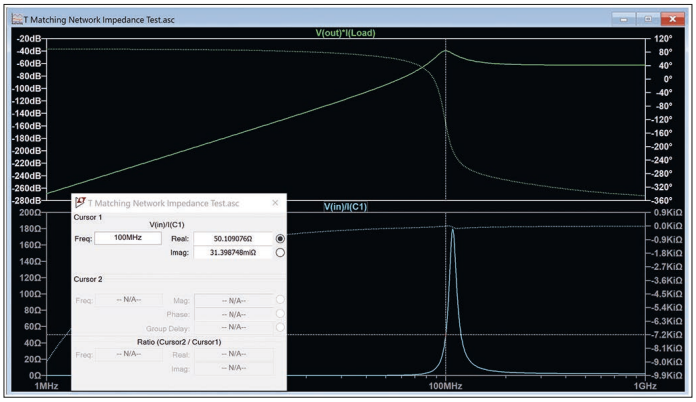
Wellensalat vermeiden

Impedanzanpassung: Berechnungen und Simulationen

Dieser Beitrag erläutert die Grundlagen der HF-Impedanzanpassung, die Berechnung der Anpassungskomponenten und die Überprüfung dieser Ergebnisse mit LTspice.



Bekanntlich wird die maximale Leistung von einer Quelle zu einer Last übertragen, wenn der Quellenwiderstand dem Lastwiderstand entspricht. In den meisten HF-Schaltungen enthalten Quellen- und Lastimpedanzen jedoch auch Blindanteile. In diesem Fall muss die Quellenimpedanz gleich der konjugiert komplexen Lastimpedanz sein, um die maximale Leistung zu übertragen. Mit anderen Worten: Während die Realteile der Quellen- und Lastimpedanz übereinstimmen müssen, muss der Imaginärteil der Lastimpedanz das umgekehrte Vorzeichen wie der Imaginärteil der Quellenimpedanz haben.

Den Großteil der Komplexität einer HF-Leistungsverstärkerschaltung machen die Komponenten für die Impedanzanpassung aus, die die aktive Komponente umgeben, sei es ein Transistor oder eine integrierte

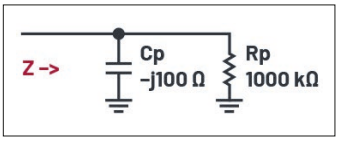


Bild 1: Paralleles RC-Glied

Lösung. Ist einmal bekannt, wie eine HF-Impedanzanpassung berechnet wurde, ist der Rest der Schaltung leichter zu erstellen . Die Berechnung der Anpassungskomponenten ist einfach, aber manchmal ist es gut, ein Werkzeug zu haben, um diese Berechnungen zu verifizieren und um sicherzustellen, dass tatsächlich die maximale Leistung von der Quelle zur Last übertragen wird.

Abgestimmte Anpassglieder und Güte

Eine Kapazität hat einen Blindwiderstand nach folgender Gleichung:

$$Xc = \frac{1}{j\omega C}$$

Durch Multiplikation von Zähler und Nenner mit j ergibt sich, dass ein Kondensator einen negativen Blindwiderstand hat. Im Gegensatz dazu hat eine Induktivität einen positiven Blindwiderstand:

$$X_L = j\omega L$$

Wenn wir also einen Kondensator mit einer Spule in Reihe schalten und beide bei einer

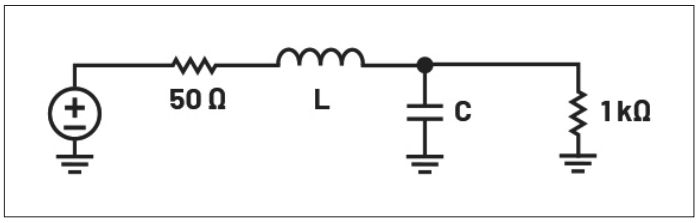


Bild 3: Anpassung einer 50-Ohm-Quelle an eine 1-kOhm-Last bei 100 MHz

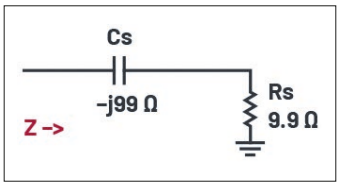


Bild 2: Seriendarstellung der Schaltung in Bild 1

bestimmten Frequenz betragsgleiche Blindwiderstände haben, bilden sie einen Kurzschluss mit Null-Phasenverschiebung (Reihenschwingkreis). Werden diese Komponenten parallelgeschaltet, bilden sie einen Isolator mit Null-Phasenverschiebung (Parallelschwingkreis). Beide Ausprägungen sind jedoch aufgrund der unvermeidbaren Verluste in beiden Bauelementen nicht ideal. Dies kann man durch einen angenommenen Reihen- oder Parallelwiderstand berücksichtigen,

Autor:
Simon Bramble
Analog Devices Inc.
www.analog.com

Der Autor

Simon Bramble schloss 1991 sein Studium der Elektrotechnik und Elektronik an der Brunel University in London ab und spezialisierte sich auf Analogelektronik und Stromversorgung. Er hat sich in seiner Laufbahn mit analoger Elektronik befasst und war bei Linear Technology (jetzt Teil von Analog Devices) tätig. Sie können ihn unter simon.bramble@analog.com erreichen.

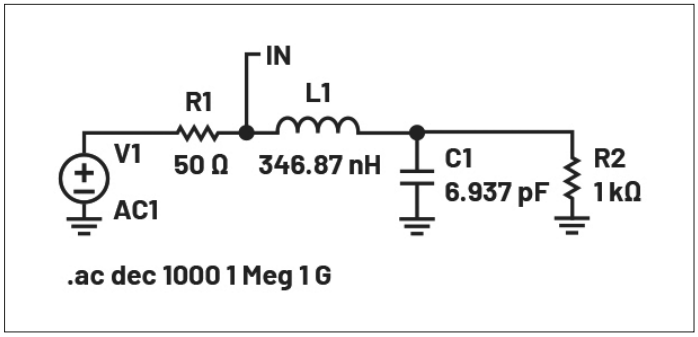


Bild 4: Die Komponenten zur Anpassung der 50-Ohm-Quelle an die 1-kOhm-Last bei 100 MHz

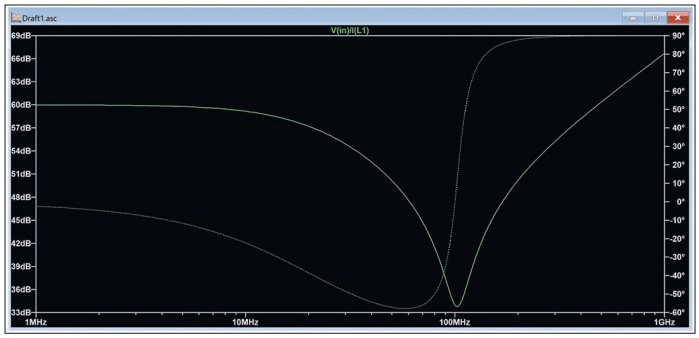


Bild 5: Eingangs-Plot des Anpassungsnetzwerks

welcher die Verlustenergie aufnimmt. Die Güte bei Parallelschaltung ist:

$$Q = \frac{Rp}{Xp}$$

Die Güte bei Serienschaltung ist:

$$Q = \frac{Xs}{Rs}$$

Errechnet wird hier die Leerlaufgüte. Man kennt noch die Betriebsgüte Q_p, bei der die Widerstände von Quelle und Last noch mit eingehen. Die Betriebsgüte ist daher immer kleiner als die Leerlaufgüte.

Man kann ein Parallel-Netzwerk in ein äquivalentes Seriennetzwerk transformieren und damit die Anpassung sehr vereinfachen. Hat man das äquivalente Seriennetzwerk erst einmal abgeleitet, erreicht man die Impedanzanpassung einfach durch die Wahl einer Quellenimpedanz mit gleichem Real- aber konjugiert komplexem Imaginärteil.

Die Impedanz der in Bild 1 dargestellten Schaltung berechnet sich zu:

$$Z = \frac{Product}{Sum} = \frac{Rp \times (-jXcp)}{Rp - jXcp}$$

$-jX_{cp}$ ... Blindwiderstand der parallelen Kapazitäten

Das Serienäquivalent dieser Schaltung kann auf verschiedene Weise berechnet werden. Zähler und Nenner von Gleichung 5 können mit dem komplex konjugierten des Nenners multipliziert werden, um die realen und imaginären Serienwerte zu erhalten. Alternativ kann die Gleichung in die Polarform umgewandelt werden und die realen und imaginären Serienkomponenten können mithilfe von Sinus und Kosinus berechnet werden.

Die Serienkomponenten können schneller bestimmt werden, wenn man Q_p des parallelen Netzwerks bestimmt (unter Verwendung von Gl. 3) und dann die folgende Gleichung anwendet, um den neuen Serienwiderstand zu ermitteln:

$$Rs = \frac{Rp}{Qp^2 + 1}$$

Man entwirft dann eine Reihenschaltung mit derselben Güte und setzt den neuen Reihenwiderstand R_s in Gl. 4 ein, um den neuen Reihenblindwiderstand X_s zu ermitteln. Die Herleitung von Gl. 6 ist im Anhang dargestellt.

Aus den Schaltungskomponenten in Bild 1 ergibt sich Q_p = 10 durch Division des Parallelwiderstands durch den Parallelblindwiderstand. Mit Gl. 6 können wir den Parallelwiderstand von 1 kOhm in einen Reihenwiderstand R_s von 9,9 Ohm umrechnen. Nach Gl. 4 hat der Reihenkondensator einen Blindwiderstand von -j99 Ohm. Bei einer bestimmten Frequenz weist die Schaltung in Bild 1 also eine identische Impedanz auf wie die Schaltung in Bild 2.

Da die Last einen Realteil von 9,9 Ohm und einen negativen Imaginärteil (-j99 Ohm) hat, benötigt man für die maximale Leistungsübertragung eine Quellenimpedanz mit einem Realteil von 9,9 Ohm und einem positiven Imaginärteil (+j99 Ohm). Dann heben sich die beiden Blindwiderstände gegenseitig auf (es entsteht ein Kurzschluss), und es bleibt ein Quellenwiderstand übrig, der einen identischen Lastwiderstand treibt.

Jetzt ist die Reihenschaltung in Bild 2 nur ein Äquivalent der Schaltung in Bild 1. Man braucht die Konfiguration von Bild 1 nicht zu ändern. Steuert man die Parallelschaltung mit einer Quelle an, die eine Serienimpedanz von (9,9 + j99) Ohm hat, wird die maximale Leistung übertragen. Es ist wichtig, zu beachten, dass der parallele Blindwiderstand (in diesem Fall C_p) ein Serienäquivalent des 1-kOhm-Widerstands erzeugt, das um einen Faktor niedriger ist, der durch die Güte Q der Schaltung bestimmt wird. Dieser Blindwiderstand kann entweder ein Serienkondensator oder eine Serieninduktivität sein. Ebenso gilt: In einer RC-Serienschaltung (wie in Bild 2) erzeugt der Serienblindwiderstand (ob kapazitiv oder induktiv) ein höheres paralleles Äquivalent des Serienwiderstands R_s. In der Tat kann Gl. 6 wie folgt umgestellt werden:

$$Rp = (Q^2 + 1)Rs$$

Daraus ergibt sich sofort, dass der Parallelwiderstand um den Faktor $(Q^2 + 1)$ höher ist als der Serienwiderstand.

Zum vorherigen Beispiel kann man zusammenfassend feststellen, dass wir parallele oder serielle Blindwiderstände verwenden können, um einen

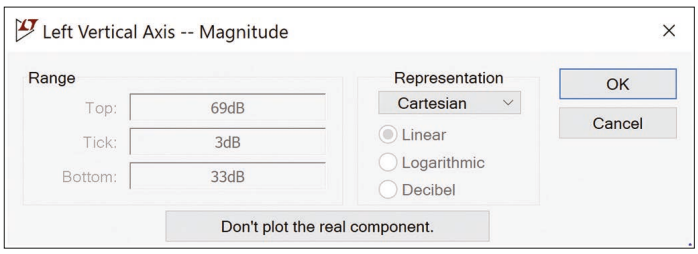


Bild 6: Wandlung der Y-Achse im Bodediagramm in kartesische Darstellung

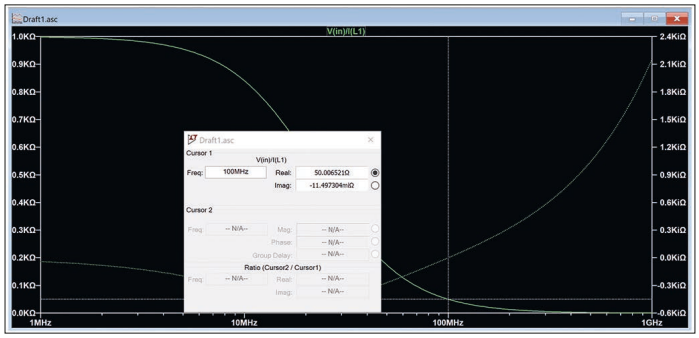


Bild 7: Der endgültige Plot zeigt die gute 50 Ohm + j0 Ohm Anpassung bei 100 MHz

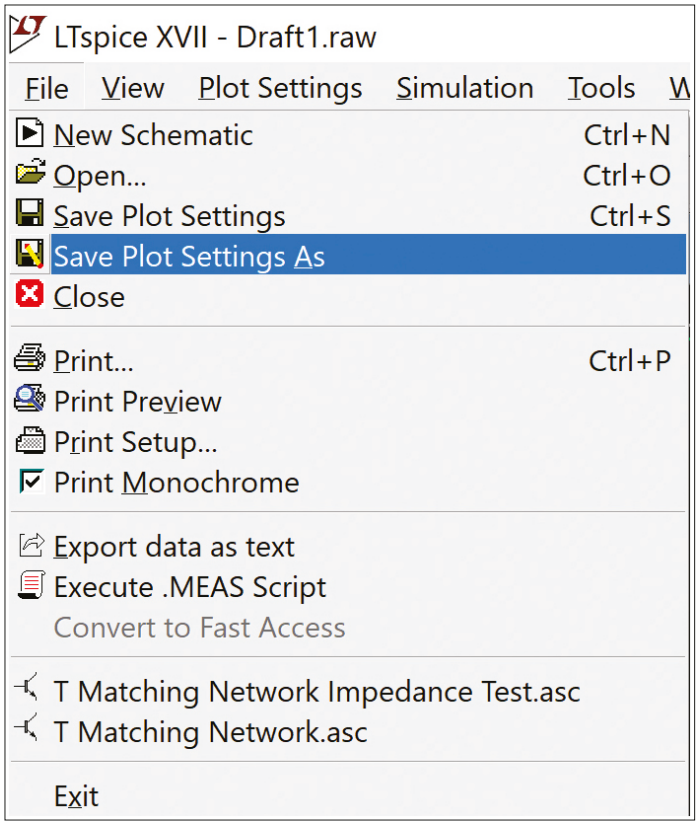


Bild 8: Durch Speicherung des Plots sichert man die y-Achsenkonfiguration und die gezeigten Wellenformen

Widerstand kleiner oder größer erscheinen zu lassen. Die Betriebsgüte des parallelen RC-Netzwerks wird durch das Verhältnis zwischen seinem Widerstand zu seinem Blindwiderstand bestimmt. Man verwendet diese Güte, um das parallele Netzwerk in ein serielles Netzwerk umzuwandeln, und wählt dann den realen Teil der Quellenimpedanz so, dass er dem realen Teil der (seriellen) Lastimpedanz entspricht, und wählt dann einen Blindanteil der Quellenimpedanz so, dass er gleich groß, aber entgegengesetzt zum Blindanteil der seriellen Lastimpedanz ist.

Arbeiten mit festen Quell- und Lastimpedanzen

Selten kann man die Quellenimpedanz ändern. Die Impedanzen von Quelle und Last sind in der Regel vorgegeben, sodass man ein Netzwerk zur Anpassung der beiden entwerfen muss.

Bild 3 zeigt eine 50-Ohm-Quelle, die bei 100 MHz an eine 1-kOhm-Last angepasst werden muss. Der Shunt-Kondensator muss die parallelen 1 kOhm in einen Serienwiderstand von 50 Ohm transformieren, was bedeutet, dass diese RC-Kombination eine Betriebsgüte von 4,36 haben muss (Gl. 6). Daraus ergibt sich ein äquivalenter Serienwiderstand von 50 Ohm plus eine Serienkapazität von einem beliebigen Wert. Dann wählt man eine Serieninduktivität, um einen betragsgleichen Blindwiderstand zum Serienkondensator zu schaffen. Diese beiden Blindwiderstände heben sich auf und es bleibt ein 50-Ohm-Widerstand übrig, der in eine 50-Ohm-Last speist. Wir können Gl. 3 verwenden, um den Blindwiderstand der Parallelkapazität zu berechnen:

$$Xp = \frac{1\ k\Omega}{4.36} = 229\ \Omega$$

Der Parallelkondensator sollte 6,94 pF betragen, damit beim parallelen Netzwerk bei 100 MHz der Blindwiderstand -j229 Ohm beträgt. Um dieses in ein serielles Netzwerk umzuwandeln, muss man die Güten Q der parallelen und seriellen Netzwerke gleichsetzen. Anhand von Gl. 4 kann man sehen, dass diese Parallelschaltung in ein äquivalentes Seriennetzwerk mit R_s = 50 Ohm transformiert ist und gilt:

$$Xs = 4.36 \times 50\ \Omega$$

Somit ist X_s = 218 Ohm. Somit sieht die Parallelschaltung des 6,94-pF-Kondensators und der 1-kOhm-Last aus wie eine Reihenschaltung eines 50-Ohm-Widerstands mit einem Kondensator mit einem Blindwiderstand von -j218 Ohm. Die Serieninduktivität mit einem Blindwiderstand von +j218 Ohm stellt sicher, dass sich die Blindanteile des Anpassungsnetzwerks aufheben und die 50-Ohm-Quelle nun in einen effektiven Lastwiderstand von 50 Ohm speist. Bild 4 zeigt das endgültige Netzwerk.

Die Schaltung kann in LTspice simuliert werden. Sie ist aufgebaut wie üblich, der Einfachheit halber wird der Knotenpunkt von R1 und L1 mit IN bezeichnet. Die Impedanz der Last, wie sie von der Quelle gesehen wird, kann durch Abtasten des IN-Knotens und des in L1 fließenden Stroms aufgezeichnet werden. Man klickt dann im Wellenformfenster mit der rechten Maustaste auf I(L1) und kopiert den Text. Dann klickt man mit der rechten Maustaste auf das Symbol V(in) und ändert den Text in V(in)/I(L1), um die Eingangsimpedanz des Anpassungsnetzwerks darzustellen, wie in Bild 5 gezeigt. Diese Darstellung zeigt jedoch die Impedanz in dB. Um die y-Achsen so zu ändern, dass die realen und imaginären Komponenten angezeigt werden, klickt man mit der rechten Maustaste auf die linke y-Achse und ändert im Feld Darstellung von Bode auf kartesisch, wie in Bild 6 gezeigt.

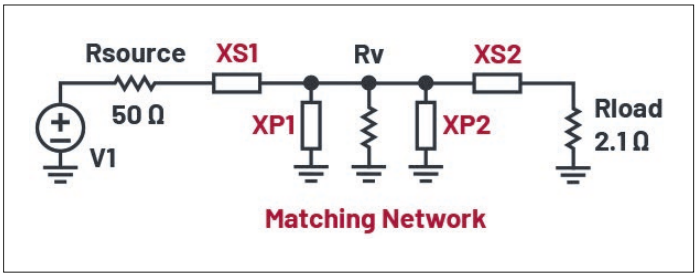


Bild 9: Anpassungs-T-Glied mit virtuellem Widerstand

In diesem Beispiel muss man den Lastwiderstand von 2,1 Ohm wie 50 Ohm aussehen lassen und gleichzeitig die Güte auf einem gewünschten Wert halten. Um dies zu erreichen, wandelt man zur Bestätigung von der Serie- in die Parallelschaltung. Der endgültige Plot ist in Bild 7 dargestellt, wobei die realen Werte auf der linken Achse und die imaginären Werte auf der rechten Achse aufgetragen sind. Bewegt man den Cursor auf die 100-MHz-Position, sieht man, dass die Eingangsimpedanz des Anpassungsnetzwerks tatsächlich 50 Ohm beträgt und der Imaginärteil sehr gering ist. Wenn man das Wellenformfenster schließt und die Simulation erneut startet, muss man leider V(in) und I(L1) erneut messen, das eine durch das andere teilen und dann die y-Achsen ändern, um die kartesischen Werte anzuzeigen. Dies lässt sich vermeiden, indem man das Wellenformfenster auswählt und Datei > Plot-Einstellungen anklickt, wie in Bild 8 gezeigt. Dadurch werden die Einstellungen des aktuellen Wellenformfensters gespeichert und die Wellenformen bei der nächsten Simulation wird automatisch neu geplottet.

Arbeiten mit bekanntem Q

Leider ermöglicht das L-Glied in Bild 4 nicht die Wahl der Güte, die durch die Impedanzen von Quelle und Last bestimmt wird. Eine Möglichkeit, dieses Problem zu lösen, ist die Verwendung eines T-Glieds, wie in Bild 9 dargestellt, das aus zwei hintereinander geschalteten

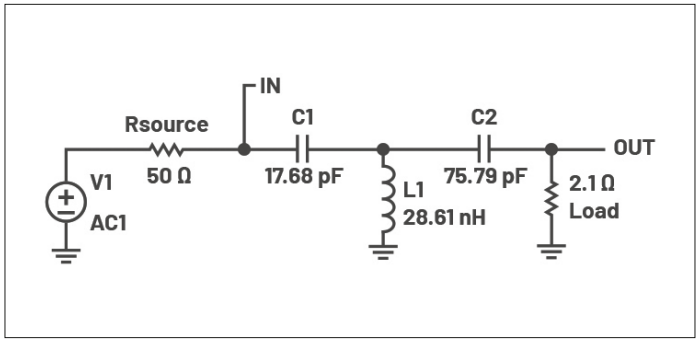


Bild 10: Das endgültige T-Glied

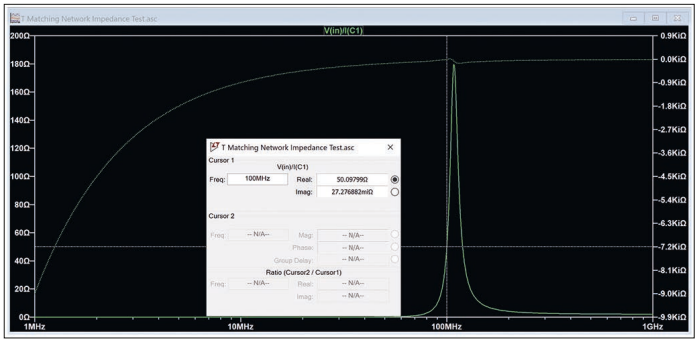


Bild 11: Plot der Eingangsimpedanz bei 100 MHz

L-Gliedern besteht. Im L-Glied wurde eine Serieninduktivität verwendet, um den Blindwiderstand eines Serienkondensators zu kompensieren. Im T-Glied wird ebenfalls eine Parallelinduktivität verwendet, um den Blindwiderstand des Parallelkondensators zu kompensieren (um einen offenen Stromkreis zu erzeugen).

Aus Bild 9 geht hervor, dass die Serienimpedanz X_{S2} (eines Kondensators oder einer Induktivität) den Serienwiderstand von 2,1 Ohm in einen größeren äquivalenten Parallelwiderstand plus einem beliebigen Parallelblindwiderstand umwandelt. Daher kann man X_{P2} so wählen, dass sie gleich, aber entgegengesetzt zu diesem beliebigen parallelen Blindwiderstand ist. Der 2,1-Ohm-Widerstand sieht dann wie ein größerer Parallelwiderstand ohne Blindwiderstand aus.

Die 2,1-Ohm-Last erscheint jetzt wie ein viel größerer virtueller Widerstand R_v (Bild 9). Man beachte, dass R_v nicht tatsächlich in der Schaltung platziert ist – es wurde lediglich dafür gesorgt, dass der 2,1-Ohm-Widerstand von der Position von R_v aus gesehen einen größeren Wert hat. Um die Schaltung zu vereinfachen, kann man den 2,1-Ohm-Widerstand, X_{S2} und X_{P2} durch R_v ersetzen, und die Schaltung würde von der Quelle aus gesehen bei einer bestimmten Frequenz die gleiche Impedanz aufweisen.

Durch Umstellen von Gl. 6 ergibt sich:

$$Q = \sqrt{\frac{Rp}{Rs} - 1}$$

Man sieht, dass die Güte der Schaltung umso größer ist, je größer dieser virtuelle Widerstand im Vergleich zum Quellwiderstand von 50 Ohm ist. Man kann demnach X_{S2} und X_{P2} so ändern, dass R_v wie ein beliebiger Wert aussieht und man so die gewünschte Güte der Schaltung erhält. Man kann dann die für ein L-Glied verwendete Methode anwenden, um den Quellwiderstand (50 Ohm) an den Lastwiderstand R_v anzupassen. Dann verwenden man X_{P1}, um R_v wie einen kleineren Serienwiderstand (idealerweise 50 Ohm) erscheinen zu lassen, plus einem beliebigen Serienblindwiderstand, und man wählt X_{S1} so, dass er gleich, aber entgegengesetzt zu diesem beliebigen Serienblindwiderstand ist, sodass der 50-Ohm-Quellenwiderstand in einen 50-Ohm-Lastwiderstand einfließt, aber immer noch eine hohe Güte erhalten bleibt.

Man muss, der Methodik folgend, bei 100 MHz die 50-Ohm-Quelle an eine 2,1-Ohm-Last mit einer gewünschten Schaltungsgüte von 10 anpassen. Die Schaltung in Bild 9 soll wie ein L-Glied mit einer 50-Ohm-Quelle und einem größeren Lastwiderstand R_v angesehen werden. Zunächst muss man deshalb die 2,1 Ohm in einen größeren (parallelen) Widerstand umwandeln. Man weiß, dass der Serienblindwiderstand X_{S2} die 2,1 Ohm in einen größeren Parallelwiderstand umwandelt, nach Gl. 4:

$$10 = \frac{Xs}{2.1\ \Omega}$$

Demnach ist X_{S2} = 21 Ohm. Anschließend wandelt man diese Reihenschaltung mit Gl. 6 in ihr paralleles Äquivalent um:

$$2.1\ \Omega = \frac{Rp}{10^2 + 1}$$

Daraus ergibt sich ein R_p von 212,1 Ohm. Das ist der virtuelle Widerstand. Ein Serienwiderstand von 2,1 Ohm und eine Serienreaktanz von 21 Ohm erscheinen also als größerer Parallelwiderstand von 212,1 Ohm plus einem beliebigen Parallelblindwiderstand. Man fügt dann einen gleichen, aber entgegengesetzten parallele Blindwiderstand ein, um diesen auszugleichen, sodass nur der größere Parallelwiderstand übrigbleibt:

$$10 = \frac{212.1\ \Omega}{Xp}$$

Somit ergibt sich X_{P2} = 212,1 Ohm. Man könnte auch X_{S2}, X_{P2} und den 2,1-Ohm-Widerstand durch einen einzigen parallelen Widerstand von 212,1 Ohm ersetzen, und die Schaltung würde bei 100 MHz die gleiche Impedanz zur Quelle aufweisen. Dies kann in LTspice simuliert werden. Die Schaltung kann nun als einfaches L-Glied behandelt werden, bei dem man lediglich den 50-Ohm-Quellwiderstand an eine Last von 212,1 Ohm anpasst. Aus Gl. 10 ergibt sich:

$$Q = \sqrt{\frac{212.1\ \Omega}{50\ \Omega}} - 1 = 1.80$$

Der parallele 212,1-Ohm-Widerstand muss jetzt wie ein 50-Ohm-Serienwiderstand betrachtet werden. Widerstand und Güte sind bekannt, und man kann jetzt den erforderliche parallelen Blindwiderstand berechnen, um diese Güte zu erreichen. Dann erstellt man eine äquivalente Reihen-

Ableitung der Gleichung 6

$$Z = \frac{Product}{Sum}$$

$$Z = \frac{jXcp \times Rp}{jXcp + Rp}$$

Entfernung des imaginären Terms im Nenner:

$$Z = \frac{jXcpRp}{jXcp + Rp} \times \frac{Rp - jXcp}{Rp - jXcp}$$

$$Z = \frac{jXcpRp^2 + Xcp^2Rp}{Rp^2 + Xcp^2}$$

Umstellung ergibt:

$$Z = \frac{Xcp^2Rp}{Rp^2 + Xcp^2} + j\frac{XcpRp^2}{Rp^2 + Xcp^2}$$

Der reale Teil des obigen Beispiels ist der Wert des neuen Vorwiderstands R_s. D.h.:

$$Rs = \frac{Xcp^2Rp}{Rp^2 + Xcp^2}$$

Aus Gleichung 3 ist bekannt:

$$Xp = \frac{Rp}{Qp}$$

Somit:

$$Rs = \frac{\frac{Rp^2}{Qp^2}Rp}{Rp^2 + \frac{Rp^2}{Qp^2}}$$

Multipliziert mit Qp^2 und dividiert durch Rp^2 ergibt sich:

$$Rs = \frac{Rp}{Qp^2 + 1}$$

Komponente	Impedanz	Wert bei 100 MHz
XS1	90 Ohm	17,68 pF
XP1	117,8 Ohm	187,5 nH
XS2	21 Ohm	75,79 pF
XP2	21,21 Ohm	33,76 nH

Tabelle 1: Die Werte der Komponenten des T-Netzwerks

schaltung mit der gleichen Güte. Durch Einfügen eines parallelen Blindwiderstands wird der hohe Wert des parallelen Widerstands in einen niedrigeren Wert des Reihenwiderstands (50 Ohm) plus etwas Reihenblindwiderstand umgewandelt. Aus Gl. 3 ergibt sich:

$$1.80 = \frac{212.1\ \Omega}{Xp}$$

Somit ist X_{P1} = 117,8 Ohm. Ein paralleler Blindwiderstand von 117,8 Ohm lässt den parallelen Widerstand von 212,1 Ohm wie einen Serienwiderstand von 50 Ohm erscheinen. Man kann dann Gl. 4 zur Berechnung des Serien-Blindwiderstands verwenden. Der Parallelwiderstand 117,8 Ohm und der Widerstand von 212,1 Ohm bedeuten eine Güte von 1,8. Wenn man dies in eine Reihenschaltung mit derselben Güte und einem Reihenwiderstand von 50 Ohm umrechnet, kann man den Reihen-Blindwiderstand berechnen (Gl. 4):

$$1.80 = \frac{Xs}{50\ \Omega}$$

Es ergibt sich X_{S1} = 90 Ohm. Der Parallelwiderstand 212,1 Ohm und der Blindwiderstand 117,8 Ohm entsprechen einem Serienwiderstand von 50 Ohm und einem Blindwiderstand von 90 Ohm. Wenn X_{P1} ein Kondensator ist, ergibt sich daraus ein Serien-Blindwiderstand von -j90 Ohm, sodass die Serien-Anpassungskomponente induktiv sein muss (+j90 Ohm), damit sich die Blindwiderstände aufheben.

Bei dem oben beschriebenen Verfahren sind einige Punkte zu beachten. Erstens: Bei einem T-Glied beginnt der Entwurf am Ende des Stromkreises mit dem niedrigsten Widerstandswert, im Beispiel also mit 2,1 Ohm, nicht mit 50 Ohm. Aus Gl. 6 kann man ersehen, dass man, wenn man mit dem 50-Ohm-Ende beginnen würden, einen viel höheren Wert für R_v berechnen und aufgrund des viel niedrigeren Lastwiderstands von 2,1 Ohm eine sehr hohe Güte für die rechte Hälfte des Netzes erhalten würden. Zweitens stellt man fest, dass die Serien-Blindwiderstände immer das entgegengesetzte Vorzeichen wie die Shunt- Blindwiderstände haben, damit sie sich gegenseitig aufheben. Die Werte der Komponenten sind in Tabelle 1 aufgeführt. Da X_{P1} und X_{P2} parallele Induktivitäten sind, können diese zu einer einzigen Induktivität von 28,61 nH zusammengefasst werden. Die endgültige Schaltung ist in Bild 10 dargestellt.

Wenn man die Spannung am IN-Knoten aufzeichnet und durch den in C1 fließenden Strom dividiert, sieht man, dass die Eingangsimpedanz des Anpassungsnetzwerks fast 50 Ohm beträgt (s. Bild 11). Man kann auch die auf die Last übertragene Leistung aufzeichnen, indem man die Spannung über der Last und den durch die Last fließenden Strom aufzeichnet und das miteinander multipliziert, wie in Bild 12 dargestellt.

Wenn man mit der rechten Maustaste auf das Plot-Fenster klickt und Add Plot Pane wählt, kann man gleichzeitig die Anpassung in einem Fenster und die Leistungsübertragung in einem anderen Fenster darstellen. Durch Speichern der Plot-Einstellungen wird sichergestellt, dass diese nach jeder Simulation automatisch geplottet werden.

Umgang mit komplexen Lasten

Eine Last ist selten rein ohmsch. Man kann die 2,1-Ohm-Last in Bild 10 mit einem kapazitiven Element in Reihe schalten, z.B. 398 pF (das entspricht -j4 Ohm

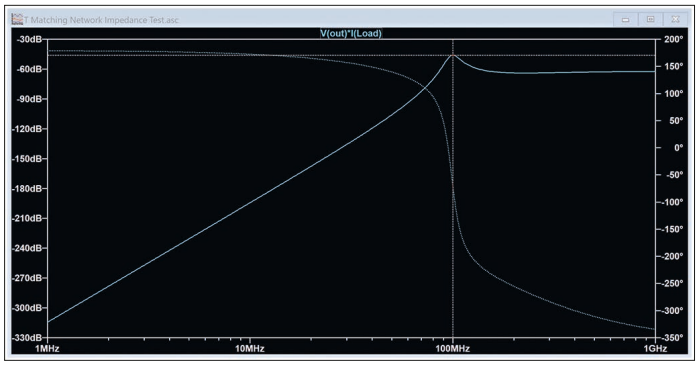


Bild 12: Maximaler Leistungstransfer bei 100 MHz

bei 100 MHz), was das Anpassungsnetzwerk unterbricht. Dies ist jedoch leicht zu beheben. In Bild 10 bilden C2 und die 2,1-Ohm-Last ein Reihennetzwerk mit einer Güte von 10, die durch das Verhältnis von Blindwiderstand -j21 Ohm zu Widerstand 2,1 Ohm bestimmt wird. Durch die zusätzlichen -j4 Ohm hat sich der gesamte Blindwiderstand auf -j25 Ohm erhöht. Um die gleiche Güte beizubehalten, kann man zu dieser Reihenschaltung einen positiven Blindwiderstand hinzufügen, der die -j4 Ohm der Last aufhebt. Dies kann durch Hinzufügen einer Induktivität von 6,37 nH (was einen Blindwiderstand von +j4 Ohm ergibt) in Reihe mit C2 erreicht werden, um das Verhältnis zwischen Blindwiderstand und Widerstand beizubehalten. Ein bequemerer Weg ist die Erhöhung von C2 auf 93,62 pF. Dadurch verringert sich der Blindwiderstand auf -j17 Ohm, und die Lastkapazität erhöht dann den Nettoreihenwiderstand wieder auf -j21 Ohm, sodass eine Güte von 10 erhalten bleibt. LTspice kann zur Überprüfung der Korrektheit verwendet werden, die endgültige Schaltung ist in Bild 13 dargestellt. Der Aufmacher zeigt, dass diese Schaltung bei 100 MHz eine gute Anpassung an 50 Ohm aufweist.

Schlussbemerkung

Hoffentlich hat dieser Artikel das Thema der HF-Impedanzanpassung versachlicht und das Verständnis für HF-Verstärkerschaltungen erleichtert. Mithilfe der Betriebsgüte eines Netzwerks kann man zwischen Reihen- und Parallelnetzwerken wechseln und Widerstände mit niedrigem Wert in solche mit höherem Wert umwandeln. Wie bei jeder technischen Aufgabe ist es jedoch immer gut, eine Gegenkontrolle für die Berechnungen zu haben, und LTspice erweist sich dabei als unschätzbar wertvoll bei der Darstellung der Eingangsimpedanz und der Ausgangsleistung einer Schaltung.

Vielen Dank an Chris Bowick für das Gegenlesen der Theorie, die in diesem Artikel umrissen wird; s. auch Chris Bowick: RF Circuit Design. Newnes, November 2007. ◄

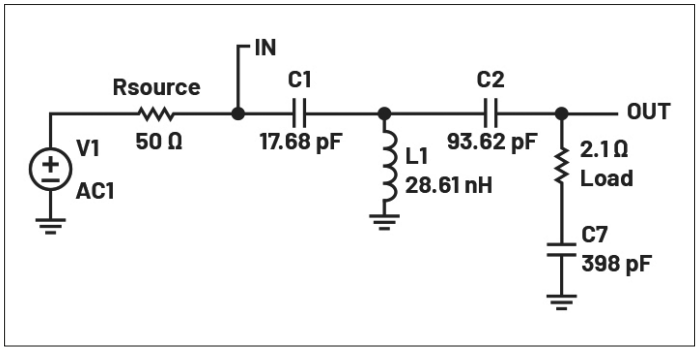


Bild 13: Das überarbeitete T-Glied zur Anpassung an eine komplexe Last