

3GPPダイレクト コンバージョン レシーバにおいて 2トーンおよび W-CDMA変調 ブロックにより 発生する有効IM2 成分の評価

第3世代(3G)無線ネットワークが、日本(IMT-2000)、欧州(UMTS)、米国(cdma2000)で普及するに伴い、低コストで低消費電力、小型の端末(UE)が3G携帯電話端末の開発において重要となりつつあります。この3G携帯電話端末向け高集積プラットフォームとして有望なシステムソリューションに、ダイレクトコンバージョンレシーバアーキテクチャを採用し、適切なシリコンプロセスと回路設計手法、アーキテクチャ実装方法を組み合わせたものがあげられます。このアティクルでは、3G用に利用できる入手可能な完全統合型ゼロIFレシーバソリューションを紹介します(図1)。特にレシーバ入力

と2次インターセプトポイント(IIP2)は、ダイレクトコンバージョンレシーバの要となるため、詳しく解説します。測定やシミュレーション、計算も詳しく取り扱います。

ダイレクトコンバージョンレシーバ アーキテクチャ

図1に示すように、ダイレクトコンバージョンやゼロIFレシーバアーキテクチャと呼ばれる方式では、レシーバ全体をオンチップで実現することが可能です。信号を、直接ベースバンドのI信号とQ信号に復調するからです。3GのW-CDMA FDD(全二重)動作モードでは、外付けデュープレクサさえあれば、RxセクションとTxセクションの分離が行えます。FDDでは、この他に、送信のリークと帯域外ブロックを除去するRFフィルタがLNAの前に必要です。これは、デュープレクサのTx-Rx間アイソレーションが有限だからです。ゼロIFレシーバICでは、オンチップのローパスフィルタにより、ベースバンドでチャンネル選択性が実現されます。チャンネルフィルタリングを行ったあと、ベースバンドのI/Q信号を可変利得アンプ(VGA)で増幅し、無線モデムICのアナログベースバンドでデジタル化します。ダイレクトコンバージョンレシーバの設計に関する注意点は、すでに詳しく研究されています[1、2]。

「2次歪みの影響」セクションでは、ゼロIFレシーバICのダウンコンバータで2次の非直線性成分を生成する主な原因について検討します。「IIP2の導出」セクションでは、2次入力インターセプトポイント(IIP2)の導出方法を詳しく説明します。最後の2つのセクションでは、3G規格

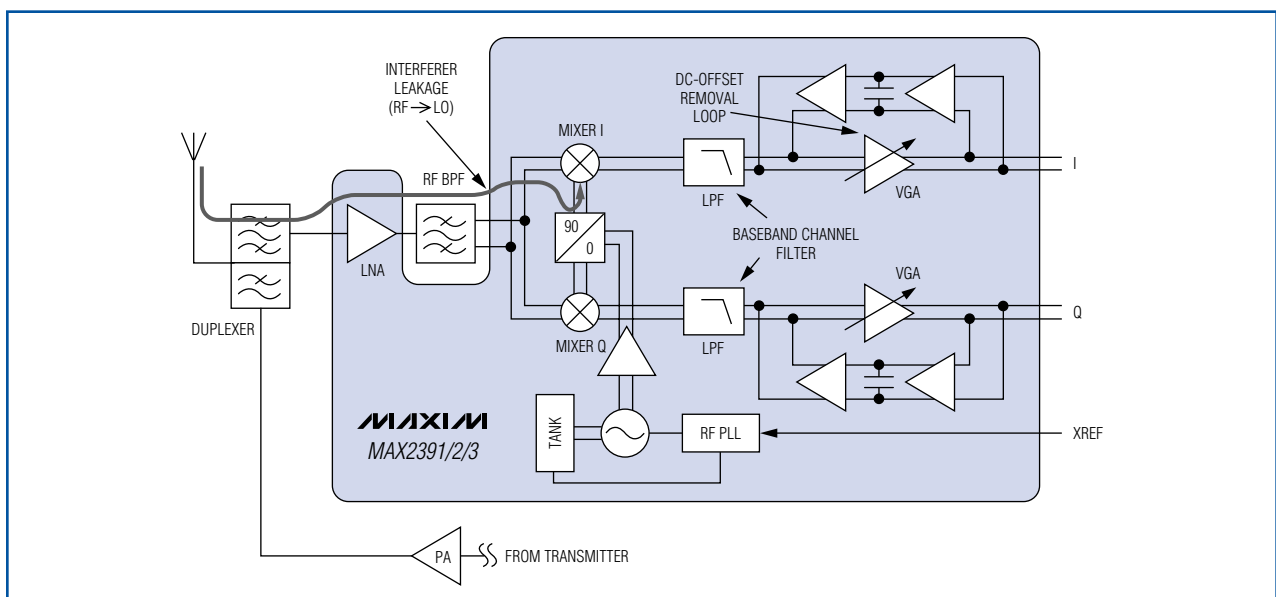


図1. このダイレクトコンバージョンレシーバICは、3GPPやFDD携帯電話端末に使用できる完全統合型ゼロIFレシーバソリューションです。

テストケースに基づき、3GPPゼロIFレシーバにおける真のIM2成分の評価方法と最小IIP2条件を検討します[3]。

2次歪みの影響

ゼロIFレシーバでは、2次相互変調積(IM2)による干渉が問題となります[1]。このため、レシーバのベースバンドチャンネルにおけるIM2をできる限り低く抑える必要があります。ゼロIFレシーバでは、振幅変調ブロックのAM成分が、フロントエンドの2次非直線性によってベースバンドに復調されます。このような2次のIM2成分は、ブロックエンベロープの二乗です。つまり、ベースバンドに発生する望ましくないスペクトル成分の帯域は、ブロックの振幅エンベロープ帯域の最大で2倍になります。ベースバンドにおける信号変調帯域によっては、このIM2成分により、レシーバ全体の妨害マージンがある程度、または完全に劣化することがあります。

ここで検討するIM2歪み成分は、ゼロIFレシーバのダウンコンバータで発生するものです。LNAで発生する低周波数IM2成分を検討しないのは、この成分が通常、LNA・ミキサブロック間のAC結合やバンドパスフィルタにより減衰してしまうからです。ゼロIFレシーバにおけるIM2成分の生成には、さまざまなメカニズムがあります[4]。ここでは、そのうち特に重要な2種類について検討します。

RF自己ミキシング

ゼロIFレシーバミキサの検波段のスイッチングのI-V特性が非理想的であること、また、寄生カップリングによってRF信号がLOポートにリークするため、RF自己ミキシングが発生します。非理想的なスイッチングがミキサで発生するのは、LOパワーが低く、ミキサが線形のマルチプライヤのような挙動を示すときです。その結果、LOポートにRFからLOへのリーク成分があるとき(図1)、ゼロIFミキサ出力には、入力信号の二乗とRF/LOカップリングの両方に比例する信号が含まれます。その結果、ベースバンドに2次IM成分が生成します。LOポートにリークしているRF信号が強力なブロックであった場合、これによってレシーバ性能が左右されてしまいます。

ダウンコンバータRF段の2次非直線性とLO段スイッチングペアの不整合

ゼロIFレシーバのI/Qミキサ入力に強力なCW(変調ブロック)を導入すると、ミキサトランスコンダクタ段やRF段の能動素子が持つ2次非直線性により低周波数のIM2成分が生成します。生成した成分は、目的となるRF信号とブロック

とともに、トランスコンダクタ段から出力電流として出力されます。ミキサ負荷もスイッチングペアやLO段のデバイスなど、完全にバランスしたミキサでは、有効差動IM2成分が高周波に変換されます。一方、有効コモンモードIM2成分は、ミキサの差動出力でキャンセルされます。しかし、LOデューティサイクルが50%からずれていること、また、LO段デバイスに不整合が存在することから、低周波のリーク利得が発生し、低周波のIM2成分になります。最終的に、これらの成分は、I/Qミキサのベースバンド出力に混入します。

ここで、ゼロIFレシーバのダウンコンバータ部がIM2成分抑制を決定するブロックだと仮定したことを思い出してください。この仮定は、I/Qミキサに続くベースバンド段が高いコモンモード抑制(>60dB)を持つときに成立します。

IIP2の導出

レシーバフロントエンドが持つ若干の非直線性は、次式で表すことができます。

$$V_0(t) = a_1 \times V_i(t) + a_2 \times V_i(t)^3 + L \quad (式1)$$

2次入力インターセプトポイント(IIP2)を2トーンから導出するため、図2のレシーバに対する入力信号を $V_i(t) = A \times \cos(\omega_1 t) + A \times \cos(\omega_2 t)$ として、トータル2トーン出力は A^2/R とします。このとき、レシーバフロントエンドにおける2次歪み成分は、次式で表されます。

$$a_2 \times V_i(t)^2 = a_2 \times A^2 \times \quad (式2)$$

$$[1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + (\cos(2\omega_1 t)/2) + (\cos(2\omega_2 t)/2)]$$

$(f_1 + f_2)$ と $(f_1 - f_2)$ で出力されるIM2成分(DCオフセットを含む)は、次式で表されます。

$$a_2 \times A^2 \times [1 + \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] \quad (式3)$$

システムインピーダンス(R)を基準として3式によるIM2成分の合計出力を表すと、次式のようにになります。

$$|a_2|^2 \times A^4 \times \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{2R} + \frac{1}{2R} \right) = \quad (式4)$$

$$2 \times |a_2|^2 \times \frac{A^4}{R}$$

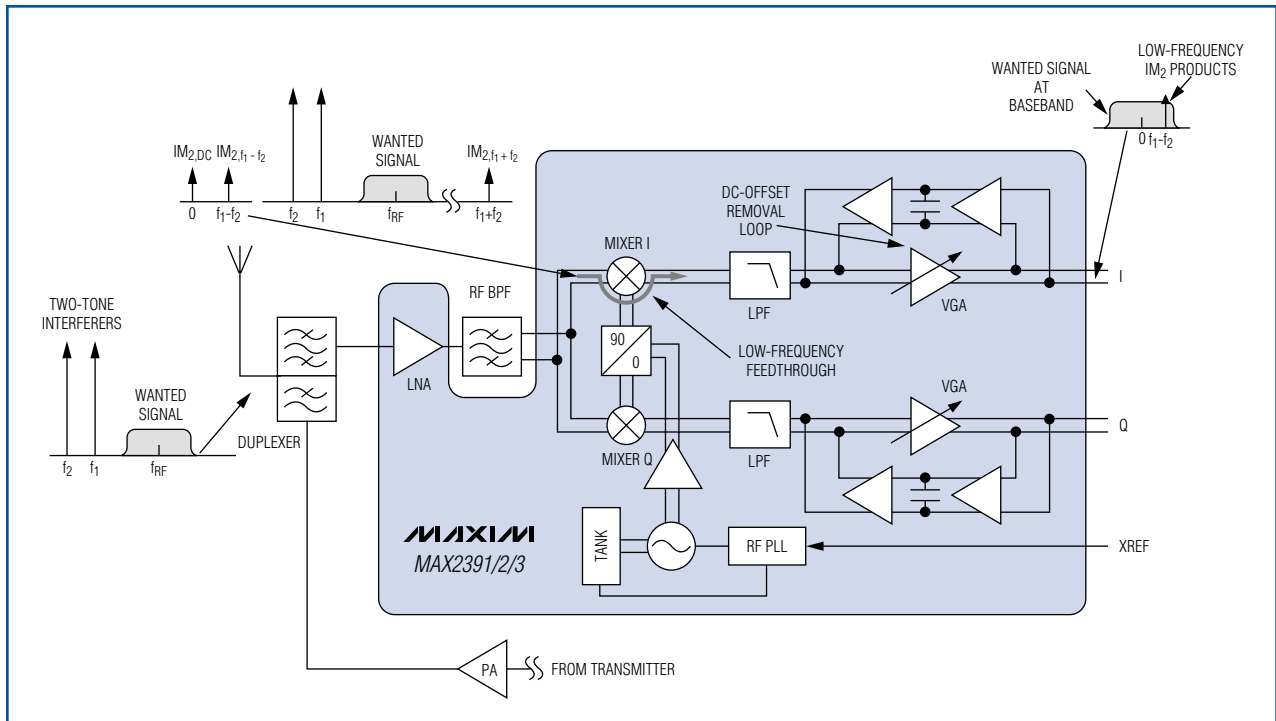


図2. セロIFレシーバの2トーンブロックにより2次相互変調歪みが生成します。

このIIP2出力レベルでは、入力信号のトータルパワーは、出力中のIM2成分(式4)のトータルパワーを入力基準にしたものに等しいと定義されます。よって、利得ファクターの $|a_1|^2$ で割り、次式を得ます。

$$A_{IIP2}^2/R = 2 \times \left| \frac{a_2}{a_1} \right|^2 \times \frac{A_{IIP2}^4}{R} \Rightarrow \quad (式5)$$

$$IIP2 = IIP2^2 / \left[\left| \frac{a_1}{a_2} \right|^2 \times \frac{1}{2R} \right] \Rightarrow$$

$$IIP2 = \left| \frac{a_1}{a_2} \right|^2 \times \frac{1}{2R}$$

トータルの2トーン入力電力が $P_{2T} = A^2/R$ に等しいとき、レシーバ入力を基準としたIM2成分(式4)のトータルパワーは次式で表されます。

$$P_{IM2} = 2 \times \left| \frac{a_2}{a_1} \right|^2 \times \frac{A^4}{R} = \frac{P_{2T}^2}{IIP2} \Rightarrow \quad (式6)$$

$$P_{IM2}(\text{dBm}) = 2 \times P_{2T}(\text{dBm}) - IIP2(\text{dBm})$$

式4で、IM2成分のトータルパワーのうち、50%(-3dB)がDCにおけるIM2成分、25%(-6dB)が $(f_1 - f_2)$ におけるIM2成分、25%(-6dB)が $(f_1 + f_2)$ におけるIM2成分であることに注目してください。つまり、 $(f_1 - f_2)$ における

IM2成分のパワーは、式4と式6から次式で表されます。

$$P_{IM2,(f1-f2)}(\text{dbm}) = 2 \times P_{2T} - IIP2 - 6\text{dB} \Rightarrow$$

$$P_{IM2,(f1-f2)}(\text{dBm}) = 2 \times P_{1T}(\text{dBm}) - IIP2(\text{dBm}) \quad (式7)$$

ただし、トーンあたりのパワーは2トーンのトータルパワーの50%であり、 $P_{1T}(\text{dBm}) = P_{2T}(\text{dBm}) - 3\text{dB}$ とします。

有効低周波IM2成分

3GPP W-CDMAのレシーバ入力における最悪の干渉要因は、2トーンではなく、デジタル変調された広帯域ブロックです。つまり、所望のBER性能が得られるレシーバIIP2を導出するためには、変調ブロックによる有効低周波IM2成分を正しく評価することが重要です。また、変調ブロックの特性、特にその不定エンベロープを十分に理解する必要があります。なぜなら、フロントエンドの2次非直線性によりエンベロープがRFブロックから切り離され、エンベロープの二乗という形でベースバンドに変換されるからです。3G規格のテストケース、7.3.1と7.6.1に、3GPP W-CDMAレシーバでよくみられる2種類の変調ブロックが記載されています[3]。7.3.1のほうでは、最小必要感度を $BER < 10^{-3}$ とし、送信されるアップリンク信号(UL)をアンテナで最大出力レベル(+24dBm)としています。7.6.1のほうでは、-44dBmという変調ダウンリンク(DL)ブロック存在時に、受信信号の

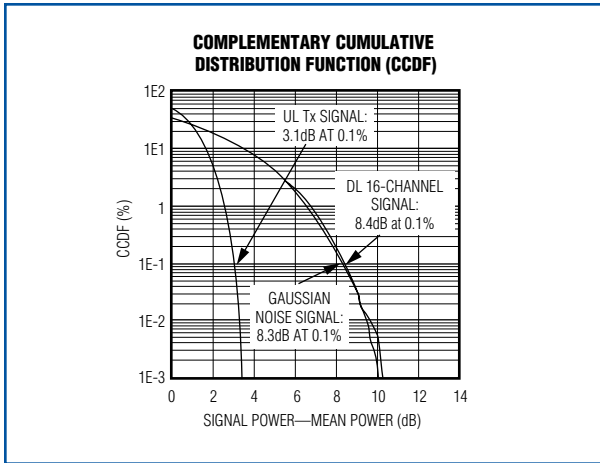


図3. ULリファレンスチャンネルとDL 16チャンネルブロックのCCDFとガウスノイズのCCDFの比較

最小必要レベルをアンテナコネクタ部で $BER < 10^{-3}$ としています。これは目的信号から15MHzのオフセットであり、また、アンテナにおける送信UL電力は+20dBmとなります。

3GPP規格の表A.1に、3G W-CDMAハンドセットのアンテナにおける送信アップリンク出力を表すUL基準の測定チャンネル(12.2kbps)構造が記載されています[3]。これは、DPDCH(専用物理データチャンネル)とDPCCH(専用物理コントロールチャンネル)からなります。無線モデムのセクションでは、DPDCHもDPCCHも3.84Mcpsとなっており、適切な電力比(DPCCH/DPDCH = -5.46dB)にスケールされるとともに、HPSKスクランブルがかけられ、ロールオフファクター、 $\alpha = 0.22$ の1.92MHz

RRC(root-raised-cosine)フィルタによりフィルタリングされます[5]。これに対し、目的チャンネルから15MHzのオフセットにあるフォワードチャンネル変調ブロックは、テストで必要とされるコモンチャンネル([3]の表C.7)と16の専用データチャンネル([3]の表C.6)で構成されています。信号はQPSKでエンコードされた3.84Mcpsで、複素スクランブルされ、UL信号と同様のRRCフィルタによるフィルタリングが行われます[5]。いずれの信号もRFに3.84MHzという-3dB帯域幅を持ち、信号出力の99%が4.12MHzという帯域幅(-6dB帯域幅)に収まっています。変調UL-送信(Tx)信号あるいは変調DL 16チャンネル信号のエンベロープがどのようなものであるかを理解し、それぞれによってW-CDMAレシーバに発生する有効IM2成分を見積もるためには、まず、各信号のパワーを統計的に検討する必要があります。なお、W-CDMAゼロIFレシーバで存在する有効IM2成分を、それぞれ見積もることが重要です。これは、CCDF(相補累積分布関数)という、信号のPAR(ピーク平均電力比)と確率の関係を表す関数によって表現されます。図3に、ADS™シミュレーションにより算出したUL送信信号とDL 16チャンネル信号のCCDFをガウスノイズのCCDFと比較したものを示します。

図3から、送信DPDCHでは、UL基準チャンネルのPARが確率0.1%となる点が3.1dBであることがわかります。一方、16の専用トラフィックチャンネルを持つ、15MHzオフセットにあるDLブロックは、確率0.1%で8.4dBというPAR、つまり、ガウスノイズとほぼ同等のPARを持ちます。詳しくは後述しますが、2種類の標準テスト方法で算出される低周波数の有効IM2成分は異なります。

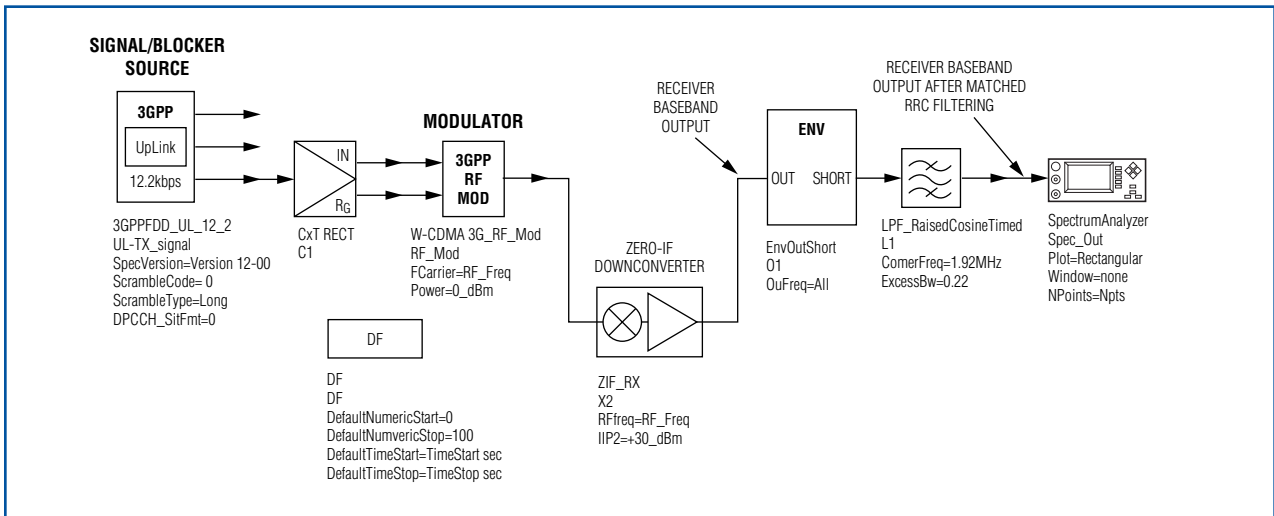


図4. IM2成分の評価方法を示すADSテンプレート

ADS(Advanced Design System)はAgilent Technologiesの商標です。

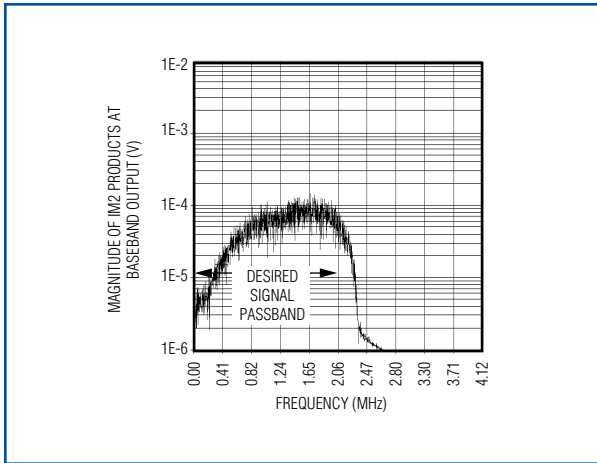


図5. UL TxブロックによりゼロIFレシーバ出力で生成したIM2成分(RRCフィルタリング後)のシミュレーション結果

その理由は、このように、2種類のブロックが異なるPARを持つからです。

W-CDMAゼロIFレシーバの入力で変調ブロックにより発生するIM2成分を検討するため、ADS IM2シミュレーションテンプレートを作りました(図4)。IM2成分は、基地局トランスミッタRRCフィルタと同等のRRCフィルタでフィルタリングします。その結果得られた低周波数IM2成分を、ベースバンドの目的信号帯域となる0Hz~2.06MHz(RFにおける信号の99%パワーBWの半分に相当)でシミュレーションにより測定します。

図5と図6に、ゼロIFダウンコンバータのベースバンド出力について、シミュレーションにより得たIM2成分の振幅スペクトラム(RRCフィルタリング後)を示します。図5がW-CDMA ULリファレンス測定チャンネル(12.2kbps)、図6がW-CDMA DL 16チャンネルブロックです。ADSテンプレートでのシミュレーションにおいて、変調ブロックのパワーを0dBm、ゼロIFダウンコンバータのIIP2を+30dBmと仮定しました。その結果得られた0dBmのW-CDMA UL Tx信号に対する低周波数IM2成分のパワーレベルは、1kHz~2.06MHzという目的信号通過帯域で積分すると、-43.7dBmとなりました。また、2次非直線性によるDCオフセットは5mV、つまり、50Ωで-33dBmとなりました(図5)。一方、0dBmのW-CDMA DL 16チャンネルブロックに対するIM2成分のパワーレベルは、1kHz~2.06MHzの帯域について積分すると、-33.1dBmとなりました。また、2次非直線性によるDCオフセットは、やはり5mVとなりました(図6)。

式6に戻り、ゼロIFダウンコンバータ入力0dBmにおける2トーンブロックのトータルのパワーレベルを仮定すると、レシーバ入力を基準としたトータルのIM2成分

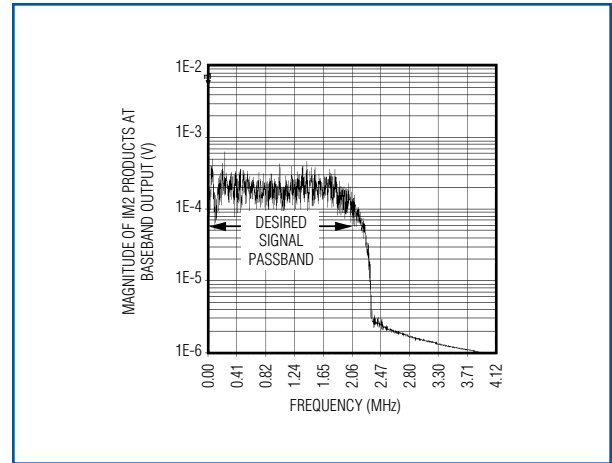


図6. DL 16チャンネルブロックによりゼロIFレシーバ出力で生成したIM2成分(RRCフィルタリング後)のシミュレーション結果

パワーレベルは、 $P_{IM2}(dBm) = 2 \times P_{2T}(dBm) - IIP2(dBm) = -30dBm$ となります。また、式4と式7から、DCオフセットレベルは-33dBm、 $(f_1 - f_2)$ におけるIM2成分のパワーレベルは-36dBmと算出されます。つまり、1kHz~2.06MHzという帯域で積分した低周波数IM2成分のパワーレベル(0dBmのUL Txブロックによるもの)は、低周波数、 $(f_1 - f_2)$ のIM2成分パワーレベル(0dBmの2トーンブロックによるもの)よりも7.7dB小さいこととなります。同様に、トータルの低周波数IM2成分のパワーレベル(0dBm DL 16チャンネルブロックによるもの)は、低周波数、 $(f_1 - f_2)$ のIM2成分パワーレベル(0dBmの2トーンブロックによるもの)よりも、2.9dB大きいこととなります。ここまでで検討したトータルの有効IM2成分パワーレベルは、次式のようにまとめられます。

UL基準のチャンネル、つまりTxブロックケースについては

$$P_{IM2,UL,TX}(dBm) = \quad (式8)$$

$$2 \times P_{UL,TX}(dBm) - IIP2(dBm) - 13.7dB =$$

$$2 \times P_{1T}(dBm) - IIP2(dBm) - 7.7dB$$

DL 16チャンネルブロックケースについては

$$P_{IM2,DL,16Ch}(dBm) = \quad (式9)$$

$$2 \times P_{DL,16Ch}(dBm) - IIP2(dBm) - 3.1dB =$$

$$2 \times P_{1T}(dBm) - IIP2(dBm) + 2.9dB$$

式8と式9では、トーンあたりのパワーレベル(f_1 あるいは f_2 における P_{1T})が、変調ブロックとしてのパワーレベルが同じ2トーンブロックのトータルパワーレベル(P_{2T})の半分、つまり、 $P_{1T}(dBm) = P_{2T}(dBm) - 3dB = P_{UL,TX/DS,16Ch}(dBm) - 3dB$ となっています。トータルの

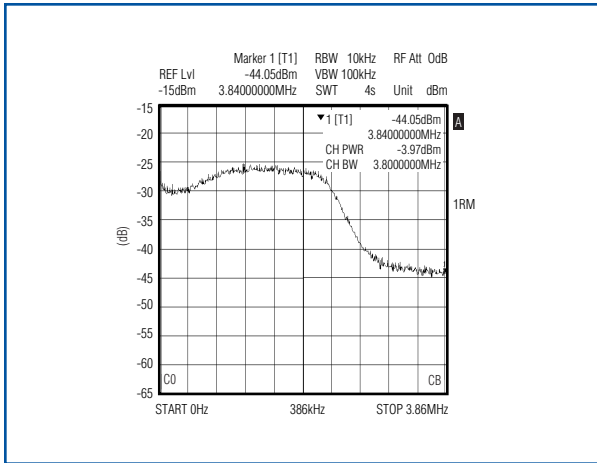


図7. UL TxブロックによりゼロIFレシーバ出力に発生したIM2成分 (RRCフィルタリングなし)の測定結果

IM2成分レベルに対する低減ファクターを式8では-13.7dBとしていますが、これは、リファレンスによるものとほぼ同じです[6]。また、式8による評価を、図1に示すゼロIFレシーバデバイスを用いて実際に測定し、検証しました。UL Txブロックによりベースバンドで発生したIM2成分の測定結果(図7)は、図5のシミュレーションによるIM2成分とよく似たスペクトラム特性を示しています。ただし、DCに近い部分は、図7の測定結果のほうが図5のシミュレーション結果よりも大きくなっています。これは、実際のゼロIFレシーバでは、DCに近い部分にダウンコンバージョンされた位相ノイズが発生するためです。

W-CDMAレシーバにおける最小IIP2

このセクションでは、W-CDMAゼロIFレシーバの必要最小IIP2を、テストケース7.3.1については式8を用いて、7.6.1については式9を用いて算出します。IIP2は、すべて、レシーバLNA入力基準です。

3GPP規格テストケース7.3.1

• FDDモードでは、LNA入力におけるUL Tx信号のリーク最大値は-24dBmです ($P_{UL_TX_LNA}$ = デュープレクサにおけるPA出力 - Duplexer_Isolation_{TX_RX}, $\min = +26\text{dBm} - 50\text{dB} = -24\text{dBm}$)。LNA上流のデュープレクサにおける挿入損失(IL)は、最大で-2dBと考えます。IMT帯域の3GPP携帯電話では、目的とするRx信号に対するTxリーク周波数のオフセットは190MHzです。

• [7]によると、必要な-117dBm/3.84MHzというトラフィックチャネル感度を得るためには、目的とするトラフィックチャネルのデコードと逆拡散を行った後、7dB以上の E_b/N_t が必要です。テストケース7.3.1では、必要最小トラフィックチャネル感度は $BER < 10^{-3}$ 、 N_t はレシーバNFによる純粋ノイズ(N_0)だと仮定されています。チップレート3.84Mcps、ユーザビットレート12.2kbpsでは、処理利得が $G_p = 10\log(3.84\text{Mcps}/12.2\text{kbps}) = 25\text{dB}$ となります。よって、レシーバNFによる最大許容ノイズパワー(P_N)は、 $P_N = P_{\text{Sensitivity}} + G_p - E_b/N_t = -117\text{dBm} + 25\text{dB} - 7\text{dB} = -99\text{dBm}$ となります。

• 最小感度レベルでは、UL Txリークブロックによる低周波数IM2成分が、レシーバの感度低下を引き起こさないようにしなければなりません。W-CDMAゼロIFレシーバではDCオフセットがオンチップで除去されることが多く、IIP2によるDCオフセットの影響はありません。低周波数IM2成分のトータルパワーレベルを P_N より少なくとも11dBは小さくしなければならない(レシーバ感度低下が0.3dB以下)と仮定すると、UL Txリークブロックによる入力IM2の最大許容値は、レシーバLNA入力に対し、 $P_{IM2,UL_TX} = P_N - 11\text{dB} - I_{L\text{duplexer}} \leq -99\text{dBm} - 11\text{dB} - 2\text{dB} = -112\text{dBm}$ と見積もることができます。

• Txオフセット(190MHz)におけるレシーバLNA入力を基準としたTXのレシーバIIP2は、式8から求めることができます。 $P_{IM2,UL_TX}(\text{dBm}) = 2 \times P_{UL_TX_LNA}(\text{dBm}) - IIP_{2,TX}(\text{dBm}) - 13.7\text{dB} \Rightarrow IIP_{2,TX}(\text{dBm}) \geq +50\text{dBm}$

3GPP規格テストケース7.6.1

• テストケース7.6.1では、目的信号は、テストケース7.3.1における最低感度の3dB増しとなっています。このため、最大許容ノイズと干渉パワーレベルの合計が-96dBmとなります。これは、テストケース7.3.1で算出されたレベルよりも3dB高い値です。レシーバノイズは同レベル(-99dBm)であると仮定すると、最大許容干渉パワーレベルは、 $-96\text{dBm} - 3\text{dB} = -99\text{dBm}$ となります。

• W-CDMA DL 16チャネルブロック(目的信号からのオフセット15MHz)によるトータルの干渉パワーは、主に3つの成分からなると仮定します。つまり、位相/ノイズの相互ミキシング(25%、-6dB)、オンチップフィルタリング後のレシーバ出力におけるブロックレベル(25%、-6dB)、このブロックによる低周波数IM2成分(50%、-3dB)です。ここから、DLブロックによる入力IM2成分の最大許容レベルは、レシーバLNA入力を基準に、 $P_{IM2,DL_16Ch} = P_N - 3\text{dB} - I_{L\text{duplexer}} \leq -99\text{dBm} - 3\text{dB} - 2\text{dB} = -104\text{dBm}$ となります。テストケース7.6.1では

UL Tx出力がテストケース7.3.1よりも4dB低いため、UL Txリーク信号による低周波数IM2成分は無視します。

- テストケース7.6.1では、変調プロツカレベルはアンテナ部で-44dBmとなっており、デュプレクサにおける-2dB ILを考慮すると、LNA入力におけるプロツカレベル、 $P_{DL_16Ch, LNA}$ は-46dBmとなります。
- 15MHzオフセットにおけるレシーバLNA入力を基準としたレシーバIIP2(15MHz)は、式9により計算します。 $P_{IM2, DS_16Ch}(dBm) = 2 \times P_{DL_16Ch, LNA}(dBm) - IIP2(15MHz)(dBm) - 3.1dB \Rightarrow IIP2(15MHz)(dBm) \geq +9dBm$

すべてをLNA入力基準とした場合、UL Tx周波数オフセットにおいて必要となるゼロIFレシーバIIP2(Tx)は、DL 16チャンネルプロツカ周波数オフセットにおいて必要となるIIP2(15MHz)よりも高くなります。IIP2(Tx)条件をI/Qミキサ入力に適用すると、ミキサのIIP2(I/Q_mixer)として+60dBm以上が必要になります。ただし、Txリークオフセット周波数に対する選択性を持つポストLNAフィルタを挿入すれば、この条件を緩和することも可能です。

まとめ

このアーティクルでは、変調W-CDMAプロツカ存在下において必要となるゼロIFレシーバIIP2について、シミュレーションと計算、測定を紹介しました。変調プロツカエンベロープの特性によって、ベースバンドで発生する低周波数IM2成分のレベルは、2トーンプロツカによって発生する低周波数IM2ビートトンレベルより大きくなる場合も小さくなる場合もあります。

*RF Design*の2004年4月号にも、同様のアーティクルが掲載されています。

リファレンス

- [1] Razavi, Behzad, Design Considerations for Direct-Conversion Receivers, *IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing*, Vol. 44, No. 6, pp 428–435, June 1997.
- [2] Loke, Aravind and Fazal Ali, Direct conversion radio for digital mobile phones—Design issues, status, and trends, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, pp 2422–2435, No. 11, Nov 2002.
- [3] 3rd Generation Partnership Project, UE Radio Transmission and Reception (FDD), Technical Specification GRAN, Document TS 25.101, v5.7.0 (Release 5, June 2003).
- [4] Manstretta, Danilo and F. Svelto, Analysis and Optimization of IIP2 in CMOS Direct Down-Converters, *2002 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, Orlando, FL, May 2002, pp 243–246.
- [5] 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification GRAN, Spreading and Modulation (FDD), Document TS25.213, Release 5.
- [6] Minnis, B.J. et al., Estimating the IP2 requirement for a zero-IF UMTS receiver, *Microwave Engineering*, July 2002, pp 31–36.
- [7] TSG-RAN Working Group 4, Nokia Mobile Phones, MS Receiver Sensitivity in UTRA FDD mode,” Document TSGW4 #1(99)012, January 1999.
- [8] Ali-Ahmad, Walid Y., Improving the receiver intercept point using selectivity, *RF Design*, December 1997, pp 22–30.