

Leistungsoptimierung von direkt wandelnden Empfängern mit sehr breiten Frequenzbändern

Einleitung

Zwischenfrequenzfreie (zero IF) Empfänger sind nicht neu; es gibt sie bereits seit einiger Zeit, und sie werden besonders häufig in mobilen Telefonen eingesetzt. Ihre Verwendung in Hochleistungs-Empfängern wie denen in Basisstationen für die drahtlose Kommunikation hatte jedoch nur eingeschränkt Erfolg. Dies hauptsächlich wegen ihres begrenzten Dynamikbereichs und weil ihre Funktionsweise nicht besonders gut verstanden wird. Ein neuer zwischenfrequenzfreier I/Q-Demodulator mit großer Bandbreite hilft, den Dynamikbereich zu erhöhen und die Bandbreitendefizite sowohl für den Haupt- als auch den DPD-Empfänger (digital predistortion) zu beseitigen und ermöglicht es 4G-Basisstationen, die ständig steigenden Bandbreitenanforderungen der mobilen Kommunikation kostengünstig zu erfüllen. Dieser Artikel diskutiert, wie man die Leistung optimieren kann, indem man die IM2-Nichtlinearität und den DC-Offset minimiert, die den Dynamikbereich von zwischenfrequenzfreien Empfängern einschränken und bietet damit eine brauchbare Alternative zu einer sonst großen Problematik im Design.

Zwang zu immer höherer Bandbreite

Bis vor kurzem mussten die meisten Basisstationen nur eine Kanalbandbreite von 20 MHz

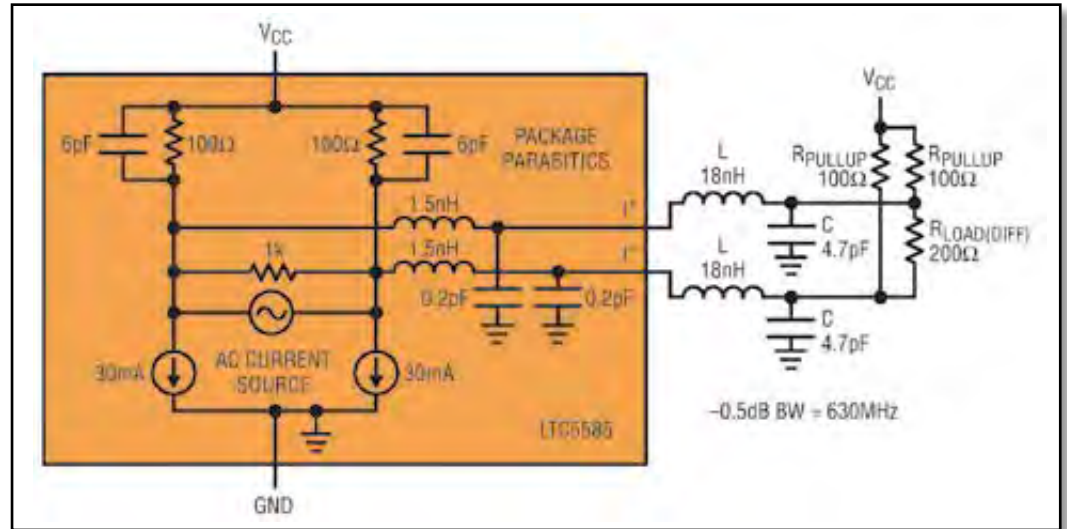


Bild 1: Ersatzschaltung eines Basisbandausgangs für die Erweiterung der Bandbreite mit $L = 18 \text{ nH}$ und $C = 4,7 \text{ pF}$

bieten, die typischerweise auf mehrere unterschiedliche Träger aufgeteilt wurde. Mit diesem 20-MHz-Kanal war auch ein DPD-Empfänger mit 100 MHz Bandbreite verbunden, um die Intermodulations-Störspitzen bis zur 5. Ordnung für eine effektive Störunterdrückung zu messen. Diese Anforderung kann allgemein sehr effektiv von Superhet-Empfängern mit hoher Zwischenfrequenz erfüllt werden. Heute jedoch werden solche Entwicklungen immer anspruchsvoller, da die Trends in der Industrie zu Basisstationen zwingen, die den Betrieb über die vollständigen 60-MHz-Bänder unterstützen. Das Erzielen dieser Eigenschaft hat signifikante Auswirkungen auf Kosteneinsparungen für die gesamte Produktion, Installation und den Betrieb.

nicht trivial. Das Rauschen steigt wegen der größeren Bandbreite, ein flacher Verstärkungsfrequenzgang ist schwierig zu

erreichen und die erforderliche Abtastrate des A/D-Wandlers erhöht sich ebenfalls deutlich. Außerdem sind die Kosten von

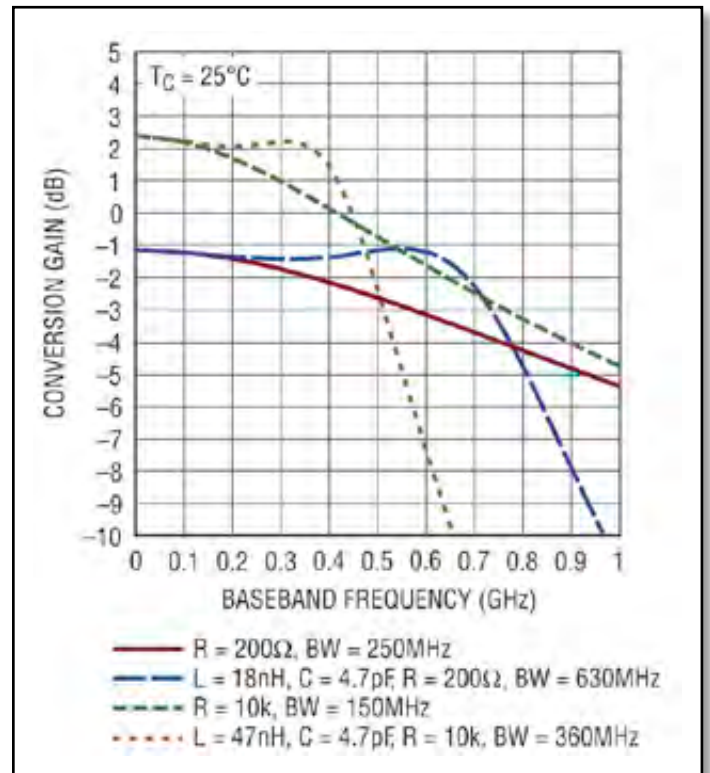


Bild 2: Mischverstärkung über der Basisbandfrequenz mit differenziellem Lastwiderstand und L/C-Bandbreitenerweiterung

Michiel Kouwenhoven
Design Manager
John Myers, Design Engineer
James Wong, Product Marketing Manager,
High Frequency Products
Vladimir Dvorkin
Applications Engineering Manager
Linear Technology Corporation

Um diese dreifach gesteigerte Bandbreite zu realisieren, muss die Bandbreite des DPD-Empfängers von 100 MHz auf 300 MHz gesteigert werden. In 75-MHz-Bändern steigt die DPD-Bandbreite auf beachtliche 375 MHz. Die Entwicklung eines Empfängers, der diese Bandbreite unterstützt ist jedoch

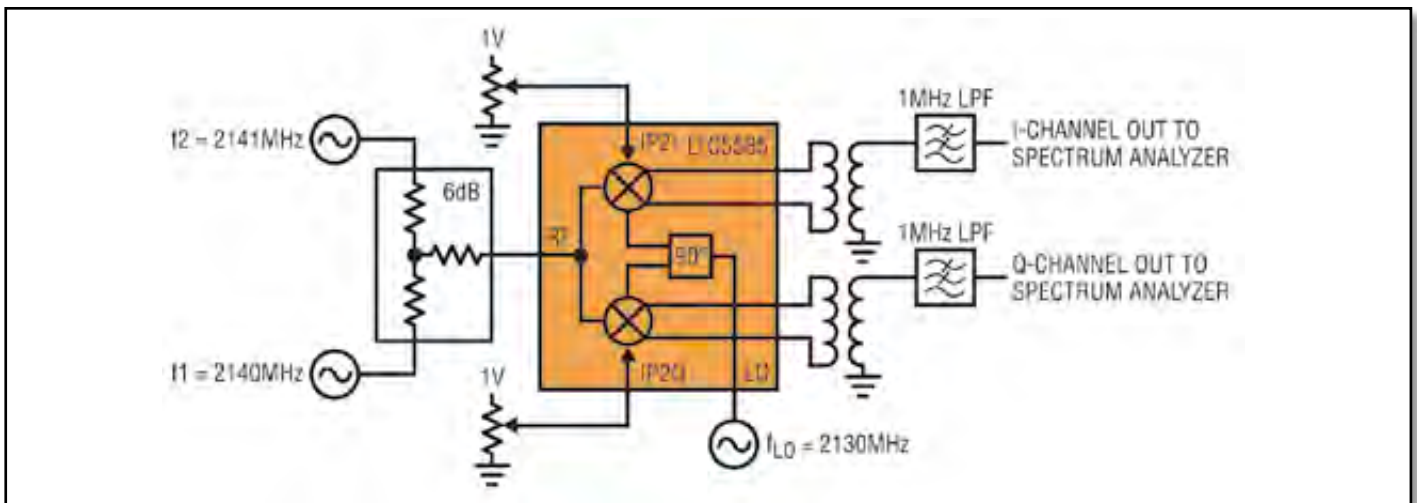


Bild 3: Testaufbau für die IIP2-Kalibrierung mit einem 1-MHz-Tiefpassfilter, um die IM2-Komponenten auszuwählen

Komponenten mit höherer Bandbreite auch deutlich höher.

Die bescheidene Bandbreite eines traditionellen Empfängers mit hoher Zwischenfrequenz ist nicht länger ausreichend, um das 300-MHz- oder noch höherfrequente Signal mit einer typischen Verstärkungsschwankung von $\pm 0,5$ dB zu liefern. Die 300-MHz-Basisbandbreite würde es erfordern, eine Zwischenfrequenz von minimal 150 MHz zu wählen. Es ist jedoch nicht einfach, einen preisgünstigen A/D-Wandler mit einer Abtastfrequenz von bis zu 600 MS/s zu finden, selbst bei 12 Bit Auf-

lösung. Man muss daher Kompromisse eingehen und auf einen 10-Bit-Wandler übergehen.

Neuer I/Q-Demodulator beseitigt Bandbreiteneinschränkungen

Der I/Q-Demodulator LTC5585 von Linear Technology ist so entwickelt, dass er die direkte Wandlung unterstützt, was es dem Empfänger ermöglicht, das bereits erwähnte 300 MHz breite HF-Signal direkt in das Basisband umzusetzen. Die I- und Q-Ausgänge werden auf ein 150 MHz breites Signal demoduliert, was nur die Hälfte der

Bandbreite eines Empfängers mit hoher ZF entspricht. Um die Ebenheit der Verstärkung im Durchlassbereich von $\pm 0,5$ dB zu erhalten, muss die -3 -dB-Eckfrequenz des Bausteins weit über 500 MHz liegen.

Der LTC5585 unterstützt die hohe Bandbreite mit einer abstimmbaren Basisbandausgangsstufe. Die differenziellen I- und Q-Ausgänge haben einen Pull-up-Widerstand mit 100 Ohm an VCC parallel zu einer Filterkapazität von rund 6 pF (Bild 1). Dieses einfache RC-Netz ermöglicht den Aufbau von Chip-externen Tief- und Bandpassfilternetzen, um die Außerbandblocker zu unterdrücken und die Entzerrung der Verstärkungsgrenzfrequenz der Basisbandverstärkerkette, die auf den Demodulator folgt, zu erreichen. Mit einer ohm'schen differenziellen Ausgangslast von 100 Ohm zusätzlich zu den 100-Ohm-Pull-up-Widerständen, erreicht die -3 -dB-Bandbreite 840 MHz.

Erweiterung der Basisband-Bandbreite

Eine einzige LC-Filtersektion kann verwendet werden, um die Bandbreite des Basisbandausgangs zu steigern. Bild 1 zeigt die äquivalente Basisbandschaltung des Chips mit der Basisband-Bandbreitenerweiterung. Mit einer 200-Ohm-Last, kann die $-0,5$ -dB-Bandbreite von 250

MHz auf 630 MHz erweitert werden, indem man eine Reiheninduktivität von 18 nH und eine Shunt-Kapazität von 4,7 pF einsetzt. Bild 2 zeigt die vielfältigen Ausgangsreaktionen, die mit unterschiedlichen Lasten möglich sind. Eine Reaktion kommt von differentiellen Lastwiderständen mit 200 Ohm und 10 kOhm. Für eine 10-kOhm-Last kann die $-0,5$ -dB-Bandbreite von 150 MHz auf 360 MHz unter Einsatz einer Reihen-Induktivität von 47 nH und einer Shunt-Kapazität von 4,7 pF erweitert werden.

Die Störspitzen der Intermodulation 2. Ordnung wirken sich aus

In einem direkt wandelnden Empfänger fallen die Störprodukte der Intermodulation 2. Ordnung (IM2) direkt in das Band der Basisbandfrequenzen. Nimmt man das Beispiel zweier identischen HF-Leistungssignale, f_1 und f_2 , die 1 MHz entfernt von 2140 MHz beziehungsweise 2141 MHz liegen, während der LO 10 MHz Abstand von 2130 MHz hat, dann würde die resultierende IM2-Spitze auf $f_2 - f_1$, oder 1 MHz, fallen. Der LTC5585 hat die spezielle Fähigkeit, minimale IM2-Spitzen unabhängig von den I- und Q-Kanälen zu justieren, indem er externe Steuerspannungen verwendet. Bild 3 zeigt einen

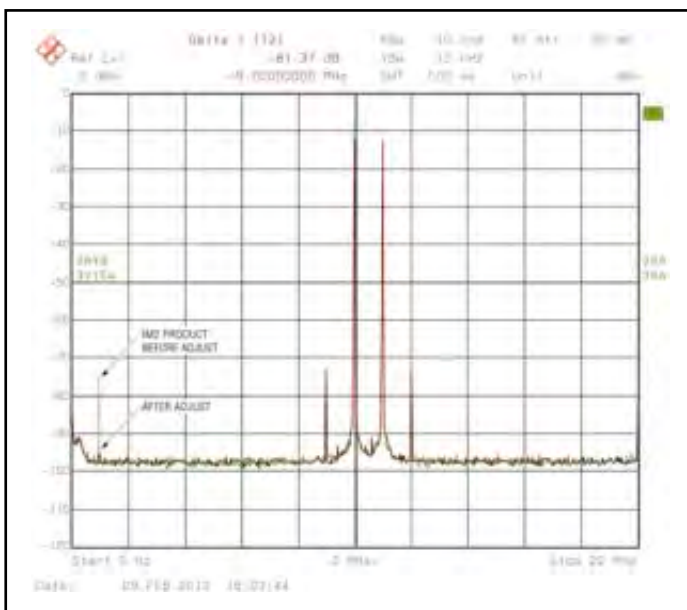


Bild 4: Ausgangsspektrum mit Tiefpassfilter

typischen Aufbau für die IIP2-Messung und Kalibrierung. Die differenziellen Basisbandausgänge sind über eine Symmetrierschaltung kombiniert, und die 1-MHz-Differenzfrequenzkomponente wird mit einem Tiefpassfilter gewählt, um die starken Haupttöne bei 10 MHz und 11 MHz zu unterdrücken, die aus dem Komprimieren des Spektrumanalysator-Frontends herrühren.

Ohne das Tiefpassfilter sind 20 bis 30 dB Dämpfung und lange durchschnittliche Messzeiten mit dem Spektrumanalysator nötig, um eine aussagekräftige Messung zu erzielen. Wie in dem Ausgangsspektrum in Bild 4 gezeigt, fällt die IM2-Komponente vorhersehbar bei 1 MHz in das Band. Die Kurve zeigt ebenfalls das IM2-Produkt vor und nach der Justierung, was den Pegel der Spitze um ungefähr 20 dB reduziert, indem man die Steuerspannungen an den

IP2I- und IP2Q-Pins einstellt. Diese Einstellung reduziert die IM2-Spitze auf einen Pegel von -81,37 dBc.

Mit dieser Fähigkeit, IIP2 zu optimieren, können zwei mögliche Strategien der IP2-Kalibration in Betracht gezogen werden. Eine kann ein Kalibrierschritt sein, der in der Fabrik durchgeführt wird und um den man sich nicht kümmern muss. In diesem Fall reicht ein einfaches Potentiometer für jeden Justierpin aus, wie in Bild 3 illustriert.

Alternativ kann ein automatischer Kalibrieralgorithmus in einem geschlossenen Regelkreis in Software implementiert werden, der es ermöglicht, die Geräte periodisch zu kalibrieren. Für DPD-Empfänger kann diese Kalibrierung zusätzliche Hardware-Funktionsblöcke erfordern, um die beiden Testtöne zurück in den Empfängerkanal zu koppeln. Auf jeden Fall

kann dies während eines Offline-Kalibrierzyklus ausgeführt werden. Eine solche Methode würde auch die aktuellen Faktoren der Betriebsumgebung in Betracht ziehen, die die Leistungsfähigkeit der Basisstation beeinflussen.

Eine DC-Offsetspannung von Null hilft, den Dynamikbereich des A/D-Wandlers zu optimieren

Eine ähnliche Einstellmöglichkeit ist auch in den Chip integriert, um die DC-Ausgangsspannung der I- und Q-Kanäle auf „0“ zu legen. Ein DC-Offset, ist ein Produkt, das von interner Fehlanpassung und Selbstmischung von LO- und HF-Eingangssleckströmen stammt und den Dynamikbereich des A/D-Wandlers einschränken kann, wenn die Signalkette durchgehend DC-gekoppelt ist. Um dies zu illustrieren: eine moderate DC-Ausgangs-Offsetspannung von 10 mV würde, wenn sie durch eine 20-dB-Verstärkungsstufe läuft, in einem DC-Offset von 100 mV am Eingang des A/D-Wandlers führen. Mit einem Eingangsspannungsbereich von 2 V Spitze zu Spitze eines 12-Bit-A/D-Wandlers bewirkt dieser DC-Offset-Betrag eine effektive Reduzierung des Dynamikbereichs des A/D-Wandlers um 0,9 dB.

Um die Leckströme zwischen den LO- und HF-Eingängen zu minimieren, sollte Sorgfalt aufgewendet werden, um diese beiden Signale voneinander zu isolieren. Im Leiterplatten-Layout sollte man die Leiterbahnen dieser beiden Signale voneinander separieren um Übersprechen zu verhindern. Das LO-Signal, selbst wenn es einen messbaren Leckstrom in den HF-Port gibt, mischt sich selbst und ergibt einen DC-Offset-Wert am Ausgang.

Glücklicherweise ist der LO-Pegel üblicherweise konstant, so dass die DC-Offset-Spannung ebenfalls konstant ist und über die Einstellungen einfach zu beseitigen ist. Problematischer

ist der HF-Eingang, der über unterschiedlich große Signalpegel variieren kann. Jedes in den LO-Eingang eingekoppelte Signal würde sich selbst mischen und eine dynamische DC-Offsetspannung erzeugen, wenn sich das Signal ändert. Dies stört das demodulierte Signal. Deshalb hilft das Kleinhalten der Leckströme, den DC-Offset auf ein Minimum zu begrenzen.


Potenzielle Kostenvorteile der direkt wandelnden Empfänger

Ein ZF-freier Empfänger ist besonders interessant wegen seiner potenziellen Kosteneinsparungen. Wie bereits erwähnt, wird das HF-Signal auf ein niederfrequentes Basisband demoduliert. Bei geringeren Frequenzen, wird die Entwicklung des Filters einfacher. Außerdem produziert die ZF-freie Demodulierung kein Abbild (image) im Basisband was die Notwendigkeit für ein relativ teures Oberflächenwellenfilter eliminiert.

Der vielleicht attraktivste Vorteil von allen ist jedoch, dass die Abtastrate des A/D-Wandlers signifikant reduziert werden kann. In diesem Beispiel kann die 150 MHz Bandbreite der I- und Q-Basisbänder effektiv mit einem Zweifach-A/D-Wandler mit 310 MS/s gehandhabt werden, wie dem LTC2258-14 von Linear Technology, ohne zu einem wesentlich teureren A/D-Wandler mit höherer Abtastrate greifen zu müssen. ◀

Zusammenfassung

Da die Bandbreite und Leistung von Empfängern für die drahtlose Kommunikation steigen, bietet ein neuer breitbandiger Quadratur-Demodulator eine alternative Methode, die hilft, die architekturbedingten Mängel zu beseitigen, die Leistung des Empfängers steigert und gleichzeitig eine hervorragende Kostenstruktur aufweist.




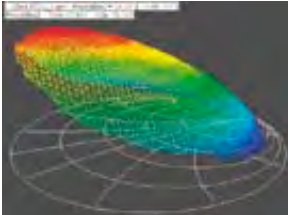
FOCUS


MICROWAVES

Load-Pull- und Noise-Testsysteme

Vorführung gewünscht? Wir besuchen Sie gerne!

- ✓ **Automatische Load-Pull-Messungen** (LabView[™], MathLab[™], C++, ActiveX)
- ✓ **X-Parameter** (PNA-X), S-Functions, Power-Contour, DC-IV und **Device Loadlines**, EVM, ACPR
- ✓ **Waveguide-Tuner** bis 140GHz (Satelliten-Kommunikation, Automotive-Radar)
- ✓ **Joystick-Modus:** Impedanz-Tuning ohne PC!
- ✓ **HAILP=Harmonic Active Injection Load-Pull** (RF Power Amplifier Design)
- ✓ **Multi-Purpose-Tuner** (Harmonic-, Prematching-, Low-Vibration-Tuning)
- ✓ **Noise-Parameter-Extraktion**



TSS GmbH

Tel: (07309) 9675-0 * St-Barbara-Str. 28 * 89264 Weißenhorn

http://www.tssd.com * email: info@tssd.com