

R

TRIPLEXOR PARA EL PLL DE RECEPTORES
DE MILIMETRICAS DEL CAY

J.E. Garrido, A. Barcia, J.D. Gallego

Informe Tecnico CAY - 1991-3

1. INTRODUCCION.

En el lazo enganchado en fase (PLL) que utilizamos para estabilizar la fase de la señal de salida del primer OL del receptor, hacemos una comparación de fase entre dos señales de 350 MHz, como puede observarse en la figura 1. La primera es una referencia muy estable de 350 MHz, obtenida de un sintetizador General Radio 1061 enganchado al máser LHA 2. La segunda se obtiene mediante mezcla armónica de una muestra de la señal del OL con otra referencia de, aproximadamente, 1 GHz, generada en un sintetizador Racal-Dana 3101, multiplicada en frecuencia por 4 y amplificada, obteniendo tras la mezcla una señal que, con el bucle enganchado, obligamos a ser de 350 MHz.

La mezcla obliga a que:

$$|f_{OL} - n \cdot f_{x4}| = 350 \text{ MHz}$$

Así pues, en el OL obligamos a tener:

$$f_{OL} = n \cdot f_{x4} \pm 350 \text{ MHz}$$

donde:

f_{OL} : frecuencia de salida del OL

f_{x4} : frecuencia de salida del multiplicador $\times 4$

n : armónico utilizado en la mezcla

La misión del triplexor es inyectar la referencia de 4 GHz hacia el mezclador armónico, extraer la señal de 350 MHz resultante de la mezcla y permitir una lectura de la potencia que

inyectamos en el lazo, mediante un miliamperímetro de corriente continua.

La correspondencia entre las denominaciones dadas a las puertas en el texto, los nombres que figuran los montajes reales y las frecuencias de interés en cada puerta, son:

TABLA 1. Puertas del dispositivo.

Puerta	Montaje	Frecs. de paso	Frecs. a eliminar
P1	x4	4 GHz	350 MHz, 2 GHz
P2	MA	350 MHz, 4 GHz	2 GHz
P3	S 350 MHz	350 MHz	175 MHz, 2 GHz, 4 GHz
P4	DC	0 Hz	175 MHz, 350 MHz 2 GHz, 4 GHz

P1 : Conexión con el multiplicador x4

P2 : Conexión con el mezclador armónico

P3 : Conexión con la FI del lazo

P4 : Conexión con el miliamperímetro de continua

2. ESTRUCTURA.

Para permitir la función del triplexor, anteriormente descrita, necesitamos cuatro puertas en el dispositivo: la primera, conectada a la salida del multiplicador $\times 4$, deberá dejar pasar los 4 GHz pero no los 350 MHz, que nos interesa se desvíen hacia la puerta de salida. La segunda, conectada al mezclador armónico, deberá dejar pasar tanto los 4 GHz hacia el mezclador, como los 350 MHz deseados a la salida, que es la tercera puerta, conectada a la cadena de FI de la red PLL, compuesta por los filtros y amplificadores mostrados en la figura 1. Debemos evitar que salga potencia a 4 GHz por esta puerta. La cuarta puerta tendrá una señal de salida de continua, y va conectada a un miliamperímetro para tener una medida del nivel de potencia presente en el lazo.

Para permitir la circulación de las señales mencionadas, se concibió el esquema de la figura 2, en el cual:

C_1 y L_1 forman un circuito resonante paralelo a 350 MHz para impedir que potencia a esta frecuencia se desvíe hacia P1. C_1 tiene una resonancia serie próxima a 4 GHz.

C_{11} es un condensador con resonancia serie cercana también a 4 GHz, para permitir el paso de esta frecuencia y evitar que señales de frecuencias más bajas circulen hacia el multiplicador, teniendo en cuenta que nos interesa que la corriente continua vaya al miliamperímetro (P4).

El circuito para la circulación de los 4 GHz consiste en una línea *microstrip* de impedancia característica 50Ω , para tener adaptación con los circuitos conectados. El *stub* conectado, en forma de L, tiene la función de garantizar que los 4 GHz se transmiten por entero de P1 a P2. La longitud total del *stub* representa $\lambda/2$ a 4 GHz y está acabado en circuito abierto (punto C de la figura 2). En B vemos un cortocircuito para 4 GHz ($\lambda/4$ desde C), por lo que es el punto adecuado para conectar la rama de salida de 350 MHz, garantizando que no se desviará por ella, potencia a 4 GHz hacia P3. Para eliminar los 2 GHz es necesario añadir un segundo *stub* a la línea, que represente $\lambda/4$ a dicha frecuencia, como veremos en el apartado 5.3.

C_3 y L_3 representan un circuito resonante paralelo a 175 MHz, frecuencia mitad de 350 MHz, para evitar la transmisión de este subarmónico hacia el amplificador-limitador, donde generaría una frecuencia de 350 MHz, por ser éste un dispositivo en saturación y, por lo tanto, no lineal, que podría dar lugar a un enganche espúreo.

L_2 C_2 es un circuito resonante serie centrado en 350 MHz, cuya función es filtrar armónicos indeseados.

L_4 C_4 es un circuito resonante paralelo sintonizado a 350 MHz, para impedir que potencia a esta frecuencia sea desviada hacia el miliamperímetro.

L_5 y C_5 representan un filtro paso bajo para evitar radiación por la salida hacia el miliamperímetro.

3. VALORES DE LOS COMPONENTES.

Pasamos ahora al cálculo y selección de los valores de los componentes discretos.

Elegimos para C_1 y C_{11} condensadores de alta frecuencia, marca y modelo ATC 700 case A, de valor 4,3 pF, los cuales presentan resonancia serie a 4,6 GHz y, por tanto, dejan pasar bien los 4 GHz, mientras que presentan mayor impedancia a frecuencias inferiores.

En el cálculo de L_1 , primero hemos tenido en cuenta que la frecuencia de resonancia de un circuito LC es:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

y, dado que buscamos que L_1 y C_1 resuenen a 350 MHz, el valor deseado de L_1 es 48 nH.

Además, deseamos que la bobina se comporte bien hasta 4 GHz. Teniendo en cuenta las características de los distintos tipos de bobinas y que necesitamos una elevada inductancia hasta una frecuencia muy alta, optamos por construirla mediante una espira de hilo, empleando las siguientes expresiones de diseño [1]:

$$L(\text{nH}) = 4\pi \cdot R \cdot \left[\ln\left(\frac{R}{r}\right) + 0,33 \right] \quad (1)$$

$$K_g = 0,57 - 0,145 \cdot \ln\left(\frac{w}{h}\right)$$

$$L_1 = K_g \cdot L$$

donde:

R : radio de la espira (cm)

r : radio del hilo (cm)

K_g : factor debido a la presencia del plano de masa [2]

w : diámetro del hilo ($w = 2 \cdot r$)

h : espesor del sustrato

por lo tanto, para conseguir una inductancia elevada, elegimos r lo menor posible y, entre los hilos de que disponemos, el más fino tiene un diámetro $\phi = 0,14$ mm, de modo que, con el sustrato utilizado, fibra de vidrio de 1,55 mm de espesor, tenemos $K_g = 0,92$. Elegimos un radio de espira $R = 8$ mm, con lo cual tenemos $L = 51$ nH y $L_1 = 47$ nH, valor aceptable.

Más adelante veremos que las no idealidades en la práctica, nos harán prescindir de L_1 .

Para las secciones de UHF calculamos primero las bobinas, de modo que tengan dimensiones físicas razonables y, dada la banda de funcionamiento, podemos conseguir los valores de inductancia deseados mediante solenoides.

La expresión utilizada para el cálculo de la inductancia es [3]:

$$L(\mu\text{H}) = \frac{N^2 \cdot r}{22,9 \cdot \frac{1}{r} + 25,4} \quad (2)$$

donde:

N : número de espiras

r : radio de la espira (cm)

l : longitud de la bobina (cm)

Elegimos un hilo de diámetro $\phi = 0,67$ mm.

Para lograr Q máximo, el espaciado de las espiras debe ser [3]:

$$e = \frac{\phi}{0,55} = 1,22 \text{ mm}$$

Consideramos un número de espiras $N = 3$, luego la longitud de la bobina es, aproximadamente:

$$l = e \cdot (N-1) = 2,44 \text{ mm}$$

posteriormente, durante las medidas, ajustamos la separación entre espiras para sintonizar el circuito a la frecuencia deseada.

El diámetro de espira elegido es $D = 5$ mm, con lo cual, el radio es $r = 2,5$ mm.

Obtenemos: $L = 47$ nH.

Hacemos $L_2 = L_3 = L_4 = 47$ nH y a partir de este dato, calculamos los valores de los condensadores correspondientes:

C_2 y C_4 han de resonar a 350 MHz con L_2 y L_4 respectivamente. Elegimos el valor comercial de 5,6 pF, con el que obtenemos una frecuencia de resonancia $f_R = 310$ MHz. En el posterior ajuste,

cambiando el espaciado de las espiras de las bobinas, se logra la sintonía sin perder demasiado Q , aparte que los valores teóricos no son muy fiables en la práctica y que no hay tres vueltas completas en las bobinas, debido a que se doblan para su soldadura a la pista, antes de cerrarse la tercera vuelta, lo que hace el valor real de la inductancia, ligeramente inferior al calculado. Considerando que hay 2,75 vueltas: $L = 39,6 \text{ nH}$ y $f_R = 338 \text{ MHz}$.

C_3 ha de resonar con L_3 a 175 MHz, elegimos un condensador cerámico de 22 pF, con lo cual $f_R = 166 \text{ MHz}$. De modo análogo, procederemos a sintonizar el circuito a la frecuencia deseada, cambiando el espaciado de las espiras.

Para el filtro de salida del miliamperímetro, fabricamos una bobina L_5 , con las siguientes características:

diámetro del hilo, $\phi = 0,67 \text{ mm}$

separación de espiras, $e = 1,3 \text{ mm}$

diámetro de bobina, $D = 10 \text{ mm}$

número de vueltas, $N = 8$

tenemos una longitud de la bobina, $l = e \cdot (N-1) = 9,1 \text{ mm}$.

Utilizando la ecuación (2) para el cálculo de la inductancia de un solenoide: $L_5 = 477 \text{ nH}$.

Elegimos $C_5 = 560 \text{ pF}$, cerámico. Así tenemos una frecuencia de resonancia $f_R = 9,7 \text{ MHz}$, por lo cual, a partir de unos 15 MHz podemos considerar una caída de 12 dB por octava en esta salida,

eliminando posibles radiaciones que pudieran producirse por P4, de señales de una frecuencia mayor que algunas decenas de MHz.

4. CALCULO DE LA LINEA MICROSTRIP.

Para el cálculo de las características principales de la línea microstrip, utilizamos el programa MICROSTRIP 3, basado en las expresiones recogidas en [3], escrito en lenguaje Fortran 77 por J. D. Gallego y J. E. Garrido y cuyo listado se muestra en el anexo 1. Como manual de usuario es suficiente el mismo programa (es interactivo) y la referencia [3].

Utilizamos sustrato de fibra de vidrio metalizada con cobre por ambas caras, por ser barato y disponer de él en el CAY, tras las pruebas y medidas, vemos que es lo suficientemente bueno para nuestros propósitos.

Para la línea principal seleccionamos una anchura de 2,62 mm y para el stub 2 mm por la razón que ahora veremos.

TABLA 2. Resultados del programa MICROSTRIP 3 para el diseño de la
línea de 50 Ω del triplexor

CONSTANTE DIELECTRICA = 5.100
 ESPESOR DEL SUBSTRATO (mm) = 1.550
 ALTURA DEL APANTALLAMIENTO (mm) = 15.000
 ESPESOR DE LA METALIZACION (μ m) = 100.000
 FRECUENCIA (GHz) = 4.000

W(mm)	Z(Ohm)	LONG(mm)	FC(Ghz)	Eeff	Dec X(mm)
2.000	57.49	39.326	14.49	3.637	0.553
2.620	50.02	38.878	12.54	3.722	0.582

UNION EN T:

ANCHURA DE LA LINEA PRINCIPAL (mm):

2.620

ANCHURA DE LA LINEA SECUNDARIA (mm):

2.000

LA DISTANCIA d1 ES: 0.222 mm

LA DISTANCIA d2 ES: 1.909 mm

REACTANCIA PARASITA PARALELO (1/Bt): 754.779 ohms

RELACION DE TRANSFORMACION (n): 0.969

En la tabla 2 se muestran los resultados del programa para los anchos de línea de interés. Los significados de los datos de la tabla son:

W(mm) : anchos de línea seleccionados por el usuario

Z(Ω) : impedancia característica

LONG(mm) : longitud de onda en el sustrato

FC(GHz) : frecuencia de corte

Eeff : constante dieléctrica efectiva

DecX(mm) : efecto de un stub en circuito abierto
(capacitivo): longitud equivalente que aumenta la línea debido a este efecto y que, para compensar, es necesario acortar el stub.

Unión en T : el programa nos pide los anchos de línea principal y de la secundaria y nos da los desplazamientos de los planos de referencia según [3], página 267, reproducido aquí en la figura 3 a).

Trabajando a una frecuencia de 4 GHz, no alta en el rango de las microondas, consideramos más apropiados los planos de referencia de la figura 3 b), y despreciamos las correcciones para la unión inferior (valores d1 y d2), sin embargo, tenemos en cuenta d2 para la unión en T superior, con el objeto de compensar algo los efectos de ambas uniones.

Los significados de la reactancia parásita paralelo y de la relación de transformación se dan en la figura 3 c), $1/B_t$ debe ser lo mayor posible y n lo más próxima a uno posible. Por este motivo hemos elegido la línea del stub más estrecha que la principal: hacemos así mayor, la reactancia parásita paralelo de la unión.

Con los resultados obtenidos, llegamos al diseño final de la línea, mostrado en la figura 4.

El plano de la caja de aluminio que contiene el circuito puede verse en la figura 5.

Los conectores SMA son marca Radiall, modelo R125462 y el pasamuros para conexión del miliamperímetro es Murata, DFT 304-803 SS332Z, con una capacidad de 3300 pF.

5. MEDIDAS.

5.1. Fundamentos.

Para las medidas del coeficiente de transmisión entre las puertas del triplexor, se utilizó el montaje de la figura 6. El fundamento de la medida consiste en determinar el nivel de potencia que llega al analizador, sin el triplexor en el camino (calibración) y con él intercalado, y comparar ambos valores.

Elegimos el modo AC de detección [4], de entre los dos posibles que permiten el generador y el detector utilizados, dado que permite una amplificación en banda estrecha de la señal que ataca al analizador, lo cual permite eliminar ruido y espúreos. En este modo, el generador de barrido proporciona una señal consistente en una portadora que barre el margen de frecuencias en que queremos medir, modulada en amplitud por una onda cuadrada

(modulación todo-nada) a 27,778 kHz.

A la salida del detector se obtiene el cuadrado de la envolvente de dicha onda cuadrada. Esta señal es amplificada en una banda estrecha alrededor de 27,778 kHz y ataca al analizador escalar, donde se muestrea y digitaliza el valor de su amplitud, proporcional a la potencia de la señal, filtrada por el dispositivo bajo prueba cuando éste está conectado.

Esta señal se detecta directamente cuando hacemos la calibración del sistema y, una vez efectuada ésta, se intercala el dispositivo a medir, entre el generador y el detector, con lo cual, podemos determinar la diferencia entre el nivel de señal medido en la calibración, almacenado en memoria, y el de salida del dispositivo, es decir, el coeficiente de transmisión, para el margen de frecuencias seleccionado.

Se midieron los coeficientes de transmisión P1-P2 y P2-P3, teniendo siempre la puerta libre cargada con una impedancia de 50 Ω .

5.2. Medidas sobre el triplexor 1.

Los resultados se muestran en las figuras 7 a 10, donde el eje horizontal representa la frecuencia y el vertical la

transmisión.

En el camino P1-P2 se apreció una gran influencia de la posición de la bobina L_1 , que introducía una resonancia espúrea en la banda de 4 GHz, perjudicial para el funcionamiento del lazo. Debido a sus dimensiones físicas (8 mm de radio), su tamaño representa una fracción significativa de la longitud de onda a 4 GHz y es capaz de introducir picos de resonancia, que logramos variar moviéndola, lográndose el caso mejor con la bobina casi vertical (mínima interacción con el resto del circuito), lo cual hubiera obligado a construir una caja de mayor altura.

Se hicieron nuevas medidas con L_1 suprimida y vimos que desaparecieron las citadas resonancias, mejorando la transmisión entre P1 y P2 a 4 GHz, de 1,66 dB de pérdidas en el caso mejor con L_1 , a 0,86 sin L_1 (figura 8). La desventaja es que no atenúamos tanto los 350 MHz hacia la puerta P1 del triplexor, pero vemos que en el camino P2-P3 sólo perdemos 0,70 dB (figura 7).

Se aprecia que se suprimen bien los 2 y los 4 GHz en el camino P2-P3, así mismo se suprimen muy bien los 175 MHz y es buena la banda de paso en torno a 350 MHz, ya que en el lazo sólo necesitamos 6 MHz de ancho de banda y tenemos unos 80 MHz con respuesta bastante plana.

El esquema definitivo del circuito es, pues, el de la figura 2, sin L_1 . Además, dejamos los condensadores C_1 y C_{11} en serie porque así, tenemos mayor atenuación a 350 MHz, mientras que la

transmisión a 4 GHz sigue siendo buena, por tener la autorresonancia serie relativamente cercana.

5.3. Medidas sobre el triplexor 2.

En la gráfica de la transmisión entre las puertas P1 y P2 del triplexor 1, vemos que ésta es buena a 4 GHz, pero que no conseguimos la atenuación deseada a 2 GHz. Esto se debe a que cargamos con el circuito de salida de 350 MHz a una distancia $\lambda/4$ para 4 GHz de un circuito abierto (cortocircuito), pero esta longitud es $\lambda/8$ para 2 GHz, luego en el punto A de la figura 2 no vemos cortocircuito a 2 GHz ($\lambda/4$ desde el circuito abierto), ya que en B tenemos $\lambda/8$ en paralelo con una impedancia finita y en A tendremos la impedancia de B trasladada $\lambda/8$.

La solución para eliminar el paso de los 2 GHz es colocar en la línea otro stub en circuito abierto, con una longitud $\lambda/4$ a 2 GHz.

También hemos decidido suprimir la bobina L_5 y el condensador C_5 , ya que dicha bobina es de elevadas dimensiones y parece causar bastantes picos de resonancia de los presentes en las figuras 7 a 10.

Podemos ver el esquema definitivo en la figura 11 y el diseño de la placa de circuito impreso en la figura 12.

Vemos en las figuras 13, 14 y 15 la transmisión entre las puertas P1 y P2, notándose que la supresión a 175 y 350 MHz no difiere apenas de la alcanzada con el triplexor 1. Se han eliminado algunos de los picos de resonancia, por lo cual, entendemos que se debían a la suprimida bobina L_5 . La transmisión a 4 GHz ha empeorado en 0,1 dB, pero ésto no es significativo. Vemos la excelente supresión lograda a 2 GHz (23 dB).

En la figura 14, es de destacar un pico de atenuación de unos 3 dB de profundidad situado a unos 3,76 GHz. Si quitamos la tapa del triplexor, éste pico se reduce a 1 dB, es decir, casi no existe ya que a 4 GHz la atenuación es de 0,9 dB y se desplaza hasta 3,8 GHz, por lo que entendemos que se debe a una resonancia propia de la caja.

En el camino P2-P3, cuya función de transferencia puede verse en las figuras 16 y 17, vemos que se suprimen bastante bien los 175 MHz y pasan bien los 350, pese a reducirse la transmisión en 0,22 dB respecto al triplexor 1. Vemos también que han desaparecido las resonancias producidas por la bobina L_5 . Los 4 y los 2 GHz quedan suprimidos a un nivel aceptable.

6. SIMULACION CON EL PROGRAMA MMICAD.

Se ha realizado una simulación de la transmisión entre las puertas del triplexor 2, mediante el programa de análisis y diseño de circuitos de microondas MMICAD, para comparar con las medidas citadas anteriormente.

En primer lugar se ha considerado el circuito con elementos parásitos, tal y como se muestra en la figura 18. También se ha obtenido la transmisión para el circuito ideal sin parásitos (figura 11).

En las figuras 19 y 20 pueden compararse las transmisiones entre P1 y P2 para los casos citados. Vemos que la banda hasta 500 MHz es bastante parecida en los tres casos. El circuito ideal no explica el pico de resonancia observado a unos 3 GHz en las medidas y a 2,8 GHz en el circuito con parásitos. Las diferencias cuantitativas de estos dos últimos casos se deben a que la elección de los parásitos para la simulación se hizo de forma aproximada, pero lo importante es destacar las semejanzas cualitativas.

Se aprecia que el pico de resonancia cercano a 4 GHz citado en el apartado 5.3, no aparece en las simulaciones, por lo que se refuerza la posibilidad de que corresponda a una resonancia propia de la caja.

En las figuras 21 y 22 se ve la comparación de las transmisiones entre P2 y P3 para los tres casos. El comentario es

el mismo que para las figuras 19 y 20, observándose la proximidad del pico de resonancia a 700 MHz para el caso real y a 650 MHz para la simulación con parásitos.

Se aprecia, asimismo, la diferencia entre la simulación con elementos parásitos y sin ellos, a partir de una frecuencia de 300 MHz.

6. BIBLIOGRAFIA.

[1] Alta frecuencia y radiotecnica

H. Teuchert

Ed. Labor. Barcelona, 1971

[2] Microwave solid state circuit design

I. Bahl, P. Bhartia

John Willey & Sons, 1988

[3] The design of impedance-matching networks for radio-frequency
and microwave amplifiers

P.L.D. Abrie

Artech House, 1985

[4] Manual de operación del analizador escalar de redes HP 8757A

Hewlett-Packard, 1986

FIGURAS

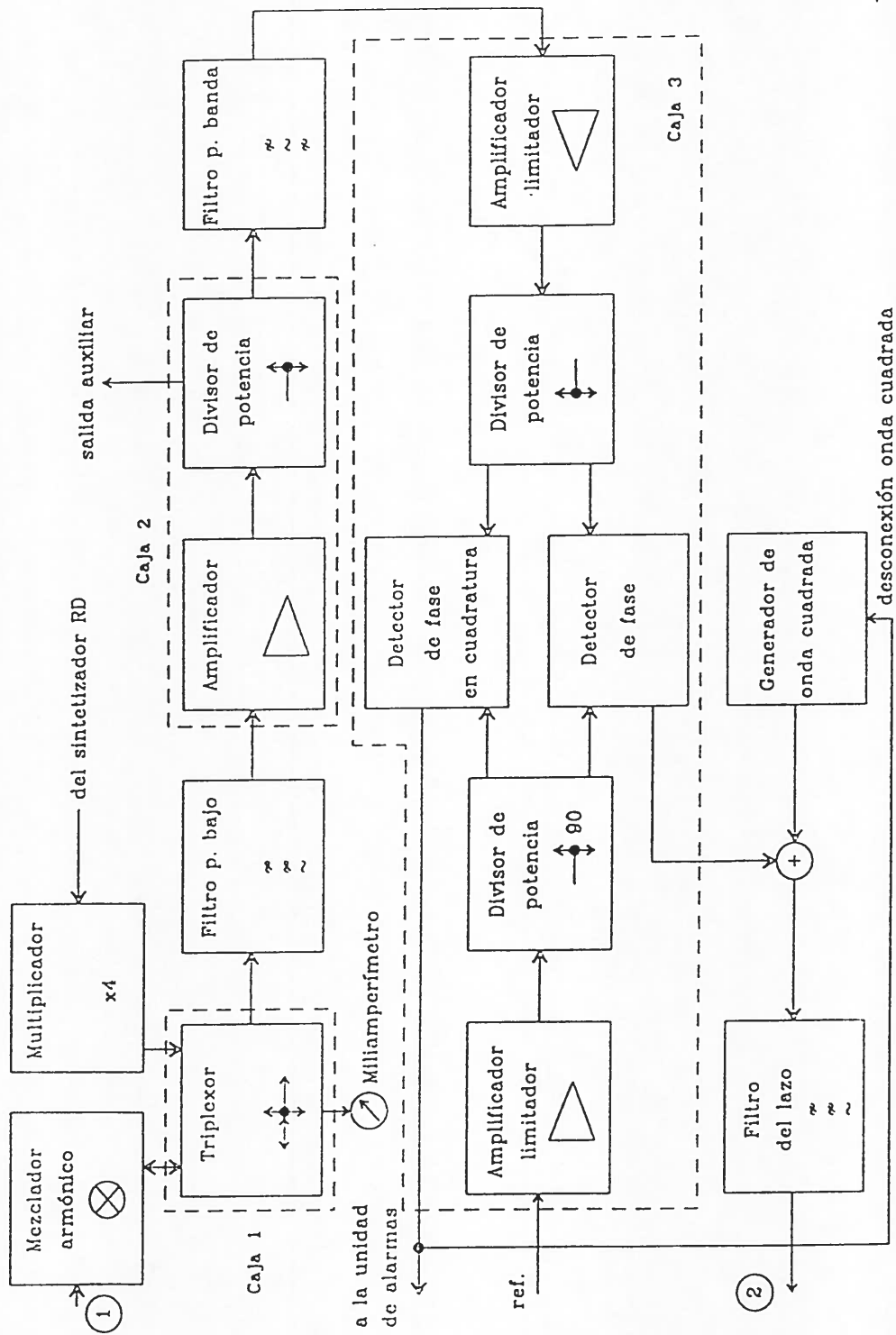


FIGURA 1. Sección de enganche de fase del OL

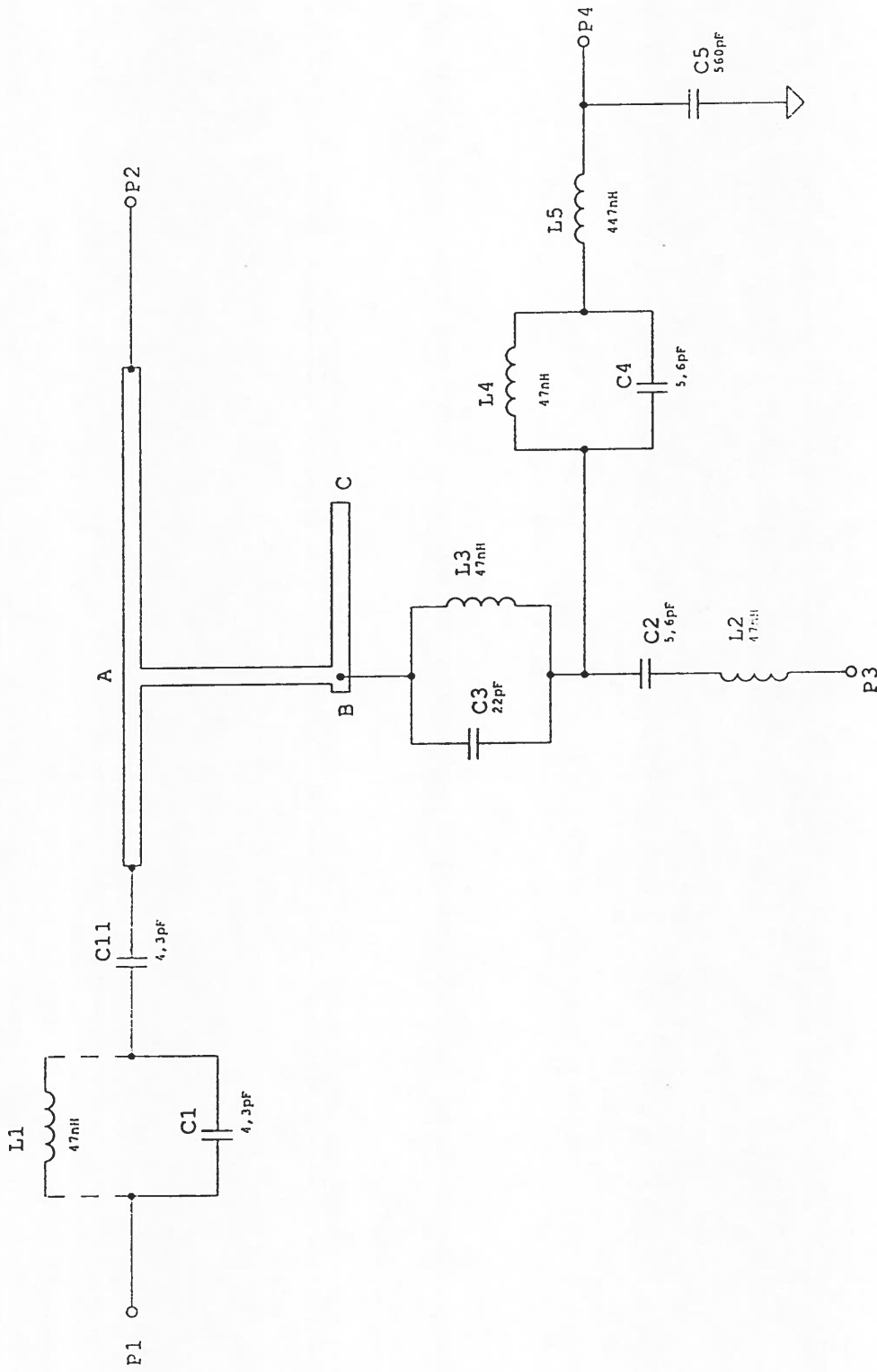


FIGURA 2. Esquema del triplexor

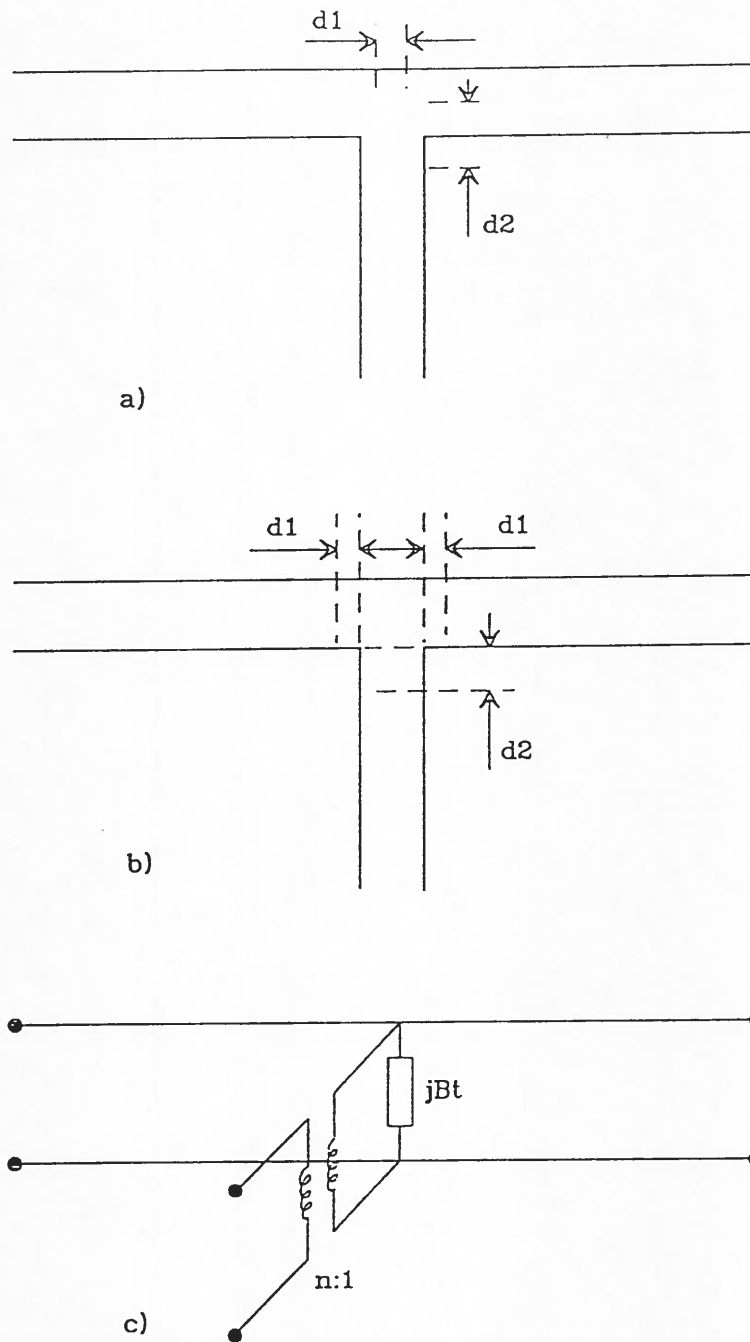
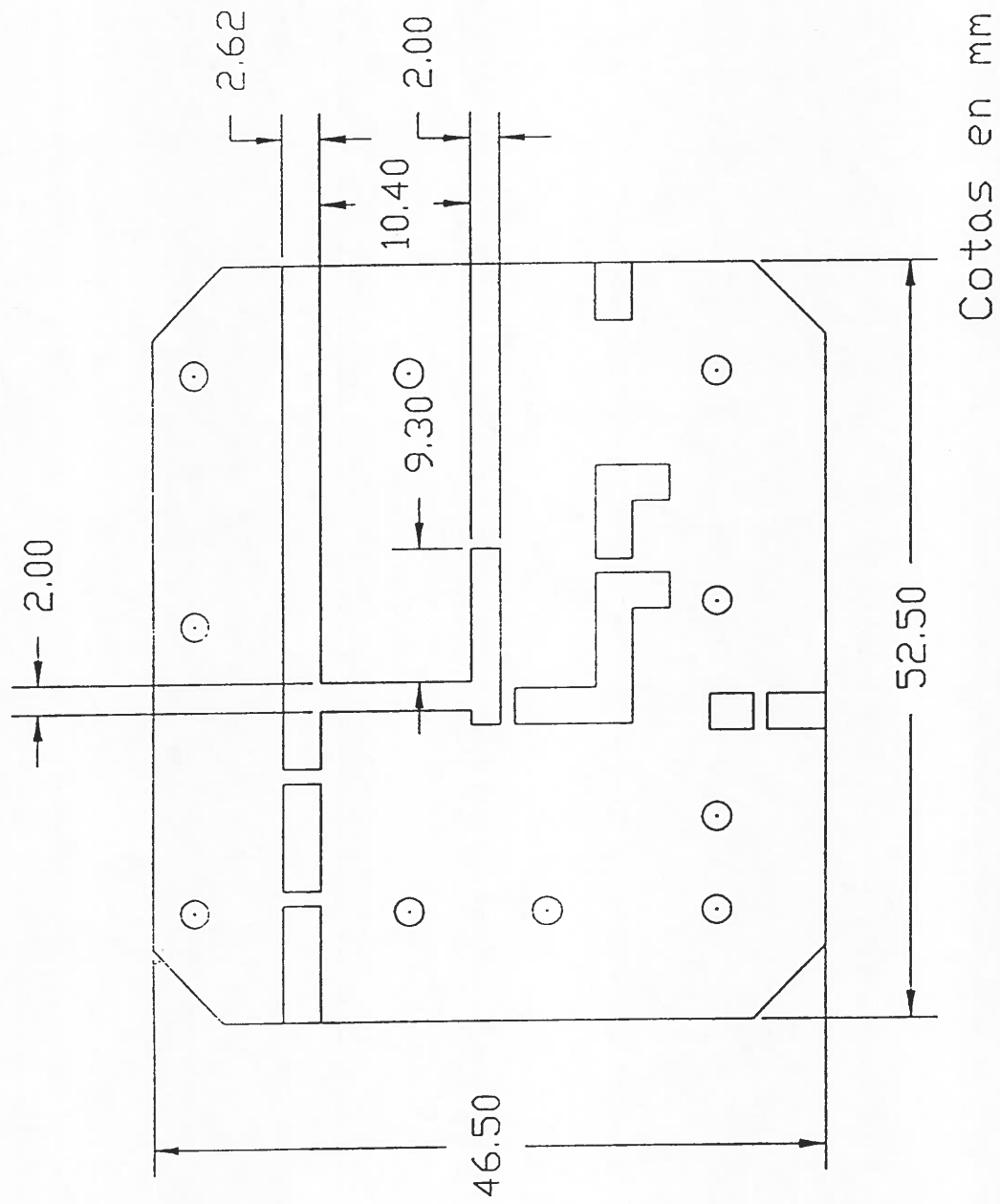


FIGURA 3. Unión en T en una línea microstrip

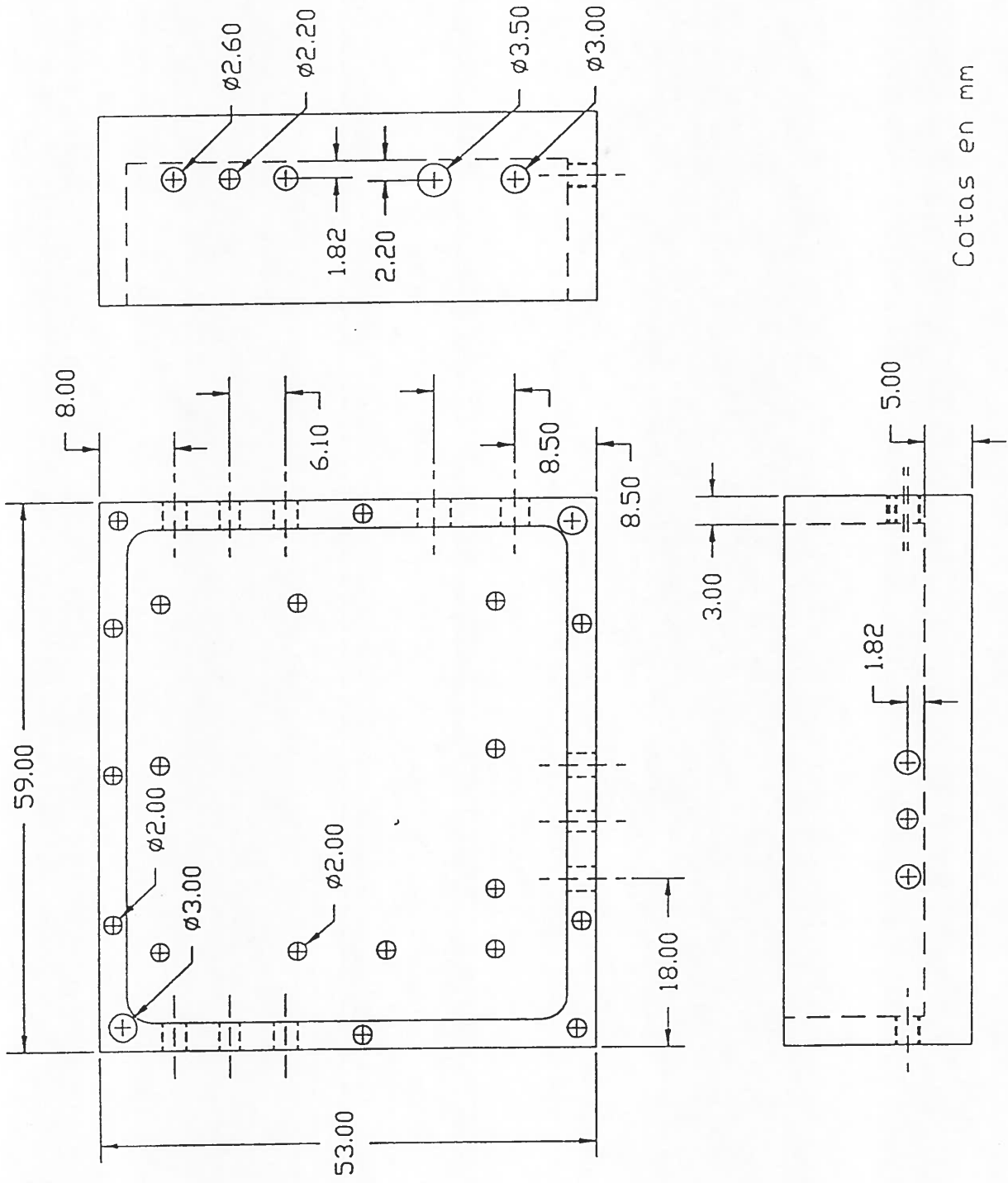
- a) Planos de referencia del programa MICROSTRIP 3
- b) Planos de referencia más adecuados para bajas frecuencias en el rango de microondas
- c) Circuito equivalente de la unión



Cotas en mm

FIGURA 4. Placa de circuito impreso del triplexor.

Línea microstrip



Cotas en mm

FIGURA 5. Planos de la caja del triplexor (Caja 1)

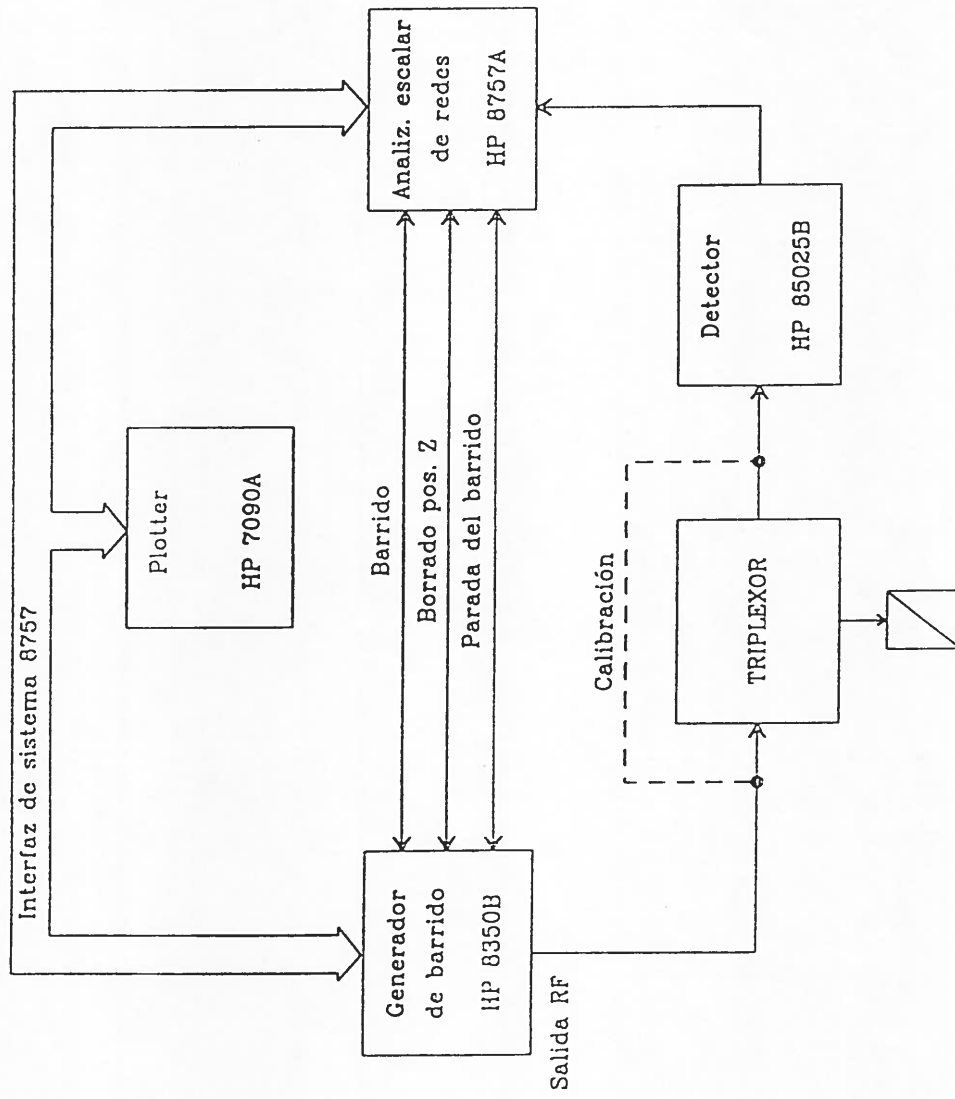


FIGURA 6. Banco de medida para determinar la transmisión del triplexor

CH2: B -13.96 dB
5.0 dB REF .00 dB

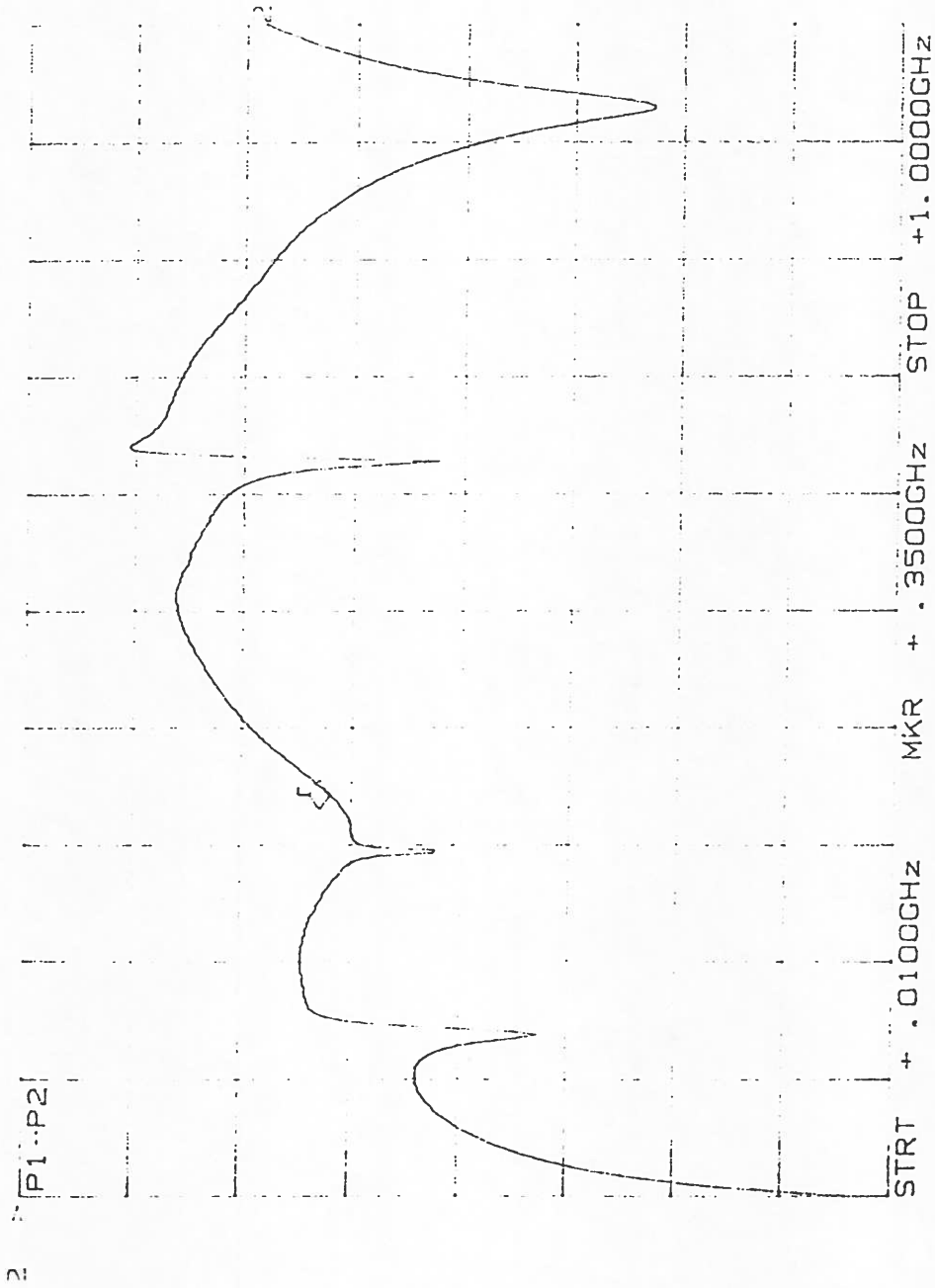


FIGURA 7. Triplexor 1. Transmission P1-P2 (10-1000 MHz)

CH2: B -M* = :86 dB
5.0 dB REF = :00 dB

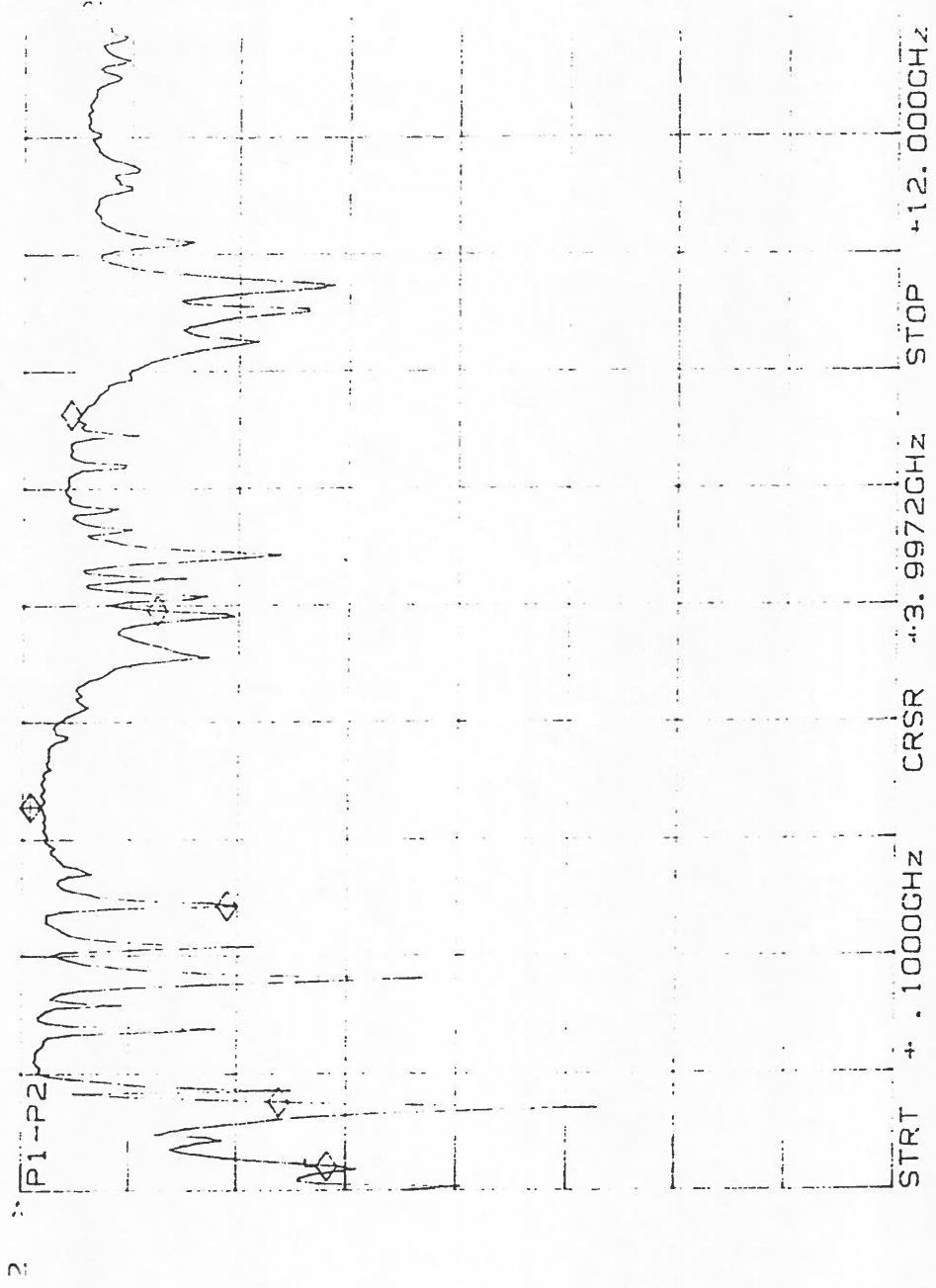


FIGURA 8. Triplexor 1. Transmission P1-P2 (0,1-12 GHz)

CH2: B -MU = 70 dB
5.0 dB REF = :00 dB

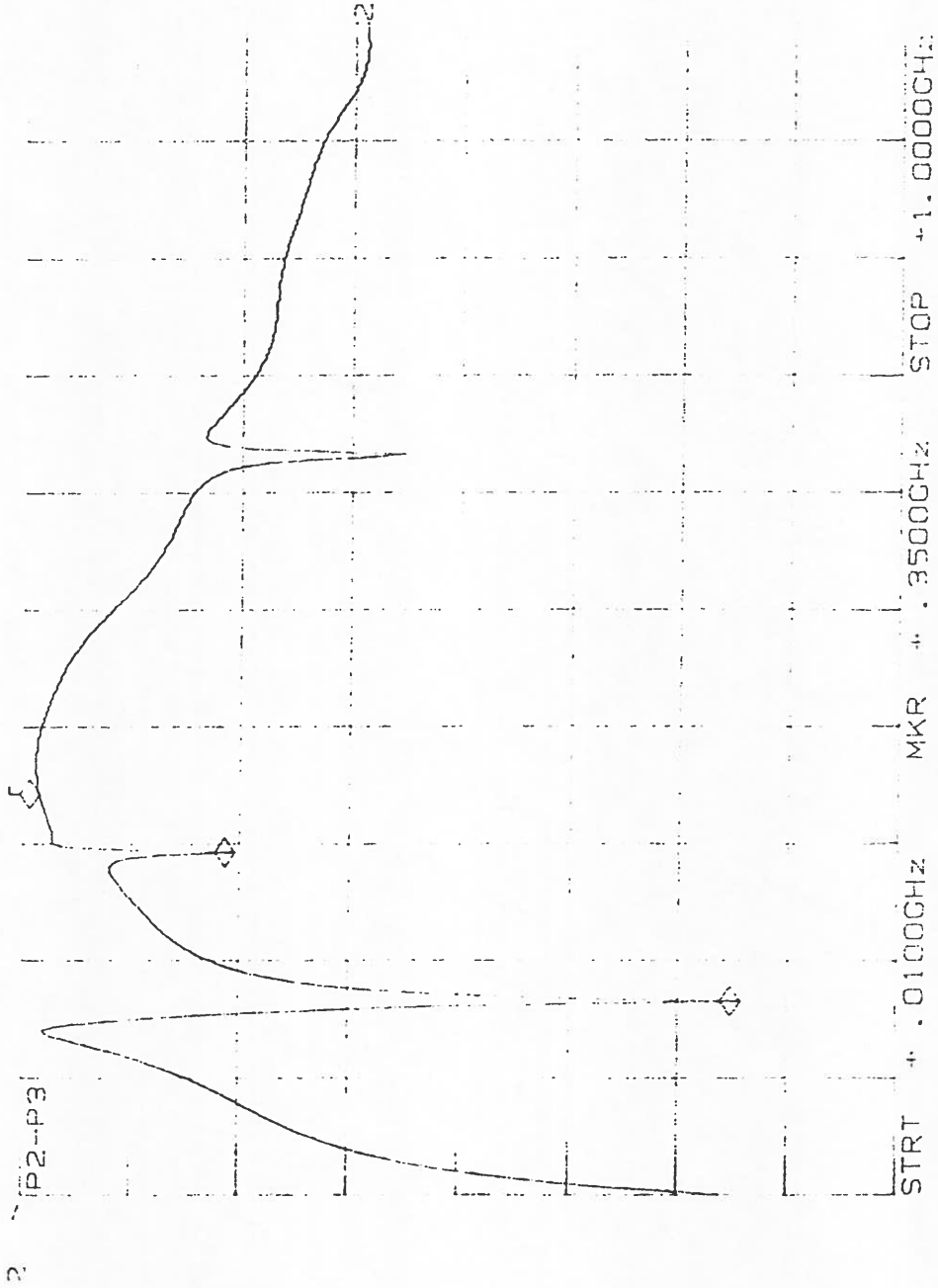


FIGURA 9. Triplexor 1. Transmission P2-P3 (10-1000 MHz)

CH2: B --MU -- 26.68 dB
10.0 dB REF -- .00 dB

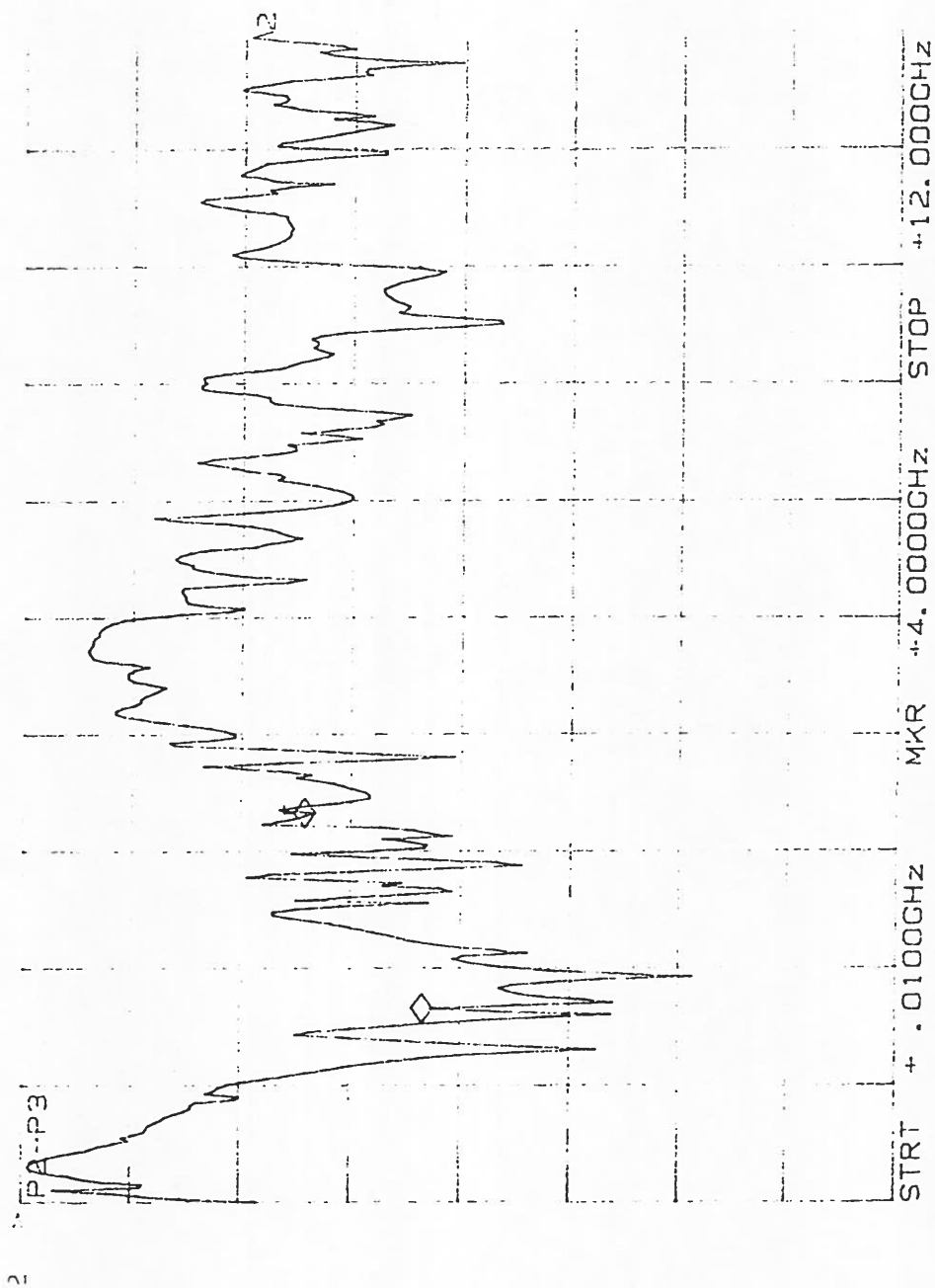


FIGURA 10. Triplexor 1. Transmission P2-P3 (0,1-12 GHz)

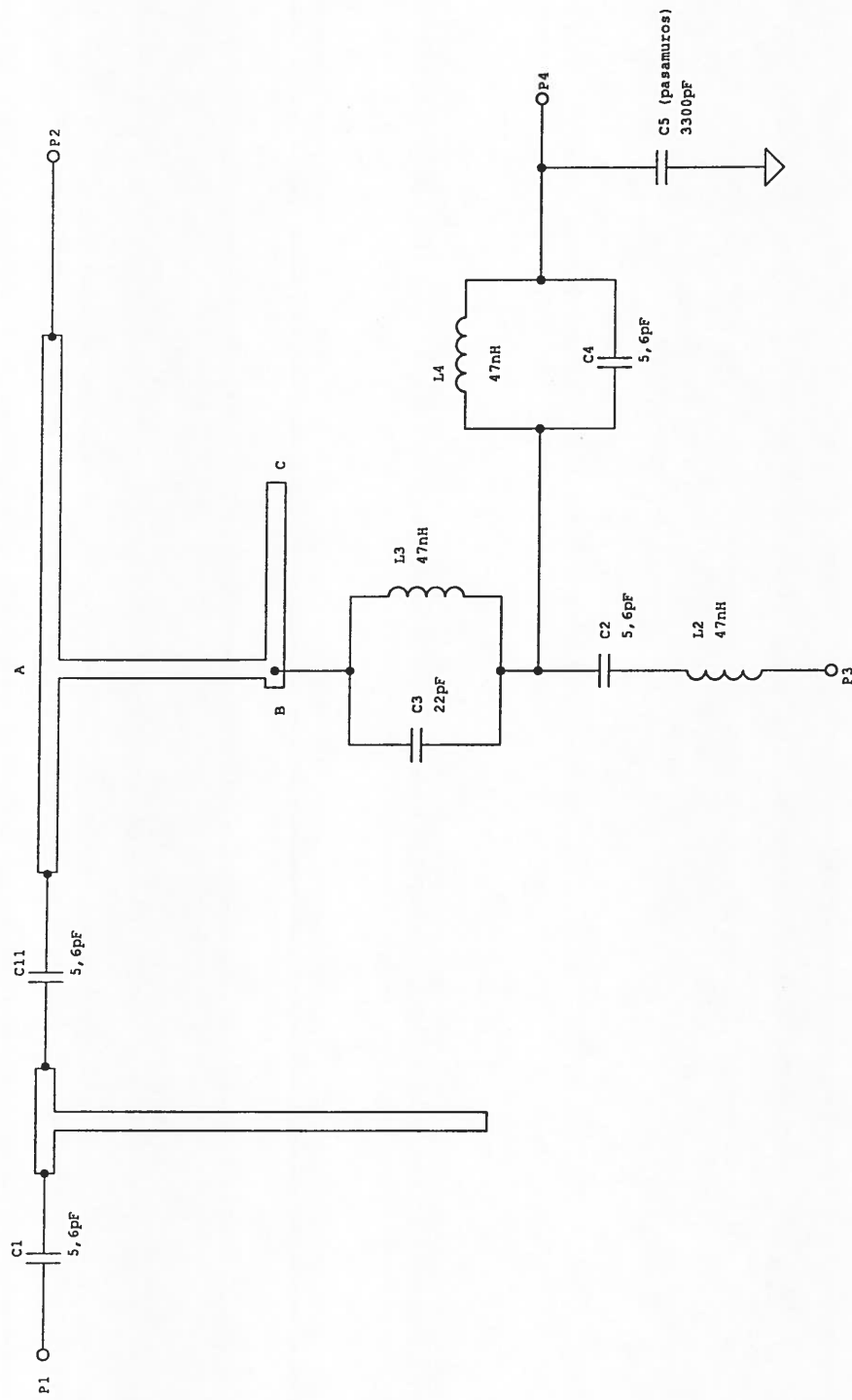
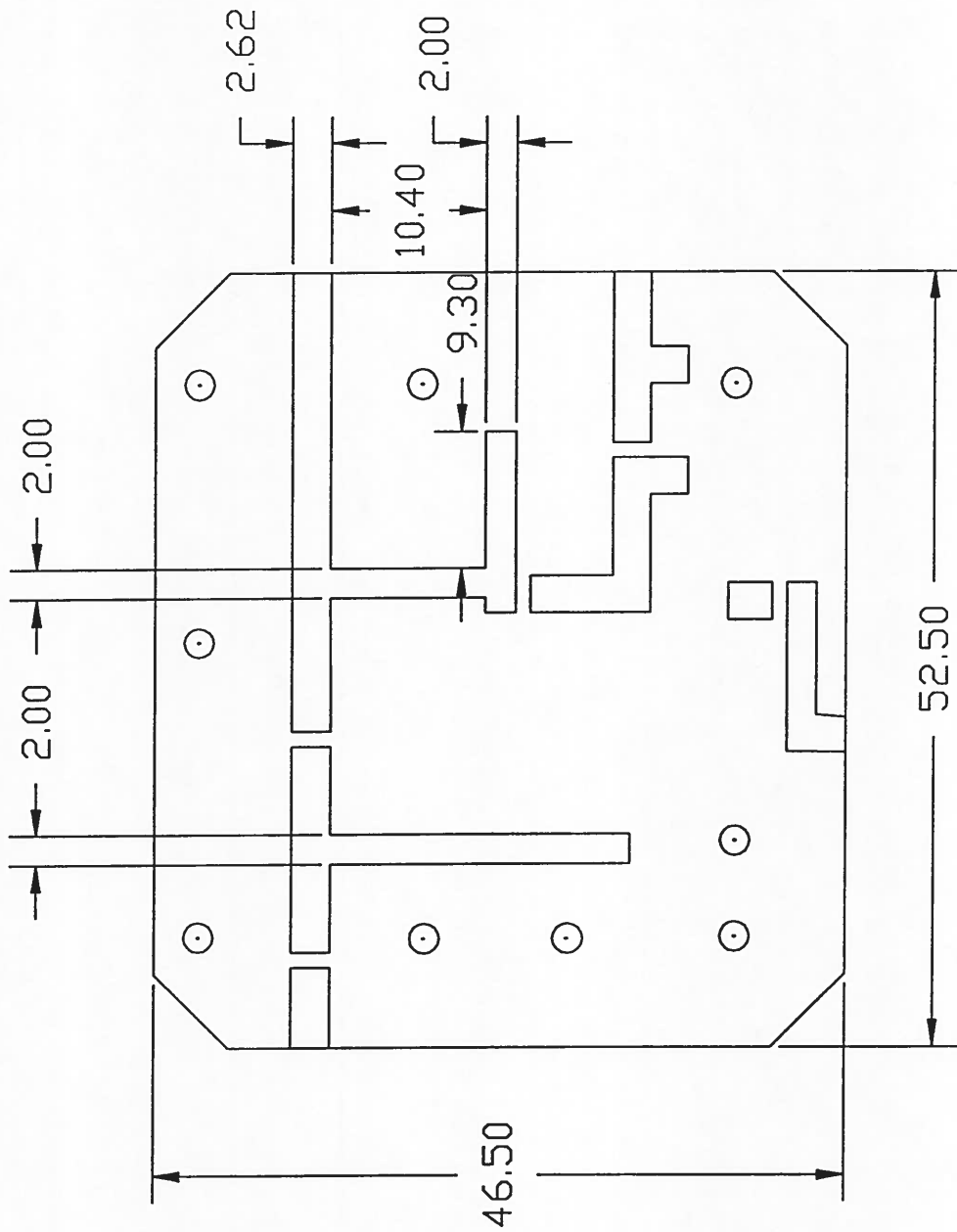


FIGURA 11. Triplexor 2. Esquema



Cotas en mm

FIGURA 12. Triplexor 2. Placa de circuito impreso.

CH2: B -M* - 29.98 dB
5.0 dB/ REF - .00 dB

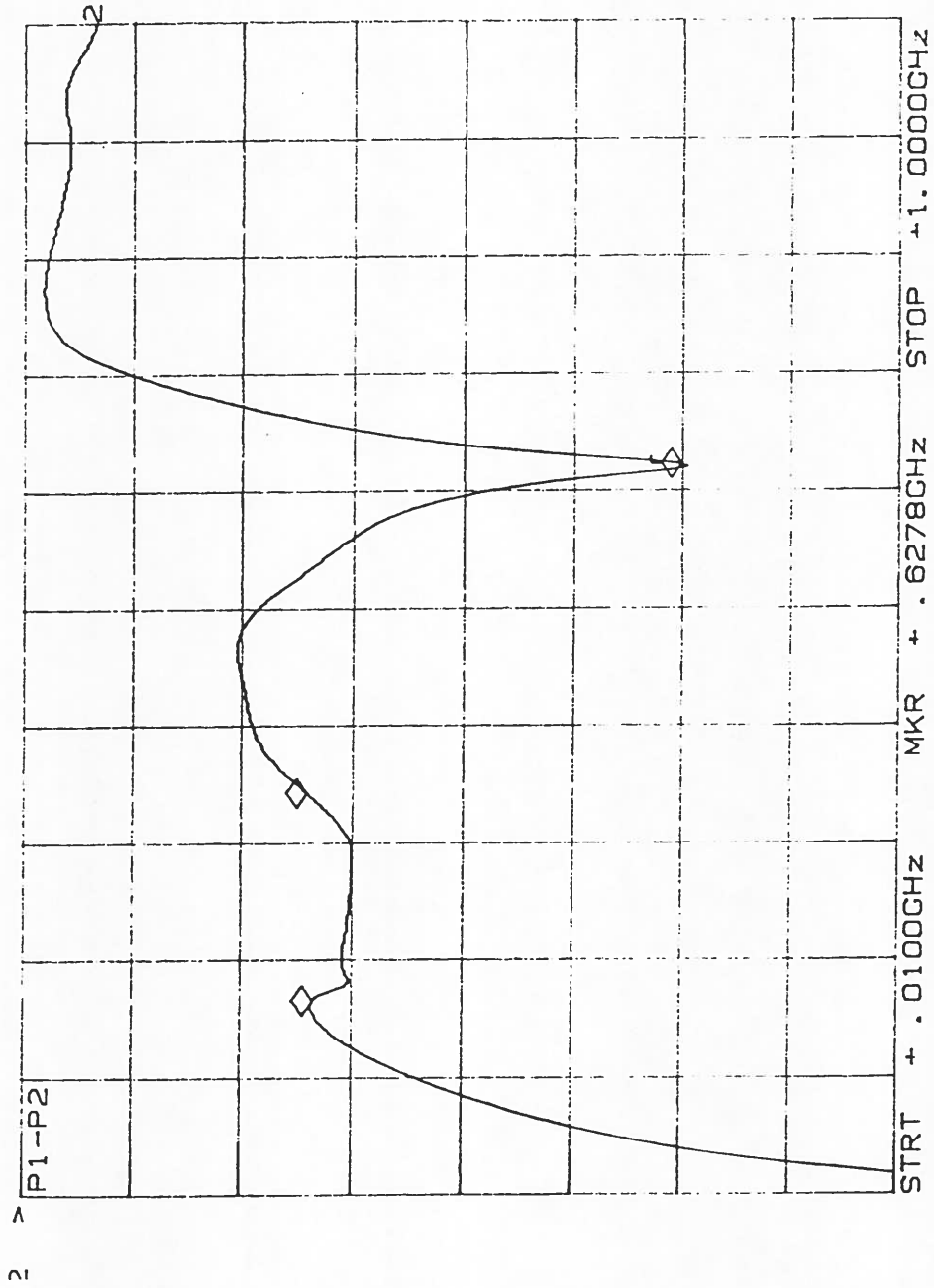


FIGURA 13. Triplexor 2. Transmission P1-P2 (10-1000 MHz)

CH2: B -M* : 99 dB
5.0 dB/ REF : : 00 dB

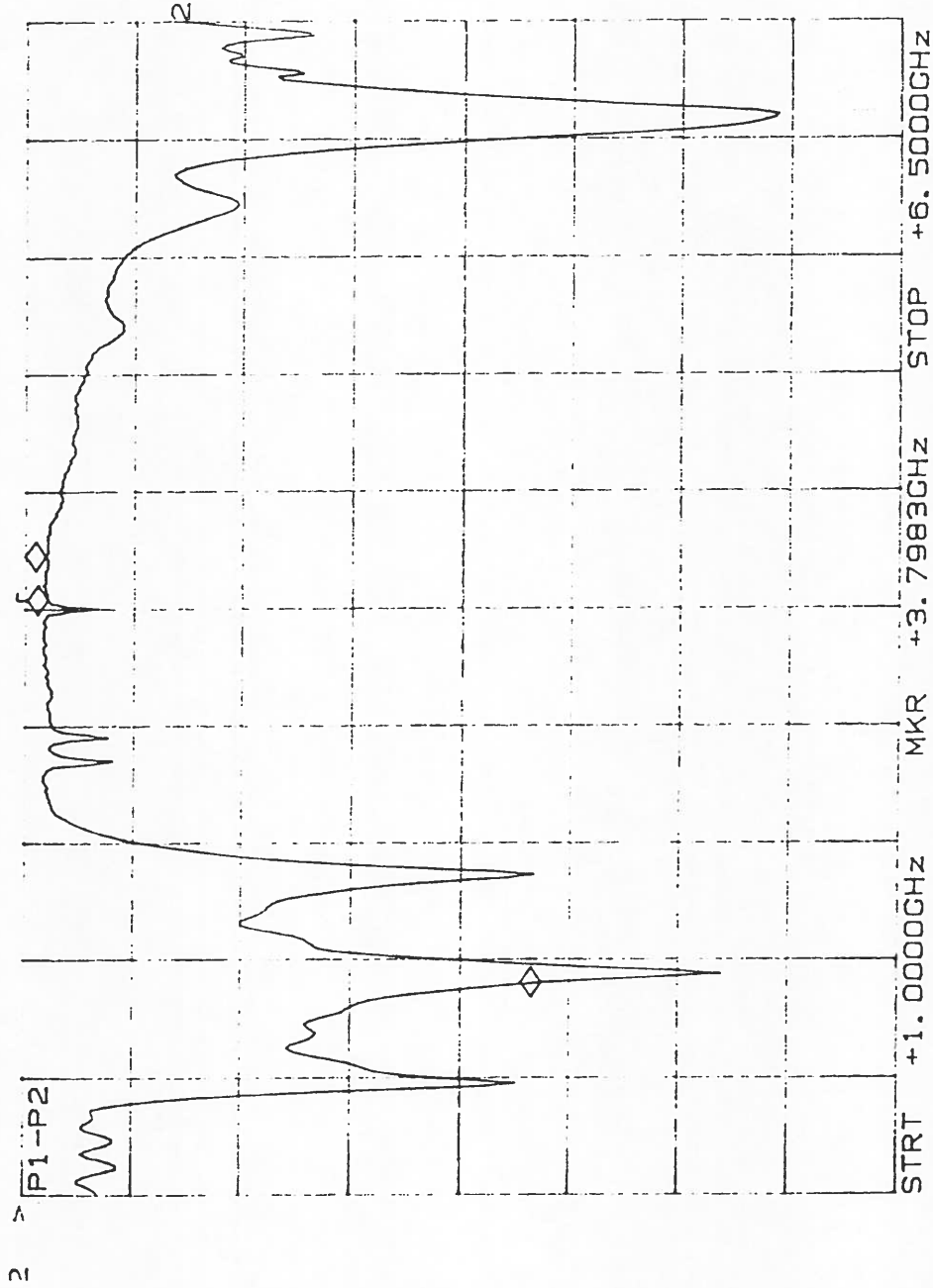


FIGURA 14. Triplexor 2. Transmission P1-P2 (1-6,5 GHz)

CH2: B -M* REF = : 94 dB
5.0 dB/ REF = : 00 dB

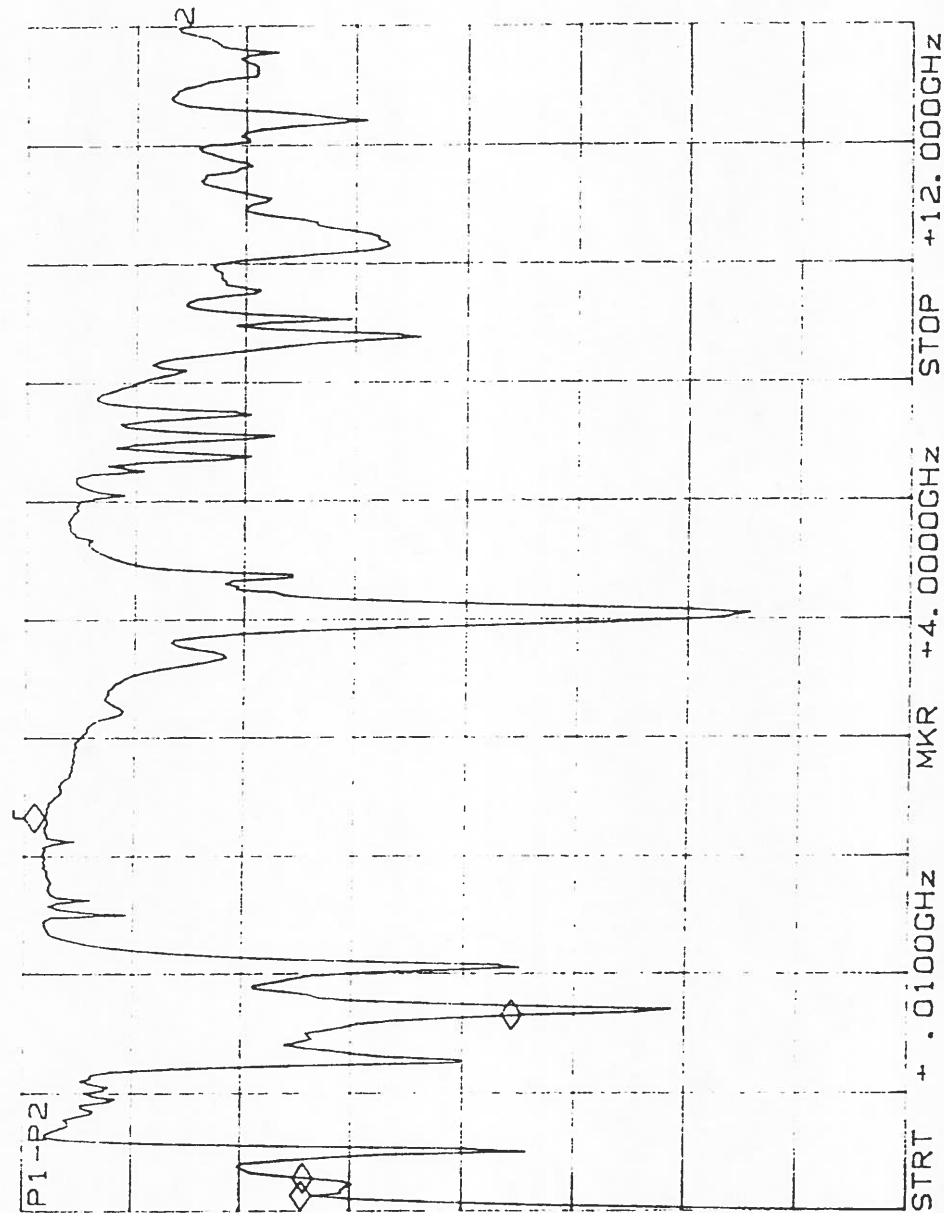


FIGURA 15. Triplexor 2. Transmission P1-P2 (0,1-12 GHz)

CH2: B -M* REF = : 92 dB
5.0 dB/ REF = : 00 dB

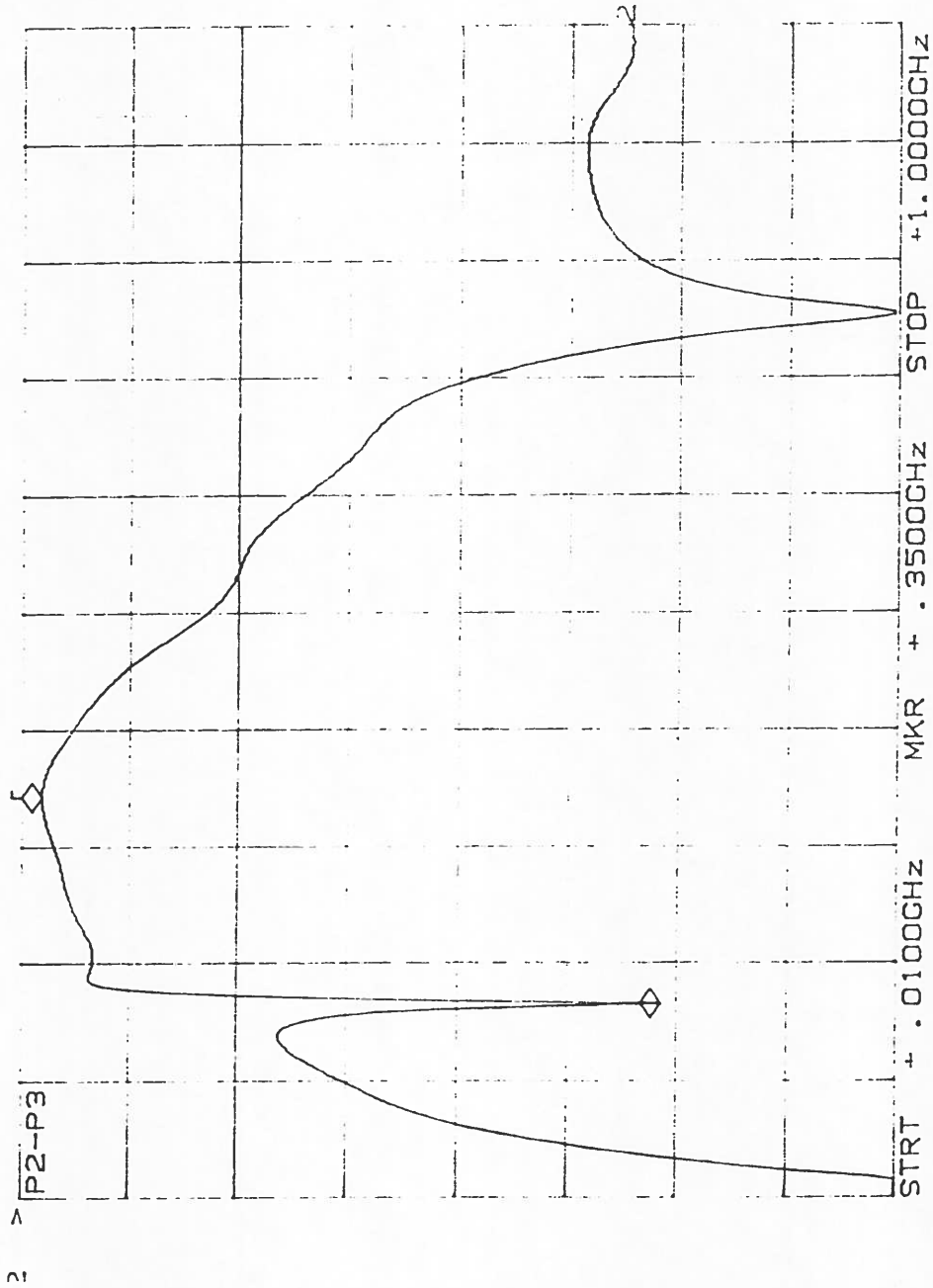


FIGURA 16. Triplexor 2. Transmission P2-P3 (10-1000 MHz)

CH2: B -M* - 28.63 dB
5.0 dB/ REF = .00 dB

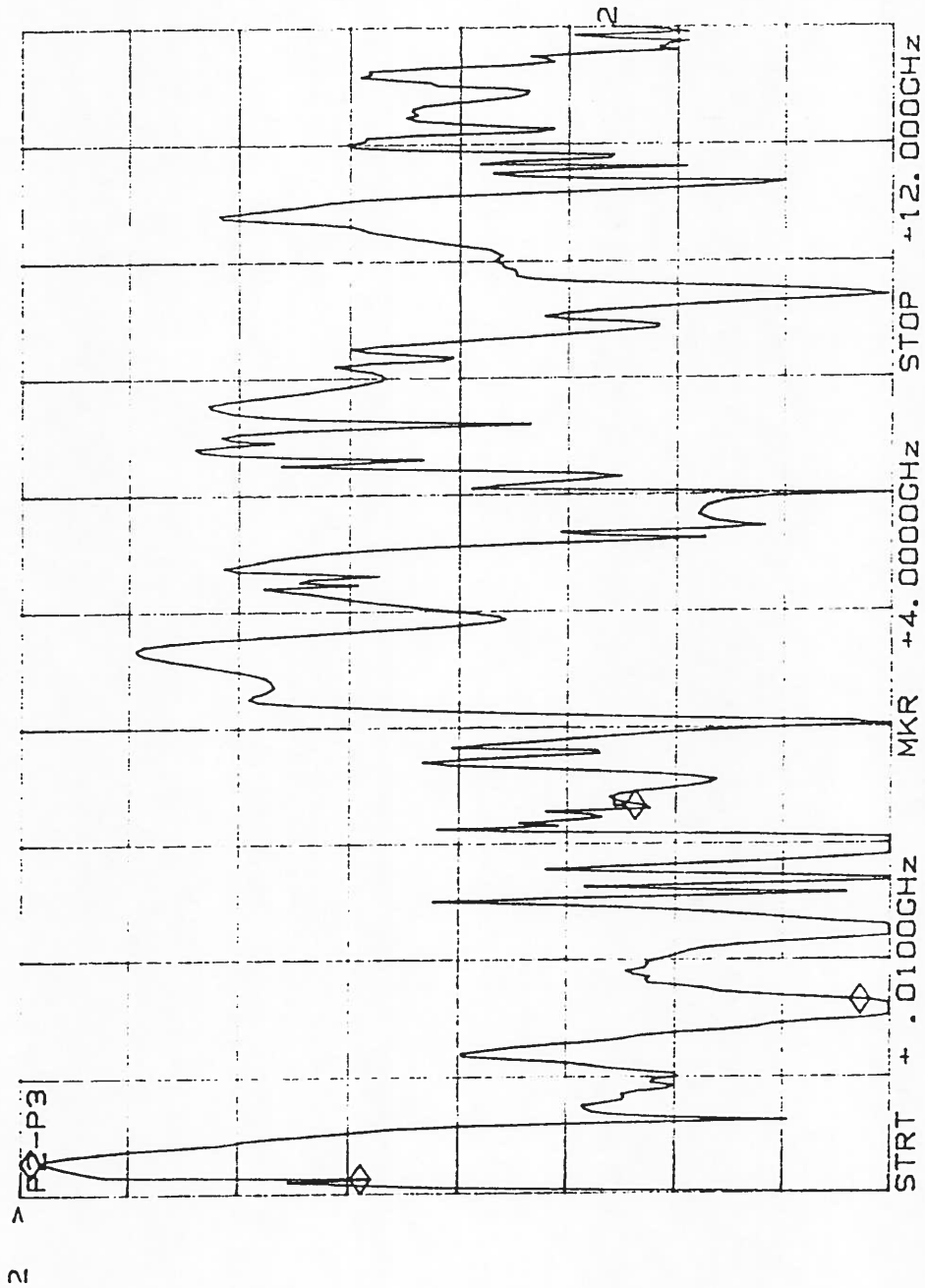


FIGURA 17. Triplexor 2. Transmission P2-P3 (0,1-12 GHz)

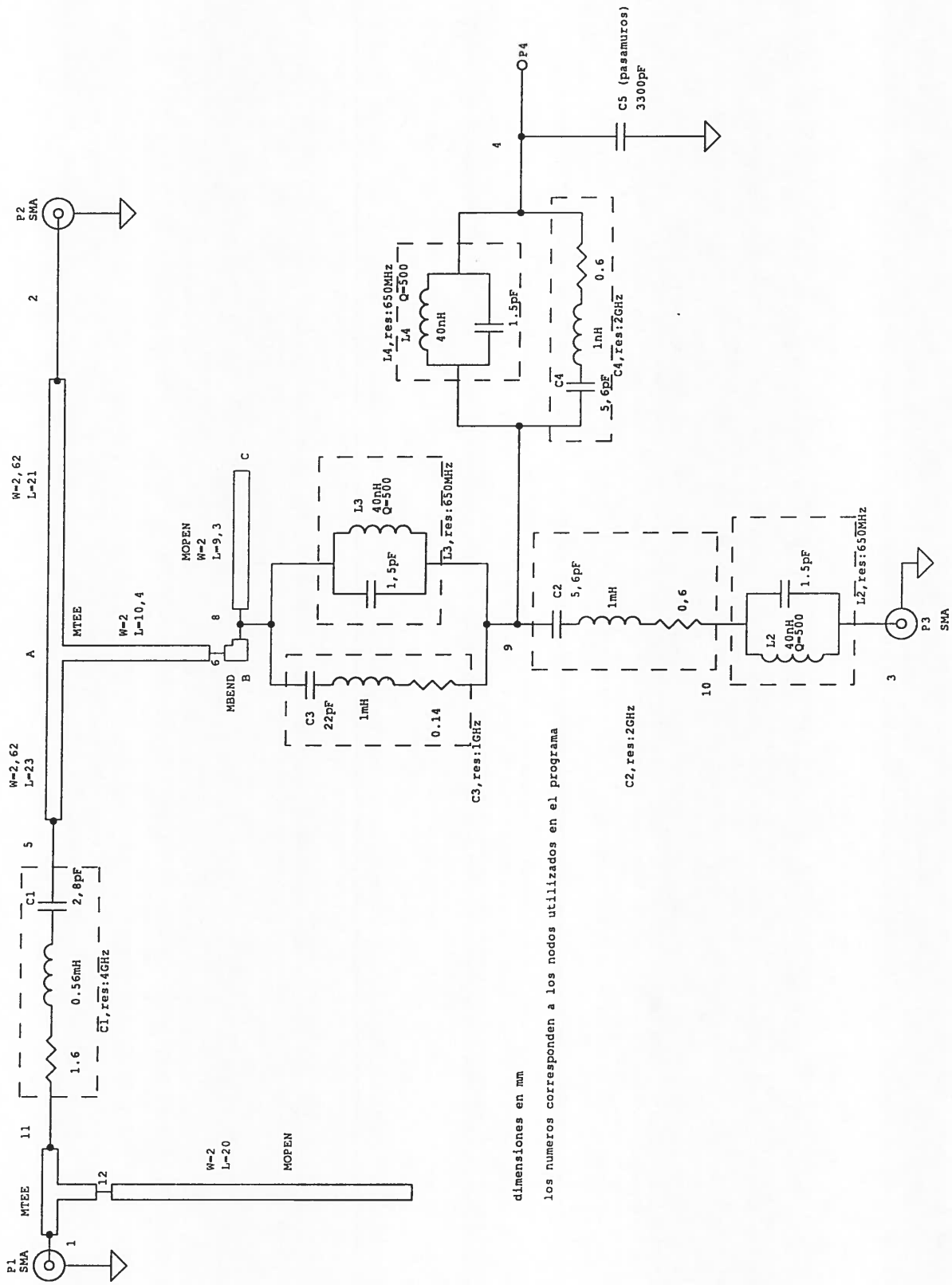


Figura 18. Triplexor2. Circuito con elementos parasitos

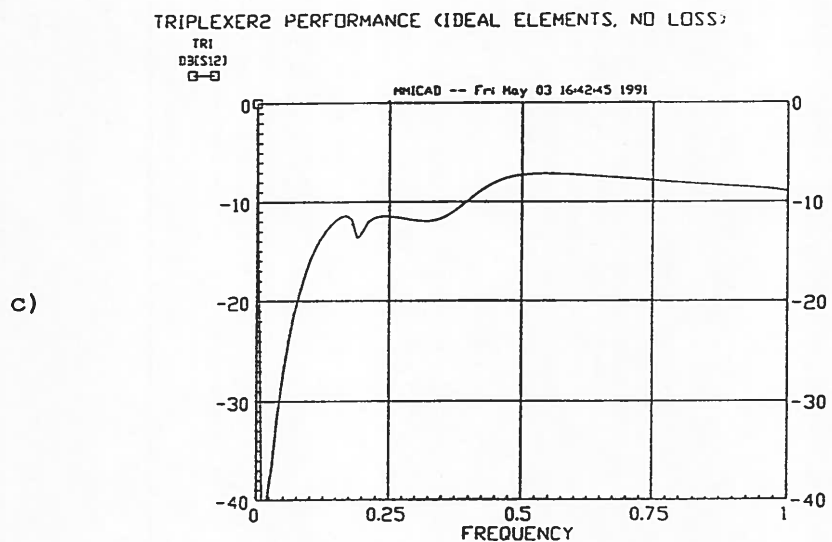
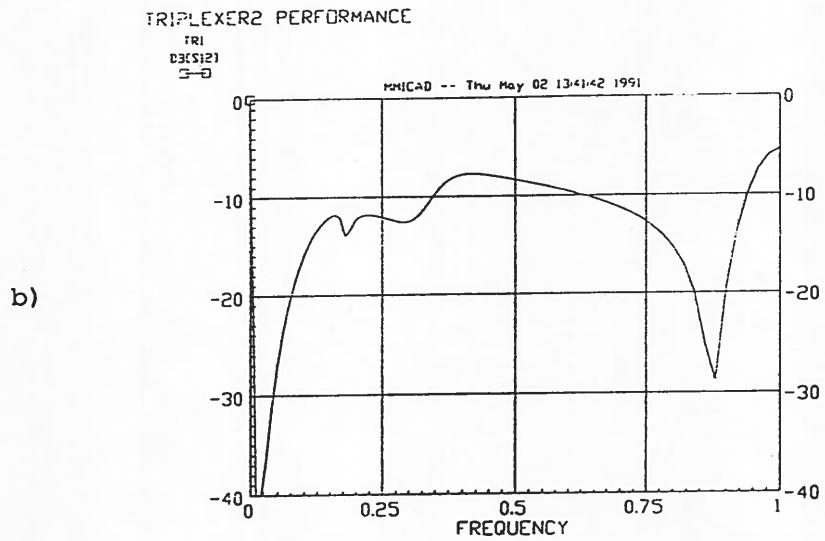
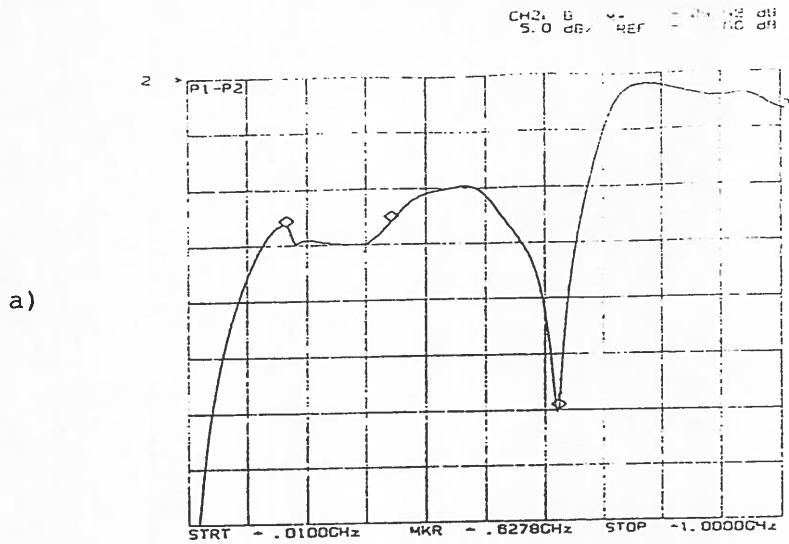


Figura 19. Triplexor 2. Transmission P1-P2.

- a) Medidas sobre el circuito real
- b) Simulacion utilizando circuito con parasitos
- c) Simulacion utilizando circuito ideal

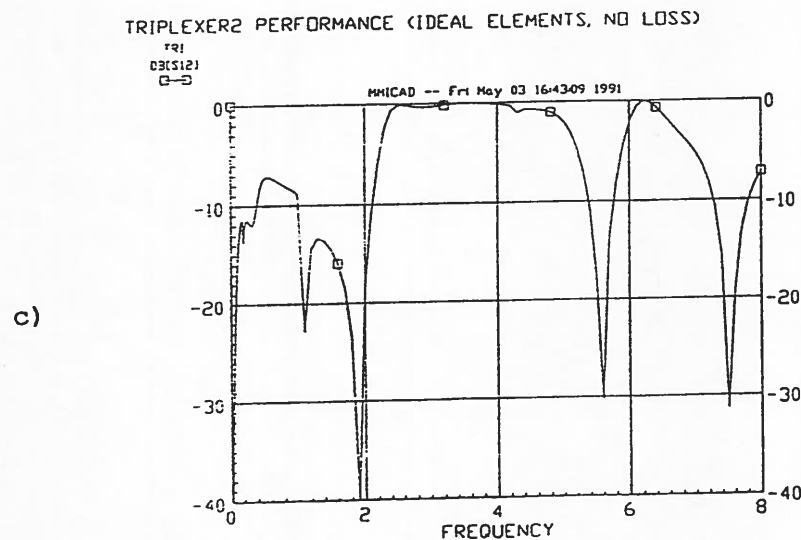
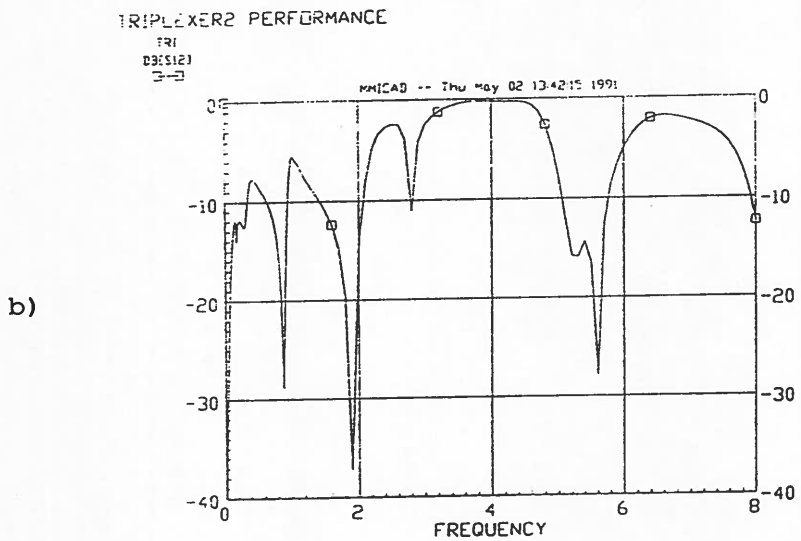
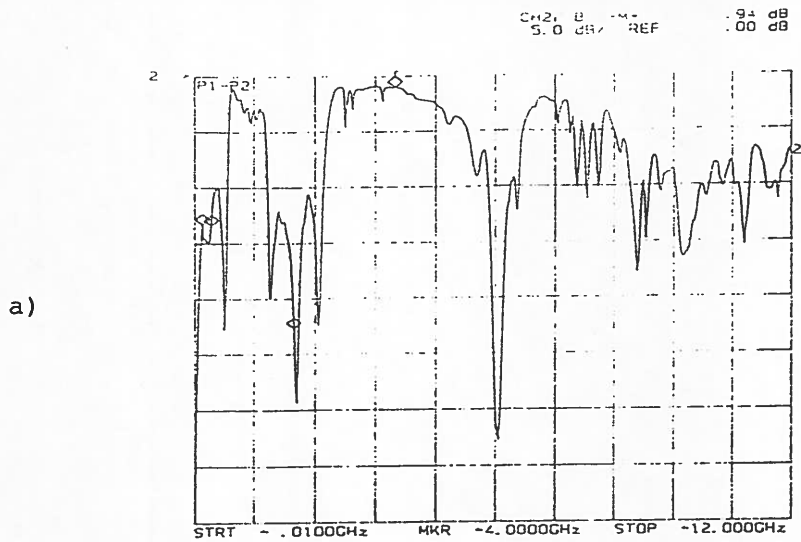
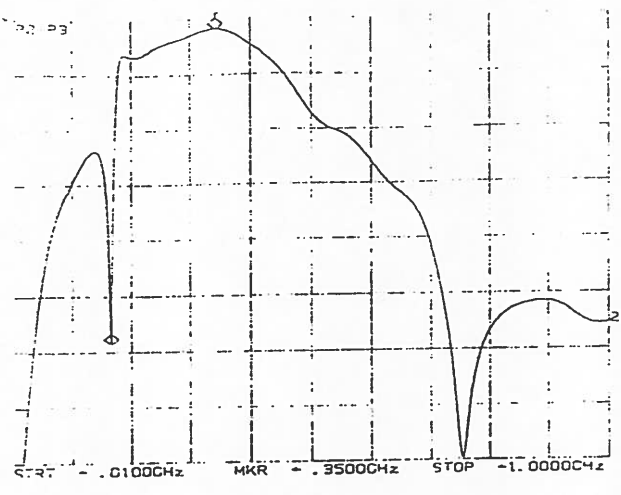


Figura 20. Triplexor 2. Transmission P1-P2.

- a) Medidas sobre el circuito real
- b) Simulación utilizando circuito con parasitos
- c) Simulación utilizando circuito ideal

CH2: 6
S: 0 dB

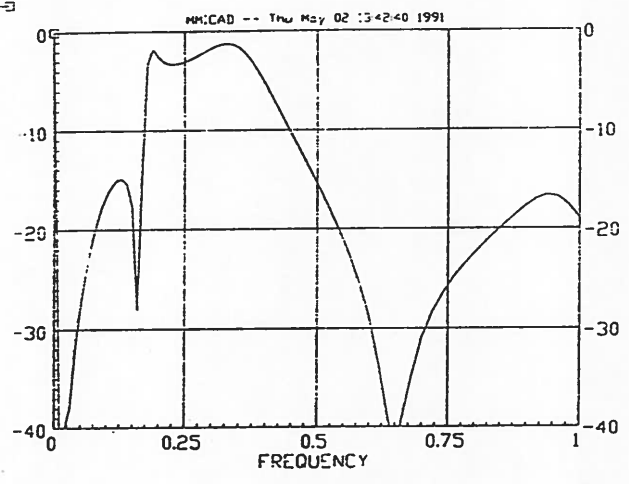
a)



TRIPLEXER2 PERFORMANCE

TR1
DB(S23)
G-D

b)



TRIPLEXER2 PERFORMANCE (IDEAL ELEMENTS, NO LOSS)

TR1
DB(S23)
G-D

c)

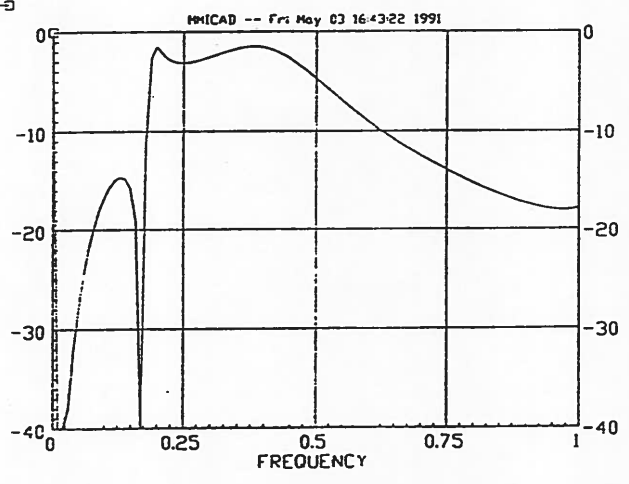
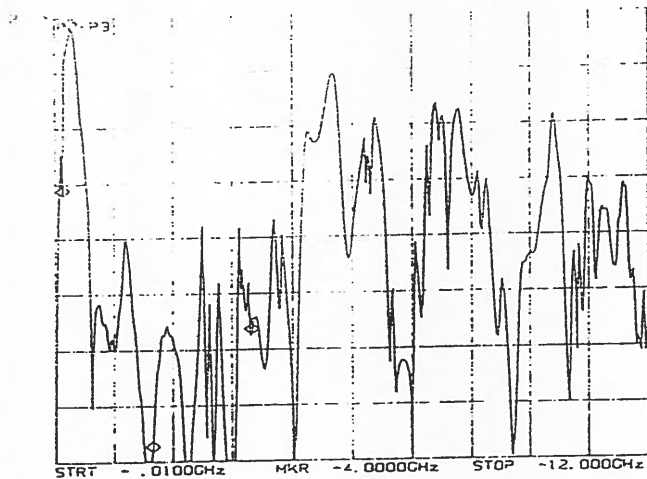


Figura 21. Triplexor 2. Transmission P2-P3.

- a) Medidas sobre el circuito real
- b) Simulacion utilizando circuito con parasitos
- c) Simulacion utilizando circuito ideal

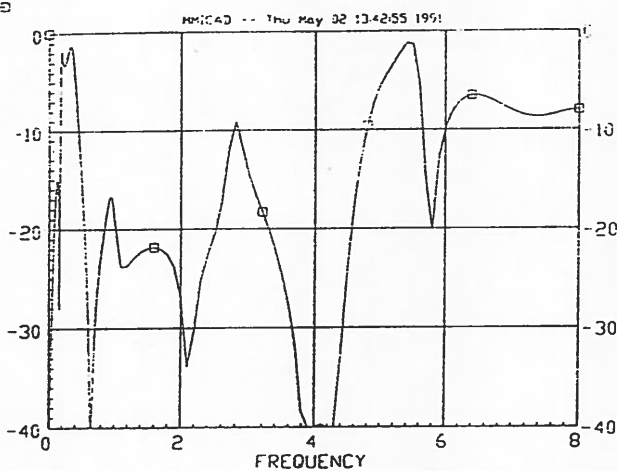
a)



TRIPLEXER2 PERFORMANCE

FR1
DB(S23)
G-D

b)



TRIPLEXER2 PERFORMANCE (IDEAL ELEMENTS, NO LOSS)

FR1
DB(S23)
G-D

c)

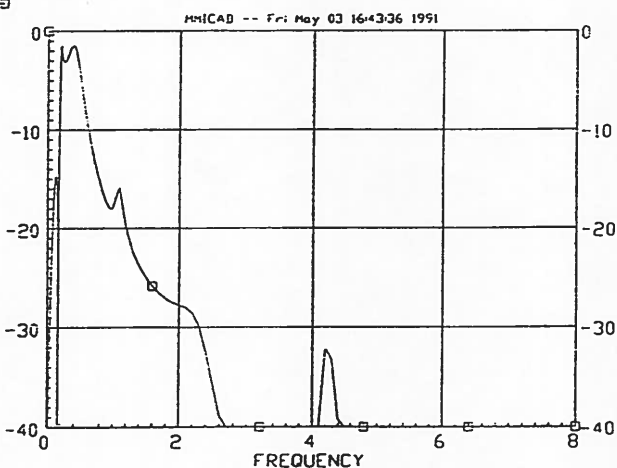


Figura 22. Triplexor 2. Transmision P2-P3.

- a) Medidas sobre el circuito real
- b) Simulacion utilizando circuito con parasitos
- c) Simulacion utilizando circuito ideal

ANEXO 1: LISTADO DEL PROGRAMA MICROSTRIP 3

PROGRAM MICROSTRIP

```

C
C
C ESTE PROGRAMA CALCULA LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA DE LINEAS EN MICROSTRIP
C ENCERRADAS EN UNA CAJA. TIENE EN CUENTA EL EFECTO DE DISPERSION, Y EL ESPESOR
C FINITO DEL CONDUCTOR
C
C
C REVISED BY JUAN DANIEL 28-07-87
C APROVED BY JUAN DANIEL 28-07-87
C
C REVISED BY JUAN EUSEBIO 14-05-90
C APROVED BY JUAN EUSEBIO 28-05-90
C
C REFERENCIA: "THE DESIGN OF IMPEDANCE MATCHING NETWORKS FOR RADIO FREQUENCY
C              AND MICROWAVE AMPLIFIERS" (Pieter L.D. Abrie)
C
C
C
CHARACTER RESP
REAL LG
WRITE(*,'(A,$)')' CONSTANTE DIELECTRICA           = '
READ(*,*)ER
WRITE(*,'(A,$)')' ESPESOR DEL SUBSTRATO (mm)       = '
READ(*,*)H
WRITE(*,'(A,$)')' ALTURA DEL APANTALLAMIENTO (mm) = '
READ(*,*)HZ
WRITE(*,'(A,$)')' ESPESOR DE LA METALIZACION (um) = '
READ(*,*)T
WRITE(*,'(A,$)')' FRECUENCIA (GHz)                = '
READ(*,*)F
30 CONTINUE
OPEN(77,FILE='MICROSTRIP.DAT',STATUS='OLD')
WRITE(*,'(A,$)')' ANCHURA MINIMA DEL STRIP (mm)   = '
READ(*,*)W1
WRITE(*,'(A,$)')' ANCHURA MAXIMA DEL STRIP (mm)   = '
READ(*,*)W2
WRITE(*,'(A,$)')' INCREMENTO DE ANCHURA (mm)     = '
READ(*,*)AW
WRITE(*,'(//A,F7.3)')' CONSTANTE DIELECTRICA      = ',ER
WRITE(*,'(A,F7.3)')' ESPESOR DEL SUBSTRATO (mm)    = ',H
WRITE(*,'(A,F7.3)')' ALTURA DEL APANTALLAMIENTO (mm) = ',HZ
WRITE(*,'(A,F7.3)')' ESPESOR DE LA METALIZACION (um) = ',T
WRITE(*,'(A,F7.3//)')' FRECUENCIA (GHz)           = ',F
WRITE(77,'(//A,F7.3)')' CONSTANTE DIELECTRICA     = ',ER
WRITE(77,'(A,F7.3)')' ESPESOR DEL SUBSTRATO (mm)   = ',H
WRITE(77,'(A,F7.3)')' ALTURA DEL APANTALLAMIENTO (mm) = ',HZ
WRITE(77,'(A,F7.3)')' ESPESOR DE LA METALIZACION (um) = ',T
WRITE(77,'(A,F7.3//)')' FRECUENCIA (GHz)          = ',F
H=H/1E3
HZ=HZ/1E3
T=T/1E6
F=F*1E9
W1=W1/1E3
W2=W2/1E3

```

```

AW=AW/1E3
WRITE(*,100)' W(mm) ',' Z(Ohm) ',' LONG(mm) ',' FC(Ghz) ',' Eeff ','
& 'Dec X(mm)'
WRITE(*,100)' -----' ',' -----' ',' -----' ',' -----' ','
& ' -----' ',' -----'
WRITE(77,100)' W(mm) ',' Z(Ohm) ',' LONG(mm) ',' FC(Ghz) ',' Eeff ','
& 'Dec X(mm)'
WRITE(77,100)' -----' ',' -----' ',' -----' ',' -----' ','
1 ' -----' ',' -----'
100 FORMAT(2X,A7,3X,A7,3X,A9,3X,A8,3X,A7,3X,A9)
DO W=W1,W2,AW
CALL IMPE(W,H,T,HZ,ER,F,Z,EFF,FP,LG,Z1)
RILONG=RLONG(H,W,F,EFF,LG)*1E3
WRITE(*,200)W*1E3,Z, LG*1E3,FP/1E9,EFF,RILONG
WRITE(77,200)W*1E3,Z, LG*1E3,FP/1E9,EFF,RILONG
200 FORMAT(1X,F7.3,3X,F7.2,2X,F9.3,4X,F8.2,4X,F7.3,2X,F9.3)
END DO
WRITE(*,*)
WRITE(*,300)'Dec X ES EL ACORTAMIENTO NECESARIO PARA COMPENSAR'
WRITE(*,300)'EL EFECTO CAPACITIVO DE UN STUB EN CIRCUITO ABIERTO'
300 FORMAT(10X,A)
WRITE(*,*)
WRITE(*,*)' UNION EN T: Desea ver el desplazamiento de los'
WRITE(*,*)' planos de referencia ? (S/N):'
READ(*,'(A)')RESP
WRITE(*,*)
IF ((RESP.EQ.'S').OR.(RESP.EQ.'s'))
& CALL TUNION(H,T,HZ,ER,F)
WRITE(*,*)
WRITE(*,*)' Desea los calculos para otras anchuras de
& linea ? (S/N):'
READ(*,'(A)')RESP
WRITE(*,*)
CLOSE(77)
IF ((RESP.NE.'S').AND.(RESP.NE.'s')) GOTO 130
H=H*1E3
HZ=HZ*1E3
T=T*1E6
F=F/1E9
GOTO 30
130 END
C
C
SUBROUTINE IMPE(WI,H,T,HZ,ER,F,Z,EFF,FP,LG,Z1)
C
C SUBROUTINA QUE CALCULA LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA, CONSTANTE DIELECTRICA
C EFECTIVA, FRECUENCIA DE CORTE DEL PRIMER MODO SUPERIOR Y LONGITUD DE ONDA
C PARA LA FRECUENCIA ESPECIFICADA.
C
REAL LG,J
DATA PI/3.141592654/
W=WI
IF(T.EQ.0.) THEN
AW=0.

```

```

ELSE
    AW=T/PI*(1.+ALOG(4.)-0.5*ALOG((T/H)**2+(T/(PI*W))**2))
END IF
W=W+AW
Y=6.+(2.*PI-6.)*EXP(-(30.666/(W/H))**0.7528)
Z1=60.*ALOG(Y/(W/H)+SQRT(1.+(2.*H/W)**2))
P1=1.192+0.706*SQRT(1.+HZ/H)-1.389/(1.-HZ/H)
P=270.*(1.-TANH(P1))
Q1=(0.012*W/H+0.177*(W/H)**2-0.027*(W/H)**3)/(1.+HZ/H)**2
Q=1.0109-0.5*ALOG((1.+Q1)/(1.-Q1))
AZ=P*Q
Z1=Z1-AZ
Q4=1.043+0.121*HZ/H-1.164*H/HZ
QC=TANH(Q4)
QT=2./PI*ALOG(2.)*(T/H/SQRT(W/H))
B=-0.564*((ER-0.9)/(ER+3.0))**0.053
A=1.+1./49.*ALOG((W/H)**2*((W/H)**2+(1./52.))**2)/((W/H)**4+0.432
&      )+1/18.7*ALOG(1.+(W/18.1/H)**3)
J=A*B
Q3=(1.+10.*H/W)**J
Q2=(Q3-QT)*QC
EF=(ER+1.)/2.+Q2*(ER-1.)/2.
EFF=EF
Z2=Z1/SQRT(EF)
G=PI**2/12.*(ER-1)/EF*SQRT(Z2/60.)
FP=Z2/(2.*H*1.2566E-6)
E1=ER-(ER-EF)/(1+G*(F/FP)**2)
S=3E8**2/(4.*F**2*(E1-1.))
Y1=S/3.-(W/3.))**2
WE=120*PI*H/(Z2*SQRT(EF))
P2=(W/3.))**3+S/2.*(WE-W/3.)
R=SQRT(P2**2+Y1**3)
WEFFF=W/3.+(R+P2)**(1./3.)-(R-P2)**(1./3.)
Z0=120.*PI*H/(WEFFF*SQRT(E1))
Z=Z0
LG=3E8/(F*SQRT(EF))
RETURN
END

```

C
C

```
FUNCTION RLONG(H,W,F,EPEF,RLANDAG)
```

C
C
C
C

C FUNCION QUE CALCULA LA LONGITUD QUE DEBEMOS ACORTAR LA LINEA PARA COMPENSAR
C EL EFECTO DE LA CAPACIDAD PARASITA PROVOCADA POR LA TERMINACION

```

RELAC=W/H
RFASE=4.944E-7*H*F*(EPEF**0.5)*(EPEF+0.3)/(EPEF-0.258)
RFASE=RFASE*(RELAC+0.264)/(RELAC+0.8)
RLONG=RFASE*RLANDAG/360.0
RETURN
END

```

C
C

```
SUBROUTINE TUNION(H,T,HZ,ER,F)
```

C
 C SUBROUTINA QUE CALCULA EL DESPLAZAMIENTO DE LOS PLANOS DE REFERENCIA EN
 C UNA UNION EN T CON ANCHURA DE LINEA PRINCIPAL CONSTANTE, SEGUN EL DIBUJO
 C DE LA PAGINA 267 DEL LIBRO
 C

```

DATA PI/3.141592654/
WRITE(77,*)
WRITE(77,*)'UNION EN T:'
WRITE(*,*)' ANCHURA DE LA LINEA PRINCIPAL (mm):'
WRITE(77,*)' ANCHURA DE LA LINEA PRINCIPAL (mm):'
READ(*,*)W1
WRITE(77,'(F7.3)')W1
W1=W1/1E3
WRITE(*,*)' ANCHURA DE LA LINEA SECUNDARIA (mm):'
WRITE(77,*)' ANCHURA DE LA LINEA SECUNDARIA (mm):'
READ(*,*)W2
WRITE(77,'(F7.3)')W2
W2=W2/1E3
CALL IMPE(W1,H,T,HZ,ER,F,Z,EFF,FP,LG,Z1)
ZA1=Z1
Z01=Z
D1=120.*PI*H/ZA1
ELANDA=3E8/(F*SQRT(EFF))
CALL IMPE(W2,H,T,HZ,ER,F,Z,EFF,FP,LG,Z1)
ZA2=Z1
Z02=Z
D2=120.*PI*H/ZA2
RN=SIN(PI*D1/ELANDA*Z01/Z02)/(PI*D1/ELANDA*Z01/Z02)
DIS1=0.05*(RN**2)*Z01/Z02*D2
IF (Z01/Z02.LT.2) THEN
  DIS2=(0.5-0.16*(1+(2.*D1/ELANDA)**2-2.*ALOG(Z01/Z02)))*
& Z01/Z02)*D1
  ELSE
  DIS2=(0.5-0.16*(1+(2.*D1/ELANDA)**2-2.*ALOG(Z02/Z01)))*
& Z02/Z01)*D1
ENDIF
WRITE(*,*)
WRITE(*,25)'          LA DISTANCIA d1 ES:',DIS1*1E3,' mm'
WRITE(77,25)'          LA DISTANCIA d1 ES:',DIS1*1E3,' mm'
WRITE(*,25)'          LA DISTANCIA d2 ES:',DIS2*1E3,' mm'
WRITE(77,25)'          LA DISTANCIA d2 ES:',DIS2*1E3,' mm'
25  FORMAT(A,F9.3,A)
IF ((Z01/Z02).LE.0.5) THEN
  CT=-(1-2.0*D1/ELANDA)*Z01/Z02
ELSE
  CT=(1-2.0*D1/ELANDA)*(3*Z01/Z02-2)
ENDIF
BT=CT*D1/(Z01*ELANDA)
XT=1/BT
WRITE(*,*)
WRITE(*,25)' REACTANCIA PARASITA PARALELO (1/Bt):',XT,' ohms'
WRITE(77,25)' REACTANCIA PARASITA PARALELO (1/Bt):',XT,' ohms'
WRITE(*,27)' RELACION DE TRANSFORMACION (n):',RN
WRITE(77,27)' RELACION DE TRANSFORMACION (n):',RN

```


27

```
FORMAT (A, F7.3)  
RETURN  
END
```

ANEXO 2: DATOS DE ENTRADA PARA EL ANALISIS DEL TRIPLEXOR 2

MEDIANTE EL PROGRAMA MMICAD

```
!*****
!CIRCUIT FILENAME: TRIPLEX2.CKT

!DESCRIPTION: TRIPLEXER FOR
!              PLL. (NON IDEAL ELEMENTS)
!
!REFERENCE:
!
!
! DATE/AUTHOR:  1/15/91 J.D. GALLEGO

! MMICAD SETTINGS:
! FREQUENCY MODE
! NOISE OFF
!*****
```

VAR

```
IND1=40
CPAR1=1.5
LPAR1=1
IND2=40
CPAR2=1.5
LPAR2=1
IND3=40
CPAR3=1.5
LPAR3=1
QL=500
```

```
W1=2
L1=20
W2=2.62
L2=23
W3=2
L3=10.4
W4=2
L4=9.3
W5=2.62
L5=21
```

CKT

```
DIM FREQ=1e+009 RES=1 COND=0.001 CAP=1e-012 IND=1e-009 LNG=0.001 &
TIME=1e-012
```

```
MSUB ER=5.1 H=1.55 T=0.035 RHO=1.3 TAND=0
```

```
MTEE 1 11 12 W1=2.62 L1=0 W2=2.62 L2=0 W3=W1 L3=0
MOPEN 12 W=W1 L=L1
SRLC 11 5 R=1.6 L=0.56 C=2.8
MTEE 5 2 6 W1=W2 L1=L2 W2=W5 L2=L5 W3=W3 L3=L3
MBEND1 6 8 W=W4 L1=0 L2=0
MOPEN 8 W=W4 L=L4
```

DEF3P 1 2 8 LINES

LINES 1 2 8 0 M=1

SRLC 8 9 R=0.14 L=LPAR1 C=22

INDQ 8 9 L=IND1 Q=QL F=1 MOD=2

CAP 8 9 C=CPAR1

SRLC 9 4 R=0.6 L=LPAR3 C=5.6

INDQ 9 4 L=IND3 Q=QL F=1 MOD=2

CAP 9 4 C=CPAR3

CAP 4 0 C=3300

SRLC 9 10 R=0.6 L=LPAR2 C=5.6

INDQ 10 3 L=IND2 Q=QL F=1 MOD=2

CAP 10 3 C=CPAR2

DEF4P 1 2 3 4 TRI

FREQ

SWEEP 0 .5 .01

SWEEP 0.5 1 .02

SWEEP 1 8 .1

OUT

TRI DB[S12] TRAN12

TRI DB[S12] TRAN12B

TRI DB[S23] TRAN23

TRI DB[S23] TRAN23B

GRID

TRAN12 0 1 -40 0

TRAN12B 0 8 -40 0

TRAN23 0 1 -40 0

TRAN23B 0 8 -40 0

LABEL

TRIPLEXER2 PERFORMANCE

