

Varactorgesteuerter Phasenschieber für PCS-Basisstationen

Dieser Beitrag stellt einen High-Performance-Phasenschieber für den Einsatz im Personal Communications Service (PCS) mit einer Low-Cost-Kapazitätsdiode und einem 90°-Hybridkoppler vor.

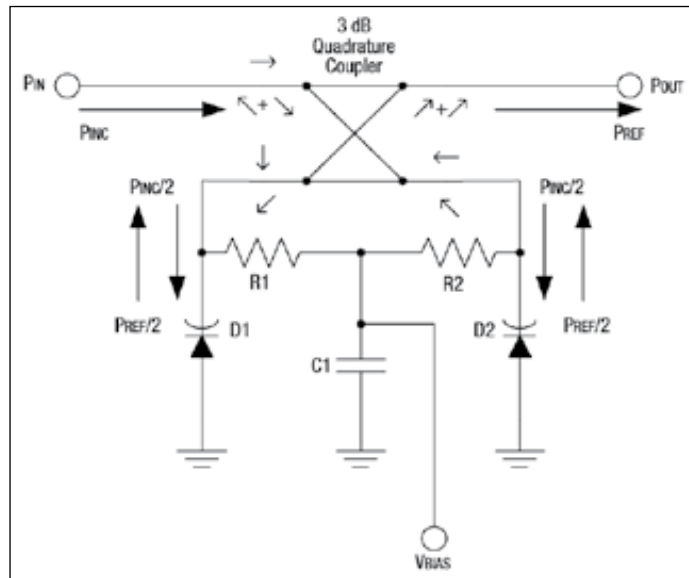


Bild 1: Ein typisches Phasenschieber-Design

Aktuelle Leistungsverstärker in Basisstationen nutzen Kompensationstechniken zur Verminderung von Verzerrungen. Die diversen, gut bekannten Kompensationstechniken beruhen alle auf dem gleichen Prinzip der Phasen- und Amplitudensteuerung. Daher nutzen sie auch fast alle die gleichen Bauelemente in dieser Stufe, nämlich spannungsgesteuerte Dämpfungsglieder und Phasenschieber.

Die Qualität dieser Bauelemente bestimmt im Wesentlichen die Leistungsfähigkeit der Kompensationsstufe. Der ideale Pha-

senschieber bewirkt linear zur Steuerspannung eine Phasenverschiebung bis zu 360° bei 0 dB Änderung im Signalpegel. Das ideale Dämpfungsglied wiederum bewirkt eine spannungslinere Dämpfung ohne Phasenbeeinflussung.

Hier wird ein High-Performance-Phasenschieber für den Einsatz in PCS-Basisstationen beschrieben (Personal Communications Service, 1.850...1.990 MHz). Dieser nutzt die Low-Cost-Kapazitätsdiode SMV1245-011 und den 90°-Hybridkoppler HY19-12. Das PCS-Band wurde gewählt, da gerade diese vielen Basisstationen effiziente Lösungen zu geringen Kosten erfordern. Es ist aber auch möglich, das Konzept in anderen Applikationen einzusetzen.

Grundlagen der Phasenschieber

Eine typische Phasenschieber-Architektur unter Nutzung eines Quadraturkopplers, also eines 90°-Hybridkopplers, wird in Bild 1 gezeigt. Das Eingangssignal wird durch den Phasenschieber geteilt, und die beiden resultierenden Teile $P_{INC}/2$ werden an die

steuerbaren RC-Glieder gelegt. Diese sind identisch, somit wird bei jedem Teil der gleiche Phasenversatz bewirkt. Die entstehenden reflektierten Signale $P_{REF}/2$ bilden dann zusammen das Ausgangssignal. Dort am Ausgang liegen sie in Phase. Jedoch die im Eingang auftretenden zurückkommenden Signale haben 180° Phasenversatz und löschen sich somit aus.

Die Phasenverschiebung, die sich insgesamt zwischen P_{IN} und P_{OUT} einstellt, entspricht der auf der „Reflexionsstrecke“ durch jeden Varactor bewirkten. Die kleinen Vektoren im Bild zeigen die Phasenverhältnisse in Eingang und Ausgang.

Ein mit Kapazitätsdioden abgeschlossener Zirkulator kann also dazu dienen, hin- und zurücklaufende Wellen zu trennen (wie ein Richtkoppler) und eine Phasenverschiebung zu erzeugen. Allerdings ist diese Lösung recht kostspielig. Doch obwohl die Schaltung zwei Kapazitätsdioden benötigt, bietet sie doch die Möglichkeit der Modifizierung in Richtung Low-Cost.

Die Varactor-Komponenten im Bild agieren als ideale (verlustlose) reaktive Lasten mit einem Reflexionskoeffizienten zwischen 1 und somit mit null Grad Phasenbeeinflussung und -1 und somit Phaseninversion. Dies entspricht Leerlauf bzw. null Picofarad Varactor-Kapazität und Kurzschluss bzw. unendlich großer Varactor-Kapazität. In Bild 2 sind Zwischenzustände auch für eine ideale Induktivität dargestellt. In Bild 3 ist nun das

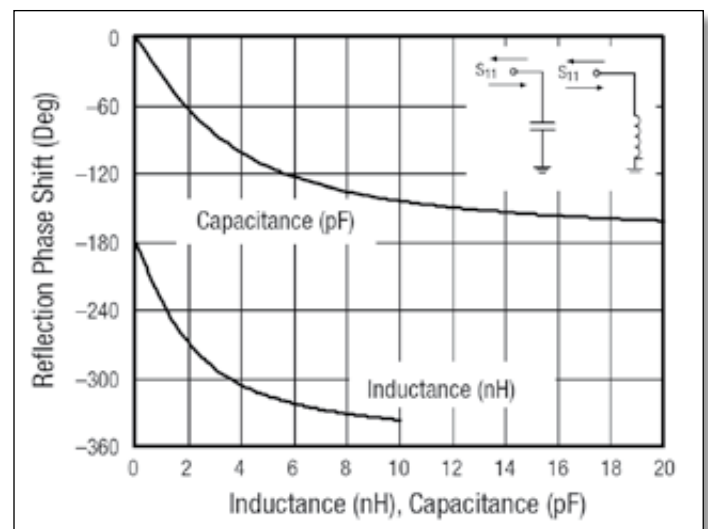


Bild 2: Abhängigkeit der Phasenverschiebung bei der Reflexion an einer idealen Kapazität und Induktivität bei 1,95 GHz (S11: Reflexion am Tor 1 bei Abschluss am Tor 2)

Quelle:

Skyworks-Applikationsbericht
A Varactor Controlled Phase
Shifter for PCS Base Station
Applications

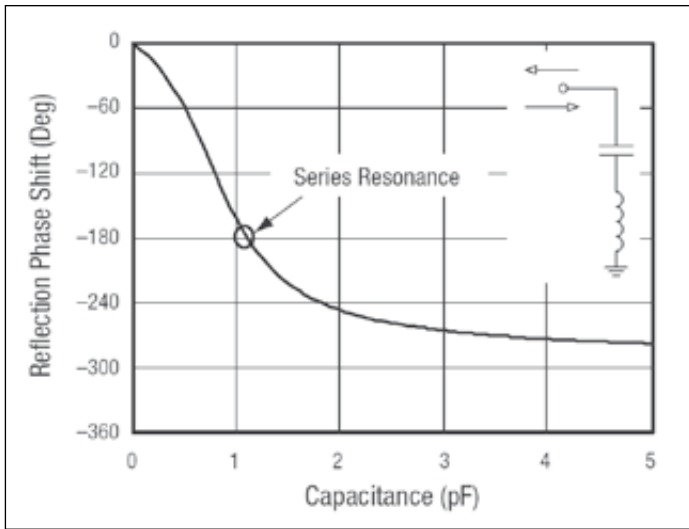


Bild 3: Abhängigkeit der Phasenverschiebung bei der Reflexion an einer idealen LC-Serienschaltung bei 1,95 GHz

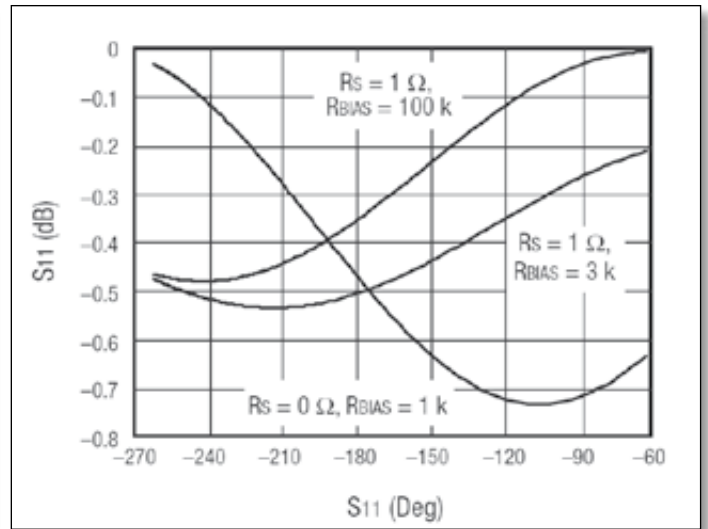


Bild 5: Einfluss von R_S und R_{BIAS} auf Phasenverschiebung (Deg) und Amplitudenfehler (dB)

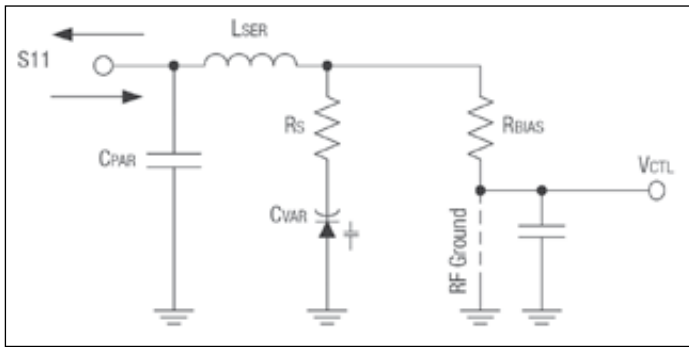


Bild 4: Schaltung/Ersatzschaltung der Kapazitätsdiode mit Umgebung

Ergebnis einer Serienschaltung von L und C zu sehen. Bei Resonanz sind die Größen um 180° verschoben. Kaskadiert man zwei dieser Strukturen, dann erreicht man Phaseninversion. Mit einer solchen Stufe allein kommt man nicht so weit. Der Verlauf ist interessant und rechts einer e-Funktion ähnlich. Maximal sind 280° möglich. Das L/C-Verhältnis bestimmt also die differentielle Steilheit der Kurve. Ist es groß, wie z.B. $6 \text{ nH}/1 \text{ pF}$,

dann ist die Steilheit groß. Ist es klein, wie z.B. $6 \text{ nH}/4 \text{ pF}$, dann verläuft die Kurve flach. Somit trägt eine kleine Induktivität zur Stabilität besser bei als eine große. Den gleichen Effekt kann man allerdings auch mit einem zusätzlichen Parallelkondensator C_{PAR} gemäß Bild 4 erreichen. Genau diese Struktur wird praktisch eingesetzt, da man ja den C_{VAR} -Bereich selbst nicht so einfach vergrößern kann. R_S ist der Serienverlustwiderstand des Varactors. In Bild 5 wird gezeigt, wie sich der Verlust bei verschiedenen Widerständen in Form des Reflexionskoeffizienten S_{11} präsentiert.

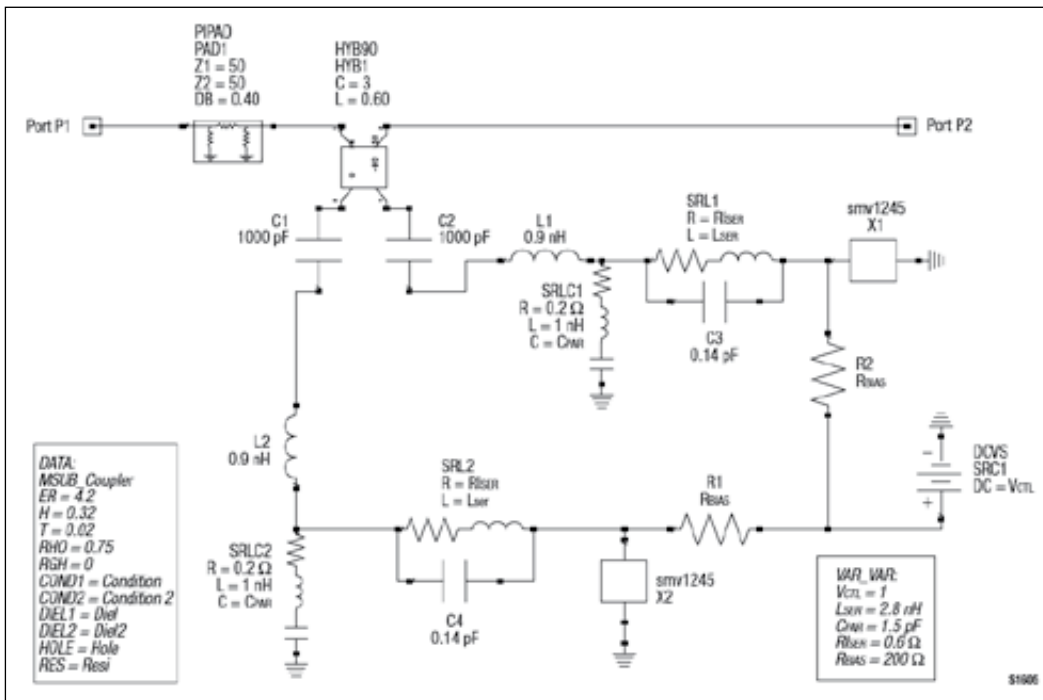


Bild 6: Für die Simulation benutzte Schaltung des Phasenschiebers

Der Varactor-Verlustwiderstand ist am unangenehmsten bei größer Kapazität. Dann fließt hier der höchste Strom. Der Bias-Widerstand hingegen stört am meisten bei kleinster Kapazität. Dies ist unterhalb des 180° -Punkts der Fall, an dem Resonanz auftritt.

Gemäß einer linearen Schaltungstheorie hängt die Resonanz also auch von R_{BIAS} ab. Im Betrieb des Phasenschiebers muss man also davon ausgehen, dass es einstellungsabhängig zu verschiedenen absoluten Phasenfehlern kommt. Genau das zeigt ja auch das Diagramm.

In der Realität hängt R_S allerdings von der Sperrspannung und somit von der Kapazität ab. Dabei kann es vorkommen,

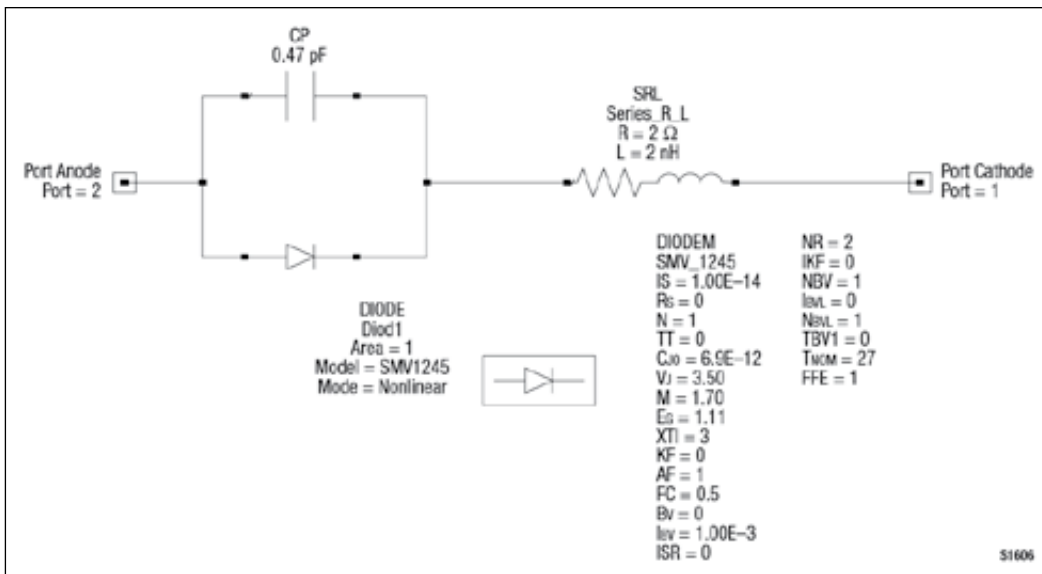


Bild 7: Die Schaltung der SMV1245-011 in SPICE

dass sich der Wert mit Faktor 2 bis 5 gegenüber dem Zustand ohne Vorspannung beim Errei-

chen der Punch-Through-Spannung geändert hat. In dem hier beschriebenen Design kann R_s

jedoch innerhalb des genutzten Spannungsbereichs als konstant angesehen werden.

Modell des Phasenschiebers

Wie der Phasenschieber von der Simulationssoftware Libra IV CAD dargestellt wird, zeigt Bild 6. Dabei hat der Quadratur-Hybrid HYB1 0,6 dB Verlust infolge der angenommenen Dioden HY19-12. C1 und C2 sind hierbei interne Komponenten und dienen zur Abtrennung der DC-Pfade von Ein- und Ausgang.

Mit PAD1 werden 0,5 dB Verlust für Ein- und Ausgangskoppelung zusammen simuliert. Für diesen Verlust sorgen mehrere praktische Effekte. Die Vereinfachung ist zulässig, da sonstige Funktionen von diesen Verlusten nicht betroffen sind.

L1 und L2 zu je 0,9 nH simulieren die parasitäre Induktivität des HY19-12. Auch die Bauele-

Parameter	Description	Unit	Silicon Varactor Diode Default Values
IS	Saturation current. With N, determines the DC characteristics of the diode.	A	10^{-14}
Rs	Series resistance	Ω	0
N	Emission coefficient. With IS, determines the DC characteristics of the diode.	-	1
TT	Transit time	sec	0
Cj0	Zero-bias junction capacitance. With Vj and M, defines the nonlinear junction capacitance of the diode.	F	0
Vj	Junction potential. With Vj and M, defines the nonlinear junction capacitance of the diode.	V	1
M	Grading coefficient. With Vj and M, defines the nonlinear junction capacitance of the diode.	-	0.5
Eg	Energy gap. With XTI, helps define the dependence of IS on temperature.	eV	1.11
XTI	Saturation current temperature exponent. With Eg, helps define the dependence of IS on temperature.	-	3
KF	Flicker noise coefficient.	-	0
AF	Flicker noise exponent.	-	1
FC	Forward-bias depletion capacitance coefficient.	-	0.5
Bv	Reverse breakdown voltage	V	Infinity
Ibv	Current at reverse breakdown voltage	A	10^{-3}
ISR	Recombination current parameter	A	0
NR	Emission coefficient for ISR	-	2
IKF	High injection knee current	A	Infinity
NRV	Reverse breakdown ideality factor	-	1
Ibv	Low-level reverse breakdown knee current	A	0
Nbv	Low-level reverse breakdown ideality factor	-	1
TBV1	Reverse breakdown voltage linear temperature coefficient	$1/^\circ\text{C}$	0
Tnom	Nominal ambient temperature at which these model parameters were derived	$^\circ\text{C}$	27
FFE	Flicker noise frequency exponent	-	1

Tabelle 1: Default-Werte für eine Siliziumdiode in Libra IV

Component	Value	Size	Manufacturer	Part Number
C1, C3	1 pF	0603	AVX/Kyocera	CM105CG1P0K10AB
C2	100 pF	0603	AVX/Kyocera	CM105CG200K10AB
M1	-	SOIC-8	Skyworks Solutions	HY19-12
R1, R2	200 Ω	0603	AVX	CR105-201J-T
D1, D2	-	SOD-323	Skyworks Solutions	SMV1245-011
L1, L2	2.2 nH	0603	ACX	HI1608-1R2N2_N_K_B

Tabelle 2: SPICE-Parameter für die Varactor-Diode SMV1245-011

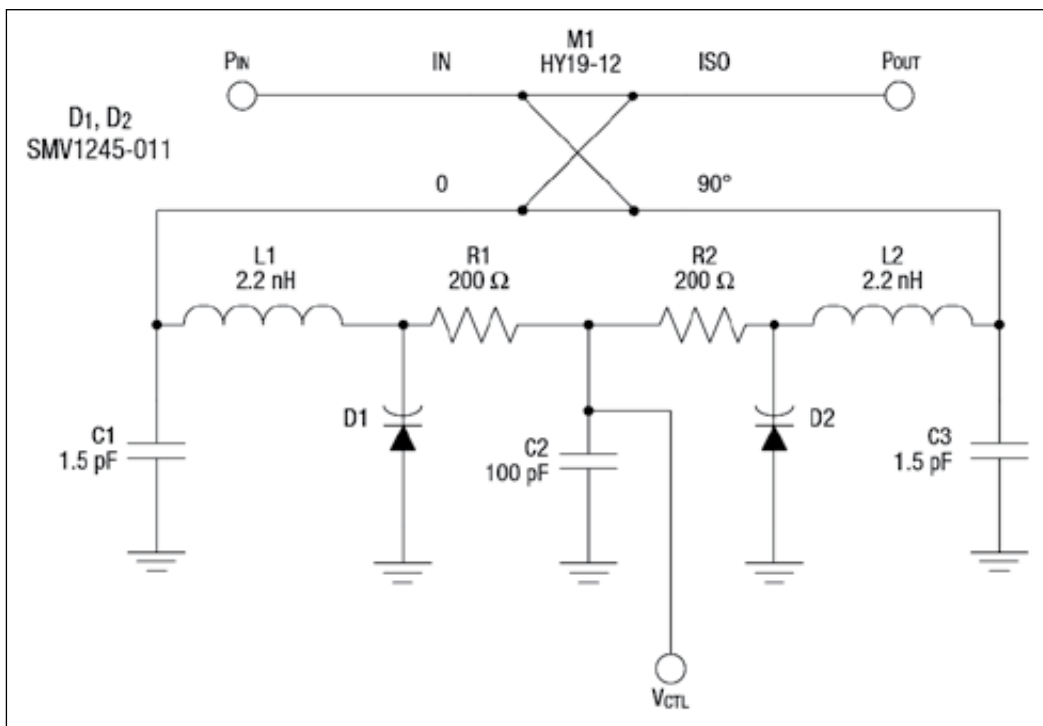


Bild 8: Schaltung des Phasenschiebers



Bild 9: Layout des Phasenschiebers

mit dem SPICE-Modell gilt für die gesamte Varactor-Kapazität:

$$C_V = \frac{C_{J0}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_J}\right)^M} + C_P$$

- C_{J0} Zero-Bias-Sperrschichtkapazität (Junction)
- V_R Sperrspannung (Reserve)
- V_J Sperrschichtpotential (Junction)
- M Grading-Koeffizient
- C_P parasitäre Gehäusekapazität (Package)

Die höchste Genauigkeit bietet das Modell nur bei Abrupt-Junction Varactors und ist für Hyperabrupt-Dioden weniger gut zu gebrauchen, da hier die Koeffizienten mehr oder weniger von der auftretenden Spannung abhängen. Daher wurden einige Werte gemäß Tabelle 2 bereits in SPICE optimiert.

Realisierung des Phasenschiebers

Bild 8 zeigt die endgültige Schaltung und Bild 9 das hierfür entwickelte Layout. Die entsprechende Materialliste bringt Tabelle 3. Die Platine besteht aus 0,5 mm dickem Standard-FR4-Material mit doppelseitiger Kupferkaschierung 0,02 mm. Zum Test wurden SMA-Anschlüsse vorgesehen.

Der 90°-Hybridkoppler HY19-12 ist ein GaAs-IC und optimiert für PCS-Band-Applikationen. Obwohl GaAs genutzt wird, ist das Produkt passiv und benötigt keinen externen Bias. Alle RF-Anschlüsse sind gegen DC isoliert, was die Anzahl der

mente in den Reihenschaltungen SRLC1 und SRLC2 simulieren parasitäre Störfaktoren insbesondere des Gehäuses. Bei SRL1 und SRL2 handelt es sich um die Leitungsinduktivität mit Verlustwiderstand; hinzu kommt eine parallele Kapazität. Für Multilayer-Strukturen sind 2...5 nH und 0,6 Ohm typisch.

Nun zum Modell der Varicaps. Die SMV1245-011 ist eine Low-Capacitance-Hyperabrupt-Kapazitätsdiode mit dem Gehäuse SOD-323. Das mit SPICE für die Libra-IV-Umgebung erstellte Modell zeigt Bild 7. Die Tabelle 1 benennt die zahlreichen Parameter, die dabei in Betracht gezogen wurden. Eine ganze Reihe davon konnte auf null gesetzt werden. In Einklang

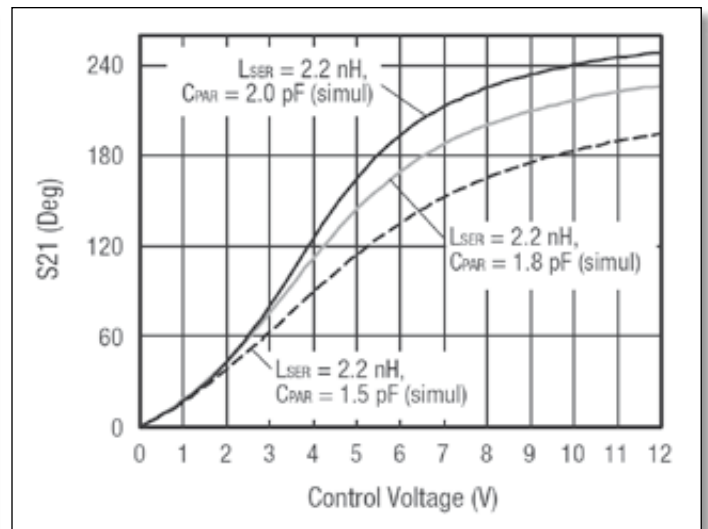
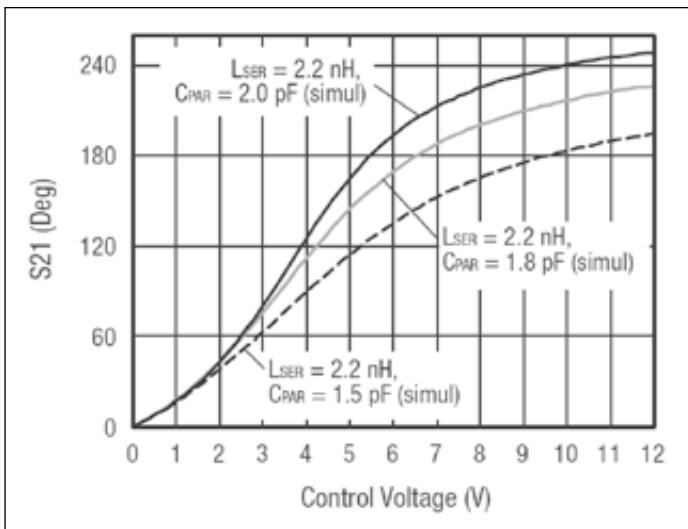


Bild 10: Phasenverhalten der Schaltung (S21: Vorwärts-Transmission bei Abschluss am Tor 2)

Bild 11: Amplitudenverhalten der Schaltung

Abblockkondensatoren minimiert. Vier Vias unterhalb des Bausteins ermöglichen einen ausreichenden Massekontakt. Die Diagramme in Bild 10 und 11 geben wichtige Auskünfte

über die zu erwartende Performance des Phasenschiebers. Dabei wurden je drei Parameter-Sets simuliert. Es ist interessant, festzustellen, dass der als praktisch linear anzunehmende Bereich unabhängig vom Parameter-Set zwischen 60° und 180° liegt und somit 120° beträgt. Die Messwerte stimmen nicht vollständig mit der Simulation überein, was mit den vor-

genommenen Vereinfachungen am Hybridkoppler erklärt werden kann. ◀

genommenen Vereinfachungen am Hybridkoppler erklärt werden kann. ◀

■ Skyworks Solutions, Inc.
www.skyworksinc.com

AWR[®]

AWR[®], der Innovationsführer bei Hochfrequenz-EDA-Software, liefert Software, welche die Entwicklung von High-Tech-Produkten beschleunigt.

Mit AWR als Ihre Hochfrequenz-Design-Plattform können Sie neuartige, preiswerte Produkte schneller und zuverlässiger entwickeln.

Finden Sie heraus, was AWR für Sie tun kann:

- Microwave Office[®] für die Entwicklung von MMICs, Modulen und HF-Leiterplatten
- AXIEM[™] für 3D-Planar-Elektromagnetik-Analyse
- Analog Office[®] für das Design von RFICs
- Visual System Simulator[™] für die Konzeptionierung von Kommunikationsarchitekturen

Laden Sie eine KOSTENLOSE 30-Tage-Testversion herunter und überzeugen Sie sich selbst. www.awrcorp.com

AWR Germany | info@awrcorp.com | +49 89 4111 23 702