Digital steuerbarer HF-Kondensator (DTC)

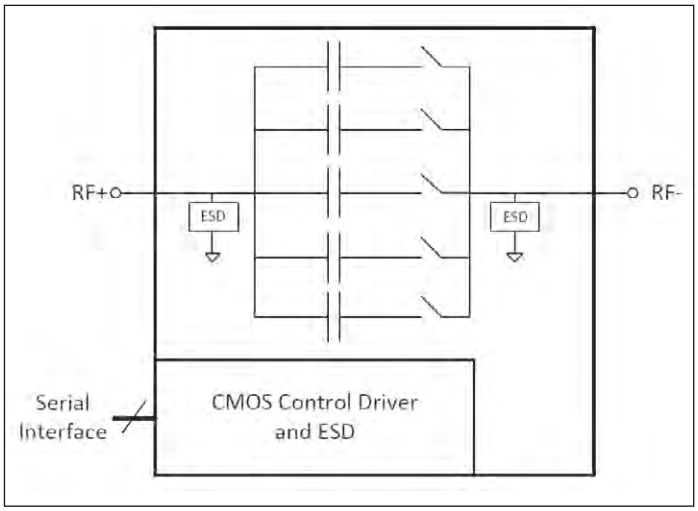

Bild 1: Blockdiagramm des DTC

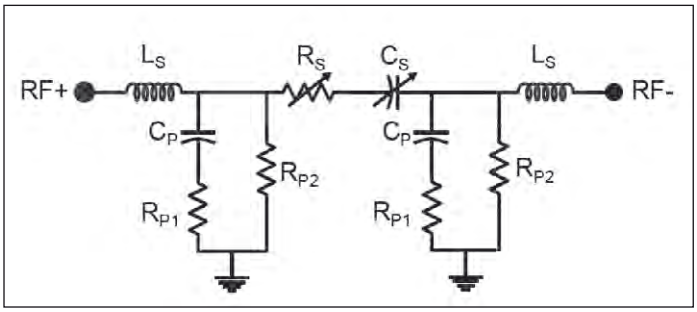

Bild 2 : Das DTC-Modell

Der „Digitally Tunable Capacitor“ (DTC) ist ein variabler Kondensator, der über ein digitales Interface kontrolliert wird. Eine digitale serielle Schnittstelle dient dazu, CMOS-FETs zu steuern, die High-Q MIM-Kondensatoren zu- oder abschalten, um verschiedene Kapazitätswerte zu erhalten. Die Methode, FETs zu stapeln, um einen virtuellen Hochspannungs-FET zu erzeugen, ermöglicht die hohe HF-Leistungsbelastung des DTC. Die Digitalsteuerungs-Schnittstelle ist auf dem Die völlig isoliert; für die Erzeugung der Spannungserzeugung oder das Interface werden keine externen Komponenten benötigt. Dieser Bericht beschreibt die Arbeitsweise des DTC und seine Anwendung in einem abstimmbaren Anpassnetzwerk.

Peregrine Semiconductor Application Note AN29 “DTC Theory of Operation” www.psemi.com

DTC-Ersatzschaltbild

Die Kapazität des DTC wird durch die parallele Kombination aller On-state-Bahnen des MIM Schalter Kondensator-FETs sowie aller abgeschalteten Bahnen ermittelt. Durch Gewichtung der MIM-Kondensatoren in jedem Bauteil, wird ein lineares und monotones Abstimmverhalten erzielt. Bei der niedrigsten Kapazitätseinstellung des DTC ist jeder Schalter offen. Bild 1 zeigt eine vereinfachte Ansicht des HF-Kerns des DTC. Der DTC kann unter Verwendung einer Schaltung aufgebaut werden, wie sie Bild 2 zeigt. Sie umfasst alle parasitären Elemente und ist sowohl in der Serien- als auch der Shunt-Konfiguration genau. Das Baumuster gibt das physikalische Schaltungsverhalten genau wieder und sorgt für eine sehr nahe Korrelation zu den gemessenen Daten. Das Modell passt alle wichtigen Parameter (C, Abstimmbereich, SRF und Q, Anpassung und Verlustleistung) korrekt an.

Bild 2 zeigt das Ersatzschaltbild für den DTC. Es umfasst drei Hauptteile: den Abstimm-Kern, bestehend aus Rs und Cs, die parasitäre Gehäuseimpedanz Ls und das parasitäre Parallelnetzwerk (Cp, Rp1, Rp2.)

Wie Bild 3 zeigt, ist die Kapazitäts-Abstimmkennlinie linear proportional zum Abstimmzustand. Der Abstimmzustand entspricht einem spezifischen Kapazitätswert, auf den der Abstimmkern über das serielle Interface programmiert wurde. Die Auflösung des DTC wird durch die Zahl der Kapazitätsstufen festgelegt, die zwischen dem Minimum (Csmin) und dem Maximum (Csmax) existieren. Das Kapazitätsabstimmverhältnis des Abstimmkerns wird durch Csmax/Csmin festgelegt, das auch als das Serien-Abstimmverhältnis bezeichnet wird.

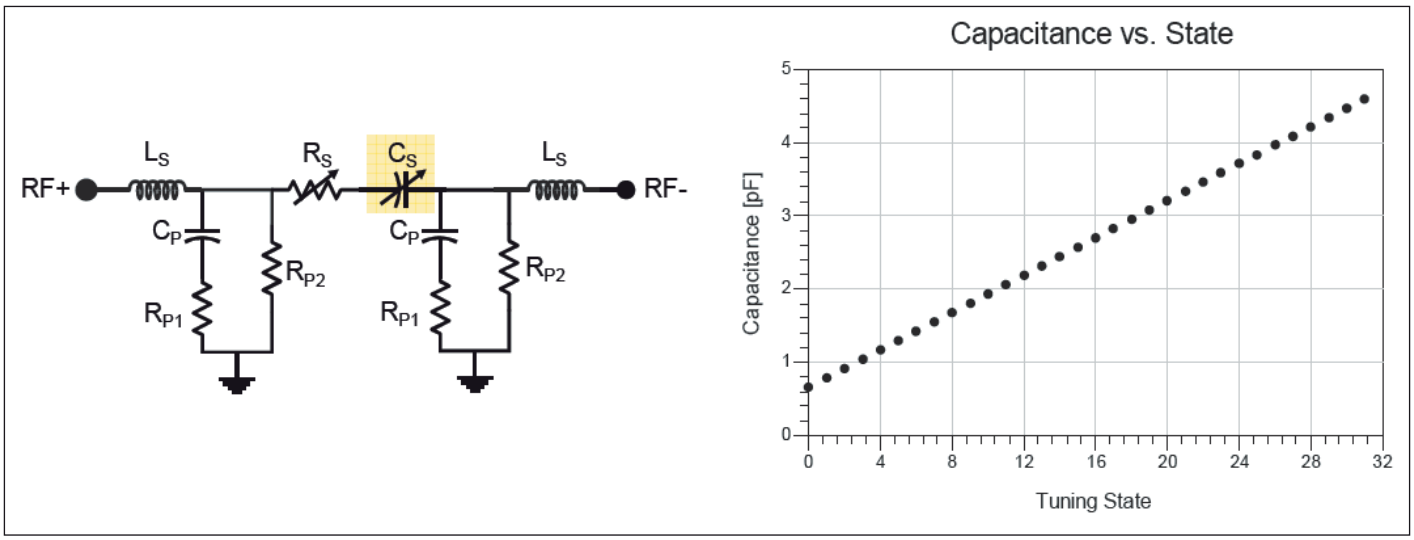

Bild 3: Kapazitätsverlauf des Abstimmkernes in Serien-Konfiguration

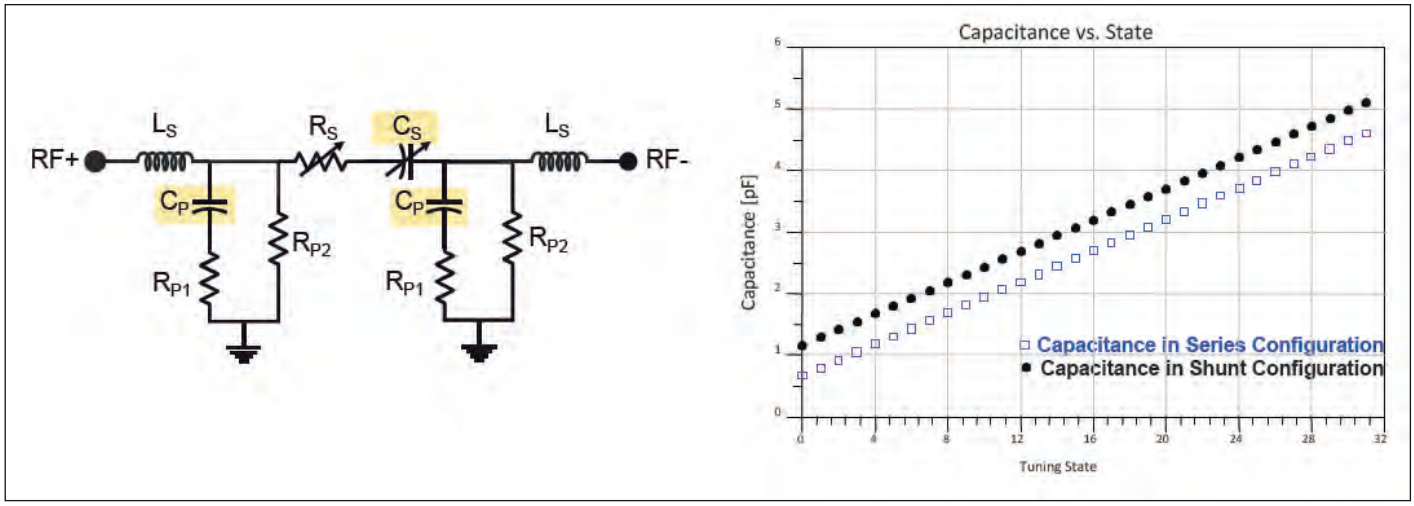

Bild 4: Kapazität in Parallel- und Serienschaltung

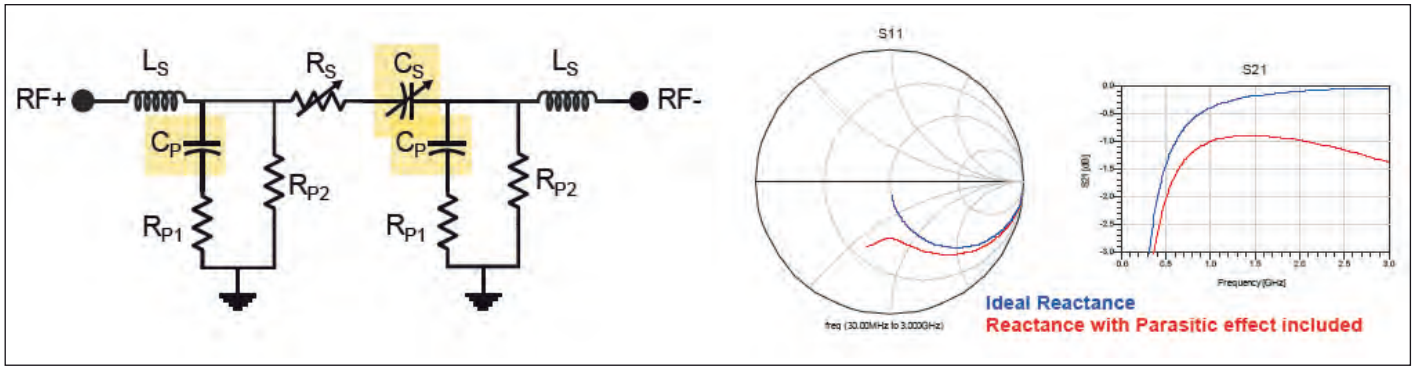

Bild 5: Einfluss der parasitären Kapazität auf das Serienverhalten

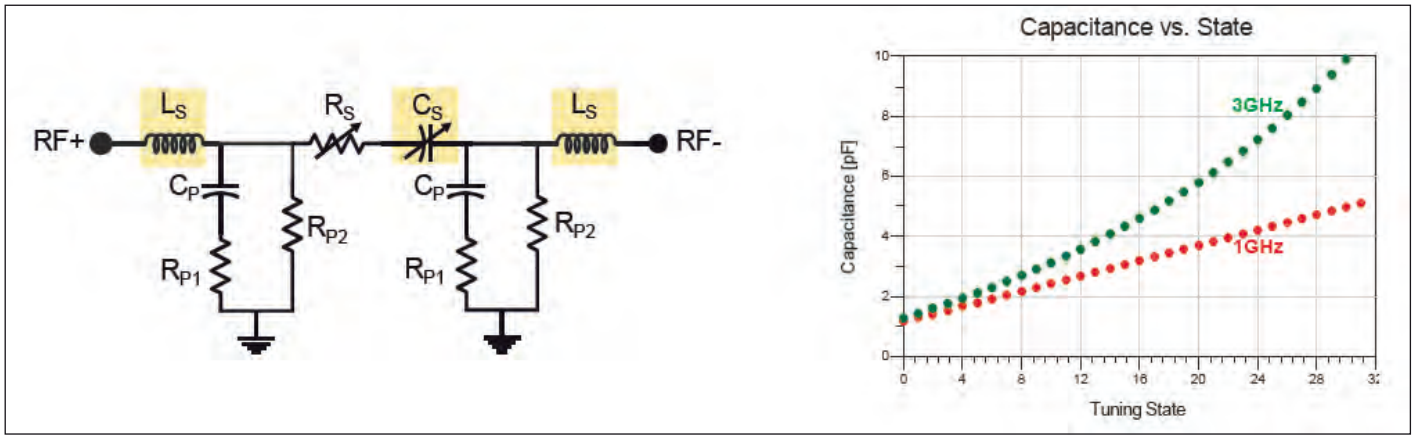

Bild 6: Scheinbare Kapazität in Shunt-Konfiguration

Um das Verhalten einer praktischen Implementation des DTC adäquat darzustellen, muss die gesamte parasitäre Kapazität (die sich aus den parasitären Schaltungs- und Gehäusekapazitäten ergibt) vom HF-Port zu Ground (Cp) ausreichend berücksichtigt werden. So erscheint der DTC als ein Netzwerk mit drei Anschlüssen und hat eine Kapazität zwischen jedem HF-Port und zwischen jedem Hf-Port und GND. Die effektive Kapazität, die der DTC gegenüber einer Schaltung bildet, hängt von seiner Konfiguration ab (seriell oder parallel). In der Serien-Konfiguration ist die DTC-Abstimmkapazität Cs zwischen den RF+ und RF-Ports zu sehen. In diesem Fall wird Cs als Serien-Kapazität bezeichnet. Da die parasitäre Shunt-Kapazität Cp nach Masse verbunden ist, beeinflusst sie zwar die Kapazität zwischen RF+ und RF- nicht, muss aber trotzdem berücksichtigt werden, wenn die endgültige Schaltung für die Applikation ausgelegt wird. In der Shunt-Konfiguration wird RF- gewöhnlich geerdet und RF+ mit dem Signal verbunden. Die Gehäuse-Induktivität Ls am RF-Eingang schließt das parasitäre Parallel-Netzwerk an der RF-Seite der Schaltung effektiv kurz. Cp und Cs liegen dann parallel. Daher ist in der Shuntanordnung die

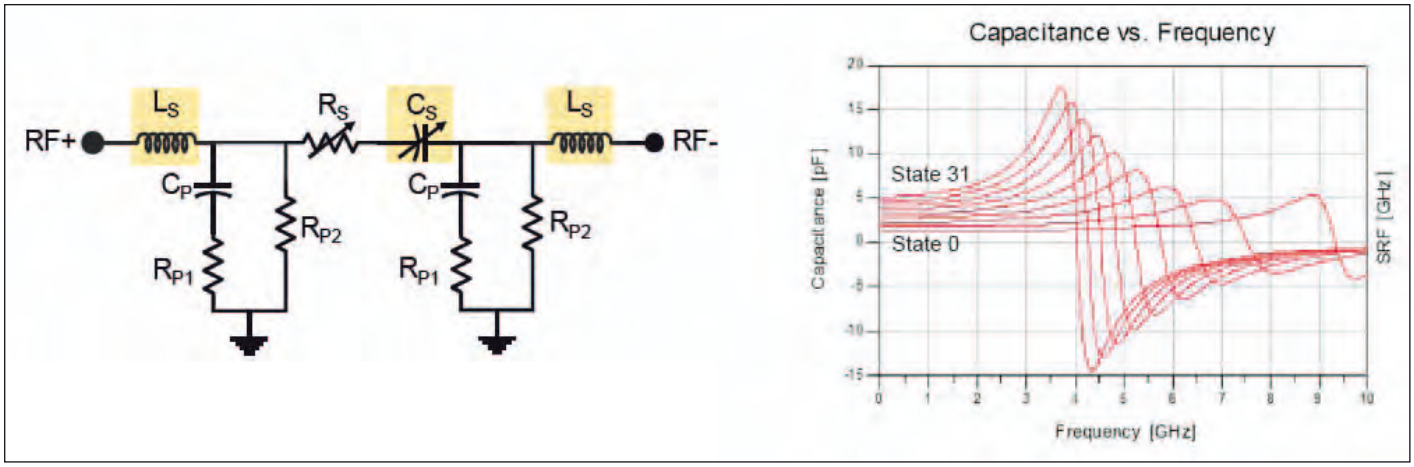

Bild 7: Einflüsse der parasitären Induktivität auf die Eigenresonanzfrequenz (SRF)

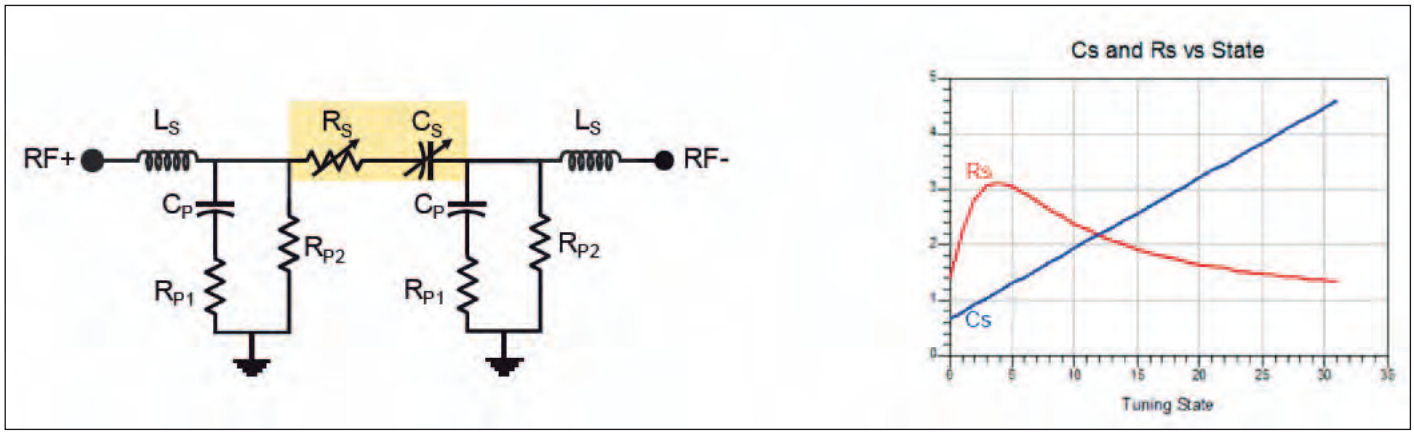

Bild 8: Abhängigkeit von Cs und Rs vom Abstimmzustand

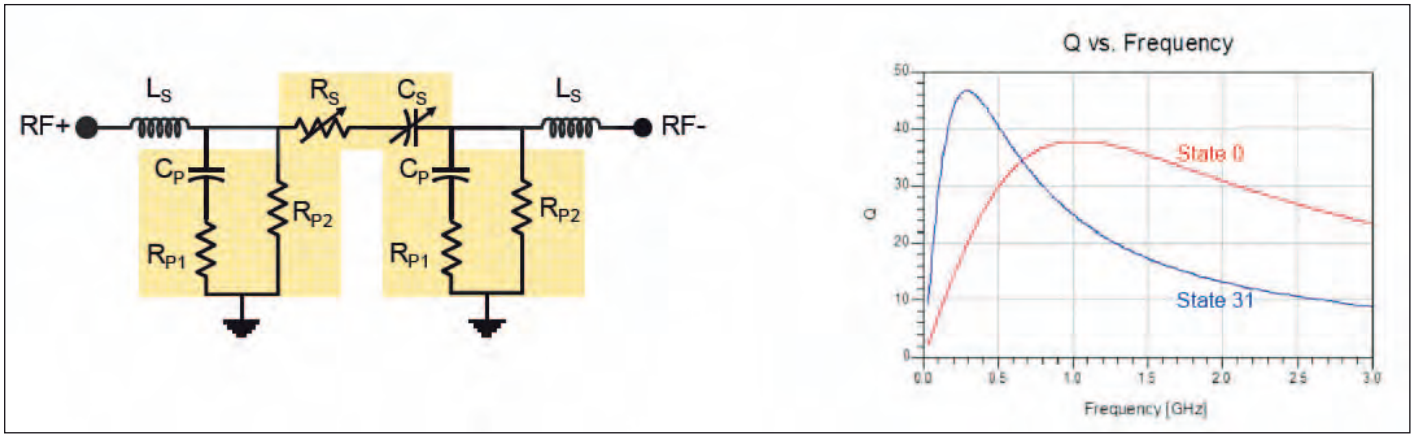

Bild 9: Der Qualitätsfaktor der parasitären Shunt-Komponenten

Gesamtkapazität C = (Cs+Cp) höher als die Kapazität, die zwischen RF+ und RF-Port zu sehen ist, wie Bild 4 zeigt. Da Cp den Shunt-Leitwert repräsentiert, erscheint der DTC nicht länger als eine einfache Reaktanz in Serie zwischen den HF-Ports, sondern vielmehr als ein Impedanz-Transformator. Daher weichen die Werte von S11 und S21 der tatsächlichen Schaltung in der Serienkonfiguration von einer idealen Serien–Reaktanz ab, wie Bild 5 zeigt. Zusätzlich zu den parasitären Kapazitäten ist eine parasitäre Induktivität Ls (entsprechend den parasitären Komponenten des Gehäuses und der Schaltung) im DTC vorhanden. Diese Induktivität bewirkt, dass die scheinbare Kapazität des DTC in Richtung zu höheren Frequenzen zunimmt. Dies ist der Grund dafür, dass auch das scheinbare Abstimmverhältnis in Richtung höherer Frequenzen ansteigt, wie Bild 6 zeigt. Bei der Eigenresonanz SRF hebt die parasitäre Induktivität die kapazitive Reaktanz genau auf, und die Kapazität wird 0. Oberhalb der SRF erscheint der DTC induktiv, bzw. hat eine negative Kapazität. Die Eigenresonanz ist abhängig davon, auf wel-

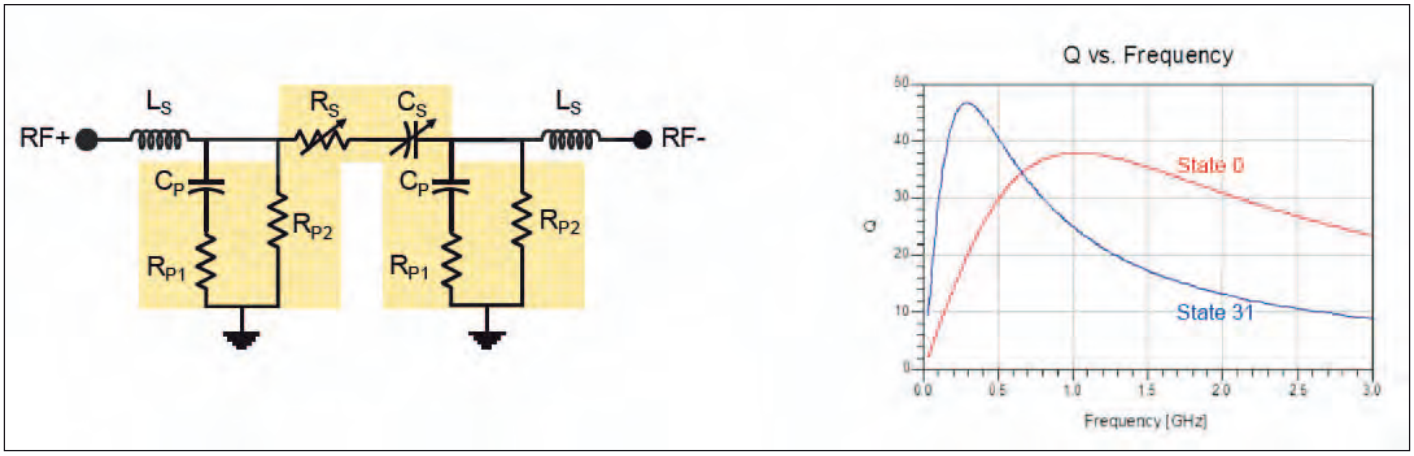

Bild 10: Q als Zusammensetzung aus Kern- und parasitären Komponenten

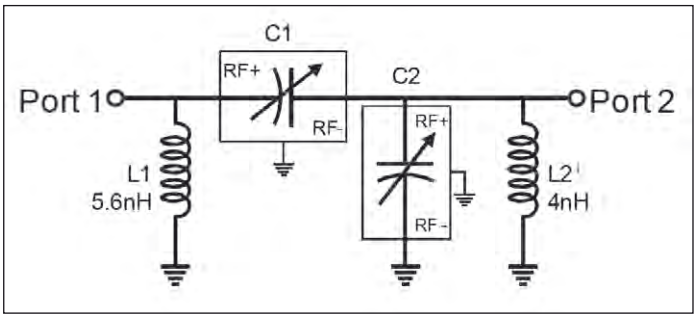

Bild 11: Beispiel für ein abstimmbares Anpassnetzwerk

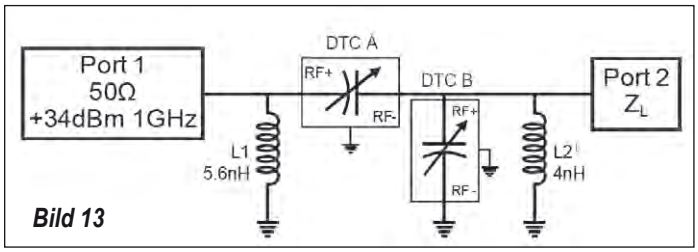

Bild 13

chen Abstimmzustand (welchen Kapazitätswert) der DTC programmiert ist. Die SRF ist ungefähr umgekehrt proportional zur Quadratwurzel aus der Kapazität.

Um die Streuverluste im DTC genau darzustellen, muss jedes kapazitive Element (parasitär oder Abstimmkern) eine damit verbundene ohmsche Komponente haben. Die Streuverluste des Abstimmkerns (Cs) werden durch einen äquivalenten Serienwiderstand repräsentiert (Re). Die Werte von Rs und Cs hängen vom Abstimmzustand ab, wie Bild 8 zeigt.

Das parasitäre Shunt-Netzwerk ist eine Kombination parasitärer Schaltungs- und Gehäuse-Komponenten, die auch ohmsche Verlustanteile enthalten. Eine Quelle dieser ohmschen Verluste ist der Bias-Schaltkreis innerhalb des Abstimmkerns. Die Komponentenwerte des parasitären Netzwerks sind unabhängig von der Frequenz und dem Justierzustand. Den Qualitätsfaktor des parasitären Netzwerks, mit

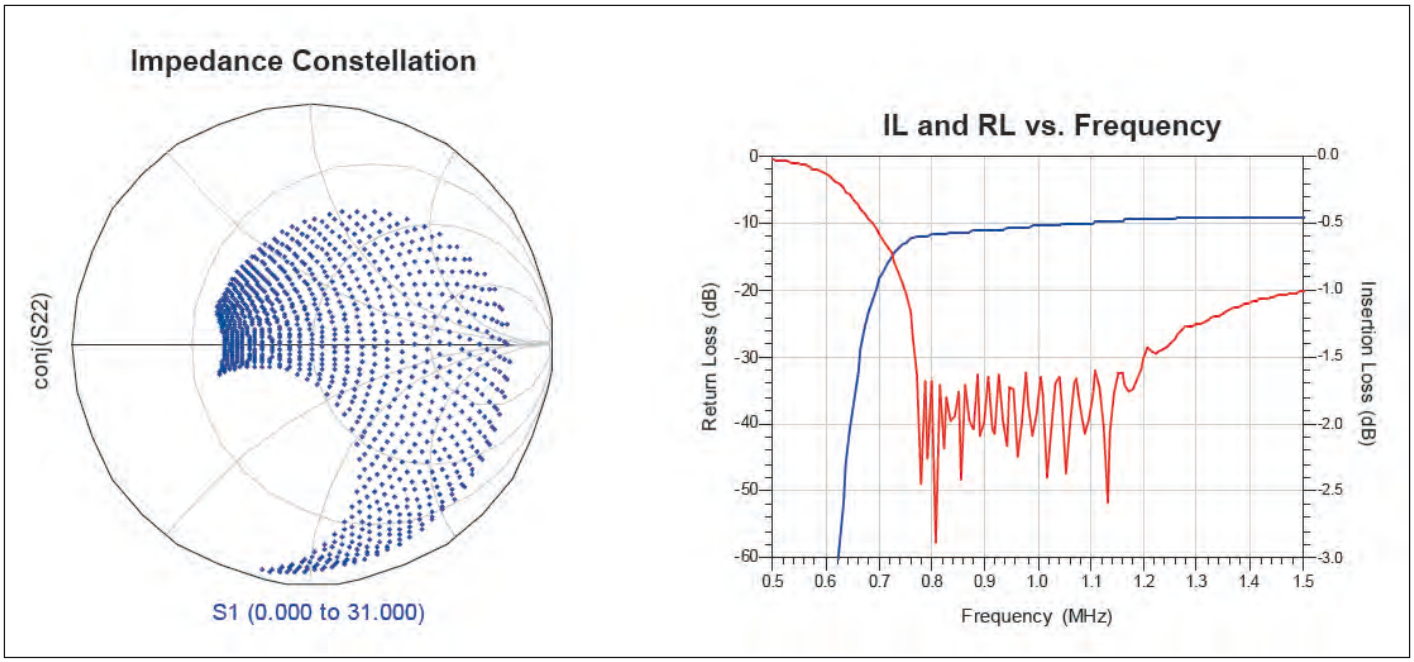

Bild 12: Frequenzgang des Impedanzanpassungs-Netzwerkes

dessen Hilfe man seine Verluste beschreiben kann, verdeutlicht Bild 9.

Das komplette DTC-Modell liefert eine präzise Repräsentation des Bauelements sowohl in Serien- als auch Shunt-Konfiguration.

Die gesamten Streuverluste des DTC hängen von seiner Konfiguration ab. Der Qualitäts-Faktor kann nicht generell für den DTC definiert werden, da seine Streuverluste von der Quellen- und der Last-Impedanz abhängen. In Shunt-Konfiguration jedoch, wird RF1 geerdet und das Signal an RF+ gelegt. Wie man in Bild 10 sieht ist der Gesamt-Qualitäts-Faktor Q in Shunt-Konfiguration, gesehen von RF+ aus, eine Zusammensetzung der Güte Qs des DTC-Abstimmkerns und der parasitären Netzwerkkomponenten (Qp).

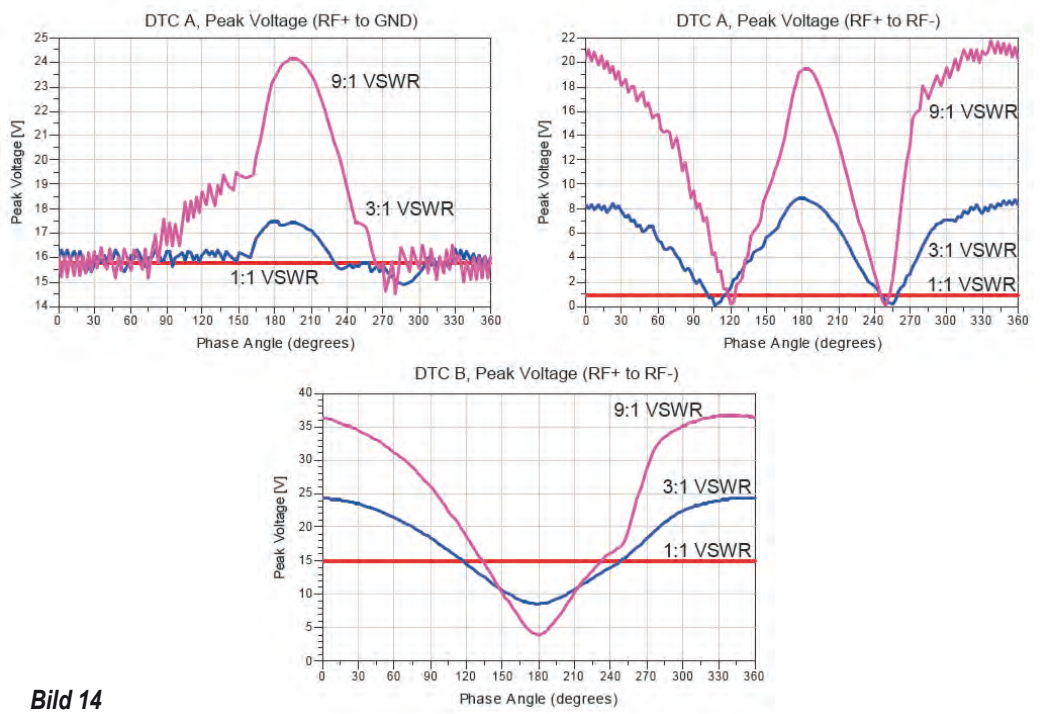

Bild 14

Beispiel für ein Abgleichnetzwerk

Die Implementierung eines reellen abstimmbaren Anpass-Netzwerks unter Verwendung von DTCs wird in Bild 11 dargestellt. Es werden sowohl Serien- als auch Shunt-DTCs verwendet, um den weitesten Impedanzbereich abzudecken. Shunt-Induktitvitäten werden mit den DTCs als Teil des Impedanz-Transformationsnetzwerks verwendet und sorgen für den erforderlichen DC-Pfad nach Masse, sowie für zusätzlichen ESD-Schutz. Ihre Werte können modifiziert werden, um den Frequenzgang und die Impedanztransformationseigenschaften des abstimmbaren Anpassnetzwerkes zu ändern.

Die Ausgang-Impedanzkonstellation des abstimmbaren Anpass-Netzwerkes zeigt Bild 12. Jeder Punkt auf dem Smith-Diagramm entspricht einer Ausgangs-Lastimpedanz (angeschlossen an Port 2), die an 50 Ohm an Port 1 angepasst werden kann. Die Smith-Chart-Konstellation ist hier für das Abstimmverhalten bei 1 GHz gezeigt.

Bild 12 zeigt, dass das abstimmbare Anpassnetzwerk eine Bandbreite von 0,75 – 1,2 GHz hat, entsprechend dem Frequenzbereich, der perfekt an 50 Ohm angepasst werden kann. Die simulierte Einfügungsdämpfung dieses Netzwerkes beträgt ungefähr 0,5 dB und stellt genau dar, wie sich die Schaltung bei Messungen verhält.

Dimensionierungsrichtlinien (Begrenzung der maximalen HF-Spannung)

Schaltungen wie Filter und Anpass-Netzwerke setzen ihre Komponenten häufig hohen Spitzenspannungen aus, was auf die Übersetzungsverhältnisse in den resonanten Elementen der Schaltung zurückzuführen ist. Die HF-Spannung über dem DTC ist abhängig von der Impedanz und dem HF-Leistungspegel. In manchen Schaltungen, wie Filtern oder Anpassnetzwerken, können bestimmte Quell- und Last-Impedanzen dazu führen, dass die effektive HF-Spannung über dem DTC die als Maximum spezifizierte Spannung Vpk sogar bei niedrigen HF-Eingangsleistungen überschreitet.

Da der DTC ESD-Schutzschaltungen enthält, existiert ein Pfad nach GND an jedem RF-Anschluss, selbst wenn das DTC in einer Serienkonfiguration benutzt wird. Zusätzlich zur HF-Spannung, die über den HF-Anschlüssen vorhanden ist, ist Sorgfalt erforderlich, um die als Maximum spezifizierte Vpk zwischen allen RF-Terminals und Ground nicht zu überschreiten. Nebenwellen verstärken sich, wenn die Vpk-Grenze zwischen den RF+ und RF-Anschlüssen sowie den RF+-Terminals und Ground überschritten wird.

Um dies zu demonstrieren, wird der bereits vorgestellte Beispieltuner mit einem 1-GHz-Eingangssignal mit einem Pegel von 34,1 dBm (an 50 Ohm) an Port 1 und einer Last-Impedanz (ZL) über alle Phasenwinkel für VSWR-Werte von 1:1, 3:1 und 9:1 an Port 2 gewobbelt. In diesem Fall wird ein DTC mit 30 Vpk angenommen.

Die effektive Spitzenspannung über dem DTC kann mathematisch gefunden werden, zum Beispiel durch Verwendung von Simulationssoftware wie ADS oder MATLAB. In der Schaltung in Bild 13, wird die Source-Impedanz (Port 1) auf 50 Ohm gesetzt, während die Lastimpedanz an Port 2 über VSWR und Phase gewobbelt wird, um verschiedene Impedanz-Zustände zu erfassen. Bei jedem VSWR- und Phasenwert werden die Kapazitätswerte für die DTCs A und B so eingestellt, dass sich die geringste Fehlanpassung zwischen Port 1 und 2 ergibt. Auf diese Weise kann die Spitzenspannung, der jeder DTC ausgesetzt wird, ermittelt werden.

Bild 14 zeigt die HF-Höchst-Spannungen über den verschiedenen Klemmen der DTCs A und B bei verschiedenen Belastungs-Impedanzen. Wie man sehen kann, wird über alle Lastimpedanzen bis zu 9:1 VSWR bei DTC A niemals eine Spannung von 30 V zwischen den RF+ Anschlüssen und Masse erreicht, oder zwischen den RF+ und HF-Klemmen.

Leider bewirken bei dieser Auslegung jedoch einige Lastimpedanzen an Port 2, dass die 30 V über den RF+ und RF-Ground-Anschlüssen von DTC B überschritten werden. Aus diesem Grunde sollte das Design bei diesen Lastimpedanzen bei 9,4 und 34 dBm Eingangsleistung, nicht verwendet, oder der Input muss reduziert werden.

Peregrine Semiconductor ◄