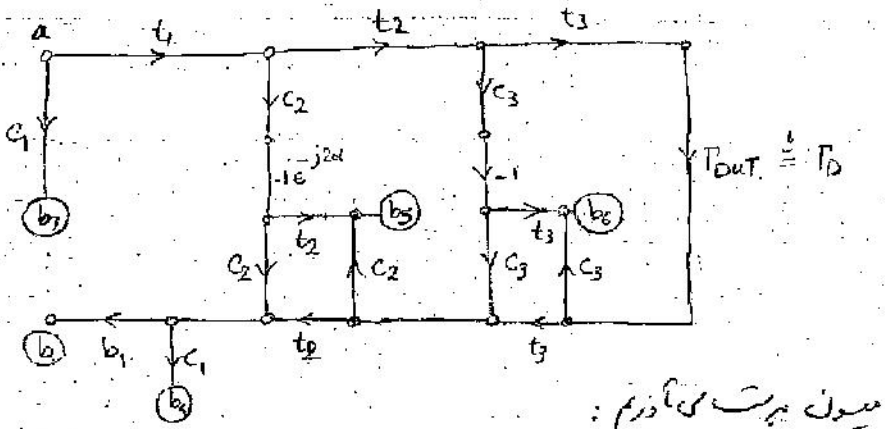
تحلیل کلیه بروش شش پورتی (Six-port)




S.C
x
P4
P3
P5
P6
S.C
DuT
~
Γ_L
C_1, t_1
C_2, t_2
C_3, t_3
P_1
P_2

در این سیستم کلاً ۶ پورت داریم؛

در این روش اصلاً اندازه‌گیری فازی انجام نمی‌دهیم و همه مقادیر اسکالر هستند. در این روش اندازه‌گیری کار آسانی است ولی محاسبات بیشتر می‌باشد. فلوگراف این set بصورت زیراست:


a
t_1
t_2
t_3
C_1
C_2
C_3
$-1e^{-j2\alpha}$
-1
$\Gamma_{DuT} \triangleq \Gamma_D$
b_3
b_5
b_6
t_2
t_3
C_2
C_2
C_3
C_3
b
b_1
C_1
t_2
t_3
b_4

حال b ها از میسون بدست می‌آوریم:

$$b_3 = C_1 a$$

$$b_4/b_3 = t_1 t_2^2 t_3^2 \Gamma_D - t_1 t_2^2 C_3^2 - t_1 C_2^2 e^{-j2\alpha}$$

$$b_5/b_3 = t_1 t_2 t_3^2 \frac{C_2}{C_1} \Gamma_D - t_1 t_2 \frac{C_3^2 C_2}{C_1} - t_1 t_2 \frac{C_2}{C_1} e^{-j2\alpha}$$

$$b_6/b_3 = t_1 t_2 t_3 \frac{C_3}{C_1} \Gamma_D - t_1 . t_2 . t_3 . \frac{C_3}{C_1} .$$

حال روابط زیر را در نظر بگیرید:

$$\underbrace{\left(\frac{1}{t_1 t_2^2 t_3^2}\right)}_{K_4} \left|\frac{b_4}{b_3}\right|^2 = \left|\Gamma_D - \frac{C_3^2}{t_3^2} - \frac{C_2^2}{t_2^2 t_3^2} (\cos 2\alpha - j \sin 2\alpha)\right|^2 = |W_4|^2$$

$$\underbrace{\left(\frac{C_1}{t_1 t_2 t_3^2 C_2}\right)}_{K_5} \left|\frac{b_5}{b_3}\right|^2 = \left|\Gamma_D - \frac{C_3^2}{t_3^2} - \frac{1}{t_3^2} (\cos 2\alpha - j \sin 2\alpha)\right|^2 = |W_5|^2$$

$$\overset{k_6}{\left(\frac{c_1}{t_1 t_2 t_3 c_3}\right)}\left|\frac{b_6}{b_3}\right|^2 = |\Gamma_D - 1|^2 = |w_6|^2$$

این سه معادله، معادله ۳ دایره است که محل تقاطع این دوایر همان Γ_D مورد نظر ما خواهد بود.

e.g.

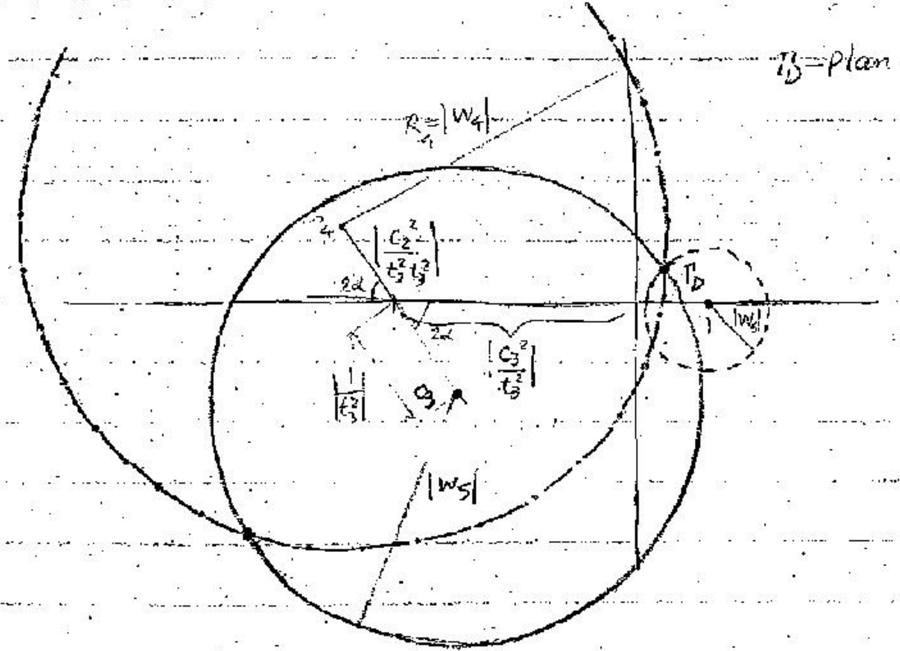
یک سیستم اندازه‌گیری Six-port در بازه 26 ~ 40GHz را با مشخصات زیر در نظر بگیرید:

کوپلر اول : 6dB $\Longrightarrow c_1^2 = 1/4$

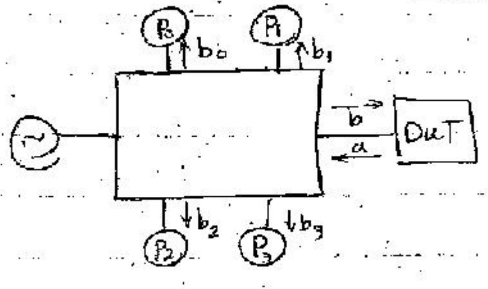
کوپلر دوم و سوم : 3dB $\Longrightarrow c_2^2 = c_3^2 = -1/2$.

$\alpha = \lambda/8$ @ mid band (33 GHz)

$P_{in} = 1\,mW = 0\,dBm$; Dynamic Rang P_4, P_5, P_6 : 20 dB



Γ_D-Plane
$R_4 = |W_4|$
4
$\left|\frac{c_2^2}{t_2^2 t_3^2}\right|$
2α
2α
$\left|\frac{c_3^2}{t_3^2}\right|$
$\left|\frac{1}{t_3^2}\right|$
g
Γ_D
$|w_6|$
$|w_5|$



P_0
b_0
P_1
b_1
b
a
DUT
b_2
b_3
P_2
P_3

فرض کنید که شبکه Test-set خطی عمل کند در نتیجه داریم:

$$\begin{cases} b_0 = A_0 a + B_0 b \\ b_1 = A_1 a + B_1 b \end{cases} \qquad \begin{aligned} b_2 &= A_2 a_2 + B_2 b \\ b_3 &= A_3 a + B_3 b \end{aligned}$$

$$P_0 = |b_0|^2 = |A_0 a + B_0 b|^2 = |A_0|^2 |b|^2 \left|\Gamma_D + \frac{B_0}{A_0}\right|^2$$

$$= |A_0|^2 |b|^2 |\Gamma_D - q_0|^2$$

$$P_1 = |b_1|^2 = |A_1 a + B_1 b| = |A_1|^2 |b|^2 \left|\Gamma_D + \frac{B_1}{A_1}\right|^2 = |A_1|^2 |b|^2 |\Gamma_D - q_1|^2$$

$$P_2 = |A_2|^2 |b|^2 \left|\Gamma_D + \frac{B_2}{A_2}\right|^2 = |A_2|^2 |b|^2 (\Gamma_D - q_2|^2$$

$$P_3 = |A_3|^2 |b|^2 \left|\Gamma_D + \frac{B_3}{A_3}\right|^2 = |A_3|^2 |b|^2 (\Gamma_D - q_3|^2$$

$$\left|\frac{P_i}{P_0}\right| = \left|\frac{A_i}{A_0}\right|^2 \cdot \left|\frac{\Gamma_D - q_i}{\Gamma_D - q_0}\right|^2 \Rightarrow \begin{cases} \left|\dfrac{\Gamma_D - q_1}{\Gamma_D - q_0}\right|^2 = \left|\dfrac{A_0}{A_1}\right|^2 \dfrac{P_1}{P_0} = \mathbb{P}_1 \\ \left|\dfrac{\Gamma_D - q_2}{\Gamma_D - q_0}\right|^2 = \mathbb{P}_2 \\ \left|\dfrac{\Gamma_D - q_3}{\Gamma_D - q_0}\right|^2 = \mathbb{P}_3 \end{cases} \quad (*)$$

$i = 1, 2, 3$

حال روابط (*) را کمی باز کنیم:

$$\left|\frac{\Gamma_D - q_i}{\Gamma_D - q_0}\right|^2 = \mathbb{P}_i \Longrightarrow \frac{(\Gamma_D - q_i)(\Gamma_D^* - q_i^*)}{(\Gamma_D - q_0)(\Gamma_D^* - q_0^*)} = \mathbb{P}_i \qquad (i = 1, 2, 3)$$

$$(1 - \mathbb{P}_i)\Gamma_D \Gamma_D^* + (\mathbb{P}_i q_0^* - q_i^*)\Gamma_D + (\mathbb{P}_i q_0 - q_i)\Gamma_D^* - q_i q_i^* - \mathbb{P}_i q_0 q_0^* = 0$$

$i = 1, 2, 3$

دقت کنید که q_i ها پارامترهای شبکه هستند که از کالیبراسیون بدست آمده‌اند و $\mathbb{P}_i$ ها از اندازه‌گیری بدست می‌آیند.

حال سه رابطه داریم. برای کاهش خطا فرض می‌کنند که Γ_D، Γ_D^* و $\Gamma_D \Gamma_D^*$ سه متغیر مستقل هستند و از این سه رابطه آن‌ها را به طور جداگانه بدست می‌آوریم. در روند اثبات از این سه معادله $\Gamma_D \Gamma_D^*$ و Γ_D^* را حذف نموده و Γ_D را بدست می‌آوریم. حال اینکه در انتها $\Gamma_D \Gamma_D^*$ و Γ_D^* را داخل کدام رابطه بگذاریم، سه جواب داریم:

$$\Gamma_D^{(1)} = \frac{C_2 D_1 - C_1 D_2}{C_2 C_1^* - C_1 C_2^*} \qquad \Gamma_D^{(2)} = \frac{C_3 D_2 - C_2 D_3}{C_3 C_2^* - C_2 C_3^*} \qquad \Gamma_D^{(3)} = \frac{C_1 D_3 - C_3 D_1}{C_1 C_3^* - C_3 C_1^*}$$

$$C_1^{(1,2)} = \frac{\mathbb{P}_i q_0 - q_i}{1 - \mathbb{P}_i} - \frac{\mathbb{P}_{(i+1)} q_0 - q_{i+1}}{1 - \mathbb{P}_{i+1}} \qquad D_1^{(i,i+1)} = \frac{\mathbb{P}_i |q_0|^2 - |q_i|^2}{1 - \mathbb{P}_{i+1}} - \frac{\mathbb{P}_2 |q_0|^2 - |q_2|^2}{1 - \mathbb{P}_2}$$

C

کالیبراسیون شش پورته در حالت کلی

از روابط قبل داشتیم :

$$\left|\frac{\Gamma_D - q_i}{\Gamma_D - q_0}\right|^2 = \left|\frac{A_0}{A_i}\right|^2 \frac{P_i}{P_0} = P_i \qquad i=1,2,3$$

حال برای کالیبراسیون به جای Γ_D ، Γ_s شناخته شده‌ای را می‌گذاریم :

$$\left|\frac{\Gamma_{sj} - q_i}{\Gamma_{sj} - q_0}\right|^2 = r_i P_{ij} \qquad i=1,2,3 \qquad P_{ij} = \left(\frac{P_i}{P_0}\right)_j$$

شماره استاندارد : j

$$\longrightarrow r_i P_{ij} \left|\Gamma_{sj} - q_0\right|^2 = \left|\Gamma_{sj} - q_i\right|^2$$

در این روابط q_0 ، q_i ، ξ و نیز r_i ، ξ ثابت و نامعلوم هستند. با کالیبراسیون می‌خواهیم این ξ ها اندازه‌گیری کنیم. اما در هر مرحله که استاندارد خاصی انجام می‌شود، بسته به نوع بار استاندارد، این مقادیر عوض می‌شوند. برای همین باید ۱۵ بار آزمایش انجام دهیم. (چرا؟)

$$r_i P_{i1} \left\{ q_0 q_0^* - \Gamma_{s1}^* q_0 - \Gamma_{s1} q_0^* + \Gamma_{s1}\Gamma_{s1}^* \right\} = q_i q_i^* - \Gamma_{s1}^* q_i - q_i^* \Gamma_{s1} + \Gamma_{s1}\Gamma_{s1}^* \qquad i=1,2,3$$

$$r_i P_{i2} \left\{ q_0 q_0^* - \Gamma_{s2}^* q_0 - \Gamma_{s2} q_0^* + \Gamma_{s2}\Gamma_{s2}^* \right\} = q_i q_i^* - \Gamma_{s2}^* q_i - q_i^* \Gamma_{s2} + \Gamma_{s2}\Gamma_{s2}^* \qquad i=1,2,3$$

. . .

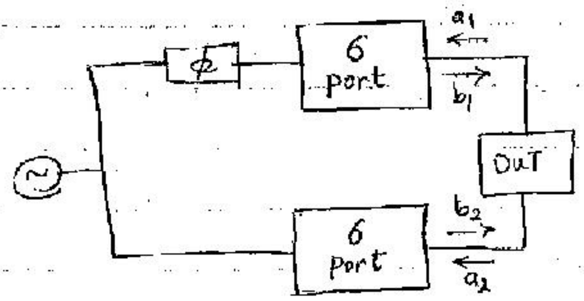
$$r_i P_{i5} \left\{ q_0 q_0^* - \Gamma_{s5}^* q_0 - \Gamma_{s5} q_0 + \Gamma_{s5}\Gamma_{s5}^* \right\} = q_i q_i^* - \Gamma_{s2}^* q_i - q_i^* \Gamma_{s2} + \Gamma_{s5}\Gamma_{s5}^* \qquad i=1,2,3$$

$i=1,2,3 \quad i=0,1,2,3$

به خاطر خطاهای درجه ۲ اگر ترم‌های اضافی $\underbrace{q_0 q_i^* \text{ و } q_i^* \text{ ، } q_i}_{15}$ و r_i را به عنوان مجهول در نظر بگیرند با روشی که در قبل گفتیم با بدست آوردن پارامترهای تک معادله و جاگذاری در معادلات دیگر q_i و q_0 را بدست می‌آوریم.

Transmission Measurment با استفاده از 6-پورت

ایده ابتدایی این تکنیک بسیار زیباست:



$$\begin{cases} a_1 = S_{11} b_1 + S_{12} b_2 \\ a_2 = S_{21} b_1 + S_{22} b_2 \end{cases}$$

$$\Gamma_1 = \frac{a_1}{b_1} , \Gamma_2 = \frac{a_2}{b_2}$$

نکته مهم اینست که ممکن است Γ_1, Γ_2 ه اندازه گیری شود از 1 نیز بزرگتر شود. چون از هر دو طرف توان

$$\begin{cases} \Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21}}{\Gamma_2 - S_{22}} \\ \Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21}}{\Gamma_1 - S_{11}} \end{cases}$$

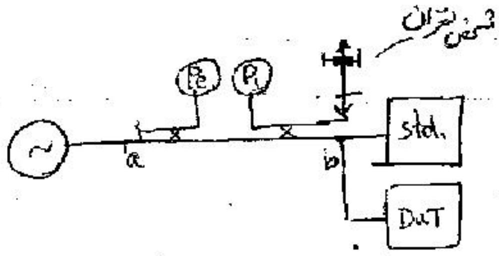
Γ_1 , Γ_2 توسط six-port ها اندازه گیری شود.

بهر مرحله آزمایش دو رابطه پیدا می شود. مراحل مختلف آزمایش را می توان با تغییر ϕ انجام داد.

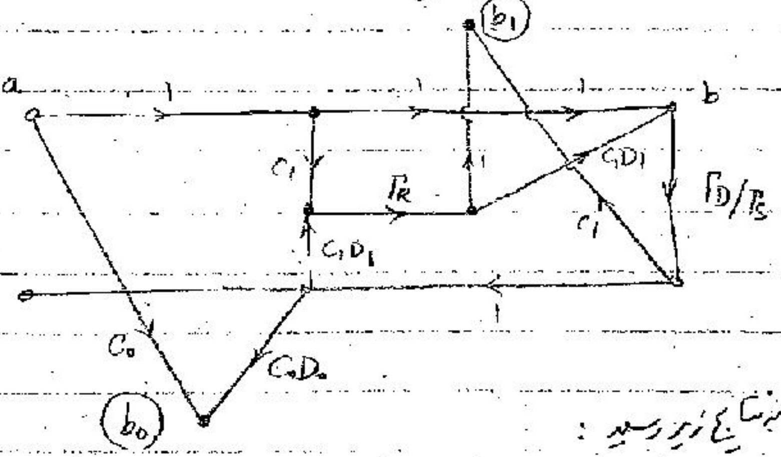
	6 Port	ANA
Resolation	0.001 dB 2°	0.02 ~ 10dB 0.2 ~ 20° (بستگی: به سیستم دارد)
Source	non-synth.	synth.
freq.	good > 100 GHz	< 60 GHz
theory	very difficult	Difficult
calibration	Time - memory - Cost Consumer	fair
operation	not-real time	real time

◁ رفلکتومتر چند حالته:

" Multi-state Reflectometer "



چون مدل کوچکتر شده است ، مدل خطا را دقیق‌تر رسم می‌کنیم:



با نوشتن روابط میسون به نتایج زیر رسید :

$$b_1/a = \frac{C_1(1+D_1\Gamma_R + D_1C_1^2\Gamma_R)\Gamma_D + C_1D_1 + C_1\Gamma_R}{\Delta}$$

$$b_0/a = \frac{C_0D_0(1+C_1^2D_1\Gamma_R)\Gamma_D + C_0(1+C_1^2D_0\Gamma_R)}{\Delta}$$

$$b_1/b_0 = \frac{C_1(1+D_1\Gamma_R + D_1C_1^2\Gamma_R)\Gamma_D + C_1(D_1+\Gamma_R)}{C_0D_0(1+C_1^2D_1\Gamma_R)\Gamma_D + C_0(1+C_1^2D_1\Gamma_R)} \quad \text{---} (I)$$

در قبل می‌توانستیم در شکل بهتری رابطه زیر را بنویسیم :

$$P_i = \left|\frac{A_0}{A_i}\right|^2 \frac{P_i}{P_0} = \left|\frac{A_0}{A_1}\right|^2 \left|\frac{b_1}{b_0}\right|^2 = \left|\frac{\Gamma_D - q_i}{\Gamma_D - q_{0i}}\right|^2$$

که i نشان دهنده اندیس در Γ_R را تغییر دهیم.

$$(I) \Rightarrow \left|\frac{b_1}{b_0}\right|^2 = \left\{\frac{C_1(1+D_1\Gamma_{Ri}(1+C_1^2))}{C_0D_0(1+C_1^2D_1\Gamma_{Ri})}\right\} \left|\frac{\Gamma_D - q_i}{\Gamma_D - q_{0i}}\right|^2$$

$$\frac{A_i}{A_0} = \frac{C_1[1+D_1\Gamma_{Ri}(1+C_1^2)]}{C_0D_0(1+C_1^2D_1\Gamma_{Ri})}$$

$$q_i = \frac{C_1(D_1+\Gamma_{Ri})}{C_1[1+D_1\Gamma_{Ri}(1+C_1^2)]} \qquad q_{0i} = \frac{C_0(1+C_1^2D_1\Gamma_{Ri})}{C_0D_0(1+C_1^2D_1\Gamma_{Ri})}$$

برای این مسئله حل گرافیکی زیبایی وجود دارد که در انجام محاسبات سرعت بیشتری می‌بخشد .

این روش بصورت زیر است:

$$\left(\frac{P_1}{P_0}\right)_i = \left|\frac{b_1}{b_0}\right|_i^2 = \underbrace{\left|\frac{C_1(D_1+\Gamma_{Ri})}{C_0(1+C_1^2 D_0\Gamma_{Ri})}\right|^2}_{L_i} \cdot \left|\frac{\overset{R_i e^{j\alpha_i}}{\boxed{\frac{1+D_1\Gamma_{Ri}(1+C_1^2)}{D_1+\Gamma_{Ri}}}}\Gamma_D+1}{\underset{S_i e^{j\beta_i}}{\boxed{\frac{D_0(1+C_1^2 D_1\Gamma_{Ri})}{1+C_1^2 D_0\Gamma_{Ri}}}}\Gamma_D+1}\right|^2$$

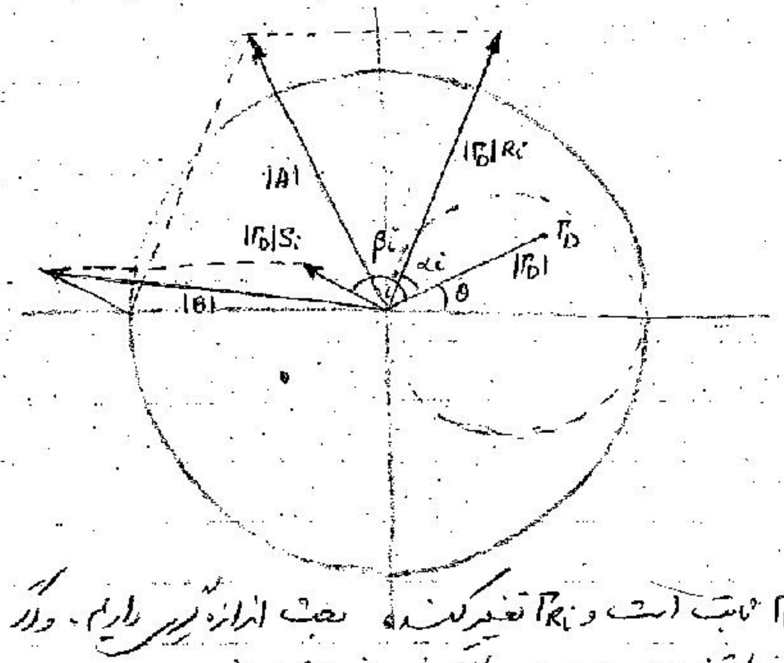
L_i : یک مقدار حقیقی برای تفاوت عبوری است که عمدتاً تابع C_0 و C_1 است.

$R_i e^{j\alpha_i}$: « یک کمیت مختلط است که عمدتاً مربوط به Γ_{Ri} است. (میتواند بزرگتر از ۱ گردد)

$S_i e^{j\beta_i}$: یک « « « تابع D_0 و D_1 میباشد.

فرض کنید که $\Gamma_D = |\Gamma_D| e^{j\theta}$ ؛ روابط به صورت زیر ساده سازی شده است:

$$\left(\frac{P_1}{P_0}\right)_i = L_i \left|\frac{\overbrace{R_i e^{j\alpha_i}\,|\Gamma_D|\, e^{j\theta}+1}^{|A|}}{\underbrace{S_i e^{j\beta_i}\,|\Gamma_D|\, e^{j\theta}-1}_{|B|}}\right|^2$$



اگر فرض کنید که Γ_D ثابت است و Γ_{Ri} تغییر کند، بحث اندازه‌گیری داریم. و اگر Γ_{Ri} را ثابت نگه داریم و سپس Γ_D را تغییر دهیم، عملیات کالیبراسیون انجام میشود.

کالیبراسیون یعنی بدست آوردن S_i ، R_i ، L_i ، α_i و β_i .

بدست آوردن Li :

فرض کنید در Γ_D یک Sliding load قرار دهیم: $|\Gamma_D| < 0.001$

فرض اینکه کوپلر استفاده شده دارای سمت گرایی قابل قبول باشند:

$D_0 \simeq 30\,dB$ یا $25\,dB$

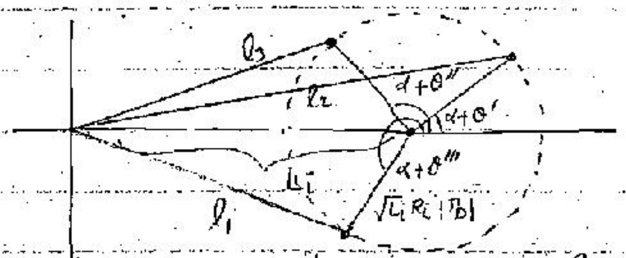
دراینصورت $S_i < 0.005$ می شود و قابل صرفنظر می شود:

$$\left(P_1/P_0\right)_i' = L_i\left\{1+|\Gamma_L|^2R_i^2+2|\Gamma_L|R_i\cos(\alpha_i+\theta')\right\}$$

$$\left(P_1/P_0\right)_i'' = L_i\left\{1+|\Gamma_L|^2R_i^2+2|\Gamma_L|R_i\cos(\alpha_i+\theta'')\right\}$$

$$\left(P_1/P_0\right)_i''' = \ldots$$

θ' و θ'' از slide کردن load ایجاد می شود.



$$l_j = \left(P_1/P_0\right)_i^j$$

نکته مهم اینست که ما نقاط l_1 و l_2 و l_3 را می توانیم از اندازه گیری بدست آوریم. حال باید معادلات به فرم $l_j = |L_i + re^{j\theta_j}|$ را با دانستن اینکه $\theta_{j+1} = \theta_j$ مرکز و شعاع دایره بدست آوریم.

تحلیلگر طیف Spectrum Ana.

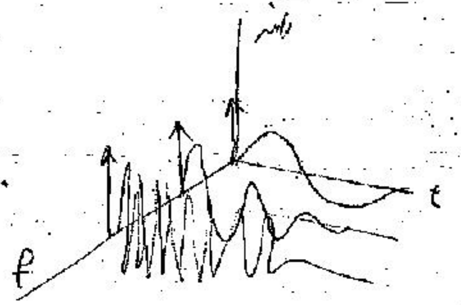
ما در این دستگاه می‌خواهیم رفتار طیفی سیگنال را بررسی می‌کنیم ولی Z NA اندازه‌گیری پارامترهای شبکه می‌کنند؛ ما در فرکانس‌های پایین از اسیلوسکوپ استفاده می‌کنیم؛ ولی در فرکانس‌های بالا به دلایلی دیگر اسکوپ‌ها مورد استفاده قرار نمی‌گیرند.

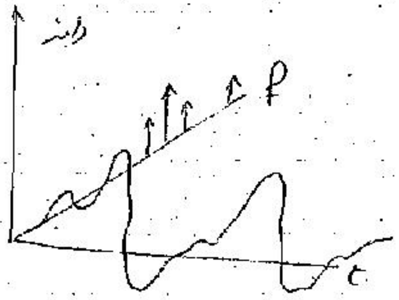
اسیلوسکوپ

محدودیت سرعت بیم

Sampling Scope
(حداکثر 500 گیگاهرتز)

اساساً نمایش حوزه زمانی چقدر نیاز است؟
- در کارهای مخابراتی نگاه کردن به شکل حوزه زمانی اطلاعات زیادی به ما نمی‌دهد.
- دقت تفکیک سیگنال در حوزه زمانی کمتر است.

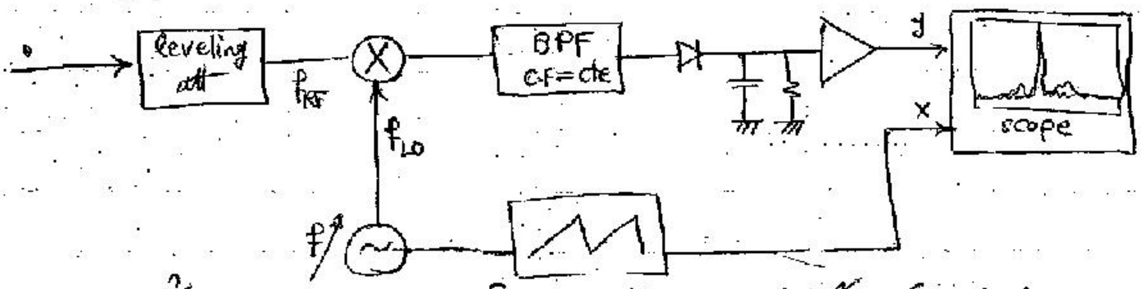




نکته مهم: در اسپکترام دامنه را فقط می‌بینیم و به فاز کاری نداریم.

Spectrum Ana ≡ Reciever

ساختار:



پس Spect. Ana. یک گیرنده بسیار وایدباند، بسیار دقیق و با حساسیت بالا باشد.

سؤال: leveling Att. نیاز است؟

چون اگر توان ورودی زیاد باشد میکسر اشباع می‌شود و هارمونیک‌های آن در مسیر ایجاد شود و طیف‌های ناشی

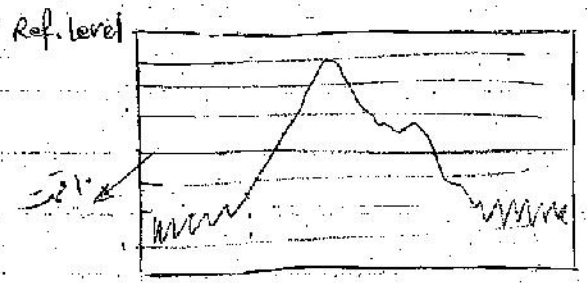
این هارمونیک‌ها در طیف خروجی خطا ایجاد می‌کنند.

میکسرها در Spect. Ana. از اهمیت بسیاری برخوردارند و باید ایزولاسیون بسیار خوبی داشته باشند.

پهنای باند فیلتر BPF و Sweep-time لزوماً باید قابل تنظیم باشند. به پهنای باند فیلتر BPF، Resolution band width گویند.

در کار با Spect. Ana ابتدا RBW را بزرگ در نظر می‌گیریم و Sweep-time را کم می‌کنیم، پس از اینکه سیگنال را در موقعیت خاص دیدیم، حول آن فرکانس zoom می‌کنیم و سپس RBW را کوچک می‌کنیم و سپس Sweep-time را زیاد می‌کنیم؛ در این حالت سیگنال را با دقت بسیار بالاتری می‌بینیم.

تنظیمات دستگاه:



الف - عمودی:
- Ref/level
- Scale/Div
- input Att.

ب - افقی:
- فرکانس مرکزی
- پهنای سوئیپ
- start
- stop
- Sweep-time

ج: RBW

د: VBW

بلوک دیاگرام اسپکتروم آنالایزر MS710

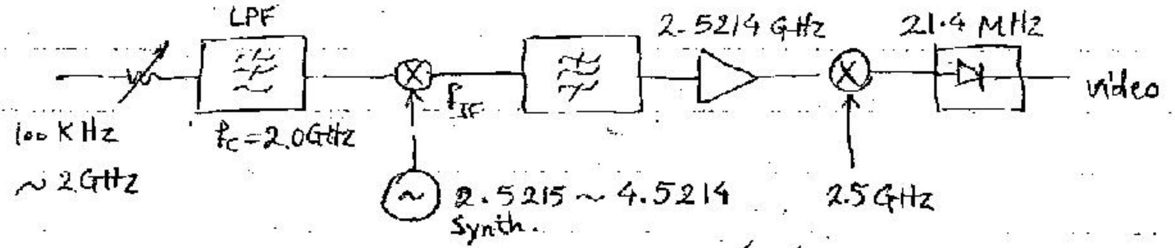
در این Spectrum دو کانال مجزا برای باند فرکانسی 100K~2GHz و 17G~23GHz در نظر گرفته شده است. فرکانس IF هر کانال به صورت زیر است:

mode 100KHz – 2GHz $f_{IF} = 2.514\ GHz$

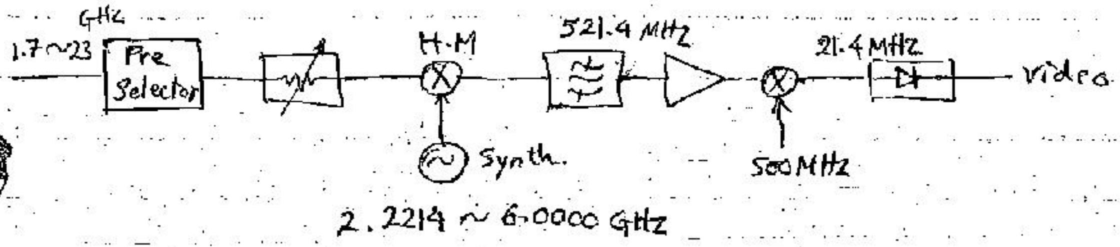
1.7GHz — 23GHz $f_{IF} = 521.4\ MHz$

f_{IF} بزرگ در نظر گرفته شده است که f_{IF} جزو باند کاری آن نباشد تا اثرات از Convertion loss میکسر صرف‌نظر شود و میزان خطا کمتر شود.

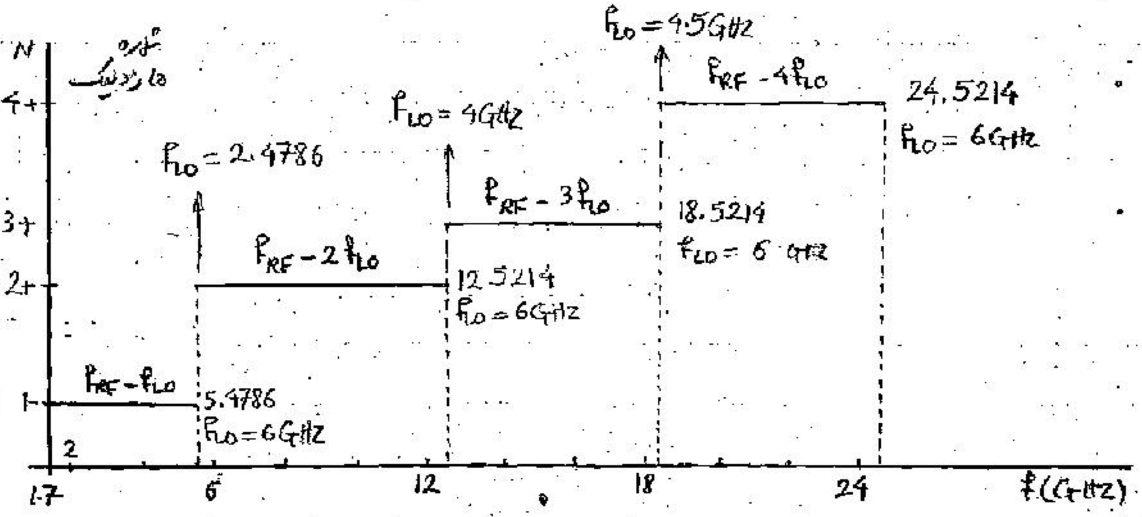
بلوک دیاگرام زیر برای مورد 100K ~ 2GHz می‌باشد:


LPF
100 KHz
~ 2GHz
fc=2.0GHz
fIF
2.5215 ~ 4.5214
Synth.
2.5214 GHz
2.5GHz
21.4 MHz
video

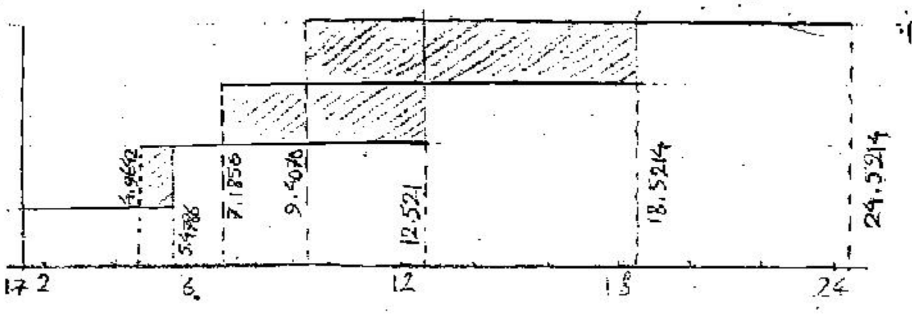
در مورد 1.7 ~ 23 GHz از هارمونیک میکسر استفاده شده است:


GHz
1.7~23
Pre Selector
H.M
521.4 MHz
21.4 MHz
video
Synth.
500 MHz
2.2214 ~ 6.0000 GHz

در نمودار زیر می‌توانید ببینید باند فرکانسی 1.7GHz تا 23GHz چگونه توسط این H.M پوشش داده شده است.



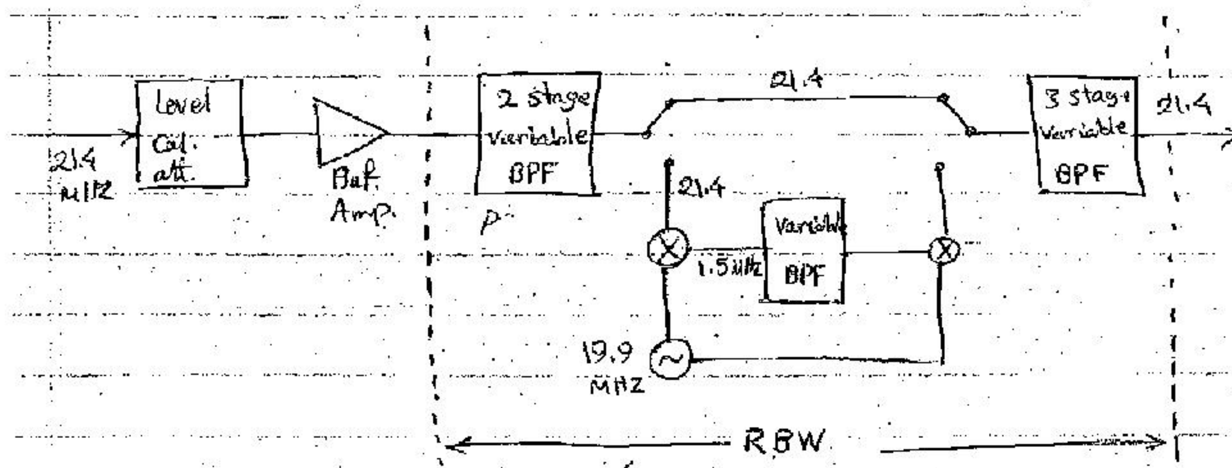
ایده موجود این است که این بازه‌ها قابلیت overlap شدن نیز دارند؛ از ترتیب و level فرکانسی بازه‌ها برای پوشش 1.7 ~ 23 GHz استفاده می‌شود و هرگاه بخواهیم zoom کنیم از یکی از این هارمونیک‌ها استفاده می‌کنیم:



- قسمت Preselector عملاً یک فیلتر است و عملاً در میزان Span تأثیری ندارد و میزان نویز ورودی به دستگاه را کنترل می‌کند .....
- این ساختار قابلیت افزایش پهنای باند تا باندهای بالاتر نیز دارد و با استفاده از یک میکسر دیگر مستقیماً IF های 521.4 MHz و 21.4 MHz ایجاد می‌شوند.

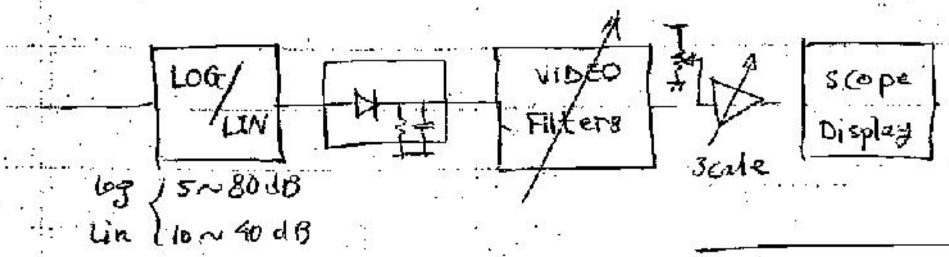
IF Section

تنظیم RBW در قسمت IF انجام می‌شود:

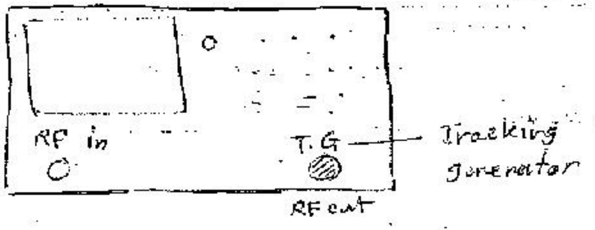

21.4 MHz
Level Cal. att.
Buf. Amp.
2 stage Variable BPF
21.4
21.4
1.5 MHz
Variable BPF
19.9 MHz
3 stage Variable BPF
21.4
A
RBW

level.cal.att : میزان Conv.loss میکسر که در هر یک H.M های مختلف متفاوت می‌باشند بنابراین این میزان باید جبران شود. این میزان توسط کالیبراسیون level.cal.att انجام می‌شود و که این کار حدود ۱۰ دقیقه طول می‌کشد. در بعضی از spectrum.Ana. ها که فقط دارند این کار را سریعتر انجام می‌دهند.

Display Section

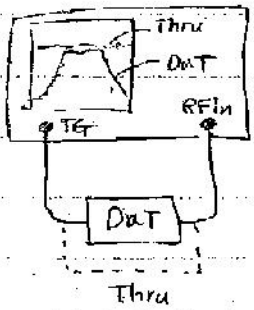

LOG/LIN
VIDEO Filters
Scale
Scope Display
log 5~80 dB
Lin 10~40 dB

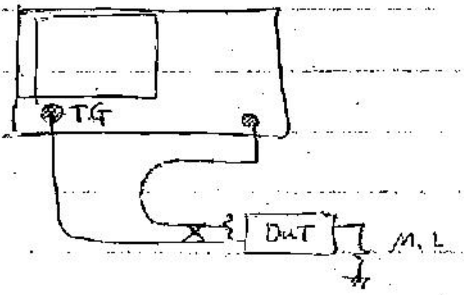
از Spectrum. Ana. می‌توان برای اندازه‌گیری تضعیف و SWR استفاده نمود.


RF in
T.G
Tracking generator
RF out

همان فرکانسی را خروجی می‌دهد که می‌خواهد Display نشان می‌دهد.

پس می‌توان از ساختار زیر برای اندازه‌گیری Γ و تضعیف DuT استفاده نمود؛





— اگر T.G نداشته باشیم می‌توانیم خودمان یک سیگنال داشته باشیم و از آن به RFin تغذیه داشته باشیم. تا وقتی سوئیپ زمانی spectum را خاموش کنیم و در عوض سوئیپ زمانی تغذیه را بیشتر کنیم تا در هر لحظه برای Spectrum فرکانسی که IF خاص را ایجاد کند حداقل یک بار رخ دهد!