

PRÁCTICAS MEDIOS DE TRANSMISIÓN

PRACTICA 1

Juan Diego Sierra Fernández & Daniel Sanz Muñoz

DISEÑO 1: DISTRIBUIDOR DE POTENCIA

Nuestro objetivo es diseñar un circuito como el mostrado en la figura 1 cumpliendo los requisitos que aparecen en la tabla 1 además de cumplir las especificaciones que se muestran a continuación:

- La impedancia característica de las líneas que se implementen esté en el rango $25 < Z_{0i} < 85 \text{ } (\Omega)$.
- Adaptadores en $\lambda/4$.
- Banda de trabajo: 3.2 – 3.8 GHz.
- Coeficiente de reflexión a la entrada del circuito: $< -30 \text{ dB}$
- Rizado en amplitud de transmisión: $\pm 0.5 \text{ dB}$
- Rizado en fase de transmisión con respecto al puerto de salida tomado como referencia: $\pm 5^\circ$ con respecto al valor nominal indicado en la tabla de especificaciones.

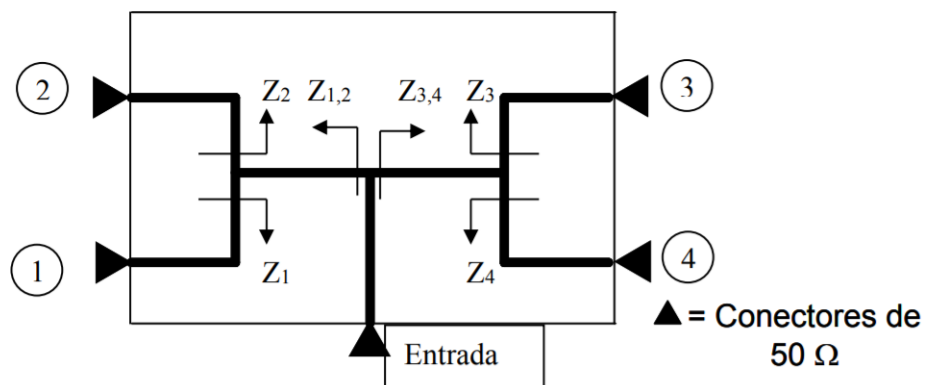


Fig.1: Esquema básico de distribuidor de potencia

Alimentación							
Salida 1		Salida 2		Salida 3		Salida 4	
dB	Fase ($^\circ$)	dB	Fase ($^\circ$)	dB	Fase ($^\circ$)	dB	Fase ($^\circ$)
-2	-25	0	0	-2.5	15	-1	-30

Tabla 1: Distribución de alimentación en módulo y fase del divisor pasivo.

Para ello comenzamos diseñando los adaptadores en las salidas, esto lo conseguimos usando la tabla anterior que nos da la relación de potencias entre las distintas ramas del circuito, en este caso todas referenciadas a Z2.

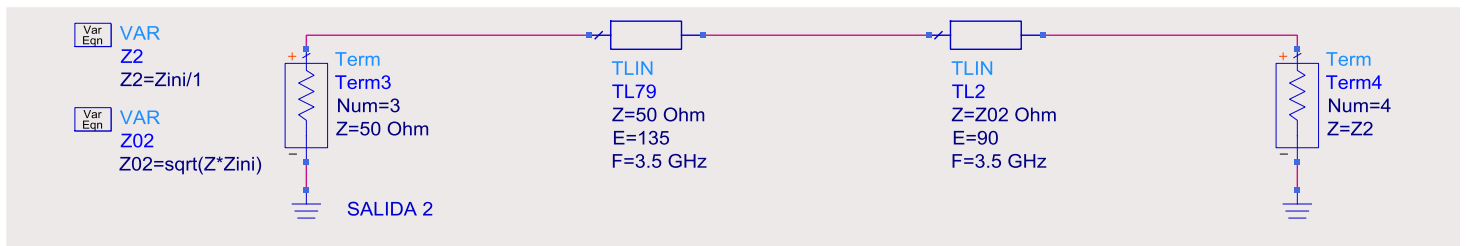
Para todas las ramas del circuito vamos a utilizar adaptadores en $\lambda/4$, con esto podemos

simplificar la fórmula de $Z_{in} := Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 \cdot \tan(\beta \cdot d)}{Z_0 + jZ_L \cdot \tan(\beta \cdot d)}$ a $Z_{in} := \frac{Z_0^2}{Z_L}$ y a partir de esta fórmula

somos capaces de calcular la impedancia Z0 de cada línea haciendo $Z_{0n} := \sqrt{Z_{vista} \cdot Z_{Lr}}$

Rama Z2

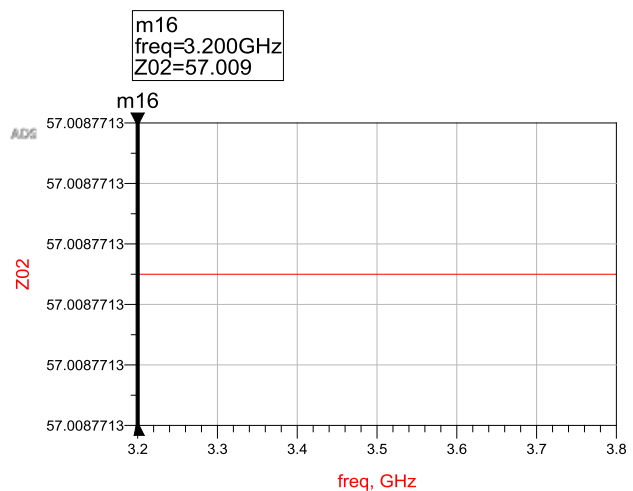
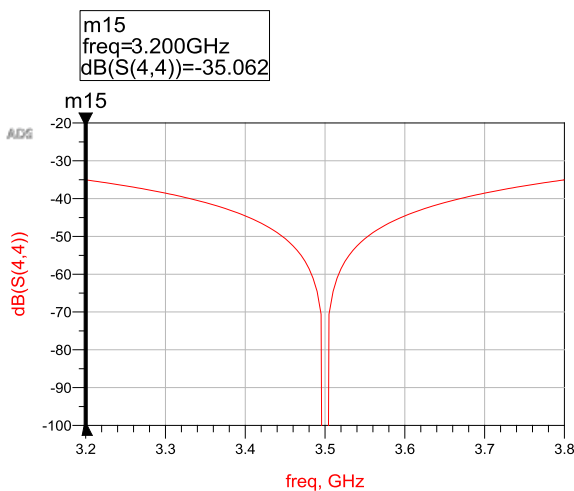
Para empezar a diseñar fijamos una impedancia de referencia, en este caso va a ser la impedancia perteneciente a la rama 2, ya que tiene una relación de potencia a la salida de 0 dB, para esta Z2 elegimos un valor de 65 Ω , teniendo en mente que al hacer los paralelos la impedancia vista va a ir reduciendo su valor.



El valor de Z2 obtenido es: $Z_2 := Z_{ini} = 65$

Con este valor de Z2 calculamos el valor de Z02 que va a ser un adaptador en $\lambda/4$ de la siguiente manera $Z_{02} := \sqrt{50 Z_2} = 57.009 \Omega$, cumplimos con la restricción de $25 < Z_0 < 85$

Con estos valores comprobamos la respuesta en frecuencia y el valor de Z02

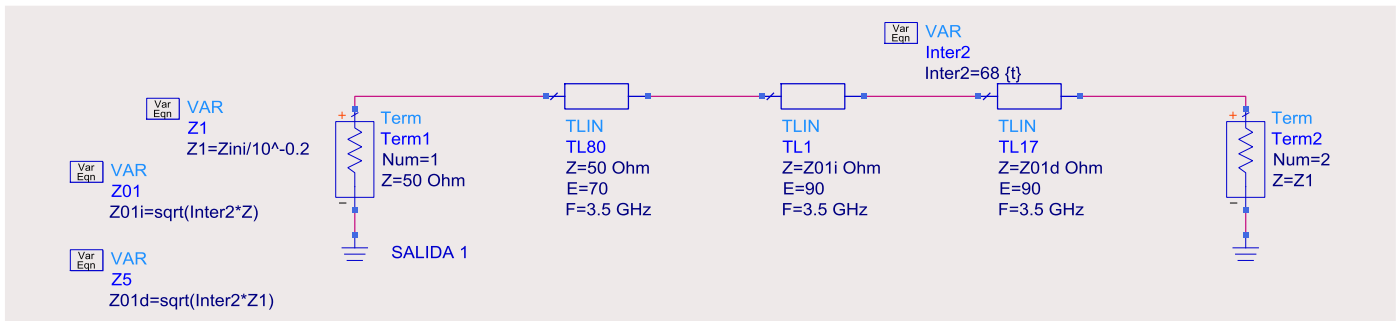


Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, cumpliendo con las restricciones del enunciado.

Rama Z1

A partir de los datos de la tabla, la impedancia que hemos elegido y haciendo uso de la expresión que nos relaciona la distribución de potencias con las impedancias $\frac{P_1}{P_2} = \frac{Z_2}{Z_1}$

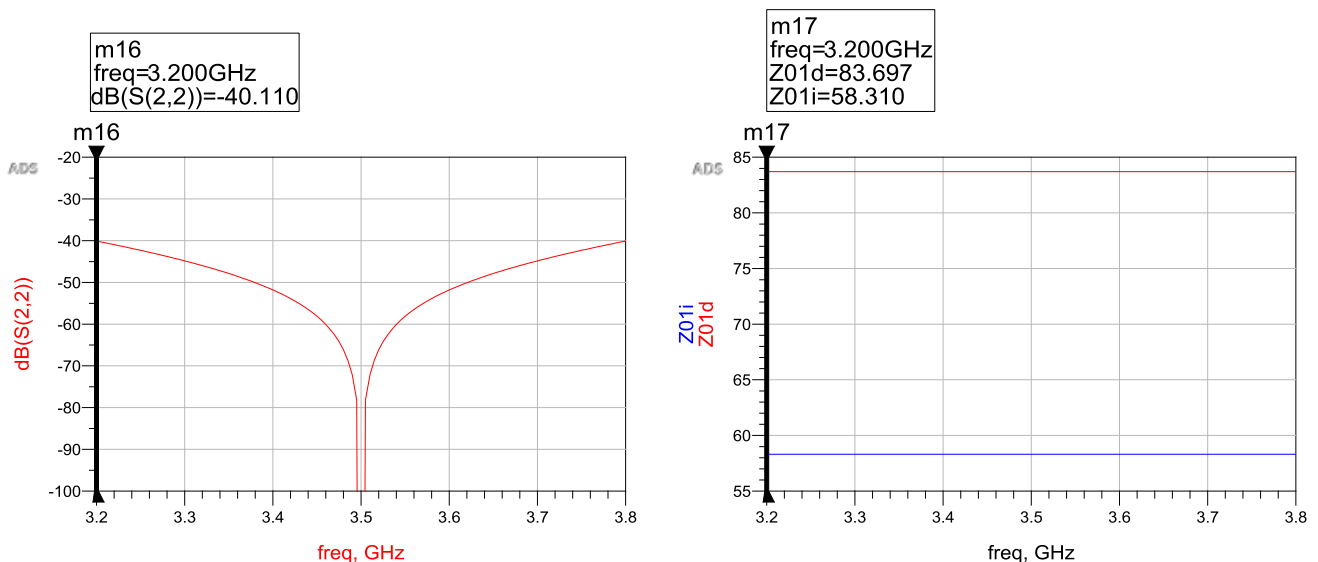
Podemos despejar el valor de Z1 como $Z_1 = Z_2 / (P_1/P_2)$, $Z_1 := \frac{Z_{ini}}{10^{-0.2}} = 103.018 \Omega$



Al tener un salto óhmico elevado es necesario usar dos adaptadores en $\lambda/4$, sino no es posible tener una adaptación inferior a -30dB, el valor intermedio para el salto lo hemos elegido

partiendo del valor medio $inter_2 := \frac{(50 + Z_1)}{2} = 76.509 \Omega$ y haciendo tuning para alcanzar la mejor respuesta posible, en este caso inter2=68.

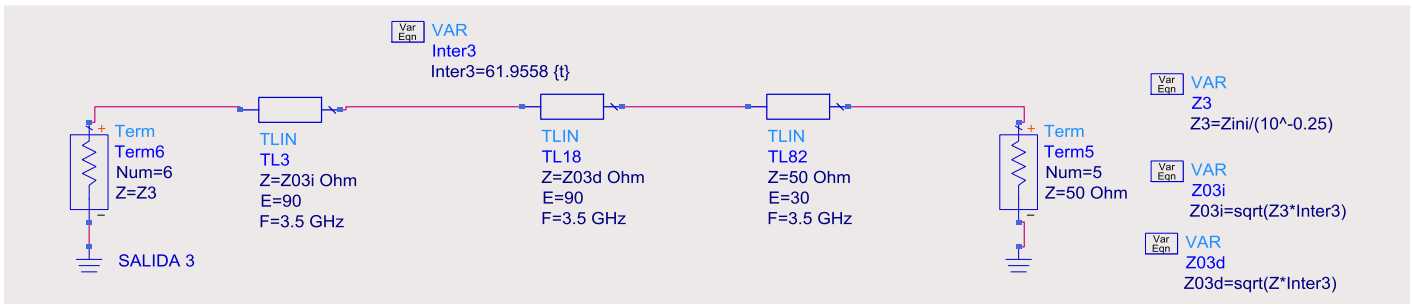
Obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia y valores de Z0:



Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, en el caso de las impedancias ambas se encuentran dentro de los márgenes $25 < Z_0 < 85 \Omega$

Rama Z3

A partir de los valores de la tabla y la siguiente relación $P_3/P_2 = Z_2/Z_3$ somos capaces de obtener el valor de Z_3 como $Z_3 = Z_2/(P_3/P_2) \Omega$ obteniendo $Z_3 := \frac{Z_{ini}}{10^{-0.25}} = 115.588 \Omega$

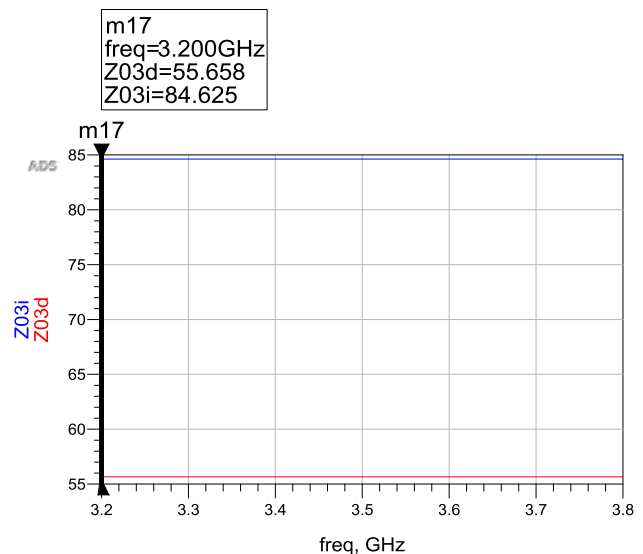
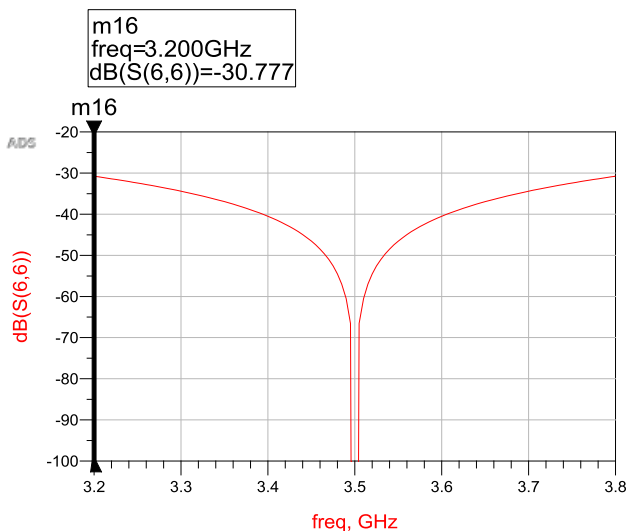


Al igual que en el caso anterior el salto óhmico es demasiado grande y no conseguimos una respuesta inferior a -30dB con un único adaptador en $\lambda/4$, el valor $inter3$ para ajustar el salto

se ha escogido igual que para el caso anterior, partiendo del valor $inter_3 := \frac{(50 + Z_3)}{2} = 82.794$

Ω y ajustando el valor para obtener la mejor respuesta posible mediante tuning en este caso $inter3 = 61.9558 \Omega$, para otros valores de $inter3$ obteníamos una respuesta inferior en dB pero dejábamos de cumplir la restricción para Z_0 de $25 < Z_0 < 85 \Omega$.

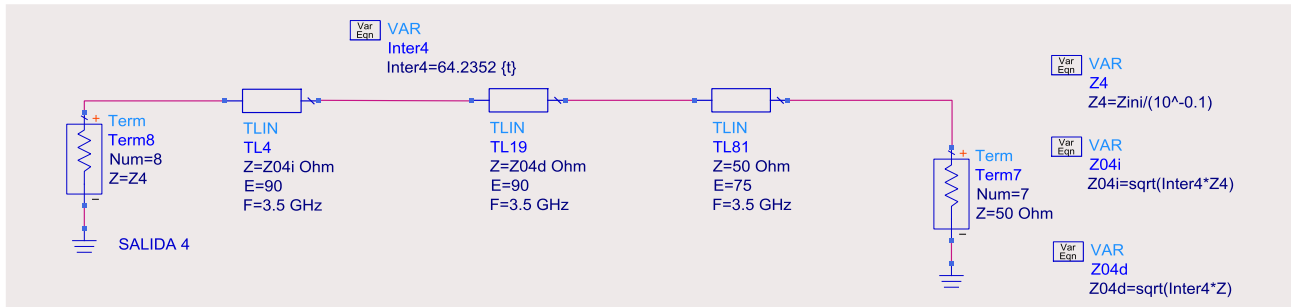
Obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia y valores de Z_0 :



Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, en el caso de las impedancias ambas se encuentran dentro de los márgenes $25 < Z_0 < 85 \Omega$

Rama Z4

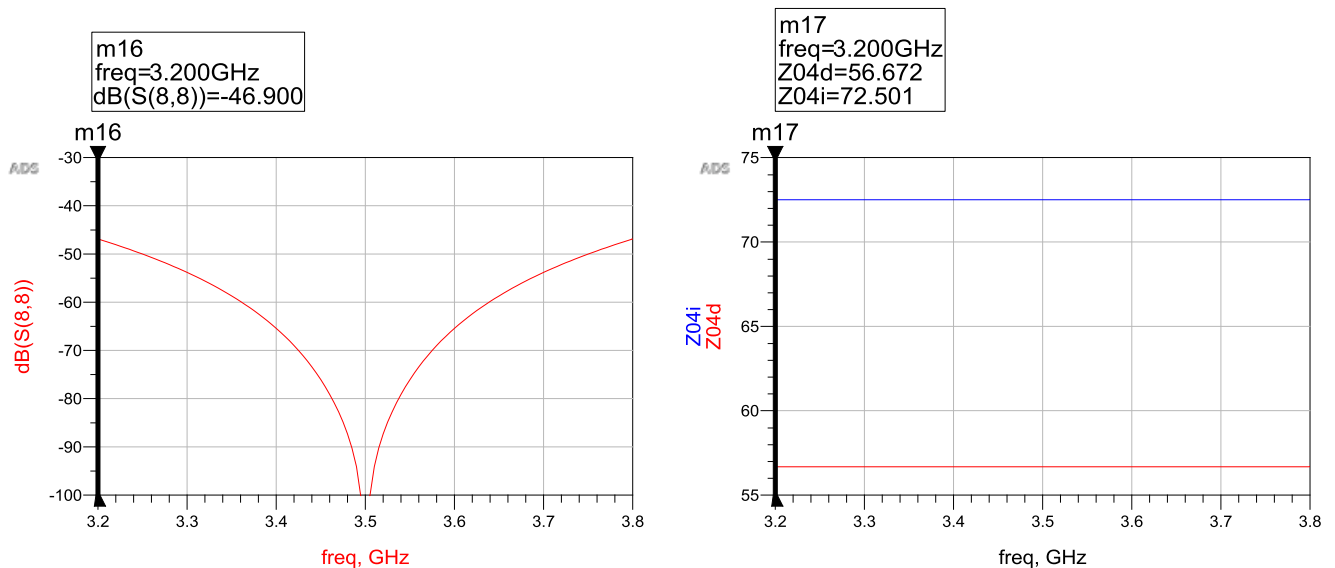
A partir de los valores de la tabla y la siguiente relación $P4/P2 = Z2/Z4$ somos capaces de obtener el valor de Z4 como $Z4 = Z2/(P4/P2) \Omega$ obteniendo $Z_4 := \frac{Z_{ini}}{10^{-0.1}} = 81.83 \Omega$



Al igual que en el caso anterior el salto óhmico es demasiado grande y no conseguimos una respuesta inferior a -30dB con un único adaptador en $\lambda/4$, el valor inter4 para ajustar el salto se ha escogido igual que para el caso anterior, partiendo del valor intermedio

$$\text{inter}_4 := \frac{(50 + Z_4)}{2} = 65.915 \Omega$$
 y ajustando el valor para obtener la mejor respuesta posible mediante tuning en este caso $\text{inter4} = 64.2352 \Omega$.

Obtenemos la siguiente respuesta en frecuencia y valores de Z0:



Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, en el caso de las impedancias ambas se encuentran dentro de los márgenes $25 < Z0 < 85 \Omega$

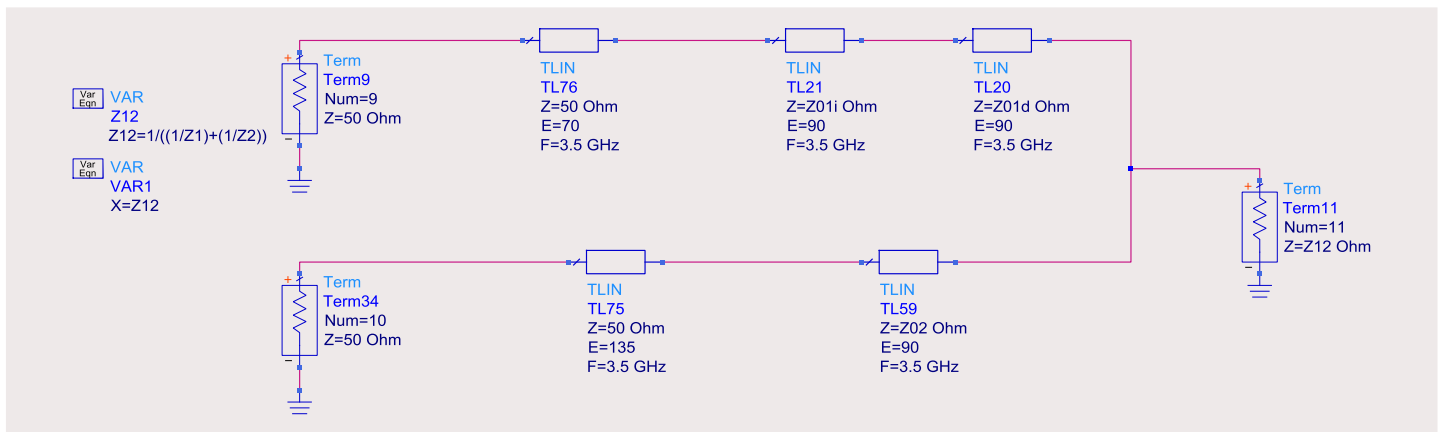
Diseñando las ramas por separado hemos conseguido una adaptación inferior a -30dB en todas ellas, y unas impedancias Z0 dentro de los límites propuestos, ahora procedemos a unir las ramas y comprobar que seguimos manteniendo la adaptación.

Rama Z1,2

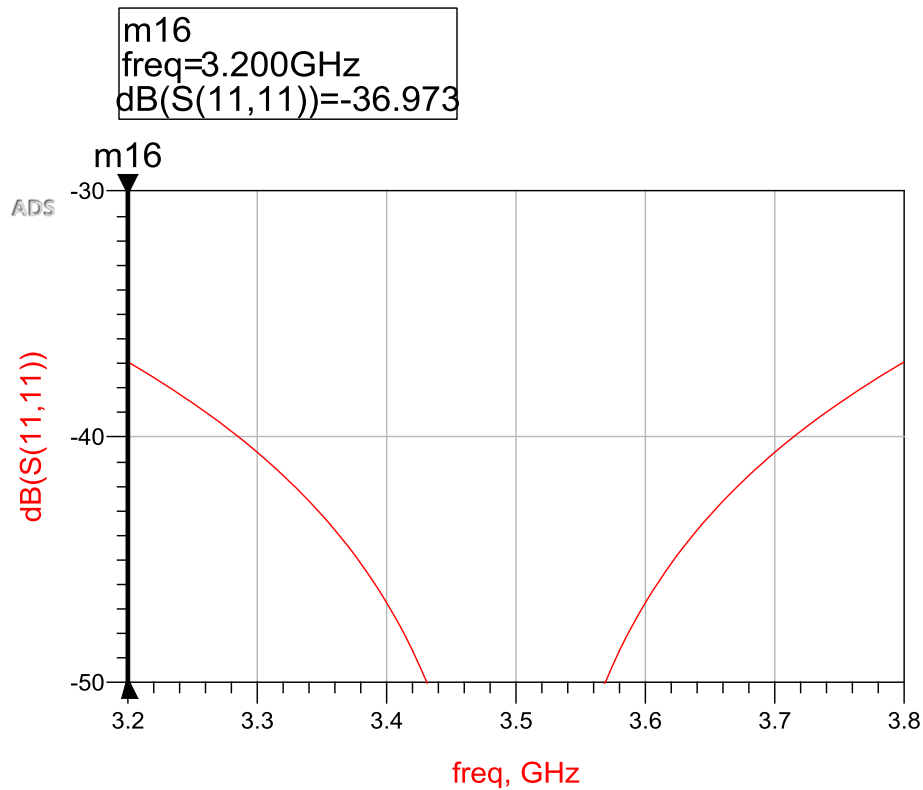
En este caso la impedancia vista corresponde al paralelo $Z_{12} = Z_1 || Z_2$,

$$Z_{12} := \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_1} \right)^{-1} = 39.854 \, \Omega.$$

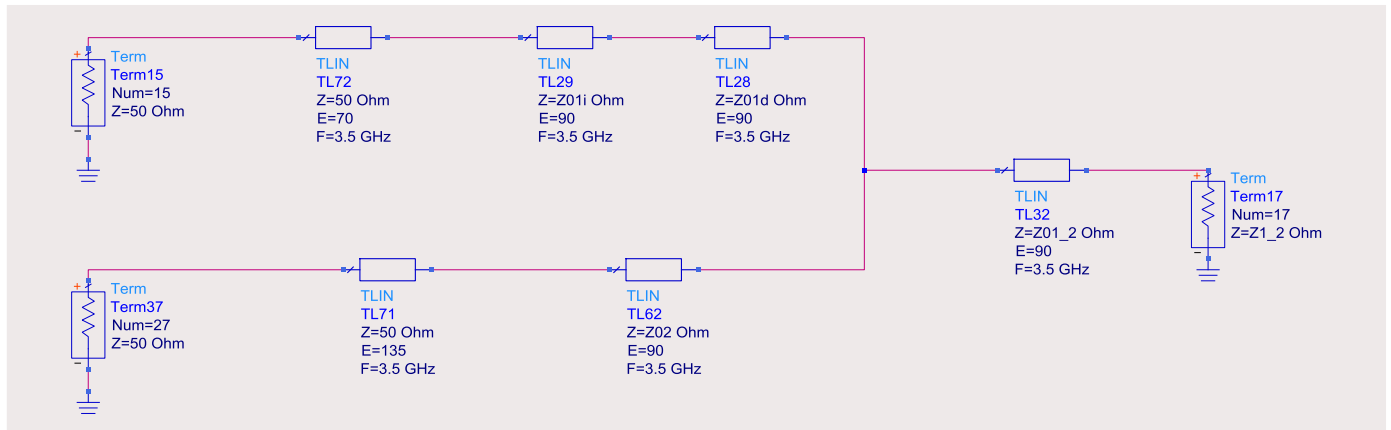
Conectamos directamente las ramas a un generador de este valor para ver si la respuesta sigue adaptada.



Respuesta en frecuencia:



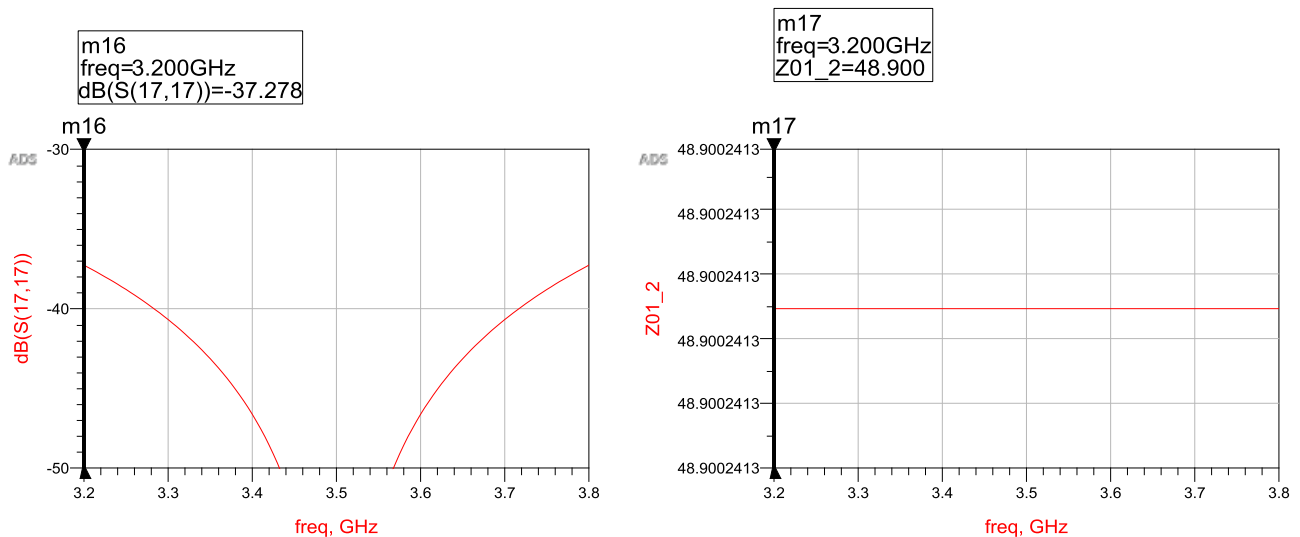
La respuesta sigue adaptada y procedemos a colocar el adaptador $\lambda/4$:



El valor $Z = Z_{1_2}$ es un valor escogido por nosotros teniendo en mente que al hacer los paralelos en la última etapa la impedancia Z_0 va a disminuir y es conveniente tener una impedancia por encima de 20Ω , en este caso hemos escogido $Z_{1_2} = 60 \Omega$.

El valor de Z_{01_2} se calcula $Z_{01_2} := \sqrt{Z_{12} Z_{1_2}} = 48.9 \Omega$.

Respuesta en frecuencia e impedancia Z_{01_2} :

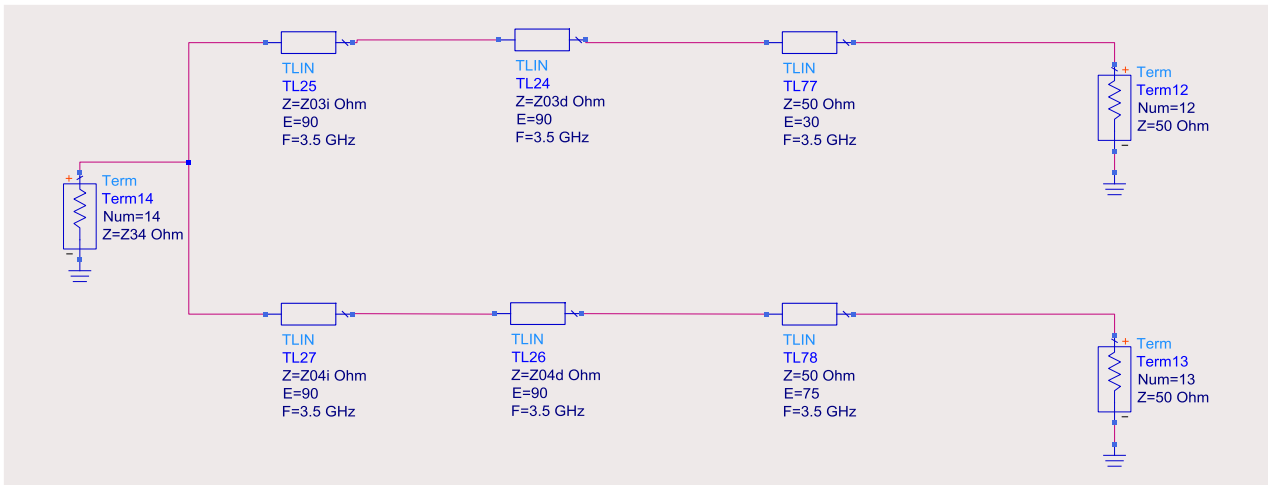


Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, en el caso de las impedancias ambas se encuentran dentro de los márgenes $25 < Z_0 < 85 \Omega$

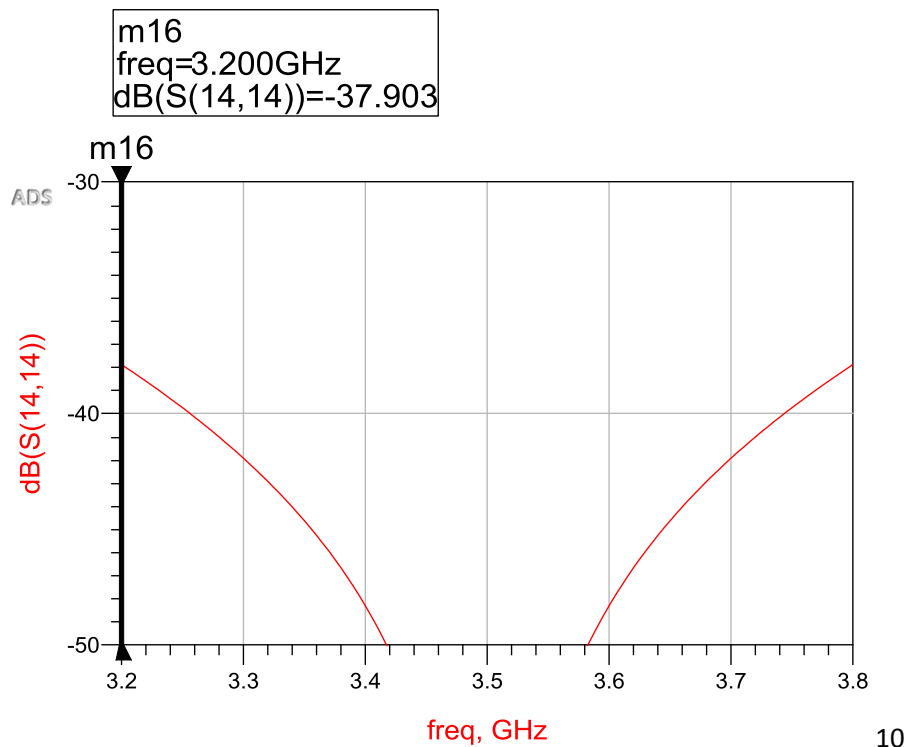
Rama Z3,4

En este caso la impedancia vista corresponde al paralelo $Z_{34} = Z_3 || Z_4$,

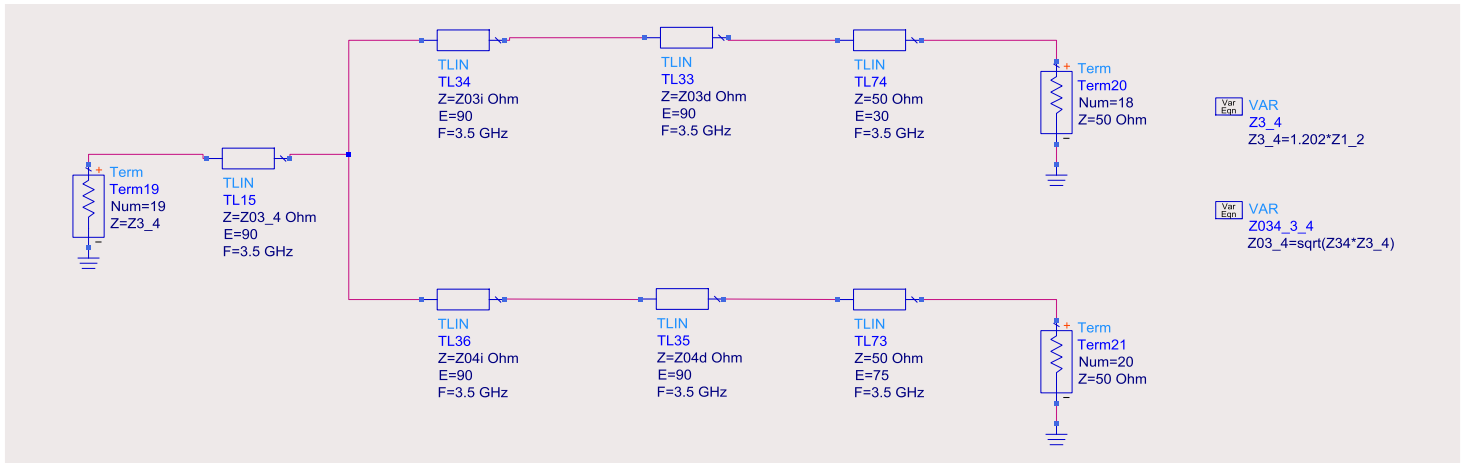
$Z_{34} := \left(\frac{1}{Z_4} + \frac{1}{Z_3} \right)^{-1} = 47.911 \ \Omega$. Conectamos directamente las ramas a un generador de este valor para ver si la respuesta sigue adaptada.



Respuesta en frecuencia:



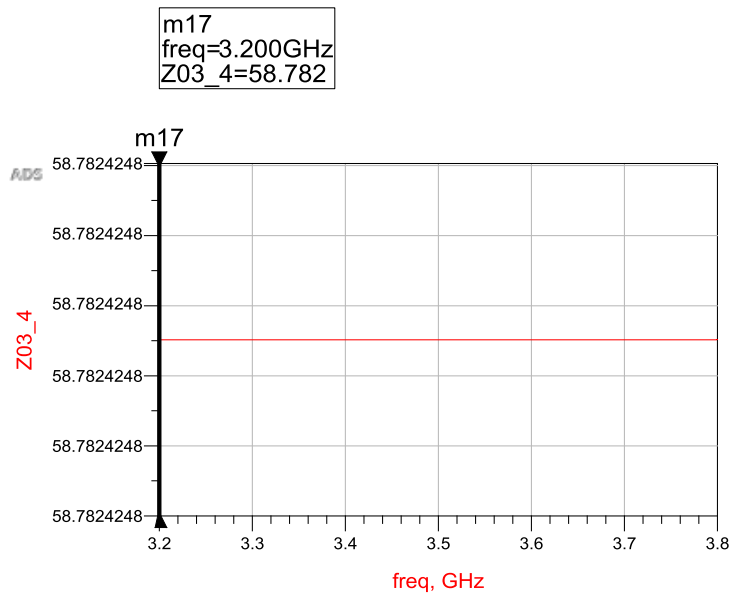
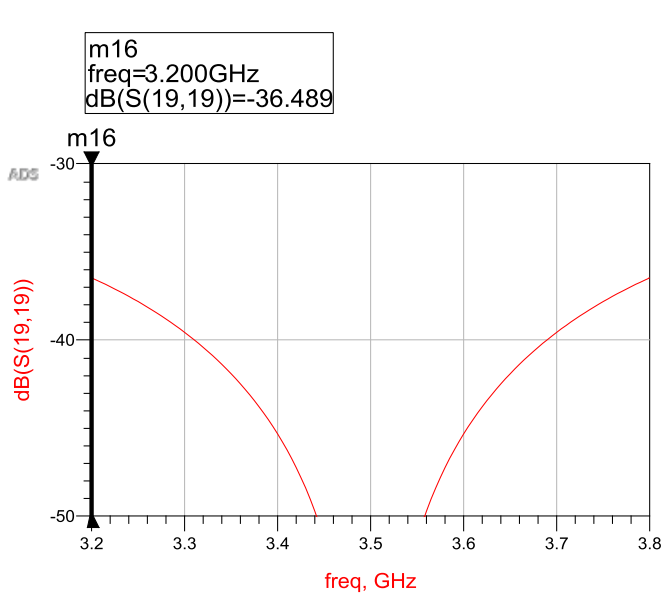
La respuesta sigue adaptada y procedemos a colocar el adaptador $\lambda/4$:



El valor Z_{3_4} se calcula a partir de la relación de potencia de $(P_3+P_4)/(P_1+P_2)=Z_{1_2}/Z_{3_4}$,

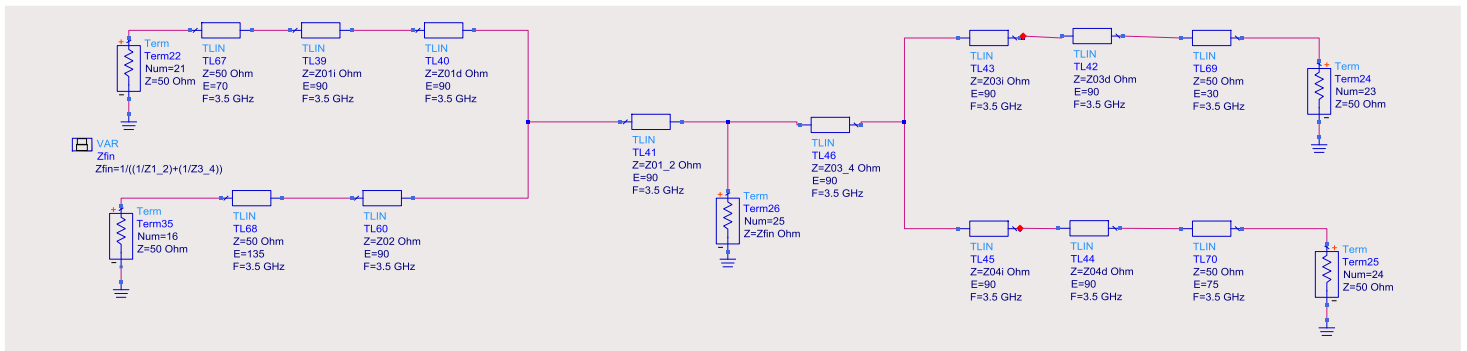
$$Z_{3_4} := \frac{Z_{1_2} \cdot (10^{-0.2} + 1)}{(10^{-0.25} + 10^{-0.1})} = 72.131 \, \Omega.$$

Respuesta en frecuencia e impedancia Z_{03_4} :



Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, en el caso de las impedancias ambas se encuentran dentro de los márgenes $25 < Z_0 < 85 \, \Omega$

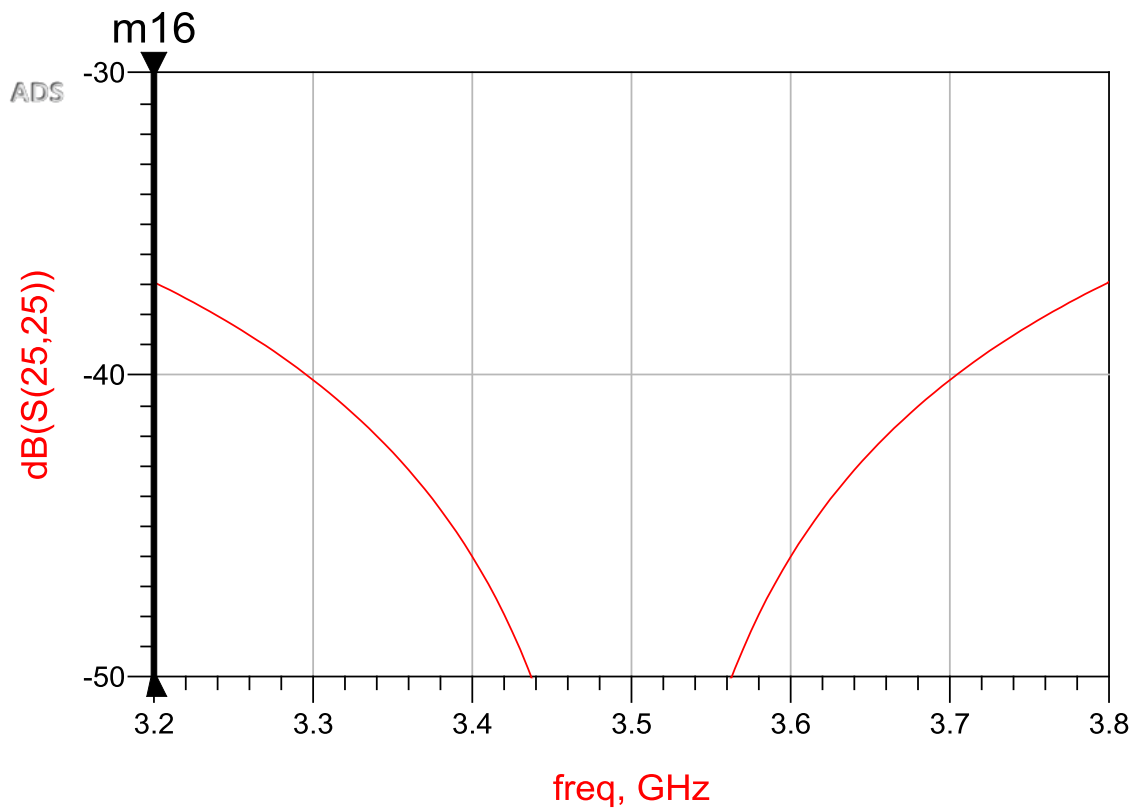
Ahora procedemos a montar el circuito completo:



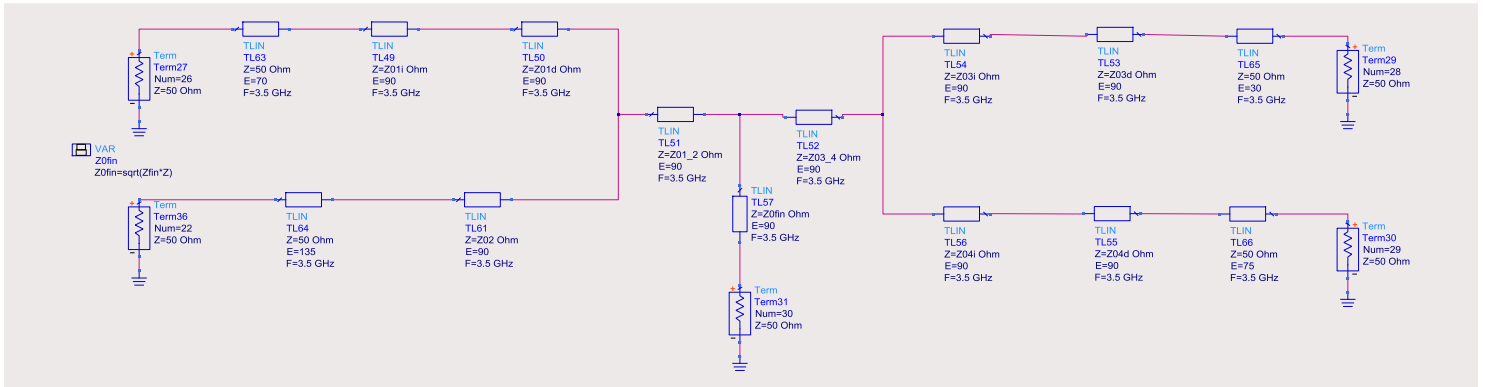
El valor de Z_{fin} se calcula como $Z_{fin} = Z_{1_2} || Z_{3_4}$, $Z_{fin} := \left(\frac{1}{Z_{3_4}} + \frac{1}{Z_{1_2}} \right)^{-1} = 32.754 \Omega$.

Comprobamos que la respuesta sigue adaptada:

m16
freq=3.200GHz
dB(S(25,25))=-36.950

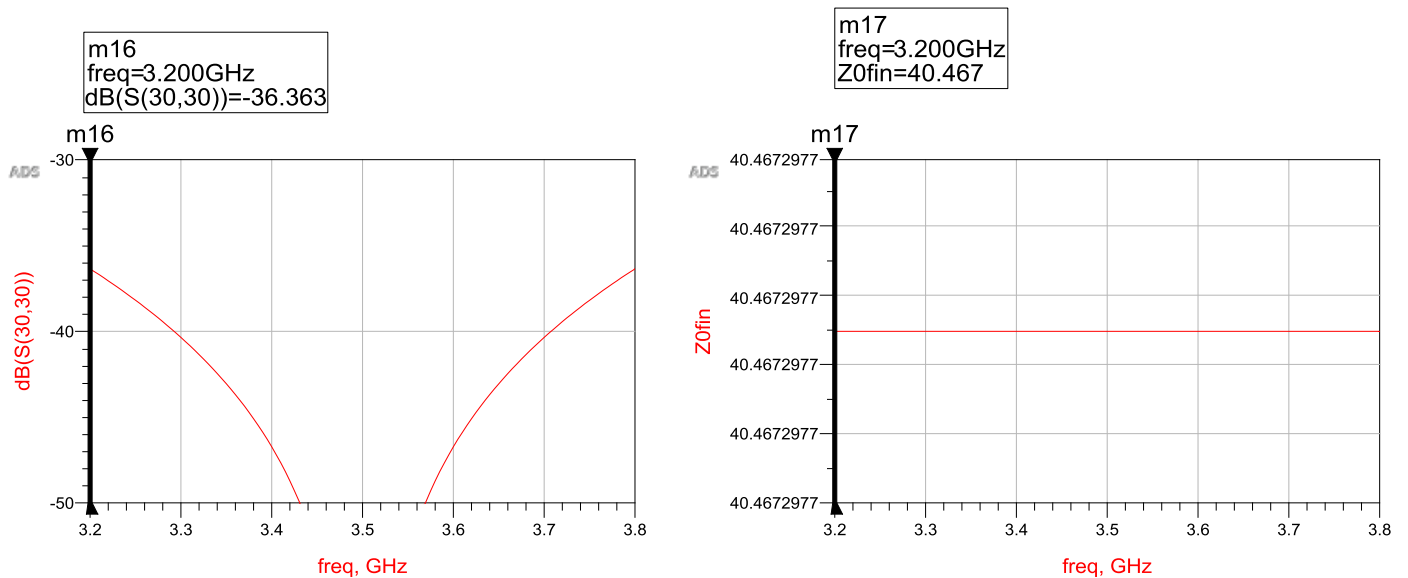


La respuesta sigue adaptada y procedemos a colocar el adaptador $\lambda/4$:



Z_{0fin} se calcula como $Z_{0fin} := \sqrt{Z_{fin} \cdot 50} = 40.469 \, \Omega$, un valor alto para no tener problemas, en principio, para la práctica 2.

Comprobamos la respuesta en frecuencia y valor de Z_{0fin} :



Observamos que a la frecuencia de diseño (3.5GHz) la adaptación es perfecta y en los extremos (3.2GHz y 3.8GHz) obtenemos una respuesta inferior a -30dB, en el caso de las impedancias ambas se encuentran dentro de los márgenes $25 < Z_0 < 85 \, \Omega$

Una vez terminado el diseño procedemos a ajustar las fases de acuerdo con la tabla del enunciado.

Para adaptar la fase entre las distintas señales utilizamos una línea de transmisión de impedancia $Z = 50 \Omega$ con la que variaremos la longitud para obtener el desfase adecuado. Este proceso se podría haber hecho siguiendo dos caminos. Uno sería utilizando como referencia la línea 3, que es la que mayor fase tiene, y a partir de ella ir calculando la longitud de las demás. Y el otro, que ha sido nuestro caso, sería utilizar la misma línea 2 que hemos usado como referencia para las relaciones de potencia, pero en esta hemos tenido que añadir una línea de transmisión con $E=135$ para que no saliesen longitudes muy elevadas en el resto de salidas. Con esto hemos conseguido los siguientes valores para el resto de las líneas:

Línea 1 $\rightarrow E = 70^\circ$

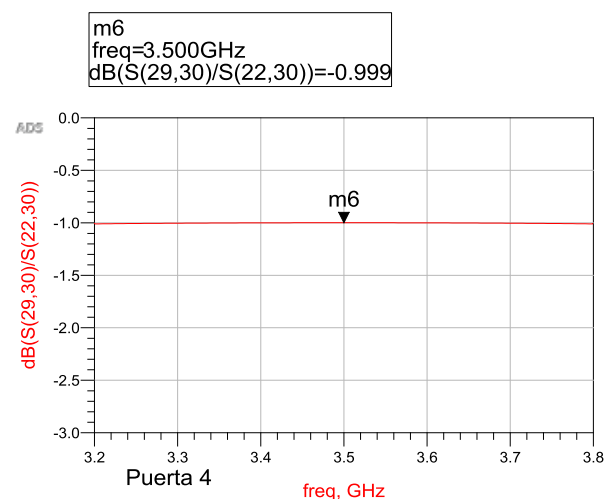
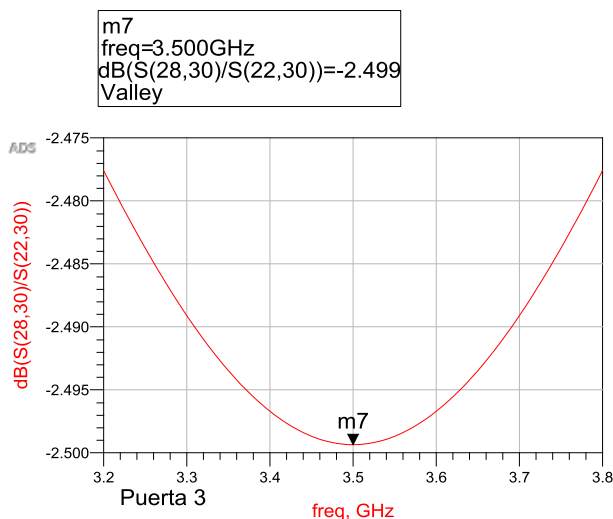
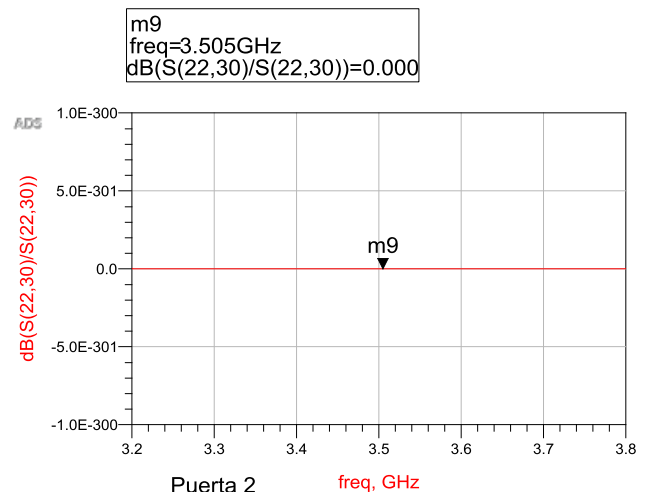
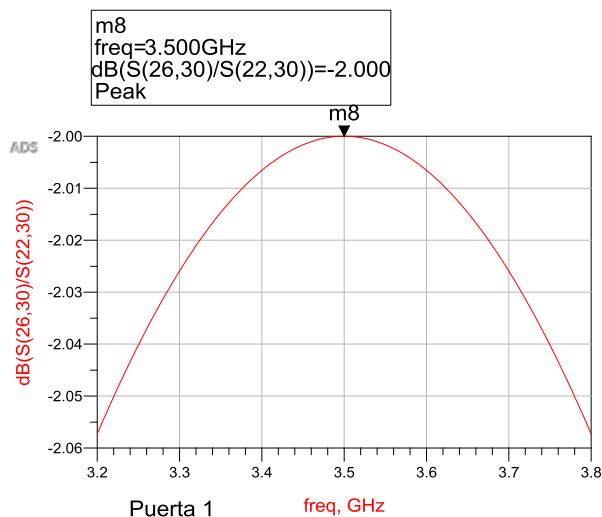
Línea 3 $\rightarrow E = 30^\circ$

Línea 2 $\rightarrow E = 135^\circ$

Línea 4 $\rightarrow E = 75^\circ$

Comprobaciones

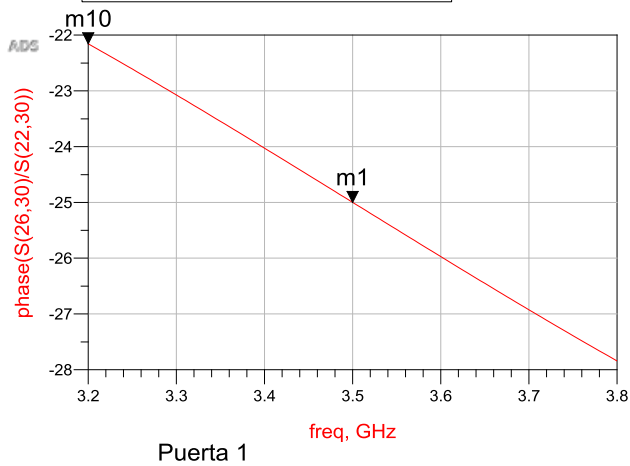
- **Relaciones de potencia:**



- Relaciones de fase:

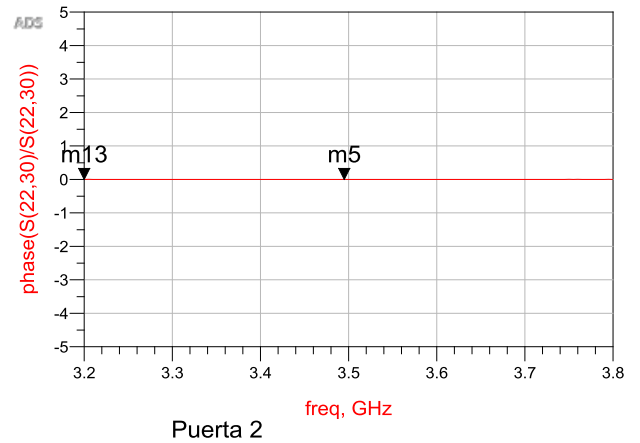
m10
freq=3.200GHz
phase(S(26,30)/S(22,30))=-22.157

m1
freq=3.500GHz
phase(S(26,30)/S(22,30))=-25.000



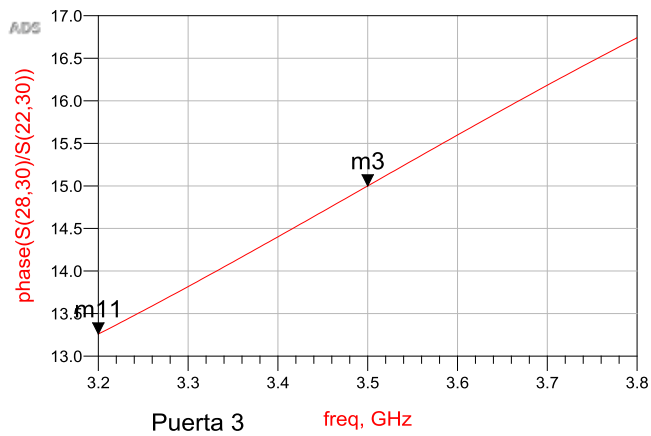
m13
freq=3.200GHz
phase(S(22,30)/S(22,30))=0.000

m5
freq=3.495GHz
phase(S(22,30)/S(22,30))=0.000



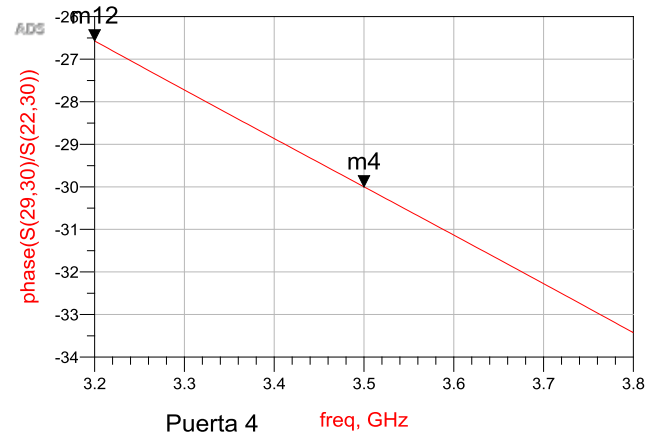
m11
freq=3.200GHz
phase(S(28,30)/S(22,30))=13.259

m3
freq=3.500GHz
phase(S(28,30)/S(22,30))=15.000



m12
freq=3.200GHz
phase(S(29,30)/S(22,30))=-26.572

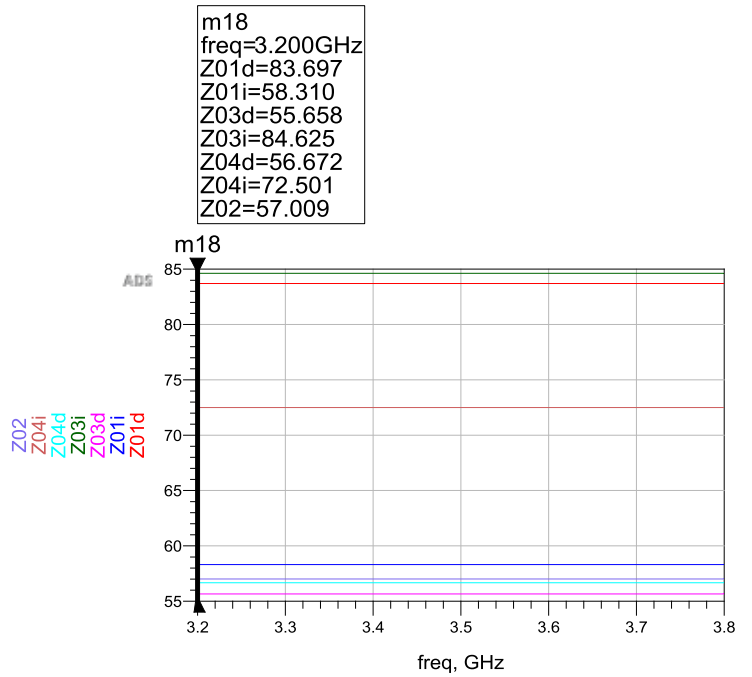
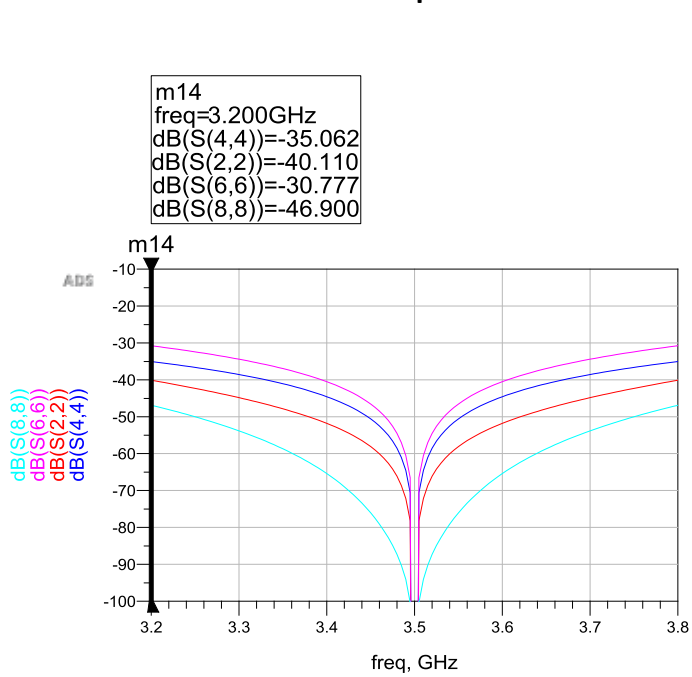
m4
freq=3.500GHz
phase(S(29,30)/S(22,30))=-30.000



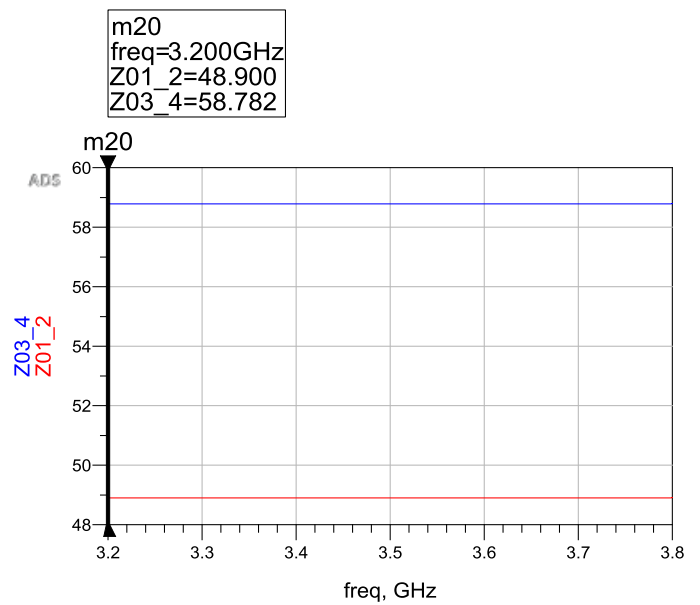
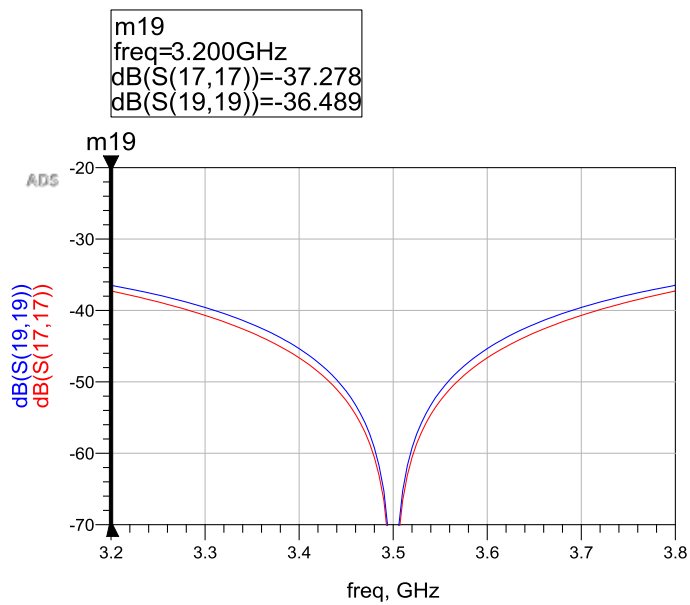
Cumplimos las restricciones de rizado.

Resultados

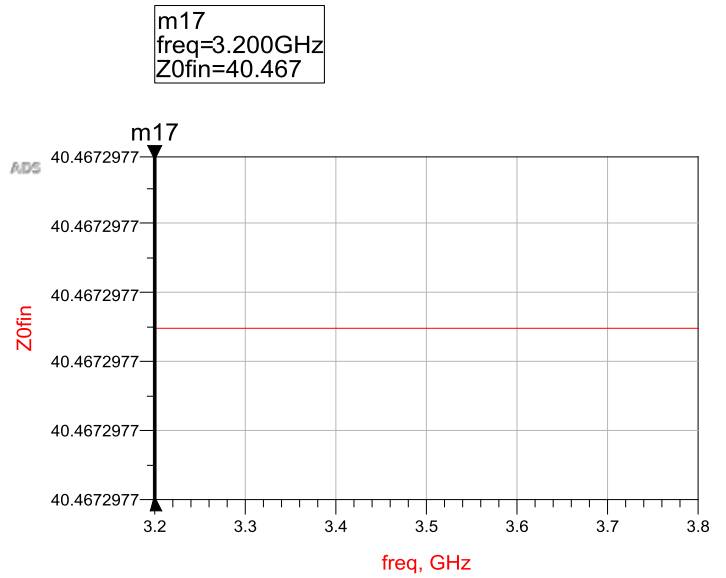
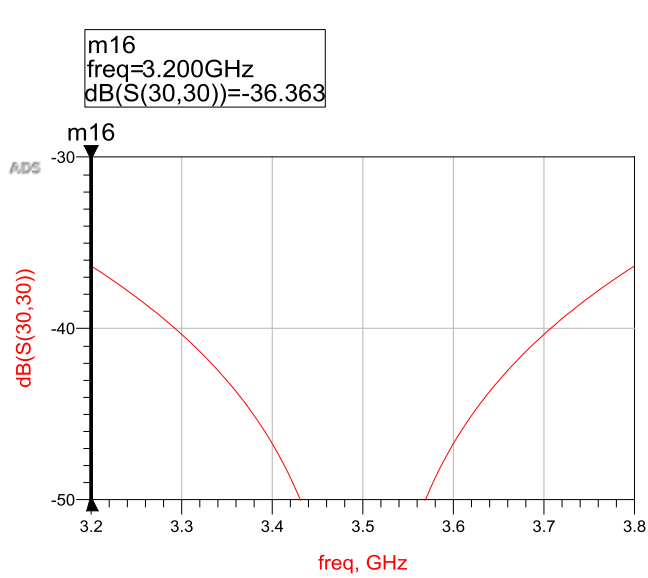
- Líneas independientes:



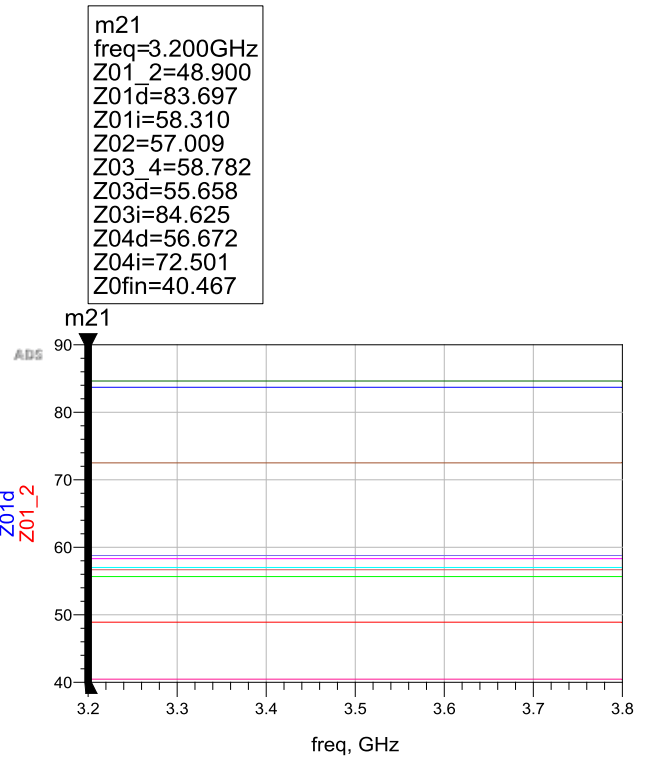
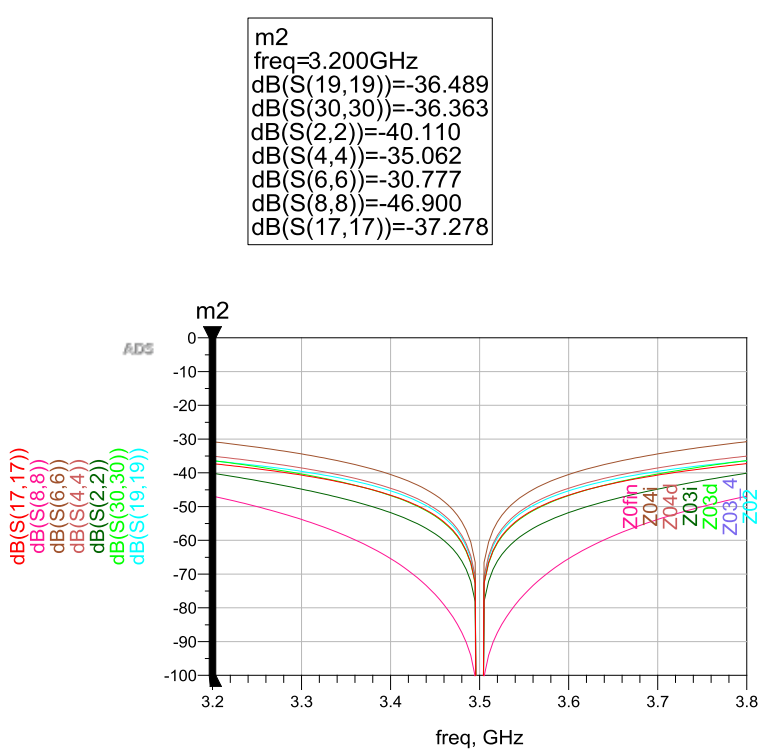
- Líneas 2 a 2:



- Circuito al completo:



- Todos los resultados:



- **Tabla de valores:**

$Z_1 := \frac{Z_{ini}}{10^{-0.2}} = 103.018 \ \Omega$	<p>Valores iniciales de inter2</p> $Z_{01d} := \sqrt{\text{inter}_2 \cdot Z_1} = 88.78 \ \Omega$ $Z_{01i} := \sqrt{50 \cdot \text{inter}_2} = 61.85 \ \Omega$
$Z_2 := Z_{ini} = 65 \ \Omega$	$Z_{02} := \sqrt{50 Z_2} = 57.009 \ \Omega$
$Z_3 := \frac{Z_{ini}}{10^{-0.25}} = 115.588 \ \Omega$	<p>Valores iniciales de inter3</p> $Z_{03i} := \sqrt{\text{inter}_3 \cdot Z_3} = 97.826 \ \Omega$ $Z_{03d} := \sqrt{50 \cdot \text{inter}_3} = 61.85 \ \Omega$
$Z_4 := \frac{Z_{ini}}{10^{-0.1}} = 81.83 \ \Omega$	<p>Valores iniciales de inter4</p> $Z_{04i} := \sqrt{\text{inter}_4 \cdot Z_4} = 73.443 \ \Omega$ $Z_{04d} := \sqrt{50 \cdot \text{inter}_4} = 57.409 \ \Omega$
$Z_{1_2} := 60 \ \Omega$	$Z_{01_2} := \sqrt{Z_{12} Z_{1_2}} = 48.9 \ \Omega$
$Z_{3_4} := \frac{Z_{1_2} \cdot (10^{-0.2} + 1)}{(10^{-0.25} + 10^{-0.1})} = 72.131 \ \Omega$	$Z_{03_4} := \sqrt{Z_{34} Z_{3_4}} = 58.787 \ \Omega$
$Z_{fin} := \left(\frac{1}{Z_{3_4}} + \frac{1}{Z_{1_2}} \right)^{-1} = 32.754 \ \Omega$	$Z_{0fin} := \sqrt{Z_{fin} \cdot 50} = 40.469 \ \Omega$

DISEÑO 2: ACOPLADOR HÍBRIDO BRANCHLINE

Para este caso las especificaciones son las mismas que en el diseño anterior excepto que la impedancia característica Z_{0v1} puede llegar a $110\ \Omega$.

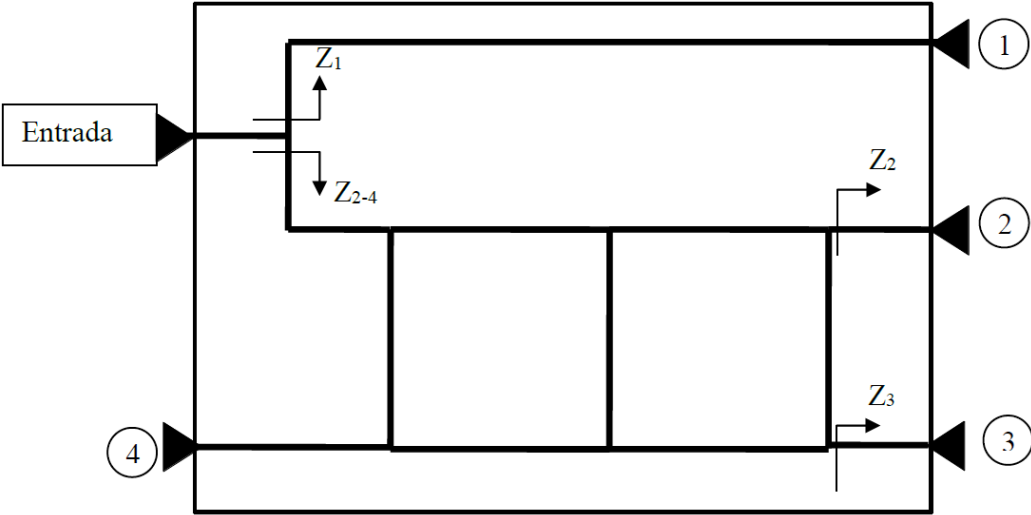


Fig.2. Divisor de potencia con acoplador híbrido branchline.

Alimentación					
Salida 1		Salida 2		Salida 3	
dB	Fase (°)	dB	Fase (°)	dB	Fase (°)
-1	-30	-2	90	0	0

Tabla 2: Distribución de alimentación en módulo y fase del divisor con acoplador branchline.

BRANCHLINE

Para la realización de este diseño partimos del modelo del acoplador híbrido Branchline.

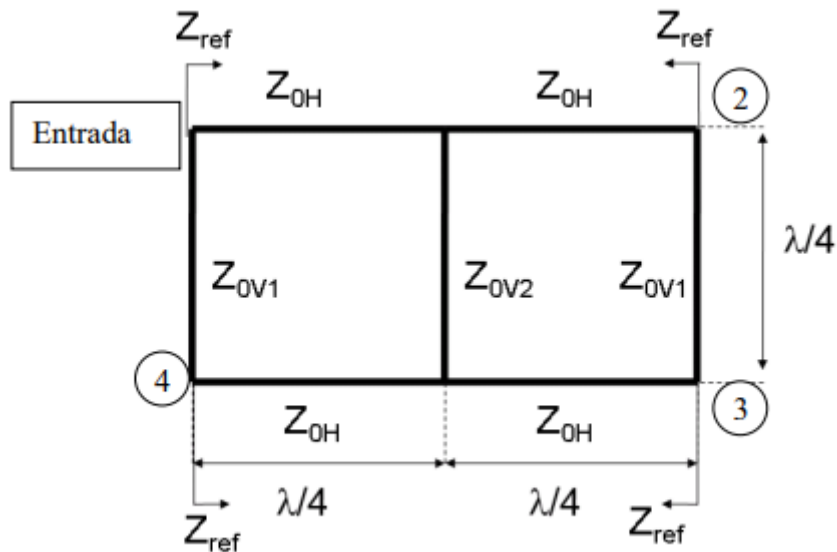


Fig.3. Acoplador híbrido branchline.

Comenzamos el diseño calculando la constante K que nos indica la distribución de potencia

entre las puertas $K := \sqrt{\frac{10^0}{10^{-0.2}}} = 1.259$, a partir de este resultado elegimos una Z_{ref} que

maximiza el valor de Z_{0V1} , haciendo esto llegamos a un valor de $Z_{ref} := 53 \Omega$ y

$Z_{0V1} := Z_{ref} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + K^2}}{K} = 109.785 \Omega$, por debajo del máximo de 110Ω , con esto elegimos Z_{0H}

de forma que nos quede un valor de Z_{0V2} dentro de los límites y la mejor respuesta posible del

circuito, $Z_{0H} := 36 \Omega$ y $Z_{0V2} := Z_{0H} \cdot \frac{Z_{ref}^2 + Z_{0V1}^2}{(2 \cdot Z_{0V1} \cdot Z_{ref}^2)} = 31.228 \Omega$

Z_{ref} es el valor que se debería ver desde cada salida al resto del circuito como se muestra en la imagen.

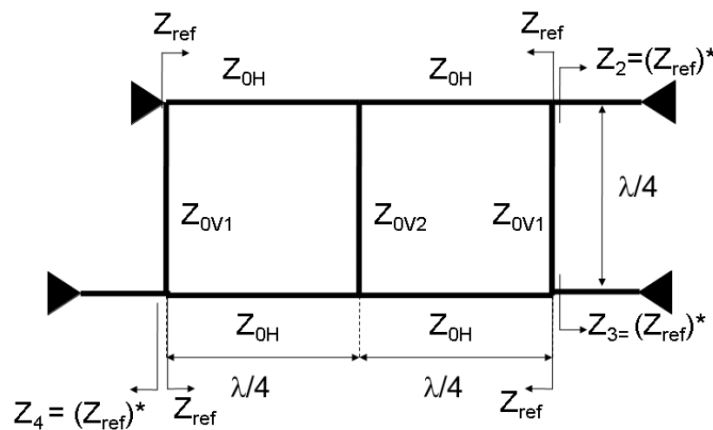
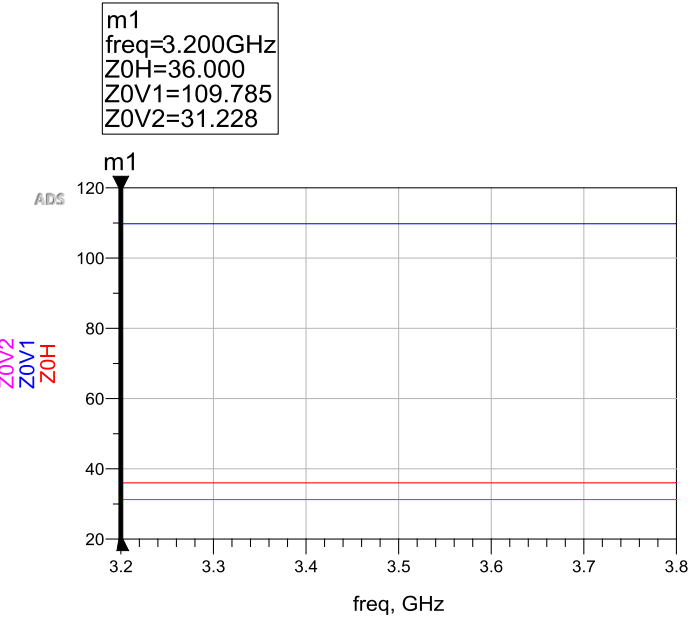
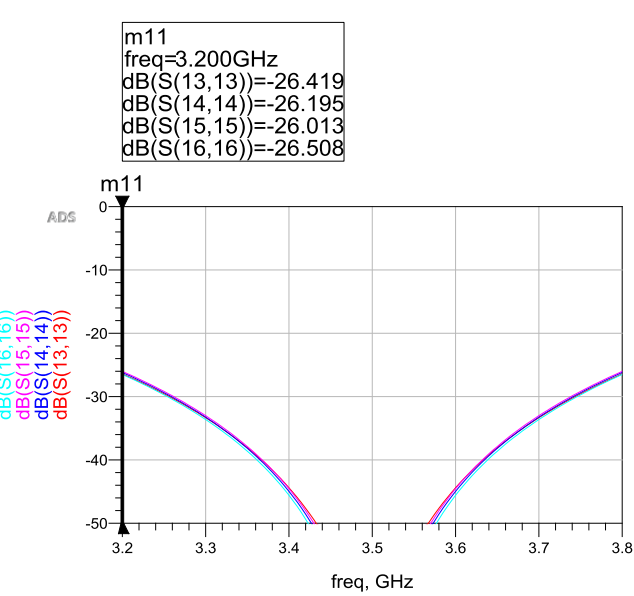
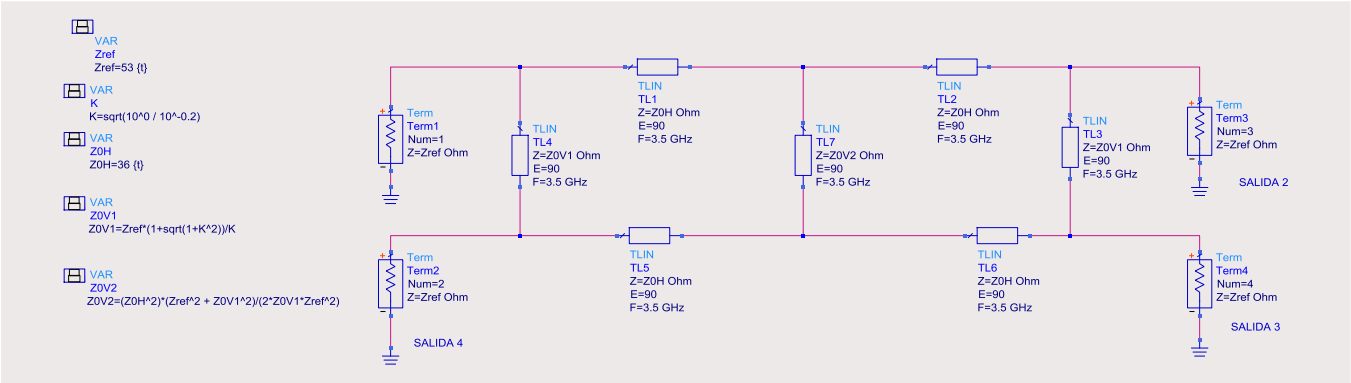


Fig.4. Acoplador híbrido branchline con conectores.

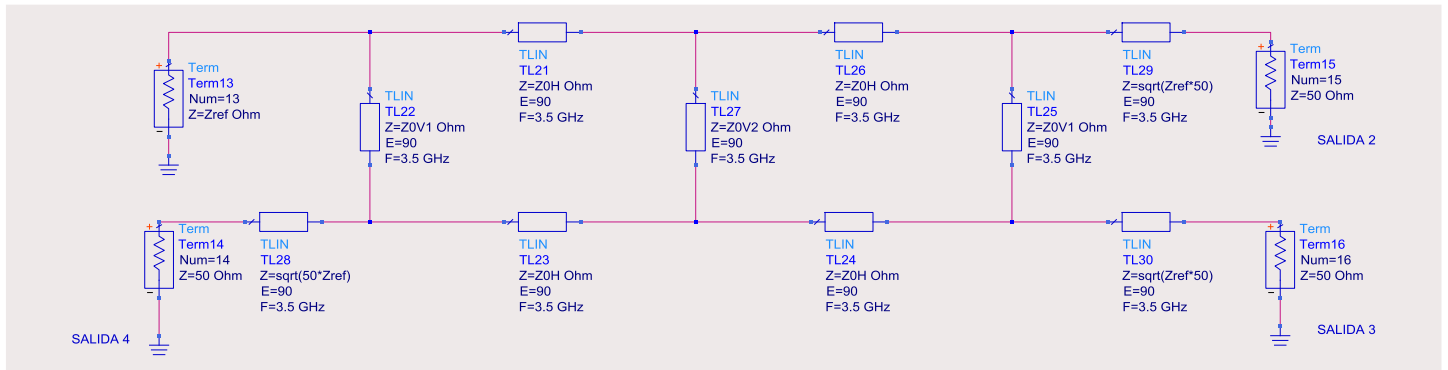
Aunque estos valores los hemos elegido de manera que tengamos la mejor respuesta posible podemos observar que con las especificaciones que nos dan es imposible obtener una respuesta menor de -30dB.



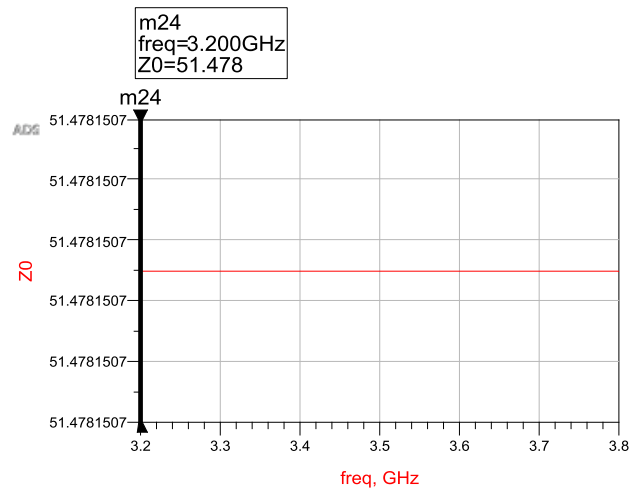
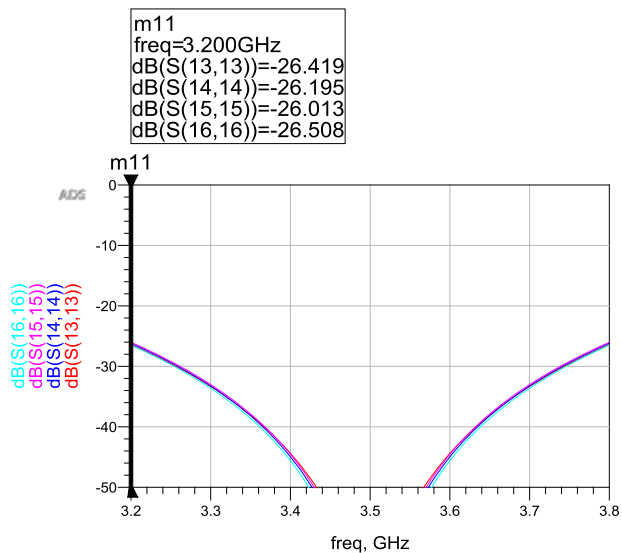
Esta es la mejor respuesta que hemos podido conseguir cumpliendo con las restricciones de Z0.

Circuito adaptado

Procedemos a colocar los adaptadores en $\lambda/4$, en este caso todos los valores de Z_0 son iguales, ya que las impedancias vistas en todos los extremos del circuito es la misma, nos queda un valor de $Z_0 := \sqrt{50Z_{\text{ref}}} = 51.478 \Omega$



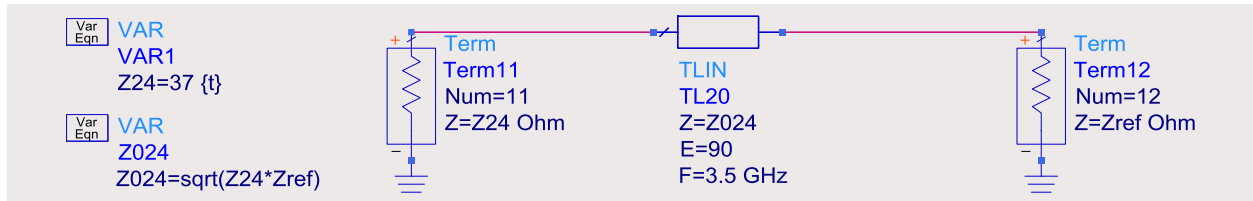
Respuesta en frecuencia y valor de Z_0 :



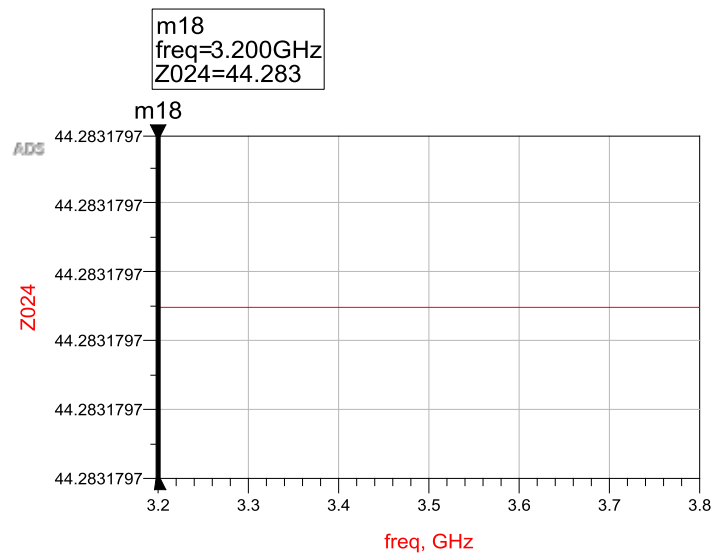
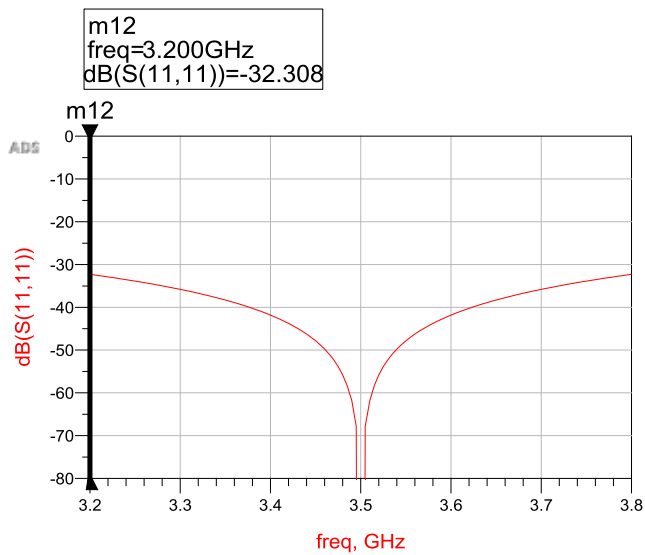
Vemos que la adaptación sigue sin llegar a -30dB fuera de la frecuencia de diseño y que el valor de Z_0 está dentro de los límites $25 < Z_0 < 85 \Omega$.

En este punto del diseño calculamos los valores de la rama que conecta el adaptador Branchline con la rama 1.

El valor de Z_{24} es un valor elegido por nosotros y ajustado haciendo tuning para obtener la mejor respuesta en este caso $Z_{24} := 37\Omega$



Respuesta en frecuencia y valor Z0:



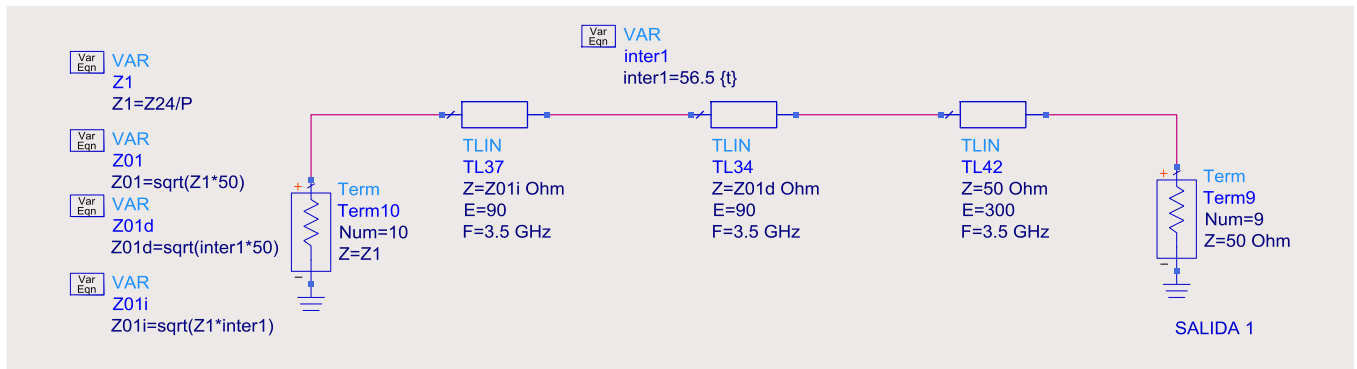
En este punto observamos que es la primera vez que conseguimos una adaptación por debajo de -30dB y el valor de Z_{024} sigue por debajo.

Rama Z1

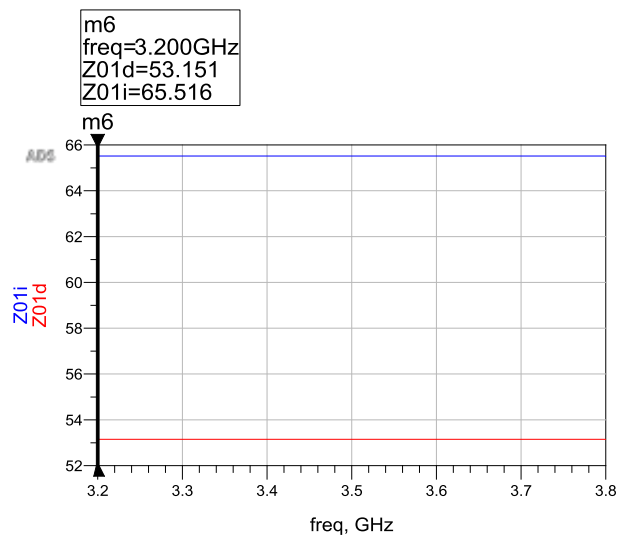
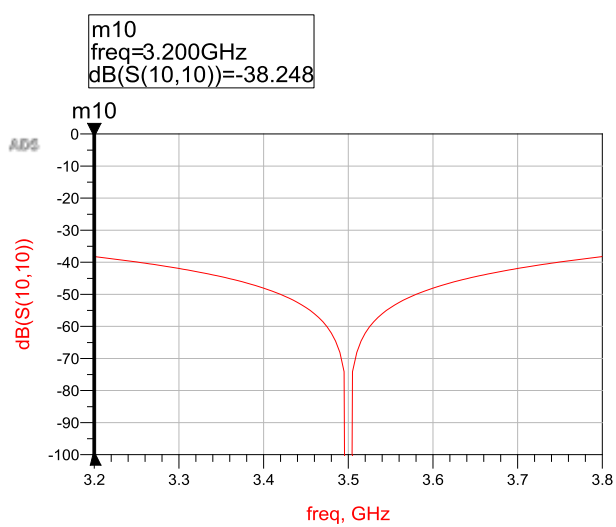
El valor de la impedancia Z1 lo calculamos en función de la impedancia Z24 elegida

anteriormente y la relación de potencias $P := \frac{10^{-0.1}}{10^{-0.2} + 1} = 0.487 \Omega$, nos queda

$$Z_1 := \frac{Z_{24}}{P} = 75.97 \Omega$$



Respuesta en frecuencia y Z0:



La respuesta está adaptada por debajo de -30dB y las impedancias Z0 dentro del rango permitido.

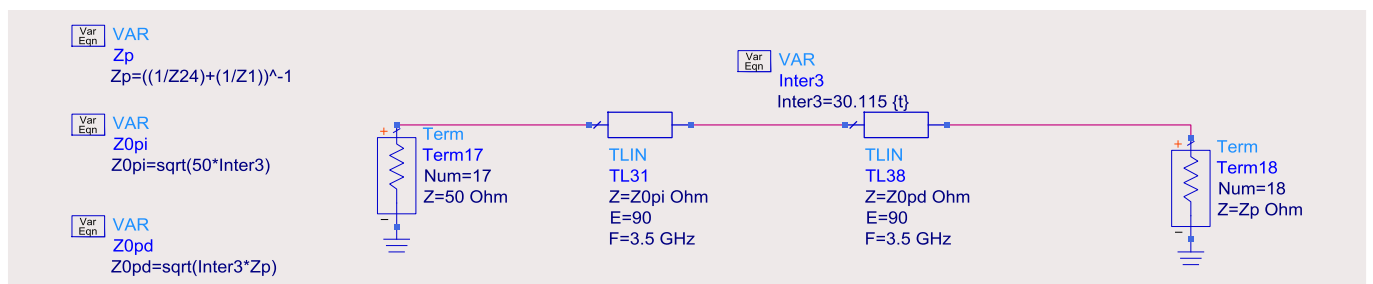
CIRCUITO ENTRADA A PARALELO

Simulamos de forma independiente el segmento del circuito que conecta la entrada con el valor visto de la resistencia de las dos líneas en paralelo con valor

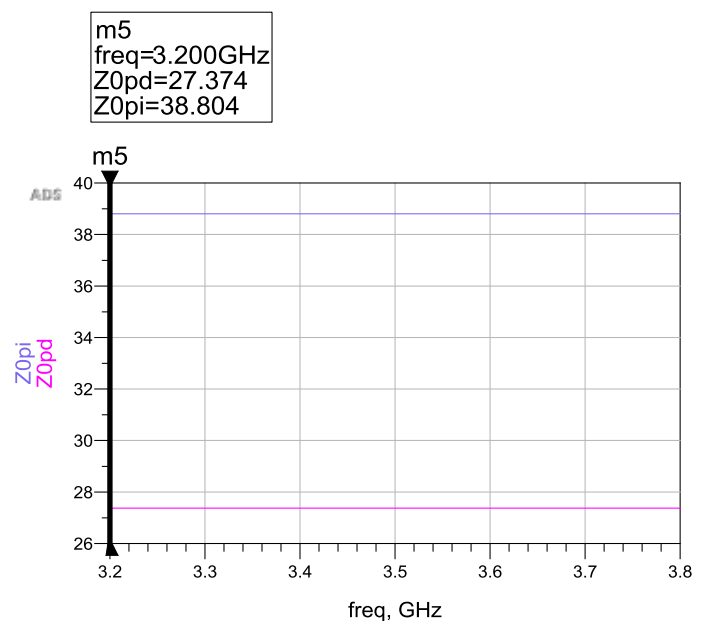
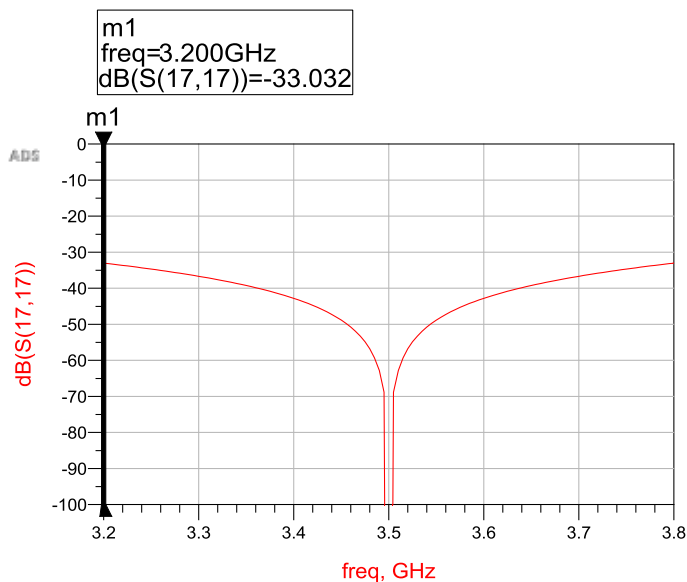
$$Z_p := \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_{24}} \right)^{-1} = 24.882 \, \Omega, \text{ el valor inter3 se ha calculado partiendo del valor}$$

medio entre las impedancias Z_p y 50Ω de la forma $\text{inter}_3 := \frac{(50 + Z_p)}{2} = 37.441 \, \Omega$ y ajustando

con tuning hasta conseguir la mejor respuesta del circuito.

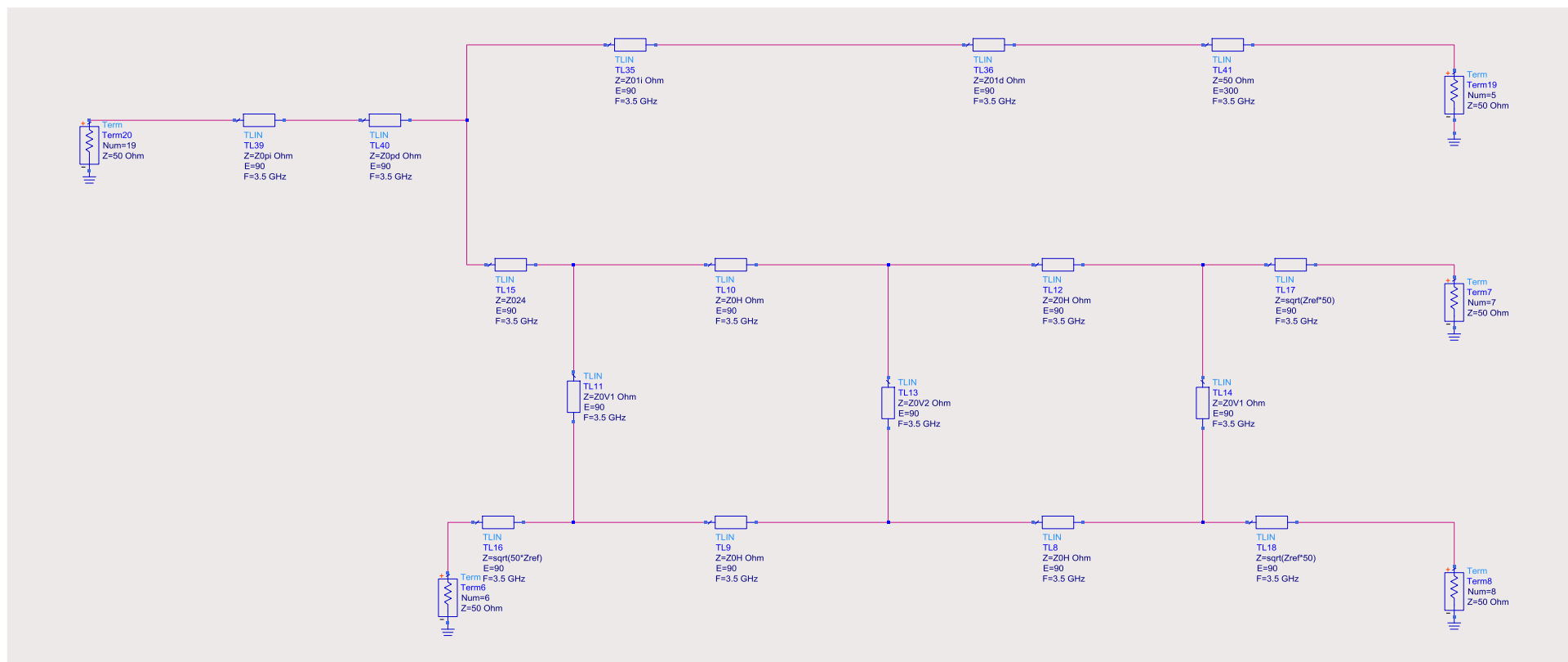


Respuesta en frecuencia y valor de Z0:

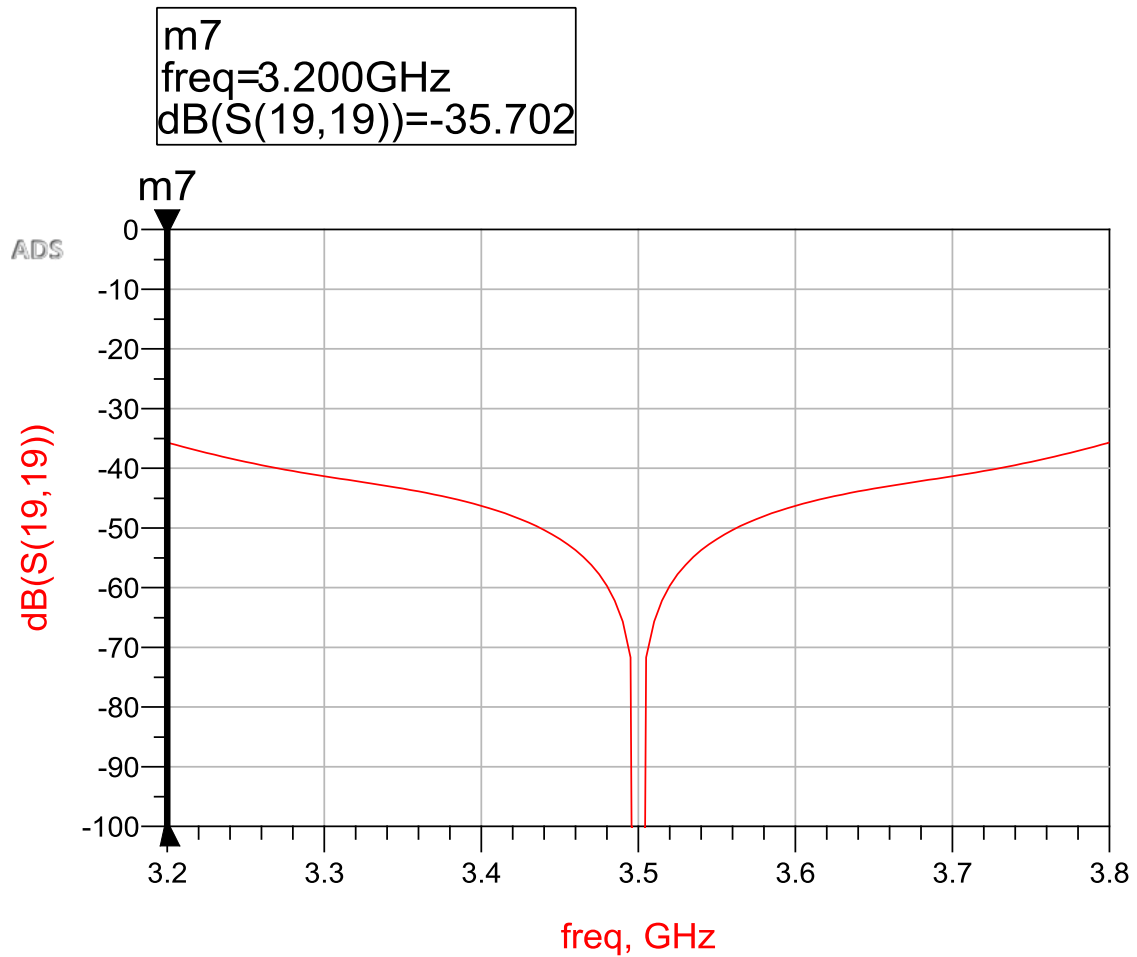


La respuesta del circuito está adaptada por debajo de -30dB y las impedancias Z0 están dentro de los límites.

CIRCUITO COMPLETO



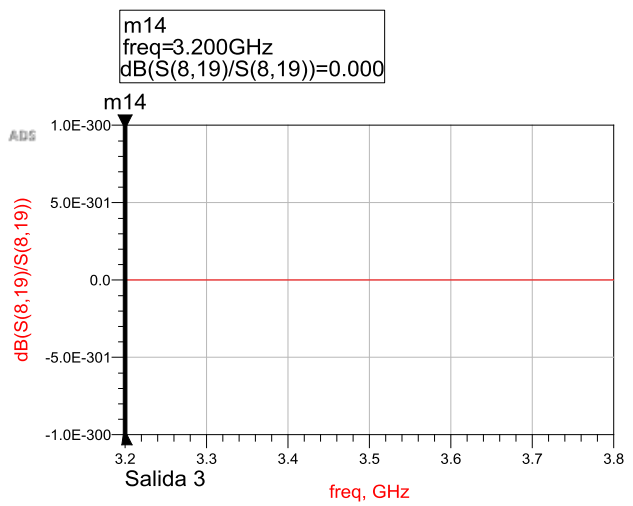
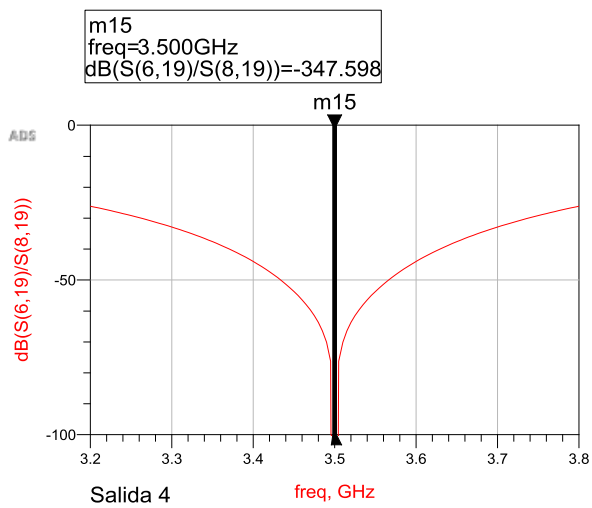
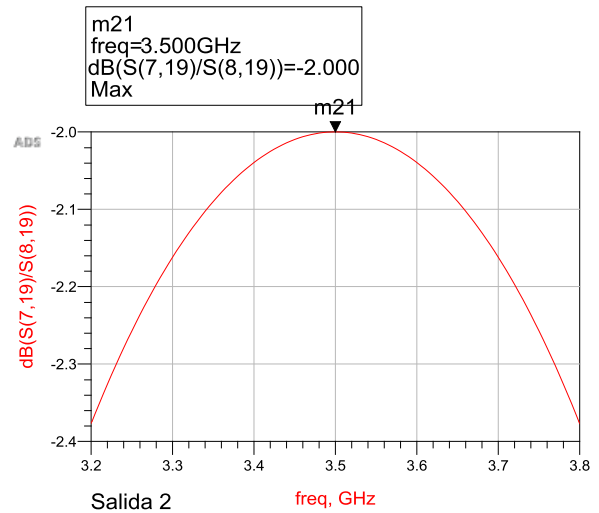
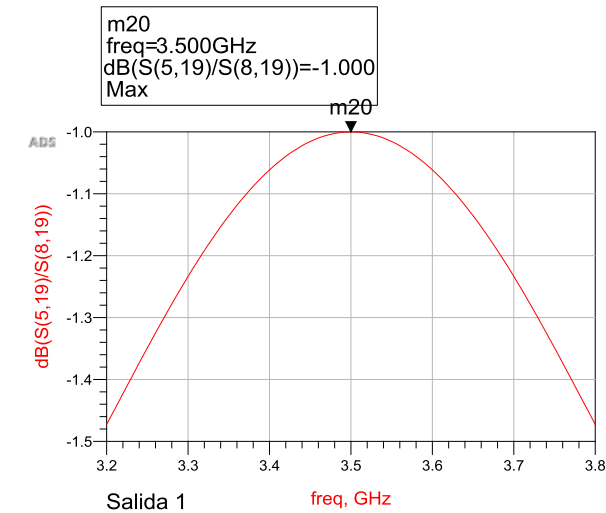
Comprobamos si la entrada sigue adaptada:



Vemos que el circuito a la entrada está perfectamente adaptado a la frecuencia de diseño y por debajo de -30dB en los extremos de la frecuencia.

Comprobaciones

- Relaciones de potencia

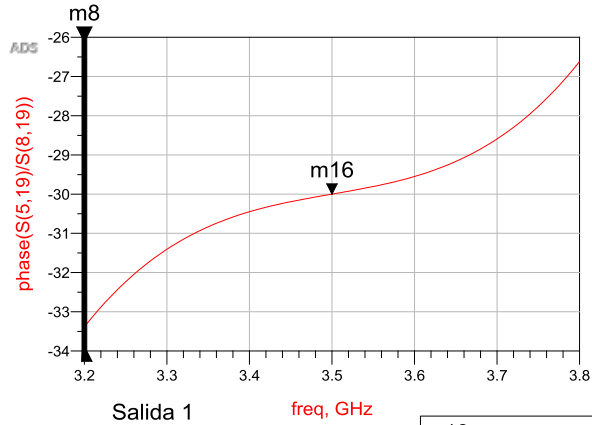


Las relaciones de potencia cumplen con lo especificado en la tabla de datos, especial interés en la salida cuatro que al estar desacoplada se hace $\log(0)$ que es $-\infty$

- Relaciones de fase

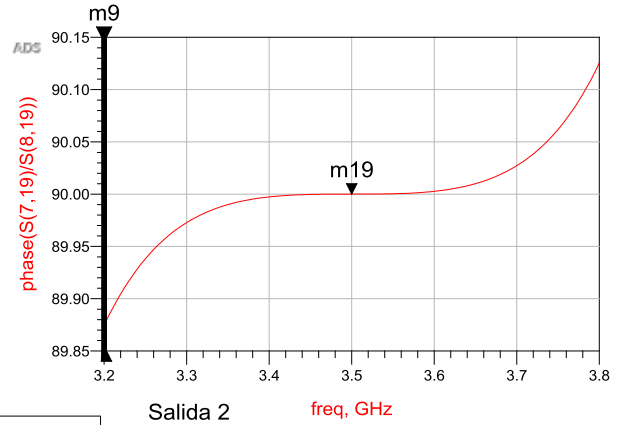
m16
freq=3.500GHz
phase(S(5,19)/S(8,19))=-30.000

m8
freq=3.200GHz
phase(S(5,19)/S(8,19))=-33.382

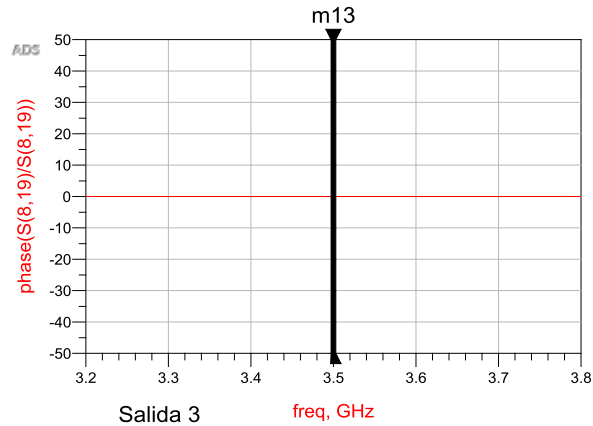


m19
freq=3.500GHz
phase(S(7,19)/S(8,19))=90.000

m9
freq=3.200GHz
phase(S(7,19)/S(8,19))=89.875



m13
freq=3.500GHz
phase(S(8,19)/S(8,19))=0.000



Cumple con las especificaciones de rizado.

- **Tabla de valores:**

$Z_{\text{ref}} := 53$	$K := \sqrt{\frac{10^0}{10^{-0.2}}} = 1.259$
$Z_{0V1} := Z_{\text{ref}} \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + K^2}}{K} = 109.785$	$Z_{0H} := 36$
$Z_{0V2} := Z_{0H} \cdot \frac{Z_{\text{ref}}^2 + Z_{0V1}^2}{(2 \cdot Z_{0V1} \cdot Z_{\text{ref}}^2)} = 31.228$	$P := \frac{10^{-0.1}}{10^{-0.2} + 1} = 0.487$
$Z_{24} := 37$	$Z_0 := \sqrt{50 Z_{\text{ref}}} = 51.478$
$Z_1 := \frac{Z_{24}}{P} = 75.97$	$Z_p := \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_{24}} \right)^{-1} = 24.882$
$\text{inter}_3 := \frac{(50 + Z_p)}{2} = 37.441$	$Z_{024} := (\sqrt{Z_{\text{ref}} \cdot Z_{24}}) = 44.283$
$Z_{01} := \sqrt{Z_{\text{ref}} \cdot Z_1} = 63.454$	