

Parámetros S - Teóricos

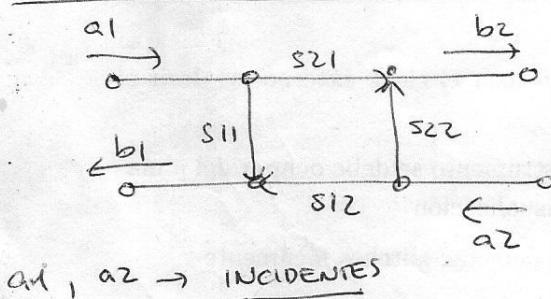
1

ANAS

- Parámetros S → coeficiente de TRANSMISION y REFLEXION (1965), Bell
Trabajan con ONDAS DE POTENCIA.
TRANSMISION → ganancia / atenuación
REFLEXION → relacionada a VSWR y impedancias
Son análogos a los parámetros \underline{h} , y_1 , o \underline{z} ya q' describen ENTRADAS y SALIDAS de una CAJA NEGRA.
parámetros S → Tlo en términos de POTENCIA.

Kurokawa
(1965), Bell

DIAGRAMA CONCEPCIONAL



a, b → raínes cuadradas de potencia

\rightarrow [potencia] incidente en puerto 1.

$(b_2)^2 \rightarrow$ [potencia] reflejado en puesto 2.

$S_{11} \rightarrow$ FRACCION de a_1 que se refleja. } S_{22}, S_{12} son simbolos.
 $S_{21} \rightarrow$ FRACCION de a_1 que se transmite

$b_1 \rightarrow$ SUMA de la fracción de f^1 que se reflejó y la fracc. de f^1 que
se levió (análoga a $b_2 \rightarrow$ análoga).

$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} b_1 = s_{11} a_1 + s_{21} a_2 \\ b_2 = s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{reflected} \\ \text{incidente} \end{array}$$

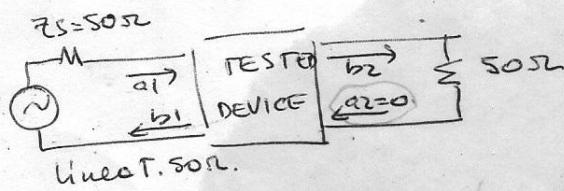
$$\text{Si } \underline{a_2 = \emptyset}$$

si $a_1 = \emptyset$

$$S21 = \frac{b_2}{a_1}$$

$$\therefore S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$$

Cómo se MIDEN: (puedo ir a pl. calcular los parámetros)



Medición de su y s21 (ar-0)



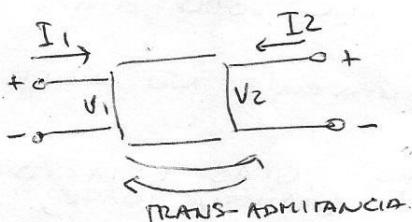
Medición de s_{12} y s_{22} ($a_1 = \emptyset$)

Los parámetros ④, ⑤ y ⑥ se pueden calcular apartir de los ⑦.

- (2)
- Los parámetros \textcircled{S} son ~~constituidos~~ ~~vectoriales~~ VECTORIALES. Históricamente se utilizaban sólo MODULO, por la DIFICULTAD de medir FASE.
 - Los parámetros \textcircled{S} son FACILES de medir y permiten DEDUCIR otros paráms, como LONG. ELECTRICA y CONSTANTE DIELECTRICA.
 - Los paráms $\textcircled{H, Z, T}$, eran DIFICILES de MEDIR al requerir CORTOS y CIRC. ABIERTOS (segundo STUBS ajustados para cada FRECUENCIA!). al requerir AJUSTE DE LAS LONG. DE LINEA PL que en el corto o circ. abierto se reproduzca en los terminales del componente. Esto es AUN MAS DIFÍCIL para BARRIDOS EN FRECUENCIA. (VARIAR la LONG. ELECTRICA)
- Además el dispositivo se mantiene ESTABLE al unir SOLO Y LOS PUNTOS DE PRUEBA no hace falta q' se pongan EN EL DISPOSITIVO. Es decir, como todo está ADAPTADO, y los paráms son ONDAS PROGRESIVAS q' NO VARIAN en la linea (de bajo perdido), puedes medir a CIERTA DISTANCIA.

b) Redes de n puertos

- Las redes pueden ser de \textcircled{n} puertos, pero exemplificando con $\textcircled{2}$. Todas las ecuaciones de parámetros se relacionan con 4 variables. Dos variables (independientes) son la EXCITACION, y las otras dos (dependientes) son la RESPUESTA DE LA RED. Por ejemplo:



1) Aplicando las TENSIONES V_1 y V_2 (vars INDEP):

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad | \quad \text{Parámetros de ADMITANCIA.} \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad | \quad (\text{requiere cortos}) \end{aligned}$$

- 2) Si aplicamos dos CORRIENTES I_1 y I_2 :

$$\begin{aligned} V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \quad | \quad \text{Parámetros de IMPEDANCIA} \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \quad | \quad (\text{requieren OPENs}) \end{aligned}$$

- 3) Si aplicamos CORRIENTE / TENSION:

$$\begin{aligned} V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad | \quad \text{Parámetros HIBRIDOS} \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad | \quad (\text{S-PORT en entrada}) \\ &\qquad\qquad\qquad (\text{OPEN en salida}) \end{aligned}$$

• Aquí estamos trabajando con TENSIONES y CORRIENTES TOTALES a lo largo de la linea, que llamaremos genéricamente " V_L " e " I_L ".

TODOS ESTOS PARAMETROS contienen la MISMA INFORMACION, pero se ELIGEN segun FACILIDAD DE USO. Se pueden OBTENER UNOS DE OTROS.

SEGUIR CON IKUOKAWA (ANIS.)

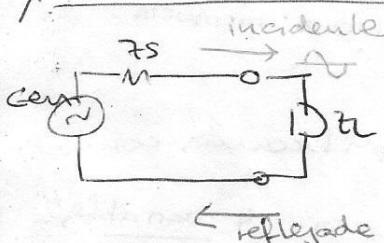
OTRA INTERPRETACI^ON, RELACIONANDO CON L DET.

(AN 154)

Param^s de 2 puentes x_1, y_1, z
(x_1, y_1, z)

Como vienes, estos parámetros presentan problemas a altas frecuencias y lo que se necesita OTRO METODO DE CARACTERIZACION, que será basado en ONDAS VIAJERAS (o PROGRESIVAS) en lugar de voltajes o corrientes. Para ello revisaremos conceptos de LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

1) Líneas de transmisión ("Traveling waves").



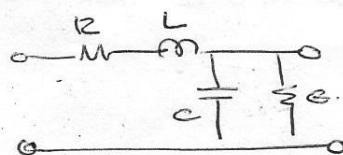
- Una porción de la potencia se吸收 a la carga, y otra se refleja. De ésta, eventualmente vuelve otra vez, si $zS \neq ZL$.

Cuando la LONG DE LINEA es del orden de λ , la tensión, corriente, y potencia se consideran ONDAS PROGRESIVAS en ambos sentidos. Si $ZL = zS = Z_0$, luego una sola onda viajera → carga y la relación tensión/corriente NO DEPENDE DE DONDE ME PARE. Caso contrario, tengo ONDAS ESTACIONARIAS (STANDING WAVE).

y las velocidades DEPENDEN DE LA POSICIÓN EN LA LINEA.

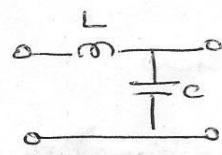
Aprovechar a comentar LONG ELECTRICA VS. MECANICA!

- Si la Línea es de sección constante, puedo modelarla como múltiples circuitos del siguiente tipo (línea doble ADAPTADA):



Línea CON PERDIDAS.

$$(x > 0, \beta \neq 0) \quad Z_0 = \sqrt{\frac{R + jWL}{G + jWC}}$$



Línea SIN PERDIDAS \rightarrow $(\alpha = 0, \beta \neq 0)$

$\alpha \Rightarrow$ cle de ATENUACION [dB/m]

$\beta \Rightarrow$ cle. de FASE [grad/m]

Si NO TENO PERDIDAS, la IMPED. CARACT ES:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \text{TS} \\ \text{SO} \\ \text{300} \end{array} \right\}$$

(3)

- Bien, yendo ahora a LÍNEA SIN PERD. DESADAPTADA, el valor de TENSIÓN EN CUALQUIER PUNTO será la SUMA de inc/reflejado; y la CORRIENTE en la RESTA /zo:

$$V_t = E_i + E_r$$

TENSION TOTAL

↓
SUMA INC+REPL

$$I_t = \frac{E_i - E_r}{z_0}$$

CORRIENTE TOTAL

↓
RESTA INC-REPL

I_t, I_t

I_t

I_t

I_t

- Otra relación útil es el COEF DE REPLEXION Γ , que expresa la ADAPTACION DE IMPEDANCIA y consigue el APROVECHAMIENTO DE POTENCIA.

$$\Gamma = \rho L \quad ; \quad \Gamma = \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L}$$

Para facilidad de computo se NORMALIZAN IMPEDANCIAS respectos a z_0 :
 $0 < \Gamma \leq 1$

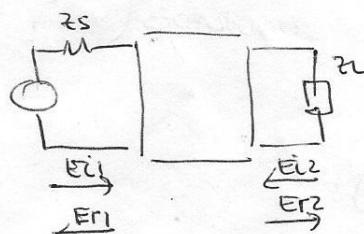
$$z_N = \frac{z_0}{z_0} = z_{EN} = \frac{z_L}{z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} ; \quad 1 \leq z_N \leq \infty$$

Ahora, podemos COMBINAR L de T con ~~RED~~ REDES DE 2 PUERTOS, INSERIENDO un dispositivo en la líneas:

Por ejemplo, con parámetros (1) serie:

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$



Pero para L de T, en cualquier punto se cumple:

$$\left. \begin{array}{l} V_t = E_i + E_r \\ I_t = \frac{E_i - E_r}{z_0} \end{array} \right\} \begin{array}{l} V_1 = E_{i1} + E_{r1} \\ I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{z_0} \\ V_2 = E_{i2} + E_{r2} \\ I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{z_0} \end{array}$$

⇒ puedo expresar en términos de E_i y E_r (ONDAS PROGR. DE TENSION).

$$E_{r1} = f_{11}(h) E_{i1} + f_{12}(h) E_{i2}$$

parámetros (3), en este caso

expresados como función de

los parámetros (1) (podría ser

también de los (5) o los (2))

$$E_{r2} = f_{21}(h) E_{i1} + f_{22}(h) E_{i2}$$

RELACIONAN ONDAS PROGRESIVAS DE TENSION
en lugar de TENSIONES x CORRIENTES TOTALES.

Se llaman parámetros (3) o SCATTERING ya que relacionan ONDAS REPLEJADAS por la red con ondas INCIDENTES a la red. Hablando de ONDAS PROGRESIVAS DE VOLTAJE, en lugar de TENSION o CORRIENTE TOTAL.

- Si a hora dividimos MAM por $\sqrt{Z_0}$, obtenemos la variable (a) y (b) que representan que son ONDAS PROGRESIVAS DE POTENCIA. (son $V_{potencia}$)

"a" → INCIDENTES "b" → REFLEJADAS.

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} ; a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} ; b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} ; b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}$$

Reflejadas incidentes

$$\Rightarrow b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

(Faltaría establecer bien la relación entre por ej. E_{i1} y $\frac{V_i + Z_i I_i}{\sqrt{Z_0}}$ para a_1 , en base a LINEAS DE TRANSMISIÓN!)

AN 95
Cap 3

" V_i " en la tensión total en algunos puntos de la línea.
" I_i " " corriente

u (KUROKAWA)
- Los paráms (S) , ~~definidos~~ × Kurokawa en 1965, definen relaciones entre parámetros (a) y (b) . Estas variables son ondas progresivas complejas normalizadas de voltaje. Se definen en términos de V_t (tensión en el terminal abierto).

de terminal) I_i (corriente de terminal), y Z_0 (impedancia de abierta).
Todos CORRESPONDEN A EL PUERTO Kurokawa
lensión en incidente E_{i1} tensión reflejada en el puerto " v_i "

$a_1 = \frac{V_t + (Z_i) I_i}{Z \sqrt{Z_0} I_i}$	$b_1 = \frac{V_i - Z_i^* I_i}{Z \sqrt{Z_0} I_i}$	E_{REF_i} (Se puede demostrar APARTE, "por a hora lo ASUMIMOS")
ONDA DE POTENCIA INCIDENTE	ONDA DE POT REFLEJADA	v_i, I_i

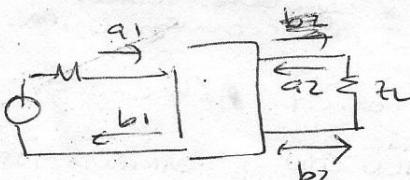
Para cosas prácticas se asume Z_i real y positiva (" Z_0 "). La idea que tendremos que quedar es que AL ELEVAR AL CUADRADO (a_1^2, b_1^2), me deben quedar POTENCIAS. ($\frac{\text{Tensión}^2}{\text{resistencia}}$)!

* Si tenemos 2 PUERTOS: (b_1 y b_2 son similares):

$$a_1 = \frac{(V_1 + I_1 Z_0)}{2 \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de tensión incidente en 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}}$$

RADIC DE LA ONDA DE POTENCIA

$$a_2 = \frac{(V_2 + I_2 Z_0)}{2 \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{onda de tensión que ABANDONA 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}}$$



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

Si multiplico MAM por $\sqrt{Z_0}$:

$$TEPI = S_{11} E_{i1} + S_{12} E_{i2}$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad ; \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad ; \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$$

$(a_1=0)$ $(a_2=0)$ $(a_1=0)$ $(a_2=0)$

ACORTACION H/A

La diferencia entre la ONDA PROGRESIVA y la TENSION TOTAL aplicada en que la TENSION TOTAL NO separa la parte INCIDENTE de la REPLEJADA, es decir no permite saber cuánto es E_i y cuánto E_r .

Las ONDAS PROGRESIVAS, en cambio, son UNA EN CADA DIRECCION (E_i y E_r). Por eso decimos que los param. (S) se basan en ONDAS, en lugar de tensiones o voltajes que son MODULOS! ~~COMPLEJAS.~~

* Puedo relacionar los paráms. (S) con IMPEDANCIAS, por ejemplo:

$$S_{11} = \left| \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1 - I_1 z_0}{2\sqrt{z_0}} \times \frac{2\sqrt{z_0}}{V_1 + I_1 z_0} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - z_0}{\frac{V_1}{I_1} + z_0}$$

$\frac{z_1}{z_1 + z_0}$ cuando $z_1 = z_0 = \text{REAL}$

$$\frac{\frac{V_1}{I_1} - z_0}{\frac{V_1}{I_1} + z_0} = \frac{z_1 - z_0}{z_1 + z_0} = \frac{z_1}{z_1 + z_0}$$

impedancia en puerto 1.

$$\Rightarrow z_1 = z_0 \frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})}$$

$1/a_1$

Esto es la BASE DEL ABACO DE SMITH.

* Los paráms (S) son simplemente GANANCIAS o REPLEXIONES, en contraste con otros como los γ que son magnitudes más raramente.

* Los cuadrados de a y b son POTENCIAS, y los cuadrados de los S son GANANCIAS DE POTENCIA y PERDIDAS DE RETORNO. Esto los hace prácticos.

ACLARAR CONCEPTO DE CANTIDAD ELECTRICA y MECANICA!

PARA METROS S - TEORICO

①

- **VENTAJAS** respecta a paráms h, y, z \rightarrow NO HACE FALTA abrir/cortar circuitos en trazos y salidas. Se miden con in/out ADAPTADAS (línes de 50 Ω), ESPECIALMENTE VENTAJOSO EN ALTA FRECUENCIA

- **NUMEROS COMPLEJOS** ↗ magnitud ↗ fase.
- Con el VOLTMETRO VECTORIAL se tiene que dividir los parámetros a VARIAS FRECUENCIAS y LUEGO unir los valores a una carta de Smith. El VNA hace un BARRIDO y lo grafica automáticamente (NORMALIZADO/50Ω)
- $|s_{fe}| \approx |h_{fe}| \Rightarrow f_T (h_{fe=1}) \approx f_{se} (s_{fe=1})$. La DIFERENCIA es que en el caso de medir h_{fe} , se hace a Baja Frec y f_T se obtiene por EXTRAPOLACION. En cambio si mides s_{fe} puedes METER A MEDIR DIRECTAMENTE la frecuencia f_{se} .
- Mediciones \rightarrow LDT, HF device characterization,
- **NECESIDAD DE MAGNITUD + FASE** \rightarrow complete characterization of LINEAR NETWORKS,

complex impedance needed for MATCHING CIRCUITS, complex value needed for DEVICE MODELLING, TIME DOMAIN characterization, vector (to perform INVERSE FOURIER TRANSFORM) accuracy enhancement, LINEAS DE TRANSMISION \rightarrow la TERMINACION debe estar ADAPTADA p/ evitar PERD. DE ENERGIA x REFLEXION. La relación entre REFLEXION x VALOR DE IMPEDANCIA COMPLEJA se obtiene del SMITH CHART. DISPOSITIVOS LINEALES \rightarrow se discute CANANCIA/PERDIDA y **DISORSION** \rightarrow se unen PARAM (S) en RF y ms.

- NETWORK ANALYSIS \rightarrow concerned with measurement of the RATIO of the REFLECTED signal to the INCIDENT signal and/or the TRANSMITTED signal to the INCIDENT signal. ($refl \rightarrow inc.$) ($transm \rightarrow inc$)

- MAX. TRANSF. de energía \rightarrow load impedance = COMPLEX CONJUGATE of the source impedance. Puedes q' tengas que ajustar R_L (por ej. la carga de un circuito) o R_S (p. ej. cuando TENGAS una antena y ajustas la SALIDA del AMPLIF. DE RF).

- Un LDT terminado en z_0 SE COMPORTA como UNA LDT INFINITAMENTE LARGA. (en la parada en el centro de suministro).

La ENVOLVENTE de RF en este caso a lo largo de las líneas es CONSTANTE (no standing wave) ya q' la energía fluye en UN SOLO SENTIDO.

- DISPOSITIVOS \rightarrow caracterización en ALTA FRECUENCIA $\begin{cases} \text{TRANSMISSION} \\ \text{REFLEXION} \\ \text{COMPORTAM. LINEAL?} \end{cases}$

a) TRANSMISSION \rightarrow $\frac{B}{R}$ COEF. DE TRANSMISSION $T = \tau e^{j\phi}$ (LOSS/GAIN)

b) REFLEXION \rightarrow $\frac{A}{R}$ traum.
refl. $\frac{B}{R}$ lín. inuid.

c) COMPORTAMIENTO $\begin{cases} \text{LINEAR: 10 FREQUENCIES are the same. Sólo combinación de MAGNITUD X FASE, NO NEW SIGNALS CREATED.} \\ \text{NO LINEAR: FREQUENCY SHIFT (mixers), ADDIT. FREQS CREATED (harmonics, intermodulation).} \end{cases}$

LINEAR NETWORK $\begin{cases} \text{DISTORTIONLESS: AMPLITUDE CTE en el BW, FASE LINEAL en BW} \\ \text{(=) NO SE DEFORMA la señal.} \end{cases}$

(LINEAR) DISTORTION $\begin{cases} \text{MAGNITUDE (NO CONSTANTE)} \\ \text{PHASE. (NO LINEALMENTE VARIABLE)} \end{cases}$ desviación dde. la fase lineal

- DESVIACIÓN dde. la fase lineal \rightarrow MAX PEAK-TO-PEAK VALUE OF PHASE RIPPLE.

- GROUP DELAY (GD) \rightarrow medida de la PHASE DISTORTION. dependiente del NUMERO PENDIENTE del RIPPLE DE FASE, dependiente del NUMERO DE RIBLES por unidad de frecuencia. Medida DIFERENCIADA.

Variación de FASE \Rightarrow

El RIPPLE de GD indica DISTORSIÓN DE FASE (ripple = ϕ \Rightarrow fase lineal). (desviación dde. la fase lineal)

Medida del TIEMPO DE TRANSITO de la señal a través del DUT vs. frecuencia.

- Efectos NO LINEALES \rightarrow SATURATION, CROSSOVER, INTERMODULATION \rightarrow SIGNAL DISTORTION. Pueden ser en elementos ACTUOS o PASIVOS (lineales en materiales magnéticos).

Voltímetro vectorial (470SA)

①

(vectorial HP)

- MILIVOLTMETRO y FASIMETRO de los canales (A y B). Mido el voltaje en A y SIMULTANEAEMENTE la fase ^{entre} A/B. Luego convierto el voltímetro y mido el voltaje en B. De esta manera, mido GANANCIA (o perdido), y FASE en los canales. Esto se hace en un rango 1-1000 MHz (3 décadas).
• ~~* TANTO las AMPLITUDES como las FRECUENCIAS de A y B CAMBIAN, pero su RELACION se mantiene.~~ (21 rangos solapados).
- Ganancia y fase \rightarrow complex/vector parameters \rightarrow impedancia/admittancia, ganancia y desfasaje de amplifs., ganancia/perdido de inserción compleja, coef. de reflexión complejo, parámetros de 2 puerta, F. det. filtros. Uso como RECEPTOR SELECTIVO. Herramienta de DISEÑO: fases de RF, medición de antenas, efecto MILLER en amplifs. sintonizadores, sintonización de amplifs. redimensionados, LACTUD ELECTRICA EN CABLES, RETARDO DE GRUPO, etc.

- alta sensibilidad ($\approx 100 \mu V$ a $1V$) y rango dinámico. Resolución de fase 0,1° para CUALQUIER ANGULO RANGO DE EN TODAS LAS FRECUENCIAS.

Voltímetro \rightarrow 9 rangos ($100 \mu V - 1V$ a fondo), $95 dB$ din. rango, $10:1$ divisor pl/lligar a $10V$.

Fasímetro \rightarrow ángulos desde $+180^\circ$ a -180° . 4 rangos: $\pm 180^\circ$, $\pm 60^\circ$, $\pm 18^\circ$, $\pm 6^\circ$ ($0,1^\circ$ resol.). OFFSET $\pm 180^\circ$ en pasos de 10° (el OFFSET se usa pl/medir con MAS PRECISION llevando a lo endos de $\pm 6^\circ$).

- La REFERENCIA de fase es el canal A. Un control automático de fase (APC) sólo un pu). SIN DUDA X ENCANCHADA EN FASE al instrumento con la SEÑAL EN "A", en approx. 10 ms. LUEGO, si la señal tiene comunes MODERADOS ($\leq 15 MHz/sec$), el pu lo sigue. "MUESTREO COHERENTE"

- PUNTAS DE PRUEBA \rightarrow SAMPLING-TYPE MIXERS. Convierten las señales de RF a una IF de $20 kHz$ ~~100 kHz~~ $y BW = 1 kHz$. En esta frecuencia se puede medir mas fácilmente voltaje y fase. Los métodos son REALMENTE

para mantener PERDIDA DE V de CONVERSIÓN = 0dB. El LO para ambos y ALTA IMPEDANCIA DE ENTRADA.

mixers es de una SOLA FUENTE, por lo que la Dfase entre los IFs es la MISMA Dfase entre los RFs de entrada.

- Las formas de onda de RF se REPRODUCEN en los IFs

Fundamental RF \rightarrow 20kHz IF (1kHz bandwidth)

2º armónico RF \rightarrow 40 kHz

hasta la última q' caiga en el $\Delta B=1\text{kHz}$ de los multivibradores.

- Tiempo salida DIRECTAS de IF, y como la IF preserva la forma de onda de la RF, puedo USARLAS p/ alimentar INSTRUMENTOS DE BAJA FRECUENCIA (osciloscopio, etc).

- El principio de muestreo es similar p/ los osciloscopios de muestras.

- La IF se FILTRA con $\Delta B=1\text{kHz}$, de modo q' se mide solo la FUNDAMENTAL que se evalúa, sin que molesten sus armónicos. Además el reducido BW disminuye el RUIDO TÉRMICO.

(sección aplicaciones - aparte)

SAMPLING MIXERS. (sampling-type harmonic mixers).
están EN LAS PUNTAS DE PRUEBA.

(Fig. 7)

- Operan sobre un PRINCIPIO ESTROBOSCÓPICO. Muestran una SEÑAL PERIODICA con FASE ALGO DIFERENTE EN CADA MUESTRA, ASÍ, RECONSTRUYE UNA IMAGEN de BAJA FRECUENCIA de la señal. El TIEMPO entre muestras está determinado por la FRECUENCIA DEL VCO ("VTO") (LO), el cual es a su vez controlado por el PLL. La compuerta se abre por $\approx 300\text{ ps}$ en cada muestra, y la tensión de ese momento se almacena en una RETENCIÓN DE ORDEN CERO hasta la PROXIMA MUESTRA.

CONTROL AUTOMATICO DE FASE (Fig. 8).

- "Sintoniza el instrumento a la frecuencia de la señal de entrada".
- El loop recibe la señal desde un ampli de alta ganancia / limitador, que ENTREGA TENSION OCF SIN IMPORTAR LA AMPLITUD DE ENTRADA.
- Cuando el instrumento aún no se ha sintonizado, la IF NO SERÁ 20kHz, y el generador de bias queda "produce una RAMPA que ajusta la frecuencia del VCO. Esto CAMBIA EL TIEMPO ENTRE MUESTRAS y la frecuencia intermedia producida. Cuando esta frecuencia llega a 20kHz, el lazo se expande. A partir de allí, el loop controla al VCO para adaptarse a eventuales cambios de FRECUENCIA DE VCO, FRECUENCIA DE SEÑAL, o MODULACIONES DE FASE.

En lock: $|f_{\text{signal}} - n \cdot f_{\text{VCO}}| = \pm 20 \text{ kHz}$

"inverted" o "non-inverted" modes.

SOLO PARA EL MODE "non-inverted", LA DIFERENCIA DE FASE EN IF ES IGUAL A LA DIF. DE FASE EN RF CORRESP. UN CIRCUITO DE "SIDEBAND DECISION" selecciona el modo "non-inverted" siempre.

- La GANANCIA TOTAL DEL PLL ES FUNCION DEL ORDEN DE LA ARMONICA (n) A LA QUE SE ENGAÑE. UN ATENEDOR VARIABLE, ACCESIBLE AL FRENTE COMO "FRECUENCIA RANFE", AJUSTA LA GANANCIA PARA QUE SEA SUFFICIENTE PERO QUE NO SEA INESTABLE.

OTROS COMPONENTES (Fig. 9)

- Amplificadores y limitadores: identicos en ambos canales, para que la lectura sea independiente de los niveles de entrada.
- Detectores de fase: BIESTABLE, disparado a UNO DE SUS ESTADOS ESTABLES X EL CANAL "A" Y AL OTRO ESTADO ESTABLE POR EL "B". SU SALIDA ENTRE A UN SWITCH (transistor) QUE REGULA UNA FUENTE DE CORRIENTE.

CONTROL AUTOMATICO DE FASE (Fig. 8).

- "Sintoniza el instrumento a la frecuencia de la señal de entrada".
- El loop recibe la señal desde un ampli de alta ganancia / limitador, que ENTREGA TENSION OCF SIN IMPORTAR LA AMPLITUD DE ENTRADA.
- Cuando el instrumento aún no se ha sintonizado, la IF NO SERÁ 20kHz, y el generador de bus queda "produce una RAMPA que ajusta la frecuencia del VCO. Esto CAMBIA EL TIEMPO ENTRE MUESTRAS y la frecuencia intermedia producida. Cuando esta frecuencia llega a 20kHz, el lazo se expande. A partir de allí, el loop controla al VCO para adaptarse a eventuales cambios de FRECUENCIA DE VCO, FRECUENCIA DE SEÑAL, o MODULACIONES DE FASE.

En lock: $f_{\text{signal}} - n \cdot f_{\text{VCO}} = \pm 20 \text{ kHz}$

"inverted" o "non-inverted" modes.

SOLO PARA EL MODE "non-inverted", LA DIFERENCIA DE FASE EN IF ES IGUAL A LA DIF. DE FASE EN RF CORRESP. UN CIRCUITO DE "SIDEBAND DECISION" selecciona el modo "non-inverted" siempre.

- La GANANCIA TOTAL DEL PLL ES FUNCION DEL ORDEN DE LA ARMONICA (n) A LA QUE SE ENGAÑE. UN ATENEDOR VARIABLE, ACCESIBLE AL FRENTE COMO "FRECUENCIA RANPE", AJUSTA LA GANANCIA PARA QUE SEA SUFFICIENTE PERO QUE NO SEA INESTABLE.

OTROS COMPONENTES (Fig. 9)

- Amplificadores y limitadores: identicos en ambos canales, para que la lectura sea independiente de los niveles de entrada.
- Detectores de fase: BIESTABLE, disparado a UNO DE SUS ESTADOS ESTABLES X EL CANAL "A" Y AL OTRO ESTADO ESTABLE POR EL "B". SU SALIDA ENTRE A UN SWITCH (transistor) QUE REGULA UNA FUENTE DE CORRIENTE.

Extractos del manual del instrumento:

- En el fasímetro, la onda senoidal recortada, Vc actúa como triggers separados en tiempo en proporción a la diferencia de fase entre las senoidales V_{AF} y V_{BF} . Los triggers generan una onda cuadrada con simetría proporcional al tiempo entre triggers, y por lo tanto proporcional a la diferencia de fase.
- Esta onda cuadrada controla la CORRIENTE del medidor. La CORRIENTE PROMEDIO depende de la SIMETRIA (ciclo de trabajo) de la onda cuadrada, y por lo tanto es proporcional a la dif de fase ϕ .

CIRCUITO → S
SECCIONES PRINC.

- Conversores RF-IF de canales A y B (2) (Fig. 7)
- Control autonómico de fase (pu) (Fig. 8)
- Fasímetro
- Voltímetro

Conversor RF-IF → SAMPLER + TUNED AMPLIFIER.

- Los pulsos que cargan el capacitor del sample/hold son cortos como pl cargar el C con la V de entrada, x lo que entre pulsos un circuito de redim. TERMINA DE CARGAR el capacitor (Fig. 4-4 manual)
- Hay UN SAMPLER EN CADA CANAL. Los sampling switches, o pats, reciben pulsos de LA MISMA PUENTE COMUN; por lo tanto las muestras SE TOMAN EN EL MISMO INSTANTE EN AMBOS CANALES, y SE PRESERVA ASI LA RELACION DE FASE ENTRE AMBOS!

POL

- Oscilador local auto-sintonizado, que genera los pulsos de muestra. Planta los conversores y controla automáticamente la frecuencia de pulsos para producir señales de IF de 20kHz que tienen la misma relación de fase que la señal de RF.
- Opera en base al cuad A, y tiene 3 SECCIONES: ① sampling pulse generator, ② generador de bits fijos, y ③ Comparador de fase.

AN1287-1 - Understanding fundamental principle of VNA.

- Sistema que transportan INFORMACION \rightarrow se busca tener señal de un punto a otro con MAXIMA EFICIENCIA Y MINIMA DISTORSION.
- TANTO sistemas LINEALES como NO LINEALES PEUEDEN distorsionar
 - cuando una si una señal de entrada aparece a la salida NO SE CREAN COMPONENTES ADICIONALES.
 - los componentes sufren cambios de FASE y FRECUENCIA (ampl. de fase, fase LINEAR y NO LINEAR) \rightarrow NO DESEA LA SEÑAL DISTORSION LINEAR \rightarrow ampl. fase, FASE LINEAR
 - puede darse que, bajo ciertas condiciones (por e.g. granas señales) se PASE A COMPORTAM. NO LINEAL (compresión/sat.).

NO LINEALES

- la señal de entrada puede sufrir cambios de FRECUENCIA (metodadas)
- se pueden CREAR FRECUENCIAS ADICIONALES (armónica, intermodulación)

Discusion sobre lineales/no lineales

Para transmisión LINEAL Y LIBRE DE DISTORSION, la RESPUESTA EN AMPLITUD debe ser PLANA y la RESPUESTA EN FASE debe ser LINEAL sobre el DB DSEADO.

Redes LINEALES y SIN DISTORSION

Redes LINEALES pero CON DISTORSION

- Filter pasa bajo \rightarrow si por e.g. ingreso con una cuadrada (muchas componentes), a la salida tiene pocas componentes (o \sim solo una). (Fig. 2).
- Filter pasa todo \rightarrow la señal a la salida puede tener forma por e.g. una IMPULSIVA (Fig. 3).

Ejs de distorsión en redes LINEALES

elementos ACTIVOS: recorte en el sólido de un amplificador cuando se excede su rango de entrada. Esto produce ARTÍFICIOS DE SALIDA.

elementos PASIVOS: los núcleos magnéticos de un filtro L-C poseen HISTERESIS, que es ^{un efecto} NO LINEAL. A altas potencias este efecto se nota.

Importancia de las mediciones VECTORIALES. (MAGNITUD + FASE)

En muchas situaciones es importante medir MAGNITUD como FASE de las componentes de señal:

- ambos son necesarios p/ caracterizar redes lineales y asegurar transmisión sin distorsión
- diseño de redes adaptadoras de impedancia p/ MAX TRANSF. DE POTENCIA
- modelos para simulación
- caracterización en el dominio del tiempo mediante la FFT inversa. (p/ ir de FREC. a TIEMPO necesito morir \Rightarrow FASE).
- corrección de errores ^{propios} de instrumentos como el VNA, mediante "vector error correction".

(continúa con SHIFT, parámetros de TRANSMISIÓN/REFLEXIÓN, importancia de GROUP DELAY, y PARÁMETROS S).