

Circuitos de Radiofrecuencia



Circuitos de Radiofrecuencia

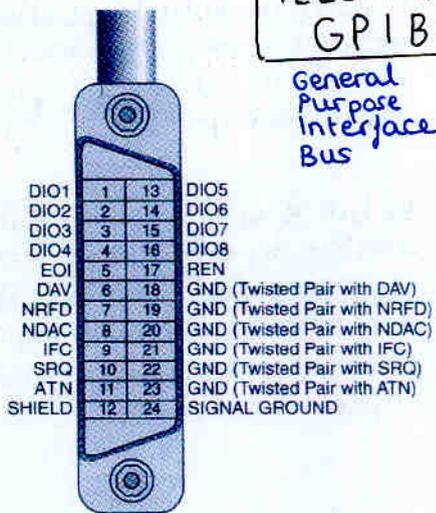
Apuntes de Pak (Fco. J. Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Primer cuatrimestre de 5º curso
Curso 2007/2008

Contenido

- Apuntes de la asignatura

Fecha de última actualización: 10 Noviembre 2008

Lección 1. Buses de Instrumentación



IEEE - 488
GPIB

General
Purpose
Interface
Bus

- El conector es apilable (15 max)
- Al conectar un macho a un instrumento, queda libre un hembra detrás.
- Sistema máximo 20 m
- Interesa que al menos $\frac{2}{3}$ de los equipos conectados estén encendidos

originalmente diseñado por HP
y adoptado por IEEE

Cada instrumento tendrá un número (del 1 al 30) (dirección para enviar órdenes) (se puede poner modo no dirigido - sin dirección - cuando sólo hay un talker y un listener, y ambos lo saben - típicamente para conectar un instrumento a una impresora)

- 8 líneas datos paralelo

- control de bus:
 - ATN: attention
 - IFC: interface clear
 - REN: remote enable
 - SRQ: service request →
 - EOI: end or identify

la activa el instrumento cuando quiere lanzar una interrupción (bajo ciertas condiciones que le damos al instrumento)

- control de datos:
 - DAV: data valid
 - NRFD: not ready for data
 - NDAC: not data accepted

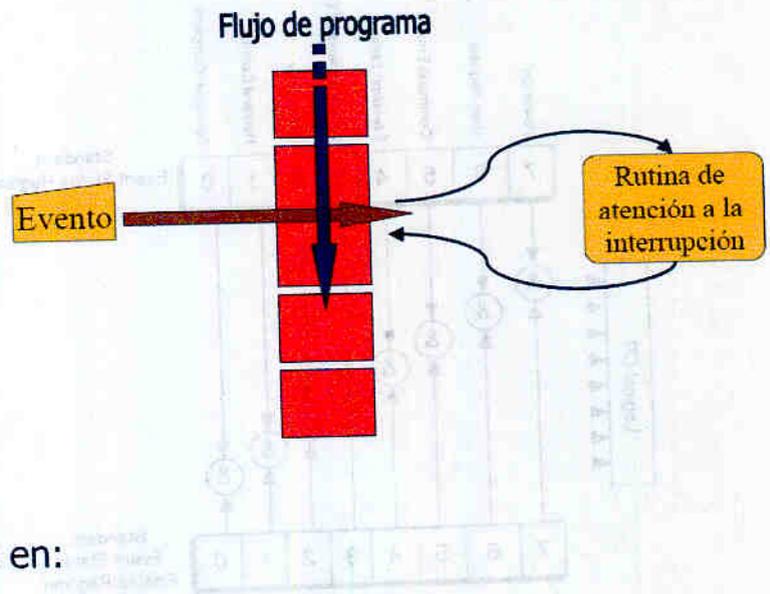
Es muy útil, ya que una medida tarda un tiempo en realizarse, y el ordenador debe esperar antes de recibir el dato. (De lo contrario tendrá basura)



Interrupciones en instrumentación

Concepto:

☞ Un proceso se está ejecutando. Ante la aparición de un determinado evento, el proceso actualmente en marcha se detiene y comienza a ejecutarse otro proceso preprogramado relacionado con el evento. Al acabar, continúa la ejecución del proceso original.

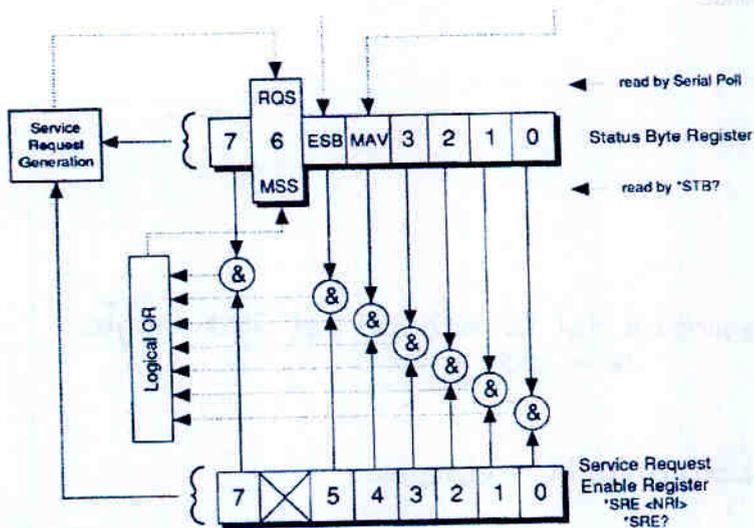


IEEE 488.1 (GPIB):

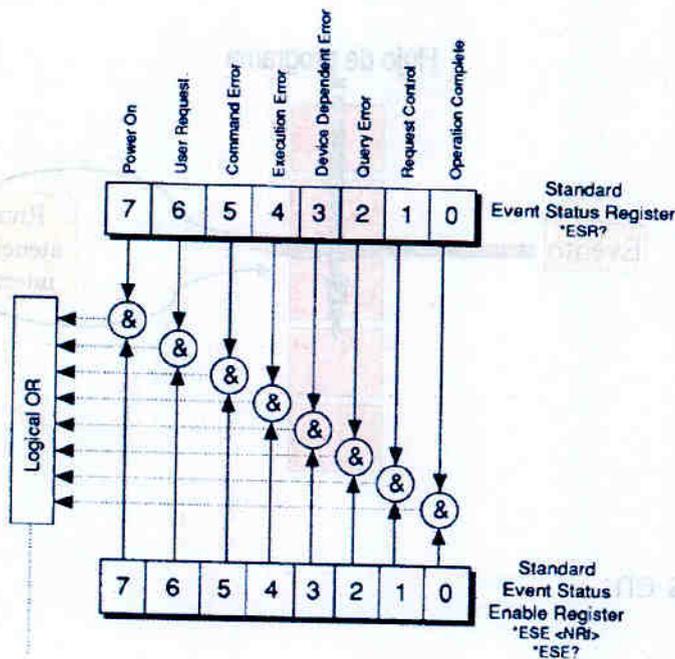
Bus paralelo de 24 líneas agrupadas en:

- ☒ Datos
- ☒ Control de los datos
- ☒ Control del bus:
 - ☒ Una línea de interrupción (SRQ: Service ReQuest, petición de servicio): La activa el dispositivo que desea ser atendido.

El bit 6 del registro de estado es el que indica interrupción, y se activa a partir de los otros 7 bits con la máscara adecuada.



El bit ESB se activa a partir del registro de eventos, con su correspondiente máscara:



Ejemplo:

```

2590 PRINT " 7)Leer el byte de estado"
2600 PRINT ""
2610 PRINT "Echar un vistazo a la página 3-6 del manual de
programación"
2620 PRINT
2630 OUTPUT @Osciloscopio;"*STB?" ← lectura del Status Byte
2640 ENTER @Osciloscopio;Byte$
2650 PRINT "El siguiente número decimal corresponde"
2660 PRINT "al byte de estado del instrumento"
2670 PRINT Byte$

```

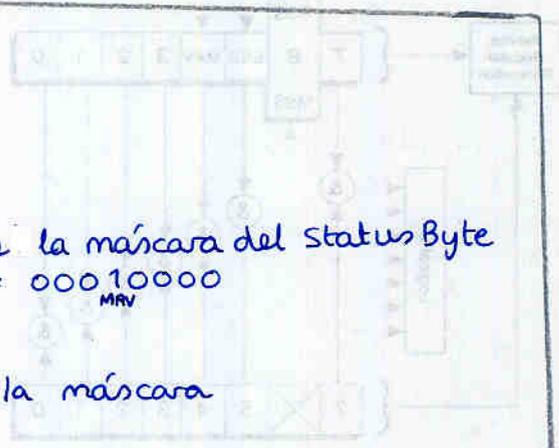
2730 PRINT "8) Leer y cambiar la máscara del byte de estado"

```

2740 PRINT
2750 !Pongo un valor de máscara diferente
al que después pondré
2760 !para que se vea que cambia la
máscara y no es un truco del almendruco
2770 OUTPUT @Osciloscopio;"*SRE 16" ← escritura de la máscara del Status Byte
2780 !
2790 ! Leer la máscara del byte de estado
2800 !
2810 OUTPUT @Osciloscopio;"*SRE?" ← lectura de la máscara
2820 ENTER @Osciloscopio;Byte$
2830 PRINT "El siguiente número decimal
corresponde"
2840 PRINT "a la máscara del byte de
estado del instrumento"
2850 PRINT Byte$

```

16 = 00010000
MAY



```

2880 ! Ahora se cambia la máscara
2900 ! Pongo un 32 que es un 1 en el bit 5
2920 Orden$="*SRE 32"
2930 OUTPUT @Osciloscopio;Orden$
2940 PRINT "He enviado un 32 a la
máscara"
2950 PRINT " o sea, 00100000"
2960 PRINT "En el TDS 340, el bit 5 es el
del estado general"
2970 PRINT
2980 GOSUB Espera
2990 OUTPUT @Osciloscopio;"*SRE?"
3000 ENTER @Osciloscopio;Byte$
3010 PRINT "El siguiente número decimal
corresponde"
3020 PRINT "a la máscara del byte de
estado del instrumento tras el cambio"
3030 PRINT Byte$
3260 OUTPUT @Osciloscopio;"*ESE 1"
3270 OUTPUT @Osciloscopio;"*DESE 1"
3290 PRINT "Pongo a cero los bytes para
eliminar unos antiguos"
3310 OUTPUT @Osciloscopio;"*cls"
3320 ON INTR 14 GOSUB Interrupcion
3330 ENABLE INTR 14;2
3340 Acabado_autoset=0
3350 PRINT "Esperaremos a que se ejecute
un AUTOSET."
3360 PRINT "Cuando acabe, irá a la rutina de
atención a la interrupción."
3370 GOSUB Espera
3380 OUTPUT @Osciloscopio;"autoset
execute"
3390 OUTPUT @Osciloscopio;"*OPC"
3410 REPEAT
3420 UNTIL Acabado_autoset

3540 Interrupcion: !
3550 Acabado_autoset=1
3560 PRINT ""
3570 PRINT "Ahora el programa está dentro
de la rutina de atención a la interrupción."
3580 PRINT "Detalle importante: hay que poner de
nuevo a 0 el bit 6"
3590 PRINT "del byte de estado que es el bit que
indica que el instrumento "
3600 PRINT "ha generado una interrupción"
3610 PRINT "Leo ahora su valor:"
3620 OUTPUT @Osciloscopio;"*STB?"
3630 ENTER @Osciloscopio;Byte$
3640 PRINT Byte$
3650 GOSUB Espera

```

escritura de la máscara del status Byte
32 = 00100000
ESB

Este instrumento 'se pasa' de la especificación, teniendo 2 máscaras del byte de eventos. Activamos 'operation complete' en el Event Status Register (máscara)
00000001

pone a 0 los bytes de estado y eventos
14 es el ID de la tarjeta GPIB
el ;2 no sabemos para que sirve

Con eso no basta para que avise al acabar. Hay que usar "*OPC"

daándole esta orden seguida al autoset le indica al instrumento que genere el bit de 'operación finalizada' cuando acabe el autoset

el lenguaje obliga a poner un comentario en cada etiqueta, aunque no escribas nada

- ⌘ Activar interrupciones.
- ⌘ Ya tengo un 32 en la máscara lo que me permite que los eventos puedan generar interrupciones.
- ⌘ Ahora voy a trabajar con el byte de eventos que, resumido, es el que pone a uno el bit 5 del byte de estado. Repasar pag 3-6 del manual.
- ⌘ El bit 0 es el que corresponde a "operación finalizada".
- ⌘ Eso quiere decir que se pone a 1 cuando ha acabado de realizar alguna medida que se le ordenó.
- ⌘ Lo que vamos a hacer es permitir que ese bit genere una interrupción.
- ⌘ Para ello, habilitaremos en la máscara correspondiente a el byte de eventos, el bit 0. Para ello hemos de poner un 00000001, o sea, un 1 en decimal.
- ⌘ Tambien hay que decirle que genere el bit de operación finalizada cuando acabe.

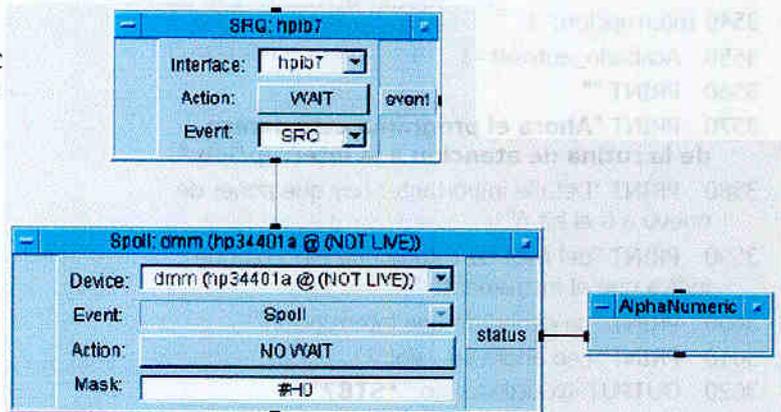
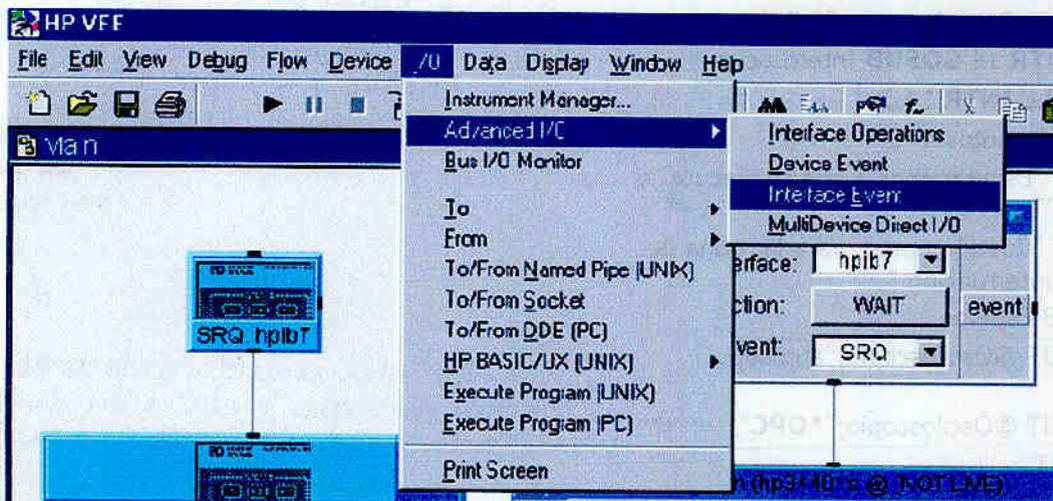
```

3660 PRINT "Ahora envío la orden de borrar los
      bytes (poner a cero)"
3670 OUTPUT @Osciloscopio;"*cls"
3690 PRINT "Ahora ya está a cero el bit 6. Lo
      compruebo leyendo de nuevo."
3700 PRINT "Además lo leo con otra orden."
3710 GOSUB Espera
3720 !La orden SPOLL es del lenguaje IBASIC. → SPOLL: orden de alto nivel
3730 !Tiene una ventaja respecto a lo hecho antes
      de leer el byte de estado
3740 ! y despues poner a cero:
3750 !Al mismo tiempo que lee, pone a cero el bit 6,
      lo que evita
3760 !tener que hacer el *CLS.
3770 Byte_numero=SPOLL(@Osciloscopio)
3790 PRINT "El byte de estado es ahora: ";
      Byte_numero
3800 GOSUB Espera
3810 RETURN

```

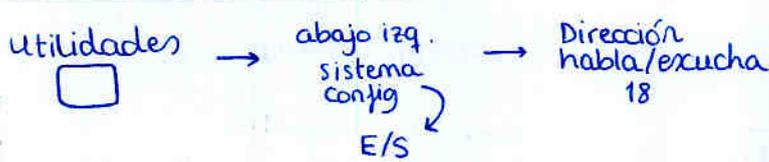
SPOLL: orden de alto nivel

Ejemplo HP VEE



Práctica 1. Control Remoto de Instrumentación

Dirección de osciloscopio



hay que añadirle 14 delante por la tarjeta

Software :

Inicio > Instrumentación > HP Instrument BASIC

Notas del lenguaje HP Instrument Basic

- Para obtener una medida :
 - Pedirle que la mida OUTPUT direccion; "ch1: scale?"
 - Esperar WAIT .1
 - Leer dato a una variable ENTER direccion; Escala \$

las variables ASCII en BASIC acabar con \$

- Para mostrar un mensaje por pantalla

PRINT "La escala es: "; Escala\$; " v. "

por defecto 18 bits. Si trunca :
DIM Var\$(25)

- Para cambiar un parametro

OUTPUT direccion; "ch1: scale 1 "

- Al instrumento le hablamos siempre (salvo enviar datos a pelo en binario) con cadenas de caracteres

Para cambiar de uno a otro

Numero \$ = Val\$(Numero)
Numero = Val(Numero\$)

ASCII

numero

Bytes de estado, eventos y máscaras (pag 3-6 del manual)

Leer registros (ej: byte de estado)
 OUTPUT direccion; "*STB?"
 ENTER direccion; Byte \$

Cambiar registros
 OUTPUT direccion; "*SRE 32"

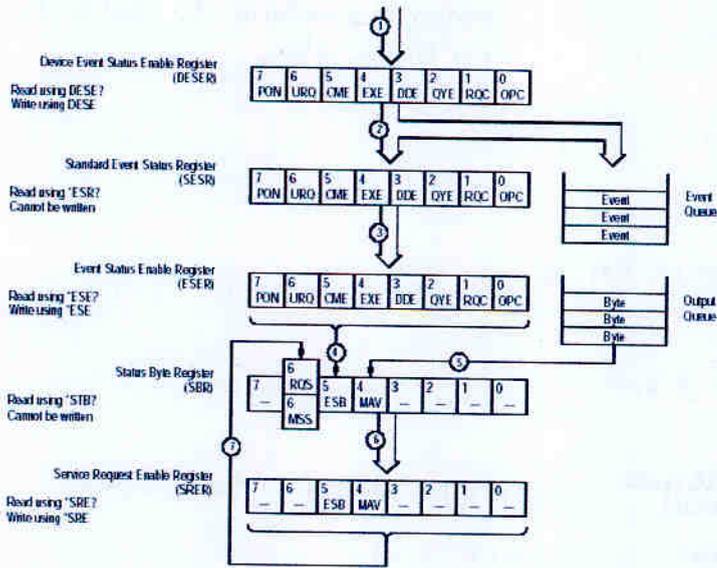


Figure 3-6: Status and event handling process

Control remoto de instrumentación

Para hacer pruebas de control remoto de instrumentación se empleará el lenguaje IBW y la comunicación con los instrumentos se hará a través del bus HPIB.

Para los ejercicios que vamos a hacer utilizaremos el osciloscopio digital.

Para poder enviarle órdenes a un instrumento a través del bus, deberá estar en modo direccionado, o sea, que reaccione ante una orden que llegue por el bus con su dirección. Para ello el menú correspondiente del instrumento deberá estar activado. Compruebe, si puede, dicha condición.

El siguiente paso será averiguar la dirección del instrumento conectado al bus, pues si se desconoce su dirección, no se sabe a donde dirigir las órdenes.

La ayuda de IBW dispone de ejemplos y uno de ellos realiza la identificación automática de instrumentos en el bus. Copie el ejemplo (botón copy code) y ejecútelo. Aparecerán en pantalla las direcciones de los buses e instrumentos disponibles.

También a través del panel frontal en el menú adecuado se puede ver y modificar si se desea la dirección del instrumento.

Una vez averiguada la dirección del instrumento, ya puede intentar comunicarse con él. Para ello puede emplear, no la ventana Edit para escribir programas, sino la ventana Alpha para escribir comandos simples. Si no está visible, pulse el botón correspondiente de la ventana de control de IBW.

La orden para enviar datos es OUTPUT. Salvo para ciertas transmisiones de datos, la comunicación entre ordenador e instrumento es a través de caracteres ASCII. Para ello se emplearán variables de caracteres (nombre acabado con el símbolo \$, por ejemplo, orden\$) o caracteres rodeados de comillas (por ejemplo "*"RST").

La orden *RST suele ser una orden normalizada que indica al instrumento que se reinicie.

Pruebe con la orden (la dirección deberá ser la de su instrumento):

OUTPUT 1407;"*RST"

Una vez ya ha conseguido comunicarse, ya puede probar otras órdenes más elaboradas que contengan parámetros para cambiar la configuración de su instrumento.

Coloque una señal de prueba al osciloscopio y compruebe como el programa que está a continuación realiza las acciones siguientes:

- 1) Activar y desactivar los canales del osciloscopio.
- 2) Averiguar y cambiar la escala de tiempos.
- 3) Averiguar y cambiar la escala de tensiones.
- 4) Activar alguna medida automatizada y leer su valor.
- 5) Variar el tipo de disparo y sus características.
- 6) Capturar una traza.
- 7) Leer el byte de estado.
- 8) Leer y cambiar la máscara del byte de estado.
- 9) Activar interrupciones.

Ejecute paso a paso el programa e intente averiguar, con la ayuda del manual de programación, lo que realiza.

```

10 !*****
20 !
30 ! Circuitos de radiofrecuencia: Diseño e instrumentación.
40 !
50 ! Programa de la práctica de control de instrumentación
60 !
70 ! Versión 2. 20 de Septiembre de 2001
80 !
90 ! Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha
100 !
110 !*****
120 !
130 ! Se utilizará el osciloscopio.
140 ! Los comandos pueden escribirse en su totalidad o abreviados según
150 ! indica el manual
160 !
170 ! Se pueden concatenar comandos separandolos con ; y comenzando el
180 ! siguiente con :
190 !
200 ! Primero se puede asignar un nombre a la dirección del instrumento.
210 ! Así lo llamo por un nombre, independientemente de la dirección.
220 !
230 ASSIGN @Osciloscopio TO 1424
240 !
250 CLEAR SCREEN!Limpia la pantalla alpha.Conviene hacerla más grande para
260 ! leer bien los letreros.
270 !
280 ! La siguiente orden es para dejar al osciloscopio en un estado
290 ! igual a como venía de fábrica. Así partimos de algo conocido.
300 !
310 OUTPUT @Osciloscopio;"teksecure"
320 WAIT 1
330 OUTPUT @Osciloscopio;"header off"
340 !
350 PRINT "Haz más grande la ventana Alpha para que ocupe media pantalla"
360 GOSUB Espera
370 PRINT " CONECTA UNA SEÑAL SINUSOIDAL O TRIANGULAR AL CANAL 1 DEL
OSCILOSCOPIO"
380 !
390 !
400 GOSUB Espera
410 !
420 !
430 ! 1) Averiguar y cambiar la escala de tensiones.
440 !
450 PRINT "1) Averiguar y cambiar la escala de tensiones."
460 PRINT ""
470 !
480 !Averiguar la escala de tensiones
490 !
500 OUTPUT @Osciloscopio;"ch1:scale?"
510 WAIT .1
520 ENTER @Osciloscopio;Escala$
530 PRINT "La escala de tensiones del osciloscopio es: ";Escala$;" V."
540 !

```

```

550 GOSUB Espera
560 !
570 ! Cambiar la escala a 1 V por división
580 !
590 OUTPUT @Osciloscopio;"ch1:scale 1"
600 PRINT "Escala de tensiones cambiada. "
610 OUTPUT @Osciloscopio;"ch1:scale?"
620 WAIT .1
630 ENTER @Osciloscopio;Escala$
640 PRINT "La escala de tensiones del osciloscopio es: ";Escala$;" V."
650 !
660 GOSUB Espera
670 !
680 ! 2) Averiguar y cambiar la escala de tiempos
690 !
700 PRINT ""
710 PRINT "2) Averiguar y cambiar la escala de tiempos."
720 PRINT ""
730 !
740 !Averiguar la escala de tiempos
750 !
760 OUTPUT @Osciloscopio;"horizontal:scale?"
770 WAIT .1
780 ENTER @Osciloscopio;Escala$
790 PRINT "La escala de tiempos del osciloscopio es: ";Escala$;" s."
800 !
810 GOSUB Espera
820 !
830 ! Cambiar la escala a 1 ms por división
840 !
850 OUTPUT @Osciloscopio;"horizontal:scale 1e-3"
860 PRINT "Escala de tiempos cambiada. "
870 OUTPUT @Osciloscopio;"horizontal:scale?"
880 WAIT .1
890 ENTER @Osciloscopio;Escala$
900 PRINT "La escala de tiempos del osciloscopio es: ";Escala$;" s."
910 !
920 GOSUB Espera
930 !
940 ! 3)Activar y desactivar los canales del osciloscopio
950 !
960 PRINT ""
970 PRINT "3) Activar y desactivar los canales del osciloscopio."
980 PRINT ""
990 !
1000 ! Los activo todos.
1010 !
1020 PRINT "Activar todos los canales."
1030 PRINT ""
1040 !
1050 OUTPUT @Osciloscopio;"select:ch1 on::select:ch2 on"
1060 OUTPUT @Osciloscopio;"select:math on::select:ref1 on::select:ref2 on"
1070 !
1080 INPUT "Pulsa entrar para desactivar todos los canales menos CH1",A$
1090 !

```

```

1100 OUTPUT @Osciloscopio;"select:ch2 off"
1110 OUTPUT @Osciloscopio;"select:math off;;select:ref1 off;;select:ref2 off"
1120 !
1130 PRINT "Desactivados todos los canales excepto el canal 1."
1140 PRINT ""
1150 !
1160 GOSUB Espera
1170 !
1180 ! 4) Activar alguna medida automatizada y leer su valor.
1190 !
1200 PRINT "4) Activar alguna medida automatizada y leer su valor."
1210 PRINT ""
1220 !
1230 ! Especifico que la fuente de medida es el canal 1
1240 !
1250 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:source ch1"
1260 !
1270 ! Medida de frecuencia
1280 !
1290 ! Le indico que la medida inmediata a realizar será de frecuencia
1300 !
1310 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:type frequency"
1320 !
1330 ! Le ordeno que realice la medida
1340 !
1350 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:value?"
1360 !
1370 ! Espero un momento para dejarle medir
1380 !
1390 WAIT .1
1400 !
1410 ! Le pido el valor
1420 !
1430 DIM Frecuencia$(25)
1440 ENTER @Osciloscopio;Frecuencia$
1450 PRINT "La frecuencia de la señal es: ";Frecuencia$;" Hz."
1460 PRINT ""
1470 !
1480 GOSUB Espera
1490 !
1500 !
1510 ! 5) Variar el tipo de disparo y sus características.
1520 !
1530 PRINT "5) Variar el tipo de disparo y sus características."
1540 PRINT ""
1550 !
1560 ! Pregunto el tipo de disparo
1570 !
1580 OUTPUT @Osciloscopio;"trigger:main:type?"
1590 WAIT .1
1600 ENTER @Osciloscopio;Tipo$
1610 !
1620 PRINT "El tipo actual de disparo es: ";Tipo$;". "
1630 PRINT "Va a ponerse en disparo de video"
1640 GOSUB Espera

```

```

1650 OUTPUT @Osciloscopio;"trigger:main:type video"
1660 PRINT "Ahora está en disparo de video"
1670 GOSUB Espera
1680 OUTPUT @Osciloscopio;"trigger:main:type edge"
1690 PRINT "Ahora está en disparo de nivel"
1700 GOSUB Espera
1710 PRINT "Va a cambiar el nivel de disparo."
1720 PRINT "Observa la pantalla del osciloscopio"
1730 !
1740 ! Ahora unos cálculos y operaciones previas para que salga bonito
1750 !
1760 OUTPUT @Osciloscopio;"autoset execute" ← autoset
1770 WAIT 1
1780 DIM Maximo$[25],Minimo$[25],Nivel$[25]
1790 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:type maximum"
1800 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:value?"
1810 ENTER @Osciloscopio;Maximo$
1820 Maximo=VAL(Maximo$)
1830 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:type minimum"
1840 OUTPUT @Osciloscopio;"measurement:immed:value?"
1850 ENTER @Osciloscopio;Minimo$
1860 Minimo=VAL(Minimo$)
1870 FOR I=1 TO 10
1880 Nivel$=VAL$(Minimo+(Maximo-Minimo)/12*I)
1890 OUTPUT @Osciloscopio;"trigger:main:level ";Nivel$
1900 DISP I
1910 WAIT 1
1920 NEXT I
1930 GOSUB Espera
1940 !
1950 ! 6) Capturar una traza
1960 !
1970 PRINT ""
1980 PRINT "6) Capturar una traza"
1990 PRINT ""
2000 PRINT "Página 2-24 del manual del programador del TDS 340"
2010 DIM Preambulo$[100],Curva$[5000],Numero(1000),X(1000)
2020 OUTPUT @Osciloscopio;"data:source ch1"
2030 OUTPUT @Osciloscopio;"data:encdng ascii"
2040 OUTPUT @Osciloscopio;"data:width 1"
2050 OUTPUT @Osciloscopio;"data:start 1"
2060 OUTPUT @Osciloscopio;"data:stop 1000"
2070 OUTPUT @Osciloscopio;"wfmpre?"
2080 ENTER @Osciloscopio;Preambulo$
2090 PRINT Preambulo$
2100 PRINT "Esto es el preámbulo"
2110 GOSUB Espera
2120 OUTPUT @Osciloscopio;"curve?"
2130 PRINT "Ahora transfiere 1000 puntos de la curva"
2140 ON TIMEOUT 14,1 GOTO Sigue
2150 ENTER @Osciloscopio;Curva$
2160 PRINT "Procesando.";
2170 I_previa=1
2180 J=1
2190 FOR I=1 TO LEN(Curva$)

```

```

2200 IF Curva$(I;1)="," THEN
2210 Numero(J)=VAL(Curva$(I_previa,I-1))
2220 I_previa=I+1
2230 J=J+1
2240 IF J=(J DIV 50)*50 THEN
2250 PRINT ". ";
2260 END IF
2270 END IF
2280 NEXT I
2290 !como el último número no lleva coma al final, lo añadimos ahora
2300 Numero(J)=VAL(Curva$(I_previa,I))
2310 Sigue: !
2320 OFF TIMEOUT
2330 FOR I=1 TO 1000
2340 X(I)=I
2350 IF I=(I DIV 50)*50 THEN
2360 PRINT ". ";
2370 END IF
2380 NEXT I
2390 PRINT ""
2400 PRINT "Selecciona la ventana gráfica para ver el dibujo de la traza."
2410 ASSIGN @Curva TO WIDGET "XY GRAPH";SET("VISIBLE":0)
2420 CONTROL @Curva;SET("POINT CAPACITY":1000)
2430 CONTROL @Curva;SET("Y DATA":Numero(*))
2440 CONTROL @Curva;SET("X DATA":X(*))
2450 CONTROL @Curva;SET("CURRENT AXIS":"Y")
2460 CONTROL @Curva;SET("AUTOSCALE":1)
2470 CONTROL @Curva;SET("CURRENT AXIS":"X")
2480 CONTROL @Curva;SET("AUTOSCALE":1)
2490 CONTROL @Curva;SET("VISIBLE":1)
2500 GOSUB Espera
2510 !
2520 ! 7)Leer el byte de estado
2530 !Hago esto para que después al hacer un AUTOSSET, cambie la señal
2540 !de la pantalla del osciloscopio
2550 OUTPUT @Osciloscopio;"teksecure"
2560 WAIT 1
2570 !
2580 PRINT
2590 PRINT " 7)Leer el byte de estado"
2600 PRINT ""
2610 PRINT "Echar un vistazo a la página 3-6 del manual de programación"
2620 PRINT
2630 OUTPUT @Osciloscopio;"*STB?"
2640 ENTER @Osciloscopio;Byte$
2650 PRINT "El siguiente número decimal corresponde"
2660 PRINT "al byte de estado del instrumento"
2670 PRINT Byte$
2680 GOSUB Espera
2690 !
2700 ! 8) Leer y cambiar la máscara del byte de estado
2710 !
2720 PRINT
2730 PRINT "(8) Leer y cambiar la máscara del byte de estado"
2740 PRINT

```

```

2750 !Pongo un valor de máscara diferente al que después pondré
2760 !para que se vea que cambia la máscara y no es un truco del almendruco
2770 OUTPUT @Osciloscopio;"*SRE 16"
2780 !
2790 ! Leer la máscara del byte de estado
2800 !
2810 OUTPUT @Osciloscopio;"*SRE?"
2820 ENTER @Osciloscopio;Byte$
2830 PRINT "El siguiente número decimal corresponde"
2840 PRINT "a la máscara del byte de estado del instrumento"
2850 PRINT Byte$
2860 GOSUB Espera
2870 !
2880 ! Ahora se cambia la máscara
2890 !
2900 ! Pongo un 32 que es un 1 en el bit 5
2910 !
2920 Orden$="*SRE 32"
2930 OUTPUT @Osciloscopio;Orden$
2940 PRINT "He enviado un 32 a la máscara"
2950 PRINT " o sea, 00100000"
2960 PRINT "En el TDS 340, el bit 5 es el del estado general"
2970 PRINT
2980 GOSUB Espera
2990 OUTPUT @Osciloscopio;"*SRE?"
3000 ENTER @Osciloscopio;Byte$
3010 PRINT "El siguiente número decimal corresponde"
3020 PRINT "a la máscara del byte de estado del instrumento tras el cambio"
3030 PRINT Byte$
3040 GOSUB Espera
3050 !
3060 ! 9) Activar interrupciones
3070 !
3080 PRINT
3090 PRINT " 9) Activar interrupciones"
3100 PRINT
3110 PRINT "Ya tengo un 32 en la máscara lo que me permite que los eventos"
3120 PRINT "puedan generar interrupciones"
3130 PRINT " Ahora voy a trabajar con el byte de eventos que, resumido, es el que pone"
3140 PRINT "a uno el bit 5 del byte de estado. Repasar pag 3-6 del manual"
3150 GOSUB Espera
3160 PRINT
3170 PRINT " El bit 0 es el que corresponde a ""operación finalizada""
3180 PRINT "Eso quiere decir que se pone a 1 cuando ha acabado de realizar"
3190 PRINT "alguna medida que se le ordenó."
3200 PRINT "Lo que vamos a hacer es permitir que ese bit genere una interrupción"
3210 PRINT "Para ello, habilitaremos en la máscara correspondiente a el byte de eventos"
3220 PRINT "el bit 0. Para ello hemos de poner un 00000001, o sea, un 1 en decimal"
3230 PRINT "Tambien hay que decirle que genere el bit de operación finalizada "
3240 PRINT "cuando acabe."
3250 PRINT
3260 OUTPUT @Osciloscopio;"*ESE 1"
3270 OUTPUT @Osciloscopio;"DESE 1"
3280 !
3290 PRINT "Pongo a cero los bytes para eliminar unos antiguos"

```

```

3300 PRINT
3310 OUTPUT @Osciloscopio;"*cls"
3320 ON INTR 14 GOSUB Interruccion
3330 ENABLE INTR 14;2
3340 Acabado_autoset=0
3350 PRINT "Esperaremos a que se ejecute un AUTOSSET."
3360 PRINT "Cuando acabe, irá a la rutina de atención a la interrupción."
3370 GOSUB Espera
3380 OUTPUT @Osciloscopio;"autoset execute"
3390 OUTPUT @Osciloscopio;"*OPC"
3400 !
3410 REPEAT
3420 UNTIL Acabado_autoset
3430 !
3470 PRINT
3480 PRINT "Fin del programa."
3490 PRINT
3500 FOR I=1 TO 10
3510 BEEP
3520 NEXT I
3530 GOTO Fin
3540 Interruccion: !
3550 Acabado_autoset=1
3560 PRINT ""
3570 PRINT "Ahora el programa está dentro de la rutina de atención a la interrupción."
3580 PRINT "Detalle importante: hay que poner de nuevo a 0 el bit 6"
3590 PRINT "del byte de estado que es el bit que indica que el instrumento "
3600 PRINT "ha generado una interrupción"
3610 PRINT "Leo ahora su valor:"
3620 OUTPUT @Osciloscopio;"*STB?"
3630 ENTER @Osciloscopio;Byte$
3640 PRINT Byte$
3650 GOSUB Espera
3660 PRINT "Ahora envío la orden de borrar los bytes (poner a cero)"
3670 OUTPUT @Osciloscopio;"*cls"
3680 PRINT
3690 PRINT "Ahora ya está a cero el bit 6. Lo compruebo leyendo de nuevo."
3700 PRINT "Además lo leo con otra orden."
3710 GOSUB Espera
3720 !La orden SPOLL es del lenguaje IBASIC.
3730 !Tiene una ventaja respecto a lo hecho antes de leer el byte de estado
3740 ! y despues poner a cero:
3750 !Al mismo tiempo que lee, pone a cero el bit 6, lo que evita
3760 !tener que hacer el *CLS.
3770 Byte_numero=SPOLL(@Osciloscopio)
3780 PRINT
3790 PRINT "El byte de estado es ahora: ";Byte_numero
3800 GOSUB Espera
3810 RETURN
3820 Espera: !
3830 BEEP
3840 INPUT "Pulsa enter para continuar",A$
3850 RETURN
3860 Fin: !
3870 END

```

la pongo aquí por estar más relacionada

Práctica 4: Programación en VEE

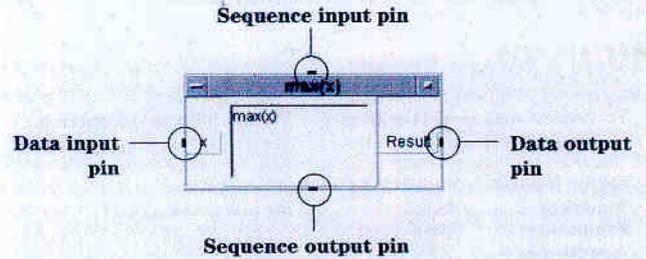
Example 1: Generating Random Numbers

This exercise will familiarize you with the general operation of HP VEE. We will generate ten random numbers and display the values. You will work with the library of math functions, add a loop, and display the numbers.

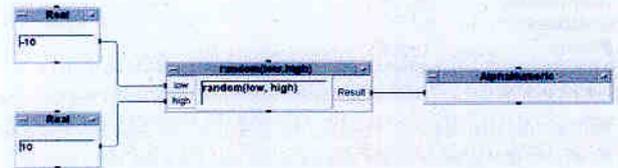
Generate a Random Number

1. Start a new program by selecting **File** → **New**.
2. For maximum workspace, turn the Program Explorer off. Select **View**. If there is a checkmark next to **Program Explorer**, click on it to toggle it off.
3. Click on **Device** → **Function & Object Browser** (or click on the **fx** key in the tool bar). A window opens containing lists of mathematical objects as well as user functions. Select the following:
 - **Type** → **Built-in Functions**
 - **Category** → **Probability & Statistics**
 - **Member** → **random**
 - **Create Formula (located at the bottom of the window)**
4. The mouse pointer drags the outline of the object along with it. Position the object in the upper left section of the work area by moving the mouse and clicking the left mouse button again when the object is where you want it. This object generates random numbers between the values **high** and **low**.
5. To set the lower limit, select **Data** → **Constant** → **Real** and place the **Real** object to the left of the **Random** object. Click on the input window and type in the value **-10**. Connect the output pin of the **-10** object to the input pin labeled **low** on the **Random** object.

Note: You must connect objects to transfer data. Data input pins are on the left, and data output pins are on the right. An object's sequence pins (top and bottom of the object) can be used to specify program execution, but are seldom required. HP VEE programs execute top to bottom, left to right.



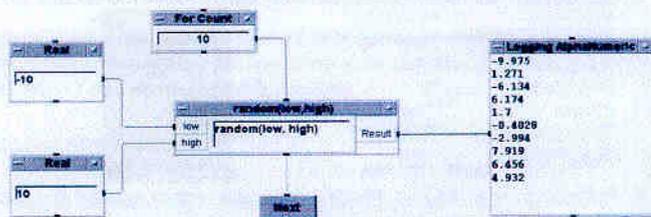
6. Repeat the instructions in step #5 to create an upper limit of 10—connecting the second object to the input terminal labeled **high**.
7. Get an object in which to display a random number. Select **Display** → **Alphanumeric** and position it to the right of the **Random** object. Connect the data output (i.e., labeled **Result**) from the **Random** object to the data input terminal on the **AlphaNumeric** display. Your HP VEE program should look like this:



8. You are ready to run your program to ensure that it's working so far. Select **Debug** → **Run/Resume**, or click on the triangular icon on the tool bar. You will see that we have generated and displayed one random number.

Create a Loop to Generate Ten Numbers

1. Minimize the **Random** object by clicking on its upper right corner.
2. Delete the **AlphaNumeric** display by double-clicking on its upper left corner or by opening its **Properties** dialog box (mouse pointer over the display, click the right mouse button) and selecting **Cut**.
3. Add a new object that can display all ten numbers at once. Select **Display** → **Logging AlphaNumeric** and position the object to the right of the random number object. Connect the data output from the **Random Number** object to the data input pin on the **Logging AlphaNumeric** display.
4. To generate ten random numbers we'll add a loop. Get a For Loop by selecting **Flow** → **Repeat** → **For Count**. The default for the count is 10. Connect the data output pin from the **For Count** object to the top sequence pin of the **Random** object.
5. Now close the loop. Select **Flow** → **Repeat** → **Next** and position the object below the **Random** object. Connect the bottom sequence pin of the **Random** object to the **Next** object's top sequence pin.
6. Run your program again. If you don't have the results you expect, first check the connections between objects to ensure they match the program shown below.



Example 2: Simulating, Analyzing and Displaying Data

In this exercise you'll learn about simulating measurements and using formula boxes, signal analysis tools (e.g., FFT) and various displays. You'll also see how easily data can be saved to an external file.

Generate data

1. Start a new program by selecting **File** → **New**.
2. To simulate data, select the **Device** → **Virtual Source** → **Function Generator** and position the object in the upper left section of the display.
3. Set the following values in the Function Generator:
Function: "Square" (in the pull down menu)
Frequency: "100"
Amplitude: "1"
DcOffset: "0"
Phase: "Deg 0"
TimeSpan: "20m"
NumPoints: "100"
4. Get a second function generator and place it below the first one. An easy way to do this is to clone the first—simply click on the box in the upper left corner of the object and select **Clone**.
5. Modify the values of the second function generator as follows:
Function: "Sine"
Frequency: "100"
Amplitude: "1v"
DcOffset: "0"
Phase: "Deg 0"
TimeSpan: "20m"
NumPoints: "100"
6. Rename the two objects. Position the mouse arrow over the function generator that generates the square wave and click the right mouse button. Select **Properties**. Change the name in the **Title** field to **Square** and click on **OK**. Change the name of the second function generator object to **Sine**.
7. Minimize the two function generators. Click the upper right corner of the icon (with the left mouse button) to minimize the object.

Multiply the Two Signals

1. Select **Device** → **Function & Object Browser** → **Type: Operators**, **Category: Arithmetic**, **Member: *** (i.e., multiplication of numbers). Select **Create Formula**, and an input box for a formula appears. In this case, "a*b" is given as a formula. However, this formula can be edited (just like all other formulas in HP VEE).
2. Click in the formula window and add 1.5 to "a*b" (i.e., "a*b+1.5").

Note: HP VEE provides several ways of working with formulas:

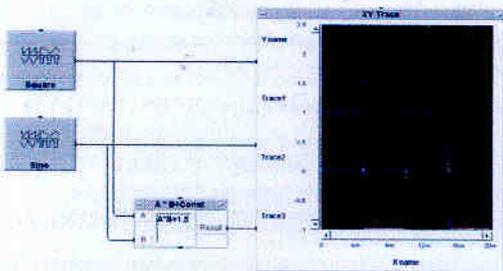
- You can type in any formula using **Device** → **Formula**.
 - You can incorporate pre-fabricated formulas for many math, engineering, and scientific functions from **Device** → **Function & Object Browser** (or press the **fx** key).
 - You can edit and nest formula objects, creating larger formulas.
3. Change the name of the formula object so that you can move through your program more easily. Position the mouse arrow over the formula object and click the right mouse button. Select **Properties**. Change the name in the **Title** field to "a*b+Const" and click on **OK**. Click the upper right corner of the open view (with the left mouse button) to minimize.
 4. Transfer the data from the **Square** object to the formula by connecting its data output pin to the upper data input pin on the formula box. Transfer the data from the object **Sine** to the formula by connecting the data outputs to the lower data input (**B**) on the formula box.

Note: HP VEE can handle different data types. In this example, the formula object recognizes the incoming data type (i.e., fields with 100 real values) and processes them correctly.

Display the Data

1. Use the **Display** → **XYTrace** to display the data. Note that the XY Display shows one data input pin. You will need three—one for each output from the virtual function generators and one for the output from the formula box.
2. To add a data input, click on the box in the upper left corner of the display and select **AddTerminal...** → **Data Input**. This generates a second input on the XY Trace display. Now, add a third input for data.
3. Transfer the values of the two function generators and the data from the a*b+1.5 formula to the three data inputs on the XYTrace display object.

4. Click on the Run icon (the triangular shape) in the tool bar to run the program.



Perform an FFT on the Square Wave

1. Get **Display** → **Spectrum(Freq)** → **MagnitudeSpectrum**.
2. Transfer the data from the **Square** object to the **MagnitudeSpectrum** (i.e., FFT) object.
3. Minimize the XY Trace.
4. Run the program.

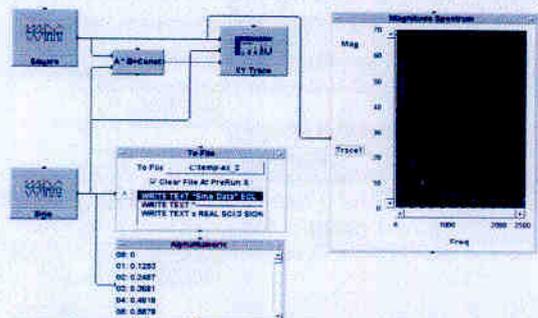
Save the Analyzed Data to a File

1. Get the **I/O** → **To** → **File** object.
2. Transfer the data from the **Sine** Function Generator to the **To File** object (input pin A).
3. Click on the **To File: my File** button in the **To File** object. Enter a suitable directory and file name (e.g., c:\temp\ex_2). Click on **OK**.
4. Click on the box next to **Clear File At PreRun & Open** to specify that an existing file with the same name will be overwritten.
5. To specify what is sent to the file, double-click on the (first) line with dark blue background with the text "WRITE TEXT a EOL". Leave the settings for the first two input windows at their default settings: **WRITE** and **TEXT**. Replace a with the text "Sine Data" (in quotation marks) in the third window. Close the transaction window with **OK**.

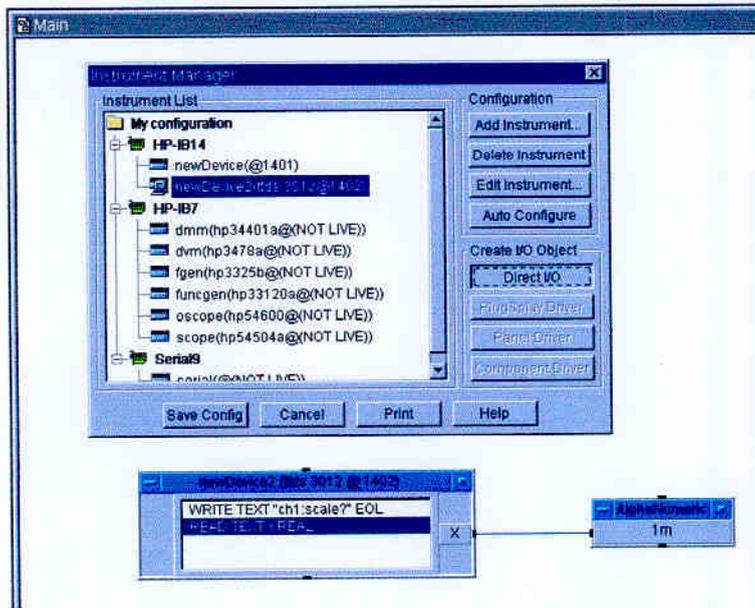
6. Double-click immediately below the command line that was just defined. Replace a with the string "_____" (in quotation marks) in the transaction window. Close the transaction window with **OK**.

7. Double-click on the third command line in **To File**.

- Leave the parameters for the first three windows as **WRITE**, **TEXT** and **a**. This writes the text passed through the variable a from the **Square** function generator.
 - Select **REAL FORMAT** instead of **DEFAULT FORMAT**.
 - Click on **DEFAULT FIELD WIDTH**. The key will change to **FIELD WIDTH**. Enter the number **4** instead of **20**.
 - Change the sign format from **/-** to **"/**.
 - Change the number format from **STANDARD** to **SCIENTIFIC**.
 - Change the number of decimal places (**NUM FRACT DIGITS**) from **6** to **3**.
 - Conclude your inputs with **OK**.
8. Get a display object for numbers and strings (text) using **Display** → **AlphaNumeric**. Drag the object out lengthwise by positioning the mouse pointer over the lower right corner of the object and dragging the corner.
 9. Transfer the data from the **Sine** function generator to the alphanumeric display.
 10. Click on the **Run** button in the tool bar to start the program. Your HP VEE program should look something like the screen below.
 11. Check the format of the saved file using an editor.



Comunicación con el instrumento por GPIB



- ① I/O > Instrument Manager
- ② Detect Instruments
(asegúrate de que el instrumento tiene un identificador que no esté en uso!)
- ③ Seleccionar el instrumento y darle a 'Auto Configure' Yes
- ④ Botón Direct I/O para crear caja de comunicación con el instrumento
WRITE para enviar ordenes
READ para leer datos

1. Definition of a function

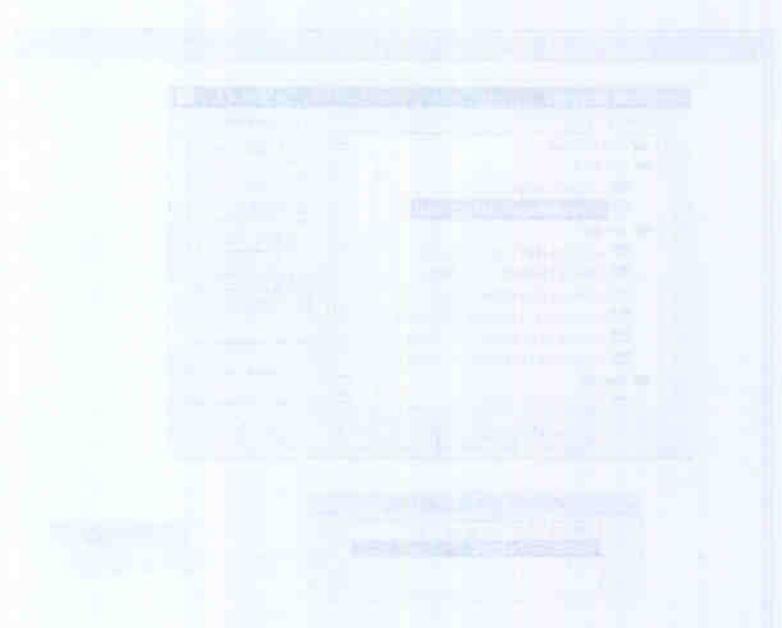
A function is a relation between a set of inputs (domain) and a set of possible outputs (codomain) where each input is related to exactly one output.

2. Types of functions

One-to-one function, Many-to-one function, Onto function, One-to-many function, Many-to-many function.

3. Graphical representation of a function

A function can be represented graphically on a Cartesian coordinate system. The x-axis represents the domain and the y-axis represents the codomain. A curve or set of points is plotted such that every vertical line intersects the graph at most once (Vertical Line Test).

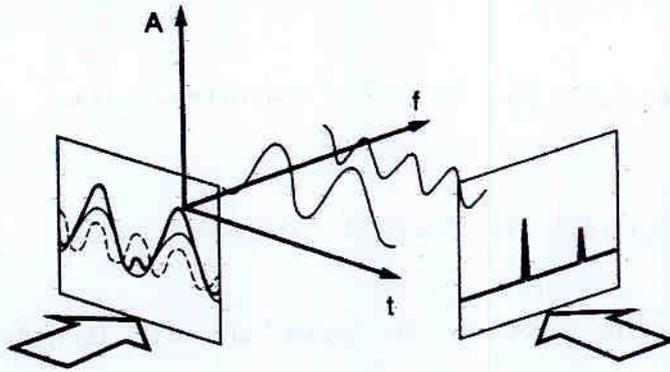


4. Composition of functions

If $f: A \rightarrow B$ and $g: B \rightarrow C$ are two functions, then the composition of f and g , denoted by $g \circ f$, is a function from A to C defined by $(g \circ f)(x) = g(f(x))$.

Lección 2. Analizador de espectros

una señal puede ser vista en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia



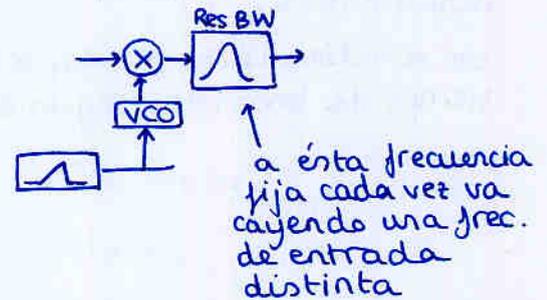
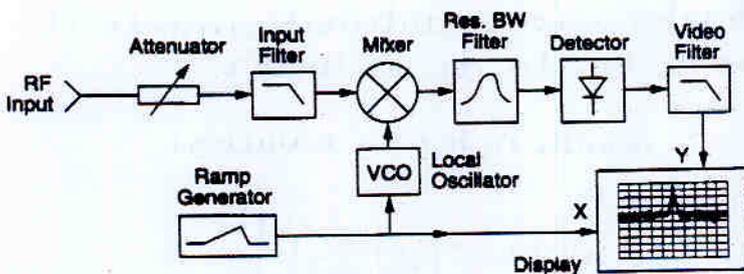
Time Domain Measurements

Frequency Domain Measurements

Analizador de espectros heterodino: pasa la frec. de entrada a IF para analizarla.

Atenuador → F.P. B_j

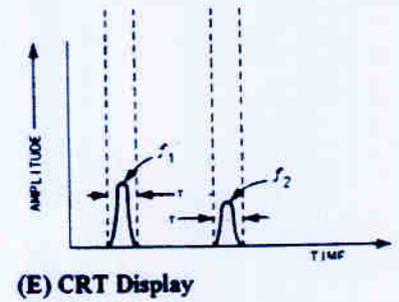
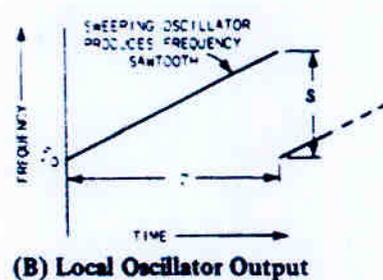
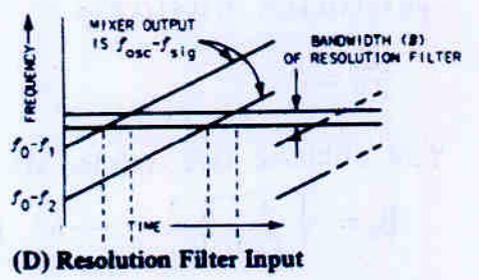
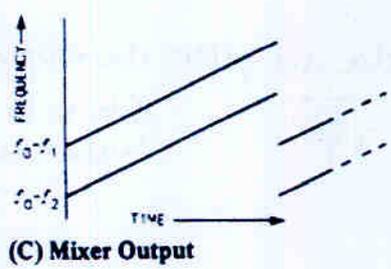
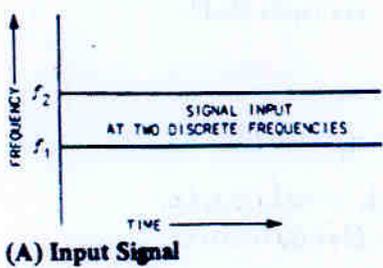
es la etapa de entrada para acondicionar la señal (es lo que primero muere, lo que quemas)



El ancho de este filtro nos fija la resolución. Lo que deajo pasar será mi "unidad básica de medida"

Con el detector hallo la potencia, y con el filtro de video evito variaciones rápidas en la pantalla, para alimentar el eje Y

En el eje X se introduce la rampa que va variando la frecuencia que cae en el Res BW



Al final lo que se está viendo es la convolución entre el espectro de entrada y el filtro de resolución.

• Fondo de ruido / sensibilidad

El nivel de ruido propio del analizador fija la señal mínima que podemos detectar

• Filtros / Distorsión por velocidad de barrido inadecuada



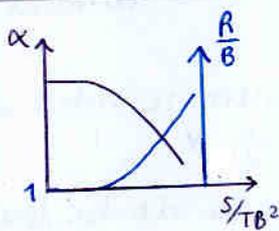
La señal de entrada sólo puede pasar íntegra si 'cabe' en un filtro del analizador.

Si la rampa de barrido es demasiado rápida, las variaciones rápidas harán que la señal se ensanche en frecuencia, y el filtro de resolución la distorsionará.

Los analizadores de espectros actuales ajustan automáticamente el tiempo de barrido según el ancho de banda de resolución.



suponiendo una delta en frecuencia a la entrada



Interesa $\frac{R}{B} = 1$

Para minimizar la pérdida de resolución buscamos

$$\frac{dR}{dB} = 0$$

Y se obtiene un ancho de banda del filtro de resolución óptimo:

$$B_0 = \sqrt{\frac{1}{2.27} \cdot \frac{S}{T}} \rightarrow R_0 \approx \sqrt{\frac{S}{T}}$$

Ésto es lo que el analizador hace automáticamente

Resulta seguir ésta ecuación:

$$\frac{R}{B} = \left[1 + 0.195 \left(\frac{S}{TB^2} \right)^2 \right]^{1/2}$$

R: resolución aparente

B: ancho de banda del filtro de resolución

S: span → banda en pantalla

T: tiempo de barrido

$$\alpha = \left[1 + 0.195 \left(\frac{S}{TB^2} \right)^2 \right]^{-1/4}$$

α : pérdida de amplitud

- Resolución insuficiente

Dos señales que caben ambas en el filtro de resolución parecerán una única mayor



- Filtro de video

Pasobajo para eliminar variaciones rápidas en pantalla.

Podemos jugar con su ancho de banda ej: para eliminar un poco el ruido

- Generador de seguimiento

El analizador de espectros en cada instante está midiendo una única frecuencia. Interesa que el generador para la excitación que queremos medir esté sincronizado y genere la frecuencia correcta en cada instante.

misma frec. inicial
mismo tiempo de barrido
misma frec. final

si el generador de seguimiento es externo, necesitará un TRIGGER INPUT conectado al TRIGGER OUTPUT del analizador

- Preselector de radiofrecuencia

Puede ser externo o interno al analizador

Es un filtro pasobanda previo a la entrada al analizador, que deja pasar sólo una banda alrededor de la frec. que en ese momento mide el analizador de espectros. → debe estar sincronizado

Es útil para evitar que los efectos no lineales del mezclador nos caigan a las frecuencias de interés.

Formas para mejorar las medidas

- Filtro de resolución :
 - dejarlo en modo automático para evitar distorsión.
 - estrechar el filtro de resolución lo que creamos conveniente (sin que el tiempo de barrido sea excesivo) (jugar con span)
 - además estrechar el Res BW reduce la potencia de ruido (kTB), bajando el fondo de ruido.
- cuidado: en los catálogos dan la sensibilidad en W/Hz , cuando a lo mejor ni siquiera tiene el analizador un filtro tan estrecho.

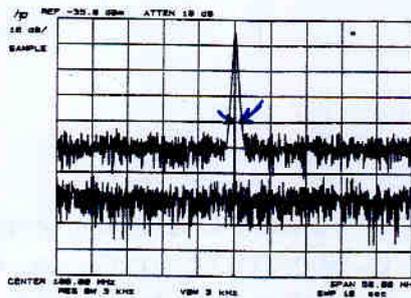


Figure 10-3. The upper trace was measured with a 200 kHz resolution bandwidth and lower trace was measured with a 2 kHz resolution bandwidth. The displayed noise level is 20 dB lower with the narrower bandwidth.

- Filtro video : también podemos utilizar el ancho de banda de video para eliminar el ruido

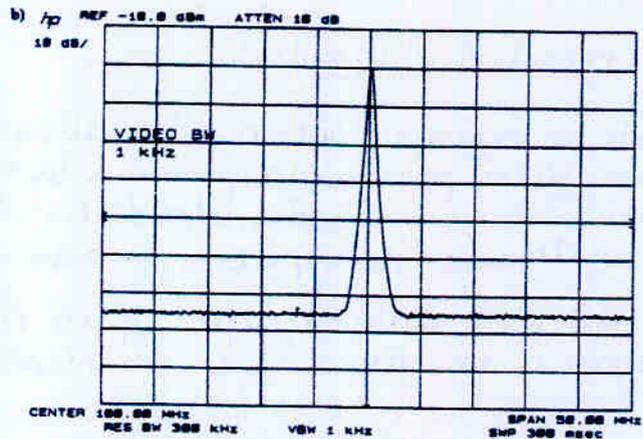
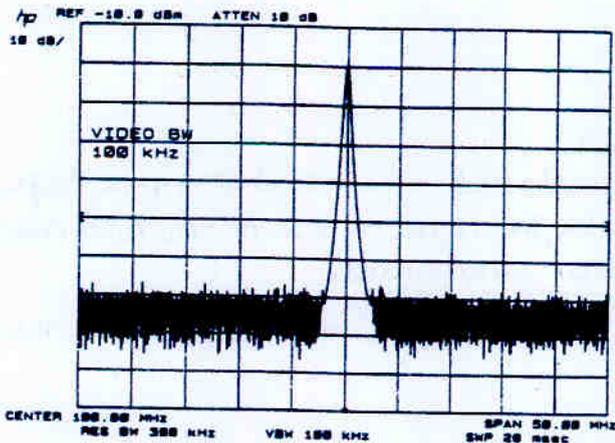


Figure 10-5. (a) The noise variance is relatively high with a wide video bandwidth. (b) A narrow video bandwidth causes the noise variance to be significantly reduced.

- Promediado : gracias a ser el ruido de media nula, promediar tiende a reducir el ruido
- suavizado / smoothing : esto ya es maquillaje el valor de una muestra es la media de los alrededores

Nota: promediar no almacena las N trazas, sino que hace de forma continua un promedio entre la medida actual (en un $x\%$) con la que tenemos ($100-x\%$). Así ahorramos memoria.

Práctica 2: Analizador de espectros. Práctica en el laboratorio.

Siguiendo los distintos puntos comentados en la teoría, se comprobará ahora en la práctica como afectan los distintos bloques que componen el equipo a la medida.

Para ello se empleará una antena para captar la señal de radiofrecuencia de la banda de FM comercial: 88 MHz a 108 MHz.

Seleccione dicho margen de frecuencias.

FREQUENCY → Start Frequency
Stop Frequency

Atenuador

AMPLITUDE → Atten Auto

La atenuación habitualmente está en modo automático. Compruebe que es así.

Varíe el nivel de referencia de la señal y compruebe que automáticamente cambia la atenuación y ello afecta al ruido de fondo que se ve y por tanto a la señal que se puede visualizar. (Un nivel de referencia muy alto hará aumentar el valor del atenuador)

Seleccione un valor adecuado de nivel de referencia y dB por división que minimice el ruido y permita ver mejor la señal.

AMPLITUDE → scale

(misma opción que LOG LIN pero variando la rueda)

Filtro de predetección o resolución

1) Distorsión por ancho inadecuado.

Es posible que el ancho de banda del filtro de resolución haga que en pantalla aparezcan las distintas emisoras ocupando más ancho de banda del que realmente ocupan.

El ancho de banda normalmente estará en modo automático. Páselo a manual y aumente paso a paso (Flecha apuntando hacia arriba ↑). Vea como parece que cada vez sean más anchas las señales.

Disminuya el ancho hasta que aparezcan aisladas las señales.



BW

2) Distorsión por velocidad de barrido inadecuada.

Deje en modo manual el ancho de banda del filtro de resolución.

Ponga en modo manual el tiempo de barrido.

Disminuya el tiempo de barrido. Observará que las emisoras parece que pierdan potencia y aumenten su ancho de banda. (Puede que la disminución no sea muy grande y para observarla necesite poner un marcador en el pico de la señal mayor. Al disminuir el tiempo de barrido el máximo disminuye y además se desplaza hacia la derecha la señal). En el analizador es posible que aparezca un mensaje advirtiendo del error en la medida.



3) Distorsión por señales muy próximas.

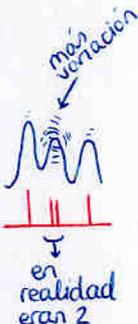
SWEEP

Ponga en modo automático el tiempo de barrido y en modo manual, 300 kHz, el ancho de banda del filtro de resolución.

Elija una emisora que aparezca con un ancho de banda mayor que el resto.

Fíjese en su variación de amplitud. Es posible que dicha variación sea debida a la suma de dos emisoras diferentes que atraviesan a la vez el filtro de resolución.

Disminuya paso a paso el filtro de resolución. Compruebe si efectivamente había dos señales distintas. La variación de ellas debería ser menor que la variación anterior del conjunto. (Esto sería cierto en el caso de sinusoides puras. Como las señales de prueba son señales vocales, la variación puede depender de otros factores)



4) **Mejoras en la medida.**

Una posible mejora consiste en reducir el ancho de banda del filtro de resolución. Con ello se consiguen dos cosas:

- La salida en pantalla se parecerá más a la señal real.
- Entrará menos potencia de ruido ($P_n = k T B$), por lo que el fondo de ruido bajará.

Si se disminuye el ancho de banda, se deberá aumentar el tiempo de barrido para que la medida no resulte distorsionada.

Filtro de postdetección o video BW

Ponga en modo manual el filtro de video. Aumente su valor y compruebe su efecto.

Disminuya su valor. Observe como reduce las variaciones del ruido presente en la señal.

¿Ha aparecido alguna señal que estaba oculta por las variaciones del ruido?

Reduzca el ancho y observe la distorsión que aparece.

Promediado BW

Active el promediado. Observe como baja el ruido y permanecen las señales. Varíe el valor del promediado. Vea en que valor, se consigue la suficiente reducción de ruido y una respuesta adecuada a las posibles variaciones de la señal.

Suavizado

El analizador de espectros no dispone de suavizado. Pruebe su efecto cuando pueda con el analizador de redes.

Medida del comportamiento no lineal de un amplificador

En cada banco se dispondrá de una señal proveniente de un montaje con un amplificador al que se le inyectan dos frecuencias de una potencia tal que lo hacen trabajar en zona no lineal.

Para averiguar los distintos parámetros que caracterizan dicha no linealidad se actuará de la siguiente forma:

1) Medida de la ganancia del amplificador.

Para ello en primer lugar se medirán las señales que llegan al analizador sin el amplificador montado. Después se medirá la potencia con el amplificador montado.

Compruebe finalmente si lo medido coincide con el valor nominal del catálogo o especificaciones técnicas del amplificador.

	f_1	f_2
Frecuencia (MHz)	699'1 (700)	749'3 (750)
Potencia sin amplificador (dBm): P_i	-63'7	-63'2
Potencia con amplificador (dBm): P_o	-35'7	-35'2
Ganancia (dB): $G = P_o - P_i$	28'0	28'0
Ganancia nominal (dB): G_n	28	28
Desviación: $G - G_n$		

MKR

PEAK SEARCH

Next Pk Right
Next Pk Left

2) Averiguar el orden de la no linealidad del amplificador.

Para ello se aumentarán las señales a la entrada 1 dB (o varios dB) y se observará lo que aumentan los armónicos y productos de intermodulación.

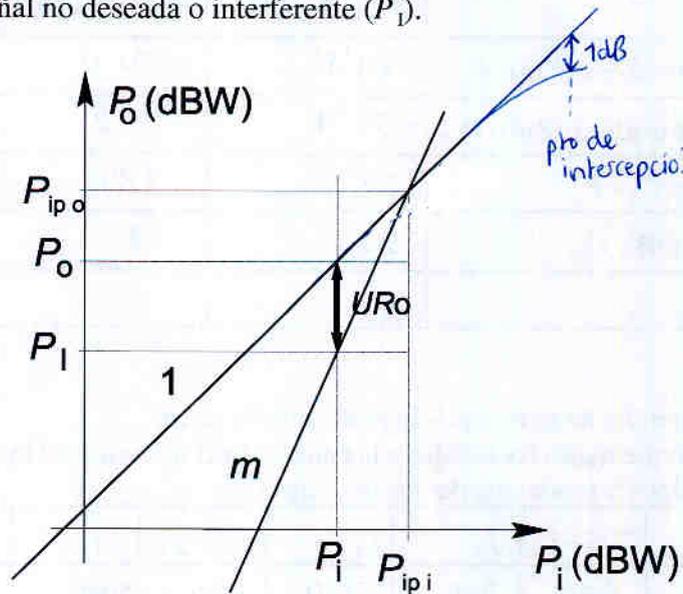
	$2f_1 - f_2$	f_1	f_2	$2f_2 - f_1$	$2f_1$	$f_1 + f_2$	$2f_2$
Frecuencia (MHz)	650	700	750	800	1400	1450	1500
Potencia (dBm)1	-	-32'3	-33'0	-	-	-	-
2	-	-26'1	-27'7	-	-72'7	-72'1	-
3	-66'0	-22'6	-24'3	-69'2	-68'8	-68'5	-70'6
4	-57'7	-19'2	-21'0	-59'8	-62'5	-58'9	-64'8
5	-46'8	-16'5 ^{sol 2!!}	-18'3	-48'6	-60'0	-53'9	-61'0
6	-35'0	-14'5	-16'2	-37'0	-63'2	-58'3	-56'7
7	-32'1	-14'0	-15'7	-34'2	-57'7	-61'2	-55'7
8	-29'8	-13'6	-15'5	-32'1	-54'2	-67'8	-56'4
9							

Ante un aumento de 1 dB de las señales a la entrada los productos de intermodulación aumentarán m dB, siendo m el orden de la no linealidad (excepto cuando se llegue al punto de compresión de 1 dB, en el que la salida de la señal deseada es 1 dB inferior a la ideal)(Si hay diferentes productos de intermodulación, aquellos de mayor potencia o peores consecuencias sobre el sistema serán los que habrá que considerar).

Otra forma de verlo es calcular la combinación de las frecuencias deseadas que es necesaria para obtener las no deseadas. La suma de los índices de dicha combinación también dará dicha no linealidad.

m	3
---	---

- 3) Recordando el concepto de relación de rechazo a la intermodulación, expresado a la salida del dispositivo (UR_o): diferencia de potencia entre la salida de la señal deseada (P_o) y la señal no deseada o interferente (P_i).



Su valor es:

$$UR_o = (m - 1) (P_{ip_i} - P_i) = (m - 1) (P_{ip_o} - P_o)$$

Calcula el valor de la potencia en el punto de intercepción, P_{ip_o} .

Despejando de la anterior expresión:

$$P_{ip_o} = \frac{UR_o}{m - 1} + P_o$$

conviene que los puntos que cojamos estén en la zona lineal (antes del P-1db)

Podemos obtener los valores de las distintas medidas, para comprobar la fiabilidad:

Medida	UR_o (dB)	P_o (dBm)	P_{ip_o} (dBm)
1			
2			
3			
4			
5			
6			
7			
8			

9			
---	--	--	--

El valor nominal de la potencia del punto de intercepción (valor del catálogo) es:

P_{ip0} (dBm)	
-----------------	--

Hay que tener en cuenta que al no medir directamente a la salida del dispositivo sino tras una red de distribución que inevitablemente produce atenuación, los valores calculados serán menores que el nominal.

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
DEPARTMENT OF CHEMISTRY
LABORATORY OF ORGANIC CHEMISTRY
505 EAST HALEY STREET
CHICAGO, ILLINOIS 60607
TEL: 773-936-3300
FAX: 773-936-3300
WWW: WWW.CHEM.UCHICAGO.EDU

1. Introduction
2. Experimental
3. Results and Discussion
4. Conclusions
5. References

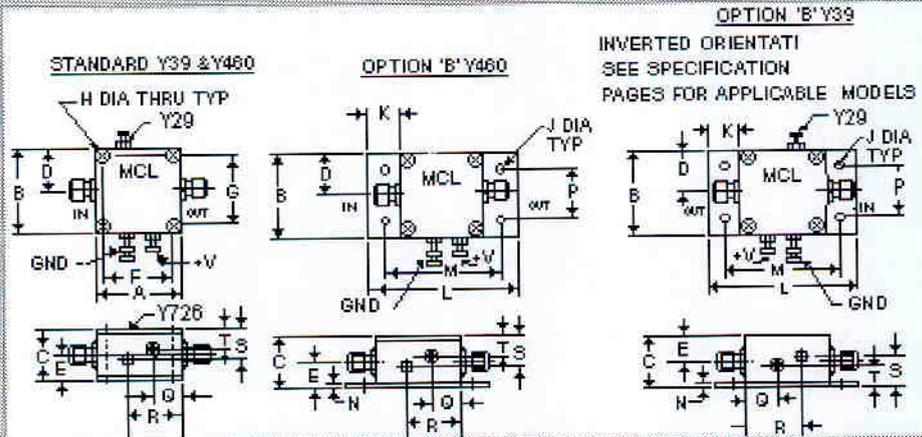
lección 3

ZFL-2500



Frequency MHz	GAIN, dB		Maximum Power, dBm		Dynamic Range		VSWR		DC Power	
	$f_L - f_U$	Min. Max. Flatness	Output (1 dB Comp.)	Input (no damage)	NF dB Typ.	IP3 dBm Typ.	In Typ.	Out Typ.	Current (mA)	Volt(V.)
500-2500	28	±1.50	+15	+5.00	8.00	27	1.50	2.50	220	5.00

L_w = low range (f_L to $f_U/2$) U = upper range ($f_U/2$ to f_U)



Notes:

- Open load is not recommended, potentially can cause damage. With no load, derate max. input power by 20dB.
- Absolute maximum power, voltage and current rating: 17V DC.
- For Amplifier Selection Guide, please click [here](#).
- For Amplifier Environmental Specifications, please click [here](#).
- General Quality Control Procedures and Environmental Specifications are given in [Mini-Circuits Guarantees Quality](#). Hi-Rel, MIL description are given in [Hi-Rel and MIL](#).
- Prices and Specifications subjects to change without notice.

Case Style - Y460 (inch,mm) weight: 50 grams.

A	B	C	D	E	F	G	H	J
1.25	1.25	.75	.63	.36	1.000	1.000	.125	.125
31.750	31.750	19.050	16.002	9.144	25.400	25.400	3.175	3.175
K	L	M	N	P	Q	R	S	T
.46	2.18	1.688	.07	.750	.50	.80	.45	.29
11.684	55.372	42.875	1.778	19.050	12.700	20.320	11.430	7.366

Tolerance: .x ± .1 .xx ± .03 .xxx ± .015 inch.

Material and Finish:

- Mounting bracket finish: indite or clear anodize.
- Case material: aluminum alloy. Finish: indite per MIL-C-5541

Mounting:

• Mounting bracket available on request. Add suffix B to part number.

Connectors:

• Connectors: Female SMA only. Male SMA available on request, consult factory.



Distribution Centers: NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE • 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

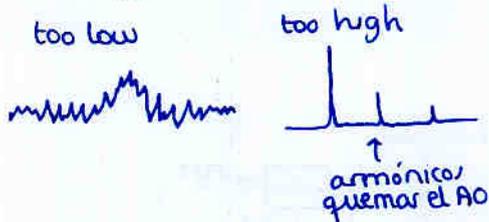
ISO 9001 CERTIFIED

[Back](#)

Lección 3: medida de frecuencia y de potencia

Power Measurement Basics. Agilent Technologies

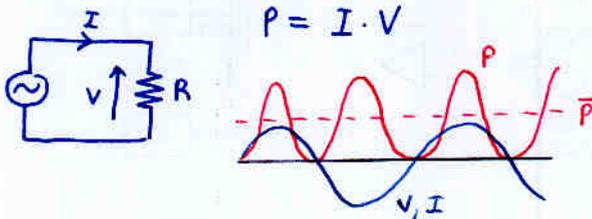
Proper signal level



Why not measure voltage?

A altas frecuencias no es sencillo medir tensión (V^+ , V^- , Z_0 , ...)

Definition: power



average power
peak power

$$1W = 1 \text{ Joule/second}$$

$$1V = 1 \text{ Watt/ampere}$$

$$P(\text{dB}) = 10 \log(P/P_{\text{ref}})$$

$$P(\text{dBm}) = 10 \log(P/1\text{mW})$$

Podemos medir:

- average power
- pulse power
- peak envelope power

Average power:

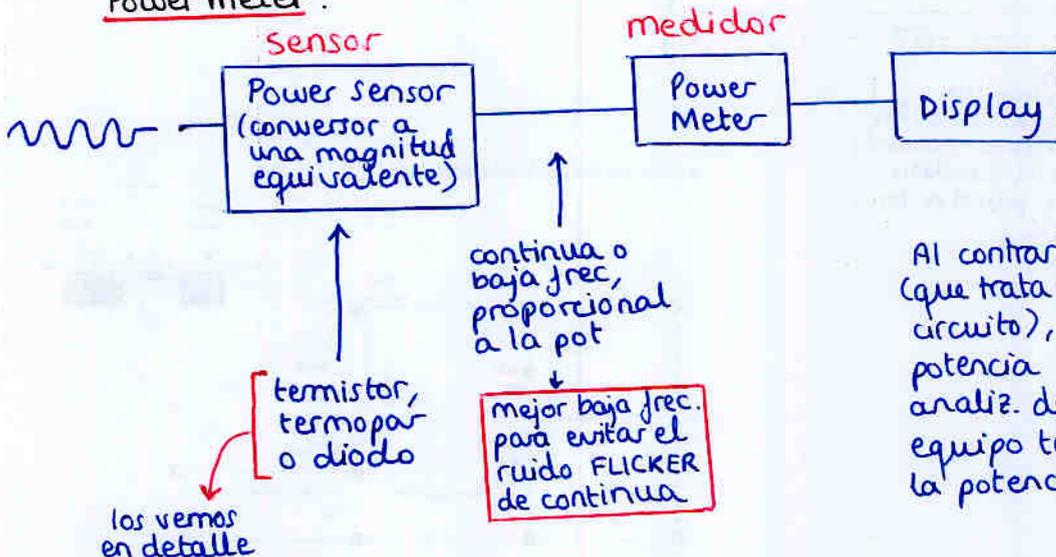
Hay que asegurarse que promediamos a lo largo de un tiempo suficiente



Instruments used to measure power

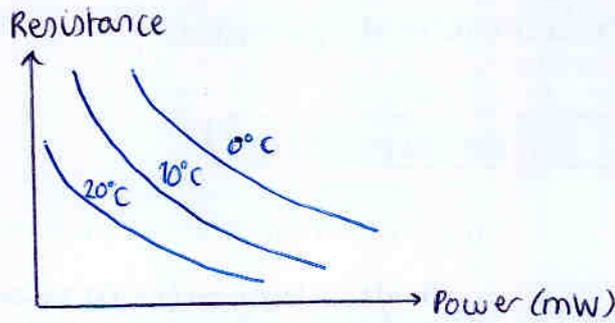
- spectrum analyzer ← mide en cierto AB
- network analyzer
- power meter

Power meter:

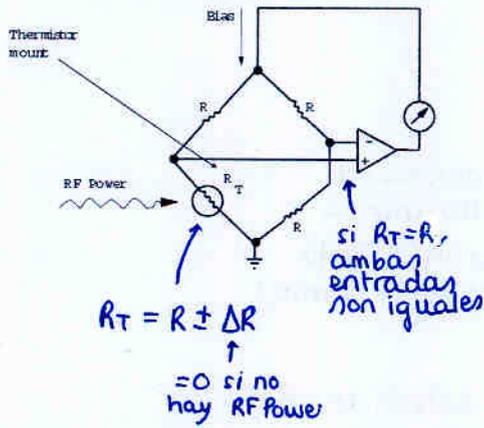


Al contrario que el osciloscopio (que trata de no modificar el circuito), el medidor de potencia (al igual que el analiz. de espectros) es un equipo terminal (absorbe la potencia del circuito)

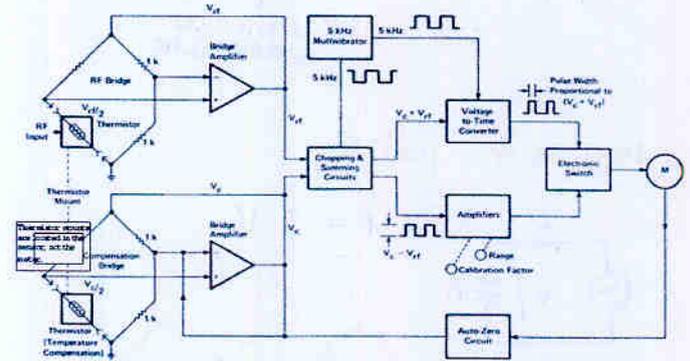
Thermistor



A self-balancing bridge containing a thermistor:



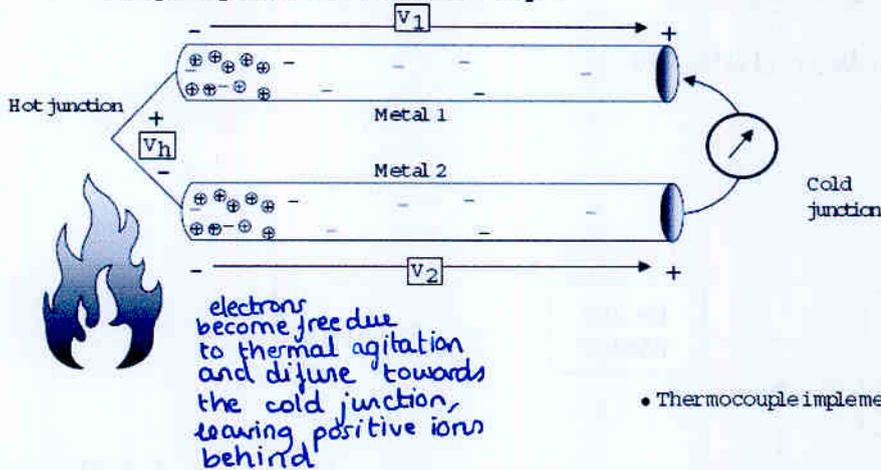
• 432A Power Meter



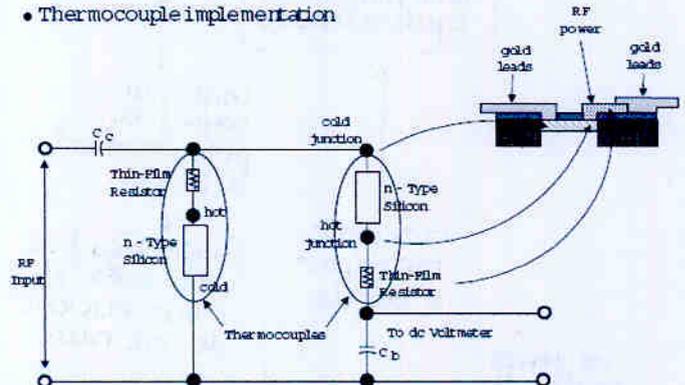
Thermocouple

Produce una variación de tensión según la temperatura

• The principles behind the thermocouple



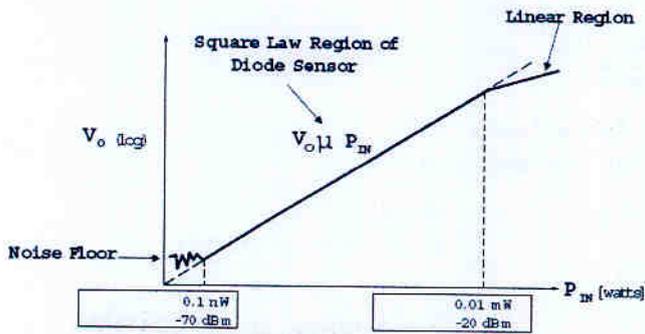
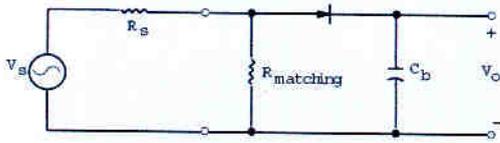
• Thermocouple implementation



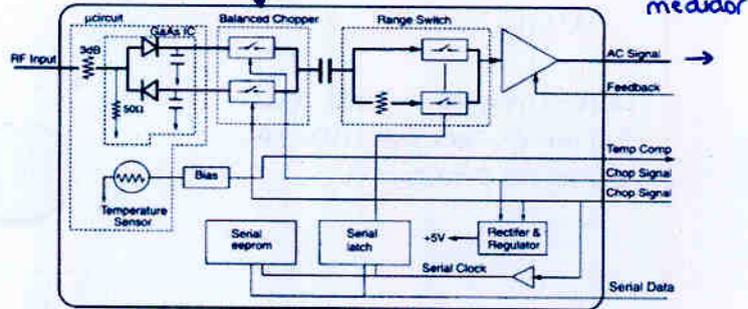
Diode detector

Puede responder rápido a variaciones de potencia

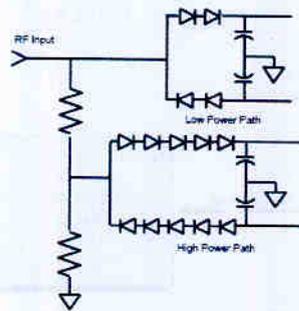
• How does a diode detector work?



Wide-Dynamic-Range CW-only Power Sensors



E-series E9300 Power Sensors Technology

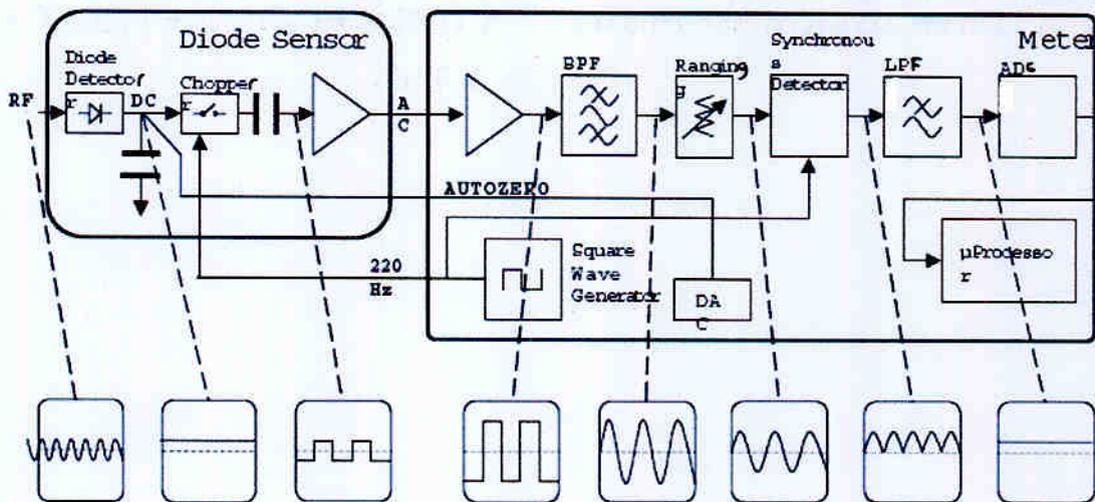


Innovative Design:

- Diode stack-attenuator-diode stack topology
- Unique to Agilent
- US Patent applied for

Basic measurement method. Explained

Como ves se pasa a alterna la DC para que durante todo el camino que hace el medidor se evite el ruido (para finalmente volver a DC)

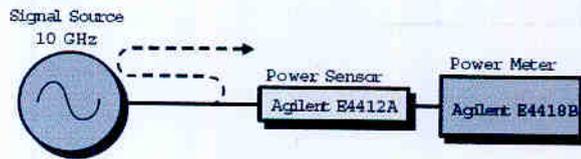


Measurement uncertainty

Sources of uncertainty : Mismatch (no adaptado) ← La más importante
 Errores en sensor
 Errores en medidor ← La menos importante

Calculation of mismatch uncertainty

Somos nosotros los que tenemos en cuenta la desadaptación

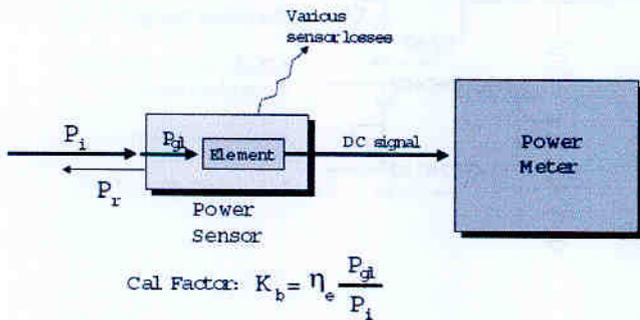


SWR = 2.0 SWR = 1.22
 $\Gamma = 0.33$ $\Gamma = 0.10$
SOURCE SENSOR

$$\text{Mismatch Uncertainty} = \pm 2 \cdot \Gamma_{\text{SOURCE}} \cdot \Gamma_{\text{SENSOR}} \cdot 100\%$$

$$\text{Mismatch Uncertainty} = \pm 2 \cdot 0.33 \cdot 0.10 \cdot 100\% = \pm 6.6\%$$

Eficiencia efectiva (Power sensor uncertainty)



Power Meter uncertainty

- power reference uncertainty
- drift
- zero set
- ± 1 count
- noise
- instrumentation uncertainty

¿Cómo acumulamos las incertidumbres?

- sumándolas sería el caso peor
- se hace el error cuadrático medio

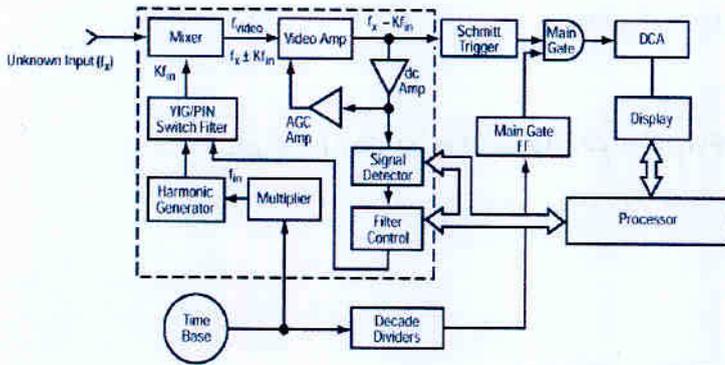
$$\sqrt{(6.6\%)^2 + (3.1\%)^2 + (1.2\%)^2 + (0.5\%)^2}$$

$$= \pm 7.4\%$$

• Heterodinación (multiplicación)

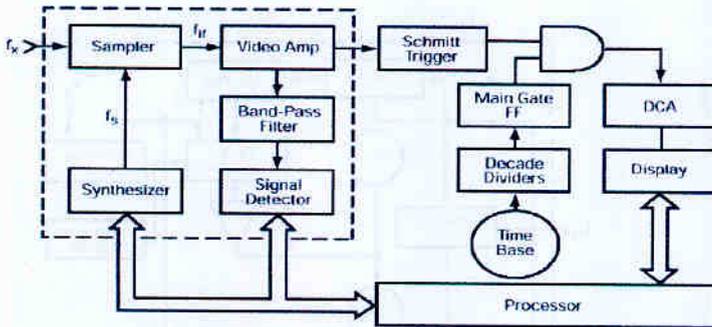
oscilador de precisión → con armónicos

multiplicamos la entrada por uno de los armónicos para bajarla en frecuencia



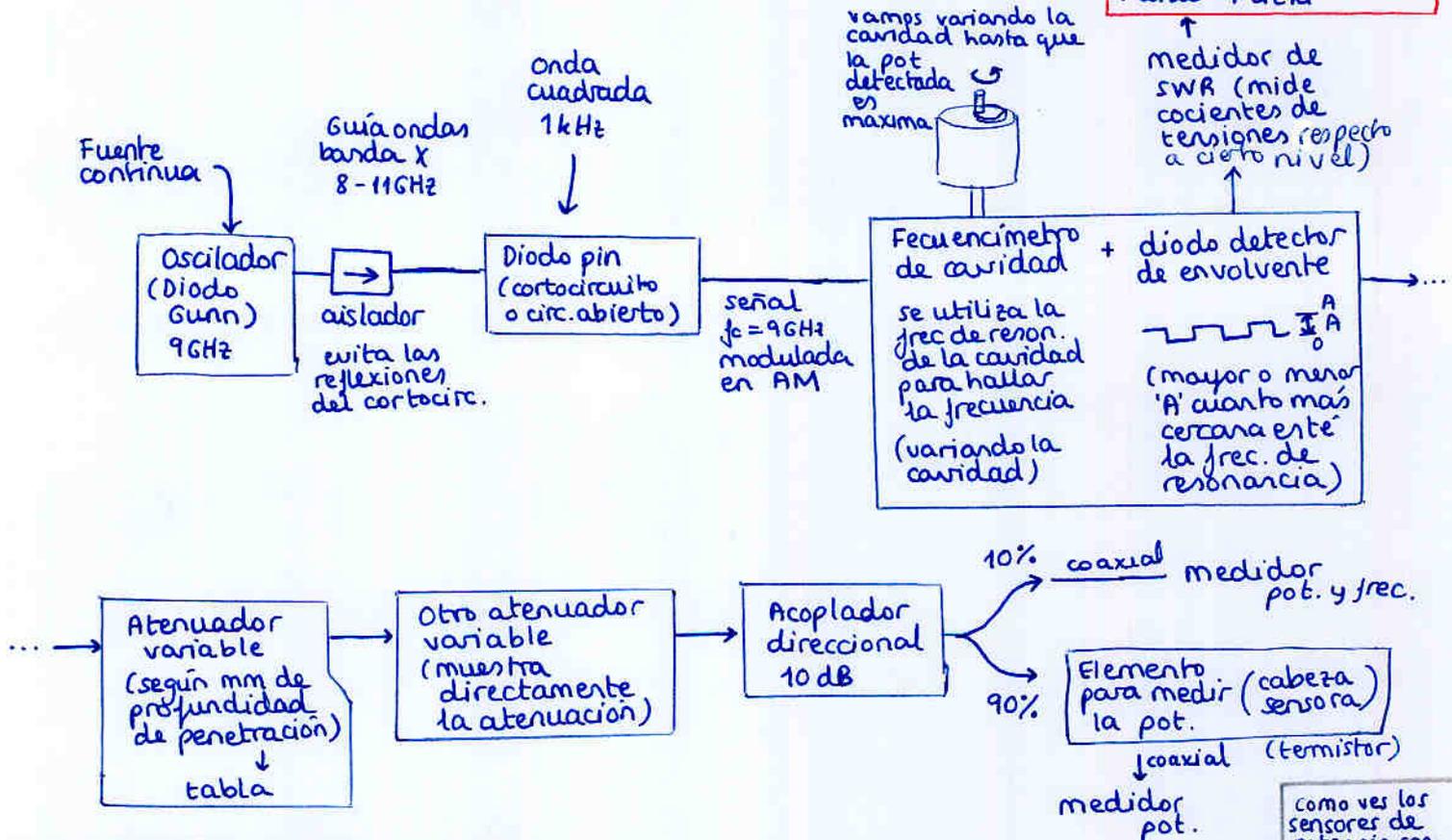
• Heterodinación (transferecia)

utilizar un VCO para sintetizar la frec por la cual multiplicar



Práctica 3: Medida de Potencia y Frecuencia

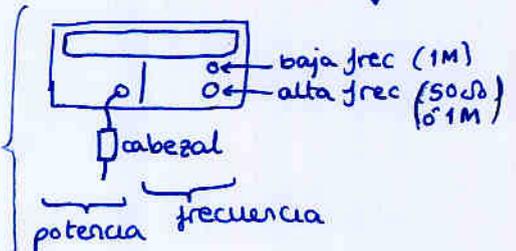
mide la pot sintonizado a 1kHz para evitar el ruido Flicker



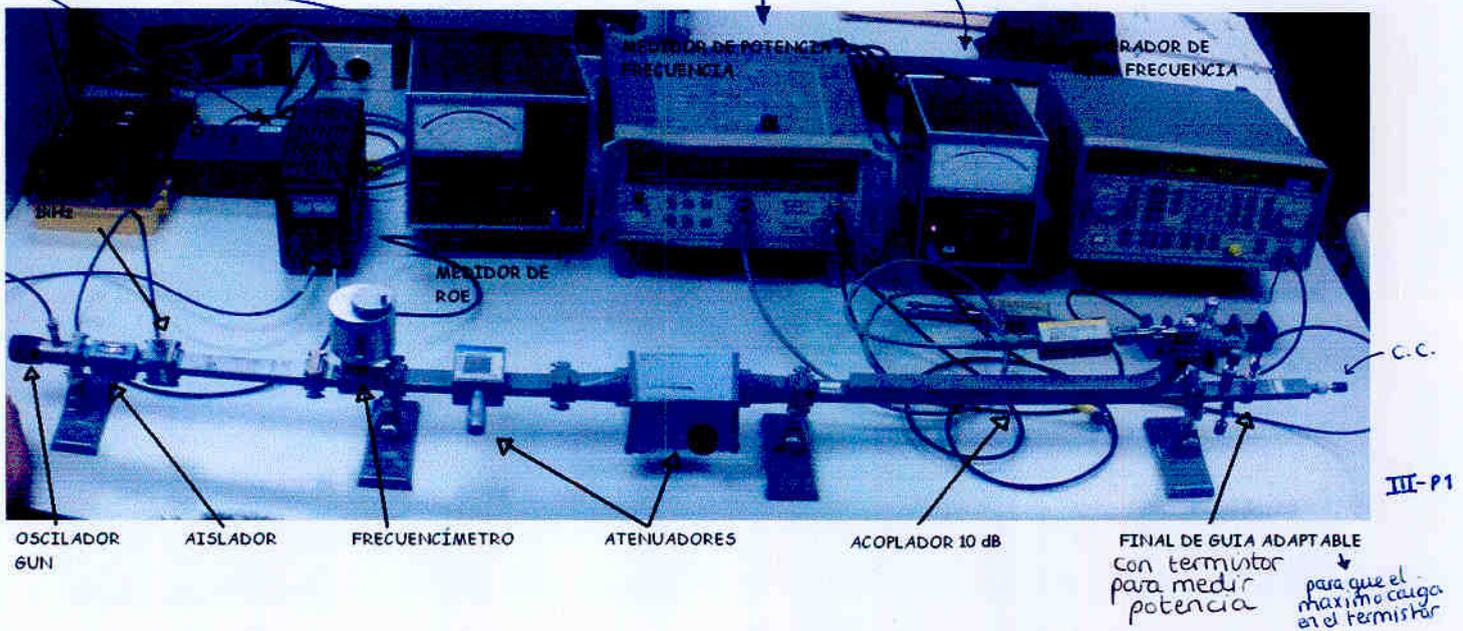
Aparatos eléctricos:

- Generador DC + onda cuadrada 1kHz
- Medidor SWR
- medidor de potencia (requiriendo cabezal) unido a medidor de frecuencia (2 entradas: una baja frec BNC con $Z_{in} = 1M\Omega$ otro alta frec con $Z_{in} = 50\Omega$ o $1M$)
- Medidor de potencia única entrada, requiere cabeza sensora

la entrada al equipo puede ser terminal ($Z_{in} = 50\Omega$) o sin cargar el circuito ($Z_{in} = 1M\Omega$)



como ves los sensores de potencia son TERMINALES (actúan como carga)

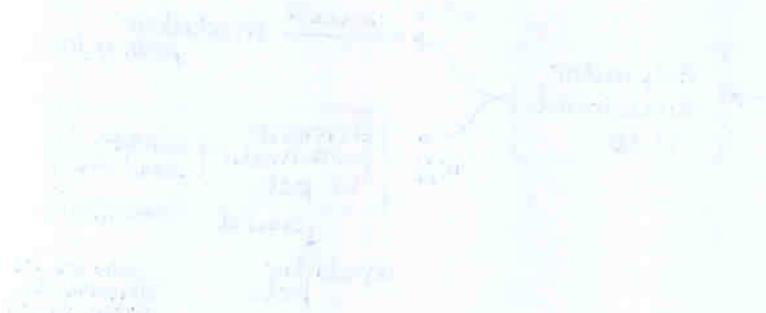


Handwritten notes in the top left corner, possibly describing a process or a list of items.

Handwritten notes in the top middle section, appearing to be a list or a set of instructions.



Handwritten notes in the middle left section, organized into several columns or sections.



Small handwritten notes or a list in the bottom left corner.

Handwritten notes in the bottom middle section, possibly a summary or a conclusion.

Handwritten notes in the bottom right section, possibly a summary or a conclusion.



Sesión 4 : Técnicas de fabricación

1. Introducción

Evolución de los circuitos de μO : tubos de vacío \rightarrow circuitos electrónicos \rightarrow miniaturización (integración)

Tecnologías de fabricación :

- Tecnología convencional (años 30 ... RADAR)
circ activos: tubos vacío
transmisión: coaxial y guíaonda
- Tecnología Híbrida (HMIC)
• microstrip, stripline, ...
- Tecnología Monolítico
Todo sobre una oblea de semiconductor

2. Tecnología convencional

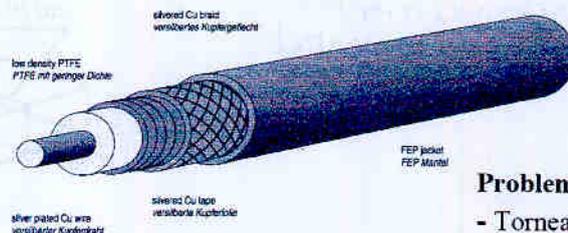
- Elementos activos : tubos de vacío (los 1^{er} generadores de alta frecuencia)
 - Klystron : potencia \uparrow , AB \downarrow
 - Klystron Reflex : oscilador, baja pot
 - Magnetrón : Oscilador potencia \uparrow , figura de ruido \uparrow (muy ruidoso)
util en aplicaciones de calentamiento
 - TWT (Travelling Wave Tubes) (Tubo de ondas progresivas)
Alta potencia y gran ancho de banda (satélites)
- Medio de transmisión (orientados a potencias muy elevadas)
 - Cable coaxial
 - Guíaonda
- Aplicación actual : sistemas de gran potencia (espacio, calentamiento, ...)

Fabricación del cable coaxial

ventaja : modo TEM
 $OH_2 \rightarrow$ alta frec

Teóricamente cerrado
(malla más o menos tupida)

Idealmente el dieléctrico sería aire, pero eso es mecánicamente inviable
interesa $tg \delta \downarrow$ en varias frec.

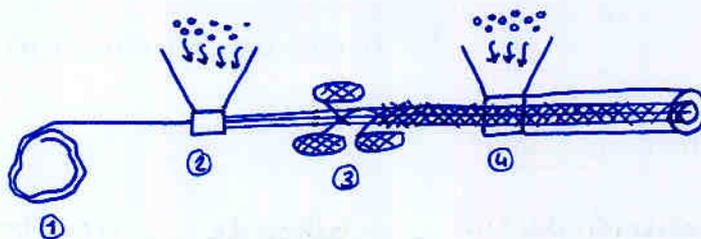


Problemas:

- Torneado y Ensamblado
- Estabilidad Mecánica

Proceso de fabricación

- ① alambre (conductor central)
- ② horno donde se funden las virutas del dieléctrico
- ③ se entrelazan bobinas de cobre muy fino, mallando el cable (conductor externo)
- ④ otro horno para el aislante



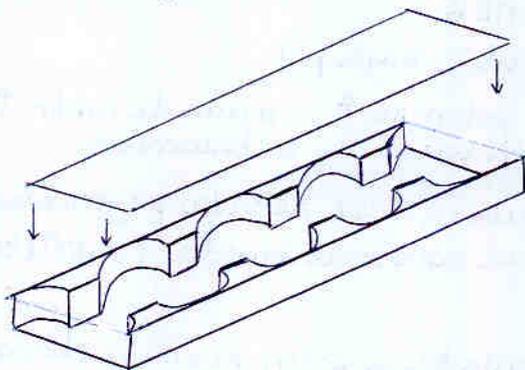
Fabricación de guíaondas

¡son un tubo vacío! La primera prueba experimental se hizo con cañerías

• Fresado:

- Pieza metálica maciza a la cual una fresa perfora para conformar la geometría interna
- Bajo coste económico (*barato*)
- Esquinas interiores redondeadas (según el diámetro de la fresa) que degradan la respuesta

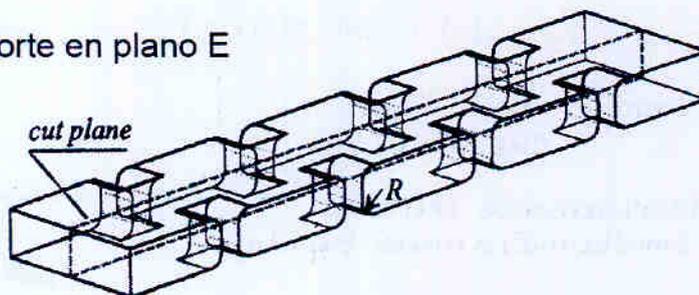
ejemplo: filtro en guía rectangular (con iris inductivos)
fresado en plano H



ejemplo: fresado en plano E

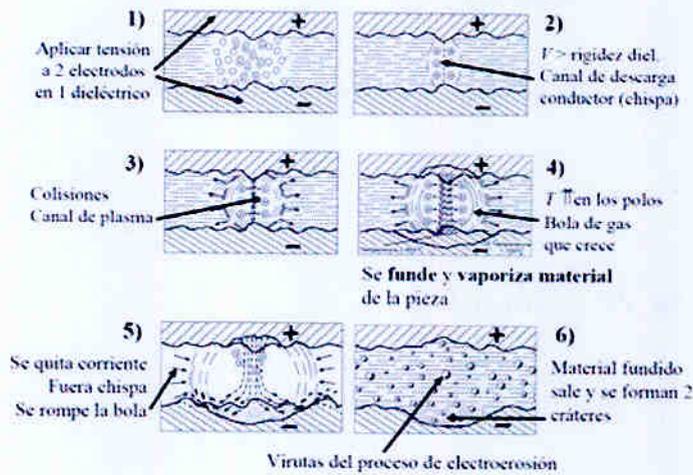
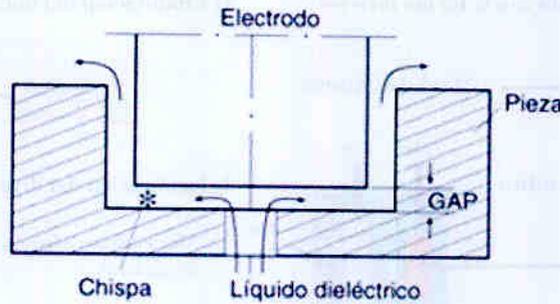
Esta estructura funciona mejor, ya que en la unión de las dos piezas, aunque no haya buen contacto, no se cortan corrientes del modo fundamental

Corte en plano E

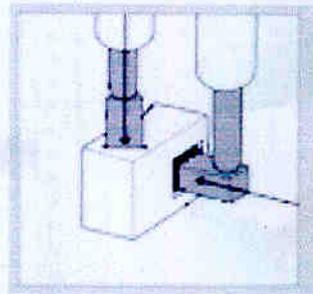
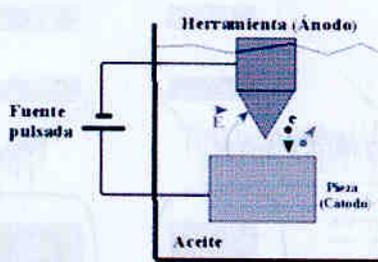


Electroerosión

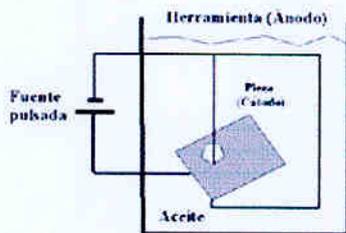
- La fresa se sustituye por un electrodo
- Diferencia de potencial entre la pieza y el electrodo → chispas que van fundiendo el material (en la práctica el electrodo también se degrada)
- Permite esquinas cuadradas (haciendo electrodo cuadrado)



Técnica de ELECTROEROSIÓN por Penetración:



Técnica de ELECTROEROSIÓN por Hilo:

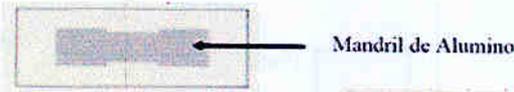


- Trabajos en cavidades profundas donde el acceso sea complicado
- Sólo aplicable a mecanizados que atraviesan la pieza
- Elimina la necesidad de darle forma concreta a la herramienta

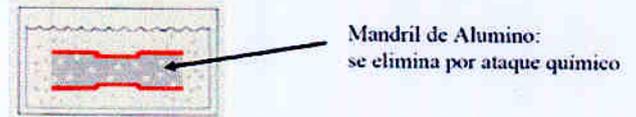
Electroformado

- se fabrica (por fresado) una pieza de aluminio (mandril) con la geometría interna de la guía.
- se recubre con conductor (ej: cobre) (proceso electrolítico)
- Ataque químico que elimina el mandril (y queda sólo el cobre exterior)

1) Mandril de aluminio mecanizado con la forma interior

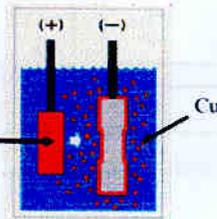


3) Eliminación del mandril mediante ataque químico



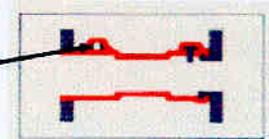
2) Recubrimiento de cobre electrolítico

Deposición de Cu configurando el dispositivo a realizar



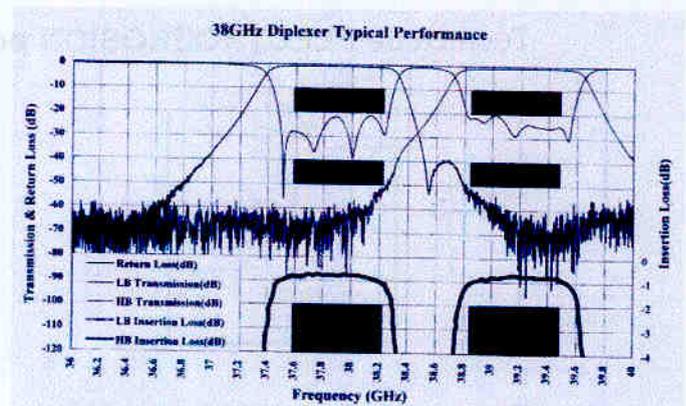
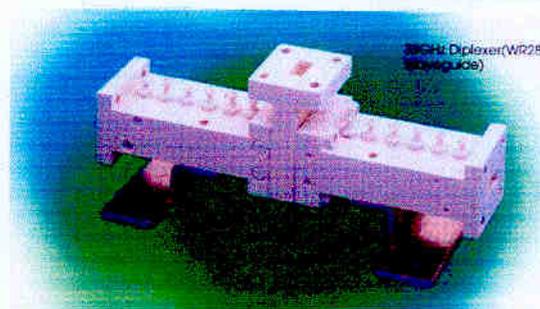
4) Finalización del dispositivo

Mecanizados adicionales Soldaduras

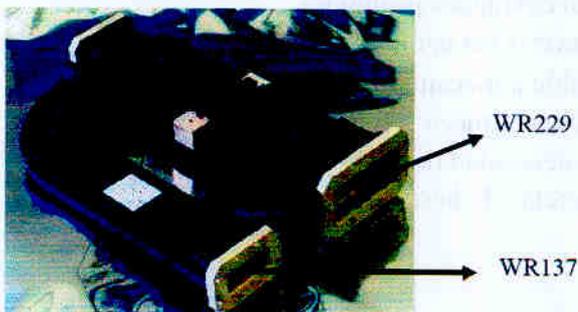


Ejemplo de dispositivos en guíaonda

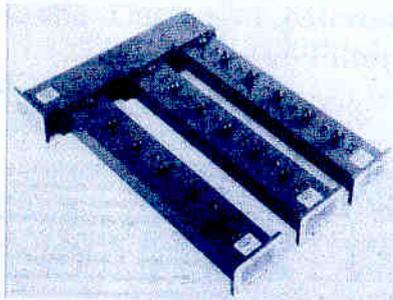
Diplexor a 38 GHz.-



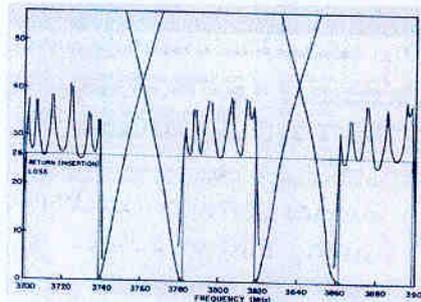
- Diplexor (modelo de vuelo) en banda C (4-8 GHz).-



- Triplexor en WR229 (3.7 a 3.9 GHz).-

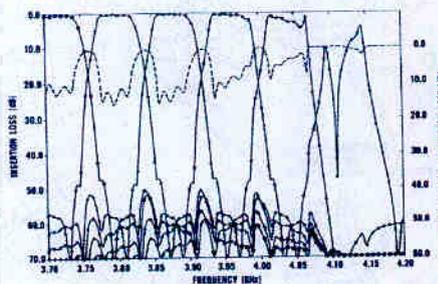
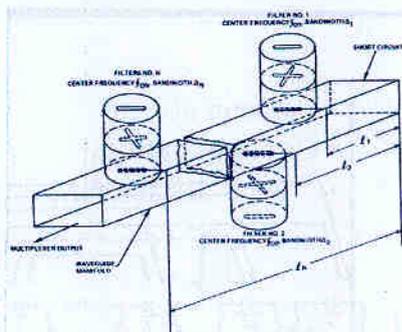


Geometría
WR229
a=58.10 mm
b= 29.10 mm

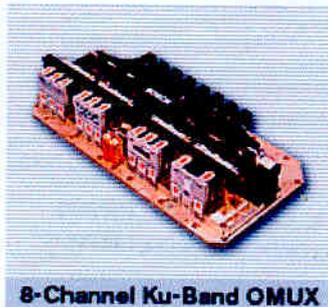


- Multiplexor en guía tipo manifold (tubo múltiple).-

Geometría



- Multiplexor de Salida en banda Ku (8 canales)



Banda Ku (12-18 GHz)

Geometría
Cortesía de
Bosch Telecom

8-Channel Ku-Band OMUX

3. Tecnología Híbrida HMICS

Se inspira en los circuitos impresos que sustituyeron a los cables
 Ahora se sustituyen los medios de tx por líneas impresas, y los circuitos activos son de semiconductor

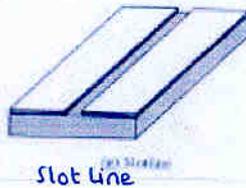
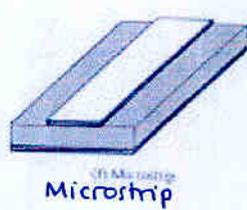
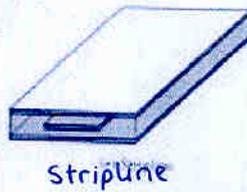
↓
 diodos semiconductores
 (Gunn, PIN y Schottky)

↓
 substratos planares
 en los 70's
 substratos { pérdidas ↓↓ (cerámicos)
 coste ↓↓ (plásticos)

Líneas planares sobre las cuales conectamos dispositivos activos y componentes discretos.

Tipos de líneas planares:

- Carácter cerrado
- Difícil insertar circuitos
- Fácil de fabricar



- Carácter abierto
- Circuitos activos
- ↑ Fácil de fabricar



- ↑↑ Facilidad para insertar circuitos activos:

No hay que perforar el sustrato

Técnicas de fabricación

- Capa Fina : fotolitográfico (ataque húmedo o seco)
 - Circuito impreso : capa fina pero con substratos finos
 - Capa Gruesa : serigráfico (más bien de bellas artes)
va bien a bajas frecuencias
- ↑ requiere cañón de iones
 excelentes prestaciones

Fotolitográfica de ataque húmedo:



Error por el atacado químico

- El atacado no solo come en vertical, sino también hacia los lados.

Se come unas $0.7 \times t$

altura del cobre

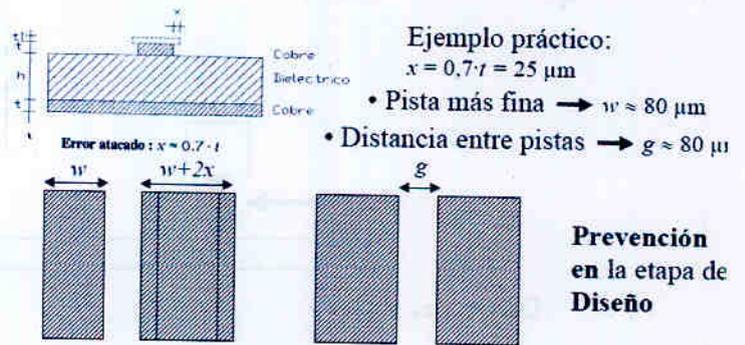
se puede compensar al hacer la máscara

- Limitaciones:

- mínima anchura de pistas
- mínima separación entre líneas
(típicos en universidad $80 \mu\text{m}$)

Técnica serigráfica

- Muy rápida y muy repetitiva
- Tiene rugosidad que limita a altas frecuencias
- La máscara es una especie de tela



1)

Deposición de Resina (líquido) sobre un entramado de hilos
 Se hace incidir luz ultravioleta: parte de la resina se endurece

Máscara de trama



2)

Proceso de Revelado:
 Se elimina del entramado la resina no endurecida
 La resina endurecida crea en el entramado zonas opacas

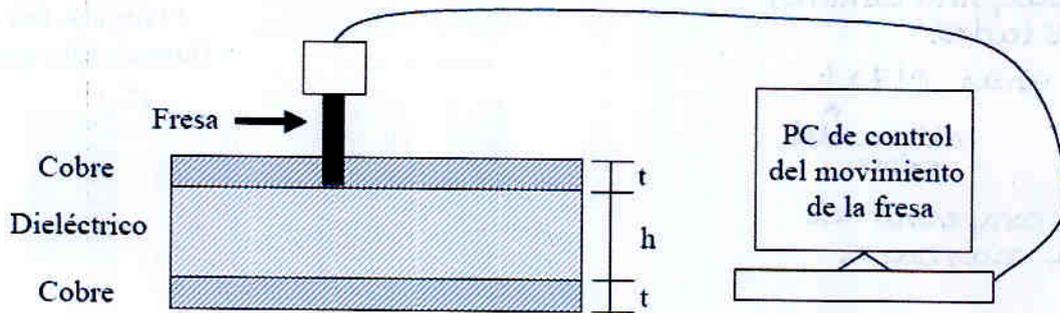


3)

Deposición de Pasta conductora sobre la máscara de trama
 Se hace presión sobre dicha pasta y ésta atraviesa el entramado no opaco



Máquina microfresadora



- Fabricación rápida de circuitos a bajas frecuencias (\downarrow precisión)
- Difícil que la broca penetre justo el grosor t
- Ubicar muy bien el origen de coordenadas para el movimiento

4. Tecnología Monolítica MMICS

- Integrar TODO $\left\{ \begin{array}{l} \text{componentes activos} \\ \text{componentes pasivos} \\ \text{interconexiones} \end{array} \right.$ sobre una oblea de semiconductor
- Diseño más caro pero producción mucho más barata
- Difícil conectorización (patillas) \rightarrow bonding: hilos de oro

Ventajas:

- muchos elementos activos
- banda ancha
- tamaño y peso \downarrow
- coste de producción \downarrow

Desventajas:

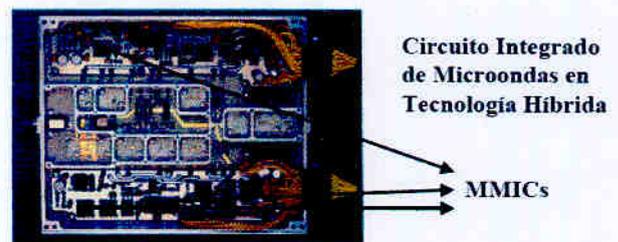
- pocas foundries
- rendimiento bajo (Yield en oblea) pero mejorando
- ciclos de desarrollo largos y procesos irreversibles
- transportabilidad y cualificación difícil

ejemplos:

• Ejemplos de MMICs encapsulados.-



• Integración de MMICs en un HMIC.-



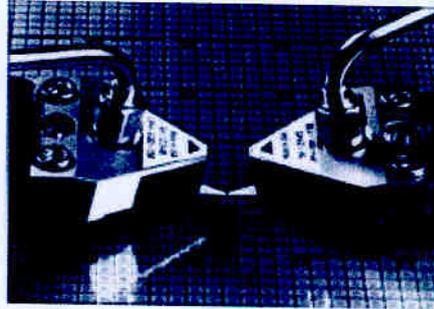
Cortesía de GEC-Marconi (Materials Technology)

medida sobre la oblea (antes de encapsularlo)

Puntas de medida



Sonda de Medida:
Equipo muy caro



**Medida de
Parámetros S
sobre la Oblea**



Handwritten text below the header.

Handwritten text above the left image.



Handwritten text below the right image.

Handwritten text below the images.

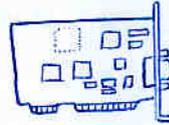
Handwritten notes or text in the bottom left corner.

Handwritten notes or text in the bottom right corner.

Sesión 5: Control Remoto Desde Internet

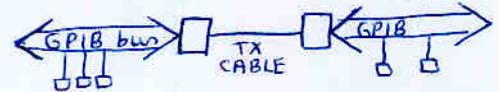
Evolución del control remoto

- GPIB Comunicar instrumento con el ordenador.
En desuso, pero le quedan años.



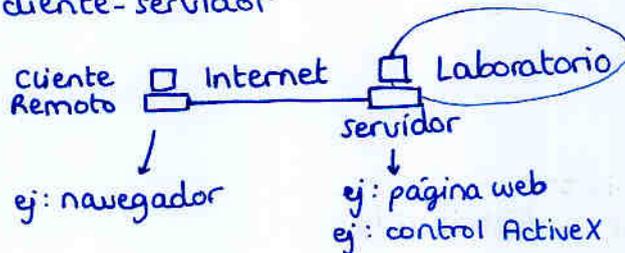
- Extensores Permite alcanzar mayores distancias en GPIB utilizando un cambio a otro tipo de bus mediante un extensor

Puede ser conversor a ethernet para tener red telemática a un lado y GPIB en el otro



- Redes telemáticas

Estructura cliente-servidor



Aplicaciones:

- monitorización (ver)
- Control
- Colaboración (varios usuarios interactuando a la vez en el sistema)
- Cálculo

Protocolos:

- TCP/IP
- UDP
- Datasocket

Lenguajes o entornos de programación

- Agilent VEE
- Lab View
- CORBA

TCP/IP

- con conexión
- control de errores
- control de congestión

UDP

- sin conexión
- no garantiza la entrega
- paquetes largos pueden acabar incompletos

Datasocket

A más alto nivel que TCP/IP
Desarrollado por National Instruments

servidor datasocket y aplicaciones cliente → muy cómodo

Agilent VEE

- Directamente tiene un servidor web para monitorizar (Preferencias > Enable Server)
- Permite controlar instrumentos en la red de área local
Instrument Manager > Edit Instrument > Gateway > introducir nombre del ordenador con la tarjeta GPIB

Lab View

- Utiliza de forma sencilla el Datasocket
- Puede generar páginas HTML
- Puede programarse CGI para web
- Correo, ftp, telnet, finger

ej: analizador de redes
dcom.8714.dcom.upv.es

CORBA

- Entorno de programación abierto
- Aplicaciones cliente-servidor o distribuidas
- Gestiona muy bien las comunicaciones

Práctica 5: Control por Internet

Usar instrumento por red en HPVEE

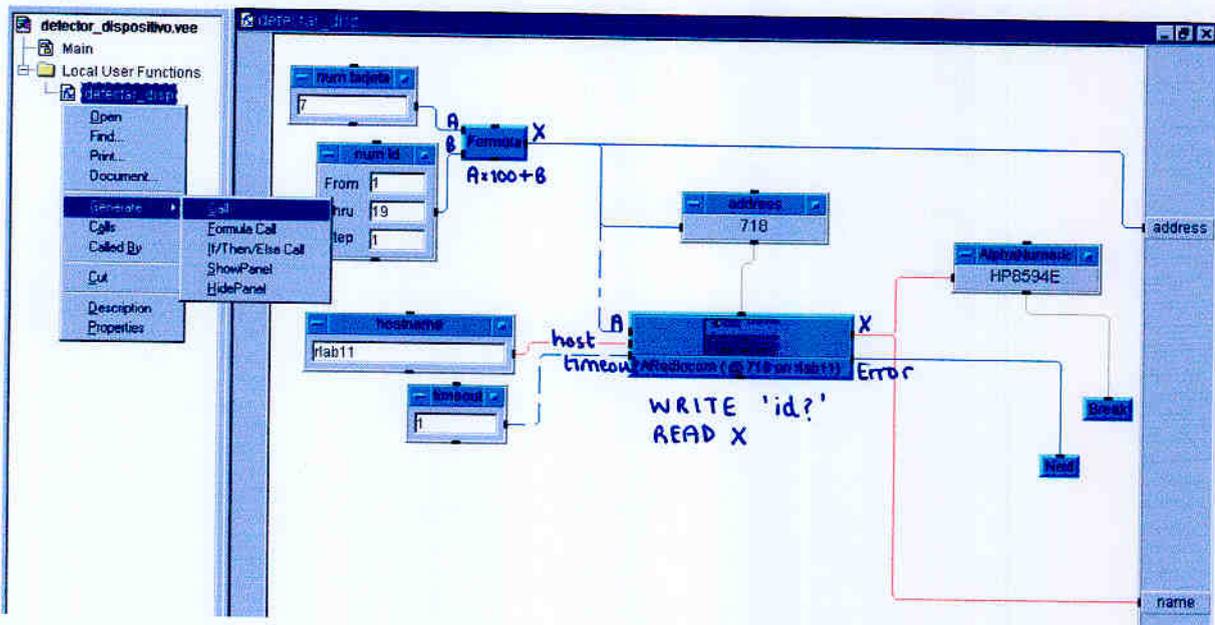
I/O > Instrument Manager

Add instrument → Name ""
Interface HP-IB
Address 714 (que el programa la busque y no haga falta escribirla bien aquí)
Gateway rlab11 (el ordenador que tenga el instrumento)

Direct I/O

Address	<input type="text"/>
Hostname	<input type="text"/>

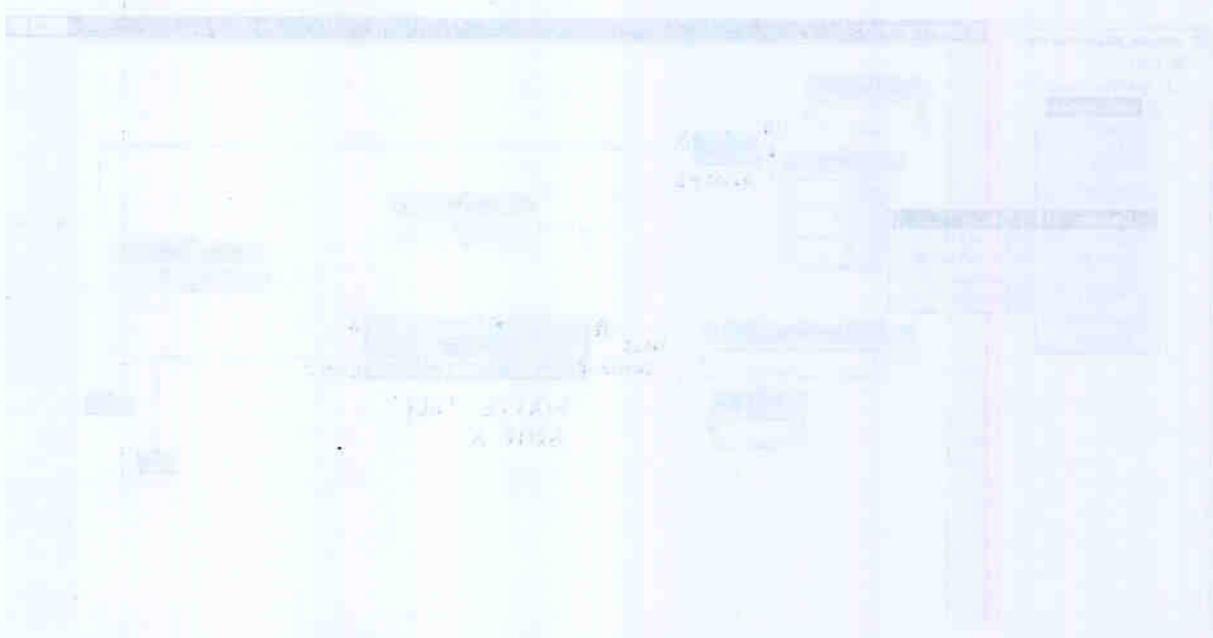
bot derecho > Add Terminal > Control Input > Address
> Hostname



1. The first step is to identify the problem. This involves understanding the requirements and constraints of the system.

2. The next step is to design the system. This involves creating a detailed plan of how the system will be implemented.

3. The final step is to implement the system. This involves writing the code and testing the system to ensure it meets the requirements.

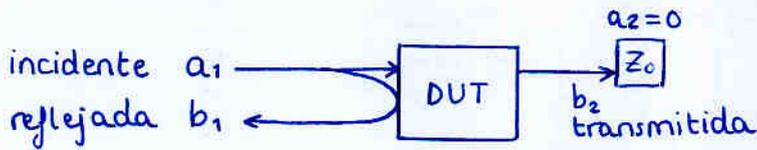


Sesión 6. Analizador de redes

Sirve para medir los parámetros S de un dispositivo

Recuerda: Parámetros S

Forward



$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

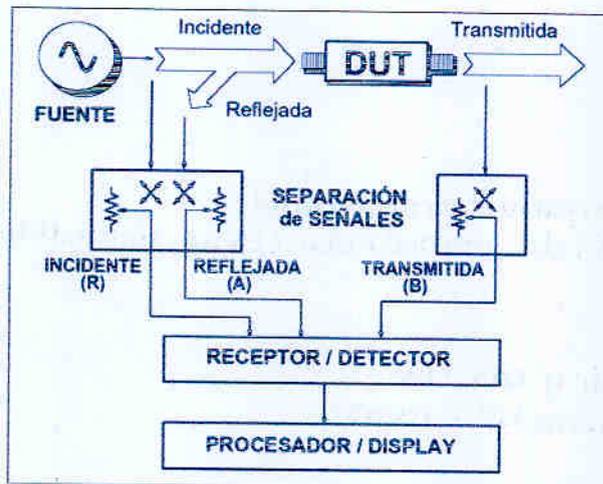
Reverse



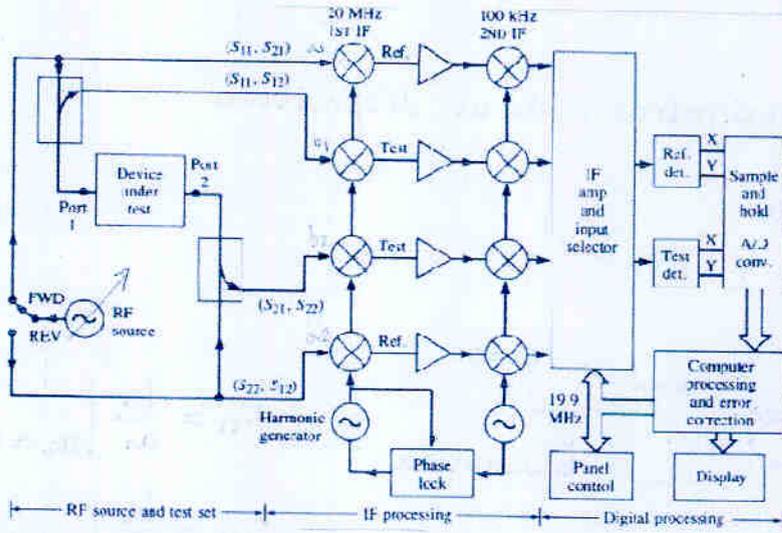
$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

Diagrama de bloques



Esquema de un analizador antiguo de HP (usa 2 frecuencias intermedias)



Ya hay analizadores de redes de más de 2 accesos
 ej: 4 accesos → medir directamente los parámetros de una red de 4 accesos

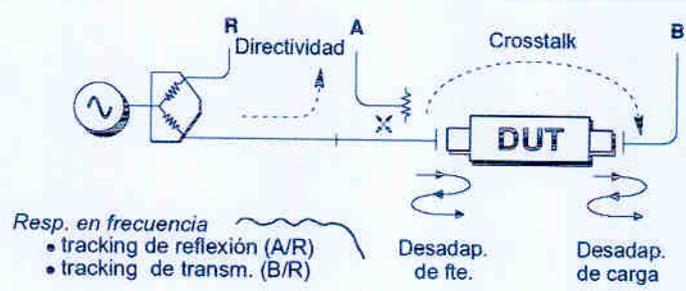
Errores

Errores aleatorios:

si su media es nula, se pueden disminuir promediando
 Los analizadores tienen la opción de promediado (típico 16 medidas)

Errores sistemáticos:

Deterministas; se pueden predecir y cancelar
 Hay 6 en medida forward y 6 en medida reverse



- Directividad (E_D)
- Adaptación de Fuente (E_S)
- Adaptación de Carga (E_L)
- Crosstalk (E_X)
- Respuesta en Frecuencia (E_{RF}, E_T)

6 términos de error en forward
 6 términos de error en reverse
 } 12 términos de error
 DUTs de 2 puertos



- **Directividad del acoplador direccional. (E_D)**
Idealmente ∞ para solo obtener la información que proviene de donde nos interesa, y no se cuele señal de las otras ramas
en el ejemplo: en A tendré la señal que realmente refleja el DUT pero también parte de la señal que incide.
- **Adaptación de fuente (E_S)**
En la práctica la fuente no presenta impedancia Z_0 , por lo que la señal reflejada que vuelve del DUT se VUELVE a reflejar en el generador.
- **Adaptación de carga (E_L)**
En el acceso donde hay que adaptar (en el ejemplo B) no se tendrá exactamente Z_0
- **Crosstalk (E_X)**
se acopla el acceso 1 con el acceso 2, puenteados el DUT (fenómenos de radiación)
- **Respuesta en frecuencia (E_R, E_T) (en reflexión y en transmisión)**
Idealmente plana, pero en la práctica no es plana.
Pero por suerte será siempre igual

Características de los errores

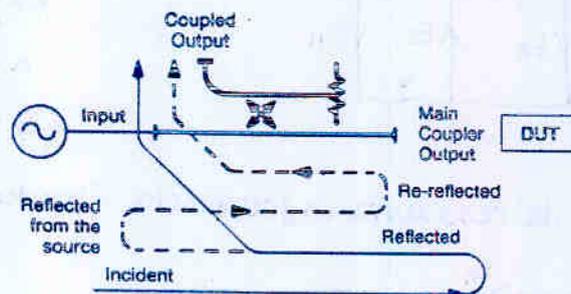
Directividad:

- Error independiente del DUT (ya que procede de la incidente)
- Produce mayor ambigüedad al medir factores de reflexión pequeños (señal reflejada pequeña)



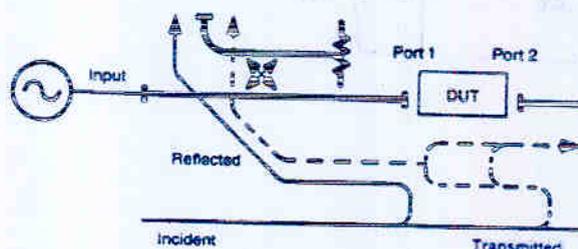
Adaptación del generador:

- El error depende del DUT
- Más importante cuanto mayor sea el coeficiente de reflexión a medir (prop. a S_{11}^2)



Adaptación de la carga:

- El error depende del DUT
- Mayor error en dispositivos con bajas pérdidas de inserción



Crosstalk:

- Fugas dentro del mismo analizador de redes (sobre todo en RF pero también en IF)
- Influye sobre todo en medidas de transmisión (Aislamiento del analizador es muy bueno $\sim 70,80\text{dB}$ por tanto es cuando queramos medir S_{21} de un DUT con grandes pérdidas de inserción cuando nos afectará este error)
- sólo es importante con pérdidas de inserción elevadas

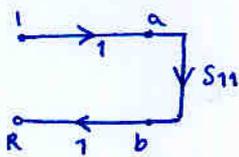
Respuesta en frecuencia

- Error debido a las variaciones de amplitud y fase con la frecuencia
- Afecta tanto a medidas de transmisión como de reflexión.

Ejemplo de lo que medimos debido a errores

Medida de una red de un acceso:

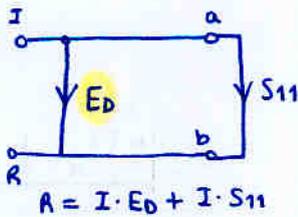
• Caso ideal:



$$S_{11M} = S_{11} \text{ medido}$$

Vamos añadiendo errores, uno a uno, acumulativamente.

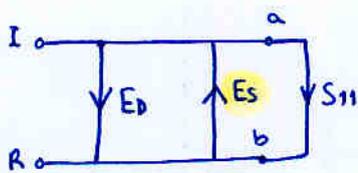
• Error de directividad:



$$S_{11M} = S_{11} + E_D$$

$$R = I \cdot E_D + I \cdot S_{11}$$

• Desadaptación de fuente



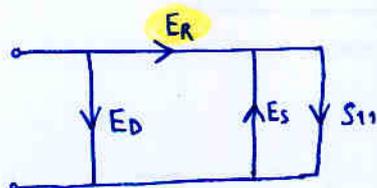
$$R = I \cdot E_D + b$$

$$b = a \cdot S_{11}$$

$$a = I + E_s \cdot b$$

$$S_{11M} = E_D + \frac{S_{11}}{1 - S_{11} \cdot E_s}$$

• Error de respuesta en frecuencia (tracking) E_R



$$S_{11M} = E_D + \frac{S_{11} \cdot E_R}{1 - S_{11} \cdot E_s}$$

Podemos proceder de forma similar para medida de 2 accesos:

Medida de una red de 2 accesos

• Caso ideal:



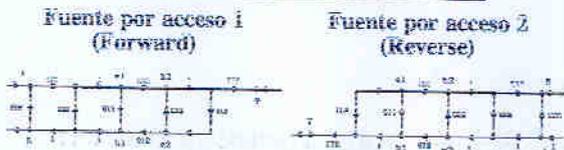
• Errores E_D, E_S y E_A :



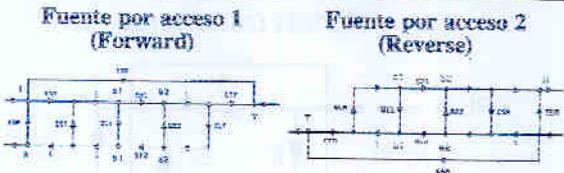
- Errores por respuesta en frecuencia (tracking) (E_T)



- Errores por adaptación de carga (E_L)



- Errores por falta de aislamiento (crosstalk) (E_X)



Si de las expresiones de los S_{ijm} (medidos) despejo los valores reales del dispositivo, me queda:

Vemos que para obtener cualquier parámetro S , debemos haber medido los 4 parámetros S (medidos)

$$S_{11} = \frac{\left[\left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) \left[1 + \left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] - \left[\left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right) \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] \right]}{\left[1 + \left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) E_{DF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] - \left[\left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right) \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{DF} E_{ER} \right]}$$

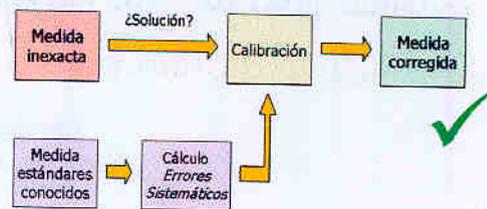
$$S_{21} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) (E_{ER} - E_{LF}) \right] \left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) E_{DF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] - \left[\left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right) \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{DF} E_{ER} \right]}$$

$$S_{12} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) (E_{DF} - E_{LA}) \right] \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) E_{DF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] - \left[\left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right) \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{DF} E_{ER} \right]}$$

$$S_{22} = \frac{\left[\left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) \left[1 + \left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) E_{DF} \right] - \left[\left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right) \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] \right]}{\left[1 + \left(\frac{S_{11m} - E_{DF}}{E_{DF}} \right) E_{DF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{ER} \right] - \left[\left(\frac{S_{21m} - E_{EF}}{E_{EF}} \right) \left(\frac{S_{12m} - E_{ER}}{E_{ER}} \right) E_{DF} E_{ER} \right]}$$

Proceso de calibración:

consiste en la búsqueda de los errores E.
Para ello hago medidas de estándares conocidos (patrones)



Los patrones deben ser muy estables y conocidas, ejemplos:

- cortocircuito
- cortocircuito desplazado
- carga adaptada (¿y si no es exactamente Z_0 ?)
- carga adaptada deslizante (aunque no sea exactamente Z_0 , si la voy moviendo me generará un círculo en el plano complejo, y yo sabré que es el centro lo que estoy buscando)
- línea de transmisión

Calibración medidas de 1 acceso:

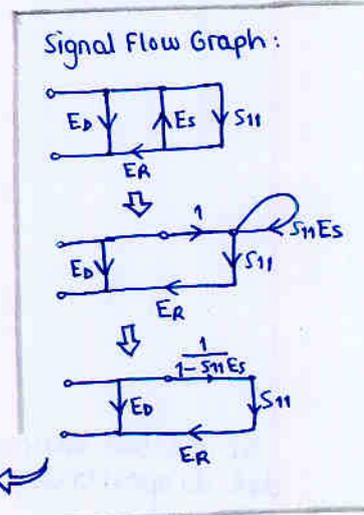
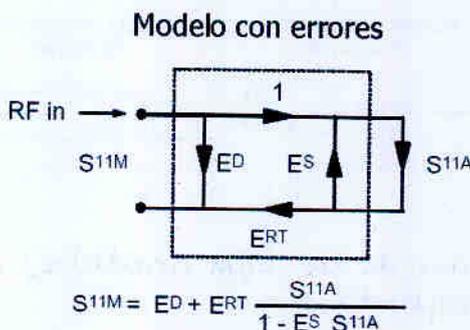
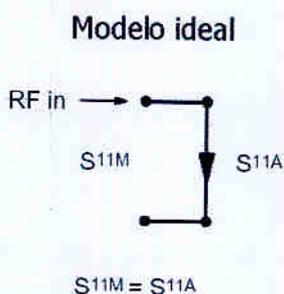
Nota: cuando calibras, estás calibrando en un plano de referencia concreto; y es en ese plano donde debes conectar los patrones

A) Calibración de respuesta

- Solo elimino E_R
 - Funciona bien cuando $E_R \downarrow$ y $S_{11} > E_D$
 - Sencillo: sólo requiero medir un estándar (ej: cortocircuito $S_{11} = -1$)
- (sencilla y rápida)

B) Calibración S.O.L. (Short, Open, Load)

- Elimina los 3 errores E_D, E_R, E_S necesarios para S_{11}



Incógnitas: Errores E_D, E_{RT}, E_S \Rightarrow Necesitamos 3 ecuaciones \Rightarrow Medimos: SHORT, OPEN, LOAD

Patrones: cortocircuito, carga adaptada, circuito abierto

medido en los 3 casos \rightarrow conocido en los 3 casos

$$S_{11M} = E_D + \frac{S_{11} \cdot E_R}{1 - S_{11} \cdot E_S}$$

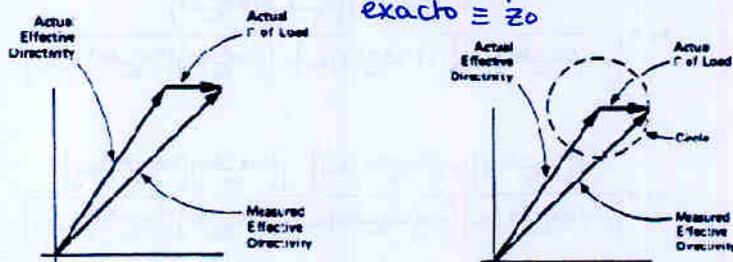
\rightarrow 3 ecs. y 3 incógnitas

La carga deslizante permite mover la carga $\sim Z_0$ para que describa un círculo en la carta de smith, pudiendo conocer el punto de adaptación exacto $\equiv Z_0$

1º carga adaptada:
 $P_L = 0 \rightarrow$ difícil de conseguir
 \downarrow
Usar carga deslizante

$P_{LM} = E_D$
Se obtiene E_D

(sobre todo para $f > 3\text{GHz}$ ya que las cargas suelen comportarse bien a bajas f_{rec} .)



2º cortocircuito

$$\rho_s = -1 \text{ (conocido)}$$

$$P_{SM} = E_D + \frac{-1 \cdot E_R}{1 + 1 \cdot E_s}$$

(ecuación con 2 incógnitas E_R, E_s)



se halla
 E_R, E_s

3º circuito abierto

$$\rho_o = 1 \text{ (conocido)} \rightarrow$$

$$P_{OM} = E_D + \frac{E_R}{1 - 1 \cdot E_s}$$

Difícil de conseguir.
En la práctica es una reactancia de valor conocido y próxima al c.a.

4º cálculo del S_{11} real a partir del medido con E_D, E_R, E_s conocidas

$$S_{11} = \frac{S_{11M} - E_D}{E_s \cdot (S_{11M} - E_D) + E_R}$$

c) Calibración S.O.L + enventanado temporal

- Permite, mediante procesado temporal tras inyectar un pulso conocido, discriminar reflexiones que no pertenecen al plano de S_{11} que queremos medir (ej: cables, conexiones)
- Necesita realizar la medida en un ancho de banda suficiente para tener suficiente resolución en el dominio temporal
- Muy tedioso, pero permite medidas de gran exactitud

Calibración de redes de 2 accesos:

A) Calibración de respuesta y aislamiento

- Método más sencillo
- Elimina E_R y E_N
- Adecuado para medir dispositivos con:
 - Elevadas pérdidas de inserción $S_{21} \downarrow \downarrow$
 - Bien adaptados $|S_{11}| \approx 0$
- Patrones utilizados: L. de tx (thru) y cargas adaptadas

B) Calibración completa Full Two Port o S.O.L.T. (Short, Open, Load, Thru)

Short + Open + Load + Thru → Nos permite obtener TODOS los términos de error (12)
en AMBOS accesos uniendo accesos

- Muy tedioso Necesita patrones de gran calidad (caros)
- Logra eliminar E_D, E_S, E_L, E_R, E_T y E_X tanto en forward como en reverse

C) Calibración T.R.L. (Thru, Reflect, Line)

- Principal ventaja: no necesita patrones de gran calidad
↳ permite calibraciones de alta frecuencia
- Es más rápida
- Resulta adecuada para medir sobre líneas en las cuales es difícil obtener patrones de calidad (ej: líneas impresas)
- Elimina E_D, E_S, E_L, E_R y E_T (no elimina $E_X \equiv$ crosstalk)

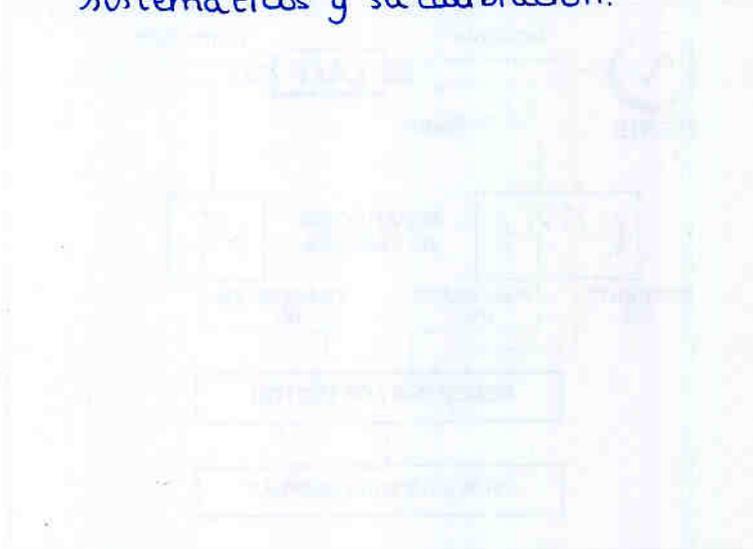
Circuitos de RF: Diseño e Instrumentación.

Práctica 6

Práctica Analizador de Redes

Mariano Baquero Escudero
Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha

Simulación de un analizador de redes con
Microwave office incluyendo los errores
sistemáticos y su calibración.



Esta práctica se dividirá en varias actividades, algunas de carácter práctico exclusivamente y otras como actividades de simulación.

El objetivo principal de esta práctica es el conocimiento más exhaustivo de un analizador de redes. Para ello en primer lugar se estudiarán los errores sistemáticos procedentes de los elementos no ideales que componen el analizador de redes y posteriormente se verá el procedimiento de calibración con que se corrigen dichos errores. Para la primera parte se hará uso de un entorno de simulación como es el Microwave Office (MWO). Respecto a la calibración se hará por un lado una simulación en el mismo entorno que antes y una posterior medida sobre el analizador de redes.

1. Analizador de redes

Un analizador de redes consta de varios bloques entre los que destacamos una parte de RF, otra de FI y una de procesado y presentación de resultados, figura 1. El objetivo será el de simular mediante un entorno de simulación electromagnética de carácter circuital el bloque de RF. Nos centraremos en un analizador de redes vectorial capaz de medir dispositivos (DUT, Device Under Test) de dos accesos.

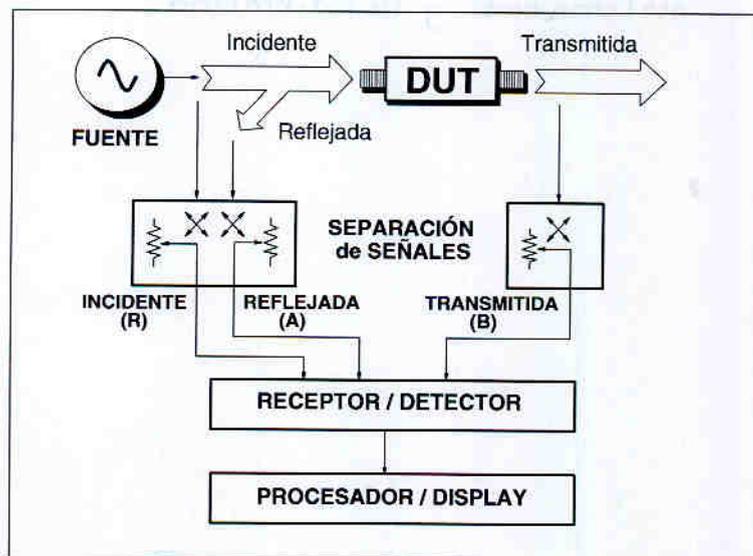


Figura 1: Diagrama de bloques analizador de redes

El esquema básico de la parte de RF de este analizador estaría compuesto de un oscilador, dos acopladores direccionales capaces de extraer información de las señales reflejadas y transmitidas por el DUT y un sistema de conmutadores capaces de encaminar la señal del oscilador al acceso deseado del DUT. En el esquema de la figura 1 se distingue para una situación de medida concreta, incidiendo por el acceso 1 del DUT, tres medidas que se llaman con las letras A, B y R, donde R es proporcional a la señal incidente, A a la señal reflejada y B a la transmitida. El modelo de simulación con MWO terminará en estos puntos, sin incluir el bloque de conversión a FI.

2. Modelo en MWO de una analizador de redes

Antes de presentar el modelo circuital adoptado para en analizador de redes conviene repasar cuales son los errores sistemáticos. Los orígenes de los errores sistemáticos en un analizador de redes son los siguientes:

- Acoplador direccional con directividad finita.
- Acoplamiento por fugas entre caminos indeseados (crosstalk).
- Desadaptación de fuente y carga.
- Comportamiento no uniforme en frecuencia en los diferentes caminos de medida.

En la simulación en esta práctica se tendrá presente todos estos errores.

El modelo de simulación del analizador de redes en MWO se basará en el análisis de los parámetros S de una red que originalmente constará de 6 accesos, figura 2. En este modelo se observa que los accesos donde teóricamente se conectaría el oscilador serían los accesos 1 y 2 de la figura 2. A través de ambos acopladores direccionales reales, caracterizados por un acoplamiento y una directividad, se obtienen información por los accesos 3 y 4 de la señal reflejada y transmitida respectivamente. Los accesos 5 y 6 serían los que se conectarían al DUT. La medida de los parámetros de dispersión de esta red nos dará información de los parámetros S del DUT. La figura 3 muestra el esquema del analizador de redes como una red de 4 accesos una vez incluido el DUT. La implementación de todos estos esquemáticos junto con las ecuaciones necesarias se encuentran incluido en un proyecto del MWO ubicado en el fichero *PracticaAnalizadorMWOv6_09.emp* al que se tiene acceso desde todos los puestos del laboratorio de Radiocomunicaciones.

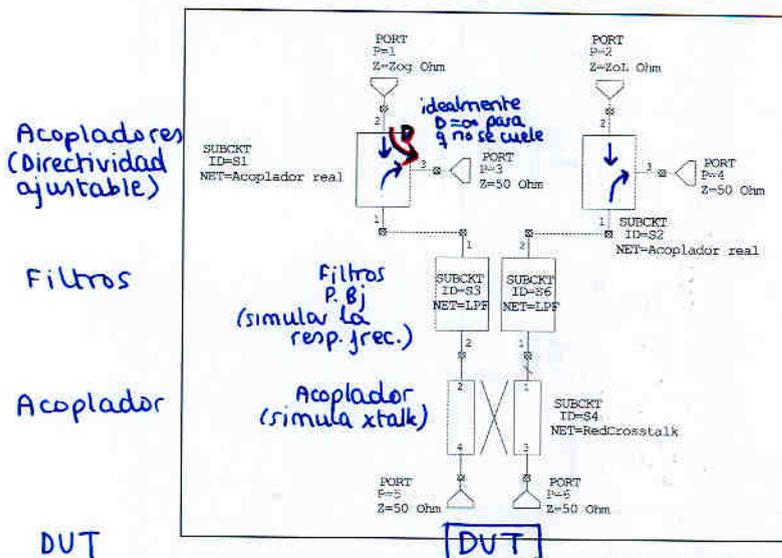


Figura 2: Modelo Analizador redes 6 accesos

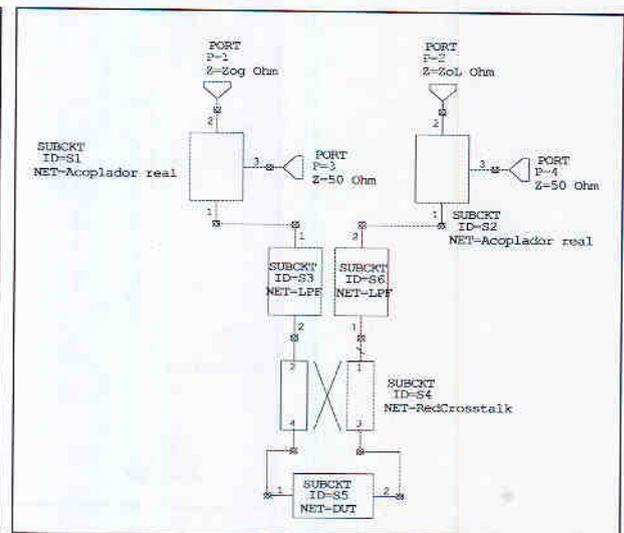


Figura 3: Modelo Analizador redes con el DUT

Para la simulación de un acoplador real se hará uso de uno ideal junto con dos atenuadores que simulan la directividad y el acoplamiento del mismo y un combinador ideal, figura 4. Las variables que manejará este acoplador serán C , acoplamiento en dB, y D , directividad en dB. Ambas definidas en la carpeta *Global Equations* del proyecto de MWO y siendo C fija y D sintonizable.

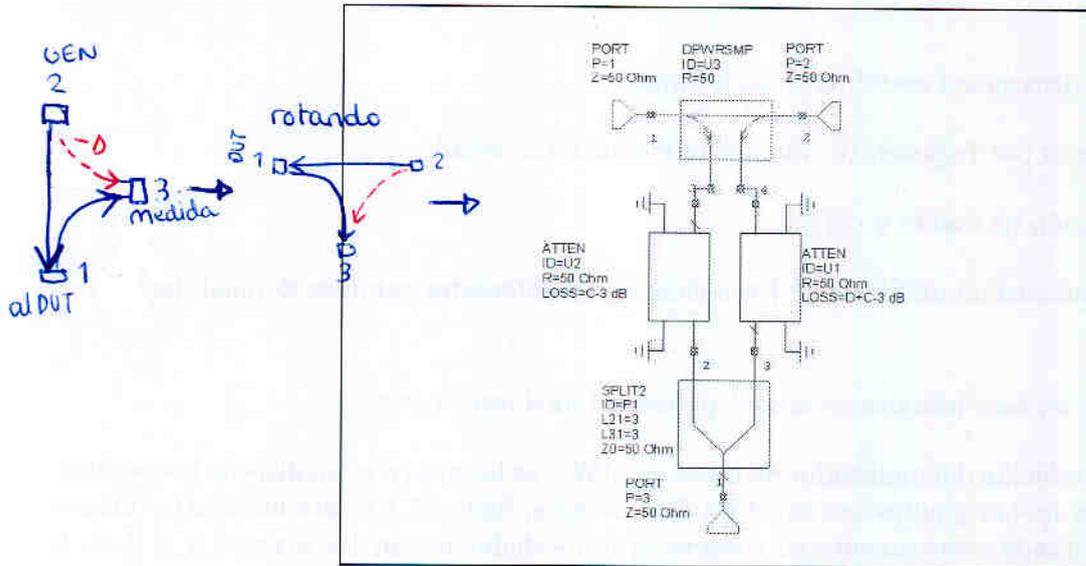


Figura 4: Modelo MWO acoplador direccional

Para la simulación del acoplamiento por fugas se hará uso de una combinación de cuatro divisores y dos atenuadores por cada divisor, figura 5. Con esta red se estará simulando un camino indeseado entre las dos ramas conectadas al DUT. En este caso la única variable de esta red será X , el crosstalk en dB, siendo esta también sintonizable.

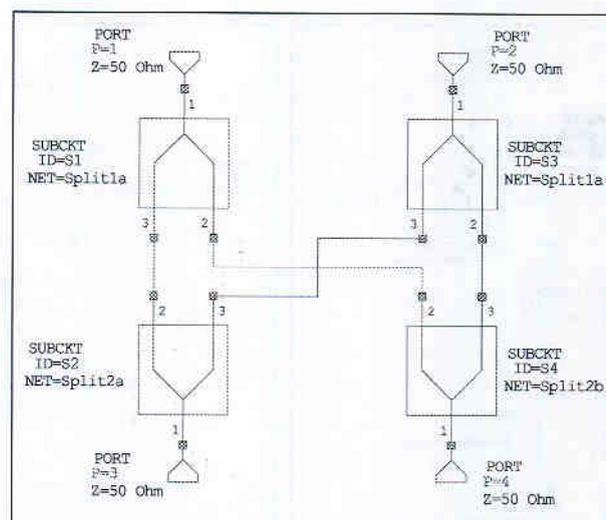


Figura 5: Red de Crosstalk

3 MODELO DUT

Las desadaptaciones de fuente y carga se conseguirán variando las impedancias características de los accesos correspondientes. Se definen en el bloque global de ecuaciones las variables Z_g y Z_L , ambas sintonizables, asignándolas a los valores de las impedancias de los accesos 1 y 2 del analizador de redes.

Por último para la simulación de la respuesta en frecuencia se ha utilizado el elemento *LPFC* incluido en la versión 6.53 de MWO, junto con dos circuladores y dos atenuadores para garantizar pérdidas de retorno pequeñas. El elemento *LPFC* corresponde a un filtro paso bajo con respuesta Chebychev, al que se le pueden cambiar tanto la frecuencia de corte, como el orden y el rizado en la banda de paso. Esto permitirá incluir en el esquemático como variables sintonizables estos valores. La figura 6 muestra el esquemático del bloque que simula la respuesta en frecuencia.

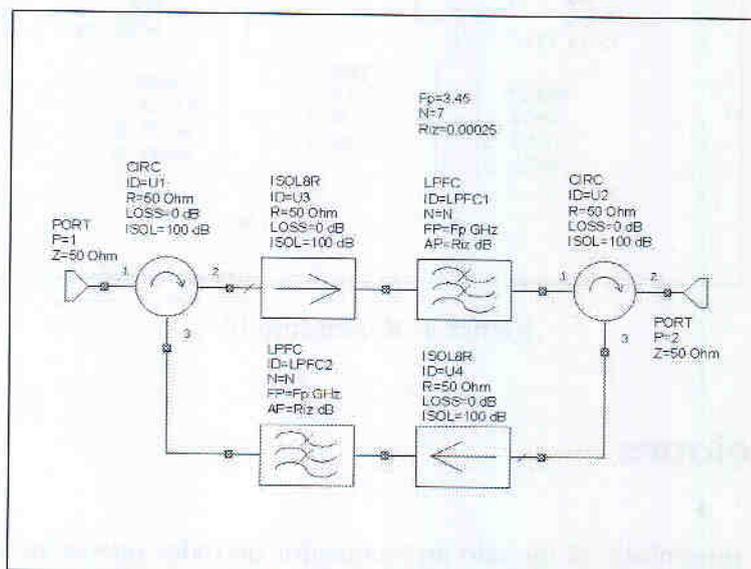


Figura 6: Esquemático respuesta en frecuencia.

Las ecuaciones que calculan los parámetros S del DUT medidos a partir de los parámetros S del analizador de redes de 4 accesos se encuentran implementados en la carpeta de *Output Equations* del proyecto de MWO. En estas ecuaciones básicamente se asocian las medidas adecuadamente y se ponderan por el factor de acoplamiento. Nótese que el acoplamiento de los acopladores direccionales será conocido y por lo tanto tenido en cuenta en el cálculo de las medidas.

3. Modelo DUT

Para tener una mayor versatilidad en los DUT simulados se ha construido una red en PI que facilita la conversión de los parámetros de dispersión en valores de las admitancias equivalentes de la red. Así pues en el esquemático correspondiente a dicho DUT se encuentran como variables a modificar a voluntad los módulos de los parámetros S en dB y las fases correspondientes. Para simplificar el análisis se ha limitado a simular redes de dos accesos que sean recíprocas. La figura 7 muestra el esquemático utilizado.

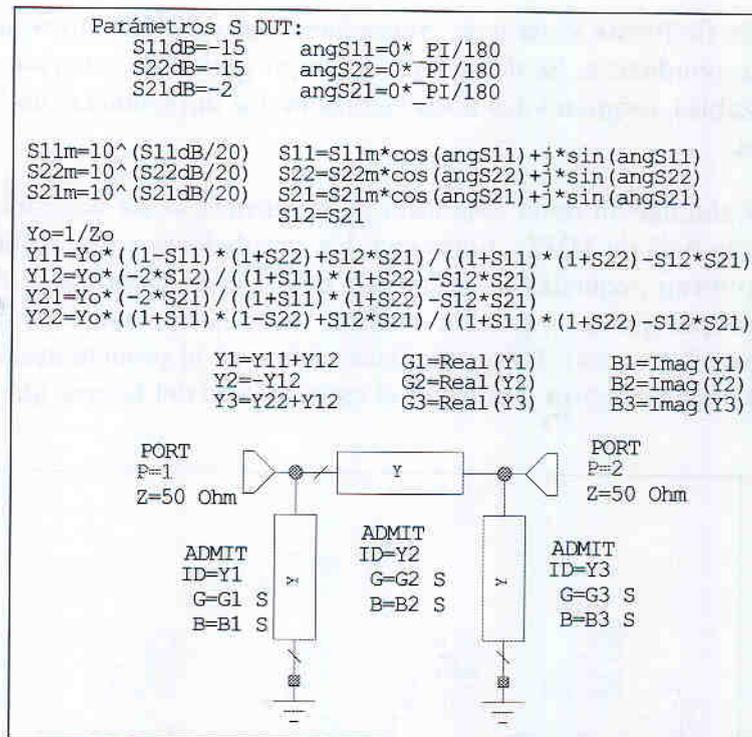


Figura 7: Esquemático DUT

4. Simulaciones

Después de haber presentado el modelo de analizador de redes que se va utilizar en el entorno MWO se pasará a enumerar las diferentes simulaciones propuestas con el objetivo de facilitar la comprensión del efecto que tienen los diferentes errores sistemáticos.

4.1. Efecto directividad

En este apartado lo que se hará es verificar el efecto de la falta de directividad infinita para varias situaciones. Se asumirá que los dos acopladores direccionales del analizador de redes son iguales. Una de las cosas que se tratará de comprobar es la dependencia del error sistemático no solo con la directividad sino también con el DUT medido. Para ello se medirán diferentes DUTs y se hallará experimentalmente el nivel de directividad mínima necesaria para que no tenga efecto el error sistemático correspondiente. El procedimiento en cada caso será el siguiente:

1. Fijar valores casi ideales en todos los parámetros sintonizables (en el bloque *Global Equations*), es decir

- C ■ Acoplamiento=15 dB
- D ■ Directividad=800 dB

- X ■ Crosstalk=800 dB
- $Z_g=50 \Omega$
- $Z_L=50 \Omega$
- rizado=0.0005 dB

$N=7$
 $f_s=3.5 \text{ GHz}$

Nombre variables

- S11DUT : valor real
- S11DUTm : valor medido
- S11DUTc : valor calibrado (gracias a medidas de OPEN, SHORT y THRU)
- ERRORS11m : error relativo (%)

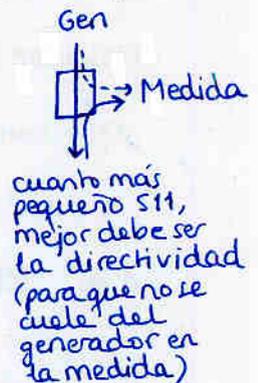
2. Escoger los parámetros S del DUT a simular (propuestos más adelante en cada caso)
3. Analizar y sintonizar (p.e. teclas F8 y F9). Visualizar parámetros S reales del DUT junto a los medidos (S11m, S22m, S21m y S12m) (activando en la carpeta Graph los gráficos S11dB, S21dB y desactivando de la misma las medidas S11DUTc y S21DUTc, mediante botón derecho ratón y opción *Toggle Enable*). Visualizar la gráfica Errores (con los errores relativos de las medidas en %). Se observará en las gráficas los errores relativos, pero que para valores elevados de directividad y crosstalk los errores se mantienen bajos.
4. Haciendo uso de su caracter sintonizable disminuir el valor de la directividad hasta observar que los errores superan un cierto umbral. Anotar el valor de directividad mínimo que garantiza un error por debajo del umbral propuesto.

En alguna situación puede darse que incluso con los valores supuestamente ideales de Crosstalk, Directividad, Z_g y Z_L haya una pequeña diferencia entre valores reales y medidos que puede ser debido al propio efecto de truncamiento de los cálculos realizados.

Con este procedimiento rellenar la siguiente tabla 1 (tómese como criterio estar por debajo del 1% del error cometido en la medida del S11):

S_{11DUT} (dB)	S_{21DUT} (dB)	S_{22DUT} (dB)	D_{minima} (dB)
-2	-150	-2	42
-10	-150	-10	50
-30	-150	-30	70'6
-40	-150	-40	80'6
-15	-2	-15	55'6
-15	-10	-15	55'6

No depende de S21 Tabla 1: Efecto directividad



De los valores de directividad obtenidos ¿que conclusiones se pueden extraer?

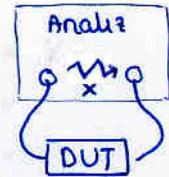
4.2. Efecto Crosstalk

En este caso repetiremos el proceso pero ahora fijando la directividad en 800 dB y jugando con la sintonía de la variable Crosstalk. Rellenar en este caso la tabla (tómese como criterio estar por debajo del 1% del error cometido en la medida del S21).

De los valores de crosstalk obtenidos ¿que conclusiones se pueden extraer?

interfiere tanto la incidente como la reflejada (vea que a mayor S_{11} más interferencia)

D	U	T	para $S_{21} \text{ error} < 1\%$
S_{11DUT} (dB)	S_{21DUT} (dB)	S_{22DUT} (dB)	$X_{\text{mínima}}$ (dB)
-2	-150	-2	194
-30	-150	-30	168
-30	-2	-30	23'6
-30	-10	-30	27'6
-30	-30	-30	46



cuanto menor S_{21} , menos crosstalk, podemos permitir

Tabla 2: Efecto crosstalk

4.3. Efecto Impedancia de fuente

Ahora se debe fijar tanto la directividad como el crosstalk a su máximo valor, 800 dB, y modificar los valores de Z_g en un margen desde 30 a 80 Ω para ver sus consecuencias sobre diferentes DUTs medidos. Mantendremos $Z_L = 50 \Omega$ para todas las medidas. Rellenar en este caso la tabla 3. Buscar los valores mínimo y máximo de Z_g utilizando como criterio que el error relativo en la medida del parámetro S_{11} sea menor del 1%.

error $S_{11} < 1\%$

$S_{11DUT} = S_{22DUT}$ (dB)	S_{21DUT} (dB)	Z_g mínima (Ω)	Z_g máxima (Ω)	ROE máxima
-30	-150	40	62'5	1'25
-2	-150	45'3	55'3	1'1

Tabla 3: Efecto impedancia Z_g

$$ROE = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

$$\rho = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0}$$

Calcular las ROEs máxima exigibles al generador en cada caso.

¿Que consecuencias se pueden extraer de los resultados?

cuanto mayor es S_{11} (más refleja) más nos afecta la desadaptación de fuente

4.4. Efecto impedancia de carga

En este caso fijaremos Z_g a 50 Ω y variaremos Z_L en el mismo margen que antes. Rellenar la tabla

$S_{11DUT} = S_{22DUT}$ (dB)	S_{21DUT} (dB)	Z_L mínima (Ω)	Z_L máxima (Ω)	ROE máxima
-30	-150	40	63	1'25
-2	-150	47'8	52	1'05

Tabla 4: Efecto impedancia Z_L

Calcular las ROEs máxima exigibles a la carga en cada caso.

¿Que consecuencias se pueden extraer de los resultados?

4.5. Respuesta en frecuencia

Habiendo fijado directividad y crosstalk a 800 dB y las impedancias de generador y fuente a 50Ω , ahora se trata de averiguar el efecto del rizado en la respuesta en frecuencia. Como en casos anteriores partiremos de un rizado despreciable ($0,0005 \text{ dB}$) e iremos observando el error relativo en la medida del S_{11} hasta que se alcance un error del 1%. En este momento anotar el valor del rizado. Con este procedimiento rellenar la tabla 5.

$S_{11DUT} = S_{22DUT}$ (dB)	S_{21DUT} (dB)	Rizado (dB)
-30	-150	0'042
-2	-150	0'042
-30	-2	0'042

Tabla 5: Efecto respuesta en frecuencia.

5. Calibración Analizador de redes

5.1. Medidas con MWO

Después de haber visto los diferentes efectos que tienen en las medidas los errores sistemáticos pasaremos a experimentar su corrección mediante un proceso de calibración. En este caso fijaremos unos valores determinados para el analizador de redes, en concreto:

- Acoplamiento = 15 dB
- Directividad = 30 dB
- Crosstalk = 60 dB
- $Z_o = Z_g = Z_L = 50 \Omega$
- Rizado: 0,04 dB

Se debería repetir el mismo proceso que en un caso real de calibración, colocando un cortocircuito, un abierto y una carga adaptada en los dos accesos de medida del analizador. Y por último se medirá un *thru*. Esto en nuestro caso no lo haremos así sino que tendremos conectado los cuatro elementos constantemente en una réplica del analizador de redes. Es decir aparecerán cinco esquemáticos prácticamente iguales en los que la única diferencia será el dispositivo conectado, DUT medido en un caso y cortocircuito, circuito abierto, carga y thru en los otros.

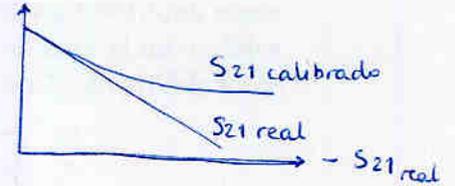
A continuación se propone medir los siguientes tres DUTs y visualizar los parámetros S reales, medidos y calibrados.

DUT A $S_{11} = -15 \text{ dB}$, $S_{12} = S_{21} = -2 \text{ dB}$ y $S_{22} = -10 \text{ dB}$

DUT B $S_{11} = -5 \text{ dB}$, $S_{12} = S_{21} = -20 \text{ dB}$ y $S_{22} = -10 \text{ dB}$ → perfecto calibrado = real

DUT C $S_{11} = -3 \text{ dB}$, $S_{12} = S_{21} = -50 \text{ dB}$ y $S_{22} = -5 \text{ dB}$ → Al bajar S_{21} se separan el S_{21} calibrado y el S_{21} real

¿Que consecuencias se pueden extraer de los resultados?



Elementos pasivos y circuitos equivalentes

•Circuitos de RF y Microondas:

- Líneas de Transmisión
- Discontinuidades

•Caracterización precisa de ambos elementos: → circuitos equivalentes

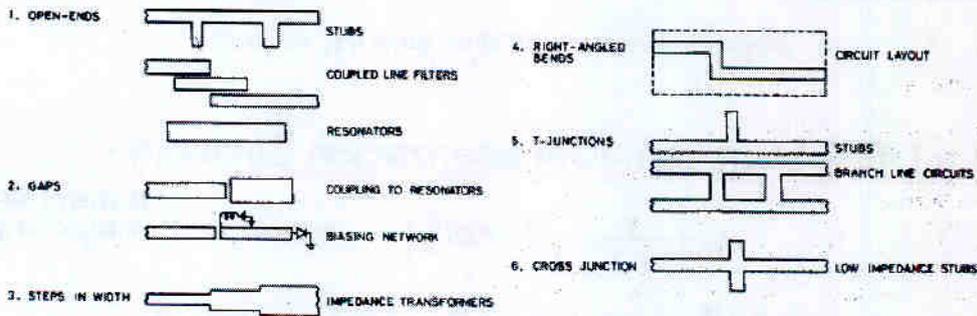
- Análisis y diseño más preciso de los circuitos
- Evitar ajustes de los circuitos a posteriori.

*simplifican el análisis
validez sólo en cierto margen*

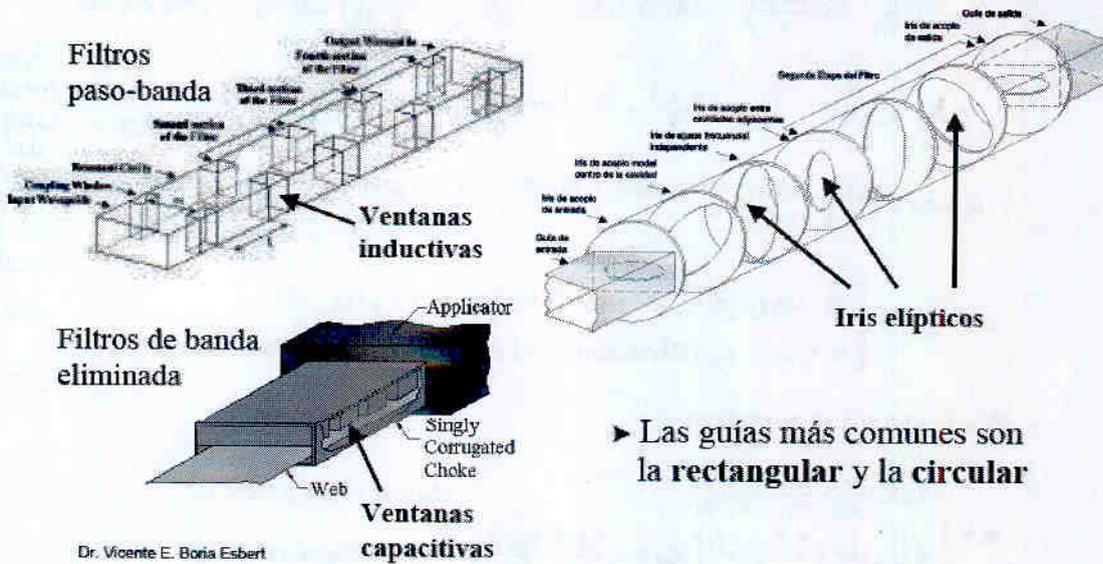
•En tecnología guiada resultan más sencillos (más usual)

•En tecnología microstrip resultan más complejos: Los circuitos no serían tan compactos y fiables

• Circuitos de RF y Microondas Planares: (ej: microstrip)



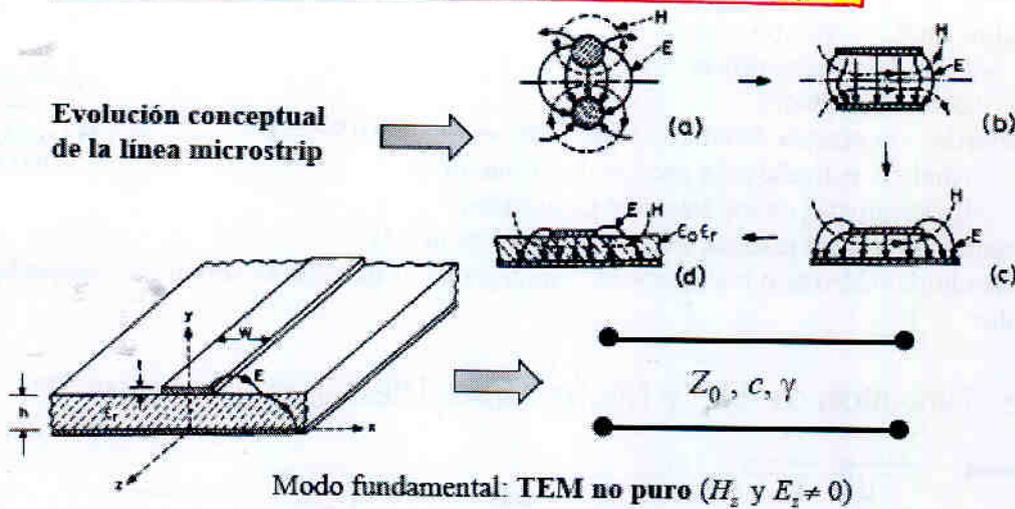
• Circuitos de RF y Microondas en Guía:



► Las guías más comunes son la rectangular y la circular

Dr. Vicente E. Borja Esbert

La Línea Microstrip (Geometría).-



La Línea Microstrip (Caracterización Circuital).-

$$Z_{0m} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ell_n \left\{ \frac{8h}{W_c} + 0.25 \frac{W_c}{h} \right\} \quad (W/h \leq 1)$$

A menor anchura, mayor impedancia

$$Z_{0m} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W_c}{h} + 1.393 + 0.667 \ell_n \left(\frac{W_c}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (W/h \geq 1)$$

$$\frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ell_n \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (W/h \leq 1/2\pi) \quad \frac{W_c}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ell_n \frac{2h}{t} \right) \quad (W/h \geq 1/2\pi)$$

$$c = c_0 / (\epsilon_{re})^{1/2} \quad \epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \quad \epsilon_r: \text{ permitividad relativa del sustrato}$$

$$F(W/h) = \begin{cases} (1 + 12h/W)^{-1/2} + 0.04(1 - W/h)^2 & (W/h \leq 1) \\ (1 + 12h/W)^{-1/2} & (W/h \geq 1) \end{cases} \quad C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \begin{cases} \beta = \omega (\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{re})^{1/2} = 2\pi/\lambda \rightarrow \lambda = \lambda_0 / (\epsilon_{re})^{1/2} \\ \alpha = \alpha_c + \alpha_d \text{ (Pérdidas en el conductor y en el sustrato)} \end{cases}$$

- Pérdidas en el conductor :

$$\alpha_c = \begin{cases} 1.38 A \frac{R_s}{h Z_{0m}} \frac{52 - (W_c/h)^2}{52 + (W_c/h)^2} & \text{dB/unit length } (W/h \leq 1) \\ 6.1 \times 10^{-5} A \frac{R_s Z_{0m} \epsilon_{re}(f)}{h} \left[\frac{W_c/h}{W_c/h + 1.444} + \frac{0.667 W_c/h}{W_c/h + 1.444} \right] & \text{dB/unit length } (W/h \geq 1) \end{cases}$$

$$A = 1 + \frac{h}{W_c} \left\{ 1 + \frac{1.25}{\pi} \ell_n \frac{2h}{t} \right\} \quad B = \begin{cases} h & (W/h \geq \frac{1}{2\pi}) \\ 2\pi W & (W/h \leq \frac{1}{2\pi}) \end{cases} \quad R_s = (\pi f \mu_0 \rho_c)^{1/2}$$

ρ_c : Resistividad de la tira conductora ($\Omega \cdot m$)

Objetivo :
media ponderada (según las líneas de campo que atraviesan cada material) de las ϵ_r de cada material

tal que

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

- Pérdidas en el dieléctrico:

$$\alpha_d = 4.34 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{1/2} \sigma \text{ dB/unit length} \rightarrow \text{Substratos semiconductores (Si, GaAs)}$$

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \text{ dB/unit length} \rightarrow \text{Resto de substratos}$$

ϵ_{re} : permitividad relativa efectiva del sustrato

σ : conductividad del sustrato $\rightarrow \sigma = \omega \epsilon_r \epsilon_0 \tan \delta$

$\tan \delta$: tangente de pérdidas del sustrato

$\omega = 2 \pi f$ (f : frecuencia de trabajo)

ϵ_r : permitividad relativa del sustrato

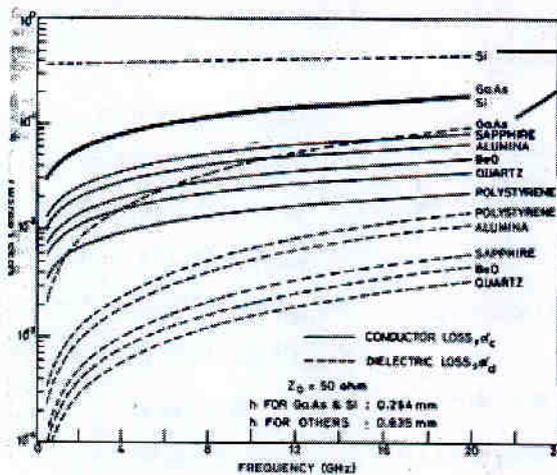
Material	ϵ_r	Loss Tangent at 10 GHz	K (W/cm ² /°C)	Dielectric Strength (kV/cm)
Zafiro \rightarrow Sapphire	11.7	10^{-4}	0.4	4×10^3
Alumina	9.7	2×10^{-4}	0.3	4×10^3
Quartz (fused)	3.8	10^{-5}	0.01	10×10^3
Plástico \rightarrow Polystyrene	2.55	4.7×10^{-4}	0.0015	280
Beryllium oxide (BeO)	6.6	10^{-4}	2.5	—
Semiconductor $\left\{ \begin{array}{l} \text{GaAs} \\ (\rho = 10^7 \Omega \text{ cm}) \end{array} \right.$	12.5	16×10^{-4}	0.5	350
$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si} \\ (\rho = 10^4 \Omega \text{ cm}) \end{array} \right.$	11.7	50×10^{-4}	0.9	300
Air	1	=0	0.00024	50

$\uparrow\uparrow$ Potencia media: tangente de pérdidas baja, y alta conductividad térmica (k)

$\uparrow\uparrow$ Potencia de pico: Tensión de ruptura del dieléctrico (*diel. strength*) mayor

Zafiro, alúmina, cuarzo \rightarrow mejor comportamiento

• La Línea Microstrip (Pérdidas).-



• α_d en semiconductores:

$\uparrow\uparrow$ que en otros sustratos

para Si es \uparrow que α_c

• α_d en plásticos (poliestireno):

$\uparrow\uparrow$ que en sustratos cerámicos

• En general: $\alpha_c \gg \alpha_d$

• La línea Microstrip (Margen de frecuencias)

- La frecuencia máxima de trabajo viene impuesta por varios factores:

componentes axiales despreciables

- Frecuencia de acoplamiento entre el modo quasi-TEM de la línea y el modo espúreo de onda de superficie más bajo:

$$f_T = \frac{150}{\pi h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \arctan(\epsilon_r)$$

- Frecuencia de corte del primer modo de orden superior:

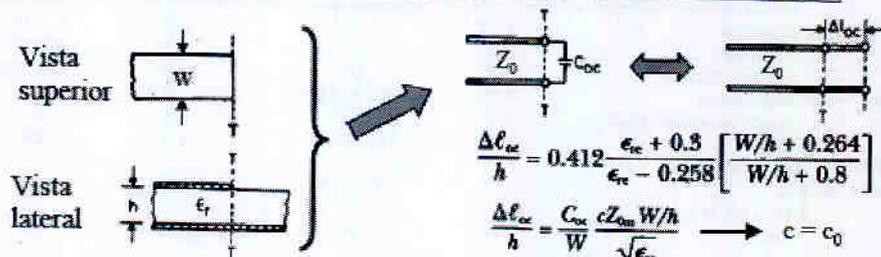
- Excitación modos espúreos
- Pérdidas elevadas (el más importante)
- Efectos discontinuidades
- Radiaciones en discontinuidades
- Efectos dispersión
- Tolerancias de fabricación
- Proceso tecnológico

• Discontinuidades en Microstrip.-

- Aparecen cuando se produce algún **cambio abrupto en la geometría del circuito**
- Si sus **dimensiones** son $\ll \lambda$ se modelan por circuitos equivalentes basados en:
 - * Condensadores (C) y Bobinas (L)
- Los valores de C y L se pueden obtener por **métodos**:
 - **Cuasi-Estáticos** - Válidos a $f \downarrow \downarrow$ (hasta 10 o 12 GHz)
 - **Onda Completa (Full-wave)** - Análisis más rigurosos ($f \uparrow \uparrow$)
 - consideran más efectos: ondas de superficie, radiación, dispersión

• Terminación en Circuito Abierto (Open Ends).-

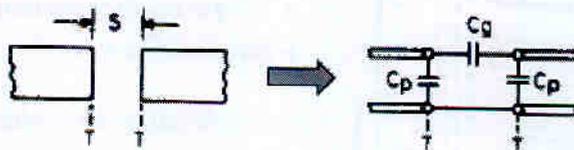
Circuito abierto
↓
Carácter capacitivo
(i.e. tramo de línea)



- Aproximación válida ($E_{rel} < 4\%$) cuando $0,2 \leq W/h \leq 3$ y $2 \leq \epsilon_r \leq 50$ y para $f \leq 10$ GHz (A frecuencias mayores este efecto puede despreciarse)
- Expresiones más precisas ($E_{rel} < 0,2\%$) cuando $0,01 \leq W/h \leq 100$ y $\epsilon_r \leq 128$
- Si $W \uparrow \uparrow$ ó $h \uparrow \uparrow$ aparecen efectos de radiación → modelos más rigurosos

• Salto entre Líneas (Gap).-

Util para introducir condensador en serie (que no pase la continua)



$$\left. \begin{aligned} m_0 &= \frac{W}{h} (0.619 \log W/h - 0.3853) \\ k_0 &= 4.26 - 1.453 \log W/h \end{aligned} \right\} (0.1 \leq S/W \leq 1.0)$$

$$\left. \begin{aligned} m_s &= 0.8675 & k_s &= 2.043 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.12} \\ m_e &= \frac{1.565}{(W/h)^{0.18}} - 1 & k_e &= 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \end{aligned} \right\} (0.1 \leq S/W \leq 0.5)$$

$$\left. \begin{aligned} m_e &= \frac{1.565}{(W/h)^{0.18}} - 1 & k_e &= 1.97 - \frac{0.03}{W/h} \end{aligned} \right\} (0.3 \leq S/W \leq 1.0)$$

$$C_p = (C_{even}(\epsilon_r)) / 2$$

$$C_g = (C_{odd}(\epsilon_r) - C_p) / 2$$

$$C_{odd}(\epsilon_r) = C_{odd}(9.6) (\epsilon_r/9.6)^{0.44}$$

$$C_{even}(\epsilon_r) = C_{even}(9.6) (\epsilon_r/9.6)^{0.53}$$

$$C_{odd}(9.6) = W (S/W)^{m_s} e^{k_s}$$

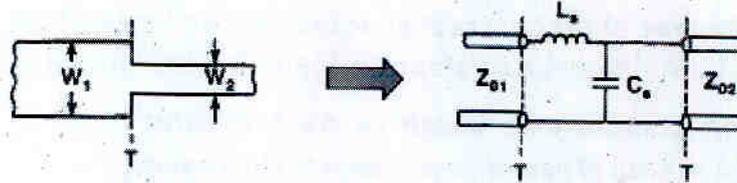
$$C_{even}(9.6) = 12 W (S/W)^{m_e} e^{k_e}$$

W y S en m
C_{even} y C_{odd} en

- Aproximación válida ($E_{rel} < 7\%$) cuando $0,5 \leq W/h \leq 2$ y $2,5 \leq \epsilon_r \leq 15$

Cambio de Anchura (Step in Width).-

Discontinuidad
↓
Modos de orden superior con carácter reactivo



$$C_s = 0.00137 \frac{\sqrt{\epsilon_{rel}}}{Z_{0m1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) h \left[\frac{\epsilon_{rel} + 0.3}{\epsilon_{rel} - 0.258} \right] \left[\frac{W_1/h + 0.264}{W_1/h + 0.8} \right] \quad (\text{pF})$$

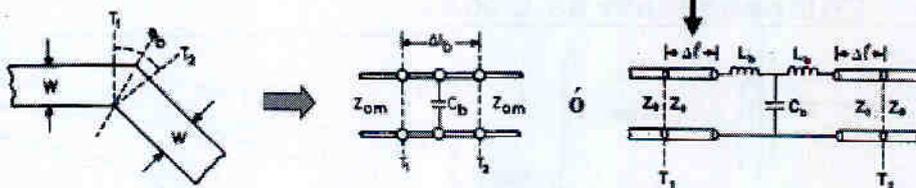
$$L_s = 0.000987 h \left(1 - \frac{Z_{0m1}}{Z_{0m2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{rel}}{\epsilon_{rel2}}}\right)^2 \quad (\text{nH}) \quad h \text{ en micras}$$

► Aproximación válida para $2,3 \leq \epsilon_r \leq 9,6$

Codos (Bends).-

Idealmente $S_{11} = 0$
pero en la práctica no es así.

ver: "Compensación de codos"



- Para codos en ángulo recto ($\phi_b = 90^\circ$): cambiar 100 por 50

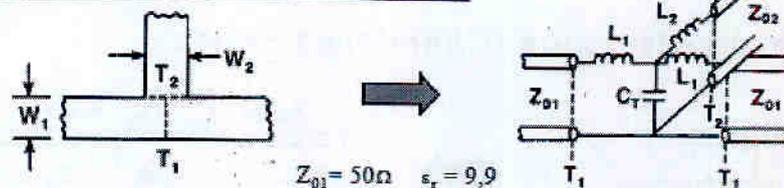
$$\frac{C_b}{W} (\text{pF/m}) = \begin{cases} \frac{(14 \epsilon_r + 12.5) W/h - (1.85 \epsilon_r - 2.25) + 0.02 \epsilon_r}{\sqrt{W/h}} + \frac{0.02 \epsilon_r}{W/h} & (W/h < 1) \\ (9.5 \epsilon_r + 1.25) W/h + 5.2 \epsilon_r + 7.0 & (W/h \geq 1) \end{cases}$$

$$\frac{L_b}{h} (\text{nH/m}) = 100(4\sqrt{W/h} - 4.21)$$

$$\Delta l = \Delta l_b / 2 = W$$

► Aproximación válida ($E_{rel} < 5\%$) cuando $0,1 \leq W/h \leq 5$ y $2,5 \leq \epsilon_r \leq 15$

Uniones en T (T-junctions).-



$$Z_{01} = 50 \Omega \quad \epsilon_r = 9,9$$

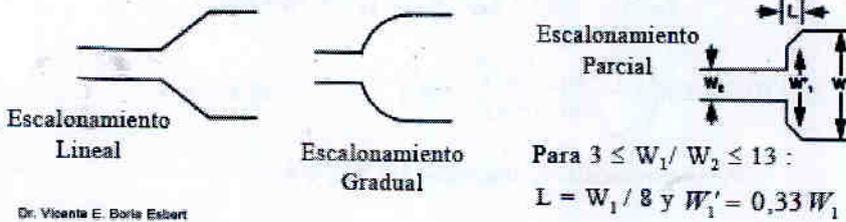
$$E_{rel} < 5\% \quad \begin{cases} \frac{C_T}{W_1} (\text{pF/m}) = \frac{100}{\tanh(0.0072 Z_0)} + 0.64 Z_0 - 261 & (25 \leq Z_0 \leq 100) \rightarrow Z_0 = Z_{02} \\ \frac{L_1}{h} (\text{nH/m}) = -\frac{W_2}{h} \left(\frac{W_2}{h} (-0.016 \frac{W_1}{h} + 0.064) + \frac{0.016}{W_1/h} \right) L_{ref} & (0.5 \leq (W_1/h, W_2/h) \leq 2.0) \\ \frac{L_2}{h} (\text{nH/m}) = \left\{ \left(0.12 \frac{W_1}{h} - 0.47 \right) \frac{W_2}{h} + 0.195 \frac{W_1}{h} - 0.357 \right. & L_{ref} = Z_{01} (\epsilon_{rel})^{1/2} / c_0 \\ \left. + 0.0283 \sin\left(\pi \frac{W_1}{h} - 0.75\pi\right) \right\} L_{ref} & (1 \leq W_1/h \leq 2.0; 0.5 \leq W_2/h \leq 2) \end{cases}$$

• Compensación de Discontinuidades.-

- **Minimizar** el efecto (reactancias en circ. eqtes.) de las discontinuidades **suavizando** los cambios abruptos

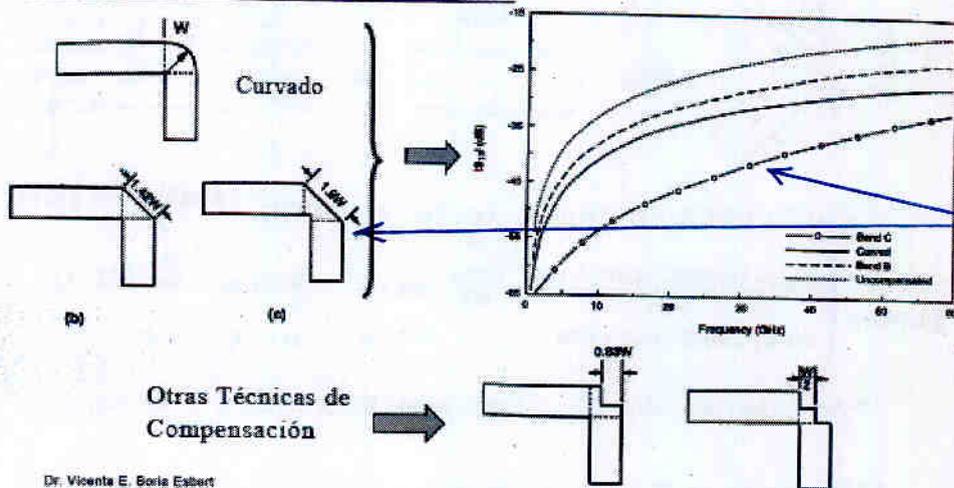
- **Compensación de Cambios de Anchura:**

- Se suaviza el paso de una línea a la otra (*tapers*)
- Sólo es necesario cuando $h/\lambda > 0,01$ y $W_1/W_2 > 3$



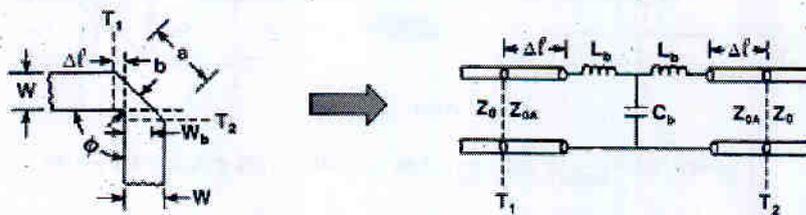
Dr. Vicente E. Boris Esbert

• Compensación de Codos.-



Achafalando las esquinas logramos reducir S11
 chaflán óptimo (1'8W)

• Codos Biselados (Chamfered Bends).-



• **Expresiones válidas para $90^\circ \leq \phi < 180^\circ$:**

$$b = W_b \sin(\phi/2) \quad C_b = l_b (\epsilon_{r,b})^{1/2} / (c_0 Z_{0B}) \quad L_b = l_b Z_{0B} (\epsilon_{r,b})^{1/2} / (2c_0)$$

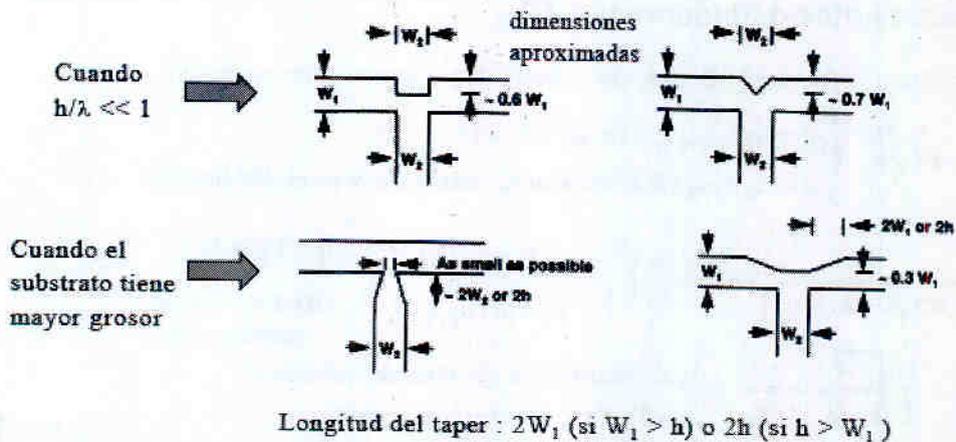
$$W_b = W - \Delta l \cotg(\phi/2) \quad l_b = W_b \cos(\phi/2) \quad \epsilon_{r,b} : \epsilon_{r,b} \text{ de una línea de ancho } W_b$$

$$\Delta l = \left(\frac{a}{2 \cos(\phi/2)} - W \right) \cotg(\phi/2) \quad Z_{0B} : Z_0 \text{ de una línea de ancho } W_b$$

$$Z_{0A} : Z_0 \text{ de una línea de ancho } (W+W_b)/2$$

Dr. Vicente E. Boris Esbert

• **Compensación de Uniones en T.-**



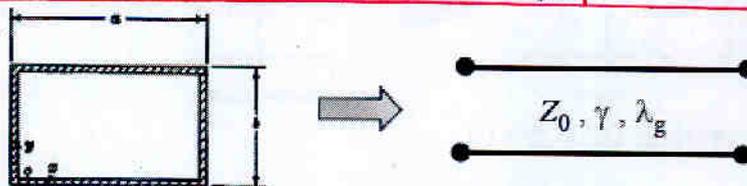
Dr. Vicente E. Boris Eberl

Elementos Pasivos en Guía

• **Discontinuidades en Guías.-**

- **Aparecen** cuando se produce algún **cambio abrupto en la geometría del circuito**
- Se **modelan** mediante **circuitos equivalentes** basados en **Condensadores (C)** y **Bobinas (L)** :
 - **Método Variacional**
 - **Método de la Ecuación Integral**
 - **Método** basado en **Equivalentes Estáticos**
 - **Método** basado en una **Transformación** del problema.-
 - ▶ **reducción de la complejidad del problema a resolver**

• **La Guía Rectangular (Geometría).-**



▶ **Sólo se propaga el modo fundamental TE_{10} ($E_z = 0$) :**

$$f_{cTE_{10}} < f < f_{cTE_{20}} \text{ ó } f_{cTE_{01}} \quad (\text{normalmente } b = a/2)$$

$$\left. \begin{aligned} f_{cTE_{10}} &= c/(2a) \\ f_{cTE_{20}} &= f_{cTE_{01}} = c/a \end{aligned} \right\} \Rightarrow \boxed{a < \lambda < (2a)} \quad \text{con } \lambda = \lambda_0 / (\epsilon_r)^{1/2}$$

ϵ_r : permitividad relativa

• La Guía Rectangular (Caracterización Circuitual).-

- Para el modo fundamental TE₁₀ :

$Z_0 = (j \omega \mu) / \gamma \approx (\omega \mu) / \beta$ (hay propagación y se desprecian las pérdidas)

$\gamma = \alpha + j \beta \begin{cases} \beta = (\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r - (\pi/a)^2)^{1/2} = (2\pi / \lambda_g) \\ \alpha = \alpha_c + \alpha_d \text{ (Pérdidas en el conductor y en el dieléctrico)} \end{cases}$

$\alpha_c = \frac{R_s}{b \eta \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} \left[1 + 2 \frac{b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]$ $\lambda = \lambda_0 / (\epsilon_r)^{1/2}$ $\eta = 120\pi \Omega$
 $R_s = (\pi f \mu_0 \rho_c)^{1/2}$ ρ_c : Resistividad del conductor ($\Omega \cdot m$)

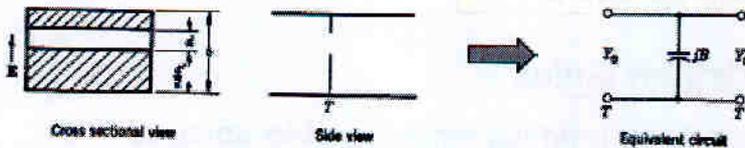
$\alpha_d = \frac{\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_r} \epsilon_0 \text{ tg } \delta}{2 \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}$ tg δ : tangente de pérdidas del dieléctrico
 $\omega = 2 \pi f$ (f: frecuencia de trabajo)

ϵ_r : permitividad relativa

Dr. Vicente E. Borja Esbert

Lista de modelos circuitales de diversas discontinuidades

• Iris o Diafragma Capacitivo con 2 Obstáculos.-



- Caso Asimétrico ($d' \neq b - d$) :

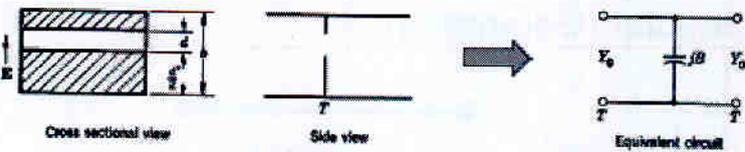
$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_r} \left[\ln \left[\csc \frac{\pi d}{2b} \csc \frac{\pi}{2b} (d' + d) \right] + \frac{2Q_1 \cos^2 \frac{\pi d}{2b} \cos^2 \frac{\pi}{2b} (d' + d)}{1 + Q_1 \sin^2 \frac{\pi d}{2b} \sin^2 \frac{\pi}{2b} (d' + d)} + Q_2 \left[3 \cos^2 \frac{\pi d}{2b} \cos^2 \frac{\pi}{2b} (d' + d) - \cos^2 \frac{\pi d}{2b} - \cos^2 \frac{\pi}{2b} (d' + d) \right] \right]$

donde Q_n es : $Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2b}{n\lambda_r} \right)^2}} - 1$ \triangleright Circuito válido ($E_{rel} < 5\%$) cuando $\lambda_g > 2b$

Los modelos son sólo válidos desde un punto alejado de la discontinuidad (cuando los modos evanescentes de orden superior ya han desaparecido).

Si las discontinuidades están muy juntas entonces falla el modelo (aunque lo midamos en un punto alejado) ya que no se tendría en cuenta la interacción entre modos de orden superior de ambas discontinuidades

• Iris o Diafragma Capacitivo con 2 Obstáculos.-



- Caso Simétrico ($d' = b - d$) :

$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_r} \left[\ln \left(\csc \frac{\pi d}{2b} \right) + \frac{Q_1 \cos^2 \frac{\pi d}{2b}}{1 + Q_1 \sin^2 \frac{\pi d}{2b}} + \frac{1}{16} \left(\frac{b}{\lambda_r} \right)^2 \left(1 - 3 \sin^2 \frac{\pi d}{2b} \right) \cos^2 \frac{\pi d}{2b} \right]$

donde Q_n es : $Q_n = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2b}{n\lambda_r} \right)^2}} - 1$ \triangleright Circuito válido ($E_{rel} < 5\%$) cuando $\lambda_g > b$

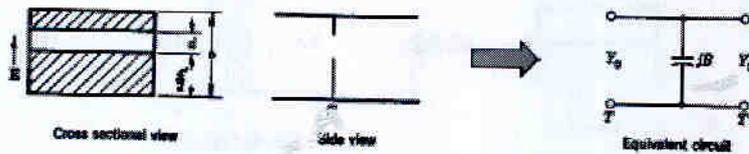
Iris capacitivo
 ↓
 invariante en x



Iris inductivo
 ↓
 invariante en y



• Iris o Diafragma Capacitivo con 2 Obstáculos.-

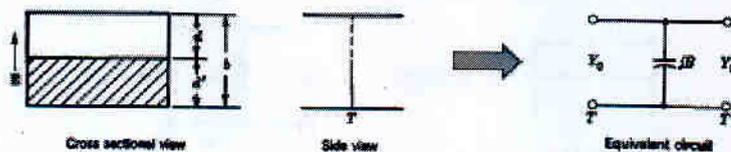


– Casos Extremos, Simétrico ($d \ll b$, $d' \ll b$, $d' = b - d$):

$$\frac{B}{Y_0} \cong \frac{4b}{\lambda_g} \left\{ \ln \left(\frac{2b}{\pi d} \right) + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d'}{2b} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\pi d'}{2b} \right)^2 \right]^4 \right\}, \quad \frac{d}{b} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda_g > 2b$$

$$\frac{B}{Y_0} \cong \frac{2b}{\lambda_g} \left[\left(\frac{\pi d'}{2b} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d'}{2b} \right)^4 + \frac{3}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{\pi d'}{2b} \right)^4 \right], \quad \frac{d'}{b} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda_g > 2,5b$$

• Iris Capacitivo con 1 Obstáculo Asimétrico.-



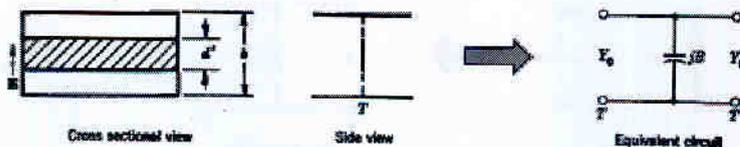
– Se emplean las mismas fórmulas que para los casos de 2 obstáculos (simétrico y extremos) reemplazando λ_g por $(\lambda_g/2)$

– Las restricciones son las mismas que para los casos de 2 obstáculos citados reemplazando nuevamente λ_g por $(\lambda_g/2)$:

Si no estamos en un caso extremo : Si $d \ll b$ cuando $(\lambda_g / 2) > 2b$
cuando $(\lambda_g / 2) > b$

Si $d' \ll b$ cuando $(\lambda_g / 2) > 2,5b$

• Iris Capacitivo con 1 Obstáculo Simétrico.-



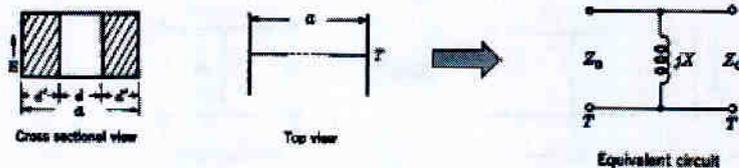
– Se emplean las mismas fórmulas que para los casos de 2 obstáculos (simétrico y extremos) : en este caso $d = b - d'$

– Las restricciones son las mismas que para los casos de 2 obstáculos citados:

Si no estamos en un caso extremo : Si $d \ll b$ cuando $\lambda_g > 2b$
cuando $\lambda_g > b$

Si $d' \ll b$ cuando $\lambda_g > 2,5b$

• Iris Inductivo con 2 Obstáculos (Caso simétrico).-

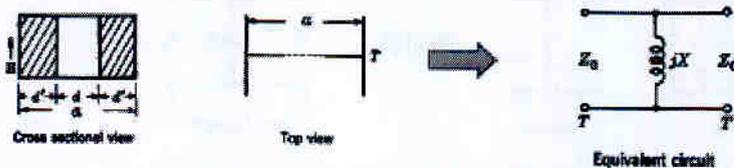


$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_v} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left\{ 1 + \frac{3}{4} \left[\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda}\right)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right. \\ \left. + 2 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \left[1 - \frac{4}{\pi} \frac{E(\alpha) - \beta^2 F(\alpha)}{\alpha^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)}{\beta^2} - \frac{1}{12} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \right\}$$

► Circuito válido ($E_{rel} < 1\%$) cuando $a < \lambda < 2a$

donde : $\alpha = \sin \frac{\pi d}{2a}$ $F(\alpha)$: Integral elíptica completa de 1ª especie } → Ver Tablas
 $\beta = \cos \frac{\pi d}{2a}$ $E(\alpha)$: Integral elíptica completa de 2ª especie }

• Iris Inductivo con 2 Obstáculos (Caso Simétrico).-

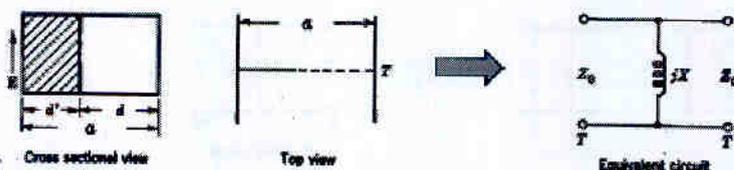


– Casos Extremos, Simétrico ($d \ll a$, $d' \ll a$) :

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_v} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda > 1,11 a$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_v} \cot^2 \frac{\pi d'}{a} \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{\pi d'}{\lambda}\right)^2 \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda > 1,11 a$$

• Iris Inductivo con 1 Obstáculo Asimétrico. -



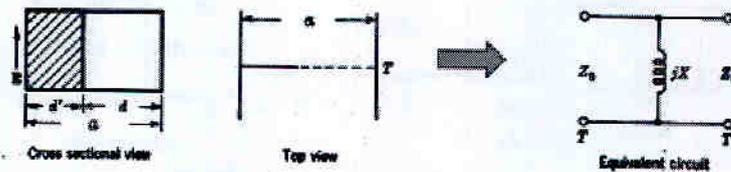
$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_v} \frac{\tan^2 \frac{\pi d}{2a}}{1 + \cos^2 \frac{\pi d}{2a}} \left(1 + \frac{8\alpha^4 \beta^4 Q}{1 + \alpha^2 + \beta^2(\beta^4 + 6\alpha^2)Q} \right)$$

$$+ 2 \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \left[1 - 2 \frac{\alpha^2 + 2\beta^2 \ln \beta}{\alpha^2(1 + \alpha^2)} - \frac{2\alpha^4 \beta^4}{1 + \alpha^2} \right]$$

► Circuito válido ($E_{rel} < 1\%$) cuando $a < \lambda < 2a$

donde : $\alpha = \sin \frac{\pi d}{2a}$ $\beta = \cos \frac{\pi d}{2a}$ $Q = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2}} - 1$.

• Iris Inductivo con 1 Obstáculo Asimétrico.-

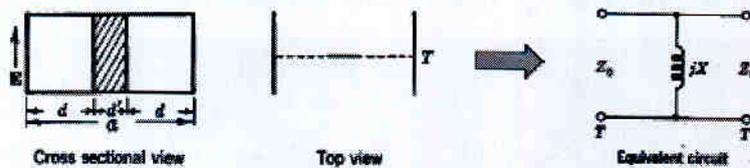


- Casos Extremos ($d \ll a$, $d' \ll a$):

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^4 \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{4}{3} \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda > 1,25 a$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{2\lambda_g}{a} \left(\frac{\pi d'}{2a} \right)^2 \left[1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\pi d'}{2a} \right)^2 \right] \left[1 + 4 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{\pi d'}{2a} \right)^2 \ln \frac{\pi d'}{2a} \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda > 1,25 a$$

• Iris Inductivo con 1 Obstáculo Simétrico.-



$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \left\{ \frac{(1 + \alpha^2)F(\beta) - 2E(\beta)}{2E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)} \right\} \quad \text{Circuito válido } (E_{rel} \ll 1\%) \text{ cuando } a < \lambda < 2 a$$

$$+ \frac{2}{27} \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{2(2\alpha^2 - 1)E(\beta) - \alpha^2(3\alpha^2 - 1)F(\beta)}{2E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)} \right]^2 \Bigg\},$$

$$\text{donde: } \alpha = \sin \frac{\pi d'}{2a}, \quad \beta = \cos \frac{\pi d'}{2a}.$$

• Iris Inductivo con 1 Obstáculo Simétrico.-

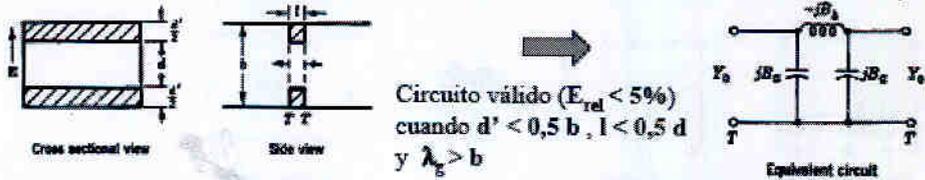


- Casos Extremos ($d \ll a$, $d' \ll a$):

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^4 \left[1 + 12 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right)^2 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda > a$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{2\lambda_g} \left[\ln \left(\frac{8}{\pi e^2} \frac{a}{d'} \right) + \frac{4}{27} \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1, \quad \text{cuando } \lambda > a$$

• Ventana Capacitiva (2 Obstáculos, Grosor finito).-



Circuito válido ($E_{rel} < 5\%$)
cuando $d' < 0,5 b$, $l < 0,5 d$
y $\lambda_g > b$

$$\frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_1}{Y_0} + \frac{b}{d} \tan \frac{\pi l}{\lambda_g}$$

$$\frac{B_2}{Y_0} = \frac{b}{d} \cos \frac{2\pi l}{\lambda_g}$$

$$g = \frac{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}{E(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)} = 1 + \frac{l}{\pi d} \ln \left(\frac{4\pi}{e} \cdot \frac{d'}{l} \right) \text{ for } \frac{l}{d'} \ll 1,$$

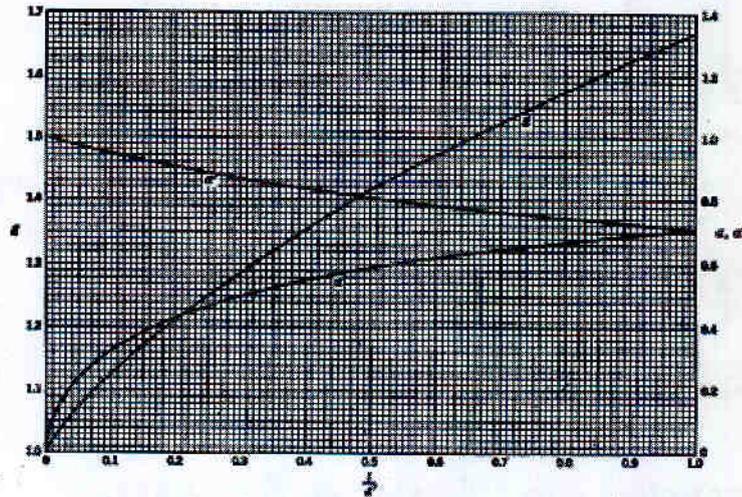
$$\frac{l}{d'} = \frac{E(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha)}, \quad A = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2}} - 1, \quad \alpha^2 = 1 - \alpha'^2.$$

$$\frac{B_1}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \sec \left(\frac{\pi d'}{2b} \vartheta \right) - \frac{\pi d' l}{2bd} + \frac{A \sin^2 \frac{\pi d'}{2b}}{1 + A \cos^2 \frac{\pi d'}{2b}} + \frac{1}{16} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left(1 - 3 \cos^2 \frac{\pi d'}{2b} \right)^2 \sin^4 \frac{\pi d'}{2b} \right]$$

$$\frac{B_1}{Y_0} = \frac{b}{\lambda_g} \left[\left(\frac{\pi d'}{2b} \vartheta \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d'}{2b} \vartheta \right)^4 - \frac{\pi d' l}{2bd} + \frac{3}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{\pi d'}{2b} \vartheta \right)^4 \right], \quad \rightarrow \text{Aproximación válida cuando } \lambda_g > 2,5 b$$

• Gráfica para obtener g , α y α' en función de l/d' .-

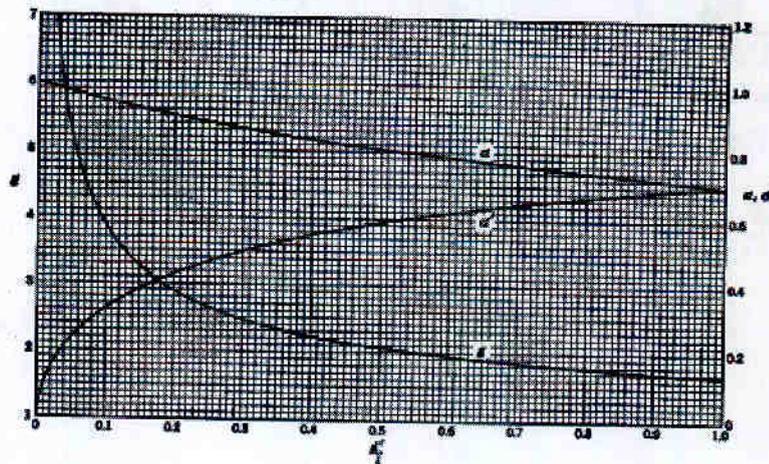
Para valores
 $0 \leq (l/d') \leq 1$



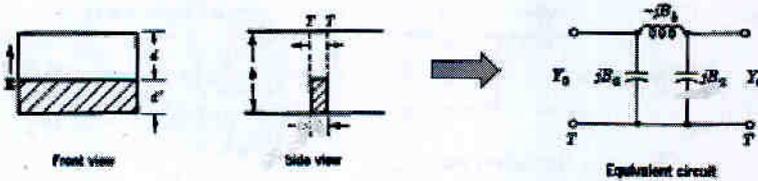
Dr. Vicente E. Borja

• Gráfica para obtener g , α y α' en función de d'/l .-

Para valores
 $(l/d') \geq 1$



• Ventana Capacitiva (1 Obstáculo, Grosor finito).-

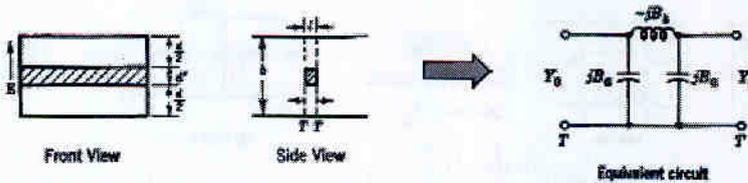


- Caso Asimétrico :

- Se emplean las mismas fórmulas que en el casos de 2 obstáculos simétrico reemplazando λ_g por $(\lambda_g/2)$
- Las restricciones son las mismas que para el caso de 2 obstáculos simétrico reemplazando de nuevo λ_g por $(\lambda_g/2)$:

$$(\lambda_g / 2) > b \quad d' < 0,5 b \quad l < 0,5 d$$

• Ventana Capacitiva (1 Obstáculo, Grosor finito).-

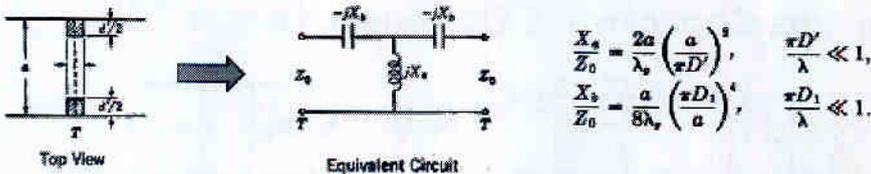


- Caso Simétrico :

- Se emplean las mismas fórmulas que en el casos de 2 obstáculos simétrico
- Las restricciones son las mismas que para el caso de 2 obstáculos simétrico :

$$\lambda_g > b \quad d' < 0,5 b \quad l < 0,5 d$$

• Ventana Inductiva (2 Obstáculos, Grosor finito).-



$$D' = \frac{d'}{\sqrt{2}} \frac{\alpha'}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} \longrightarrow \frac{l}{d'} = \frac{E(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}, \quad \alpha = \sqrt{1 - \alpha'^2}, \quad \epsilon = 2.718;$$

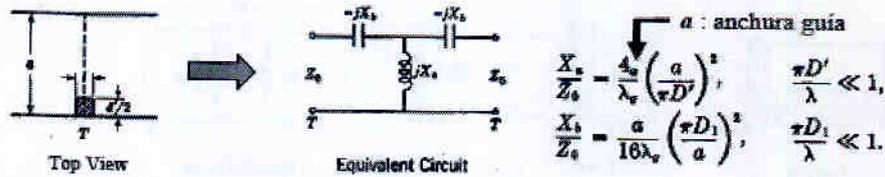
$$D' \approx \frac{d'}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{l}{\pi d'} \ln \frac{4\pi d'}{a} \right), \quad \frac{l}{d'} \ll 1,$$

$$D_1 = \sqrt{\frac{\alpha^2 \alpha'^2}{3}} \frac{l}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} = \sqrt{\frac{\alpha^2 \alpha'^2}{3}} \frac{d'}{E(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)} \longrightarrow \frac{l}{d'} = \frac{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}{E(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}, \quad \alpha = \sqrt{1 - \alpha'^2}.$$

$$D_1 \approx \sqrt{\frac{4}{3\pi}} l d', \quad \frac{l}{d'} \ll 1,$$

Circuito válido ($E_{rel} < 10\%$) cuando D' y $D_1 < 0,2 a$ y $a < \lambda < 2 a$

• **Ventana Inductiva (1 Obstáculos, Grosor finito).**-



$$D' = \frac{d'}{\sqrt{2} B(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} \longrightarrow \frac{l}{d'} = \frac{B(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}{B(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}, \quad \alpha = \sqrt{1 - \alpha'^2}, \quad \epsilon = 2.718;$$

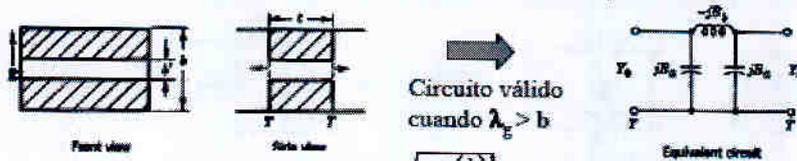
$$D' = \frac{d'}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{l}{\pi d'} \ln \frac{4\pi d'}{a} \right), \quad \frac{l}{d'} \ll 1,$$

$$D_1 = \sqrt{\frac{a^2 \alpha'^2}{3} \frac{l}{B(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}} = \sqrt{\frac{a^2 \alpha'^2}{3} \frac{d'}{B(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}} \longrightarrow \frac{l}{d'} = \frac{B(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}{B(\alpha) - \alpha^2 F(\alpha)}, \quad \alpha = \sqrt{1 - \alpha'^2}.$$

$$D_1 = \sqrt{\frac{4}{3\pi}} d', \quad \frac{l}{d'} \ll 1,$$

Circuito válido ($E_{rel} < 10\%$) cuando D' y $D_1 < 0,2 a$ y $a < \lambda < 2 a$

• **Ventana Capacitiva (2 Obstáculos, Grosor ↑↑).**-



$$\frac{B_0}{Y_0} = \frac{B_1}{Y_0} + \frac{b}{d'} \tan \frac{\pi t}{\lambda_g}$$

$$\frac{B_0}{Y_0} = \frac{b}{d'} \operatorname{csc} \frac{2\pi t}{\lambda_g}$$

$$A = \frac{(1+\alpha) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2} \right)}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2}} - \frac{1 + 2\alpha^2}{1 - \alpha^2}$$

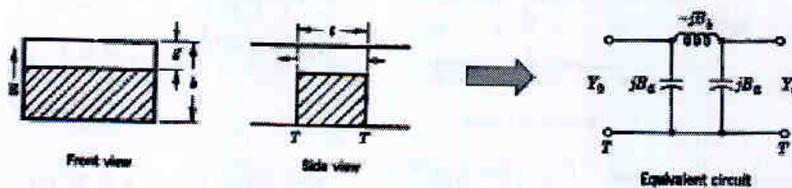
$$A' = \frac{(1+\alpha) \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2} \right) \operatorname{coth} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2} \frac{\pi t}{2d'} \right) + \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2} \operatorname{coth} \left(\sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2} \frac{\pi t}{2d'} \right)}$$

$$\frac{B_1}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \frac{1 - \alpha^2 (1 + \alpha)^2 \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)^2}{4\alpha} + 2 \frac{A + A' + 2C}{AA' - C^2} \right], \quad C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right)^2, \quad \alpha = \frac{b'}{b}$$

$$\frac{B_1}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \frac{a}{4\alpha} + \frac{\alpha^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 (1 - \alpha^2)^2 \right], \quad \alpha \ll 1, \quad t \gg b', \quad \longrightarrow \text{Aproximación válida cuando } \lambda_g > 2 b \text{ y } \alpha < 0,6$$

Dr. Vicente E. Sorb Esbert

• **Ventana Capacitiva (1 Obstáculo, Grosor ↑↑).**-

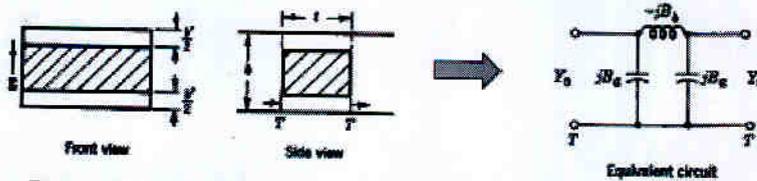


– **Caso Asimétrico :**

- Se emplean las mismas fórmulas que en el caso de 2 obstáculos con grosor ↑↑ reemplazando λ_g por $(\lambda_g/2)$
- Las restricciones son las mismas que para el caso de 2 obstáculos con grosor ↑↑ reemplazando de nuevo λ_g por $(\lambda_g/2)$:

$$(\lambda_g / 2) > b$$

• **Ventana Capacitiva (1 Obstáculo, Grosor ↑↑).**-

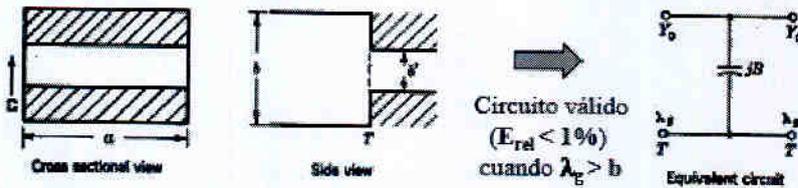


– **Caso Simétrico :**

- Se emplean las mismas fórmulas que en el casos de 2 obstáculos con grosor ↑↑
- Las restricciones son las mismas que para el caso de 2 obstáculos con grosor ↑↑:

$$\lambda_g > b$$

• **Salto Capacitivo entre 2 Guías (Caso Simétrico).**-



Circuito válido
($E_{rel} < 1\%$)
cuando $\lambda_g > b$



$$\frac{B}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \left(\frac{1-\alpha^2}{4\alpha} \right) \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{a+t}{a} \right) + 2 \frac{A+A'+2C}{AA'-C^2} \right]$$

$$Y_0' = \frac{b'}{b} = \alpha = 1 - \delta$$

$$C = \left(\frac{4\alpha}{1-\alpha^2} \right)^2$$

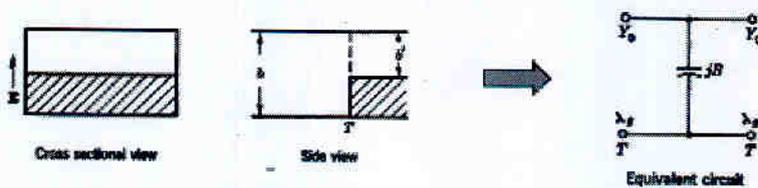
$$A = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2}} - \frac{1+3\alpha^2}{1-\alpha^2}$$

$$A' = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b'}{\lambda_g} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b'}{\lambda_g} \right)^2}} + \frac{3+\alpha^2}{1-\alpha^2}$$

En teoría deberían tener ambas la misma Z_0, Y_0 (ya que la imped. del modo TE₁₀ no depende de 'b')

ii sin embargo estos modelos me están dando $Y_0 = \frac{b'}{b} !!$

• **Salto Capacitivo entre 2 Guías.**-



– **Caso Asimétrico :**

- Se emplean las mismas fórmulas que en el caso simétrico reemplazando λ_g por $(\lambda_g/2)$
- Las restricciones son las mismas que para el caso simétrico reemplazando de nuevo λ_g por $(\lambda_g/2)$:

$$(\lambda_g / 2) > b \rightarrow (E_{rel} < 1\%)$$

La diferencia se justifica en que en guías (a diferencia de TEM) la definición de tensión varía según los puntos y caminos que elijamos para medirla.

Nota: la práctica de esta sesión está junto a la del 7.2

1. $\frac{1}{2} \times \frac{1}{3} = \frac{1}{6}$
 $\frac{1}{4} \times \frac{1}{5} = \frac{1}{20}$
 $\frac{2}{3} \times \frac{3}{4} = \frac{1}{2}$
 $\frac{5}{6} \times \frac{6}{7} = \frac{5}{7}$

2. $\frac{1}{2} \div \frac{1}{3} = \frac{3}{2}$
 $\frac{1}{4} \div \frac{1}{5} = \frac{5}{4}$
 $\frac{2}{3} \div \frac{3}{4} = \frac{8}{9}$
 $\frac{5}{6} \div \frac{6}{7} = \frac{35}{36}$

3. $\frac{1}{2} + \frac{1}{3} = \frac{5}{6}$
 $\frac{1}{4} + \frac{1}{5} = \frac{9}{20}$
 $\frac{2}{3} + \frac{3}{4} = \frac{17}{12}$
 $\frac{5}{6} + \frac{6}{7} = \frac{59}{42}$

4. $\frac{1}{2} - \frac{1}{3} = \frac{1}{6}$
 $\frac{1}{4} - \frac{1}{5} = \frac{1}{20}$
 $\frac{2}{3} - \frac{3}{4} = \frac{1}{12}$
 $\frac{5}{6} - \frac{6}{7} = \frac{1}{42}$

5. $\frac{1}{2} \times \frac{3}{4} = \frac{3}{8}$
 $\frac{1}{4} \times \frac{5}{6} = \frac{5}{24}$
 $\frac{2}{3} \times \frac{4}{5} = \frac{8}{15}$
 $\frac{5}{6} \times \frac{7}{8} = \frac{35}{48}$

6. $\frac{1}{2} \div \frac{3}{4} = \frac{2}{3}$
 $\frac{1}{4} \div \frac{5}{6} = \frac{3}{10}$
 $\frac{2}{3} \div \frac{4}{5} = \frac{5}{6}$
 $\frac{5}{6} \div \frac{7}{8} = \frac{20}{21}$

7. $\frac{1}{2} + \frac{3}{4} = \frac{5}{4}$
 $\frac{1}{4} + \frac{5}{6} = \frac{19}{12}$
 $\frac{2}{3} + \frac{4}{5} = \frac{38}{15}$
 $\frac{5}{6} + \frac{7}{8} = \frac{61}{24}$

8. $\frac{1}{2} \times \frac{1}{3} = \frac{1}{6}$
 $\frac{1}{4} \times \frac{1}{5} = \frac{1}{20}$
 $\frac{2}{3} \times \frac{3}{4} = \frac{1}{2}$
 $\frac{5}{6} \times \frac{6}{7} = \frac{5}{7}$
 $\frac{1}{2} \div \frac{1}{3} = \frac{3}{2}$
 $\frac{1}{4} \div \frac{1}{5} = \frac{5}{4}$
 $\frac{2}{3} \div \frac{3}{4} = \frac{8}{9}$
 $\frac{5}{6} \div \frac{6}{7} = \frac{35}{36}$
 $\frac{1}{2} + \frac{1}{3} = \frac{5}{6}$
 $\frac{1}{4} + \frac{1}{5} = \frac{9}{20}$
 $\frac{2}{3} + \frac{3}{4} = \frac{17}{12}$
 $\frac{5}{6} + \frac{6}{7} = \frac{59}{42}$
 $\frac{1}{2} - \frac{1}{3} = \frac{1}{6}$
 $\frac{1}{4} - \frac{1}{5} = \frac{1}{20}$
 $\frac{2}{3} - \frac{3}{4} = \frac{1}{12}$
 $\frac{5}{6} - \frac{6}{7} = \frac{1}{42}$
 $\frac{1}{2} \times \frac{3}{4} = \frac{3}{8}$
 $\frac{1}{4} \times \frac{5}{6} = \frac{5}{24}$
 $\frac{2}{3} \times \frac{4}{5} = \frac{8}{15}$
 $\frac{5}{6} \times \frac{7}{8} = \frac{35}{48}$
 $\frac{1}{2} \div \frac{3}{4} = \frac{2}{3}$
 $\frac{1}{4} \div \frac{5}{6} = \frac{3}{10}$
 $\frac{2}{3} \div \frac{4}{5} = \frac{5}{6}$
 $\frac{5}{6} \div \frac{7}{8} = \frac{20}{21}$
 $\frac{1}{2} + \frac{3}{4} = \frac{5}{4}$
 $\frac{1}{4} + \frac{5}{6} = \frac{19}{12}$
 $\frac{2}{3} + \frac{4}{5} = \frac{38}{15}$
 $\frac{5}{6} + \frac{7}{8} = \frac{61}{24}$

Sesión 7.2

Simuladores Electromagnéticos

Circuitos de RF: Diseño e Instrumentación

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Curso 2000/2001

Contenidos

- Introducción
- Técnicas de Análisis y Diseño de Circuitos
- Simuladores Comerciales.-
 - HP High-Frequency Structure Simulator (HP HFSS)
 - HP Momentum
 - HP Advanced Design System (HP ADS)
- Conclusiones

Introducción

- **Simuladores Electromagnéticos:**
 - **Análisis eficiente y riguroso** de circuitos
 - **Facilitar el diseño** de dichos circuitos
- **Tipos de Simuladores:**
 - **Técnicas de Análisis y Diseño**
 - **Tecnología de implementación de los circuitos:**
 - * Tecnología guiada
 - * Tecnología planar (impresa)

Dr. Vicente E. Borja Esbert

Introducción

- **Técnicas de Análisis de Circuitos Planares:**
 - **Circuitos Equivalentes:**
 - * Aproximación cuasi-estática (\uparrow simple, \downarrow rigurosa)
 - * Métodos de full-wave (modos superiores, \uparrow rigurosa)
 - **Método de la Ecuación Integral:**
 - * Función de Green de espacio libre (\uparrow CPU, \uparrow rigurosa)
 - * Función de Green multicapa (sustrato infinito, \downarrow rigurosa)
 - **Métodos de Discretización (Numéricos):**
 - * Elementos Finitos

La función de green es la respuesta impulsional de una determinada estructura

Dr. Vicente E. Borja Esbert

Introducción

• Técnicas de Análisis de **Dispositivos en Guía:**

- Métodos **Multimodales** (GSM-MM, ^{Generalised Admittance Matrix} GAM, ^{Impedance} GIM):
 - * geometrías simples (↓CPU y ↑^{momentum method} rigurosos)
- Método de la **Ecuación Integral** (IE):
 - * geometrías más complejas (↑rigurosos)
- Métodos de **Discretización** (Numéricos):
 - * Elementos Finitos (FE)
 - * Diferencias Finitas en Dominio Temporal (FDTD)
- Métodos **Híbridos** (FEM-MM, IE-GAM) → Futuros simuladores

Momentum Method:
resuelve una ecuación integral
fuentes = excitación
cuya incógnita es el integrando
(discretizando la integral)

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Introducción

• Técnicas de **Diseño** de Circuitos de RF y μ O:

- **Método del Mapeado Espacial Agresivo:**
 - * Técnica simple, rigurosa y eficiente (↓CPU)
 - * Presente en los simuladores de HP (HP Empire3D)
- **Simulated Annealing Methods** (SAM):
 - * analogía con la cristalización de metales (simple pero lento)
- I+D {
 - Método de la **Red Adjunta** (ANM)
 - Métodos basados en **Redes Neuronales** (ANN)
 - Métodos basados en **Algoritmos Genéticos** (GA)

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- **HP EESof.-** *EESof era una empresa líder en simuladores (creó formato Touchstone, estándar hoy día para el archivo de resultados) a la cual la compró HP*
 - Compañía de HP que elabora soluciones informáticas para el diseño electrónico automatizado (EDAs tools):
 - Destinadas a diseñadores de circuitos de RF y μ O
 - Ofrece los siguientes productos:
 - Simuladores EM de alta frecuencia
 - Simuladores de circuitos y sistemas
 - Herramientas para generar el aspecto físico (layout) de los circuitos
 - Librerías de componentes (extensibles)
 - Enlaces a otros programas comerciales y a instrumentación
 - Entorno gráfico amigable (user-friendly)

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- **HP High-Freq. Structure Simulator, HP HFSS (I).-**
 - Permite el modelado EM de estructuras pasivas 3D con formas arbitrarias:
 - Componentes mecanizados de \uparrow frec. (guía, cavidades)
 - Antenas y sistemas de alimentación
 - Circuitos planares (tecnologías microstrip y coplanar)
 - Efectos causados por encerrar los circuitos en cajas metálicas
 - Circuitos de alta velocidad (buses de datos)
 - Diseño de sondas y estándares de calibración para circuitos de alta frecuencia y velocidad

Hoy día HFSS ya no es de HP

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- ◆ HP High-Freq. Structure Simulator, HP HFSS (II).-
 - Se basa en el Método de los Elementos Finitos (FEM):
 - * Refinamiento automático del mallado adaptativo para resolver los circuitos con el grado de precisión deseado
 - * ↑ eficiencia computacional con igual precisión, ↓ memoria
 - Entorno flexible para la entrada de datos
 - Gran capacidad en mostrar y manejar resultados
 - Herramienta de diseño optimizado (Empipe3D)
 - Plataformas informáticas: PCs y máquinas UNIX

Ver Presentación Comercial

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- ◆ HP Momentum (I).- *Una 'mezcla' entre circuitos equivalentes (estilo microwave office) y simuladores electromagnéticos. Hace simulación EM para encontrar equiv. circuital*
 - Caracterizar circuitos y antenas en tecnología planar:
 - * Circuitos planares arbitrarios en tecnología microstrip, stripline, slotline y coplanar
 - * Tarjetas y circuitos integrados (ICs) multicapa para aplicaciones de RF y μO
 - * Antenas impresas (entornos abiertos)
 - * Efecto de encerrar los circuitos en cajas metálicas
 - Se recomienda su utilización cuando:
 - * No hay modelos equivalentes circuitales o no son válidos
 - * Estructuras slotline y coplanar (mallado de las ranuras)

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- **HP Momentum (II).-**

- Se basa en el Método de los Momentos (MoM):
 - * Elementos de mallado rectangulares y triangulares
 - * Ajuste del mallado a la geometría a simular
- Entorno flexible para la entrada de datos
- Gran capacidad en mostrar y manejar resultados
- Herramienta de diseño optimizado (Momentum Optimization)
- Plataformas informáticas: PCs y máquinas UNIX
- Se puede integrar fácilmente en HP ADS

Ver Presentación Comercial

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- **HP Advanced Design System, HP ADS (I).-**

- Simulación completa de sistemas de comunicación:
 - * Integración de herramientas de diseño EM de sistemas de RF, fotónicos y DSPs
 - * Todas estas herramientas son interoperables
 - * Permite detectar interacciones entre la parte analógica y digital
 - * Facilita el diseño de sistemas inalámbricos, RADAR, etc.
- Entorno flexible para la entrada de datos
- Gran capacidad en mostrar y manejar resultados
- Puede incorporar HP HFSS y HP Momentum

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Simuladores Comerciales

- * HP Advanced Design System, HP ADS (II).-
 - Las herramientas de las que consta permiten:
 - * Diseñar Sistemas de Comunicación a alto nivel
 - * Diseñar y Síntetizar DSPs
 - * Diseñar Sistemas Fotónicos (transporte óptico de señales)
 - * Diseñar Circuitos Integrados de Radiofrecuencia (RFICs):
 - Amplif. de bajo ruido y potencia, mezcladores, osciladores, PLLs
 - * Diseñar Circuitos de μO (Híbridos y MMICs):
 - Amplif. de μO , filtros, mezcladores, osciladores, subsistemas
 - * Diseñar Tarjetas Impresas de RF:
 - Transmisores y receptores digitales, osciladores locales, PLLs

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Conclusiones

- * Se han mencionado las técnicas de análisis que suelen emplear los simuladores EM:
 - Tanto para circuitos planares como en guíaonda
- * Se han comentado las principales técnicas de diseño de circuitos de RF y μO
- * Se han presentado 3 simuladores comerciales:
 - HP HFSS (High-Frequency Structure Simulator)
 - HP Momentum
 - HP ADS (Advanced Design System)

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Mathematical Foundations

The following text discusses the mathematical foundations of the system, covering topics such as set theory, logic, and algebra. It provides a detailed overview of the underlying principles and their application in the context of the system's design.

Conclusion

The conclusion summarizes the key findings and insights from the study. It highlights the importance of the mathematical foundations and their role in the overall system's performance and reliability. The authors express their gratitude to the funding agencies and the research team for their support and contributions.

CIRCUITOS DE RF: DISEÑO E INSTRUMENTACIÓN

Curso 2005/2006

Guión de la Sesión del Laboratorio:

Práctica 7/7.2 Simuladores Electromagnéticos / simulación y medida de discontinuidades

Filter2 (multimodal, analítico) vs Microwave Office (modelo circuital)

El objetivo de la presente práctica es analizar con diversos simuladores la respuesta del filtro capacitivo puro mostrado en la figura 1a. Como se observa en la figura 1b, este filtro tiene una respuesta paso bajo en la banda de trabajo (10-15 GHz). La respuesta mostrada en la Figura 1b debe tomarse como referencia a recuperar con los diversos simuladores que se utilicen durante esta práctica.

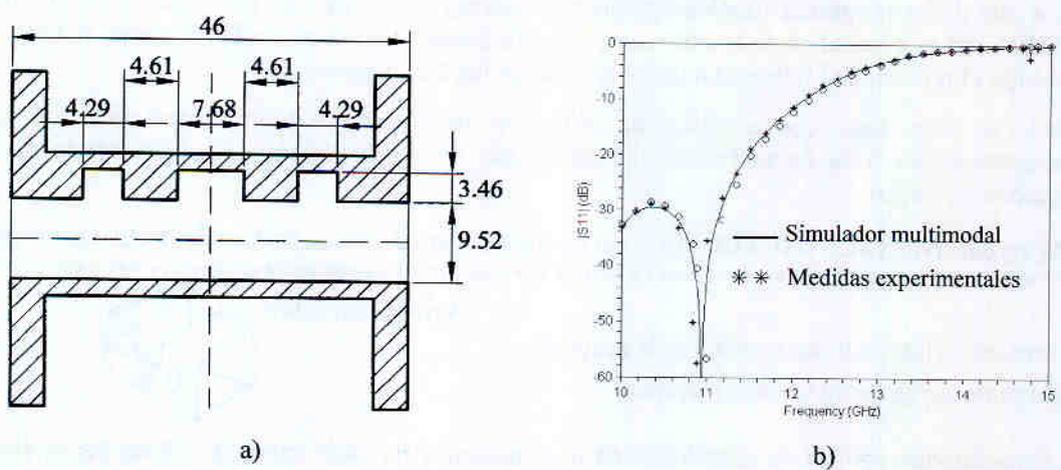


Fig. 1. Geometría del filtro capacitivo puro ($a=19.05$ mm en todas las guías) a analizar en a), y respuesta electromagnética (módulo del factor de reflexión) de dicho filtro en b).

El filtro de la figura 1a se puede considerar que está constituido por la conexión en cascada de los siguientes 2 tipos de discontinuidades conocidas, cuyo aspecto y circuitos equivalentes se recogen en la siguiente figura.

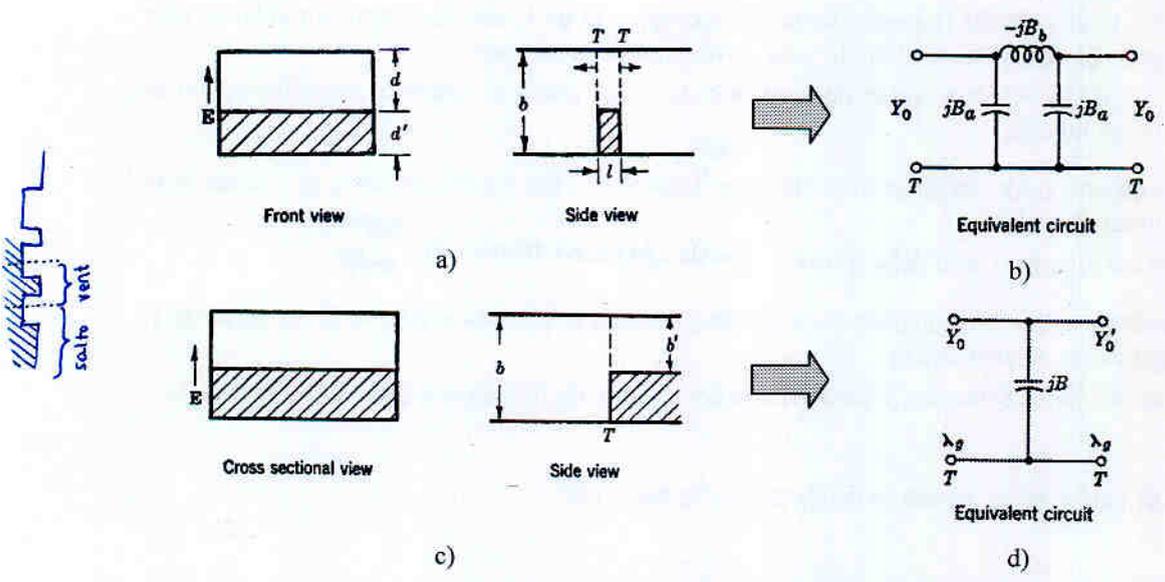


Fig. 2. Ventana capacitiva de grosor finito en a) y circuito equivalente en b), y salto capacitivo entre 2 guías en c) y su circuito equivalente en d).

En primer lugar se intentará validar por separado los circuitos equivalentes de cada una de las citadas discontinuidades. Para ello se propone al alumno realizar las siguientes actividades:

1) Simulación de la Respuesta Electromagnética de la Ventana Capacitiva de Grosor Finito:

1.a) Simulador electromagnético.

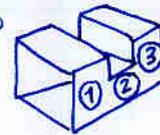
Utilizaremos una **herramienta de simulación multimodal** basada en matrices de admitancias generalizadas (MAGs). Dicha herramienta se encuentra ubicada en el directorio **\\pdcradio\servidor\Circuitos de RF\Prac-Simul** y es un fichero ejecutable de nombre **filan2** (se recomienda crearse una carpeta temporal en el PC del puesto de trabajo y copiar todos los ficheros de la carpeta Prac-Simul y trabajar desde esa carpeta).

Para que dicho programa funcione se necesita definir un fichero de datos de entrada (formato ASCII) con la **geometría de la estructura** en guía a analizar, denominado **<nombre-fichero>.dat** y donde el nombre del fichero no debe de exceder los 6 caracteres.

Abrir en este caso con el Bloc de Notas el fichero de nombre **vc1ofi.dat**, que es el correspondiente a la geometría de la estructura. De dicho fichero, se recomienda ver los siguientes campos:

Método modal: utiliza las expresiones analíticas conocidas de los modos

Primer estudio



+ Numero de tramos de los que consta la estructura
3 (número de guías de nuestro ejemplo)

+ Especificación del tipo de cada tramo de la estructura. Para cada tramo se indican los parámetros físicos (en mm) y el número de modos para representar el campo en todas las guías que lo constituyen.

Línea 1: Tipo de tramo (Guía rectangular -> 1, Guía Multiridge -> 2,
Guía rectangular con postes según x -> 3
Guía rectangular con postes según y -> 4)

Línea 2: Rectangular -> [num_modos a_guia b_guia long_tramo]

1 (se trata de una guía rectangular)

30 19.050 12.985 10.00 (número de modos a considerar en la simulación multimodal en este tramo de guía, dimensiones a y b de la guía, y longitud de la misma)

En este campo debe haber tantas definiciones de guías como el número especificado en el campo correspondiente.

+ Modo de especificación del offset (0 -> Offset en fichero, 1 -> Los centros de todos los tramos de la estructura están alineados)

0 (en todos los ejemplos aquí debe ir un 0) *este posible offset entre tramos ej*

+ Se especifica el offset (en mm) entre cada uno de los tramos empleando el formato [offset_x offset_y] (sólo si el parámetro anterior vale 0)

0 0 (siempre 2 ceros seguidos, y tantas líneas como núm. de tramos se especifiquen menos 1)

0 0

+ Numero de puntos en frecuencia en donde calcular la respuesta

31

+ Frecuencia minima y maxima de analisis (ambas en GHz) [frec_minima frec_maxima]

8.00 13.00 (a variar según el margen de frecuencias en el que se quiera estudiar la estructura)

vc1ofi.dat

TE₁₀
TE₁₀

+ Modo empleado como excitación y modo utilizado como respuesta
Primera línea -> Modo excitación, Segunda línea -> Modo respuesta
Formato -> [tipo_de_modo(1->TE,3->TM) índice_según_x(m) índice_según_y(n)]

1 1 0 (siempre deben tenerse estos valores. Indican que los parámetros S se calculan respecto del modo fundamental a la entrada y salida). Esta línea debe ser la última del fichero.

Para correr el programa *filtan2* se debe abrir una ventana de MS-DOS, y tras ubicarse en el directorio donde se encuentre ejecutar el siguiente comando:

filtan2 <nombre-fichero> ↵

en este caso el nombre del fichero de datos de entrada es *vc1ofi* (sin la extensión .dat)

Tras ejecutarse el programa, éste genera un fichero de resultados también en formato Touchstone (en este caso de nombre *vc1ofi.s2p*) que puede abrirse nuevamente con el Bloc de Notas. Para cargar este fichero con MicroWave Office (MWO) en el mismo proyecto *vecp1ofi.emp* dentro de la carpeta Data Files seleccionar con el botón derecho del ratón la carpeta Data Files y escoger Import File, seleccionando el fichero *vc1ofi.s2p*.

s2p =
formato
Touchstone

1.b) Circuito equivalente. Tras operar con las expresiones generales de los elementos del modelo circuital equivalente de una ventana de grosor finito como la que aparece en el filtro corrugado (grosor 4,61 mm), se deducen las siguientes expresiones:

$$\frac{B_a}{Y_0} = \frac{B_1}{Y_0} + \frac{b}{d} \tan \frac{\pi l}{\lambda_g}$$

$$\frac{B_b}{Y_0} = \frac{b}{d} \csc \frac{2\pi l}{\lambda_g}$$

$$\frac{B_1}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \sec \left(\frac{\pi d'}{2b} g \right) - \frac{\pi d' l}{2bd} + \frac{A \sin^4 \frac{\pi d'}{2b}}{1 + A \cos^4 \frac{\pi d'}{2b}} + \frac{1}{16} \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2 \left(1 - 3 \cos^2 \frac{\pi d'}{2b} \right)^2 \sin^4 \frac{\pi d'}{2b} \right]$$

Donde

$$\alpha = 0.6389$$

$$\alpha' = 0.7693$$

$$g = 1.5065$$

$$Z_0(\Omega) = \frac{376,730313462}{\sqrt{1 - \left(\frac{7,874015748}{f(\text{GHz})} \right)^2}}$$

$$\lambda_g(\text{mm}) = \frac{299,792458}{f(\text{GHz}) \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{7,874015748}{f(\text{GHz})} \right)^2}}$$

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{25,97}{\lambda_g(\text{mm})} \right)^2}} - 1$$

ha utilizado aproximaciones polinómicas para α y g que sólo son válidas en un margen de frecuencias

Además el modelo circuital define los parámetros sólo para ciertas frecuencias

Para simular esta discontinuidad con MWO, cargar el proyecto *vecp1ofi.emp*. En la parte de dicho fichero donde se describe el circuito a analizar, se puede observar que delante y detrás del modelo equivalente en π de la ventana capacitiva se han añadido 2 tramos de líneas de transmisión ideales de longitud 10 mm que modelan el comportamiento de una guía (con impedancia característica y longitud eléctrica correspondientes al modo fundamental), que constituyen los planos de referencia de los parámetros S a simular.

Obsérvese también en dicho fichero que la Z_0 que se ha definido como impedancia de referencia para obtener los parámetros S de la estructura considerada es la impedancia característica del elemento guía insertado a la entrada y a la salida de la discontinuidad bajo estudio.

En cuanto al margen de frecuencias escogido para la simulación, observar que se ha elegido el comprendido entre 8 y 13 GHz, que excede algo el rango de funcionamiento monomodo de las guías que se tienen a la entrada y salida de la estructura ($a=19,05$ mm y $b=12,985$ mm).

Tras observar el fichero, ejecutarlo y observar los resultados obtenidos. En la carpeta Tabla de la carpeta Grapins se pueden ver los datos numéricos de los módulos y las fases de los parámetros S_{11} y S_{21} en dB y en grados.

¿Se puede considerar adecuado el circuito equivalente? Comparando la simulación con filtan2 y con MWO ¿cuál es más rápido ejecutando la simulación?

2) Salto Capacitivo Asimétrico entre 2 Guías:

2.a) Simulador Electromagnético. Ejecutar de nuevo la herramienta de simulación *filtan2* utilizando esta vez como entrada el fichero *salcap.dat*. Repetir los mismos pasos que en el apartado anterior para leer el fichero *salcap.s2p* desde MWO, una vez abierto el proyecto de MWO *salcap.emp*.

2.b) Simulador circuital. Para la discontinuidad de este tipo, presente en el filtro bajo análisis, el valor de la susceptancia B de su circuito equivalente (ver Figura 2d) se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{b}{\lambda_g} \left[2 \ln \left(\frac{1 - \alpha^2}{4\alpha} \right) + \left(\alpha + \frac{1}{\alpha} \right) \ln \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right) + 2 \frac{A + A' + 2C}{AA' - C^2} + \left(\frac{b}{4\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \right)^{4\alpha} \left(\frac{5\alpha^2 - 1}{1 - \alpha^2} + \frac{4\alpha^2 C}{3A} \right)^2 \right]$$

donde los parámetros A , A' , C y α se obtienen del siguiente modo:

$$A = \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)^{2\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g} \right)^2}} - \frac{1 + 3\alpha^2}{1 - \alpha^2}, \quad A' = \left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right)^{2/\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b'}{\lambda_g} \right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b'}{\lambda_g} \right)^2}} + \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2}$$

$$\frac{Y_0}{Y_0'} = \frac{b'}{b} = \alpha = 1 - \delta, \quad C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \right)^2$$

Observando el circuito equivalente de la Figura 2d se observa que la admitancia característica correspondiente al tramo de guía de menor altura (Y_0') es diferente de la asociada al tramo de guía de mayor altura (Y_0), que se corresponde además con la admitancia característica conocida del modo fundamental (TE_{10}^z) de dicha guía. La relación entre Y_0' e Y_0 es la siguiente:

$$Y_0' = b/b' Y_0 = 1,363254593 \cdot Y_0$$

Para simular esta discontinuidad se debe abrir en este caso el fichero *salcap.emp*. Dicho fichero incluye 2 saltos capacitivos como el recién descrito a ambos lados de una guía intermedia de dimensiones $a=19,05$ mm, $b=12,985$ mm y $l=10$ mm.

Observar en dicho fichero cómo para definir la impedancia característica de referencia (Z_0') respecto de la cual obtener los parámetros S de la estructura bajo estudio, se ha hecho uso de la impedancia característica (Z_0) asociada al citado tramo de guía intermedio y de dos tramos de líneas de (Z_0') y de 10 mm de longitud.

Problema:
el modelo de salto capacitivo cambiaba la Z_0 de la guía

Y_0 



para tener la misma impedancia en ambos puertos lo que simulamos esta vez son dos escalones

Problema:
el modelo circuital no tiene en cuenta la interacción entre las dos discont. (supone que están muy lejanas) por tanto el modelo circuital falla más cuanto más cerca estén las discontinuidades

Para el modelo circuital, simplemente se ha sustituido cada discontinuidad por su circuito, los cuales son válidos para puntos alejados de la discont., y no tiene en cuenta efectos mutuos.

En este caso, el margen de frecuencias considerado para analizar la estructura es el comprendido entre 8 y 13,5 GHz; debido a que ahora las guías de entrada y salida son WR75 ($a=19,05$ mm y $b=9,525$ mm). El límite superior de dicho margen viene determinado en este caso por el rango de validez del modelo circuital equivalente del salto capacitivo entre 2 guías.

A la vista de esta comparación de resultados, ¿qué grado de parecido encuentra entre ambos resultados? ¿A qué razones cree que obedece dicho grado de parecido? Como ayuda para responder a esta última pregunta, se propone al alumno que acorte la longitud del tramo de guía intermedio a 5 mm; y que compare en este caso la diferencia observada entre los resultados proporcionados por MWO y la herramienta de simulación multimodal.

Llegados a este punto, tras haber estudiado por separado las 2 discontinuidades básicas que integran el filtro bajo estudio, se está ya en disposición de analizar el filtro completo mediante la conexión en cascada de circuitos equivalentes y correspondientes tramos de guía.

3) Simulación de la Respuesta Electromagnética del Filtro mediante Circuitos Equivalentes.

3.a) Simulador electromagnético. Comprobar que analizando la geometría del filtro considerado con el simulador multimodal proporciona la respuesta esperada para el filtro bajo estudio (figura 1b). Para ello, ejecute desde MS-DOS el programa *filtran2* sobre el fichero *filtro.dat*. Antes de ejecutarlo compruebe que el contenido del fichero *filtro.dat* representa la geometría de la estructura a analizar. En este caso, se puede elegir como margen de frecuencias el comprendido entre 10 y 15 GHz, pues el simulador no tiene restricción alguna en frecuencia para realizar el análisis de cualquier dispositivo pasivo en guía. Se recomienda indicar 501 puntos en frecuencia de análisis para ver con detalle la respuesta del filtro.

3.b) Simulador circuital. El fichero de MWO que permite analizar el filtro bajo estudio se llama *filtro1.emp*. Abrirlo y comprobar que el circuito propuesto se corresponde con la geometría del citado filtro.

Observar que el margen de frecuencias para la simulación es el comprendido entre 10 y 13,5 GHz. El límite superior de dicho margen vuelve a venir determinado por el posible rango de validez de los modelos circuitales equivalentes considerados.

Tras estudiar el proyecto de MWO, *filtro1.emp*, ejecutarlo y observar los resultados. Como verá, los resultados obtenidos no se parecen a los que debieran obtenerse (recordar Figura 1b). ¿Por qué cree que no se parecen dichos resultados a los correctos?

Para ayudar a responder a la anterior pregunta de por qué los resultados que daba MWO no coinciden lo más mínimo con los correctos, se propone incrementar las distancias entre las discontinuidades capacitivas (en concreto cambie la distancia 4,29 mm por 12,87 mm, y 7,68 mm por 23,04 mm). Simule ahora la respuesta de esta nueva estructura tanto con MWO como con el simulador multimodal (elegir ahora sólo 51 puntos de frecuencia). Comprobar que ahora sí existe un mayor parecido entre las respuestas de MWO y del simulador multimodal. Conteste ahora pues con más elementos de juicio a la anterior pregunta.

4) Simulación de la Respuesta Electromagnética del Filtro con MWO utilizando sólo el elemento Línea de Transmisión.

El programa MWO también permite analizar directamente la conexión en cascada de líneas con diferentes impedancias características y constantes de propagación. Para probar esto, cargar el fichero *filtroLT.emp* y comprobar que la estructura propuesta coincide con el filtro a analizar. Observar cómo en este caso la impedancia característica de referencia (Z_0) respecto de la cual

no tiene en cuenta los modos de orden superior

obtener los parámetros S de la estructura coincide con la impedancia característica de la guía conectada a la entrada y a la salida del filtro.

Observar que en este caso se puede también simular entre 10 y 15 GHz, debido a que en esta ocasión no existe restricción alguna que imponga ningún circuito equivalente.

Comprobar que los resultados se parecen bastante a los proporcionados por la herramienta de simulación multimodal. ¿A qué cree que puede deberse esto? Se puede probar a volver a aumentar las longitudes entre las discontinuidades del filtro bajo estudio (longitudes 4,29 mm y 7,68 mm) para ver si las respuestas de MWO y del simulador multimodal se parecen más todavía que antes.

Un circuito equivalente intermedio sería el que modela los saltos capacitivos exclusivamente con la conexión de dos líneas de transmisión de impedancia diferente y modela las ventanas capacitivas con el circuito equivalente ya estudiado. Ejecutar el proyecto *filtro2.emp* y observar la nueva simulación. ¿Se conseguido empeorar o mejorar la simulación anterior?

Circuitos de RF: Diseño e Instrumentación.

Mariano Baquero Escudero
Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha

Capítulo 8

Diseño de circuitos pasivos

8.1. Introducción

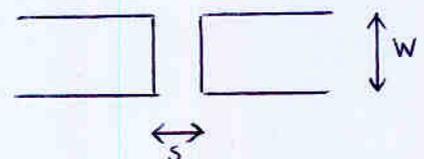
En este tema veremos algunos de los elementos pasivos más habituales en los circuitos impresos de RF. Utilizaremos para presentar los ejemplos el programa Microwave Office 2001 (*MWO*) de Applied Wave Research, Inc.

8.2. Elementos concentrados

La posibilidad de realizar elementos concentrados (dimensiones máximas menores de $0,1 \lambda$) en tecnología planar siempre resulta atractivo para ahorrarse la necesidad de incorporar elementos a nuestro circuito. Un elemento muy utilizado en circuitos con elementos activos es el **condensador serie cuya finalidad es la de no dejar pasar la continua (desacoplar continua)** a la vez que comportarse como un cortocircuito para la señal de RF. Para realizar esta función interesaría un condensador de valor infinito. Veamos en este ejemplo que valores de condensadores realizados en microstrip y colocados en una disposición serie podríamos conseguir con diferentes estructuras.

Condensador ranura Dos líneas separadas por una ranura (gap) (elemento MGAP2 de *MWO* figura 8.1). Fijando una distancia mínima entre líneas de $s \geq 0,1 \text{ mm}$ y un ancho de la tira máximo igual a $0,1 \lambda$, evaluemos los márgenes de valores de condensadores posibles con este elemento. Utilizaremos el siguiente sustrato:

$$\begin{aligned}\epsilon_r &= 3,2 \\ h &= 0,762 \text{ mm} \\ t &= 0,035 \text{ mm} \\ \tan \delta &= 0,0025\end{aligned}$$



pérdidas de inserción demasiado elevadas incluso con s_{min}

Limitación tecnológica
 $s_{min} \rightarrow C_{max}$

interesaría
 $C_{max} = \infty$
para que
 $L_{RF} = 0 \text{ dB}$

$$\text{ej } \left. \begin{array}{l} s_{min} = 0,1 \text{ mm} \\ w = 0,1 \lambda \end{array} \right\} \begin{array}{l} C_{max} = 0,362 \text{ pF} \\ L_{RF} = 10 \text{ dB} \end{array}$$

Haremos el análisis centrado a la frecuencia de $1,5 \text{ GHz}$.

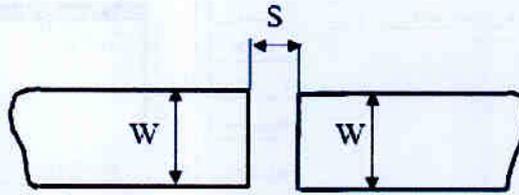


Figura 8.1: Condensador serie MGAP2

Para líneas de 50Ω en ese sustrato el ancho de tira es de $1,8 \text{ mm}$ por lo que en este caso el condensador equivalente de este gap lo podríamos calcular mediante un proceso de optimización de *MWO* y con los esquemas de la figura 8.2. Para ejecutar el proceso de optimización es necesario especificar dentro de la carpeta Graphs una medida del tipo *SModel2* y después en la carpeta de optimización indicarle que el objetivo de optimización aplica a esta nueva medida, figura 8.3. (que sea cero)

PRÁCTICA →

medida SModel:
indica lo parecidos que
son unos parámetros
a otros

si agrando W a $0,1\lambda$



podrían aparecer
efectos indeseados
si $W \sim \lambda$

Tras varias optimizaciones se obtiene que el condensador equivalente sería $C = 0,0546845 \text{ pF}$. Valor demasiado pequeño y que supondría unas pérdidas de inserción del orden de 24 dB , a todas luces inadmisibles. Si tomamos como ancho de la tira $0,1 \lambda$ (unos 11 mm) la capacidad equivalente habría sido de $C = 0,362042 \text{ pF}$, bastante mayor que antes pero todavía con pérdidas de inserción de 10 dB , excesivamente elevadas y además este cambio tan drástico de ancho en la tira supondría una discontinuidad elevada.

Condensador interdigital Otra posibilidad de conseguir una capacidad serie entre dos líneas es el condensador interdigital (MICAP1 en *Libra*, todavía no disponible en *MWO*, figura 8.4), que permite aumentar el valor de la capacidad.

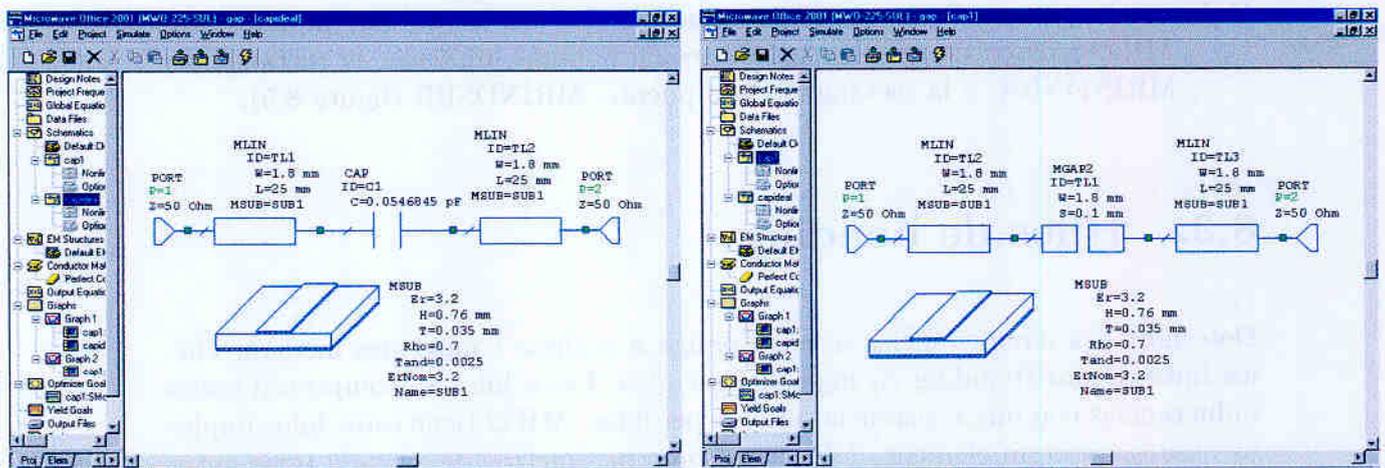
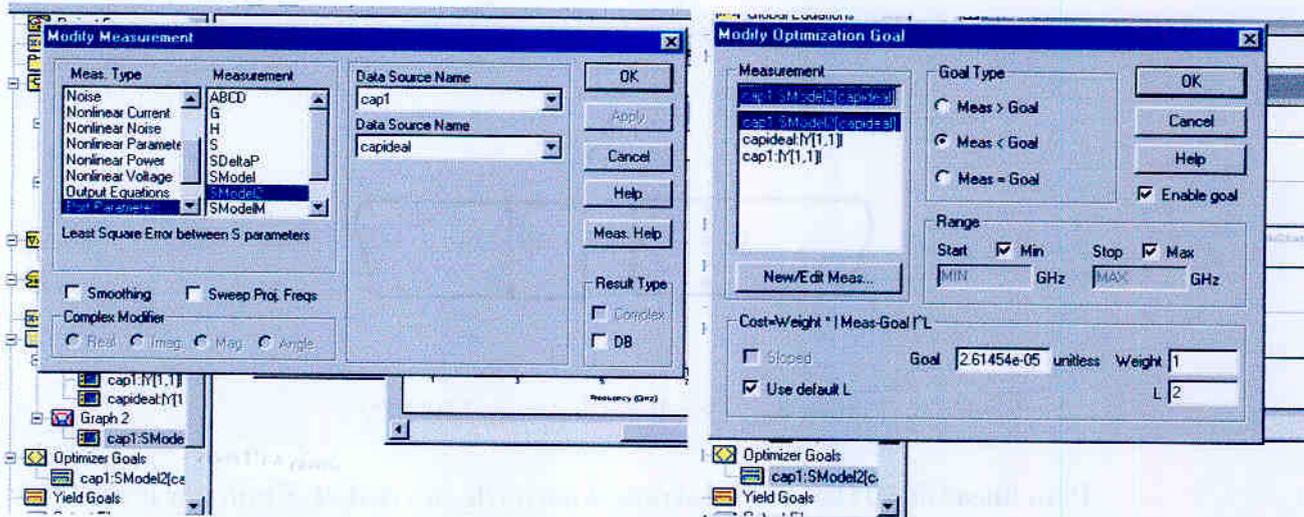
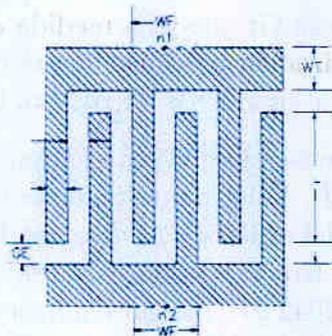


Figura 8.2: Esquemáticos condensador ranura

Figura 8.3: Proceso de optimización en *MWO*

Condensador
serie
interdigital



Las dimensiones no
deberían ser $> 0.1\lambda$ para
que pueda seguir
considerándose como
elemento puntual

Figura 8.4: Condensador serie interdigital

También es interesante el uso de bobinas en múltiples aplicaciones, y también existen diferentes estructuras impresas que se comportan como una bobina:

Bobinas impresas Otros elementos concentrados son las bobina impresas. En *MWO* existen dos implementaciones de bobinas impresas, la rectangular, MRINDNBR, y la rectangular con puente, MRINDSBR (figura 8.5).

8.3. Hilos de bonding

Determinadas circunstancias a veces obliga a realizar conexiones mediante hilos finos de oro (bonding en inglés), figura 8.6. Estos hilos se comportan como inductancias con una resistencia serie de pérdidas. *MWO* tiene estos hilos implementados como un elemento (WIRE). Como parámetros de entrada tiene entre otros, el diámetro del hilo, su longitud y la distancia entre los puntos que conecta (esto lleva implícito el arco que formará).

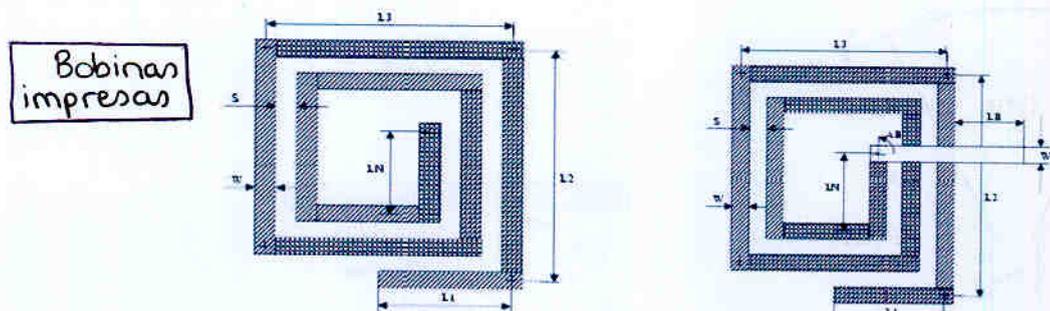


Figura 8.5: Bobinas impresas rectangulares sin y con puente

Hilos de bonding

- Para encapsulado
 - ORO - aunque conductividad peor que el cobre, permite hilos finísimos y no se oxida.
- El oro sólo suelda con oro: bañar circuito (se suele hacer de todas formas)

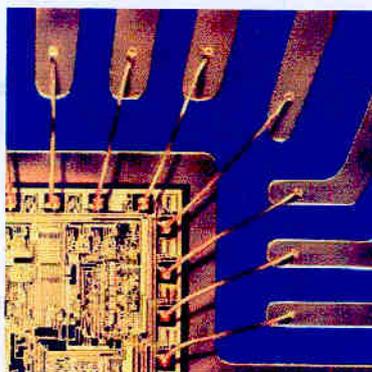
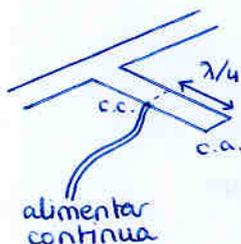


Figura 8.6: Hilo de conexión

8.4. Stubs en microstrip

Los stubs terminados en circuito abierto o en cortocircuito son elementos muy utilizados en redes de adaptación y filtros. Es habitual utilizar stubs de $\lambda/4$ terminados en abierto para conseguir puntos de muy baja impedancia donde introducir continua. Una de las limitaciones que tienen es la respuesta en frecuencia. Para mejorar este inconveniente se desarrollaron en tecnologías impresas el denominado stub radial (figuras 8.7), que a parte de mejorar su respuesta en frecuencia disminuye su tamaño.



Ejemplo

Como ejemplo analizaremos el comportamiento en frecuencia de un stub ideal. El esquemático sería el mostrado en la figura 8.8.

Para observar el ancho de banda nos fijaremos en el error relativo cometido. Si pensamos en términos del coeficiente de reflexión lo que originalmente pretendemos es obtener un coeficiente de reflexión de $\rho_{ideal} = -1$ en el margen de frecuencias mayor posible. La diferencia relativa de nuestro coeficiente de reflexión, ρ , con respecto a este ideal será el error.

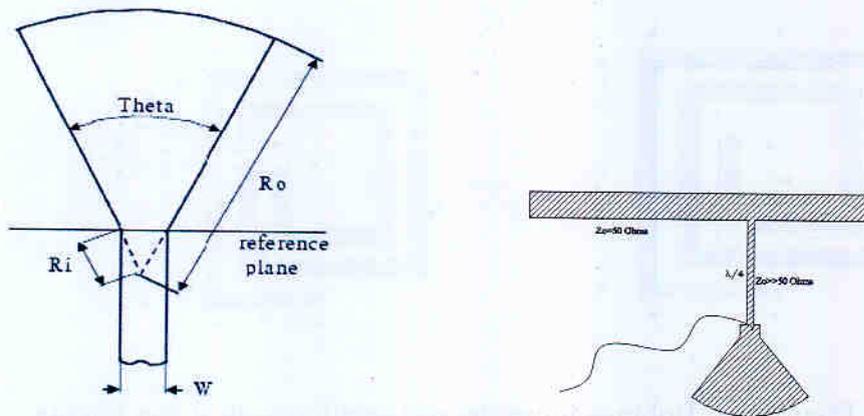


Figura 8.7: Red de polarización con stub radial

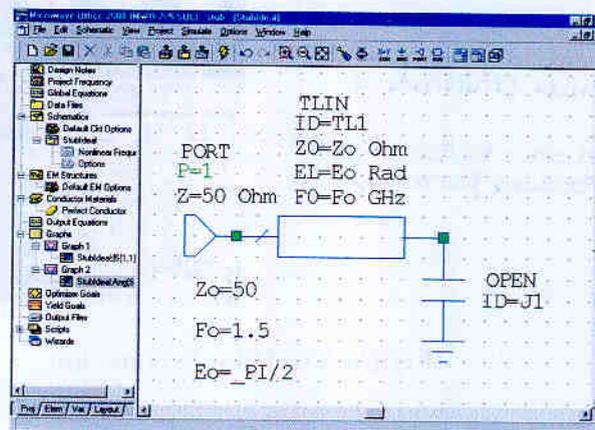


Figura 8.8: Stub ideal

$$error = \left| \frac{\rho_{ideal} - \rho}{\rho_{ideal}} \right| = \left| \frac{-1 - S_{11}}{-1} \right| = \left| 1 + |S_{11}| e^{j\phi_{11}} \right|$$

Por lo que el error quedará como:

$$error = \left| 1 + |S_{11}| e^{j\phi_{11}} \right|$$

Para el caso del stub ideal el módulo del coeficiente de reflexión, $|S_{11}|$, siempre será 1, quedando el error como:

$$error = \left| 1 + e^{j\phi_{11}} \right| = \left| 1 + \cos \phi_{11} + j \sin \phi_{11} \right| = \sqrt{(1 + \cos \phi_{11})^2 + \sin^2 \phi_{11}}$$

Para visualizar este error dentro de *MWO* programaríamos dentro del bloque Output Equation la expresión anterior (figura 8.9).

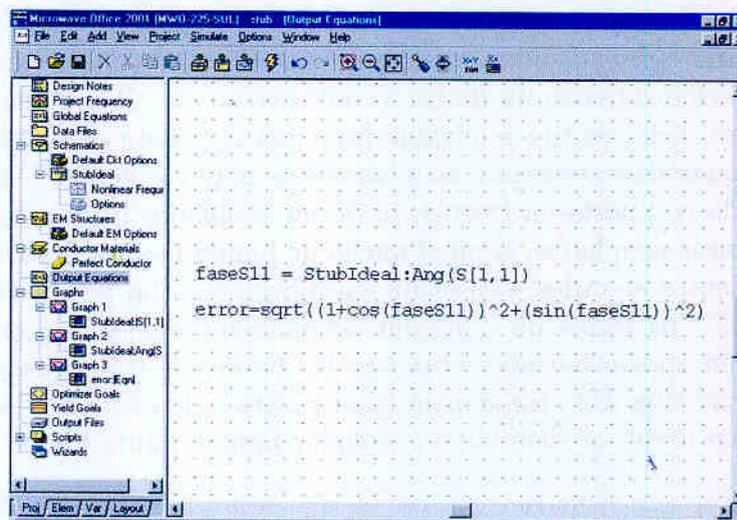


Figura 8.9: Ecuaciones carpeta Output Equations

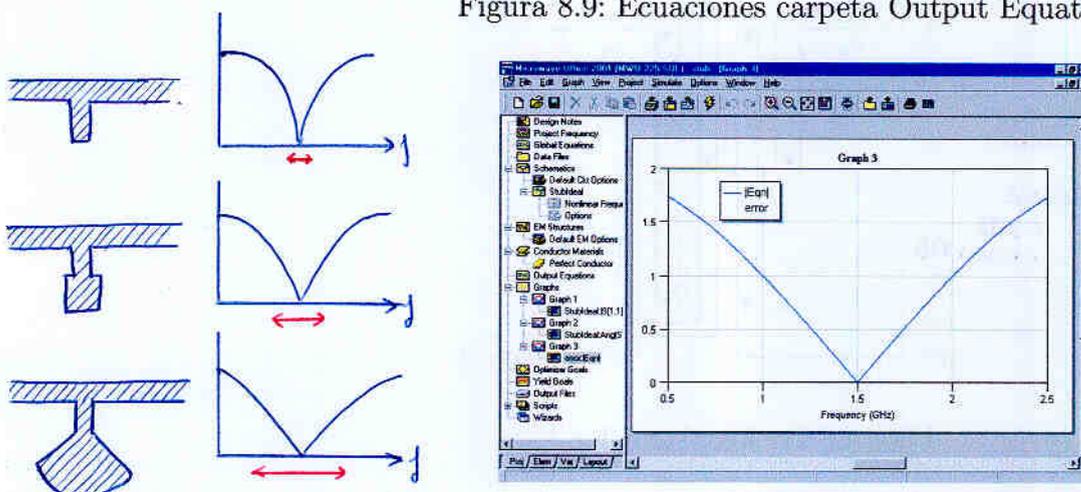


Figura 8.10: Error relativo ρ línea ideal

La figura 8.10 muestra el error obtenido.

Para un error del 10 %, $error = 0,1$, tendríamos un ancho de banda de tan solo el 6 %, $\delta = \pm 0,03$.

8.5. Acoplador direccional interdigital Lange

Una realización de un acoplador direccional puede enfocarse de diferentes formas cada una con sus ventajas e inconvenientes. Una realización muy utilizada para AD con acoplamientos de 3 dB (híbrido) es la configuración denominada *branch line* que está compuesta de cuatro líneas de $\lambda/4$ (híbrido de 90°). Uno de los inconvenientes de esta configuración es el ancho de banda que resulta muy estrecho.

Una forma de mejorar el ancho de banda, conservando la estructura, es duplicarla o triplicarla consiguiéndose más grados de libertad (más de una solución). Pero estas soluciones tienen un límite tecnológico en circuitos planares que estriba en el mínimo ancho de tira realizable (máxima Z_0). Esta misma limitación aparece cuando queremos conseguir acoplamientos muy pequeños. Una forma de mejorar algo la respuesta en frecuencia de un acoplador direccional es mediante un par de líneas acopladas. Aquí el ancho de banda mejora pero es difícil conseguir acoplamientos elevados. Conseguir un híbrido con un par de líneas acopladas es imposible. Una forma de conseguir acoplamientos mayores con líneas acopladas consiste en aprovechar los campos en los bordes de las líneas para incorporarlos al acoplamiento. Una implementación práctica de esta idea la desarrolló Lange en 1969 en lo que se denominó acoplador Lange (figura 8.11).

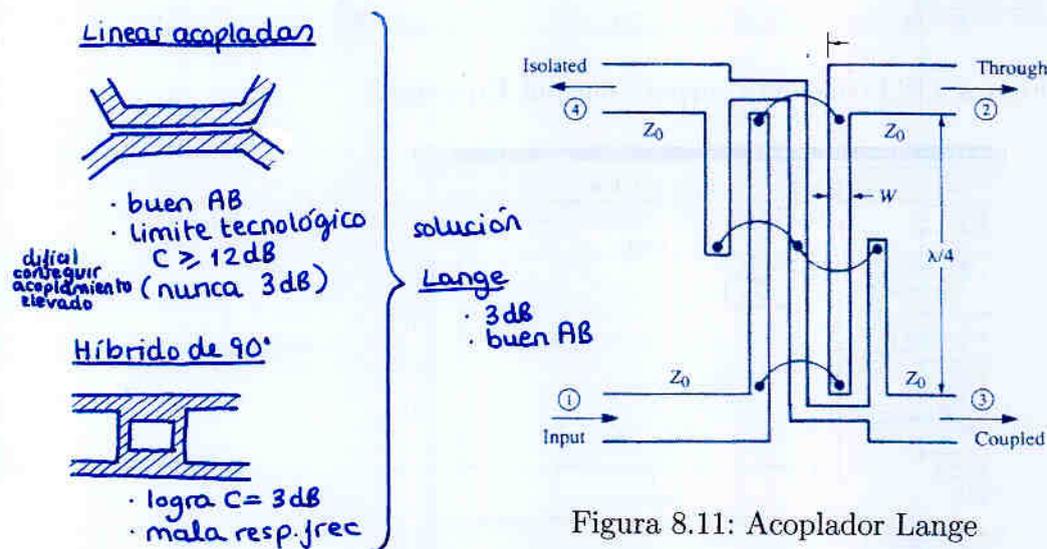


Figura 8.11: Acoplador Lange

Con este acoplador se puede conseguir fácilmente acoplamientos de 3 dB con una octava o más de ancho de banda. Se comporta como un híbrido de 90°. La figura 8.12 muestra la distribución de corriente en un acoplador de este tipo y la gráfica 8.13 muestra los parámetros S del mismo (la numeración de los accesos es la de la figura 8.12). Se observa los parámetros S_{13} y S_{14} son muy semejantes en un gran ancho de banda en el que tanto S_{11} como S_{12} mantienen niveles por debajo de -10 dB .

Como desventajas destacaríamos las siguientes:

- Líneas muy estrechas en algunos casos.
- Líneas muy juntas en algunos casos.
- Necesita hilos finos de conexión (bonding wire).
- Su análisis no resulta sencillo.

A esta familia de acopladores también se le conoce como interdigitales dada su estructura semejante a dedos entrecruzados.

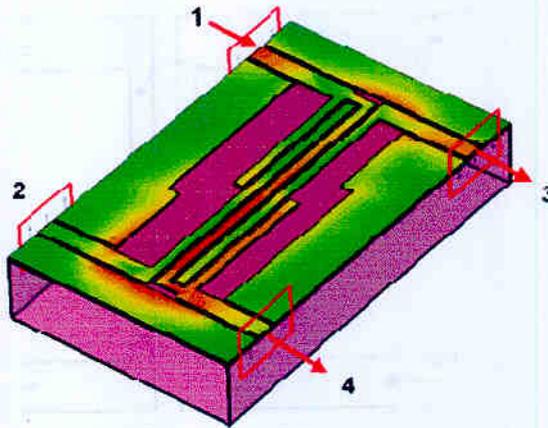


Figura 8.12: Corrientes en acoplador Lange

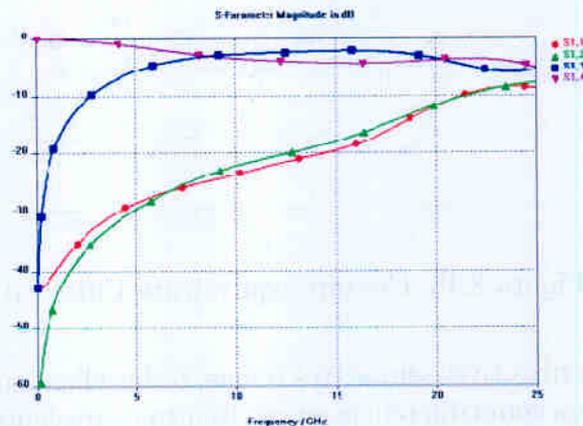


Figura 8.13: Parámetros S acoplador Lange

Unfolded
Lange

Una modificación de la anterior estructura se desarrolló en 1972 recibiendo el nombre de unfolded Lange y permitía un análisis del mismo. Su estructura es la mostrada en la figura 8.14.

Esta estructura admite un circuito equivalente formado con cuatro líneas acopladas como el de la figura 8.15.

Para simplificar nuestro análisis consideraremos que todas las líneas son del mismo ancho y mantienen el mismo espaciado entre ellas. Además supondremos que solo existe acoplamiento entre líneas contiguas despreciando el que pudiese existir entre líneas más distantes.

Analizando un par de líneas iguales a cualquiera de las que aparecen en el acoplador tendríamos que admitirían un circuito equivalente de una sección elemental igual a la de la figura 8.16. Se observa que la capacidad por unidad de longitud de cada una de ellas es igual y denominada C_{ex} , mientras que la capacidad mutua por unidad de longitud es la denominada C_m .

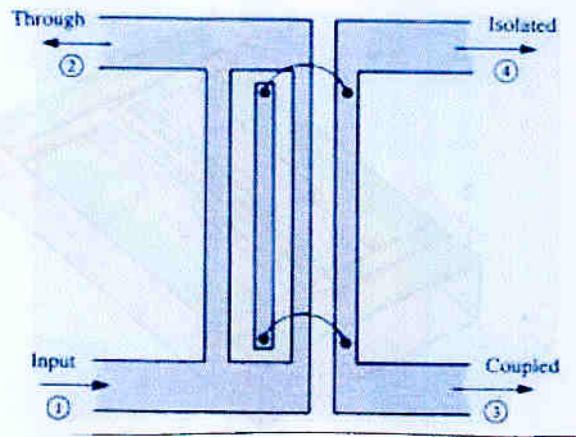


Figura 8.14: Unfolded Lange

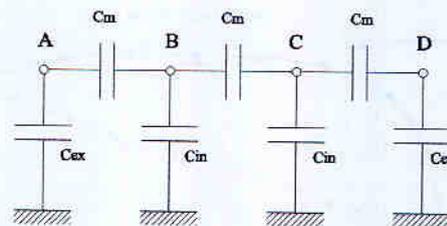


Figura 8.15: Circuito equivalente Unfolded Lange

Si en vez de dos tiras tuviésemos tres o más, todas ellas iguales y a la misma distancia tendríamos como diferencia en su circuito equivalente que las tiras internas tendrían una capacidad por unidad de longitud, C_{in} , diferentes a las extremas, C_{ex} . Se puede establecer una relación aproximada entre ambas expresiones, [?] dada por:

$$C_{in} = C_{ex} - \frac{C_{ex}C_m}{C_m + C_{ex}} \quad (8.1)$$

Podemos comprobar en dicha expresión, que cuando las líneas estén muy separadas y no haya acoplo eléctrico entre ellas ($C_m = 0$), que C_{in} y C_{ex} coincidirán.

La estructura de las cuatro líneas iguales es simétrica y por lo tanto admite análisis bajo excitación par e impar. Llamaremos A , B , C y D a las cuatro tiras conductoras. Si tenemos presente que los conductores A y C están unidos en sus extremos al igual que los conductores B y D es perfectamente asumible que en cualquier plano transversal de las líneas las tensiones se mantengan iguales $V_A = V_C = V_{A,C}$ y $V_B = V_D = V_{B,D}$. La excitación par se conseguirá aplicando unas tensiones iguales a las dos parejas de conductores, $V_{A,C} = V_{B,D}$ (figura 8.17). Esta excitación supondrá condiciones de pared magnética (circuito abierto) en los condensadores que modelan las capacidades entre tiras, C_m , por lo que podremos prescindir de ellos.

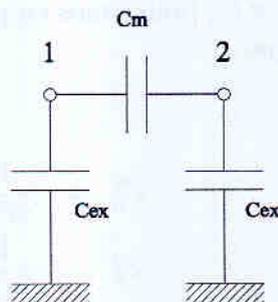


Figura 8.16: Dos líneas acopladas simétricas

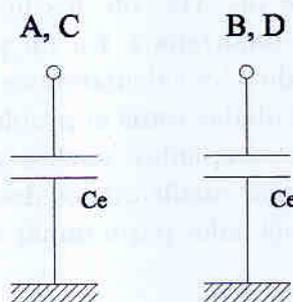


Figura 8.17: Excitación par

De forma que para cada pareja de conductores $A - C$ y $B - D$ tendremos una capacidad por unidad de longitud igual a:

$$C_e = C_{ex} + C_{in} \quad (8.2)$$

Para el caso de excitación impar ($V_{A,C} = -V_{B,D}$) los condensadores C_m quedarán divididos en dos de $2C_m$ y a su vez cortocircuitados a tierra por las condiciones de pared eléctrica (figura 8.18). Teniendo en este caso que la capacidad por unidad de longitud de un par de líneas conectadas viene dada por:

$$C_o = C_{ex} + 2C_m + C_{in} + 4C_m = C_{ex} + C_{in} + 6C_m \quad (8.3)$$

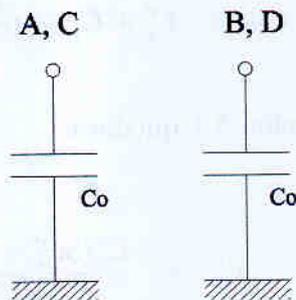


Figura 8.18: Excitación impar

De las expresiones de C_e y C_o podríamos en primer lugar extraer las impedancias características par e impar:

$$Z_o^e = \frac{1}{vC_e} \quad (8.4)$$

$$Z_o^o = \frac{1}{vC_o} \quad (8.5)$$

donde hemos supuesto $v_e \approx v_o \approx v$. Con estas expresiones de Z_o^e y Z_o^o se puede aplicar las ecuaciones de un AD con dos líneas acopladas simétricas y calcular el acoplamiento que tendríamos. En un proceso de síntesis partiríamos de un acoplamiento requerido C y calcularíamos que Z_o^e y Z_o^o necesitaríamos para conseguirlo. Una vez calculadas éstas el problema sería calcular las dimensiones físicas de las cuatro tiras acopladas, anchos y separaciones. Para ello haremos lo siguiente, en primer lugar analizaremos dos de las cuatro tiras por separado, encontrando que las capacidades par e impar vienen dadas por:

$$C_e' = C_{ex} \quad (8.6)$$

$$C_o' = C_{ex} + 2C_m \quad (8.7)$$

de estas dos ecuaciones podemos despejar C_{ex} y C_m en función de C_e' y C_o' :

$$C_{ex} = C_e' \quad (8.8)$$

$$C_m = \frac{C_e' + C_o'}{2} \quad (8.9)$$

Y sustituyendo en las expresiones de C_e (8.2) y C_o (8.3) tendríamos que:

$$C_e = C_e' + C_{in} \quad (8.10)$$

$$C_o = C_e' + C_{in} + 6 \frac{C_o' - C_e'}{2} \quad (8.11)$$

y haciendo uso de la relación 8.1 quedará:

$$C_e = \frac{C_e'(3C_e' + C_o')}{C_e' + C_o'} \quad (8.12)$$

$$C_o = \frac{C_o'(3C_o' + C_e')}{C_e' + C_o'} \quad (8.13)$$

De forma que podremos poner las expresiones de las impedancias características de las líneas acopladas equivalentes como:

$$Z_o^e = \frac{C_e' + C_o'}{v(3C_e' + C_o')} \quad (8.14)$$

$$Z_o^o = \frac{C_e' + C_o'}{v(3C_o' + C_e')} \quad (8.15)$$

Si llamamos $Z_o^{e'}$ y $Z_o^{o'}$ a las impedancias par e impar de dos de las líneas que forman el *unfolded Lange* tendremos:

$$Z_o^{e'} = \frac{1}{vC_e'} \quad (8.16)$$

$$Z_o^{o'} = \frac{1}{vC_o'} \quad (8.17)$$

de forma que podremos expresar Z_o^e y Z_o^o en función de estas impedancias:

$$Z_o^o = Z_o^{o'} \frac{Z_o^{e'} + Z_o^{o'}}{3Z_o^{e'} + Z_o^{o'}} \quad (8.18)$$

$$Z_o^e = Z_o^{e'} \frac{Z_o^{e'} + Z_o^{o'}}{3Z_o^{o'} + Z_o^{e'}} \quad (8.19)$$

Como Z_o^o y Z_o^e corresponden a las impedancias impar y par de las líneas acopladas equivalentes y queremos que se comporte como un acoplador direccional deberá cumplirse que:

$$Z_o = \sqrt{Z_o^e Z_o^o} \quad (8.20)$$

Pudiéndose poner a su vez que:

$$Z_o = \frac{Z_o^{o'} + Z_o^{e'} \sqrt{Z_o^{o'} Z_o^{e'}}}{\sqrt{(3Z_o^{e'} + Z_o^{o'})(3Z_o^{o'} + Z_o^{e'})}} \quad (8.21)$$

Para el caso particular de $\phi = \pi/2$ ($l = \lambda/4$) sabemos que los parámetros S de dos líneas acopladas son:

$$S_{11} = 0 \quad (8.22)$$

$$S_{12} = \alpha \quad (8.23)$$

$$S_{13} = -j\sqrt{1 - \alpha^2} \quad (8.24)$$

$$S_{14} = 0 \quad (8.25)$$

con

$$\alpha = \frac{Z_o^e - Z_o^o}{Z_o^e + Z_o^o}$$

Sustituyendo Z_o^e y Z_o^o por las expresiones que ya habíamos encontrado tendremos:

$$\alpha = \frac{3(Z_o^{e'2} - Z_o^{o'2})}{3(Z_o^{e'2} + Z_o^{o'2}) + 2Z_o^{e'}Z_o^{o'}} \quad (8.26)$$

Esta expresión nos permite encontrar α y por lo tanto los parámetros S de un acoplador direccional realizado con líneas acopladas, en función de $Z_o^{e'}$ y $Z_o^{o'}$ correspondientes a dos líneas acoplada iguales a dos de las cuatro que forman el *unfolded Lange*.

Por otra parte de las ecuaciones 8.21 y 8.26 podemos despejar $Z_o^{e'}$ y $Z_o^{o'}$ en función de Z_o y de α :

$$Z_o^{e'} = \frac{4\alpha - 3 + \sqrt{9 - 8\alpha^2}}{2\alpha\sqrt{(1 - \alpha)/(1 + \alpha)}} Z_o \quad (8.27)$$

$$Z_o^{o'} = \frac{4\alpha + 3 - \sqrt{9 - 8\alpha^2}}{2\alpha\sqrt{(1 + \alpha)/(1 - \alpha)}} Z_o \quad (8.28)$$

Estos valores nos permitirán hallar de forma inmediata las dimensiones físicas de las líneas acopladas.

Ejemplo 1

Diseñar un *unfolded Lange* a la frecuencia de $f = 1,5 \text{ GHz}$ con un acoplamiento de $C = 3 \text{ dB}$ haciendo uso de un substrato de permitividad $\epsilon_r = 3,2$ y grosor $h = 0,762 \text{ mm}$. Tómese $Z_o = 50 \Omega$.

En primer lugar hallaríamos α como:

$$\alpha = |S_{12}| = 10^{-3/20} = 0,7079$$

Aplicando las ecuaciones 8.27 y 8.28:

$$\begin{aligned} Z_o' &= 176,41 \Omega \\ Z_o'' &= 52,54 \Omega \end{aligned}$$

Y con estos valores tendremos que:

$$Z_o = \sqrt{Z_o' Z_o''} = 96,27 \Omega$$

$$\frac{Z_o' - Z_o''}{Z_o' + Z_o''} = 0,5410$$

Es decir un acoplamiento en dB de:

$$C' = -20 \log 0,5410 = 5,3354 \text{ dB}$$

Utilizando por ejemplo el programa de HP-Eesof *Linecal* podríamos calcular los parámetros físicos de dos líneas acopladas (MCLIN) partiendo de los siguientes parámetros eléctricos:

$$C = -5,34 \text{ dB}$$

$$Z_o = 96,27 \Omega$$

$$E = 90^\circ$$

Como resultado obtendríamos:

$$w = 0,254 \text{ mm}$$

$$l = 34,37 \text{ mm}$$

$$s = 0,093 \text{ mm}$$

valores realizables con métodos fotolitográficos pero de difícil fabricación con otros métodos.

Ejemplo 2

Lo mismo que el ejemplo 1 pero con un acoplamiento de $C = 6 \text{ dB}$. Repitiendo los mismos cálculos que en el ejemplo 1 tendríamos en este caso que:

$$\alpha = |S_{12}| = 10^{-6/20} = 0,5012$$

$$Z_o^{e'} = 142,67 \Omega$$

$$Z_o^{o'} = 67,88 \Omega$$

$$Z_o' = \sqrt{Z_o^{e'} Z_o^{o'}} = 98,41 \Omega$$

$$\frac{Z_o^{e'} - Z_o^{o'}}{Z_o^{e'} + Z_o^{o'}} = 0,3552$$

$$C' = -20 \log 0,3552 = 8,99 \text{ dB}$$

$$w = 0,362 \text{ mm}$$

$$l = 33,49 \text{ mm}$$

$$s = 0,267 \text{ mm}$$

En este caso se obtienen unos valores perfectamente realizables con cualquier tecnología.

8.6. Agujeros metalizados (Via Hole)

Una conexión entre el plano de masa de un microstrip y una tira conductora es a veces necesario. Esto se consigue con un agujero metalizado (via hole en inglés). Este elemento tiene un comportamiento inductivo en serie con una resistencia que modela las pérdidas del conductor utilizado. *MWO* dispone de momento de un modelo de agujero metalizado, el cilíndrico (VIA, figura 8.19). En *Libra* se disponía también de un modelo cónico (tapered en inglés), figura 8.20.

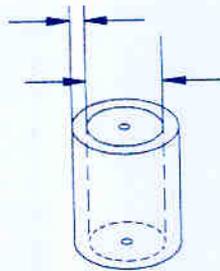


Figura 8.19: Agujero metalizado cilíndrico

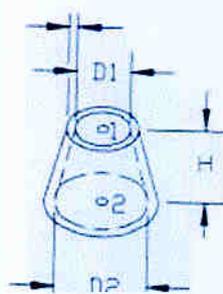


Figura 8.20: Agujero metalizado cónico

1911

1911

1911

1911

1911

1911

1911

1911

1911

1911

1911

1911

Circuitos de RF: Diseño e Instrumentación.

Práctica 8 : Práctica Circuitos Pasivos

Mariano Baquero Escudero
Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha
Vicente Enrique Boria Esbert

En esta práctica simularemos algunos de los circuitos pasivos vistos en teoría y veremos su comportamiento. Haremos uso para ello del programa comercial Microwave Office de AWR (*MWO*). Todos los elementos utilizados se simularán centrados a la frecuencia de $f = 1,5 \text{ GHz}$. El sustrato utilizado para los elementos microtira será el siguiente:

$$\begin{aligned}\epsilon_r &= 3,2 \\ h &= 0,762 \text{ mm} \\ t &= 0,035 \text{ mm} \\ \tan \delta &= 0,0025\end{aligned}$$

Realizar las siguientes simulaciones y comprobaciones:

Capacidades impresas. Simulando los elementos **MGAP2** y **CAP** y haciendo uso de la **optimización encontrar el valor de la capacidad equivalente** de un GAP en microtira con líneas de 50Ω tomando como distancia mínima entre líneas $s = 0,1 \text{ mm}$ (ejemplo recogido en el documento de teoría).

Bobinas impresas. Diseñar una **bobina impresa (MRINDSBR)** que a la frecuencia de trabajo produzca una pérdidas de inserción de 10 dB . Para ello primero simular una bobina ideal y observar las pérdidas de inserción

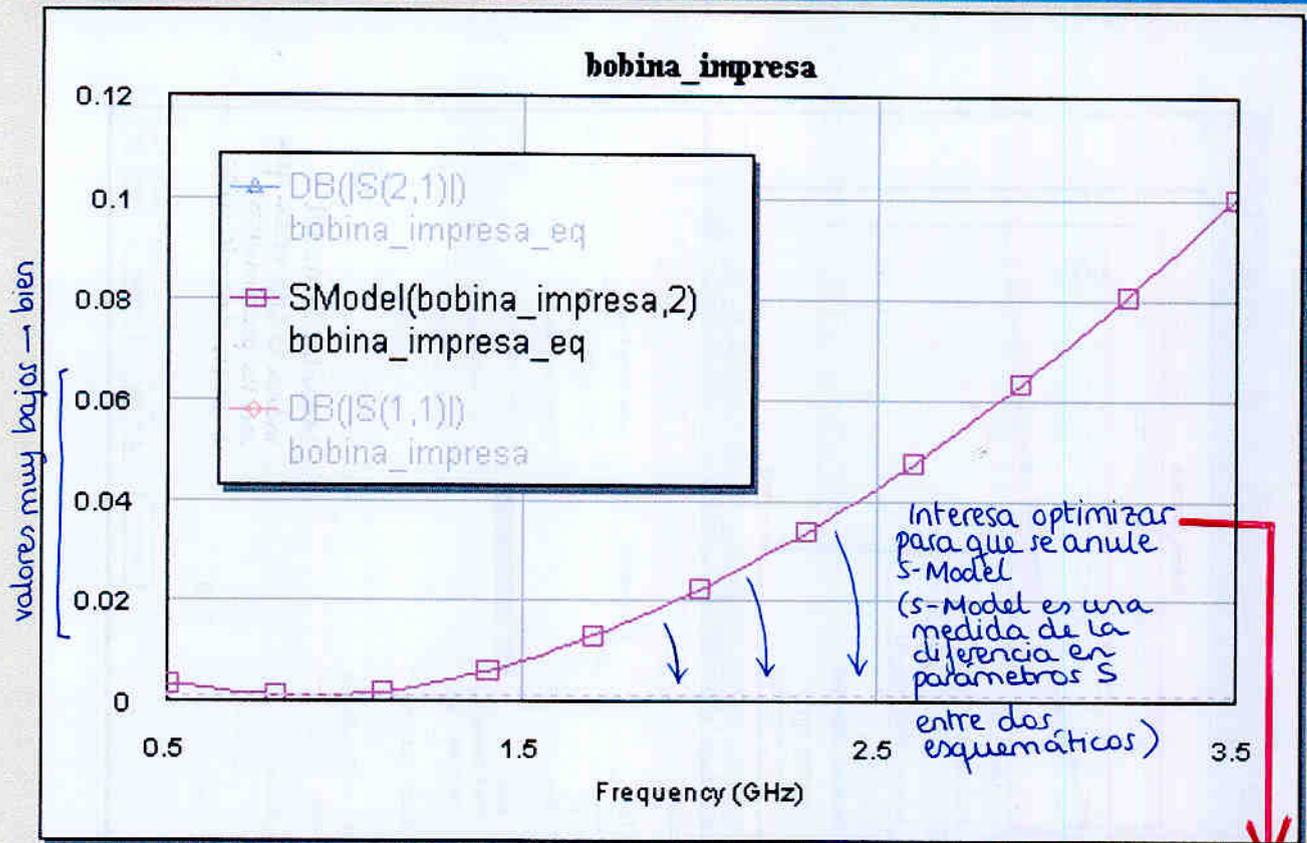
(S_{21}) variando el valor de la bobina mediante la opción *Tune*, F9. Se recomienda hacer un barrido en frecuencia estrecho (de 1,45 a 1,55 GHz por ejemplo). Una vez encontrado el valor de la bobina necesaria simular la bobina impresa MRINDSBR partiendo de los siguientes valores:

$$\begin{aligned}NS &= 15 \\L1 &= 0,8 \text{ mm} \\L2 &= 1,55 \text{ mm} \\L3 &= 1,65 \text{ mm} \\LN &= 0,35 \text{ mm} \\W &= 0,1 \text{ mm} \\S &= 0,05 \text{ mm}\end{aligned}$$

Definir como variables sintonizables W y S y observar la tendencia del valor de la impedancia con la variación de estas variables. No imponer ninguna limitación mínima a W y S . Es ilustrativo representar simultáneamente el parámetro S_{11} en carta de Smith y la máscara de la bobina.

Stub en circuito abierto Simular un stub terminado en circuito abierto realizado con un línea microtira de 50Ω y calcular su ancho de banda como se propuso en el ejemplo de teoría. Hacer la misma simulación utilizando un stub radial (elemento **MRSTUB**) y compárense los anchos de banda. Jugar con diferentes combinaciones de radio y ángulo observando el efecto de su comportamiento.

Acoplador direccional . Simular un híbrido de 90° realizado con cuatro líneas ideales de $\lambda/4$ (Branch Line)($Z_{01} = Z_0$, $Z_{02} = Z_0/\sqrt{2}$). Hacer la misma simulación con un acoplador Lange (elemento **MLANGE**) diseñado para un acoplamiento de $C = 3 \text{ dB}$ y comparar comportamiento en frecuencia y desfase relativo entre ramas acopladas. (Nota: el elemento **MLANGE** ya lleva incorporado los hilos de bonding en su modelo).



Modify Optimization Goal

Measurement

bobina_impresa_eq:SModel(bobina_impresa,2)

- bobina_impresa:DB(|S(1,1)|)
- bobina_impresa:DB(|S(2,1)|)
- bobina_impresa_eq:DB(|S(2,1)|)
- bobina_impresa_eq:SModel(bobina_impresa,2)**
- capacidad_impresa:DB(|S(1,1)|)
- capacidad_impresa:DB(|S(2,1)|)
- capacidad_impresa:SModel(capacidad_impresa_eq,2)
- capacidad_impresa_eq:DB(|S(1,1)|)
- capacidad_impresa_eq:DB(|S(2,1)|)

New/Edit Meas...

Goal Type

- Meas > Goal
- Meas < Goal
- Meas = Goal

Range

Start Min Stop Max
 MIN unitless MAX unitless

Enable goal

OK

Cost=Weight * |Meas-Goal|^L

Sloped

Goal 0 unitless Weight 1

Use default L

L 2

Cancel

Help

Capítulo 9

Circuitos activos: amplificadores

9.1 Introducción

En un amplificador los dos parámetros objeto de cualquier diseño son ρ_S y ρ_L (figura 9.1).

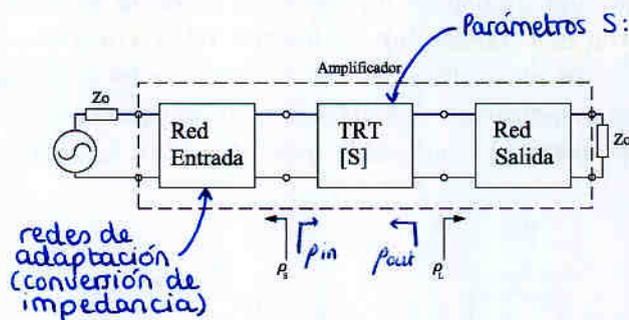


Figura 9.1: Amplificador de una etapa

Parámetros S: dependen de:

- polarización del TRT: hay que polarizar en uno u otro punto para obtener distintas características
- frecuencia
- configuración del TRT: ej: base común, emisor común, ...
- zona trabajo: lineal (pequeña señal) saturación (gran señal)

Cualquier método de diseño buscará la combinación óptima de ρ_S y ρ_L teniendo presente las tres características de un amplificador:

- Ganancia (muchas definiciones, ver tabla)
- Ruido
- Estabilidad (que amplifique, no que oscile)

Importante comprobarlo en todas las frecuencias, ya que aunque aparezca una estabilidad FUERA de la banda, ésta se "chupará" toda la energía y el amplificador no amplificará en la banda de trabajo

Vendelin [1] recoge hasta nueve diferentes definiciones de ganancia para un transistor (tabla 9.1).

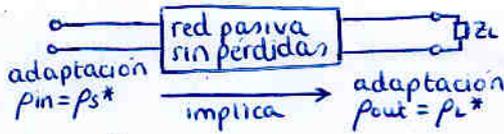
$$P_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} P_L}{1 - S_{22} P_L}$$

$$P_{out} = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} P_S}{1 - S_{11} P_S}$$

9.2 Redes de polarización

Muchas veces se diseña un amplificador u otro circuito con componentes activos asumiendo que éstos tendrán unas determinadas características a una cierta

Recuerda:



ya que la potencia no puede desaparecer en la red sin pérdidas

$G_T = \frac{\text{pot. entregada a la carga}}{\text{pot. disponible}}$

(máxima) (con adaptación compleja conjugada)

$p_s = p_{in}^*$
 $p_L = p_{out}^*$

Corresponde al máx. valor posible de G_T

máxima ganancia que podemos obtener con un dispositivo potencialmente inestable

Ganancia de Potencia	$G_T = S_{21} ^2$
Ganancia de transferencia	$G_T = \frac{(1- \rho_S ^2) S_{21} ^2(1- \rho_L ^2)}{ (1-S_{11}\rho_S)(1-S_{22}\rho_L)-S_{12}S_{21}\rho_S\rho_L ^2}$
Ganancia de transferencia unilateral	$G_{TU} = \frac{(1- \rho_S ^2) S_{21} ^2(1- \rho_L ^2)}{ 1-S_{11}\rho_S ^2 1-S_{22}\rho_L ^2}$
Ganancia de potencia con entrada adaptada conjugada ($p_s = p_{in}^*$) GP en MWO	$G = \frac{ S_{21} ^2(1- \rho_L ^2)}{(1- S_{11} ^2)(1- S_{22}\rho_L ^2)}$
Ganancia de potencia disponible con salida adaptada conjugada ($p_L = p_{out}^*$) GA en MWO	$G_A = \frac{ S_{21} ^2(1- \rho_S ^2)}{ 1-S_{11}\rho_S ^2(1- S_{22} ^2)}$
Máxima ganancia de potencia	$G_{ma} = \frac{ S_{21} }{ S_{12} } (k - \sqrt{k^2 - 1})$ cuando es incond. estable $k > 1, b < 1$
Máxima ganancia de potencia unilateral	$G_{TUmáx} = \frac{ S_{21} ^2}{(1- S_{11} ^2)(1- S_{22} ^2)}$
Máxima ganancia de potencia estable	$G_{ms} = \frac{ S_{21} }{ S_{12} }$
Ganancia de Potencia Unilateral	$U = \frac{1/2 S_{21}/S_{12}-1 ^2}{k S_{21}/S_{12}-\text{Re}(S_{21}/S_{12}) }$

Tabla 9.1: Nueve ganancias de un TRT

polarización, pero olvidamos la forma de aplicar los valores de polarización. Es verdad que después de haber hecho un diseño, sofisticado en muchos casos, a frecuencias de RF o microondas no debe preocuparnos la forma de añadir al mismo la red de polarización pero no debemos perderla de vista. En un **circuito** en el que **coexisten dos señales** tan diferentes, **RF y continúa**, hay que saber analizar el mismo desde cada punto de vista. Una vez escogido los valores de tensión y corriente de polarización debemos pasar a escoger el circuito de polarización. La figura 9.2 muestra algunas configuraciones para la polarización de un transistor bipolar.

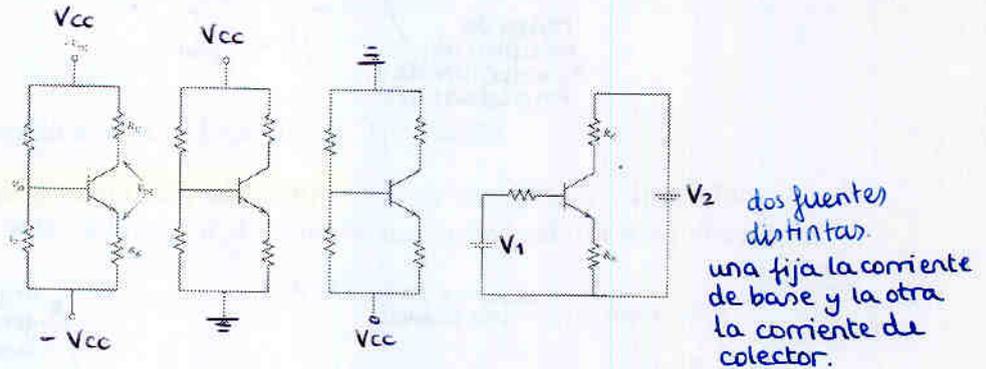


Figura 9.2: Redes de polarización típicas de un BJT

Una vez diseñado el circuito de polarización se le deben **añadir los elementos de desacoplo** entre la señal continúa y la de RF. Un red sencilla para conseguir esto es la mostrada en la figura 9.3

Los **choques de RF** pueden ser **bobinas o stubs de $\lambda/4$** de impedancia elevada **terminados en cortocircuito**. Los stubs cortocircuitados utilizados como choques se pueden realizar utilizando un condensador que establece un camino de baja impedancia a tierra (hace las veces del cortocircuito).

Una red típica de polarización en una realización en microtira es la mostrada

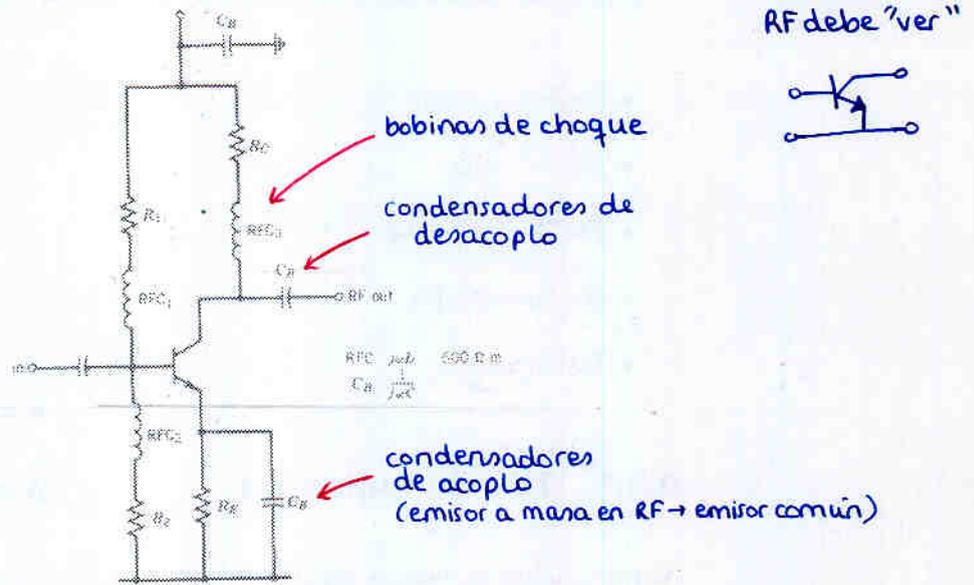


Figura 9.3: Red de polarización con elementos de desacoplo incluidos en la figura 9.4.

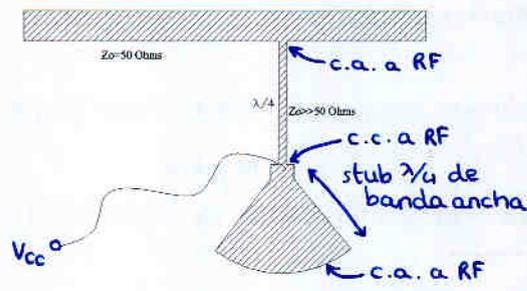


Figura 9.4: Red polarización con dos líneas de $\lambda/4$

9.3 Amplificadores de una etapa

Antes de abordar el diseño de amplificadores de microondas debemos tener presente lo siguiente: la estabilidad es el parámetro más importante en un amplificador. Debemos garantizar que el amplificador sea estable en la banda para la cual fue diseñada y fuera de ella. También debe ser estable cuando se carga con Z_o y cuando se carga con cualquier otra impedancia. Incluso para un amplificador de una etapa todas estas características de estabilidad pueden resultar difíciles de cumplir si nos limitamos a utilizar redes sin pérdidas. A veces es necesario incluir resistencias en un amplificador para conseguir estabilidad.
 → mejorar estabilidad
 → mejorar resp. en frecuencia

En un diseño de un amplificador de una etapa la principales características en las que nos centraremos son ganancia, ruido o potencia de salida.

Podríamos clasificar los amplificadores en cinco grandes grupos:

- De Bajo ruido
- De Potencia
- De Banda ancha
- Realimentados
- Balanceados

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 |S_{21}| |S_{12}|}$$

9.3.1 Diseño unilateral

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

Normalmente se escoge emisor común o fuente común para conseguir máxima ganancia. Si un transistor tiene un factor de estabilidad k menor o igual que la unidad es habitual el tener que desadaptar entrada y salida para ganar en estabilidad.

Si el transistor no es incondicionalmente estable los riesgos de inestabilidad los podríamos combatir:

1. Añadiendo elementos resistivos que hagan que $k \geq 1$ y $G_{ma} \approx G_{ms} = |S_{21}/S_{12}|$.
2. Añadiendo realimentación ^{negativa} para que $k \geq 1$ y $G_{ma} \approx G_{ms}$.

En el diseño de amplificadores de banda estrecha es recomendable aceptar transistores de $k < 1$ y diseñar el amplificador para máxima ganancia estable $G_{ms} = S_{21}/S_{12}$.

Las especificaciones para el diseño de un amplificador son habitualmente las siguientes:

especificaciones

- Ganancia y rizado
- Frecuencia central y ancho de banda ($f_o, f_2 - f_1$)
- Factor de ruido
- Potencia de salida máxima trabajando en zona lineal
- Coeficientes de reflexión a la entrada y salida (ROE_{in}, ROE)
- Tensiones y corrientes de polarización

La topología del circuito debe ser escogida para permitir la polarización del transistor. Se suelen escoger *stubs* en cortocircuito cerca del transistor para permitir la polarización del mismo. El diseño primero se debe hacer en f_2 y al final ajustar parámetros. Una vez escogidas ρ_S y ρ_L y diseñadas las redes que lo sintetizan se debe pasar al diseño de las redes de polarización y chequear la estabilidad.

9.3.2 Diseño no unilateral

La modificación del dispositivo activo se requiere por los siguientes motivos:

1. Estabilizar el dispositivo
2. Conseguir una máxima ganancia lo más plana posible
3. Reducir las restricciones ganancia-ancho de banda asociadas con la impedancia de carga.
4. Mejorar la adaptación de entrada y salida

Para conseguir los tres primeros motivos se utilizan las mismas técnicas que consisten en añadir resistencias de una forma u otra. Existen las siguientes opciones:

1. Resistencia en paralelo
2. Resistencia en serie
3. Realimentación mediante tensión en paralelo
4. Realimentación mediante corriente en serie

Otro procedimiento de diseño dentro de los denominados bilaterales es el que se centra en aspectos de sintonía. Un amplificador se debe diseñar para presentar un bajo factor de sintonía, δ :

para que el amplificador no dependa mucho de la carga que se le coloque.

$$\delta = \frac{\partial Y_{in}/Y_{in}}{\partial Y_L/Y_L}$$

variación relativa de la impedancia (o admitancia) de entrada en función de la variación relativa en la carga aceptable $\delta < 0,3$

Este factor δ nos da información de lo que cambia Y_{in} en función de lo que cambia Y_L . Se considera aceptable un factor menor de 0,3 que supone por ejemplo que un cambio del 10% en Y_L implique un cambio de tan solo el 3% en Y_{in} .

Para un análisis con parámetros S el factor de sintonía adquiere el siguiente aspecto:

$$\delta_{in} = \left| \frac{d\rho_{in}/\rho_{in}}{d\rho_L/\rho_L} \right| = \frac{|S_{21}||S_{12}||\rho_L|}{|1 - S_{22}\rho_L||S_{11} - D\rho_L|}$$

donde D es el determinante de la matriz de dispersión, es decir $D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. De esta ecuación podemos despejar ρ_L para encontrar el **óptimo en términos de factor de sintonía:**

optimizar el factor de sintonía :

$$|\rho_L| = \left| \alpha \pm \left| \alpha^2 - \frac{S_{11}}{S_{22}D} \right|^{1/2} \right|$$

donde α viene dado por:

$$\begin{cases} D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ \alpha = \frac{D + S_{11}S_{22} + S_{12}S_{21}\delta_{in}^{-1}}{2S_{22}D} \end{cases}$$

Este valor óptimo de $|\rho_L|$ en términos de sintonía en general no coincide con el de máxima ganancia.

En el diseño de las redes de adaptación se debe tener en cuenta la dependencia con la frecuencia. Una posibilidad es hacer un primer diseño analítico a una frecuencia y posteriormente optimizar sobre un número de variables no mayor de seis.

9.3.3 Bajo ruido

Para el diseño de un amplificador de bajo ruido se deben conocer los parámetros S del transistor polarizado para mínimo ruido y cuatro parámetros de ruido:

F depende sólo de ρ_S (fuente)

$$\begin{aligned} F_{min} & \quad (\text{Factor de ruido mínimo}) \\ R_n & \quad (\text{Resistencia equivalente de ruido}) \\ Y_{opt} & = G_{opt} + jB_{opt} \quad (\text{Admitancia óptima de fuente}) \end{aligned}$$

El factor de ruido queda determinado por la admitancia de generador, ρ_S , que dará lugar a un factor de ruido igual a:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{opt}|^2$$

La impedancia de carga, ρ_L , se escoge para maximizar la ganancia.

Es posible añadir algún tipo de realimentación para modificar Y_{opt} y F_{min} . En estos casos se puede reducir el factor de ruido pero también se reduce la ganancia disponible. Existen **tres métodos de diseño básico**:

- Diseñar la red de entrada, ρ_S , para mínimo ruido, $\rho_S = \rho_{opt}$.
 - Diseñar la red de salida, ρ_L , para máxima ganancia:

$$\rho_L = \rho_{out}^* = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{opt}}{1 - S_{11}\rho_{opt}} \right)^*$$

Tendríamos ruido mínimo, ROE elevado a la entrada y bajo ROE a la salida.
 → malo

- Diseñar la red de entrada para mínimo ruido: $\rho_S = \rho_{opt}$
 - Diseñar la red de salida, ρ_L , para obtener bajo ROE en la entrada:

$$\rho_{in} = \rho_{opt}^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_L}{1 - S_{22}\rho_L}$$

despejando ρ_L :

$$\rho_L = \frac{S_{11} + \rho_{opt}^*}{D - S_{22}\rho_{opt}^*}$$

Tendríamos ruido mínimo, ROE bajo a la entrada y elevado ROE a la salida.

- Jugar con las ROEs de entrada y salida a costa incluso de incrementar el factor de ruido.

se refiere a ROEin y ROEout de todo el amplif, no del TRT

Considerando un diseño de dos etapas **es posible conseguir F_{min} , $\rho_{in} = 0$, $\rho_{out} = 0$** , y estabilidad a expensas de perder ganancia. Los círculos de ROE constantes se pueden utilizar como herramientas gráficas de diseño. Lo normal en un diseño de bajo ruido es utilizar la red de entrada para conseguir $\rho = \rho_{opt}$ y centrarnos en el diseño de la red de salida para conseguir las mejores condiciones de adaptación posibles a la entrada y a la salida (ROEs bajos).

9.3.4 Amplificadores de potencia

Los podemos considerar como el caso dual de los amplificadores de bajo ruido, donde ahora **lo que se fija es la red de salida** para obtener el ρ_L que maximiza la potencia de salida, y jugamos con la red de entrada para conseguir ROEs a la entrada y salida aceptables. En esta caso necesitaremos los **parámetros de gran señal del transistor**. Para el caso de un amplificador clase A los parámetros S en pequeña señal se pueden tomar como una aproximación de los de gran señal, pero para las clases AB, B o C esta aproximación deja de ser útil. Las características en

ya no valen los parámetros en lineal

gran señal del transistor se deben medir con los valores máximos de polarización permitidos.

Al igual que hacíamos con los círculos de ruido también se pueden dibujar en los planos ρ_L y ρ_S el lugar de potencia de salida constante. En realidad en este caso no serían círculos pero por analogía con la expresión de ruido se suele tomar como ganancia en gran señal (Large Signal) a:

$$G_{LS} = G_{max} - \frac{R_p}{G_L} |Y_L - Y_{Lopt}|^2$$

donde

G_{max} = ganancia máxima en gran señal

R_p = Resistencia de potencia (factor empírico en Ω)

$Y_{Lopt} = G_{Lopt} + jB_{Lopt}$ = Admitancia óptima de carga
sólo depende de la carga

Llamaremos ρ_{SP} y ρ_{LP} a los coeficientes de fuente y carga óptimos en gran señal. Si se requiere ancho de banda grande en el diseño de un amplificador de potencia la red de entrada debe diseñarse para conseguir respuesta plana en frecuencia mientras que la red de salida debe ser escogida para máxima potencia, ρ_{LP} .

Otro parámetro importante es el margen dinámico, que sería el margen entre las potencias máxima y mínima de salida con ganancia lineal. El nivel mínimo (Minimum Detectable Signal) está limitado por el ruido:

$$MDS_{out} = kTB + \overbrace{3 \text{ dB}}^{\text{margen}} + NF + G$$

$$kTB = -114 \text{ dBm} + 10 \log B(\text{MHz})$$

con $kT = -114 \text{ dBm/MHz}$ y habiendo escogido un margen de 3 dB por encima del ruido térmico. El nivel máximo se determina cuando la ganancia en pequeña señal se ha comprimido 1 dB ($P_{1 \text{ dBc}}$). Así pues el margen dinámico (Dynamic Range) vendrá dado por:

$$\text{margen dinámico} \quad DR = P_{1 \text{ dBc}} - MDS_{out}$$

\swarrow compresión a 1dB (máximo) \swarrow mínimo (3dB por encima del ruido)

Cuando aparecen productos de tercer orden (Third Order Interception point) se define el margen dinámico libre de espúreas (DR_f) como:

$$DR_f = \frac{2}{3} [TOI - G - MDS_{in}]$$

"TOI in"

donde $MDS_{in} = MDS_{out} - G$ y donde TOI se suele aproximar por $P_1 \text{ dBc} + 10 \text{ dB}$.

Ejemplo: Para un amplificador con un ancho de banda de 30 MHz , una ganancia de $G = 30 \text{ dB}$, un factor de ruido de $NF = 6 \text{ dB}$ y un nivel a la salida de 1 dB de compresión de $P_1 \text{ dBc} = 15 \text{ dBm}$ calcular los márgenes dinámicos normal y libre de espúreas.

Solución: Presentaría una señal a la entrada mínima detectable igual a:

$$MDS_{in} = \overbrace{-114 \text{ dBm}}^{kT} + \overbrace{10 \log 30}^b + NF + 3 \text{ dB} = -114 + 15 + 6 + 3 = -90 \text{ dBm}$$

que a la salida sería igual a:

$$MDS_{out} = -90 \text{ dBm} + G = -60 \text{ dBm}$$

Por lo que el margen dinámico sería de $DR = P_1 \text{ dBc} - MDS_{out} = 75 \text{ dB}$ y el libre de espúreas quedaría como $DR_f = 2/3[P_1 \text{ dBc} + 10 \text{ dB} - G - MDS_{in}] = 57 \text{ dB}$.

9.3.5 Realimentados

Una forma de insensibilizar el amplificador de los parámetros del transistor es utilizar una **realimentación negativa**. Este tipo de realimentación reduce el nivel de la señal de entrada del transistor. Si la realimentación es positiva la ganancia será mayor.

Podemos clasificar los tipos de realimentación en dos: **realimentación serie/paralelo** y **realimentación con transformadores**. Los primeros se pueden a su vez clasificar en cuatro tipos: realimentación paralela, serie, paralela-serie y serie-paralela. La figura 9.5 muestra los cuatro tipos.

La realimentación también se utiliza para reducir los productos de distorsión no lineal.

Donde es muy importante la realimentación es en el diseño de amplificadores de **banda ancha**. La figura 9.6 muestra las ganancias en función de la frecuencia sin y con realimentación. Con la realimentación **se pierde en ganancia** pero se gana en ancho de banda.

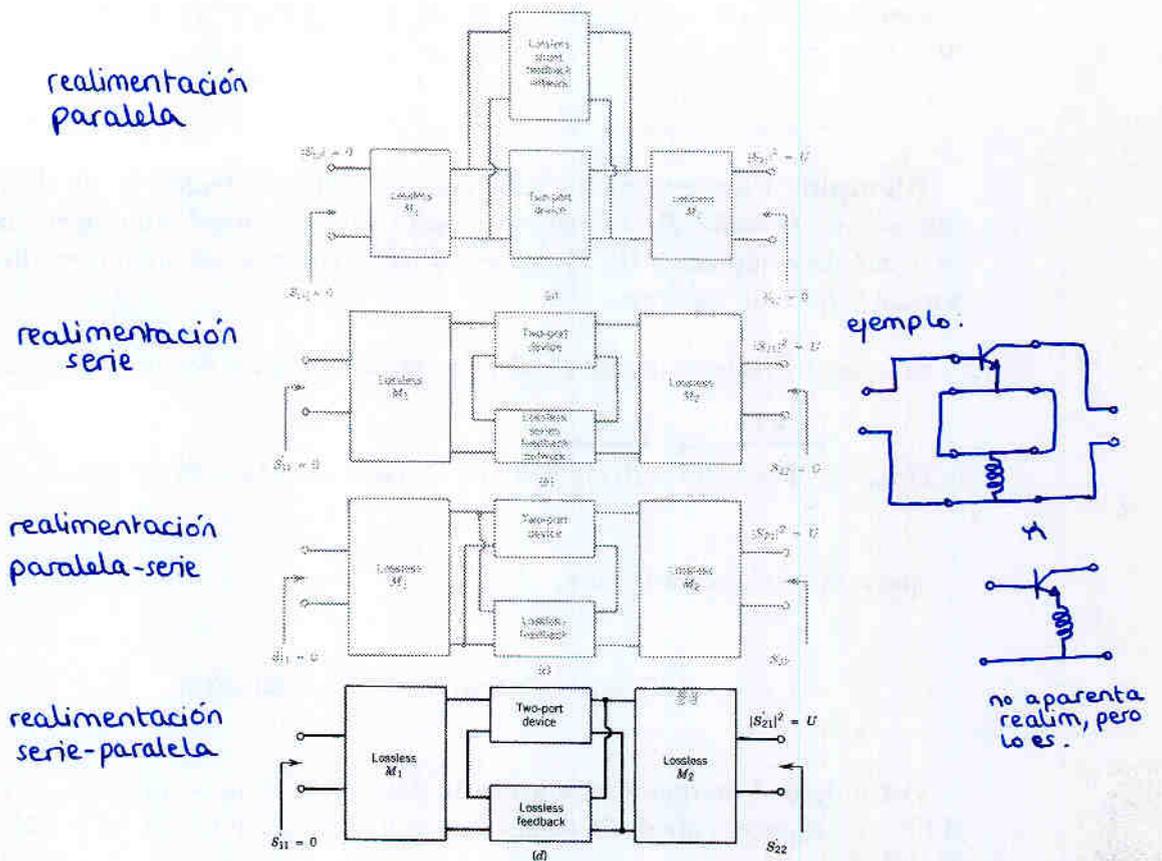


Figura 9.5: Topologías realimentación serie/paralelo

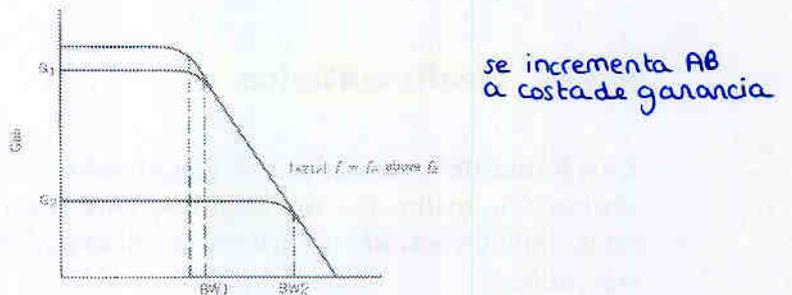


Figura 9.6: Ganancia sin y con realimentación

La selección del dispositivo también es muy importante en términos de potencia y ancho de banda. Por debajo de 3 GHz se suelen escoger transistores bipolares debido a su elevada g_m . Por encima de 3 GHz se escogen transistores MESFET de AsGa debido a su elevada f_t .

Un elemento muy utilizado en amplificadores realimentados son los transformadores de ferrita. Con este tipo de transformadores se consiguen a frecuencias por debajo de 1 GHz realizar divisores e híbridos de gran ancho de banda, y estos elementos se pueden incorporar en amplificadores realimentados.

9.3.6 Balanceados

Para la consecución de amplificadores con bajas ROEs en la entrada y salida existen varias técnicas, la más inmediata sería la de utilizar aisladores a la entrada y a la salida, y otra técnica muy habitual es la de utilizar estructuras balanceadas.

Existen dos configuraciones de amplificadores balanceados:

1. Utilizando híbridos de 90° .
2. Utilizando divisores Wilkinson

Con híbridos de 90° : Una configuración balanceada con híbridos de 90° , como la mostrada en la figura 9.7, presenta bajas ROEs cuando los dos amplificadores son idénticos y presentan el mismo coeficiente de reflexión a la entrada. Estas reflexiones se cancelarán hacia el acceso de entrada y se sumarán en fase en el acceso cargado con Z_o . En los híbridos de la salida ocurrirá todo lo contrario, las señales de salida de cada amplificador se sumarán hacia el acceso de salida y se cancelarán hacia el acceso terminado con Z_o .

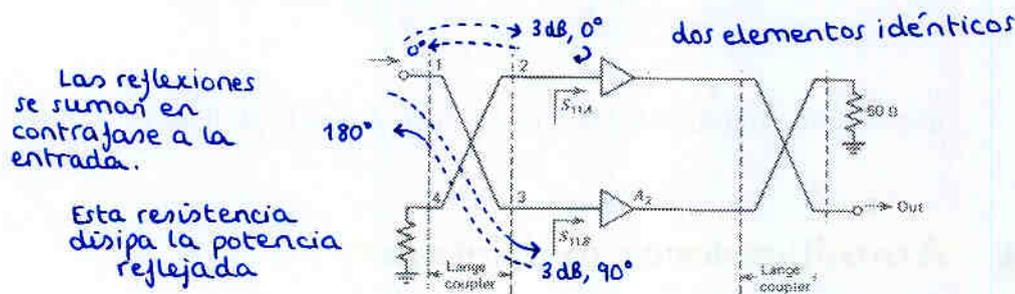


Figura 9.7: Amplificador balanceado con híbrido de 90°

Al ser iguales los dos amplificadores la ganancia total de la estructura balanceada será lo misma que solo un amplificador y el factor de ruido total también será el mismo que el de uno de los amplificadores aislados. En este tipo de amplificadores la limitación en frecuencia la imponen los híbridos, de ahí que sea habitual utilizar como híbridos acopladores Lange. Esta técnica presenta las siguientes ventajas:

VENTAJAS:

1. Se puede diseñar el amplificador con ROEs elevados buscando conseguir otras prestaciones.
2. Los híbridos actúan de elementos aisladores obviando la necesidad de ajuste entre etapas.
3. Al derivar las reflexiones de los amplificadores a una carga adaptada Z_o se consigue un alto grado de estabilidad.

4. Si uno de los dos amplificadores se estropea el amplificador sigue funcionando con una pérdida en ganancia de 6 dB.
5. La potencia máxima de salida es de 3 dB mayor que para el caso de un amplificador sencillo.

DESVENTAJAS

Como desventajas señalaremos los mayores coste y consumo.

Con divisores Wilkinson: La otra configuración balanceada es la que utiliza divisores Wilkinson como muestra la figura 9.8. Se le añade una línea de $\lambda/4$ con el objeto de conseguir un desfase entre las salidas del divisor de 90° que cuando los coeficientes de entrada de los amplificadores sean iguales supondrá una cancelación en la entrada del divisor, quedando disipada en las resistencias del Wilkinson las potencias reflejadas por los amplificadores. Una desventaja de esta estructura frente a la formada por híbridos Lange es su mayor tamaño, y una ventaja sería la mayor sencillez de fabricación al no necesitar de bonding.

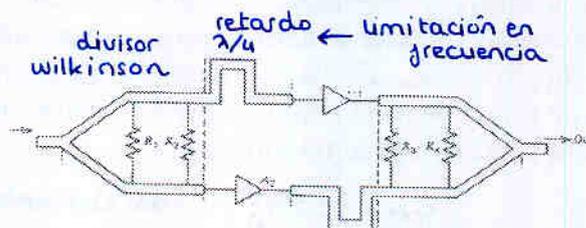


Figura 9.8: Amplificador balanceado con divisores Wilkinson

9.4 Amplificadores multietapa

Cuando la ganancia que se consigue con un amplificador es insuficiente debemos considerar configuraciones que combinen varios. Dos amplificadores con transistores en cascada requerirán ahora la incorporación de una nueva red de adaptación entre etapas, **red inter-etapas**. Para conseguir máxima ganancia esta red inter-etapas deberá ser diseñada para conseguir que haya adaptación compleja conjugada, $\rho_{in\,inter} = \rho_{out\,1}^*$ y $\rho_{out\,inter} = \rho_{in\,2}^*$. **Si la red inter-etapas es sin pérdidas las dos condiciones de adaptación compleja conjugada a la entrada y salida de la red son la misma**, pues garantizan la máxima transferencia de potencia.

Respecto a la estabilidad no basta con garantizar que cada etapa cumple las condiciones de estabilidad y hay que tener un cuidado especial.

En el caso de diseño de amplificadores multietapa de Potencia se debe considerar como nivel máximo el que nos da el punto de intercepción de tercer orden (TOI: Third-Order Intercept point), que denominaremos P_{TOI} . Para el caso general de un sistema multietapa y asumiendo el caso peor, es decir que se produce una combinación constructiva de todos los productos de intermodulación generados, tendremos que el nivel total de P_{TOI} vendrá dado por:

$$\frac{1}{P_{TOI}} = \frac{1}{P_{TOI,n}} + \frac{1}{G_n P_{TOI,n-1}} + \dots + \frac{1}{G_n G_{n-1} \dots G_k P_{TOI,k-1}} + \dots + \frac{1}{G_n G_{n-1} \dots G_2 P_{TOI,1}}$$

Si todas las etapas fuesen iguales, es decir $G_k = G$ y $P_{TOI,k} = P$ la expresión anterior se reduce a:

$$\frac{1}{P_{TOI}} = \frac{1}{P} + \frac{1}{GP} + \frac{1}{G^2P} + \dots + \frac{1}{G^{n-1}P}$$

Para un número infinito de etapas nos quedará como:

$$P_{TOI} = P(1 - 1/G)$$

De estas expresiones se puede comprobar que las dos últimas etapas son la que dominan en el cálculo de la P_{TOI} total.

9.5 Amplificadores Distribuidos de pequeña señal

Basándose en que un elemento distribuido como una línea de transmisión ideal no presenta limitaciones en frecuencia en el año 1937 se patentó en Gran Bretaña la idea de un amplificador distribuido. Fue en 1940 cuando se realizó un amplificador de onda continua en un tubo de vacío basado en esta idea. Más recientemente se ha aplicado esta idea haciendo uso de transistores FET de AsGa consiguiendo anchos de banda enormes. La figura 9.9 muestra un esquema simplificado de lo que sería un amplificador distribuido. En esta figura distinguimos dos líneas de transmisión artificiales con constantes de transmisión, frecuencias de corte y atenuaciones diferentes. Se debe cuidar que el desfase relativo entre de las señales hacia el camino deseado sea tal que se sumen constructivamente. Obsérvese que las líneas artificiales tienen terminados un acceso que recogería en un caso una supuesta onda viajando en sentido inverso y en otro la señal se entrada no amplificada.

Existe un límite del número de etapas a incluir puesto que cuantos más pongamos mayor será la atenuación de las líneas artificiales hasta que llega un momento que superan las pérdidas a la ganancia. También aquí existe un compromiso entre ancho de banda y ganancia como muestra la figura 9.10 para amplificadores distribuidos de 2, 3, 4 y 5 etapas. Un inconveniente de esta estructura es su peor factor de ruido. Pero dadas sus excelentes prestaciones, bajos ROEs, ancho de banda enormes y baja sensibilidad a las tolerancias de fabricación esta estructura se está convirtiendo en una de las más prometedoras y terminará desplazando a las de multi-etapas en cascada.

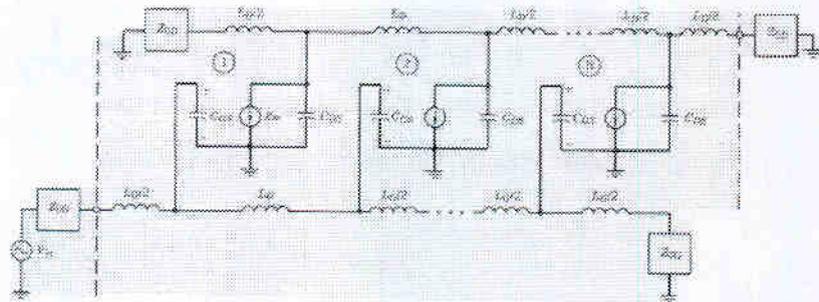


Figura 9.9: Amplificador distribuido

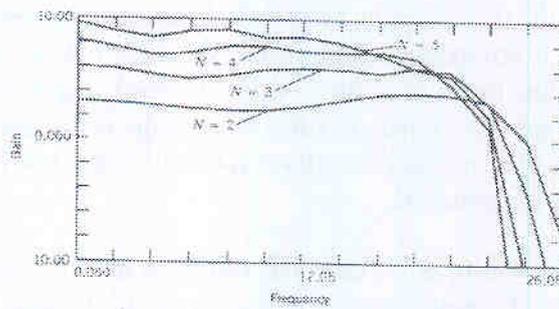


Figura 9.10: Ganancia versus Ancho Banda en un amplificador distribuido

Bibliografía

- [1] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, and Ulrich L. Rohde. *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*. John Wiley & Sons, New York, 1990.

Blank page

Page 1 of 1

Circuitos de RF: Diseño e Instrumentación.

Práctica Amplificadores

Mariano Baquero Escudero
Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha

El objetivo de esta práctica es el diseño de un amplificador para ser utilizado en una red CATV. Utilizaremos el programa comercial Microwave Office de AWR (*MWO*). Las especificaciones del amplificador son las siguientes:

- Banda de trabajo de $f_1 = 500 \text{ MHz}$ a $f_2 = 1000 \text{ MHz}$.
- Ganancia 10 dB .
- Rizado en la banda de trabajo: $\pm 1 \text{ dB}$.
- ROEs en la entrada y salida $\leq 2, 5$.

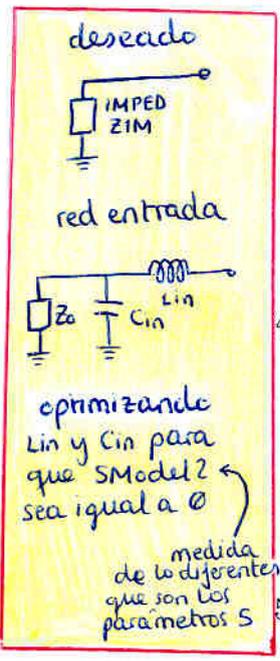
$$S = \frac{1+p}{1-p}$$

Se utilizará el **transistor bipolar de Philips BFR96**. En el directorio del servidor (`//PDCRADIO/servidor/Circuitos RF/Microwave office/PHILIPS`) se encuentran los ficheros `bfr96sX.s2p` con los parámetros de dispersión a diferentes polarizaciones, donde 'X' varía desde 'a' hasta 'h', correspondiente cada letra a un estado de polarización diferente. Los pasos a seguir en el diseño serán:

1. Escoger el transistor adecuado y el punto de polarización. Para escoger el transistor deberíamos mirar frecuencias de funcionamiento (f_t suele ser una buena referencia), potencia máxima, tipo encapsulado, coste, etc. En esta práctica nos dan el transistor, luego solo debemos escoger el punto de polarización. En un diseño real el consumo de los componentes activos es importante y en general trataríamos de escoger el punto de polarización de menor consumo, pero como aquí no nos cuesta dinero escogeremos el que

idea de oscar:
Para trabajar con valores normalizados vamos $Z_{in} = 1$ (no hace falta)

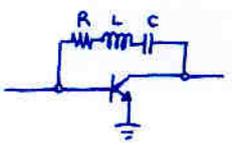
idea de oscar:
redes de adaptación de varias etapas



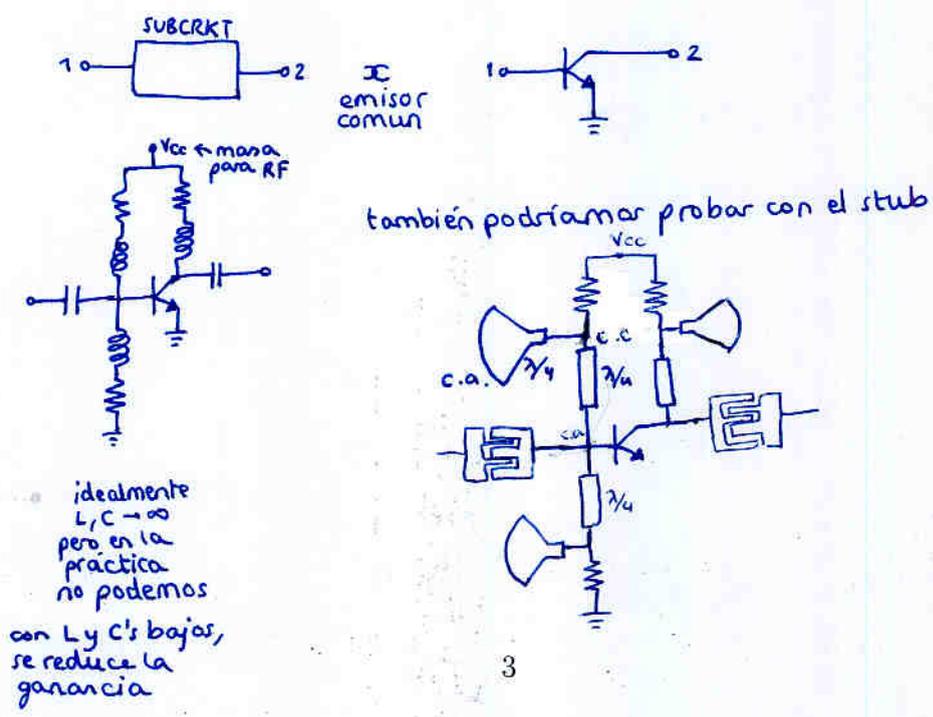
Passive → Other) y otro esquemático con la red de entrada o salida ya terminada con Z_0 . Definir los valores de los componentes de la red como optimizables y ejecutar una **proceso de optimización usando SModel2** como medida y eligiendo como como objetivo de optimización un valor pequeño en una banda muy estrecha centrada en $f_{max} = 1 \text{ GHz}$. Resulta curioso visualizar en la optimización los valores de ρ en la carta de Smith.

4. Crear un nuevo esquemático con el amplificador incorporando las redes de entrada y salida y el transistor. Visualizar el parámetro S_{21} del amplificador y las ROEs (Medida *VSWR* disponible en el tipo de medida *Linear*) de entrada y salida del mismo. **Si todo está bien calculado el parámetro S_{21} debería coincidir con la ganancia máxima a la frecuencia a la cual hemos diseñado** las redes de entrada y salida, es decir a $f_{max} = 1 \text{ GHz}$. Y los ROEs deberían ser próximos a 1 en esta misma frecuencia.

5. Lo más probable es que no se cumplan las especificaciones del amplificador en toda la banda y para ello se añadirán más grados de libertad a las redes de entrada y salida, replicando las redes originales N veces, y aplicando optimización para conseguir las especificaciones.



6. Iniciar un nuevo diseño sin redes de entrada y salida pero añadiéndole un circuito serie resonante con pérdidas serie entre colector y base. Relajar en este caso el valor de la ganancia de transferencia a unos valores comprendidos entre 10 dB y 14 dB.
7. Diseñar una red de polarización con elementos concentrados y añadirla al circuito. Observar el efecto que tiene sobre las características del amplificador. Como en esta simulación solo nos interesa ver el efecto que tiene la red de polarización sobre la señal de RF, no incorporaremos las fuentes de polarización, poniendo un cortocircuito allí donde teóricamente iría una tensión de continua utilizada para la polarización del transistor.



Anexo: Redes adaptación La figura 1 recoge las ocho posibilidades de redes de adaptación con elementos reactivos.

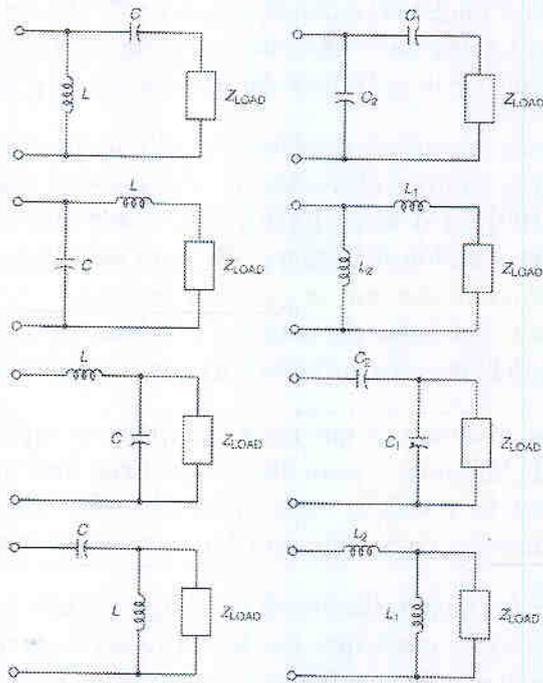
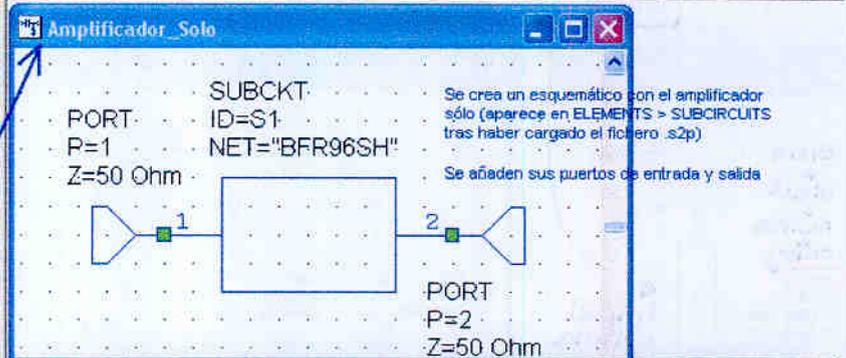


Figura 1: Redes de adaptación sencillas

Design Notes
Project Options
Global Definitions
Data Files
System Diagrams
Annotations
Circuit Schematics
Annotations
Amplificador_Completo
Amplificador_Completo_Optimizado
Amplificador_Resonante
Amplificador_Solo
Redes_Adaptacion
EM Structures
Output Equations
Graphs
Optimizer Goals

Se ha cargado el archivo con los parámetros S del TRT (datos por Philips) (hay un archivo distinto para cada polarización, indicado en la última letra)

Amplificador_Solo: ZM1()
Amplificador_Solo: ZM2()



Modify Measurement

Measurements

Meas. Type: Linear
Measurement: ZM1, ZM2
Data Source Name: Amplificador_Solo
Sweep Freq (FDOC): Use for x-axis

Simultaneous Impedance Match at Input (2 port only)

Simulator: Default Linear
Configuration: Default

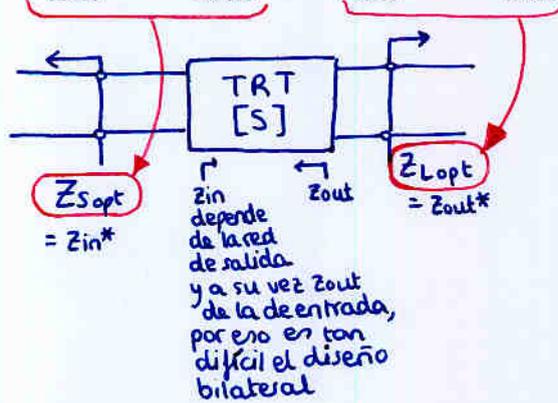
Complex Modifier: Complex

A partir del esquemático con el amplificador sólo, podemos utilizar las medidas Linear > ZM1 y ZM2 que nos dan, en un formato tabular, las impedancias óptimas ZS y ZL (desde el punto de vista del TRT) para máxima ganancia bilateral (logran adaptación compleja conjugada)

Nos ahorran por tanto el cálculo de las ecuaciones para máxima ganancia bilateral

Reflexion

Frequency (GHz)	ZM1() Amplificador_Solo Unitless data (Real)	ZM1() Amplificador_Solo Unitless data (Imag)	ZM2() Amplificador_Solo Unitless data (Real)	ZM2() Amplificador_Solo Unitless data (Imag)
0.5	10.166	-1.2898	78.131	74.638
0.55	10.682	-2.635	76.815	71.181
0.6	11.53	-4.0528	75.431	65.613
0.65	11.125	-4.6942	74.586	67.877
0.7	11.077	-5.3616	73.415	67.618
0.75	11.392	-6.37	72.11	65.92
0.8	11.82	-7.4151	70.758	63.552
0.85	12.117	-8.6978	70.718	62.041
0.9	12.485	-10.009	70.55	60.086



Ahora podemos sintetizar la red de entrada para que se comporte como la impedancia óptima

The image shows a multi-panel software interface for circuit simulation. At the top, a table displays reflection coefficients (ZM0) for various components across a frequency range. Below this, two circuit diagrams are shown: 'Optim_Zin_deseado' (desired input impedance) and 'Optim_Zin_red' (synthesized input network). The synthesized network consists of a resistor (R1), two capacitors (C1, C2), and two inductors (L1, L2). A plot titled 'Red_Entrada' shows the magnitude of the SModel for both the desired and synthesized networks, with a goal of making them match. A 'Modify Measurement' dialog box is open, showing settings for measuring the SModel parameter.

Frequency (GHz)	ZM0 Amplificador_Solo (Real)	ZM0 Amplificador_Solo (Imag)	ZM0 Amplificador_Solo (Real)	ZM0 Amplificador_Solo (Imag)
1	12.375	-12.454	71.894	59.79

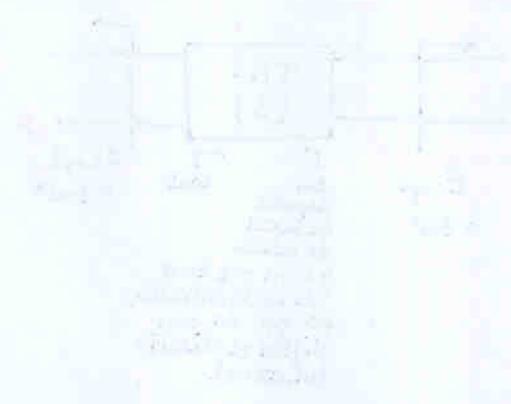
Optim_Zin_deseado
 PORT P=1 Z=50 Ohm
 Elem Ideal Passive other
 IMPED ID=Z1 R=12.38 Ohm X=-12.46 Ohm
 imped optima

Optim_Zin_red
 RES ID=R1 R=50 Ohm
 CAP ID=C2IN C=4.429 pF
 IND ID=L2IN L=6.71 nH
 CAP ID=C1IN C=11.15 pF
 IND ID=L1IN L=0.4621 nH
 PORT P=1 Z=50 Ohm
 red de entrada
 SModel

Red_Entrada
 Plot of SModel(Optim_Zin_red,2) vs Frecuency (GHz). The y-axis ranges from 0 to 0.005, and the x-axis ranges from 0.5 to 0.9 GHz. Two curves are shown, one for the desired impedance and one for the synthesized network.

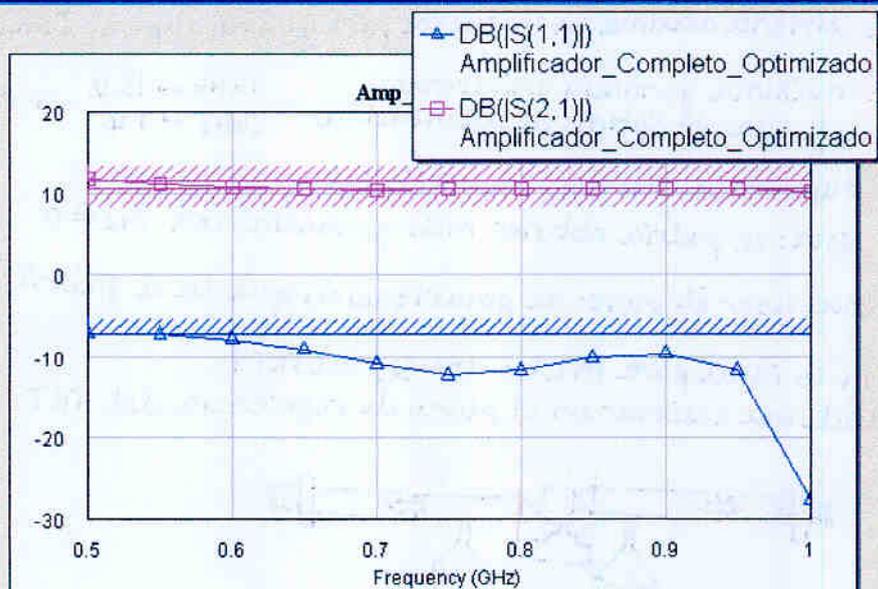
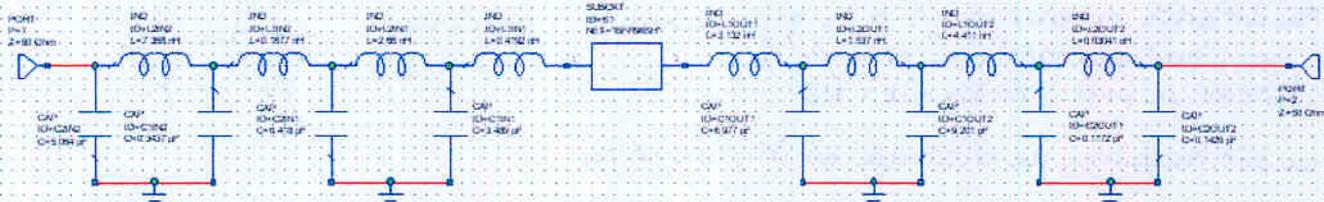
Modify Measurement
 Meas. Type: Linear
 Measurement: SModel
 Data Source Name: Optim_Zin_deseado
 Data Source Name: Optim_Zin_red
 Error Function: Average L2 Norm
 Sweep Freq (FDOC): Use for x-axis
 Simulator: Default Linear
 Configuration: Default
 Complex Modifier: Real, Imag, Mag, Angle, AngleU, Complex, Conjugate, dB
 Buttons: Aceptar, Cancelar, Ayuda, Meas Help

Podemos optimizar L1, L2, C1, C2 para que Smodel sea cero (y por tanto los parámetros S de la red de entrada y de la Zin deseada se parezcan)



Con ese método se pueden hacer las redes de entrada y salida todo lo complejas que se quiera.

Al final se puede unir todo el circuito, y optimizar directamente S_{11} y S_{21} de todo el circuito "a pelo".



Otras notas útiles:

Práctica de Circuitos de RF - Práctica 9: Amplificadores

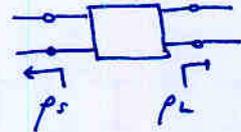
Transistor utilizado BFA93A

Opción A

Margen de frecuencia: 1'45 a 1'55 GHz
Ganancia > 10 dB
ROEin, ROEout < 1'3
Potencia máxima de entrada: -10 dBm

Pasos y problemas:

Fácilmente obtenemos p_s y p_L que maximicen ganancia pero ¿qué ocurrirá con p_i y p_o ?
Por eso se pide ROEin, out < 1'3



La pot. máxima de entrada es importante

• Transistor

- Phillips BFA93A
- Emisor común

Limitar la corriente máxima en la fuente para que no supere I_{cmax}

Catálogo: máxima ganancia unilateral
↓ (da pto óptimo de polarización)

1 GHz → 13 dB	↔	1'56 GHz → 10 dB
2 GHz → 7 dB		

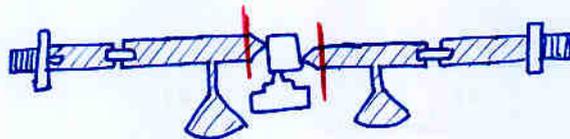
suponiendo $S_{12} = 0$

Nota: se podría obtener más ganancia con $S_{12} \neq 0$

Aconsejable usar el punto de polarización que da el fabricante

¿qué sería lo ideal para medir los [S] del TRT?

Lo ideal sería calibrar en el plano de referencia del TRT



Para ello necesitamos fabricar el circuito una vez para cada patrón de calibración

consejo: Para el fichero GERBER (fabricación)

Para no desgastar la fresadora quitando grandes zonas de cobre, los huecos grandes dejarlos con cobre, pero no muy cerca de las líneas (distancia > 2W)

En la microweb está el gerber de las patillas del TRT y del conector

Capítulo 10

Circuitos activos: osciladores

- Elemento activo = TRT en gran señal
- Se busca la inestabilidad a UNA frecuencia → elemento de sintonía

10.1. Introducción

Los osciladores de microondas se pueden clasificar en dos grandes grupos, los de resistencia negativa y los que utilizan parámetros de dispersión para su diseño. Dentro de los que utilizan dispositivos activos semiconductores tendríamos para el primer grupo dos diodos que presentan resistencia negativa a frecuencias de microondas, el diodo Gunn y el diodo IMPATT. El diodo Gunn tiene como principal ventaja frente al diodo IMPATT el bajo ruido de FM. El diodo IMPATT en cambio presenta una mayor eficiencia y capacidad de potencias más elevadas que el Gunn. Estos dos diodos bajo una determinada polarización presentan resistencia negativa a frecuencias de microondas reduciéndose el diseño del oscilador al cálculo de la red de adaptación. La única ventaja que presentan estos osciladores frente a los que utilizan transistores es la máxima frecuencia de oscilación. Mientras los diodos Gunn e IMPATT pueden suministrar potencias del orden de 100 mW hasta 100 GHz, los osciladores con transistores tienen un límite del orden de 10 mW hasta 40 GHz.

El diseño de un oscilador con transistor es muy similar al de un amplificador. El método más común es el que se basa en los parámetros de dispersión del transistor. Un oscilador se puede interpretar como la combinación de una red de sintonía, un transistor y una red de adaptación a la carga que finalmente recogerá la señal de oscilación. Lo que en un amplificador llamábamos coeficiente de reflexión de fuente, ρ_S , será ahora el coeficiente que presentará la red de sintonía al transistor, y el coeficiente de carga, ρ_L , el que presentará la red de adaptación conectada al transistor, figura 10.1.

diodos: { Gunn (bajo ruido FM)
IMPATT (alta eficiencia, soporta mayor pot.)
resistencia negativa (permiten alta fec) ej 100mW hasta 100 GHz ← es la única ventaja
→ basados en transistores

osciladores {

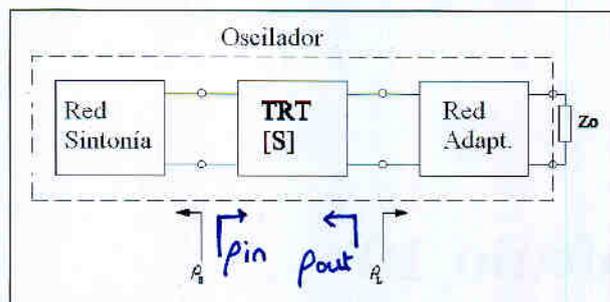


Figura 10.1: Oscilador con TRT

Con esta nomenclatura podemos expresar la condición de oscilación como:

- que el transistor no sea incondicionalmente estable
1. $k < 1$
 2. $\rho_S \cdot \rho_{in} = 1$
 3. $\rho_L \cdot \rho_{out} = 1$
- condición de oscilación

que hacer si el transistor es incondicionalmente estable

Es obvio que el transistor que escojamos para hacer el oscilador no debe ser incondicionalmente estable a la frecuencia de oscilación que busquemos. De ahí que digamos que debe cumplirse que $k < 1$. Si esto no se cumpliese se podrían hacer dos cosas, primera cambiar el terminal común, por ejemplo escogiendo base común en vez de emisor común, y segunda añadiendo algún tipo de realimentación positiva. Una vez comprobado que esto se cumple hay que pasar al diseño de las redes de sintonía y adaptación que garantizan que se cumplen las condiciones 2 y 3. Es fácil demostrar que cumpliéndose una de las dos condiciones la otra se cumple automáticamente.

Puesto que vamos a manejar coeficientes de reflexión mayor que la unidad será de utilidad el uso de la carta de Smith comprimida que extiende su representación en el plano complejo, de ρ más allá de $|\rho| = 1$, figura 10.2.

Los osciladores se pueden clasificar en dos tipos, los resonantes serie y los resonantes paralelo. Los primeros se caracterizan por presentar características inductivas cuando estamos por encima de la frecuencia de resonancia y capacitiva cuando estamos por debajo. En el caso de los resonantes paralelo ocurre todo lo contrario, por encima de la frecuencia de resonancia su carácter es capacitivo y por debajo inductivo.

Siguiendo la denominación de la figura 10.3 la impedancia $Z_G = R_G + jX_G$ será la que veremos desde la red de adaptación hacia el dispositivo activo, en nuestro caso un transistor, y la impedancia $Z_L = R_L + jX_L$ la que veremos en el mismo plano hacia carga. En el caso de una resonancia serie la condición para que comience a oscilar se suele poner como $|R_G| > 1, 2R_L$. Para el caso de resonancias paralelo la condición es la misma pero expresada sobre admitancias, $|G_G| > 1, 2G_L$.

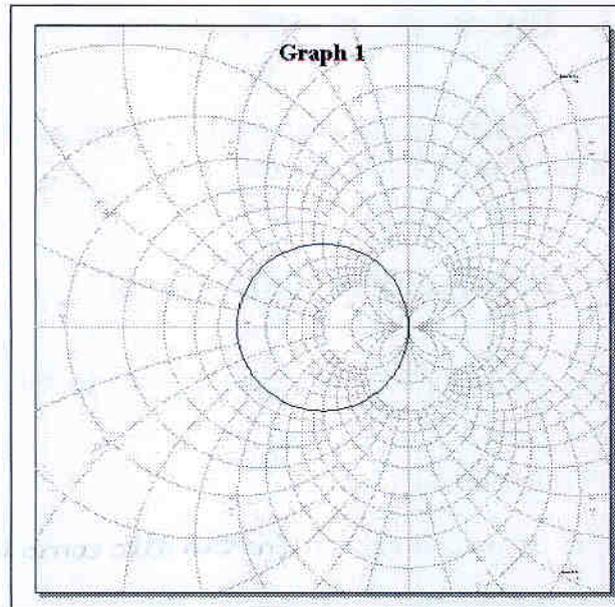


Figura 10.2: Carta de Smith comprimida

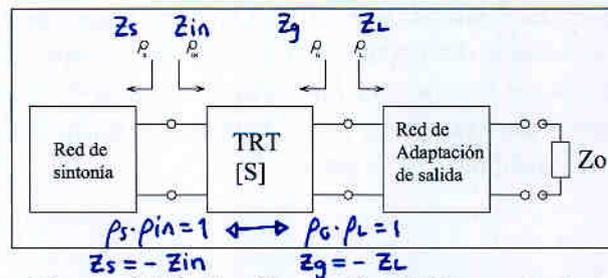


Figura 10.3: Configuración típica oscilador

Otro tipo de clasificación de los osciladores es el que se fija en el tipo de resonador utilizado. Los resonadores más comunes son los siguientes:

1. Elementos concentrados
2. Elementos distribuidos
3. Cavidades
4. Resonadores dieléctricos
5. YIG
6. Varactor

Los cuatro primeros son de sintonía fija mientras que los dos últimos son variables.

10.2. Tipos de resonadores

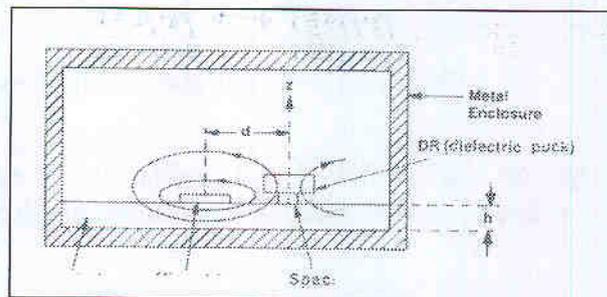
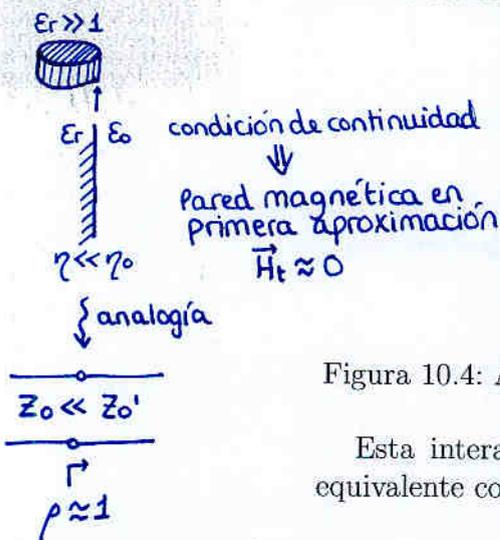
En este apartado veremos algunas características de los resonadores más utilizados en las bandas de microondas.

10.2.1. Resonadores dieléctricos

Los resonadores dieléctricos presentan las siguientes ventajas :

- Reducido tamaño
- Factor de calidad elevado (no tan alto como las cavidades)
- Fácilmente integrable en circuitos impresos

La figura 10.4 muestra una típica situación de adaptación de una línea microtira y un resonador dieléctrico. En ella se observa que se producirá una interacción de las líneas de campo del modo fundamental de la línea microtira con el modo resonante de resonador. Esta interacción se optimiza jugando con la posición relativa del resonador y la línea.



El campo magnético del modo fundamental de la guía se acopla al modo resonante del oscilador

↳ resonancia f_c

↳ la microstrip 've' una desadaptación a f_c

Figura 10.4: Acoplamiento entre un resonador dieléctrico y una línea microtira

Esta interacción entre resonador y línea se suele modelar con un circuito equivalente como el mostrado en la figura 10.5.

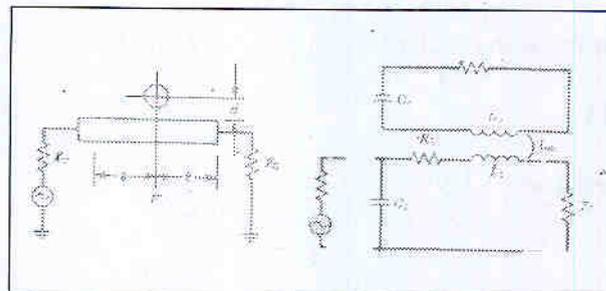


Figura 10.5: Circuito equivalente resonador dieléctrico y línea microtira

10.2 Tipos de resonadores

5

Donde L_r , C_r y R_r caracterizan al modo resonante del resonador dieléctrico. Con estos valores diremos que el factor de calidad del resonador aislado, Q_u , y su frecuencia de resonancia, ω_o , están relacionados de la siguiente forma

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

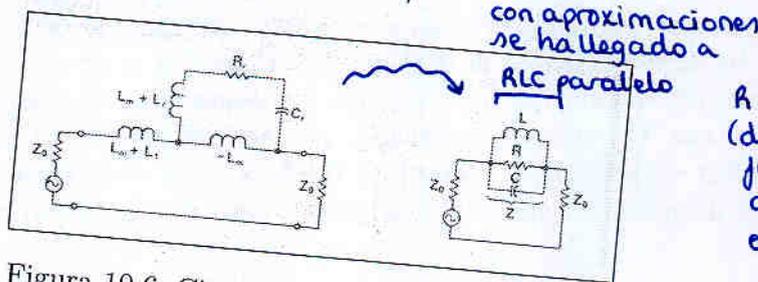
$$Q_u = \frac{\omega_o L_r}{R_r}$$

Por otro lado los parámetros L_1 , C_1 y R_1 corresponden a los valores del circuito equivalente de la línea microtira. Mientras que L_m caracteriza el acoplamiento magnético. Partiendo de este circuito equivalente se puede evolucionar a otro más sencillo como el de la figura 10.6 en el que los valores del circuito resonante paralelo insertado en la línea de transmisión vienen dados por:

$$L = \frac{L_m^2}{L_r}$$

$$C = \frac{L_r}{\omega_o^2 L_m^2}$$

$$R = \omega_o Q_u \frac{L_m^2}{L_r}$$



R es idealmente ∞
(de forma que $Z \uparrow \uparrow$ para frecuencias cercanas a f_c que anulan L y C entre sí)

Figura 10.6: Circuito equivalente simplificado

Es decir la interacción magnética entre la línea y el resonador hace que a la frecuencia de resonancia del resonador se comporte como un circuito de alta impedancia en serie de la línea, tal y como se comporta un circuito resonante paralelo.

Como en todo circuito resonante hay que distinguir entre el factor de calidad del circuito aislado, Q_u , y el que realmente tendrá cuando lo acoplemos a un generador. Para cuantificar este efecto se utiliza normalmente el concepto de coeficiente de acoplamiento, β , que se define como el cociente entre los factores de calidad del circuito aislado y el asociado a las pérdidas del circuito de excitación, Q_e .

$$\beta = \frac{Q_u}{Q_e}$$

← factor de calidad del circuito aislado

← factor de calidad asociado a las pérdidas del circuito de excitación

El factor de calidad total, Q_L , es decir cuando el circuito resonante está acoplado a un generador está directamente relacionado con este coeficiente de acoplamiento a través de la relación:

$$Q_u = Q_L(1 + \beta) = Q_e \beta$$

Q_L : factor de calidad total del circuito acoplado al generador

Con estas definiciones es fácil de comprobar las relaciones entre los tres factores de calidad:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u}$$

10.2.2. Resonadores YIG

Este tipo de resonador es altamente utilizado en instrumentación por su **gran ancho de banda variable** que permite. Sus siglas corresponden a Yittrium Iron Garnet, $Y_2Fe_2(FeO_4)_3$, que es el material de la esfera de ferrita que se utiliza para la sintonía. Otra característica importante es su elevado factor de calidad. Su funcionamiento consiste en que la esfera de ferrita mencionada presenta diferentes inductancias dependiendo del campo magnético estático que le apliquemos. Dado su carácter ferromagnético la permeabilidad efectiva se puede controlar con un campo magnético externo. Con este tipo de resonador se consigue sintonizar más de una octava. Un orden magnitud en los factores de calidad que se consiguen es del orden de 1000. Una desventaja frente a otros resonadores variables es la velocidad de sintonía que resulta ser menor por ejemplo que lo de un varactor.

10.2.3. Resonadores con varactor

El diodo varactor de silicio es ideal para aplicaciones donde la **velocidad de sintonía** debe ser **mínima**. El varactor de arseniuro de galio presenta factores de calidad elevados.

La frecuencia de corte de un varactor se define como aquella a la que el factor de calidad del mismo es uno. Es decir cuando la energía almacenada por la pulsación de resonancia coincide con la potencia disipada en el mismo. Esta frecuencia de corte para un modelo del diodo varactor de un circuito serie formado por una resistencia R y un condensador C tendremos que la frecuencia de corte será:

$$Q = \frac{1}{\omega RC}$$

$$Q = 1 \Rightarrow 1 = \frac{1}{2\pi f_c RC}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

El margen de variación de sintonía mediante un varactor dependerá de la relación entre la capacidad máxima y la mínima que podamos conseguir, que puede llegar a ser del orden de doce o incluso mayor.

10.3. Características de un oscilador

En este apartado veremos algunas de características más comunes de un oscilador, como son su factor de calidad, la potencia de oscilación y el ruido de FM.

10.3.1. Factor de calidad Q de un oscilador

Un oscilador ideal no variaría su frecuencia de oscilación al cambiar la carga sobre la que aporta su potencia, normalmente $Z_o = 50 \Omega$. En la práctica esto no será así y la carga que presentemos al oscilador variará ligeramente respecto a esta Z_o produciéndose un cambio de su frecuencia de oscilación. El factor de calidad del oscilador nos va a medir el grado de variación que se produce en la frecuencia de oscilación cuando cambiamos la relación de onda estacionaria que le presentamos al oscilador. La relación entre el factor de calidad del oscilador, Q_{ext} , la frecuencia de oscilación, f_o , el cambio de frecuencia, Δf y la relación de onda estacionaria, ROE , viene dada por la siguiente expresión:

$$Q_{ext} = \frac{f_o}{2\Delta f} \left(ROE - \frac{1}{ROE} \right)$$

Despejando $\Delta f = \frac{f_o}{2Q_{ext}} \left(ROE - \frac{1}{ROE} \right)$

Q nos da una idea de cuanto cambia f_c ante variaciones de la carga Z_L

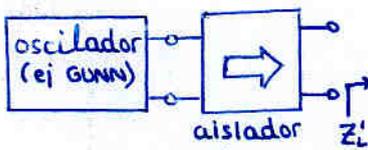
si $ROE=1$
carga adaptada
 $\Delta f=0$

Así por ejemplo si tuviésemos un oscilador a 3 GHz con un factor de calidad de $Q_{ext} = 600$ tendríamos que una variación de la carga entre $Z=40 \Omega$ y $Z_L = 60 \Omega$ podríamos calcular el cambio de frecuencia como:

$$\rho_1 = \frac{60 - 50}{60 + 50} = \frac{1}{11}$$

$$ROE_1 = \frac{1 + |\rho_1|}{1 - |\rho_1|} = \frac{11 + 1}{11 - 1} = \frac{12}{10} = 1,2$$

truco :



elimina la reflexión y por tanto el oscilador siempre 've' adaptación

$$\rho_2 = \frac{40 - 50}{40 + 50} = -\frac{1}{11}$$

$$ROE_2 = \frac{1 + |\rho_2|}{1 - |\rho_2|} = ROE_1$$

$$\Delta f = \frac{f_o}{2Q_{ext}} \left(ROE - \frac{1}{ROE} \right) = \frac{3 \cdot 10^9}{2 \cdot 600} \left(1,2 - \frac{1}{1,2} \right) = 917 \text{ KHz}$$

Un posible procedimiento de medida del factor de calidad de un oscilador consistiría en medir la variación de frecuencia de oscilación cuando le variamos la relación de onda estacionaria presentada.

10.3.2. Potencia de oscilación

La potencia de oscilación es difícil de prever pero se puede pensar que será algo menor que la potencia en condiciones de saturación del transistor trabajando como amplificador en gran señal. Una expresión aproximada de la potencia de oscilación, P_{osc} , de un transistor FET viene dada por:

$$P_{osc} = P_{sat} \left(1 - \frac{1}{G} - \frac{\ln G}{G} \right)$$

G: se obtiene con los parámetros S y depende de la frecuencia

Donde P_{sat} es la potencia de saturación para el caso de fuente común y G es la ganancia en pequeña señal del transistor en esta misma configuración. Para ganancias G muy grandes la potencia de oscilación tiende a igualarse a la de saturación, figura 10.7.

10.3.3. Ruido

ruido → modulación { intensidad frecuencia → falda en el espectro

Son varios los mecanismos de ruido que podemos encontrar en un oscilador, resultando normalmente como más significativo el conocido como ruido de FM. Este ruido representa las variaciones de fase o la estabilidad a corto plazo del oscilador en el dominio del tiempo. Desde el punto de vista espectral esto supone que la potencia del oscilador no solo se concentra en la portadora sino que se distribuye a cada lado de la portadora. En el dominio frecuencial el ruido de FM de un oscilador se suele representar como la relación entre la potencia en un determinado ancho de banda a una lado de la portadora respecto a la potencia de la portadora. La figura 10.8 representa esta situación.

Un valor típico de ruido de un oscilador es por ejemplo -110 dBc/Hz a 100 kHz , que significaría que el nivel de potencia medido por un analizador

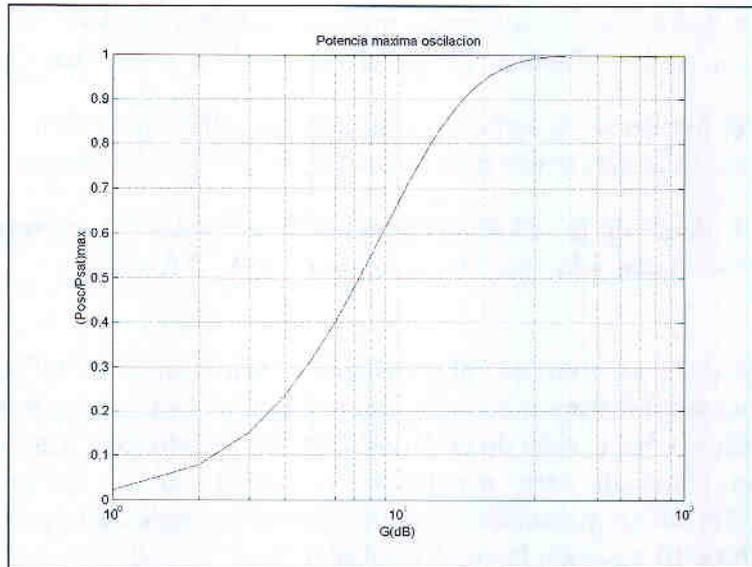


Figura 10.7: Potencia oscilación máxima respecto a la potencia de saturación

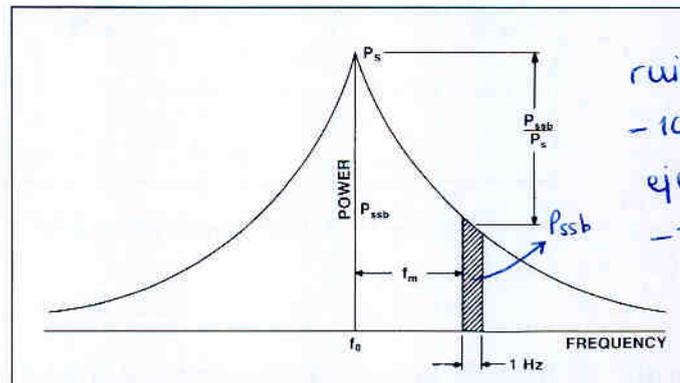


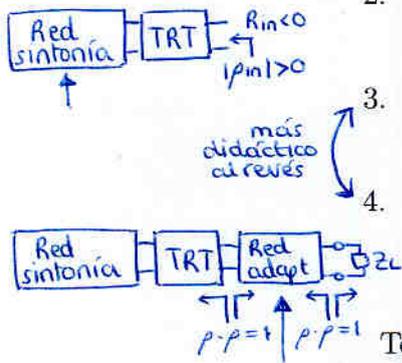
Figura 10.8: Ruido FM en un oscilador

de espectros con un ancho de banda de 1 Hz a una distancia de 100 kHz de la frecuencia de oscilación está 110 dB por debajo del nivel de la portadora, en este caso el tono de oscilación.

10.4. Diseño de osciladores de dos accesos

Habría que distinguir los diferentes métodos de diseño según utilizaran características del dispositivo activo en pequeña señal, o los que hacen uso de las características en gran señal y además incluyen su comportamiento no lineal. Para el caso de pequeña señal un proceso de diseño de un oscilador haciendo uso de un transistor se resumiría en los siguientes cuatro pasos:

1. Selección de un transistor con suficiente ganancia y potencia de salida a la frecuencia de trabajo.



2. Selección de la topología que de un factor de estabilidad $k < 1$ a la frecuencia de diseño. (típicamente base común)
3. Selección de la red de adaptación de salida que nos de una impedancia de entrada con resistencia negativa, $|\rho_{in}| > 1$, a la frecuencia de oscilación.
4. Cálculo de la red de adaptación de entrada que garantice la condición de oscilación a la entrada, $\rho_g \rho_{in} = 1$. $\leftrightarrow \Sigma R = 0$

Teniendo presente que el transistor ya sea bipolar o FET es un dispositivo de tres bornes deberemos escoger una configuración para convertirlo en una red de dos accesos. En el caso de un transistor FET tendremos tres posibilidades, fuente común, adecuada para amplificadores, puerta común, adecuada para osciladores de banda ancha, y drenador común, adecuada para osciladores de potencia media. La figura 10.9 recoge las tres posibilidades.

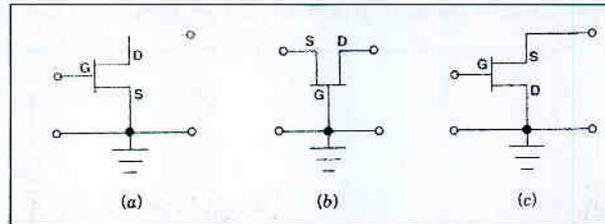


Figura 10.9: Configuraciones FET

Ejemplo: Se trata de diseñar un oscilador a 2 GHz con el transistor de HP HXtr2001, cuyos parámetros S a dicha frecuencia, en base común con emisor en acceso 1 y colector en acceso 2 son:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0,94 \angle 174^\circ & 0,013 \angle 98^\circ \\ 1,90 \angle -28^\circ & 1,01 \angle -17^\circ \end{bmatrix}$$

Con estos valores de parámetros de dispersión el factor de estabilidad k valdrá:

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} = -0,0847$$

Valor menor que 1 y que por tanto permitiría encontrar una situación de inestabilidad, que es lo que en el diseño de un oscilador buscamos. Una forma de hacer más inestable un oscilador es añadirle una realimentación serie como la mostrada en la figura 10.10 donde Z podría ser un elemento reactivo. Normalmente introduciendo una bobina se consigue aumentar la inestabilidad. En nuestro ejemplo si introducimos una bobina $L = 0,5 \text{ nH}$ y calculamos los nuevos parámetros de dispersión obtenemos:

$$[S] = \begin{bmatrix} 1,04 \angle 173^\circ & 0,043 \angle 153^\circ \\ 2,00 \angle -30^\circ & 1,05 \angle -18^\circ \end{bmatrix}$$

Valores parecidos a los originales del transistor pero con S_{11} y S_{22} mayores que la unidad. Con estos valores el factor de estabilidad es ahora $k = -0,83$, es decir se aleja todavía más de la frontera de estabilidad que corresponde al valor 1.

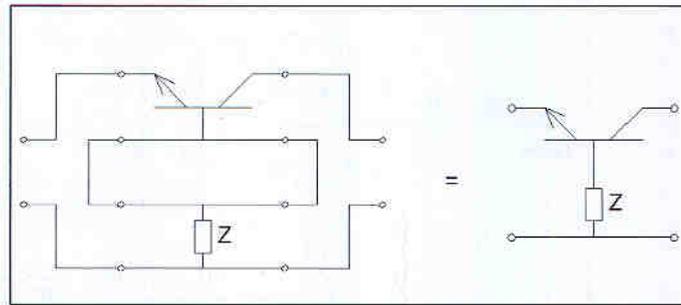


Figura 10.10: Realimentación Serie TRT en base común

Con una red de carga como la propuesta en la figura, colocada en el acceso 2 del transistor, se obtiene un factor de reflexión en el acceso 1 del mismo igual a $\rho_{in} = 1,18 \angle 173^\circ \approx 1 \angle 173^\circ$. La condición de oscilación nos dice que debemos presentarle un factor de reflexión en el acceso 1 que sea el inverso de este ρ_{in} , es decir un $\rho_G = 1 \angle -173^\circ$. Calculando la impedancia asociado a este factor de reflexión tendremos:

$$Z_G = Z_o \frac{1 + \rho_g}{1 - \rho_G} = -j3,06 \Omega$$

Reactancia negativa que podremos conseguir mediante una capacidad C :

$$C = \frac{-1}{\omega X} = \frac{1}{2\pi f 3,06} = 26 \text{ nF}$$

De esta manera tendríamos el oscilador diseñado.

En este punto conviene señalar la posibilidad de abordar un diseño con análisis no lineal haciendo uso de algún programa de CAD comercial. Hoy día la gran mayoría de simuladores circuitales ofrecen la posibilidad de realizar simulaciones no lineales haciendo uso del método de balance armónico. Conviene ejecutar en cada caso los ejemplos que en este ámbito cada programa suele traer. Por poner un ejemplo, en el caso del MWO, en la carpeta de Examples, existe una carpeta denominada Oscillator donde se pueden encontrar varios diseños de osciladores.

Algunos de ellos hacen uso de la capacidad de simulación no lineal del programa. Por ejemplo el proyecto *Oscillator_NLinear.emp* se trata de un diseño de un oscilador con un transistor FET. Dicho diseño hace uso de un modelo circuital de un FET, figura 10.11, recogido en la referencia [1]. Co este modelo se puede observar el cambio de la impedancia de entrada del oscilador variando la polarización. Aparecen también como variables sintonizables en el proyecto la longitud de un stub situado en puerta y el valor de un condensador situado en drenador. Es interesante ver el efecto que tienen estas tres variables en la impedancia.

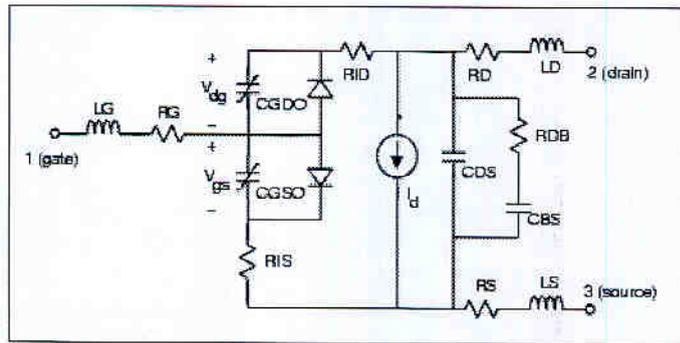


Figura 10.11: Modelo no lineal FET

Otro ejemplo con análisis no lineal es el del proyecto *Device_Line_Osc.emp* donde se presenta como obtener información de la potencia de salida del oscilador. También es aconsejable ejecutar el proyecto *LTCC_Oscillator.emp*, donde no solo nos calcula el valor de potencia de salida, sino también los niveles de espúreas y el consumo de corriente.

Bibliografía

- [1] A.J. McCant, G. D. McCormack, and D. H. Smith. An improved gaas fet model for spice. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-38:822, June 1990.

Algebra 1

Chapter 1: Linear Equations and Functions

Section 1.1: Slope and Slope-Intercept Form

Section 1.2: Point-Slope Form and Two-Point Form

Section 1.3: Parallel and Perpendicular Lines

Section 1.4: Linear Inequalities

Section 1.5: Systems of Linear Equations and Inequalities

Section 1.6: Linear Functions and Graphs

Section 1.7: Linear Functions and Slope

Section 1.8: Linear Functions and Intercepts

Section 1.9: Linear Functions and Applications

Section 1.10: Linear Functions and Real-World Problems

Section 1.11: Linear Functions and Graphing

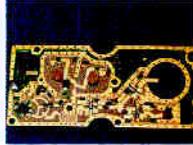
Section 1.12: Linear Functions and Systems

Section 1.13: Linear Functions and Applications

Section 1.14: Linear Functions and Graphs

Sesión 11 :

Dispositivos de control



Circuitos de RF: diseño e instrumentación

Mariano Baquero Escudero

Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha

Índice Presentación

- Introducción
- Dispositivos control
- Conmutadores
- Desfasadores
- Atenuadores

Introducción

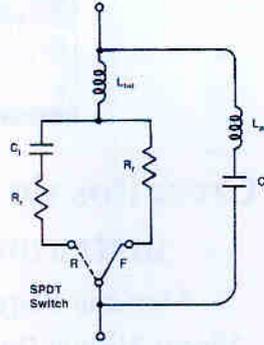
- La capacidad de control flujo señal microondas resulta importante
- Dispositivos tales como conmutadores, desfasadores y atenuadores son de gran utilidad
- Por ejemplo un fase array en un sistema radar utiliza miles de estos elementos
- Los dispositivos más habituales en labores de control en microondas son los diodos PIN y los transistores FET

Dispositivos de control

- Diodos PIN
- Transistores FET

Diodos PIN

Circuito equivalente



Dos circuitos distintos según esté polarizado en directa o inversa

F: forward → ve una R_f (ideal c.c.)
 R: reverse → ve una C serie (ideal c.a.)

Valores típicos

Equivalent-Circuit Parameters for Two Commercially Available pin Diodes

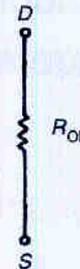
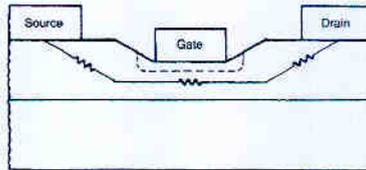
Parameters	MA47892-109	MA47899-030
C_i	1 pF	0.1 pF
R_r	0.4 Ω	1 Ω
R_f	0.5 Ω	4 Ω
L_{int}	0.3 nH	0.3 nH
C_p	0.08 pF	0.18 pF
τ	5 μ s	0.5 μ s
f_{cs} ($= 1/(2\pi C_i \sqrt{R_f R_r})$)	350 GHz	800 GHz

los dispositivos semiconductores son mucho más rápidos que los electromecánicos

• τ : tiempo de conmutación
 • pérdidas de absorción

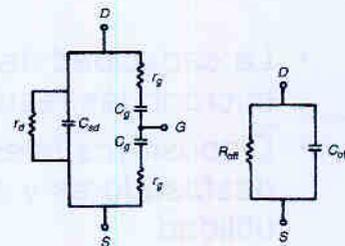
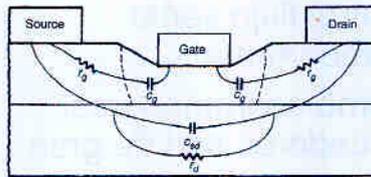
Transistores FET

Circuito equivalente en modo ON



R_{ON} ↓ (pérdidas del canal)

Circuito equivalente en modo OFF



Resistencia grande con condensador en paralelo

Valores típicos

$$R_{ON} = 2,5 \Omega \quad C_{sd} \simeq 0,25 \text{ pF}$$

$$r_d \simeq 3 \text{ K}\Omega \quad C_g \simeq 0,2 \text{ pF}$$

$$C_{off} = C_{sd} + \frac{C_g}{2} \simeq 0,2 \text{ pF}$$

$$R_{off} = \frac{2r_d}{2 + r_d \omega^2 C_g^2 r_g} \simeq 2 \text{ K}\Omega$$

Conmutadores

Características:

- Pérdidas de inserción, L_i
- Aislamiento, I
- Velocidad conmutación, v

Tipos:

- Single-Pole Single-Throw (SPST)
- Single-Pole Double-Throw (SPDT)
- Single-Pole Multiple-Throw (SPMT)

Single-Pole Single-Throw (SPST) (conmutador de 1 a 1)

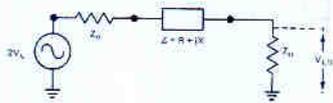


Configuraciones:

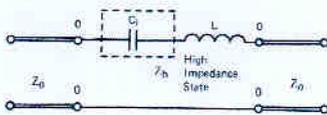
- Configuración serie
- Configuración paralela
- Configuración serie-paralela
- Configuración serie-paralelo-serie

Single-Pole Single-Throw (SPST)

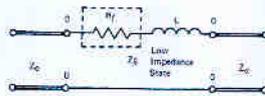
Configuración serie



OFF



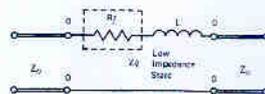
ON



Pérdidas de inserción

$$IL = 1 + \frac{R}{Z_0} + \frac{1}{4} \left(\frac{R}{Z_0} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{X}{Z_0} \right)^2$$

Caso ON

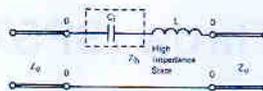


$$Z = R_f + j\omega L$$

$$IL_{ONs} = 1 + \frac{R_f}{Z_0} + \frac{1}{4} \left(\frac{R_f}{Z_0} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\omega L}{Z_0} \right)^2$$

idealmente
0 dB
 $IL_{ONs} = 1$

Caso OFF



$$Z = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_j} \right)$$

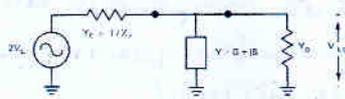
$$IL_{OFFs} = 1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\omega L}{Z_0} - \frac{1}{\omega Z_0 C_j} \right)^2$$

idealmente
 ∞ dB

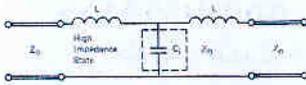
Aislamiento

(las pérdidas de inserción en el caso OFF las llamamos aislamiento)

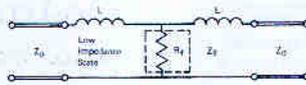
Configuración paralela



OFF



ON



Pérdidas de inserción

$$IL = 1 + \frac{Y}{Z_o} + \frac{1}{4} \left(\frac{Y}{Z_o} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{B}{Z_o} \right)^2$$

• Ejemplo:

- F=3,18 GHz
- Zo=50 Ohm
- Diodos PIN MA-47892 y MA-47899

MA-47892	Rf=0,4 Ohm	Xf= 6 Ohm
	Rr=0,5 Ohm	Xr=-44 Ohm

MA-47899	Rf=1 Ohm	Xf= 6 Ohm
	Rr=40hm	Xr=-494 Ohm

• Configuración serie:

MA-47892	IL=0,05 dB	I=0,805 dB
MA-47899	IL=0,1 dB	I=14,06 dB

← mejor aislamiento

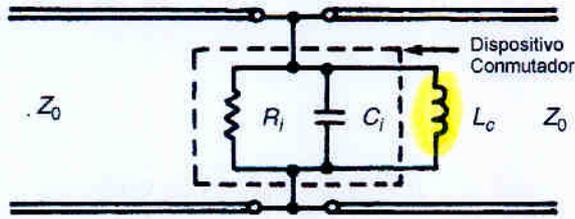
• Configuración paralelo:

MA-47892	IL=1,26 dB	I=12,75 dB
MA-47899	IL=0,029 dB	I=12,84 dB

No podemos descartar una configuración u otra. Depende del diodo

← mejores pérdidas de inserción

- Compensación de reactivas

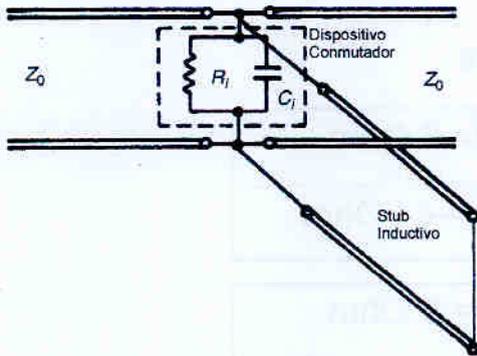


Para compensar los valores parásitos que nos estropear el circuito

(ejemplo: cancelar el condensador añadiéndole una bobina - o un stub inductivo)

Pegas:

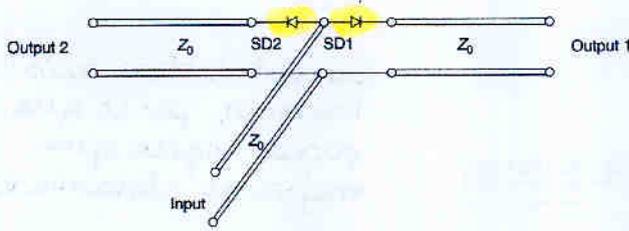
- sólo se cancela a una frecuencia (reduzco el AB)
- ¿qué pasa con el circuito equivalente del otro estado?



Single-Pole Double-Throw (SPDT)

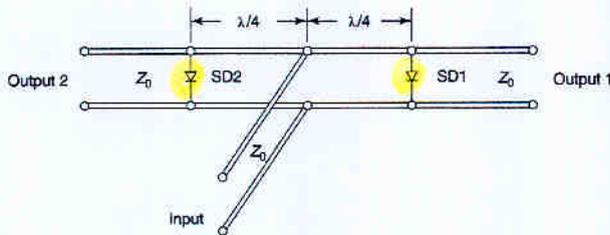


Configuración serie



Recuerda que, paralelamente al circuito de RF, el diodo debe polarizarse

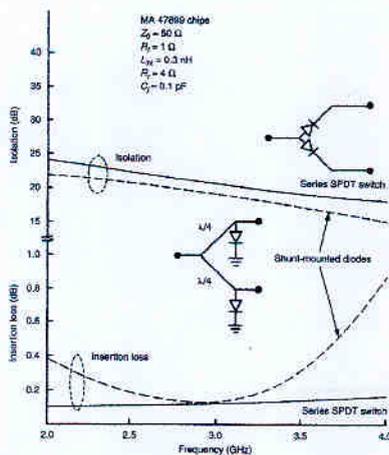
Configuración paralelo



Cuidado: que el cortocircuito de uno no afecte al otro (ponerlos a distancia $\lambda/4$)

↓
problema: respuesta en frecuencia

Gráfica comparativa entre serie y paralelo (para un determinado diodo)

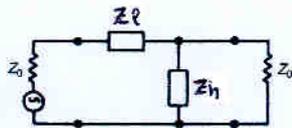
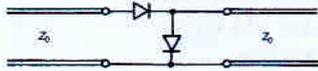


— serie → vemos que es bastante plana

--- paralelo → se ve bien el efecto de sintonía en las pérdidas de inserción debido a depender de la distancia $\lambda/4$

Volviendo a Single-Pole Single-Throw (SPST) Configuraciones más complejas

- Configuración serie-paralelo

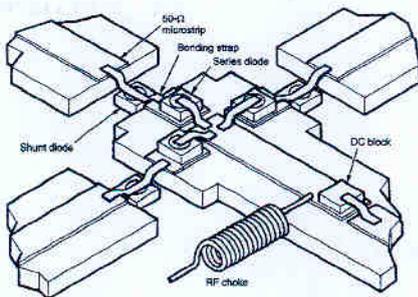


$$IL = \left| \frac{1}{2} + \frac{(Z_0 + Z_h)(Z_0 + Z_s)}{2Z_0 Z_h} \right|^2$$

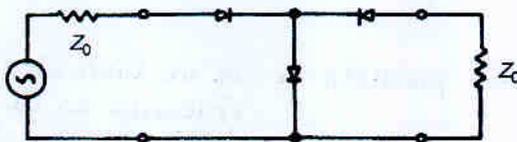
$$Isolation = \left| \frac{1}{2} + \frac{(Z_0 + Z_s)(Z_0 + Z_h)}{2Z_0 Z_s} \right|^2$$

La señal tiene más barreras, por lo que parece lógico que mejore el aislamiento

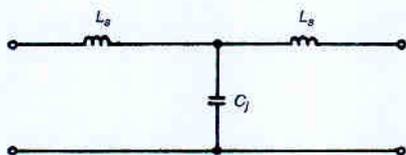
SP3T en microtira



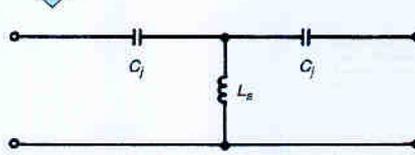
- Configuraciones múltiples serie-paralelo de banda ancha



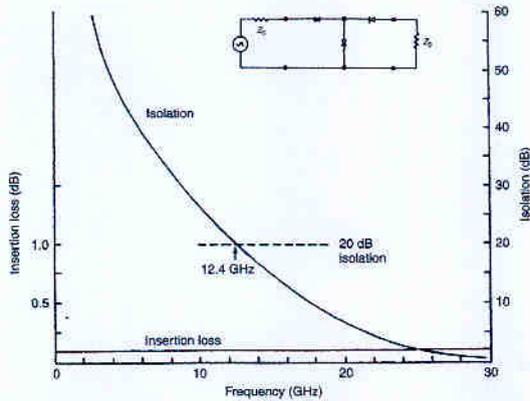
ON-OFF-ON



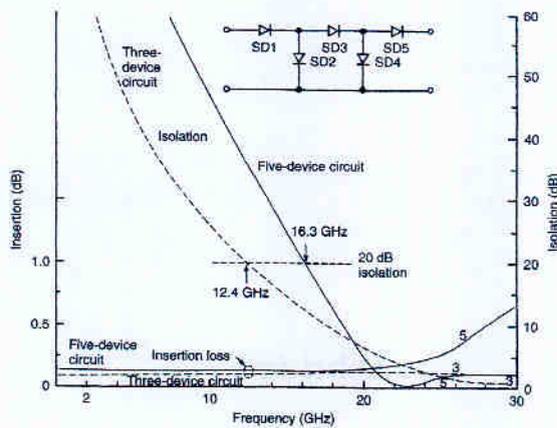
OFF-ON-OFF



- Configuración tres diodos serie-paralelo-serie

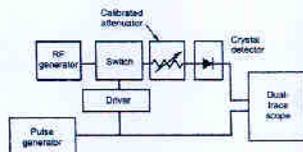


- Configuración cinco diodos serie-paralelo-serie



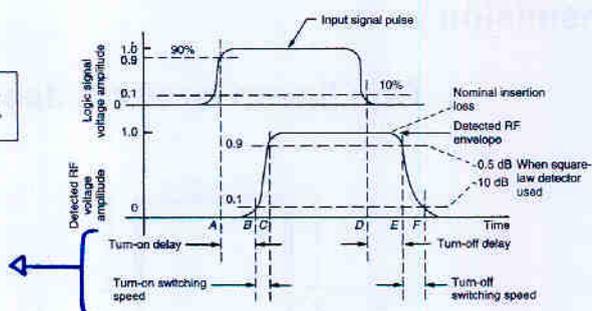
- Velocidad conmutación**

Circuito usado para la medida de los tiempos

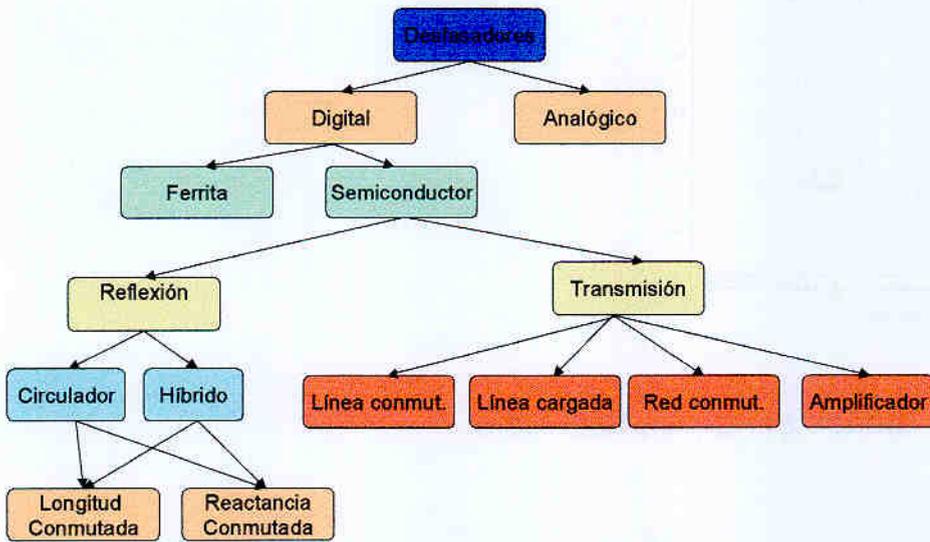


Parámetros importantes

- Retardo Turn-on
- Velocidad de conmutación Turn-on
- Retardo Turn-off
- Velocidad de conmutación Turn-off

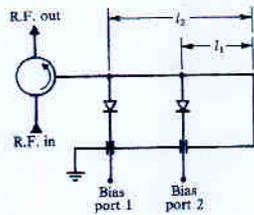


Desfasadores

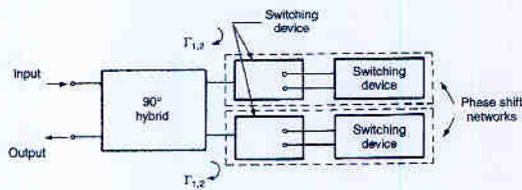


Reflexión

Circulador

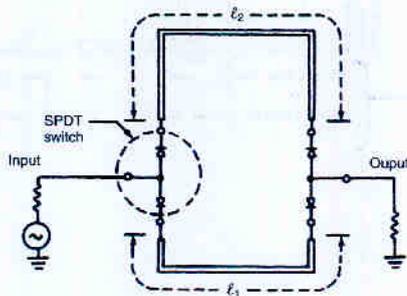


Híbrido



Transmisión

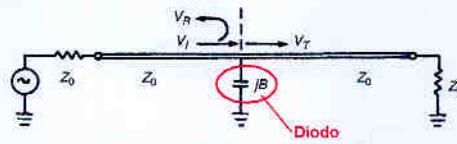
Con líneas conmutadas



$$\Delta\phi = \beta(l_2 - l_1) = \frac{2\pi f}{v_p}(l_2 - l_1)$$



Con líneas cargadas



$$T = \frac{V_T}{V_I} = \frac{V_I + V_R}{V_I} = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + jb} \quad V_T = TV_I = V_I \frac{2}{2 + jb} = V_I \left(\frac{4}{4 + b^2} \right)^{1/2} \exp[-j \tan^{-1}(\frac{1}{2}b)]$$

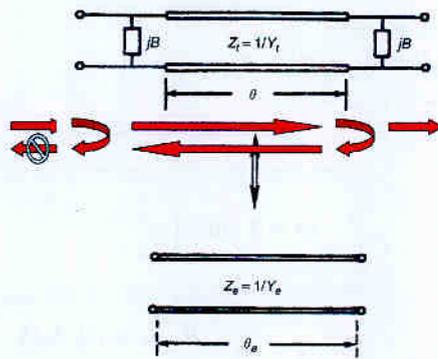
$$\Delta\phi = \tan^{-1}(\frac{1}{2}b)$$

Diodo ON: $b=|b|$
Diodo OFF: $b=-|b|$

→ Igual pérdidas de inserción con ON y OFF

$$\frac{V_T}{V_I} = \left(\frac{4}{4 + b^2} \right)^{1/2}$$

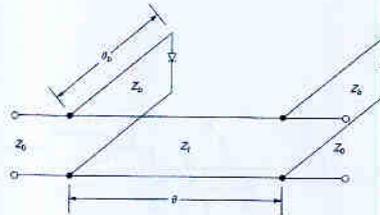
Problema: pérdidas de inserción no nulas



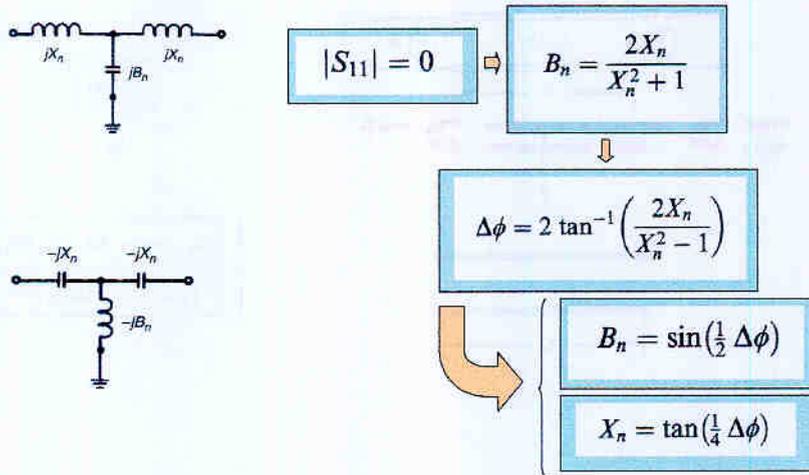
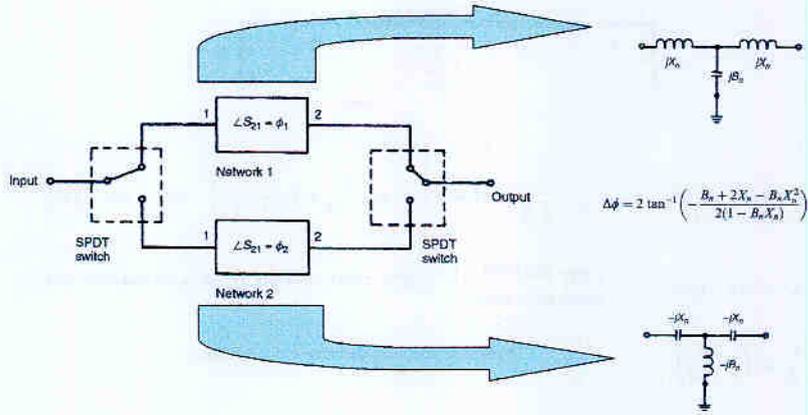
$$\theta = 90^\circ$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_e = \frac{1}{2}\pi + BZ_i + \frac{1}{6}(BZ_i)^3 \\ Y_e = Y_i[1 - (BZ_i)^2]^{1/2} \end{array} \right.$$

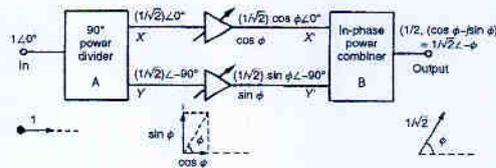
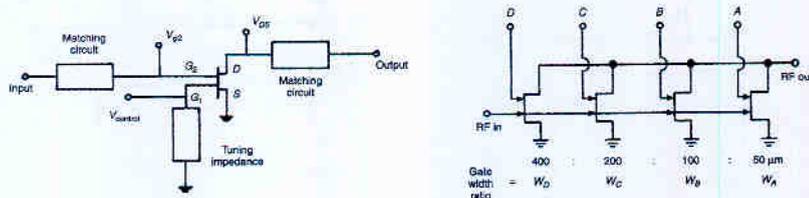
Ejemplos:



Con red conmutación



Con amplificador



Atenuadores con PIN

Resistencia intrínseca diodo PIN polarizado en directo: R_i

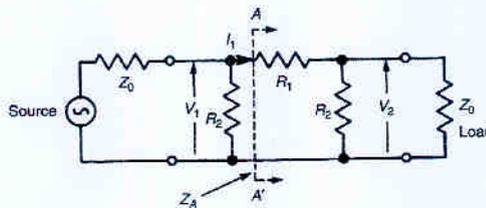
$$R_i = \frac{W^2}{2\mu_{ap}\tau I_0}$$

Ancho zona intrínseca: W

Vida media portadoras: τ

Corriente polarización: I_0

Mobilidad ambipolar: μ_{ap}



$$K = \frac{V_1}{V_2} = \frac{R_2 + Z_0}{R_2 - Z_0}$$

$$R_2 = \frac{Z_0(K + 1)}{K - 1}$$

$$R_1 = \frac{1}{2}Z_0(K - 1/K)$$

Alatronics and Electronics

Alatronics and Electronics

- 1. Introduction
- 2. Components
- 3. Circuits
- 4. Applications



Alatronics and Electronics

Conmutadores Microelectromecánicos (MEMS)



Circuitos de RF: diseño e instrumentación

Mariano Baquero Escudero
Vicent Miquel Rodrigo Peñarrocha

Problemas MEMS:

- Velocidad de conmutación pequeña (2-40 μ s) (lentos)
- Potencia RF pequeña (20-50 mW)
- Tensión de control elevada (20-80 V)
- Número máximo de conmutaciones pequeño (0,1-10 billones de conmutaciones (comm.))
- Encapsulado complejo (necesita atmósfera inerte: nitrógeno, argon,...)
- Coste encapsulado elevado

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

3

Principales aplicaciones MEMS:

- Sistemas RADAR (5-94 GHz, 20 billones de comm.)
- Sistemas de comunicación por satélites (12-35 GHz, 0,1-100 millones de comm.)
- Sistemas de comunicación Wireless (0,8-6 GHz, 0,1-10 billones de comm.)
- Sistemas de instrumentación (0,01-50 GHz, 20-40 billones de comm.)

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

4

Ventajas MEMS:

- Bajo consumo
- Aislamiento muy elevado
- Pérdidas de inserción muy bajas (-0,1 dB hasta 40 GHz)
- Productos de intermodulación muy pequeños
- Bajo coste

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

2 1

Consideraciones electromecánicas:

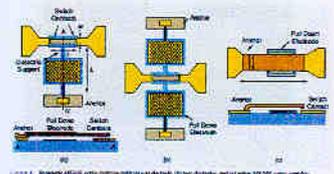
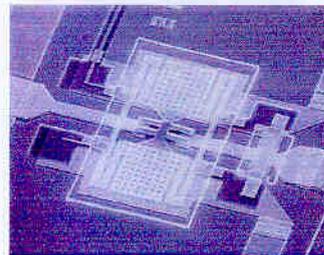
- A pesar de su pequeñez siguen las mismas leyes de la física mecánica desarrollada desde hace 200-400 años.
- Las fuerzas superficiales y las debidas a la viscosidad del medio predominan sobre las fuerzas inerciales y gravitatorias.
- Una membrana fija-fija presenta una constante equivalente de muelle de k (N/m)

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

5

Ejemplos: Conmutadores



27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

7

MEMS: parámetros electromecánicos

- Una constante equivalente de 5-40 N/m
- Los MEMS no son sensibles a las fuerzas de aceleración dada su pequeña masa (10^{-10} - 10^{-12} kg)
- Para una constante de muelle de 10 N/m y una aceleración de 100m/s^2 el desplazamiento sería de nanómetros, despreciable frente a los $1,5\text{-}4 \mu\text{m}$ de distancia con la LT.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

6

Ejemplos: Conmutadores

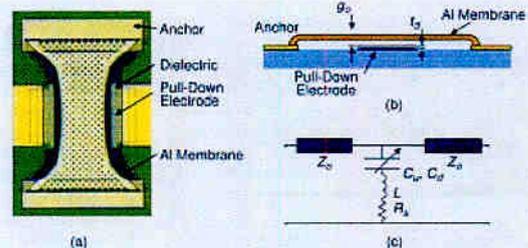


Figure 3. Raytheon MEMS capacitive shunt switch: (a) cross-section view and (b) electrical CLR model.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

8

Ejemplos: Conmutadores

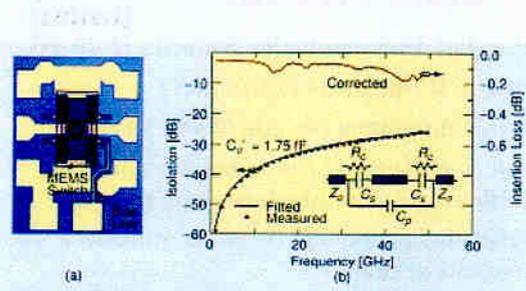


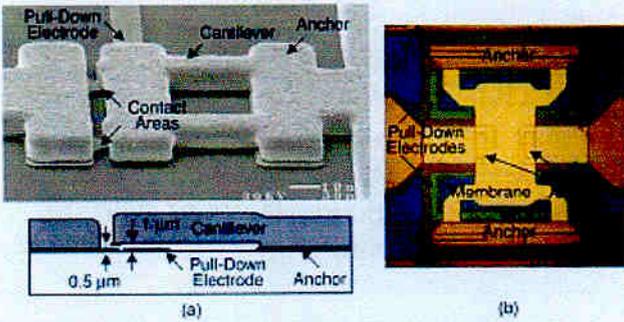
Figure 4. (a) RSC MEMS-series switch and (b) the measured isolation and insertion loss. (Courtesy of Rockwell Science Center.)

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

9

Ejemplos: Conmutadores

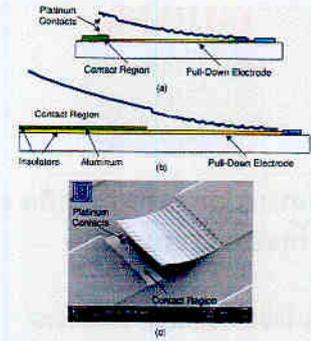


27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

10

Ejemplos: Conmutadores



(a) SEM of Lincoln Laboratory's inductor MEMS-series switch in a d-contact and (b) capacitive configuration, and (c) SEM of the dc-contact switch.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

11

Ejemplos: Conmutadores

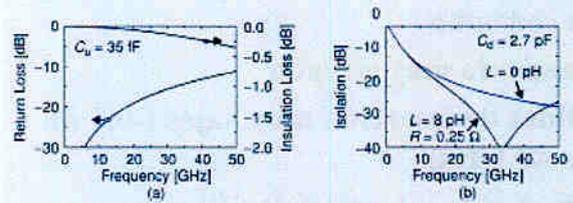


Figure 6. S-parameters of a MEMS shunt switch in a CPW configuration with $C_0 = 35$ fF, $C_1 = 2.7$ pF, $L = 8$ pH, $R = 0.25 \Omega$. (a) up-state position and (b) down-state position. The switch is $80\text{-}\mu\text{m}$ wide and the line loss is assumed to be 0.5 dB/cm.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

12

Ejemplos: Conmutadores

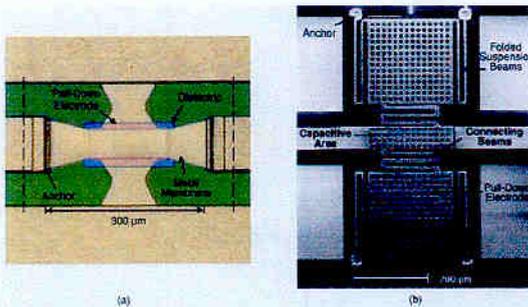


Figure 7. (a) University of Michigan low-height high-spring-constant gold MEMS switch and (b) low-spring-constant MEMS switch.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

13

Ejemplos: Conmutadores SP4T

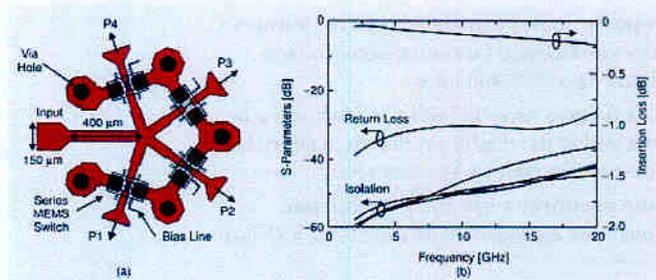


Figure 9. (a) SP4T switch based on the RSC MEMS series switch and (b) simulated S-parameters.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

15

Ejemplos: Conmutadores

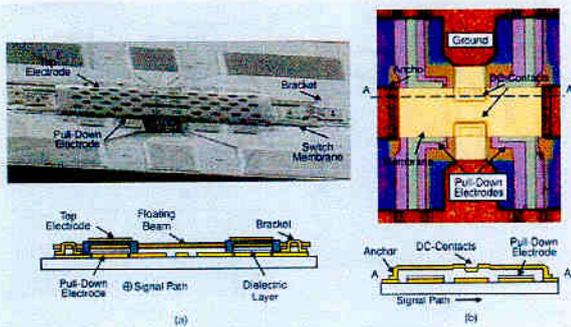


Figure 8. (a) University of Illinois and (b) University of Michigan dc-contact shunt switch.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

14

Ejemplos: Conmutadores

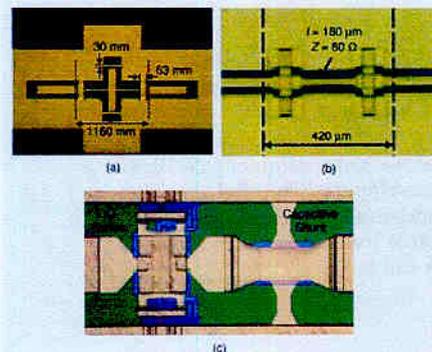


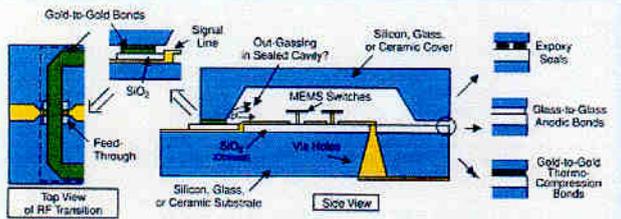
Figure 10. Examples of high-isolation MEMS switch circuits: (a) cross-switch at Ka-Band, (b) W-band-tuned switch, and (c) series/shunt switch.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

16

Ejemplos: Conmutadores



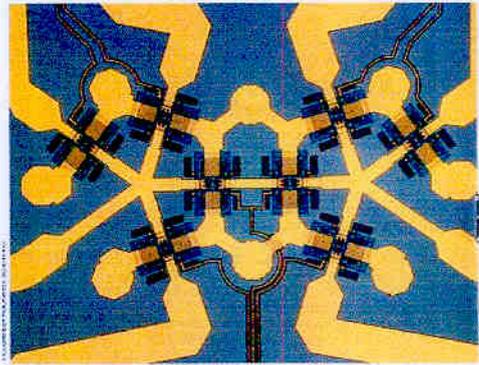
Current-packaging and interconnect schemes for MEMS switches. Feed-through or via technologies are needed to pass the RF signal through the sealed package.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

17

Ejemplos: Conmutadores

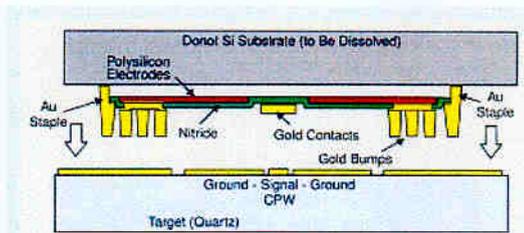


27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

19

Ejemplos: Conmutadores



The Berkeley transfer process: Part of the switch is integrated on the carrier substrate and the movable part is integrated on the low-resistivity silicon substrate which will be dissolved after the switch membrane is transferred to the carrier substrate.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

18

Ejemplos: Desfasadores

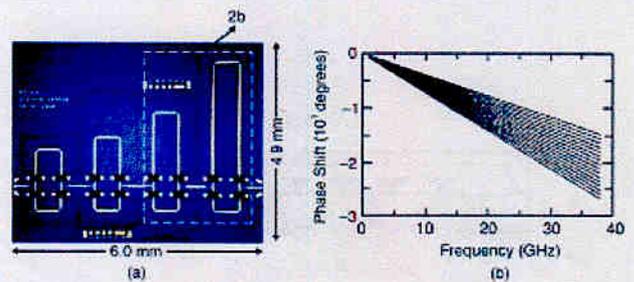


Figure 2. (a) The 4-b (and 2-b) Rockwell Scientific switched-line phase shifter and (b) measured phase shift from dc-40 GHz.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

20

Ejemplos: Conmutadores SP4T

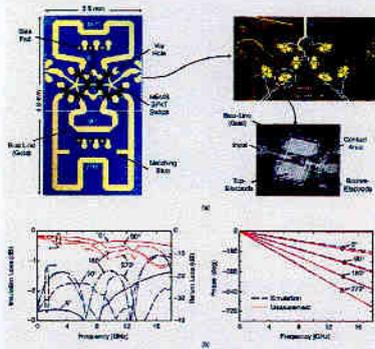


Figure 3. 4-b University of Michigan/Rockwell Scientific SP4T switched-line phase shifter and its measured performance at 18 GHz.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

21

Ejemplos: Desfasadores

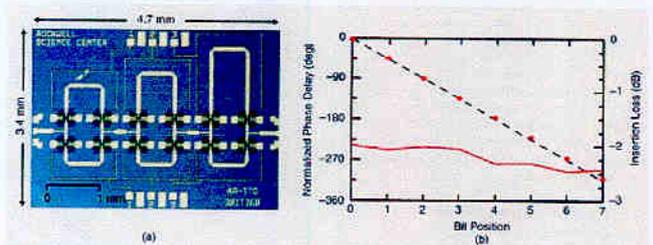


Figure 6. (a) The 3-b Rockwell Scientific Ka-band switched-line phase shifter and (b) measured performance at 35 GHz.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

23

Ejemplos: Conmutadores SP4T

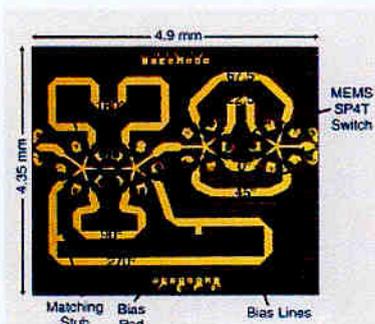


Figure 5. The 4-b University of Michigan/Rockwell Scientific SP4T switched-line phase shifter.

27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

22

Ejemplos: Desfasadores

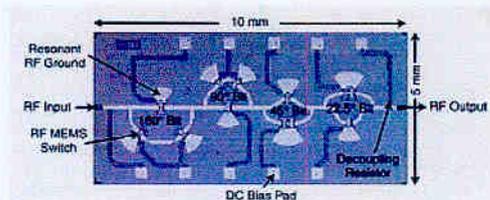


Figure 7. The 4-b Raytheon Ka-band switched-line phase shifter.

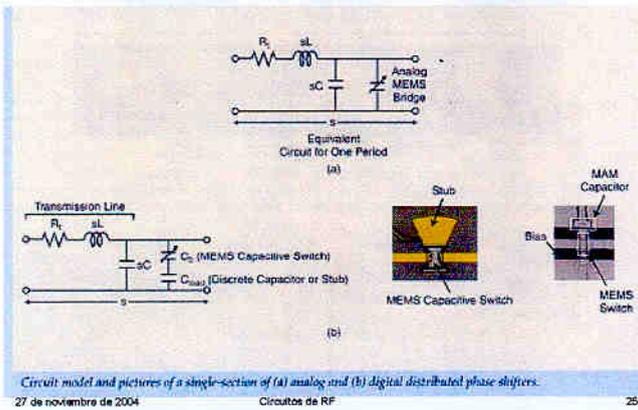
27 de noviembre de 2004

Circuitos de RF

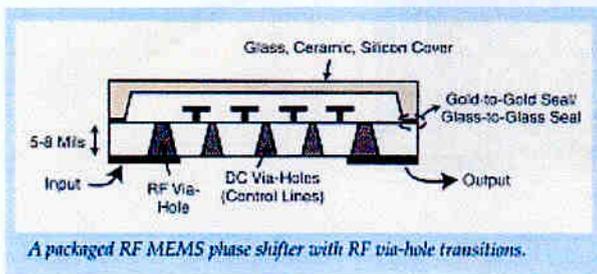
24

XI-9

Ejemplos: Desfasadores



Ejemplos: Desfasadores



Sesión 12: Ejemplo real. Bloque LNB

