

# DESIGN NOTES

## 超広帯域ダイレクト・コンバージョン・レシーバの性能の最適化

### デザインノート 1027

John Myers、Michiel Kouwenhoven、James Wong、Vladimir Dvorkin

#### はじめに

ゼロ IF レシーバは目新しいものではなく、以前より携帯電話のハンドセットを中心に使用されてきました。しかしながら、高性能ワイヤレス基地局への応用という面では普及に限界がありました。この理由は、主としてダイナミックレンジが制限されていたことと、あまりよく理解されていなかったためです。新しい広帯域幅ゼロ IF の IQ 復調器は、メイン・レシーバならびに DPD (デジタル・プリディストーション) レシーバのダイナミック・レンジや帯域幅の不足を補い、4G 基地局において、ますます増大するモバイル・アクセスの帯域幅の要求にコスト効率よく対応できるようにします。このデザインノートでは、ゼロ IF レシーバのダイナミック・レンジを低下する IM2 の非直線性と DC オフセットを最小限に抑えることによって性能を最適化し、他の困難な設計に対して実現可能な代案を提供する方法を説明します。

#### 帯域幅のさらなる拡張

最近まで、ほとんどの基地局は、一般に様々なワイヤレス・キャリアに割り当てられる 20MHz のチャンネル帯域幅に対応するだけで済みました。この 20MHz のチャンネルに対応して使用されるのが、歪みを効率よくキャンセルするため最大 5 次の混変調歪みスプリアスを測定する 100MHz 帯域の DPD レシーバです。これらの要件は、一般に高 IF (ヘテロダイン) レシーバを使って効率的に満たすことができます。ただし最近では、60MHz の全帯域での動作を基地局がサポートするように業界が推進する傾向にあるので、このような設計はより困難になっています。この難題の解決には、ワイヤレスの製造、実装、導入のビジネス・モデル全体に対する大幅なコスト削減が密接に関わってきます。

3 倍の帯域幅に対応するためには、DPD レシーバの帯域幅を 100MHz から 300MHz に拡張する必要があります。75MHz の帯域では、DPD 帯域幅が 375MHz という膨大なサイズになります。この帯域幅をサポートできるレシーバの設計は、容易なことではありません。帯域幅を広げ

ることによってノイズが増加し、利得の平坦性は実現がより困難になり、A/D コンバータに必要なサンプリング・レートも大幅に大きくなります。さらに、このように高帯域幅の部品のコストはかなり高くなります。

従来の高 IF レシーバの帯域幅では、利得の平坦性が標準  $\pm 0.5\text{dB}$  で 300MHz 以上の DPD 信号をサポートするには十分ではありません。300MHz のベースバンド帯域幅では、最低でも 150MHz の IF 周波数を選択する必要があります。12 ビット分解能でさえ、600Msps 以上のサンプリング速度が可能な A/D コンバータを手頃な価格で見つけることは容易ではありません。妥協をして 10 ビットのコンバータを用いなければならない場合もあります。

#### 新しい IQ 復調器が帯域幅の制約を緩和

LTC5585 IQ 復調器はダイレクト・コンバージョンをサポートするように設計されているので、前述の 300MHz 帯域幅の RF 信号をレシーバがベースバンドに直接復調できます (「ゼロ IF レシーバの動作原理」を参照)。I 出力と Q 出力は 150MHz 帯域幅の信号に復調され、高 IF レシーバの帯域幅の半分にしかありません。 $\pm 0.5\text{dB}$  のパスバンド利得の平坦性を得るためには、デバイスの  $-3\text{dB}$  のコーナは 500MHz を十分に上回っていなければなりません。

LTC5585 は、調整可能なベースバンド出力段を使って、このような広帯域幅をサポートします。差動の I 出力ポートおよび Q 出力ポートは、約 6pF のフィルタ容量と並列に  $V_{CC}$  への 100 $\Omega$  のプルアップを備えています (図 1 参照)。このシンプルな R-C ネットワークにより、外部にローパス・フィルタやバンドパス・フィルタのネットワークを構成することで、高度な帯域外ブロッカを除去し、復調器後段のベースバンド・アンプ系の利得ロールオフの等化を行うことができます。100 $\Omega$  の外付けプルアップ抵抗に 100 $\Omega$  の差動出力負荷抵抗を追加することにより、 $-3\text{dB}$  の帯域幅は 850MHz に達します。

LT, LTC, LTM, Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## ベースバンド帯域幅の拡張

1 個の L-C フィルタ・セクションを使って、ベースバンド出力の帯域幅をさらに拡張することができます。ベースバンド帯域幅の拡張を行う、デバイスのベースバンド等価回路を図 1 に示します。200Ω の負荷の場合、18nH の直列インダクタンスと 4.7pF のシャント容量を使って -0.5dB の帯域幅を 250MHz から 630MHz に拡張することができます。異なる負荷で可能な様々な出力応答を図 2 に示します。応答は 200Ω と 10kΩ の差動負荷抵抗に対するものです。10kΩ の負荷の場合、47nH の直列インダクタンスと 4.7pF のシャント容量を使って -0.5dB の帯域幅を 150MHz から 360MHz に拡張することができます。

## 2 次相互変調歪みスプリアスの問題

ダイレクト・コンバージョン・レシーバでは、2 次相互変調歪み成分 (IM2) がベースバンド周波数の帯域内に直接存在します。たとえば、電力が等しい 2 つの RF 信号の  $f_1$  と  $f_2$  がそれぞれ 1MHz 離れた 2140MHz と 2141MHz で、LO が 10MHz 離れた 2130MHz とします。この結果得られる IM2 スプリアスは、 $f_2 - f_1$  (つまり 1MHz) に存在します。LTC5585 は、外部制御電圧を使用することにより、I チャンネルと Q チャンネルで最小 IM2 スプリアスを個別に調整する独自の機能を備えています。IIP2 の測定と較正を行うための標準回路を図 3 に示します。差動ベースバンド出力はバランを使って結合され、1MHz の

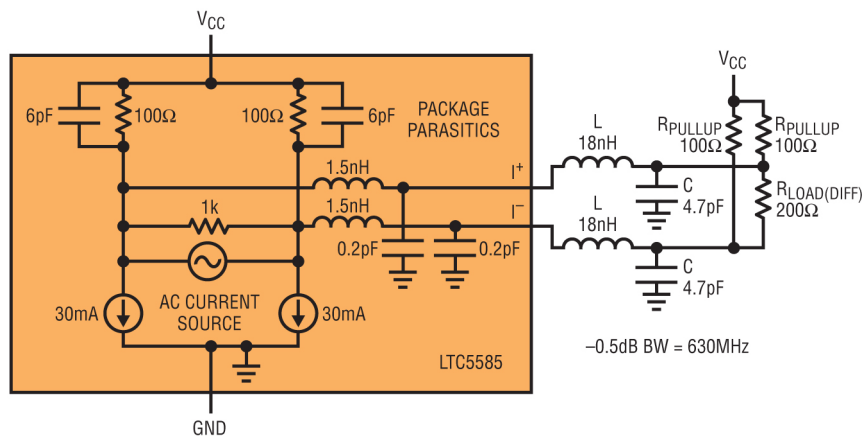


図 1.  $L = 18\text{nH}$  と  $C = 4.7\text{pF}$  を使って帯域幅を拡張するベースバンド出力の等価回路

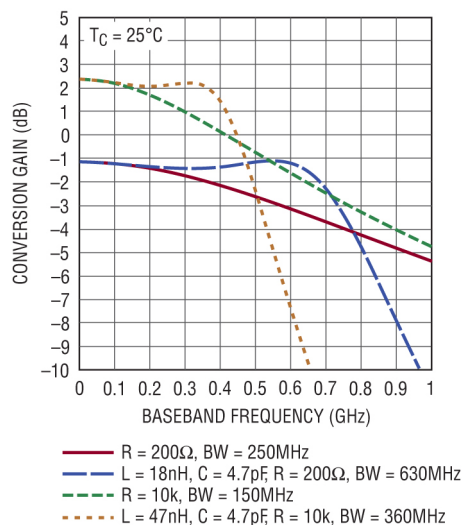


図 2. 差動負荷抵抗と L-C 帯域幅拡張回路を備えた変換利得とベースバンド周波数

IM2 差分周波数成分がローパス・フィルタで選択されて、10MHzと11MHzの強力なメイン・トーンがスペクトラム・アナライザのフロントエンドを圧縮することを防ぎます。ローパス・フィルタがない場合、良好な測定結果を得るためには、スペクトラム・アナライザに20dB～30dBの減衰と長い平均測定時間が必要です。図4の出力スペクトラムに示すように、IM2成分は予測どおりに1MHzの帯域内に存在します。このプロットは調整前後のIM2成分も示しており、IP2IピンとIP2Qピンの制御電圧を調整することによってスプリアス・レベルが約20dB減少しています。この調整により、IM2スプリアスが-81.37dBcのレベルまで減少します。

このIIP2の最適化機能を使用した、IP2を較正する2つの方法が可能です。1つの選択肢は、製造時に行われる較正ステップを設定されたままにすることです。この場合、図3に示すように、調整ピンごとにシンプルな調整用ポテンショメータがあれば十分です。あるいは、自動閉ループ較正アルゴリズムをソフトウェアに実装することにより、装置を周期的に較正することもできます。トランスミッタの出力をもともとモニタしているDPDレシーバの場合、トランスミッタが2つのテスト・トーンを容易に発生できるので、これはなくても構いません。メイン・レシーバの場合、この較正には、2つのテスト・トーンをレシーバ・チャンネルにループバックする追加のハードウェアが必要かもしれません。いずれの場合も、これらのすべてをオフラインの較正サイクル時に行うことができます。このような方法は、基地局の性能に影響を与える可能性がある実際の動作環境要因を考慮しています。

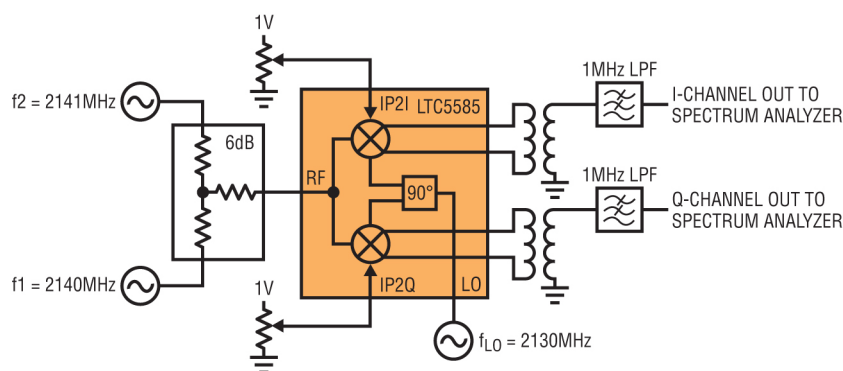


図3. 1MHzのローパス・フィルタを使ってIM2成分を選択するIIP2較正用テスト回路

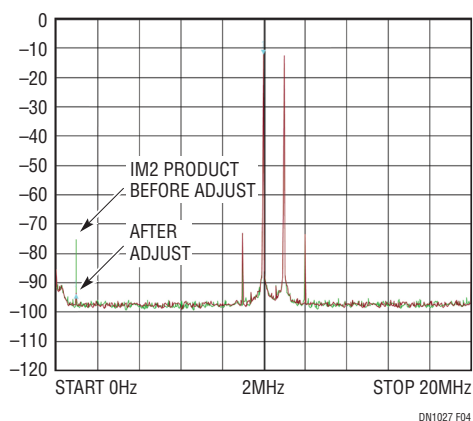


図4. ローパス・フィルタなしの出力スペクトラム

---

## DC オフセット電圧のゼロ調整による A/D コンバータのダイナミックレンジの最適化

デバイスには、I および Q の DC 出力電圧をゼロに調整する同様の調整機能も備わっています。内部不整合や LO および RF の入力リークの自己混合によって生じる成分である DC オフセットは、シグナルチェーン全体が DC 結合されている場合、ADC のダイナミックレンジを下げる可能性があります。わずか 10mV の出力 DC オフセット電圧が 20dB の利得段を通過すると、A/D コンバータの入力では 100mV の DC オフセットになります。12 ビット ADC の入力範囲が 2V<sub>P-P</sub> の場合、この DC オフセットの値は 205 LSB のヘッドルームの減少を示します。つまり、ADC のダイナミックレンジが実質的に 0.9dB だけ縮小します。

LO 入力と RF 入力の間のリークを最小限に抑えるため、これら 2 つの信号を分離する配慮が必要です。PCB レイアウトでは、これら 2 本の信号トレースを互いに分離して相互結合を防ぎます。RF ポートにある程度のリークがあるときでも、LO 信号は自己混合して出力に DC オフセット成分を形成します。幸い、LO のレベルは通常一定なので、DC オフセット電圧も一定であり、調整によって容易にキャンセルすることができます。より問題になるのは RF 入力で、広い信号レベルで変化する可能性があります。LO 入力への信号リークがあると自己混合し、信号の変化にともなってダイナミックな DC オフセット電圧を生じます。これにより、復調信号に歪みが生じます。したがって、リークを小さく保つと、DC オフセットを最小まで低減することができます。

## ダイレクトコンバージョン・レシーバによる費用対効果の見込み

ゼロ IF レシーバは、コスト削減の可能性があるのに特に重要です。前に説明したように、RF 信号は低周波数のベースバンドに復調されます。周波数が低いほど、フィルタの設計が容易になります。さらに、ゼロ IF 復調ではベースバンドにイメージを生成しないので、比較的高価な SAW フィルタが不要になります。おそらく最も魅力的なのは、ADC のサンプリング・レートを大幅に低減できることです。前述の例では、150MHz の I および Q のベースバンド帯域幅を実現するのに、はるかに高価な高サンプリング・レートの ADC を用いることなく、LTC2258-14 などのデュアル 310Msps ADC で実質的に対応することができます。

### まとめ

ワイヤレス・レシーバの帯域幅と性能が向上するなかで、新しい広帯域の直交復調器が、アーキテクチャの不備に対応し、システム・コストを低減しつつレシーバの性能を向上する代替りの手法を提供します。

## 補足

### IQ 復調の動作原理

#### IQ 復調

IQ 復調器の動作は、RF 入力信号  $S_{RF}(t)$  を 2 つの両側波帯に変調した直交キャリアの組み合わせとして表すことによって説明できます。

$$S_{RF}(t) = S_I(t) + S_Q(t) = I(t)\cos\omega_{RF}t - Q(t)\sin\omega_{RF}t \quad (1)$$

図 A に示すように、同相成分  $I(t)$  と直交成分  $Q(t)$  は、 $S_{RF}(t)$  を生成する理想 IQ 変調器への入力とみなすことができるベースバンド信号です。

IQ 復調器は、 $S_I(t)$  と  $S_Q(t)$  の間の直交位相関係を利用することにより、 $I(t)$  と  $Q(t)$  を完全に再構成できます。周波数領域で表される  $-90^\circ$  の位相シフトは、ヒルバート変換による乗算に相当します。

$$H(j\omega) = j\text{sgn}(\omega) \quad (2)$$

これは、 $\omega = 0$  を中心に偶数対称のスペクトラムを奇数対称のスペクトラムに変換し、同様にその逆も行います。し

たがって、 $S_I(t)$  と  $S_Q(t)$  のスペクトラムは異なる対称性を示し、 $S_I(t)$  は偶数対称に、 $S_Q(t)$  は奇数対称になります。偶数 LO (コサイン) の偶数 RF 入力成分  $S_I(t)$  のダウン・コンバージョンで  $I(t)$  が取り出され、奇数 LO (サイン) の  $S_Q(t)$  のダウン・コンバージョンで  $Q(t)$  が得られます。偶数と奇数を相互に組み合わせるとゼロになります。

LO 出力間の直交関係に誤差  $\phi$  があると、I チャンネルと Q チャンネルの間にクロストークが生じます。I 位相のチャンネルを基準に考えると、Q チャンネルの LO に偶数成分が生じます。

$$\sin(\omega_{RF}t + \phi) = \sin(\omega_{RF}t)\cos\phi + \cos(\omega_{RF}t)\sin\phi \quad (3)$$

この結果、Q チャンネルの出力  $Q_{OUT}(t)$  に  $I(t)$  が加わります。

$$Q_{OUT}(t) = Q(t)\cos\phi + I(t)\sin\phi \quad (4)$$

#### イメージ・キャンセル・レシーバ

もう 1 つの IQ 復調器のアプリケーションは、図 B に示すように、IF 周波数がゼロでないイメージ除去 / キャンセル・レシーバです。

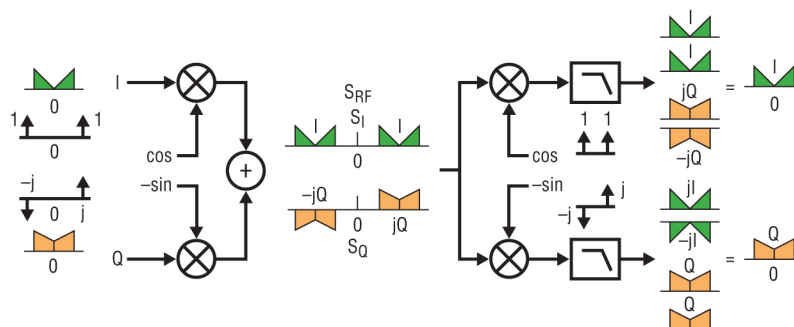


図 A. IQ 変調および IQ 復調の概念

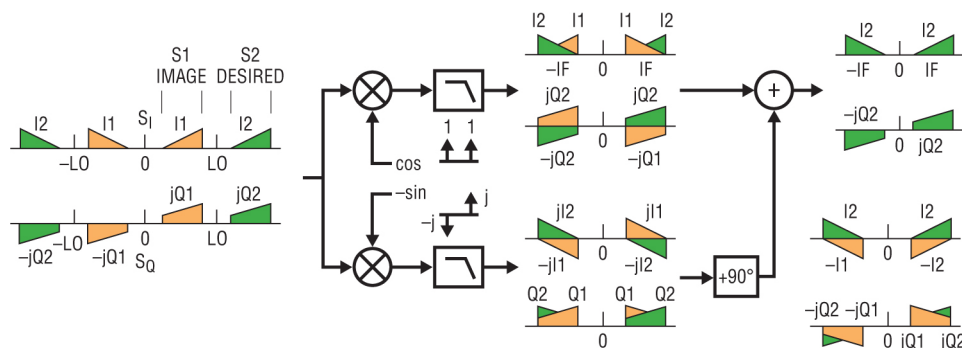


図 B. ハートレー・イメージ除去レシーバの動作

I チャンネルは RF 入力信号の対称性を保つ一方で、Q チャンネルは偶数成分を奇数成分に変換し、同様にその逆も行います。追加の 90° 位相シフトによって Q チャンネルでは元々の対称性が保たれますが、 $S_1(t)$  および  $S_2(t)$  の信号で符号が逆になります。 $S_2(t)$  の位相はその中心周波数が高いので LO より進み、 $S_1(t)$  の位相は遅れます。I チャンネルへの加算でダウンコンバートされた信号  $S_2(t)$  が再構成され、減算で  $S_1(t)$  が再構成されます。

I チャンネルと Q チャンネルの間に直交位相誤差  $\phi$  や利得不整合  $\alpha$  がある場合、イメージ除去比 (IR) が低下します。位相誤差があるとチャンネル間にクロストークが生じ、利得不整合があると加算器によるキャンセルが不完全になります。

$$IR = 10 \log \left( \frac{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \phi}{1 + \alpha^2 - 2\alpha \cos \phi} \right) \quad (5)$$

図 C は、様々な利得誤差と位相誤差の組み合わせに対する結果を示しています。利得誤差が小さい場合のほうが、位相誤差が小さい場合よりも影響は大きくなります。

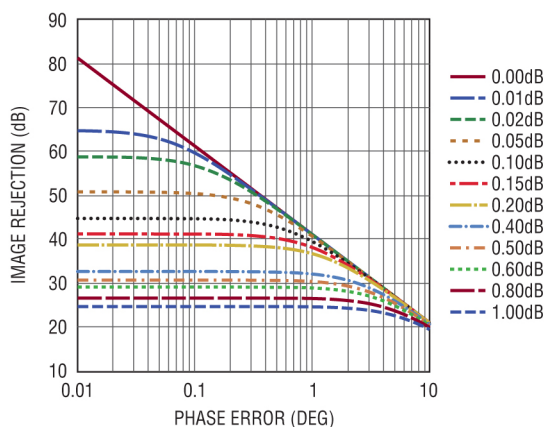


図 C. 様々な I/Q 利得不整合に対するイメージ除去比と位相誤差