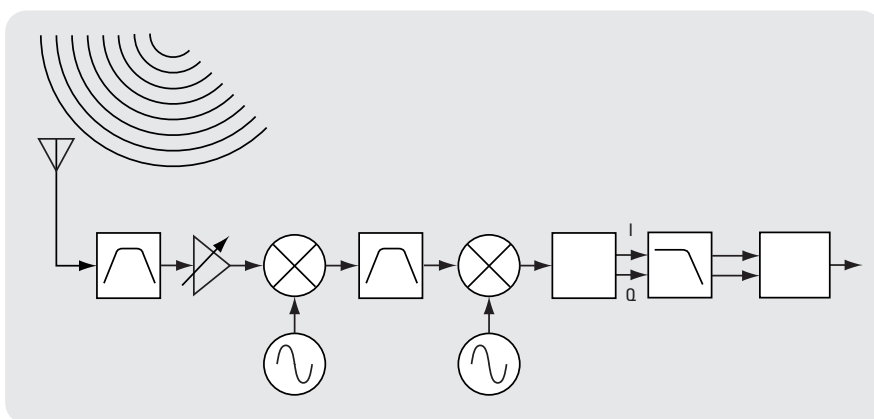


デジタルRF受信機デザインの テストおよび トラブルシューティング

Application Note 1314



ワイヤレス・テスト・ソリューション



Agilent Technologies

目次

ページ

1	はじめに
2	1. デジタル無線通信システム
3	1.1 デジタル無線送信機
3	1.2 デジタル無線受信機
3	1.2.1 I/Q復調器受信機
4	1.2.2 サンプルドIF受信機
4	1.2.3 自動利得制御 (AGC)
5	1.3 デジタルRF通信システムにおけるフィルタリング
6	2. 受信機性能検査測定
6	2.1 測定の一般的な実行方法
7	2.2 ビット・エラー・レート (BER) の測定
8	2.3 インチャネル・テスト
8	2.3.1 指定されたBERにおける感度試験
9	2.3.2 コチャネル除去の確認 (妨害波選択度試験)
9	2.4 アウトオブチャネル・テスト
9	2.4.1 スプリアス・イミュニティの確認
10	2.4.2 相互変調イミュニティの確認
11	2.4.3 隣接および代替チャネル選択度の測定
14	2.5 フェージング・テスト
14	2.6 受信機性能テストの一番良い実施方法

ページ

15	3. 受信機デザインのトラブルシューティング
15	3.1 トラブルシューティングの手順
15	3.2 信号の劣化とその検出方法
16	3.2.1 I/Qの劣化
17	3.2.2 干渉トーンまたはスプリアス
17	3.2.3 不正確なシンボル・レート
18	3.2.4 ベースバンド・フィルタリング問題
19	3.2.5 IFフィルタのチルトとリップル
19	3.3 劣化対影響を受けるパラメータの表
20	4. まとめ
20	5. 付録：ビット・エラー・レート (BER) から エラー・ベクトル振幅 (EVM) へ
22	6. シンボルおよび略語
23	7. 参考文献

はじめに

本アプリケーション・ノートでは、デジタルRFセルラ・システムで用いられるデジタルRF通信受信機を中心に、デジタルRF通信受信機のテストとトラブルシューティングに関する基本測定原理について説明します。アプリケーション・ノートには、各種受信機テストの測定セットアップのほか、トラブルシューティングに関するヒントも記載しています。

現在の無線通信システムには物理的限界があるため、広域の無線通信を実現するのは非常に困難です。無線システムは、使用する無線スペクトラムの領域が非常に限られる上に、他のシステムとの干渉を避ける必要があります。成熟期を迎えつつある無線市場はより競争が激化しており、製品のサイクル時間が年単位でなく月単位で計られるまでになっています。その結果、ネットワーク機器メーカは、配備しやすく、帯域幅効率の良い通信を可能にする無線システムの生産を迫られています。

デジタル変調には、アナログ変調と比べて、帯域幅効率、優れたノイズ・イミュニティ、低消費電力、秘話性、デジタル・データ・サービスとの互換性など、多くの利点があります。これらの利点が、デジタル信号処理およびアナログ-デジタル変換の進歩とあいまって、現在ではデジタルRF通信フォーマットへの移行が進んでいます。

デジタルRF通信システムは、無線チャネルを介したデジタル変調信号の送受信に、複雑なテクニックを使用します。こうした複雑さが、デザイナーによるシステム問題の切り分けを困難にしています。信号の劣化の原因は、コンポーネント、デバイス、あるいはデジタルRF通信システムのサブシステムに存在する可能性もあります。したがって、受信機デザインの良し悪しは、いかに簡単にエラーの原因を検出できるかにかかっています。

デジタル無線受信機では、干渉が存在するなかで可変RF信号を抽出し、これらの信号を元のベースバンド情報に変換する必要があります。干渉信号が存在する状況下での受信機の性能の確認には、複数のテストが用いられます。こうした性能検証テストには、大きく分けてインチャネル測定とアウトオブチャネル測定があります。

本アプリケーション・ノートの内容は、以下のとおりです。

- デジタル無線通信システムのブロック図
- 一般的な受信機デザイン
- 感度、コチャネル・イミュニティなどのインチャネル・テスト
- スプリアスおよび相互変調イミュニティ、隣接および代替チャネル選択度などのアウトオブチャネル・テスト
- 受信機性能テストの一番良い実施方法
- 受信機デザインのトラブルシューティング・テクニック
- ビット・エラー・レート (BER)、エラー・ベクトル振幅 (EVM) に関連する付録

本アプリケーション・ノートでは、受信機性能テストの実施に必要なセットアップと、測定プロセスの潜在的エラーについて説明しています。また、デジタル無線受信機のデザインに適用できるトラブルシューティング・テクニックについても説明しています。

1. デジタル無線通信システム

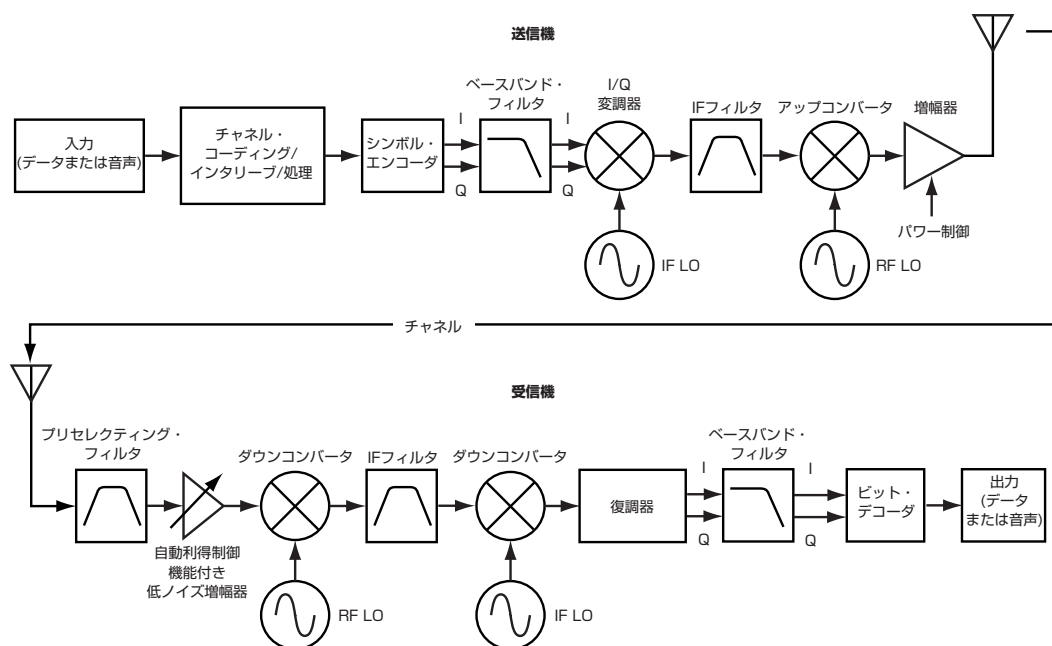
デジタル無線信号は、送信機のベースバンド信号から受信機の復元信号まで移動する過程で多くの変換を経験します。デジタル無線通信システムの基本ブロック図(図1)に、起点から受信までに信号がたどる変換プロセスを示します。

図1のシステムレベル・ダイアグラムは、デジタル無線の対称性を示しています。おおまかにいえば、受信機を、送信機の逆向きのインプリメンテーションと見なすことができます。

このため、デジタル無線システムの両方のパートに見られる測定問題には類似性があります。ただし、システムのさまざまな場所に特有の問題が存在します。例えば、受信機はノイズの中から弱い信号を検出する必要があるため、受信機のテストには非常にローレベルの信号を使います。送信機は他の無線システムと干渉してはならないので、送信機では、送信機が隣接周波数チャンネルで生成する干渉の大きさをテストします。

デジタル無線の一部は、デジタル信号プロセッサ(DSP)、特定用途向け集積回路(ASIC)、またはデジタル・ダウン・コンバータ(DDC)に実装されています。DSP、ASIC、DDCは各種デジタル無線デザインにさまざまなレベルで関与しています。時として、無線のデジタル成分に由来する問題を、アナログ成分に由来する問題と区別するのは困難です。本アプリケーション・ノートでは、デジタル無線受信機のテストおよびデザインにおいて、エラーの原因を切り分け、明らかにする方法について説明します。

図1. デジタル無線システムのブロック図



1.1 デジタル無線送信機

デジタル無線送信機(図1を参照)は、ベースバンド波形を受信し、信号をチャネルを介して効率良く送信できる波形に変換します。波形は、ベースバンドから無線周波数(RF)チャネルへの変換前に、デジタル変調の利点を利用するためデジタル化されます。信号を符号化して、利用可能帯域幅の使用効率を高め、チャネルによって導入されるノイズと干渉の影響を最小限に抑えます。符号化された信号は、フィルタリングと変調の後、希望の送信周波数に変換されたアナログ波形に戻されます。最後に、RF信号が、フィルタリングと増幅の後でアンテナから送信されます。デジタル送信機の詳細については、Agilentアプリケーション・ノート『デジタルRF通信送信機デザインのテストおよびトラブルシューティング』(23ページの参考文献[1])を参照してください。

1.2 デジタル無線受信機

デジタル無線受信機(図2を参照)を実現するには複数の方法がありますが、どの受信機にも一定のコンポーネントが存在します。受信機は、潜在的な干渉の存在下でRF信号を抽出する必要があります。このため、プリセレクトイング・フィルタが受信機の最初のコンポーネントとなります。プリセレクトイング・フィルタは、アンテナによって受信された帯域外信号を減衰します。低ノイズ増幅器(LNA)は、無線信号にできるだけノイズを付加しないようにして、希望の信号のレベルを上げます。ミキサは、RF信号と局部発振器(LO)の信号を混ぜて、RF信号をより低い中間周波数(IF)にダウンコンバートします。IFフィルタは、ミキサによって生成された不要の周波数成分と隣接周波数チャネルからの信号を減衰します。IFフィルタの後の受信機デザインには、さまざまなバリエーションがあります。

ほとんどのデジタル無線受信機の(デザイン)は、I/Q復調とサンプルドIFの2つの基本カテゴリに分かれます。

1.2.1 I/Q復調器受信機

デジタル無線受信機では、一般的に、アナログ・ハードウェアを使ってI/Q復調が実現されます。アナログI/Q復調器(図3)の機能は、ベースバンドのIシンボルとQシンボルを復元することにあります。

信号は、IFへのダウンコンバージョンの後、2つの別個の経路に分かれます。ベースバンドに変換するために、それぞれの経路がIF周波数と同じ周波数を持つLOと混合されます。上側の経路の信号(I)は、そのままLOと混ぜ合わせた後、フィルタリングされます。下側の経路では、混合信号に90度の位相シフトが加わります。この下側経路信号(Q)は、位相シフトされたLO信号と混ぜ合わせてベースバンドに変換した後、フィルタリングされます。この処理によって、データ・ストリームの同相(I)ベースバンド成分と位相が逆になった(Q)ベースバンド成分が生成されます。I/Q変調の詳細については、23ページの参考文献[2]を参照してください。

図2. 受信機のブロック図

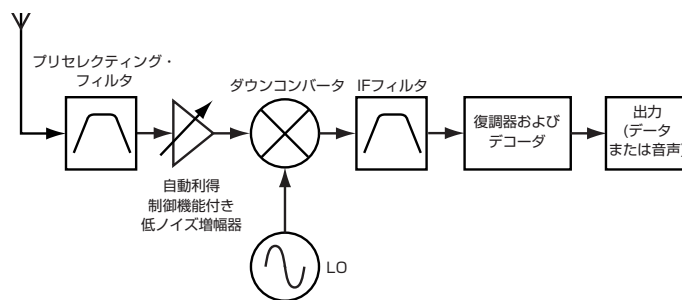
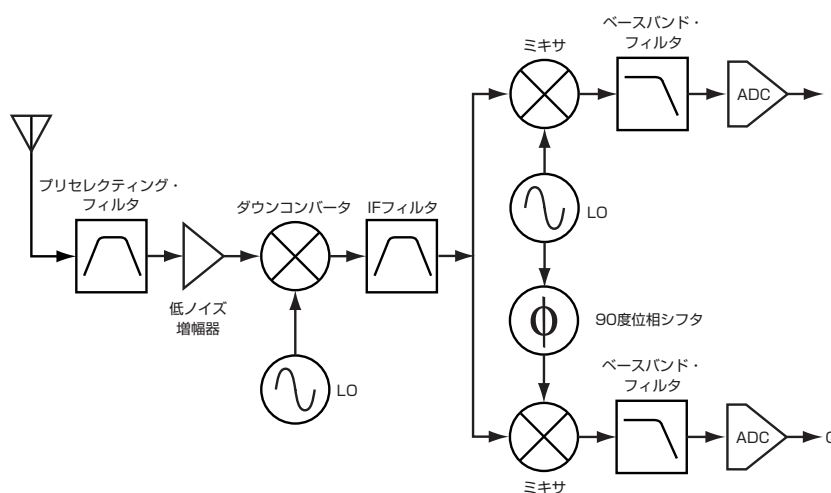


図3. I/Q復調器



I/Q復調器受信機は一般的なデザインですが、潜在的にいくつかの問題があります。I経路とQ経路の利得の違い、あるいは90度以外の相対位相シフト(直交エラー)によって、ベースバンド・ミキサでイメージ抑制の問題が発生します。I/Q復調器は本質的に、入力周波数に関係なく、DC(すなわち、通過帯域の中央)でスプリアス応答を生成します。したがって、I/Q復調器は通常、帯域全体の周波数に対して1個の広帯域幅受信機を使うマルチチャネル基地局受信機でなく、各周波数チャネルに対して個別の受信機を持つシングルチャネル基地局受信機に用いられます。

IおよびQデータ・ストリームは、アナログ-デジタル・コンバータ(ADC)によってサンプリングされます。これは、デジタル信号処理によるフィルタリングと信号補正を可能にします。DSP、ASIC、あるいはDDCによるベースバンド・フィルタリングは、アナログ・フィルタの実装に伴う多くの問題(位相、群遅延問題など)を取り除き、アナログ・フィルタのフィルタ特性よりも理想に近いフィルタ特性を提供します。ベースバンド・フィルタリングは、アナログにしろデジタルにしろ、IFフィルタリングよりも動作特性が優れています。

1.2.2 サンプルドIF受信機

アナログ・ハードウェアの複雑さを軽減するために、デジタル変調信号を信号経路のより早い段階でサンプルします。これにより、受信機デザインのデジタルまたはソフトウェアの複雑さは増加します。サンプルドIF受信機は、I/Q復調器よりも早い段階でアナログ信号をデジタル・データ・ストリームに変換します(図4を参照)。

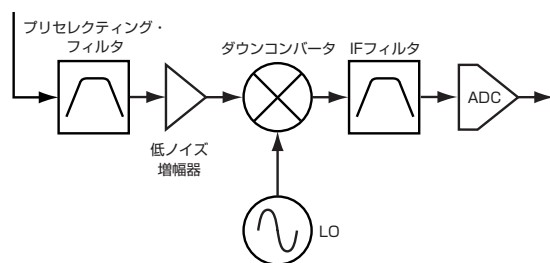
この受信機では、IF信号がデジタル化されます。ADCからのサンプル・データ・ストリームは、そのI成分とQ成分にデジタルに復調され、元の信号が復元されます。

ADCとDSPの進歩により、このタイプの受信機がより一般的になっています。サンプルドIF受信機デザインの方がI/Q復調器タイプより必要となるアナログ・ハードウェアが少なくなります。また、サンプルドIF受信機はアナログ信号を2つの経路に分けません。I/Q復調は、実際にはDSP、ASIC、またはDDCで実行されます。デジタルI/Q復調は、I信号とQ信号間で位相と振幅が不均衡になるのを防止します。トレードオフとして、より多くのデジタル信号処理と、アナログ信号のすべての情報を捕捉するのに十分な速さの消費電力の大きいADCが必要となります(これら2つは、携帯電話のバッテリー寿命を短くする要因です)。I/Q復調器を使用する場合と同様、サンプルドIF受信機にも入力信号を劣化しないダウンコンバータが必要です。

1.2.3 自動利得制御(AGC)

デジタル無線受信機ではAGCを使って受信アンテナに入ってくる広範囲の信号レベルを処理します。AGCは、信号レベルが増加したときにIF、ときにはRFステージの利得を減らすことにより、信号レンジを圧縮します。強いRF信号は、ミキサをオーバドライブし、過度の信号歪みを引き起こす可能性があります。受信機は、ノイズの存在下で弱いRF信号を処理する必要もあります。したがって、受信機のRF部分にAGCを組み込んで、AGCに入力されるフル・レンジの信号レベルを処理します。AGCをIFステージで使えば、過負荷を防ぎ、復調ステージへの入力信号を無理なく一定に保つことができます。AGC回路には、どのアプリケーションでも、広範囲のパワー・レベルに対して信号歪みを許容レベルに保つことが求められます。またAGCは、信号をダイナミック・レンジ全体にわたって処理するので、信号レベルの変化にすばやく応答する必要があります。

図4. サンプルドIF受信機



1.3 デジタルRF通信システムにおけるフィルタリング

デジタルIおよびQ信号を歪みのない状態で伝送するには、理論上、無限帯域幅が必要となります。無限帯域幅RF通信システムは、他のシステムと干渉するため、無線スペクトラムを効率的に使用することができません。フィルタリングによってRFシステムの帯域幅は狭まりますが、信号の遷移も遅くなります。

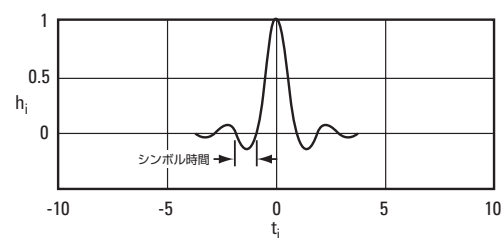
ベースバンド・フィルタリングを使うと、伝送データ内の遷移がすばやく完結しますが、符号間干渉(ISI)が発生する可能性があります。レイズド・コサイン・フィルタの1つであるナイキスト・フィルタは、(フィルタの中心を除く)シンボル・ポイントでフィルタのインパルス応答を強制的にゼロにすることにより、ISIを最小にします。したがって、ナイキスト・フィルタの時間応答(図5)は、ちょうどシンボル間隔に対応する周期でゼロを通過します。希望のシンボル時間を除く全部のシンボル時間で応答がゼロとなるため、シンボル時間では隣接シンボルが互いに干渉しません。

レイズド・コサイン・フィルタの急峻さはアルファ(α)で表され、信号の占有帯域幅を定量化します。理想(「レンガ壁」)のフィルタの α はゼロです。アルファの代表値は0.35~0.5の範囲です。フィルタのアルファは伝送されるパワーにも影響します。アルファ値が低いと占有帯域幅も低くなりますが、高ピーク伝送パワーが必要となります。したがって、フィルタのアルファの選択に注意して、スペクトラム占有と要求される伝送パワーの間でバランスをとる必要があります。システムによっては、ルートレイズド・コサイン・フィルタがデジタル無線の両端に実装されています。得られる全体のフィルタ応答はレイズド・コサインになります。

GSMシステムで使用するようなガウス・フィルタは、ナイキスト・フィルタと異なり、理論的なゼロISIを提供しません。ガウス・フィルタはタイム・ドメインと周波数ドメインでガウス形状を持ち、シンボル間隔でゼロになることはありません。これによって、いくらかのISIが発生しますが、各シンボルは、前のシンボルおよび次のシンボルとのみ有意に関係します。ガウス・フィルタの帯域幅時間積(BT)は、ナイキスト・フィルタのアルファに相当し、BTの代表値は0.3~0.5の範囲にあります。ガウス・フィルタは、ナイキスト・フィルタとは異なり、送信機と受信機のマッチド・ペアに分かれていません。ガウス・フィルタは送信機でのみ使用されます。GSM受信機は、通常、ガウス・フィルタよりも鋭いロールオフを持つバタワース・フィルタを使用します。この結果、受信機の通過帯域で許容されるチャネル外ノイズや干渉が小さくなるため、感度が向上します。

フィルタリングの詳細については、23ページの参考文献[2]を参照してください。

図5. ナイキスト・フィルタのインパルス応答



2. 受信機性能検査測定

このセクションでは、デジタル無線受信機における性能テストのためのテストのセットアップと手順について説明します。各受信機は、通信業界の理事会 (ITU、ETSI、TIA など) の各種標準によって定められた厳格な性能基準に合致しなければなりません。デザイン・チームは、受信機、または受信機の一部に対して性能基準を明らかにし、性能テストを実施して受信機内のコンポーネントのインプリメンテーションとモデリングが正しいか確認する必要があります。さらに、デザインの型式認証の提出前に、これらの性能テストによって受信機のコンプライアンスを確認します。

性能検証テストは、インチャネル測定とアウトオブチャネル測定に分かれています。インチャネル測定では、希望信号の占有周波数内での受信機の動作をテストします。アウトオブチャネル測定では、受信機が特定周波数チャネル外の他の信号から有害な影響を受けていない (あるいは他の信号に有害な影響を与えていない) ことを確認します。このアプリケーション・ノートのパフォーマンステストはデジタルRFセルラ・アプリケーションを対象としたものですが、概念やテストの多くはデジタルRF通信の他のフォーマットにも適用されます。

2.1 測定の一般的な実行方法

最も包括的な受信機テストは、受信機によって処理された復元ベースバンド信号に対する評価テストです。このテストでは、テスト機器の1つから受信機のアンテナ・ポートにステイミュラス信号を送ります。信号を送るテスト機器は理想的な送信機であると見なします。復調されたデジタル・ビット・ストリームを別の測定器でモニタします。必要に応じて、信号源と受信機間のチャネルに干渉を挿入するか、信号源のパラメータを変化させて劣化要因を導入し、理想よりも悪い条件で受信機がどれだけ正しく動作するかを判断します。

以下のテストでは、受信機が完成していることを前提としています。受信機のデジタル部分をテストに使用できない場合 (開発途中の場合など)、アナログRFデザインは、受信機のアナログ部分の性能目標を確立する必要があります。一般的な性能目標は、性能検証テストに合格するための受信機の予測最適雑音指数と (デジタル変換ポイントにおける) 適切なADC操作のための予測最適SN比 (SNR) です。

2.2 ビット・エラー・レート (BER) の測定

BERは、感度や選択度などの受信機の性能パラメータのテストに用いられる基本測定です。BERは、観察期間中に受信したビットの総数に対するエラーのある受信ビットのパーセンテージです。実質的に、BERテスト測定器はすべて、テスト信号として擬似ランダム・バイナリ・シーケンス (PRBS) を使用します。PRBS信号には、通常、PN_xというラベルが付き、ここでxは、シーケンス内で変更されたビットの数を表します (例: PN₉ = 2⁹-1、すなわち511ビット)。PN_xシーケンス全体が任意のxビット・シーケンスから復元できるので、PRBS信号を使用すると受信ビットと送信ビットを同期させる必要がありません。別の方法として、BERテスト (BERT) 受信機で、最初に受信した正しいxビットからPRBS全体を復元します。次に、受信信号を復元した正しいビット・シーケンスと比較します (BERテストの詳細については、23ページの参考文献 [3] を参照してください)。

携帯電話のBERテストには、ベースバンドBERとループバックBERの2つの一般的な方法があります。どのテスト方法を使用するかは、被測定ユニット (UUT) の機能セットが指示します。ベースバンドBERテストの場合、受信機の復調PRBS信号とBERTによって復元されたPRBSとが比較されます (図6を参照)。通常、CDMA携帯電話およびサブアセンブリは、ベースバンドBER測定方法を使用します。

一方、ループバックBERテストの場合、受信信号が再送信されるか、受信機にループバックされます (図7)。ループバック・テストでは、UUTが入力RF信号を復調し、デコードしてから (かなりエラーがある) データ・ストリームを再エンコードし、信号を多くの場合元のトランシーバに再送信します。BERを得るには、こ

の受信信号をBERTによって復元した期待PRBSと比較します(23ページの参考文献[3]を参照)。GSMハンドセットは、ループバック方法を使ってテストされます。

Agilent E4438C ESG信号発生器は、PRBSを搬送するRF信号を提供し、BER測定を実行するように構成できます。

データは、通信システムで、ビット・グループニングの階層システムによって管理されます。スピーチ・フレームは、この階層システムではほとんど一番下のレベルの構築ブロックです。スピーチ・フレームのビットの重要度は均一ではありません。一部のビットは非常に重要で、不具合があるとフレーム全体が消去されます。これによって、受信機の性能を表す新しいパラメータであるフレーム消去レート(FER)が得られます。FERは、観察期間中に送信されたフレームの総数に対する消去されたフレームのパーセンテージです。フレーム消去によって、フレームが消去されたときには残りのフレームのBERだけを測定するというBER測定の変形も得られます。このパラメータは残留BER(Residual BER: RBER)と呼ばれます。

図6. ベースバンドBERテストの構成

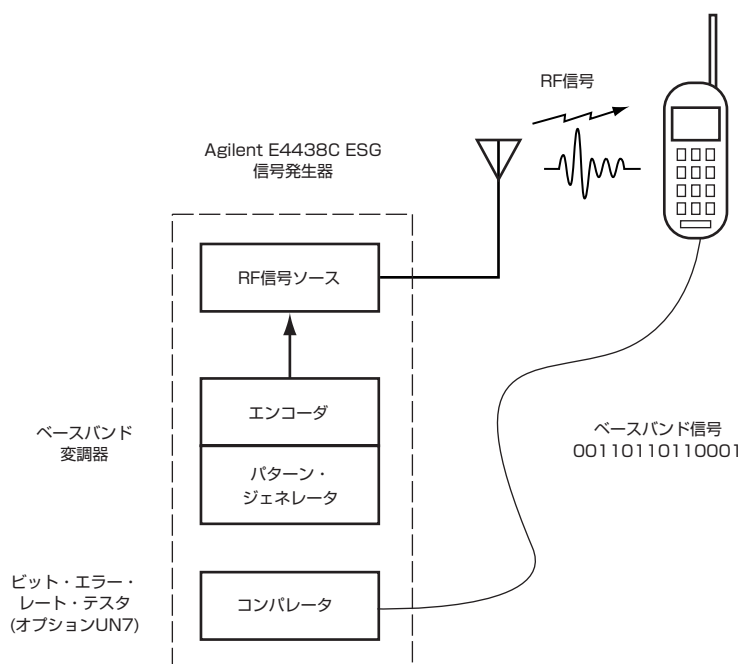
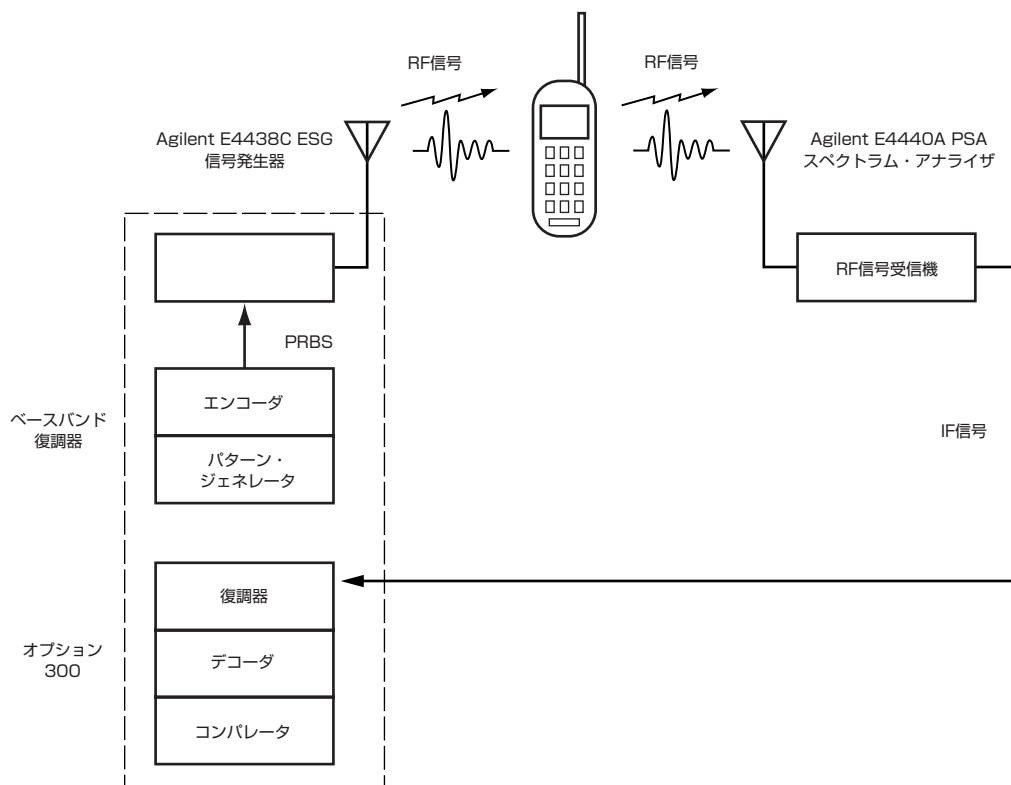


図7. ループバックBERテストの構成(このテスト・セットアップはGSM/EDGEにのみ適用されます)



2.3 インチャネル・テスト

最も重要なインチャネル・テストは、受信機の感度の測定です。感度は、復調情報内の指定パーセンテージのエラーに対する最小信号レベルを指定します。送信機と受信機の距離が増すにつれ、あるいは無線チャネルでフェージングが発生すると、信号は受信機から見てノイズ・フロアに落ち込みます。信号がノイズ・フロアに近づくと情報が失われます。信号が非常に低いレベルまで落ち込んだときに受信機が信号内の情報を捕捉する能力は、受信機の感度の関数となります。感度テストの合格／不合格メソッドでは、受信機に比較的低いパワー・レベルに設

定した正確な信号を送り、受信機の出力が条件に合うか観察します。別の方法として、信号レベルを指定されたSN比または他の性能測定基準に対して調整します。アナログFM受信機の性能測定基準はSINAD（代表値12dB）です。SINADは、同じ出力におけるノイズ+歪みに対する信号+ノイズ+歪みの比です。同様に、デジタル受信機の指定測定基準はBERまたはFERです（図8を参照）。

コチャネル・イミュニティ・テスト（干渉波選択度試験）は、感度試験と似ています。信号歪みのレベルを、同じRFチャネルに存在する干渉信号を使ってモニタ

します。干渉信号は連続波（CW）、狭帯域、または希望の信号と同じタイプです。干渉信号にさらされながら受信機が希望信号に対する感度を保持する能力が、コチャネル・イミュニティの尺度です。

2.3.1 指定されたBERにおける感度試験

感度は、デジタル無線受信機の重要な仕様の1つであり、特定のBER（またはFER）で指定されます。感度とは、信号がデータのビット・シーケンスで変調されたときに、指定されたBERを生成する最小受信信号レベルです。

感度は、しばしば μV などの電圧単位で表現されるので、以下の式を使ってdBmに変換します。

$$\text{dBm} = 10 * \log (V_{\text{rms}}^2 / Z_0) + 30$$

ここで、 V_{rms} = 実効電圧で表した受信機の感度

Z_0 = 受信機のインピーダンス（通常50 Ω ）です。

例えば、受信機の感度が1 μV で表される場合、50 Ω インピーダンスのシステムでは、感度を-107dBmに変換することができます。

感度テストを実施するには、信号ソースを損失が既知のケーブルで受信機のアンテナ・ポートに接続します。次に、受信機の出力をBERTに接続します（図9を参照）。

おおよその感度がわからない場合は、信号レベルを公称レベル（-90dBmなど）に設定し、指定されたBERが発生するまで減少させます。感度は、信号のパワー・レベルからケーブルの損失を引いた値です。例えば、指定されたBERに達したときに信号発生器が-106dBm信号を送信しており、ケーブル損失が4dBの場合、受信機の感度は-110dBmとなります。

図8. SINADについて

図8の上の曲線は受信機の希望オーディオ出力です。受信機へのRF入力が増加するにつれて、曲線が下降します。下の曲線は、受信機の残留ハムとノイズです。RF入力が増加するにつれて、受信機のAGCが利得を付加するので、残留ハムとノイズは増加します。SINADはこれら2つの曲線の差です。12dBのSINADを保持するために必要となるRF入力のレベルを、通常、FM受信機の感度と定義します。

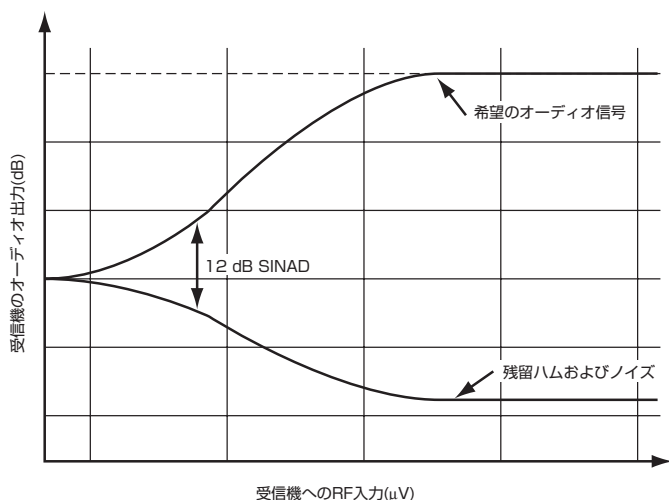
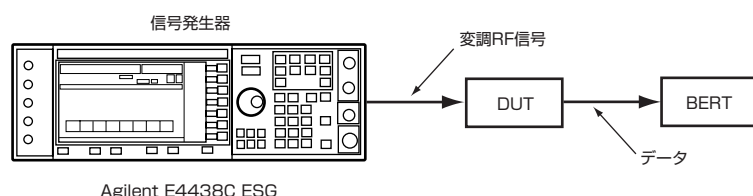


図9. 感度測定のセットアップ



2.3.2 コチャネル除去の確認

ほとんどの受信機では、チャンネル内に干渉信号が存在する状態で指定されたBERを維持する必要があります。しばしば、このコチャネル干渉信号はCW信号となります。図10に、コチャネル除去測定の設定アップを示します。このセットアップには、パワー損失を持つパワー・コンバイナが含まれます。このテストのように2個の非コヒーレント信号を結合する場合、ほとんどの2ウェイ抵抗コンバイナの最大挿入損失は約6dBとなります。パワー・コンバイナを使用する測定では、コンバイナの損失を特性評価し、信号発生器からの信号パワーを増加してオフセットする必要があります。

希望信号であるデジタル変調されたテスト信号の周波数を、受信機の通過帯域の中心に設定します。この信号のパワーは、通常、受信機の測定感度を基準としたレベル(3dB上など)に設定します。干渉信号の周波数は、受信機の通過帯域の範囲内に設定します。干渉信号のパワー・レベルを公称レベルに設定します。このレベルで、受信機のBERが指定レベルを超えてはいけません。要求されるBERレベルは、通常、受信機感度測定で指定したレベルと同じです。2個の信号間のパワー・レベルの差が干渉比となります。

例えば、931.4375MHzページャの感度が-105dBm、BERが3%の場合、希望信号の周波数を931.4375、パワー・レベルを-102dBmに設定します。このパワー・レベルでは、BERは3%未満になります。ページャのチャンネル幅は25kHzです。干渉信号は931.4380MHzに設定します。干渉信号のパワー・レベルは、まず-105dBmに設定し、BERが再び3%になるまで徐々に増加します。BERを3%に戻すために-97dBmのレベルが必要な場合、コチャネル除去は5dBです。

2.4 アウトオブチャンネル・テスト

アウトオブチャンネル、すなわちブロッキング・テストは、アウトオブチャンネル信号が存在する状態で受信機が正しく動作するか確認し、内部生成されたスプリアス応答に対する受信機の感受性をモニタします。スプリアス・イミュニティ、相互変調イミュニティ、隣接/代替チャンネル選択度の3つの主要アウトオブチャンネル・テストによって、受信機の性能を確認します。特定のデジタル・フォーマットでは、シングルトーン・ブロッキング・テストによって、近くの周波数チャンネルの大きな信号を使って受信機性能を確認します。搬送周波数からわずかにオフセットされた大きなシングルトーンは、希望の信号に対する受信機の感度を下げることになります。シングルトーン・ブロッキング・テストは簡単なので、このアプリケーション・ノートでは取り上げません。

スプリアス・イミュニティは、不要な単一信号によって受信機の出力で希望しない応答が発生するのを防ぐ受信機的能力です。スプリアス・イミュニティはコチャネル・イミュニティと似ていますが、干渉信号がチャンネル内でなく広範囲の周波数で発生します。

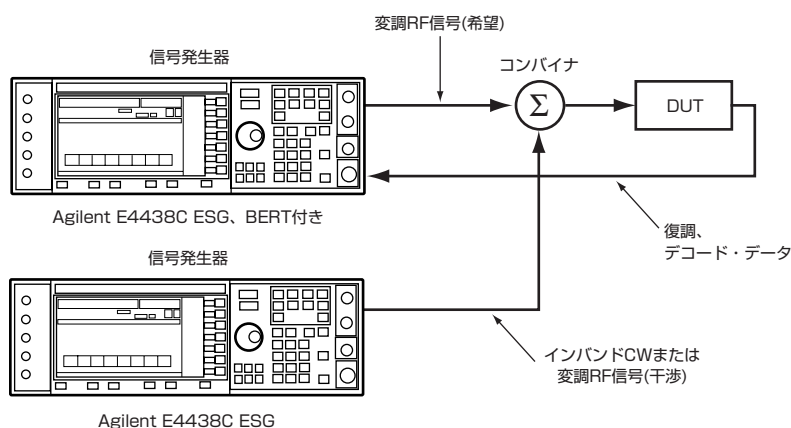
相互変調イミュニティは、受信機の入力に複数のトーンが存在するときに生成される歪み成分をテストします。このテストでは、2個の干渉信号を受信機の入力で希望の信号と結合します。3次相互変調成分の1つが受信機の通過帯域内に納まるように、干渉信号の周波数を設定します。これらの干渉信号のパワーを、受信機の感度が減少するまで上げます。

隣接チャンネル選択度は、隣接チャンネルに強い信号があるときに、希望信号を処理する受信機的能力を測定します。代替チャンネル選択度は同様のテストですが、干渉信号が受信機の通過帯域からRFチャンネル2個分離されています。

2.4.1 スプリアス・イミュニティの確認

スプリアスとも呼ばれるスプリアス応答は、無線受信機では2つの方法で現れます。すなわち、スプリアス応答は、受信機によって内部的に生成されるか、受信機と外部信号との相互作用から生まれます。

図10. コチャネル除去測定の設定アップ



両方のタイプのスプリアスを識別する必要があります。受信機のアンテナを負荷と置き換えると、受信機が漂遊信号を拾う心配がありません。受信機の最終アナログ出力をスペクトラム・アナライザに接続します。スペクトラム・アナライザで表示されるスプリアスは受信機によって内部生成されたもので、電源の高調波、システム・クロックの高調波、またはLOからのスプリアスです。

スプリアス応答イミュニティは、不要な単一信号によって受信機の出力で希望しない応答が発生するのを防ぐ受信機的能力を示します。この測定を実行する前に、内部生成されたスプリアスを（上記に示

したように）識別する必要があります。スプリアスは指定レベルより小さくしなければなりません。スプリアス・イミュニティ測定を実行するには、1台の信号発生器で希望のRFチャネルに、受信機の感度より上のレベルの（通常3dB上の）変調テスト信号を供給します。2台目の信号発生器で干渉信号を供給します。この干渉信号を複数の周波数に調整し、スプリアスに対する受信機のイミュニティを確認します（図11を参照）。

干渉信号は、周波数レンジや通信規格によって、変調されていることもされていないこともあります。干渉信号の出力振幅を特定のレベルに設定します。このレ

ベルでは、被測定受信機のBERが指定レベル（通常、感度テストで指定したBER）より小さくしなければなりません。テスト信号と干渉信号の振幅差が受信機のスプリアス・イミュニティ（SI）になります。

$$SI = P_{\text{int}} - P_{\text{test}} \text{ (dB)}$$

干渉信号を提供するために使用される信号発生器からのスプリアスによって、良好な受信機が不具合があるように見える場合があります。干渉信号発生器で作成されるスプリアスは、受信機のスプリアス・イミュニティより小さくしなければなりません。

2.4.2 相互変調イミュニティの確認

相互変調成分は、受信機の入力に複数の信号が存在するときに受信機内で生成される可能性があります。相互変調成分は、受信機の実線形性によって生じます。2トーン相互変調は、受信機テストの一般的なテスト方法です。テスト信号は、他の測定（スプリアス・イミュニティなど）で使用される信号と同じです。干渉信号の周波数は、3次相互変調成分（ $f_{\text{rx1}} = 2f_1 - f_2$ および $f_{\text{rx2}} = 2f_2 - f_1$ ）の1つが受信機の通過帯域内に納まるように設定します（図12を参照）。

干渉信号のパワー・レベルは指定レベルで互いに同じになるように設定し、希望信号のBERをチェックします。他の受信機テストを使用する場合と同様、要求されるBERレベルは通常、感度測定の際のBERです。

図11. スプリアス・イミュニティ測定のセットアップ

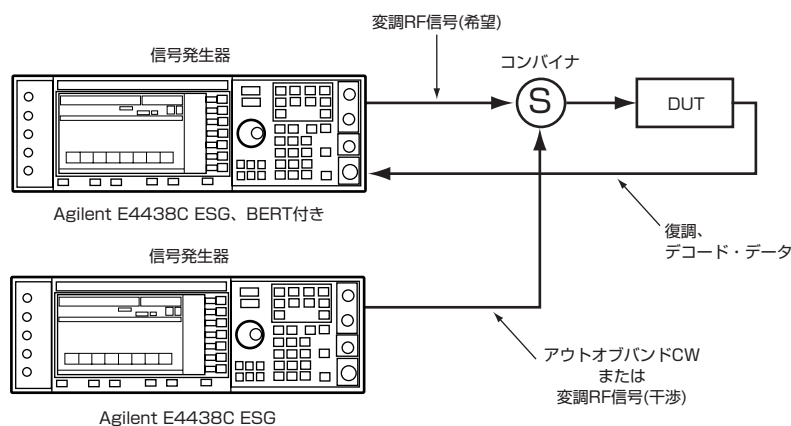
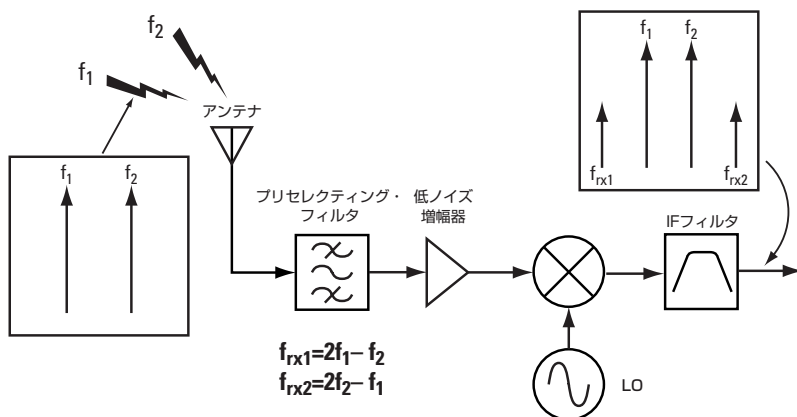


図12. 相互変調成分



コンバイナに2個の信号を入力するたびに、信号発生器の非直線性によって相互変調成分が生成されます(図13を参照)。信号発生器の相互変調成分を減少させるには、以下に示す複数のテクニックがあります。

- 1) 干渉信号間の周波数分離をソースの自動レベル制御(ALC)の帯域幅より大きく保つ。
- 2) 信号発生器の出力にアッテネータを付加する。
- 3) ハイブリッド・コンバイナを使用する。
- 4) アイソレータを使用する。
- 5) ソースのALCをオフにする。

相互変調成分を減らすために、これらのテクニックすべてを同時に適用することができます。この問題の解決には通常、大きな周波数分離を保つ方法が最も有効です。例えば、ALC帯域幅が1kHzの場合、信号分離を10kHz以上にします。これが実行できない場合、信号発生器の出力に減衰を加えると、相互変調成分は理論的には1dBの減衰ごとに3dB減少します。

2.4.3 隣接および代替チャンネル選択度の測定

隣接および代替チャンネル選択度は、隣接チャンネル(1チャンネル離れたチャンネル)または代替チャンネル(通常、2チャンネル離れたチャンネル)内の強い信号を除去しながら希望の信号を処理するための、受信機的能力を測定します。選択度テストは、チャンネル間隔が狭く、隣接および代替チャンネル・パワーの制御が難しい通信受信機にとって非常に重要です(Specialized Mobile Radio、SMRなど)。図14に、隣接および代替チャンネル選択度テストのセットアップを示します。1台の信号発生器が、希望のチャンネル周波数のテスト信号を受信機の感度を基準としたレベル(通常、3dB上)で入力します。

2台目の信号発生器が1チャンネル間隔分オフセットされた隣接チャンネル信号、または2チャンネル間隔分オフセットされた代替チャンネル信号を入力します。アウトオブバンド信号を、テスト信号のBERが一定レートより下になる指定レベル(通常、感度テストで指定したレベルと同じレベル)に設定します。

例えば、NADC基地局受信機の感度を-110dBm、BER10-3(0.1%)で指定します。インチャネル信号を3dB増加した-107dBmに、隣接チャンネル信号をインチャネル信号レベルより13dB上の-94dBmに設定した場合、隣接チャンネル仕様のBERは10-3以下でなければなりません。これは、隣接チャンネル信号が、受信機のノイズ・フ

図13. 相互変調イミュニティ測定のセットアップ

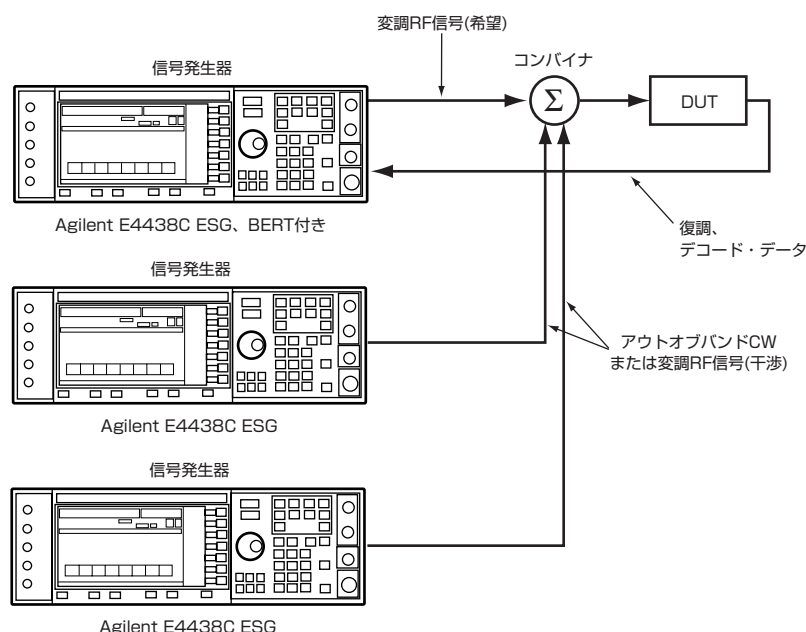
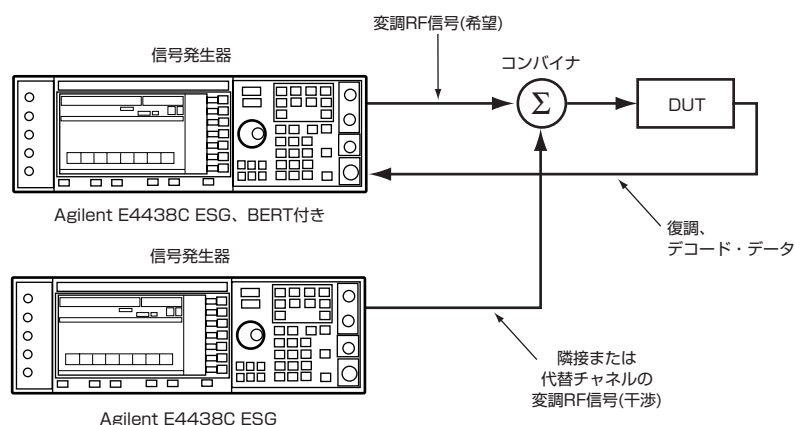


図14. 隣接および代替チャンネル選択度テストのセットアップ



ロアより3dB以上高くなつてはいけなことを意味します。代替チャンネル選択度の場合、代替チャンネル信号を、インチャンネル信号レベルより42dB上の-65dBmに設定します。図17に、指定されたNADC隣接および代替チャンネル選択度スペクトラムを示します。

レベル確度に加えて、テスト信号と干渉信号のスペクトラム特性も重要です。多くの受信機では、干渉信号の生成に使用される信号発生器のシングル側波帯(SSB)位相ノイズは、非常に重要なスペクトラム特性です。IFフィルタの通過帯域内部の位相ノイズ・エネルギーが過剰になると、受信機がテストに不合格となったように見えます(図15を参照)。

必要となる信号発生器のSSB位相ノイズは、以下の式から計算できます。

$$\Phi_n = P_{ac} - 10 * \log(1/B_e) + P_{mar}$$

ここで、

Φ_n = チャンネル間隔オフセットにおける信号発生器のSSB位相ノイズ(dBc/Hz)

P_{ac} = 隣接または代替チャンネル選択度仕様(dB)

B_e = 受信機のノイズ等価帯域幅(Hz)

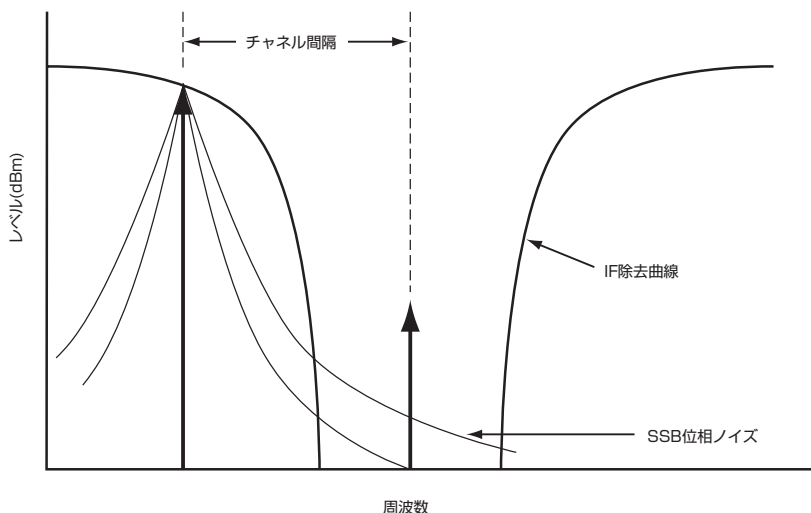
P_{mar} = テスト・マージン(dB)

P_{ac} と B_e は、仕様やデザインによって一定であるため、信号発生器の位相ノイズが受信機のIF通過帯域に付加できるパワーは、テスト・マージンによって決まります。テスト・マージンが大きいと、チャンネル内のフェージングや受信機コンポーネントの不完全性によってSNRが劣化しても、受信機が正しく動作する確率が増大します。新テクノロジーまたは新しい動作周波数を使用するシステムの場合、不確かさを補償するために大きなテスト・マージンを使います。

ノイズ等価帯域幅が14kHz、隣接チャンネルでの P_{ac} が70dB、マージン10dB、チャンネル間隔25kHzの受信機の場合、要求されるSSB位相ノイズは25kHzオフセットで-122dBc/Hzです。これは、アナログFM受信機の代表値です。この例のFM受信機と異なり、ほとんどのデジタル通信受信機の隣接チャンネル選択度の値は15dB未満です。ノイズ等価帯域幅200kHz、隣接チャンネルでの P_{ac} が9dB、マージン10dB、チャンネル間隔200kHzのGSM受信機の場合、要求されるSSB位相ノイズは200kHzオフセットで-72dBc/Hzとなります。要求されるSSB位相ノイズは、主に P_{ac} によって規定されます。

表1に、各種通信システムの隣接および代替チャンネル選択度の値と、要求される信号発生器のSSB位相ノイズの一覧を示します。10dBのテスト・マージンを使用しています。明らかに、デジタルRF通信フォーマットでは、信号発生器のSSB位相ノイズは、アナログFMシステムの場合ほど重要ではありません。

図15. 隣接チャンネル選択度の位相ノイズ



選択度テストの場合、信号のスペクトラム形状は、重要性が一番高い特別の特性です。GSM、CDMA、NADC、およびPDCで使用されるデジタル変調フォーマットは、特性として、隣接チャンネルに少量のパワーを漏洩します。図16~18に、表1で指定した選択度の値に対する振幅対周波数のプロットを示します。受信機の隣接および代替チャンネルに対するスペクトラム形状の影響は明らかです。デジタル無線受信機を正しくテストするには、信号発生器の隣接チャンネル・パワー(ACP)を、要求されるシステム仕様+希望のテスト・マージンより下にする必要があります。

表1. 最大許容SSB位相ノイズ

システム・ タイプ	チャンネル 間隔	近似受信機 ノイズ 帯域幅	隣接 チャンネル 選択度	最大SSB 位相ノイズ @オフセット	代替 チャンネル 選択度	最大SSB 位相ノイズ @オフセット
アナログFM	25 kHz	14 kHz	70 dB	-122 dBc/Hz @ 25 kHz		
GSM	200 kHz	200 kHz	9 dB	-72 dBc/Hz @ 200 kHz	41 dB	-104 dBc/Hz @ 400 kHz
NADC	30 kHz	35 kHz	13 dB	-68 dBc/Hz @ 30 kHz	42 dB	-97 dBc/Hz @ 60 kHz
PDC	25 kHz	33 kHz	1 dB	-56 dBc/Hz @ 25 kHz	42 dB	-97 dBc/Hz @ 50 kHz

図16. GSMの隣接および代替チャンネル選択度スペクトラム

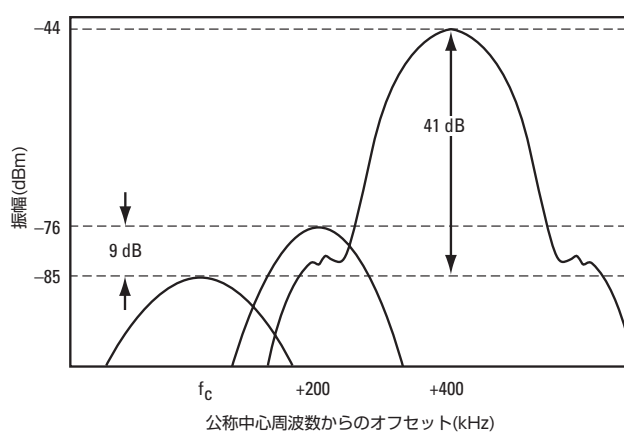


図17. NADCの隣接および代替チャンネル選択度スペクトラム

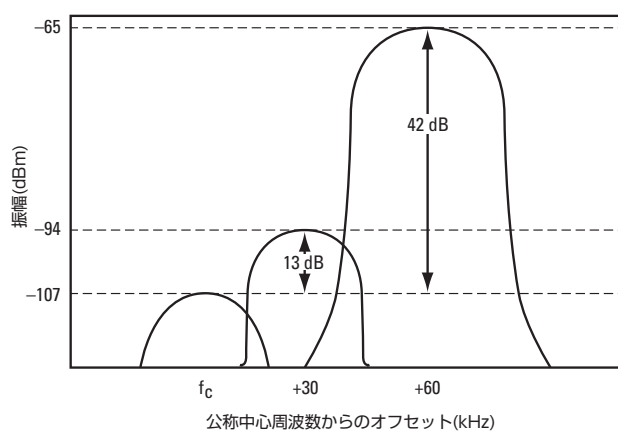
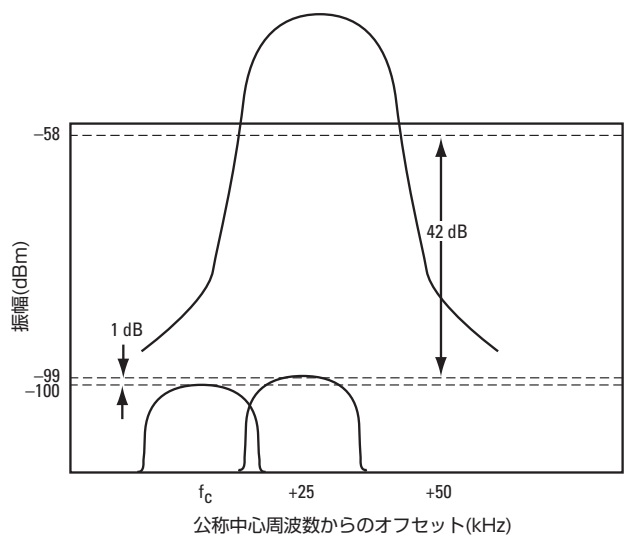


図18. PDCの隣接および代替チャンネル選択度スペクトラム



2.5 フェージング・テスト

受信機には、無線チャネルのランダムな影響を抑えなければならないという難問があります。セルラ環境では、無線信号は、送信機から受信機に到達する過程でさまざまな経路をたどります。これらのマルチパス信号は、受信機で、各信号が移動した距離の関数として建設的に（一致した位相で）あるいは破壊的に（位相がずれて）足し合わされます。この現象の結果、受信信号の強さが変動し、信号受信が著しく阻害される恐れがあります。高速のフェージングは、ベースバンド・パルスの形状を歪ませます。この歪みはリニアで、ISIを生成します。アダプティブ・イコライザによってチャネルが引き起こすリニア歪みを除去すれば、ISIは減少します。低速のフェージングによって、SNRの損失が起きます。誤差補正コーディングと受信ダイバーシティを使って、低速フェージングの影響を抑えます。

フェージング・テストを実施するには、テスト信号を受信機で処理する前に、信号を無線チャネル・エミュレータに通します。このデバイスは、受信機で信号を再結合する前に、シミュレートするRFチャネルを移動するための、複数の信号経路を提供します。受信機は、許容可能なBERでフェージング信号を処理できなければなりません。フェージング測定のセットアップ(図19)は、チャネル・シミュレータを除いて感度測定のセットアップとほぼ同じです。

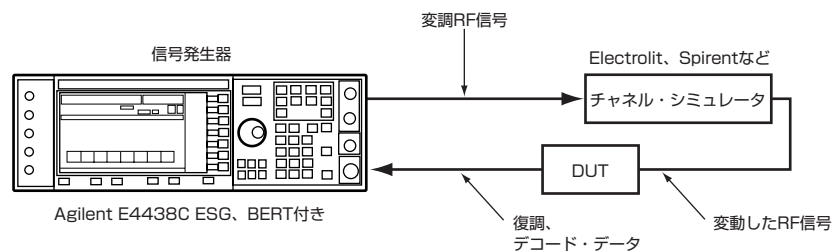
2.6 受信機性能テストの一番良い実施方法

受信機性能検証テストを実施する際に一定のガイドラインに従えば、有効なテスト結果が得られます。インチャネルおよびアウトオブチャネル受信機テストをシールド・ルーム内で行えば、外部ソースからの干渉は大幅に減少します。シールド、あるいはスクリーン・ルームは、受信機に干渉する恐れがあるRF信号をアイソレートします。また、信号発生器と受信機のインピーダンスの不整合は、測定確度を劣化させる反射を引き起こします。受信機テストに用いるテスト機器の選択に注意して、測定の不確かさを減らし、受信機の動作に対する信頼性を高める必要があります。

感度テストを実施するときには、信号発生器のレベル確度が非常に重要です。測定システムには一定量の誤差がありますが、この誤差の主要原因は信号発生器の振幅レベル確度です。レベル確度のほかに、信号発生器の変調確度も高くなければなりません。信号変調における歪みは、測定対象受信機の感度を低下させます。

アナログ無線受信機の隣接チャネル選択度性能を測定するときには、アウトオブチャネル・テスト信号の位相ノイズが非常に重要となります。反対に、デジタル無線受信機でアウトオブチャネル・テストを実施するときには、テスト信号の位相ノイズはそれほど重要ではありません。テスト信号の変調側波帯のパワーは、位相ノイズ側波帯からのパワーよりはるかに大きいからです。デジタル無線受信機のアウトオブチャネル・テストで一番重要な影響を持つのは、隣接チャネルに漏れるテスト信号部分です。このため、ACPが、アウトオブチャネル・テスト信号の最も重要な仕様となります。

図19. フェージング測定のセットアップ



3. 受信機デザインのトラブルシューティング

デジタルRF通信システムでは、複雑なデジタル無線送信機および受信機が必要となります。複雑なデザインは、エンジニアによるシステム問題の切り分けを困難にします。ほとんどの物理的劣化は、コンポーネント、デバイス、またはサブシステムまで原因をたどることが可能です。受信機デザインが成功するかどうかは、エラーの原因を見つける能力にかかっています。ここでは、特定のテストに合格しない受信機のトラブルシューティングに対するいくつかの基本テクニックを紹介します。また、測定の特性と受信機の別のセクションにおける考えられるエラーの原因を結び付けた表を示します。

3.1 トラブルシューティングの手順

被測定受信機が性能テストに不合格となった場合、受信機でエラーの原因をアイソレートする必要があります。受信機が期待する性能基準に合致しない場合は、以下の推奨トラブルシューティング手順に従ってください。

テストが失敗した場合：

1. **感度。**BER対入力パワーを測定します。BERが高入力パワーで高くなる場合、I/Qの劣化（セクション3.2.1を参照）、アナログ・コンポーネントにおける過度の群遅延、LOからの位相ノイズがないかチェックします。BERが低入力パワーで高くなる場合、アナログ・フロント・エンド（アンテナ・ポートからADCまで）の雑音指数を測定します。雑音指数が予測より高い場合は、受信機の各ステージの雑音指数および利得（または損失）を測定します。雑音指数問題が検出されない場合、フロント・エンドの利得が低い、受信機のデジタル部分に検出アルゴリズム問題があるか、スプリアスが受信機の感度を低下させている可能性があります（セクション3.2.2を参照）。

2. **コチャネル・イミュニティ。**アナログ・コンポーネントで発生している圧縮をチェックするか、デジタル領域のアルゴリズム・インプリメンテーション問題をチェックします。
3. **スプリアス・イミュニティ。**干渉トーンがないか探します（セクション3.2.2を参照）。干渉トーンがない場合は、ADCからのデータ上で高速フーリエ変換（FFT）を実行し、周波数ドメインに変換します。次に、ADCによって生成されたスプリアスをチェックします。
4. **相互変調イミュニティ。**RFフロント・エンドの3次インターセプト（TOI）を測定します。TOIが期待値に一致する場合、各アナログ・ステージのTOIと利得を測定します。
5. **選択度。**IFフィルタの形状を観察し（セクション3.2.5を参照）、過度なLO位相ノイズまたは側波帯がないかチェックします。

トラブルシューティング中に受信機に接続するときには、特定のガイドラインに従う必要があります。受信機のアナログ・ノードに接続する際、テスト・プローブによって信号特性がある程度変化するので、テスト結果における不確かさが増大します。従来型のアナログ受信機では、LNA、LO、ミキサ、各種フィルタの出力など、多くのアクセス可能なテスト・ポイントがあります。デジタル無線受信機のコンポーネントのアクセシビリティは、回路統合のレベルによって異なります。受信機サブシステムの多くのコンポーネントは、集積回路（IC）に組み込まれています。ICを含む受信機の場合、テストは、通常、受信機のサブシステム・レベルで実施されます。組み込みコンポーネントをテストするには、ICにテスト・ポイントをデザインしておく必要があります。

RFフロント・エンド、または受信機のアナログ・コンポーネントやサブシステムにおける雑音指数測定は、2ポート測定（入力から出力まで）です。雑音指数測定の詳細については、23ページの参考文献[6]を参照してください。TOI測定も2ポート測定です（23ページの参考文献[7]を参照）。ADC測定は、ADCのデジタル出力を処理し、プローブの配置によって影響を受けません。

3.2 信号の劣化とその検出方法

特定の測定では、信号の劣化が現れます。これらの測定では、予測結果とのずれによって、受信機のどのパートで問題が発生しているかを突きとめることができます。以下のセクションで、いくつかの一般的な劣化と、異なる測定に対する影響を介して劣化を認識する方法について説明します。IFフィルタ測定を除き、本アプリケーション・ノートを受信機デザインのトラブルシューティングには、Agilent 89400または89600シリーズ・ベクトル・シグナル・アナライザ（VSA）を使用しています。IFフィルタ測定は、Agilent 8753Eベクトル・ネットワーク・アナライザ（VNA）を使って実施しています。

3.2.1 I/Qの劣化

IとQに関連する信号の劣化の特性を表示するには、コンスタレーション・ダイアグラムが便利です。受信機のI側とQ側のコンポーネントの違いによる整合性問題は、利得の不均衡や直交エラーの原因となります。これらの違いは、ミキサ、フィルタ、またはADCに起因する可能性があります。シンボル時間のコンスタレー

ション・ダイアグラムを表示し、コンスタレーションの理想グリッドと比較すれば、わずかな不均衡でも検出が可能です。これらの理想グリッドは、シンボル・ステートが発生すべき場所を示します。

I/Q利得の不均衡によって、基準に対して測定されたコンスタレーションに歪みが発生します(図20を参照)。この不均衡

は、IおよびQミキサの変換損失の違い、あるいはI/Q復調器のIおよびQ信号経路におけるフィルタ損失の違いによって起こります。わずかな不均衡でも、コンスタレーションをズームイン(スケールを拡大)し、マーカーを使うことによって目で検出できます。理想グリッドがないと、小さな不均衡の検出は困難です。

図20. I/Q利得の不均衡(理想のコンスタレーション位置を基準として過度のI利得と少ないQ利得)

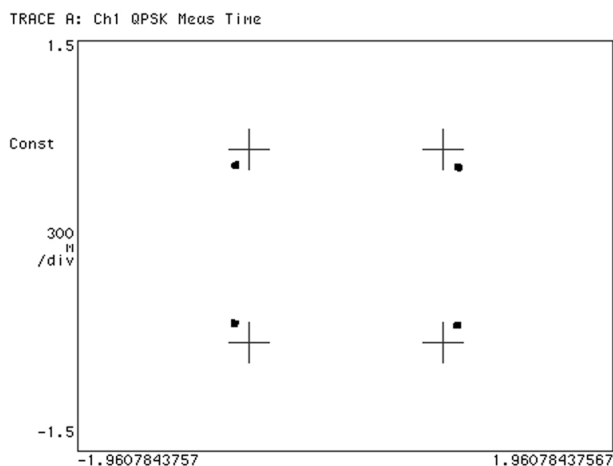


図21. I/Q直交エラー

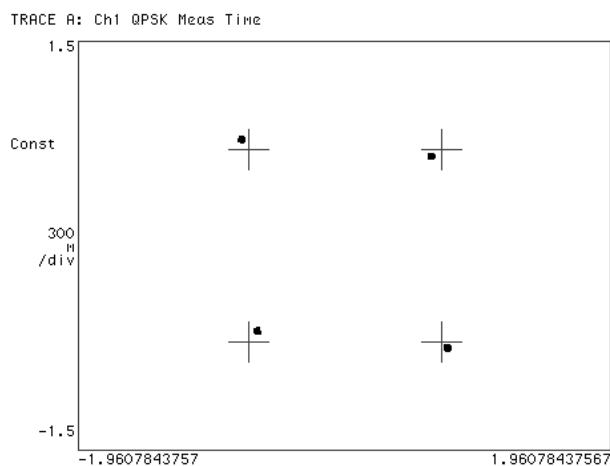


図22. I/Qオフセット

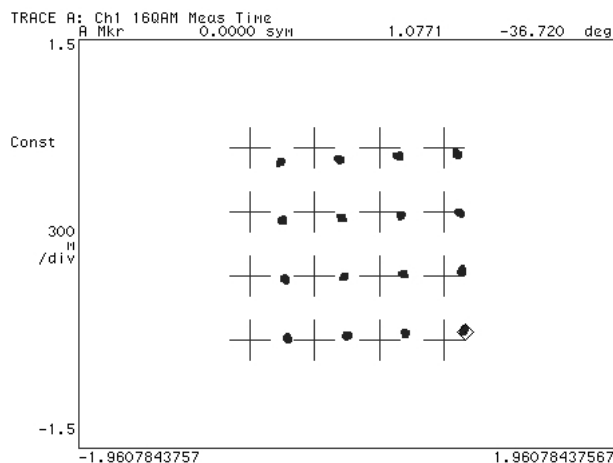
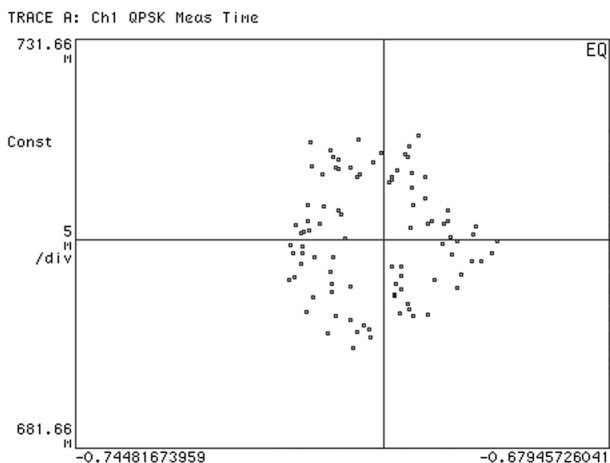


図23. コンスタレーション・ポイントの1つの周囲の円によって示されるサイン曲線スプリアス



I/Q直交エラーによって、コンスタレーションが傾くか、歪曲します(図21)。直交エラーは、I経路とQ経路の間の90度以外の位相シフトが原因で起こります。ベースバンドIフィルタおよびQフィルタの群遅延の違いによっても直交エラーが起こります。コンスタレーションのこの歪みが、受信シンボルの変換におけるエラーの確率を上昇させ、エラー・ベクトル振幅(EVM)を増加します。

I/Qオフセットは、I/Qコンスタレーションの原点におけるシフトで、DSPにおける丸め誤差または送信機のLOフィールドスルーによってDCオフセットが導入されたときに発生します(図22を参照)。

3.2.2 干渉トーンまたはスプリアス

干渉信号によって、信号が同じステートを通過するごとに、伝送信号の振幅と位相が違ってくる可能性があります。これにより、コンスタレーション・ダイアグラム内のシンボル位置で広がりが発生します(図23)。ポイントのランダムな広がりにはノイズを示していますが、コンスタレーション・ステートの周囲のシンボルの輪は、スプリアスまたは干渉トーンがあることを示します。

円の半径は、干渉信号の振幅に比例しますが、この表示フォーマットには、原因を識別する鍵となる干渉周波数に関する情報は含まれません。

変調信号におけるスプリアスの存在を、コンスタレーション表示やスペクトラム解析によって判断することは困難です。代わりのパラメータEVMを使って、信号品質をチェックすることができます。EVMに関する説明およびBERとの関係については付録を参照してください。エラー・ベクトルの振幅対時間のグラフから、観察しているエラーが本質的にサイン曲線であることがわかります。しかしながら、ほんとうに必要なのはスプリアスの周波数を判断する方法です。

エラー・ベクトル・スペクトラムは、従来のスペクトラム・アナライザ上、またはコンスタレーション表示上で観察できないスプリアス信号の周波数を示すことができます。図24では、IFフィルタの出力で搬送波から約47kHz離れたスプリアスが検出されています。このスプリアスは、従来のスペクトラム解析では検出不可能なインバンドCW信号によって発生したと考えられます(図25を参照)。こ

のインバンドCW干渉信号は、プロセッサ・クロックの高調波、相互変調成分、または内部生成スプリアスである可能性があります。この干渉トーンによって、受信機が多くの性能検証テストに不合格になります。

3.2.3 不正確なシンボル・レート

デジタル無線のシンボル・クロックは、受信機では、シンボルを正確に変換し、デジタル・データを復元するために必要なベースバンドIおよびQ波形のサンプリング・レートを指示します。送信機では、シンボル・レートによってベースバンドIおよびQ波形の作成を指示して有効ステートを正確な位置に正しく置き、デジタル・データが適切にエンコーディングされるようにします。互換性には、送信機と受信機が同じシンボル・レートを持つことが肝要です。

内部クロック・ジェネレータはシステムのシンボル・レートを決定するので、正しく設定する必要があります。誤った水晶周波数を使用すると(例えば、2つの数が周波数仕様で誤って交換された場合)、しばしばシンボル・レート・エラーが発生します。水晶に問題がない場合、受信

図24. スプリアスが明らかになっているエラー・ベクトル・スペクトラム

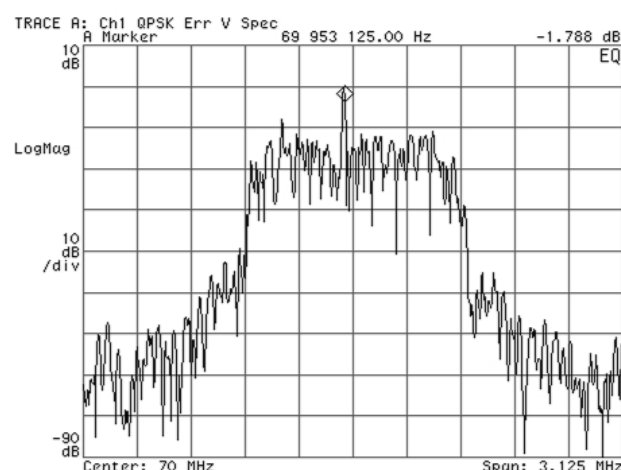
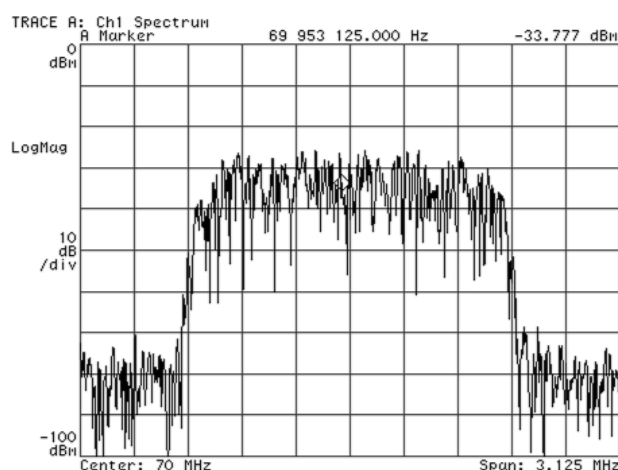


図25. スプリアスが隠れている信号スペクトラム



機には同期に関する問題があります。受信機が正しく搬送周波数を復元していないか、受信機がシンボル・ロックを達成していません。適切な搬送周波数を復元するには、受信機が搬送波の位相にロックする必要があります。搬送波からシンボルを正確に抽出するには、受信機は、いつシンボル遷移が発生するかも判断しなければなりません。タイミング復元ループは、受信機が必要なシンボル・ロックを達成するためのメカニズムを提供します。受信機が適切な位相ロックあるいは適切なシンボル・ロックを達成しないときには、シンボル・レート・エラーが発生します。シンボル・レートが不正確である疑いがあり、水晶に問題がない場合、搬送波の動作および受信機のタイミング復元回路を確認してください。

3.2.4 ベースバンド・フィルタリング問題

希望のベースバンド周波数応答を提供し、ベースバンド信号のオーバーシュートだけでなくISIを回避するには、ベースバンド・フィルタリングを正しく実現する必要があります。レイズドコサイン・フ

ィルタのアルファ・パラメータが、周波数ドメインのフィルタの形状を決定します。低いアルファは、周波数ドメインに鋭いフィルタ形状を作成しますが、タイム・ドメインに高いオーバーシュートも作成します。これは、ベクトル・ダイアグラム上で確認できます。指定されたアルファに対して受信機が適切なベースバンド周波数応答と時間特性を持つことを確認することが重要です。

ベースバンド・フィルタリングが送信機と受信機の間で共有される場合、フィルタに互換性があり、それぞれで正しく実現される必要があります。フィルタのタイプと対応するロールオフ係数(アルファ)は、考慮しなければならない主要なパラメータです。レイズドコサイン・フィルタの場合、アルファの選択を誤ると、信号に好ましくない振幅のオーバーシュートが起こります。また、ISIも発生します。間違ったロールオフ・ファクタによる正しくないフィルタリングは、隣接チャネル信号からの干渉の大きさに影響します。これにより、本来なら良好な受信機が多くの性能検証テストに不合格となる恐れがあります。

ベースバンド・フィルタの性能を検査するには、ベクトル・コンスタレーション・ダイアグラムでシンボル・ステート間の信号軌跡に過度のオーバーシュートがないか調べます。エラー・ベクトルの振幅対時間は、ロールオフ・ファクタの不一致の良いインジケータです。間違ったロールオフ・ファクタを使用すると、エラー・ベクトルの振幅が、シンボル・ポイント間では高くなり、シンボル・ポイントでは低くなります(図26を参照)。

正しいロールオフ・ファクタを見つけるには、VSAでさまざまなロールオフ・ファクタを使いながら、エラー・ベクトル時間表示を表示します。正しい値を使用すると、シンボル・デシジョン・ポイント間のエラー・ベクトルの振幅が、デシジョン・ポイントのエラー・ベクトルの振幅とほぼ等しくなります(図27を参照)。さらに、イコライゼーションを適用すると、ベースバンド・フィルタリング問題によって引き起こされたエラーを減少させることができます。

図26. 間違ったロールオフ・ファクタに対するベクトル・ダイアグラムおよびエラー・ベクトルの振幅対時間

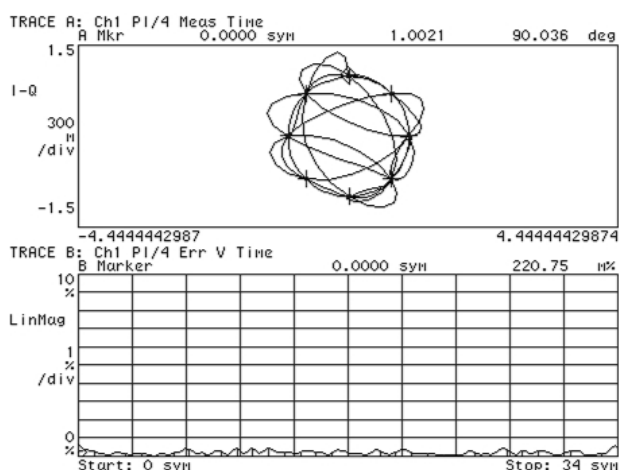
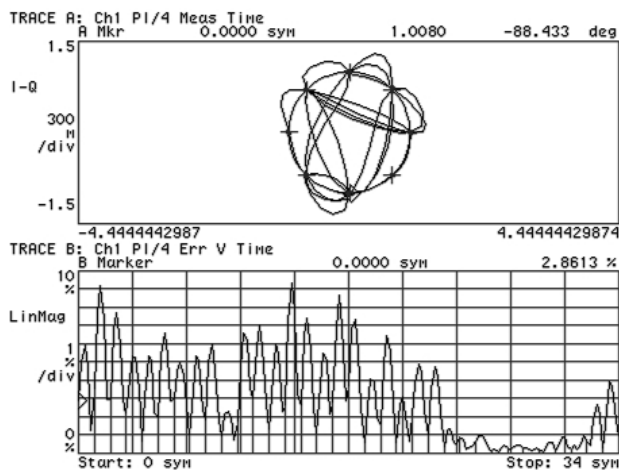


図27. 正しいロールオフ・ファクタに対するベクトル・ダイアグラムおよびエラー・ベクトルの振幅対時間



3.2.5 IFフィルタのチルトとリップル

IFフィルタは、アウトオブチャネル干渉を減衰します。このフィルタのデザインにおけるエラーは、信号全体に影響します。IFフィルタ問題には、周波数応答におけるフィルタのチルトまたはリップル、群遅延の変動などがあります。理想的には、フィルタは対象周波数帯ではフラットで、その群遅延は同じ周波数帯で一定である必要があります。周波数応答におけるフィルタのチルトまたはリップルは、信号にリニア歪みを引き起こします。アンテナとIFフィルタ間にあるコンポーネントの不適切な整合も、チルトまたはリップルの原因となります。例えば、プリセレクト・フィルタとLNA間の不整合によって反射が起こり、受信機の周波数応答全体に歪みが生じます。

フィルタのチルトまたはリップルは、復調されたベースバンド信号で歪みを引き起こします。この歪みは、コンスタレーション・ダイアグラムで見分けることができます。また、エラー・ベクトルの振幅は、シンボル偏移中だけでなく、シンボル・ポイントでも予測より高くなります。受信機の周波数応答には主にIFフィルタが関係するため、IFフィルタの形状歪みを観察し、解析するには、図28に示すように、フィルタ単独で周波数応答測定を実行します。

3.3 劣化対影響を受けるパラメータの表

表2に、デジタル復調信号で遭遇する物理的劣化とこれらの劣化が影響を与えるパラメータを示します。

トラブルシューティングに対する鍵は、信号歪みを引き起こす可能性がある劣化を識別することです。異なる劣化はそれぞれ、デジタル復調信号の品質にユニークに影響します。表に示すように、I/Qコンスタレーションは通常、物理的劣化の影響を受けます。コンスタレーション・ダイアグラムは問題の良好なインジケータですが、エラーの原因を切り分けるにはさらに解析が必要です。EVMは、

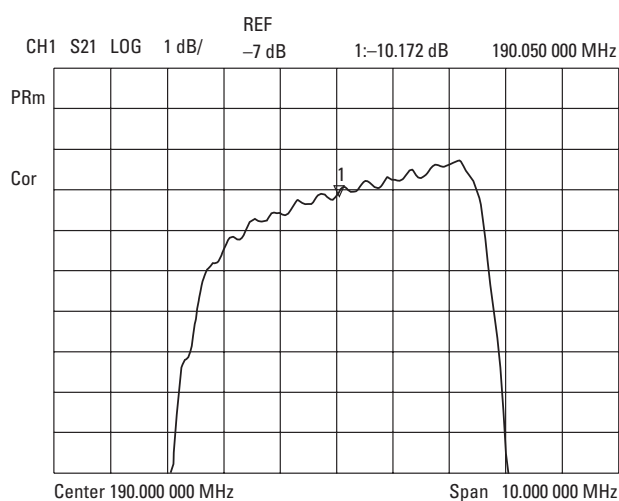
受信機テストの干渉のソースを突きとめるために詳細に調べることができるパワフルな信号解析ツールです。周波数応答および群遅延測定は、フィルタリング問題の検出に有効です。位相エラー解析によって、問題となる位相ノイズのソースを検出できます。

これらの解析ツールを使用することにより、デジタル無線受信機デザインでエラー・ソースを追跡する能力が強化されます。デザイン問題をすばやく突きとめる能力は、製品開発およびテスト検査時間を大幅に短縮し、受信機デザインの型式認証を容易にします。

表2. 劣化対影響を受けるパラメータ

物理的劣化	影響を受けるパラメータ
I/Q利得の不均衡	I/Qコンスタレーション (図20)
I/Q直交エラー	I/Qコンスタレーション (図21)、アベレージEVM、エラー・ベクトルの振幅対時間、エラー・ベクトル・スペクトラム
I/Qオフセット	I/Qコンスタレーション (図22)
干渉トーンまたはスプリアス	I/Qコンスタレーション (図23)、アベレージEVM、エラー・ベクトル・スペクトラム (図24)
不正確なシンボル・レート	I/Qコンスタレーション、位相エラー
ベースバンド・フィルタリング問題	I/Qコンスタレーション、アベレージEVM、エラー・ベクトルの振幅対時間 (図26および27)
IFフィルタのチルトまたはリップル	I/Qコンスタレーション、エラー・ベクトルの振幅対時間、周波数応答 (図28)、群遅延

図28. IFフィルタの好ましくないチルトとリップル



4. まとめ

デジタルRF通信受信機は、デザイン、テスト、およびトラブルシューティングが困難です。本アプリケーション・ノートでは、I/Q復調器とサンプルドIFの2つのデジタル無線受信機デザインを取り上げています。受信機は、厳しい適合規格に合致しなければなりません。一般的なインチャネルおよびアウトオブチャネル・テストによって、受信機デザインがこれらの規格に合うことを確認します。測定エラーを減らすには、測定の警告に注意しながら、一番良い実施方法に従う必要があります。基本的なトラブルシューティング手順が、デザイン問題の切り分けを容易にします。これらのテストおよびトラブルシューティング・テクニックを適用すれば、製品開発期間を短縮でき、受信機を製造して実際に用いるときの動作に対する信頼度が増します。

5. 付録：ビット・エラー・レート(BER)からエラー・ベクトル振幅(EVM)へ

BERは、受信機の性能を確認するための一番良い測定ですが、デジタル無線受信機のサブシステムでは、BERテストが常に可能なわけではありません。また、BERは問題が存在することを示しますが、問題の原因を識別する助けにはなりません。BERテストに代わるものとして、復調信号の品質検査があります。デジタルRF通信システムで最も広く用いられる変調品質の測定基準は、EVMです。EVMは、デジタル復調におけるエラーを定量化する方法を提供します。EVMは、復調信号の振幅および位相軌跡に影響を与える信号劣化にも敏感です。

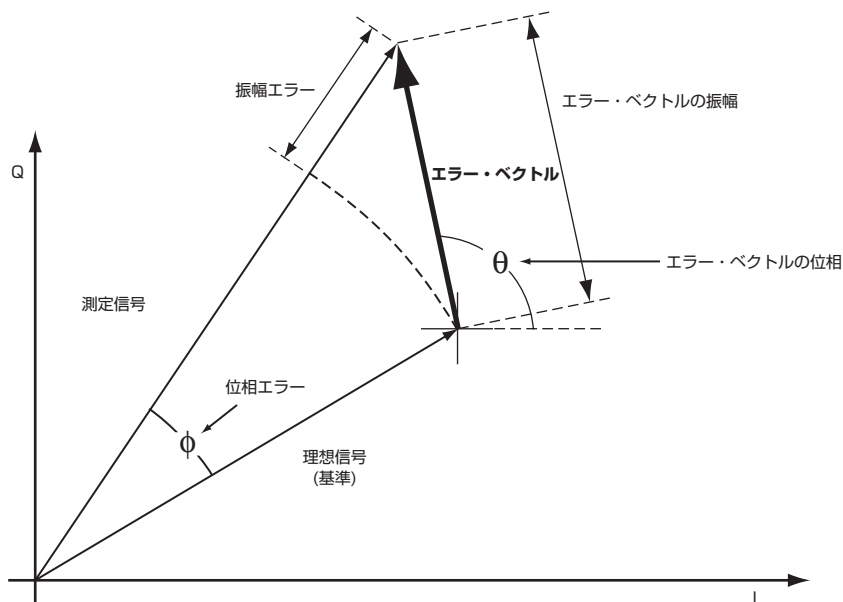
図29に示すように、エラー・ベクトルは、基準信号と測定信号とのベクトル差です。エラー・ベクトルは、振幅成分と位相成分を含む複素量です。エラー・ベクトルは、理想信号を取ったあとに残る残留ノイズと歪みであるともいえます。EVMは、シンボル・クロック遷移の瞬間における、時間に対するエラー・ベクトル

の実効(rms)値です。規約により、EVMは、通常、シンボル時間で最も外部のシンボル振幅に対してノーマライズされ、パーセンテージとして表現されます。

$$EVM = (\text{実効エラー・ベクトル} / \text{最も外部のシンボル振幅}) \times 100\%$$

ポイント間の軌跡のエラー・ベクトル情報(Agilent 89441A VSAのエラー・ベクトルの振幅対時間表示で表示可能)によって、受信機デザインのベースバンド・フィルタリング問題のトラブルシューティングが容易になります(セクション3.2.4を参照)。また、エラー・ベクトルのスペクトラムによって、干渉信号の位置をより簡単に突きとめることができます(セクション3.2.2を参照)。2つのベクトル間の振幅エラーおよび位相エラーは、受信機で発生する不要な位相および振幅変調を表示するための1つの方法を提供します。

図29. EVMおよび関連量



EVMは、平均シンボル・パワーの平方根にノーマライズすることもできます。この方法では、EVMをSNRと関連付けることができます。

$$\text{SNR} = -20 * \log (\text{EVM} / 100\%)$$

上記の式の重要性は、SNRを介してEVMをBERに関連付けることができる点にあります。

多くのテキストには、図30に示すようにBERをSNRと関連付けた標準曲線が記載されています(23ページの参考文献[8]を参照)。通常、これらの曲線では、ノイズが有限のピーク・アベレージ比、すなわちクレスト・ファクタを持つ付加白色ガウス・ノイズ(AWGN)であると仮定しています。テキストでBER対SNRのプロットを生成するときに行った仮定は、必ずしも特定受信機にはあてはまりません。例えば、被測定受信機のノイズがAWGNでなく、ノイズに強いスペクトラム成分が存在する可能性があります。さ

らに、BER曲線の傾斜が急な場合は、測定したSNR(またはEVM)からBERを推測するとエラーになりがちです。しかしながらEVMは、測定しやすい性能指数として、デザイン変更のモニタ、デザイン問題の場所の特定、あるいはデザインが要求仕様に合致する度合いを示すBER測定のベースラインとして使用することができます。このように、BERとEVMは、予測信号品質のより一般的なインジケータであるSNRを介して関連付けられます(図31を参照)。

EVMおよび関連する量の測定により、デジタル無線受信機の性能をより正確に認識することができます。これらの信号品質測定を正しく適用すれば、信号の正確な劣化タイプを識別して、エラーの原因を正確に指摘することができます。EVM測定を使ってベクトル変調信号を解析、トラブルシューティングする方法の詳細については、23ページの参考文献[4]および[5]を参照してください。

図30. エラー対SNRの確率

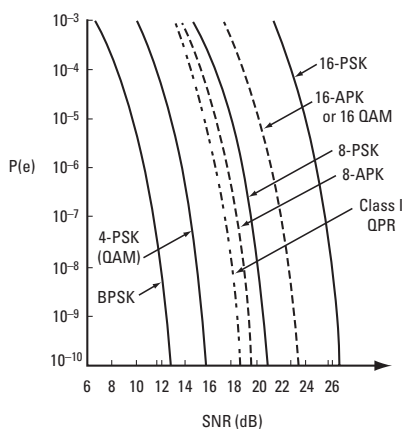
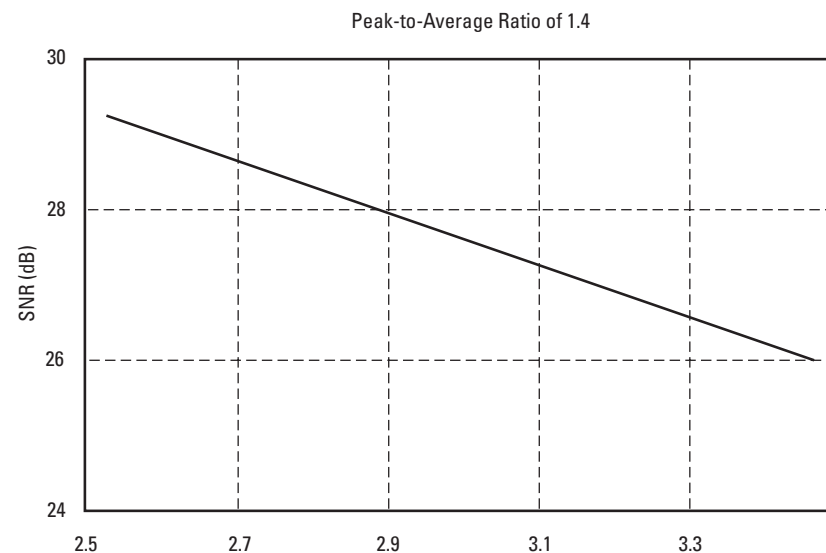


図31. クレスト・ファクタ1.4の場合のSNR対EVM



6. シンボルおよび略語

α	ナイキスト・フィルタのアルファ (ロールオフ・ファクタ)	IC	Integrated Circuit (集積回路)
ACP	Adjacent Channel Power (隣接チャネル漏洩電力)	IF	Intermediate Frequency (中間周波数)
ADC	Analog-to-Digital Converter (アナ ログ-デジタル・コンバータ)	ISI	Inter-Symbol Interference (符号間干渉)
AGC	Automatic Gain Control (自動利得制御)	ITU	International Telecommunications Union (国際電気通信連合)
ALC	Automatic Level Control (自動レベル制御)	LNA	Low-Noise Amplifier (低ノイズ増幅器)
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit (特定用途向け集積回路)	LO	Local Oscillator (局部発振器)
AWGN	Additive White Gaussian Noise (付加白色ガウス・ノイズ)	NADC	North American Digital Cellular (北米デジタル・セルラ)
BER	Bit Error Rate (ビット・エラー・レート)	PDC	Pacific Digital Cellular (パシフィッ ク・デジタル・セルラ)
BERT	Bit Error Rate Tester (ビット・エラ ー・レート・テスト)	PHS	Personal Handyphone System (パー ソナル・ハンディホン・システム)
BT	ガウス・フィルタの帯域幅時間積 (ロールオフ・ファクタ)	PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence (擬似ランダム・バイナリ・シー ケンス)
CDMA	Code Division Multiple Access (符号分割多元接続)	Q	Quadrature-phase (直交位相)
CW	Continuous Wave (連続波)	RBER	Residual Bit Error Rate (残留ビット・エラー・レート)
DDC	Digital Down Converter (デジタ ル・ダウン・コンバータ)	RF	Radio Frequency (無線周波数)
DSP	Digital Signal Processor (デジタル信号プロセッサ)	SMR	Specialized Mobile Radio (移動無線)
DUT	Device Under Test (被測定デバイス)	SAW	Surface Acoustic Wave (表面弾性波)
ETSI	European Telecommunications Standard Institute (ヨーロッパ電気通信標準協会)	SNR	Signal-to-Noise Ratio (SN比)
EVM	Error Vector Magnitude (エラー・ベクトル振幅)	TDMA	Time Division Multiple Access (時分割多元接続)
FER	Frame Erasure Rate (フレーム消去レート)	TIA	Telecommunications Industry Association (米国電気通信工業会)
FFT	Fast Fourier Transform (高速フーリエ変換)	TOI	Third-Order Intercept (3次インターセプト)
GSM	Global System for Mobile communi- cations (移動体通信用グローバ ル・システム)	UUT	Unit Under Test (被測定ユニット)
I	In-phase (同相)	VNA	Vector Network Analyzer (ベクト ル・ネットワーク・アナライザ)
		VSA	Vector Signal Analyzer (ベクトル・ シグナル・アナライザ)

7. 参考文献

- [1] デジタルRF通信送信機デザインのテストおよびトラブルシューティング、Application Note 1313、カタログ番号5968-3578J
- [2] 通信システムのデジタル変調-入門編、Application Note 1298、カタログ番号5965-7160J
- [3] Agilent ESG-DシリーズRF信号発生器、オプションUN7を用いたビット・エラー・レート測定、カタログ番号5966-4098J
- [4] デジタルRF通信システム開発におけるベクトル変調解析の応用、Product Note 89400-8、カタログ番号5091-8687J
- [5] パーフェクトなデジタル復調測定のための10ステップ、Product Note 89400-14A、カタログ番号5966-0444J
- [6] RFおよびマイクロ波の雑音指数測定の基礎、Application Note 57-1、カタログ番号5952-8255J
- [7] Measuring Third-Order Intermodulation, N dB Bandwidth, and Percent AM with Built-in Functions, Product Note 8590-8、カタログ番号5091-4052E
- [8] K. Feher, Digital Communications, Prentice Hall 1981: Englewood Cliffs, New Jersey
- [9] Theodore S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practices, Prentice Hall 1996: Upper Saddle River, New Jersey
- [10] Bernard Sklar, Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization, IEEE Communications Magazine, July 1997, Vol. 35 No. 7
- [11] Robert H. Walden, Performance Trends for Analog-to-Digital Converters, IEEE Communications Magazine, February 1999, Vol. 37 No. 2

サポート、サービス、およびアシスタンス

アジレント・テクノロジーが、サービスおよびサポートにおいてお約束できることは明確です。リスクを最小限に抑え、さまざまな問題の解決を図りながら、お客様の利益を最大限に高めることにあります。アジレント・テクノロジーは、お客様が納得できる計測機能の提供、お客様のニーズに応じたサポート体制の確立に努めています。アジレント・テクノロジーの多種多様なサポート・リソースとサービスを利用すれば、用途に合ったアジレント・テクノロジーの製品を選択し、製品を十分に活用することができます。アジレント・テクノロジーのすべての測定器およびシステムには、グローバル保証が付いています。製品の製造終了後、最低5年間はサポートを提供します。アジレント・テクノロジーのサポート政策全体を貫く2つの理念が、「アジレント・テクノロジーのプロミス」と「お客様のアドバンテージ」です。

アジレント・テクノロジーのプロミス

お客様が新たに製品の購入をお考えの時、アジレント・テクノロジーの経験豊富なテスト・エンジニアが現実的な性能や実用的な製品の推奨を含む製品情報をお届けします。お客様がアジレント・テクノロジーの製品をお使いになる時、アジレント・テクノロジーは製品が約束どおりの性能を発揮することを保証します。それらは以下のようなことです。

- 機器が正しく動作するか動作確認を行います。
- 機器操作のサポートを行います。
- データシートに載っている基本的な測定に係わるアシストを提供します。
- セルフヘルプ・ツールの提供。
- 世界中のアジレント・テクノロジー・サービス・センタでサービスが受けられるグローバル保証。

お客様のアドバンテージ

お客様は、アジレント・テクノロジーが提供する多様な専門的テストおよび測定サービスを利用することができます。こうしたサービスは、お客様それぞれの技術的ニーズおよびビジネス・ニーズに応じて購入することが可能です。お客様は、設計、システム統合、プロジェクト管理、その他の専門的なサービスのほか、校正、追加料金によるアップグレード、保証期間終了後の修理、オンサイトの教育およびトレーニングなどのサービスを購入することにより、問題を効率良く解決して、市場のきびしい競争に勝ち抜くことができます。世界各地の経験豊富なアジレント・テクノロジーのエンジニアが、お客様の生産性の向上、設備投資の回収率の最大化、製品の測定精度の維持をお手伝いします。

アジレント・テクノロジー株式会社

本社 〒192-8510 東京都八王子市高倉町9-1

計測
お客様窓口

受付時間 9:00～19:00
(12:00～13:00も受付中)
※土・日・祭日を除く

FAX、E-mail、Webは**24**時間受け付けています。

TEL ☎ **0120-421-345**
(0426-56-7832)

FAX ☎ **0120-421-678**
(0426-56-7840)

E-mail: contact_japan@agilent.com

電子計測ホームページ

<http://www.agilent.co.jp/find/tm>

- 記載事項は変更になる場合があります。
ご発注の際はご確認ください。

Copyright 2002

アジレント・テクノロジー株式会社



電子計測UPDATE

www.agilent.com/find/emailupdates-japan

Agilentからの最新情報を記載した電子メールを無料でお送りします。



Agilent Technologies

July 3, 2002
5968-3579J
0000-00DEP