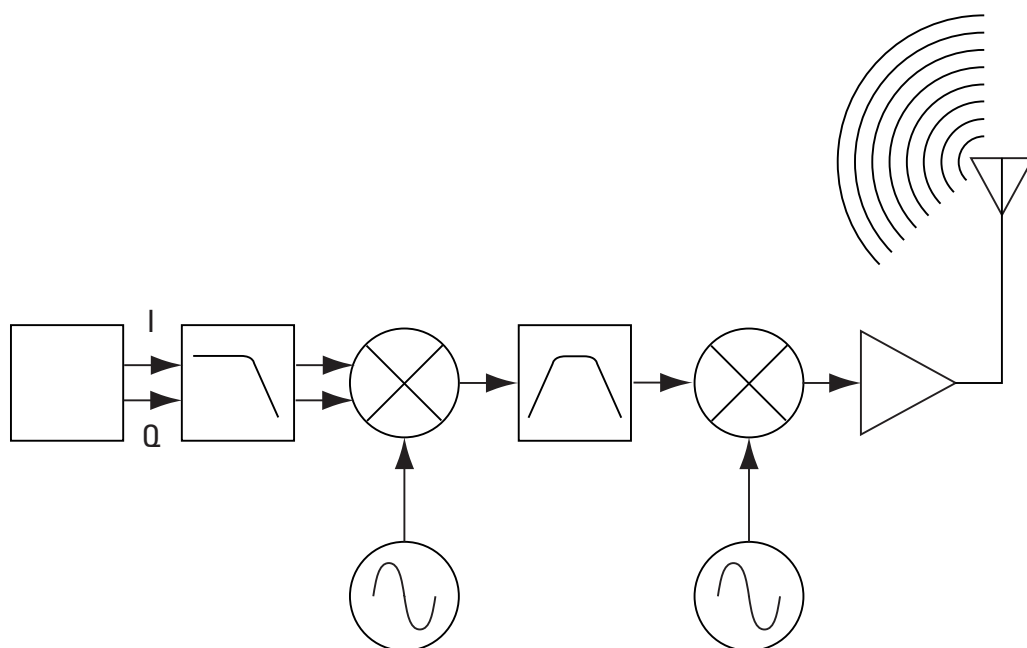


Agilent Technologies
ワイヤレス・テスト・ソリューション

デジタルRF
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



ご注意

2002 年 6 月 13 日より、製品のオプション構成が変更されています。
カタログの記載と異なりますので、ご発注の前にご確認をお願いします。



Agilent Technologies
Innovating the HP Way

はじめに

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。しかも、ワイヤレス・カスタマは、サービス・プロバイダが提供するワイヤラインの品質に対して有線通信と同等の品質を期待しています。サービス・プロバイダは、非常に限定された狭い無線スペクトラムにすでに大きな投資を行っています。その結果、ネットワーク機器メーカーは、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。

機器デザインの初期段階では、厳しいテストを実施してシステムの相互接続性を確認します。複雑化する一方のデジタル変調は、常にプロジェクトのデッドラインに追われるデザイン・チームに、さらなる負担となっています。デザイナーは、適合性をテストするだけでなく、測定結果から考えられる問題の原因を速やかに推論しなければなりません。

本アプリケーション・ノートでは、それぞれの送信機テストの重要性と、各テストで送信機デザインの一般的な劣化を識別する方法について説明します。

本アプリケーション・ノートでは、セルラ通信送信機を取り上げていますが、ここで説明する測定および問題の一部は他のデジタル通信システムにも適用できます。

本アプリケーション・ノートの内容は、以下のとおりです。

1. デジタル通信送信機の動作原理
2. 送信機のテスト方法および重要なテスト機器の特性
3. 送信機の一般的な劣化およびトラブルシューティング方法

参照として以下の情報も記載されています。

- 詳細なトラブルシューティング手順(付録A)
- 測定器機能の表(付録B)
- 用語集
- 参考文献のリスト

アプリケーション・ノートの最初の2つの章、トピック1と2は、デジタル通信システムに対する基本的知識を持つ、新人の研究開発エンジニアを対象としています。3番目の章は、デジタル通信送信機デザインのテスト経験を持つ研究開発エンジニアを対象としています。本アプリケーション・ノートの必須バックグラウンドであるデジタル変調テクニックに関する基本的情報については、以下を参照してください。

**Digital Modulation in Communications Systems—
An Introduction (参考文献 [1])**

ここで説明する測定および問題は、ほとんどの無線通信システムに適用できます。一般的なテクノロジーや標準に固有の一部の測定についても触れています。CDMAおよびGSM測定の詳細については、以下を参照してください。

**Understanding CDMA Measurements for Base Stations
and Their Components (参考文献 [2])**

**Understanding GSM Transmitter Measurements for
Base Transceiver Stations and Mobile Stations (参考文献 [3])**

**Understanding PDC and NADC Transmitter Measurements
for Base Transceiver Stations and Mobile Stations (参考文献 [4])**

本アプリケーション・ノートでは、デジタル通信受信機についても触れていますが、受信機の測定と劣化については説明しません。デジタル通信受信機の詳細については、以下を参照してください。

**デジタルRF通信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 (参考文献 [5])**

注：上記のアプリケーション・ノートは、次のウェブ・サイトからダウンロードしてローカルに印刷できます。

<http://www.tmo.hp.com/tmo/Notes/English/index.html>

目次

1. 無線デジタル通信システム	6
1.1 デジタル通信送信機	6
1.1.1 アナログI/Q変調器対デジタルIF	7
1.1.2 その他のインプリメンテーション	8
1.2 デジタル通信受信機	8
2. 送信機デザインのテスト	9
2.1 測定モデル	9
2.2 測定ドメイン	10
2.2.1 時間ドメイン	10
2.2.2 周波数ドメイン	10
2.2.3 変調ドメイン	11
2.3 インバンド測定	12
2.3.1 インチャネル測定	12
2.3.1.1 チャネル帯域幅	12
2.3.1.2 搬送周波数	12
2.3.1.3 チャネル・パワー	13
2.3.1.4 占有帯域幅	14
2.3.1.5 ピークツーアベレージ・パワー比およびCCDF曲線	14
2.3.1.6 タイミング測定	16
2.3.1.7 変調品質測定	17
2.3.1.7.1 エラー・ベクトル振幅(EVM)	17
2.3.1.7.2 I/Qオフセット	20
2.3.1.7.3 位相および周波数エラー	20
2.3.1.7.4 周波数応答および群遅延	21
2.3.1.7.5 ロー	22
2.3.1.7.6 コード・ドメイン・パワー	22
2.3.2 アウトオブチャネル測定	23
2.3.2.1 隣接チャネル漏洩電力比(ACPR)	23
2.3.2.2 スプリアス	25
2.4 アウトオブバンド測定	25
2.4.1 スプリアスおよび高調波	25
2.5 送信機性能テストを実行する最良の方法	26

3. 送信機デザインのトラブルシューティング	27
3.1 トラブルシューティング手順	27
3.2 劣化	28
3.2.1 圧縮	29
3.2.2 I/Q劣化	32
3.2.3 不適当なシンボル・レート	37
3.2.4 誤ったフィルタ係数および不適当なウィンドウ関数	39
3.2.5 不適当な補間	42
3.2.6 IFフィルタのチルトまたはリップル	46
3.2.7 LOの不安定性	48
3.2.8 干渉トーン	51
3.2.9 AM-PM変換	52
3.2.10 DSPおよびDAC劣化	54
3.2.11 パースト整形劣化	58
4. まとめ	60
付録A：詳しいトラブルシューティング手順	61
付録B：測定器の機能	62
5. 用語集	63
6. 参考文献	64
7. 関連カタログ	64

1. 無線デジタル通信システム

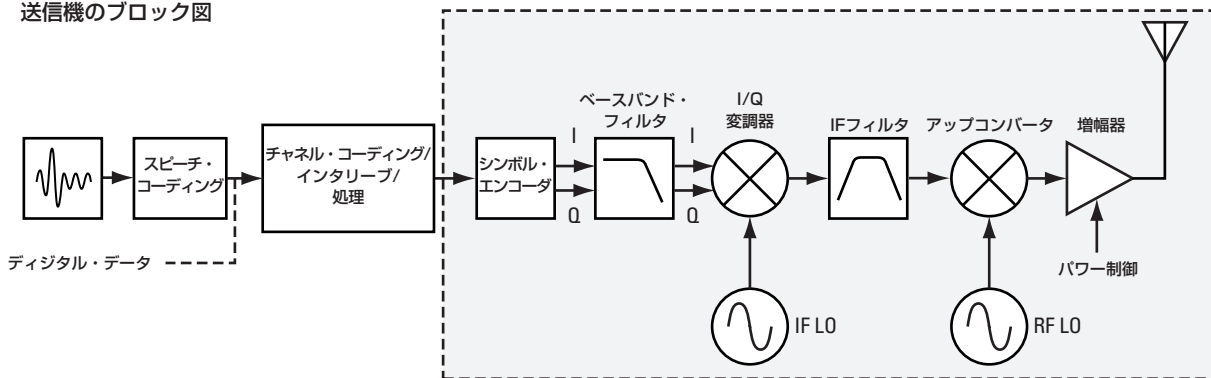
無線通信システムの性能は、送信機、受信機および通信が発生するエア・インタフェースにかかっています。本章では、デジタル通信送信機の動作原理を示し、送信機の最も一般的なバリエーションについて説明します。最後に、相補型デジタル通信受信機の動作についても簡単に説明します。

1.1 デジタル通信送信機

図1に、I/Q変調を使用するデジタル通信送信機の簡単なブロック図を示します。I/Q変調器は、通常、高性能送信機に用いられます。

本アプリケーション・ノートでは、図1で強調表示されたセクションを取り上げています。送信機のこのセクションに対する測定および一般的な劣化については、次章以降で説明します。送信機の前段には、スピーチ・コーディング(音声送信の場合)、チャネル・コーディング、インタリーブがあります。スピーチ・コーディングはアナログ信号を量子化し、デジタル・データに変換します。スピーチ・コーディングでは圧縮も利用して、データ・レートを最小化し、スペクトル効率を上げています。チャネル・コーディングとインタリーブは、エラーに対する一般的な防護テクニックです。データも処理され、フレーム構造にされます。フレーム構造は、システムまたは準拠する標準によって異なります。

図1.
デジタル通信
送信機のブロック図



シンボル・エンコーダは、特定システムのI/Q平面上のシンボル・マッピングに応じて、シリアル・ビット・ストリームを適切なIおよびQベースバンド信号に変換します。エンコーダの重要なパートはシンボル・クロックです。シンボル・クロックは、周波数と個々のシンボルの送信の正確なタイミングを決定します。

生成されたIおよびQベースバンド信号はフィルタリングされます。フィルタリングはステート間的高速遷移を遅らせ、これによって周波数スペクトラムが制限を受けます。正しいフィルタを使用して、符号間干渉(ISI)を最小限に抑える必要があります。ナイキスト・フィルタは、スペクトラムの制限中にISIを最小化する特殊クラスのフィルタです。システムの全体性能を改善するためには、送信機と受信機の間でフィルタリングを共有します。この場合、ISIを小さくするには、フィルタに互換性があり、送信機と受信機でフィルタが正しく実現されている必要があります。

フィルタを通したIおよびQベースバンド信号は、I/Q変調器に送られます。変調器内の局部発振器(LO)は、中間周波数(IF)または直接、最終無線周波数(RF)で動作することができます。変調器の出力は、IF(またはRF)における2つの直交IおよびQ信号の組み合わせです。変調後、信号は必要に応じてRFまでアップコンバートされます。

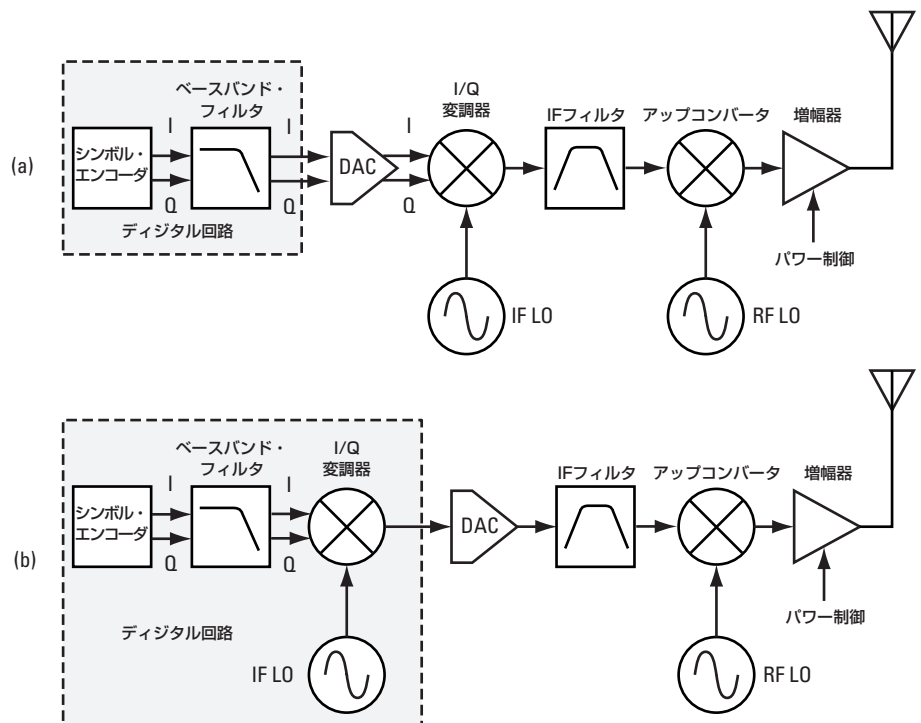
RF信号は、出力増幅器に送る前に、しばしば他の信号(他のチャネル)と結合されます。また増幅器は、信号タイプに適したものでなければなりません。

1.1.1 アナログI/Q変調器対デジタルIF

デジタル通信送信機はアナログ・ハードウェアを使ってデザインできますが、システムの一部をデジタルとして実現する傾向にあります。システムのどのセクションをデジタルとしてデザインするかは、無線ごとに異なります。このため、デジタル-アナログ・コンバータ(DAC)の位置も多様です。

例えば、ベースバンド・フィルタはFIR(有限インパルス応答)フィルタとしてデジタルに実現されていますが、I/Q変調器は、従来からアナログ・ハードウェアを使ってデザインされています。この場合、2個のDACを(各経路に1つずつ)I/Q変調器の前に使用します。しかしながら、最近ではI/Q変調器をデジタルとして実現する傾向が強まっています(デジタルIF)。これによって、より安定した結果が得られます。この場合、DACをIFに配置します。いずれの場合も、信号はRFではアナログです。

図2.
送信機の通常の
インプリメンテーション。
(a)アナログI/Q変調器、
(b)デジタルIF



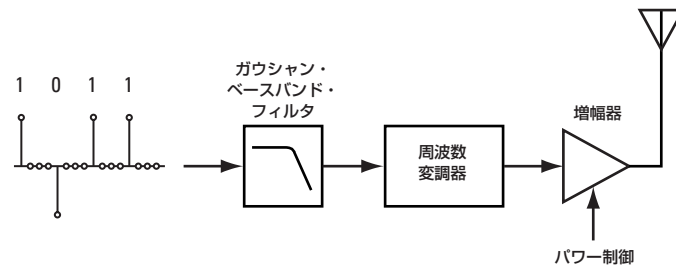
送信機のベースバンドおよびIFセクションをデジタルとして実現すると、アナログ・ハードウェアによる劣化の一部を回避できます。コンポーネントのエージングによるドリフト・エラーも除去されます。ただし、デジタル・ハードウェアも劣化を引き起こす可能性があります。それについては、本アプリケーション・ノートの最後の章で説明します。

1.1.2 その他のインプリメンテーション

実際問題として、これまで説明した一般的なブロック図には多くのバリエーションがあります。これらのバリエーションは、多重化の種類 (TDMAまたはCDMA)、変調スキーム (例えばOQPSK、GMSK)¹ など、使用するテクノロジーの特性に依存しています。

例えば、GSM¹送信機は、アナログ周波数変調器を使って簡単に実現することができます (図3)。GSMシステムでは符号間干渉はさほど重要ではないので、ナイキスト・フィルタでなくガウシアン・フィルタを用います。(参考文献[1]) I/Q変調器は、高性能GSM送信機でのみ使用します。

図3.
周波数変調器を
使ったGMSK送信機の
ブロック図

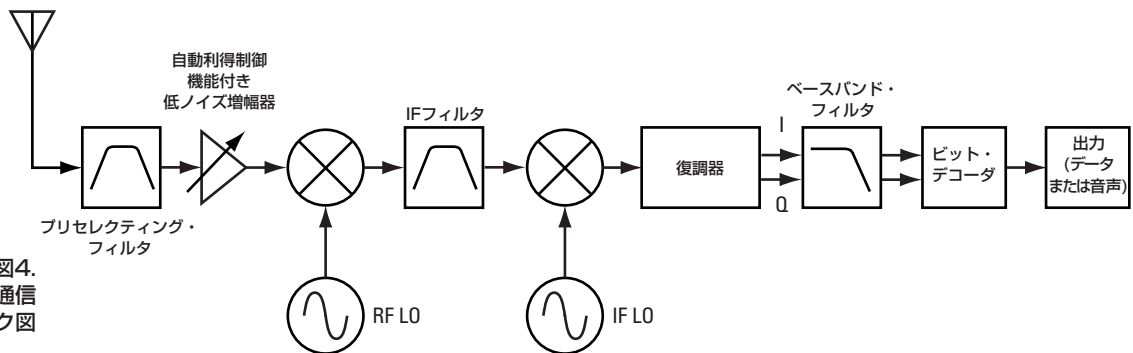


インプリメンテーションやシステムの違いによって発生するデザイン問題も異なるため、必要となる測定も違ってきます。例えば、TDMAテクノロジーでは、バースト・パラメータを測定して、隣接周波数チャネルおよび隣接タイムスロットとの干渉が許容限界内にあるか確認する必要があります。特定のテクノロジーに付随する一般的な測定および問題については、次章以降で説明します。

1.2 デジタル通信受信機

代表的な受信機 (図4) は、基本的には送信機の逆向きのインプリメンテーションです。デジタル通信受信機にはI/Q復調器がよく使用されますが、その他のデザインもあります。

図4.
デジタル通信
受信機のブロック図



受信機の構成もシステムや要求される性能によって異なります。例えば高性能セルラ受信機では、通常、イコライゼーションを使って、送信機、エア・インタフェース、または受信機自体の早期ステージにおける劣化によって生じるISIを抑えます。

デジタル受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』(参考文献[5])を参照してください。

1. これらの略語の意味については、用語集を参照してください。

2. 送信機デザインのテスト

デジタル通信送信機のデザイン中には、複数のテスト・ステージがあります。異なるコンポーネントやサブセクションは、最初に個別にテストします。適切な時期に送信機を完全に組み立てて、システム・テストを実施します。製品開発のデザイン段階では、デザインの堅牢性を確認する検証テストは厳格です。これらの厳格な適合試験によって、デザインがシステム条件に一致し、別のメーカーの機器と相互接続性があることを確認します。

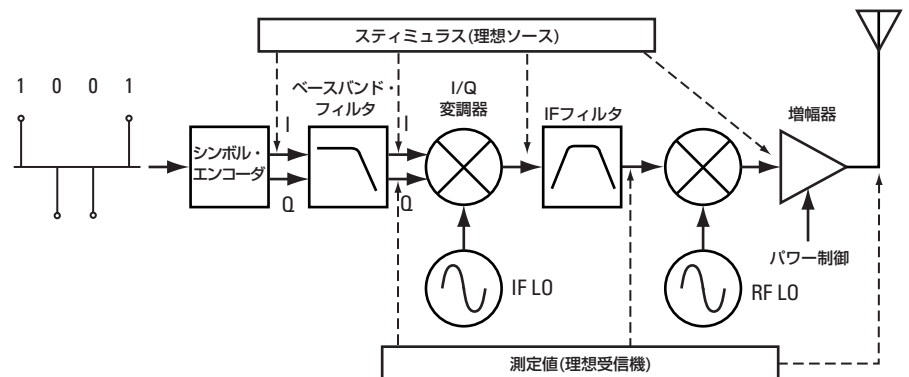
本章では、送信機の図1で強調表示した部分に対するテストを取り上げます。ここでは、アンテナ・ポートで実施する適合試験やその他の一般的な測定について説明します。送信機測定の多くは、全部のデジタル通信テクノロジーに共通ですが、測定の実施方法はいくらか異なります。CDMAやTDMAなどの特定テクノロジーで必要となる固有のテストについても説明します。

2.1 測定モデル

送信機の測定は、通常、最終信号が送られるアンテナ・ポートで行います。この場合、測定機器を理想受信機として用います。

異なるセクションをデザインするときには、さまざまなテスト・ポイントで送信機を調べる必要もあります。この場合、まだ使用できないセクションをエミュレートするためのステイミュラス信号が必要となります。これを実行するための機器は、足りない回路またはセクションの理想的な代用品として動作します。周波数応答、群遅延、歪み測定など、一部のコンポーネントおよびサブシステム測定のステイミュラスとして、従来から変調していない搬送信号が使われています。しかしながら、複素デジタル変調ステイミュラス信号を使った方がより現実的な測定結果が得られるので、複素デジタル変調ステイミュラス信号を使う割合が増えています。

図5.
測定モデル



個々のブロックやコンポーネントが分離できず、送信機の最終ステージでしか測定を実行できない場合があります。こうした場合は、アンテナ・ポートの測定から問題の原因を推論するしかありません。理想的なテスト・ツールには、測定の実行機能だけでなく、送信信号を解析してシステムの劣化についての洞察を提供する柔軟性がなければなりません。本アプリケーション・ノートでは、アンテナ・ポートで実施する送信機測定およびトラブルシューティングに焦点をあてています。しかしながら、これらの測定の一部は、送信機の別の場所でも実行することが可能です。例えば、信号品質測定は、送信機のRF、IF、またはベースバンド・セクションで実施できます。

2.2 測定ドメイン

送信信号は、異なるドメインで表示することができます。時間ドメイン、周波数ドメイン、変調ドメインは、信号の異なるパラメータに関する情報を提供します。理想テスト測定器は、3つのドメインすべてで測定を実行できます。

ここでは、スペクトラム・アナライザ(SA)とベクトル・シグナル・アナライザ(VSA)の2種類の送信機テスト測定器について説明します。各ドメインにおけるそれぞれの測定機能については、本章の次のセクションで説明します。Agilentのスペクトラム・アナライザとベクトル・シグナル・アナライザのリスト、およびデジタル通信送信機の測定とトラブルシューティングのための機能については、付録Bを参照してください。

2.2.1 時間ドメイン

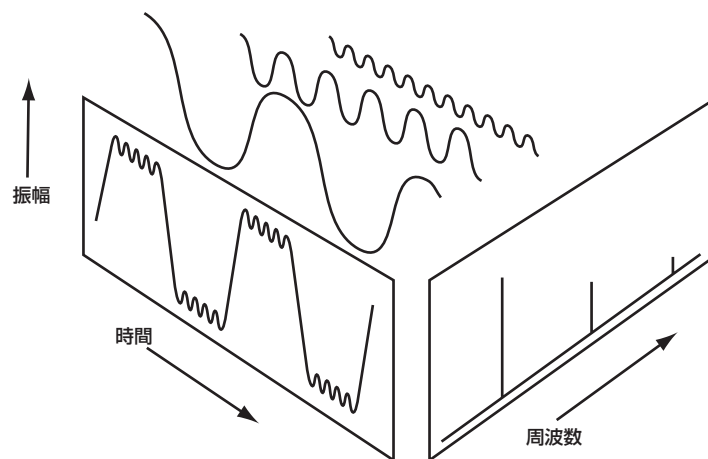
電気信号を観察するには、オシロスコープを使って時間ドメインで信号を表示します。しかしながら、オシロスコープには入力信号に対する帯域制限機能がなく、ダイナミック・レンジが限られています。ベクトル・シグナル・アナライザは、信号をベースバンドまでダウンコンバートし、信号のI成分とQ成分をサンプルします。ベクトル・シグナル・アナライザでは、信号を振幅対時間、位相対時間、IまたはQ対時間、I/Q極など、さまざまな座標系で表示することができます。掃引同調スペクトラム・アナライザは、信号を振幅(RF信号のエンベロープ)対時間として時間ドメインで表示できます。場合によってはスペクトラム・アナライザの機能を拡張して、IとQを測定することも可能です。

時間ドメイン解析は、バーストの形状とタイミングを測定する必要があるTDMAテクノロジーでは特に重要です。

2.2.2 周波数ドメイン

時間ドメインはRF信号に関するいくつかの情報を提供しますが、全体像を得ることはできません。信号をさらに解析するには、その周波数成分を観察します(図6)。スペクトラム・アナライザとベクトル・シグナル・アナライザはどちらも、周波数ドメイン測定を実行することができます。スペクトラム・アナライザとベクトル・シグナル・アナライザの主な違いとして、従来型スペクトラム・アナライザは掃引同調受信機ですが、ベクトル・シグナル・アナライザは時間データを捕捉し、高速フーリエ変換(FFT)を実行して周波数スペクトラムを表示します。さらに、VSAは信号の振幅と位相の両方を測定します。

図6.
時間ドメインと
周波数ドメイン

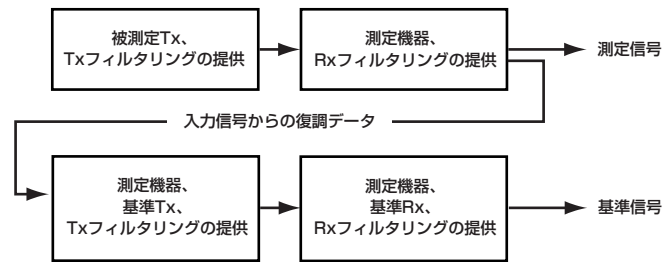


周波数ドメインにおける測定は、信号がスペクトル占有、隣接チャネル、システムのスプリアス干渉条件に合致するか確認する際に重要です。

2.2.3 変調ドメイン

RF信号を復調する場合、ベースバンド信号の品質を解析するには、ベースバンド信号を理想基準と比較します。この基準は、通常、元のデータ・シーケンスを復元できるものと仮定して測定器による計算から導出します。復調では、ベースバンドIおよびQ信号を復元する前に適切なフィルタリングを適用し、これらの信号をシンボル・レートでサンプリングして実際のシンボルを復元します(図7)。

図7.
変調品質測定のための信号の復調と基準信号の計算



ベクトル・シグナル・アナライザは、信号を復調し、変調品質測定を実行することができます。追加ハードウェアおよびソフトウェアを持つ掃引同調アナライザでも、復調と変調品質の解析が可能です。

ベースバンド信号の特性の表示や変調品質の解析には、さまざまな表示フォーマットや機能が使用できます。

- I/Q極(ベクトル)およびコンスタレーション・ダイアグラム
- エラー・ベクトル振幅(EVM)、振幅エラー、位相エラー、周波数エラー、ロー(ρ)、I/QオフセットなどのI/Q品質測定基準を記載したサマリ・テーブル
- エラー・ベクトルの振幅対時間およびエラー・ベクトル対周波数(エラー・ベクトル・スペクトラム)
- 振幅エラーおよび位相エラー対時間または周波数
- アイおよびトレリス・ダイアグラム
- シンボル・テーブル
- イコライゼーション。周波数応答測定と群遅延測定を可能にします。
- コード・ドメイン解析

これらの表示フォーマットと機能の一部については、本章の変調品質測定のセクションで簡単に説明します。一般的な変調品質表示の詳細については、参考文献[1]を参照してください。

表示フォーマットと上記の機能を組み合わせて、次章で説明するように、デザインの潜在的な問題のトラブルシューティングに使用できます。さらに、位相復調や周波数復調などのアナログ復調ツールを使って、デジタル通信送信機に特有な問題をトラブルシューティングできます。例えば、次章で説明するように、LOの不安定性のトラブルシューティングには位相復調が用いられます。

2.3 インバンド測定

デジタル通信送信機のテストに必要な測定は、使用するテクノロジーや準拠する標準に関係なく、インバンド測定とアウトバンド測定に分けることができます。

インバンド測定は、システムに割り当てられた周波数帯 (例えば、GSM の場合は 890MHz~960MHz) 内で実行される測定です。インバンド測定はさらにインチャネル測定とアウトオブチャネル測定に分けることができます。

2.3.1 インチャネル測定

デジタル通信システムにおけるチャネルの定義は、使用するテクノロジーによって異なります。一般的なセルラ・デジタル通信テクノロジーでは、周波数と空間における (地理的) 多重化以外に、時間または符号多重化を使用します。TDMA テクノロジーでは、チャネルは、繰り返しフレーム¹内の特定周波数とタイムスロット¹番号によって定義されますが、CDMA テクノロジーでは、チャネルは特定周波数と符号によって定義されます。インチャネルおよびアウトオブチャネルは、目的の特定周波数帯 (周波数チャネル) のみを指し、その周波数帯内の特定のタイムスロットやコード・チャネルは指しません。

2.3.1.1 チャネル帯域幅

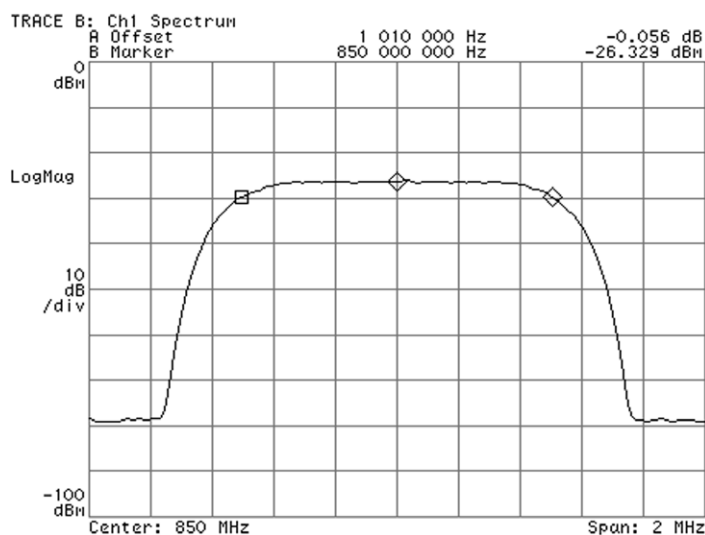
送信機をテストするには、まず送信信号のスペクトラムを観察します。デザインにおける主要なエラーは、スペクトラム形状に現れます。ルートレイズド・コサイン・フィルタ (ルート・ナイキスト・フィルタ) を持つ送信機の場合、被変調周波数チャネルの3dB帯域幅は、シンボル・レートとほぼ等しくなります。例えば、図8で、シンボル・レートが1MHzの場合、3dB帯域幅の測定値は1.010MHzです。したがって、この測定値を使ってシンボル・レートの全体のエラーを判断することができます。

2.3.1.2 搬送周波数

周波数エラーによって隣接周波数チャネルに干渉が起きる可能性があります。周波数エラーが、受信機の搬送波復元過程で問題を発生させる場合もあります。デザインは、送信機が正しい周波数で動作していることを確認する必要があります。ほとんどの変調フォーマットでは、搬送周波数はスペクトラムの中心に位置します。搬送周波数を近似するには、3dB帯域幅の中心を計算します。例えば、図8では、搬送周波数の測定値は850MHzです。

1. 定義については、用語集を参照してください。

図8.
搬送周波数および
チャンネル帯域幅測定



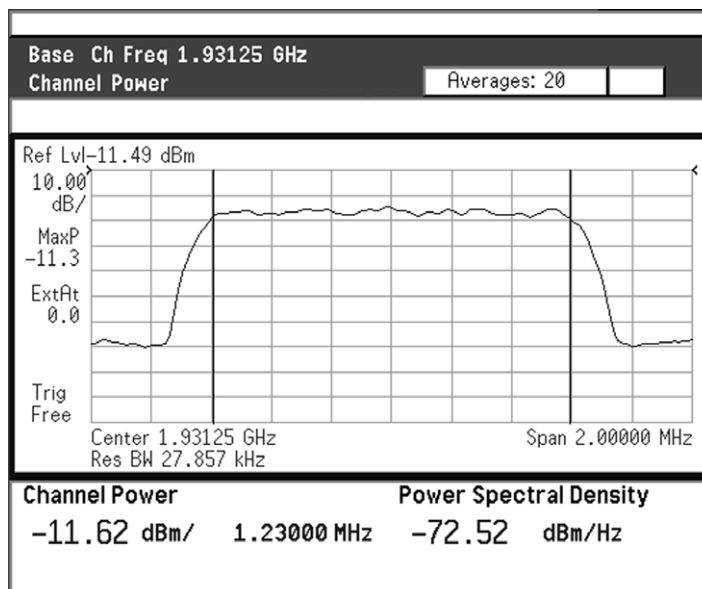
以下に、その他の一般的な搬送周波数の求め方を示します。

- 変調していない搬送波を周波数カウンタで測定する。
- 占有帯域幅測定の重心を計算する(セクション2.3.1.4を参照)。占有帯域幅測定を実行するときに、テスト機器によって図10に示すような搬送周波数エラーの表示が得られます。
- 変調品質測定を実行するときに、サマリ・テーブルに示した周波数エラー測定基準を使用する(図15を参照)。

2.3.1.3 チャンネル・パワー

チャンネル・パワーは、目的信号の周波数帯域幅における平均パワーです。測定は、通常、対象周波数帯域のパワーの積分として定義されますが、実際の測定方法は標準によって異なります。(参考文献 [2] [3] [4])

図9.
チャンネル・パワー
測定



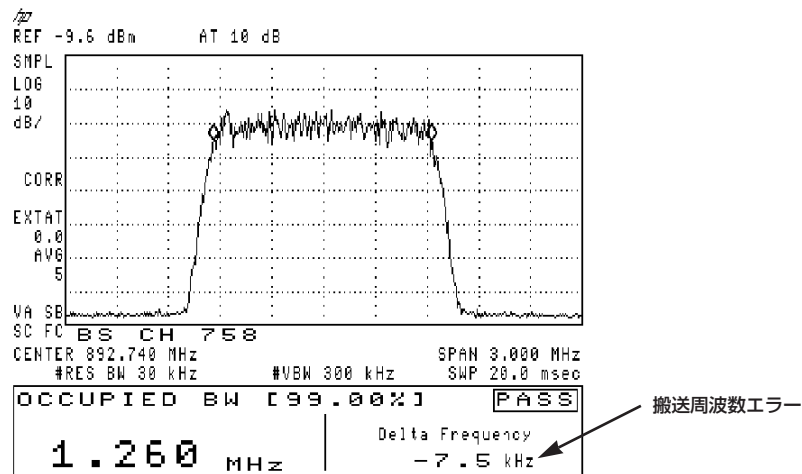
パワーは、すべての通信システムの基本パラメータです。無線システムの最終目標は、各リンクを最小パワーで余裕を持って維持することにあります。最小パワーで維持すると、システム全体の干渉を最小に抑えることができ、移動機の場合にはバッテリーの寿命が長くなるという2つの利点があります。このため、出力パワーは、厳しい限界値内で制御します。送信機のパワーが小さすぎると、リンクの性能が損なわれます。パワーが大きすぎると、他の送信機との干渉が大きくなり、バッテリーの寿命が短くなりすぎます。

全体の干渉が容量の制限要因となるCDMAシステムでは、各移動体のパワーの制御は、最大容量を達成する上でも不可欠です。このため、システムの容量、カバレッジ、信号品質の定義には、送信パワーの正確な制御が非常に重要です。

2.3.1.4 占有帯域幅

占有帯域幅は、チャンネル・パワーと密接に関係しています。占有帯域幅は、被変調信号の総パワーの所定パーセンテージ(多くの場合99%)でどれだけ周波数スペクトラムがカバーされるかを示します。例えば、図10では、パワーの99%を含む帯域幅は1.260MHzです。歪み(高調波または相互変調)によって指定帯域幅の外にパワーが生成されます。

図10.
占有帯域幅測定



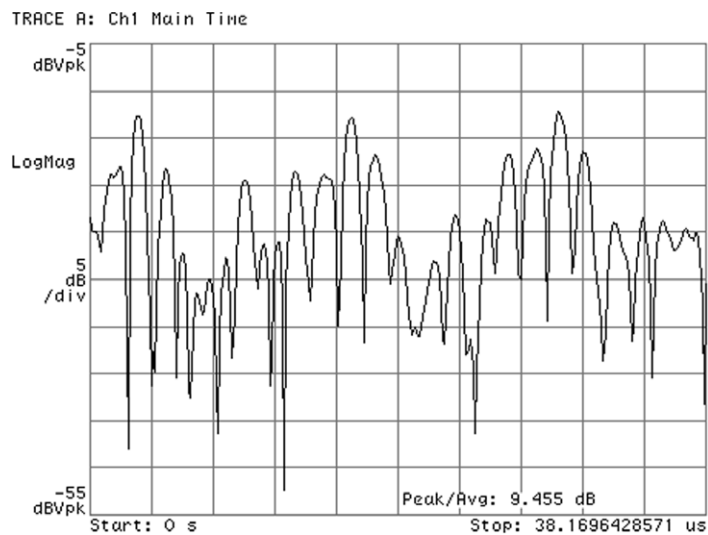
2.3.1.5 ピークツーアベレージ・パワー比およびCCDF曲線

以下で定義するピークツーアベレージ・パワー比とCCDF曲線は、時間ドメイン波形における統計測定です。

ピークツーアベレージ・パワー比は、所定の時間周期内の、信号の平均エンベロップ・パワーに対するピーク・エンベロップ・パワーの割合です。

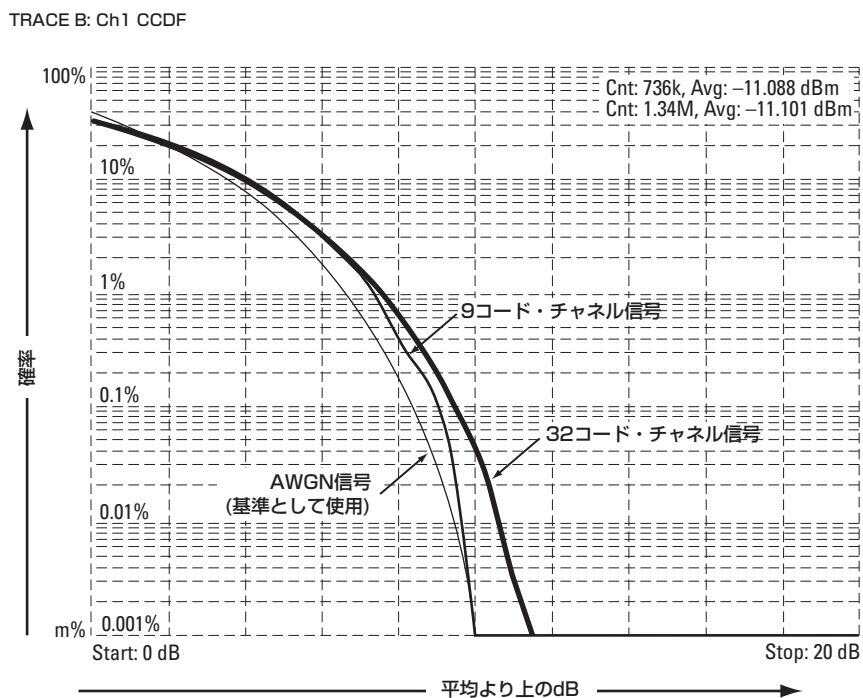
一部の測定器は、ピークツーアベレージ・パワー統計情報を提供します。すなわち、ピーク・エンベロップ・パワーは、絶対ピークでなく、ある確率に付随するパワー・レベルとして示されます。例えば図11では、測定によって、99.99%の時間、パワーが平均から9.455dB上のレベルより小さいことがわかります。これは、信号のパワーが平均より9.455dB以上大きい可能性が.01%あることを意味します。

図11.
ピークツー
アベレージ・パワー比
統計情報



信号のパワー統計情報を完全に特性評価するには、これらの測定を複数実行して、結果をCCDF (Complementary Cumulative Distribution Function : 相補累積分布関数) グラフで表示します。CCDF曲線は、異なる確率およびピークツーアベレージ比に対して、パワーがあるピークツーアベレージ比以上になる確率を示します。ピークツーアベレージ比が高くなるほど、ピークツーアベレージ比に達する確率は下がります。

図12.
CCDF曲線



信号の統計情報によって、増幅器や他のコンポーネントに要求されるマージンが決まります。異なるピークツーアベレージ統計情報を持つ信号は、送信機内のコンポーネントに違った方法でストレスをかけるので、異なるレベルの歪みが発生します。CCDF測定を送信機のさまざまなポイントで実行すれば、信号の統計情報および異なるセクションがこれらの統計情報に与える影響を調べることができます。これらの測定を送信機の出力で実行して、統計情報を予測曲線と比較することも可能です。CCDF曲線は、後で説明するように、隣接チャネル漏洩電力(ACP)測定にも関係します。

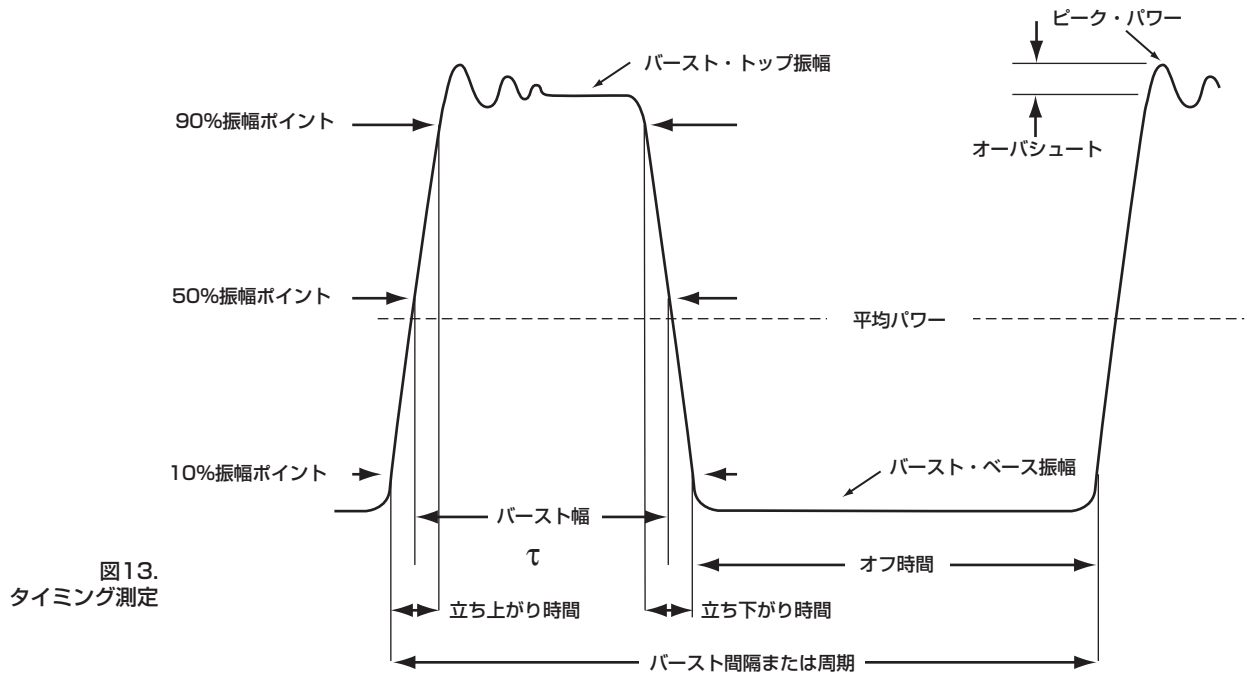
高いピークツーアベレージ比は、歪みレベルを上げるだけでなく、一部のコンポーネントの累積ダメージの原因となります。送信機の異なるポイントでCCDF測定を実行すると、このダメージを防ぐことができます。

ピークツーアベレージ比およびCCDF統計情報測定は、デジタル変調システムでは統計情報が変化するため特に重要です。例えば、CDMAシステムでは、信号の統計情報は、同時に存在するコード・チャネルの数とどのコード・チャネルが存在するかによって変化します。図12に、異なるコード・チャネル構成を持つ信号のCCDF曲線を示します。送信されるコード・チャネルが多くなるほど、所定のピークツーアベレージ比に達する確率が高くなります。

GSMのように定振幅変調スキームを使用するシステムでは、コンポーネント(パワー増幅器など)が複数の搬送波を搬送する必要がある場合に信号のピークツーアベレージ比が意味を持ちます。ほとんどのデジタル通信システムの基地局デザインでは、マルチキャリア・パワー増幅器を使用する傾向にあります。ピークツーアベレージ比およびCCDF曲線の詳細については、参考文献[6]参照してください。

2.3.1.6 タイミング測定

信号がバーストされるTDMAシステムでは一般的にタイミング測定が行われます。測定は、時間ドメインにおける搬送波のエンベロープを予め定めた限界値に対して評価します。測定には、バースト幅、立ち上がり時間、立ち下がり時間、オン時間、オフ時間、ピーク・パワー、オン・パワー、オフ・パワー、デューティ・サイクルがあります。



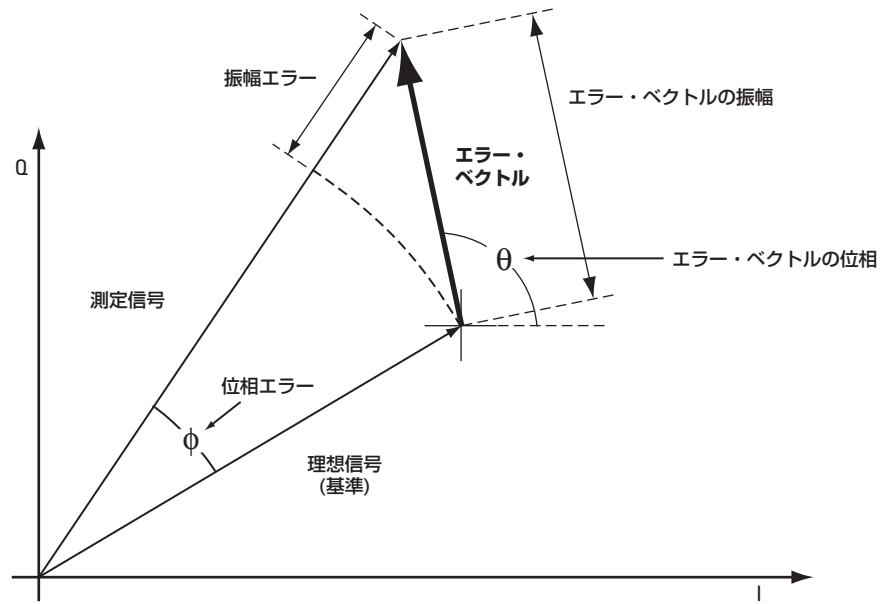
タイミング測定は主に、信号のターンオンまたはターンオフ中に、隣接周波数チャネルまたはタイムスロットとの干渉を最小にしたい場合に重要です。例えば、送信機があまりにゆっくりオフになると、TDMAフレームの次のタイムスロットのユーザは干渉を受けます。送信機があまりに速くオフになると、隣接周波数チャネルに拡散するパワーが増加します。(参考文献 [3] [4])

2.3.1.7 変調品質測定

デジタル変調信号の品質を測定する方法はいろいろあります。測定には、前述したように、送信信号の正確な復調、およびこの送信信号と計算から生成した理想または基準信号の比較が含まれます。実際の測定の定義は、主に変調スキームと準拠する標準によって異なります。例えば、NADCとPDCはエラー・ベクトル振幅 (EVM) を使用しますが、GSMは位相および周波数エラーを使用します。cdmaOneは、 ρ とコード・ドメイン・パワーを使います。これらを含めた変調品質測定については、次のセクション以降で説明します。

2.3.1.7.1 エラー・ベクトル振幅 (EVM)。 デジタル通信システムで最も広く使われている変調品質の測定基準はエラー・ベクトル振幅です。EVM測定を実行する際、アナライザは送信機出力をサンプルして、実際の信号軌跡を捕捉します。信号は、通常復調され、基準信号が計算式から算出されます。エラー・ベクトルは、理想基準信号と測定信号の間の所定時間におけるベクトル差です。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・ベクトルの振幅を振幅エラー、エラー・ベクトルの位相を位相エラーと混同しないでください。これらの違いを図14に示します。

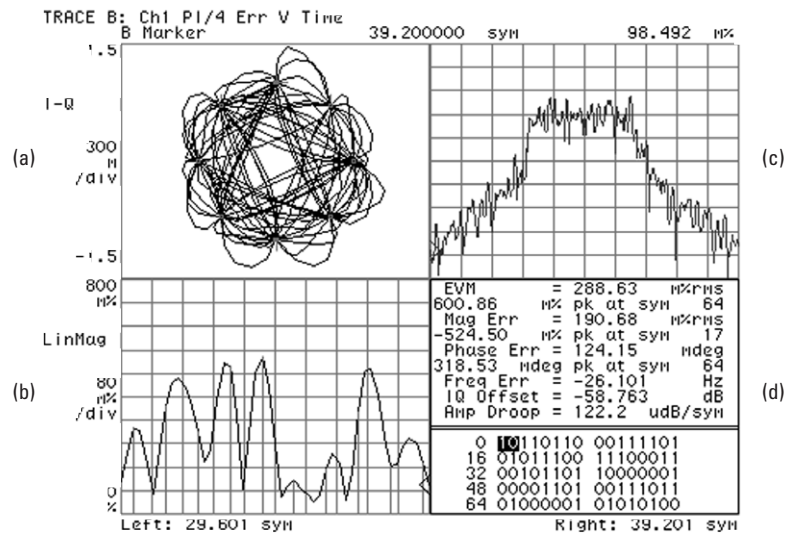
図14.
エラー・ベクトルと
関連パラメータ



エラー・ベクトル振幅は、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、最も外部のシンボルの振幅または平均シンボル・パワーの平方根に対してノーマライズされます。(参考文献[4])

コンスタレーションおよび極ダイアグラム以外に、本アプリケーション・ノートで触れるEVMに関連する重要な表示には、エラー・ベクトルの振幅対時間、エラー・ベクトルのスペクトル(エラー・ベクトル・スペクトラム)、位相エラー対時間、振幅エラー対時間があります。図15に、これらの表示のいくつかを示します。

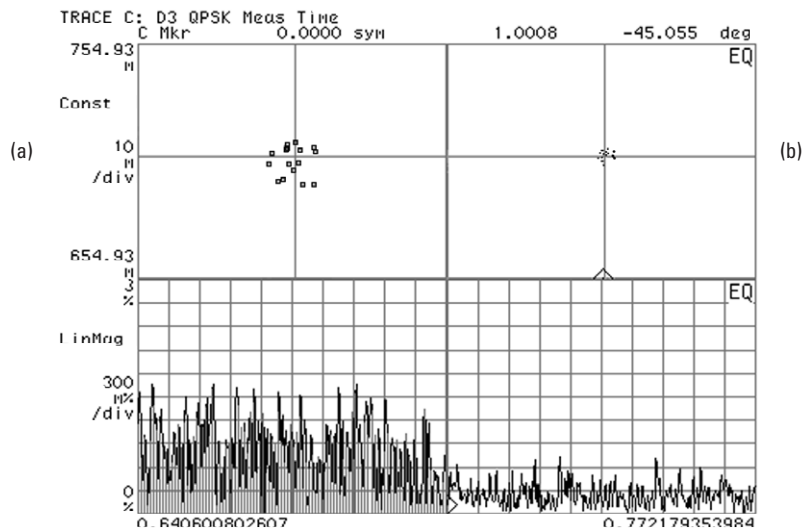
図15.
(a)極ダイアグラム、
(b)エラー・ベクトルの
振幅対時間、
(c)エラー・ベクトル・
スペクトラム、
(d)サマリ・テーブルと
シンボル・テーブル



EVMと各種関連表示は、デジタル変調フォーマットの信号の振幅および位相軌跡に影響を与える信号の不具合に敏感に反応します。シンボル・ポイントとシンボル間の遷移の両方で大きなエラー・ベクトルは、送信機のベースバンド、IFまたはRFセクションにおける問題を示唆します。本アプリケーション・ノート最後の章で示すように、送信機における各種問題を明らかにし、トラブルシューティングを行うには、異なる変調品質表示やツールが役立ちます。例えば、I/Qコンスタレーションを使えば、I/Q利得不平衡エラーを簡単に識別できます。小さなシンボル・レート・エラーを簡単に識別するには、エラー・ベクトルの振幅対時間表示を観察します。エラー・ベクトル・スペクトラムは、インチャネル・スプリアスの場所の特定に役立ちます。

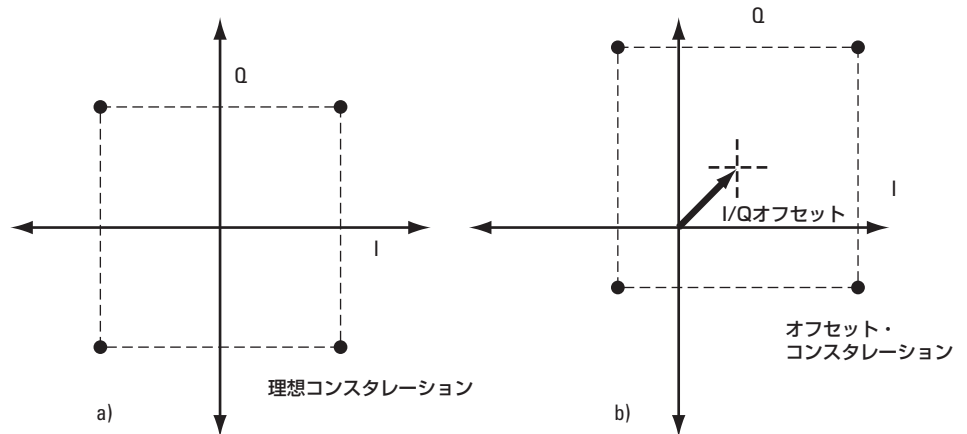
変調品質を示すEVMの値を向上させるには、測定機器でイコライゼーションを使用します。イコライゼーションは、デジタル通信受信機で一般的に用いられています。その第1の機能はマルチパスの影響を減少させることですが、送信機と受信機の両方で生成された一定の信号の不完全性が補正されます。こうした理由から、測定機器にイコライザがあると便利です。イコライザを持つ測定器は、受信機をより良くエミュレートします。すなわち、受信機のイコライザが除去する劣化は、測定機器によっても除去されます。したがって、システム性能にほとんど影響しない劣化は、測定EVMへの影響も最小になります。図16に、イコライゼーションを実行した場合としない場合のエラー・ベクトルの振幅対時間を示します。イコライゼーションを実行すると、コンスタレーション表示が大幅に改善され、エラー・ベクトルの振幅対時間が低くなります。測定テクニックを変えただけで、信号は変化していません。

図16.
コンスタレーション
(ズーム表示)および
エラー・ベクトルの
振幅対時間、
(a)イコライゼーション
を実行しない場合、
(b)イコライゼーション
を実行した場合



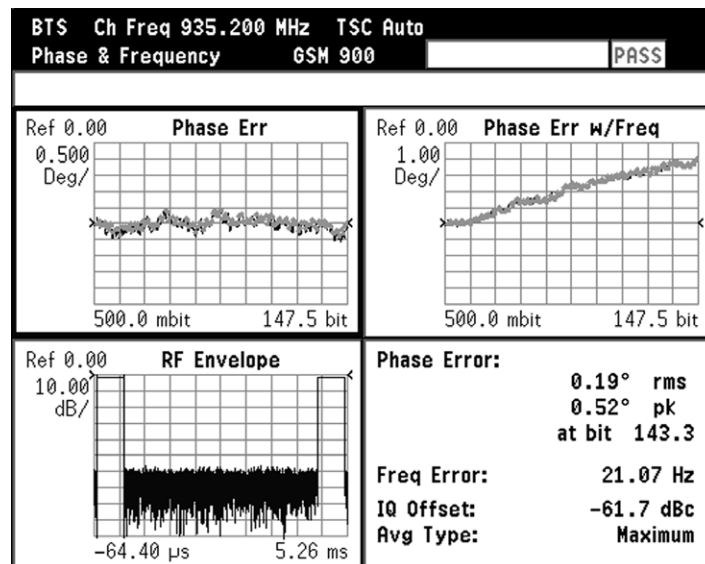
2.3.1.7.2 I/Qオフセット。IまたはQ信号におけるDCオフセットによって、図17に示すように、I/Qまたは原点オフセットが発生します。I/Qオフセットの結果、搬送波フィードスルーが起こります。一部の測定器は、このエラーを補正してから、コンスタレーションまたは極ダイアグラムを表示してEVMを測定します。この場合、I/Qオフセットは、個別のエラー測定基準として示されます。

図17.
(a)理想
コンスタレーション対
(b)オフセット・
コンスタレーション



2.3.1.7.3 位相および周波数エラー。GSMシステムで使用されるGMSKなどの定振幅変調フォーマットでは、信号品質の測定基準として、I/Q位相および周波数エラーの方がEVMより一般的です。EVMを使用する場合と同様に、アナライザは実際の位相軌跡を捕捉するために送信機出力をサンプルします。これを復調して、理想(または基準)位相軌跡を計算します。位相エラーを決定するには、実際の信号と基準信号を比較します。位相エラー信号の平均の傾きが周波数エラーです。この信号の短期変動は位相エラーとして定義され、実効値とピークで表示されます(図18を参照)。

図18.
位相および
周波数エラー測定



位相エラーは、送信機のベースバンド・セクションに問題があることを示しています。送信機の出力増幅器は、マルチキャリア信号に対して許容できないほど高い位相エラーを引き起こす歪みも生成します。バーストの初めにある位相エラーは、シンセサイザのセトリング時間が長すぎることを示します。実際のシステムでは、位相エラーが小さいと、特に限界値に近い信号条件では、受信機の復調機能が低下します。これにより、最終的に感度が下がります。

周波数エラーは、指定された搬送周波数と実際の搬送周波数の間の差です。安定した周波数エラーは、わずかに誤った搬送周波数を使用していることを示します。アナログ周波数変調器を使って実現された送信機の場合、不安定な周波数エラーは、LOの短期不安定性、不適切なフィルタリング、増幅器のAM-PM変換、誤った変調指数を示します。位相および周波数エラーとその他のGSM測定の詳細については、参考文献[3]を参照してください。

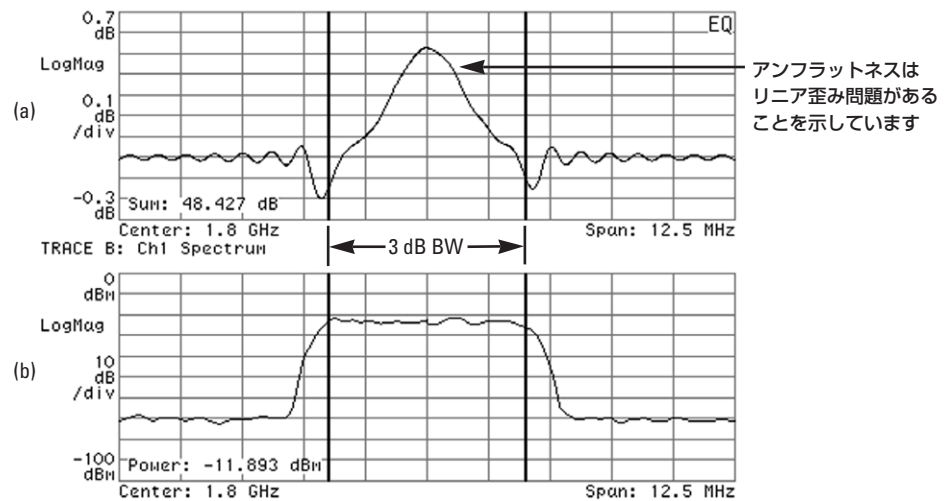
2.3.1.7.4 周波数応答および群遅延。前述のように、イコライゼーションは送信機、送信経路、または受信機における一定の信号劣化を補正します。イコライゼーションは、リニア歪みだけを除去します。信号が1台以上のリニア・デバイスを通るときに、デバイスの伝達関数に振幅のアンフラットネス(リップル、チルトなど)あるいは信号の帯域幅に対する群遅延変動があると、リニア歪みが発生します。IFのバンドパス・フィルタ、不適切なケーブル終端、不適切なベースバンド・フィルタリング、未補正の $\sin(x)/x$ 、アンテナの不整合、信号コンバイナ、マルチパス信号の影響など、システムにおけるリニア歪みの原因にはいろいろあります。モデリングから見た場合、すべてのリニア歪みメカニズムは、1個の伝達関数 $H(f)$ によって表現することができます。

イコライゼーションを適用する際には、測定機器がリニア歪みの影響を打ち消す必要があります。影響を打ち消すには、信号の帯域幅に伝達関数が $1/H(f)$ であるイコライザ・フィルタを使用します。

イコライゼーションを適用すると、被測定デバイスのリニア歪み要素を表すイコライザの逆伝達関数を表示、測定することができます。送信機の出力で直接測定した場合、逆伝達関数は、基本的に送信機のBits-to-RF周波数応答¹(または非リニア歪みから生じる理想周波数応答からの変動)になります(参考文献[7])。実際の周波数応答は、振幅、位相、および群遅延として表示、測定できます。理想的には、周波数応答の振幅は、対象とする周波数帯全体でフラットでなければなりません。また、位相は、同じ周波数帯でリニアである必要があります。群遅延は、位相歪みのより便利な測定尺度です。群遅延は、位相応答の変動対周波数($d\phi/d\omega$)、すなわち位相応答の傾きとして定義されます。送信機に歪みがない場合、位相応答はリニア、群遅延は一定となります。定群遅延からの偏移が歪みを示します。

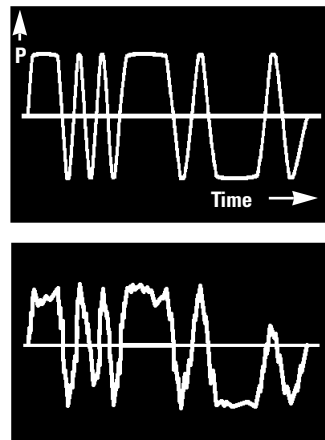
1. 定義については、用語集を参照してください。

図19.
(a) Bits-to-RF
周波数応答の振幅は、
(b) 信号スペクトラムの
3dB帯域幅で示される
対象周波数帯域に
おいてフラットで
なければならない



2.3.1.7.5 ロー(ρ)。CDMAシステムは、変調品質測定基準の1つとして ρ (ロー)を用います。ローは、単一コード・チャネルを持つ信号で測定します。ローは、送信された総パワーに対する相関パワーの比です(図20を参照)。相関パワーを計算するには、周波数、位相、および時間オフセットを除去し、補正した測定信号と理想基準の間で相互相関を実行します。送信エネルギーの一部が相関しないと、この過剰パワーが追加ノイズとして現れ、システムの他のユーザとの干渉が起こります。

図20.
ロー



$$\rho = \frac{\text{理想と相関するパワー}}{\text{総パワー}}$$

$$= \frac{\text{信号パワー}}{\text{信号パワー} + \text{エラー・パワー}}$$

ロー測定は、単一チャネルを送信するときのCDMA送信機の全体の変調性能レベルを示します。相関のないパワーは干渉として現れるので、ロー性能が不十分な場合は、セルの容量に影響します。(参考文献 [2])

2.3.1.7.6 コード・ドメイン・パワー。CDMAシステムでは、複数のコード・チャネルを持つ信号をコード・ドメインで解析することができます。複合波形を解析するには、コード相関アルゴリズムを使って各チャネルをデコードします。このアルゴリズムは、各符号の相関係数ファクタを決定します。チャネルをデコードしたら、各コード・チャネルのパワーを求めます。(参考文献 [2])

図21.
コード・ドメイン・
パワー測定

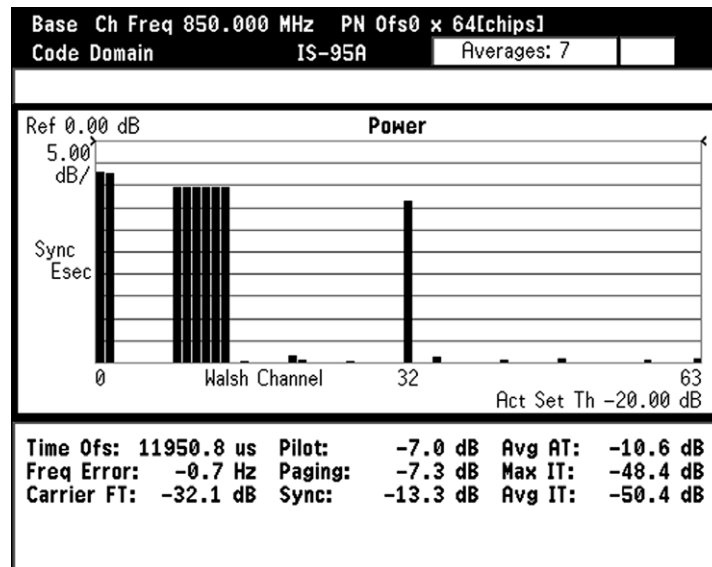


図21に示すように、基地局が各コード・チャンネルで正しいパワーを送信していることを確認するには、コード・ドメイン・パワーの測定が不可欠です。非アクティブ・チャンネルのコード・ドメイン・パワー・レベルを観察することも重要です。本アプリケーション・ノートの最後の章で説明するように、非アクティブ・チャンネルのコード・ドメイン・パワー・レベルは、送信機の特定の問題を示します。例えば、インチャンネル・スプリアスがあると、コード・ドメインのノイズ・レベルが上がります。圧縮がある場合、アクティブ・コード・チャンネルのミキシングによって、特定の非アクティブ・チャンネルにエネルギーが生じます。

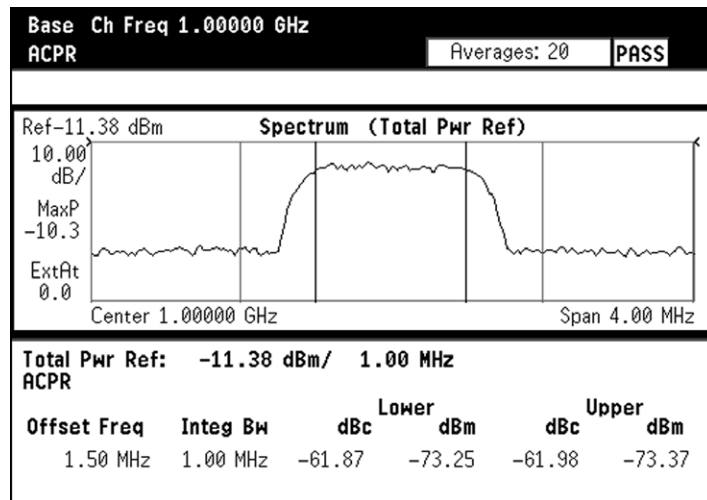
2.3.2 アウトオブチャンネル測定

インバンド・アウトオブチャンネル測定では、システムの帯域内の、送信周波数チャンネルの外にある歪みと干渉を測定します。

2.3.2.1 隣接チャンネル漏洩電力比 (ACPR)

使用するテクノロジーや準拠する標準に関係なく、送信機が隣接および代替チャンネルと干渉していないことを確認するにはACP測定が必要です。

隣接チャンネル漏洩電力比 (ACPR) は、通常、送信周波数チャンネルの平均パワーに対する隣接周波数チャンネルの平均パワーの比として定義されます。例えば、図22で、送信チャンネルと隣接チャンネルに対する帯域幅1MHzのACPRは、下側隣接チャンネルの場合-61.87dB、上側隣接チャンネルの場合-61.98dBです。ACPRは、しばしば複数オフセット (隣接チャンネルと代替チャンネル) で測定されます。

図22.
ACPR測定

ACPR測定を実行するときには、送信される信号の統計情報を考慮することが重要です。これには、前述のCCDF曲線が使用できます。ピークツーアベレージ比の値が異なると、RF増幅器などの送信機の非リニア・コンポーネントへの影響が違ってきますが、ACPRにもそれがあてはまります。送信信号のピークツーアベレージ比が高いほど、隣接チャネルにより大きな干渉が発生します。同一送信機のACPR測定の結果は、送信信号の統計情報に左右されます。CDMA基地局でACPRを測定するときには、使用するチャネル構成を考慮することが重要です。

それぞれの標準によって、ACP測定に対する名称や定義が異なります。例えばGSMなどのTDMAシステムの場合、ACPに関係するものとして、バーストオン／バーストオフ遷移と変調の2つが挙げられます。GSM規格ではACP測定はORFS (Output RF Spectrum : 出力RFスペクトラム) となり、変調によるORFSとスイッチングによるORFSの2つの異なる測定が定められています。(参考文献 [3])

NADC-TDMAの場合、遷移と変調自体によるACPが、移動機に対しても別個に測定されます。さらに、受信機のベースバンド・フィルタ応答に相当する重み関数を基地局と移動機の両方の測定に適用します。(参考文献 [4])

スペクトル・スプラッタは、遷移によるACPに関連した用語です。スペクトル・スプラッタは、高速のバースト・ターンオンとターンオフ、クリッピング(飽和)、デジタル信号プロセッサ(DSP)のグリッチや他のスケーリングによるエラーによって発生します。位相トランジェントによって高スペクトル・スプラッタが発生する場合があります。トランジェントは非常に短いイベントであるため、トランジェントの位置の検出と解析には時間捕捉が便利です。スペクトル・スプラッタは、スペクトログラムを使って解析することもできます。スペクトログラムは、図74(セクション3.2.11)に示すように、スペクトラム対時間を表示します。

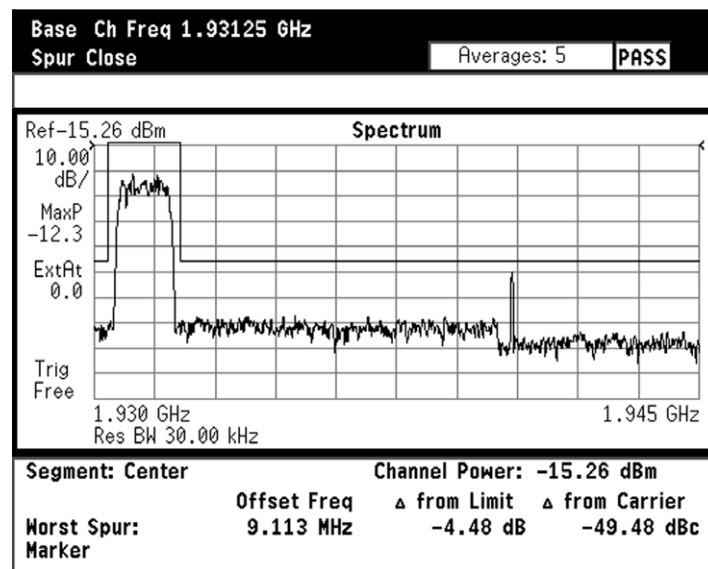
cdmaOneシステムの場合、ACPRは標準では定義されていませんが、実際にインバンド・スプリアス放射の仕様のテストによく使われています。(参考文献[2])

スペクトラム・リグロースは、送信チャネル・パワーを増分したときに隣接チャネルのパワーがどれだけ増えたか(どれだけの悪影響を受けたか)を示す測定尺度です。

2.3.2.2 スプリアス

スプリアス信号は、送信機内のさまざまな信号の組み合わせによって発生します。システム内の他の周波数チャネルとの干渉を最小限に抑えるには、システムの周波帯の範囲内にある送信機からのスプリアス放射が、標準によって指定されたレベルより下になければなりません(図23を参照)。(参考文献[2][3])

図23.
インバンド・
スプリアス測定



2.4 アウトオブバンド測定

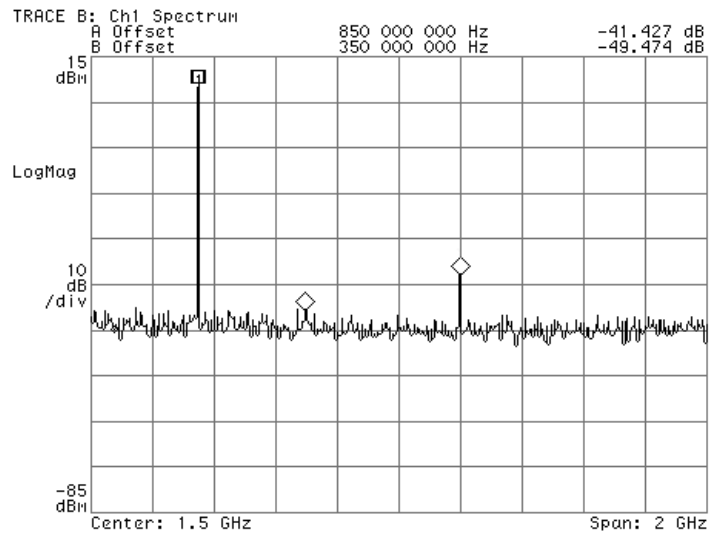
アウトオブバンド測定は、システムの周波数帯の外での測定です。

2.4.1 スプリアスおよび高調波

スプリアスは送信機内のさまざまな信号の組み合わせによって起こりますが、高調波は送信機の非線形ビヘイビアから生じる歪み成分です。高調波は送信信号の搬送周波数の整数倍となります。

アウトオブバンド・スプリアスと高調波を測定して、他の通信システムとの干渉が最小であることを確認します(図24)。(参考文献[2][3])

図24.
アウトオブバンド・
スプリアスおよび
高調波測定



2.5 送信機性能テストを 実行する最良の方法

デザイン検証テストを実行するときに一定のガイドラインに従えば、送信機が実際の環境で正しく動作する確率を大幅に高めることができます。テスト機器の選択に注意して、測定の不確かさを減らし、送信機の動作に対する信頼性を高める必要があります。

チャネル・パワーなどの絶対パワー測定を実行するときには、測定の確度が測定器の絶対振幅確度によって制限されます。ACPRなどの相対パワー測定の場合、確度は、測定器の相対振幅確度やダイナミック・レンジによって制限されます。経験則から、測定器のノイズ・フロアすなわち歪みは、測定対象の信号の歪みより10dB以下でなければなりません。

信号はノイズと似ているので、より再現性のあるパワー測定を行うには、複数の測定でパワーを平均化することが非常に重要です。(参考文献 [8])

タイミング測定の場合、測定の確度は、主に測定器の時間確度、時間分解能、振幅の線形性によって制限されます。たくさんの測定パラメータがあるため、マスクや合否メッセージを使うと、すべてのタイミング・パラメータが仕様に合致していることをより簡単に確認できます。

変調品質測定の確度は、主にテスト機器の確度によって制限されます。確度は、通常パーセンテージで示されます。通常、テスト機器の確度が指定限界値より10倍高くないと、測定結果が測定機器でなく被測定ユニット (UUT) のものであると見なすことはできません。

3. 送信機デザインの トラブルシューティング

テストによって、送信機デザインが特定の標準に適合することを確認します。テストは、通常、アンテナ・ポートで実施します。ただし、性能が標準に達しなかった原因はシステムのさまざまなパートにあるので、トラブルシューティングは送信機の複数のポイントで実行します。劣化の原因を判断するのは困難です。以下の事実によって、判断はさらに難しくなります。

- 送信機の一部がデジタル化されている。
- 送信機にアクセスできないパートがある。
- 問題の根本原因がシステムのアナログ・セクションにあるのかデジタル・セクションにあるのか不明である。

信号を観察し、問題の原因を推論する能力は、デザインの成功にとっては非常に重要です。理想的なトラブルシューティング測定器には、送信機のRF、IF、およびベースバンド・セクションにおける測定から問題の原因を推論できる、柔軟性と測定機能が備わっています。

本章で説明する測定はアンテナ・ポートで実行しており、送信機のその他のパートには簡単にアクセスできないと仮定しています。目的は、アンテナ・ポートで実行した測定から一般的な劣化を見つけてトラブルシューティングを行うことにあります。本章には、この作業に役立つ以下の情報が含まれています。

- 一般的なトラブルシューティング手順(詳しい手順については付録Aを参照してください)
- 送信機のさまざまなセクションにおける測定問題を、考えられる原因と並べて記載した表
- 最も一般的な劣化とその確認方法に関する説明

3.1 トラブル シューティング手順

以下に、送信機デザインが仕様に合致しない場合に従うトラブルシューティング推奨手順を示します。

1. 周波数ドメインで信号を観察し、そのスペクトラムが予測どおりに現れていることを確認します。中心周波数と帯域幅が正しいことを確認します。
2. チャネル・パワー、ACP(CCDF曲線のチェック)、スプリアスおよび高調波の、インバンドおよびアウトオブバンド・パワー測定を実行します。
3. バースト信号の場合、タイミング測定を実行します。
4. ベースバンド信号のコンスタレーションを観察します。
5. エラー測定基準(EVM、I/Qオフセット、位相エラー、周波数エラー、振幅エラー、ロー)を調べます。
6. 位相エラーが振幅エラーよりも著しく大きい場合、I/Q位相エラー対時間を調べます。アクセス可能であれば、LOで位相ノイズ測定を実行します。
7. 位相エラーと振幅エラーが比較可能な場合、エラー・ベクトルの振幅対時間とエラー・ベクトル・スペクトラムを調べます。
8. イコライザをオンにして、イコライザによって変調品質エラーが減少することを確認します。送信機の周波数応答と群遅延で、不具合のあるベースバンドまたはIFフィルタリング、あるいはその他のリニア歪み問題がないかチェックします。

これらの測定では、予測結果からのずれによって、送信機の異なるパートの不具合の位置を突きとめることができます。以下のセクションでは、最も一般的な劣化と、さまざまな測定に与える影響から劣化を見つけ出す方法について説明します。

より詳しいトラブルシューティング手順については付録Aを参照してください。

3.2 劣化

デザインをテストする際、表1を見れば、測定に影響を与えている劣化を簡単に識別できます。

表1.
劣化対影響を
受ける測定

	劣化										
	圧縮	I/Qエラー	シンボル・レート	誤ったフィルタ係数 または窓関数	誤った補間	IFフィルタのチルトまたはリップル	LOの不安定性	干渉トーン	AM-PM変換	DAC/DSPエラー	バースト整形エラー
影響を受ける測定	チャンネル帯域幅		●	●	●	●				●	
	チャンネル・パワー		○	○	○	○				○	○
	CCDF	●	○	●	●	●		○		●	
	ACP	●		○	●	●	●			●	●
	スプリアス							●			
	タイミング									○	●
	EVM (または位相エラー)	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
	コード・ドメイン・ パワー(またはロー)	●	●	●	●	●	●	●	●	●	
	ビットツー RF周波数 応答 (および群遅延)			●	●	●				●	

● 劣化が測定に影響を与える可能性が高い

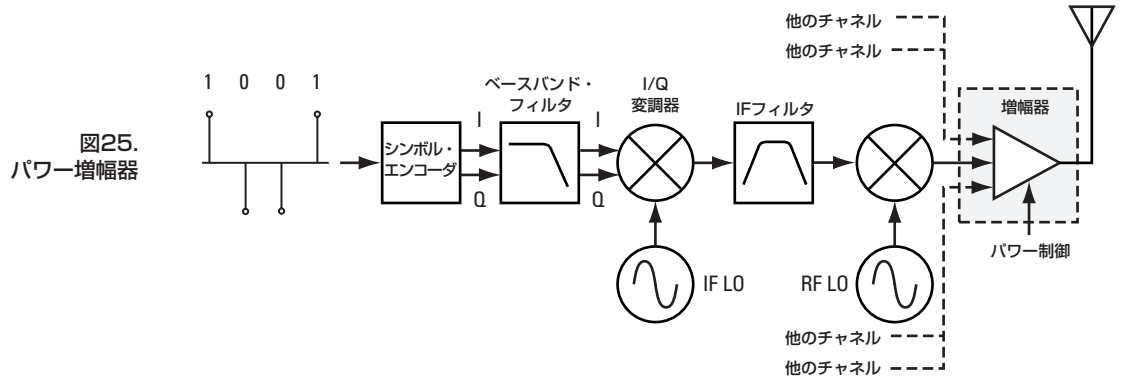
○ 劣化が深刻な場合に測定に影響を与える

例えば、高レベルのACPの原因として、以下の劣化のいずれかが考えられます。

- 増幅器における圧縮
- ベースバンド・フィルタにおける誤ったフィルタ係数または不適当なウィンドウ関数
- 不適当な補間
- LOの不安定性
- バースト整形エラー
- DAC/DSPエラー
- シンボル・レート・エラーの深刻なケース

以下のセクションの指示に従って、さらに解析を行い、これらの劣化が存在しないか確認することができます。

3.2.1 圧縮



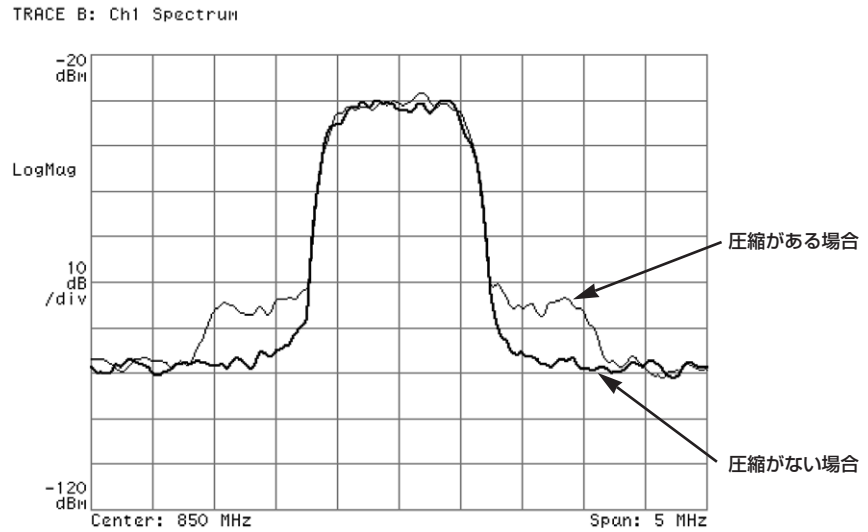
パワー増幅器 (PA) は送信前の最終ステージです。PAの重要な特性は、周波数および振幅応答、 -1dB 圧縮ポイント、歪みです。選択するPAが信号タイプに適したものでなければなりません。信号の圧縮を回避するには、増幅器の入力レベルと出力セクションの利得を厳しく制御する必要があります。

圧縮は、瞬時パワー・レベルが高すぎるときに発生し、増幅器を飽和状態にします。例えば、信号のピーク・パワーを正しく考慮しないと信号圧縮が起こります。マルチコード信号のピークツーアベレージ比はチャネル構成によって変化するため、この問題は特にCDMAシステムに関係します。定振幅変調スキームを使用する移動機の送信機 (GSM移動機送信機など) は、信号の位相に関する情報だけを搬送するので少し飽和したほうが効率が上がります。しかし、その他のデジタル変調システムでは、圧縮によってクリッピングや歪みが起こり、信号の送信効率にロスが生じたり、他のチャネルとの干渉が発生します。

圧縮の確認方法

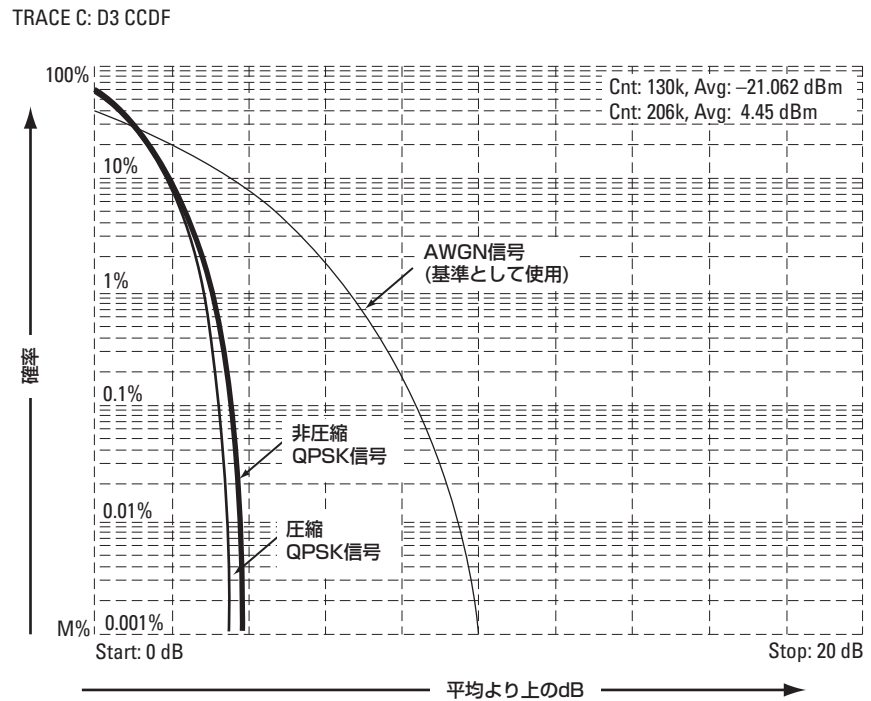
信号が圧縮されていることを確認する最良の方法は、増幅器の前後でACPRおよびCCDF測定を実行し、結果を比較することです。増幅器の前での測定が不可能である場合、送信信号の振幅を低くして、測定結果と比較することもできます。ACPRの場合、送信信号のピーク振幅によって増幅器に圧縮が起きますと、歪みが発生し、隣接周波数チャネルの歪みが予測より大きくなります。このため、ACPRの測定値は小さくなります。

図26.
圧縮が発生すると
ACPが増加



ピークツーアベレージ比とCCDF統計情報の場合、圧縮が発生すると、信号のピーク・レベルが切り取られます。クリッピングは、ピークツーアベレージ比を低下させます。したがって、図27に示すように、CCDF曲線から、大きなピークツーアベレージ比に達する確率が下がること、すなわちある確率ではピークツーアベレージ比がより小さいことがわかります。

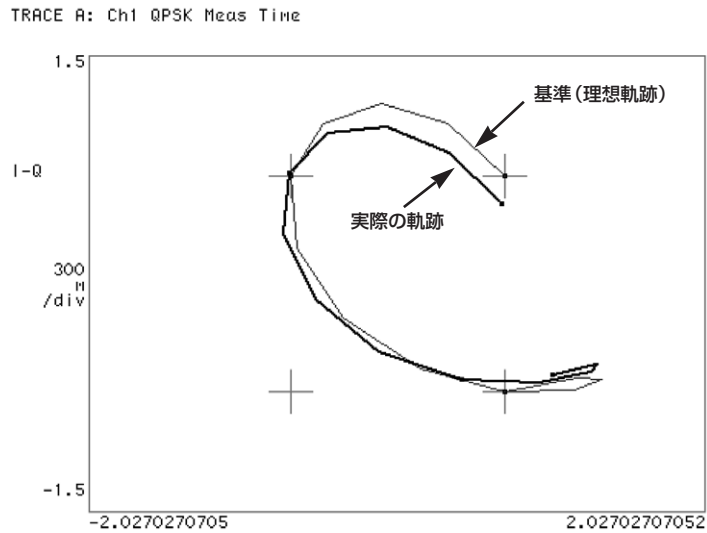
図27.
信号に圧縮がある
場合とない場合の
CCDF曲線



圧縮は、他の測定でも検出されます。

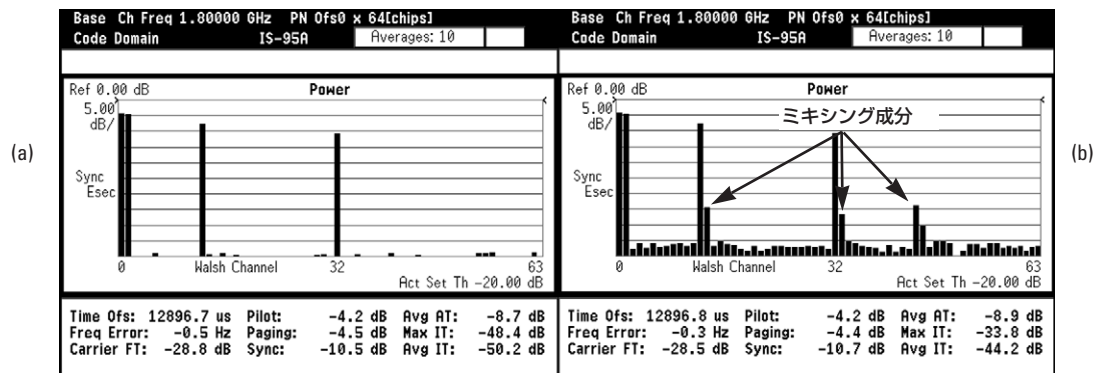
- **極ダイアグラム**。送信信号の高ピーク・レベルが切り取られる場合、信号のオーバーシュートが低くなります。この影響を見るには、図28に示すように、極ダイアグラムで圧縮された信号の軌跡を理想軌跡と比較します。受信機におけるフィルタリングによって時間に分散が生じます。実際問題として、圧縮は、信号のピーク変位後のシンボルにしばしばエラーを引き起こします。このため、EVMが影響を受けます。

図28.
圧縮された信号の
(理想軌跡と比較した)
極ダイアグラム



- **コード・ドメイン・パワー**。増幅器の非線形性も、CDMAシステムのコード・ドメイン・ノイズ・レベルを上昇させます。圧縮によってコード・ドメイン・ミキシングが起こります。このため、エネルギーが非アクティブ・チャネルに現れます。例えば、図29に示すように、cdmaOne信号の場合、ウォルシュ符号1の1は、ウォルシュ符号12および32と混合し、ウォルシュ符号13と33にエネルギーが現れます。また、ウォルシュ符号12はウォルシュ符号32と混合し、ウォルシュ符号44にパワーを生成します。

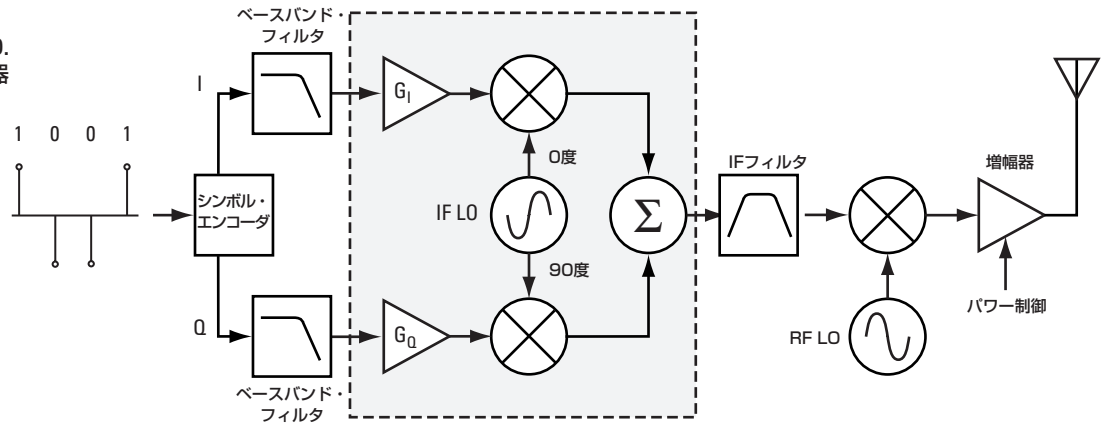
図29.
(a) 圧縮されていない
信号対
(b) 圧縮された信号の
コード・ドメイン・
パワー



圧縮はリニア・エラーではないため、イコライゼーションによって除去することはできません。

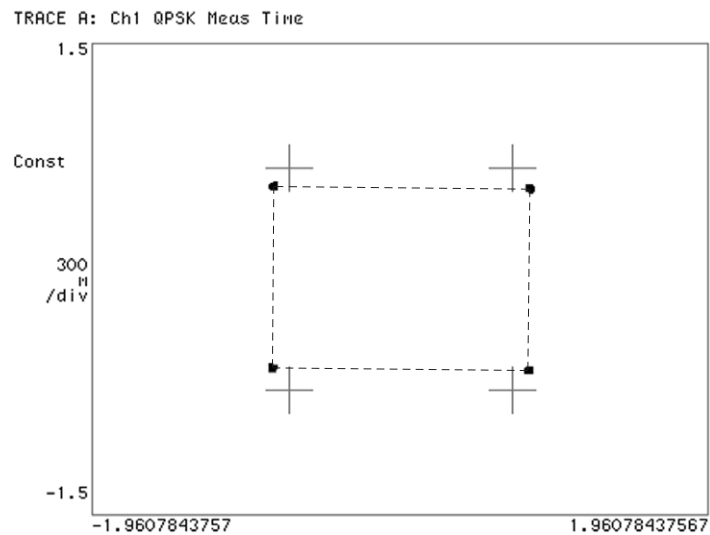
1. 定義については、用語集を参照してください。

3.2.2 I/Q劣化

図30.
I/Q変調器

I/Q劣化は、ネットワークのI側とQ側のコンポーネントの違いによる整合性の問題によって起こります。以下に一般的なI/Q劣化を示します。

1. **I/Q利得の不均衡**。IとQは2つの個別の信号であるため、それぞれ独立して作成、増幅されます。I経路とQ経路間で利得が等しくないために、コンスタレーションにおける各シンボルの配置が不正確になり、データの復元でエラーが発生します(図31を参照)。IFがデジタル化されているシステムでは、この問題は稀です。

図32.
直交エラー

2. **直交エラー**。変調器でIおよびQベースバンド信号と混合されるIF(またはRF)のLO信号間の位相シフトが90度でないと、直交エラーが発生します。信号のコンスタレーションが歪み(図32を参照)、復元シンボルの変換でエラーが起こります。

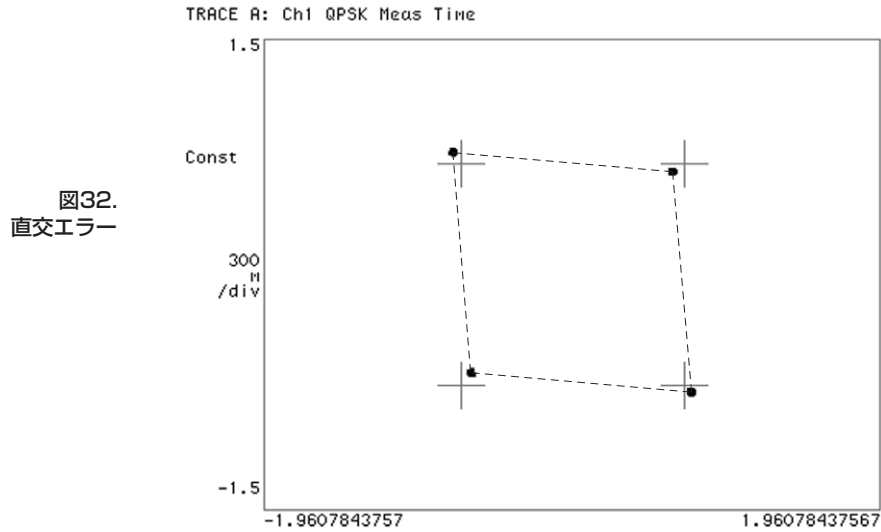


図32.
直交エラー

3. **I/Qオフセット**。I経路とQ経路にDCオフセットが発生する場合があります。DCオフセットは、I経路とQ経路にある増幅器で付加されます。デジタルIFインプリメンテーションの場合、オフセットは、DSPにおける丸めエラーからも発生します。図33を参照してください。

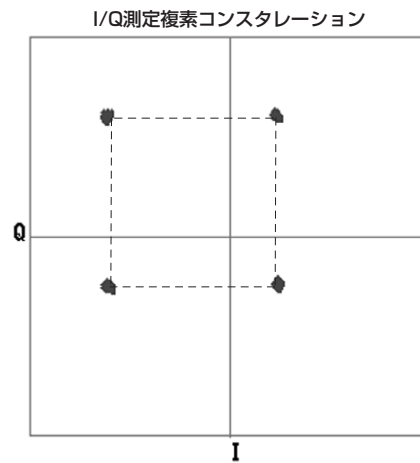
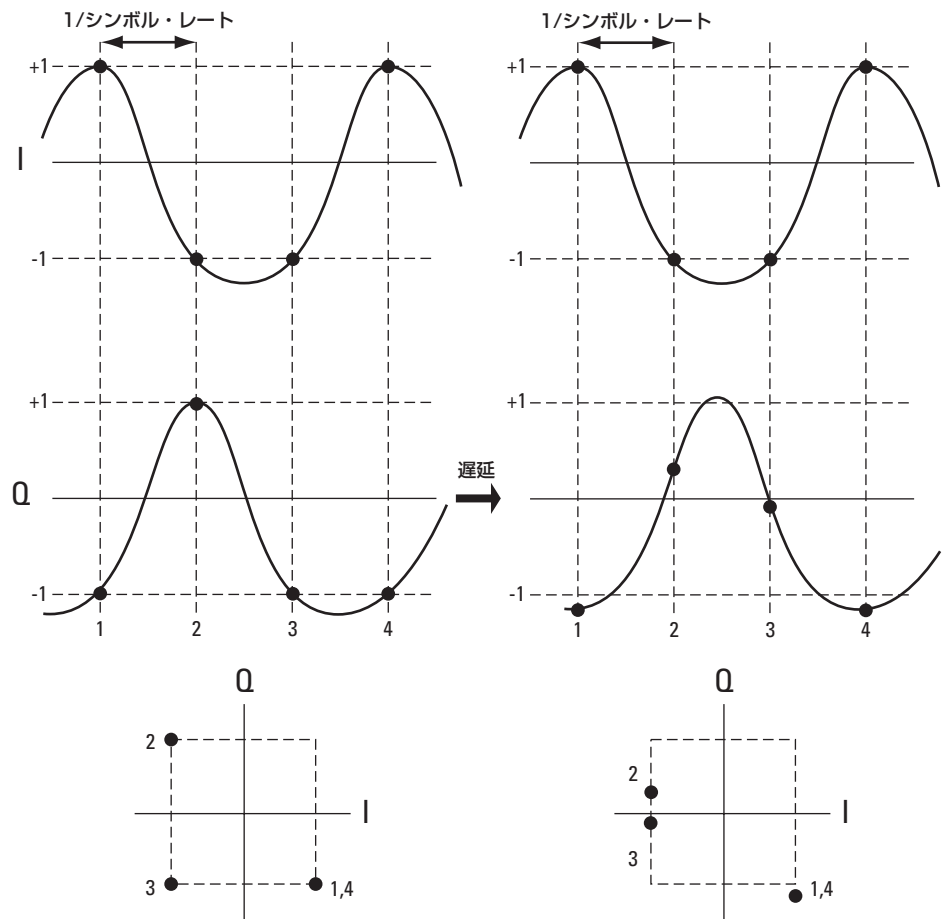


図33.
I/Qオフセット

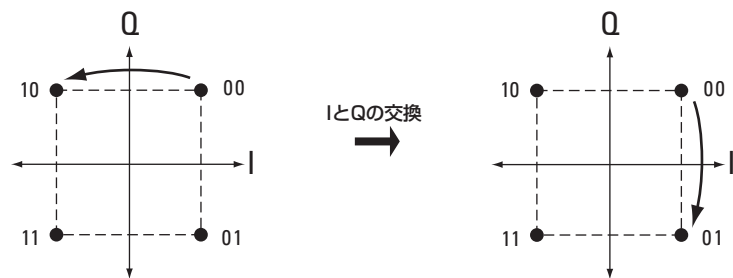
4. **IまたはQ経路における遅延**。シリアル・ビット・ストリームをシンボルにエンコードし、I信号とQ信号を作成するためにビットを平行の経路に分けるとときには、これらの信号を正しく調整することが重要です。この過程に問題があると、I信号とQ信号の間に遅延が生じます。遅延は、変調器、あるいはIまたはQ経路の前にあるコンポーネント(ベースバンド・フィルタ、DACなど)によって起こります。例えば、ベースバンド・フィルタがアナログの場合、フィルタ間の群遅延の変動によってI経路とQ経路に異なる遅延が発生します。特に広帯域幅(高シンボル・レート)の信号では、I経路とQ経路の電気長の違いによっても、2つの経路間で遅延差が生じます。図34を参照してください。

図34.
Iと比較したQの遅れ



5. **I/Qの交換**。I信号とQ信号を入れ替えると、位相軌跡が逆になり、搬送波を中心にスペクトラムが反転します。このため、IとQの交換すなわちシフトの符号の変化(+90または-90度)によって、送信される信号に $\cos(w_{Lot})-j\sin(w_{Lot})$ 対 $\cos(w_{Lot})+j\sin(w_{Lot})$ の違いが生じます。図35に示すように、IFのI信号とQ信号のマッピングが逆になり、シンボル・エラーが発生します。

図35.
I/Qの交換



異なるI/Q劣化の確認方法

ほとんどのI/Q劣化を確認する最良の方法は、**コンスタレーション**および**EVM測定基準**を観察することです。

I/Q利得の不均衡によって、図31に示すように、コンスタレーションが非対称になります。**直交エラー**によって、図32に示すように、コンスタレーションが傾いたり、ゆがみます。両方のエラーに対し、コンスタレーションは、画面上でランダムなくずれかたを示します。これは、測定機器がIとQの位相を測定したデータに基づいて定期的に求め、位相をIまたはQに任意に割り当てていることから起こります。トリガ基準として適切な同期ワードを使用すると、コンスタレーションが画面上で安定し、シンボル・ステートの正しい方向を判断できるようになります。したがって、利得不均衡の劣化の場合はIとQの相対利得を見つけ、直交エラーの場合はIとQの間の位相シフト符号を判断することができます。

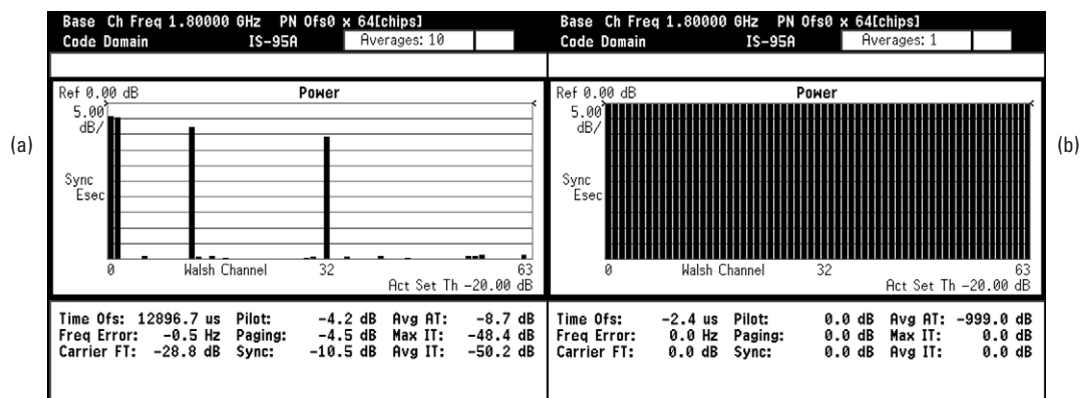
I/Qオフセット・エラーは、基準を計算するときに測定機器によって補正します。この場合、I/Qオフセット・エラーは、I/Qオフセット測定基準として現れます。それ以外の場合、I/Qオフセット・エラーによって、図33に示すように、中心が基準中心からずれたコンスタレーションが得られます。コンスタレーションは、上記と同じ理由により、トリガとして同期ワードを使用しないとランダムにくずれます。

IまたはQ経路における遅延も測定コンスタレーションを歪ませます。遅延がサンプルの整数倍であると、送信された最終エンコード・シンボルが正しく配置されているように見えますが、シンボルは不正確です。エラーを検出するには、既知のシーケンスを測定する必要があります。測定機器の演算関数を使って、I経路とQ経路に遅延をそう入すれば、IとQ間の遅延を補正することができます。この方法で、遅延の確認と測定を実行できます。

これらのエラーに対して、コンスタレーションのスケールを拡大すると、わずかな不均衡も目で検出できるようになります。コンスタレーションが影響を受けるので、これらのエラーはEVMを低下させます。

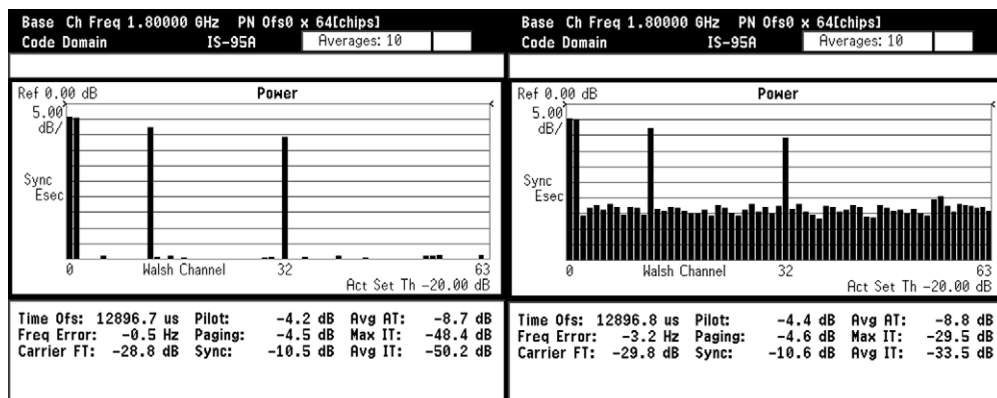
I/Qの交換によってスペクトラムが反転します。ただし、デジタル変調信号のノイズ状の形状により、反転は、通常、周波数ドメインでは検出不可能です。変調ドメインでは、図35に示すようにデータ・マッピングは反転しますが、既知シーケンスを測定しない限りエラーは検出できません。CDMA信号では、**コード・ドメイン・パワー**表示を見るとI/Q交換エラーを検出できます。これらのエラーによって送信シンボル・シーケンスが不正確になるので、測定機器はコードに対する相関を見つけることができなくなります。これにより、アンロック状態が起こります。この状態では、相関パワーが、図36に示すように、全コード・チャネル間にランダムに分配されます。このエラーを検出し、エラーの確認を可能にする反転周波数モードを持つベクトル・シグナル・アナライザもあります。

図36.
コード・ドメイン・
パワーの
(a)ノーマル対
(b)アンロック状態
(全コード・チャネル間で
ランダムに分配
されたパワー)



コード・ドメイン・パワーはすべてのI/Q劣化の影響を受けます。基本的に、EVMを劣化するすべての劣化は、コード・ドメイン・パワーのノイズ・フロアを増加(すなわち非アクティブ・チャネルのレベルを増加)します。図37に、3dBのI/Q利得不均衡を持つcdmaOneシステムのコード・ドメイン・パワーのノイズ・フロアにおける増加を示します。

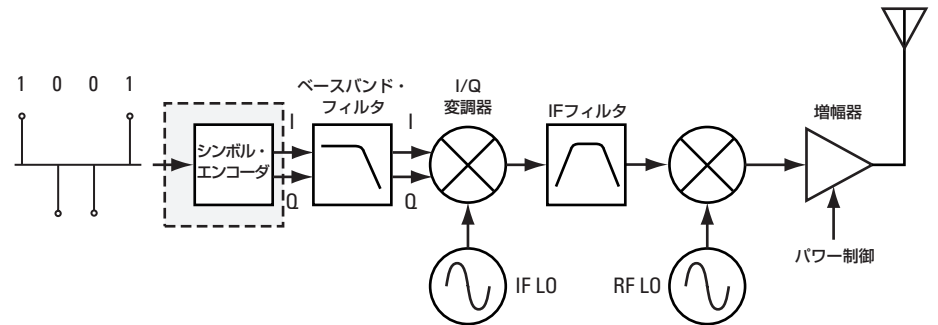
図37.
コード・ドメイン・
パワーのノイズ・
フロアにおける
増加(右対左)



I/Q劣化はリニア・エラーではないため、イコライゼーションによって除去することはできません。

3.2.3 不適当なシンボル・レート

図38.
シンボル・エンコーダ



ディジタル受信機システムのシンボル・クロックには、ベースバンドIおよびQ波形のサンプリング・レートが必要です。受信機で正確にシンボルを変換し、ディジタル・データを復元するには、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。

送信機のシンボル・クロックは、正しく設定する必要があります。シンボル・レート・エラーは、(2つの数が周波数仕様で交換された場合など)しばしば誤った水晶周波数を使用することから発生します。クロック周波数の小さなエラーは信号をわずかに劣化するだけですが、周波数エラーが増加すると信号は使用不能になります。したがって、シンボル・タイミングのエラーを確認できることが重要です。

シンボル・レートにおけるエラーの確認方法

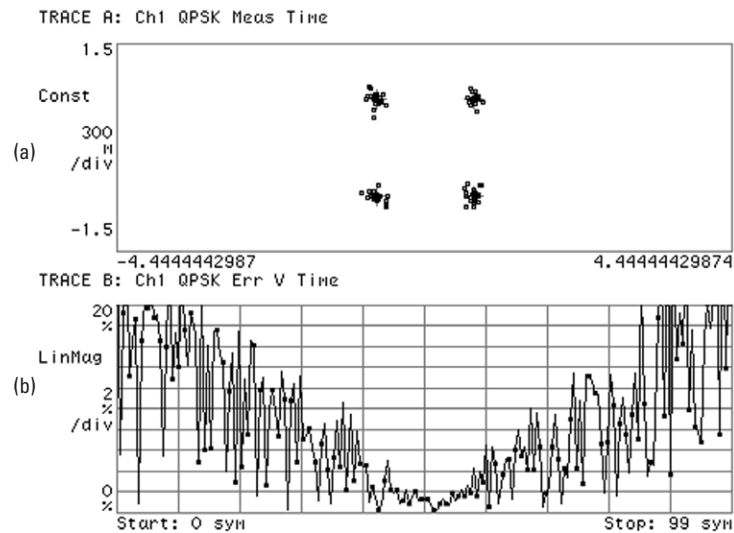
シンボル・レート・エラーがさまざまな測定に与える影響は、エラーの大きさによって異なります。エラーが大きいと、測定器が信号を正しく復調できず、変調品質測定は無意味になります。例えば、シンボル・レート1MHzのQPSKシステムの場合、コンスタレーションを観察しEVMを測定する際に、10kHzのエラー(実際のシンボル・レート1.010MHz)によってアンロック状態が起こります。シンボル・レート4.096MHzのW-CDMAシステムの場合、200Hzのエラー(実際のシンボル・レート4.0962MHz)はコード・ドメイン・パワー測定でアンロック状態を引き起こします。

したがって、小さいシンボル・エラー(アンロック状態を引き起こさないエラー)と大きいシンボル・エラー(アンロック状態を引き起こすエラー)を確認する方法は異なります。

小さいエラー

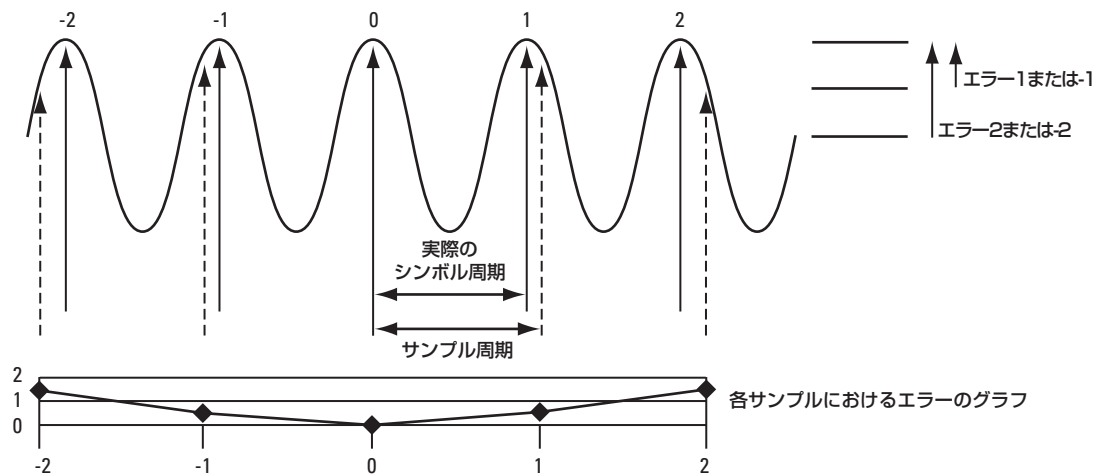
小さいシンボル・レート・エラーを確認する最良の方法は、**エラー・ベクトルの振幅対時間表示**を観察することです。シンボル・レートを少しずらすと、表示は図39bのように特有のV形状を示します。

図39.
(a)コンスタレーションと
(b)不適当な
シンボル・レートに
よって起きたV形状を
持つエラー・ベクトルの
振幅対時間



この結果は、図40を見ると理解できます。理解しやすいように、デジタル変調信号のかわりに正弦波を使い、周波数(シンボル・レート)を指定されたサンプル周波数(測定機器で選択したシンボル・レート)より少し高くします。1つの任意基準サンプル(0)では、信号は正しくサンプリングされます。シンボル・レートが少しずれているので、正または負方向にある他のサンプルには、時間的なずれが生じています。したがって、信号は、基準信号から一定量だけ偏移します。この偏移すなわちエラー・ベクトルは、正と負の両方向で(平均して)リニアに増えていきます。このため、エラー・ベクトルの振幅対時間が特有のV形状を示します。

図40.
指定よりわずかに
高いシンボル・レート



シンボル・レート・エラーが小さくなると、エラーを検出する(すなわち、V形状を形成する)ために必要なシンボルが増加します。例えば、図39bで、指定シンボル・レートが1MHzのQPSKシステムでは、実際のシンボル・レートが1.0025MHzの場合、100個のシンボルを測定してエラー・ベクトルの振幅対時間表示のV形状を形成します。同じケースで、実際のシンボル・レートが1.00025MHzの場合は、V形状の形成に約500個のシンボルが必要となります。

実際の送信シンボル・レートを見つけるには、試行錯誤によってエラー・ベクトルの振幅対時間がフラットになるまで測定機器のシンボル・レートを調整します。

小さいシンボル・エラーもコード・ドメイン・パワー測定に影響します。コード・ドメイン・パワーのノイズ・フロアは、エラーの大きさに比例して増加します。

大きいエラー

測定でアンロック状態を生成する大きいシンボル・レート・エラーを確認する最良の方法は、信号のチャンネル帯域幅を測定し、セクション2.3.1.1で説明するようにシンボル・レートをおおまかに近似することです。

シンボル・レートのエラーはリニアでないため、イコライゼーションによって最小化することはできません。

3.2.4 誤ったフィルタ係数および不適当なウィンドウ関数

図41.
ベースバンド・
フィルタ

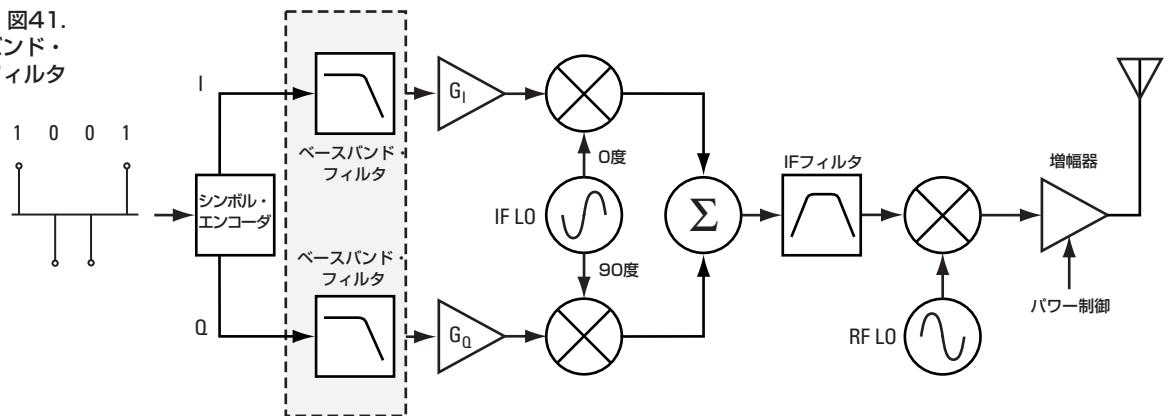
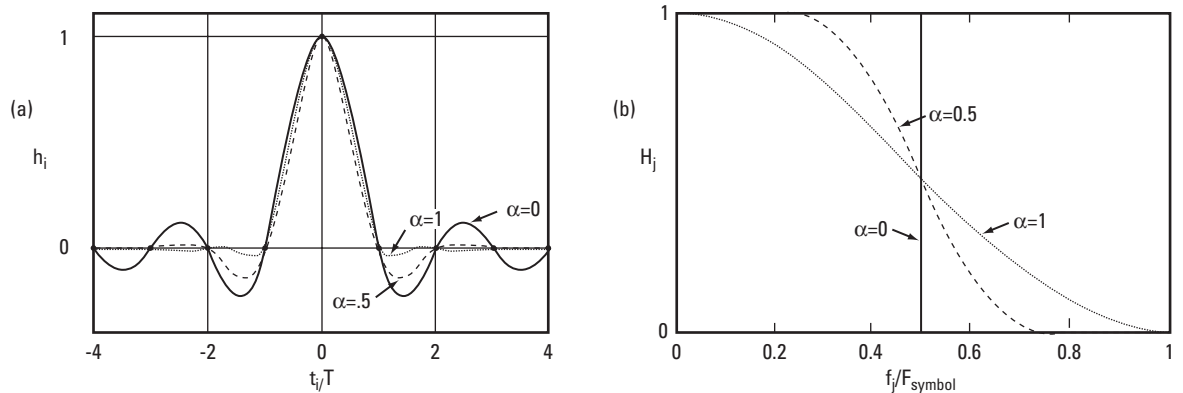


図42.
異なるアルファを
持つレイズド・
コサイン・フィルタの
(a)時間および
(b)周波数応答

正しいベースバンド周波数応答を提供し、符号間干渉とベースバンド信号のオーバーシュートを避けるには、ベースバンド・フィルタを正しく実現する必要があります。ナイキスト・フィルタを使用するシステムでは、ロールオフ・パラメータ α によって周波数ドメインのフィルタの鋭さが決まります。図42に示すように、 α が小さいほど、周波数ドメインのフィルタが鋭くなり、時間ドメインのオーバーシュートが高くなります。指定した α に対して送信機が適切なベースバンド周波数応答を持つことを確認することが重要です。



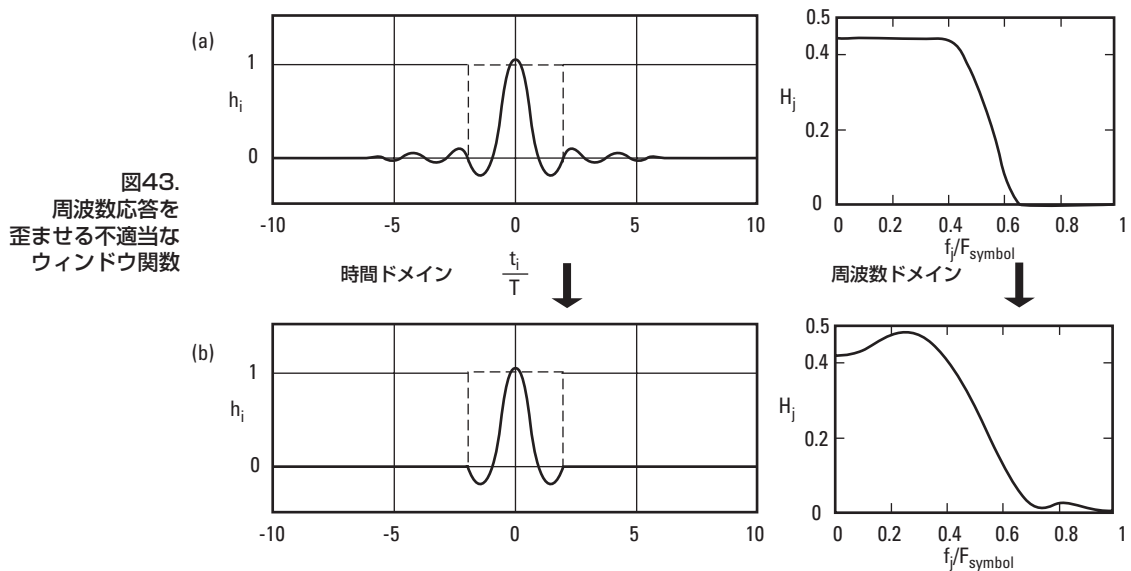
ナイキスト・ベースバンド・フィルタを使う多くの通信システムでは、送信機と受信機でフィルタ応答を共有しています。フィルタは互換性があり、それぞれで正しく実現されている必要があります。フィルタのタイプとロールオフ・ファクタ(アルファ)は、考慮する必要がある主要パラメータです。

以下に、ベースバンド・フィルタにおける主なエラーの原因を示します。

1. 誤ったフィルタ係数。ナイキスト・フィルタの場合、アルファのインプリメンテーションにおけるエラーは、信号の好ましくない振幅オーバーシュート、または隣接周波数チャネルの干渉を引き起こします。フェージングによって起きる符号間干渉(ISI)を劣化させる可能性もあります。

2. 送信フィルタの不適當なウィンドウ関数。ナイキスト・フィルタの理想周波数応答は有限であるため、理想時間応答(インパルス応答)は無限です。しかしながら、ベースバンド・フィルタは通常、有限インパルス応答を持つデジタルFIRフィルタとして実現されています。すなわち、実際の時間応答は、理想(無限)応答を切り捨てたバージョンとなります。フィルタは、理想応答を突然切り捨てることがないように設計する必要があります。また、周波数応答の過度の歪みを防止するには、フィルタが十分な理想インパルス応答を含んでいる必要があります。

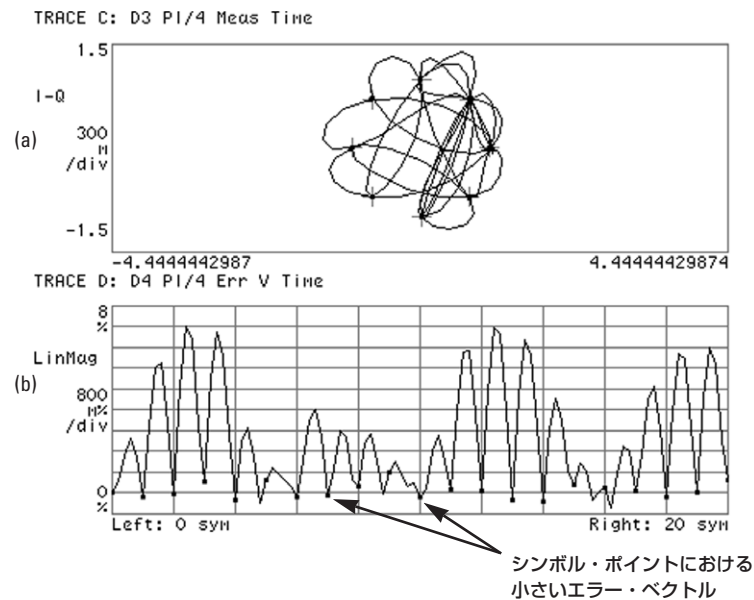
例として、図43aにアルファが0.2の場合のルートレイズド・コサイン・フィルタの理想時間応答と周波数応答を示します。図43bには、フラット時間ウィンドウを適用した後の実際の時間応答を示します。必要なサンプルが切り捨てられているので、実際の時間応答が理想と非常に異なり、周波数応答が歪んでいます。周波数応答の歪みを少なくするには、実際のフィルタによって適用される時間ウィンドウが指定アルファに対して適したものでなければなりません。この場合(図43)、適用したウィンドウが(時間的に)短過ぎるので、周波数ドメインでACPが増加します。



アルファ係数およびウィンドウ関数におけるエラーの確認方法

誤ったアルファ係数および不適当なウィンドウ関数の主要インジケータは、**エラー・ベクトルの振幅対時間**の表示です。ナイキスト・フィルタを使用するシステムでは、不適当なアルファ（または送信機と受信機間のアルファの不整合）によって、シンボル・ポイント自体はほとんど正しい位置に留まる一方、不正確な遷移が起きます。したがって、シンボル・ポイントのEVMが小さいままであるのに対し、シンボル間のEVMが大きくなります。図44に、送信機フィルタ（アルファ=0.25）と測定機器の受信機フィルタ（アルファ=0.35、特定システムに対する指定）間の不整合の影響を示します。送信機の実際のベースバンド応答と測定機器で適用されたベースバンド応答が整合しなくなったため、不適当なウィンドウ関数も同じ影響を与えます。アルファに依存するベースバンド信号の振幅オーバーシュートは、極ダイアグラムで観察できます。

図44.
不適当なアルファに
対する
(a)極ダイアグラムと
(b)エラー・ベクトルの
振幅対時間。
エラー・ベクトルは
シンボル・ポイント間
では大きく、
シンボル・ポイント
では小さくなります。

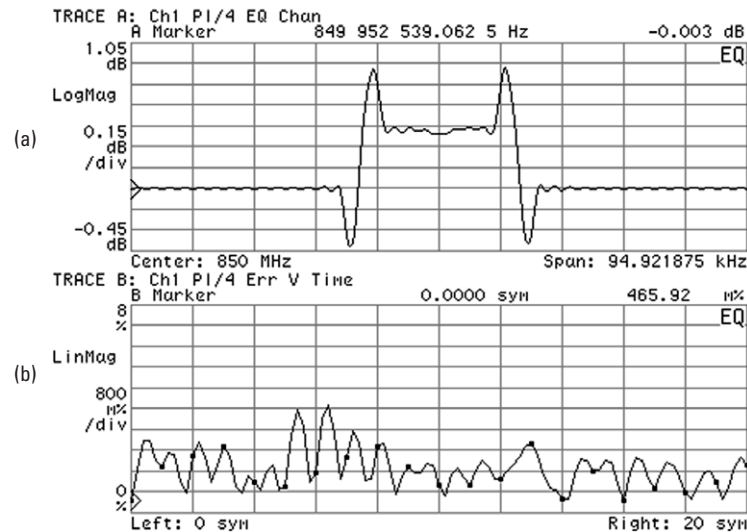


ベースバンド・フィルタリング・エラーは、以下の測定にも現れます。

- **チャンネル帯域幅。**ルートレイズド・コサイン・フィルタの3dB帯域幅はフィルタ係数アルファには無関係です。ただし、不適当なウィンドウ関数によってスペクトラムに急激な変化が発生し、3dB帯域幅に影響を与える可能性があります。
- **CCDF曲線。**ロールオフ・ファクタ α が、オーバーシュートの量に影響します。したがって、誤ったパラメータを持つフィルタは信号の統計情報に影響します。
- **ACP。**不適当なフィルタリングは隣接チャンネルにおける干渉の度合いに影響します。時間で適用されるウィンドウ関数もACPに影響を与えます。特定のアルファに対して時間ウィンドウが短いほど、ACPRが悪化します。急な時間ウィンドウも、ACPRを大きくします。
- **コード・ドメイン・パワー。**不整合フィルタによって生じる歪みによって、コード・ドメインのノイズ・フロアが増加します。
- **周波数応答。**ベースバンド・フィルタの周波数応答は、送信機の総周波数応答に影響を与えます。したがって、誤ったフィルタ係数や不適当なウィンドウ関数の影響を解析するには、図45aに示すように、イコライゼーションを適用し、送信機のBits-to-RF周波数応答を調べます。

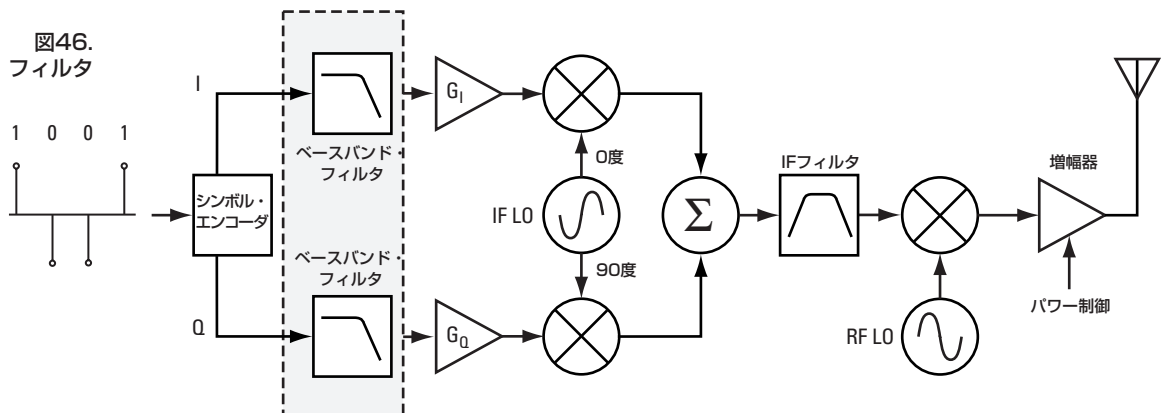
イコライゼーションは、ベースバンド・フィルタの劣化によって起きるエラーを最小限に抑えます。図45bに、イコライゼーションによってエラー・ベクトルの振幅対時間がいかに改善するかを示します(図44bと比較した場合)。

図45.
(a)不適当なアルファの
周波数応答、
(b)イコライゼーション
で改善されたエラー・
ベクトルの振幅対時間



3.2.5 不適当な補間

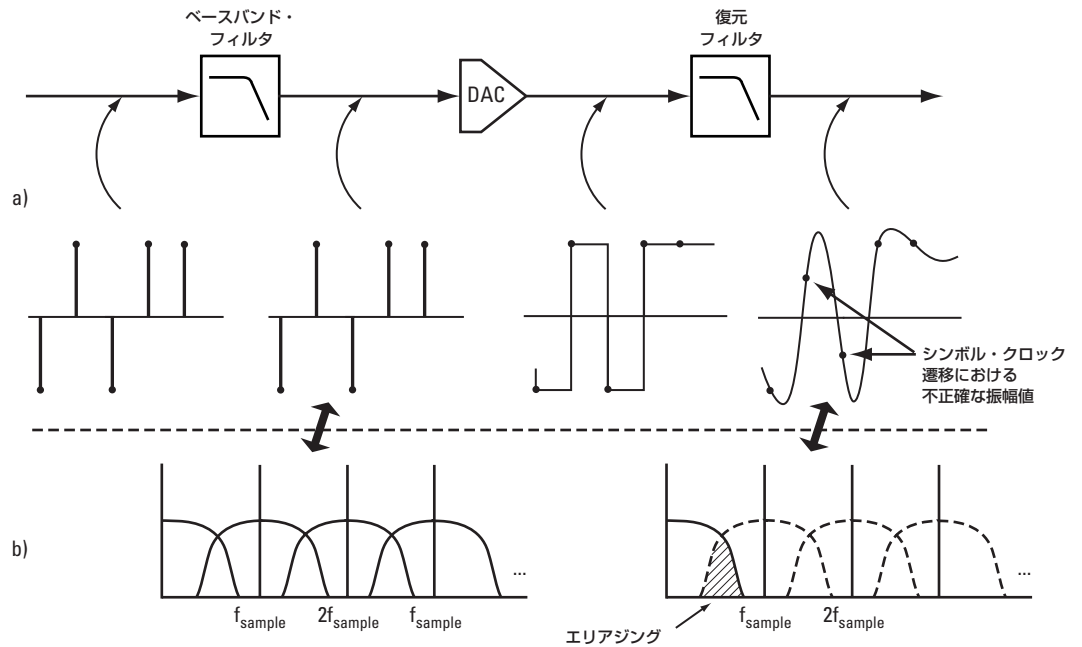
図46.
ベースバンド・フィルタ



先に述べたように、送信機のベースバンド・フィルタは通常、デジタル・フィルタとして実現されています。デジタル・テクニックでは、全く同じ特性を持つフィルタを希望の数だけ複製できます。

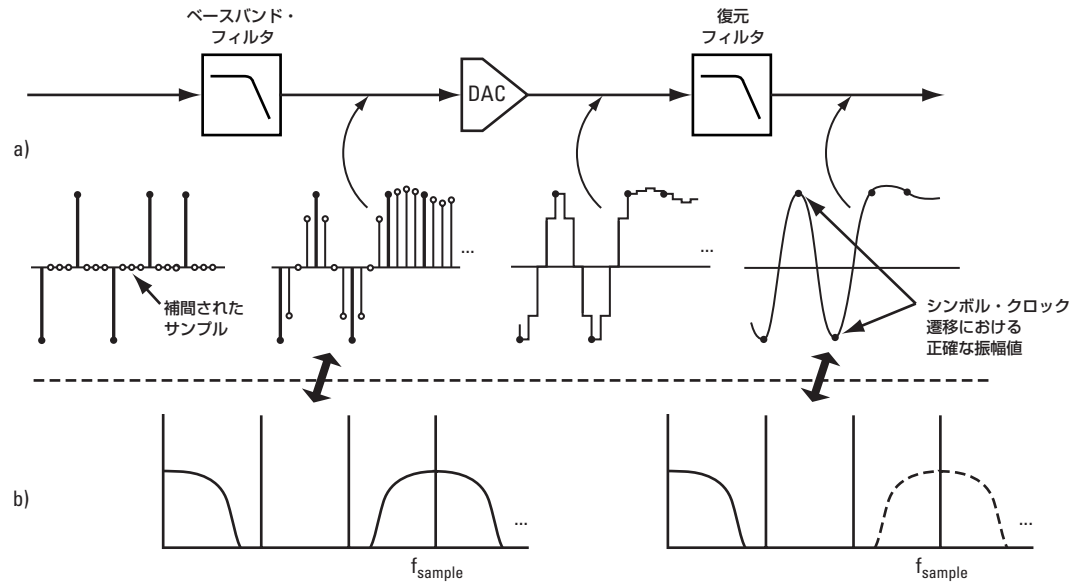
RF信号はアナログなので、送信機のあるポイントで、デジタル信号をアナログに変換する必要があります。この目的で使用するADCの後に、アナログ復元フィルタが不要な周波数成分をフィルタリングすることにより、復元されたアナログ信号を平滑にします。ナイキスト理論により、サンプリング周波数は、サンプル対象信号の最高周波数成分の2倍以上でなければなりません。デジタル変調信号の場合、シンボル・レートでのサンプリングは、ナイキスト基準に適合しません。アナログ信号を復元するときには、フィルタリングが問題になります。図47に示すように、エリャジングが発生する可能性があります。

図47.
サンプル・レート＝
シンボル・レート。
(a)時間ドメインと
(b)周波数ドメインに
おける影響
ベースバンド・フィルタ



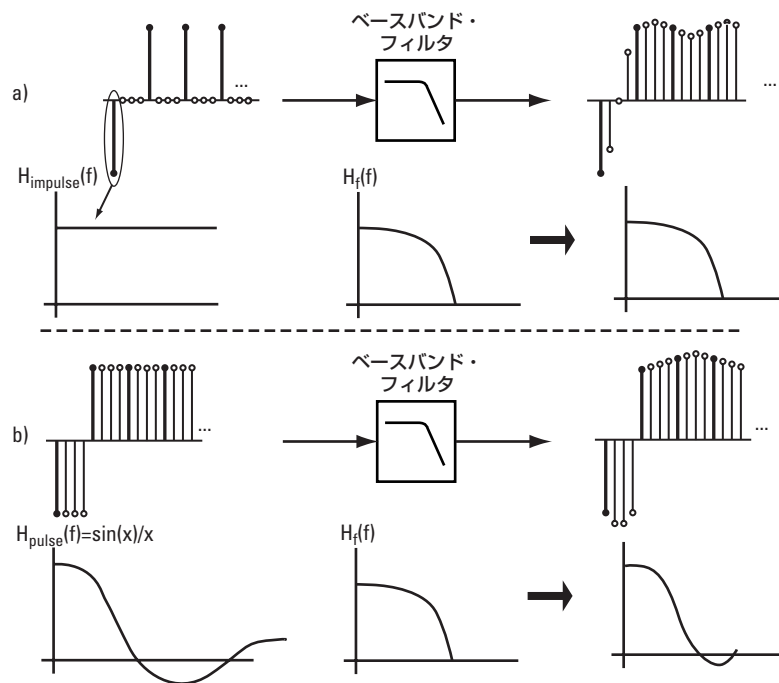
したがって、シンボル・レートの2倍以上のサンプル・レートを使用することをお勧めします。これは、補間によって達成できます。通常使用されるテクニックは、図48に示すように、ベースバンド・フィルタを適用する前にサンプル間にゼロを追加することから成ります。追加されるサンプルはゼロであるので、フィルタの時間応答は影響を受けません。シンボル間に余分のデータ・ポイントだけが提供されます。これにより、波形間の遷移がより正確に記述されます。周波数ドメインでは、イメージはより高い周波数にシフトされるので、復元フィルタの条件が無理のないレベルまで減少します。

図48.
補間：
サンプル・レート＝
 $4 \times$ シンボル・レート。
(a)時間ドメインと
(b)周波数ドメインに
おける影響



I信号とQ信号を、それらがインパルスでなくパルスであるかのように補間することは、よくある間違いです。すなわち、ゼロを追加するかわりに、元のサンプルと同じ値を持つサンプルを追加するという誤りです。図49に示すように、フィルタの応答が影響を受けます。インパルスの周波数応答は定振幅です。ベースバンド・フィルタの周波数応答で乗算すると、正しいスペクトラムが得られます。時間ドメインのパルスの周波数応答は $\sin(x)/x$ 関数です。ここで、 $x=\pi f\tau$ であり、 τ はパルスの幅です。パルス信号をフィルタすると、その周波数応答は、フィルタの応答で乗算されます。アナログI/Q変調を持つ送信機の場合、トップがフラットでなく丸い不正確なスペクトラムになります。デジタルIFを持つ送信機の場合、このエラーは異なった影響を与えます。

図49.
(a)正しい4×補間対
(b)不適当な補間



送信機の異なるセクションが、異なるサンプリング・レートを持つように設計されている場合、補間問題も発生します。例えば、FIRフィルタ（またはデジタルIFセクション）とDACが異なるレートで動作する場合、これらのセクション間である種の補間が必要となります。この場合、2つのセクション間の信号にゼロまたは元のサンプルと同じサンプルを追加すると、信号が歪む可能性があります。

補間エラーの確認方法

不適当な補間はベースバンド・フィルタの全体の周波数応答を変更するので、符号間干渉が発生します。したがって、極またはコンスタレーション・ダイアグラムとEVMが劣化します。補間エラーを確認する最良の方法は、イコライゼーションを適用して極またはコンスタレーション・ダイアグラムとEVMでこれらのエラーの影響を除去し（図50を参照）、Bits-to-RF周波数応答をチェックすることです。その他のリニア・エラーがないと仮定すると、図51に示すように、周波数応答の表示は、イコライザが補正する $\sin(x)/x$ 関数に似ている必要があります。

不適当な補間は、以下の測定にも影響します。

図50.
不適当な補間を持つ
信号に対する
イコライゼーションの
効果：
(a)イコライゼーションを
適用しない場合と
(b)適用した場合の
極ダイアグラムおよび
エラー・ベクトルの
振幅対時間

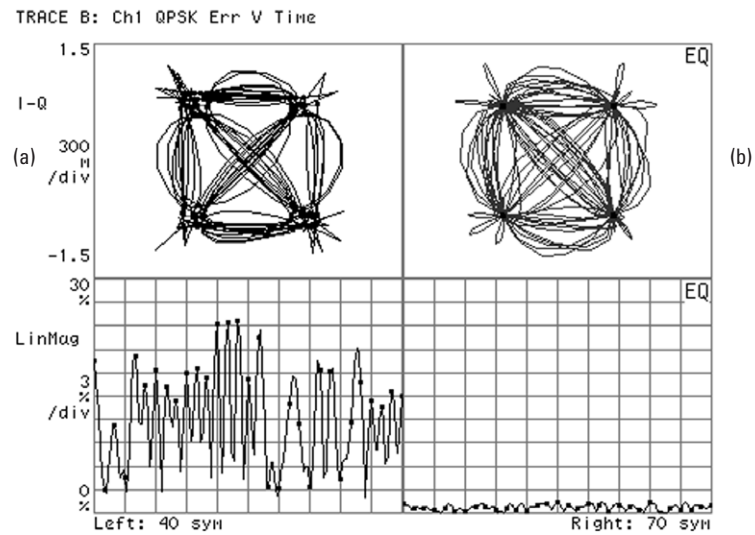
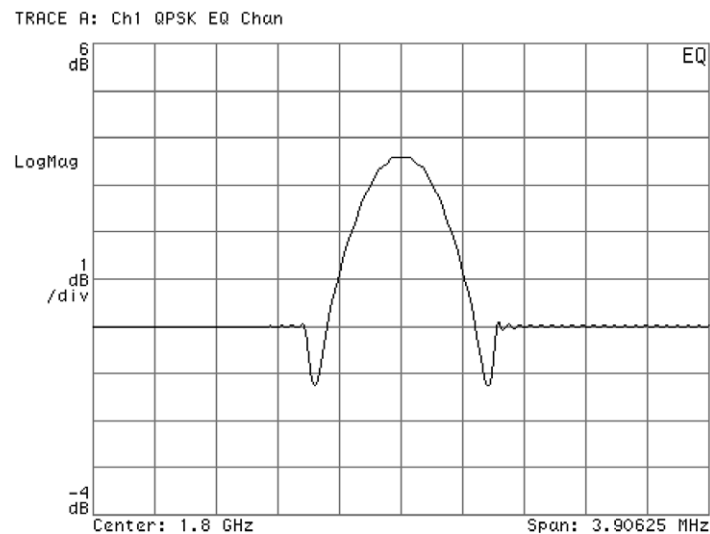
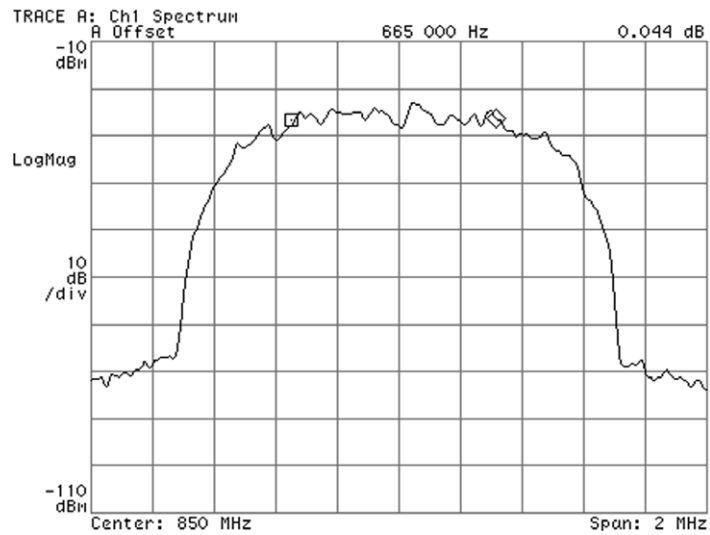


図51.
不適当な補間を持つ
送信機のビットツー
RF周波数応答



- **チャンネル帯域幅。**不適当な補間は、スペクトラムの形状に影響を与えます。例えば、アナログI/Qを持つ送信機の場合、不適当な補間を持つ信号のスペクトラムは、トップがフラットでなく丸くなります。したがって、チャンネル帯域幅測定が影響を受けます。図52に、シンボル・レート1MHzの信号の、665kHzの3dB帯域幅を示します。

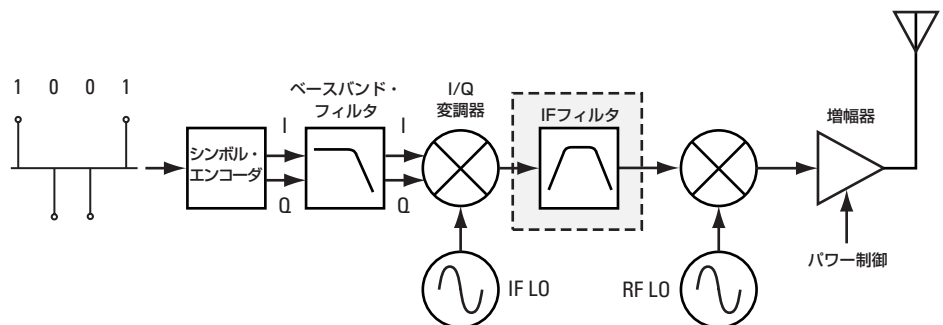
図52.
不適当な補間を持つ
信号のスペクトラム



- **CCDF曲線**。不適当な補間は信号を歪ませるので、その統計情報が変化します。
- **ACP**。不適当な補間によってACPが増加します。
- **コード・ドメイン・パワー**。EVMが劣化するので、コード・ドメイン・パワーのノイズ・フロアが増加します。

3.2.6 IFフィルタのチルトまたはリップル

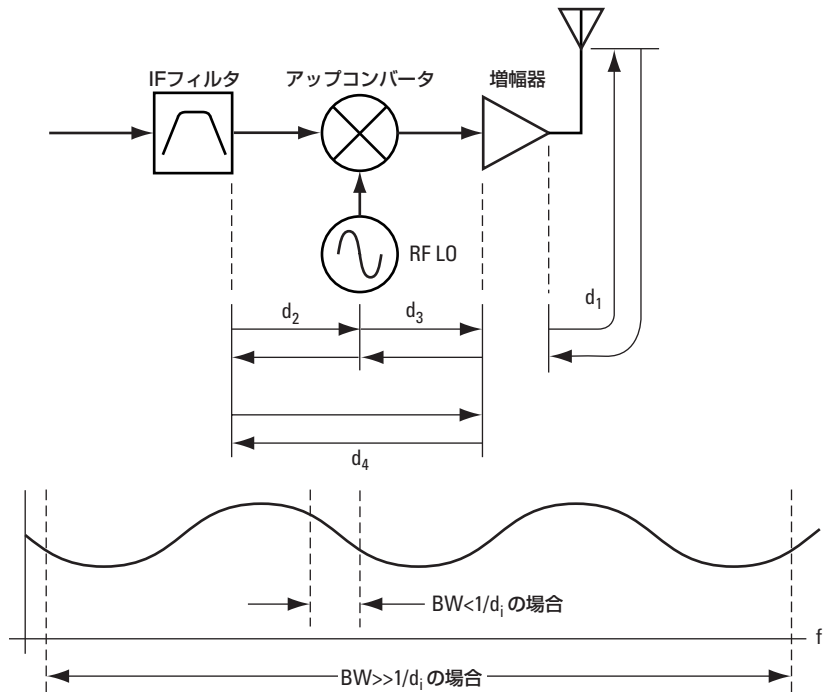
図53.
IFフィルタ



IFフィルタはI/Q変調中に作成されたアウトオブチャネル干渉を除去します。このフィルタのデザインにおけるエラー特性は、得られる信号に影響します。理想的には、フィルタは目的の周波数帯ではフラット、群遅延は同じ周波数帯で一定でなければなりません。一般的なIFフィルタの劣化には、周波数応答におけるフィルタのチルトやリップル、群遅延の変動などがあります。例えば、SAW(表面弾性波)フィルタには長い遅延を引き起こす内部反射があり、周波数応答に微細なリップルを生成します。周波数応答におけるフィルタのチルトやリップルは、信号でリニア歪みを発生します。

フィルタのチルトやリップルと同等の影響が、しばしば、IFフィルタからアンテナまでの任意のコンポーネントの不適切な整合性によって発生します。例えば、RF増幅器とアンテナ、または送信機のIFまたはRFセクションのコンポーネント間の不整合によって、反射が起こり、送信機の全体の周波数応答が歪みます。歪みは、不整合コンポーネント間の距離および信号の帯域幅に応じて、チルトまたはリップルのどちらかとなります。図54からわかるように、コンポーネント間の距離の逆数に対して帯域幅が狭い場合、周波数形状が傾いて表示されます。広帯域幅の場合は、波だっているように見えます。コンポーネント間の不整合の影響は、通常、無線RFで使用される帯域幅では無視できますが($BW \ll 1/d_i$)、LMDS (Local Multipoint Distribution System) や衛星などより広い帯域幅を使用するアプリケーションではより重要になります。

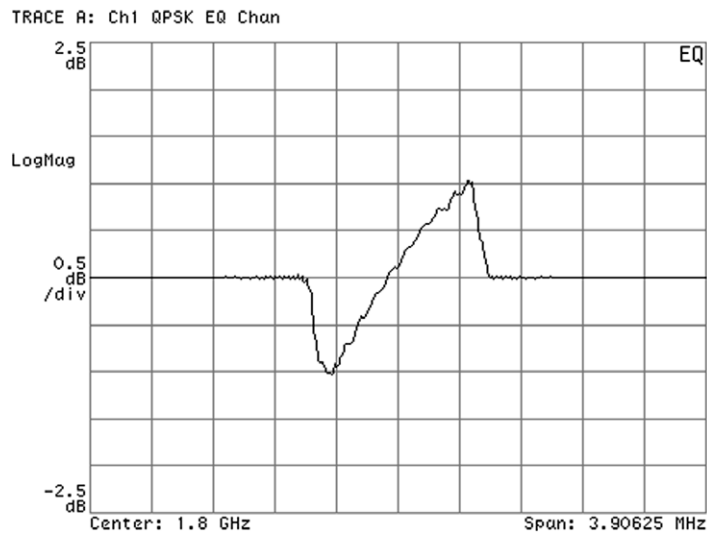
図54.
IFまたは
RFコンポーネント間の
不整合によって周波数
応答でチルトまたは
リップルが発生



フィルタのチルトまたはリップルの確認方法

フィルタのチルトまたはリップルによって、復調ベースバンド信号に歪みが生じます。したがって、**コンスタレーション**と**EVM**が劣化します。IFフィルタ・エラーや等価の影響を確認する最良の方法は、信号にイコライゼーションを適用し、**Bits-to-RF周波数応答**をチェックすることです。イコライゼーションはリニア歪みを除去します。このため、コンスタレーションとエラー・ベクトルの振幅対時間の両方が著しく改善します。送信機にその他のリニア・エラーがないと仮定すると、図55に示すように、**Bits-to-RF周波数応答**がリップルまたはチルトを示します。

図55.
IFフィルタにチルト
がある送信機の
Bits-to-RF
周波数応答



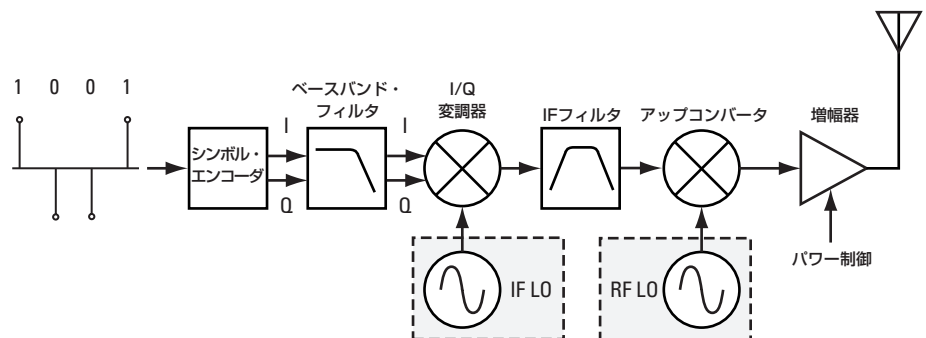
SAWフィルタの場合、イコライザのフィルタを長くして、イコライザのインパルス応答を観察すると、フィルタのインパルス応答の時間遅延をさらに解析することができます。

フィルタのチルトまたはリップルは、以下の測定にも現れます。

- **チャンネル帯域幅。**アベレージングを適用すると、チルトとリップルが周波数ドメインでわずかに現れます。
- **CCDF曲線。**チルトとリップルは、信号の統計情報、したがってCCDF曲線に影響します。
- **コード・ドメイン・パワー。**フィルタのチルトとリップルは、コード・ドメイン・パワーのノイズ・フロアも上昇させます。

3.2.7 LOの不安定性

図56.
IFおよびRFのLO



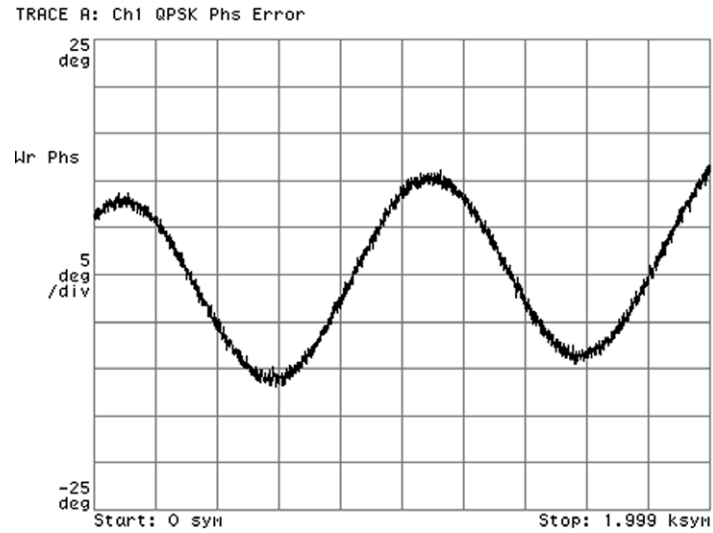
RFのLO特性は最終RF信号に渡されます。周波数が不安定な場合、チャンネル占有の制限に違反し、隣接チャネルと干渉が発生します。LOの不安定性は、LO近くを流れるハムやその他の信号によって起こります。例えば、データ・ライン（通常CMOS¹⁾）は、RFエネルギーをLOに結合することができる鋭いエッジを持つ信号を搬送しています。送信機の任意のLOの位相ノイズも、復元されたI/Q信号の位相にノイズを発生させる可能性があります。RFのLOの離れたオフセットにある位相ノイズが供給され、位相ノイズによってエネルギーが隣接チャネルに漏れます。

1. 用語集を参照してください。

LOの不安定性の確認方法

振幅エラーに相対して大きな位相エラーは、LOにおける不安定性を一番良く示します。位相エラー対時間表示を調べると、エラーをさらに解析することができます。この表示は、残留または干渉PM信号の変調波形を示します。ランダム位相エラーは位相ノイズを、正弦波形状または周期的波形は干渉PMトーンを示します。例として、図57に、シンボル・レート50kHzの信号の位相エラー対時間を示します。位相エラー対時間は2000シンボルに対して2サイクルなので、干渉PM信号の周波数は $2 \times (50 \times 10^3) / 2000 = 50\text{Hz}$ です。

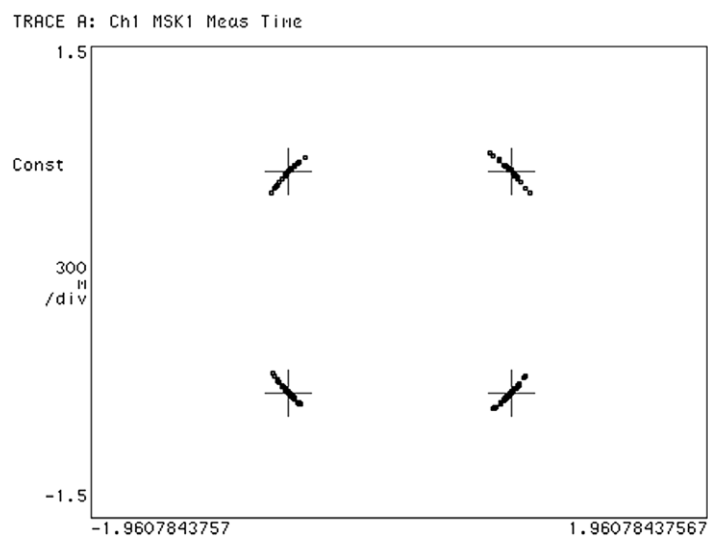
図57.
ハムがある信号の
位相エラー対時間



送信機のLOにアクセス可能な場合、送信機の別のLOでアナログPM測定を実行すれば、問題を特定のLOまでたどることができます。

LO干渉が大きい場合、図58に示すようなコンスタレーション表示になります。測定したシンボルは、正しい振幅を保持しますが、理想シンボルの基準ポイントを中心に位相が変化します。

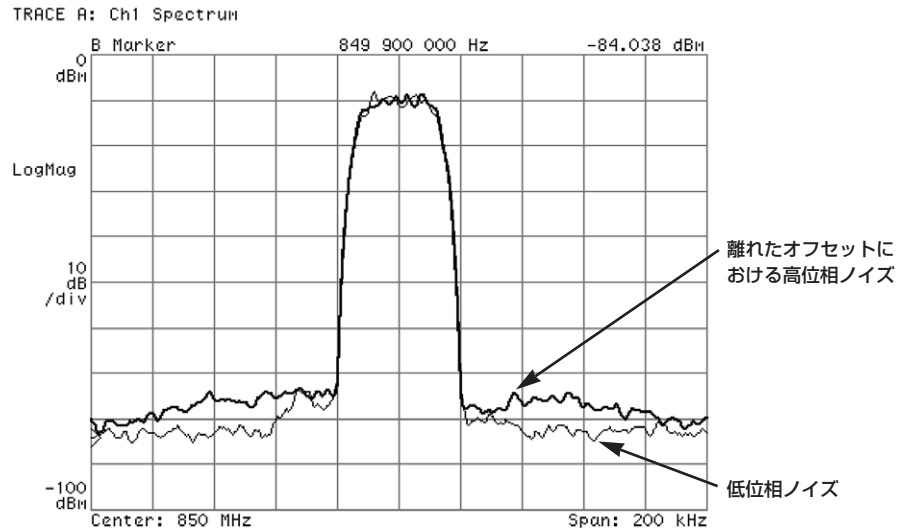
図58.
位相ノイズによって
劣化した
コンスタレーション
表示



LOの不安定性は、以下の測定にも影響します。

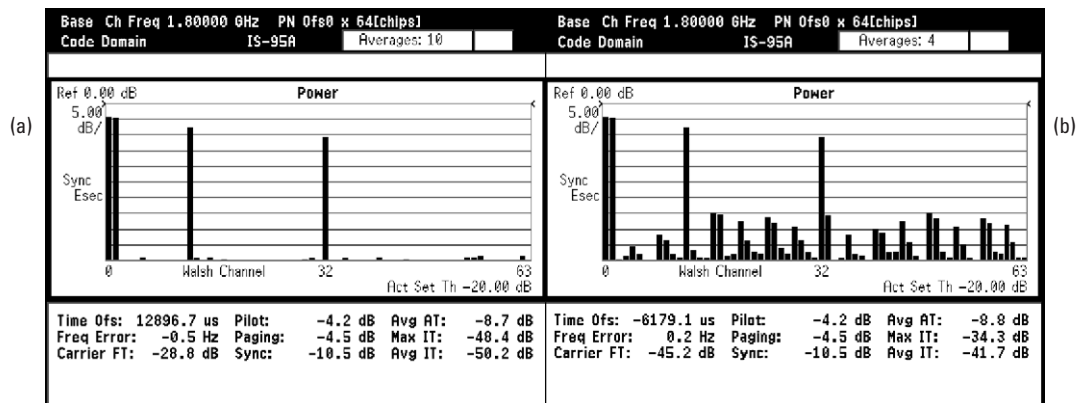
- **隣接チャネル漏洩電力。** 前述したように、残留PMまたはRFのLOにおける離れたオフセットの位相ノイズによってACPが劣化します(図59を参照)。

図59.
離れたオフセットの
位相ノイズによって
劣化したACP



- **コード・ドメイン・パワー。** 特定の非アクティブ・コード・チャネルのノイズ・レベルが増加すると、LOの不安定性がコード・ドメイン・パワー表示に現れます。影響を受けるコード・チャネルは、特定システムの直交コーディング・スキームおよび信号のコード・チャネル構成によって異なります。図60に、位相ノイズがある信号のコード・ドメイン・パワー表示を示します。

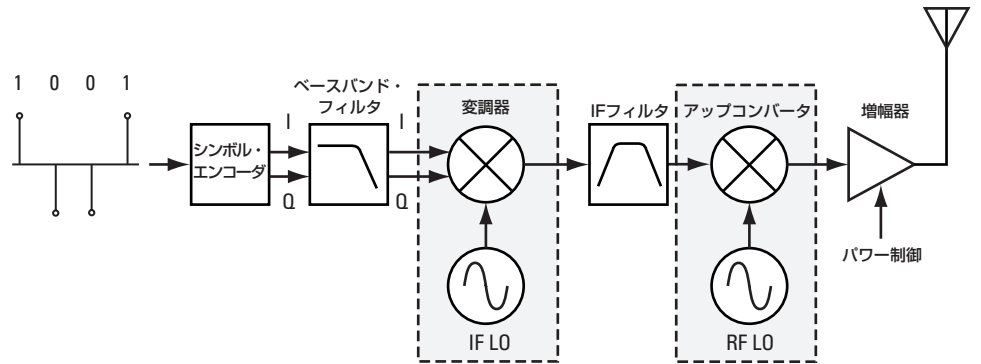
図60.
(a)位相ノイズがない
場合と
(b)位相ノイズがある
場合の信号の
コード・ドメイン・
パワー



LOの不安定性はリニア・エラーでないため、イコライゼーションによって除去することはできません。

3.2.8 干渉トーン

図61.
ミキサ



送信機のどこかで生成されるトーンまたはスプリアスは、信号の帯域幅の範囲にあると、送信された信号と干渉します。インチャネル干渉トーンは、通常、周波数ドメインの信号によってマスクされます。

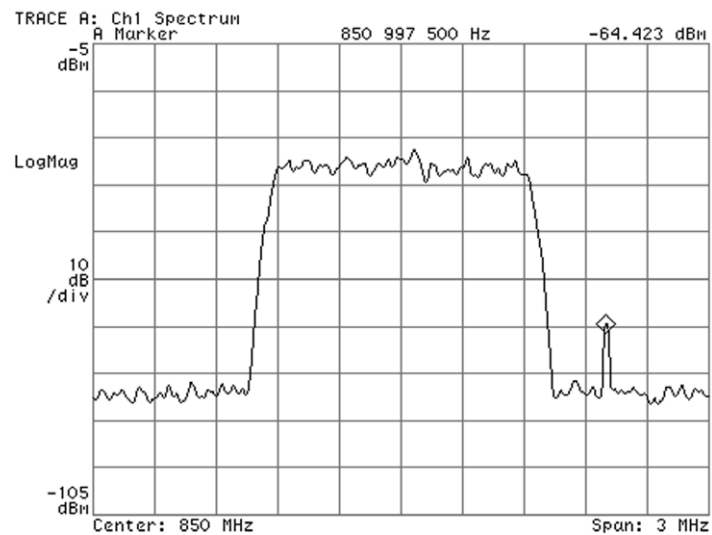
干渉トーンが信号の帯域幅の外側にある場合、他のチャネルまたはシステムとの干渉が起こります。

干渉トーンは、一般に、アクティブ・デバイス(ミキサ、増幅器など)内の内部信号の相関作用によって発生します。

干渉トーンの存在の確認方法

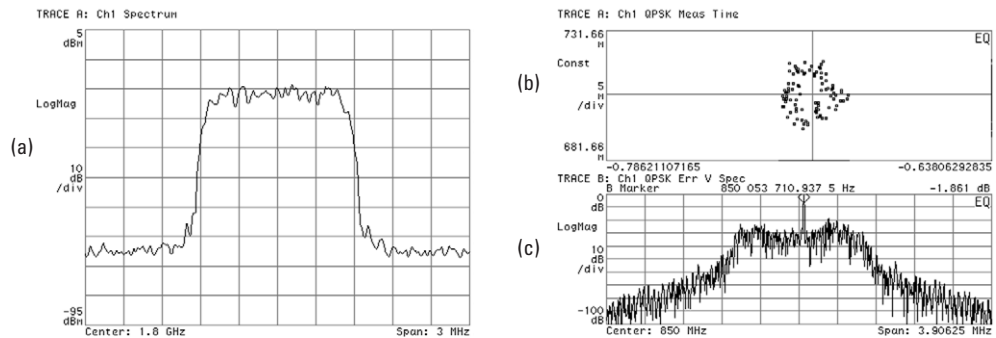
アウトオブチャネルまたはアントオブバンド・スプリアスは、テスト機器に十分なダイナミック・レンジがあれば、スプリアス/高調波測定によって簡単に検出されます(図62を参照)。

図62.
アウトオブチャネル・
スプリアス
(スペクトラム表示)



インチャネル・スプリアスは変調において干渉を引き起こします。シングル・スプリアスが被変調信号と結合し、結果はその位相関係によって異なります。スプリアスは、通常、周波数ドメインで検出できるほど高くはありませんが、**コンスタレーション**では基準ポイントの周囲に円が形成されるため、コンスタレーションで識別することができます。円の半径は、干渉トーンと希望I/Q信号の振幅関係に一致します。ノイズによってランダムとなるため、スプリアスが非常に小さい場合、図63bに示すように、1個のコンスタレーション・ポイントにズームしても円が鮮明にならない可能性があります。インチャネル・スプリアスが存在するか判断するには、**エラー・ベクトル・スペクトラム**を観察します。この表示から、変調されていない搬送波からのスプリアスの振幅および周波数オフセットが測定できます。例えば、図63cのエラー・ベクトル・スペクトラムでは、(変調されていない搬送周波数から53.710kHz離れた)850.053710MHzにスプリアスが表示されます。

図63.
(a)周波数ドメインでは見えないが
(b)コンスタレーションおよび
(c)エラー・ベクトル・スペクトラムで検出可能なインチャネル干渉トーン

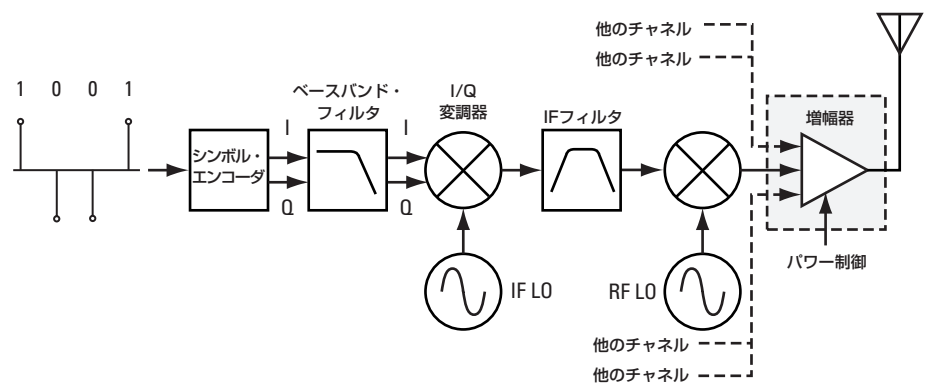


被変調信号の周波数帯域幅内にある干渉トーンも、**コード・ドメイン・パワー**のノイズ・フロアを上げる相関されていないエネルギーを発生させます。

干渉トーンはリニア劣化ではないので、イコライゼーションによって除去することはできません。ただし、イコライザはEVMを最小に抑える役に立つので、信号の品質がいくらか改善します。

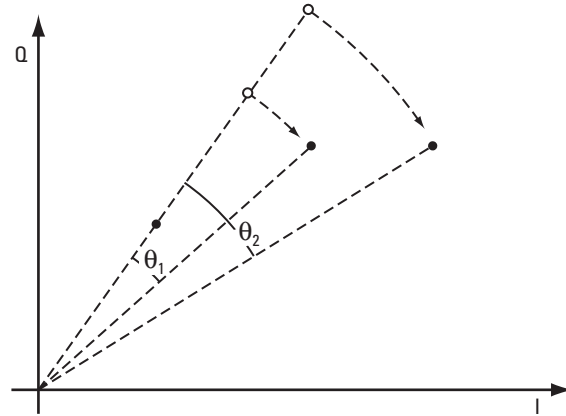
3.2.9 AM-PM変換

図64.
パワー増幅器



前述のように、周波数および振幅応答はパワー増幅器の重要な特性です。圧縮 (AM-AM変換) のほかに、パワー増幅器は、高レベルの信号振幅に対して位相歪みを引き起こします。この効果は、AM-PM変換と呼ばれます。AM-PM変換を図65に示します。

図65.
AM-PM変換



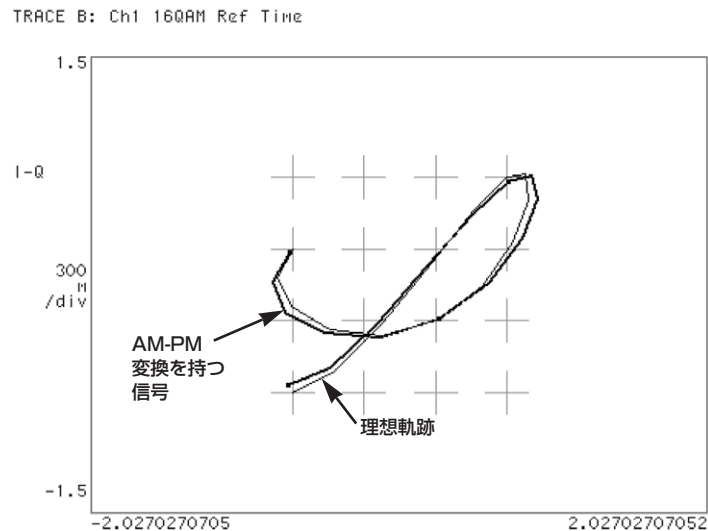
AM-PM変換は、通常、増幅器のリニア・レンジ、すなわち圧縮より下の振幅レベルで発生します。これは、高ピークツーアベレージ比を持つ信号に特に顕著です。異なる振幅レベルには異なる位相シフトが起こります。

AM-PM変換の確認方法

AM-PM変換を確認する最良の方法は、増幅器をアイソレートし、そのAM-PM特性を(ネットワーク・アナライザ、またはPM復調機能を持つシグナル・アナライザを使って)測定することです。

増幅器がアイソレートできない場合、AM-PM変換を確認するには、**極ダイアグラム**を観察します。いくつかのシンボルに対して信号の実際の軌跡を理想軌跡と比較すると、図66からわかるように、振幅レベルが高いほどより高いエラーを示します。低い振幅における小さいエラーが比較的大きな位相エラーを引き起こすので、振幅が大きいほど位相エラーが大きくなるかは明白ではありません。受信機におけるフィルタリングは、時間的な分散を引き起こします。したがって、AM-PM変換によって、信号のピーク変位後のシンボルにエラーが発生します。

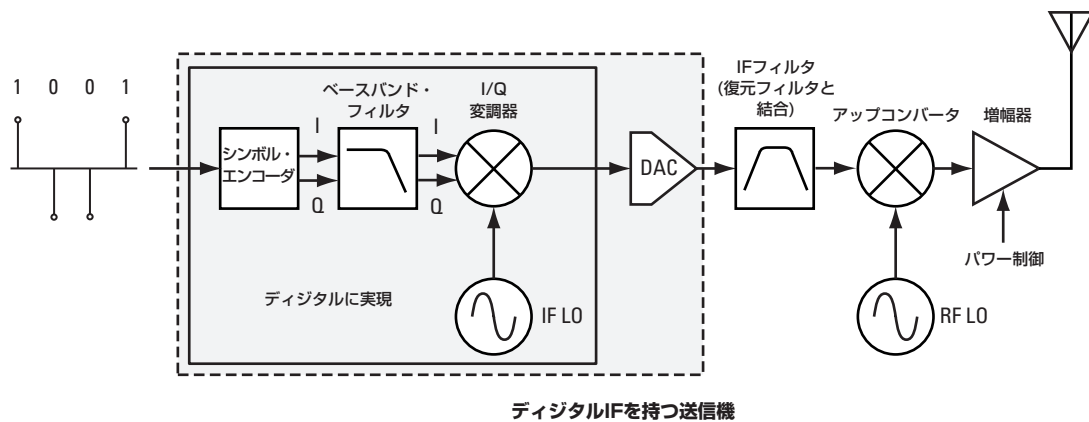
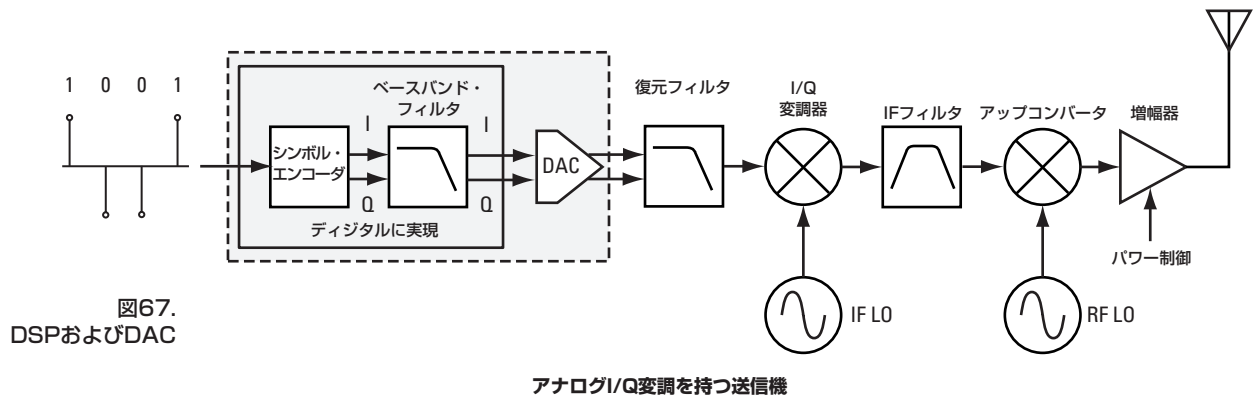
図66.
AM-PM変換を持つ
信号の(理想軌跡と
相対した)極軌跡



コード・ドメイン・パワー測定もAM-PM変換の影響を受けます。エラーは信号と強く相関しているため、コード・ドメイン・エネルギーは非アクティブ・チャネルに現れます。

AM-PM変換はリニア・エラーではないので、イコライゼーションで除去することはできません。

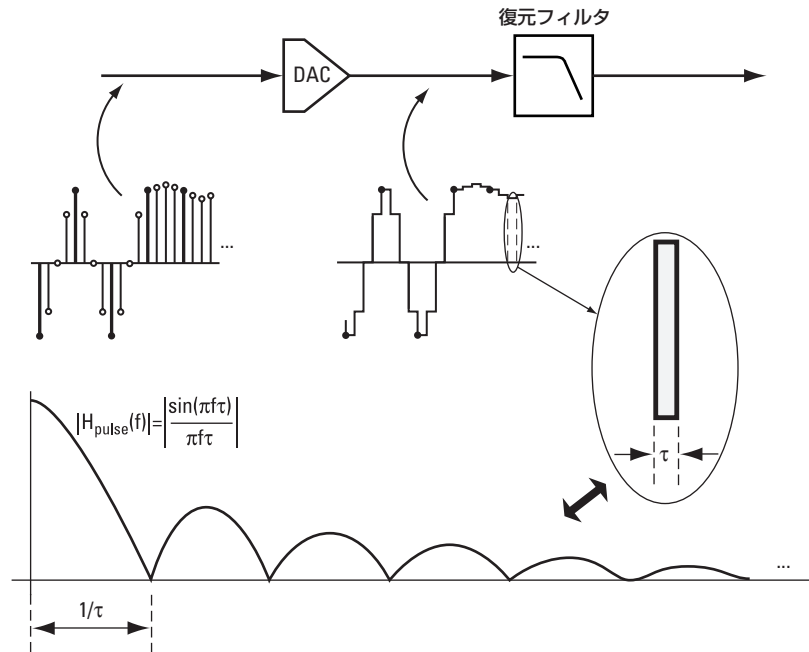
3.2.10 DSPおよびDAC劣化



すべてアナログ・ハードウェアを使ってデジタル変調を実現することは可能ですが、入力信号を直ぐにデジタル化し、IFまでデジタル処理しておく方法が一般化しています。次に、IFが送信のために最終周波数にアップコンバートする前に、アナログに変換されます。DACは、図67に示すように、実際のインプリメンテーションに応じて各種ポイントに配置できます。デジタル処理と変換で問題が発生する可能性があります。最も一般的な劣化は未補正 $\sin(x)/x$ と内部オーバーフローです。

未補正 $\sin(x)/x$ 。DACの理想出力は、異なる振幅レベルを表す一連のデルタ・インパルスですが、実際問題として、インパルスには信号を平滑にする復元フィルタに先だって、一定の幅(τ)があります。時間ドメインのパルスは、図68に示すように、周波数ドメインの $\sin(x)/x$ 関数に変換されます。送信機デザインのどこかで $\sin(x)/x$ 形状の補正がなければなりません。

図68.
DACインパルス
応答はパルスです。
周波数ドメインの
 $\sin(x)/x$ 関数に
対応します。



補正は、DACの前のどこかで、あるいはアナログ復元フィルタ(図69を参照)またはIFフィルタ(図70)と結合して、デジタルに実現することができます。

この $\sin(x)/x$ 形状を補正しないのは、一般的なエラーです。図69に、アナログI/Q変調を持つ送信機に対する補正の重要性を示します。未補正によって、送信信号のスペクトラムに歪みが発生します。シンボル周期(T)がパルス幅(τ)に匹敵する場合、 $\sin(x)/x$ 関数を補正しないと、不適当な補間と同様の大きな影響を及ぼします。

図69.
アナログI/Q変調を
持つ送信機における
 $\sin(x)/x$ の補正

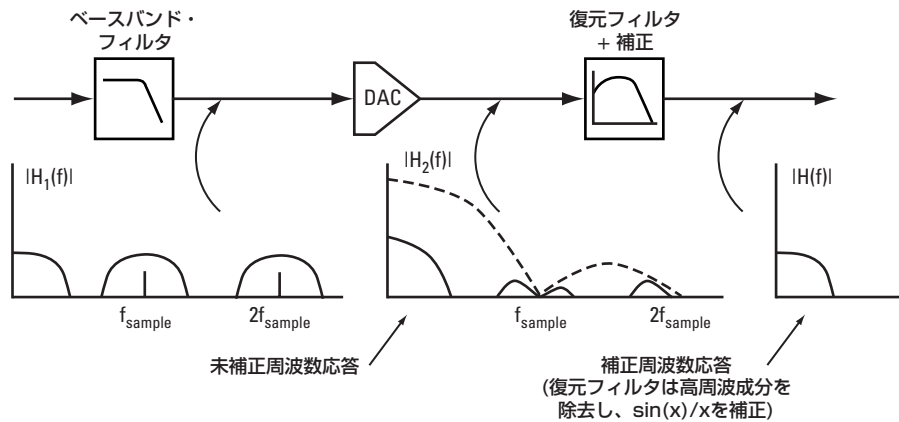
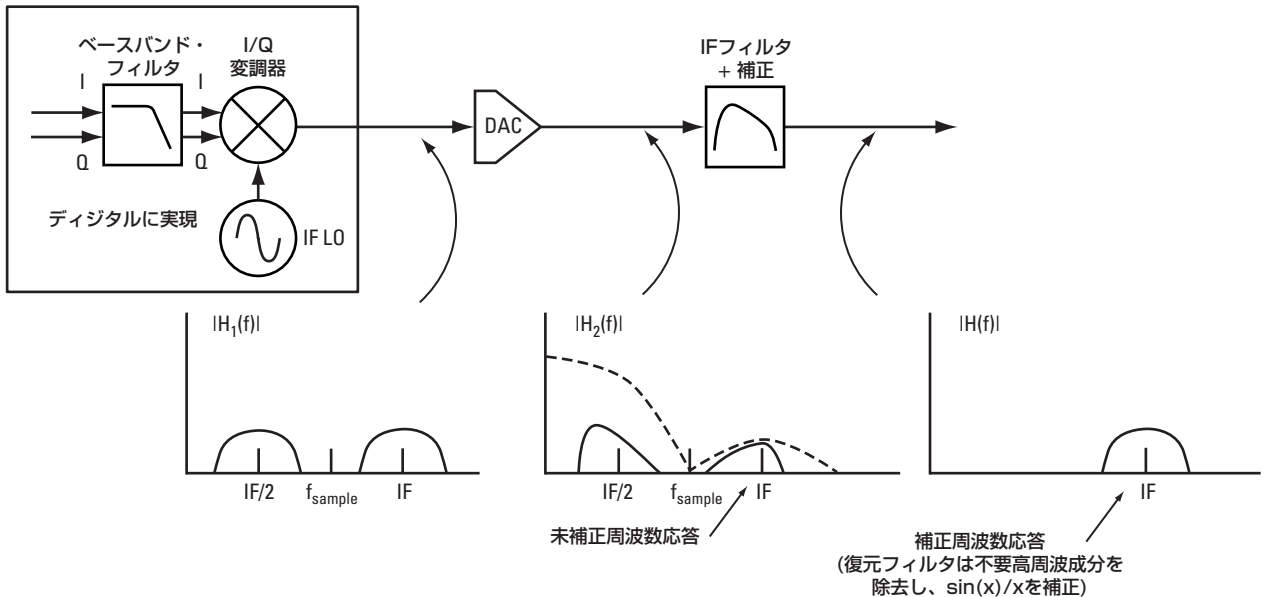


図70.
デジタルIFを持つ
送信機における
 $\sin(x)/x$ の補正

図70に、デジタルIFを持つ送信機に対する補正の効果を示します。補正しないと、送信信号のスペクトラムは傾きます。



未補正 $\sin(x)/x$ の確認方法

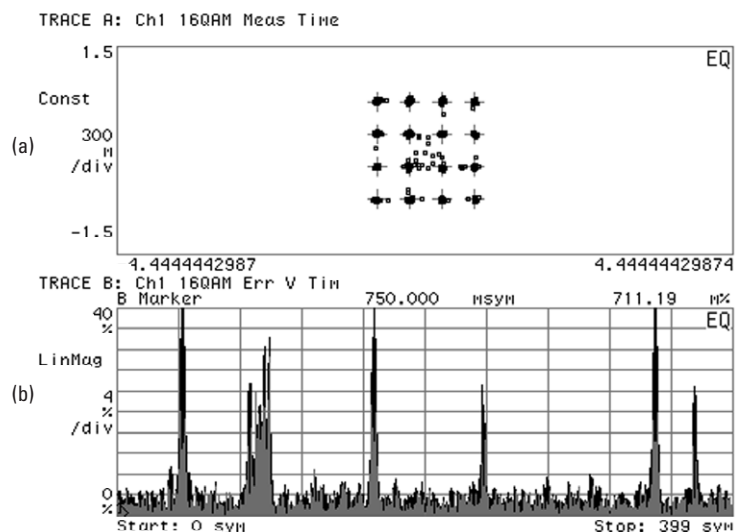
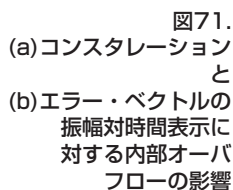
不適当な補間を使用する場合と同様、 $\sin(x)/x$ 関数を補正しないと、変調の品質が劣化します。リニア・エラーなので、イコライゼーションによって除去できます。したがって、この種類のエラーは、イコライゼーションを適用し、送信機の**Bits-to-RF周波数応答**を調べることによって簡単に検出できます。アナログI/Q変調器を持つ送信機の場合、周波数応答は、不適当な補間の場合の周波数応答(図51)と同様の $\sin(x)/x$ 形状を示します。デジタルIFを持つ送信機の場合、周波数応答は、IFフィルタ・チャルトの周波数応答(図55)と同様に、チャルトを示します。

イコライゼーションを使うと、不適当な補間の場合と同様に、**コンスタレーション**と**EVM**が改善します(図50を参照)。

内部オーバーフロー。 デジタル・ハードウェアに付随する複数のスケーリング・エラーがあります。例えば、DSPでは、演算関数が最大可能値より大きい出力を生成すると、結果が不正確になります。例えば、0101を1101に追加する場合、結果は10010になるはずですが、4ビット・プロセッサではMSB(最上位ビット)が失われ、結果が0010になります。このエラーを避けるために、DSPは、飽和と呼ばれる特殊モードで動作できます。この場合、DSPは、結果が最大可能値より大きいと、すべて1に飽和し、結果が許容最小値より小さいと、すべて0になります。

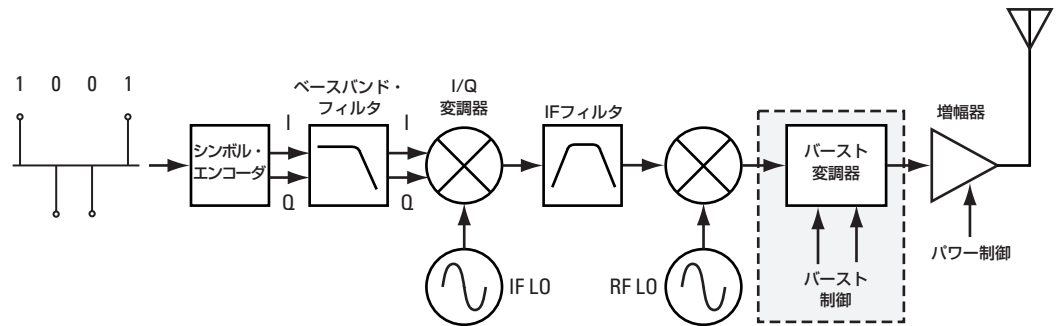
内部オーバフローによるエラーの確認方法

DSPのアルゴリズムがデザインの許容値より大きい値をもたらす場合、変調にアーチファクトが発生します。例えば、これまで見たように、DSPはデザインの許容値より大きい信号値を非常に低い電圧レベルにロールオーバーする可能性があります。このエラーは、通常、シングル出力に制限されます。これにより、図71bに示すように、エラー・ベクトルの振幅対時間表示にスパイクが発生します。



3.2.11 バースト整形劣化

図72.
バースト変調器



TDMAシステムでは、RFパワーは、他のユーザと周波数チャンネルを共有できるように定義されたタイムスロット単位で、バーストオン／オフされます。バースト・パラメータは正確でなければなりません。これらのパラメータには、**バースト幅**のほか、**立ち上がり時間と立ち下がり時間**が含まれます。パワーは、タイムスロット・データを送信するのに十分な長さだけオンにする必要があります。オフ時間の間、パワーはオフと見なされるだけ十分低くなければなりません。その他の潜在的な問題には、**パワーアップ時のオーバシュート**、**周波数ドリフト**、**振幅ドループ**があります。

TDMAシステムでは、送信機出力の1秒当たりのオン／オフ回数が多くなります。バーストをオンにしたときの周波数とパワーの不安定性は、システムの動作を非常に劣化させます。パワーアップ時のオーバシュートによって増幅器で圧縮も発生し、隣接周波数チャンネルにおける干渉が増加します。周波数ドリフトも、隣接周波数チャンネルにおける干渉を増加させます。

バースト変調器(図72)のコンポーネントの温度変化は、バーストがオンのときに信号の振幅を変化させます。この現象は、振幅ドループと呼ばれ、信号の変調品質に影響します。

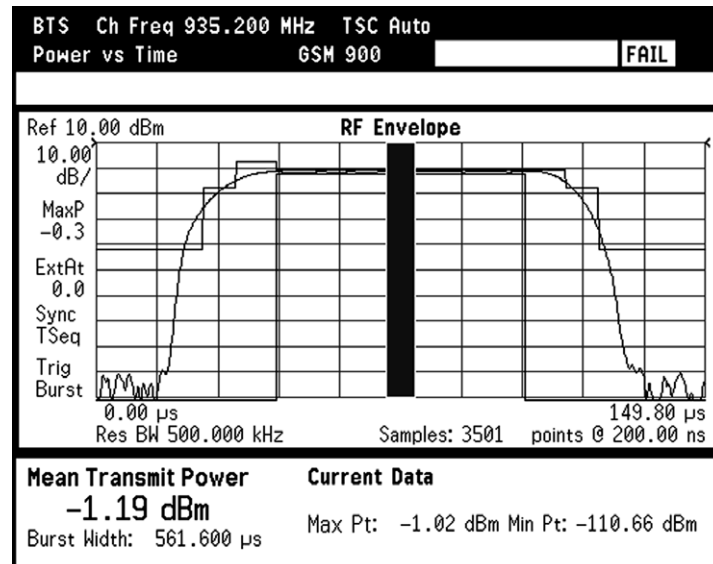
長すぎる立ち上がり時間と立ち下がり時間は、隣接タイムスロットに影響します。波形の立ち上がり時間と立ち下がり時間は、バーストのタイムオンおよびタイムオフ中のスペクトル・スプラッタと直に関係しており、このスプラッタがACPに影響を与えます。バーストの立ち上がりと立ち下がりエッジが速いほどよりスペクトラムが必要となるため、隣接周波数チャンネルにおける干渉が高くなります。

TDMAシステムと周波数アジャイル・システムには多くの共通点があります。搬送波が周波数から周波数にホップするときにも、送信機の1秒当たりのオン／オフ回数が多くなります。同じバースト問題があてはまり、ここでも隣接チャンネル干渉が問題となります。したがって、バースト形状パラメータを特性評価し、それらを測定結果と結合して問題の原因を切り分けることが重要です。

バースト整形劣化の確認方法

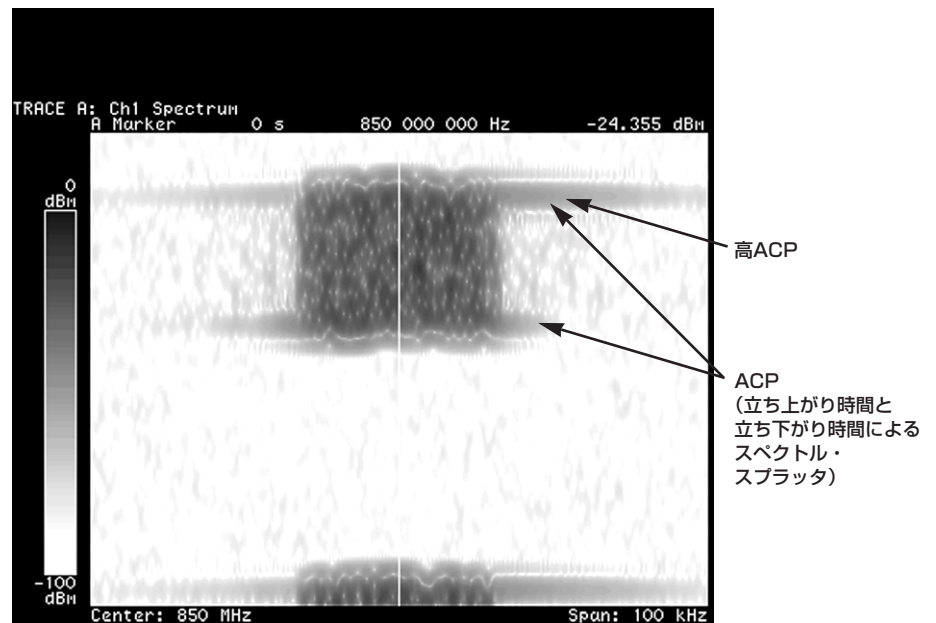
ほとんどのバースト整形エラーを検出する最良の方法は、適切な**タイミング測定**を実行することです。図73に示す例では、立ち上がり時間と立ち下がり時間が長すぎます。

図73.
バーストの長すぎる
立ち上がり時間と
立ち下がり時間



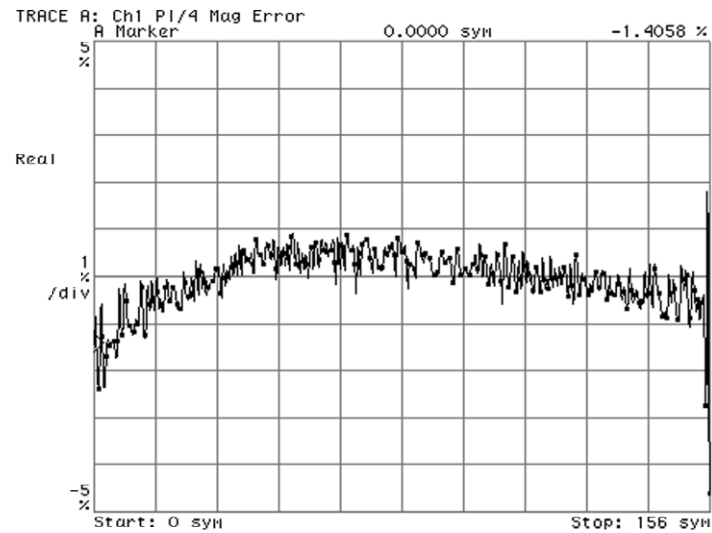
短い立ち上がり時間と立ち下がり時間や周波数ドリフトなど、**ACP**に影響を与えるバースト整形劣化をトラブルシュートするには、時間と周波数ドメインを結合します。時間捕捉と、鮮明な周波数スペクトラムが時間と共に変化するようすを示すスペクトログラム関数は、その理想的なツールです。スペクトログラムを使って、起きている事柄を3次元のピクチャで表示することができます。周波数ドリフトと鋭いエッジによる高い隣接チャネル干渉は、図74に示すように簡単に検出できます。

図74.
短い立ち上がり
時間による高ACP
を示すスペクトログラム



信号の変調品質は、振幅ドループ、パワーアップ時のオーバーシュート、周波数ドリフト、短過ぎるバースト幅など、ほとんどのバースト整形エラーによる影響を受けます。これらのエラーは、EVMと関連表示に影響します。例えば、振幅ドループは、図75に示すように、**振幅エラー対時間**表示を観察すれば簡単に検出されます。測定アルゴリズムが振幅ドループを補正します。この場合、エラーが別の測定基準で示されます。

図75.
振幅ドループを持つ
信号の振幅エラー対
時間



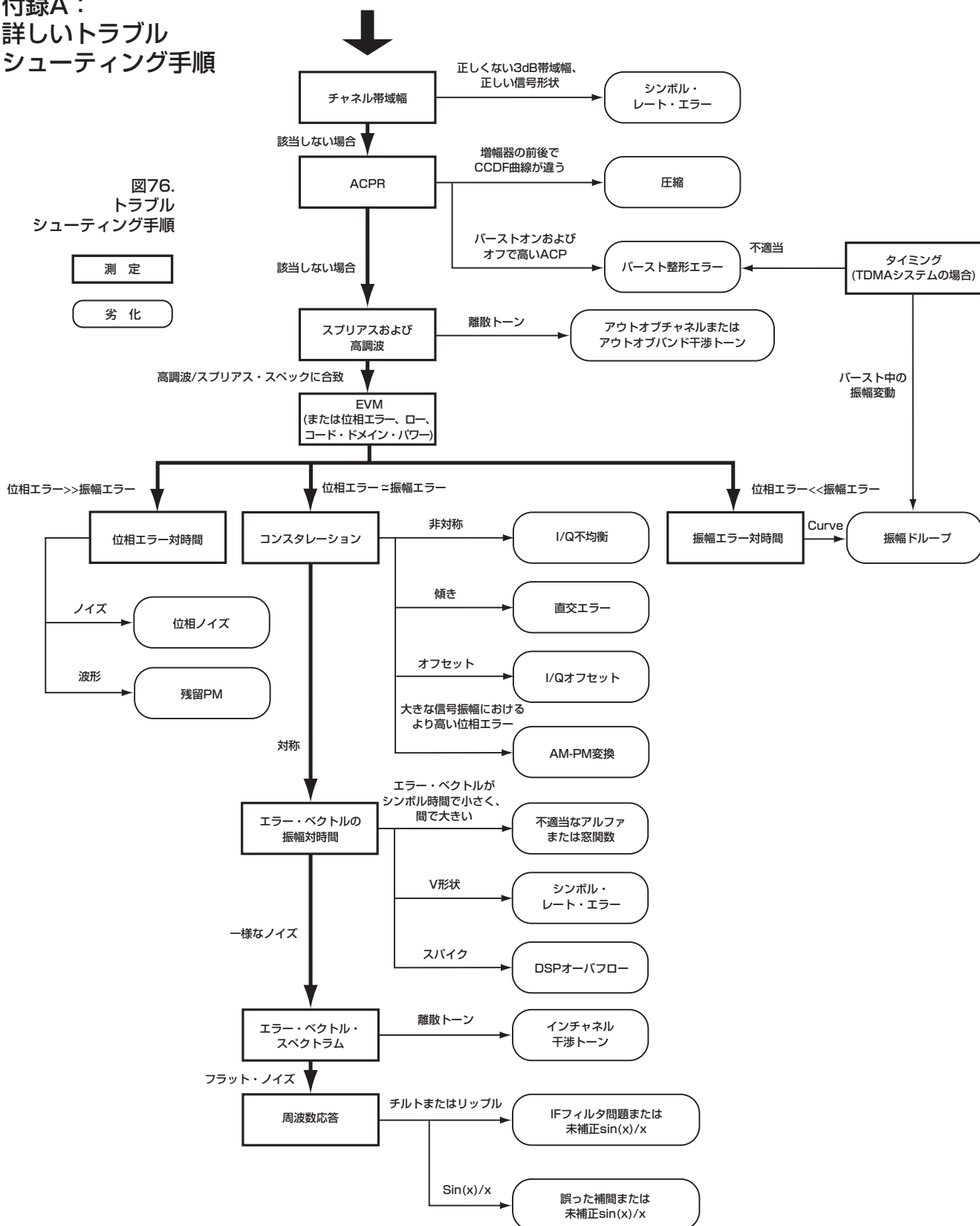
バースト整形エラーはリニアではないので、イコライゼーションによって除去することはできません。

4. まとめ

適合性測定を実行して、デジタル送信機デザインがシステム条件に合致することを確認します。送信機が仕様に準拠していない場合、劣化したデバイスまたはセクションまで問題をたどる必要があります。

本アプリケーション・ノートでは、一般的な送信機測定と送信機問題の一般的なトラブルシューティング方法について説明しています。さまざまな送信機測定と一般的な劣化との関係も明らかにしています。これらのツールと適切な測定機器を使えば、デザインにおける問題を簡単に認識し、確認することができます。

付録A：
詳しいトラブル
シューティング手順



付録B： 測定器の機能

この表に、デジタル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用のAgilentベクトル・シグナル・アナライザとスペクトラム・アナライザの機能を示します。

測定および トラブルシューティング 機能	ベクトル・シグナル・アナライザ		スペクトラム・アナライザ		
	89400 シリーズ ¹	VSAシリーズ 送信機 テスタ ²	8590 Eシリーズ、 測定 パーソナリティ 付き ³	8560 E シリーズ ¹	ESA-E シリーズ ¹
搬送周波数	●	●	●	●	●
チャンネル帯域幅	●	●	●	●	●
チャンネル・パワー	●	●	●	●	●
占有帯域幅	●	● ⁵	●	●	●
ピークツーアベレージ	●	●	● ⁴		
CCDF	●	●			
ACPR (または等価)	●	●	●	●	●
インバンド・スプリアス	● ⁶	●	●	●	● ⁶
アウトオブバンド・ スプリアス/高調波	最大 2.65 GHz ⁶	最大 4 GHz ⁶	●	●	● ⁶
タイミング	●	●	●	●	●
EVMまたは位相エラー(%実効値)	●	●	●		
エラー・ベクトルの 振幅または位相エラー(対時間)	●	●			
エラー・ベクトル・スペクトラム	●				
ρ	●	●			
コード・ドメイン・パワー	● ⁷	●			
イコライザ(ビットツー RF周波数および群遅延)	●		● ⁹		
極およびコンスタレーション	●	●	●		
アイまたはトレリス・ダイアグラム	●		●		
シンボル・テーブル	●	● ⁸	●		
トリガとしての同期ワード	●	●	●		
反転(鏡映) 周波数モード	● ⁶	●			
ベースバンドIおよびQ入力	●				
演算関数	●				
時間捕捉	●				
スペクトログラム	●				
アナログPMまたは FM復調	●		●		●

注:

- 一部の測定には、測定パーソナリティあるいはオプションが必要となります。
- 測定は、cdmaOne、GSM、NADC、PDC、W-CDMA、cdma2000に対して設定済みです。
- 測定は、使用する測定パーソナリティに応じて、特定のワイヤレス・システムGSM、cdmaOne、NADC、PHS、PDC、またはDECTに対して設定済みです。
- cdmaOneにのみ使用可能です。
- PDCにのみ使用可能です。
- 検索は、手動か、ユーザによってプログラムする必要があります。
- W-CDMAにのみ使用可能です。
- GSMにのみ使用可能です。
- 適切な測定パーソナリティを持つDVB-C(Digital Video Broadcast-Cable)にのみ使用可能です。

5. 用語集

3G	Third Generation (第3世代)
ACP	Adjacent Channel Power (隣接チャネル漏洩電力)
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio (隣接チャネル漏洩電力比)
Bits-to-RF周波数応答	ベースバンドからRFへの周波数応答、 ステイミュラス信号としてビットを使用
BW	Bandwidth (帯域幅)
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function (相補累積分布関数)
CDMA	Code Division Multiple Access (符号分割多元接続)
cdmaOne	IS-95標準準拠のCDMAシステム
cdma2000	cdmaOneからの派生、3Gシステム
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor (相補型金属酸化膜半導体)
DAC	Digital-to-Analog Converter (デジタル-アナログ・コンバータ)
DECT	Digital Enhanced Cordless Telephone (デジタル拡張コードレス電話)
DSP	Digital Signal Processor (デジタル信号プロセッサ) または Digital Signal Processing (デジタル信号処理)
DVB-C	Digital Video Broadcast - Cable (デジタル・ビデオ放送-ケーブル)
EVM	Error Vector Magnitude (エラー・ベクトル振幅)
FFT	Fast Fourier Transform (高速フーリエ変換)
FIR	Finite Impulse Response (有限インパルス応答)
FM	Frequency Modulation (周波数変調)
GSM	Global System for Mobile communications (移動体通信用グローバル・システム)
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying (ガウス最小偏移変調)
IF	Intermediate Frequency (中間周波数)
I/Q	In-phase/Quadrature (同相/直交)
ISI	Inter-Symbol Interference (符号間干渉)
LMDS	Local Multipoint Distribution System (ローカル多点配信システム)
LO	Local Oscillator (局部発振器)
MSB	Most Significant Bit (最上位ビット)
NADC	North American Digital Cellular (北米デジタル・セルラ) システム
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying (オフセット直交位相シフト・キーイング)
ORFS	Output RF Spectrum (出力RFスペクトラム)
PA	Power Amplifier (パワー増幅器)
PDC	Pacific Digital Cellular (パシフィック・デジタル・セルラ) システム
PHS	Personal Handyphone System (パーソナル・ハンディホン・システム)
PM	Phase Modulation (位相変調)
RF	Radio Frequency (無線周波数)
SA	Spectrum Analyzer (スペクトラム・アナライザ)
SAW	Surface Acoustic Wave (表面弾性波)
TDMA	Time Division Multiple Access (時分割多元接続)
VSA	Vector Signal Analyzer (ベクトル・シグナル・アナライザ)
W-CDMA	Wideband CDMA (広帯域CDMA)、3Gシステム
ウォルシュ・コード	上りリンクのチャネライゼーション用、および下りリンクの 直交変調としてcdmaOneシステムで使用される直交符号
タイムスロット	TDMAシステムで、各移動体が情報を送信しなければならない フレーム当たりの時間量(フレームを参照)
フレーム	TDMAシステムで、複数のユーザのあいだで分割される 繰り返し時間間隔(タイムスロットを参照)

6. 参考文献

- [1] 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
- [2] Understanding CDMA Measurements for Base Stations and Their Components、Application Note 1311、カタログ番号5968-0953E
- [3] Understanding GSM Transmitter Measurements for Base Transceiver Stations and Mobile Stations、Application Note 1312、カタログ番号5968-2320E
- [4] Understanding PDC and NADC Transmitter Measurements for Base Transceiver Stations and Mobile Stations、Application Note 1324、カタログ番号5968-5537E
- [5] 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、カタログ番号5968-3579J
- [6] Power Statistics of Digitally Modulated Signals、Pete Watridge、Wireless Symposium、1999
- [7] Adaptive Equalization and Modulation Quality、Bob Cutler、Hewlett-Packard Wireless R&D Seminar、1997
- [8] Spectrum Analyzer Measurements and Noise、Application Note 1303、カタログ番号5966-4008E

7. 関連カタログ

1. Using Vector Modulation Analysis in the Integration, Troubleshooting and Design of Digital RF Communications Systems、Product Note 89400-8、カタログ番号5091-8687E
2. Using Error Vector Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot Vector-Modulated Signals、Product Note 89400-14、カタログ番号5965-2898E
3. 89400シリーズ ベクトル・シグナル・アナライザ、カタログ番号5965-8554J
4. VSAシリーズ 送信機テスト、カタログ番号5966-4762J
5. 8560 Eシリーズ・スペクトラム・アナライザ、カタログ番号5966-3559J
6. 8590 Eシリーズ・スペクトラム・アナライザ、カタログ番号5963-6908J
7. ESA-Eシリーズ・スペクトラム・アナライザ、カタログ番号5968-3278J

計測
お客様窓口

受付時間 9:00~17:00
(土・日・祭日を除く)
※FAXは24時間受付け

TEL ☎0120-421-345
(0426-56-7832)

FAX ☎0120-421-678
(0426-56-7840)

E-mail: mac_support@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。



Agilent Technologies
Innovating the HP Way

5968-3578J
030001301-DEP/H