

# Adaptación de Impedancias

Universidad Tecnológica Nacional de Argentina - F. R. Córdoba  
Departamento de Electrónica - Electrónica Aplicada III  
Daniel Rabinovich [drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar](mailto:drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar)  
Ramón Oros [roros@electronica.frc.utn.edu.ar](mailto:roros@electronica.frc.utn.edu.ar)  
Claudio Paz [cpaz@frc.utn.edu.ar](mailto:cpaz@frc.utn.edu.ar)  
Año 2016

- Introducción
  - Para obtener la máx. potencia de un FET o BPJT las impedancias del dispositivo se deben adaptar al circuito en que se lo inserta
  - Para máxima transferencia de potencia las impedancias de fuente y carga deben ser conjugadas de las impedancias del dispositivo
    - La partes reales o resistivas de igual magnitud
    - Las partes imaginarias o reactivas de igual magnitud pero de polaridad opuesta

- Parámetros de gran señal
  - Para transistores de potencia las impedancias de entrada y de salida de gran señal y los parámetros  $S$  de gran señal son muy diferentes a los de pequeña señal
  - Pequeña señal → comportamiento lineal
    - Parámetros de pequeña señal
  - Señales grandes → comportamiento no lineal
    - Parámetros de gran señal

- Tipos de adaptación según la tecnología

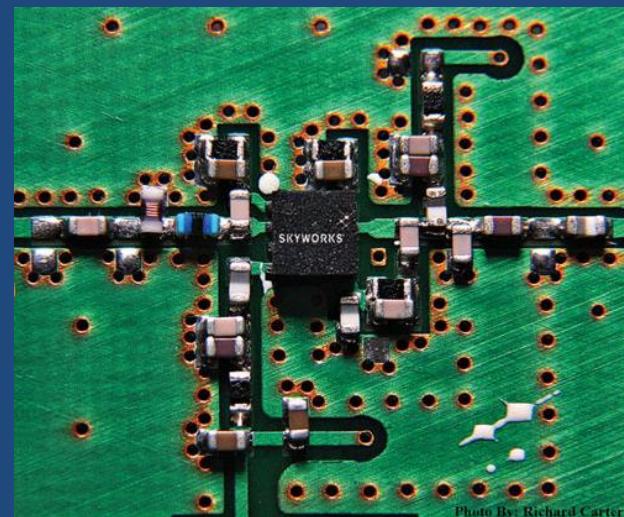
- Transformador

- Aplicaciones: Banda ancha
    - Limitaciones: en frecuencia y las relaciones de  $Z$  limitadas al cuadrado de la relación de espiras (1, 4, 9, etc.)



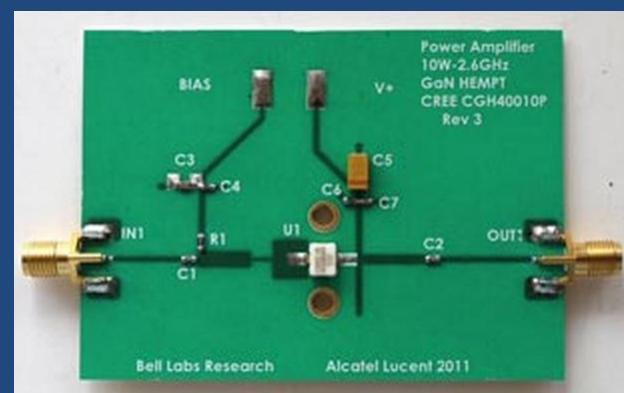
- LC

- Funcionan bien en un BW relativamente estrecho
    - Prácticas hasta 1 GHz
    - Fácil ajuste: trimmers, núcleos ajustables, deformación de inductores de alambre



- Líneas de transmisión

- Rango de  $f$  más amplio que una adaptación  $LC$
    - Son económicas (microstrip)
    - Uso generalizado para más de 1 GHz (debajo de 100 MHz son demasiado largas)
    - Es difícil sino imposible ajustar la longitud o la  $Z_0$

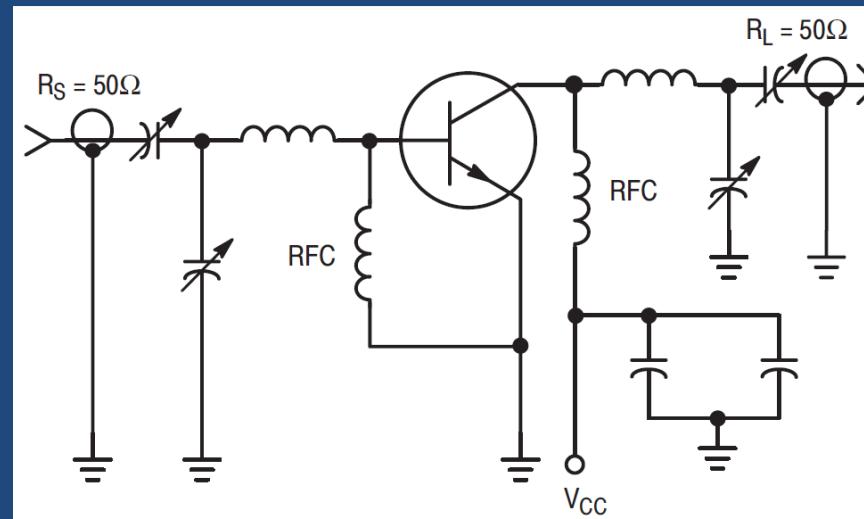


- Elección de los componentes y el valor del  $Q$ 
  - Los componentes se deben medir a la  $f$  de funcionamiento
    - Caso más común: capacitor o inductor con su  $f$  de auto resonancia por debajo de la  $f$  de funcionamiento\*
  - Los  $L$  con núcleo de ferrite pueden ser no adecuados por tener pérdidas muy altas
  - Un alto  $Q$  cargado puede producir
    - En circuitos  $\parallel$ , tal como una red Pi, que la corriente en los elementos reactivos sea hasta  $Q$  veces la corriente de carga
    - En una red T o red pasa banda L, asimilables a circuitos serie, algunos nodos sufren sobretensión que puede producir daño en los componentes
    - Desintonía, por el cambio de valor de los componentes por cambios en la temperatura
    - En general es deseable un  $Q$  lo más bajo posible ya que le dará al circuito un mayor BW y un menor estrés a los componentes

\*Hacer un ejemplo barriendo a CCIND de 10MHz a 10GHz

- En las redes de adaptación de salida de los amplificadores de potencias es necesario
  - Atenuar los armónicos  $\rightarrow Q$  alto
  - No sobrecargar los componentes reactivos  $\rightarrow Q$  bajo
- La solución es usar varias etapas en cascada de bajo  $Q$  que filtren los armónicos y transformen la impedancia en forma progresiva
- Ahora el compromiso es la cantidad de secciones ya que
  - Pocas etapas,  $Q$  alto  $\rightarrow$  componentes reactivos caros
  - Muchas etapas,  $Q$  bajo  $\rightarrow$  muchos componentes
- Cuando la red de adaptación además debe ser de banda ancha, es ineludible usar varias etapas en cascada

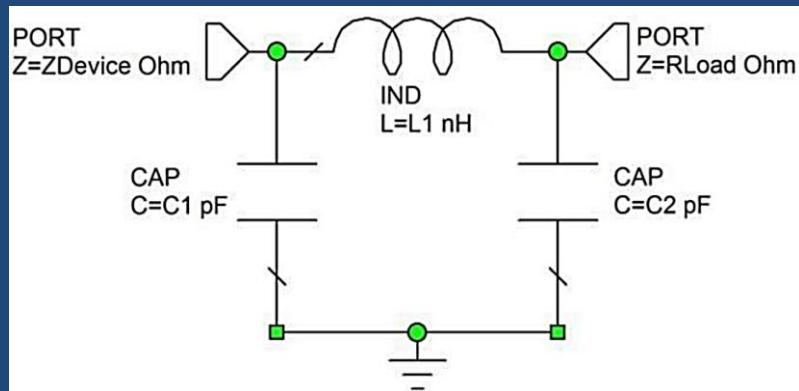
- **Adaptación LC** (Ecuaciones tomadas de AN267 de Motorola)
  - Es un método práctico de adaptación hasta 1 GHz
  - Un indicador de la idoneidad de la adaptación LC de un transistor se puede inferir del circuito de pruebas publicado por el fabricante en la hoja de datos
  - Dado que las redes de adaptación LC son las más fácil de sintonizar usando  $C$  variables, normalmente se usan para medir las impedancias de entrada y salida del dispositivo



- En todas las ecuaciones la  $Z$  del dispositivo es  $R_D + j X_D$  y la  $Z$  de carga  $R_L$
- Los diseños se evalúan con AWRDE

- Red Pi

- Es útil para adaptar altas  $Z$  a cargas de 50 ohm
- Muy usada en amplificadores con válvulas



- Los transistores tienen  $Z$  muy bajas por lo que las  $C$  toman valores muy grandes y las  $L$  demasiado pequeños

- Para obtener los valores de los componentes
  - Se elige un  $Q$  para la red de adaptación, el mismo afectara al BW, atenuación de armónicos y estrés de componentes
  - Las impedancias del dispositivo se debe expresar en forma ||

$$\bullet R_p = \frac{R_D^2 + X_D^2}{R_D}$$

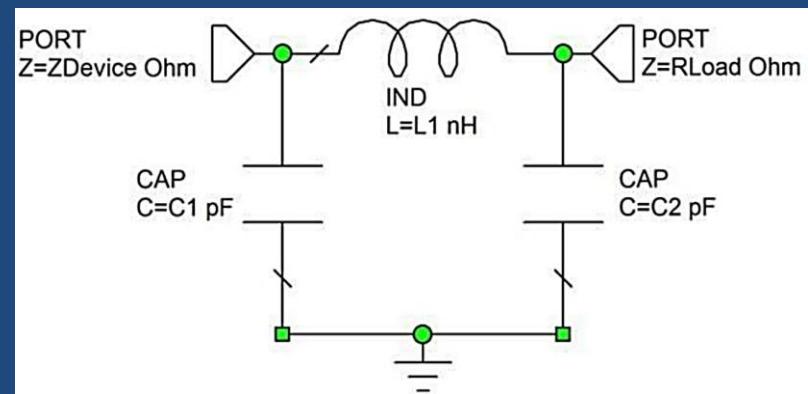
$$X_p = \frac{R_D^2 + X_D^2}{X_D}$$

- Las reactancias de la red Pi se calculan con las siguientes fórmulas

$$-B_{C1} = \frac{1}{X_{C1}} = \frac{Q}{R_P} + \frac{1}{X_P}$$

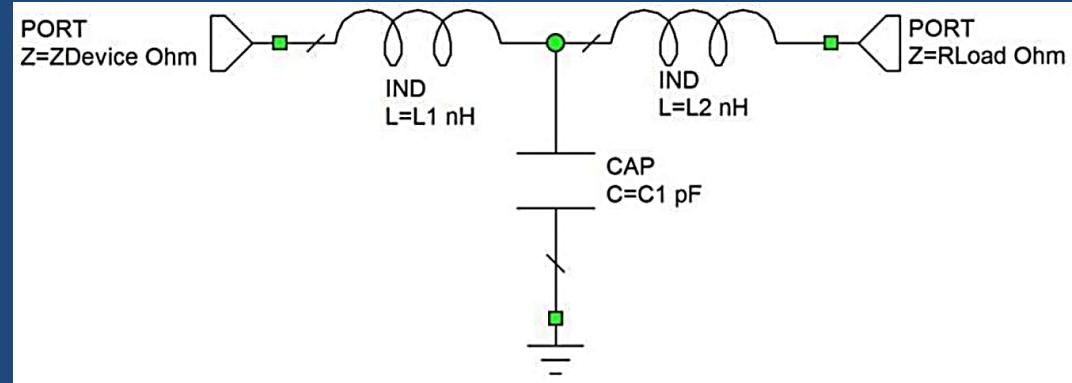
$$-X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_P/R_L}{(Q^2+1)-R_P/R_L}}$$

$$-X_L = \frac{QR_P+(R_P R_L/X_{C2})}{Q^2+1}$$



- $B_{C1}$  absorbe la susceptancia del dispositivo
- Note que  $Q^2 + 1$  debe ser mayor que  $R_P/R_L$  para que  $X_{C2}$  sea válido
  - El  $Q$  mínimo queda dado por la relación de transformación de impedancias

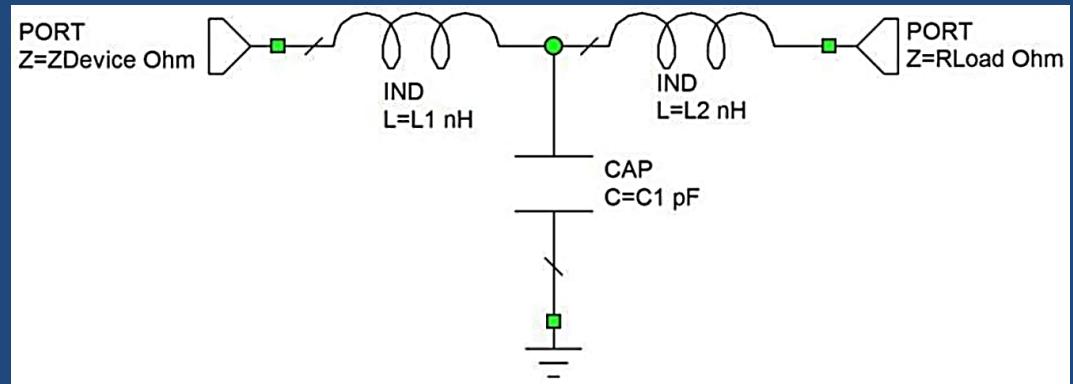
- Red pasa bajos T



- Es muy buena para red de salida de un AP que termina en una antena
- La  $L_1$  serie a la salida del dispositivo presenta alta Z a las corrientes armónicas lo que puede aumentar su  $\eta$  (ver amplificadores de alta rendimiento)
- Sin embargo la tensión de salida resulta más deformada aumentando la distorsión por intermodulación
- Para un mejor filtrado de armónicos es aconsejable usar varia etapas en cascada

- Las ecuaciones para la red pasabajos T son las siguientes

- $X_{L1} = Q R_D - X_D$
- $X_{L2} = R_L A$
- $X_{C1} = \frac{B}{Q+A}$



- $A = \sqrt{\left[ \frac{R_D(1+Q^2)}{R_L} \right] - 1} = \sqrt{\left[ \frac{B}{R_L} \right] - 1}$
- $B = R_D(1 + Q^2)$

- El mínimo  $Q$  ocurre cuando  $A = 0$ , por lo tanto

- $Q_{mín} = \sqrt{\frac{R_L}{R_D} - 1}$

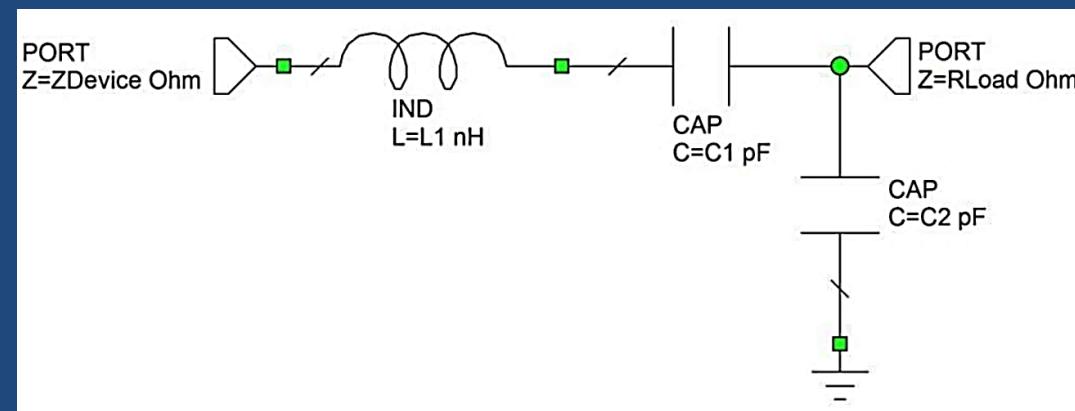
- Red pasa banda L

- Se usa a menudo como circuito de prueba por los fabricantes de semiconductores
- $C_1$  bloquea la CC permitiendo la polarización y evita que la misma aparezca a la salida de la etapa amplificadora
- $C_1$  y  $C_2$  suelen ser ajustables para facilitar la sintonía del amplificador, ya sea para obtener un pico de potencia a la salida o una mejor adaptación de la entrada
- Las ecuaciones de la red son las siguientes

- $X_{C1} = QR_D$

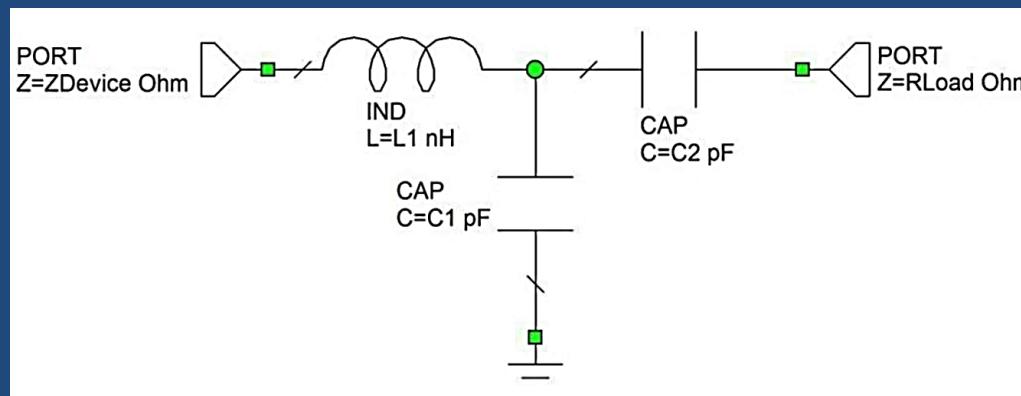
- $X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_D}{R_L - R_D}}$

- $X_{L1} = X_{C1} + \left( \frac{R_D R_L}{X_{C2}} \right)$

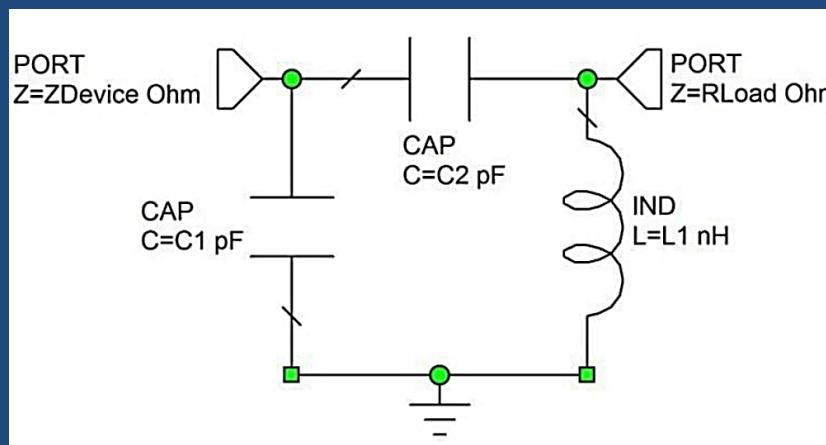


- Esta red solo se puede utilizar si  $R_D < R_L$

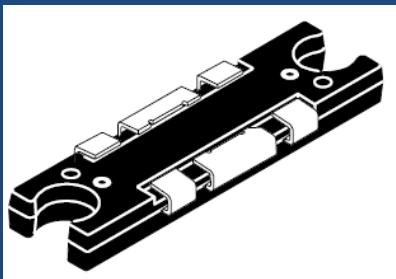
- Red pasa banda T
  - Donde las ecuaciones son las siguientes
    - $X_{L1} = QR_D - X_D$
    - $X_{C2} = AR_L$
    - $X_{C1} = \frac{B}{Q-A}$
  - Donde  $A$ ,  $B$  y el mínimo  $Q$  son como en la red pasabajos T
  - Esta red solo se puede utilizar si  $R_D < R_L$  ya que de no cumplirse  $C_1$  resulta negativo



- Transformador capacitivo de impedancias
  - El transformador capacitivo no está en la AN267 de Motorola
  - Se aplica para adaptar la  $Z$  de salida de un transistor a la  $Z$  de entrada de la etapa siguiente
  - La  $Z$  de la derecha es siempre mayor que la de la izquierda
  - Las ecuaciones suponen un dispositivo resistivo que luego se ajusta la adaptación y la  $f$  de sintonía con  $C_1$  y  $L_1$ , mediante las variables  $K_r$  y  $K_f$  respectivamente (manualmente o por optimización)



- Ejemplo: Amplificador de 150 MHz y 35 W



- Las ecuaciones se aplicarán a FET MRF1535NT1 LDMOS Canal N, 12,5 V para obtener una buena adaptación en 150 MHz
- Este transistor es adecuado para funcionar entre 135 MHz y 520 MHz en aplicaciones de radio móvil FM, en topología SC
- Performance típica @520 MHz, 12,5V
  - $P_{out} = 35 \text{ W}$ ,  $G_P = 10,0 \text{ dB}$  y  $\eta = 50\%$
- Parte de la hoja de datos se muestra en la próxima diapositiva
- La  $Z_{in}$  es la misma a 135 MHz y 155 MHz:  $5 + j0,9 \text{ ohm}$ ,  $0,9 \text{ ohm}$  a 150 MHz equivale a  $L = 955 \text{ pH}$

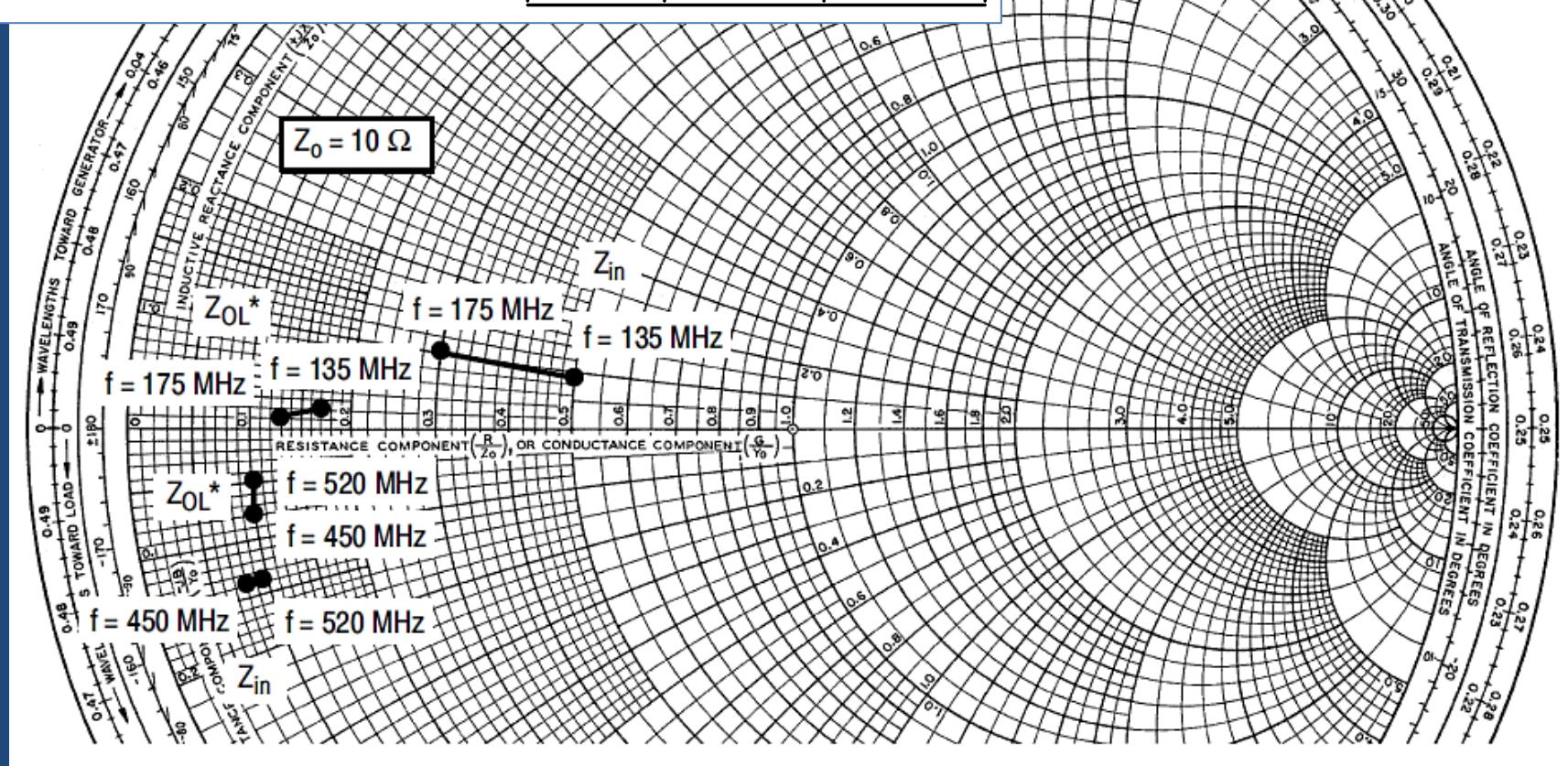
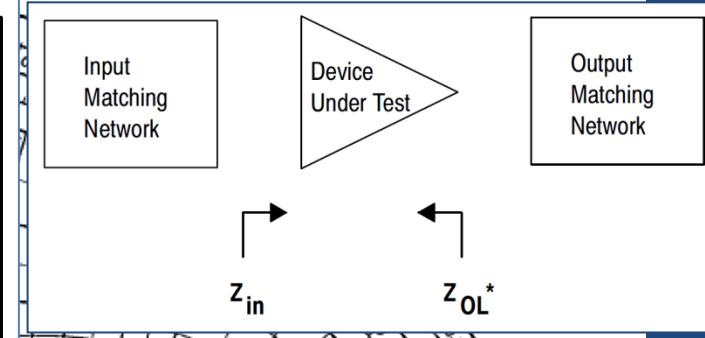
- MRF1535NT1, 520 MHz, 35 W, 12.5 V LATERAL N-CHANNEL BROADBAND RF POWER MOSFETs

$V_{DD} = 12.5 \text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 250 \text{ mA}$ ,  $P_{out} = 35 \text{ W}$

$f$ MHz	$Z_{in}$ $\Omega$	$Z_{OL^*}$ $\Omega$
135	$5.0 + j0.9$	$1.7 + j0.2$
155	$5.0 + j0.9$	$1.7 + j0.2$
175	$3.0 + j1.0$	$1.3 + j0.1$

$V_{DD} = 12.5 \text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 500 \text{ mA}$ ,  $P_{out} = 35 \text{ W}$

$f$ MHz	$Z_{in}$ $\Omega$	$Z_{OL^*}$ $\Omega$
450	$0.8 - j1.4$	$1.0 - j0.8$
470	$0.9 - j1.4$	$1.1 - j0.6$
500	$1.0 - j1.4$	$1.1 - j0.6$
520	$0.9 - j1.4$	$1.1 - j0.5$



- Este ejemplo se resolverá con AWRDE
- Las ecuaciones usadas se muestran en las “Definiciones Globales”
- El  $Q$  seleccionado es un compromiso
  - Para un BW ancho se necesita  $Q$  bajo
  - Con  $Q$  bajo la adaptación que se desea puede no ser posible
    - Para  $Q < 3$  solo son posibles las redes pasa banda L , Pi y transformador capacitivo
    - Si se elige  $Q = 2,5$  las redes de adaptación pasa bajos T y pasa banda T no son realizables ya que dan valores de  $L$  complejos
    - Además la  $L = 8,17 \text{ nH}$  de la red Pi es un valor muy pequeño para ser realizado como un inductor bobinado
  - En las dos diapositivas siguientes se muestran las ecuaciones para la red de entrada de todas las topologías vistas. En la primera para  $Q = 2,5$  y en la segunda  $Q = 3,5$

- Valores de los componentes para la adaptación de entrada de un MOSFET MRF1532, Q = 2,5

## Matching Network Equations.

Fm Matching Frequency in MHz, Rd real part of device impedance, Xpd positive device reactance  
 Xmd negative device reactance. use either Xpd or Xmd. If  $Xd = -5$  then  $Xpd=0$  and  $Xmd = -5$

$$Fm=150$$

$$RI=50$$

$$Rd=5$$

$$Wm=TwoPi*Fm*1e6$$

$$Q=2.5$$

$$Xpd=0.9$$

$$Xmd=0$$

$$Qp=1.75$$

$$TwoPi=4*Acos(0)$$

$$Xd=Xpd+Xmd$$

$$Zin=complex(Rd,Xd)$$

$$Xd: 0.9$$

$$Zin: (5,0.9)$$

## Pi Matching

$$Rp = (Rd * Rd + Xd * Xd) / Rd$$

$$Xp = (Rd * Rd + Xd * Xd) / Xd$$

$$Yp=1/Xp$$

$$Ycp1= (Qp/Rp + Yp)$$

$$Xcp1= (1/Ycp1)$$

$$Xcp2=RI*(sqrt((Rp/RI)/((Qp*Qp+1)-(Rp/RI))))$$

$$Xlp=(Qp*Rp+(Rp*RI/Xcp2))/(Qp*Qp+1)$$

$$Cp1= 1/(Wm*Xcp1)$$

$$Cp2=1/(Wm*Xcp2)$$

$$Lp=Xlp/Wm$$

$$Cp1: 3.967e-10$$

$$Cp2: 1.314e-10$$

$$Lp: 1.071e-8$$

## Low Pass T

$$Xllt1= (Rd*Q - Xd)$$

$$A2=((Rd*(1+Q*Q)/RI) -1)$$

$$B=Rd*(1+Q*Q)$$

$$Qmin=sqrt(RI/Rd-1)$$

$$Xllt2=RI*A$$

$$Xclt=B/(Q+A)$$

$$Llt1=Xllt1/Wm$$

$$A=Sqrt(A2)$$

$$Llt1: 1.231e-8$$

$$A: (3.211e-17,0.5244)$$

$$B: 36.25$$

$$Qmin: 3$$

$$Llt2: (1.703e-24,2.782e-8)$$

$$Clt: (7.317e-11,1.535e-11)$$

## Band Pass L

$$Xcbl1= Rd*Q + Xmd$$

$$Xcbl2=RI*sqrt(Rd/(RI-Rd))$$

$$Xlbl=Xcbl1 - Xd+ (Rd*RI/Xcbl2)$$

$$Cbl1= 1/(Wm*Xcbl1)$$

$$Cbl2= 1/(Wm*Xcbl2)$$

$$Lbl=Xlbl/Wm$$

$$Cbl1: 8.488e-11$$

$$Cbl2: 6.366e-11$$

$$Lbl: 2.822e-8$$

## Band Pass T

$$Xlbt= (Rd*Q - Xd)$$

$$Xcbt2=RI*A$$

$$Xcbt1=B/(Q-A)$$

$$Lbt=Xlbt/Wm$$

$$Cbt2= 1/(Wm*Xcbt2)$$

$$Cbt1= 1/(Wm*Xcbt1)$$

$$Lbt: 1.231e-8$$

$$Cbt2: (2.478e-27,-4.047e-11)$$

$$Cbt1: (7.317e-11,-1.535e-11)$$

## Capacitive Transformer

$$Kr=0.5785$$

$$Kf=1.067$$

$$Ro=Kr*RI-Rp$$

$$Xcct=Ro*(sqrt((Rp/Ro)/((Qp*Qp+1)-(Rp/Ro))))$$

$$Cct=1/(Wm*Xcct)$$

$$Xlct=Kf*(Qp*Rp+(Rp*Ro/Xcct))/(Qp*Qp+1)$$

$$Lct=Xlct/Wm$$

$$Cp1: 3.967e-10$$

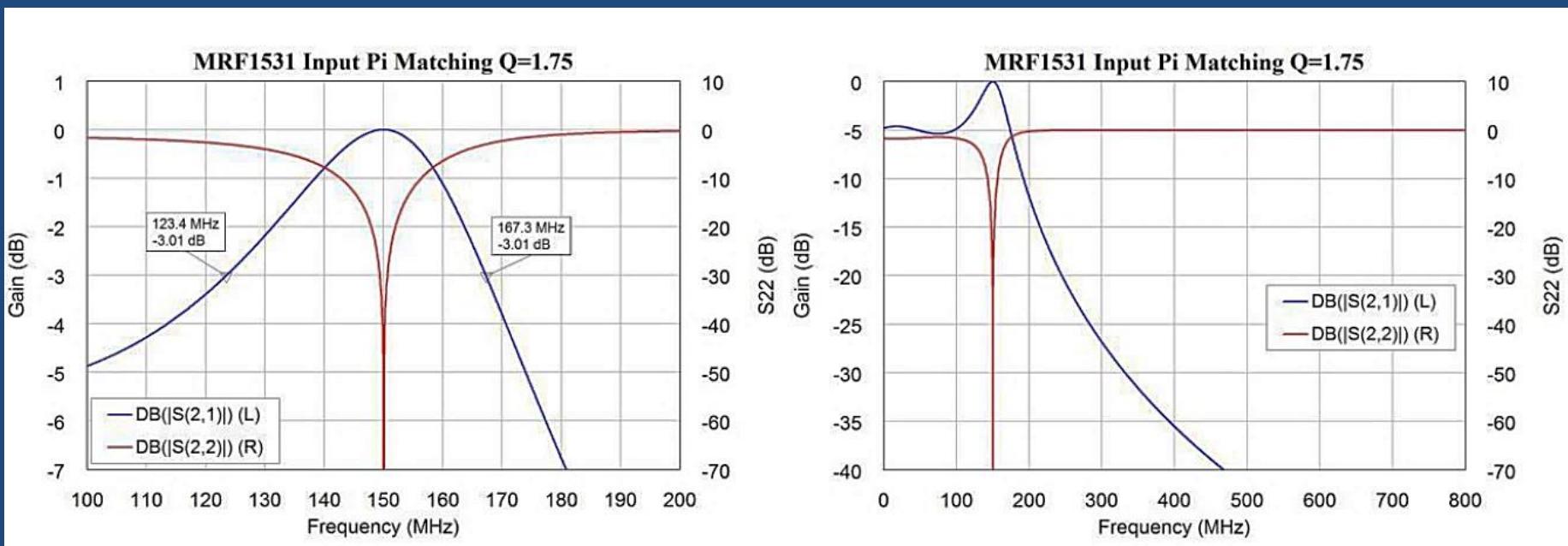
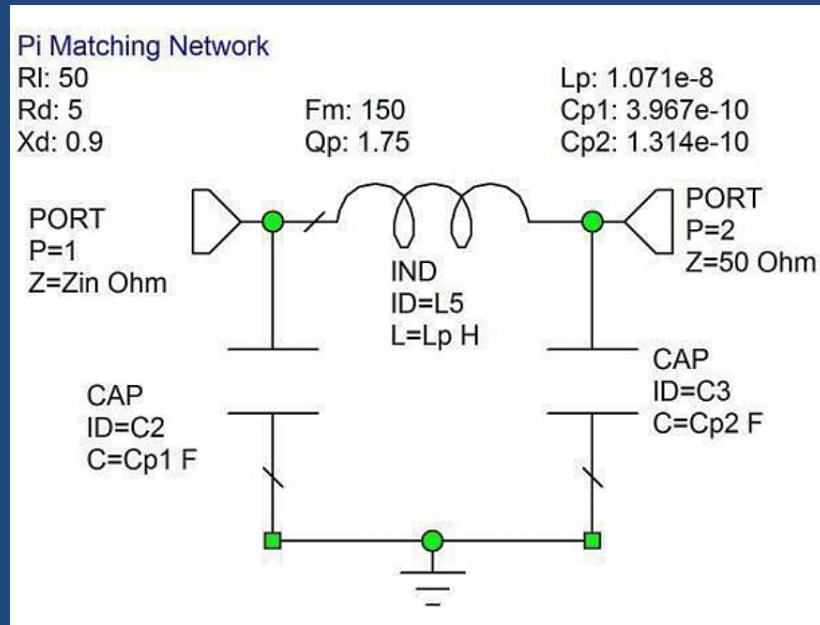
$$Cct: 1.879e-10$$

$$Lct: 8.57e-9$$

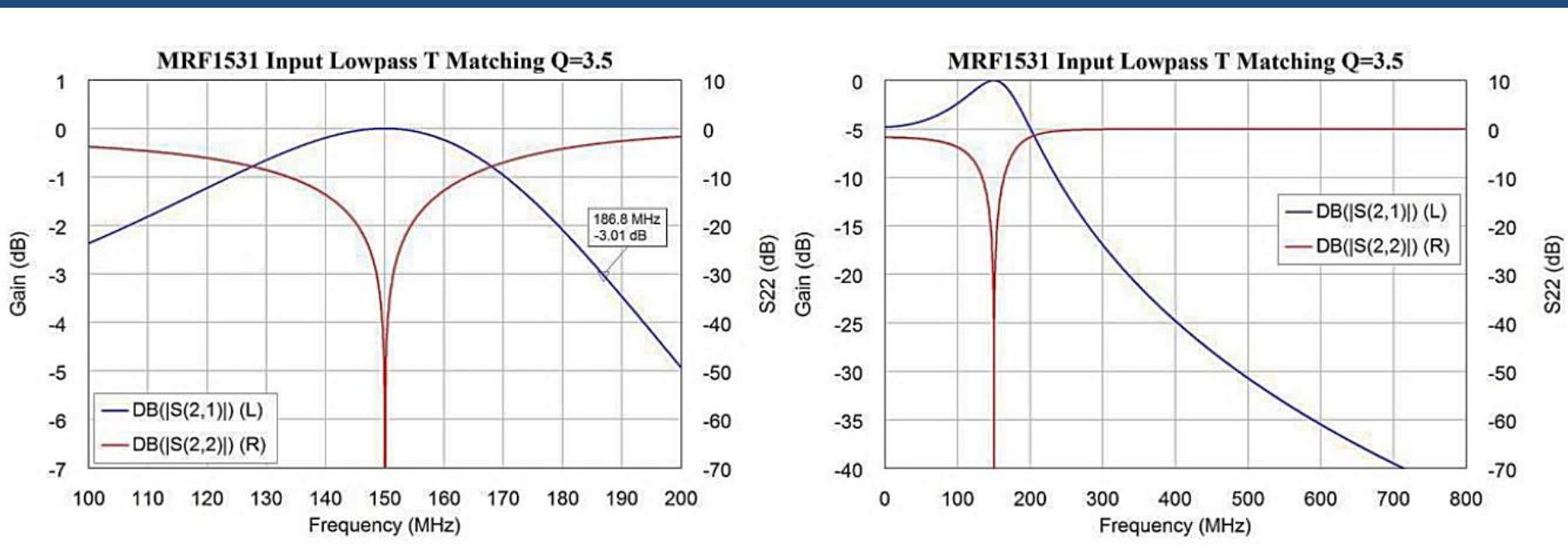
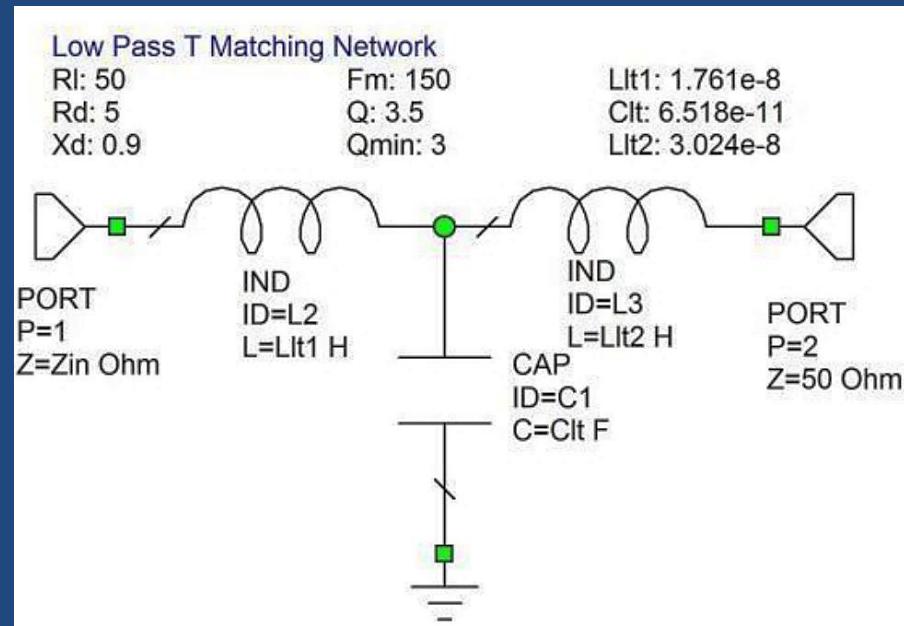
- Valores de los componentes para la adaptación de entrada de un MOSFET MRF1532,  $Q = 3,5$

Matching Network Equations.			
Fm Matching Frequency in MHz, Rd real part of device impedance, Xpd positive device reactance Xmd negative device reactance. use either Xpd or Xmd. If $Xd = -5$ then $Xpd=0$ and $Xmd = -5$			
Fm=150			
RI=50	Q=3.5	Qp=1.75	TwoPi=4*Acos(0)
Rd=5	Xpd=0.9	Xmd=0	Xd=Xpd+Xmd
Wm=TwoPi*Fm*1e6			Zin=complex(Rd,Xd)
			Xd: 0.9 Zin: (5,0.9)
Pi Matching			
$Rp = (Rd * Rd + Xd * Xd) / Rd$			
$Xp = (Rd * Rd + Xd * Xd) / Xd$			
$Yp=1/Xp$			
$Ycp1= (Qp/Rp + Yp)$			
$Xcp1= (1/Ycp1)$		$Cp1= 1/(Wm*Xcp1)$	$Cp1: 3.967e-10$
$Xcp2=RI*(sqrt((Rp/RI)/((Qp*Qp+1)-(Rp/RI))))$		$Cp2=1/(Wm*Xcp2)$	$Cp2: 1.314e-10$
$Xlp=(Qp*Rp+(Rp*RI/Xcp2))/(Qp*Qp+1)$		$Lp=Xlp/Wm$	$Lp: 1.071e-8$
Low Pass T			
$Xllt1= (Rd*Q - Xd)$		$Llt1=Xllt1/Wm$	$Llt1: 1.761e-8$
$A2=((Rd*(1+Q*Q)/RI) -1)$		$A=Sqrt(A2)$	$A: 0.5701$
$B=Rd*(1+Q*Q)$			$B: 66.25$
$Qmin=sqrt(RI/Rd-1)$			$Qmin: 3$
$Xllt2=RI*A$		$Llt2=Xllt2/Wm$	$Llt2: 3.024e-8$
$Xclt=B/(Q+A)$		$Clt= 1/(Wm*Xclt)$	$Clt: 6.518e-11$
Band Pass L			
$Xcbl1= Rd*Q + Xmd$		$Cbl1= 1/(Wm*Xcbl1)$	$Cbl1: 6.063e-11$
$Xcbl2=RI*sqrt(Rd/(RI-Rd))$		$Cbl2= 1/(Wm*Xcbl2)$	$Cbl2: 6.366e-11$
$Xlbl=Xcbl1 - Xd+ (Rd*RI/Xcbl2)$		$Lbl=Xlbl/Wm$	$Lbl: 3.353e-8$
Band Pass T			
$Xlbt= (Rd*Q - Xd)$		$Lbt=Xlbt/Wm$	$Lbt: 1.761e-8$
$Xcbt2=RI*A$		$Cbt2= 1/(Wm*Xcbt2)$	$Cbt2: 3.722e-11$
$Xcbt1=B/(Q-A)$		$Cbt1= 1/(Wm*Xcbt1)$	$Cbt1: 4.692e-11$
Capacitive Transformer			
$Kr=0.5785$	$Kf=1.067$		
$Ro=Kr*RI-Rp$			
$Xcct=Ro*(sqrt((Rp/Ro)/((Qp*Qp+1)-(Rp/Ro))))$		$Cct=1/(Wm*Xcct)$	$Cp1: 3.967e-10$
$Xlct=Kf*(Qp*Rp+(Rp*Ro/Xcct))/(Qp*Qp+1)$		$Lct=Xlct/Wm$	$Cct: 1.879e-10$ $Lct: 8.57e-9$

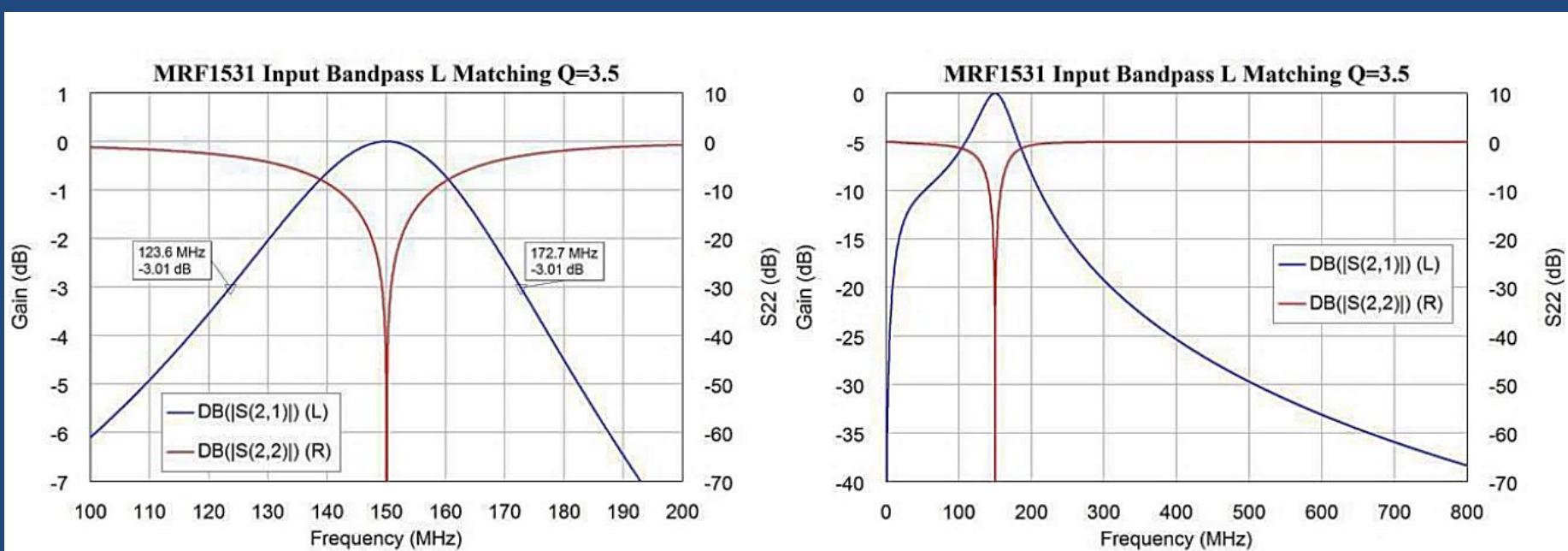
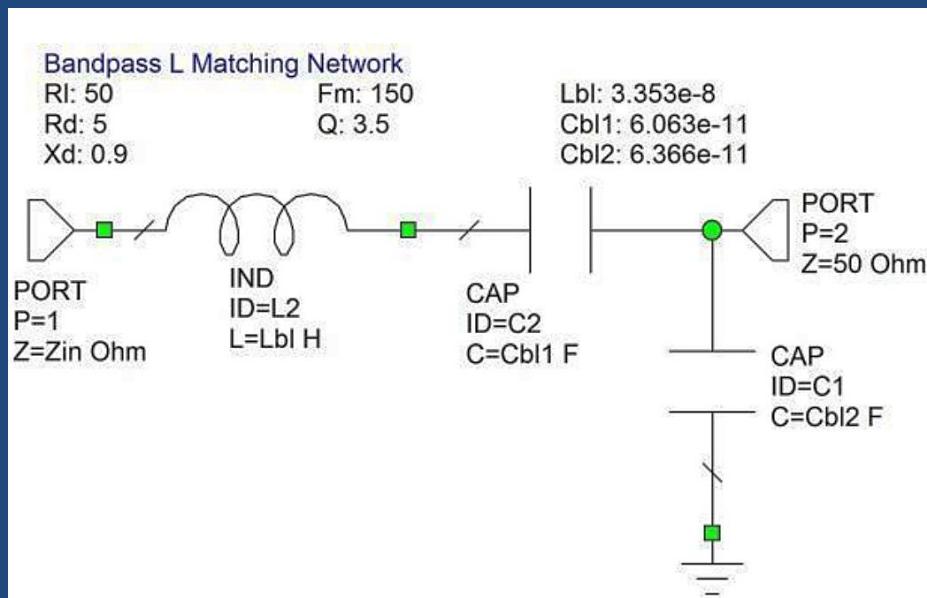
- Red Pi
  - Es una red pasa bajos
  - Elimina armónicos del generador



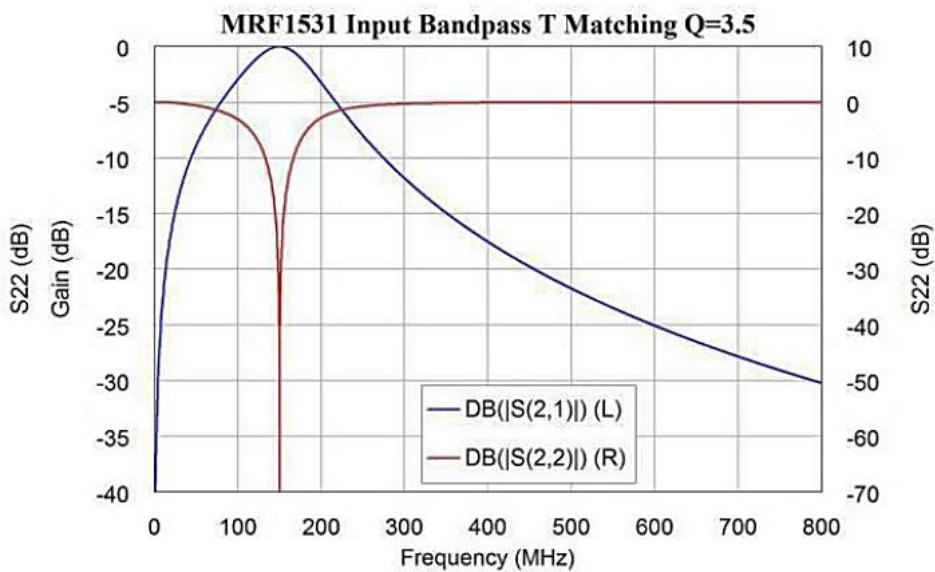
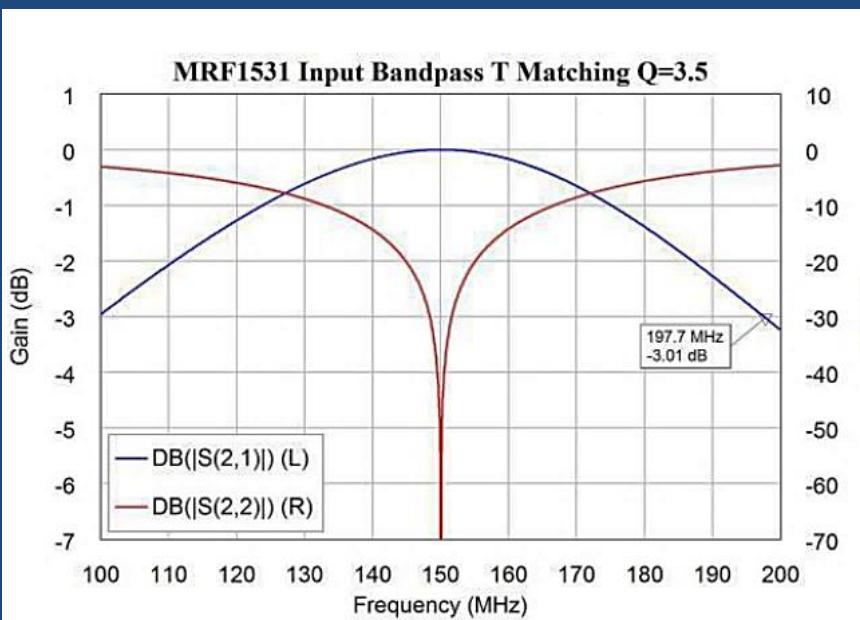
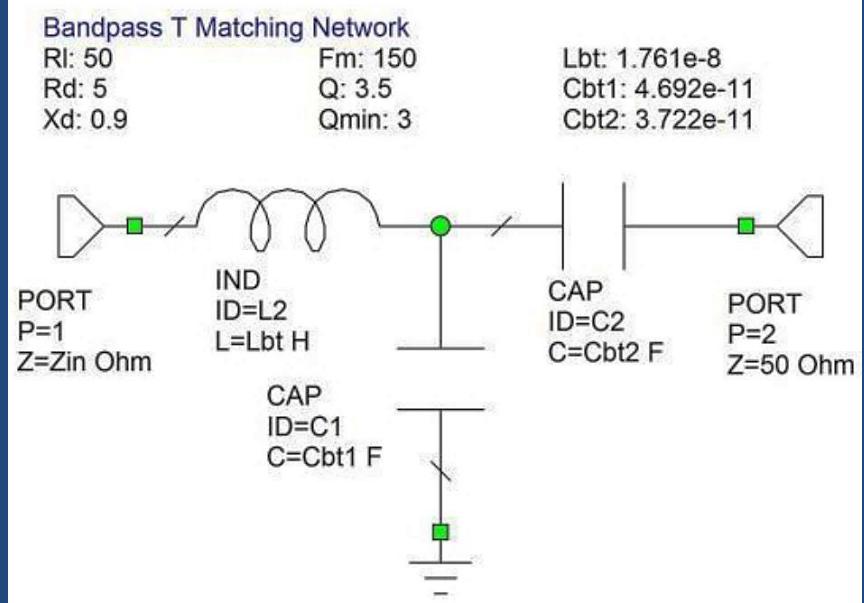
- Red pasa bajos T



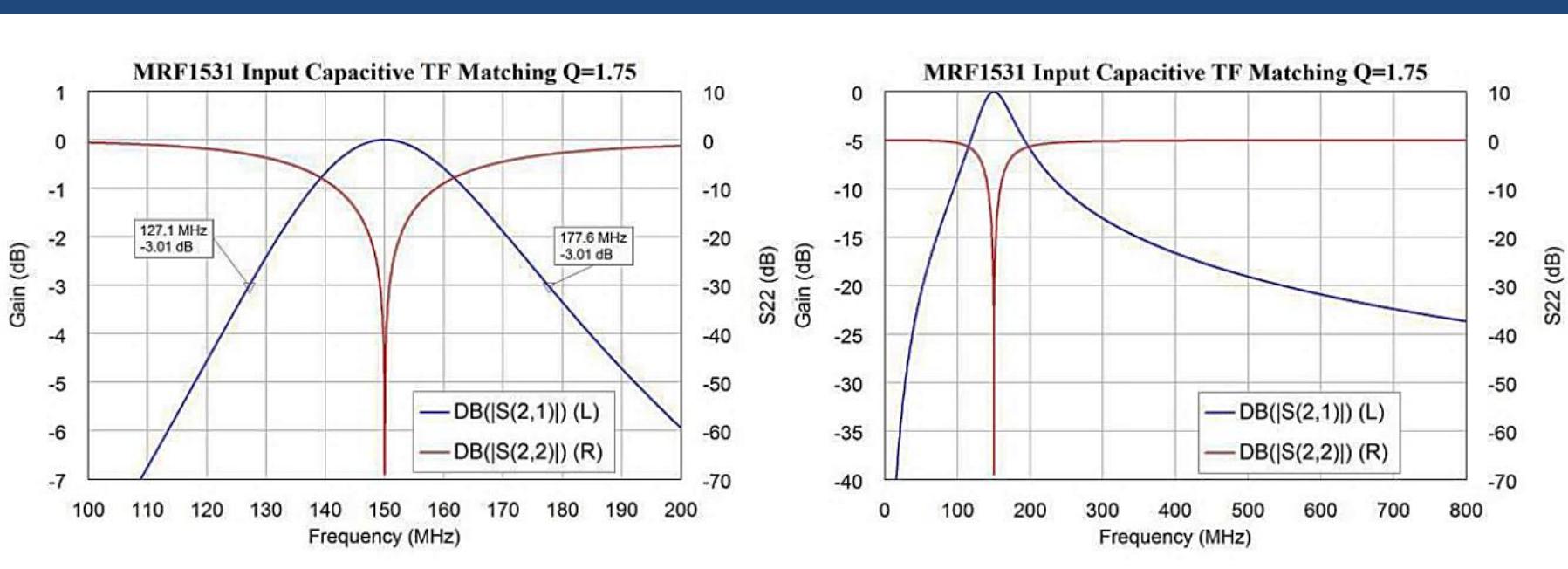
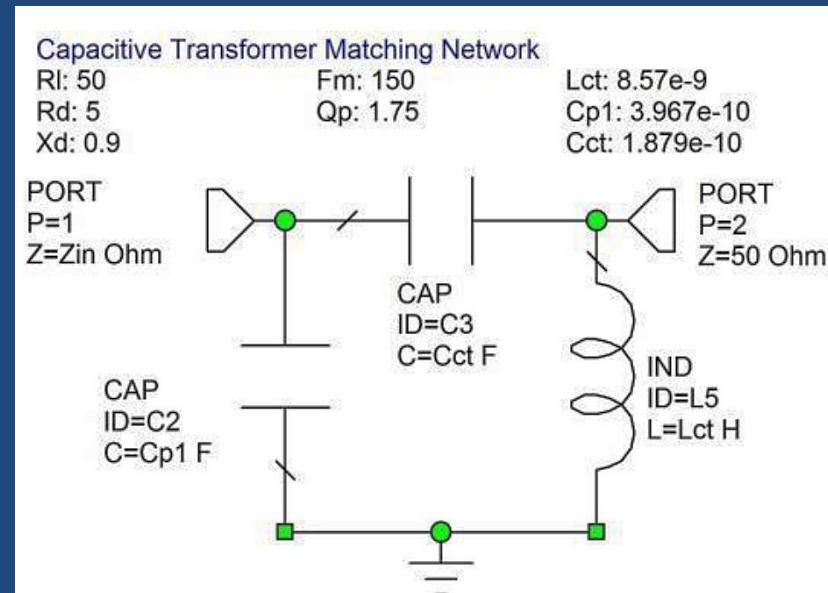
- Red pasa banda L



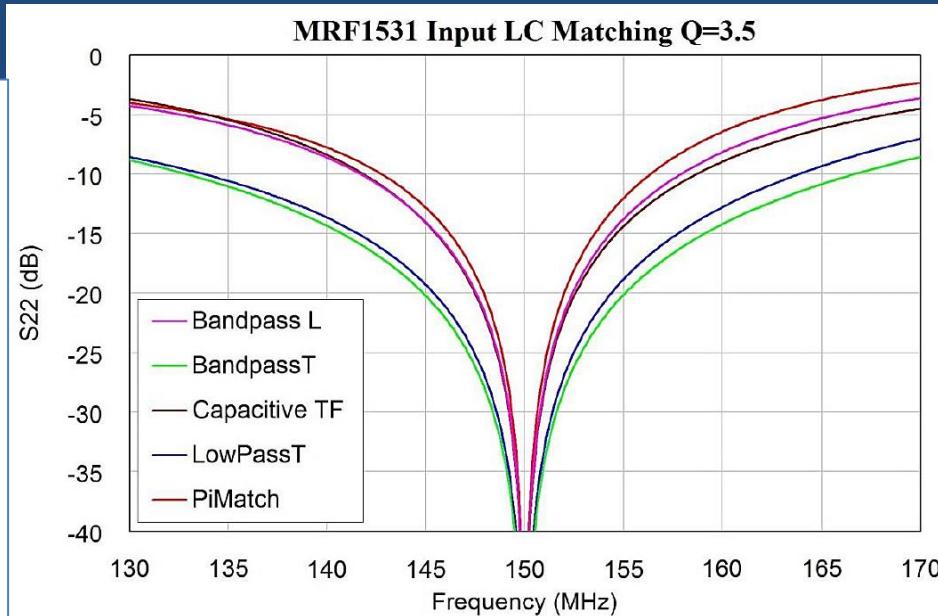
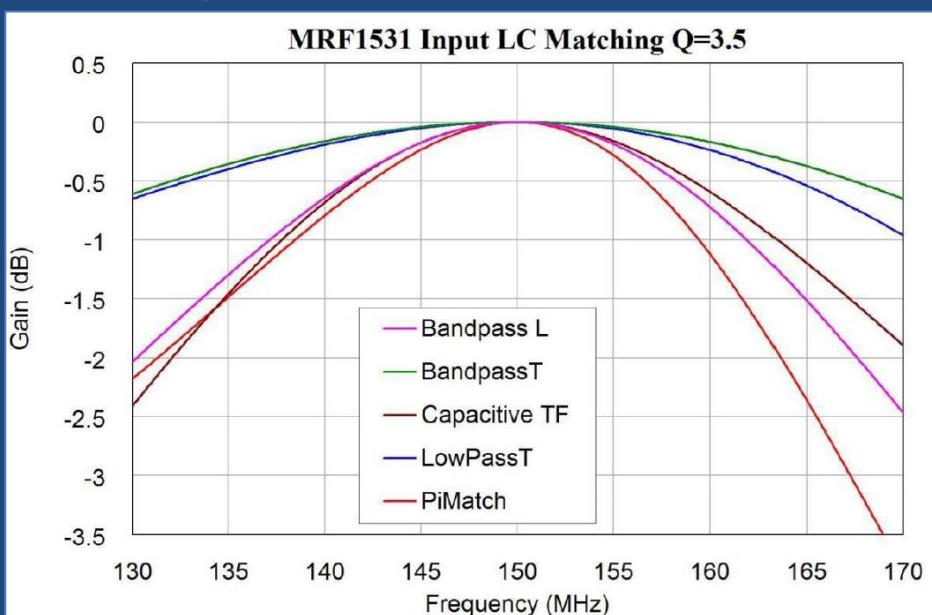
- Red pasa banda T



- Red transformador capacitivo



## • Comparaciones

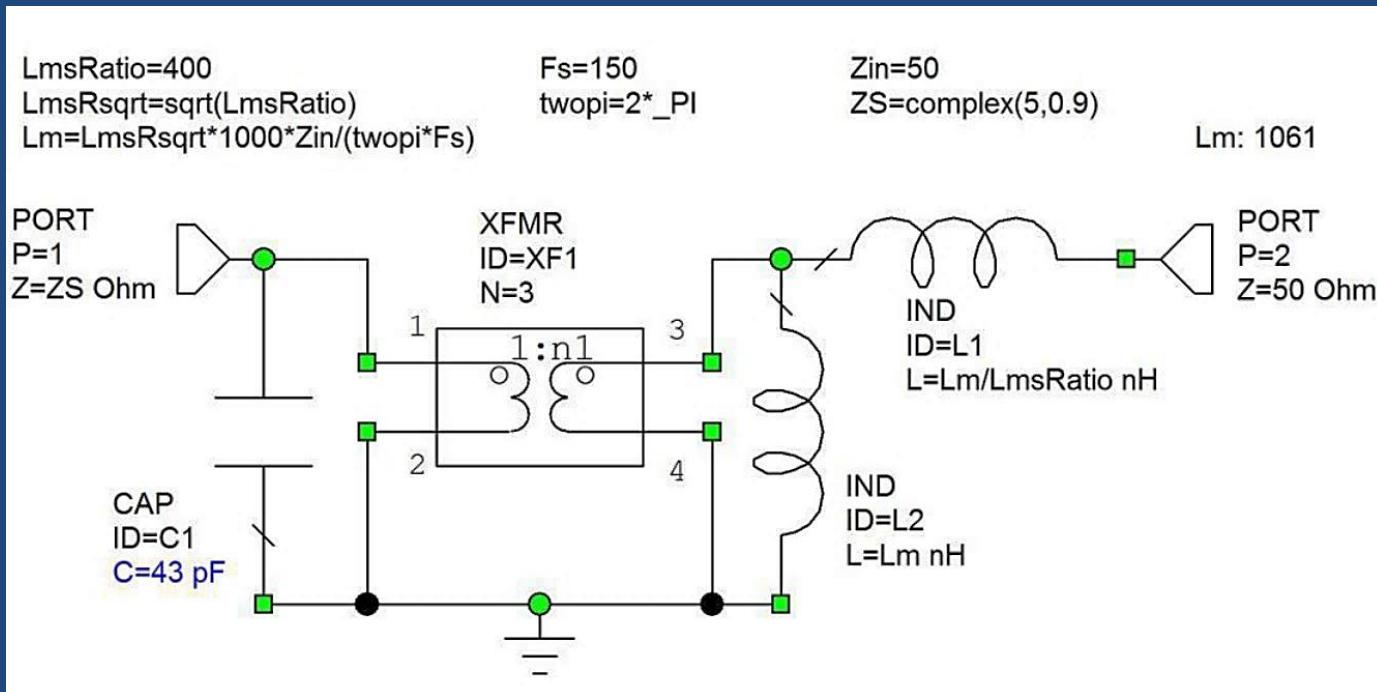


- Comparando las atenuaciones de las redes analizadas en 800 MHz hay una reducción progresiva de la atenuación (ver fig. anteriores)
- La red Pi tiene un  $Q$  mínimo pequeño, se puede ajustar BW para que sea igual que otra red
- Si no se pueden obtener el ancho de banda o la atenuación armónica requeridos, se pueden conectar varias redes de adaptación en cascada, reduciendo la relación de transformación de impedancia de cada red individual y aumentando así el ancho de banda

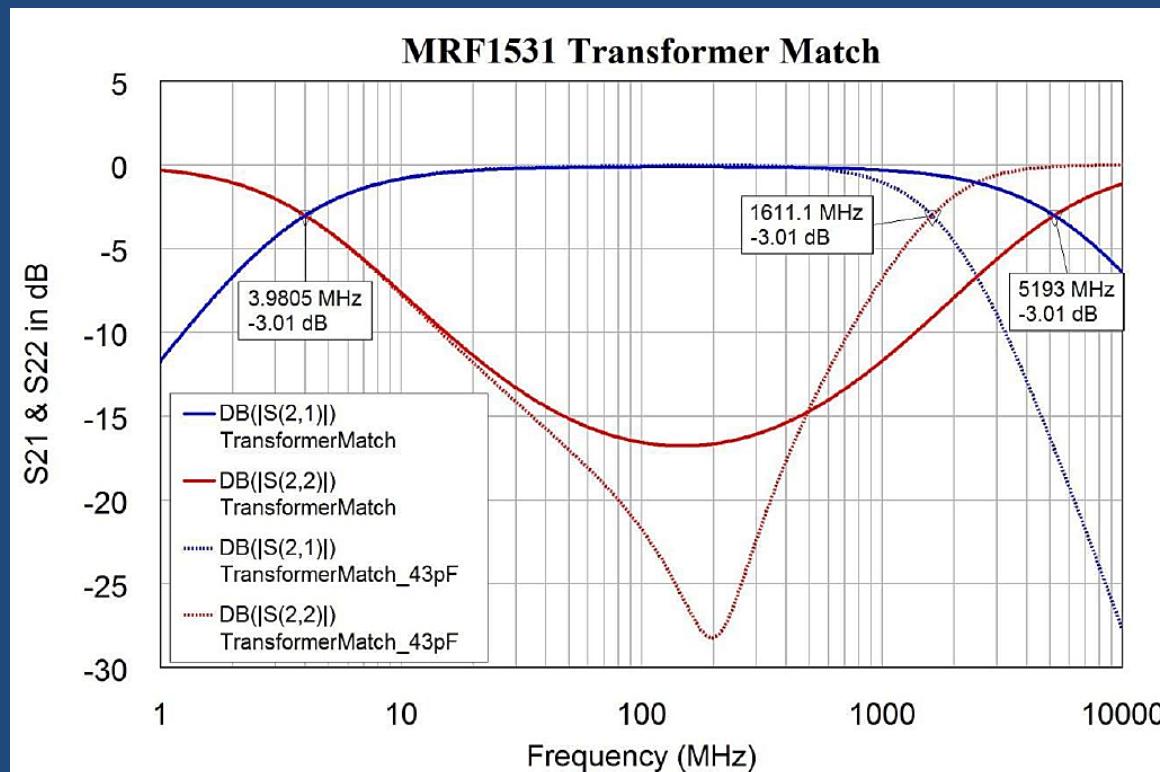
- Las redes pasa banda T, pasa banda L y transformador capacitivo tienen un capacitor que también es útil para bloquear la corriente de CC de polarización
- Las red pasa bajos T, pasa banda T y pasa banda L presentan alta Z al 2do armónico\*, lo que aumenta el  $\eta$ 
  - Sin embargo estas redes producen tensiones de pico más altas por la alta Z presentada a la corriente de 2do armónico
  - Esto puede hacer que se supere la tensión de ruptura del dispositivo o componentes de la red de adaptación
- Las redes pasa bajo también son buenas para filtrar armónicos producidos por el amplificador
- Poner varias redes pasa bajos en cascada aumenta significativamente la atenuación de armónicos

\*Abrir con AWR RF\_Electronics\_Kikkert\_Ch9\_Fig7-19-Close.emp y crear una carta de Smith con  $S_{11}$  para todas la redes de adaptación

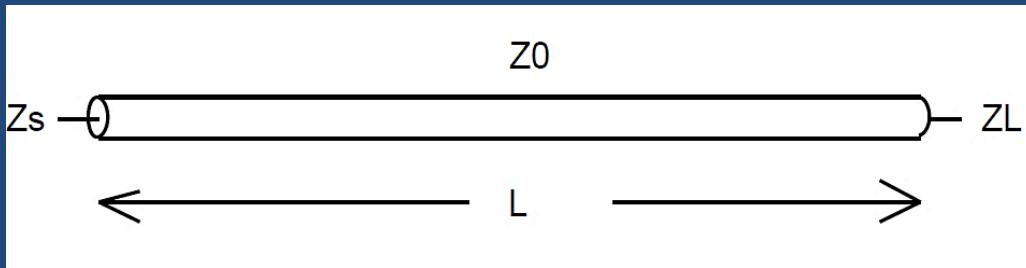
- Adaptación por transformador
  - Para el ejemplo anterior donde  $Z_{in} = 5 + j0,9 \text{ ohm}$ 
    - La mejor relación de vueltas es 3:1 ya que transforma 50 ohm en 5,5 ohm (9:1 relación de impedancias)
    - Es suficientemente cercana a 5 ohm como para transferir la mayor parte de la potencia
  - Un trafo de RF práctico se puede representar con el siguiente circuito



- Las inductancias de magnetización y de fuga se eligen para dar un  $f$  central de 150 MHz
- La relación 400:1 entre  $L_m$  y  $L_s$  se ha tomado de la parte baja de la banda de los valores típicos, por lo que el BW típico sería mayor que el mostrado aquí
- Se supone que  $Z_{in}$  se mantiene cte. en toda la banda, cosa que normalmente no sucede limitando el rango de  $f$  en el cual el dispositivo queda adaptado correctamente
- Se sintoniza con  $C_1=43\text{pF}$  para producir la mejor adaptación en 150MHz



- Adaptación por línea de transmisión



- Donde

- $$Z_S = \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$$

- Sustituyendo  $Z_S = R_S + jX_S$  y  $Z_L = R_L + jX_L$  y luego resolviendo para  $Z_0$  y la longitud eléctrica  $\theta = \beta l$

- $$Z_0 = \sqrt{\frac{R_S|Z_L|^2 - R_L|Z_S|^2}{R_L - R_S}}$$

- $$\theta = \arctan \left( \frac{Z_0(R_S - R_L)}{R_S X_L + R_L X_S} \right)$$

- Esto supone que  $Z_0$  y  $\tan(\beta l)$  son reales

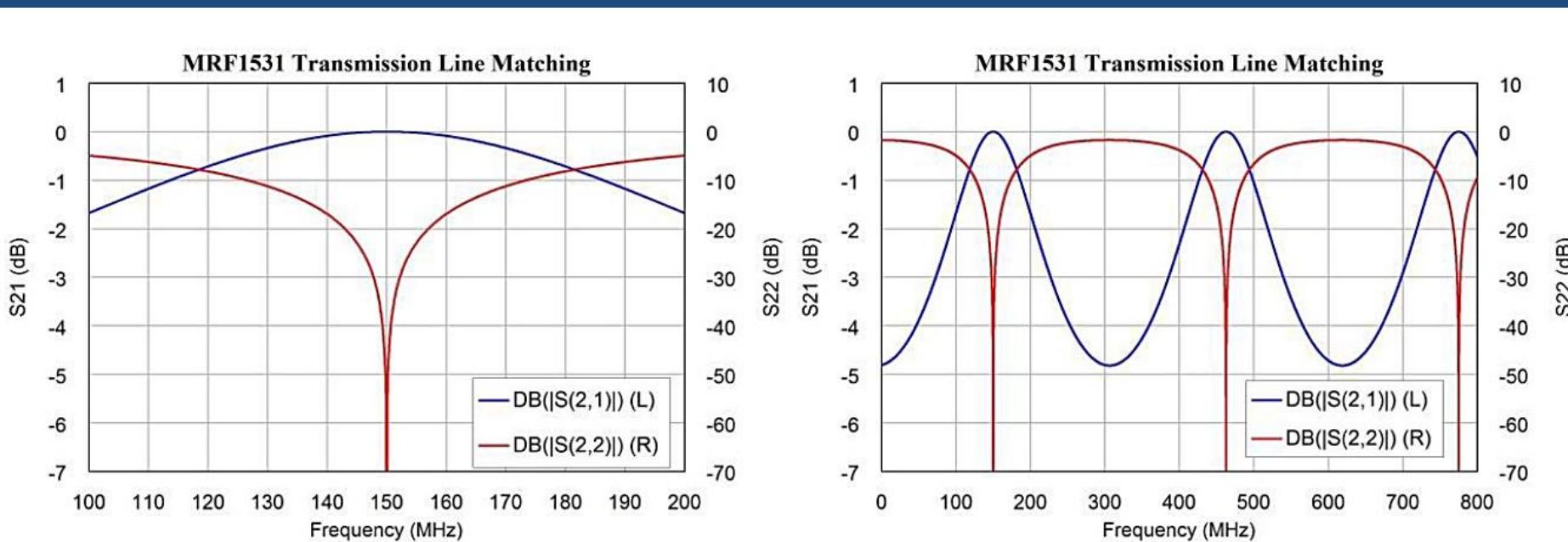
- Para el ejemplo anterior donde  $Z_{in} = 5 + j0,9 \text{ ohm}$  las ecuaciones dan  $Z_0 = 15,78$  y  $\theta = 86,37^\circ$  grados
- Las ecuaciones anteriores se incluyen en Global Definitions de AWRDE

```
RS=5      XS=0.9      MZS2=RS*RS+XS*XS
ZS=complex(RS,XS)
RL=50     XL=0        MZL2=RL*RL+XL*XL
Z0=sqrt((RS*MZL2-RL*MZS2)/(RL-RS))           Z0: 15.78
ELen=deg(atan((Z0*(RL-RS))/(RS*XL+RL*XS)))   ELen: 86.37
```

- Valores para la red de adaptación



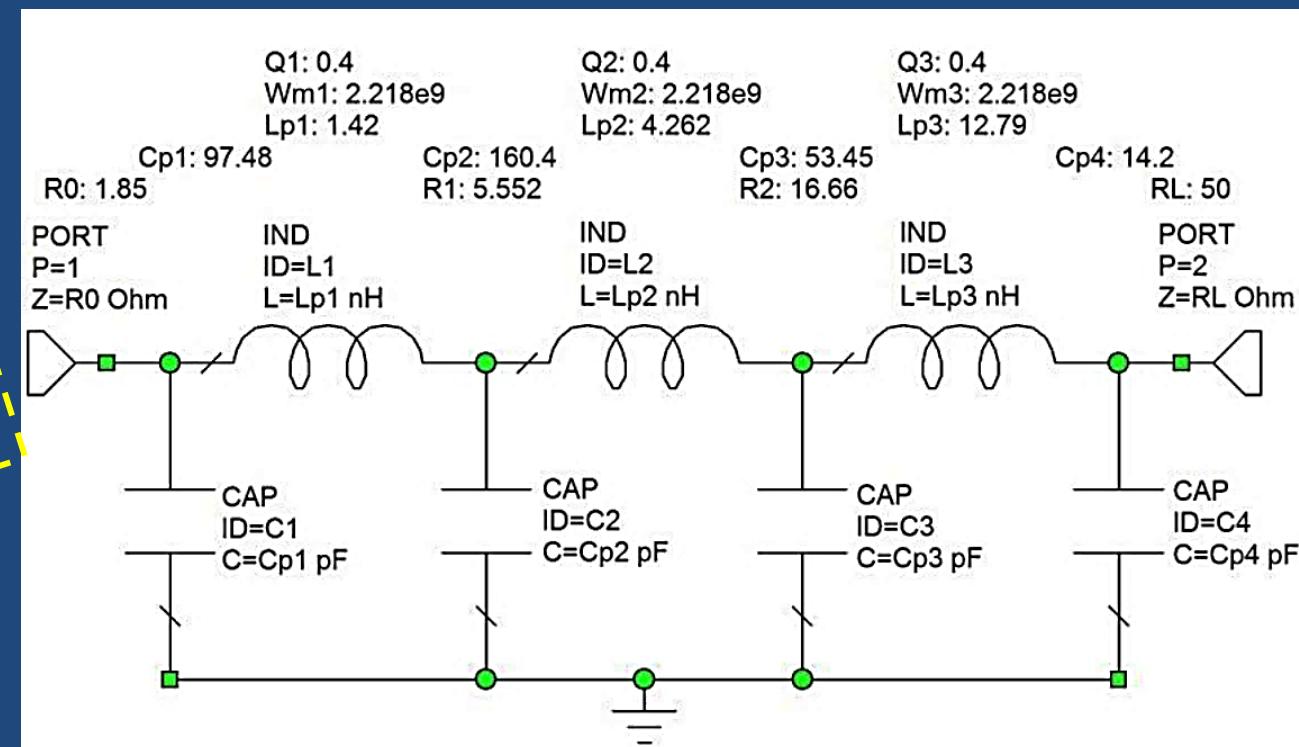
- Se puede ver que el BW de adaptación es mayor que para las redes LC anteriormente vistas
- Las limitaciones de las LT son
  - Difícil de ajustar la adaptación
  - La líneas pueden ser muy largas por lo que esta técnica se aplica generalmente arriba de los 100 MHz
- Las LT pueden reemplazar L en las redes LC y se puede optimizar la adaptación cambiando los valores y la posición de los C
- En la red pasa bajos T para  $f > 100$  MHz es común el reemplazo en aplicaciones comerciales



- Adaptación de banda ancha
  - Puede ser una adaptación de banda ancha a un dispositivo o simplemente una transformación de  $Z$
  - Si la adaptación es para un dispositivo la  $Z$  del dispositivo debe ser representada en forma exacta por
    - Un circuito simple, por ejemplo una  $R$  y un  $C$
    - O los parámetros  $S$  de pequeña o gran señal en una tabla de datos
    - Si el amplificador funciona como un dispositivo no lineal y crea armónicos se debe usar un modelo no lineal tales como los parámetros  $X$ , funciones  $S$ , etc.
  - Dado que AWRDE es un buen optimizador es más simple proceder así
    - Diseñar una primera aproximación de la red de adaptación poniendo en cascada una sucesión de redes individuales
    - Luego mejorar la performance mediante optimización
    - El procedimiento se analiza en el siguiente ejemplo

- Ejemplo de un transformador de impedancias\*
  - Se requiere transformar de 50 a 1,85 ohm
    - La relación de impedancias es  $50/1,85 \approx 27$ : 1 se puede implementar con 3 redes Pi en cascada de 3:1
    - Esto es  $50 \rightarrow 16,67$  ohm,  $16,67 \rightarrow 5,55$  ohm y  $5,55 \rightarrow 1,85$  ohm
  - La adaptación abarca un rango de 250 a 500 MHz
    - Se realiza para la media geométrica  $\sqrt{250 * 500} = 353$  MHz
  - Pérdida de retorno menor que -15 dB

*Esquemático inicial*



– Ecuaciones globales para la red de banda ancha

$R0=1.85$	$X0=0$	$R0: 1.85$
$RL=50$		$RL: 50$
$R=\text{pow}((RL/R0),(1/3))$	$KR1=R$	$R: 3.001$
$R1=KR1*R0$		$R1: 5.552$
$R2=KR2*R0$	$KR2=R^*R$	$R2: 16.66$
$R3=RL$		$KR2: 9.006$
$Fm=353$	$Wm=2*_PI*Fm*1e6$	$Wm: 2.218e9$
$Q1=0.4$	$Wm1=2.218e9$	
$Q2=Q1$	$Wm2=Wm$	
$Q3=Q1$	$Wm3=Wm$	

Pi Match 1

If nonzero X0 then enable:  
 $Rp = ( R0 * R0 + X0 * X0 ) / R0$   
 $Yp = X0/(R0 * R0 + X0 * X0 )$

$Ycp11= (Q1/Rp + Yp)$   
 $Xcp11= (1/Ycp11)$   
 $Xcp12=R1*(\sqrt{(Rp/R1)/((Q1*Q1+1)-(Rp/R1))})$   
 $Xlp1=(Q1*Rp+(Rp*R1/Xcp12))/(Q1*Q1+1)$

If  $X0 = 0$  then enable:  
 $Rp=R0$   
 $Yp=0$

$Cp11= 1e12/(Wm1*Xcp11)$   
 $Cp12=1e12/(Wm1*Xcp12)$   
 $Lp1=Xlp1*1e9/(Wm1)$

$Rp: 1.85$   
 $Yp: 0$

$Cp11: 97.48$   
 $Cp12: 127.9$   
 $Lp1: 1.42$

Pi Match 2

$Ycp21= (Q2/R1)$   
 $Xcp21= (1/Ycp21)$   
 $Xcp22=R2*(\sqrt{(R1/R2)/((Q2*Q2+1)-(R1/R2))})$   
 $Xlp2=(Q2*R1+(R1*R2/Xcp22))/(Q2*Q2+1)$

$Cp21= 1e12/(Wm2*Xcp21)$   
 $Cp22=1e12/(Wm2*Xcp22)$   
 $Lp2=Xlp2*1e9/(Wm2)$

$Cp21: 32.48$   
 $Cp22: 42.63$   
 $Lp2: 4.262$

Pi Match 3

$Ycp31= (Q3/R2)$   
 $Xcp31= (1/Ycp31)$   
 $Xcp32=R3*(\sqrt{(R2/R3)/((Q3*Q3+1)-(R2/R3))})$   
 $Xlp3=(Q3*R2+(R2*R3/Xcp32))/(Q3*Q3+1)$

$Cp31= 1e12/(Wm3*Xcp31)$   
 $Cp32=1e12/(Wm3*Xcp32)$   
 $Lp3=Xlp3*1e9/(Wm3)$

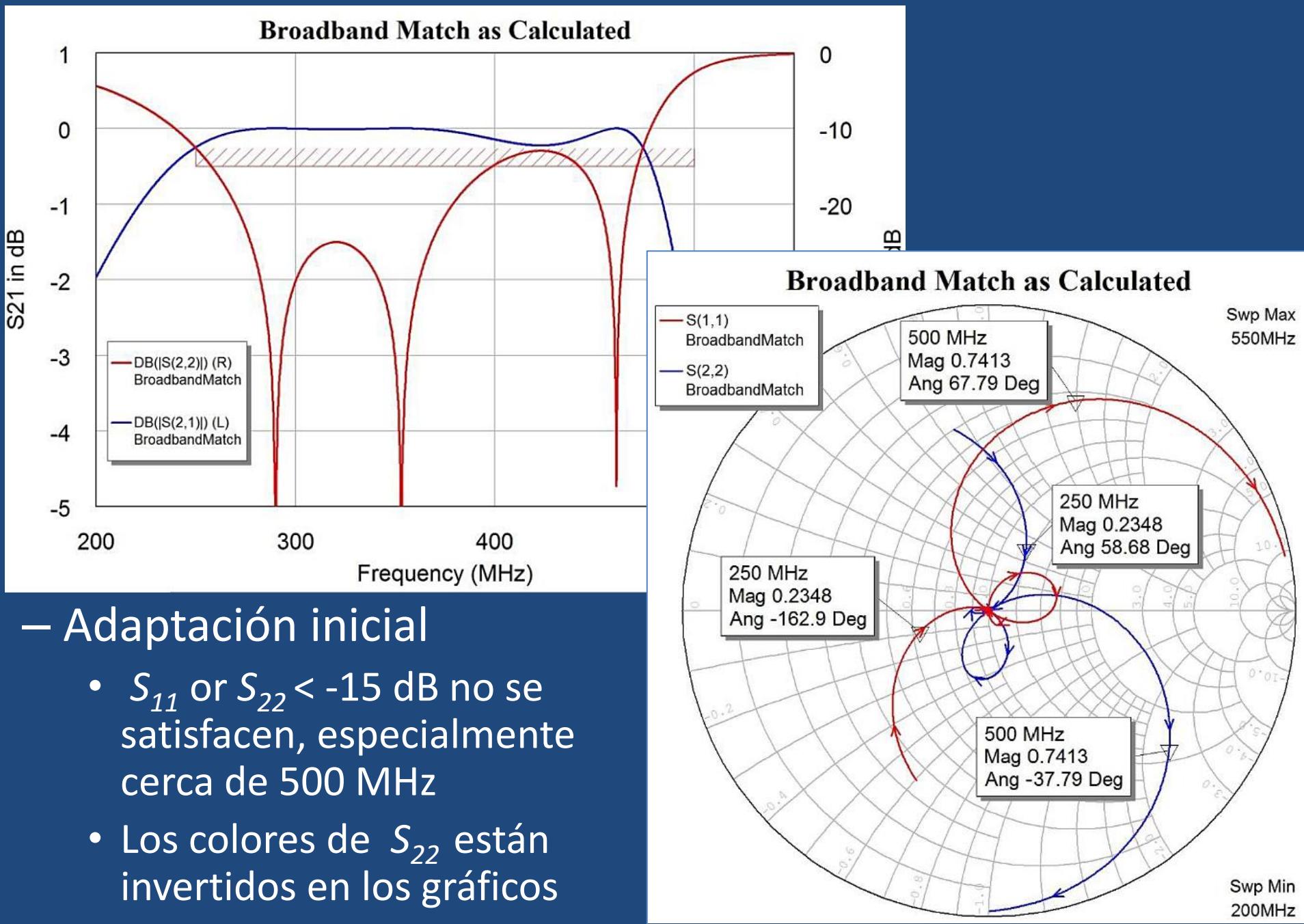
$Cp31: 10.82$   
 $Cp32: 14.2$   
 $Lp3: 12.79$

Combine C's

$Cp1=Cp11$   
 $Cp2=Cp12+Cp21$   
 $Cp3=Cp22+Cp31$   
 $Cp4=Cp32$

$Cp1: 97.48$   
 $Cp2: 160.4$   
 $Cp3: 53.45$   
 $Cp4: 14.2$

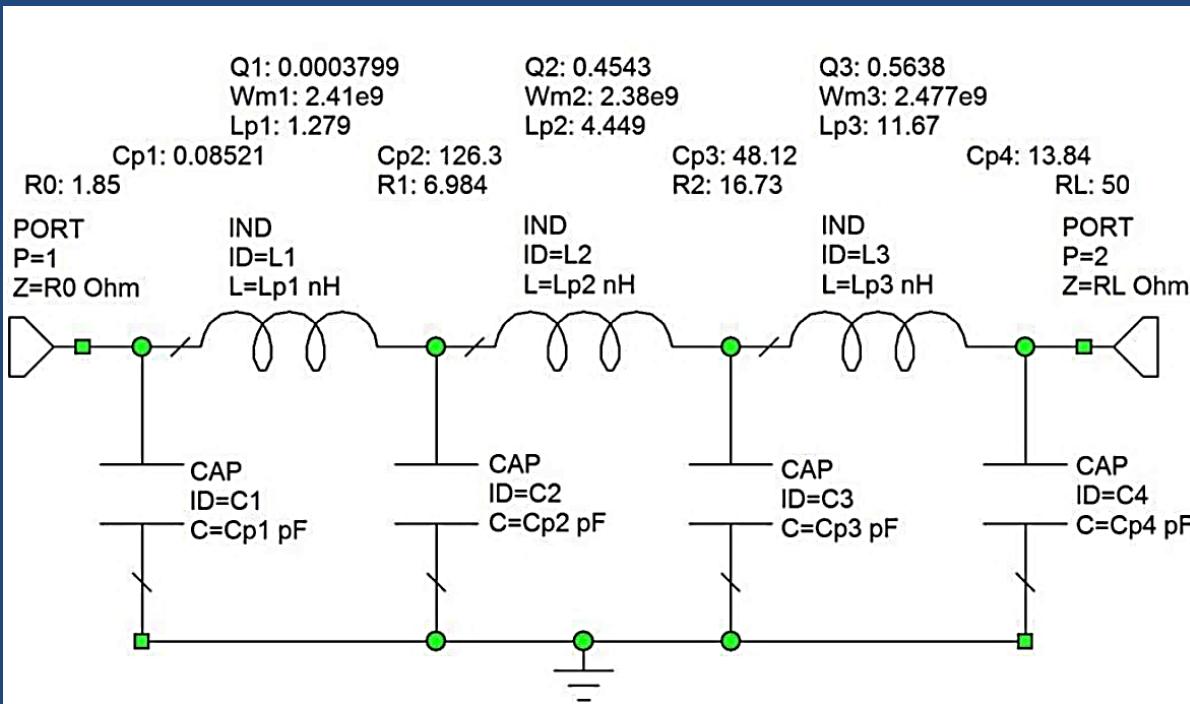
- Para un mayor BW posible se usa un  $Q$  bajo
  - Un  $Q = 0,4$  dará componentes realizables en las redes Pi
- Las ecuaciones que incluyen la parte reactiva, se incluyen pero desactivadas (en verde)
- Para la adaptación de salida de un dispositivo, una sección de pasa bajos T seguida de 1 o 2 secciones de acoplamiento pasa bajos Pi da un mejor  $\eta$  de la etapa
- Se puede también incluir una sección pasa banda para permitir el acoplamiento de CC, para la alimentación, como parte de la red de adaptación de banda ancha
- En la siguiente diapositiva se muestra la adaptación inicial, bastante buena, pero no satisface que  $S_{11}$  or  $S_{22}$  sean menores que -15 dB en el BW de 250 MHz a 500 MHz, por lo que la red deberá ser optimizada



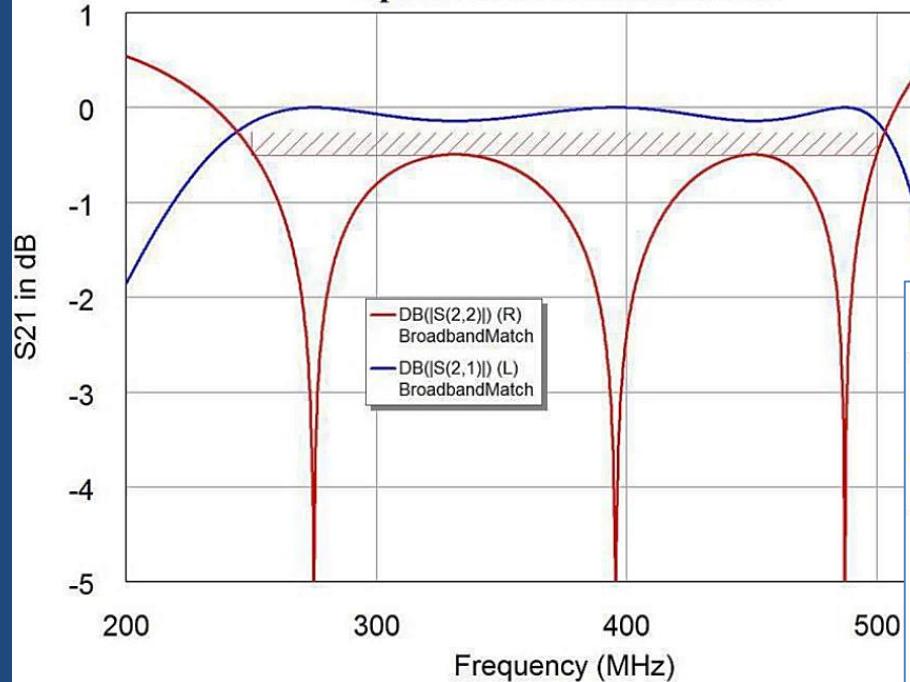
# – Optimización

\*RF\_Electronics\_Kikkert\_Ch9\_Fig30-32.emp

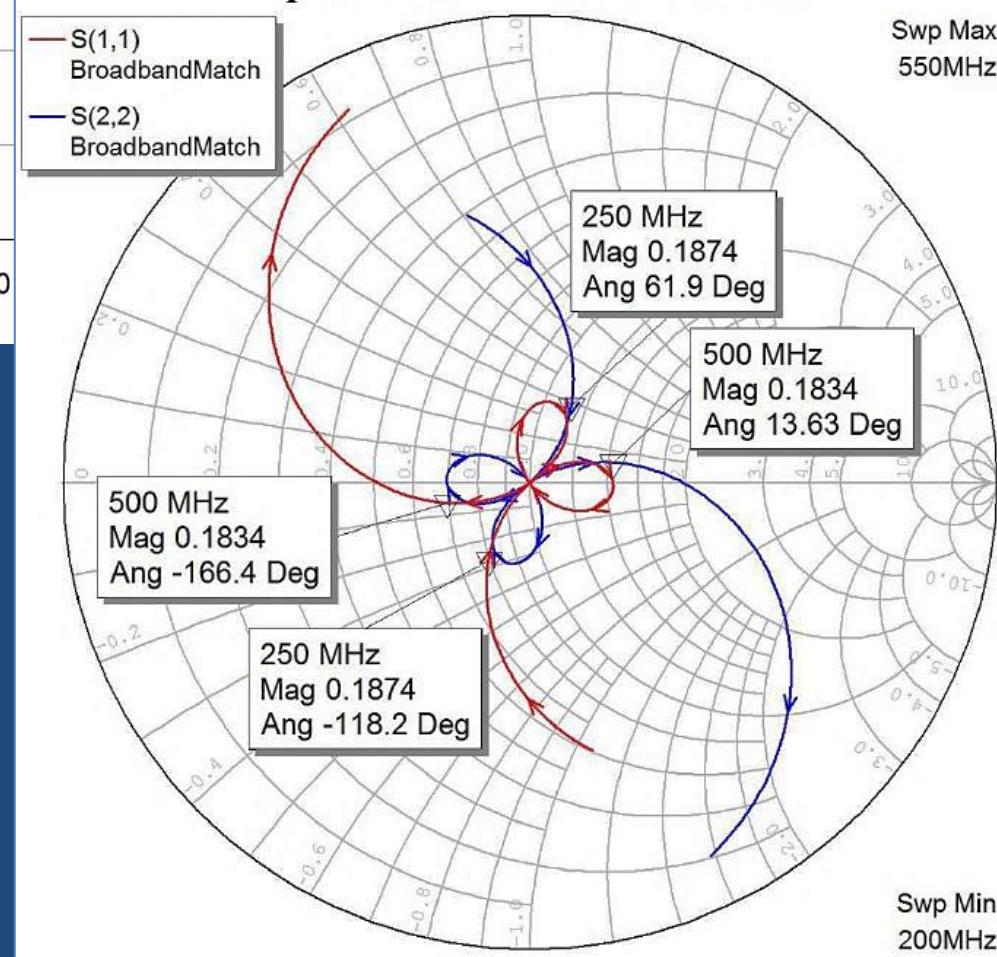
- Hay varias formas de optimizarlo
  - Optimizar los componentes con los valores iniciales de la simulación sin optimizar ( $C_1 = 97.84$ ,  $L_1 = 1.42$ , etc.)
  - Mantener el cálculo de valores de los componentes con las ecuaciones y dejar variar algunos de los parámetros que las definen ( $Q_1$  a  $Q_3$ ,  $KR_1$ ,  $KR_2$ ,  $Wm_1$  a  $Wm_3$ ), dejando como valores iniciales los de diseño
- No hay una única adaptación óptima para la red



- Dependen de los valores iniciales
- Las optimizaciones que tienen relaciones de transformación cercanas a las iniciales,  $f$  centrales (los  $W_m$ ) en el rango de 250 a 500 MHz y valores bajos de  $Q$  son adecuadas

**Optimised Broadband Match**

- Al ser Q1 muy pequeño, C1 es despreciable y se puede eliminar, entonces queda una red T seguida de una Pi

**Optimised Broadband Match**

- S22 es menor que -15 dB para toda la banda
- La adaptación es mejor en todo el BW, ningún coeficiente de reflexión es mayor que 0.1874

- Ejemplo de adaptación para un amplificador de banda ancha
  - Al incorporar un BJT o FET origina un nuevo problema, la interacción entre la entrada y la adaptación de salida

!MRF1535NT1, 12.5V IDQ = 2.0 A, 35W MOS FET							
#	MHZ	S11	S21	S12	S22		
!F		S11	Ang	S21	Ang	S12	Ang
!MHz							
50	0.94	-176	9.42	88	0.005	-72	0.89
100	0.94	-178	4.56	82	0.005	4	0.89
150	0.94	-178	2.99	78	0.003	7	0.89
200	0.94	-178	2.14	74	0.005	17	0.90
250	0.95	-178	1.67	71	0.004	40	0.90
300	0.95	-178	1.32	67	0.007	35	0.91
350	0.95	-178	1.08	67	0.005	57	0.92
400	0.96	-178	0.93	63	0.003	50	0.93
450	0.96	-178	0.78	62	0.007	68	0.93
500	0.96	-177	0.68	61	0.004	99	0.94
550	0.97	-177	0.59	58	0.008	78	0.93
600	0.97	-178	0.51	57	0.009	92	0.92

- Se considera el MRF1535NT1, los parámetros S de pequeña señal están en la tabla
- Se utilizan los parámetros S como punto de partida

- En AWR este archivo se usa como un subcircuito
- Se requiere adaptación desde 250 a 450 MHz, se considera una  $f_{central}$  350 MHz

– Suponiendo el dispositivo unilateral, para adaptación perfecta de entrada y salida  $\Gamma_{in} = S_{11}$  y  $\Gamma_{out} = S_{22}$

- $Z_{in} = Z_0 \frac{1-S_{11}}{1+S_{11}}$  y  $Z_{out} = Z_0 \frac{1-S_{22}}{1+S_{22}}$  usando valores de la tabla
- $Z_{in} = 1,282 - j0,8722$  ohm y  $Z_{out} = 2,089 - j2,616$  ohm

– La adaptación de entrada consta de

- Una capacidad de acoplamiento + red Pi + red pasabajos T
- La sección pasa bajos T ofrece una adaptación de menor  $Q$  que una Pi para la entrada capacitiva del MOSFET

#### MRF1535NT1 Transistor

S parameters at 350MHz, S11=0.95Ang-178, S21=1.08Ang67, S12=0.005Ang57, S22=0.92Ang-174

S11=polar(0.95,-178)  
S21=polar(1.08,67)  
S12=polar(0.005,57)  
S22=polar(0.92,-174)

S11: (-0.9494,-0.03315)  
S21: (0.422,0.9941)  
S12: (0.002723,0.004193)  
S22: (-0.915,-0.09617)

Zin=50\*(1+S11)/(1-S11)  
Zout=50\*(1+S22)/(1-S22)

Rin=real(Zin)	Xin=imag(Zin)	Zin: (1.282,-0.8722)
Rout=real(Zout)	Xout=imag(Zout)	Zout: (2.089,-2.616)

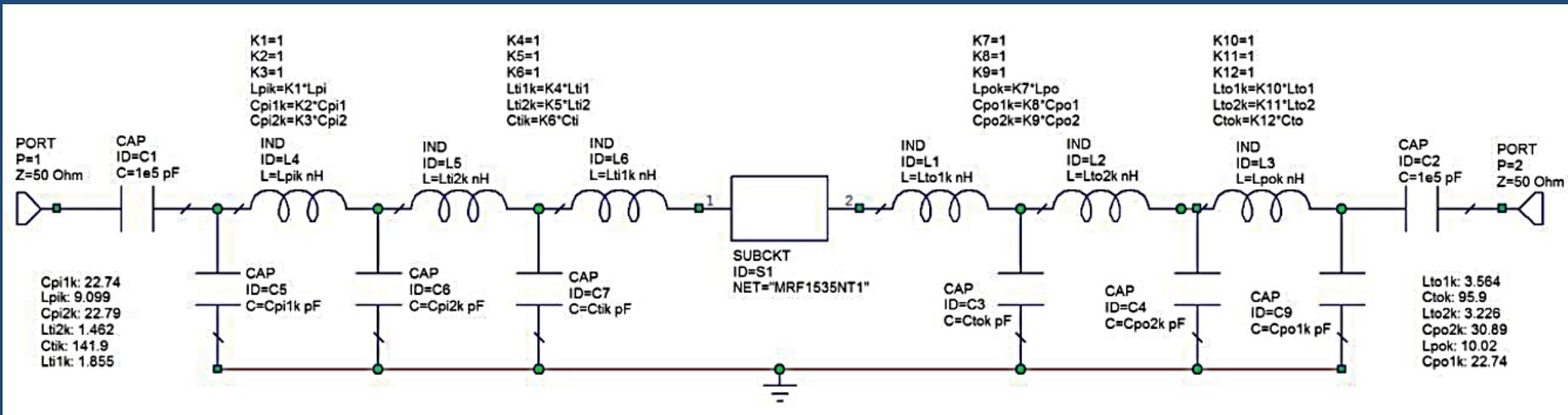
Ri1=50                    Rin: 1.282  
Ri2=sqrt(Ri1\*Rin)  
Ro1=50                    Rout: 2.089  
Ro2=sqrt(Ro1\*Rout)  
Freq=3.5e8  
Qi=2.5  
Qo=2.5

Xin: -0.8722	Ri2: 8.008
Xout: -2.616	Ro2: 10.22
Wm=2*_PI*Freq	Wm: 2.199e9

<b>Pi Match input</b>		
$Y_{cpi1} = (Q_i/R_{i1})$	$Q_{ipmin} = \sqrt{R_{i1}/R_{i2}}$	$Q_{ipmin}: 2.499$
$X_{cpi1} = (1/Y_{cpi1})$	$C_{pi1} = 1e12/(W_m * X_{cpi1})$	$C_{pi1}: 22.74$
$X_{cpi2} = R_{i2} * (\sqrt{(R_{i1}/R_{i2}) / ((Q_i * Q_i + 1) - (R_{i1}/R_{i2}))})$	$C_{pi2} = 1e12/(W_m * X_{cpi2})$	$C_{pi2}: 22.79$
$X_{ipi} = (Q_i * R_{i1} + (R_{i1} * R_{i2} / X_{cpi2})) / (Q_i * Q_i + 1)$	$L_{pi} = 1e9 * X_{ipi} / (W_m)$	$L_{pi}: 9.099$
<b>LowPassT Match input</b>		
$X_{lit1} = (R_{in} * Q_i - X_{in})$	$L_{ti1} = 1e9 * X_{lit1} / W_m$	$L_{ti1}: 1.855$
$A_{i2} = ((R_{in} * (1 + Q_i * Q_i) / R_{i2}) - 1)$	$A_i = \sqrt{A_{i2}}$	$A_i: 0.4014$
$B_i = R_{in} * (1 + Q_i * Q_i)$		$B_i: 9.298$
$Q_{itmin} = \sqrt{R_{i2} / R_{in} - 1}$		$Q_{itmin}: 2.29$
$X_{lit2} = R_{i2} * A_i$	$L_{ti2} = 1e9 * X_{lit2} / W_m$	$L_{ti2}: 1.462$
$X_{cit} = B_i / (Q_i + A_i)$	$C_{ti} = 1e12 / (W_m * X_{cit})$	$C_{ti}: 141.9$
<b>Pi Match output</b>		
$Y_{cpo1} = (Q_o / R_{o1})$	$Q_{opmin} = \sqrt{R_{o1} / R_{o2}}$	$Q_{opmin}: 2.212$
$X_{cpo1} = (1/Y_{cpo1})$	$C_{po1} = 1e12 / (W_m * X_{cpo1})$	$C_{po1}: 22.74$
$X_{cpo2} = R_{o2} * (\sqrt{(R_{o1} / R_{o2}) / ((Q_o * Q_o + 1) - (R_{o1} / R_{o2}))})$	$C_{po2} = 1e12 / (W_m * X_{cpo2})$	$C_{po2}: 30.89$
$X_{ipo} = (Q_o * R_{o1} + (R_{o1} * R_{o2} / X_{cpo2})) / (Q_o * Q_o + 1)$	$L_{po} = X_{ipo} * 1e9 / (W_m)$	$L_{po}: 10.02$
<b>LowPassT Match output</b>		
$X_{lot1} = (R_{out} * Q_o - X_{out})$	$L_{to1} = 1e9 * X_{lot1} / W_m$	$L_{to1}: 3.564$
$A_{o2} = ((R_{out} * (1 + Q_o * Q_o) / R_{o2}) - 1)$	$A_o = \sqrt{A_{o2}}$	$A_o: 0.6942$
$B_o = R_{out} * (1 + Q_o * Q_o)$		$B_o: 15.15$
$Q_{otmin} = \sqrt{R_{o2} / R_{in} - 1}$		$Q_{otmin}: 2.29$
$X_{lot2} = R_{o2} * A_o$	$L_{to2} = 1e9 * X_{lot2} / W_m$	$L_{to2}: 3.226$
$X_{cot} = B_o / (Q_o + A_o)$	$C_{to} = 1e12 / (W_m * X_{cot})$	$C_{to}: 95.9$

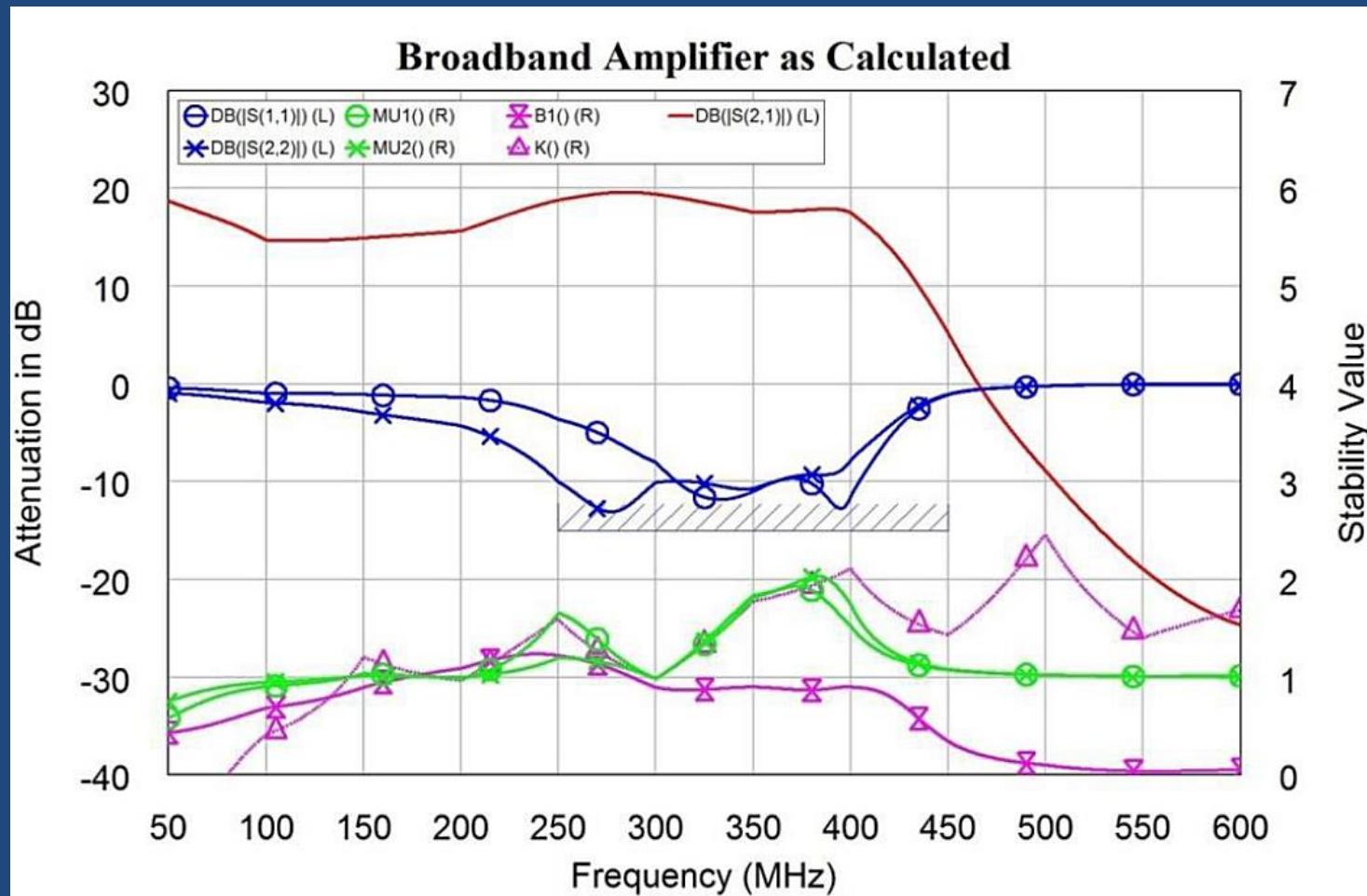
– La adaptación de salida consta de

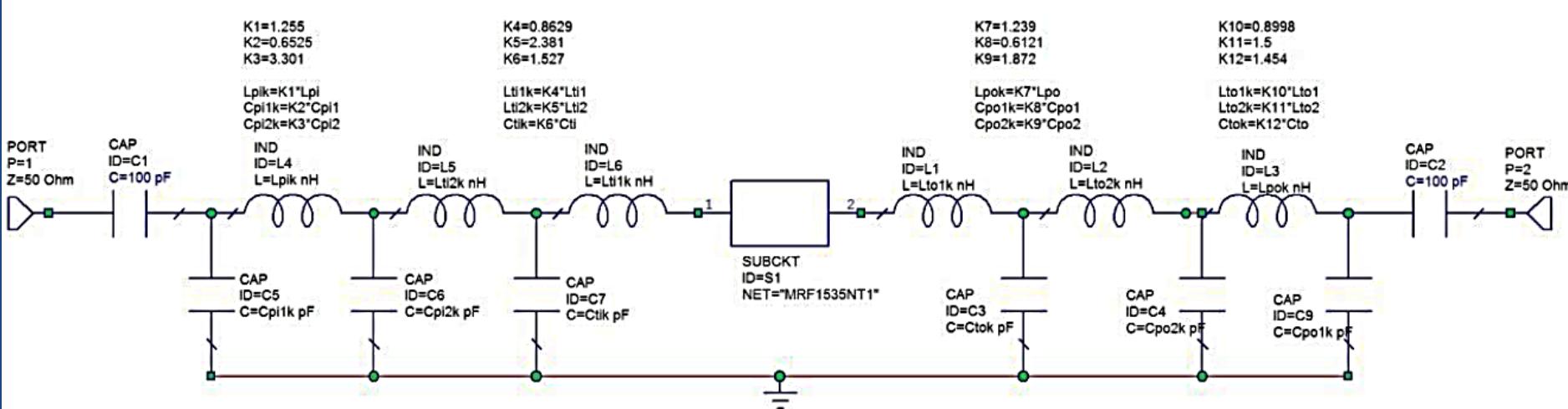
- Una red pasa bajos T. La  $L$  en serie aumenta el  $\eta$  de la etapa
- Una sección Pi para un buen filtrado de armónicos



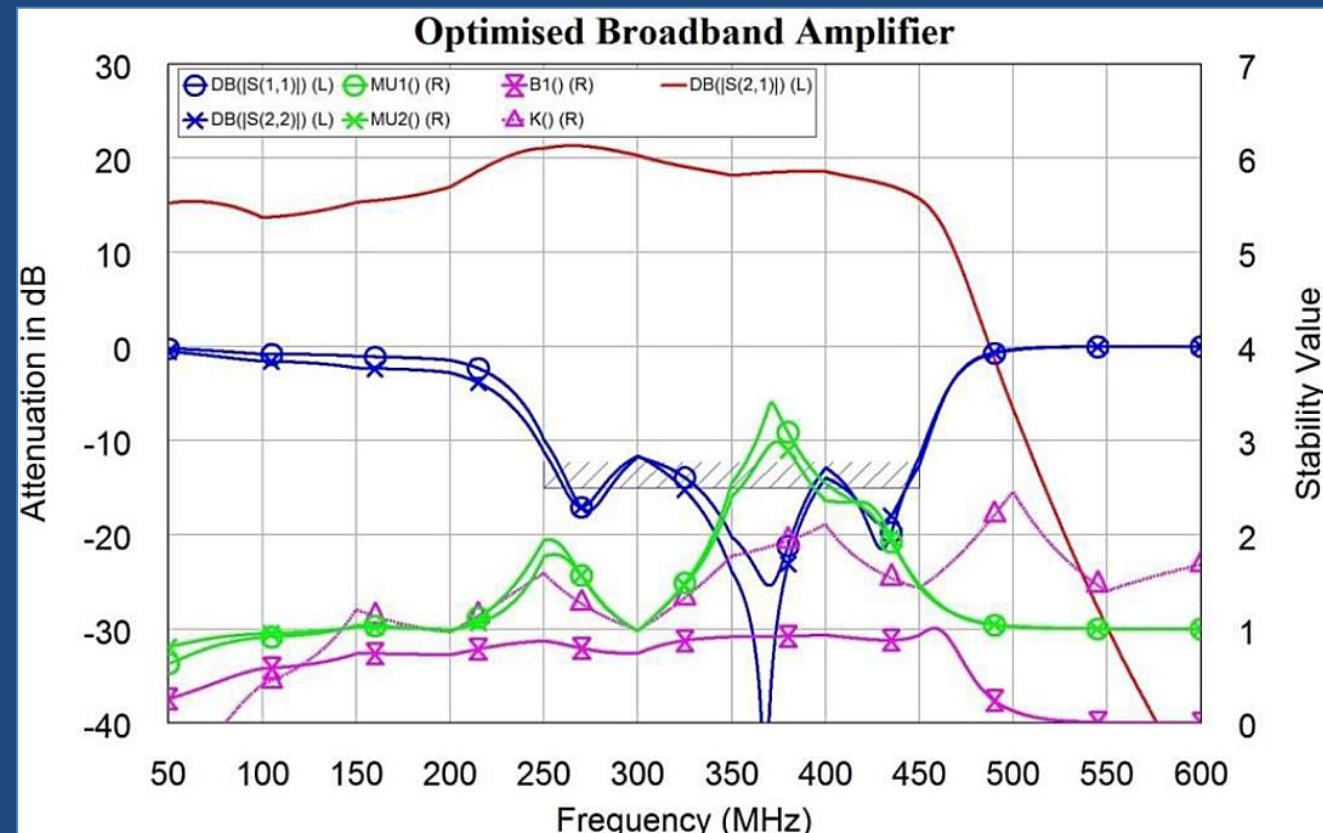
- Dado que las  $Z$  del transistor son mucho menores que 50 ohm, resultan de menor valor poner  $C$  de bloqueo para la CC junto a los 50 ohm
- Por otro lado las  $C$  de las redes de adaptación más internas deben soportar la componente de CC de polarización
- En la siguiente diapositiva se muestra los resultados del procedimiento de adaptación
  - Hay una razonable adaptación de entrada y de salida
  - Una ganancia mayor que 15 dB hasta 400 MHz

- Pero existen problemas de estabilidad
- Para estabilidad incondicional, (Rollet)  $K > 1$  y  $B_1 > 0$ , o los coeficientes  $\mu_1$  de entrada y  $\mu_2$  de salida deben ser mayor que uno
- Esto se cumple en la banda de frecuencias 250 a 450 MHz, pero no fuera de este rango, especialmente entre 50 y 150MHz

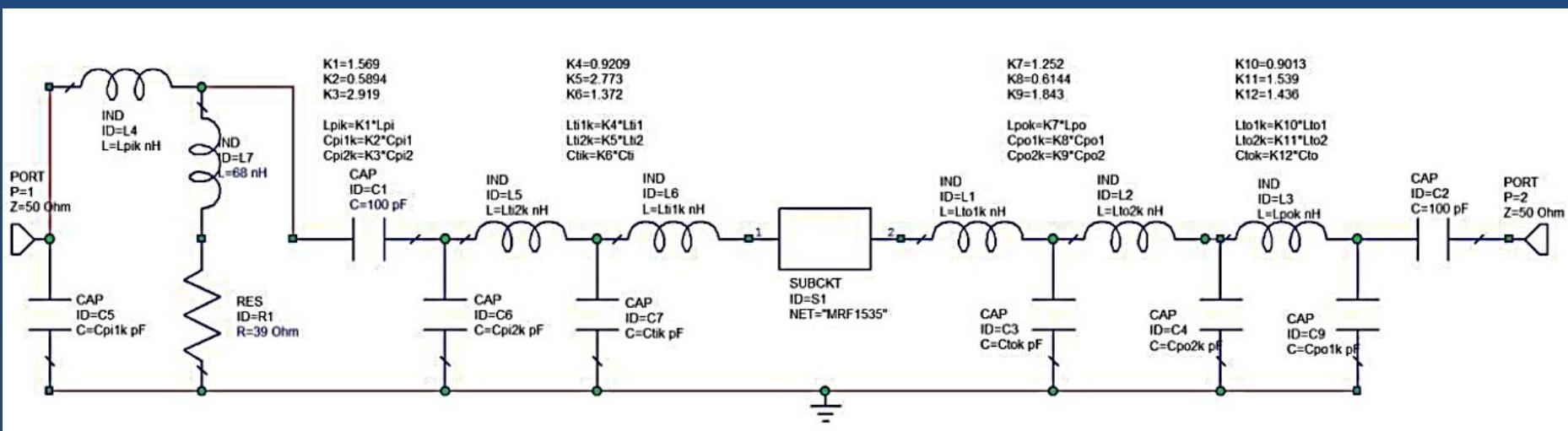


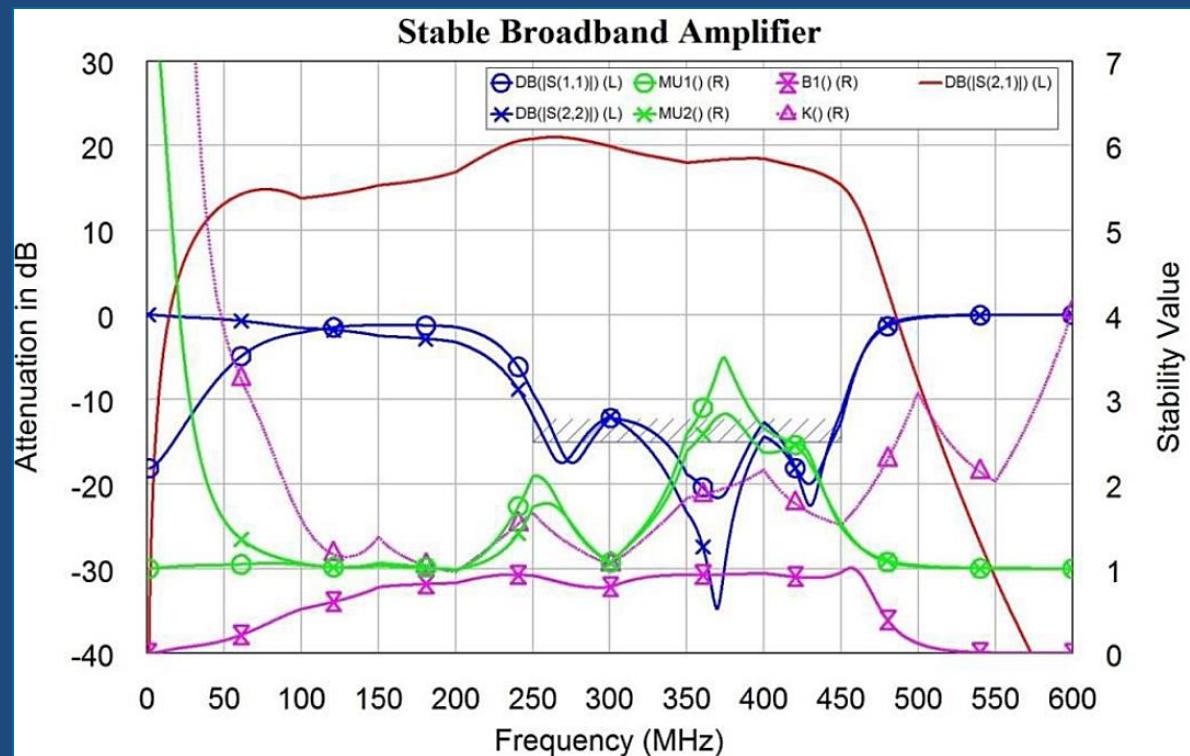


- La red inicial se ha optimizado para mejorar las adaptaciones entre 250 a 450 MHz
- La  $G$  ha aumentado ligeramente debido a la mejora en la adaptación



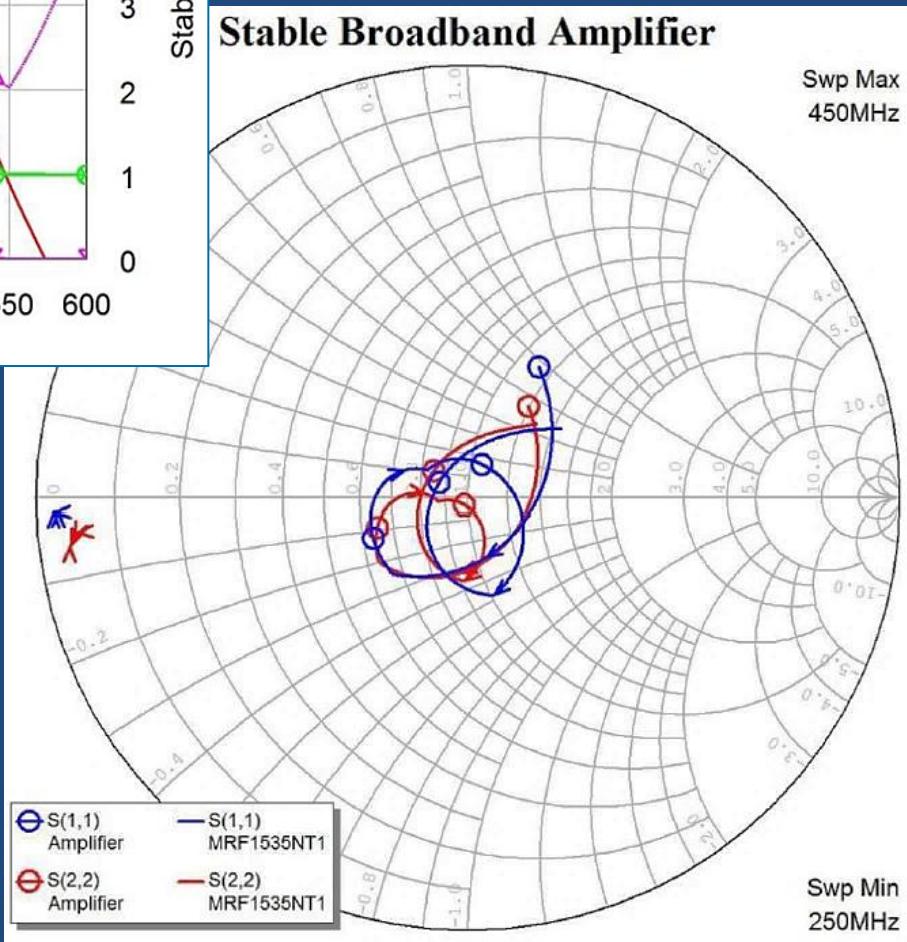
- La estabilidad ha mejorado levemente pero sigue condicionalmente inestable entre 50 y 140 MHz
- Como se ve en la tabla,  $S_{21}$  aumenta mucho para  $f$  bajas por lo que tiende a oscilar
- $C_1$  y  $C_2$  se definieron grandes para que no afecten la respuesta en  $f$  pero ahora se los reduce para reducir la  $G$  en baja  $f$
- Esta última medida no es suficiente ya que aún permanece condicionalmente estable entre 50 y 100 MHz
- Se aplica la solución mostrada en el esquemático,  $R_1$  solo trabaja en bajas  $f$
- Como esto cambia la adaptación se vuelve a optimizar incluyendo que  $\mu_1$  y  $\mu_2 > 1$  desde 1MHz a 600 MHz como parámetros de optimización



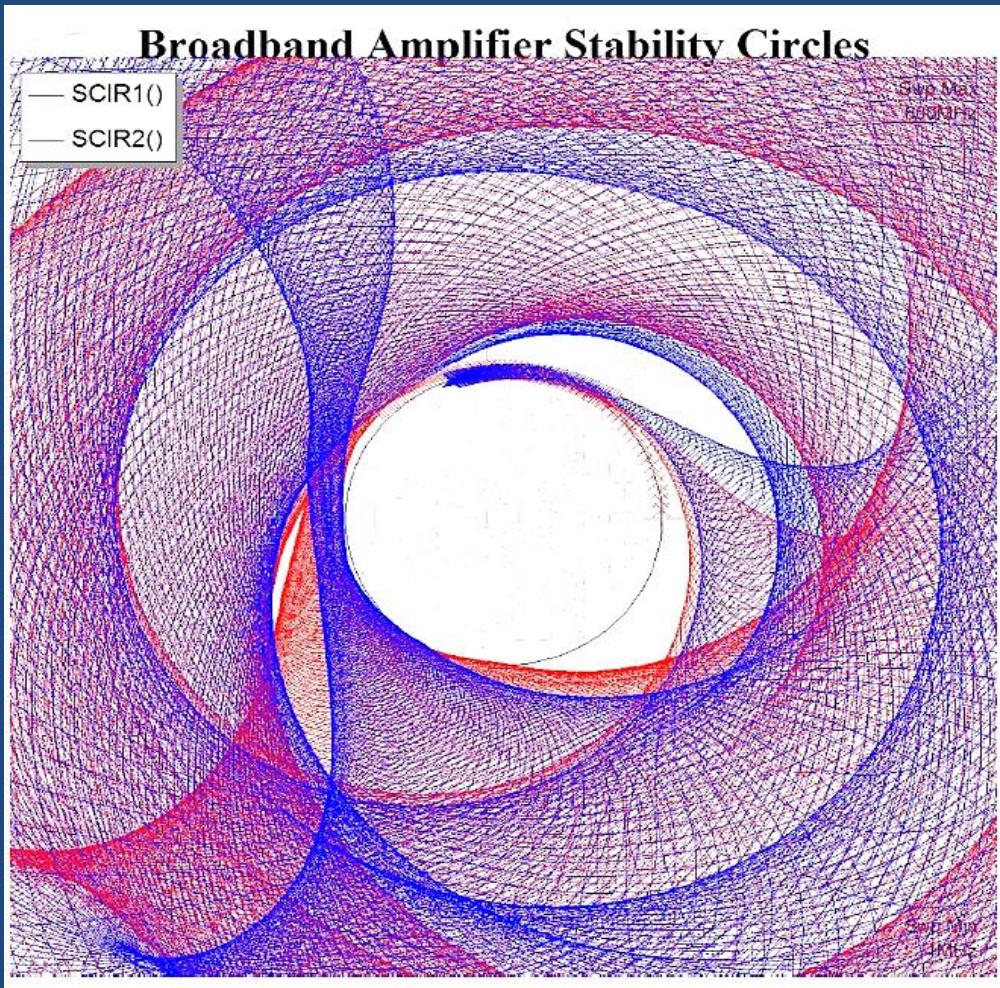


- El amplificador queda bien adaptado entre 250 y 450 MHz

\*RF\_Electronics\_Kikkert\_Ch9  
\_Fig38-40.emp



- Es incondicionalmente estable excepto en 200 MHz donde  $\mu_1 = 0,977$  y  $\mu_2 = 0,990$
- En la carta se muestran la Z de entrada y salida del amplificador y junto con el  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del MOSFET
- La adaptación de impedancias es muy buena

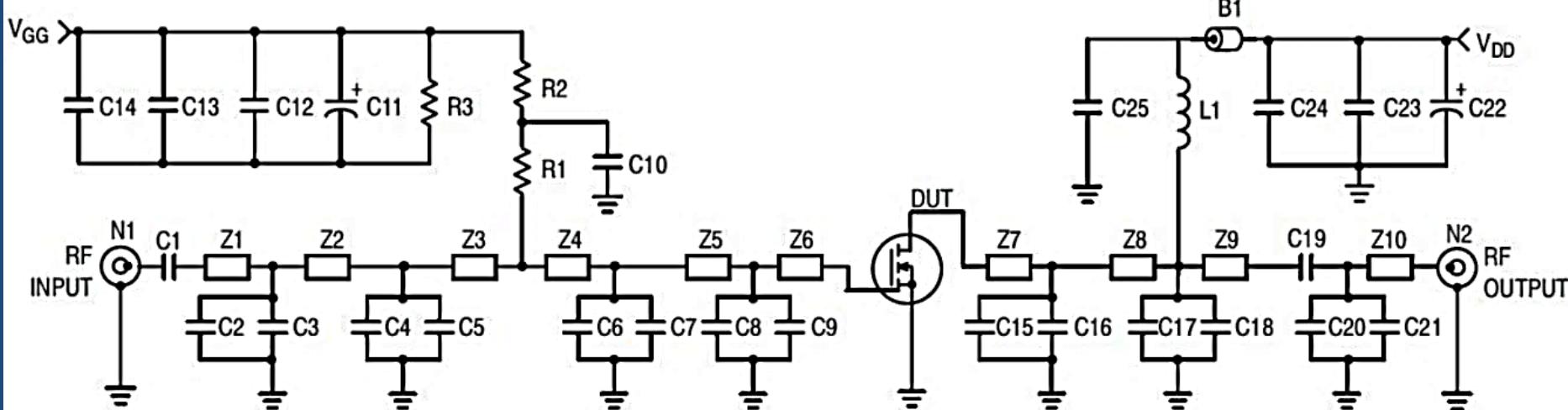


\*RF\_Electronics\_Kikkert\_Ch9\_Fig41.emp

- Se muestran los círculos de estabilidad de entrada en rojo y salida en azul
- $f$  va en incrementos de 1 MHz de 1 a 600 MHz
- Las regiones inestables están fuera de  $\Gamma = 1$  excepto una muy pequeña zona en 200 MHz
- Si este amplificador fuera para uso comercial habría que realizar más optimizaciones y modificaciones de circuito para obtener una respuesta en  $f$  más plana quizá a costa de un ligero desajuste de  $Z$  en alguna banda de  $f$

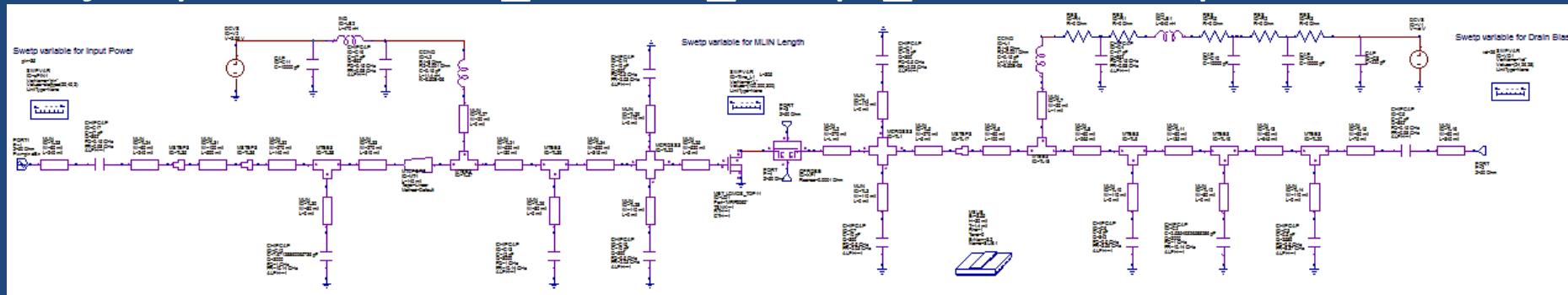
- El circuito de ensayo de banda ancha 450 a 520 MHz del fabricante es muy parecido al ejemplo
- Ha sustituido los inductores por segmentos de LT microstrip
- Note que Z6 y Z7 son mas anchas que el resto
- Lamentablemente el fabricante no provee información sobre el PCB

# – Red de adaptación del MRF1535NT1 de la hoja de datos



B1	Ferroxcube VK200	C21	1.8 pF, 100 mil Chip Capacitor
C1	160 pF, 100 mil Chip Capacitor	L1	47.5 nH, 5 Turn, Coilcraft
C2	3 pF, 100 mil Chip Capacitor	N1, N2	Type N Flange Mounts
C3	3.6 pF, 100 mil Chip Capacitor	R1	500 Ω Chip Resistor (0805)
C4	2.2 pF, 100 mil Chip Capacitor	R2	1 kΩ Chip Resistor (0805)
C5	10 pF, 100 mil Chip Capacitor	Z1	0.480" x 0.080" Microstrip
C6, C7	16 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z2	1.070" x 0.080" Microstrip
C8, C15, C16	27 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z3	0.290" x 0.080" Microstrip
C9	43 pF, 100 mil Chip Capacitor	Z4	0.160" x 0.080" Microstrip
C10, C14, C25	160 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z5, Z8	0.120" x 0.080" Microstrip
C11, C22	10 μF, 50 V Electrolytic Capacitors	Z6, Z7	0.120" x 0.223" Microstrip
C12, C24	1,200 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z9	1.380" x 0.080" Microstrip
C13, C23	0.1 μF, 100 mil Chip Capacitors	Z10	0.625" x 0.080" Microstrip
C17, C18	24 pF, 100 mil Chip Capacitors	Board	Glass Teflon®, 31 mils
C19	160 pF, 100 mil Chip Capacitor		
C20	8.2 pF, 100 mil Chip Capacitor		

- Ejemplo: Freescale\_LDMOS\_Swept\_Variable.emp de AWRDE



- Las redes de adaptación pueden ser más complejas como este ejemplo
- Amplificador de 60 W, LDMOS MRF9060, BW entre 900 y 1000 MHz
- Las bajas  $Z_0$  de las LT para adaptar al transistor originan pistas más anchas



- En general los FET son más lineales que los BJT por lo que son preferidos para aplicaciones de intermodulación baja tales como
  - Estaciones bases de radio móviles
  - DAB (Digital Audio Broadcasting)
  - Transmisores de TV
- Los FET tienen ganancias muy altas a baja  $f$  por lo que son mas susceptibles a ser inestables