

Multiplicador de frecuencia de
1 a 4 GHz para el PLL del receptor
refrigerado a 45 GHz

Juan Eusebio Garrido, Alberto Barcia,
Pablo de Vicente

Informe Técnico CAY 1990-2

1 Descripción y medidas iniciales

El multiplicador de frecuencia por 4 multiplica la frecuencia de salida del sintetizador RACAL-DANA (~ 1 GHz) hasta un valor aceptable por el PLL del primer oscilador local (~ 4 GHz).

En el montaje inicial (fig. 1) se hacían dos multiplicaciones sucesivas $\times 2$ seguidas, cada una, de una etapa de amplificación. El multiplicador $\times 2$ MITEQ tiene una etapa amplificadora a la salida.

La tabla 1 da las potencias de los armónicos a la salida del multiplicador para diferentes niveles de la entrada.

Las pruebas de la red PLL con el multiplicador instalado dieron un enganche con mucho ruido a la salida del detector de cuadratura, obteniéndose la mejor situación de enganche (menos ruido y más margen de variación de la potencia del sintetizador) para un nivel de 4 dBm a la entrada del multiplicador. Estas medidas se efectuaron en las condiciones descritas con más detalle en el Informe Técnico CAY 1990-3. La frecuencia de salida del sintetizador era de 1002.75 MHz (4011 MHz a la salida del multiplicador $\times 4$), y la del oscilador local (klystron), de 44471 MHz. En estas medidas se puso de manifiesto una modulación de 50 Hz (red) en la frecuencia de la sinusoide de salida del convertidor de video del backend (ver Informe técnico citado) y un nivel de ruido muy elevado en toda la banda de la FI (350 MHz) del PLL del primer oscilador local, cuyo nivel también presentaba la citada modulación de 50 Hz. Medidas directas del espectro de salida del multiplicador $\times 4$ con niveles altos de potencia de entrada (≥ 4 dBm) mostraron la presencia de modulación de amplitud importante (~ 1 dB) en los armónicos y subarmónicos de la señal de 4 GHz (no en ésta), que se suprimió mejorando la regulación de la fuente de alimentación de +15 V mediante una capacidad más grande en el filtro del rectificador de la red.

Las medidas precedentes llevaron a suponer que el elevado nivel de ruido en toda la banda de FI del PLL podría proceder de una inyección de ruido de las bandas laterales del primer oscilador local por mezcla de éstas con un armónico o subarmónico de los 4 GHz procedentes del multiplicador (en particular los armónicos $\times 45$, $\times 15$, $\times 9$, de 1, 3 y 5 GHz inyectan hacia la FI del PLL ruido de fase del OL existente a 300 MHz de la portadora). De esta manera se explicaría el alto nivel de ruido en toda la banda de FI, la modulación de dicho nivel y la salida ruidosa del detector de cuadratura (el ruido en la banda sería más amplificado que la portadora de 350 MHz al atravesar el amplificador-limitador de la red).

2 Filtro supresor de armónicos

A la vista de lo anterior se decidió instalar un filtro para suprimir los armónicos impares ($\times 1$, $\times 3$, $\times 5$) de la frecuencia de 1 GHz de entrada. Dicho filtro con-

sistió en un *stub* sobre cable coaxial semirrígido colocado a la salida del primer multiplicador, terminado en un circuito abierto (cable cortado) y de longitud $\lambda/4$. El *stub* se sintonizó cortando el cable inicialmente a una longitud mayor de la prevista, dándole la forma adecuada para introducirlo en la caja del multiplicador y midiendo la frecuencia para la que se producía la supresión de los armónicos indeseados. De esta medida se dedujo la longitud efectiva del *stub* (que incluía los efectos de la curvatura del cable y del desplazamiento del plano de referencia en la T de unión de la línea principal y del *stub*), y la corrección que fue necesario introducir para reducirlo a la longitud efectiva deseada. El *stub* se sintonizó para producir una máxima supresión de armónicos impares a frecuencias múltiplos de 987.5 MHz, con intención de optimizar su funcionamiento en el centro de la banda de 3800 a 4100 MHz.

3 El comportamiento del filtro

El comportamiento en frecuencia del filtro se analizó con el circuito de la fig. 3. El *stub* (línea 3) crea un cortocircuito en el plano $z = z_1$ a las frecuencias de los armónicos impares de la frecuencia de entrada (987.5 MHz). La constante de propagación en las líneas es κ y v la velocidad de fase.

$$\kappa_3 = \frac{2\pi}{\lambda_3} = \frac{2\pi f}{v}$$

$$z_2 - z_1 = l$$

$\vec{Y}_2(z_1) = \vec{Y}_2(z_3) = Y_0$ admitancia característica de la línea.

$$\vec{Y}_3(z_1) = -iY_0 \tan \kappa_3(z_2 - z_1) = -iY_0 \tan \kappa_3 l$$

$$\vec{Y}_1(z_1) = \vec{Y}_2(z_1) + \vec{Y}_3(z_1) = Y_0(1 - i \tan(\kappa_3 l)) = Y_L$$

El cálculo de la potencia en la carga se hace con el circuito equivalente de la Fig. 3 teniendo en cuenta que la potencia disipada en la carga Y_0 y la disipada en Y_L son iguales ya que el *stub* es una reactancia pura;

$$P_0 = P_L = \text{Re}[V_L I_L^*] = \text{Re}[V_L Y_L^* V_L^*]$$

$$= |V_L|^2 \text{Re}[Y_L]$$

$$= |V_L|^2 Y_0$$

$$V_L = \frac{I_g}{Y_0 + Y_L}$$

$$= \frac{I_g}{Y_0(2 - i \tan \kappa_3 l)}$$

$$= \frac{I_g}{Y_0(2 - i \tan(\frac{2\pi f l}{v}))}$$

$$P_L = \frac{|I_g|^2}{Y_0^2 |2 - i \tan \kappa_3 l|^2} Y_0$$

$$= \frac{|I_g|^2/Y_0}{4 + \tan^2(\frac{2\pi fl}{v})}$$

Resultan atenuadas aquellas frecuencias para las que,

$$\begin{aligned} \tan(\frac{2\pi fl}{v}) &= \infty \\ \frac{2\pi fl}{v} &= (2n+1)\frac{\pi}{2} \\ \frac{fl}{v} = \frac{l}{\lambda} &= (2n+1)\frac{1}{4} \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \end{aligned}$$

3.1 Atenuación de frecuencias distintas de la central

$$P_L = \frac{|I_g|^2/Y_0}{4 + \tan^2 \theta}$$

Donde $\theta = 2\pi fl/v$ es la longitud eléctrica del stub

$$\frac{\pi}{2} = \frac{2\pi f_0 l}{v}$$

f_0 es la frecuencia central

$$\theta = \frac{\pi f}{2 f_0} = \frac{\pi f_0 + \Delta f}{2 f_0} = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi \Delta f}{2 f_0}$$

La atenuación será nula para aquellas frecuencias a las que:

$$\begin{aligned} \theta &= \frac{2\pi f}{v} l = n\pi \quad (n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \\ \frac{P_L(\theta)}{P_L(\pi)} &= \frac{4}{4 + \tan^2 \theta} = \frac{4}{4 + \tan^2(\frac{\pi f}{2 f_0})} \end{aligned}$$

Se ha comprobado la validez de esta fórmula, que da la potencia relativa en las bandas de atenuación respecto a la atenuación mínima ($\theta = \pi$), realizando medidas con un stub que resultó estar centrado a 1010 MHz. En la tabla 2 se puede ver el buen comportamiento de la fórmula para predecir dicha atenuación.

3.2 Consideraciones sobre la fase de la señal

Para aplicaciones de VLBI interesa conocer el efecto del filtro sobre la fase de las frecuencias no atenuadas, en particular $f \simeq 2$ GHz, que es la que dará la señal útil a la salida del multiplicador $\times 4$. A estas frecuencias, $\theta \simeq n\pi$ y $\vec{Y}_1(z_1) \simeq Y_0$ por lo que la reflexión debida al filtro (cargado con un amplificador) no debe

afectar a la fase de I_g . Si se demostrara que no es así, habría que introducir un aislador entre el primer multiplicador $\times 2$ y el filtro. Aparte de esto, la fase de V_L estará dada por:

$$\tan \phi_L = -\frac{-\tan(2\pi fl/v)}{2} = \frac{1}{2} \tan \theta$$

La variación de la fase con la frecuencia estará dada por,

$$\frac{1}{\cos^2 \phi_L} \frac{d\phi_L}{df} = \frac{1}{2} \frac{1}{\cos^2 \theta} \frac{d\theta}{df} = \frac{1}{2} \frac{1}{\cos^2 \theta} \frac{2\pi l}{v}$$

Para frecuencias no atenuadas ($\theta \simeq n\pi \Rightarrow \tan \theta \simeq 0, \tan \phi \simeq 0, \cos^2 \theta \simeq 1, \cos^2 \phi \simeq 1$):

$$\frac{d\phi_L}{df} = \frac{1}{2} \frac{d\theta}{df} = \frac{\pi l}{v} = \frac{\pi l}{\lambda f}$$

Para la frecuencia de interés ($f \simeq 2 \text{ GHz}, l \simeq \frac{\lambda}{2}$):

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_L}{df} &= \frac{\pi}{2f} \text{rads/Hz} = \frac{180^\circ}{2f} / \text{Hz} \\ &= \frac{180^\circ}{2 \cdot 2 \cdot 10^9} = 45 \cdot 10^{-9} \text{ }^\circ / \text{Hz} \end{aligned}$$

relación válida a nivel de la frecuencia de 2 GHz y a cualquier otro nivel en la cadena del PLL, en particular a nivel del OL, pues se multiplican por el mismo factor la frecuencia y la variación de fase.

Más importante que el coeficiente anterior (en VLBI la frecuencia del OL permanece fija) es el efecto sobre la fase del OL de las variaciones de temperatura. Partiendo de la relación anterior, y para frecuencias no atenuadas ($\cos^2 \phi \simeq \cos^2 \theta \simeq 1$),

$$\begin{aligned} \tan \phi_L &= \frac{1}{2} \tan \theta \\ \frac{1}{\cos^2 \phi_L} \frac{d\phi_L}{d\theta} &= \frac{1}{2} \frac{1}{\cos^2 \theta} \end{aligned}$$

$d\phi_L/d\theta = 1/2 = 0.5 \text{ rads/rad} = 0.5^\circ/^\circ$ (grados de variación de fase por grado de variación de longitud eléctrica).

La máxima variación de θ que se puede esperar para una variación de temperatura entre -10° C y $+40^\circ \text{ C}$ para un cable semirrígido con dieléctrico de teflón es de $2.1 \cdot 10^{-3} \cdot 180^\circ$ (ver boletín 724A de Micro-coax. página 14):

$$\Delta\theta = 2.1 \cdot 10^{-3} \cdot 180^\circ = 0.378^\circ \quad (f = 2 \text{ GHz})$$

$$\Delta\phi_L = 0.5\Delta\theta = 0.189^\circ$$

que a nivel del OL corresponde a, $\Delta\phi_{OL} = N\Delta\phi_L = f_{OL}/f\Delta\phi_L$ ($N =$ armónico de f que se mezcla con el O.L. para dar la F.I. de 350 MHz del PLL).

A la frecuencia de O.L. de 45 GHz, $\Delta\phi_{OL} = 22.5 \cdot 0.189 = 4.3^\circ$ perfectamente aceptable para VLBI.

4 Medidas finales

Las tablas 3, 4 y 5 muestran los resultados de las medidas efectuadas para distintos armónicos de la frecuencia de entrada ($\sim 1\text{GHz}$). Como generador de la señal de entrada se utilizó un sintetizador RACAL-DANA modelo 9087 y la salida se analizó con el analizador de espectros HP8565A con su atenuador de entrada ajustado a 30 dB. La banda de frecuencia de entrada de 950 a 1025 MHz se corresponde con una banda de 3800 a 4100 MHz del armónico $\times 4$ de salida, que es suficiente para cubrir toda la banda de sintonía de los osciladores de 45 y 30 GHz previstos en los receptores de Yebes.

En las medidas no se apreció ninguna modulación de amplitud (debida a la red) en los diferentes armónicos estudiados. Las medidas de los armónicos $\times 7$ y $\times 8$ tienen poca precisión a causa de la radiación del cable coaxial flexible utilizado, dando valores variables de hasta 5 dB según la posición de dicho cable.

A la vista de los resultados, y a falta de confirmación en medidas con el multiplicador integrado en toda la red PLL parece que un nivel de potencia de entrada de 2 a 4 dBm puede dar el mejor funcionamiento de la red PLL desde el punto de vista del ruido de fase y de modulaciones espúreas de la red.

5 Alimentación

La figura 4 representa el esquema de la fuente de alimentación del multiplicador en la que se utilizaron reguladores 7815 y 7808 para las alimentaciones de +15 V y +8 V. Dichos reguladores tuvieron que montarse sobre la caja del equipo para poder disipar suficiente potencia. En parte, la disipación de potencia corre también a cargo de las resistencias de 3.3 y 50 Ω montadas en el circuito impreso de la fuente.

Tabla 1

Niveles de los armónicos de salida para $F_{entrada} = 1$ GHz.
 Todos los valores en dBm.

Nivel de entrada	x 1	x 2	x 3	x 4	x 5	x 6	x 7	x 8	x 9	x 10	x 11	x 12
-3	-1	-4	10	14	-9	4	-8	-7	-15	-6	-18	-29
-2	1	-2	13	15	-4	6	-4	-9	-11	-2	-15	-20
-1	3	-2	14	15.2	3	8	0	-18	-12	0	-13	-18
0	3.2	3	14	15.8	6	9	1	-13	-13	2	-11	-18
1	2	-2	14	16	8	9	0	-8	-11	3	-9	-25
4	-3	-2	9	14	7	2	1	-10				

Tabla 2

Comparación entre la atenuación teórica y la medida con un stub coaxial centrado en 1010 MHz

Frecuencia (MHz)	Atenuación calculada (dB)	Atenuación medida (dB)
908	-10	-11
960	-16	-15
982	-21	-21
1001	-31	-30
1010	$-\infty$	-40
1019	-31	-31
1041	-20	-21
1060	-16	-16
1118	-10	-11

Tabla 3

Niveles de los armónicos de salida para Potencia de entrada = 0 dBm
 Todos los valores en dBm.

Frec. de entrada (MHz)	x 1	x 2	x 3	x 4	x 5	x 6	x 7	x 8
940	-12	-1	-12	10	-4	-9	-10	-10
950	-14	-1	-12	10	-9	-9	-15	-11
957.5	-14	0	-11	13	-10	-7	-21	-13
967.5	-16	-1	-10	14	-14	-7	-28	-8
977.5	-23	-3	-17	14	-28	-11	-29	-2
987.5	-31	-3	-28	14	-30	-10	-32	-3
997.5	-26	-4	-16	14	-20	-12	-24	-2
1007.5	-15	-3	-9	15	-14	-11	-22	-2
1017.5	-9	-4	-4	15	-8	-12	-26	-4
1025	-6	-6	-2	16	-5	-15	-22	-2
1035	-3	-6	1	16	-1	-30	-22	-2

Tabla 4

Niveles de los armónicos de salida para Potencia de entrada = 2 dBm
 Todos los valores en dBm.

Frec. de entrada (MHz)	x 1	x 2	x 3	x 4	x 5	x 6	x 7	x 8
940	-8	-1	-3	15	-10	-6	-15	0
950	-12	-4	-6	16	-15	-9	-21	0
957.5	-12	-6	-8	15	-13	-10	-20	0
967.5	-19	-8	-13	16	-16	-10	-18	0
977.5	-24	-4	-18	15	-23	-8	-20	0
987.5	-31	-5	-29	16	-30	-7	-28	-2
997.5	-30	-6	-17	16	-17	-6	-23	-2
1007.5	-18	-9	-10	16	-10	-9	-20	-2
1017.5	-14	-10	-6	16	-5	-8	-20	-3
1025	-11	-11	-3	16	-2	-8	-16	-2
1035	-9	-14	-2	17	0	-11	-19	-2

Tabla 5

Niveles de los armónicos de salida para Potencia Entrada = 4 dBm
 Todos los valores en dBm.

Frec. de entrada (MHz)	x 1	x 2	x 3	x 4	x 5	x 6	x 7	x 8
940	-10	-2	-6	16	-14	-1	-6	5
950	-17	-2	-9	16	-10	-3	-10	3
957.5	-24	-1	-9	16	-10	-4	-14	0
967.5	-30	1	-13	16	-14	-2	-18	-2
977.5	-28	1	-18	16	-18	-2	-18	1
987.5	-33	0	-28	16	-28	-2	-29	0
997.5	-32	-3	-20	16	-21	-2	-22	0
1007.5	-24	-4	-14	16	-14	-3	-15	2
1017.5	-22	-4	-11	16	-10	-3	-16	0
1025	-16	-6	-8	16	-8	-4	-14	-1
1035	-14	-9	-5	17	-4	-8	-16	-1

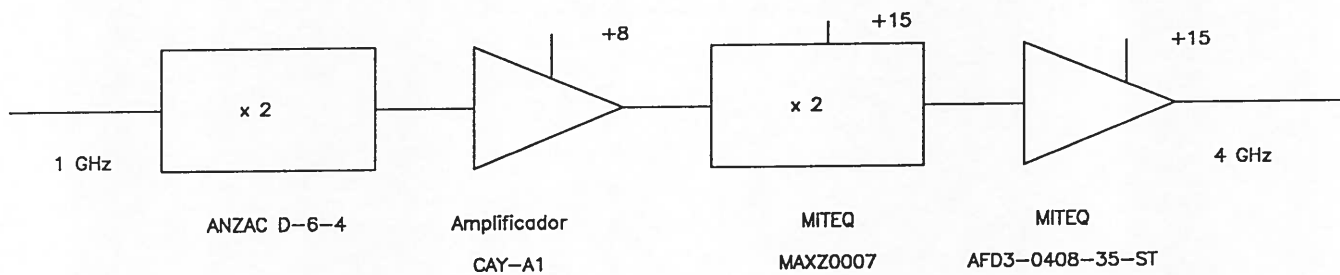


Figura 1

Montaje original del multiplicador x4

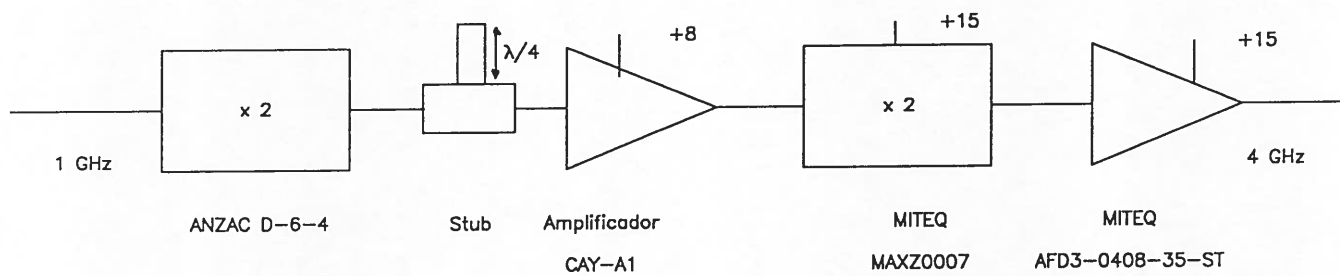


Figura 2

Montaje con filtro para suprimir armonicos impares

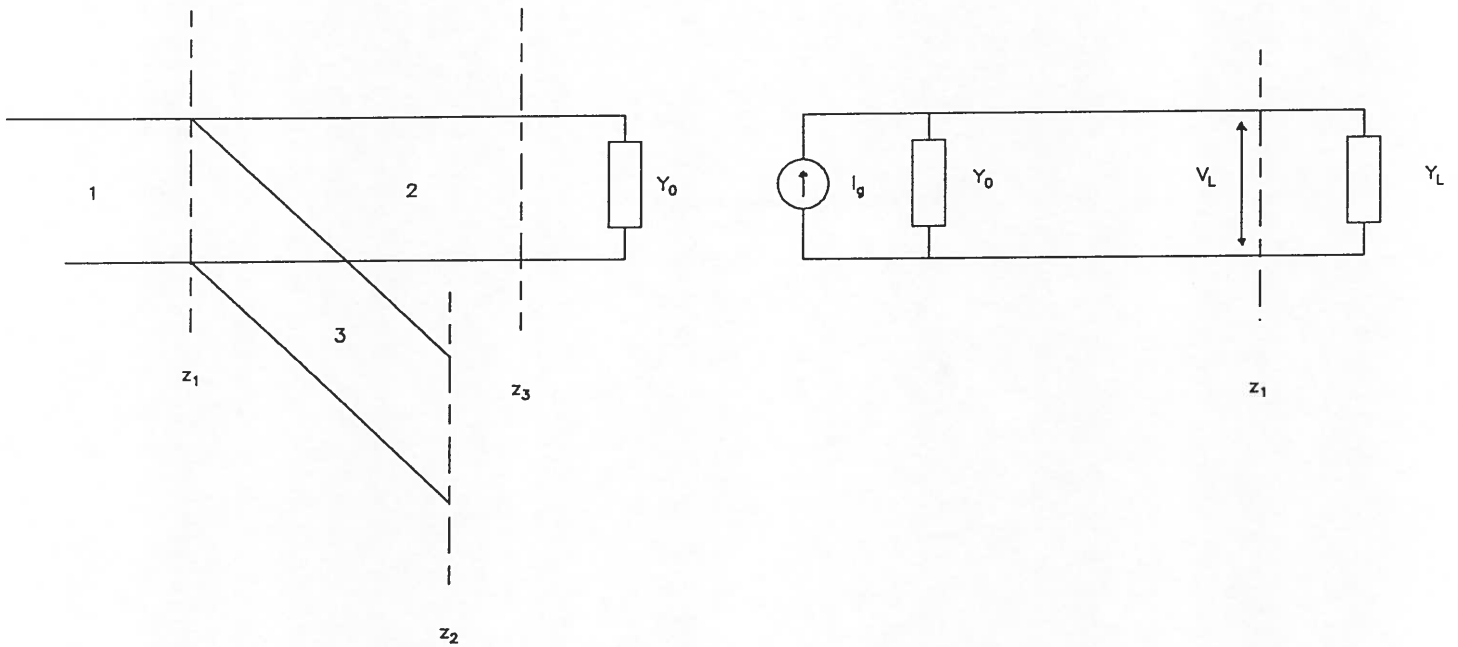


Figura 3

Circuito del stub y circuito equivalente

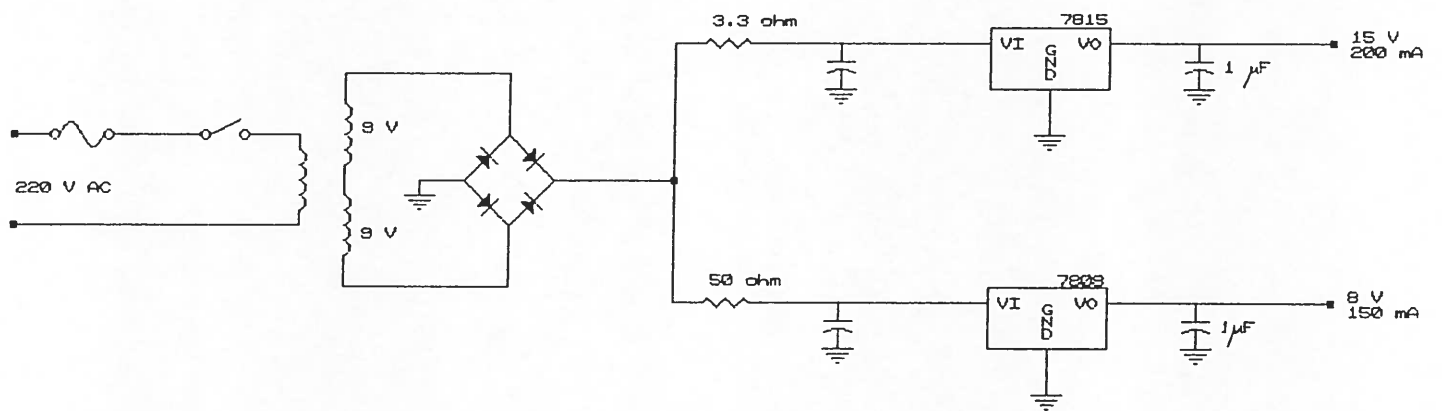


Figura 4

Fuente de alimentacion del multiplicador x4

DETERMINING CHANGES IN PHASE OCCURRING WITH CHANGES IN TEMPERATURE

Changes in temperature affect the electrical length of Micro-Coax Semi-Rigid Coaxial Cables. The information provided is intended as a guide for designers as to the approximate phase changes that take place as temperature changes occur.

The information here covers the characteristics of the two most commonly used semi-rigid cables: 1) cable with a solid PTFE dielectric, and 2) cable with a semi-solid (spline) PTFE dielectric. It also includes a quick reference chart for prediction of changes of phase or group delay.

The data disregard minor hysteresis effects and are average values. For the temperature range shown, they are not significantly affected by the inner and outer conductor materials.

The data were originally verified by Uniform Tubes, Inc., at 0.4 GHz per paragraph 4.8.14 of MIL-C-17F and subsequently substantiated at 9 GHz for solid PTFE dielectric cable by an independent source.

ELECTRICAL LENGTH OR DELAY CHANGE WITH TEMPERATURE		
(°C)	Solid PTFE Coax	Semi-Solid PTFE Coax
-40	1.0023	.9990
-30	1.0021	.9991
-20	1.0019	.9993
-10	1.0017	.9995
0	1.0014	.9996
10	1.0007	.9997
20	1.0001	.9999
30	1.0000	1.0000
40	.9998	1.0002
50	.9996	1.0004
60	.9995	1.0006
70	.9995	1.0008
80	.9995	1.0010
90	.9995	1.0012
100	.9995	1.0014
110	.9995	1.0015
120	.9995	1.0016

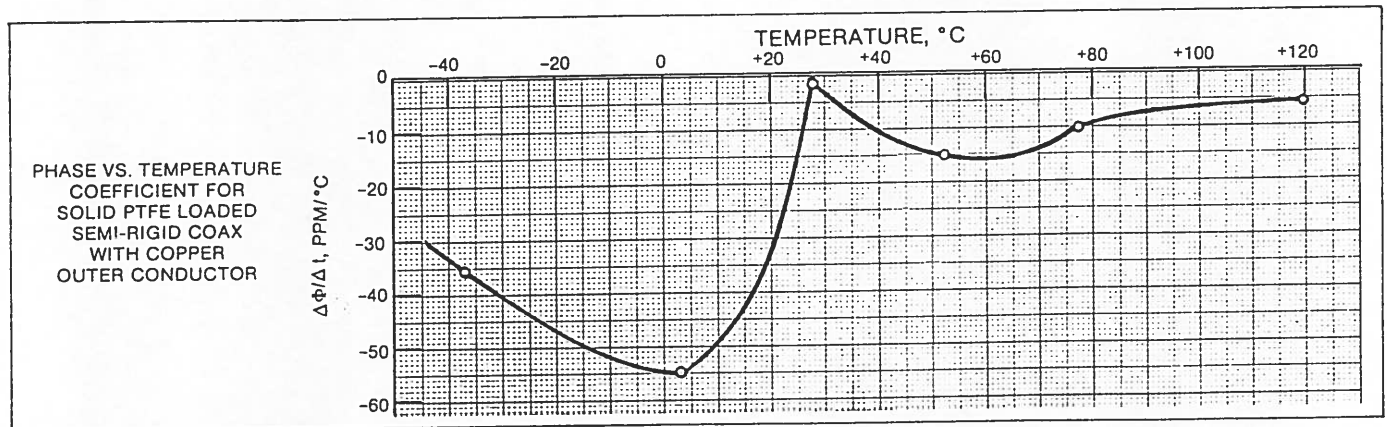
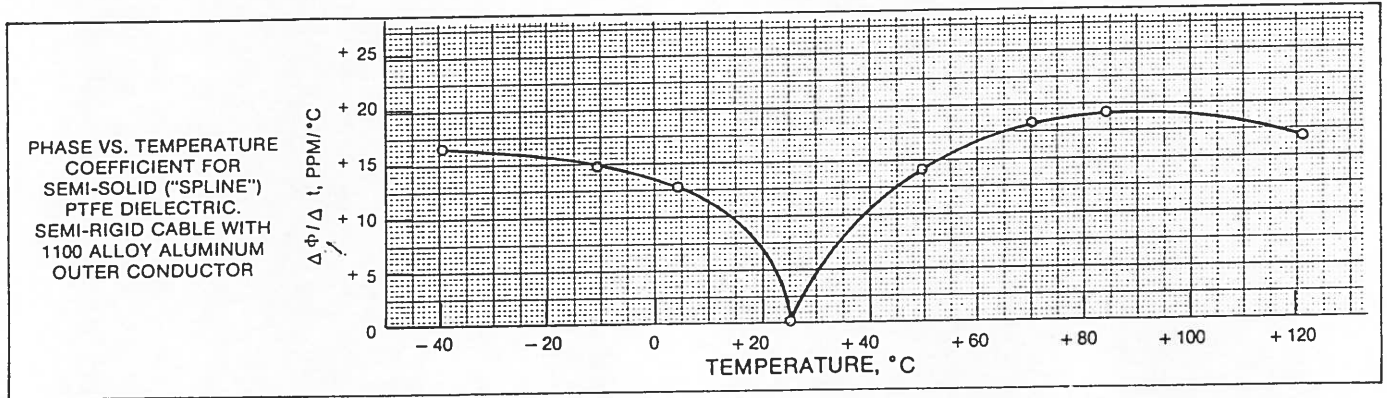
EXAMPLES FROM TABLE:

At $t = -40^{\circ}\text{C}$, a solid PTFE loaded cable having an electrical length of 100° at 25°C will have an electrical length of:

$$\left[1 + (-35) (10^{-6}) (-65) \right] \times 100 = 100.23^{\circ}$$

Under identical conditions, the electrical length of a spline dielectric cable will be:

$$\left[1 + (16) (10^{-6}) (-65) \right] \times 100 = 99.90^{\circ}$$



Electrical Length at Temperature (t) may be calculated from $L_t = \left[1 + \left(\frac{\Delta\phi}{\Delta t} \right) (10^{-6}) (\Delta t) \right] L_{25}$
 WHERE $\Delta\phi / \Delta t =$ Graph Value
 $\Delta t = t - 25$
 $L_{25} =$ Electrical Length at 25°C

Anexo

Anexo al Informe Técnico CAY 1990-2

Se resume a continuación la historia de las modificaciones sufridas por el multiplicador x4 posteriores a la edición del Informe técnico correspondiente.

Tras estimar que el elevado nivel relativo de los armónicos pares distintos de 4 GHz podía contribuir de manera significativa al ruido de fase del lazo, se procedió a colocar un *stub* sintonizado a $\lambda/4$ a 2 GHz a la salida del segundo doblador, de manera que se suprimen bien los 2 y 6 GHz, dejando pasar los 4 GHz.

Posteriormente se comprobó que el amplificador CAY-A1 oscilaba, procediendo a su supresión y comprobando que el nivel de salida era aceptable para el funcionamiento del lazo. El montaje correspondiente se muestra en la figura A1.

Más adelante se comprobó que para diversos niveles de la potencia de entrada, concretamente para ésta comprendida entre +14 y +16 dBm, aparecía una oscilación en la etapa de amplificación del doblador MITEQ MAXZ0007, producida por la reactancia vista a su salida (*stub* sintonizado a 2 GHz) ya que al suprimir el *stub* desaparecía la mencionada oscilación.

El montaje definitivo se muestra en la figura A2. Para la supresión de los armónicos indeseados se utiliza un filtro paso banda comercial centrado en 4 GHz y con un ancho de banda a -3 dB de 400 Mhz. Midiendo a la salida con el analizador de espectros se comprueba que los armónicos más próximos (3 y 5 GHz) están por debajo de -58 dBm, es decir, a más de 75 dB de los 4 GHz. Se muestran en la siguiente tabla los niveles medidos para una potencia de entrada de +19 dBm:

Frecuencia	Pot. salida
3 GHz	-58,4 dBm
4 GHz	+17,0 dBm
5 GHz	-74,0 dBm

Se aprecia que el filtro cumple con un amplio margen las especificaciones mostradas en las características adjuntas.

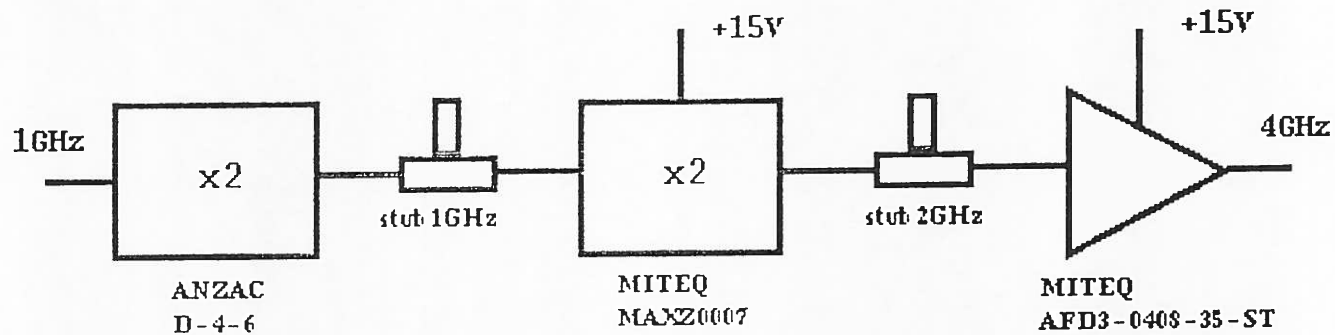


Figura A1. Montaje con filtros para supresion de armonicos indeseados

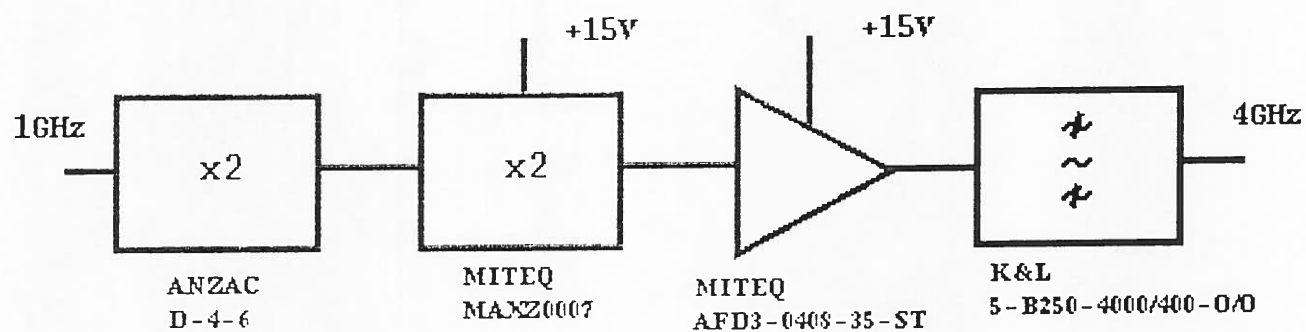


Figura A2. Montaje definitivo

Bandpass Tubular Filters

Specifications

Model	Diameter Inches	Frequency Range (MHz)	3dB BW (% of Center Freq.)	VSWR	No. of Sections	Impedance (Ohms (2))	Avg. Power (Watts)	Shock	Vibration	Humidity	Temp. Range
B250	1/4	160-6,000	3-70%(1)	1.5:1 or Less	2-8	50 75 100	2	30G, 11ms	10 G 5-2,000 Hz	0-95%	-55°C to +85°C
B380	3/8	100-4,000	3-70%(1)	1.5:1 or Less	2-8	50 75 100	5	30G, 11ms	10 G 5-2,000 Hz	0-95%	-55°C to +85°C
B120*	1/2	50-3,900	1-70%	1.5:1 or Less	2-12	50 75 100	18	30G, 11ms	10 G 5-2,000 Hz	0-95%	-55°C to +85°C
B340	3/4	25-1,700	1-80%	1.5:1 or Less	2-12	50 75 100	40	30G, 11ms	10 G 5-2,000 Hz	0-95%	-55°C to +85°C
B114	1-1/4	15-1,000	1-80%	1.5:1 or Less	2-12	50 75 100	200	30G, 11ms	10 G 5-2,000 Hz	0-95%	-55°C to +85°C

Most versatile • Fits most applications • Immediate delivery

- (1) For frequency below 400 MHz. % 3 dB Bandwidth range from 3% to 40%
 (2) 50 Ohms standard

LOSS CONSTANT VS. FREQUENCY VS. MODEL

Model	Center Frequency (MHz)										
	15	26	41	51	66	101	201	401	1,001	2,001	4,001
B250						5.0	5.0	4.0	3.5	3.0	2.5
B380						4.0	3.0	2.5	2.0	1.8	
B120				4.0	3.5	3.0	2.5	2.0	1.8	1.6	
B340		3.5	3.0	2.5	2.2	2.0	1.6	1.4	1.2		
B114	2.6	2.5	2.4	2.2	1.8	1.6	1.3	1.2			

Insertion Loss

To determine the maximum insertion loss of the tubular filter at center frequency the following formula is used.

$$\text{Insertion loss at Center frequency} = \frac{(\text{Loss constant}) (\text{No. of sections} + 1/2)}{\% \text{ 3dB BW}} + 0.2$$

EXAMPLE:

Center frequency = 500 MHz

3dB Bandwidth = 80 MHz

Number of sections = 5

Filter model: B120

Find the insertion loss at Center frequency

From the table the Loss constant is shown to be 2.0

Number of sections = 5

The percent 3dB bandwidth is:

$$\frac{3\text{dB BW (100)}}{\text{Center freq.}} = \frac{(80)(100)}{500} = 16\%$$

By substituting in the formula we find the Insertion loss =

$$\frac{(2) (5 + 1/2)}{16} + 0.2 = 0.88\text{dB}$$

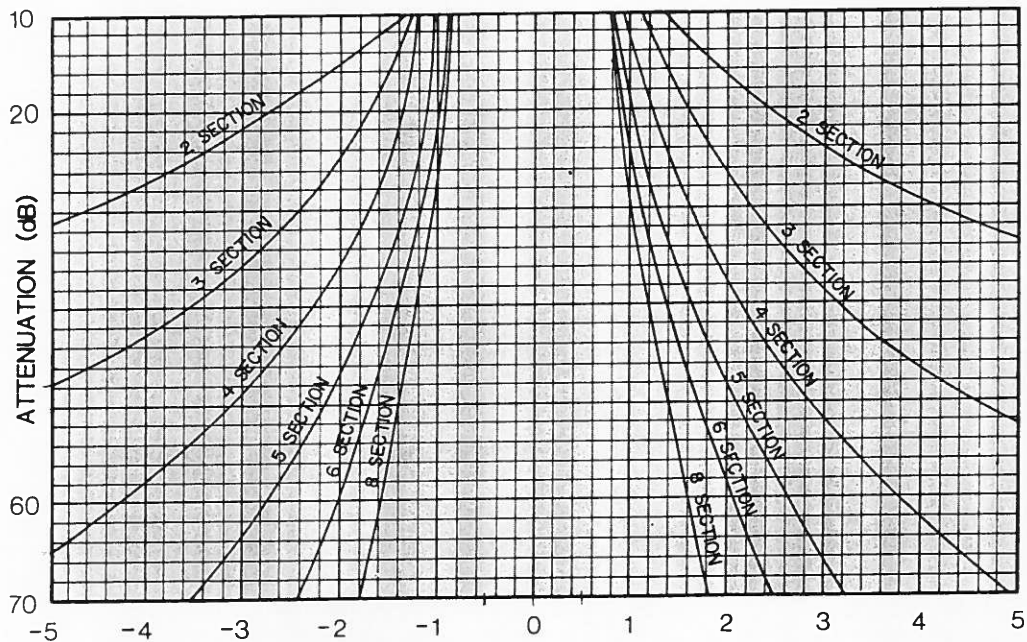
Tubular Filters

The following curves are used in determining the out-of-band attenuation for K&L's five series of tubular filters. The curves show minimum stopband in dB, as multiples of 3dB bandwidth for filters with 2 through 8 sections.

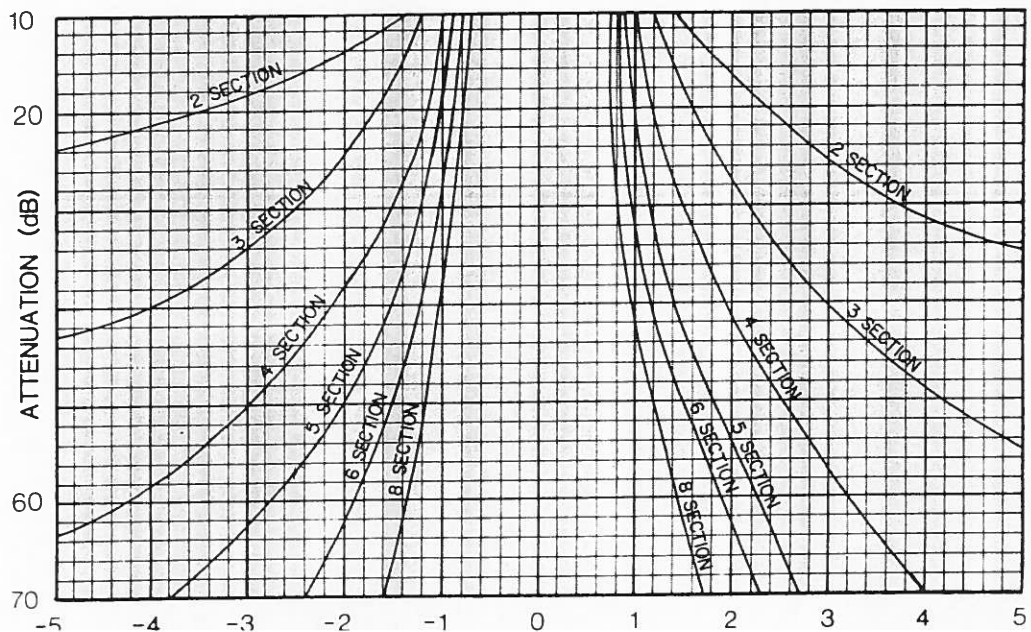
For the most part, K&L filters are free of spurious responses. How-

ever, due to case molding or when resonance develops, spurious responses can occur. It is therefore advisable that the user specify the frequency which is to be spurious-free. By doing so, K&L can incorporate compensating networks to eliminate the spurious responses at no degradation in the passband frequencies.

2-5% BANDPASS

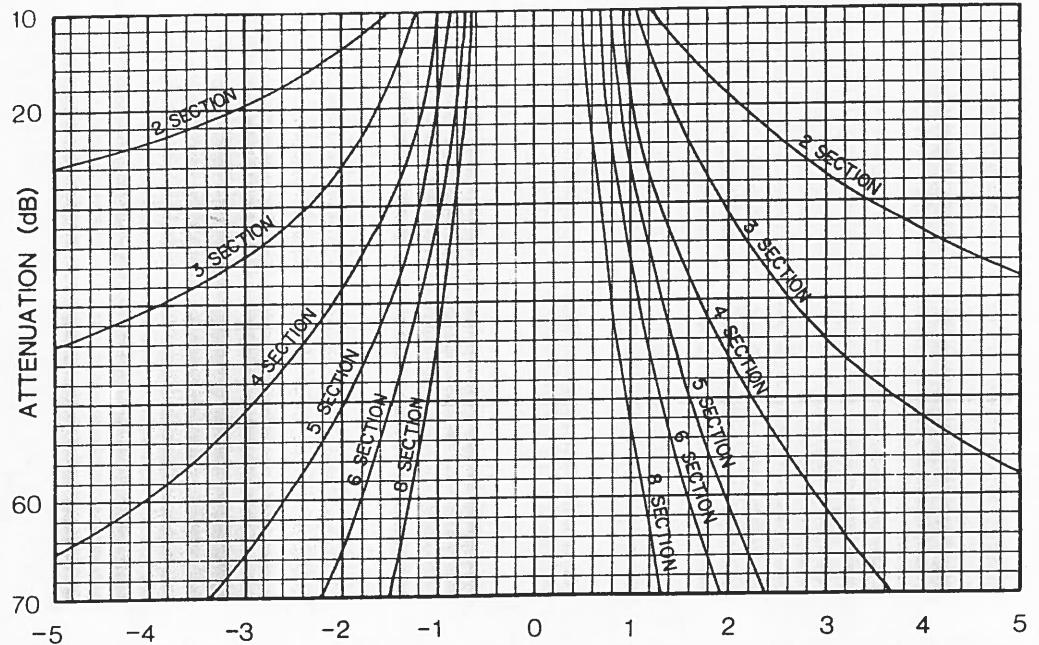


5-15% BANDPASS

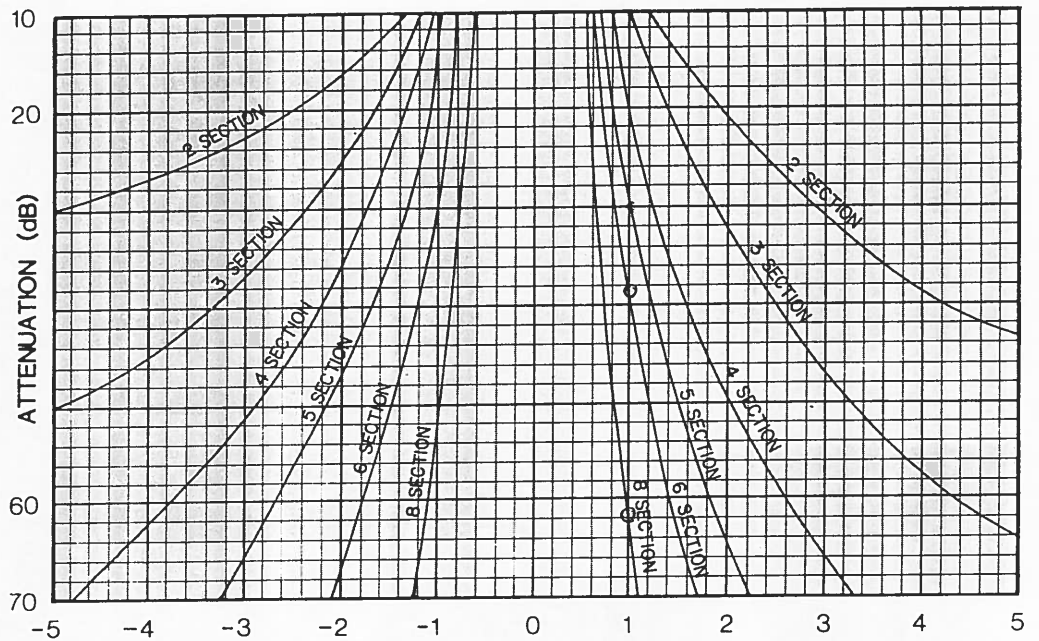


Tubular Filters

15-30% BANDPASS



30-70% BANDPASS



To determine which series of curves to use, first calculate the percentage 3 dB bandwidth from the formula:

$$\% \text{ BW} = \frac{3 \text{ dB BW}}{\text{Center freq.}} \times 100$$

To determine the number of bandwidths (3 dB) from center frequency, use the following formula:

$$3 \text{ dB BW} = \frac{\text{Reject freq.} - \text{Center freq.}}{3 \text{ dB BW}}$$

EXAMPLE:

Center frequency = 300 MHz
3dB Bandwidth = 50 MHz

Number of sections = 6
Determine attenuation at 200 MHz and 400 MHz

1. Calculate % BW = $\frac{50 \times 100}{300} = 17\%$
2. -3 dB BW = $\frac{200 - 300}{50} = -2\text{BW}$
3. +3 dB BW = $\frac{400 - 300}{50} = +2\text{BW}$

Referring to the curve for 15%-30%, a 6-section response -2BW yields 64 dB, and +2BW yields greater than 70 dB.

