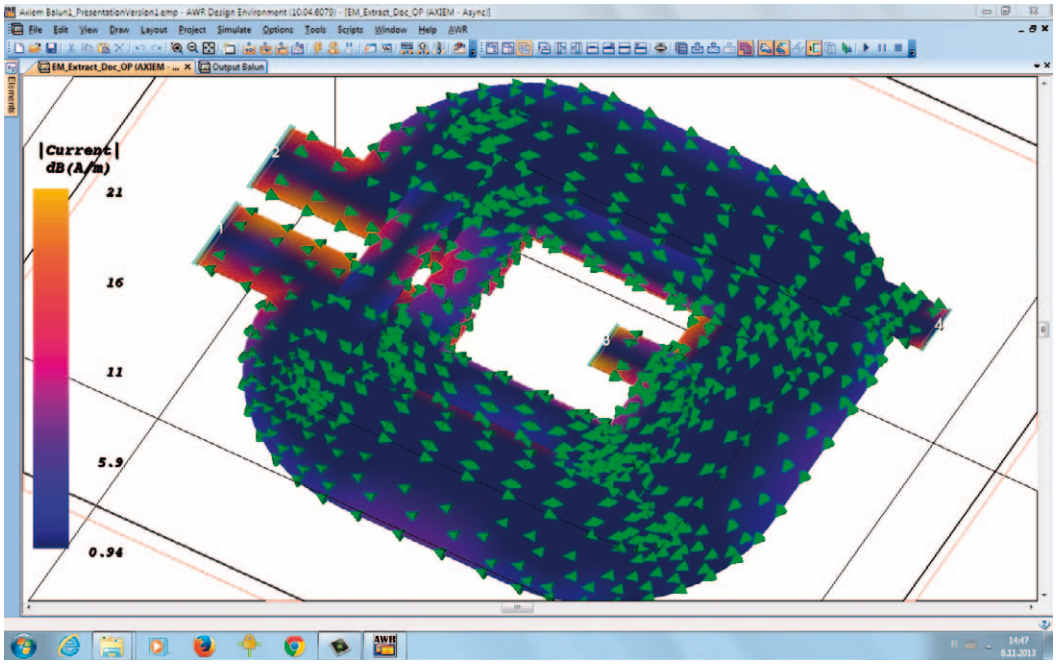
EM-Simulationstechniken verbessern das Modellieren von PCB-VHF-Baluns, Teil 1

Um bestehende Schwierigkeiten und Nachteile beim Design von Baluns und anderen passiven Baugruppen zu vermeiden, kann man moderne Electromagnetic-Simulatoren (EM Simulators) heranziehen. Hier wird nun ein solcher Ansatz für gedruckte Baluns beschrieben, der den Design-Erfolg mithilfe der NI-AWR-Design-Umgebung, speziell mit der Microwave-Office-Schaltungssimulation und der Axiem-Planar-EM-Simulationssoftware, erzielt.



Die Nutzung von Microstrip-Kopplern in Leistungsverstärkern für Frequenzen über 1 GHz hat sich gut etabliert, und zahlreiche Quellen beschreiben das Design solch einer Struktur. Angesichts dieser Tatsache ist es erstaunlich, wie wenig Veröffentlichungen es zum Thema des Baluns (Balanced/unbalanced) in gedruckter Technik auf Basis eines Printed Circuit Boards (PCB) gibt. Schließlich spielt die Kopplung symmetrischer (balanced) und unsymmetrischer (unbalanced, single-ended) Systeme nach wie vor eine große Rolle in der Hochfrequenztechnik. Nicht weniger überrascht es, dass der vorherrschende Ansatz zur Leistungsübertragung im VHF- und UHF-Bereich die Verwendung des Koaxialkabels darstellt (Bild 1) und daher mit einem gewissen unvermeidlichen Aufwand und Platzbedarf sowie beachtlichen Kosten und thermischen Ansprüchen einhergeht.

Vorüberlegungen

Ein symmetrischer Verstärker wird nicht selten in Form eines Verstärkers für hohe Leistung und hohem Wirkungsgrad gewünscht und basiert dann meist auf zwei gleichspannungsmäßig in Reihe und wechselspannungsmäßig parallel liegenden Transistoren, welche betragsmäßig gleiche, aber um 180° phasenversetzte Signale erhalten. Dieser auch mit push-pull bezeichnete Betrieb bietet Vorteile beim thermischen Verhalten und bei der Unterdrückung der zweiten Harmonischen, die in aller Regel geringer ausfällt als die dritte. Die Alternative zu Koaxialkabel-Baluns mit ihren genannten Nachteilen sind gedruckte planare Übertragungsleitungen, welche sich jedoch bezüglich des Entwurfs meist schwieriger darstellen, was ein Grund dafür sein könnte, dass sie sich nicht weitläufig durchsetzen konnten. Als entscheidender Punkt hat sich hier der Mangel an adäquaten linearen Transmission-Line-Modellen erwiesen.

In Bild 2 ist ein 1,1-kW-Verstärker der Firma NXP zu sehen, der einen planaren Combiner nutzt. Aus der Sicht eines Designers für High-Power Amplifier sind die Vorteile eines symmetrischen

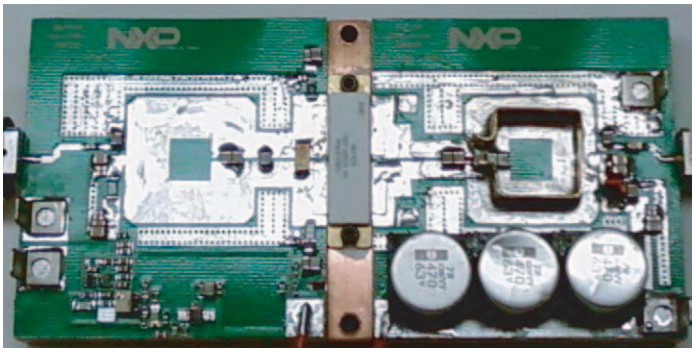


Bild 1: Dieses FM-Rundfunksender-Referenz-Design nutzt Koaxialkabel für die Desymmetrierung des Antennensignals (Quelle: Freescale)

Quelle: Dominic Fitz-Patrick: Modelling of a Printed VHF Balun Using E-M Simulation Techniques, Powerful Microwave, ARMMS Conference April 2013, übersetzt von FS

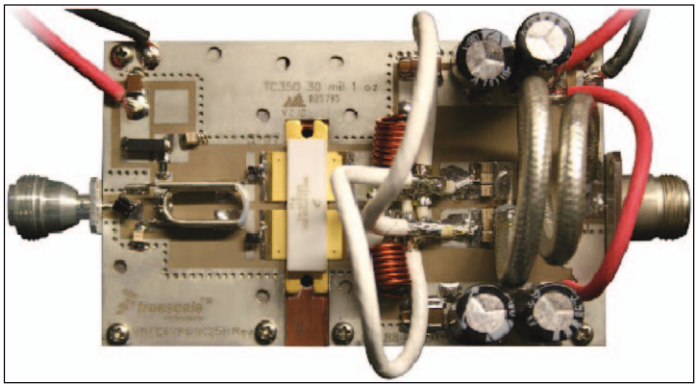


Bild 2: DVB-T-Verstärker mit planaren Combiner [2]

Konzepts (push-pull) unübersehbar. Diese umfassen:

- hoher Wirkungsgrad
- vierfach höhere Impedanz gegenüber Single-ended-Ausführung [2]
- exzellente Unterdrückung geradzahliger Harmonischer
- Impedanztransformation
- hohe Reproduzierbarkeit
- geringe Herstellungskosten

Um die angeführten schwierigen Design-Bedingungen zu überwinden, kann man moderne Electromagnetic (EM) Simulatoren heranziehen, um eine verbesserte und genauere Analyse solcher Strukturen durchzuführen. Hier wird ein Design-Ansatz für gedruckte Baluns vorgestellt, der seinen Erfolg mithilfe der NI-AWR-Design-Umgebung, speziell mit der Microwave-Office-Schaltungssimulation und der Axiem-Planar-EM-Simulationssoftware, erzielt.

Theorie des planaren Kopplers

Ein verbreiteter Fehler besteht darin, zu vergessen, dass der planare Balun nicht von der Wellenlänge des Signals abhängt, sondern lediglich von der induktiven Kopplung. Die Theorie dieser Kopplung ist allerdings komplex, und eine Herangehensweise, sie in die Modellierung einzubringen, besteht darin, Superpositions-Prinzipien zu nutzen. Dies wurde detailliert in [3] beschrieben.

Es ist sinnvoll, sich an die Grundlagen des idealen Transformators zu erinnern (Bild 3), bevor man damit beginnt, eine Design-Methode für einen planaren Koppler zu formulieren. Beim idealen Transformator werden zwei gewickelte separate Drähte (Spulen) auf einem Kern

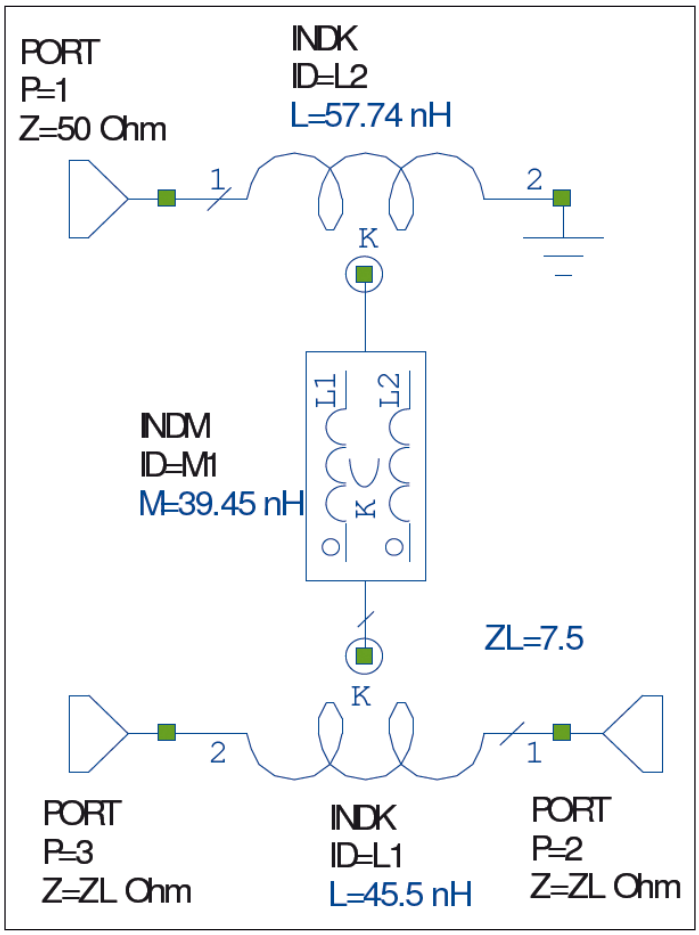


Bild 3: Struktur eines Baluns auf Basis gekoppelter Induktivitäten (idealer Transformator)

eingesetzt, wobei der Stromfluss durch den einen (primären) Draht ein magnetisches Feld hervorruft, welches im anderen (sekundären) Draht eine Spannung bzw. bei Belastung einen Strom erzeugt. Im Idealfall trifft dabei Folgendes zu:

- Der magnetische Fluss ist der selbe für beide Spulen, es gibt keinen Verlust.
- Faradays Gesetze gelten: Die induzierte Spannung ist proportional zur Änderungsrate des primären Stroms und zur sekundären Windungszahl

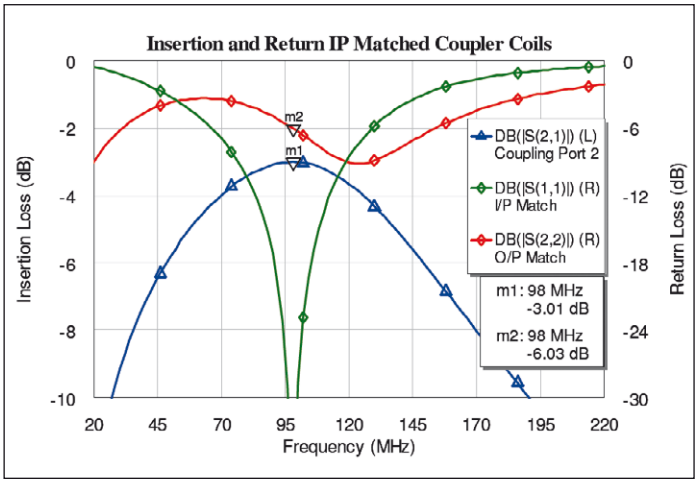


Bild 4: Schmalbandverhalten bei kapazitiv abgestimmtem Eingang

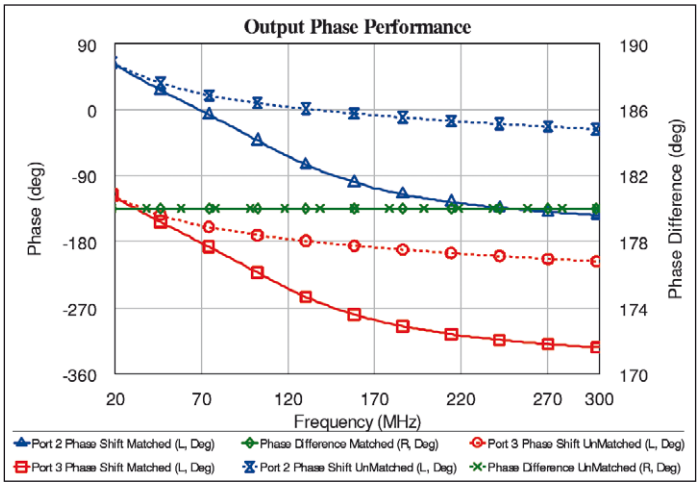


Bild 5: 180° Phasendifferenz an den Balun Ports

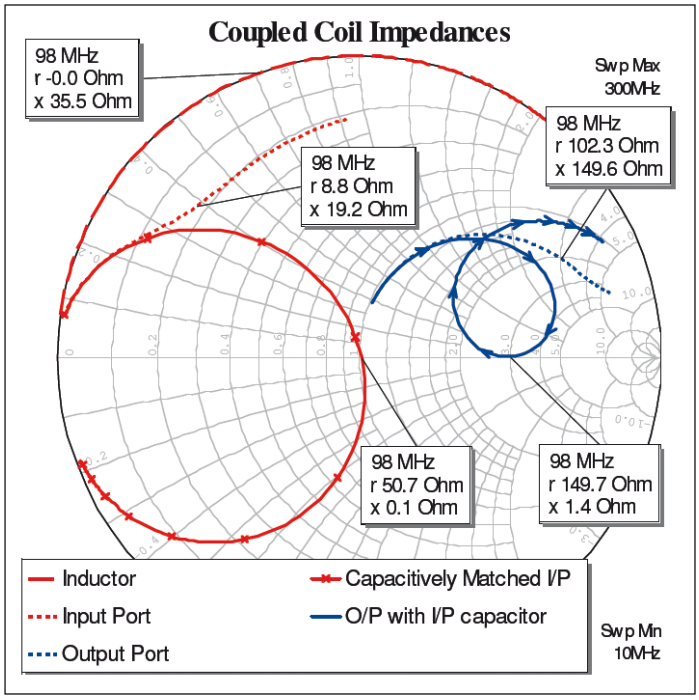


Bild 6: Die Impedanz bei einfacher Kopplung (gestrichelt) und bei mit Kapazität abgestimmtem Eingang

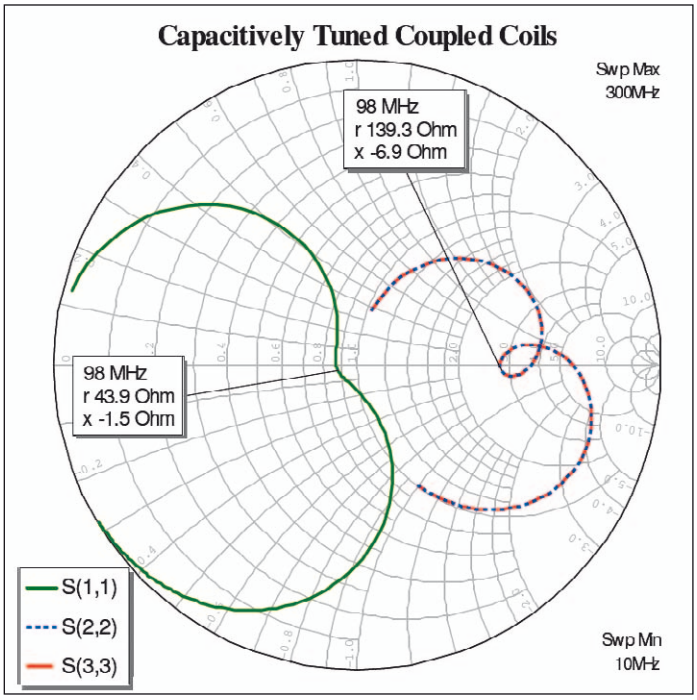


Bild 7: Impedanzverläufe bei kapazitiver Abstimmung an Eingang und Ausgang (s. Text)

- Auch bei Strom und Spannung gibt es keine Verluste, in anderen Worten: Leistung aus Quelle und in Last sind gleich.
- Die Permeabilität des Kerns beim idealen Transformator ist unabhängig von der magnetischen Flussdichte, anders gesagt, es handelt sich um ein lineares Bauteil.

Weiterhin kann leicht gezeigt werden, wie z.B. in [4] erfolgt, dass das Verhältnis von Quell- und Lastimpedanz proportional zum Quadrat des Verhältnisses der Windungszahlen ist. Diese allgemein bekannte Tatsache ist wichtig zur Erhellung der zweiten (möglichen) Funktion eines Baluns, nämlich der Impedanztransformation.

In der Praxis sehen die Dinge leider anders aus:

- Es gibt einen Verlust beim magnetischen Fluss.
- Der Grad der möglichen Magnetisierung hat einen Endwert.
- Es gibt Verluste in den Kupferdrähten und im Kern (z.B. durch Drahtwiderstand, Skin-Effekt, Hysterese und Wirbelströme)
- Die relative Permeabilität des magnetischen Materials ändert sich infolge Gleich- und Wechselströmen (frequenzabhängig) und Temperatur
- Es existiert eine parasitäre Kapazität zwischen den Wicklungen.

Der Grad der Kopplung zwischen zwei Wicklungen lässt sich über die gegenseitige Induktivität M formulieren, wobei man die beiden Induktivitäten nutzen kann, um den Koppelkoeffizienten K nach Gleichung (1) zu ermitteln. Das Verhältnis zwischen sekundärer Induktivität Ls und den anderen Schlüsselparametern beschreibt Gleichung (2). Beide Gleichungen sind in [4] näher erläutert.

$$K = M / (\sqrt{L_p \times L_s}) \quad (1)$$

L_p ... Primärinduktivität
L_s ... Sekundärinduktivität

$$L_s = R_L / R_S \times L_p / K^2 \quad (2)$$

R_L ... Lastwiderstand
R_S ... Quellwiderstand (Source)

Diese Beziehungen lassen sich auch mit einem linearen Simulator wie Microwave Office modellieren (Bild 4). Dabei wurde ein Kondensator hinzugefügt, um die Anpassung auf der Nutzfrequenz zu verbessern. Die Phasendifferenz zwischen den Ausgangs-Ports bleibt konstant 180° sowohl im angepassten wie auch unangepassten Fall (Bild 5). Der Einfluss des Kondensators am Eingang kann am besten mithilfe des Smith Charts dargestellt werden (Bild 6). In Bild 7 zeigen die gestrichelten Linen den Verlauf der Impedanz bei einfach induktiv gekoppelten Spulen, während die ausgezogene rote Linie eine Induktivität mit dem gleichen Wert wie bei der primären Spule betrifft. Die gemeinsame Induktivität M sekundär und Impedanzen bei geringer Belastung reduzieren den effektiven Blindwiderstand (Reaktanz) der primären Spule. Durch den Kondensator gelingt eine Anpassung der Primärseite auf der Nutzfrequenz.

Die Bandbreite lässt sich durch Hinzufügen einer Kapazität an den Ausgangs-Ports verbessern. Falls diese auf eine leicht von der Nutzfrequenz verschiedene Resonanzfrequenz abgestimmt wird, so nimmt die effektive Bandbreite zu. Als Nachteil ist aber eine Verschlechterung der Anpassung am Eingang hinzunehmen. Dieser zweite Kondensator macht also nicht nur gewissermaßen die Resonanz an den Output Ports schärfer, sondern bedeutet auch eine unerwünschte Rückwirkung auf den Eingang, welche auch aus Bild 7 hervorgeht. Der Designer sollte hier beachten, dass die eventuelle Eingangskapazität eines nachfolgenden Verstärkers einen Einfluss auf das Verhalten des Blocks Transformator/Verstärker ausübt. Sie muss bei der sekundären Resonanzkapazität berücksichtigt werden.

Die nächste Stufe im Design-Prozess besteht darin, zu versuchen, die gekoppelten Induktivitäten auf Basis der Stripline-Technik zu realisieren. Es geht also darum, die Induktivitäten in Formen und Abmessungen, wie Breite und Länge von Leitungen, umzusetzen, unter Berücksichtigung von Materialeigenschaften und Dicke des Substrats. Dabei ist zunächst der Koppelfaktor K unklar, er kann jedoch sukzessive errechnet werden. Entsprechende Unterstützung findet man z.B. in [2]. Hier erfolgt eine iterative 3D-EM-Analyse, von einer solchen vermittelt das Aufmacherfoto einen Eindruck.

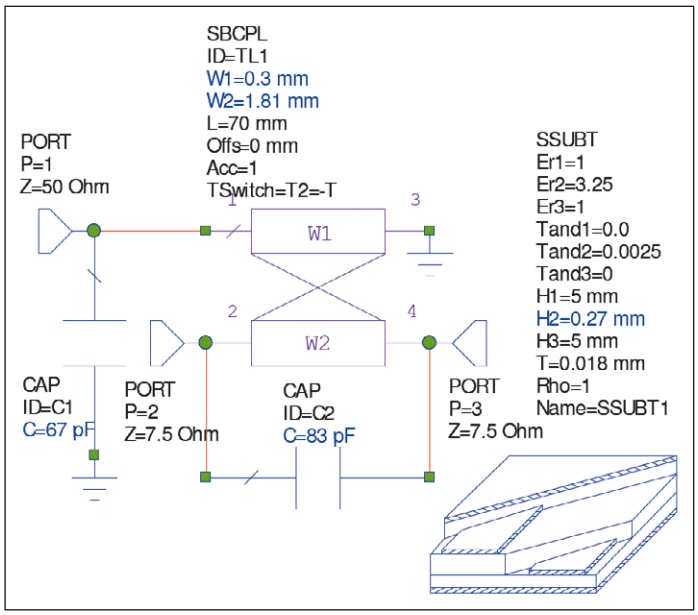


Bild 8: Struktur des einfachen planaren Transformators

Nutzung der Stripline-Technik

In den meisten Fällen bestehen die gedruckten Baluns aus zwei gedruckten Spuren, die sich auf Ober- und Unterseite der Platine gegenüber liegen. Diese Struktur lässt sich leicht und schnell analysieren [5], besonders mit Microwave Office Software, unter Nutzung der in Bild 8 gezeigten Schaltungsstruktur. Diese ermöglicht einen guten Start des Entwicklungsprozesses. Es erfolgt dann eine Optimierung etwa über die Leiterbreite, die Annahme verschiedener praktisch möglicher Dielektrizitätskonstanten für die Platine oder deren Dicke. Dabei gibt es natürlich Grenzen, die man nicht überschreiten sollte. Das Modell nimmt Deckungsgleichheit der Spurenmitten an, jedoch ist ein Versatz (Offset) möglich, allerdings erweisen sich Krümmungen der Tracks als nicht praktikabel.

Beim Übergang zur Balun-Ausführung wird man aber feststellen, dass die untere Seite eine Spirale darstellen muss, während die Spur auf der Oberseite die Fom einer Schleife (ähnlich des Buchstabens C) aufweist. Entsprechende Darstellungen liefern die Bilder 9 und 10. In diesem Szenario erreicht oder verlässt das unsymmetrische Signal den spiralförmigen Teil am unteren, äußeren Ende. Der geerdete Anschluss ist durch Via-Löcher mit dem Mittelanschluss des oberen Teils verbunden. Der Platz über und unter dem Balun (typisch 5x Substratdicke) sollte nur mit Luft oder definiertem Dielektrikum ausgefüllt sein. Alternativ kann man das äußere Ende erden und den Mittenanschluss beispielsweise über einen Jumper mit dem unsymmerischen Port verbinden. Aus der Perspektive eines Designers ist das Layout der Struktur für den Microstrip/die Stripline das einzig Knifflige am Ganzen, und Modelle von EM-Simulationen sind hier meist hilfreich, um auf bestmöglichem Wege die genauesten Ergebnisse für eine spezielle Anforderung zu erhalten.

Bliebe zu erwähnen, dass der Axiem-EM-Simulator von AWR wohl das Beste aus beiden Welten verbindet: Die Geometrie kann durch Nutzung von Schaltungsmodellen gestaltet werden, und die Software wird genutzt, um die bestmögliche Lösung gemäß den spezifischen Anforderungen mit allen Details zu erarbeiten, deren Struktur während der Entstehung und abschließend mit der EM Simulation Engine analysiert wird. ◄

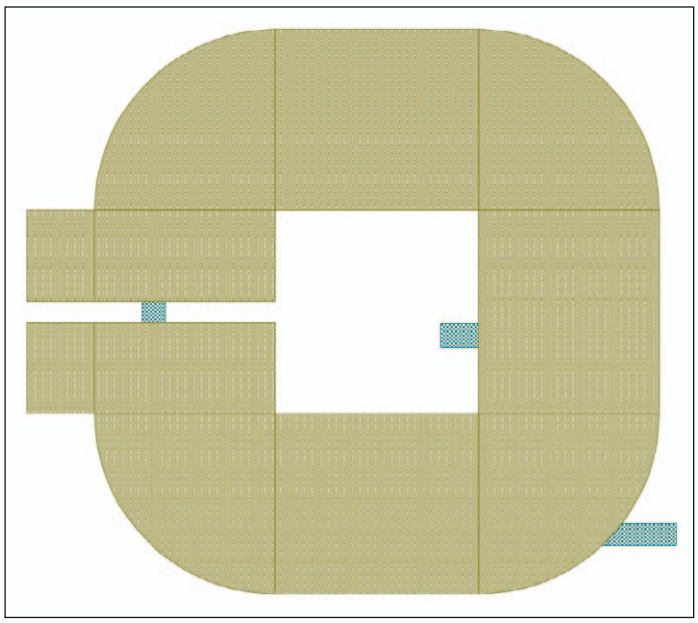


Bild 9: Layout eines planaren Baluns

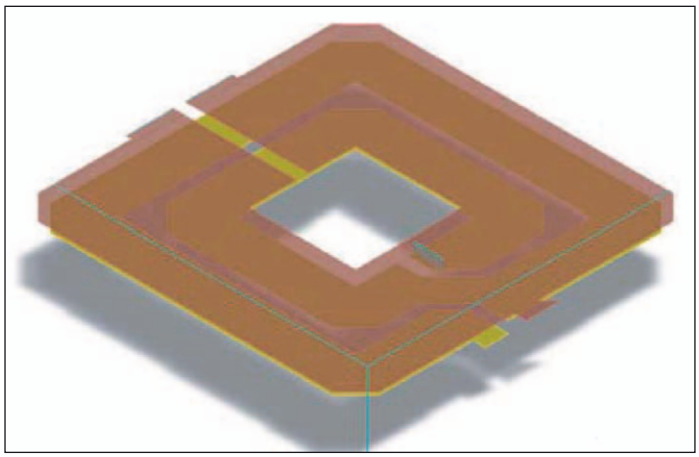


Bild 10: 3D-Zeichnung eines planaren Baluns [1]

Quellen:

[1] NXP AN10858: 174 MHz to 230 MHz DVB-T power amplifier with the BLF578, 2010

[2] A. Grebennikov: RF and Microwave Power Amplifier Design, McGraw-Hill, 2005, pp. 234-238

[3] D. Jaisson: Planar Impedance Transformer, Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 5, pp. 592-595, May 1999

[4] P. Abrie: Coupled Coils and Transformers, Chapter 5 in RF and Microwave Amplifiers and Oscillators, 2nd ed., Artech House, 2009

[5] M. Bazdar, A. Djordjevic, R. Harrington and T. Sarkar: Evaluation of quasi-static matrix parameters for multiconductor transmission lines using Galerkin's method, IEEE Transactions Microwave Theory Techniques, vol. 42, pp. 1223-1228, July 1994