



8 Adaptación de Impedancias

El tema es extremadamente amplio por lo que este capítulo es solo un ataque parcial al tema, orientado a la adaptación de impedancias en amplificadores de potencia. Este capítulo esta basado en el libro de Kikkert [1].

8.1 Introducción

A fin de obtener la mayor potencia posible de un transistor efecto de campo o bipolar, las impedancias de entrada y de salida del dispositivo se deben adaptar al circuito en el que se lo inserta. Para una máxima transferencia de potencia, la impedancia de la fuente y la impedancia de carga deben estar adaptadas conjugadas a las impedancias del dispositivo, es decir las partes resistivas o reales deben valer lo mismo y las partes reactivas o imaginarias debe tener la misma magnitud pero de polaridad opuesta.

8.1.1 Parámetros de gran señal

Para transistores de potencia, las impedancias de entrada y salida de gran señal y los parámetros S de gran señal son muy diferentes de las impedancias de pequeñas de señal y de los parámetros S de pequeña señal. Para un transistor dado, cuando las señales de entrada sean pequeñas se deberían utilizar los parámetros de pequeña señal dado que los dispositivos se comportan de una manera lineal. Los parámetros de gran señal se deben utilizar en los diseños para el mismo dispositivo cuando la magnitud de las señales de entrada son tales que el dispositivo ya no se comporta de una manera lineal.

8.1.2 Tipos de adaptación

8.1.2.1 Transformador

Los transformadores de RF se pueden usar para producir la adaptación de impedancias en banda ancha. Las principales limitaciones son la gama restringida de impedancias disponibles (limitada por el cuadrado de la relación de espiras: 1, 4, 9, etc.) y las limitaciones de frecuencia que se dan en los transformadores.

8.1.2.2 LC

Los circuitos con inductores y capacitores se usan mucho para la transformación de impedancias. La adaptación con redes LC funciona correctamente en un ancho de banda relativamente estrecho. Las adaptaciones con circuitos LC son muy prácticas a frecuencias de hasta 1 GHz. Por encima de 1 GHz, la adaptación con líneas de transmisión es más económica. Una ventaja de las adaptaciones con mallas LC es que permite un fácil ajuste ante las variaciones de las características del dispositivo (capacitores ajustables, inductores con núcleos ajustables, deformación de inductores de alambre, etc.).

8.1.2.3 Línea de transmisión

Para adaptar un puerto a una determinada impedancia se necesita una línea de transmisión de una longitud y de una impedancia característica definida. Una adaptación de este tipo tiende a tener un rango de frecuencias más amplio que una adaptación con una red LC y normalmente se aplica para frecuencias superiores a 100 MHz. Por debajo de 100 MHz las líneas de transmisión son demasiado largas para constituir una solución práctica. Es difícil ajustar la longitud y la impedancia característica de una línea de transmisión una vez construida.

La aplicación de cada una de las técnicas de adaptación mencionadas anteriormente debe ser evaluada a la luz de las características del diseño del circuito y sus especificaciones.

8.2 Elección de los componentes y el valor del Q

Es muy importante que el valor de los capacitores y los inductores utilizados se midan en la frecuencia de funcionamiento del circuito. Muchos capacitores no son adecuados para aplicaciones de RF, como aquellos en que su frecuencia de auto-resonancia está por debajo de la frecuencia de funcionamiento. Para aplicaciones de potencia, los inductores deben ser elegidos con una capacidad de conducción de corriente mayor o igual que la requerida, y los inductores con núcleos de ferrita, a veces no son adecuados ya que sus pérdidas pueden ser demasiado altas.

Para una red simple con sintonía paralela, como una red Pi, la corriente que circula por el resonador es aproximadamente Q veces la corriente de carga externa. Para un amplificador de 50 W, con una carga de 50 ohm, la corriente de carga es de 1A. Para $Q = 10$, la corriente que circula en la red Pi es por lo tanto del orden de 10 A. Esto puede causar un calentamiento importante y por lo tanto fallas en los componentes. Para algunas redes, tales como las redes T y la red pasa banda L (ambas asimilables a un circuito resonante serie), algunos nodos experimentan tensiones elevadas que pueden provocar la ruptura por sobretensión de los componentes. Cuanto mayor es el Q , mayor es el estrés de los componentes. Un valor de Q alto también puede causar desintonía o desadaptación dado que los componentes de la red cambian su valor debido al aumento de temperatura. En general es deseable un valor Q lo más bajo posible, ya que esto le dará al circuito un mayor ancho de banda y un menor estrés de los componentes.

Pero, si la red es para ser utilizada tanto para la adaptación de la salida de un amplificador como para el filtrado de armónicos, se puede considerar un mayor valor de Q , ya que cuanto mayor es el Q , mayor es la atenuación de los armónicos del amplificador. Para las redes de salida de los amplificadores, donde puede ser necesario el filtrado de armónicos, las redes en cascada son un medio apropiado para lograr la atenuación necesaria de los armónicos. Para obtener un gran ancho de banda y usar un Q bajo, se usan transformaciones de impedancia sucesivas, como se describe en este capítulo en la sección sobre adaptación de banda ancha.

Dado que los límites de intensidad y tensión en las redes de adaptación de salida son muy importantes, existe un compromiso entre el valor del Q y el orden del filtro (cantidad de secciones), para satisfacer la atenuación armónica y el ancho de banda.

8.3 Adaptación LC

En la adaptación LC, se usan inductores y capacitores para obtener la adaptación conjugada de impedancia. Las ecuaciones para calcular los componentes necesarios están contenidas en la nota de aplicación de Motorola

AN267 [2], la adaptación LC es un método muy práctico para adaptar impedancias en los amplificadores de potencia de hasta 1 GHz. Un buen indicador de la idoneidad de una adaptación LC para un transistor se puede inferir si la misma ha sido utilizada por los fabricantes en los circuitos de prueba mostrados en las hojas de datos del transistor a la frecuencia de interés.

Debido a que es relativamente fácil sintonizar la red de adaptación utilizando capacitores variables, estas redes LC son normalmente usadas por los fabricantes para determinar la impedancia de entrada y de salida de los dispositivos. El dispositivo se pone en un zócalo de prueba (jig) y la red de adaptación se ajusta para obtener la potencia de salida requerida con un buen rendimiento y con una baja pérdida de retorno en la entrada. Los valores resultantes de los componentes de la red de adaptación LC se utilizan para determinar la impedancia de entrada y la de salida del dispositivo.

En todas las ecuaciones utilizadas en este capítulo, la impedancia del dispositivo es $R_d + jX_d$ y la impedancia de carga es R_L .

En los diseños que se presentan aquí, las ecuaciones para las redes de adaptación se evalúan en el simulador AWRDE (AWR Development Environment), para permitir que los parámetros de diseño que se cambien o sean optimizados y observar fácilmente el efecto que tienen sobre el diseño.

8.3.1 Red Pi

La red de adaptación Pi es muy útil para adaptar fuentes de alta impedancia a cargas de 50 ohm. Por esta razón la adaptación Pi es muy usada en amplificadores a válvulas. Para los dispositivos de estado sólido de alta potencia, las bajas impedancias, hacen que los valores de los componentes de la red Pi se vuelven imprácticos ya que resultan capacitores demasiado grandes e inductores demasiados pequeños. La Fig. 8.1 muestra la red Pi usada para adaptación.

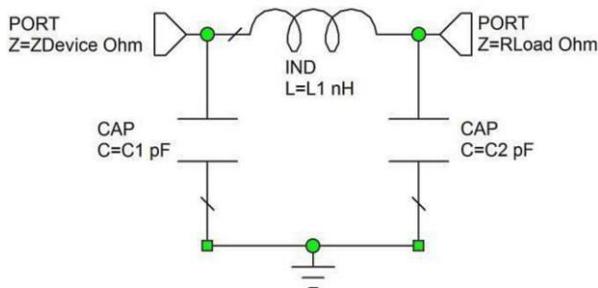


Fig. 8.1 Red de adaptación Pi.

Para obtener los valores de los componentes, en primer lugar se elige un valor de Q para la red de adaptación. El valor del Q afectará el ancho de banda, la atenuación de armónicos y el estrés de los componentes. Para la red Pi, la impedancia de entrada necesita ser expresada como una red paralela, de manera que puede ser necesario aplicar antes de la evaluación de la red una transformación de serie a paralela usando la Ec. (1) que transforma la impedancia del dispositivo de $R_D + jX_D$ en el paralelo de R_P con X_P . Las ecuaciones para adaptación con red Pi incluidas en el proyecto de AWR son las siguientes

$$R_p = \frac{R_D^2 + X_D^2}{R_D} \quad X_p = \frac{R_D^2 + X_D^2}{X_D} \quad (1)$$

$$Y_{C1} = \frac{1}{X_{C1}} = \frac{Q}{R_P} + \frac{1}{X_P} \quad (2)$$

$$X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_P/R_L}{(Q^2 + 1) - R_P/R_L}} \quad (3)$$

$$X_L = \frac{QR_P + (R_P R_L / X_{C2})}{Q^2 + 1} \quad (4)$$

Note que $Q^2 + 1$ debe ser mayor que R_P/R_L para que X_{C2} sea valido, de tal forma que el mínimo Q queda dado por la relación de transformación de impedancias.

8.3.2 Red pasa bajos T

La red pasa bajos T es muy buena para ser usada como una red de adaptación de salida en una etapa amplificadora de potencia, en la que la salida del dispositivo se conecta a una antena. Tener un inductor en serie (L_1) conectado a la salida del dispositivo se comporta como un circuito abierto a las corrientes armónicas, lo que resulta en un flujo de reducido de corrientes armónicas a través del transistor lo que puede incrementar su rendimiento (ver amplificadores de alto rendimiento). Sin embargo, la tensión de salida resulta más deformada, lo que puede ocasionar una distorsión por intermodulación más elevada. Para un filtrado más severo de armónicos, puede ser aconsejable disponer varias redes pasa bajos en cascada.

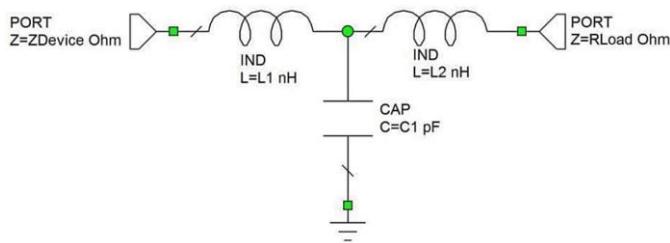


Fig. 8.2 Red de adaptación T.

Las ecuaciones para la red de adaptación T pasa bajos son las siguientes

$$X_{L1} = QR_D - X_D \text{ donde } R_D + jX_D \text{ es la impedancia del dispositivo} \quad (5)$$

$$X_{L2} = R_L A \quad (6)$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q + A} \quad (7)$$

donde

$$A = \sqrt{\left[\frac{R_D(1 + Q^2)}{R_L} \right] - 1} = \sqrt{\left[\frac{B}{R_L} \right] - 1} \quad (8)$$

$$B = R_D(1 + Q^2) \quad (9)$$

Note que esta red muestra claramente que el Q usado en la adaptación de impedancias está vinculado con la relación de transformación de impedancias. El mínimo Q ocurre cuando $A = 0$, por lo tanto

$$Q_{\min} = \sqrt{\frac{R_L}{R_D} - 1} \quad (10)$$

8.3.3 Red pasa banda L

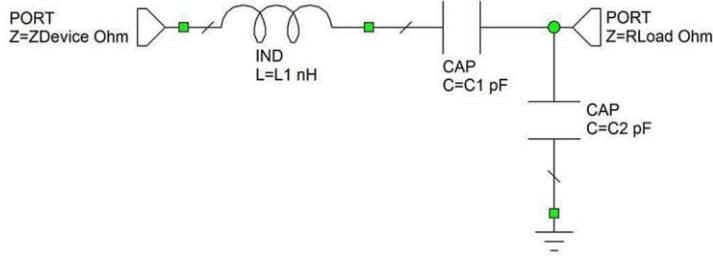


Fig. 8.3 Red de adaptación pasa banda L.

La red pasa de banda L se usa a menudo como circuito de prueba por los fabricantes de semiconductores. Incorpora un capacitor (C_1) para bloquear la CC, esto permite la polarización el transistor e impide que la CC de la fuente aparezca a la salida de la etapa amplificadora. Normalmente C_1 y C_2 son ajustables, lo que facilita la sintonía del amplificador, ya sea para obtener un pico en la potencia de salida para una mejor adaptación de la entrada.

Las ecuaciones para la red de paso de banda L son las siguientes

$$X_{C1} = QR_D \quad \text{donde } R_D + jX_D \text{ es la impedancia del dispositivo} \quad (11)$$

$$X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_D}{R_L - R_D}} \quad (12)$$

$$X_{L2} = X_{C1} + \left(\frac{R_D R_L}{X_{C2}} \right) \quad (13)$$

La reactancia del dispositivo X_D se incorpora en C_2 para una impedancia capacitiva del dispositivo o en L_2 para una impedancia inductiva del dispositivo. En las ecuaciones de las Fig. 8.7 y Fig. 8.8 esto se incorpora en $X_{pd} = X_d$ y $X_{md} = 0$ si $X_d > 0$ y $X_{pd} = 0$ y $X_{md} = X_d$ si $X_d < 0$. Esto asegurará un menor Q de la red y por lo tanto un mayor ancho de banda. Esta red sólo se puede utilizar si $R_D < R_L$, necesario para que el radicando de la Ec. (12) sea positivo.

8.3.4 Red pasa banda T

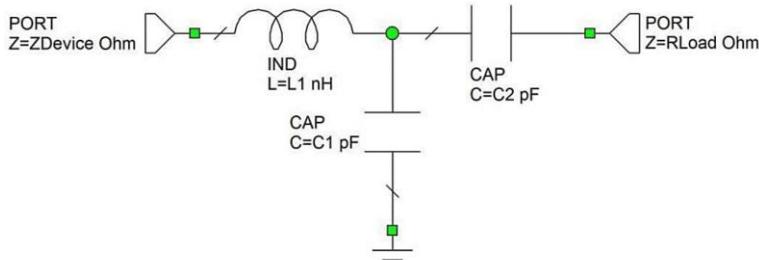


Fig. 8.4 Red de adaptación pasa banda T.

Las ecuaciones para la red pasa banda T son las siguientes

$$X_{L1} = QR_D - X_D \quad \text{donde } R_D + jX_D \text{ es la impedancia del dispositivo} \quad (14)$$

$$X_{C2} = AR_L \quad (15)$$

$$X_{C1} = \frac{B}{Q - A} \quad (16)$$

Donde A , B y el mínimo Q son como antes. Esta red solo se puede utilizar si $R_D < R_L$, ya que de no cumplirse C_1 resulta con un valor negativo.

8.3.5 Transformador capacitivo de impedancias

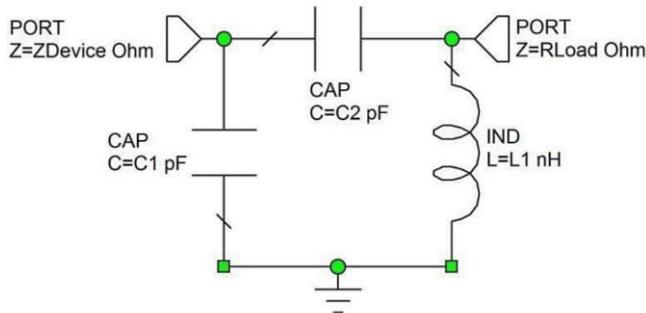


Fig. 8.5 Red de adaptación transformador capacitivo de impedancias.

Este transformador capacitivo no está incluido en AN267, pero esta red puede ser muy útil y dar valores de componentes muy realizables en las redes de adaptación inter etapas. La red se aplica para adaptar la impedancia de salida de un transistor a la impedancia de entrada de otro transistor. Para esta red la impedancia de salida el puerto 2 es siempre mayor que la del puerto 1.

Los cálculos para el transformador capacitivo están incluidos en las ecuaciones de las Fig. 8.7Fig. 8.8 y Fig. 8.8. Estas ecuaciones manejan la parte reactiva mediante el uso de las ecuaciones para un dispositivo resistivo y luego sintonizando C_2 y L_1 para obtener una correcta adaptación y frecuencia, usando las variables K_r y K_f , en las Fig. 8.7 y Fig. 8.8, para la relación de la impedancia y la frecuencia de sintonía respectivamente. Estas variables se pueden ajustar manualmente, o sintonizarlas mediante optimización.

Ejemplo 8-1: Amplificador de 150 MHz y 35 W

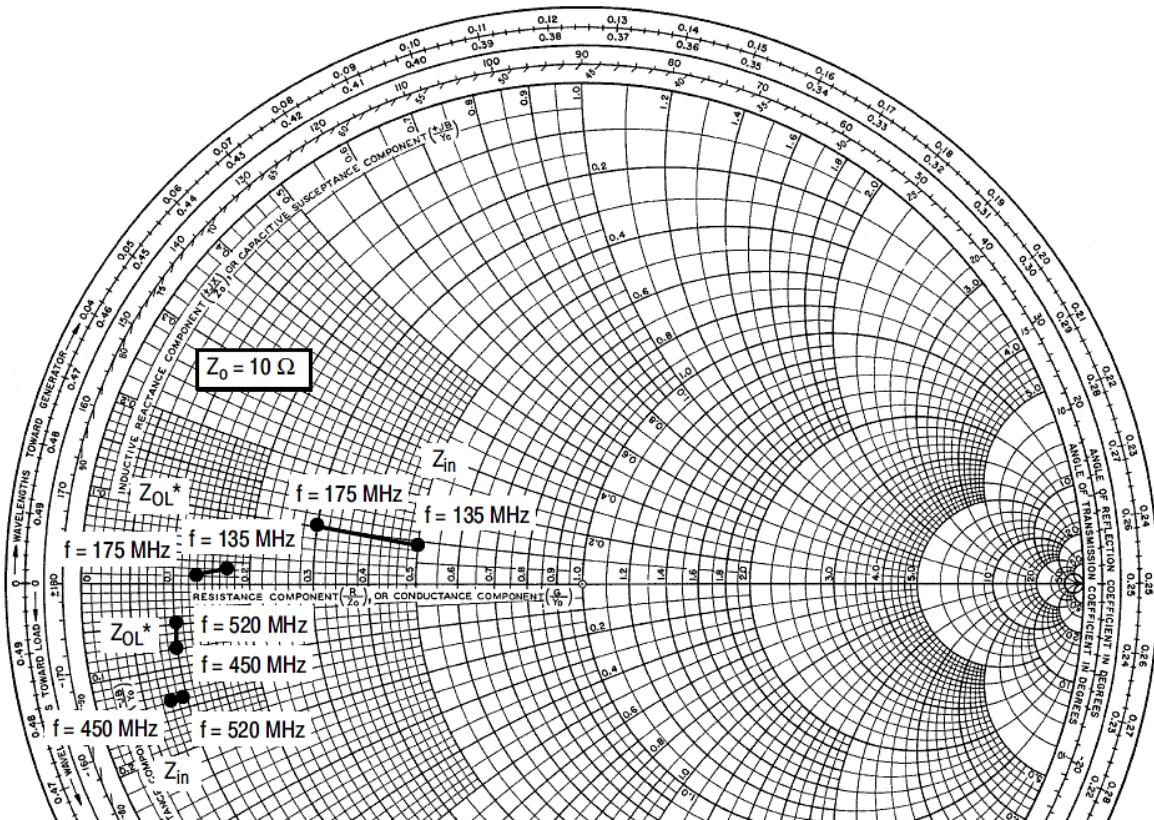
Para ilustrar el proceso de diseño, las ecuaciones mostradas anteriormente se aplicarán a un transistor MRF1535NT1, 12,5 V, 35 W, LDMOS Canal N, con el fin de obtener una adecuada adaptación para un amplificador en 150 MHz. Este FET es adecuado para funcionar entre 135 MHz y 520 MHz y por lo tanto se puede utilizar para aplicaciones de radio móvil.

Utilizando los datos del fabricante que se muestran en la Fig. 8.6, se puede determinar la impedancia de entrada a la frecuencia especificada. Cabe señalar que estos valores dependen del dispositivo individual y de la corriente de reposo, por lo que en la práctica los valores reales pueden ser ligeramente diferentes. Para este dispositivo, la impedancia de entrada es la misma a 135 MHz y 155 MHz, esto es $5 + j0,9$ ohm. La reactancia $j0,9$ ohm corresponde a un inductor de 955 pH a 150 MHz.

Para el cálculo de los componentes de la red de adaptación se deben evaluar las Ec. (1) a (16). Para los archivos del proyecto AWRDE, Fig. 8.9 a Fig. 8.18, las ecuaciones Ec. (1) a (16) se incluyen como parte de las "definiciones globales". Estas ecuaciones se muestran en las Fig. 8.7 y Fig. 8.8.

El valor de Q a ser seleccionado para la red de adaptación es un compromiso. Para un ancho de banda grande se necesita una Q bajo. Sin embargo, la adaptación deseada puede no ser posible para valores bajos de Q . Para este FET, solo son posibles las redes de adaptación pasa banda L y Pi para valores de Q por debajo $Q = 3$. Si se utiliza un valor Q de 2,5 como se muestra en la Fig. 8.7, los valores de L_{lt2} y C_{lt} para la red pasa bajos T son complejos, un inductor $L_{lt2} = 1,703e-24 + j2,782e-8$ no se puede realizar físicamente. Las redes de adaptación

pasa bajos T y pasa banda T por lo tanto no son realizable. Incluso con una red en la cual los valores de los componentes resulten reales, no significa que en la práctica se puedan realizar. Por ejemplo, la red Pi requiere un inductor de 8,17 nH, un valor demasiado pequeño para que pueda ser realizado en forma confiable como un inductor bobinado (los valores del orden de nH se pueden obtener con un corto segmento recto de alambre). La Fig. 8.8 muestra las mismas ecuaciones para el MRF1535NT1 con un $Q = 3,5$. Se puede observar en los valores en la columna de la derecha de que todos los parámetros de red son reales y todas las redes se pueden usar.



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

f MHz	Z_{in} Ω	Z_{OL}^* Ω
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} Ω	Z_{OL}^* Ω
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	$0.9 - j1.4$	$1.1 - j0.5$

Fig. 8.6 Parte de la hoja de datos mostrando las impedancias de entrada y de salida de gran señal.

La elección de la red a seleccionar, entonces depende de la respuesta en frecuencia y de los valores de los componentes para las diferentes redes. El Q normalmente se selecciona para que sea lo más bajo posible, de esta forma proveerá el mayor ancho de banda posible.

Cuando se comparara la respuesta en frecuencia de las redes de adaptación, la red Pi tiene el menor ancho de banda para el mismo valor Q . Una respuesta en frecuencia cercana se obtiene cuando el Q_P , el Q de una red Pi,

es la mitad del Q de una pasa bajos T, pasa banda T y pasa bajos L. En la Fig. 8.7, los mismos valores de Q se utilizan para todas las redes, para mostrar que la red Pi no tiene un Q mínimo y se puede realizar con bajos valores bajos de Q .

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 $Xmd = -5$

$$Fm=150$$

$$Rl=50 \quad Q=2.5 \quad Qp=1.75$$

$$Rd=5 \quad Xpd=0.9 \quad Xmd=0$$

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

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

$$Xd=Xpd+Xmd$$

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

$$Xd: 0.9$$

$$Zin: (5,0.9)$$

Pi Matching

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

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

$$Yp=1/Xp$$

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

$$Xcp1= (1/Ycp1)$$

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

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

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

$$Cp1: 3.967e-10$$

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

$$Cp2: 1.314e-10$$

$$Lp=Xlp/Wm$$

$$Lp: 1.071e-8$$

Low Pass T

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

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

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

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

$$Xllt2=Rl*A$$

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

$$Llt1=Xllt1/Wm$$

$$A=Sqr(A2)$$

$$Llt1: 1.231e-8$$

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

$$B: 36.25$$

$$Qmin: 3$$

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

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

Band Pass L

$$Xcbl1= Rd*Q + Xmd$$

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

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

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

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

$$Lbl=Xlbl/Wm$$

$$Cbl1: 8.488e-11$$

$$Cbl2: 6.366e-11$$

$$Lbl: 2.822e-8$$

Band Pass T

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

$$Xcbt2=Rl*A$$

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

$$Lbt=Xlbt/Wm$$

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

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

$$Lbt: 1.231e-8$$

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

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

Capacitive Transformer

$$Kr=0.5785$$

$$Kf=1.067$$

$$Ro=Kr*RI-Rp$$

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

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

$$Cp1: 3.967e-10$$

$$Cct: 1.879e-10$$

$$Lct=Xlct/Wm$$

Fig. 8.7 Valores de los componentes para la adaptación de entrada de un MOSFET MRF1532, $Q = 2.5$.

Con el fin de tener una impedancia de fuente exacta de $5 + j0.9$ ohm, es conveniente hacer que la variable Zin sea un complejo, usando $Zin = \text{complejo}(R_d, X_d)$. Tenga en cuenta que para una señal aplicada al puerto del dispositivo (Puerto 1), la red tendrá una ganancia de tensión, ya que hay una transformación de impedancia. Una red pasiva no puede tener ganancia de potencia. Las Fig. 8.9 a Fig. 8.18 muestran que el ancho de banda sobre el que se obtiene una buena adaptación es relativamente pequeño comparado con la adaptación con transformador o con línea transmisión, las cuales se describirán más adelante en este capítulo. La adaptación de impedancia y la pérdida de inserción versus la frecuencia para los diferentes tipos de redes de adaptación y adaptación a la impedancia de entrada de gran señal del MOSFET MRF1535NT1 se muestra en las Fig. 8.9 a Fig. 8.20.

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 $X_d = -5$ then $X_{pd}=0$ and $X_{md}=-5$

$$F_m = 150$$

$$R_d = 50 \quad Q = 3.5$$

$$Q_p = 1.75$$

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

$$R_d = 5 \quad X_{pd} = 0.9$$

$$X_{md} = 0$$

$$X_d = X_{pd} + X_{md}$$

$$W_m = TwoPi * F_m * 1e6$$

$$Z_{in} = complex(R_d, X_d)$$

$$X_d: 0.9$$

$$Z_{in}: (5, 0.9)$$

Pi Matching

$$R_p = (R_d * R_d + X_d * X_d) / R_d$$

$$X_p = (R_d * R_d + X_d * X_d) / X_d$$

$$Y_p = 1/X_p$$

$$Y_{cp1} = (Q_p / R_p + Y_p)$$

$$X_{cp1} = (1 / Y_{cp1})$$

$$X_{cp2} = R_l * (sqrt((R_p / R_l) / ((Q_p * Q_p + 1) - (R_p / R_l))))$$

$$C_{p1} = 1 / (W_m * X_{cp1})$$

$$C_{p1}: 3.967e-10$$

$$X_{lp} = (Q_p * R_p + (R_p * R_l / X_{cp2})) / (Q_p * Q_p + 1)$$

$$L_p = X_{lp} / W_m$$

$$C_{p2}: 1.314e-10$$

$$L_p: 1.071e-8$$

Low Pass T

$$X_{l1t1} = (R_d * Q - X_d)$$

$$L_{lt1} = X_{l1t1} / W_m$$

$$L_{lt1}: 1.761e-8$$

$$A_2 = ((R_d * (1 + Q * Q)) / R_l) - 1$$

$$A = sqrt(A_2)$$

$$A: 0.5701$$

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

$$B: 66.25$$

$$Q_{min} = sqrt(R_l / R_d - 1)$$

$$Q_{min}: 3$$

$$X_{l1t2} = R_l * A$$

$$L_{lt2} = X_{l1t2} / W_m$$

$$L_{lt2}: 3.024e-8$$

$$X_{clt} = B / (Q + A)$$

$$C_{lt} = 1 / (W_m * X_{clt})$$

$$C_{lt}: 6.518e-11$$

Band Pass L

$$X_{cbl1} = R_d * Q + X_{md}$$

$$C_{b1} = 1 / (W_m * X_{cbl1})$$

$$C_{b1}: 6.063e-11$$

$$X_{cbl2} = R_l * sqrt(R_d / (R_l - R_d))$$

$$C_{b2} = 1 / (W_m * X_{cbl2})$$

$$C_{b2}: 6.366e-11$$

$$X_{lbl} = X_{cbl1} - X_d + (R_d * R_l / X_{cbl2})$$

$$L_{bl} = X_{lbl} / W_m$$

$$L_{bl}: 3.353e-8$$

Band Pass T

$$X_{lbt} = (R_d * Q - X_d)$$

$$L_{bt} = X_{lbt} / W_m$$

$$L_{bt}: 1.761e-8$$

$$X_{cbt2} = R_l * A$$

$$C_{bt2} = 1 / (W_m * X_{cbt2})$$

$$C_{bt2}: 3.722e-11$$

$$X_{cbt1} = B / (Q - A)$$

$$C_{bt1} = 1 / (W_m * X_{cbt1})$$

$$C_{bt1}: 4.692e-11$$

Capacitive Transformer

$$K_r = 0.5785$$

$$K_f = 1.067$$

$$R_o = K_r * R_l - R_p$$

$$C_{p1}: 3.967e-10$$

$$X_{cct} = R_o * (sqrt((R_p / R_o) / ((Q_p * Q_p + 1) - (R_p / R_o))))$$

$$C_{ct}: 1.879e-10$$

$$X_{lct} = K_f * (Q_p * R_p + (R_p * R_o / X_{cct})) / (Q_p * Q_p + 1)$$

$$L_{ct}: 8.57e-9$$

Fig. 8.8 Valores de los componentes para la adaptación de entrada de un MOSFET MRF1532, $Q = 3.5$.

8.3.6 Red Pi

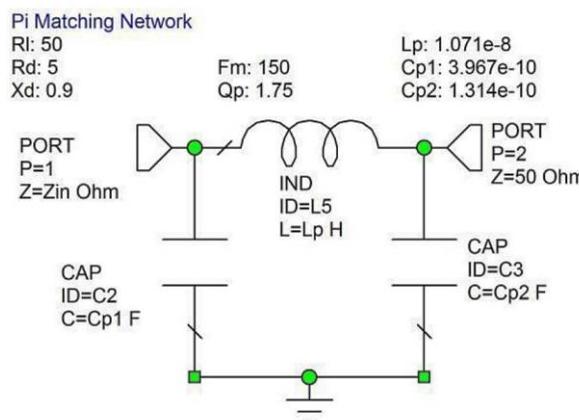


Fig. 8.9 Valores para la red de adaptación Pi.

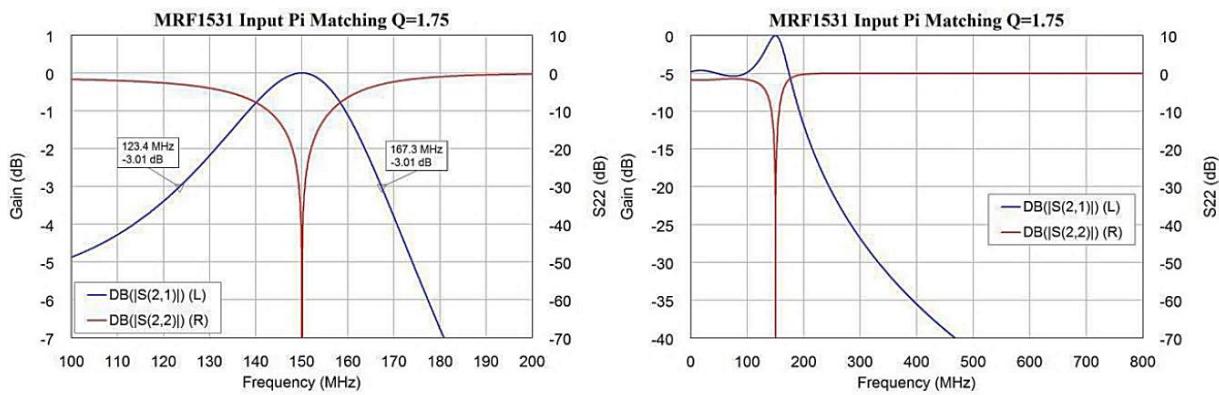


Fig. 8.10 Respuesta en frecuencia de la red de adaptación Pi.

8.3.7 Red pasa bajos T

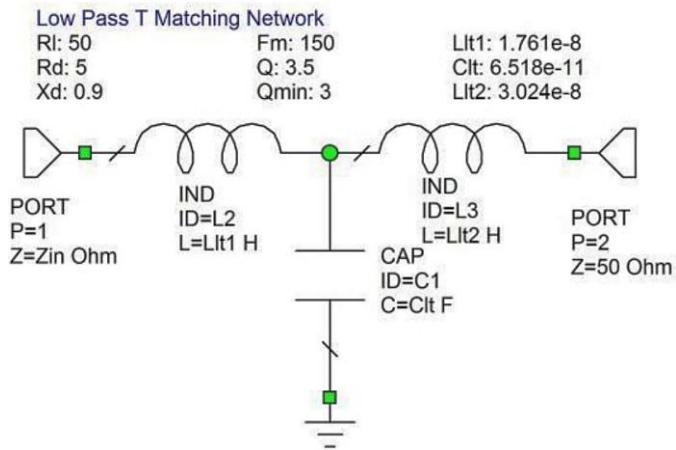


Fig. 8.11 Valores para la red de adaptación pasa bajos T.

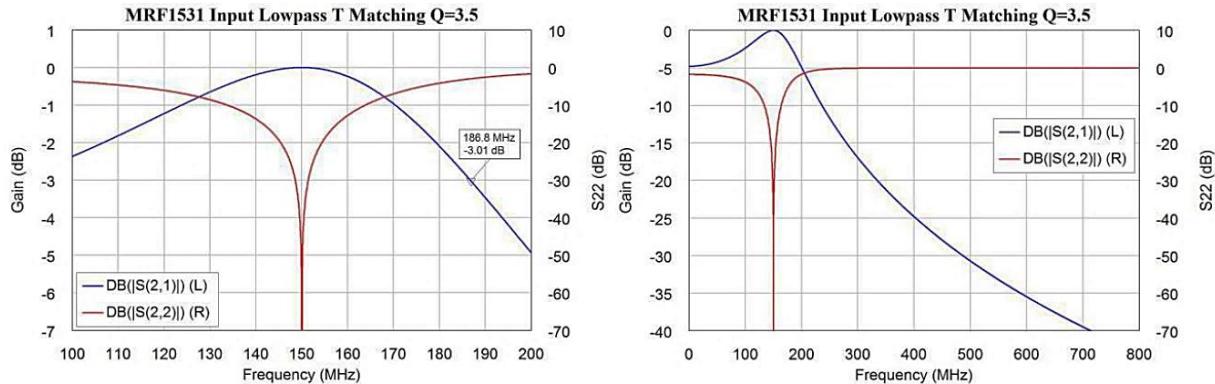


Fig. 8.12 Respuesta en frecuencia de la red de adaptación pasa bajos T.

8.3.8 Red pasa banda L

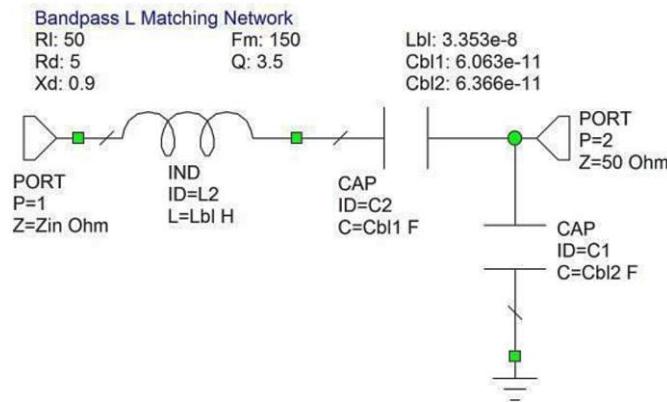


Fig. 8.13 Valores para la red de adaptación pasa banda L.

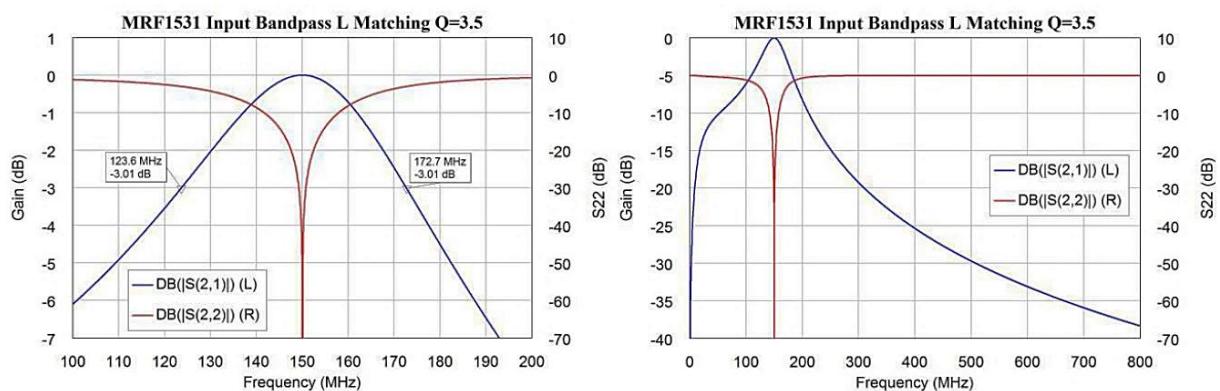


Fig. 8.14 Respuesta en frecuencia de la red de adaptación pasa banda L.

8.3.9 Red pasa banda T

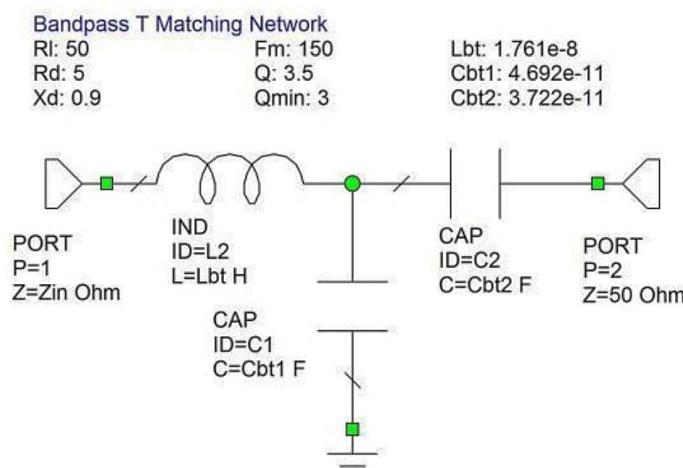


Fig. 8.15 Valores para la red de adaptación pasa banda T.

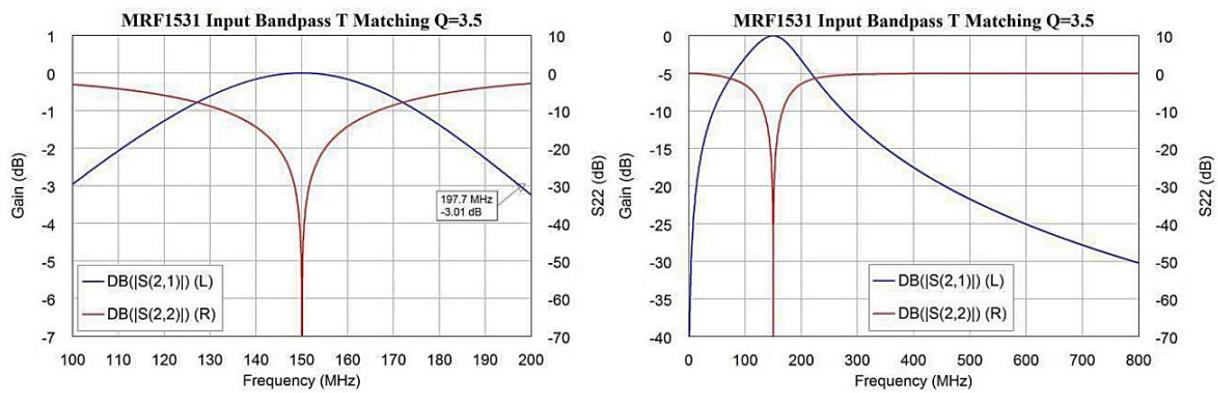


Fig. 8.16 Respuesta en frecuencia de la red de adaptación pasa banda T.

8.3.10 Red transformador capacitivo

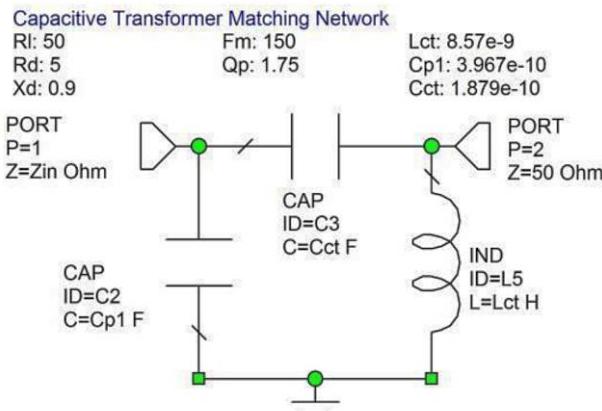


Fig. 8.17 Valores para la red de adaptación transformador capacitivo.

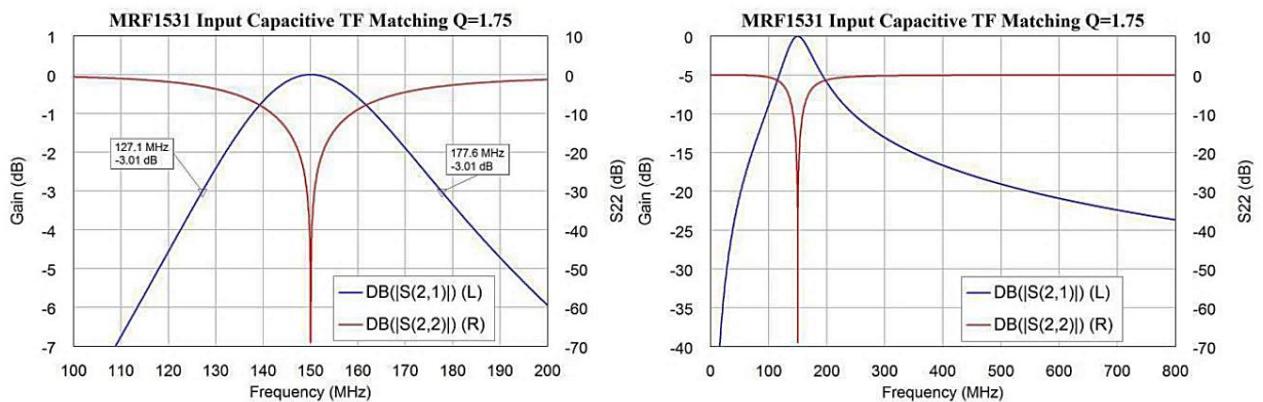


Fig. 8.18 Respuesta en frecuencia de la red transformador capacitivo.

Comparando la atenuación de las redes de las Fig. 8.10, Fig. 8.12, Fig. 8.14, Fig. 8.16 y Fig. 8.18 a 800 MHz, muestra una reducción progresiva de la atenuación. Las redes Pi y la pasa bajos T son las mejores si se usan para filtrar los armónicos del generador.

Las Fig. 8.19 y Fig. 8.20 muestran una comparación de la performance de adaptación de las redes LC de las Fig. 8.9 a Fig. 8.18. La red Pi tiene el menor ancho de banda pero no tiene un Q mínimo, por lo que su Q se puede ajustar para que su ancho de banda sea comparable con otra red de adaptación si fuera necesario.

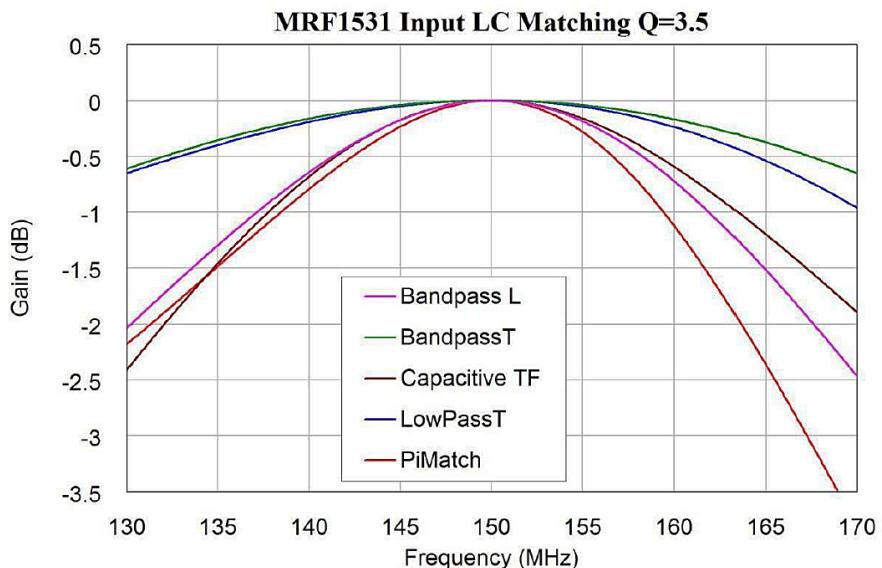


Fig. 8.19 Comparación entre las redes de adaptación LC, $Q = 3.5$ para todas las redes.

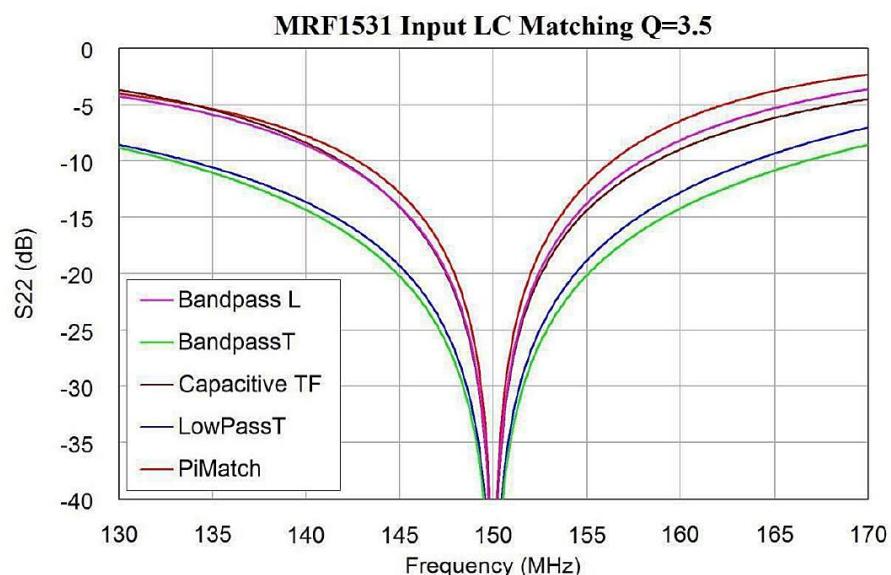


Fig. 8.20 Comparación entre las redes de adaptación LC, $Q = 3.5$ para todas las redes.

El red paso bajos T, la red pasa banda T y las red pasa banda L, todos presentan una alta impedancia al segundo armónico de la frecuencia de entrada. Esto resulta en una menor corriente de segundo armónico que circula por el transistor bipolar o FET lo que aumenta ligeramente su rendimiento. Sin embargo, estas redes producirán tensiones de pico más altas, debido a la impedancia del dispositivo al segundo armónico, es cercana a un circuito abierto. Este puede hacer que se supere la tensión de ruptura del dispositivo o de los componentes utilizados en la red de adaptación. Las redes paso bajo también son buenas para filtrar armónicos producidos por el amplificador. Las redes pasa banda T, pasa banda L y transformador capacitivo todas tienen un capacitor en serie con la entrada a la ruta de salida. Esto evita la necesidad de agregar un capacitor de acoplamiento para bloquear la corriente de CC de polarización.

Si el ancho de banda o la atenuación armónica requeridos no se pueden obtener, 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. Poner varias redes pasa bajos en cascada aumenta significativamente la atenuación de armónicos.

8.4 Adaptación por transformador

Un transformador de RF se usa para transformar impedancias. Dado que el número de vueltas usado debe ser un número entero y la transformación de impedancia es el cuadrado de la relación de vueltas, las relaciones de transformación de impedancia están limitadas al cuadrado de fracciones simples. Para la adaptación del MOSFET del ejemplo, se requiere una impedancia $5 + j0,9$ ohm. La mejor manera de aproximarse es con una relación de vueltas 3:1 ya que da una relación de transformación de impedancias 9:1, de manera que los 50 ohm de la fuente se transformen en una impedancia de 5,55 ohm, la cual es suficientemente cercana a $5 + j0,9$ ohm como para que la mayor parte de la potencia sea transferida.

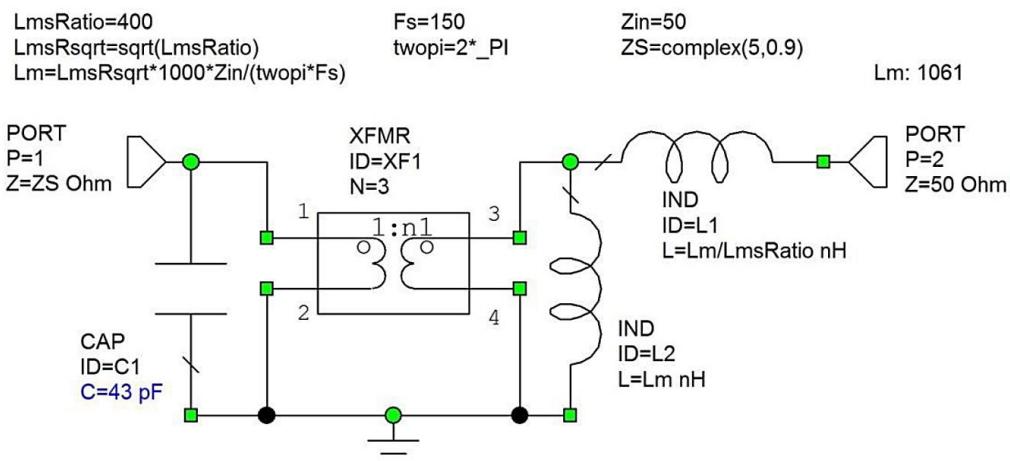


Fig. 8.21 Valores para la red de adaptación transformador.

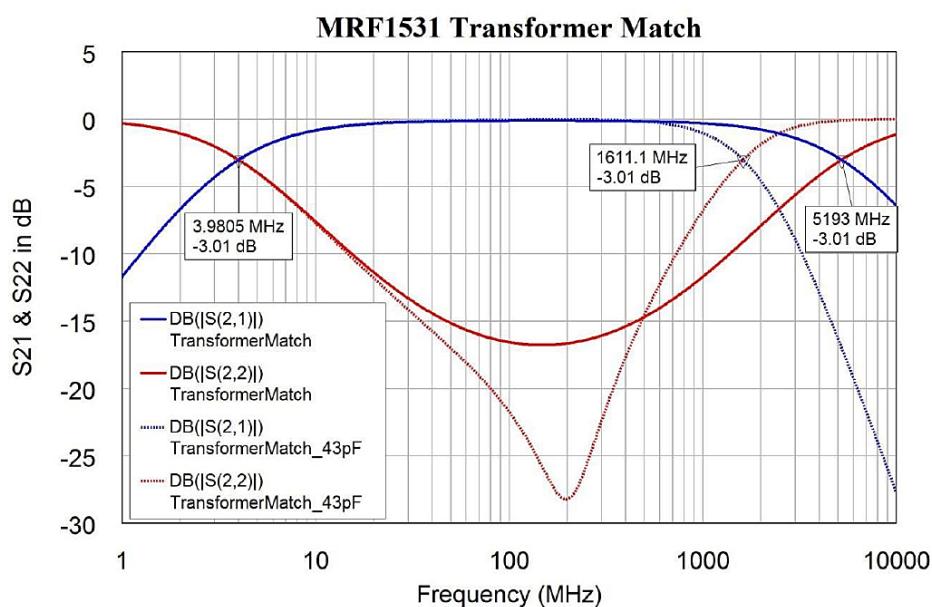


Fig. 8.22 Respuesta en frecuencia de la red de adaptación transformador con y sin capacitor de sintonía.

Un transformador de RF práctico puede ser representado por un transformador ideal, con una inductancia de magnetización en paralelo y una inductancia de fuga en serie, como se muestra en la Fig. 8.21. Las inductancias de magnetización y de fuga, se eligen para dar una frecuencia central de 150 MHz. La relación 400:1 entre L_m y L_s es un valor tomado de la parte baja de la banda de valores típicos, de modo que un ancho de banda típico sería más grande que lo que se muestra aquí.

En este ejemplo, se supone que la impedancia a ser adaptada se mantiene en un valor constante de $5 + j0,9$ ohm. En la práctica la impedancia del dispositivo cambia significativamente sobre las varias décadas de ancho de banda que puede tener un transformador de RF, limitando el rango de frecuencias sobre el cual el dispositivo queda adaptado correctamente. El comportamiento obtenido por la red de adaptación por transformador se muestra en la Fig. 8.22.

8.5 Adaptación por línea de transmisión

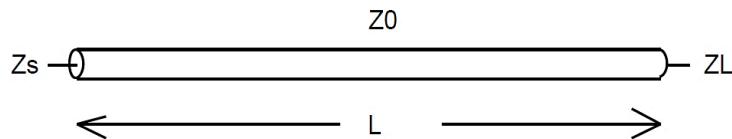


Fig. 8.23 Impedancias del generador y de la carga de una línea de transmisión.

Para una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 longitud L, que se muestra en la Fig. 8.23, la impedancia vista desde la entrada, si la misma está terminada en una carga Z_L es

$$Z_S = \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (17)$$

Sustituyendo $Z_S = R_S + jX_S$ y $Z_L = R_L + jX_L$ y luego resolviendo para Z_0 y la longitud eléctrica de la línea de transmisión $\theta = \beta l$, se obtiene las siguientes ecuaciones

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_S |Z_L|^2 - R_L |Z_S|^2}{R_L - R_S}} \quad (18)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{Z_0(R_S - R_L)}{R_S X_L + R_L X_S}\right) \quad (19)$$

Esto supone que Z_0 es real y $\tan(\beta l)$ es real. Estas ecuaciones no siempre tienen solución, pero si la adaptación no es posible, se modifica la impedancia usando una longitud corta de línea de transmisión y la adaptación se hace posible. Las Ec. (18) y (19) se incluyen en el archivo de proyecto de AWRDE para la red de adaptación con línea de transmisión. Para adaptar la impedancia de $5 + j0,9$, siendo la misma impedancia que la usada en las Fig. 8.9 a Fig. 8.20, estas ecuaciones dan $Z_0 = 15,78$ y $\theta = 86,37$ grados y esto puede ser incluido en el diagrama de circuito de AWRDE como las variables que se muestran en las Fig. 8.24 y Fig. 8.25.

```
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
```

Fig. 8.24 Ecuaciones de adaptación con línea de transmisión del panel Global Equations.

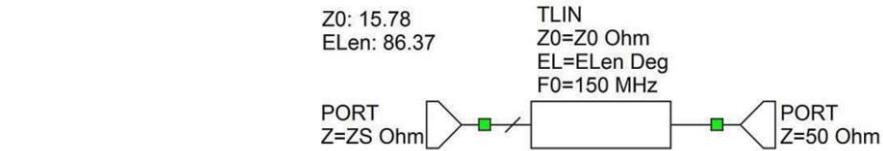


Fig. 8.25 Valores para la red de adaptación con línea de transmisión.

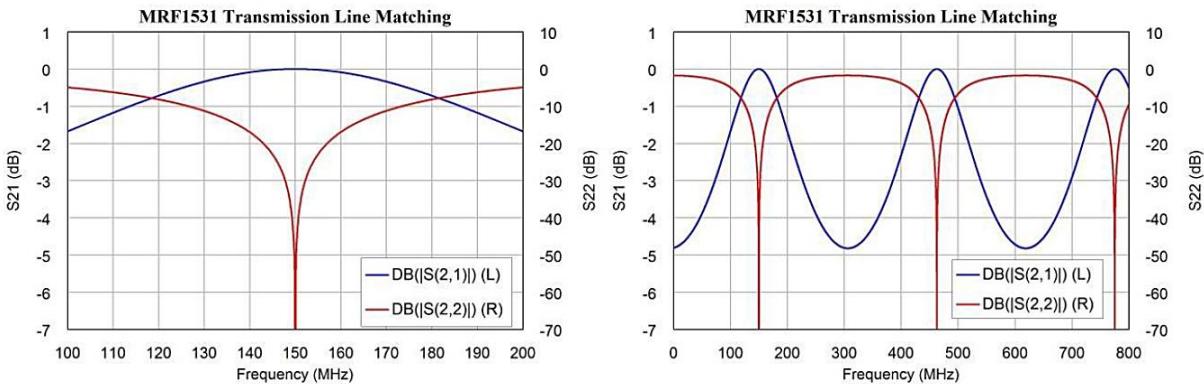


Fig. 8.26 Respuesta en frecuencia de la red de adaptación con línea de transmisión.

La Fig. 8.26 muestra el rango de frecuencia de la adaptación de impedancias. Se puede observar que la línea de transmisión da una adaptación de impedancias de mayor ancho de banda. Las limitaciones son, en primer lugar es difícil ajustar la adaptación de impedancias para permitir variaciones en los parámetros de los dispositivos y en segundo lugar que la longitud física de las líneas puede ser demasiado grande. Esta es la razón por la cual esta técnica se aplica predominantemente por encima de los 100 MHz. Las líneas de transmisión pueden reemplazar los inductores usados en las adaptaciones LC. Esto permitirá entonces realizar algunos ajustes de la red de adaptación cambiando los valores y la ubicación de los capacitores. La sustitución de los inductores utilizados en las redes paso bajos T de la Fig. 8.11, con líneas de transmisión se realiza frecuentemente en aplicaciones comerciales por encima de 100 MHz.

8.5.1 Adaptación banda ancha

A veces es necesario realizar una adaptación de banda ancha. Puede ser una adaptación banda ancha a un dispositivo activo, o simplemente una transformación de impedancias. Si se necesita una adaptación banda ancha para un dispositivo activo, entonces la impedancia del dispositivo debe ser capaz de ser representada en forma exacta por un circuito simple, es decir una resistencia y un capacitor. O se debe usar los datos de los parámetros S de pequeña o gran señal, según el caso que corresponda, puestos en una tabla de datos y utilizarla para darle los valores a una variable vector de impedancia compleja en el panel de definiciones globales de AWRDE. Si el amplificador funciona como un dispositivo no lineal y crea múltiples armónicos, entonces el dispositivo debe ser caracterizado por un modelo no lineal, el cual podría requerir modelos como los parámetros X , funciones S o por una forma de onda tiempo en el dominio del tiempo para modelar el dispositivo. El uso de estos modelos está más allá del alcance de la asignatura.

Dado que AWRDE es un buen optimizador de redes, es más fácil de diseñar una primera aproximación de la red de adaptación poniendo en cascada una sucesión de redes de adaptación individuales, y luego mejorar la performance por optimización. Como ejemplo, considere una transformación de impedancias de 50 ohm a 1,85 ohm. La relación de transformación de impedancias es de 27 a 1 y se implementa poniendo en cascada tres redes

Pi con una relación de transformación de impedancias de 3 a 1 cada una. Por lo tanto los niveles de impedancia son 50 ohm, 16,67 ohm, 5,55 ohm y 1,85 ohm. La adaptación abarca un rango desde los 250 MHz hasta los 500 MHz, con una pérdida de retorno de menos de -15 dB. Los cálculos de las adaptaciones de impedancia individuales se realizan a una frecuencia central de 353 MHz, que es la media geométrica de 250 MHz y 500 MHz. La Fig. 8.27 muestra el circuito de la red de adaptación, con los valores de los elementos vinculados a las ecuaciones de la Fig. 8.28.

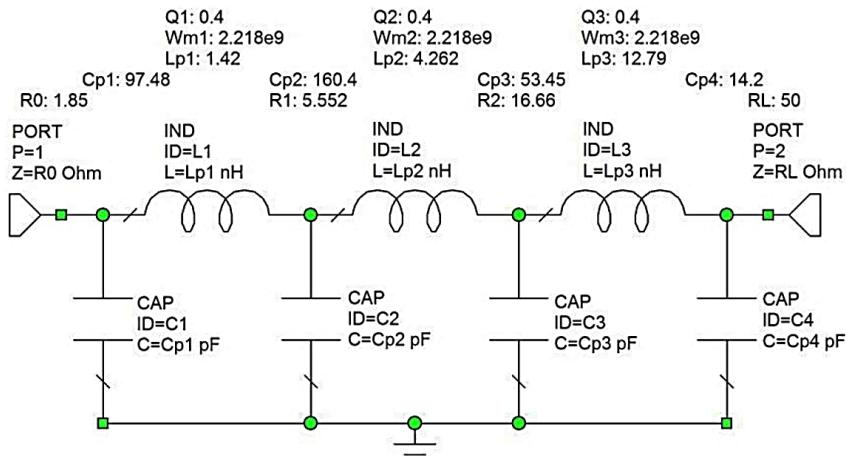


Fig. 8.27 Esquemático inicial para la adaptación de banda ancha.

$R0=1.85$	$X0=0$	$R0: 1.85$
$RL=50$		$RL: 50$
$R=\text{pow}((RL/R0),(1/3))$	$KR1=R$	$R: 3.001$
$R1=KR1*R0$		$R1: 5.552$
$R2=KR2*R0$		$R2: 16.66$
$R3=RL$		$KR2: 9.006$
$Fm=353$	$Wm=2*_PI*Fm*1e6$	$Wm: 2.218e9$
$Q1=0.4$	$Wm1=2.218e9$	
$Q2=Q1$	$Wm2=Wm$	
$Q3=Q1$	$Wm3=Wm$	
Pi Match 1		
If nonzero X0 then enable:		
$Rp=(R0 * R0 + X0 * X0) / R0$	$Rp=R0$	$Rp: 1.85$
$Yp=X0/(R0 * R0 + X0 * X0)$	$Yp=0$	$Yp: 0$
$Ycp11=(Q1/Rp+Yp)$	$Cp11=1e12/(Wm1*Xcp11)$	$Cp11: 97.48$
$Xcp11=(1/Ycp11)$	$Cp12=1e12/(Wm1*Xcp12)$	$Cp12: 127.9$
$Xcp12=R1*(\sqrt{(Rp/R1)/((Q1*Q1+1)-(Rp/R1))})$	$Lp1=Xlp1*1e9/(Wm1)$	$Lp1: 1.42$
$Xlp1=(Q1*Rp+(Rp*R1/Xcp12))/(Q1*Q1+1)$		
Pi Match 2		
$Ycp21=(Q2/R1)$	$Cp21=1e12/(Wm2*Xcp21)$	$Cp21: 32.48$
$Xcp21=(1/Ycp21)$	$Cp22=1e12/(Wm2*Xcp22)$	$Cp22: 42.63$
$Xcp22=R2*(\sqrt{(R1/R2)/((Q2*Q2+1)-(R1/R2))})$	$Lp2=Xlp2*1e9/(Wm2)$	$Lp2: 4.262$
$Xlp2=(Q2*R1+(R1*R2/Xcp22))/(Q2*Q2+1)$		
Pi Match 3		
$Ycp31=(Q3/R2)$	$Cp31=1e12/(Wm3*Xcp31)$	$Cp31: 10.82$
$Xcp31=(1/Ycp31)$	$Cp32=1e12/(Wm3*Xcp32)$	$Cp32: 14.2$
$Xcp32=R3*(\sqrt{(R2/R3)/((Q3*Q3+1)-(R2/R3))})$	$Lp3=Xlp3*1e9/(Wm3)$	$Lp3: 12.79$
$Xlp3=(Q3*R2+(R2*R3/Xcp32))/(Q3*Q3+1)$		
Combine C's		
$Cp1=Cp11$		$Cp1: 97.48$
$Cp2=Cp12+Cp21$		$Cp2: 160.4$
$Cp3=Cp22+Cp31$		$Cp3: 53.45$
$Cp4=Cp32$		$Cp4: 14.2$

Fig. 8.28 Ecuaciones globales para la red de adaptación de banda ancha.

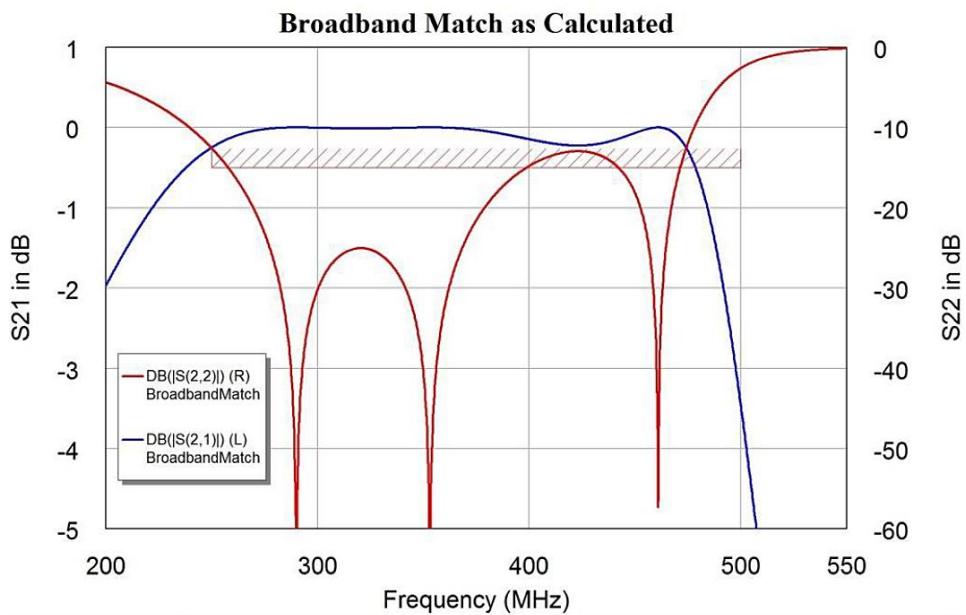


Fig. 8.29 Valores iniciales S_{21} y S_{22} de la adaptación de banda ancha.

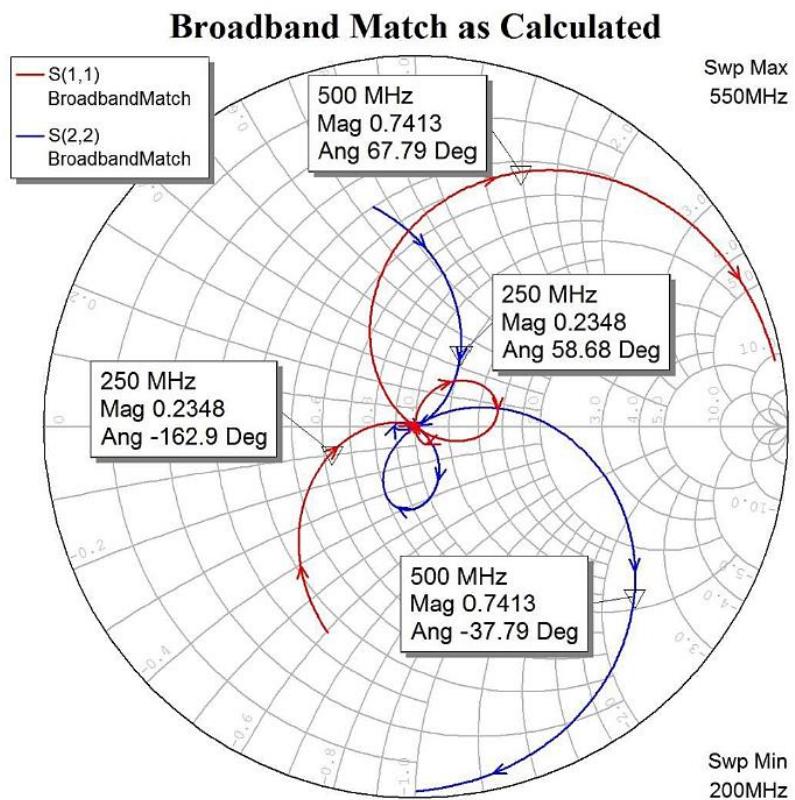


Fig. 8.30 Valores iniciales S_{11} y S_{22} de la adaptación de banda ancha sobre la carta de Smith.

Para una adaptación con el mayor ancho de banda posible, se usa un Q bien bajo. Un Q de 0,4 dará componentes realizables para las redes Pi. Para facilitar la inclusión de una parte reactiva de la baja impedancia de carga se incluyen las ecuaciones correspondientes en la Fig. 8.28, pero están desactivadas (se muestran en verde), ya que no son necesarias para este ejemplo. La estructura de la Fig. 8.28 es tal que puede acomodar cualquier nivel de impedancia y ser fácilmente extendida para incluir más secciones.

Las Fig. 8.29 y Fig. 8.30 muestran la respuesta en frecuencia y la pérdida de retorno del diseño inicial, obtenidas a partir de las ecuaciones de la Fig. 8.28. Se puede observar que usando 3 secciones de redes de adaptación Pi es un buen punto de inicio para el diseño. Para la adaptación de salida, una sección de pasa bajos T provee un mejor rendimiento, por lo tanto se usarán una o más secciones pasa bajos T seguido por una o más secciones de acoplamiento pasa bajos Pi. 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.

La adaptación de impedancia no satisface el requisito de que S_{11} or S_{22} sean menores que -15 dB sobre el ancho de banda de 250 MHz a 500 MHz, por lo que la red se optimiza para cumplir los límites de optimización mostrados en la Fig. 8.29.

Hay diferentes formas de optimizar este circuito. En primer lugar se pueden optimizar los elementos individualmente, mediante la simple sustitución de las variables de los valores de los componentes de la Fig. 8.27 con los valores calculados para que puedan ser optimizados. Los valores de los componentes calculados se utilizan como los valores iniciales de los elementos de la red de adaptación. Alternativamente se puede mantener el cálculo de los valores de los componentes utilizando las ecuaciones de la Fig. 8.28, pero tienen diferentes valores de Q , frecuencias centrales y relaciones de transformación de impedancia para cada una de las tres secciones de acoplamiento. Los valores iniciales de Q_1 , Q_2 y Q_3 tienen el valor de diseño $Q = 0,4$ usado en la Fig. 8.28 y los valores iniciales de W_{m1} , W_{m2} y W_{m3} tienen el valor de diseño $W_m = 2\pi \cdot 353\text{e}6 = 2,218\text{e}9$. La relación inicial transformación de impedancia es 3,001, dando los valores de impedancias intermedias R_1 y R_2 mostrados en las Fig. 8.27 y Fig. 8.28.

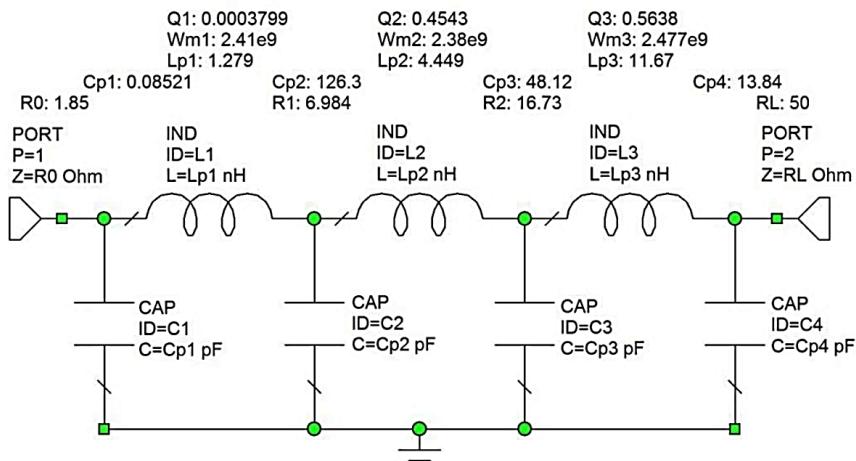


Fig. 8.31 Esquemático final para la adaptación de banda ancha.

La optimización de los elementos, el Q , W_m o la relación de impedancia no lograrán una optimización perfecta. Sin embargo, los errores finales respecto a la especificación de errores son muy pequeños. Los resultados de la optimización del Q , W_m y relación de impedancias se utilizan para las Fig. 8.31 a Fig. 8.33. Para AWR 10, la optimización se obtiene mediante el Simplex Optimizer, pero la mayoría de los otros optimizadores darán buenos resultados finales. No hay una única adaptación óptima para la red de la Fig. 8.31, dependiendo del optimizador usado, pequeñas variaciones en las condiciones de inicio, se obtienen diferentes valores de los componentes finales. Las optimizaciones que tienen relaciones de transformación de impedancia cercanas a los valores iniciales de la Fig. 8.27, frecuencias centrales en el rango de 250-500 MHz y bajos valores de Q son adecuadas. Para el circuito de la Fig. 8.31, Q_1 es muy pequeño, lo que origina un valor muy pequeño de C_1 , que en la práctica se puede eliminar. Como resultado, la red puede ser realizada usando una red pasa bajos T, seguida por una red Pi.

Puede verse que $|S_{22}|$ es ahora menor que -15 dB virtualmente para todo el rango de frecuencia 250 - 500 MHz. La curva para $|S_{11}|$ es idéntica a la de $|S_{22}|$. La Fig. 8.33 muestra el diagrama de Smith de la red después de la optimización. Se puede observar que se obtiene una buena adaptación sobre todo el ancho de banda, con la magnitud del coeficiente de reflexión es mayor que 0,1874 desde 250 MHz a 500 MHz.

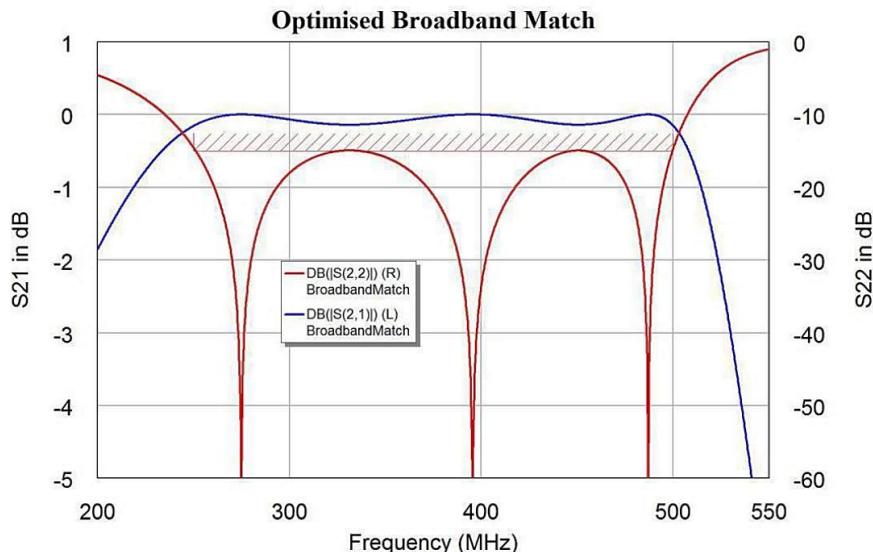


Fig. 8.32 Valores finales S_{21} y S_{22} de la adaptación de banda ancha.

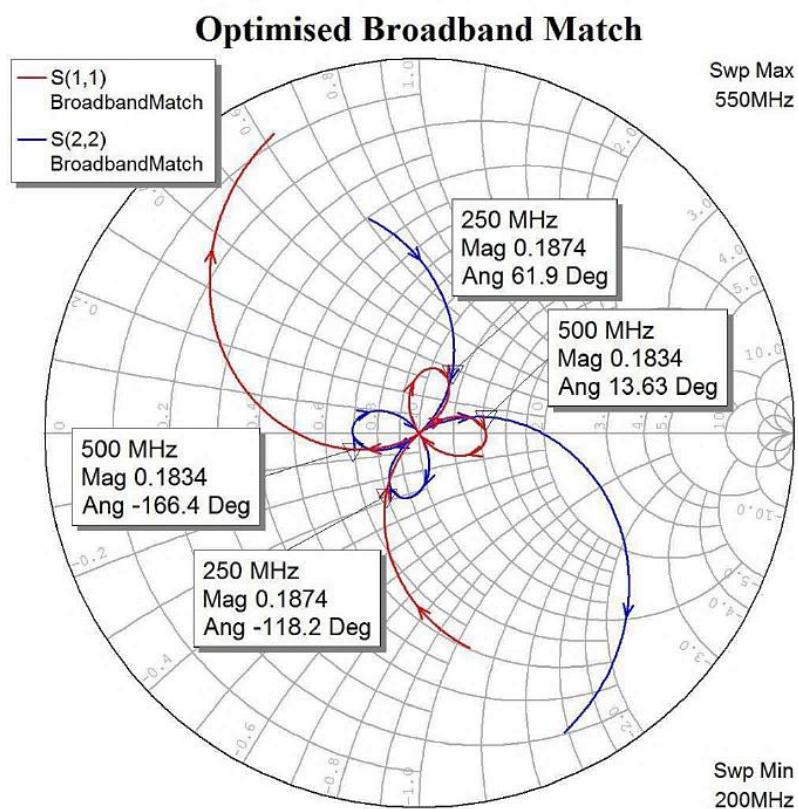


Fig. 8.33 Valores finales S_{11} y S_{22} de la adaptación de banda ancha sobre la carta de Smith.

Para la adaptación de impedancia de la salida de transistores bipolares o de FETs, es aconsejable hacer que la primera sección sea una red pasa bajos T. Esto se consigue reemplazando la primera sección de adaptación Pi con la pasa bajos T equivalente usando las Ec. (5) a (7).

Ejemplo 8-2: Amplificador de banda ancha

La adaptación banda ancha de un transistor o un FET tiene algunos problemas extras. Dado que el dispositivo normalmente no es unilateral, hay una interacción entre la entrada y la adaptación de salida. Como ejemplo se considera el MOSFET MRF1535NT1 que se usó anteriormente para la adaptación de impedancias. De la hoja de datos del fabricante, en la Tabla 8.1 se muestran los parámetros S para una corriente de drenador de 2 A.

Tabla 8.1 Parámetros S de pequeña señal del MRF1535NT1.

!MRF1535NT1, 12.5V IDQ = 2.0 A, 35W MOS FET # MHZ S MA R 50								
!F	S11	S21	S12	S22				
!MHz	S11	Ang	S21	Ang	S12	Ang	S22	Ang
50	0.94	-176	9.42	88	0.005	-72	0.89	-177
100	0.94	-178	4.56	82	0.005	4	0.89	-177
150	0.94	-178	2.99	78	0.003	7	0.89	-177
200	0.94	-178	2.14	74	0.005	17	0.90	-176
250	0.95	-178	1.67	71	0.004	40	0.90	-175
300	0.95	-178	1.32	67	0.007	35	0.91	-175
350	0.95	-178	1.08	67	0.005	57	0.92	-174
400	0.96	-178	0.93	63	0.003	50	0.93	-173
450	0.96	-178	0.78	62	0.007	68	0.93	-173
500	0.96	-177	0.68	61	0.004	99	0.94	-173
550	0.97	-177	0.59	58	0.008	78	0.93	-175
600	0.97	-178	0.51	57	0.009	92	0.92	-174

Los líneas que comienzan con ! son comentarios y se han añadido para mayor claridad. La línea

MHZ S MAR R 50

indica que la frecuencia en el siguiente archivo se expresa en MHz, es un archivo de parámetros S y los valores son de magnitud (en lugar de dB) y la impedancia de referencia es de 50 ohm.

Esto puede ser usado como un sub circuito en AWR. Para este ejemplo se requiere una adaptación desde 250 MHz hasta 450 MHz. La red de adaptación de impedancias de entrada consistirá en un capacitor de acoplamiento seguido de una sección Pi y una sección de paso bajos T. Tener la sección pasa bajos T a la entrada del MOSFET ofrece una adaptación de menor Q para la entrada capacitiva del MOSFET que una red Pi. En la salida una sección pasa bajos T provee un rendimiento elevado del amplificador al tener un inductor en serie con la salida. Esta última es seguida por una sección de Pi con el fin de obtener un buen filtrado de armónicos. Para determinar los componentes de las redes de adaptación se necesitan las impedancias de entrada y de salida del MOSFET. La frecuencia central de la banda de 250 MHz a 450 MHz es de 350 MHz, para la cual se dan los datos de los parámetros S de gran señal.

Para un amplificador, (suponiendo el dispositivo unilateral), con adaptación perfecta a la salida, $\Gamma_{in} = S_{11}$ y para una adaptación perfecta de entrada, $\Gamma_{out} = S_{22}$, de tal forma que

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}} \quad (20)$$

$$Z_{out} = Z_0 \frac{1 - S_{22}}{1 + S_{22}} \quad (21)$$

Usando los valores de la Tabla 8.1 en estas ecuaciones resulta

$$Z_{in} = 1,282 - j0,8722 \text{ ohm} \text{ y } Z_{out} = 2,089 - j2,616 \text{ ohm} \quad (22)$$

La nota AN721 [3] muestra que la resistencia de carga empírica para un amplificador de potencia es

$$R_L = \frac{[V_{CC} - V_{CE(sat)}]^2}{2P_{out}} \quad (23)$$

Suponiendo una tensión de alimentación de 12,5 V, una $V_{CE(sat)} = 1$ V y $R_L = 2,089$ ohm como se muestra en la Ec. (22), la salida del amplificador es de 31,7 W. Esto está de acuerdo con la Fig. 8.6 y la hoja de datos del dispositivo. Con una $I_{DQ} = 2$ A según la Tabla 8.1, la disipación de energía en reposo es de 25W. Bajo condiciones de plena carga el amplificador entregará 32 W de potencia de RF pero con un comportamiento altamente no lineal. En la práctica el amplificador debería dar una salida lineal alrededor de los 10 W. La potencia de salida lineal del amplificador se puede aumentar incrementando I_{DQ} cerca del máximo de 6A. Sin embargo esto requiere una cuidadosa disipación del calor para mantener el transistor por debajo de su temperatura máxima de funcionamiento.

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)	S11: (-0.9494,-0.03315)		
S21=polar(1.08,67)	S21: (0.422,0.9941)		
S12=polar(0.005,57)	S12: (0.002723,0.004193)		
S22=polar(0.92,-174)	S22: (-0.915,-0.09617)		
Zin=50*(1+S11)/(1-S11)	Rin=real(Zin)	Xin=imag(Zin)	Zin: (1.282,-0.8722)
Zout=50*(1+S22)/(1-S22)	Rout=real(Zout)	Xout=imag(Zout)	Zout: (2.089,-2.616)
Ri1=50	Rin: 1.282	Xin: -0.8722	
Ri2=sqrt(Ri1*Rin)			Ri2: 8.008
Ro1=50	Rout: 2.089	Xout: -2.616	
Ro2=sqrt(Ro1*Rout)			Ro2: 10.22
Freq=3.5e8	Wm=2*_PI*Freq		Wm: 2.199e9
Qi=2.5			
Qo=2.5			
Pi Match input			
Ycp1=(Qi/Ri1)		Qipmin=sqrt(Ri1/Ri2)	Qipmin: 2.499
Xcp1=(1/Ycp1)		Cpi1=1e12/(Wm*Xcp1)	Cpi1: 22.74
Xcp12=Ri2*(sqrt((Ri1/Ri2)/((Qi*Qi+1)-(Ri1/Ri2))))		Cpi2=1e12/(Wm*Xcp2)	Cpi2: 22.79
Xlpi=(Qi*Ri1+(Ri1*Ri2/Xcp1))/(Qi*Qi+1)		Lpi=1e9*Xlpi/(Wm)	Lpi: 9.099
LowPassT Match input			
Xlit1=(Rin*Qi - Xin)		Lti1=1e9*Xlit1/Wm	Lti1: 1.855
Ai2=((Rin*(1+Qi*Qi)/Ri2) - 1)		Ai=Sqrt(Ai2)	Ai: 0.4014
Bi=Rin*(1+Qi*Qi)			Bi: 9.298
Qitmin=sqrt(Ri2/Rin-1)			Qitmin: 2.29
Xlit2=Ri2^Ai		Lti2=1e9*Xlit2/Wm	Lti2: 1.462
Xcit=Bi/(Qi+Ai)		Cti=1e12/(Wm*Xcit)	Cti: 141.9
Pi Match output			
Ycp01=(Qo/Ro1)		Qopmin=sqrt(Ro1/Ro2)	Qopmin: 2.212
Xcp01=(1/Ycp01)		Cpo1=1e12/(Wm*Xcp01)	Cpo1: 22.74
Xcp02=Ro2*(sqrt((Ro1/Ro2)/((Qo*Qo+1)-(Ro1/Ro2))))		Cpo2=1e12/(Wm*Xcp02)	Cpo2: 30.89
Xlpo=(Qo*Ro1+(Ro1*Ro2/Xcp02))/(Qo*Qo+1)		Lpo=Xlpo*1e9/(Wm)	Lpo: 10.02
LowPassT Match output			
Xlot1=(Rout*Qo - Xout)		Lto1=1e9*Xlot1/Wm	Lto1: 3.564
Ao2=((Rout*(1+Qo*Qo)/Ro2) - 1)		Ao=Sqrt(Ao2)	Ao: 0.6942
Bo=Rout*(1+Qo*Qo)			Bo: 15.15
Qotmin=sqrt(Ri2/Rin-1)		Lto2=1e9*Xlot2/Wm	Qotmin: 2.29
Xlot2=Ro2^Ao		Cto=1e12/(Wm*Xcot)	Lto2: 3.226
Xcot=Bo/(Qo+Ao)			Cto: 95.9

Fig. 8.34 Ecuaciones para valores iniciales de las redes de adaptación.

Dado que las impedancias de entrada y de salida son mucho menores que 50 ohm, es conveniente que los capacitores de acoplamiento de la redes de adaptación estén del lado de los 50 ohm, así resultan de menor valor. Esto sin embargo hace que quede aplicada una tensión extra de CC en los capacitores de la red de adaptación de salida y que podría exceder el máximo valor tolerado por estos capacitores.

Los valores iniciales de los componentes de la adaptación se calculan en 350 MHz, con un secciones paso bajos T en la terminales del MOSFET y secciones Pi en las terminales de entrada y salida, con una transformación progresiva de impedancias. La Fig. 8.34 muestra las ecuaciones para AWRDE para calcular los valores de los componentes del circuito de adaptación utilizando los parámetros S del fabricante como punto de partida.

Estas redes se conectan al modelo de parámetro S de MOSFET tal como se muestra en la Fig. 8.35. En la Fig. 8.36 se muestra la correspondiente respuesta en frecuencia del amplificador, junto con S_{11} , S_{22} y los factores de estabilidad de mismo. Se puede observar que este simple procedimiento de adaptación provee una razonable adaptación de entrada y de salida, y se obtiene una ganancia mayor que 15 dB hasta 400 MHz. Sin embargo, hay algunos problemas. Para una estabilidad incondicional, K debe ser mayor que uno y $B1$ debe ser mayor que cero o los coeficientes μ de entrada y 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

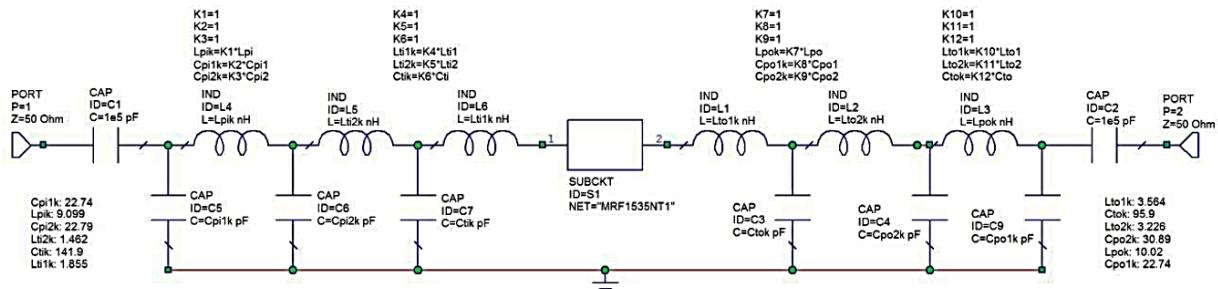


Fig. 8.35 Red de adaptación del amplificador de banda ancha calculada.

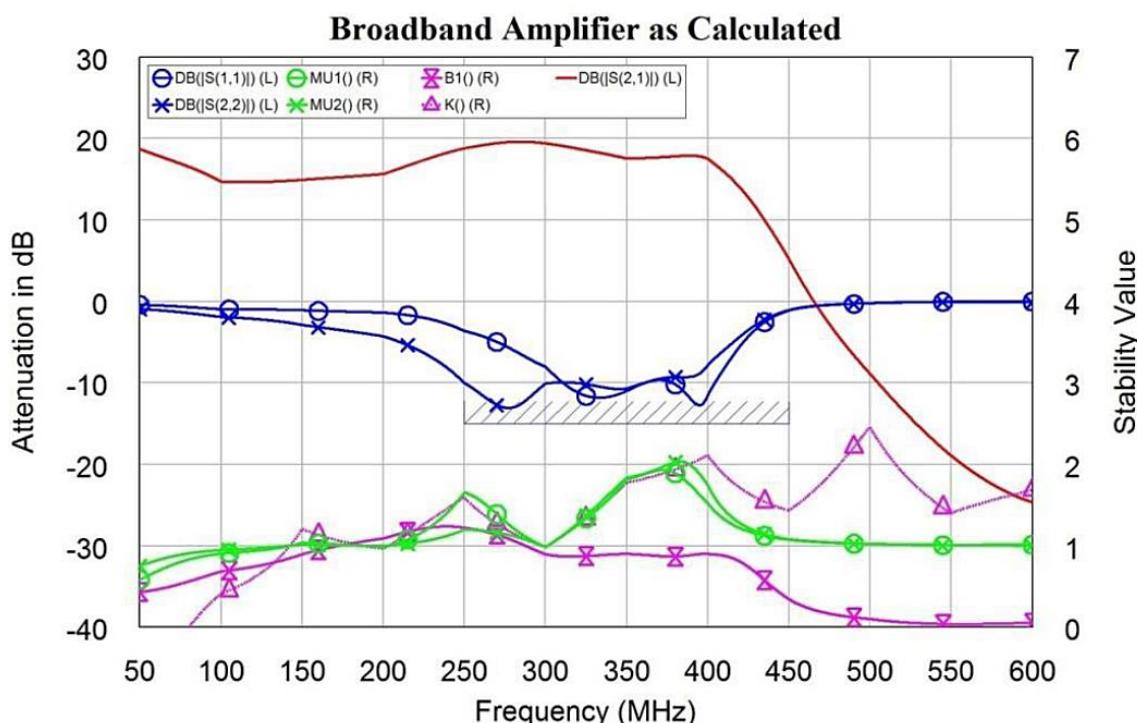


Fig. 8.36 Performance del amplificador de banda ancha calculado.

La red inicial se ha optimizado para mejorar la adaptación de entrada y salida en el rango de 250 MHz a 450 MHz. El circuito después de la optimización se muestra en la Fig. 8.37. La ganancia ha mejorado ligeramente en la región de 250 MHz a 450 MHz debido a la mejora de la adaptación de impedancia. La estabilidad ha mejorado entre 250 MHz ya 450 MHz, pero el circuito es todavía condicionalmente estable entre 50 MHz y 100 MHz.

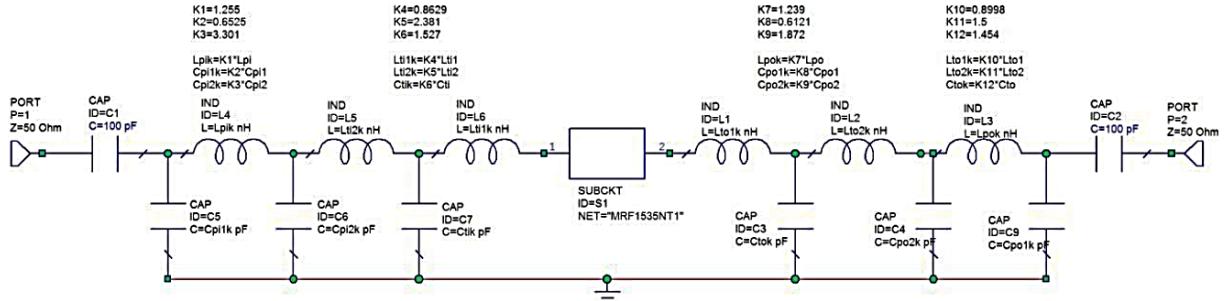


Fig. 8.37 Red de adaptación del amplificador de banda ancha después de la optimización.

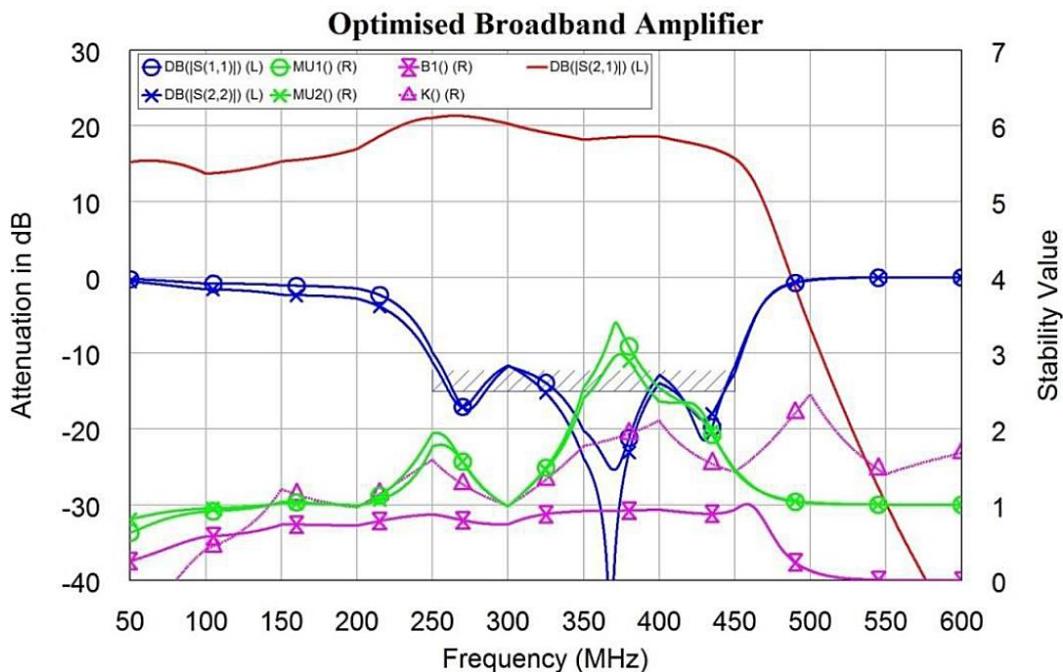


Fig. 8.38 Performance del amplificador de banda ancha después de la optimización.

Como se puede ver en la Tabla 8.1, el FET tiene una ganancia muy alta a baja frecuencia por lo cual el amplificador tenderá a oscilar en bajas frecuencias. Para reducir la ganancia en frecuencias bajas y aislar de la CC de polarización a los puertos de entrada y de salida se usan los capacitores de acoplamiento C_1 y C_2 . En las Fig. 8.35 y Fig. 8.37, el valor de estos capacitores se definió grande, para asegurar que no afectan a la respuesta de frecuencia. Ahora estos capacitores son ajustados para reducir la ganancia en baja frecuencia. Sin embargo, esta única medida no mejora la estabilidad suficientemente y el amplificador permanece condicionalmente estable en el rango de frecuencia de 50 a 100 MHz. Se puede obtener un amplificador incondicionalmente estable usando resistencias que solo sean eficaces a bajas frecuencias, interponiendo inductores en serie. La resistencia R_1 y el inductor L_7 en la Fig. 8.39 realizan esta función, R_1 , L_7 y C_1 se ajustan para garantizar que el amplificador sea incondicionalmente estable. Eso cambia la adaptación de entrada y salida en el rango 250 MHz a 450 MHz, el amplificador se optimiza de nuevo para asegurar que se obtenga la mejor adaptación de entrada y de salida manteniendo la estabilidad. La estabilidad queda garantizada incluyendo $MU1()$ $MU2()$ como

parámetros de optimización y estableciendo un factor de penalidad elevado para asegurar que son > 1 de 1 MHz a 600 MHz. El diagrama del circuito resultante se muestra en la Fig. 8.39 y correspondiente performance se muestra en la Fig. 8.40. Se puede observar que el amplificador está bien adaptado en el rango de 250 MHz a 450 MHz y es incondicionalmente estable, excepto en 200 MHz, donde $MU1() = 0,977$ y $MU2() = 0,990$.

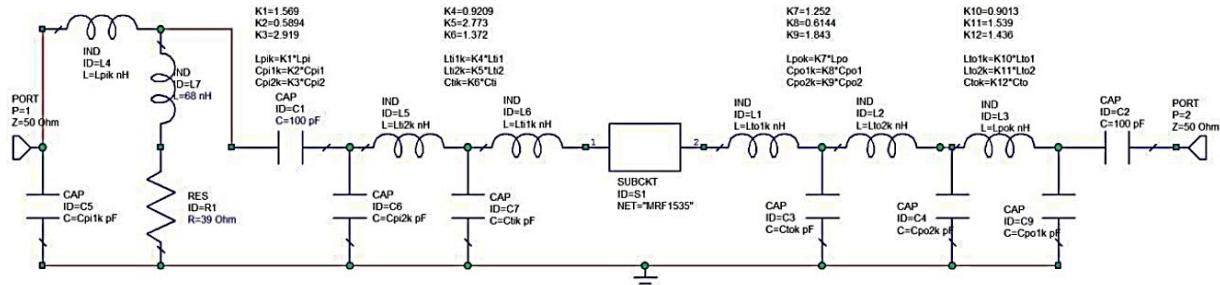


Fig. 8.39 Red del amplificador de banda ancha optimizada estable.

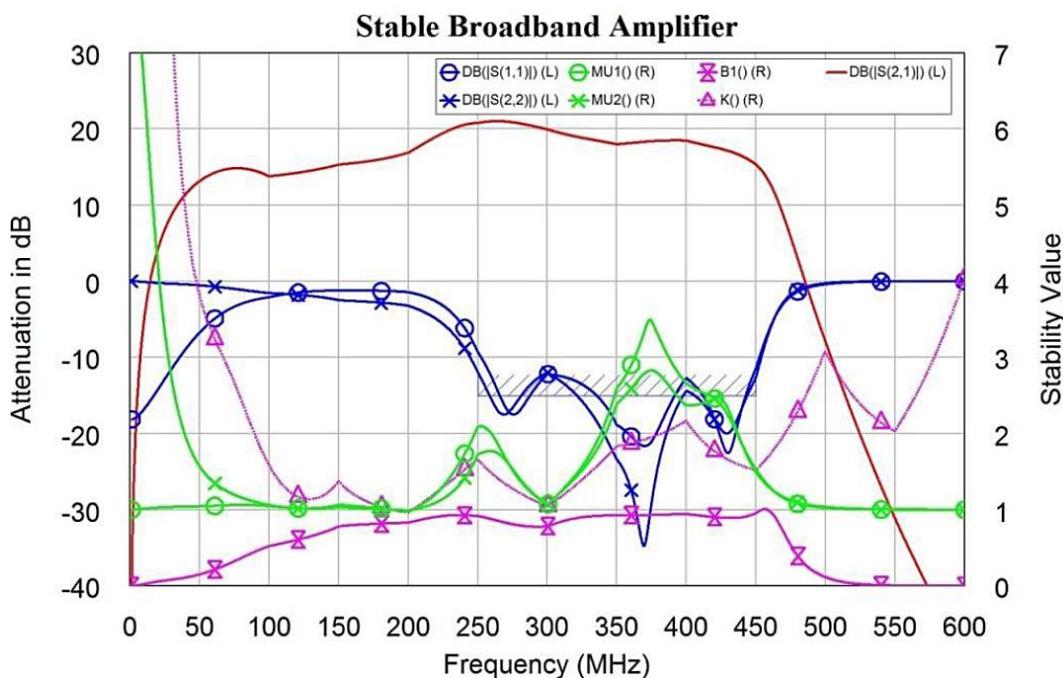


Fig. 8.40 Performance del amplificador de banda ancha optimizado estable.

La Fig. 8.41 muestra las impedancias adaptadas de entrada y salida en la carta de Smith, junto con S_{11} , y S_{22} del MOSFET. Se puede observar que se ha realizado una gran transformación de impedancias.

La Fig. 8.42 muestra los círculos de estabilidad de entrada (azul) y salida (rojo), en incrementos de 1 MHz desde 1 MHz a 600 MHz. Aparte de una excursión muy pequeña en 200 MHz, todas las regiones inestables están fuera de la región $\Gamma = 1$ en la carta de Smith, de modo que el amplificador tiene una buena estabilidad.

Si este amplificador se fuera a usar en un diseño comercial, habría que realizar más optimizaciones y modificaciones de los circuitos para obtener una respuesta en frecuencia de la ganancia más plana, quizás a costa de un ligero desajuste de impedancias en alguna banda de frecuencias.

Stable Broadband Amplifier

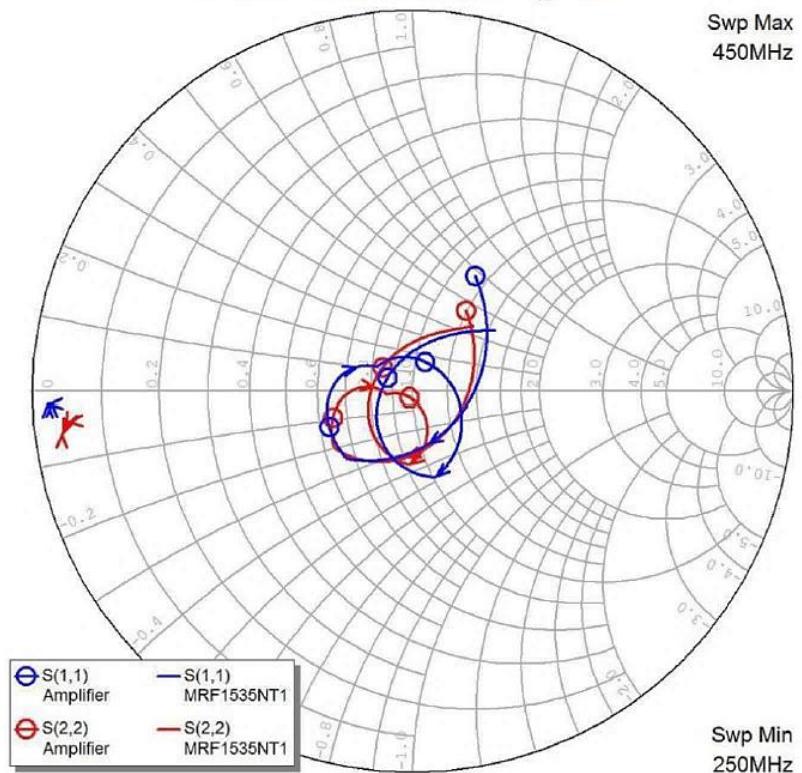


Fig. 8.41 Adaptación de impedancias del amplificador de banda ancha.

Broadband Amplifier Stability Circles

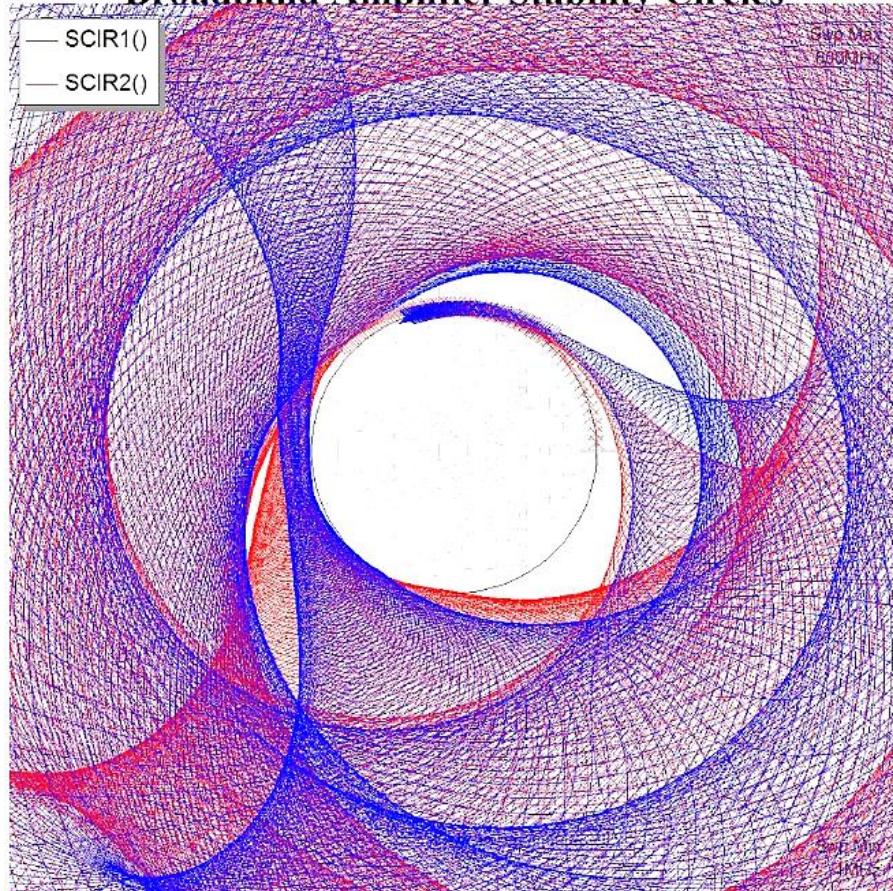
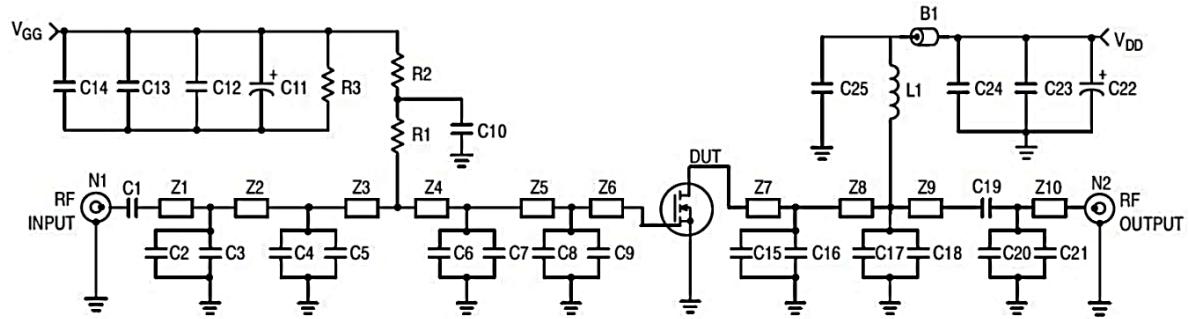


Fig. 8.42 Círculos de estabilidad del amplificador de banda ancha.



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	R3	33 kΩ, 1/8 W Chip Resistor
C6, C7	16 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z1	0.480" x 0.080" Microstrip
C8, C15, C16	27 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z2	1.070" x 0.080" Microstrip
C9	43 pF, 100 mil Chip Capacitor	Z3	0.290" x 0.080" Microstrip
C10, C14, C25	160 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z4	0.160" x 0.080" Microstrip
C11, C22	10 μF, 50 V Electrolytic Capacitors	Z5, Z8	0.120" x 0.080" Microstrip
C12, C24	1,200 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z6, Z7	0.120" x 0.223" Microstrip
C13, C23	0.1 μF, 100 mil Chip Capacitors	Z9	1.380" x 0.080" Microstrip
C17, C18	24 pF, 100 mil Chip Capacitors	Z10	0.625" x 0.080" Microstrip
C19	160 pF, 100 mil Chip Capacitor	Board	Glass Teflon®, 31 mils
C20	8.2 pF, 100 mil Chip Capacitor		

Fig. 8.43 Red de adaptación del MRF1535NT1 de la hoja de datos.

Para reducir los costos de producción, los inductores de la Fig. 8.39 se puede sustituir por líneas de transmisión microstrip. Eso cambiará ligeramente la adaptación de entrada y salida, por lo que será necesario realizar nuevas optimizaciones. La Fig. 8.43 muestra el circuito de ensayo de banda ancha 450 a 520 MHz de la hoja de datos del MRF1535NT1. Esa red de adaptación es muy similar a la presentada en este ejemplo. Observe que las tiras para Z_6 y Z_7 son mas anchas. Para muchos dispositivos, los fabricantes brindan información exacta sobre el diseño de las placas para sus dispositivos. Lamentablemente la hoja de datos de este dispositivo no la provee.

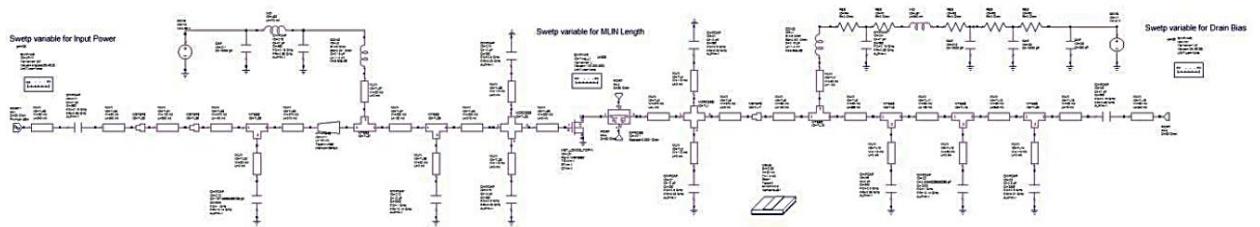


Fig. 8.44 Amplificador FET 60 W 900 MHz del proyecto de ejemplo Freescale_LDMOS_Swept_Variables.emp de AWRDE.

En muchos casos las redes de adaptación son más complejas que lo que se ha descrito aquí. A modo de ejemplo la Fig. 8.44 muestra el circuito de ejemplo Freescale_LDMOS_Swept_Variable.emp de AWRDE para un amplificador de 60 W, realizado con el MRF 9060, para funcionar en una banda de frecuencias entre los 900 y los 1000 MHz. Este es uno de los ejemplos de AWRDE similar a los diseños de ejemplo realizados por Freescale. La Fig. 8.45 muestra el diseño del PCB correspondiente. Observe cómo las bajas impedancias de línea de transmisión necesarias para adaptar la entrada se traducen en pistas de PCB muy anchas. En generales los FETs son más lineales que los transistores bipolares por lo que se prefieren para aplicaciones que requieran una

distorsión de intermodulación baja, como en amplificadores de las estaciones base de radios móviles, DAB (Digital Audio Broadcasting) y transmisores de TV. Los FET tienen ganancias muy altas bajas frecuencias bajas y son más susceptibles a la inestabilidad.

Durante los últimos años, el número de dispositivos de RF disponibles se ha reducido significativamente, especialmente los dispositivos que funcionan por debajo de 800 MHz. Muchos dispositivos discretos de RF tienen una relativamente corta disponibilidad. Por ejemplo los dispositivos MRF 9060 utilizados en el ejemplo Freescale_LDMOS_Swept_Variable.emp de AWRDE ya no están disponibles. Algunos posibles transistores de reemplazo son los dispositivos MRFE6S9045NR1 o MRFE6S9060NR1. En muchos casos, estos cambios se deben a un cambio del encapsulado, pero eso ya requiere un diseño completamente nuevo.

Este ejemplo de diseño es muy bueno, ya que demuestra cómo se puede investigar la performance del mismo, cuando está sometido a variaciones tales como la potencia de entrada, cambio en las tensiones de polarización, tolerancias de las longitudes de las líneas usadas en el diseño del PCB. Esto muestra los diferentes tipos de simulaciones que deben realizarse para asegurar que el diseño es factible que funcione correctamente cuando sea construido.

Muchos de los fabricantes de dispositivo de RF, tienen modelos AWRDE (antes MWO) para sus dispositivos.

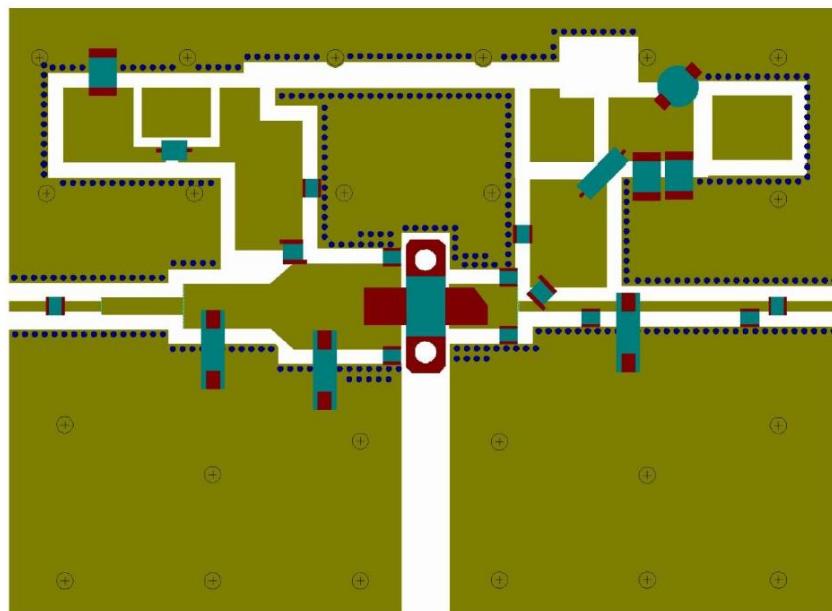


Fig. 8.45 Diseño del PCB del amplificador FET 60 W 900 MHz.

Bibliografía

- [1] RF Electronics Design and Simulation, C. J. Kikkert, James Cook University, 2013.
- [2] Matching Network Designs with Computer solutions, Nota de Aplicación AN267, Frank Davis, Motorola, 1993.
- [3] RF Power Device Impedances, Alan Wood y bob Davidson, Nota de Aplicación AN1526, Motorola, 1991.