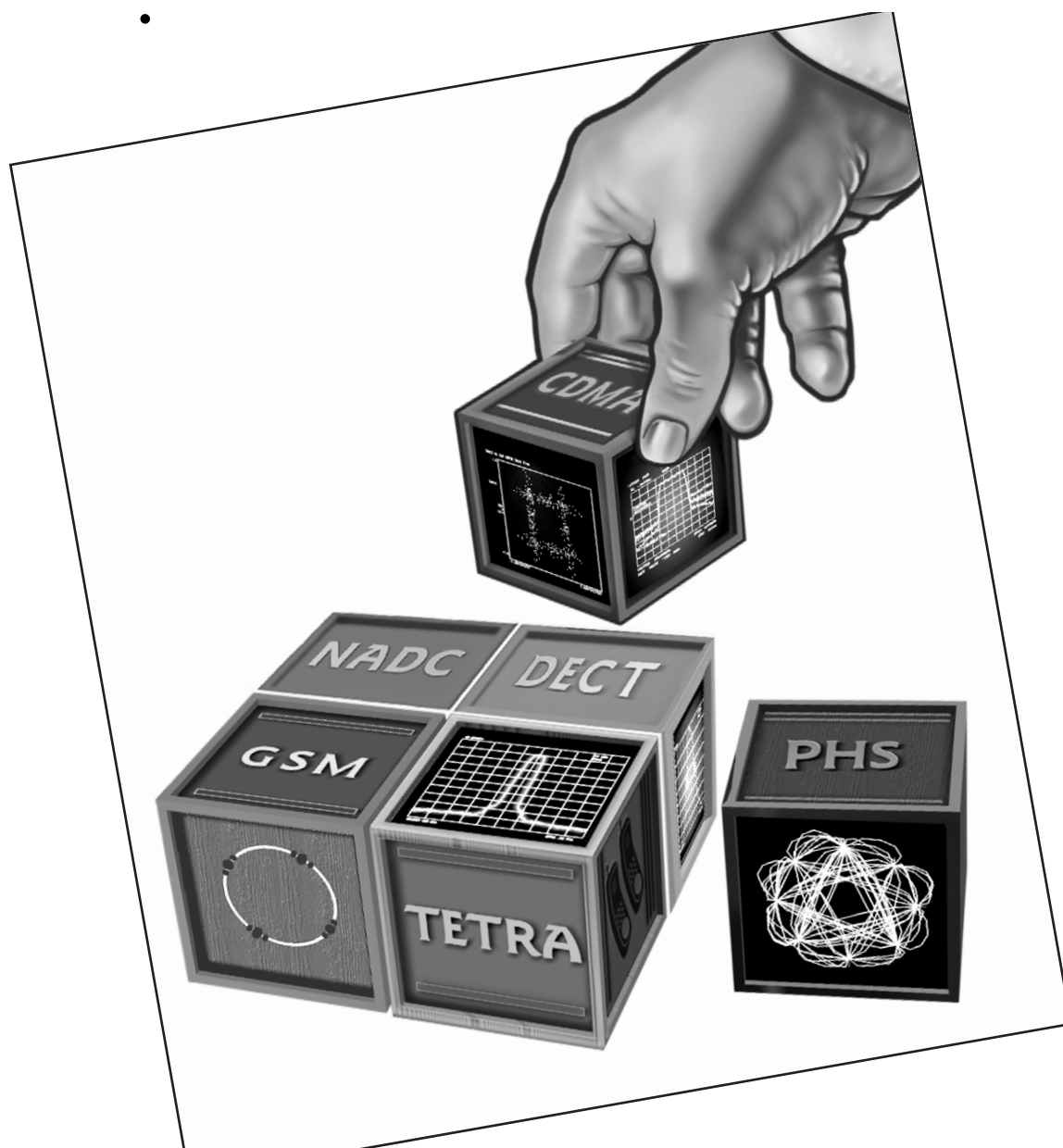


# 通信システムのデジタル変調 入門編

Application Note 1298



## 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**

## はじめに

本アプリケーション・ノートは、今日、多数の通信システムで使用されているデジタル変調の概念を紹介するものです。ここでは、システム・デザインの効率を最適化するために行うトレード・オフに焦点を当てて説明します。

大部分の通信システムは、帯域幅効率の良いシステム、パワー効率の良いシステム、コスト効率の良いシステムという3つのカテゴリのどれかに分類されます。帯域幅効率とは、限られた帯域幅内にデータを収容するための変調スキーム機能をいいます。パワー効率とは、最低の実用パワー・レベルで確実に情報を送信するシステムの能力をさします。ほとんどのシステムでは、帯域幅効率が優先されています。以下の2つの例に示すように、最適化するパラメータは個々のシステムの要求に従って決まります。

デジタル地上マイクロ波無線機的设计者の場合、帯域幅効率が高く、ビット・エラー・レートの低いことが最優先されます。大量のパワーを使用できるため、パワー効率を気にする必要はありません。また、大量生産の必要がないため、レシーバのコストや複雑さを特に心配することはありません。

一方、携帯電話/自動車電話の設計者は、製品が電池で作動するため、パワー効率に高い優先順位を置きます。ユーザの数を増やすにはセルラ電話を低コストにする必要があるため、コストも優先されます。従って、ハンドヘルド・セルラ電話システムでは、パワー効率とコスト効率を達成するために、帯域幅効率がいくぶん犠牲になっています。

上記の効率パラメータ(帯域幅、パワー、およびコスト)のどれかが大きくなると、必ず他のパラメータが小さくなったり、複雑さが増したり、劣悪な環境下での動作が悪くなります。コストは、システム優先順位のなかで最も重要なものであり、常に、低コストの無線機が求められます。過去においては、パワー効率と帯域幅効率を犠牲にして低コストの無線機を作ることができましたが、これは今では不可能です。無線スペクトルが非常に貴重となり、スペクトルを有効に使用できない事業者は既存のライセンスを失ったり、新しいライセンスをめぐる競争に敗れる可能性があるからです。デジタルRF通信の設計では、このようなトレード・オフを考慮する必要があります。

本アプリケーション・ノートの内容は、以下のとおりです。

- デジタル変調への移行の理由
- 信号を同相(I)および直交(Q)信号に変調する方法
- 様々なタイプのデジタル変調
- 帯域幅を浪費しないためのフィルタリング技術
- デジタル変調信号の検査方法
- 伝送チャネルの共有に使用する多重化技術
- デジタル・トランスミッタおよびレシーバの動作方法
- デジタルRF通信システムの測定
- 主要なデジタル通信システムの主な仕様を示した概要テーブル
- デジタルRF通信で使用される用語の一覧

これらの概念は、すべての通信システムの構築ブロックとなります。構築ブロックを理解できれば、現在または将来のすべての通信システムの動作原理が理解できます。

## 目次

1. デジタル変調を行う理由
  - 1.1 簡単さと帯域幅とのトレード・オフ
  - 1.2 業界の傾向
2. 情報伝達のためのI/Q変調(振幅および位相制御)の使用
  - 2.1 情報の伝送
  - 2.2 修正可能な信号特性
  - 2.3 極座標の表示 — 振幅と位相の同時表示
  - 2.4 極座標形態における信号の変化または修正
  - 2.5 I/Qフォーマット
  - 2.6 無線トランスミッタのIとQ
  - 2.7 無線レシーバのIとQ
  - 2.8 IとQを使用する理由
3. デジタル変調のタイプと相対効率
  - 3.1 アプリケーション
    - 3.1.1 ビット・レートとシンボル・レート
    - 3.1.2 スペクトラム(帯域幅)要件
    - 3.1.3 シンボル・クロック
  - 3.2 位相シフト・キーイング(PSK)
  - 3.3 周波数シフト・キーイング(FSK)
  - 3.4 最小シフト・キーイング(MSK)
  - 3.5 直交振幅変調(QAM)
  - 3.6 理論帯域幅効率制限値
  - 3.7 実際の無線機におけるスペクトル効率の例
  - 3.8 I/Qオフセット変調
  - 3.9 ディファレンシャル変調
  - 3.10 定振幅変調
4. フィルタリング
  - 4.1 ナイキスト・フィルタ
  - 4.2 トランスミッタ-レシーバ間整合フィルタ
  - 4.3 ガウス・フィルタ
  - 4.4 フィルタ帯域幅パラメータのアルファ
  - 4.5 フィルタ帯域幅の影響
  - 4.6 チェビシェフ等リプルFIR(有限インパルス応答)フィルタ
  - 4.7 スペクトル効率対消費電力
5. デジタル変調信号の様々な表示方法
  - 5.1 パワーおよび周波数の表示
  - 5.2 コンスタレーション・ダイアグラム
  - 5.3 アイ・ダイアグラム
  - 5.4 トレリス・ダイアグラム
6. チャンネルの共有
  - 6.1 多重化 — 周波数
  - 6.2 多重化 — 時間
  - 6.3 多重化 — 符号
  - 6.4 多重化 — 地理
  - 6.5 多重化モードの複合
  - 6.6 浸透対効率
7. デジタル・トランスミッタおよびレシーバの動作方法
  - 7.1 デジタル通信トランスミッタ
  - 7.2 デジタル通信レシーバ

## 目次

### 8. デジタルRF通信システムの測定

- 8.1 パワー測定
  - 8.1.1 隣接チャネル漏洩電力
- 8.2 周波数測定
  - 8.2.1 占有帯域幅
- 8.3 タイミング測定
- 8.4 変調確度
- 8.5 エラー・ベクトル振幅(EVM)の理解
- 8.6 エラー・ベクトル測定を使ったトラブルシューティング
- 8.7 振幅対位相エラー
- 8.8  $I/Q$ 位相エラー対時間
- 8.9 エラー・ベクトル振幅対時間
- 8.10 エラー・スペクトル(EVM対周波数)

### 9. まとめ

### 10. 通信システムの概要

### 11. 用語集

## 1. デジタル変調を行う理由

デジタル変調への移行によって、情報のキャパシティが増え、デジタル・データ・サービスとの互換性が得られます。また、データ・セキュリティや通信の質が高まり、システムのアベイラビリティも速まります。しかし、通信システムの開発者は、以下の点で制約を受けます。

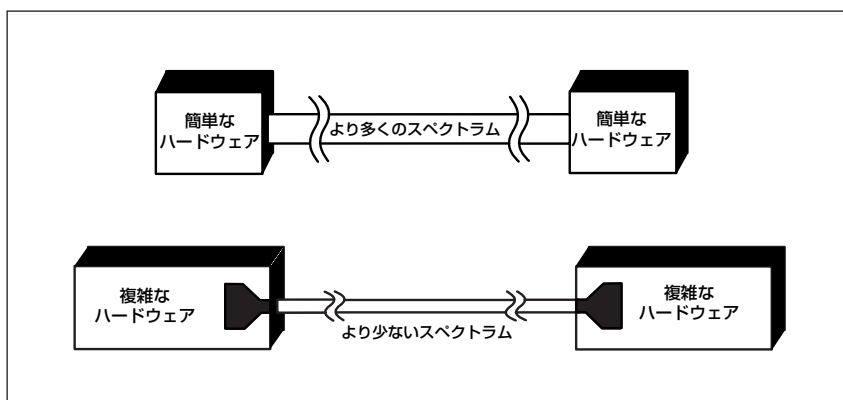
- 利用可能な帯域幅
- 許容パワー
- システムに固有のノイズ・レベル

通信サービスの需要の増加に伴って利用者が増え続けても、RFスペクトラムは共有するしかありません。デジタル変調スキームでは、情報を大量に伝達するためのキャパシティがアナログ変調スキームよりも大きくなります。

### 1.1 簡単さと帯域幅とのトレード・オフ

通信システムには基本的なトレード・オフがあります。情報をやりとりするためのトランスミッタとレシーバには、簡単なハードウェアを使用できます。ただし、これは大量のスペクトラムを使用するため、ユーザの数が制限されます。逆に、もっと複雑なトランスミッタとレシーバを使用すると、同じ情報をより少ない帯域幅で送信することができます。スペクトル効率の高い送信技術への移行が進めば進むほど、より複雑なハードウェアが必要となります。しかしながら、複雑なハードウェアは、デザイン、テスト、構築が困難です。このトレード・オフは、通信が無線か有線か、アナログかデジタルかに関係なく存在します。

図1.  
基本的な  
トレード・オフ

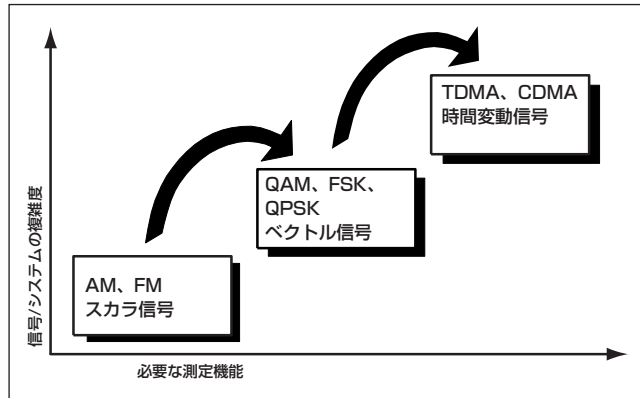


## 1.2 業界の傾向

ここ数年の間に、簡単なアナログ振幅変調(AM)および周波数/位相変調(FM/PM)から新しいデジタル変調技術へと大きく移り変わってきています。デジタル変調には、以下のようなものがあります。

- QPSK (直交位相シフト・キーイング)
- FSK (周波数シフト・キーイング)
- MSK (最小シフト・キーイング)
- QAM (直交振幅変調)

図2  
業界の傾向



多くの新しいシステムでは、複雑度のレイヤとしてさらに多重化が加わります。多重化(すなわち“多元接続”)には、2つの主要なタイプとして、TDMA(時分割多元接続)とCDMA(符号分割多元接続)があります。この2つは、それぞれ違った方法で信号に多様性を付加し、異なる信号を互いに分離させます。

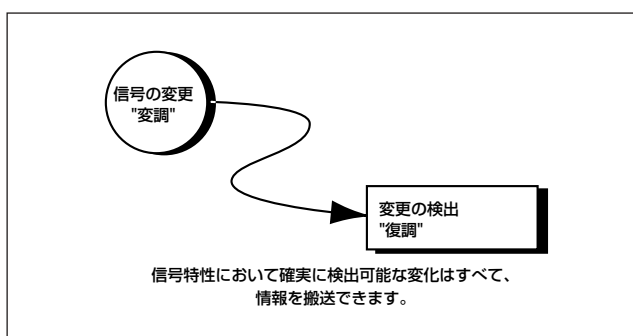
## 2. 情報伝達のためのI/Q変調の使用

図3.  
情報の伝送(アナログ  
またはデジタル)

### 2.1 情報の伝送

無線で信号を送る場合には、以下の3つの主要ステップがあります。

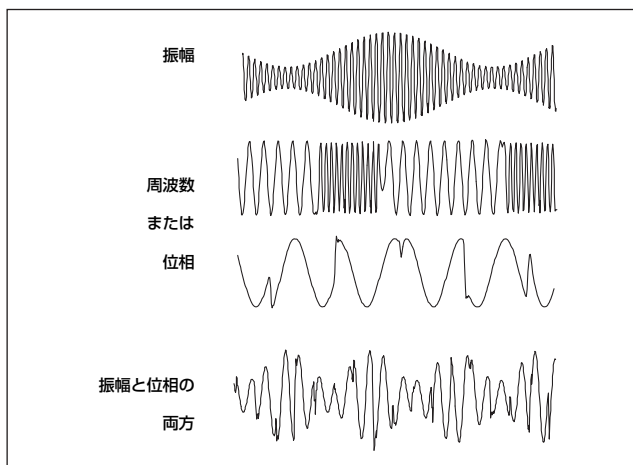
1. トランスミッタ側で純粋な搬送波を生成します。
2. 搬送波を、送信する情報で変調させます。信号特性において確実に検出可能な変化はすべて、情報を搬送できます。
3. レシーバ側で信号の修正または変化を検出し、復調します。信号特性において確実に検出可能な変化はすべて、情報を搬送できます。



### 2.2 変更可能な信号特性

時間と共に変化する信号の特性は、振幅、位相、周波数の3つだけです。ただし、位相と周波数は、信号の同じ変化を異なった方法で表示または測定しただけにすぎません。

図4.  
変更する信号特性



AMでは、高周波搬送波信号の振幅は、変調メッセージ信号の瞬時振幅に比例して変化します。

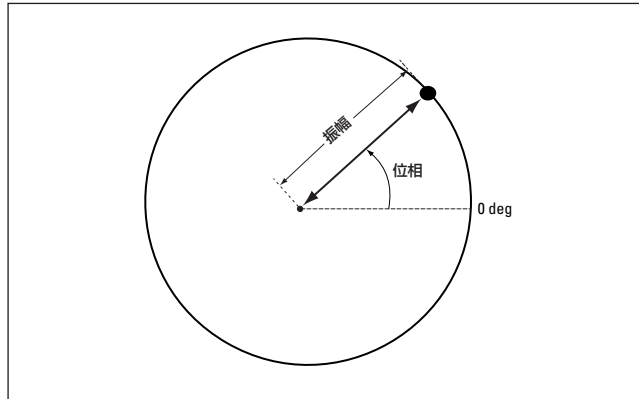
周波数変調(FM)は、移動体通信システムで最も広く使用されているアナログ変調技術です。FMでは、変調搬送波の振幅は一定に保たれる一方、周波数が変調メッセージ信号によって変化します。

振幅と位相は個別に同時変調できますが、これは生成が難しく、検出は特に困難です。代わりに実用システムでは、信号は別の独立した1組の成分、すなわちI(同相)とQ(直交)に分離されます。これらの成分は直交しており、互いに干渉しません。

### 2.3 極座標の表示 - 振幅と位相の同時表示

振幅と位相は、極座標ダイアグラムを使用して簡単に表示できます。搬送波が周波数と位相の基準となり、信号は搬送波を基準にして解釈されます。信号は、振幅および位相として、極座標形式で表わせます。位相は、基準信号(ほとんどのシステムでは搬送波)に相対しています。振幅は、絶対値または相対値のどちらかです。どちらの値もデジタル通信システムで使用されます。極座標ダイアグラムは、デジタル通信で使われる多くの表示の基礎ですが、信号ベクトルは $I$ (同相)と $Q$ (直交)の直交座標で表わすのが普通です。

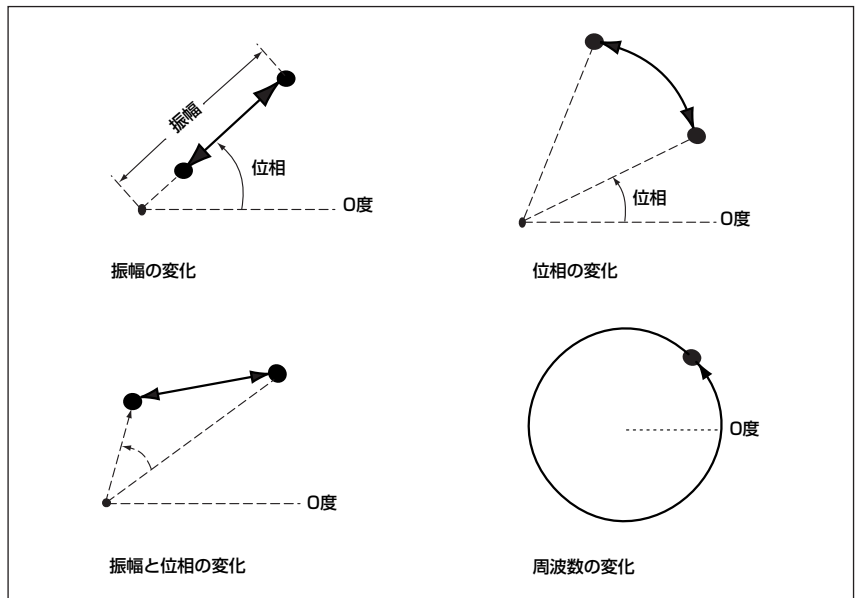
図5.  
極座標表示 -  
振幅と位相の同時表示



### 2.4 極座標形式で表した信号の変化または修正

下の図は、様々な形態の変調を極座標形式で示したものです。振幅は、中心からの距離、位相は角度として表されます。

図6.  
信号の変化または修正



振幅変調(AM)では、信号の振幅だけが変更されます。位相変調(PM)では、信号の位相だけが変更されます。振幅変調と位相変調は、同時に使用することができます。周波数変調(FM)の外観は位相変調と同じですが、周波数が相対位相ではなく、被制御パラメータとなります。

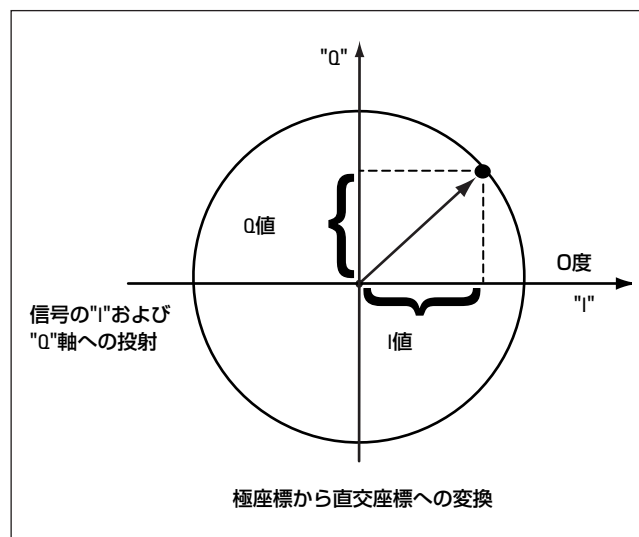


RFデザインの難しさは、簡単な振幅変調の例で説明できます。対応する角度を変調せずにAMを生成すると、極座標表示に直線が1本現れるはずです。この直線は、原点からいずれかのピーク半径、すなわち振幅値にまで伸びています。しかしながら、実際には線はまっすぐではありません。振幅変調自体がしばしば、わずかな位相変調を引き起こし、その結果、曲線となるのです。また、システムの転送機能に何らかの履歴現象がある場合は、ループとなります。変調によって振幅が変化するシステムでは、ある程度のこうしたひずみは、避けられません。従って、システムにおける振幅変調の効率の度合いが、一部のひずみパラメータに影響を与えます。

## 2.5 I/Qフォーマット

デジタル通信では多くの場合、変調はIおよびQによって表されます。これは、極座標ダイアグラムを直交座標で表現したものです。極座標ダイアグラムでは、I軸は0度の位相基準にあり、Q軸は90度回転します。信号ベクトルのI軸への投影が“I”成分、Q軸への投影が“Q”成分となります。

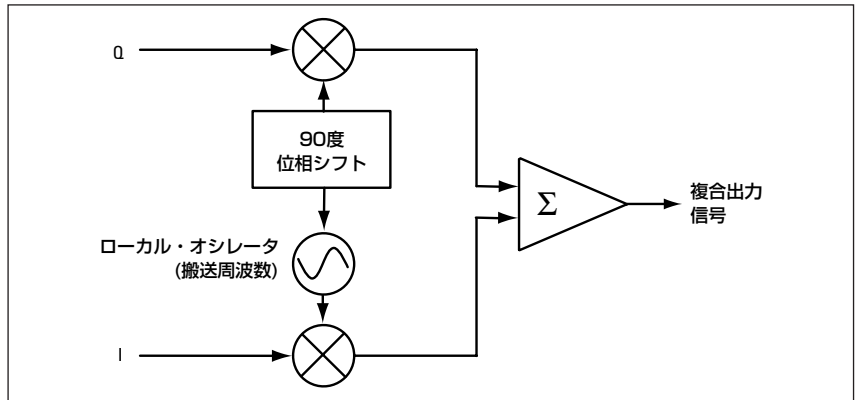
図7.  
“I-Q”フォーマット



## 2.6 無線トランスミッタのIとQ

I/Qダイアグラムは特に有用です。というのも、I/Qダイアグラムは、I/Q変調器を使ったデジタル通信信号の生成方法を正確に反映するからです。トランスミッタでは、I信号とQ信号は同じローカル・オシレータ(LO)でミックスされます。LOパスのうちの1つに、90度の位相シフトが置かれます。90度で分離された信号は、互いに直角、すなわち直交であることがわかっています。直交の信号は、互いに干渉しません。これらは2つの別々の信号成分で、再び結合させた場合は複合出力信号となります。IとQに2つの独立した信号があり、簡単な回路で送受信ができます。このため、デジタル無線機のデザインが簡単になります。I/Q変調の主な利点は、独立した信号成分を1つの複合信号に簡単に結合し、後でまたその複合信号を独立した成分に簡単に分けられることです。

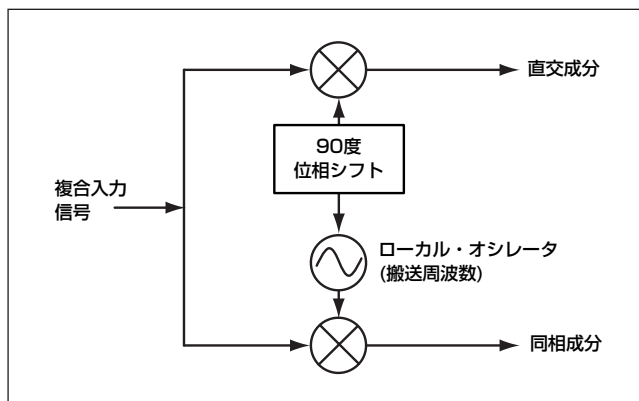
図8.  
実際の  
無線トランスミッタの  
IおよびQ



## 2.7 無線レシーバのIとQ

振幅および位相(つまりIおよびQ)情報をもつ複合信号が、レシーバの入力側に到着します。入力信号は、搬送周波数でローカル・オシレータ信号と2つの形態でミックスされます。1つは、任意のゼロ位相にあります。もう1つは、90度の位相シフトをもちます。従って、複合入力信号は、(振幅と位相の点から)同相、つまりI成分と、直交、つまりQ成分に分解されます。この2つの信号成分は互いに独立であり、直交しています。他方に影響を与えずに一方を変更することができます。通常、情報は、極座標から直交座標への変換を行わないと、極座標形式でプロットし直交座標値として再解釈することはできません。この変換は、まさに、デジタル無線の同相および直交ミキシング・プロセスで行われているものです。ローカル・オシレータ、位相シフト、および2つのミキサで、正確かつ効率的に変換を行うことができます。

図9.  
無線レシーバのIおよびQ



## 2.8 $I$ と $Q$ を使用する理由

$I/Q$ 変調器を使えば、デジタル変調が簡単に行えます。たいていのデジタル変調では、データは $I/Q$ プレーンの多数の離散ポイントにマップされます。これらは、コンスタレーション・ポイントと呼ばれています。信号が1つのポイントから別のポイントに移動すると、通常、振幅と位相が同時に変調されます。これを振幅変調器と位相変調器で行うのは、困難かつ複雑です。また、従来の位相変調器では不可能です。信号は原則として、恒久的に原点を中心とした1方向の円を描くと考えられ、無限の位相シフト機能が必要です。振幅変調器と位相変調器の代わりに $I/Q$ 変調器を使うと、AMと位相変調を同時に簡単に行えます。 $I$ および $Q$ 制御信号には限界がありますが、 $I$ および $Q$ 信号を適切に同調させることで、無限位相ラップが可能です。

### 3. デジタル変調のタイプと 相対効率

本セクションでは、主要なデジタル変調フォーマットと主なアプリケーション、相対スペクトル効率、実際のシステムで使用する際の主要な変調タイプのバリエーションの一部について説明します。幸いなことに、システムの構築ブロックを形成する変調タイプの数には限られています。

#### 3.1 アプリケーション

下の表に、無線通信とビデオの両方における、各種変調フォーマットとそのアプリケーションを示します。

変調フォーマット	アプリケーション
MSK, GMSK BPSK CPSK, $\pi/4$ DQPSK	GSM, CDPD 宇宙空間での遠隔測定、ケーブル・モデム 衛星、CDMA、NADC、TETRA、PHS、PDC、LMDS、 DVB-S、ケーブル(リターン・パス)、ケーブル・モデム、 TFTS
OQPSK FSK, GFSK	CDMA、衛星 DECT、ページング、RAMモバイル・データ、AMPS、 CT2、ERMES、ランド・モバイル、公共の安全
8, 16 VSB 8PSK	北米デジタル・テレビ(ATV)、放送、ケーブル 衛星、飛行機、広帯域ビデオ・システム監視用テレメトリ・ パイロット
16 QAM 32 QAM 64 QAM 256 QAM	デジタル・マイクロ波無線、モデム、DVB-C、DVB-T 地上マイクロ波、DVB-T DVB-C、モデム、広帯域セット・トップボックス、MMDS モデム、DVB-C(欧州)、デジタル・ビデオ(米国)

本ノートでは無線通信に焦点を当てていますが、完全な表とするため、およびビデオと無線通信に類似性があることから、表にはビデオ・アプリケーションも記載してあります。

##### 3.1.1 ビット・レートとシンボル・レート

異なった変調フォーマット効率を理解し比較するには、まずビット・レートとシンボル・レートの違いを理解することが大切です。必要となる通信チャネルの信号帯域幅は、ビット・レートではなくシンボル・レートによって決まります。

$$\text{シンボル・レート} = \frac{\text{ビット・レート}}{\text{各シンボルで送信されたビット数}}$$

ビット・レートは、システムのビット・ストリームの周波数です。音声で10 kHzでサンプリングする8ビットのサンプラを備えた無線機を例にとってみます。ビット・レート(無線機の基本的なビット・ストリーム・レート)は、8ビットに10Kサンプル/秒を掛けた値、すなわち80Kビット/秒となります(さしあたっては、同期化や誤差補正に必要な予備ビットは無視します)。

図10.  
ビット・レートと  
シンボル・レート

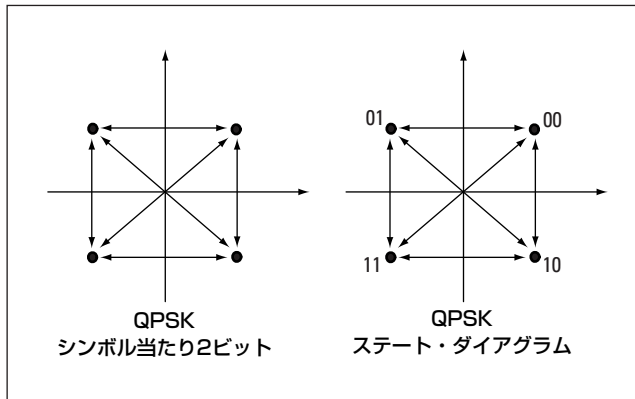


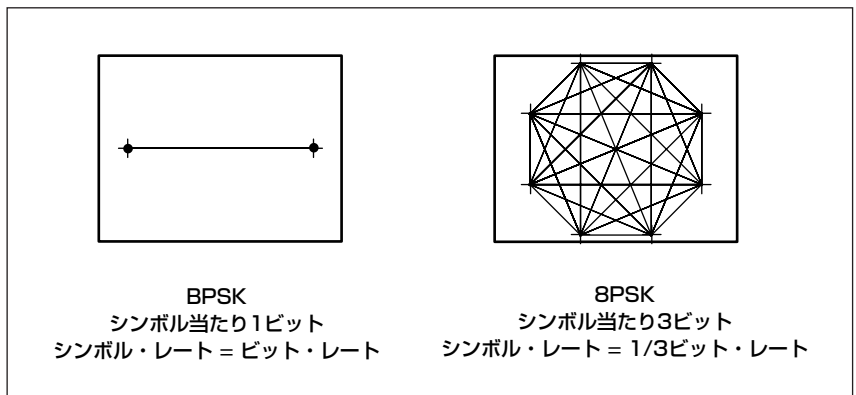
図10は、QPSK信号のステート・ダイアグラムの例です。ステートは0と1にマップすることができます。これは一般的なマッピングですが、これ以外にも任意のマッピングが使用できます。

シンボル・レートは、ビット・レートを各シンボルで送信できるビット数で割った値です。BPSKのようにシンボル当たり1ビットを送信する場合は、シンボル・レートは、80Kビット/秒のビット・レートと同じになります。QPSKのようにシンボル当たり2ビットを送信する場合は、シンボル・レートはビット・レートの半分、すなわち40Kビット/秒となります。シンボル・レートは、ボー・レートと呼ばれることもあります。ボー・レートは、ビット・レートと同じではありません。この2つの用語はよく混同されます。各シンボルで送信できるビット数が増えれば、同じ量のデータをより狭いスペクトラムで送ることができます。より複雑で、より多くのステート数を使用する変調フォーマットが、より狭いRFスペクトラムで同じ情報を送信できるのは、こうした理由によります。

### 3.1.2 スペクトラム(帯域幅)要件

シンボル・レートがスペクトラム要件にどのような影響を及ぼすかの例を、8ステートの位相シフト・キーイング(8PSK)で示します。8PSKはPSKのバリエーションです。信号は、いつでも8つのステートに遷移することができます。信号の位相は、任意のシンボル時間に8つの値のどれかを取ることができます。2<sup>3</sup> = 8であるため、シンボル当たり3ビットとなります。つまり、シンボル・レートはビット・レートの3分の1です。これは、デコードが比較的簡単です。

図11.  
スペクトル要件



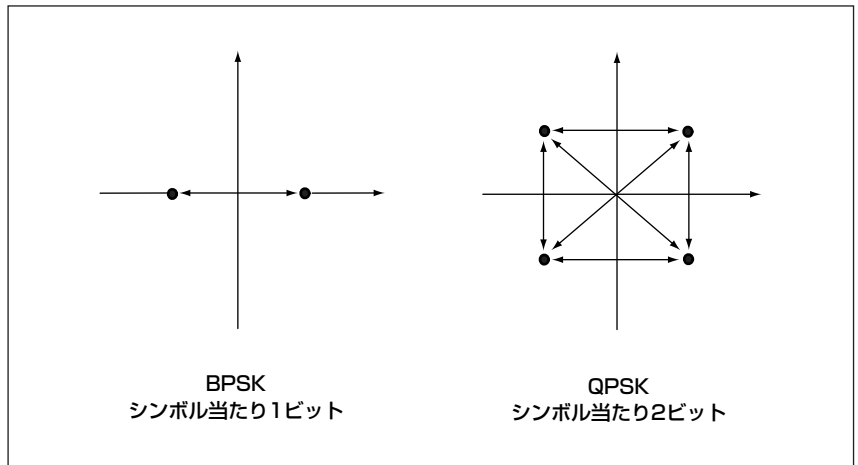
### 3.1.3 シンボル・クロック

シンボル・クロックは、周波数と各シンボルの正確な送信タイミングを表しています。シンボル・クロックの遷移において、送信された搬送波は、特定のシンボル(コンスタレーションの特定のポイント)を表す正しい $I/Q$ (すなわち振幅/位相)値にあります。

### 3.2 位相シフト・キーイング

デジタル変調の最も簡単な形態の1つは、バイナリまたはバイナリ位相シフト・キーイング(BPSK)です。アプリケーションの1例としては、宇宙空間における遠隔測定があります。定振幅の搬送波信号の位相が、0度と180度の間を移動します。 $I$ および $Q$ ダイアグラムでは、 $I$ ステートは2つの異なった値をもちます。ステート・ダイアグラムでは2つのロケーションが考えられるため、バイナリの1または0が送信できます。シンボル・レートは、シンボル当たり1ビットです。

図12.  
位相シフト・キーイング

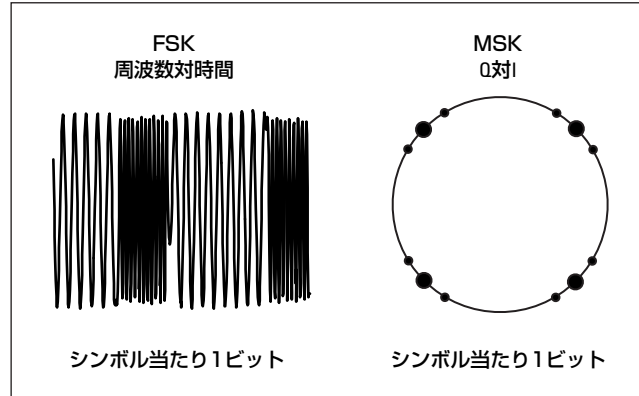


さらに一般的な位相変調のタイプは、直交位相シフト・キーイング(QPSK)です。これは、CDMA(符号分割多元接続)セルラ・サービス、無線ローカル・ループ、イリジウム(音声/データ衛星通信システム)、DVB-S(デジタル・ビデオ放送 - 衛星)などのアプリケーションで広範囲に使用されています。直交とは、信号が、90度で分離される位相ステート間をシフトすることを意味します。信号は、45度から135度、-45度、または-135度までの間を90度単位でシフトします。この4つのポイントが選択された理由は、 $I/Q$ 変調器を使って簡単に実現できるからです。必要なのは2つの $I$ 値と2つの $Q$ 値だけであるため、シンボル当たり2ビットとなります。 $2^2 = 4$ であるため、4つのステートがあります。従って、QPSKはBPSKよりも帯域幅効率のよい変調タイプであり、潜在的にはBPSKの2倍の効率をもちます。

### 3.3 周波数シフト・キーイング

周波数変調と位相変調は、密接に関連しています。+1 Hzの静的周波数シフトは、シフトしない信号の位相を基準にして、位相が常に1秒当たり360度の速度( $2\pi$  rad/秒)で進んでいることを意味します。

図13.  
周波数シフト・  
キーイング



FSK(周波数シフト・キーイング)は、コードレス・システムやページング・システムなど多数のアプリケーションで使用されています。コードレス・システムには、DECT(ディジタル・エンハンスド・コードレス電話)やCT2(コードレス電話2)などがあります。

FSKでは、搬送波の周波数は、送信中の変調信号(データ)の関数として変化します。振幅は変化しません。バイナリFSK(BFSKまたは2FSK)では、“1”は一方の周波数、“0”はもう一方の周波数によって表されます。

### 3.4 最小シフト・キーイング

周波数シフトによって位相が進んだり遅れたりするため、各シンボル周期で位相をサンプリングすることにより、周波数シフトを検出できます。 $(2N + 1)\pi/2$ ラジアン位相シフトは、 $I/Q$ 変調器で簡単に検出されます。偶数のシンボルでは、 $I$ チャンネルの極性で送信データが伝わる一方、奇数のシンボルでは $Q$ チャンネルの極性でデータが伝わります。このような $I$ と $Q$ の間の直交によって検出アルゴリズムが簡素化され、移動体レシーバの消費電力が減少します。 $I$ と $Q$ が直交となる最小周波数シフトでは、位相シフトはシンボル当たり $\pm\pi/2$ ラジアン(シンボル当たり90度)となります。この偏移をもつFSKがMSK(最小シフト・キーイング)と呼ばれます。繰り返しが可能な90度の位相シフトを生成するためには、この偏移は正確でなければなりません。MSKは、GSM(Global System for Mobile Communications)セルラ標準で使用されています。+90度の位相シフトは“1”に等しいデータ・ビットを表し、-90度の位相シフトは“0”を表します。MSK信号のピーク・ツー・ピーク周波数シフトは、ビット・レートの半分に等しくなります。

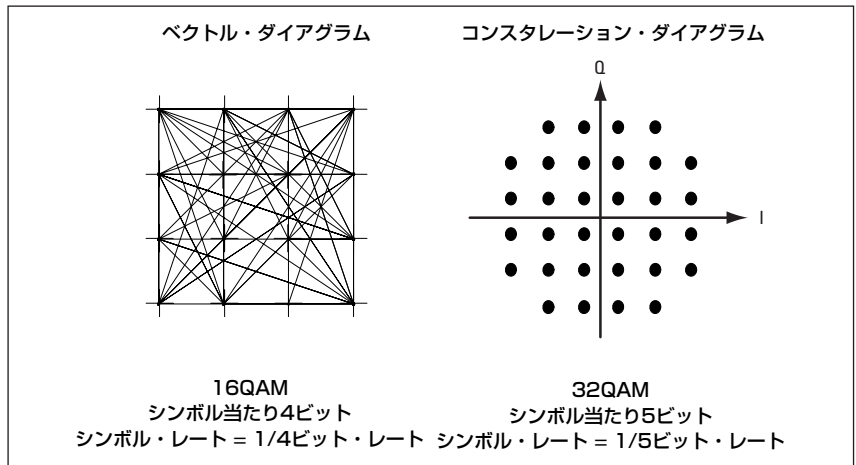
FSKおよびMSKでは、振幅変動がない定エンベロープ搬送波信号が生成されます。これは、トランスミッタのパワー効率の向上には望ましい特性です。振幅の変動によって増幅器の振幅転送機能の非線形性が機能し、隣接チャネル漏洩電力の成分であるスペクトラム・リグロースが発生します。従って、さらに効率的な増幅器(線形性の少ない)を一定のエンベロープ信号で使用して、消費電力を減らすことができます。

MSKのスペクトルは、幅広い偏移形態をもつFSKよりも狭くなっています。スペクトルの幅は、周波数シフトを起こす波形によっても影響されます。この波形が高速遷移または高いスルーレートをもち場合は、トランスミッタのスペクトラムが広がります。実際には、波形がガウス・フィルタでフィルタされると、スペクトラムが狭くなります。さらに、ガウス・フィルタには時間領域オーバーシュートがないため、ピーク偏移が増大することによりスペクトラムが広がります。ガウス・フィルタを使ったMSKは、GMSK(ガウスMSK)と呼ばれます。

### 3.5 直交振幅変調

デジタル変調のもう1つのタイプは、直交振幅変調(QAM)です。QAMは、デジタル・マイクロ波無線、DVB-C(デジタル・ビデオ放送ケーブル)、モデムなどのアプリケーションで使用されています。

図14.  
直交振幅変調



16ステート直交振幅変調(16QAM)には、4個のI値と4個のQ値があります。この結果、信号の取り得るステートは合計で16個となります。信号はシンボル時間ごとに、任意のステートから別の任意のステートに遷移することができます。16 = 2<sup>4</sup>であるため、シンボル当たり4ビットが送出できます。これは、I用の2ビットとQ用の2ビットで構成されます。シンボル・レートは、ビット・レートの4分の1です。従って、この変調フォーマットでは、スペクトル効率の高い伝送が行われます。16QAMは、BPSK、QPSK、8PSKよりも効率的です。QPSKは4QAMと同じです。

もう1つのバリエーションは32QAMです。この場合は、6個のI値と6個のQ値があり、信号が取り得るステートは合計で36個になります(6×6 = 36)。これは、2の累乗には多すぎるステートです(最も近い2の累乗は32です)。従って、伝送に最もパワーを要する4個のコーナー・シンボル・ステートは省略されます。これにより、トランスミッタが生成する必要のあるピーク・パワーの量が減ります。2<sup>5</sup> = 32であるため、シンボル当たり5ビットとなり、シンボル・レートはビット・レートの5分の1となります。

現在の実際のリミットは約256QAMですが、このリミットを512または1024QAMに広げるための作業が進められています。256QAMシステムは16個のI値と16個のQ値を使用し、256個のステートが可能です。2<sup>8</sup> = 256であるため、各シンボルは8ビットを表すことができます。シンボル当たり8ビットを送信できる256QAM信号は、非常にスペクトル効率が高くなります。ただし、シンボルは極めて密接しているため、ノイズやひずみによるエラーが起りやすくなります。このような信号の送信には(実質上、シンボルをより広めるために)余分のパワーが必要となり、単純なスキームに比べるとパワー効率は低くなります。



セクション3.1.1で例にあげた無線機(音声を10 kHzでサンプリングする8ビットのサンプラを使用)で、256QAM対BPSK変調を使用した場合の帯域幅効率を比べてみます。BPSKは、80 Kシンボル/秒を使ってシンボル当たり1ビットを送信します。256QAMを使用するシステムはシンボル当たり8ビットを送出するため、シンボル・レートは10 Kシンボル/秒となります。2m 56QAMシステムでは、わずか8分の1の帯域幅でBPSKと同じ量の情報を送ることができます。帯域幅効率は8倍です。ただし、トレード・オフがあります。無線機が複雑になり、ノイズやひずみによるエラーが起りやすくなります。このような高次数のQAMシステムのエラー・レートは、ノイズや干渉が導入されるためQPSKよりも大幅に劣化します。この劣化は、ビット・エラー・レート(BER)の上昇によって示されます。

どんなデジタル変調システムでも、入力信号にひずみがあったり、大きく減衰されている場合、レシーバは最終的にはシンボル・ロックを完全に失います。レシーバがシンボル・クロックを回復できなければ、信号の復調や情報の回復は不可能です。エラー・レートの劣化が少なければシンボル・クロックは回復できますが、シンボル・クロックにはノイズが多く、また、シンボル・ロケーション自体もノイズを多く含んでいます。場合によっては、シンボルは意図した位置よりもはるか離れたところに置かれ、隣接する場所にクロスオーバーすることがあります。復調器で使用されているIおよびQレベル・ディテクタは、このようなシンボルを間違った場所にあると誤って解釈し、ビット・エラーを発生させます。QPSKはQAMほど効率的ではありませんが、ステートの間隔が広く、シンボル・エラーが起きるまでにシステムが許容できるノイズは、QAMよりも多くなります。QPSKは4個のコーナー・シンボルのロケーション間に中間ステートをもたないため、復調器がシンボルを誤って解釈する機会が少なくなります。QPSKは、QAMよりも少ないパワーで同じビット・エラー・レートを達成できます。

### 3.6 理論的な帯域幅効率のリミット

帯域幅効率は、割り当てられた帯域幅がどれくらい効率的に使用されているか、つまり、制限帯域幅内にデータを収容する変調スキームの能力を表したものです。下の表に、主要な変調タイプごとの理論的な帯域幅効率のリミットを示します。しかし、完全な変調、復調、フィルタ、および伝送パスが必要となるため、実際の無線機ではこの数字は達成不可能です。

変調 フォーマット	理論的な帯域幅 効率のリミット
MSK	1ビット/秒/Hz
BPSK	1ビット/秒/Hz
QPSK	2ビット/秒/Hz
8PSK	3ビット/秒/Hz
16QAM	4ビット/秒/Hz
32QAM	5ビット/秒/Hz
64QAM	6ビット/秒/Hz
256QAM	8ビット/秒/Hz

無線機が完全な(周波数領域で直交の)フィルタを備えていれば、占有帯域幅をシンボル・レートと等しくすることができます。

スペクトル効率を最大化するためのテクニックには、以下のものがあります。

- データ・レートを周波数シフトに関連付ける(GSMの場合)
- プレ変調フィルタリングを使用して、占有帯域幅を減らす。NADC、PDC、PHSで使用されるレイズド・コサイン・フィルタにより、最良のスペクトル効率を得る。
- 遷移のタイプを制限する。

### 原点通過の効果

正規化した値が1, 1から-1, -1に変化するQPSK信号を例にとって考えてみます。+1のI値およびQ値から-1のI値およびQ値に同時に変化する場合、信号の軌道は原点(0,0のI値およびQ値)を通過します。原点は搬送波振幅0を表しています。振幅0という値は、搬送波の振幅が少しの間0であることを示します。

QPSKの遷移がすべて、原点を通過する軌道となるわけではありません。I値は変化するがQ値は変化しない場合(あるいは、その逆の場合)、搬送波振幅に多少の変化はありますが、0は通過しません。従って、シンボル遷移による振幅の変動がわずかなこともあれば、極めて大きな変動が起ることもあります。振幅の変動を使ってレシーバ・クロックとトランスミッタ・クロックの位置合せをしている場合、レシーバのクロック回復回路は、このような不確実な振幅変動に対処できなければなりません。

スペクトラム・リグロースは、原点あるいは原点付近を通る軌道から自動的に生成されません。振幅器とそれに関連する回路が完全に線形の場合は、スペクトラム(スペクトル占有または占有帯域幅)は変わりません。問題は、回路の非線形性にあります。

極めて広い範囲に渡って振幅を変化させる信号は、この非線形性の影響が最大限に現れます。この非線形性は、歪み積を引き起こします。常に変調されているシステムでは、歪み積によって“スペクトラム・リグロース”、つまりさらに幅広い変調側波帯(相互変調ひずみに関連した現象)が生じます。このコンテキストでよく使われるもう1つの言葉は、“スペクトル・スプラッタ”です。ただし、これは、より正確には、パルスのオン/オフによる信号の帯域幅の増大に関連して使用される言葉です。

### 3.7 実際の無線機におけるスペクトル効率の例

以下に、実際の無線システムで達成されたスペクトル効率の例を示します。

北米デジタル・セルラ(NADC)システムのTDMAバージョンにおいて、30 kHz帯域幅で48 Kビット/秒のデータ・レート、つまり、Hz当たり1.6ビット/秒のデータ・レートが達成されました。これは、 $\pi/4$  DQPSKベースのシステムで、シンボル当たり2ビットを送信します。理論効率はHz当たり2ビット/秒となるはずですが、実際はHz当たり1.6ビット/秒です。

もう1つの例は、16QAMを使ったマイクロ波デジタル無線機です。この種の信号は、QPSKのような単純な信号よりもノイズやひずみに影響されやすくなります。このタイプの信号は、通常、ダイレクトな見通し内のマイクロ波リンクや、ノイズや干渉が極めて少ない回線で送信されます。このマイクロ波デジタル無線機の例では、ビット・レートは52.5 MHzという極めて広い帯域幅で140 Mビット/秒となっています。スペクトル効率はHz当たり2.7ビット/秒です。これを実現するには、非常にクリアな見通し内の伝送パスと、最適化された精密なハイパワーのトランシーバが必要です。

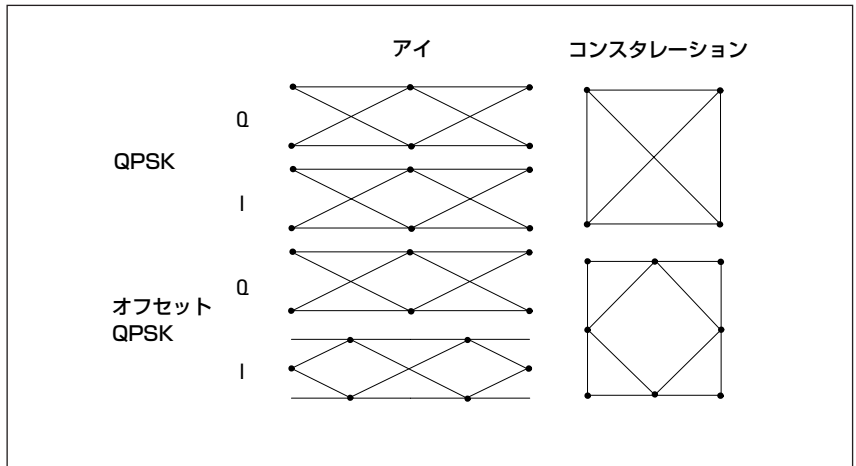
## デジタル変調のタイプ – バリエーション

セクション3.2から3.4に概説した変調タイプは、数多くのシステムの構築ブロックとなっています。通信システムに使用されているこれらの基本構築ブロックには、*I/Q*オフセット変調、ディファレンシャル変調、定エンベロープ変調の、3つの主要バリエーションがあります。

### 3.8 *I/Q*オフセット変調

最初のバリエーションは、オフセット変調です。1例として、オフセットQPSK(OQPSK)があります。これは、リバーズ(モバイルから基地局)リンク用のセルラCDMA(符号分割多元接続)システムで使用されています。

図15.  
*I-Q* “オフセット”変調



QPSKでは、*I*ビット・ストリームと*Q*ビット・ストリームが同時に切り替わります。シンボル・クロック、つまり*I*デジタル信号クロックと*Q*デジタル信号クロックは同期化されます。オフセットQPSK(OQPSK)では、*I*ビット・ストリームと*Q*ビット・ストリームは、その相対アライメントにおいて1ビット周期(シンボル周期の半分)オフセットされます。これを、上記の図に示します。*I*および*Q*の遷移はオフセットされるため、どの指定時間においても2つのビット・ストリームのうちの1つだけが値を変更できます。このため、*I/Q*値がまだ2つしかない場合でも、大きく異なったコンスタレーションが作成されます。これには、パワー効率という利点があります。OQPSKでは、信号の軌道はシンボル・クロックのオフセットで修正されるため、搬送波振幅は0(コンスタレーションの中心)またはその近傍を通過することはありません。スペクトル効率は、*I*ステートが2個、*Q*ステートが2個の場合と同じです。振幅の変動が抑えられるため(OQPSKの場合は3 dBであるのに対し、QPSKの場合は30から40 dB)、パワー効率が高く、線形性の低いRFパワー増幅器が使用可能です。

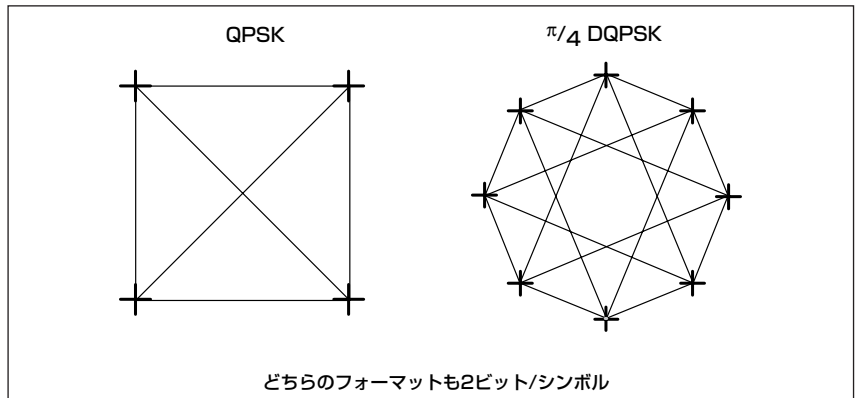
### 3.9 ディファレンシャル変調

2番目のバリエーションは、ディファレンシャルQPSK(DQPSK)およびディファレンシャル16QAM(D16QAM)で使用されているディファレンシャル変調です。ディファレンシャルとは、情報が絶対的なステートではなく、ステート間の遷移によって伝えられることを意味しています。場合によっては、許容可能な遷移にも制約が課せられます。これは、搬送波の軌道が原点を通過しない $\pi/4$  DQPSKで発生します。DQPSK送信システムは、任意のシンボル位置から別の任意のシンボル位置に遷移することができます。 $\pi/4$  DQPSK変調フォーマットは、以下のような多数のアプリケーションで幅広く使用されています。

- セルラ
  - NADC IS-54 (北米デジタル・セルラ)
  - PDC (パシフィック・デジタル・セルラ)
- コードレス電話
  - PHS (パーソナル・ハンディホン・システム)
- トランクド・ラジオ
  - TETRA(ヨーロッパ横断トランクド・ラジオ)

$\pi/4$  DQPSK変調フォーマットは、45度( $\pi/4$ ラジアン)オフセットされた2つのQPSKコンスタレーションを使用します。1つのコンスタレーションから他のコンスタレーションへの遷移が必ず発生します。これによって、各シンボルで常に位相が変化し、クロック回復がさらに簡単になることが保証されます。データはコンスタレーション上の絶対位置ではなく、振幅と位相シフトの方向にエンコードされます。 $\pi/4$  DQPSKの利点の1つは、信号の軌道が原点を通過しないため、トランスミッタのデザインが簡素化できることです。もう1つの利点は、 $\pi/4$  DQPSKではルート・レイズド・コサイン・フィルタリングを使って、もう1つの一般的なセルラ変調タイプであるGMSKよりもスペクトル効率を上げられることです。

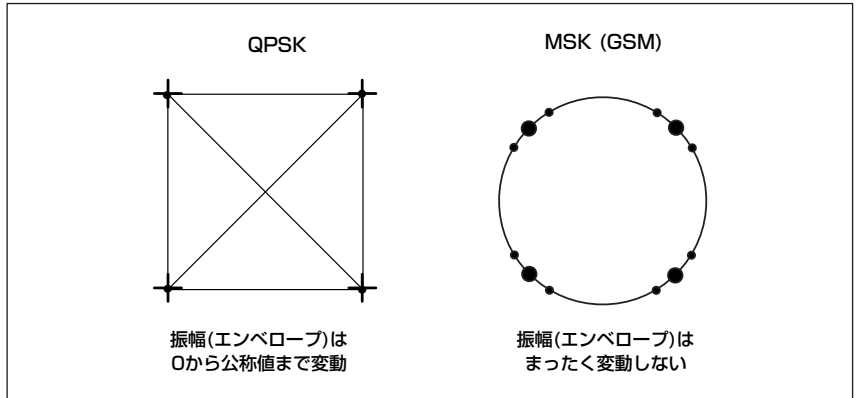
図16.  
“ディファレンシャル”  
変調



### 3.10 定振幅変調

3番目のバリエーションは、定エンベロープ変調です。GSMは、0.3 GMSK(ガウス最小シフト・キーイング)と呼ばれる定振幅変調フォーマットの変形を使用します。

図17.  
定振幅変調



定エンベロープ変調では、変調信号の変動に関係なく搬送波の振幅が一定しています。これは、送信信号のスペクトル占有の低下を招かずにクラスCの振幅器を使用できる、パワー効率のよいスキームです。ただし、定エンベロープ変調技術は、線形のスキームよりも大きな帯域幅を占有します。線形のスキームでは、送信信号の振幅は、BPSKやQPSKの場合と同様に、変調デジタル信号によって変動します。また、定エンベロープ変調は、パワー効率よりも帯域幅効率が重要視されるシステムには適しません。

MSK(セクション3.4で説明)は、ピーク・ツー・ピーク周波数偏移がビット・レートの半分に等しい特殊なタイプのFSKです。

GMSKはMSKから派生したもので、変調波形をガウス・フィルタに通すことで、必要な帯域幅がさらに減少しています。ガウス・フィルタは、ある時間、瞬時の周波数変動を最小化します。GMSKはスペクトル効率の高い変調スキームで、移動体無線システムで特に有用です。GMSKは定エンベロープ、スペクトル効率、すぐれたBER性能を備え、自己同期化を行います。

## 4. フィルタリング

フィルタリングにより、デジタル・データの内容を失わずに送信帯域幅を大幅に減らすことができます。このため、信号のスペクトル効率が向上します。

フィルタリングには多様なバリエーションがあります。最も一般的なのは、以下のとおりです。

- ナイキスト・フィルタ
- ルート・ナイキスト・フィルタ
- ガウス・フィルタ

信号内の高速遷移は、それが振幅、位相、周波数のいずれであるかに関わらず、広い占有帯域幅を必要とします。遷移速度を遅らせる技術はすべて、占有帯域幅を狭くします。フィルタリングは、( $I$ と $Q$ における)遷移をスムーズにする役目を果たします。フィルタリングを行うと干渉が減少します。その理由は、周波数分割多元接続(FDMA)システムにおいて、ある信号またはトランスミッタが別の信号やトランスミッタと互いに干渉し合う傾向をフィルタリングが抑えるからです。レシーバ・エンドでは、帯域幅の減少によってリジェクトされるノイズや干渉が増え、感度が向上します。

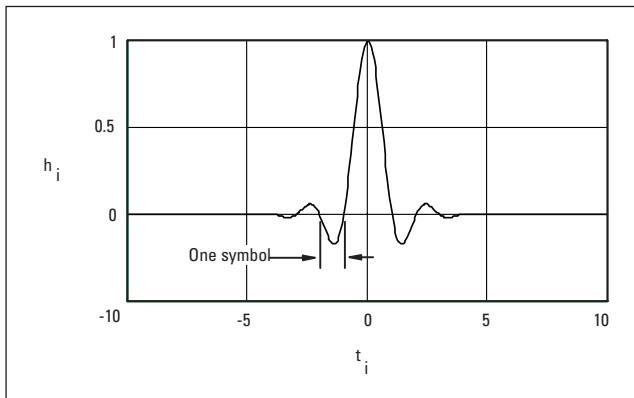
しかしながら、多少のトレード・オフも必要です。そのうちの1つは、フィルタリングのタイプによっては信号の軌道(ステート間の遷移パス)がオーバーシュートしやすくなることです。このオーバーシュートは、ナイキスト・フィルタなどの特定のタイプのフィルタで発生します。このオーバーシュート・パスは、搬送波のパワーと位相を表しています。搬送波がこの値を取るためには、トランスミッタの振幅器から余分の出力パワーが必要です。実際のシンボル自体を送信するのに必要なパワーよりも多くのパワーを必要とします。オーバーシュートを減らしたり、なくすために搬送波パワーをクリップあるいは制限しようとする、と、スペクトラムが再び広がります。フィルタリングを挿入した第1の理由はスペクトル占有を狭めることにあるため、これは極めて微妙なバランス操作となります。

この他のトレード・オフとしては、フィルタリングによって無線機が複雑になり、特にアナログ方式でフィルタリングを行う場合に無線機が大型化することがあげられます。また、フィルタリングにより、符号間干渉(ISI)が発生します。これは、信号がフィルタされすぎたためにシンボルの境がはっきりしなくなり、各シンボルがそれぞれを中心にして互いに影響し合うことで起ります。符号間干渉は、時間領域応答、すなわちフィルタのインパルス応答で判定できます。

### 4.1 ナイキスト(レイズド・コサイン)フィルタ

下のグラフは、ナイキスト・フィルタの一種であるレイズド・コサイン・フィルタのインパルス応答または時間領域応答を示しています。ナイキスト・フィルタは、インパルス応答がシンボル・レートでリングするという特性をもっています。このフィルタは、シンボル・クロック周波数でリングする(フィルタのインパルス応答が0を通る)ように選択されています。

図18.  
ナイキスト(レイズド・コサイン)フィルタ

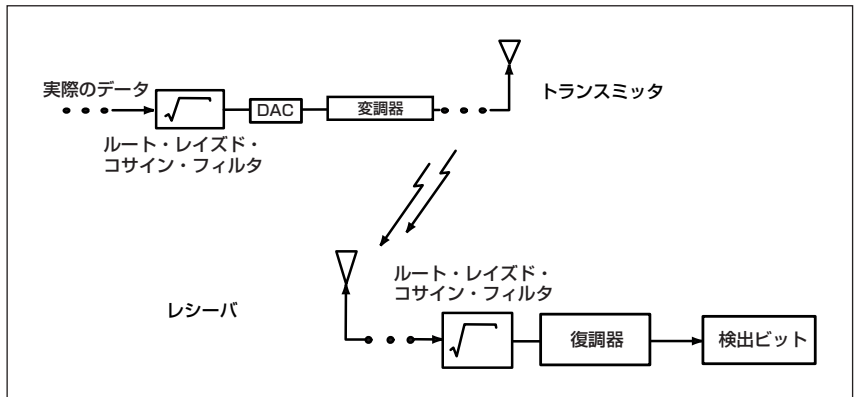


フィルタの時間応答は、シンボル間隔に正確に対応した周期で0を通過します。中心の(目的の)シンボル時間を除いたすべてのシンボル時間で応答が0に等しくなるため、隣接するシンボルはシンボル時間では互いに干渉しません。ナイキスト・フィルタは、シンボル時間にシンボルの境を不明にすることなく、信号を厳密にフィルタします。これは、符号間干渉によるエラーなしで情報を送信するためには重要なことです。符号間干渉は、シンボル(決定)時間以外にはまったく存在しません。通常、フィルタは分割され、半分が送信パス、残りの半分がレシーバ・パスに置かれます。この場合、ルート・ナイキスト・フィルタ(通常は、ルート・レイズド・コサイン・フィルタと呼ばれます)がそれぞれのパスで使用されるため、その応答を組み合わせたものがナイキスト・フィルタの応答となります。

#### 4.2 トランスミッタ-レシーバ間整合フィルタ

トランスミッタとレシーバの両方でフィルタリングが必要な場合があります。トランスミッタでフィルタリングを行うと、トランスミッタの隣接チャネル漏洩電力の放射が少なくなり、他のトランスミッタとの干渉が起る可能性は低くなります。レシーバでフィルタリングを行うと、広帯域ノイズの影響が減少し、また、隣接チャネルにおける他のトランスミッタからの干渉も減ります。

図19.  
トランスミッタ-レシーバ  
間整合フィルタ



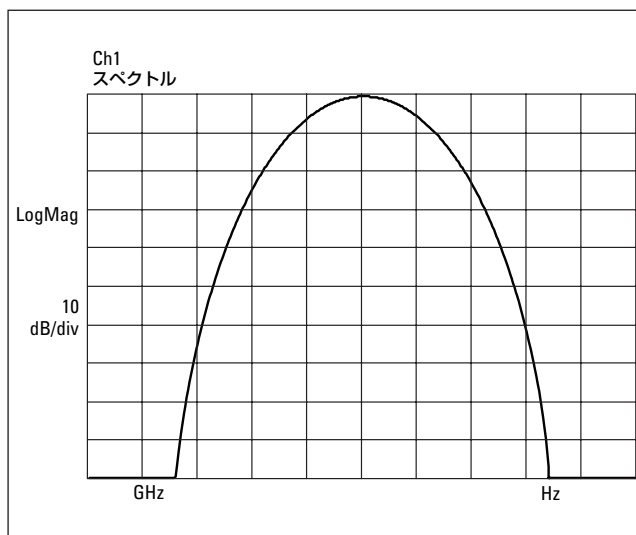
符号間干渉(ISI)をゼロにするには、両方のフィルタと残りのシステムの結合結果が完全なナイキスト・フィルタとなるように、フィルタをデザインします。トランスミッタとレシーバの製造元は異なる場合が多いため、潜在的な違いによって装置の製造に問題が発生する可能性があります。また、レシーバは小型のハンド・ヘルド・モデルで、トランスミッタは大型のセルラ基地局という場合も考えられます。デザインが正しく行われていれば、結果として、最良のデータ・レート、最高の効率をもつ無線機、干渉とノイズの影響の低下が実現されます。ルート・ナイキスト・フィルタがレシーバおよびトランスミッタで  $\sqrt{\text{Nyquist}} \times \sqrt{\text{Nyquist}} = \text{Nyquist}$  として使用されているのは、このためです。整合フィルタには、ガウス・フィルタは使用されません。

#### 4.3 ガウス・フィルタ

これに対して、GSMで使用されるガウス・フィルタでは符号間干渉は0にならないため、GSM信号では4つのステートのそれぞれで多少、シンボルの境が不明になります。位相ステートに多少の変動は、図17に示すようにシンボルの境をあいまいにします。無線システムの設計者は、システムで許容できる符号間干渉の度を正確に決め、それをノイズおよび干渉と組み合わせる必要があります。



図20.  
ガウス・フィルタ



ガウス・フィルタは、搬送波パワー、占有帯域幅、シンボル・クロック回復がすぐれているため、GSMで使用されます。ガウス・フィルタは、時間領域と周波数領域の両方でガウス形状を取り、ナイキスト・フィルタのようににはリングしません。ガウス・フィルタが時間領域に与える影響は比較的短く、各シンボルは前後のシンボルとだけ大きく相互干渉します(すなわちISIを発生させます)。このため、特定のシンボルのシーケンスが相互干渉する傾向が減り、振幅器が簡単に構築でき、振幅器の効率も上がります。

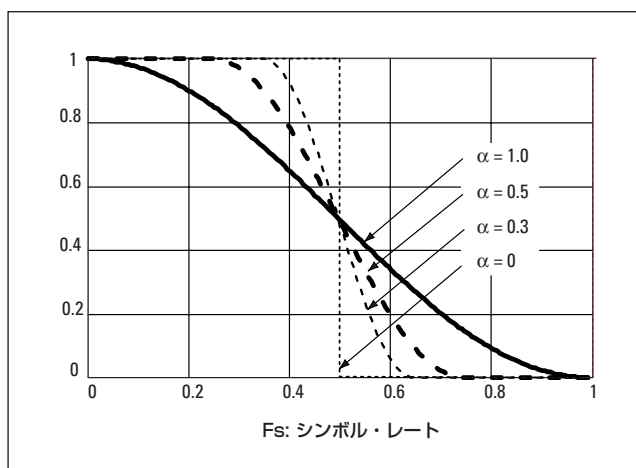
#### 4.4 フィルタ帯域幅パラメータのアルファ

レイズド・コサイン・フィルタの急峻性はアルファ( $\alpha$ )によって表されます。アルファは、システムの占有帯域幅をダイレクトに表すもので、以下の式で計算されます。

$$\text{占有帯域幅} = \text{シンボル・レート} \times (1 + \alpha)$$

急峻な遷移とアルファが0という完全な(ブリック・ウォール)特性がフィルタに備わっている場合、占有帯域幅は以下のようにになります。

図21.  
フィルタ帯域幅  
パラメータ“ $\alpha$ ”



$$\alpha = 0 \text{ の場合、占有帯域幅} = \text{シンボル・レート} \times (1 + 0) = \text{シンボル・レート}$$



完全な環境では、占有帯域幅はシンボル・レートと同じになりますが、これは現実にはありえません。アルファ0を実現するのは不可能です。

アルファは、(シンボル・レートと同様に)理想的な占有帯域幅を越えて必要となる占有帯域幅の量を示しているため、“過剰帯域幅ファクタ”とも呼ばれます。

逆に、アルファが1の、より帯域幅の広いフィルタを考えてみます。これは、実現しやすいフィルタです。占有帯域幅は、以下のようになります。

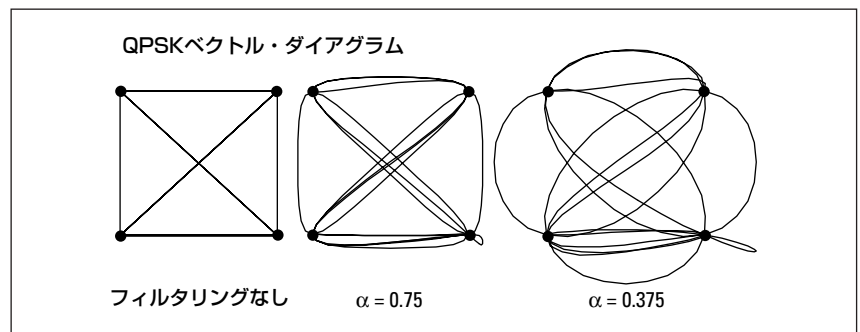
$$\alpha = 1 \text{ の場合、占有帯域幅} = \text{シンボル・レート} \times (1 + 1) = 2 \times \text{シンボル・レート}$$

アルファ1が使用する帯域幅は、アルファ0の2倍となります。実際に、0.2未満のアルファを実現し、コンパクトで実用的なすぐれた無線機を作ることが可能です。代表的な値は0.35から0.5ですが、ビデオ・システムの中には0.11という低いアルファを使用するものもあります。ガウス・フィルタの場合、アルファに対応する言葉はBT(帯域幅時間積)です。ガウス・フィルタの周波数応答はレイズド・コサイン・フィルタと同様、理想通りの0にはならないため、占有帯域幅をBTで表すことはできません。BTの一般的な値は0.3から0.5です。

#### 4.5 フィルタ帯域幅の影響

フィルタの帯域幅が異なれば、その影響も異なってきます。たとえば、QPSK信号を例にとって、アルファの値の違いがベクトル・ダイアグラムに与える影響を調べてみます。グラフの左側に示すように、無線機にトランスミッタ・フィルタがない場合、ステート間の遷移は瞬時に行われます。フィルタリングを行わない場合、アルファは無限となります。

図22.  
異なったフィルタ帯域幅  
の影響



この信号を送信するには、無限の帯域幅が必要です。中央の図は、アルファが0.75の信号の例です。右側の図は、アルファが0.375の信号を示しています。アルファが0.75および0.375のフィルタは、遷移をスムーズにし、必要となる周波数スペクトルを狭めます。

フィルタのアルファが異なれば、送信パワーにも影響が出ます。アルファが無限でフィルタリングされない信号の場合、搬送波の最大パワーまたはピーク・パワーは、シンボル・ステートの公称パワーと同じです。フィルタリングによる余分なパワーは必要ありません。

NADC(IS-54)で使用される $\pi/4$  DQPSKを例に取ってみます。1.0のアルファを使用する場合、ステート間の遷移はアルファが無限の場合よりも緩やかになります。遷移を処理するのに必要なパワーは少なくなります。0.5のアルファを使用すると、送信帯域幅はシンボル・レートの2倍からシンボル・レートの1.5倍にまで減少します。この結果、占有帯域幅が25%改善されます。アルファが小さくなれば、フィルタのステップ応答にオーバーシュートが起るため、使用されるピーク・パワーが大きくなります。その結果、コンスタレーションの外側のリミットを越えてループする軌道が作られます。

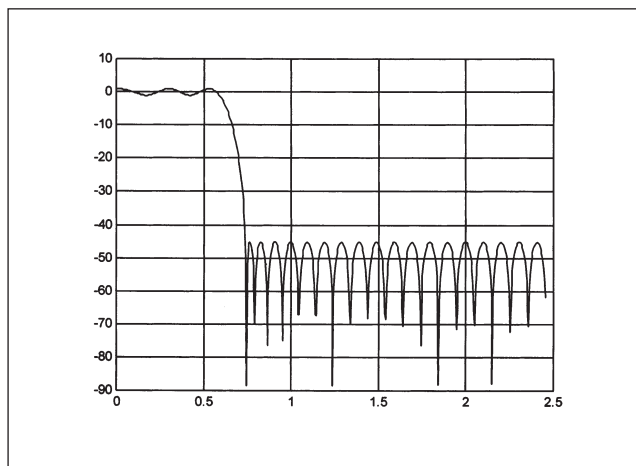
今日の大部分の無線機の最小値に近い0.2のアルファでは、シンボル値自体を送信するのに必要なパワーをはるかに越えた過剰パワーが必要です。ナイキスト・フィルタリングを使ったQPSKで、アルファが0.2の場合に必要な過剰パワーの代表値は、約5dBです。これは、フィルタを使って占有帯域幅を制限しているため、ピーク・パワーの3倍を超す値となります。

上記の原則は、QPSK、オフセットQPSK、DQPSK、および16QAM、32QAM、64QAM、256QAMなどのQAMの変形に適用されます。すべての信号がまったく同じように動作するわけではなく、例外としてはFSK、MSKやその他の定エンベロップ変調を行う形式があります。これらの信号のパワーは、フィルタの形状に影響されません。

#### 4.6 チェビシェフ等リプルFIR(有限インパルス応答)フィルタ

チェビシェフ等リプルFIR(有限インパルス応答)フィルタは、IS-95 CDMAのベースバンド・フィルタリングに使用されます。IS-95 CDMAでは、1.25 MHzのチャンネル間隔と1.2288 MHzのシンボル・レートを使用するため、隣接RFチャンネルへの漏れを減らすことが重要です。これは、わずか0.113というアルファ値を使う、非常に急峻なシェープ・ファクタをもつフィルタを使用することにより達成できます。FIRフィルタでは、フィルタのインパルス応答が限られたサンプル数の間だけ存在します。等リプルとは、通過帯域と阻止帯域に、最大値と最小値が等しい、リプルをもつ振幅周波数応答エンベロップがあることを意味します。このFIRフィルタが、必要なシェープ・ファクタを実現するのに使う次数は、ナイキスト・フィルタよりもはるかに低くなります。IS-95 FIRフィルタの符号間干渉(ISI)はゼロではありません。しかしながら、一度に64個のチップの相関関係を使ってシンボル決定が行われるため、CDMA内のISIは他のフォーマットの場合ほど重要ではありません。多くの場合、この“コーディング利得”によってISIが平均化され、その影響が最小限に抑えられます。

図23.  
チェビシェフ等リプル  
FIRフィルタ



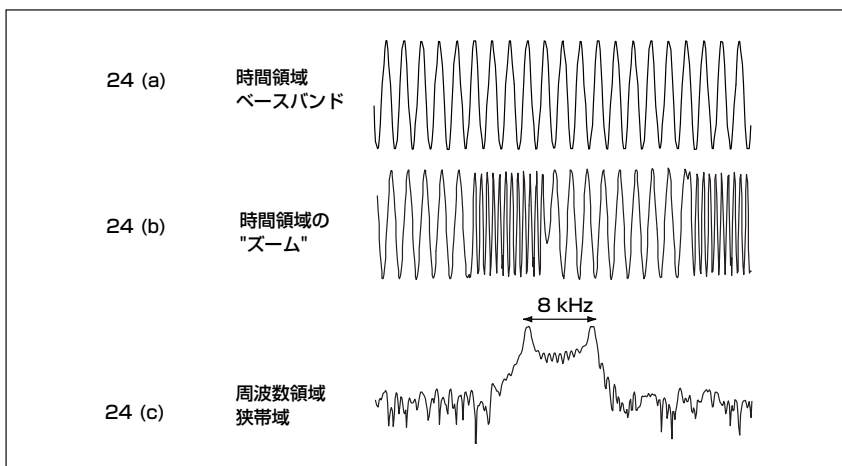
#### 4.7 スペクトル効率という目標と消費電力との競合

あらゆる自然資源と同様に、広すぎるチャネル帯域を使うことでRFスペクトラムを無駄にするのは無意味です。従って、送信の占有帯域幅を減らすために、より狭いフィルタが使用されます。幅が狭く、十分な確度と再現性をもつフィルタを構築するのは、さらに困難です。アルファの値が小さくなると、より多くのシンボルが関与するため、ISIが大きくなります。このため、クロック確度の要件が厳しくなります。フィルタの幅を狭くすると、オーバーシュートが増え、従って、ピーク搬送波パワーが増大する結果にもなります。パワー振幅器は、さらに高いピーク・パワーをひずみなしで収容する必要があります。振幅器が大型化すれば、パワー振幅器のRF電流が他の回路に干渉するため、熱や電氣的干渉の発生も多くなります。また、今までよりも大きくて重いバッテリーが必要です。対抗策としては、通話時間を短くし、バッテリーを小型化します。GMSKで使われている定エンベロープ変調を採用すれば、最も効率の高いクラスCの振幅器が使用できます。要するに、スペクトル効率は非常に望ましいことですが、そのためにコスト、サイズ、重量、複雑さ、通話時間、信頼性が犠牲になります。

## 5. デジタル変調信号の 時間領域および周波数領域の 様々な表示方法

図24.  
時間領域および  
周波数領域の表示

信号の表示方法には様々なものがあります。ここでは、簡単な例として、中心周波数が930.004 MHzのRFペー ジャ信号について説明します。このペー ジャでは、8 kHz 離れた2つの周波数(930.000 MHzと930.008 MHz)の間を往復する、2レベルのFSKと搬送波が使用されます。この周波数間隔は、930.004 MHzの中心周波数に比例して小さくなります。図24(a)を参照してください。930 MHzの信号と930 MHzに8 kHzを加えた信号との周期の差は極めて小さく、最新の高速デジタル技術を用いた高性能のオシロスコープでも、周期の変化を観測、測定することはできません。



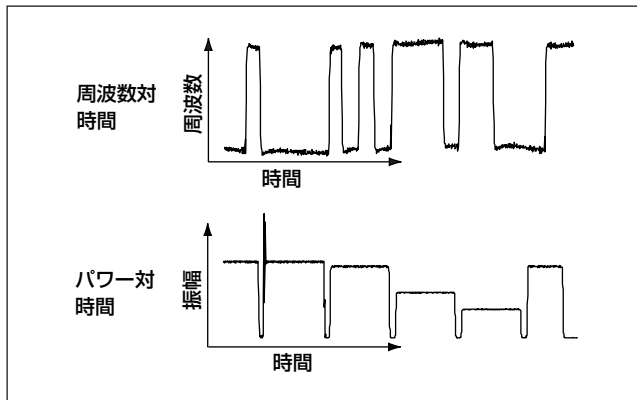
ペー ジャのレシーバでは、信号はまずIFまたはベースバンド周波数に下方変換されます。この例では、930.004 MHzのFSK変調信号が、別の930.002 MHzの信号とミックスされます。FSK変調では、送信信号が930.000 MHzと930.008 MHz間で切り替わります。その結果、-2 kHzと+6 kHzの2つの周波数の間を交互に行き来するベースバンド信号が生まれます。復調された信号は、-2 kHzと+6 kHzの間を行き来します。その差は簡単に検出することができます。

これは、“ズーム”時間またはIF時間と呼ばれることがあります。より具体的には、IFまたはベースバンドで帯域変換された信号です。IF時間は重要なものです。というのは、レシーバのIF部における信号の様子を表したものがIF時間だからです。これによって、無線機のIFは、異なったビットの存在を検出します。周波数領域は、図24(c)のように表されます。大部分のペー ジャは、2レベルの周波数シフト・キーイング(FSK)スキームを使用します。この場合、FSKが使用されている理由は、都市部で一般的に見られるマルチパス伝播、減衰、干渉にあまり影響されないからです。減衰、ノイズ、干渉によって信頼性の高い復調が困難な、近代的な鉄鋼やコンクリート製の建物の奥深くにおいても、FSKを復調することができます。

## 5.1 パワーおよび周波数の表示

デジタル変調された信号は様々な方法で表示できます。トランスミッタのオン/オフを調べる際、パルス搬送波またはバースト搬送波に関連したパワー・レベルの変化を見るのに、パワー対時間測定を使うと非常に便利です。たとえば、極めて高速のパワー変化は、周波数の拡散やスペクトラム・リグロースを引き起こします。これは、周波数“スプラッタ”とも呼ばれています。反対に、極めて低速のパワー変化では、トランスミッタが完全にオンでないとデータを送信できないため、貴重な送信時間が浪費されます。また、オンになるのに時間がかかりすぎると、バーストの最初に高いビット・エラー・レートが生じます。さらに、振幅器からの過剰パワーが求められる場合は、圧縮やクリッピングにつながる恐れがあるため、ピーク・パワー・レベルや平均パワー・レベルを十分に理解する必要があります。このような現象は変調信号をひずませ、通常、スペクトラム・リグロースにもつながります。

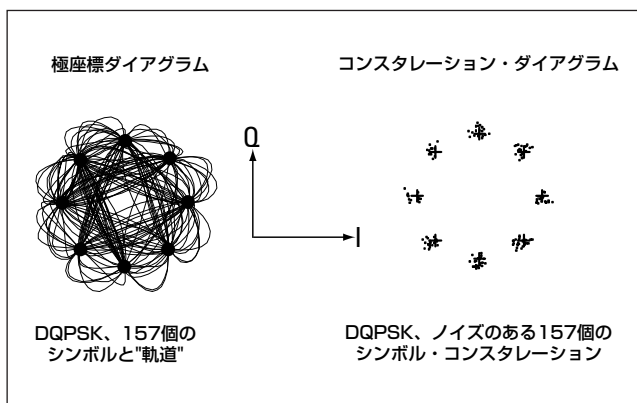
図25.  
パワーと周波数の表示



## 5.2 コンスタレーション・ダイアグラム

前述した通り、直交I/Qダイアグラムは振幅と位相を極座標ダイアグラムで表したものです。搬送波の振幅と位相の2次元ダイアグラム(標準的な極座標プロット)では、直交軸を同じデータの上に重ね、搬送波を同相(I)および直交位相(Q)成分という点から解釈することで、異なった表現が可能です。AMとPMを搬送波上で同時に行い、上記の方法でデータを送ることができます。しかしながら、値の直交、線形セット(1つはI用、もう1つはQ用)を生成、検出するほうが、回路の設計や信号の処理が簡単になります。

図26.  
コンスタレーション・ダイアグラム



上記の例は、北米デジタル・セルラ(NADC)TDMA標準に示された $\pi/4$ ディファレンシャル直交位相シフト・キーイング( $\pi/4$  DQPSK)信号です。この例では、157シンボルのDQPSKバーストが示されています。

極座標ダイアグラムは、一度に複数のシンボルを表示します。つまり、シンボル時間間の連続した線(シンボル時間を含む)上の任意のポイントにおける、 $I/Q$ つまり振幅/位相値として表される搬送波の瞬時値を示します。

コンスタレーション・ダイアグラムは、同じバーストの繰り返しの“スナップショット”を表示します。値はディシジョン・ポイントだけに示されます。コンスタレーション・ダイアグラムには、ディシジョン・ポイントの振幅エラーだけでなく、位相エラーも表示されます。ディシジョン・ポイント間の遷移は、送信帯域幅に影響を与えます。コンスタレーション・ダイアグラムでは、搬送波が使用しているパスが表示されますが、ディシジョン・ポイントのエラーは明示されません。コンスタレーション・ダイアグラムでは、変化するパワー・レベル、フィルタリングの影響、符号間干渉などの現象を洞察できます。

コンスタレーション・ポイントとシンボル当たりのビット数の関係は、以下のとおりです。

$$M=2^n \quad \text{ここで } M = \text{コンスタレーション・ポイント数}$$

$$n = \text{ビット/シンボル}$$

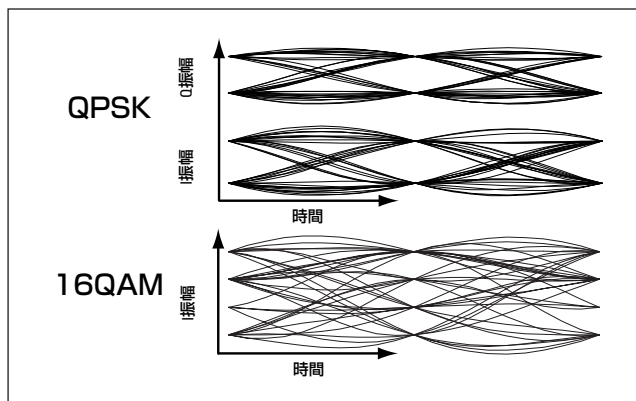
$$\text{または } n = \log_2(M)$$

この関係は、任意のコンスタレーション・ポイントから別の任意のコンスタレーション・ポイントへの遷移が可能になるときに、持続します。

### 5.3 アイ・ダイアグラム

デジタル変調された信号を表示するもう1つの方法が、アイ・ダイアグラムです。 $I$ チャンネル・データ用に1つ、 $Q$ チャンネル・データ用に1つの、別々のアイ・ダイアグラムを作成できます。アイ・ダイアグラムでは、 $I$ および $Q$ 振幅対時間が再トレース付きの無限持続モードで表示されます。 $I$ および $Q$ 遷移は別々に示され、シンボルの決定時に“アイ”(または複数のアイ)が形成されます。QPSKは、各象限に1つ、計4つの明確な $I/Q$ ステートをもっています。 $I$ と $Q$ のレベルは2つずつしかありません。これで、 $I$ と $Q$ のそれぞれに対してアイが1つずつ形成されます。他のスキームでは、トレースの通過時に、もっと多くのレベルを使ってさらに多くのノードが作成されます。図の下側の例は、4つのレベルで3つの明確な“アイ”を形成する16QAM信号を表しています。アイは、各シンボルごとにオープンになります。アイが大きく開き交差点が小さいのが、“良好な”信号です。

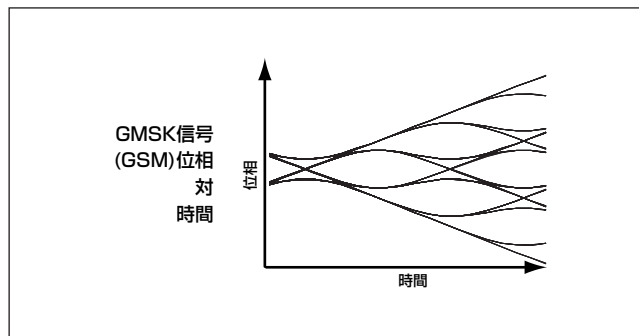
図27.  
 $I$ および  
 $Q$ アイ・ダイアグラム



#### 5.4 トレリス・ダイアグラム

下の図は、ガーデン・トレリス(蔓をはわせるための格子垣)に似ているため、“トレリス”ダイアグラムと呼ばれています。トレリス・ダイアグラムでは、X軸で時間、Y軸で位相が表示されます。これにより、異なったシンボルでの位相の遷移が検査できます。ここに示した例は、GSMシステム用のトレリス・ダイアグラムです。GSMを例にとると、長い一連のバイナリ1が送信された場合、結果としてシンボル当たり90度の一連の正の位相遷移が起ります。長い一連のバイナリ0が送信された場合は、シンボル当たり90度の一定した下降位相が生じます。通常は、ランダム・データで中間伝送が起ります。トラブルシューティング時には、遷移や符号の抜け、I/Q変調器のブラインド・スポットなどを切り分けたり、アルゴリズムのマッピングをするのに便利です。

図28.  
トレリス・ダイアグラム



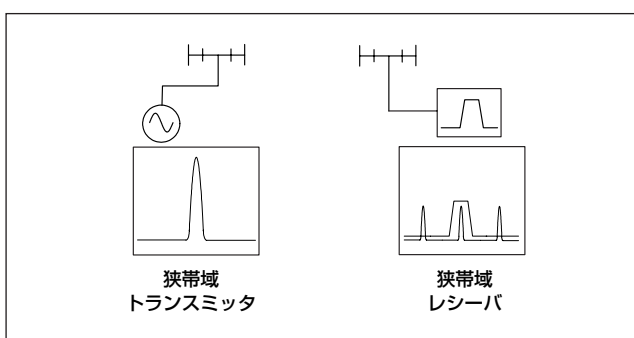
## 6. チャンネルの共有

RFスペクトラムは有限の資源であり、多重化(チャネライゼーションとも呼ばれます)を利用するユーザ間で共有されます。多重化は、スペクトラムの異なるユーザを分離するのに使われます。本セッションでは、周波数の多重化、時間の多重化、符号の多重化、および地理的な多重化について述べます。大半の通信システムでは、これらの多重化メソッドを組み合わせ使用しています。

### 6.1 多重化 - 周波数

周波数分割多元接続 (FDMA)では、利用可能な周波数帯域が、固定された周波数チャネルに細分化されます。各トランスミッタまたはレシーバは、別々の周波数を使用します。この技術は1900年ごろから使用されており、現在でもまだ使われています。トランスミッタは、狭帯域トランスミッタまたは周波数制限トランスミッタです。狭帯域トランスミッタは、目的の信号を復調し、隣接無線機からの干渉信号などの不要な信号をリジェクトするように、狭帯域フィルタを備えたレシーバと併用されます。

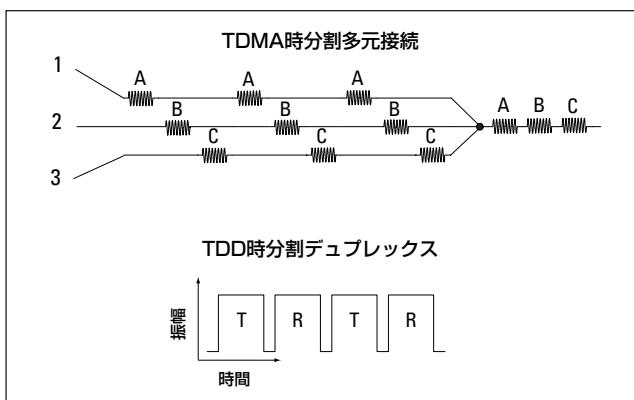
図29.  
多重化 - 周波数



### 6.2 多重化 - 時間

時分割多重では、トランスミッタは同じ周波数を共有できるように時間で分離されます。最も簡単なタイプの時分割多重は、時分割デュプレックス(TDD)です。時分割デュプレックスでは、トランスミッタとレシーバが同じ周波数で多重化されます。TDDの使用例として、ボタンを押すとトークとなり、ボタンを離すとリスンになる単純な双方向の無線機があります。ただし、この種の時分割デュプレックスは非常に低速です。CT2やDECTなどの近代的なデジタル無線機も時分割デュプレックスを使用していますが、1秒当たり何百という単位で時間を多重化します。TDMA(時分割多元接続)では、複数のトランスミッタまたはレシーバが同じ周波数で多重化されます。TDMAは、GSMデジタル・セルラ・システムやUS NADC-TDMAシステムで使用されます。

図30.  
多重化 - 時間

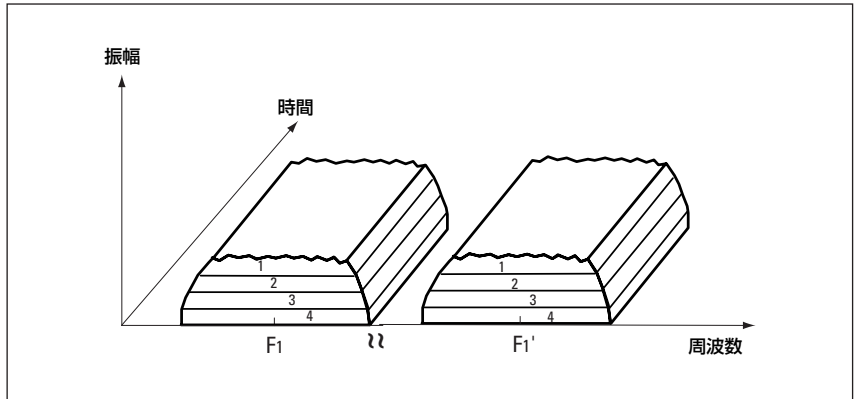




### 6.3 多重化－符号

CDMAは、同一の周波数上で複数のユーザによる同時送信を可能にするアクセス方法です。周波数分割多重が行われていますが、チャンネル幅は1.23 MHzです。US CDMA電話の場合、さらに別のタイプのチャネライゼーションが、符号化という形で追加されています。

図31.  
多重化－符号

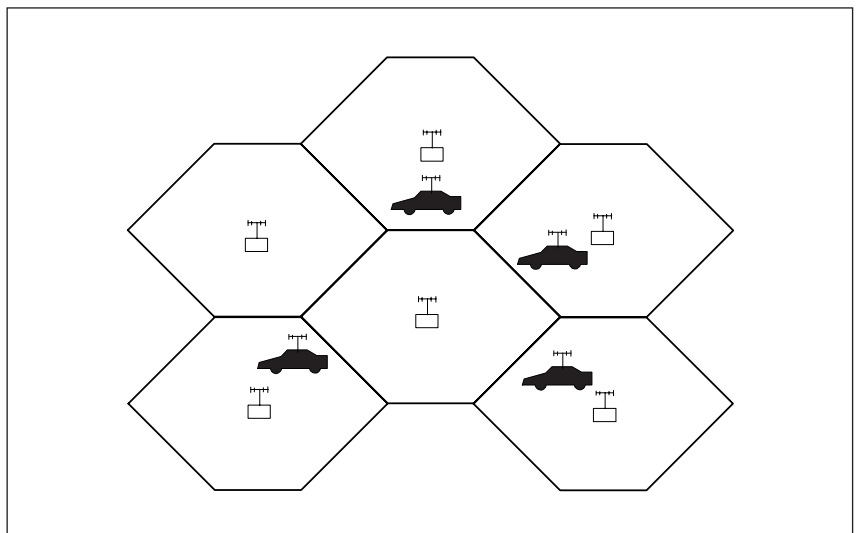


CDMAシステムでは、送信にさらに高いレートのデジタル・シーケンスをオーバーレイすることで、ユーザはより高いレートのデジタル・チャンネルをタイムシェアリングしています。各端末には、異なるシーケンスが割り当てられているため、オーバーレイされたシーケンスで信号を相互に関係づけることによって信号が識別できます。これは、基地局と移動局の間で共有される符号に基づいて行われます。使用するコーディングの選択により、順方向リンクの符号チャンネルの数は64に制限されています。逆方向リンクでは、使用できる符号の数に実質的な制限はありません。

### 6.4 多重化－地理

もう1つのタイプの多重化は地理的な多重化、つまりセルラ化です。2組のトランスミッタとレシーバは、距離が十分に離れていれば、同一の周波数で動作でき、お互いに干渉しません。何らかの地理的な多重化を採用していないシステムは、わずかです。クリア・チャンネルの国際放送局、アマチュア無線局、一部の軍用低周波数無線などは、地理的な境界線をもたない数少ないシステムであり、世界中に放送されています。

図32.  
多重化－地理



## 6.5 多重化モードの組み合わせ

一般的な通信システムでは、異なった形態の多重化が広く組み合わせられています。たとえば、GSMではFDMA、TDMA、FDD、および地理的な多重化が使用されています。DECTでは、FDMA、TDD、および地理的な多重化が使用されています。詳細なリストは、セクション10の表を参照してください。

## 6.6 浸透対効率

浸透とは、減衰、ノイズ、干渉が多い環境で使用される信号の能力を意味します。非常に一般的な例の1つとして、セルラ電話対ページの使用があげられます。多くの場合、ユーザが近代的な高層ビルのような金属の建物や鉄筋コンクリートの建造物の内部にいる場合でも、ページは信号を受信することができます。ほとんどのページは、周波数偏移が大きく、変調レート(シンボル・レート)が極めて遅い2レベルのFSK信号を使用します。このため、レシーバが信号の検出と復調を行いやすくなります。その理由は、周波数の差が大きく(シンボルのロケーション間が大きく離れている)、このような異なった周波数が長期間持続する(シンボル・レートが遅い)からです。

ただし、良好なページ信号浸透を起こすファクタによって、非効率的な情報の伝送も発生します。通常、シンボルのロケーションは2個しかありません。このロケーションの間は大きく離れており(約8 kHz)、毎秒、送られるシンボルの数は、毎秒270,833個のシンボルを送信するGSMなどのセルラ・システムと比べてわずかです(500~1200)。しかし、ページは一意のアドレスと、おそらくは短いASCIIテキスト・メッセージだけを受信すればよいため、これは大きな問題ではありません。

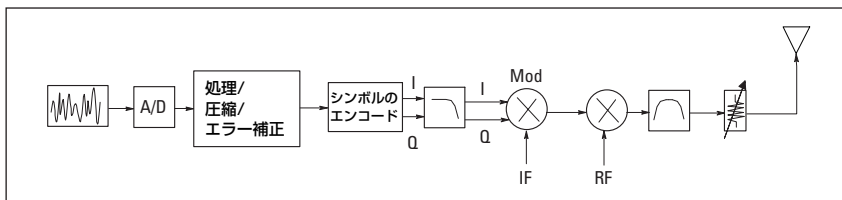
しかしながら、セルラ電話はデュプレックス音声を生で送信する必要があります。このため、ページよりはるかに高いビット・レートとはるかに効率的な変調技術が必要です。セルラ電話は、ページよりも複雑な変調フォーマット(たとえば、 $\pi/4$  DQPSKや0.3 GSKなど)と高速のシンボル・レートを使用します。残念なことに、これは浸透を大幅に減少させます。これを補う方法の1つは、さらに多くのパワーを使うことです。使用するパワーが増えれば、前述したように別途、多くの問題が発生します。

## 7. デジタル・トランスミッタ およびレシーバの動作方法

図33.  
デジタル・  
トランスミッタ

### 7.1 デジタル通信トランスミッタ

デジタル通信トランスミッタの簡単なブロック・ダイアグラムを下に示します。始まりと終わりはアナログ信号です。トランスミッタの最初のステップは、連続するアナログ信号を離散デジタル・ビット・ストリームに変換することです。これは、デジタル化と呼ばれています。



次のステップでは、データ圧縮のために音声コーディングを追加します。次に、何らかのチャネル・コーディングが追加されます。チャネル・コーディングでは、通信チャネルのノイズや干渉の影響を最小限に抑える方法でデータがエンコードされます。チャネル・コーディングにより、入力データ・ストリームに余剰ビットが追加され、冗長ビットが取り除かれます。この余剰ビットは、エラーの補正に使用され、識別や均一化のためのトレーニング・シーケンスの送出に使用されることもあります。これによって、レシーバが同期化(つまり、シンボル・クロックの検出)を行いやすくなります。シンボル・クロックは、周波数と個々のシンボルの正確な送信タイミングを表しています。シンボル・クロックの遷移で、送信された搬送波は、特定のシンボル(コンスタレーションの特定のポイント)を表す正しい $I/Q$ (つまり、振幅/位相)値にあります。次に、送信された搬送波の値( $I/Q$ 、つまり振幅/位相)が、別のシンボルを表す値に変わります。この2つの時間のインターバルがシンボル・クロック周期であり、その逆数がシンボル・クロック周波数です。シンボル・クロックがシンボルを検出するための最適な瞬間と整合していれば、シンボル・クロック位相は正確です。

トランスミッタ内での次のステップは、フィルタリングです。良好な帯域幅効率の実現には、フィルタリングが欠かせません。フィルタリングを行わないと、信号はステート間で非常に高速で遷移し、周波数スペクトルが極めて広がります。情報の送信に必要とされるよりもはるかに広がります。説明を簡単にするためにフィルタは1つしか表示しませんが、実際は $I$ および $Q$ チャンネルに1つずつ、2つのフィルタがあります。2つのフィルタがあることで、搬送波に乘せるコンパクトでスペクトル効率のよい信号が作成されます。

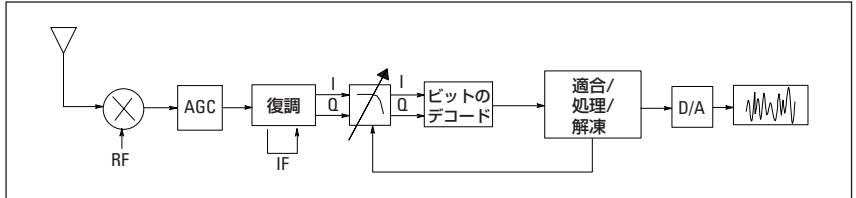
次に、チャネル・コーダからの出力が変調器に供給されます。無線機内には、独立した $I$ 成分と $Q$ 成分があるため、情報の半分を $I$ 、残りの半分を $Q$ で送信できます。これは、デジタル無線機がこのタイプのデジタル信号でうまく機能する理由の1つです。 $I$ 成分と $Q$ 成分は分離しています。

デジタル・トランスミッタの残りの部分は、通常のRFトランスミッタや一對のマイクロ波トランスミッタ/レシーバと似ています。信号はさらに高い中間周波数(IF)に変換され、さらにもっと高い無線周波数(RF)に上方変換されます。上方変換で生じた不要な信号はすべて、フィルタリングで排除されます。

## 7.2 デジタル通信レシーバ

レシーバはトランスミッタに似ていますが、構造が逆で、デザインはより複雑です。入力(RF)信号は、まず(IF)に下方変換されてから復調されます。信号の復調能力は、大気中のノイズ、競合信号、マルチパス、フェーディングなどのファクタによって妨害されます。

図34.  
デジタル・レシーバ



通常、復調には以下のステージがあります。

1. 搬送周波数の回復(搬送波ロック)
2. シンボル・クロックの回復(シンボル・ロック)
3.  $I$ および $Q$ 成分への信号の分解
4. シンボルごとの $I$ 値と $Q$ 値の決定(“スライシング”)
5. デコードおよびデインターリーブ
6. 元のビット・ストリームへの展開
7. 必要な場合は、デジタル/アナログ変換

しかしながら、信号が最初からデジタルであり、デジタルのまま変わらないシステムが次第に増えてきています。オーディオのような連続したアナログ信号という意味では、これは決してアナログではありません。トランスミッタとレシーバの主な違いは、搬送波とクロック(またはシンボル)回復の問題です。

ビットの復調を成功させ、送信された情報を回復するためには、レシーバのシンボル・クロック周波数と位相(またはタイミング)の両方が正確でなければなりません。シンボル・クロックの周波数は正しくても、位相が誤っている場合があります。シンボル・クロックが、シンボル自体でなくシンボル間の遷移と整合していれば、復調は成功します。

シンボル・クロックの周波数は通常は固定されており、周波数はトランスミッタとレシーバの両方に正確に通知されます。困難なのは、トランスミッタとレシーバの両方の位相、つまりタイミングを合わせることです。これには様々な技術があり、たいのシステムでは2つ以上の技術を採用しています。変調中に信号の振幅が変動した場合は、レシーバがその変動を測定できます。トランスミッタは、特定の同期化信号または101010101010などのあらかじめ定められたビット・シーケンスを送信して、レシーバのクロックを“トレーニング”することができます。パルスド搬送波を使用するシステムでは、シンボル・クロックを搬送波のパワー・オンに整合させることができます。

トランスミッタでは、RF搬送波とデジタル・データ・クロックはトランスミッタ自体で内部生成されるため、その場所は明らかです。レシーバには、このような利点はありません。レシーバは搬送波のほしい場所は突き止められますが、位相つまりタイミング・シンボル・クロック情報は所有していません。レシーバのデザインで難しいのは、搬送波およびシンボル・クロック回復アルゴリズムの作成です。トランスミッタでチャネル・コーディングを実行することで、この作業が行いやすくなります。

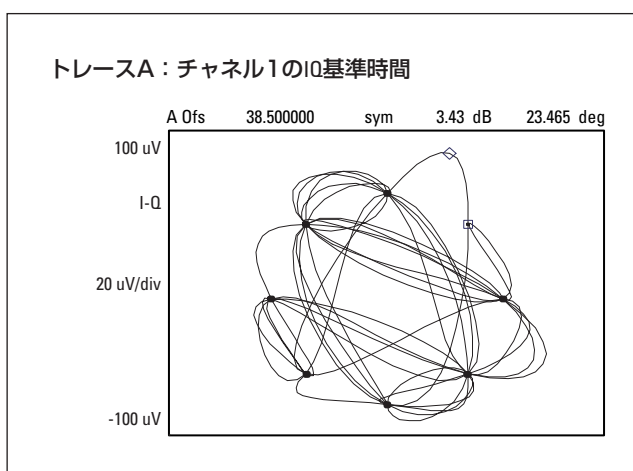
## 8. デジタルRF通信システムの測定

干渉のないマルチ・ユーザ通信システムを実現するために、周波数、位相、タイミング、および変調で複雑なトレード・オフが行われます。正しいトレード・オフのためには、デジタルRF通信システムのパラメータを正確に測定する必要があります。この測定では、変調器および復調器の解析、送信された信号の品質の特性試験、高いビット・エラー・レートの原因の特定、新しい変調タイプの検査などが行われます。デジタルRF通信システムの測定は、通常、パワー、周波数、タイミング、変調確度の4つのカテゴリに分類されます。

### 8.1 パワー測定

パワー測定には、搬送波パワーとそれに関連した振幅器の利得の測定、フィルタおよび減衰器の挿入損失があります。デジタル変調で使用される信号は、ノイズに似ています。よく行われるのは、帯域パワー測定(ある特定の周波数帯域における積分パワー)またはパワー・スペクトル密度(PSD)測定です。PSD測定では、パワーが特定の帯域幅、通常は1 Hzに正規化されます。

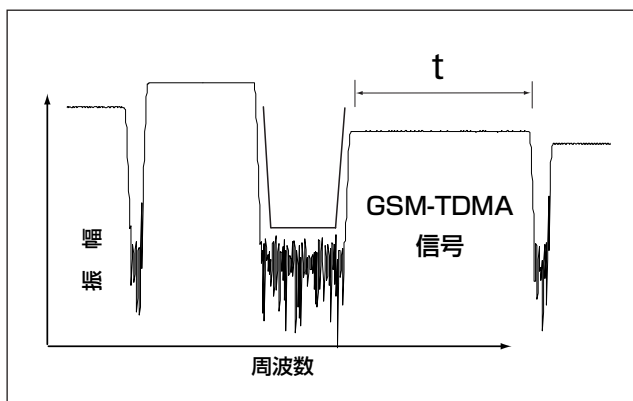
図35.  
パワー測定



#### 8.1.1 隣接チャネル漏洩電力

隣接チャネル漏洩電力は、あるユーザによって生成され、隣接チャネルの別のユーザに影響を及ぼす干渉の尺度となります。このテストでは、目的の通信チャネルから隣接するチャネルにこぼれたデジタル変調RF信号のエネルギーを定量化します。測定結果は、隣接チャネルで測定したパワーの、送信されたパワー全体に対する比率(dB単位)で表されます。同様の測定として、目的の通信チャネルから2チャネル離れたところで同じ比率を測定する交換チャネル漏洩電力があります。

図36.  
パワーおよびタイミング測定

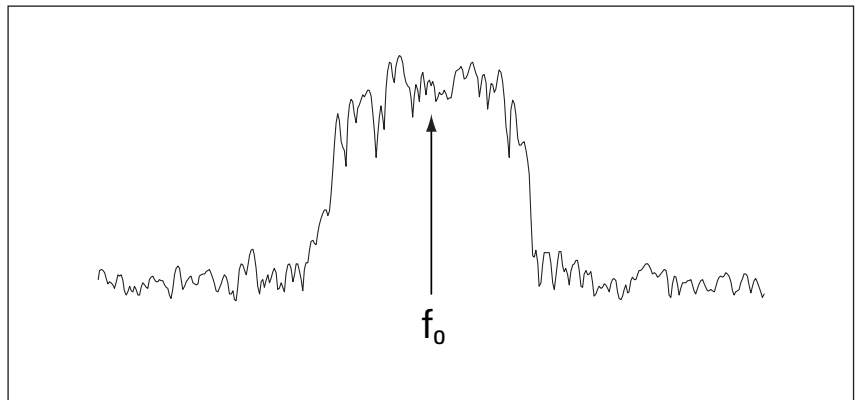


パルス・システム(たとえば、TDMAなど)の場合、パワー測定には時間成分の測定が含まれ、場合によっては周波数成分の測定も含まれます。バースト・パワー・プロファイル(パワー対時間)、またはオン/オフ時間が測定されます。あるいは、搬送波がオンになっているか、多数のオン/オフ・サイクルで平均化されている場合の平均パワーを測定します。

## 8.2 周波数測定

周波数測定は多くの場合、ピュア・トーン以外のファクタを考慮する必要があるため、デジタル・システムのほうが複雑です。占有帯域幅は重要な測定対象であり、占有帯域幅を測定することで、事業者は自分が割り当てられた帯域内にとどまっていることを確認できます。ユーザーが隣接チャネルの別のユーザーに及ぼす影響を検出するには、隣接チャネル漏洩電力も使用されます。

図37.  
周波数測定



### 8.2.1 占有帯域幅

占有帯域幅(BW)は、問題の信号が周波数スペクトルをどの程度カバーしているかの尺度となるものです。単位はHzで、占有帯域幅の測定では一般的に、パワー・パーセンテージまたはパワー比が示されます。通常は、測定する信号のパワー全体の一部が指定されます。使用されるパーセンテージは通常、99%です。パワー対周波数(積分帯域パワーなど)の測定は、指定されたパーセンテージにまでパワーを高める場合に使用されます。たとえば、「この信号のパワーの99%は30 kHzの帯域幅内にある」といえます。目的のパワー比が99%であることがわかっている場合は、「この信号の占有帯域幅は30 kHzである」ということもできます。

代表的な占有帯域幅の数値は、シンボル・レートとフィルタリングによって大きく変化します。NADC  $\pi/4$  DQPSK信号の場合は約30 kHz、GSM 0.3 GMSK信号の場合は約350 kHzです。デジタル・ビデオ信号の場合、占有帯域幅は通常6から8 MHzです。

多くの場合、簡単な周波数カウンタ測定は、中心周波数の測定には不正確であるか不十分です。変調信号のPSDに対する周波数分布の中心である、搬送波の“セントロイド”が計算できます。

### 8.3 タイミング測定

タイミング測定が最もよく行われるのは、パルス・システムまたはバースト・システムです。この測定には、パルス再現インターバル、オンタイム、オフタイム、デューティ・サイクル、ビット・エラー間の時間が含まれます。オン/オフ時間には、パワー測定も含まれます。

### 8.4 変調確度

変調確度の測定には、コンスタレーション・ステートあるいは信号の軌道が、基準(理想)信号軌道にどれだけ近いかの測定が含まれます。受信信号は復調され、基準信号と比較されます。メイン信号が除かれ、残りが差分、または残留信号となります。変調確度は、残留信号測定値です。

変調確度の測定には通常、信号の精密な復調、およびこの復調信号と(数学的に生成された)理想または“基準”信号との比較が含まれます。この2つの信号間の差が変調エラーとなり、エラー・ベクトル振幅(EVM)、振幅エラー、位相エラー、IエラーおよびQエラーなどの様々な方法で表されます。基準信号を復調信号から差し引くと、残留エラー信号が残ります。このような残留測定は、トラブルシューティングに非常に威力を発揮します。いったん基準信号が差し引かれると、変調自体によって隠されたり不明瞭になっていた小さなエラーが見つけやすくなるからです。エラー信号自体は、時間領域で、あるいは(ベクトル数量であるため)エラー信号のI/Qまたは振幅/位相成分という観点から、といったように様々な方法で検査できます。周波数変換も可能であり、エラー信号のスペクトル構成だけを表示できます。

### 8.5 エラー・ベクトル振幅の理解

まず、ベクトル変調の基本を思い出してください。搬送波の振幅と位相を変えることによってデジタル・ビットがRF搬送波に転送されます。シンボル・クロックの遷移ごとに、搬送波はI対Qプレーン上に複数ある一意のロケーションのどれか1つを占有します。各ロケーションでは、1つ以上のデータ・ビットで構成される特定のデータ・シンボルがエンコードされます。シンボル当たり $n$ ビットが送信されるとして、 $2^n$ あるはずの許容シンボルすべてに対する有効なロケーション(つまり、搬送波を基準にした振幅と位相)が、コンスタレーション・ダイアグラムに示されます。入力データを復調するには、クロック遷移ごとに受信信号の正確な振幅と位相を正しく決定する必要があります。

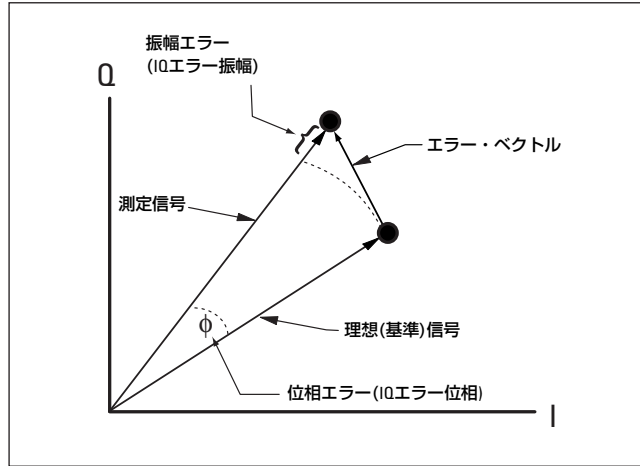
コンスタレーション・ダイアグラムのレイアウトと、その理想的なシンボル・ロケーションは、通常、選択する変調フォーマット(BPSK、16QAM、 $\pi/4$  DQPSKなど)で決まります。信号が1つのシンボル・ロケーションから別のシンボル・ロケーションに移る際に取る軌道は、特定のシステムのインプリメンテーションの関数ですが、簡単に算出することができます。

信号の振幅と位相はいつでも測定することができます。振幅と位相の値により、実際の、または“測定された”フェイザが定義されます。同時に、送信されたデータ・ストリーム、シンボル・クロック・タイミング、ベースバンド・フィルタリング・パラメータなどがわかっている場合、これに対応する理想、または“基準”フェイザが算出されます。この2つのフェイザ間の差が、EVM測定の基礎を形成しています。



図38に、EVMとその関連用語をいくつか定義します。図に示すように、EVMは2つのフェイザ・エンド・ポイント間のスカラー距離、すなわち、差ベクトルの振幅です。別の表現をすれば、理想的なバージョンの信号を除去した後に残る残留ノイズとひずみです。

図38  
EVMおよびその関連数量



NADC-TDMA(IS-54)標準では、EVMは、シンボルにおける信号電圧のパーセンテージと定義されています。 $\pi/4$  DQPSK変調フォーマットでは、シンボルの電圧レベルはすべて同じですが、これがどのフォーマットにも当てはまるわけではありません。IS-54は、現在、EVMを明示的に定義している唯一の標準であり、他の変調フォーマットではEVMの定義が異なる可能性があります。

たとえば、64QAMのようなフォーマットでは、シンボルは様々な電圧レベルを表しています。EVMは、すべてのシンボルの平均電圧レベル(平均の信号レベルに近い値)、あるいは最も外側(最も高い電圧)の4つのシンボルにより定義されます。エラー・ベクトルの位相値は付随する位相値をもちますが、エラー・ベクトルの角度は通常はランダムになります。その理由は、エラー・ベクトルの角度は、エラー自体(ランダムの場合もあるし、そうでない場合もあります)とコンスタレーション上のデータ・シンボルの位置(すべての実用目的に合わせるために、ランダム)の両方の関数だからです。実際のフェイザと理想のフェイザ間の角度(I/Q位相エラー)の測定は、さらに有用です。この角度には、信号の問題をトラブルシューティングする際に役立つ情報が含まれているからです。同様に、I-Q振幅エラーは、実際の信号と理想の信号間の振幅差を表しています。EVMは標準に規定する通り、シンボル・クロック遷移時のエラー値の実効値(RMS)です。シンボル間の軌道エラーは無視されます。

## 8.6 エラー・ベクトル測定を使ったトラブルシューティング

エラー・ベクトル振幅とその関連数量の測定が正しく適用された場合は、デジタル変調信号の品質を深く洞察できます。また、信号に存在する劣化のタイプを正確に識別することで未解決の問題の原因が正確に特定でき、さらには、原因の源を突き止める助けともなります。エラー・ベクトル振幅測定を使ったベクトル変調信号の解析とトラブルシューティングの詳細は、Product Note 89400-14 (カタログ番号 5965-2898E)を参照してください。



EVM測定は急速に認可が進んでおり、既にNADCやPHSなどの重要なシステム標準に取り入れられています。また、デジタル・ビデオ送信の標準など、将来的な標準のいくつかに盛り込まれる予定です。

### 8.7 振幅対位相エラー

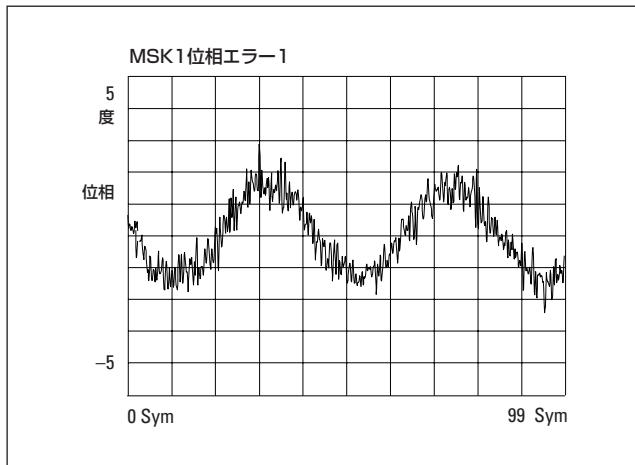
それぞれのエラー・メカニズムが信号にどのように影響するかは様々であり、振幅のみに影響する場合、位相のみに影響する場合、その両方に同時に影響する場合があります。各エラー・タイプの相対量がわかっていれば、特定のタイプの問題を迅速に確認、または除外することができます。従って、最初の診断ステップは、EVMを振幅および位相エラー成分に分解し(図38を参照)、エラー成分の相対サイズを比較することです。

平均位相エラー(角度)が平均振幅エラー(パーセンテージ)を大きく上回っている場合、主なエラー・モードは何らかの不要な位相変調です。この原因としては、周波数基準、フェーズ・ロック・ループ、またはその他の周波数発生ステージにおけるノイズ、スプリアス、あるいはクロス・カップリング問題が考えられます。振幅エラーが位相角度エラーをはるかに上回った場合は、残留AMの存在が証明されます。

### 8.8 I/Q位相エラー対時間

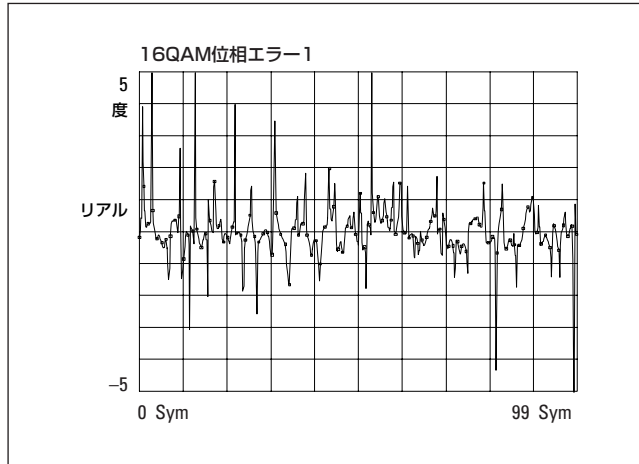
位相エラーは、測定信号と理想基準信号との間の瞬時角度差です。時間(またはシンボル)の関数として表示した場合、任意の残留あるいは干渉PM信号の変調波形を表します。正弦波またはその他の正規波形は、干渉信号を示します。一様なノイズは、何らかの形態の位相ノイズ(ランダム・ジッタ、残留PM/FMなど)を表わします。

図39.  
わずか3度のピーク・ツー・ピークでも、付随(インバンド)PM正弦波がはっきりと表示されます。



完全な信号は、原点に対して完全に対称的な一様のコンスタレーションをもっています。コンスタレーションが“正方形”でない場合、すなわち、Q軸の高さがI軸の幅に等しくない場合は、I/Qが均衡でないことが示されています。コンスタレーションに対して“傾き”がある場合は、必ず直交エラーが存在します。直交エラーは、IベクトルとQベクトル間の位相関係が正確に90度でない場合に発生します。

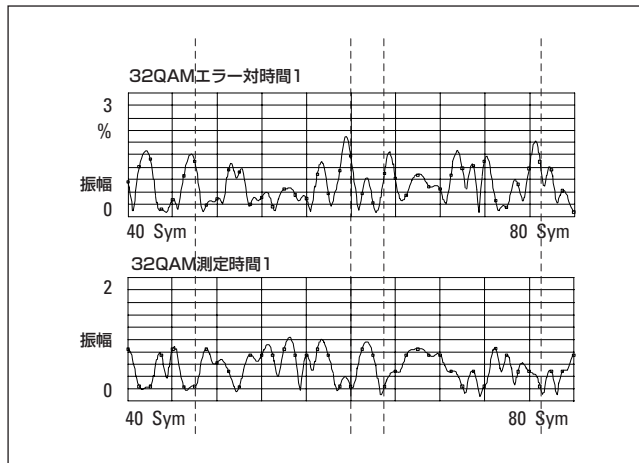
図40  
位相ノイズは時間領域にランダムに表示されます。



## 8.9 エラー・ベクトル振幅対時間

EVMは入力信号と内部で生成された理想の基準信号との間の差です。シンボルまたは時間の関数として表示した場合、エラーは入力波形の特定のポイント、たとえばピークやゼロ交差などに相互に関連付けられます。EVMは、スカラ(振幅のみ)値です。信号ピークと共に発生するエラー・ピークは、圧縮またはクリッピングがあることを示しています。信号の最小値と相互に関連付けられたエラー・ピークは、ゼロ交差が非線形であることを示しています。

図41.  
この信号の振幅(下側のトレース)が0に近づくたびに、信号上にEVMピーク(上側のトレース)が発生します。これは、増幅ステージのゼロ交差エラーと思われる。



ゼロ交差の非線形性の1例として、プッシュ・プル増幅器があります。この増幅器では、信号の正と負の半分ずつの部分が別々のトランジスタで処理されます。一方の増幅器がオンになっている間にもう一方が正確にオフになるよう、増幅器の精密なバイアスと安定化を行い、しかも不連続を発生させないというのは、(特に、ハイパワーの増幅器では)至難の業といえます。アナログ・デザインでよく知られた効果であるゼロ交差が、臨界モーメントです。臨界モーメントは、ゼロ交差エラー、ひずみ、または非線形性とも呼ばれています。

### 8.10 エラー・スペクトラム(EVM対周波数)

エラー・スペクトラムはEVM波形の高速フーリエ変換(FFT)から算出され、その結果は周波数領域に表示されます。周波数領域には時間領域で表示不可能な詳細を表示できます。ほとんどのデジタル・システムでは、一様でないノイズ分布や離散信号ピークによって、内部結合された干渉の存在が示されます。

図42.  
隣接(下位)チャンネルからの干渉により、均一でないEVMスペクトル分布が発生します。

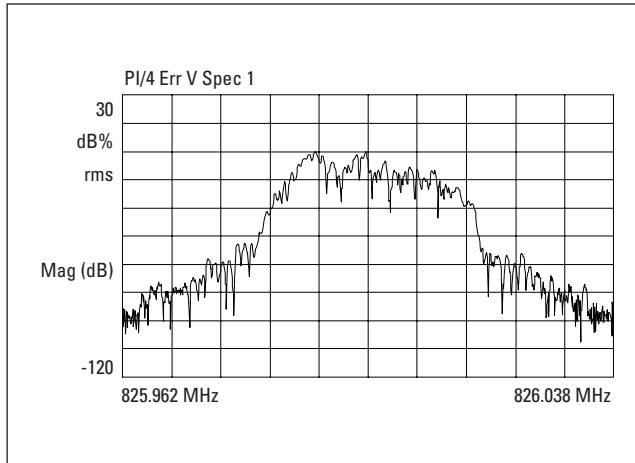
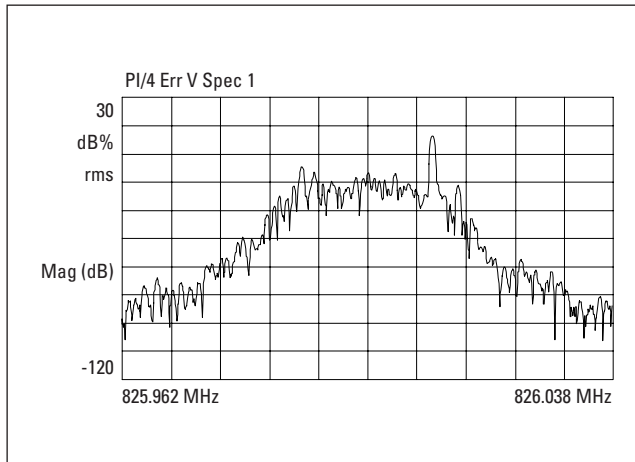


図43.  
電源のオン/オフによる干渉が、搬送波から10 kHz オフセットされたEVMスプリアスとして現れています。



EVM測定の詳細は、Product Note 89400-14 “Using Error-Vector-Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot Vector-Modulated Signals” (カタログ番号5965-2898E)を参照してください。

## 9. まとめ

通信システムのデザインでは、帯域幅、パワー、コストを同時に節約することが求められます。過去においては、パワー効率や帯域幅効率などのパラメータを犠牲して、無線機のコストを下げるのが可能でした。

本アプリケーション・ノートでは、あらゆる通信システムの構築ブロックを紹介しています。これらの概念により、通信システムがどのように動作するかを理解し、システムの最適化に必要なトレード・オフに関する決断を、さらに多くの情報をもとに行えるようになります。

## 10. 通信システムの概要

	<u>GSM900</u>	<u>NADC</u>	<u>PDC</u>	<u>CDMA</u>
地域	ヨーロッパ	北米	日本	北米、韓国、日本
発表年	1992年	1992年	1993年～1994年	1995年～1997年
周波数範囲	下り935～960 MHz 上り890～915 MHz EGSM 925～960 MHz 880～915 MHz	下り869～894 MHz 上り824～849 MHz	下り810～826 MHz 上り940～956 MHz 下り1477～1501 MHz 上り1429～1453 MHz	824～849 MHz(米国) 869～894 MHz(米国) 832～834、843～846 860～870 MHz(日本) 887～889、898～901、 915～925 MHz (日本)
データ構造	TDMA	TDMA	TDMA	CDMA
周波数当たりの チャンネル数	8～16	3～6	3～6	32～64 (ダイナミック、適合)
変調	0.3 GMSK (1ビット/シンボル)	$\pi/4$ DQPSK (2ビット/シンボル)	$\pi/4$ DQPSK (2ビット/シンボル)	モバイル:QPSK 基地局: OQPSK (1ビット/シンボル)
通話CODEC	RELTP-LTP  13Kビット/秒	VSELP 8Kビット/秒  EFR	VSELP 8Kビット/秒	8K ビット/秒 var レートCELP 13Kビット/秒 varレートCELP
モバイル出力パワー	3.7mW～20W	2.2mW～6W	.3W～3W	10nW～1W
変調データ・レート	270.833Kビット/秒 (1ビット/シンボル)	48.6Kビット/秒 (2ビット/シンボル)	42Kビット/秒 (2ビット/シンボル)	9600/14,400 bpsデータ: 1.2288 Mb/s拡散
フィルタ	0.3ガウス	SQRTレイズド・コサイン $\alpha=.35$	SQRTレイズド・コサイン $\alpha=.50$	Chebyshev ローパス(FIR)
チャンネル間隔	200 kHz	30 kHz	50 kHz 25 kHzインターリーブ	1.23 MHz
チャンネル数	124周波数チャンネル チャンネル当たり 8タイムスロット (1000)	832周波数チャンネル チャンネル当たり3ユーザ (2496)	1600周波数チャンネル チャンネル当たり3ユーザ (4800)	19～20周波数
2000年までの 推定加入者数	1500～2000万人	3500～4000万人 (890万人 92年9月現在)	500万人	
出典	GSM標準	IS-54	RCR仕様 標準27B	IS-95仕様
サービス	公共セルラ	公共セルラ	公共セルラ	公共セルラ

## 10. 通信システムの概要

	DCS1800	PHS	DECT	TETRA ヨーロッパ横断 トランクド・ラジオ
地域	ヨーロッパ	日本/中国	ヨーロッパ/中国	ヨーロッパ
発表年	1993年	1993年民間事業所 1995年公共	1993年	1995年
周波数範囲 450 MHz	1.7~1.9 GHz  下り1710~1785 MHz 上り1805~1880 MHz	上り/下り 1895~1918 MHz 1.9、1.93 GHz(中国)	1.9、1.93 GHz(中国)	1.897~1.913 GHz  <1 GHz
データ構造	TDMA	TDMA/TDD	TDMA/TDD	TDMA
周波数当たりの チャンネル数	8~16	4~8	12	4
変調	0.3 GMSK (1ビット/シンボル)	$\pi/4$ DQPSK (2ビット/シンボル)	0.5 GFSK $\pm 202 \sim 403$ kHz偏移 (1ビット/シンボル)	$\pi/4$ DQPSK
通話CODEC	REL-P-LTP 13Kビット/秒	ADPCM 32Kビット/秒	ADPCM 32Kビット/秒	チャンネルおよび 通話コーディング含む 7.2Kビット/秒
モバイル出力パワー	250mWから2W	10mW	250mW	
変調データ・レート	270.833Kビット/秒	384Kビット/秒	1.152Mビット/秒	19.2Kビット/秒
フィルタ	0.3ガウス	SQRTレイズド・コサイン $\alpha = .50$	0.5ガウス	$\alpha = 0.4$ SQRT レイズド・コサイン
チャンネル間隔	200 kHz	300 kHz	1.728 MHz	25 kHz
チャンネル数	3000~6000		10搬送周波数 周波数当たり 12ユーザ(120)	
2000年までの 推定加入者数	400~1300万人	650~1300万人		
出典	prI-ETS 30 176 prETS 300 175-2	RCR仕様書標準28 China-First News Release 8/15/96	CI仕様書パート1 Rev 05.2a China-First News Release 8/15/96	モバイル欧州 マガジン 1/92
サービス	パーソナル通信	コードレス電話 パーソナル通信	無線PBX	トランクド・システム 隣接チャンネル選択>60 dB

## 11. 用語集

ACP	Adjacent Channel Power (隣接チャネル漏洩電力)
ADPCM	Adaptive Digital Pulse Code Modulation
AM	Amplitude Modulation (振幅変調)
AMPS	Advanced Mobile Phone System
B-CDMA	Broadband Code Division Multiple Access (広帯域符号分割多元接続)
BER	Bit Error Rate (ビット・エラー・レート)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (バイナリ位相シフト・キーイング)
BFSK	Binary Frequency Shift Keying (バイナリ周波数シフト・キーイング)
BW	Bandwidth (帯域幅)
CDMA	Code Division Multiple Access (符号分割多元接続)
CDPD	Cellular Digital Packet Data (セルラ・デジタル・パケット・データ)
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (符号化直交周波数分割多重)
CRC	Cyclic Redundancy Check (巡回冗長検査)
CT2	Cordless Telephone - 2 (コードレス電話 - 2)
DAB	Digital Audio Broadcast (デジタル・オーディオ放送)
DCS 1800	Digital Communication System (デジタル通信システム) - 1800 MHz
DECT	Digital European Cordless Telephone (デジタル・ヨーロッパ・コードレス電話)
DMCA	Digital MultiChannel Access (デジタル・マルチチャネル・アクセス)、iDENに類似
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying (ディファレンシャル直交位相シフト・キーイング)
DSP	Digital Signal Processing (デジタル信号処理)
DBV-C	Digital Video Broadcast - Cable (デジタル・ビデオ放送 - ケーブル)
DBV-S	Digital Video Broadcast - Satellite (デジタル・ビデオ放送 - 衛星)
DVB-T	Digital Video Broadcast - Terrestrial (デジタル・ビデオ放送 - 地上波)
EGSM	Extended Frequency GSM (拡張周波数GSM)
ERMES	European Radio Message System (ヨーロッパ無線メッセージ・システム)
ETSI	European Telecommunications Standards Institute (ヨーロッパ通信標準協会)
EVM	Error Vector Magnitude (エラー・ベクトル振幅)
FDD	Frequency Division Duplex (周波数分割デュプレックス)
FDMA	Frequency Division Multiple Access (周波数分割多元接続)
FER	Frame Error Rate (フレーム・エラー・レート)
FFSK	Fast Frequency Shift Keying (高速周波数シフト・キーイング)
FFT	Fast Fourier Transform (高速フーリエ変換)
FLEX	Motorolaにより開発された4レベルFSKベース・ペーキング標準
FM	Frequency Modulation (周波数変調)
FSK	Frequency Shift Keying (周波数シフト・キーイング)
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying (ガウス周波数シフト・キーイング)
Globalstar	地球の周りを低い軌道で回る48個の衛星を使った衛星システム
GSM	移動体通信用のグローバル・システム
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying (ガウス最小シフト・キーイング)
HDTV	High Definition Television (高品位テレビ)
iDEN	integrated Dispatch Enhanced Network (高速統合強化システム)(Motorolaが高速通信、セルラ、会議の呼び出しのためにデザインしたシステム)

## 11. 用語集(続き)

IF	Intermediate Frequency (中間周波数)
I/Q	In Phase/Quadrature (同相/直交)
Iridium	66個の衛星を使って世界中を結ぶMotorolaの音声/データシステム
ISI	Intersymbol Interference (符号間干渉)
IS-54	米国のデジタル・セルラ(NADC)の暫定標準
IS-95	米国のコード分割多元接続の暫定標準
IS-136	デジタル制御チャネルを備えたNADCの暫定標準
LMDS	Local Multipoint Distribution System (ローカル・マルチポイント配信システム)
MFSK	Minimum Frequency Shift Keying (最小周波数シフト・キーイング)
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution System (マルチチャネル・マルチポイント配信システム)
MPSK	Minimum Phase Shift Keying (最小位相シフト・キーイング)
MSK	Minimum Shift Keying (最小シフト・キーイング)
NADC	North American Digital Cellular system (北米デジタル・セルラ・システム)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (直交周波数分割多重)
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying (オフセット直交位相シフト・キーイング)
PACS	Personal Access Communications Service (パーソナル・アクセス通信サービス)
PCS	Personal Communications System (パーソナル通信システム)
PCM	Pulse Code Modulation (パルス・コード変調)
PDC	Personal Digital Cellular System (パーソナル・デジタル・セルラ・システム)(旧称JDC)
PHS	Personal Handyphone System (パーソナル・ハンディホン・システム)(旧称PHP)
PRBS	Pseudo-Random Bit Sequence (疑似ランダム・ビット・シーケンス)
PSD	Power Spectral Density (パワー・スペクトル密度)
PSK	Phase Shift Keying (位相シフト・キーイング)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (直交振幅変調)
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying (直交位相シフト・キーイング)
RAM	無線データ・ネットワーク
RF	Radio Frequency (無線周波数)
RMS	Root Mean Square (実効値)
SQRT	Square Root (平方根)
TDD	Time Division Duplex (時分割デュプレックス)
TDMA	Time Division Multiple Access (時分割多元接続)
TETRA	Trans European Trunked Radio (ヨーロッパ横断トランクド・ラジオ)
TFTS	Terrestrial Flight Telephone System (地上波電話システム)
VSB	Vestigial Side Band (残留側帯波)
WLL	Wireless Local Loop (無線ローカル・ループ)

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



**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。  
ご注文の際はご確認ください。

Copyright 2001

アジレント・テクノロジー株式会社



**Agilent Technologies**

October 30, 2001

**5965-7160J**  
0000-00L/H