Optimierung eines Funksystems für das ISM-Band

Wenn es um Produkte für das ISM-Band (Industrial/Scientific/Medical) geht, sind die Anwender häufig nicht mit der Struktur der Low-Pin-Count-Sender und der vollintegrierten Superheterodyn-Empfänger von Maxim vertraut.

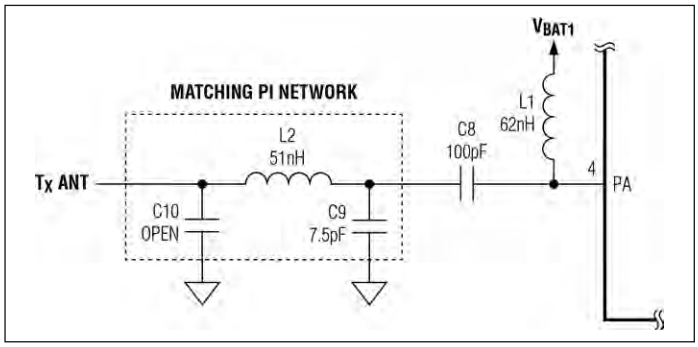


Bild 1: Prinzipschaltung des Senders

Der folgende Beitrag zeigt, wie sich in einigen wenigen Schritten die optimale Performance aus diesen Sender- und Empfängerbausteinen herausholen lässt.

Darüber hinaus werden Techniken vorgestellt, mit deren Hilfe sich die Leistungsfähigkeit eines Designs messen lässt. Ständig kommen neue Produkte für die drahtlose Übertragung im ISM-Band auf den Markt. Angesichts des umfangreichen Angebots verwundert es nicht, dass die Anwender in vielen Fällen nicht mit der Struktur der einzelnen Low-Pin-Count-Sender und vollintegrierten Superheterodyn-Empfänger vertraut sind. Nachfolgend werden eine Reihe einfacher Schritte vorgestellt, mit deren Hilfe Designer das Optimum an Leistungsfähigkeit aus diesen Sendern und Empfängern herausholen können.

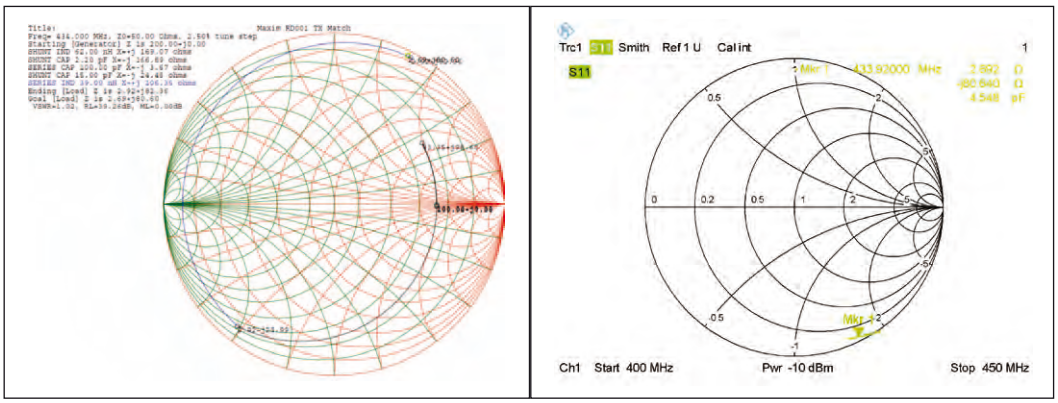
Zusätzlich werden Techniken gezeigt, mit denen sich wichtige Performance-Parameter dieser Designs messen lassen.

Optimierung des Senders

Um die Funktion eines einfachen ISM-Senders zu optimieren sind im Wesentlichen nur zwei Schritte nötig (Bild 1). Erstens ist sicherzustellen, dass die Referenzfrequenz korrekt eingestellt ist, und zweitens muss das Ausgangsnetzwerk des Senders korrekt an die Antenne angepasst werden. Üblicherweise wird ein Quarzoszillator als Referenz sowohl für die Sender- als auch für die Empfängerschaltungen verwendet. Die entsprechende Optimierungstechnik wird deshalb später im Abschnitt über die Empfänger behandelt.

Anpassung der Sendeantenne

Für die erste Anpassung einer Sendeantenne wird eine S11-Messung (Bild 2a) vorgenom-



Bilder 2a und 2b: Gemessene Impedanz (a, links) und berechnetes Netzwerk (b, rechts).

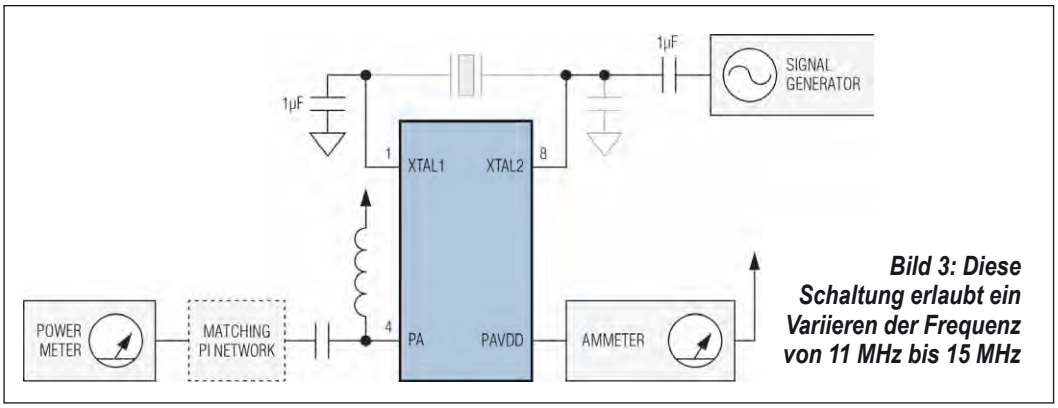


Bild 3: Diese Schaltung erlaubt ein Variieren der Frequenz von 11 MHz bis 15 MHz

Martin Stoehr
Maxim Integrated
www.maximintegrated.com/

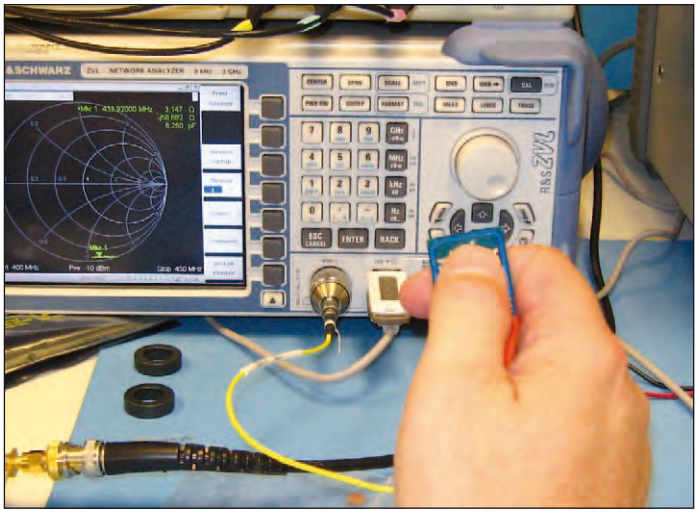


Bild 4: Durch Optimieren des Anpassungsnetzwerks werden ein Strom-Minimum und ein Leistungs-Maxim nahe der gewünschten Frequenz erreicht.

men. Hierzu wird mit einem Koaxialkabel eine Verbindung zum Einspeisepunkt der Antenne hergestellt. Die Impedanzwandlungs-Schaltung (Bild 1) wurde als Pi-Tiefpassnetzwerk konzipiert, um zwei Dinge zu erreichen:

- Erstens passt die Schaltung die Ausgangsimpedanz des Leistungsverstärkers (Power Amplifier – PA), die hier mit 200 Ω + 0j modelliert ist, an die konjugiert komplexe Impedanz der Antenne (gemessen mit ca. 2,69 Ω - 80,6j – mit der Hand gehalten – siehe Bild 2 und Bild 4) an.
- Zweitens dient die Tiefpasswirkung der Unterdrückung von Oberwellen. In diesem Fall wird der Wert der Bias-Induktivität des PA so gewählt, dass die 2,0 pF bis 2,5 pF betragende Streukapazität zur Masse am PA-Ausgang kompensiert wird. Der Serienkondensator C8 fungiert als Gleichspannungssperre.

Mit der LLSmith-Software1 lassen sich die Werte für eine Gruppe von Bauelementen schnell näherungsweise bestimmen. Das Smith-Diagramm der theoretisch berechneten Anpassung ist in Bild 2b zu sehen. Da die Antenne elektrisch klein ist, hat sie einen hohen Q-Faktor (ca. 30). Aus diesem Grund ist es meist notwendig, die theoretisch berechneten Werte der Bauelemente anzupassen, um Änderungen der Antennen-Impedanz zu berücksichtigen, die durch Umgebungseinflüsse und parasitäre Widerstände sowie durch Verluste aus den Anpassungs-Bauelementen und der Leiterplatte resultieren. Die Bauelemente des Netzwerks wurden wie folgt dimensioniert: L1 = 62 nH, C8 = 100 pF, C9 = 15 pF, L2 = 39 nH, C10 entfällt.

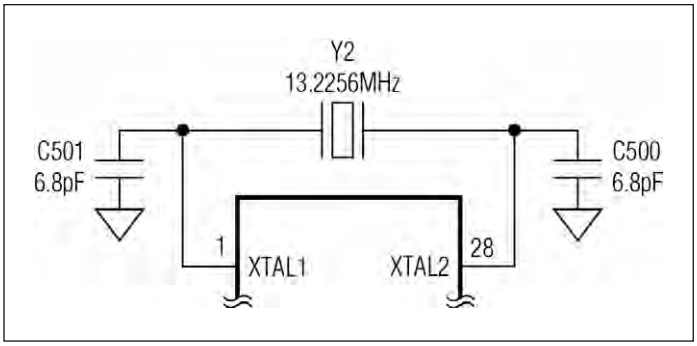


Bild 6: Prinzipdarstellung der Quarzschaltung

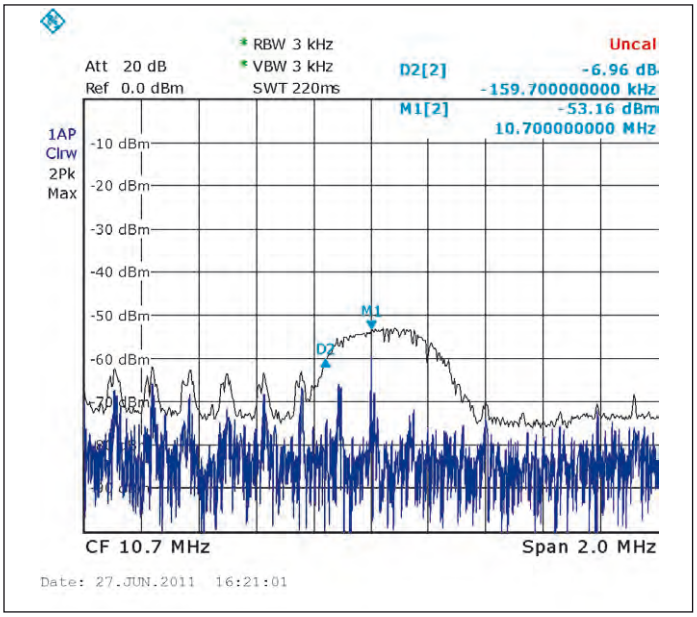


Bild 7: Bandbreite des ZF-Filters, aufgezeichnet in der Max-Hold-Betriebsart des Spektrumanalysators

Nachdem auf diese Weise ein Ausgangspunkt geschaffen ist, werden aufgrund von Messungen der Sendeleistung und des PA-Stroms als Funktion der Frequenz Feineinstellungen vorgenommen. Die Messanordnung ist in Bild 3 zu sehen. Anstelle des mit fester Frequenz schwingenden Quarzes wird über einen Sperrkondensator ein externer Signalgenerator an die Quarz-Anschlüsse angeschlossen, damit die Frequenz zwischen ca. 11 MHz und 15 MHz variiert werden kann (was Sendefrequenzen von 352 MHz bis 480 MHz ergibt). Die Peak-to-Peak-Spannung des Signalgenerators ist auf rund 500 mV eingestellt.

Für jeden Frequenzwert werden die Sendeleistung und der PA-Strom gemessen und aufgetragen. Die Werte der Bauelemente im Anpassungsnetzwerk (Bild 1) werden anschließend so lange variiert, bis in der Nähe der gewünschten Frequenz (im

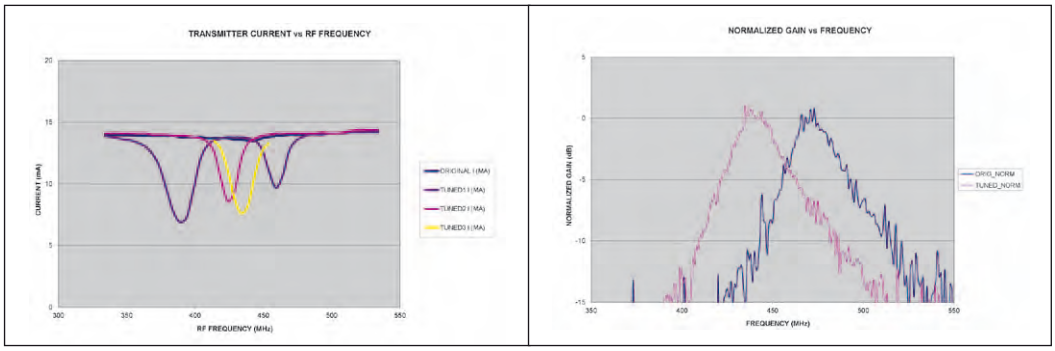


Bild 5: Die Diagramme des PA-Stroms machen deutlich, wie Änderungen am Anpassungs-Netzwerk die Lage des Strom-Minimums beeinflussen.

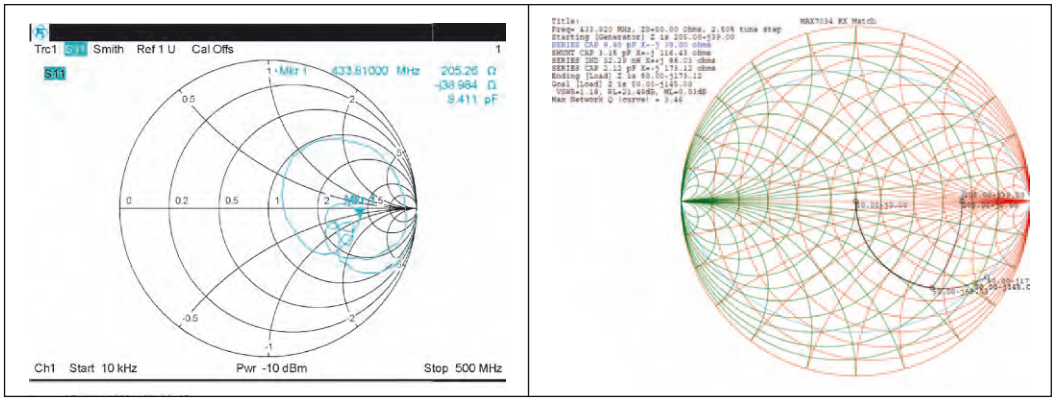


Bild 8a/8b: Gemessene Impedanz (a, links) und Anpassungs-Berechnungen (b, rechts) für die Empfängerantenne.

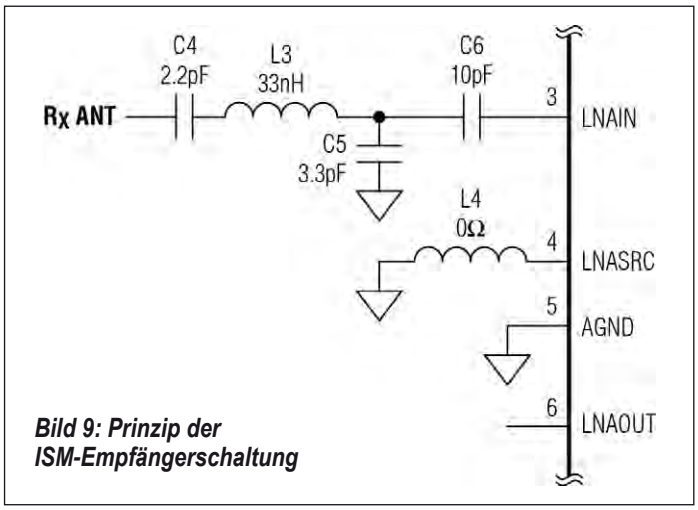


Bild 9: Prinzip der ISM-Empfängerschaltung

vorliegenden Fall 434 MHz) ein optimiertes Strom-Minimum und ein Leistungs-Maximum erreicht ist.

Nach dieser Methode wurden für das Netzwerk, das den geringsten PA-Strom und die maximale Sendeleistung ergibt, die folgenden Werte ermittelt: L1 = 62 nH; C8 = 100 pF; C9 = 7,5 pF; L2 = 51 nH, C10 entfällt.

An dem Diagramm, in dem der Strom als Funktion der Frequenz aufgetragen ist (Bild 5), wird sichtbar, wie sich das Strom-Minimum mit jeder Änderung am Anpassungs-Netzwerk zu einer anderen Frequenz verschiebt. Der Graph für die beste Anpassung bei 434 MHz ist gelb dargestellt. Wie man sieht, haben sich die Werte von C9 und L2 entscheidend verändert (nämlich von 15 pF und 39 nH), um die parasitären Einflüsse der Bauelemente und der Leiterplatte zu kompensieren.

Die Anpassung von Tx, PA-Leistung, Betriebsfrequenz und Antennenimpedanzen ist in den Applikationsschriften 1954 (Designing Output Matching Networks for the MAX1472 ASK Transmitter) und 3401 (Matching Maxim's 300 MHz to 450 MHz Transmitters to Small Loop Antennas) beschrieben.

Optimierung des Empfängers

Am Beginn der grundlegenden Maßnahmen zur Optimierung der betrieblichen Eigenschaften eines Superheterodyn-Empfängers für das ISM-Band steht die systematische Untersuchung der verschiedenen Funktionsabschnitte eines solchen Empfängers. In der Regel gibt es vier Blöcke, in denen sich die Leistungsfähigkeit verbessern lässt. Dies sind die Quarzoszillator-Schaltung, die Antennenanpassungs-Schaltung, der Schwingkreis und der Basisband-Teil.

Auswahl des richtigen Quarzes

Zu den häufigsten Herausforderungen im Zusammenhang mit quarzbasierten Empfängern und Sendern gehört die korrekte Abstimmung der Oszillatorschaltung. Der Oszillator in ISM-Funkschaltungen ist stets für einen Quarz mit einer bestimmten Lastkapazität vorgesehen (Bild 6), die in einigen ISM-Empfängern typisch mit 3 pF spezifiziert ist. Da ein solch niedriger Wert nicht gerade eine besonders gängige Spezifikation für einen Quarz ist, versuchen die Anwender aus Gründen der Kosten oder der Liefersicherheit meist, ein System auf der Basis eines Quarzes mit einer geprüften Lastkapazität von 6 pF, 8 pF, 10 pF oder auch mehr zu entwickeln. Dies ist zwar nicht unzulässig, bringt aber Abstriche mit sich, da die Oszillatorschaltung an ihren Quarz-Anschlüssen lediglich die spezifizierte Lastkapazität von 3 pF aufweist. Bei einem für 10 pF spezifizierten Quarz hat dies zur Folge, dass die Schwingfrequenz deutlich höher ist als vorgesehen.

Weitere Informationen hierzu enthält die Applikationsschrift 1017 (How to Choose a Quartz Crystal Oscillator for the MAX1470 Superheterodyne Receiver).

Zur Kompensation dieser Frequenzverschiebung kann der Kunde die Lastkapazität für den Quarz anheben, indem er zusätzliche Kondensatoren in seine Schaltung einfügt. Unserer Erfahrung nach sind hier anstelle einer Parallelschaltung zwei Shunt-Kondensatoren zur Masse zu empfehlen, was mehr Flexibilität bietet und hinsichtlich der Belastung weitere Vorteile ergibt. Nachteilig an einer derart angepassten Lastkapazität ist, dass es Probleme mit dem Anlaufen des Oszillators geben kann, wenn eine zu große Kapazität an die Schaltung angeschlossen wird.

Die Schwingfrequenz des im zuvor genannten Referenzdesign verwendeten Quarzes wurde durch Messen ermittelt. Hierfür wurde die Quarzfrequenz mithilfe eines Spektrumanalysators R&S ZVL3 und einer geeigneten Antenne analysiert. Die Antenne wurde hierzu in die Nähe des Quarzes (oder falls nötig an eine der Zuleitungen) gehalten, um die Schwingfrequenz näherungsweise festzustellen. Das System war mit einem 13,2256-MHz-Quarz mit einem spezifizierten CL-Wert von 8 pF bestückt, während die Oszillatorschaltung nur eine Lastkapazität von rund 3 pF zur Verfügung stellte. Das Frequenzmaximum dieses Systems wurde mit 13,23049 MHz gemessen, was etwa 370ppm mehr ist als der Sollwert. Hieraus resultiert eine Schwingfrequenz von 434,085 MHz (32 × 13,23049 + 10,7), wodurch die erwartete Local Oscillator (LO)- und Trägerfrequenz um 165 kHz höher ist als beabsichtigt. Diese vom Sollwert abweichende Frequenz des Quarzoszillators hat zur Folge, dass der empfangene ASK-Träger und die zugehörigen Seitenbänder an den Rand bzw. sogar über den Kennlinienknick des ZF-Filters hinausgeschoben werden, was zu einer unnötigen Abschwächung der Signalleistung führt.

Um weitere Aussagen über die Folgewirkungen dieses Frequenzfehlers einzuholen, wurde das Durchlassband des ZF-Filters überprüft. Durch Verstellen der Trägerfrequenz und Untersuchung des Ausgangssignals am ZF-Filter mit dem Spektrum-

analysator im Max-Hold-Modus ließ sich die Filterbandbreite grafisch darstellen. Der Marker M1 wurde bei 10,7 MHz (der nominellen Mittenfrequenz des ZF-Filters) gesetzt, der Delta-Marker D2 dagegen am Frequenzmaximum des HF-Signals von 433,92 MHz. Der Signalgenerator wurde auf 434,085 MHz eingestellt, wenn sich das ZF-Frequenzmaximum bei M1 befand, womit die Verschiebung der LO-Frequenz bestätigt wurde. Das Diagramm in Bild 7 belegt, dass die Fehlabstimmung zu einer Abschwächung des Trägers um etwa 7 dB führt. Die für die ASK-Demodulation nötige Seitenband-Information wird sogar noch stärker abgeschwächt und wegen der Positionierung im nichtlinearen Teil der Filterkennlinie außerdem verzerrt.

Die folgenden Einträge wurden für die Schätzwerte bei einer spezifizierten Lastkapazität des Quarzes von 8 pF verwendet:

ISM-Empfänger MAX7034:

- CPAR = 1,8 pF
- CSHUNT = 0 pF
- CSER = 10.000 pF (AC-Kurzschluss)
- f0 = 13,2256 MHz
- C0 = 2,8 pF
- CL = 8,24 pF
- R1 = 60 ?
- C1 = 11,1 fF.

Mit diesen Werten ergibt sich eine Schwingfrequenz von 434,0853 MHz. Weitere Informationen hierzu finden sich in der Applikationsschrift 5422 (Crystal Calculations for ISM-RF Products). Durch Experimentieren mit verschiedenen Shunt-Kondensatoren ergab sich, dass eine Kombination aus zwei 10-pF-Kondensatoren den ursprünglichen Wert der Schwingfrequenz wieder herstellt. Unter der Annahme, dass die übrigen Werte des Quarzes gut abgeschätzt waren, können die Auswirkungen auf das Anlaufverhalten hier als akzeptabel bezeichnet werden. Die Berechnung des negativen Widerstands ergab einen Wert von -291,5 Ω, verglichen mit 4 × R1 = 240 Ω. Hierdurch bleibt eine Reserve von etwa -50 Ω.

In erster Näherung wurde der Versuch unternommen, die Empfindlichkeit der Demonstrationsschaltung LFRD014 (Tube Motor Receiver Reference Design) zu verbessern, indem zwei Shunt-Kondensatoren à 10 pF (C21 und C22) hinzugefügt wurden. Es konnte nachgewiesen werden, dass sich die Schwingfrequenz des Quarzes hierdurch auf den korrigierten Wert von 13,226 MHz veränderte. Nach dem Abstimmen des HF-Generators zurück auf eine Mittenfrequenz von 433,92 MHz wurde die Empfindlichkeit mit -107 dBm gemessen. Diese Verbesserung um 12,4 dB resultierte aus der korrekten Einstellung der Referenzfrequenz für den Lokaloszillator.

Anpassung der Antenne

Der nächste Schritt bei der Feinabstimmung eines Empfängerdesigns besteht im Messen der Antennenimpedanz. Hierzu wird eine Verbindung zum Einspeisepunkt der Antenne benötigt (wenn es sich um eine Leiterplatten-Antenne handelt). Bevor ein Koaxialkabel angeschlossen wird, muss der Netzwerkanalysator auf das Ende eines als Port-Erweiterung dienenden Koaxialkabels kalibriert werden. Am Netzwerkanalysator ist ein geeigneter Frequenzbereich zu wählen, und die Ausgangsleistung an Port 1 sollte auf einen sinnvollen Wert (-30 dBm) eingestellt werden, um ein Übersteuern des LNA (Low-Noise Amplifier) zu vermeiden. Schließlich kann eine S11-Messung durchgeführt und das Ergebnis in einem Smith-Diagramm visualisiert werden.

Bedingt durch das Format der Antenne, das Gehäuse und das Prüfumfeld (Beeinflussungen durch menschliche Körper, Automobilkarosserien usw.) kann es sich schwierig gestalten, reproduzierbare Messungen durchzuführen. Im vorliegenden Fall wurde eine Antennenimpedanz von 205 Ω - j39 gemessen (Bild 8a).

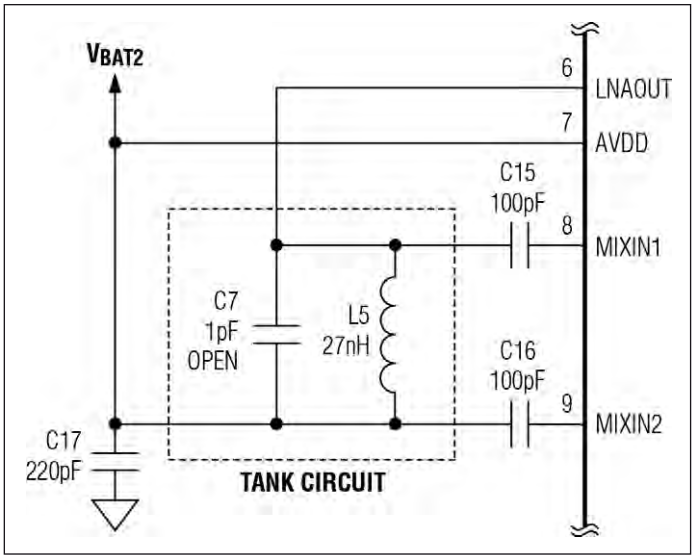


Bild 10: Schwingkreisschaltung im Empfänger

Um die Bauelemente für das Anpassungsnetzwerk richtig dimensionieren zu können, war auch die Impedanz des LNA zu messen. Hierfür wurden mit dem Netzwerkanalysator die S11-Parameter des Designs auf der anderen, mit dem LNA verbundenen Seite des Anpassungsnetzwerks gemessen. In der Regel kommt am LNA eine Gegenkopplungs-Induktivität (degeneration inductor) zwischen LNA-Quell-Pin und Masse zum Einsatz (Bild 9).

In diesem Fall stellt sich die Eingangsimpedanz des LNA wie eine Parallelschaltung aus einem 50-Ω-Widerstand und einem Kondensator von 2 bis 2,5 pF dar. (Ohne die Gegenkopplungs-Induktivität dagegen entspricht die Impedanz einem Widerstand von 500 bis 700 Ω parallel zu einem Kondensator mit 2 bis 2,5 pF.) Mit diesen Impedanzmodellen lassen sich Anpassungsnetzwerke für beliebige Antennenimpedanzen entwerfen.

In diesem Beispiel ergab die Messung eine Impedanz von 50 – j4 Ω . Gibt man in die kostenlose Smith-Diagramm-Software LLsmith1 die Werte der Bauelemente im LNA-Bias-Netzwerk an – diese betragen 100 pF (C6) und 56 nH (L3), während C4

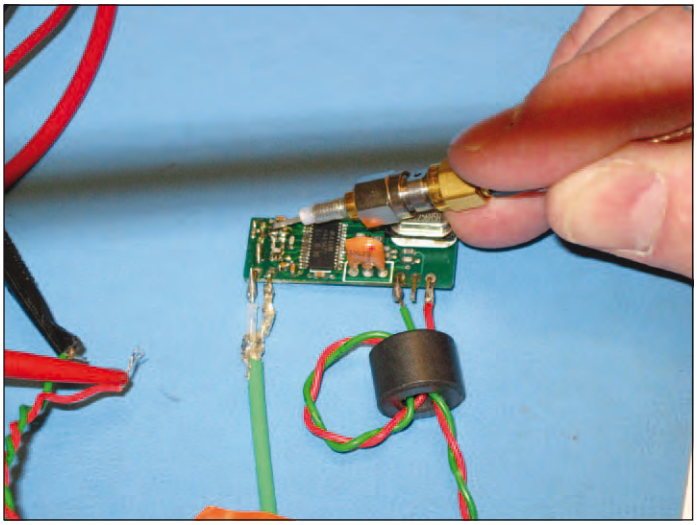


Bild 11: Abtasten der Schwingkreisschaltung

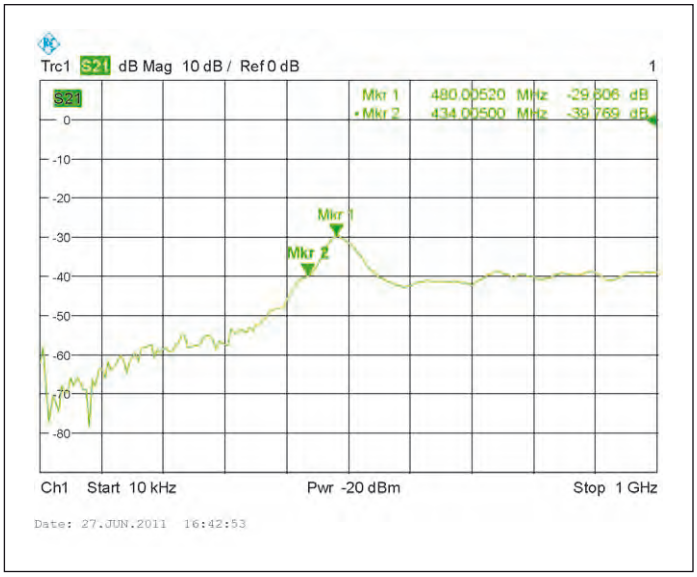


Bild 12: Resonanzfrequenz der Schwingkreisschaltung vor der Abstimmung

kurzgeschlossen und C5 offen ist –, so konnte die Eingangsimpedanz des LNA auf rund 50 + j145 Ω zurückgerechnet werden.

Zur Ermittlung der finalen Werte für das Anpassungsnetzwerk kann die Software die optimal geschätzten Werte zur Bestückung des Empfänger-Boards ermitteln (Bild 8b). Gibt man in den ‚Simple MatchMe Wizard' die Anfangsimpedanz von 205 + j39 (den konjugiert komplexen Wert der Antennen-Impedanz) und die Endimpedanz von 50 – j145 (den konjugiert komplexen Wert der LNA-Impedanz) ein und wählt die Einstellung Lumped Lowpass, 1 Section, so ergibt die von LLsmith vorgenommene Abschätzung für das Anpassungsnetzwerk folgende Werte (vom LNA zur Antenne):

- 9,4 pF Serienkondensator
- 3,2 pF Shunt-Kondensator
* 32,3 nH Serieninduktivität
- 2,1 pF Serienkondensator

Abstimmung der Schwingkreisschaltung

Als nächste Maßnahme im Zuge der Optimierung des Empfängerdesigns muss sichergestellt werden, dass die am LNA-Ausgang und am Mischereingang liegende Schwingkreisschaltung gut auf die Betriebsfrequenz abgestimmt ist (Bild 10). Die außerhalb des Chips angeordnete LC-Kombination stellt eine abgestimmte Schaltung mit hoher Impedanz dar, die den Strom am Ausgang des LNA in eine Spannung umwandelt, die wiederum dem chip-internen Mischer zugeführt wird. Es kann leicht vorkommen, dass die Abstimmung dieser Schaltung durch parasitäre Kapazitäten auf der Leiterplatte verlorengeht.

Die beste Methode, sich von der korrekten Abstimmung der Schwingkreisschaltung zu überzeugen, besteht darin, die Eingangsfrequenz durchzustimmen und das Frequenzmaximum der daraus resultierenden Resonanzkurve zu ermitteln. Man kann die entsprechenden Daten manuell unter Verwendung eines HF-Generators und eines Spektrumanalysators einholen. Am besten aber eignet sich ein Zweitor-Netzwerkanalysator für diese Aufgabe. Die Ansteuerung erfolgt durch Tor 1 des Netzwerkanalysators, das über die Antenneneinspeisung mit dem LNA verbunden ist. Die Messung dagegen wird mit einer Antenne vorgenommen, die an den Eingang (Tor 2) des Netzwerkanalysators angeschlossen ist. Diese unabgestimmte Antenne kann in die Nähe der Induktivität der Schwingkreisschaltung gehalten werden (Bild 11), nimmt dadurch die Abstrahlungen bei der Resonanzfrequenz der Schaltung auf und liefert eine S21-Messung. Es wird empfohlen, die Signalquelle auf eine Leistung von -20 dBm oder -30 dBm einzustellen, damit es zu keiner Übersteuerung des LNA-Eingangs kommt.

Die empfohlenen Werte für die Schwingkreisschaltung in diesem Beispiel betrugen 27 nH für die Induktivität ohne parallelgeschalteten Kondensator. Hierdurch können die parasitären Kapazitäten der Leiterplatte als kapazitives Element dienen. Zum Berechnen der Resonanzfrequenz der Schwingkreisschaltung dient folgende Gleichung:

$$\omega_0^2 = (2\pi f_0)^2 = 1/LC \text{ oder}$$

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$$

Die ersten Messungen ergaben für dieses Beispiel (Bild 12) eine Resonanzfrequenz von 480 MHz, während das System bei der angestrebten Frequenz von 434 MHz einen Verlust von 10 dB gegenüber dem Maximum aufwies.

Da der Wert von L5 bekannt ist (27 nH), lässt sich mit der zuvor verwendeten Gleichung die tatsächliche parasitäre Kapazität errechnen, um einen geeigneten Wert für C7 zu ermitteln. Aufgrund der Resonanzfrequenz von 480 MHz errechnet sich für die parasitäre Kapazität CP ein Wert von 4,07 pF:

$$C_P = 1/((27\ nH)(2\pi 480\ MHz)^2)$$

Fügt man für C7 zusätzlich einen 1,0-pF-Kondensator hinzu, lässt sich in dieser Beispielschaltung die Empfindlichkeit anheben. Für die solcherart modifizierte Schwingkreisschaltung ergibt die S21-Messung, dass sich das Frequenzmaximum sehr nahe am angestrebten Wert von 434 MHz befindet (Bild 13).

Messung der Empfängerverstärkung

Die Verstärkung des Systems vom LNA-Eingang bis zum Mischerausgang ermöglicht es, gleichsam zwischendurch Aussagen über die Leistungsfähigkeit des Empfängers einzuholen. Gemessen wurde diese Größe in diesem exemplarischen Empfänger mithilfe eines Trägersignals mit einer Frequenz von 433,92 MHz und einer Amplitude von -50 dBm. Mit einem hochohmigen FET-Tastkopf am Spektrumanalysator wurde das Ausgangssignal daraufhin an der Leitung MIXOUT (am Keramikfilter) abgegriffen. Die Eingangsleistung lässt sich hier entweder aufgrund des eingestellten Wertes am Signalgenerator ermitteln oder an der Antenneneinspeisung messen. Es wird empfohlen, beim Messen der Ein- und Ausgangssig-

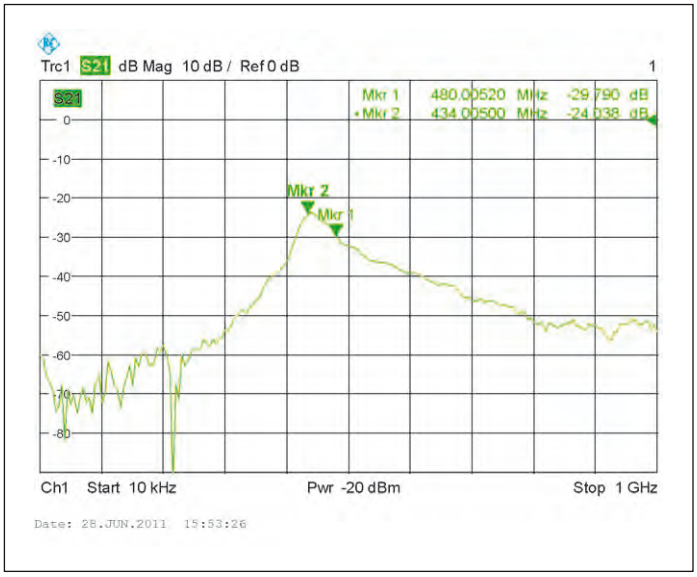


Bild 13: Abgestimmte Schwingkreisschaltung

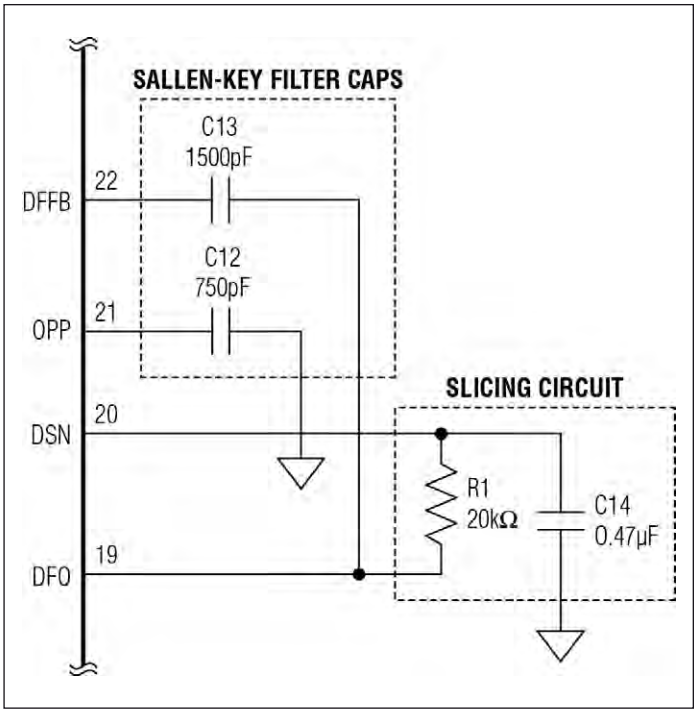


Bild 14: Basisbandschaltung im Empfänger

nale am Filter jegliche digitalen Störgrößen aus der Basisbandschaltung zu eliminieren. Dies lässt sich einfach erreichen, indem man die Leitung DNS mit der Masse verbindet (wodurch der Slicer-Pegel kleiner als das Rauschen wird), während man die Spektrumanalysator-Diagramme erzeugt.

Im vorliegenden Beispiel wurde das Eingangssignal am Einspeisepunkt der Antenne mit -49,9 dBm gemessen. Die gemessene Signalstärke am Filtereingang betrug -35,5 dBm (allerdings mit einem 10x-Tastkopf, sodass 20 dB von der gemessenen Leistung abgezogen werden müssen). Somit betrug die tatsächliche Signalstärke ca. -15,5 dBm. An diesen Zahlen ist abzulesen, dass die Systemverstärkung vom LNA zum Mischerausgang etwa 34,4 dB beträgt.

Optimierung des Basisbandteils

Die Ziel-Datenrate der Basisbandschaltung sollte so gewählt werden, dass die Eckfrequenz das 1,5-fache der höchsten vom Sender zu erwartenden Datenrate entspricht. Da das Beispielsystem für 1 kbit/s NRZ ausgelegt wurde, beträgt die Eckfrequenz des Datenfilters 1,5 kHz[5]. Es wird empfohlen, die Manchester-Codierung zu verwenden. Mehr hierzu enthält die Applikationsschrift 3435 (Manchester Data Encoding for Radio Communications).

Die Werte für ein Sallen-Key Butterworth-Datenfilter errechnen sich wie folgt:

C13 (CDFFB) = 1/(141,4 kπfC) = 1/(141,4 kπ1,5k) = 1.500,7 pF

C12 (COPP) = 1,414/(400kπfC) = 1,414/(400 kπ7,2k) = 750,1 pF

Aufgrund der soeben durchgeführten Berechnungen wurde für C13 ein Kondensator von 1.500 pF und für C12 ein solcher von 750 pF gewählt. Die Zeitkonstante der RC-Schaltung bewirkt eine Mittelwertbildung, die die Schwellenspannung des Datenslicer-Komparators bestimmt. Die Zeitkonstante sollte ungefähr auf das Zehnfache des Bit-Intervalls der Datenrate (1 kHz) eingestellt werden. Als Ausgangspunkt wurden R1 = 20 kΩ und C17 = 0,47 µF gewählt, was dem 1-Bit-Intervall nur ungefähr entspricht. Weiterführende Informationen über den Basisbandteil des Empfängers und die Datenslicer-Schaltungen enthalten die Applikationsschrift 3671 (Data Slicing Techniques for UHF ASK Receivers) und das Tutorial 5426 (Baseband Calculations for ISM-RF Receivers).

Autor

Martin D. Stoehr schloss sein Studium im Fach Kommunikationssysteme und Regelungstechnik an der University of Colorado in Colorado Springs/USA im Jahr 1994 ab und ist seitdem in der IC-Industrie tätig. In den letzten zwölf Jahren beschäftigte er sich bei Maxim Integrated mit dem Design verschiedener Leiterplattensysteme, deren Palette von vollautomatischen Laborprüfsystemen über Charakterisierungs-Boards, Evaluation Kits und Referenzdesigns bis zu Demonstratoren reichte. Als Strategic Applications Engineer für die ISM-RF-Produktlinie betreut er Kunden auf dem Gebiet des Hochfrequenz-Designs. Seine Freizeit verbringt er gerne in dem in Colorado gelegenen Teil der Rocky Mountains mit Camping, Ski- und Kanufahren sowie anderen Outdoor-Aktivitäten

Referenzen

* RFdude.com Smith Chart Program, RFdude.com LLC, Lance Lascari, © 2008–2010, v0.810, Jun 2007,

* http://tools.rfdude.com/RFdude_Smith_Chart_Program/RFdude_smith_chart_program.htm

* R&S ist eine eingetragene Marke und eine eingetragene Dienstleistungsmarke der Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG.

Relevante Bauelemente

MAX1470 – Sparsamer 315 MHz Superheterodyn-Empfänger (+3 V, geringe Leistungsaufnahme)

MAX1471 – Sparsamer 315 MHz/434 MHz 3 V/5 V ASK/FSK-Superheterodyn-Empfänger

MAX7034 – 315MHz/434MHz ASK Superheterodyn-Empfänger. ◄

SEMATRON DEUTSCHLAND GmbH

Ihr Partner für

ENTWICKLUNG bis 240 GHz
SATELLITENKOMMUNIKATION
FERTIGUNG SYSTEME/GERÄTE
HF-KOMPONENTEN