

移動通信の基盤技術

その2

1 狭帯域デジタル変調

移動通信の重要な基盤技術の1つである狭帯域デジタル変調方式について概要を述べる。まず、移動通信システムにおけるねらいとデジタル変調方式に対する課題を明らかにする。次に、それらの課題を解決するための各種デジタル変調方式として、BPSK, QPSK, OQPSK, $\pi/4$ シフトQPSK, MSK, GMSK, 8PSK, 16QAMなどを取り上げ、それらの特徴を明らかにする。また、波形整形処理の方法を介して、これらのデジタル変調方式が相互に関係していることを明らかにする。さらに帯域外スペクトルの抑制に有効な技術について整理する。最後に送信電力増幅器との適合性を考慮し、占有帯域幅、受信感度、送信電力のピーク値の間にあるトレードオフ関係について説明する。

すずき ひろし
鈴木 博

まえがき

狭帯域デジタル変調方式は、無線通信において情報信号を効率よく電波信号に変換するための重要な基本技術のひとつである。特に移動通信システムにおいては、以下のポイントを実現することにねらいがある¹⁾。

- ① 限られた周波数帯域を非常に多くのユーザが効率よく利用する必要があり、そのために周波数スペクトルの稠密な利用と空間的に高密度な繰り返し利用を可能とすること。
- ② 電波の強度が弱いエリアでも通信ができるために高感度の受信が可能なこと。
- ③ 携帯無線機の低消費電力化のために、送信出力が小さくても通信が可能であり、高効率送信電力増幅器の使用に適合していること。

これらのねらいを実現するために、変調波の狭帯域化、耐干渉性向上、高感度化、ピーク電力の低減などが研究されている。具体的に検討されている変調方式の例を図1に示す。

これらの技術は図2に示すように、実際の無線伝送路の各部と関係している。本稿ではこれらの技術の概要を述べる。

デジタル変調方式の基礎

■デジタル変調波の表示

デジタル変調波は、キャリア周波数が f_c のキャリア信号 $\cos(2\pi f_c t)$ に変調をかけたものであり、振幅 $A(t)$ 、周波数 $f(t)$ 、位相 $\phi(t)$ を用いると次のように表示される。

$$y(t) = A(t) \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (1)$$

$$f(t) = (2\pi)^{-1} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (2)$$

ただし、変数 $A(t)$ 、 $f(t)$ 、 $\phi(t)$ の変化は $2\pi f_c t$ に比べて十分緩やかとする。

情報を変調する変数によって、表1のようにデジタル変調方式を分類することができる。上式をさらに変形すると、

$$y(t) = A(t) \cos\phi(t) \cos(2\pi f_c t) - A(t) \sin\phi(t) \sin(2\pi f_c t) = I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3)$$

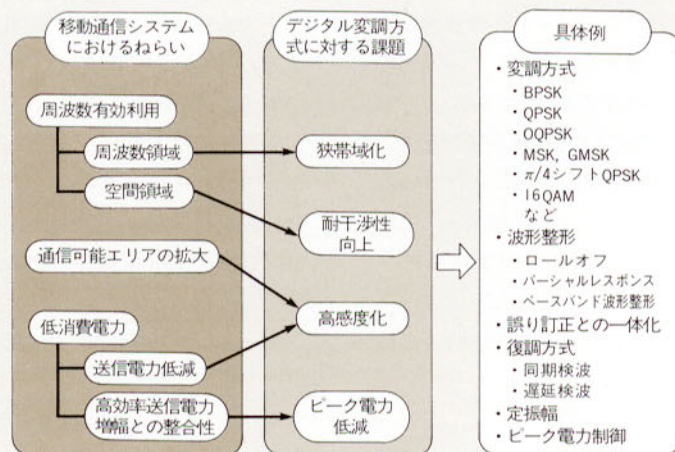


図1 移動通信におけるデジタル変調方式に対する課題

Figure 1 Subjects of digital modulation techniques in mobile radio

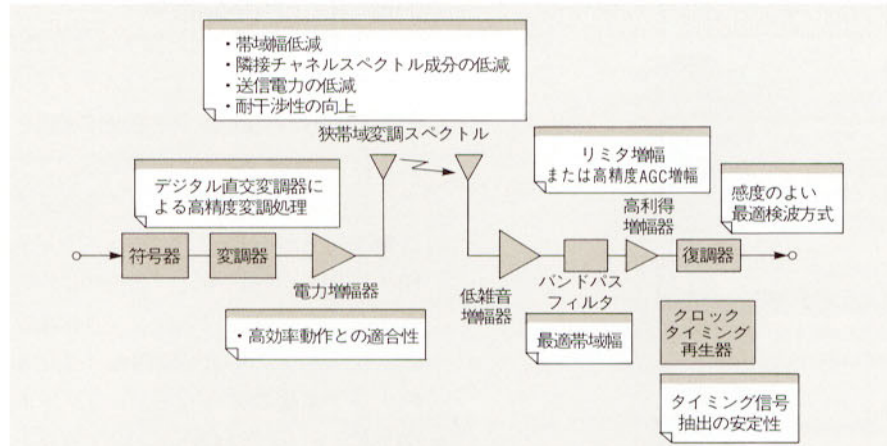


図2 狭帯域デジタル変復調方式に関連する伝送路部品
 Figure 2 Transmission parts for narrowband digital transmission

表1 デジタル変調方式の分類

Table 1 Classification of digital modulation

情報信号	デジタル変調方式	
$A(t)$	振幅変調	ASK (Amplitude Shift Keying)
$f(t)$	周波数変調	FSK (Frequency Shift Keying)
$\phi(t)$	位相変調	PSK (Phase Shift Keying)
$A(t), \phi(t)$	直交振幅変調	QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cos \phi(t) \\ Q(t) = A(t) \sin \phi(t) \end{cases} \quad (4)$$

のようになる。式(3)右辺の第1項は同相成分、第2項は直交成分である。また、 $I(t)$ と $Q(t)$ はそれぞれ同相成分と直交成分の振幅である。複素包絡線 $E(t) = I(t) + jQ(t) = A(t) e^{j\phi(t)}$ による表示も可能であり、 $I(t)$ および $Q(t)$ による表示

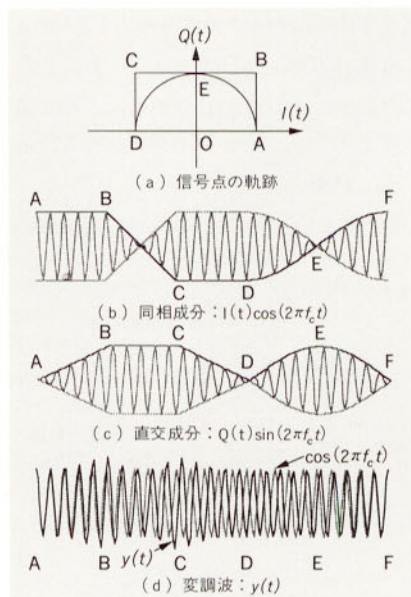


図3 デジタル変調波の具体例
 Figure 3 An example of digital modulation signal

方法は直交座標表示であり、 $A(t)$ および $\phi(t)$ によるそれは極座標表示である。

図3に変調波 $y(t)$ の具体例を示す。 $I(t)$ と $Q(t)$ を2次元平面上に表した信号ダイアグラムを同図(a)に示す。信号点のA, B, C, D, E, Aの順にこの図のような軌跡を描いたとき、同相成分、直交成分および変調波は同図(b), (c), (d)のようになる。D→E→Aのように軌跡が円になるときには定振幅変調波となる。

デジタル変調波を生成する方法は多数あるが、IC技術の進歩によって、図4のようなデジタル信号処理によるベースバンド波形生成回路をベースとした直交変

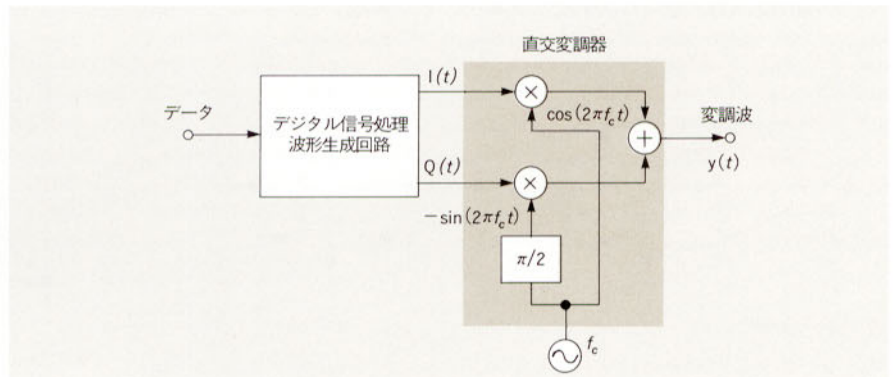


図4 デジタル信号処理による直交変調器
 Figure 4 Quadrature modulator employing digital signal processing

調器が多用されている⁹⁾。

■狭帯域デジタル変調波の制御

性能のよいデジタル変調波の設計法に関しては、上述した2次元の表示を拡張して信号を多次元のベクトル空間に対応させ、幾何学的な信号空間理論、情報理論、統計的推定理論などの観点から様々な検討が行われてきた²⁾。これらの理論をベースにして、帯域幅、受信感度、送信電力などを適用するシステムに最適化したデジタル変調方式が利用されている^{3)~14)}。具体的な手法を図5に列挙する。各種デジタル変調波の関係を述べながら、これらの手法について説明する。

各種デジタル変調波の相互関係

■PSKとFSK

(1) 基本的な信号

2値のデジタル情報符号{0,1}に対して、0には複素包絡線 $E_0(t)$ 、1には $E_1(t)$ の変調波パルスを対応させる最も簡単な変調方式を考える。各パルスは1シンボル長の時間の広がりがあり、シンボル長のタイミング間隔で新しいシンボルが伝送される。2値の場合には1シンボル当り1ビットが伝送される。

2信号の相関係数を ρ 、ビット当りのエネルギーを E_b 、白色雑音の電力スペクトル密度を N_0 で表すと、伝送におけるビット誤り率は $(1-\rho)E_b/N_0$ の単調減少関数となる^{1),2)}。誤り率が最も小さくなる $\rho=-1$ の信号はアンチポードル信号といわれる。また、 $\rho=0$ の信号は直交信号といわれ

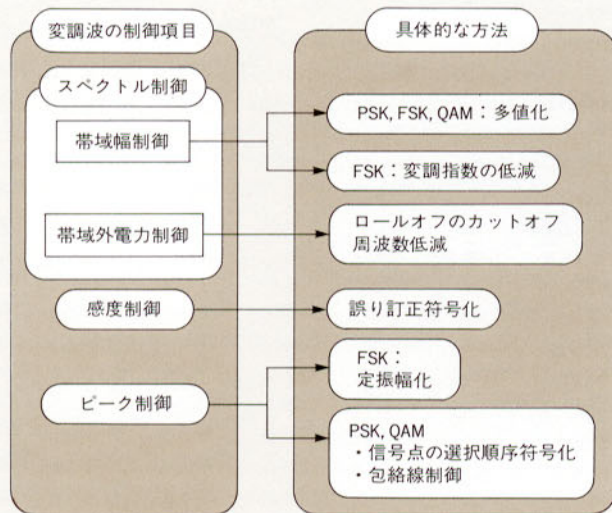


図5 狭帯域デジタル変調波の制御項目と具体的な方法
Figure 5 Control items of narrowband digital modulation and practical methods

る。キャリア位相 θ を考慮して、 $E_0(t)$ と $E_1(t) e^{j\theta}$ との相関係数を $\rho(\theta)$ とする。特定の θ でなければ $\rho(\theta)=0$ とならない場合にはコヒーレント直交信号、また任意の θ で $\rho(\theta)=0$ となる場合にはノンコヒーレント直交信号といわれる。

(2) PSK

PSK(Phase Shift Keying)は位相を情報に応じて変化させる。PSKのうち代表的なBPSK(Binary PSK), QPSK(Quadrature PSK), 8PSKの信号配置を図6に示す。

これらは単に位相を多値化したのではなく次のような特徴を有する。

- ① BPSKは、アンチポータル信号と考えられる。
- ② QPSKは、情報符号系列を2分して、直交している同相成分と直交成分の振幅 $I(t)$ と $Q(t)$ にそれぞれ変調

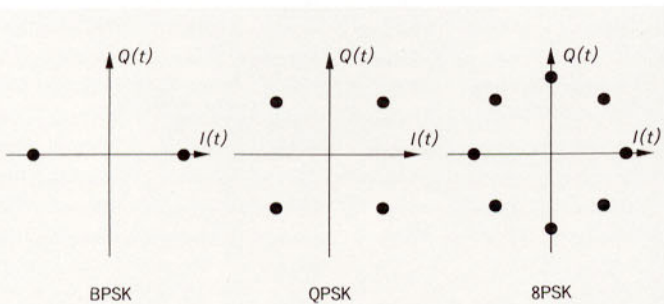


図6 PSKの信号点配置
Figure 6 PSK signal constellation

するので、BPSKの半分の帯域に重畳された2つのアンチポータル信号と考えられる。この半分の帯域はシンボルレートが1/2になったことに対応している。

- ③ 8PSKは位相を8値にしてシンボルレートをBPSKの1/3にしているので、帯域は1/3になる。

(3) FSK

FSK(Frequency Shift Keying)は瞬時周波数を情報に応じて変化させる。瞬時周波数が十分離れたFSKは直交信号となる。

また、瞬時周波数の変化点で位相の連続性が保持されるものは位相連続FSK(CPFSK:Continuous Phase FSK)といわれる。CPFSKの変調指数 m は正負の最大位相偏移の差を 2π で正規化した値である。

(4) シフト形PSKとFSK

BPSKとQPSKには、図7のように、それぞれ $\pi/2$ と $\pi/4$ だけシンボルタイミングごとに基準位相をシフトさせて変調を行うシフト形がある^{3),10)}。偶数番目のタイミングでは○、奇数番目のタイミングでは●の点の信号が伝送される。 $\pi/2$ シフトBPSKでは、2値情報を4値位相に対応させるので、2進4相デジタル変調波となる。 $\pi/4$ シフトQPSKでは、4進8相デジタル変調波となる。 $\pi/2$ シフトBPSKと $\pi/4$ シフトQPSKの信号遷移を円周上に沿って位相を直線的に変化させると、それぞれ、変調指数 $m=0.5$ の2値CPFSKと、 $m=0.75$ の4値CPFSKになる。前者はMSK(Minimum Shift Keying)またはFFSK(Fast FSK)ともいわれている⁵⁾。

(5) OQPSKとMSK

MSKはQPSKの変形によっても得られる³⁾。図8はQPSK, OQPSK(Offset QPSK), MSKの信号を示したものである。OQPSKは、QPSKの $Q(t)$ のタイミングを1/2シンボル間隔シフトさせたものである。この操作はスタガリングといわれる。

図のようにスタガリングによりデジタル変調波の振幅が0になるのを避けることができる。また振幅のピークも抑制される。OQPSKの $I(t)$ と $Q(t)$ の矩形パルスを半波正弦パルスに置き換えるとMSKになる。同様に、50%デューティ比の矩形RZ(Return-to-Zero)パルスによって置き換えると $\pi/2$ シフトBPSKが得られる。

(6) MSK

MSKという名の由来は、±に対応する

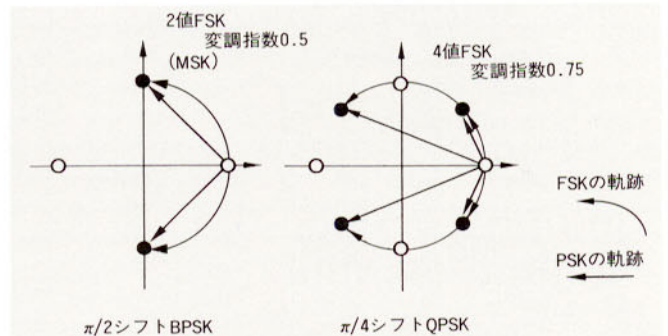


図7 シフト形PSKとFSKの関係
Figure 7 Relationship between shift-type PSK and FSK

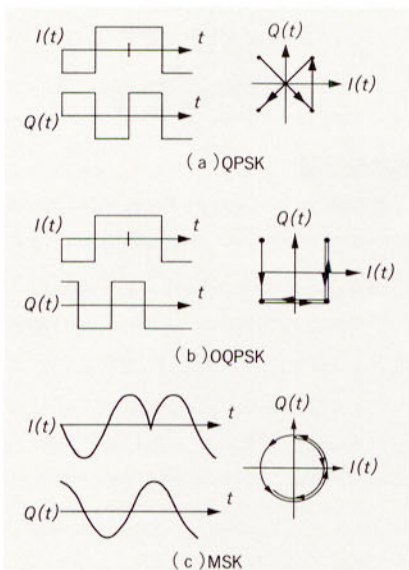


図8 QPSK, OQPSK, MSKの関係
 Figure 8 Relationship among QPSK, OQPSK and MSK

2つの周波数の信号が T 秒間にわたってコヒーレントに直交するための最小周波数間隔を与えるところからきている。MSKを極座標表示すると、 $A(t)$ は一定値、 $\phi(t)$ は、

$$\phi(t) = \frac{\pi}{2T} \int_{-\infty}^t \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k(t-kT) dt \quad (5)$$

となる。ただし、 $\{a_k(t)\}$ は情報によって±1となる幅 T の矩形RZパルス、 $1/T$ は伝送速度である。また、 $\phi(0)=0$ とする、 $\phi(kT)$ は $0, \pi/2, \pi, \pi3/2$ となり、 T ご

とに位相が± $\pi/2$ 変化する。2進倍すると変調指数が1.0のCPFSK、すなわちSundeのFMとなるので変調スペクトルに離散成分が存在し、スペースが連続する場合でもこの離散スペクトルを抽出すれば同期検波におけるクロック再生が可能になる²⁾。この性質は、シフト形のPSKでも一般に利用することができる。

$\pi/2$ シフトBPSKでは T ごとに変調波の基準位相が $-\pi/2$ シフトするが、これを直線状に滑らかに行えば、キャリア周波数は $f_c-1/4T$ となる。この偏移周波数搬送波に対する差動同期BPSK(DBPSK: Differential encoded BPSK)変調を基本としたMSK変調法が考えられる。また、この考え方による復調法は偏移周波数ロック方式といわれる³⁾。

MSKを中心にして、 $\pi/2$ シフトBPSK、OQPSKを含む性質を整理すると信号空間ダイアグラムに類似性が見い出されるので、これらのデジタル変調波を2進化直交デジタル変調波と総称する³⁾。2進化直交デジタル変調波のうち、耐干渉性を追及したものが $\pi/2$ シフトBPSK、同相成分と直交成分の変調による狭帯域化を追求したものがOQPSK、定振幅化による耐非線形性を追及したものがMSKである。

2進化直交デジタル変調波の変調および復調はMSKを基本とする回路で行うことができる⁹⁾。また、復調に関しては、FSKとの関連性を利用して遅延検波および周

波数検波が可能である。

(7) 特性

図9にBPSK, QPSK, MSKに対する変調波のスペクトルを示す。MSKのメインローブは、BPSKとQPSKの間である。また、中心周波数オフセットに対するサイドローブの減衰はPSKに比べてMSKの方が大きい。PSKは位相が不連続であるが、位相が連続なMSKでは周波数が不連続となり、MSKの信号点変化の方がより滑らかであることに起因している。

MSKは、QPSKと同様、直交変調波であるから、直交同期検波ができる。すなわち、BPSKと同様な伝送特性となる。直交同期検波器は直交変調器の逆変換で与えられる。搬送波再生のためにコストス・ループなどが形成される。搬送波再生が完全に動作しているときの伝送ビット誤り率特性を図10に示す。搬送波基準として1シンボル過去の受信波を用いる遅延検波は同期検波よりやや劣化する。 $\rho=0$ の直交FSKは $\rho=-1$ のアンチポダリティPSKと比較して E_b/N_0 が見かけ上3dB小さいのと同値であるからビット誤り率特性は3dB劣化している。

■QAMとAPSK

情報符号系列を分けて2つのASKを生成し、同相成分と直交成分として合成するとQAM(Quadrature Amplitude Modulation)が得られる。16QAMの信号点配置を図11(a)に示す。この変調波

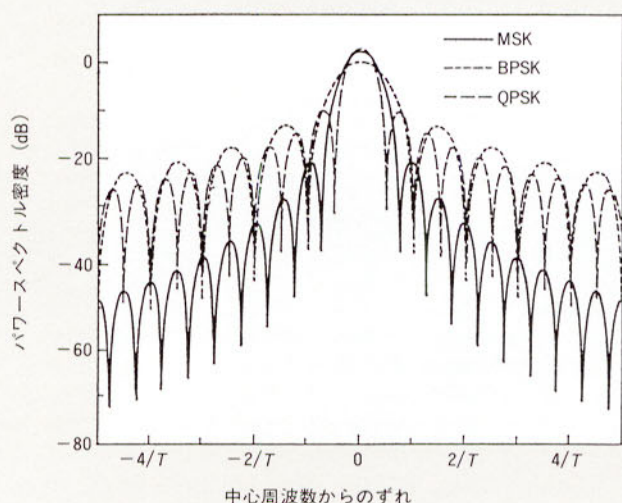


図9 MSKとPSKのスペクトル
 Figure 9 Spectrum of MSK and PSK

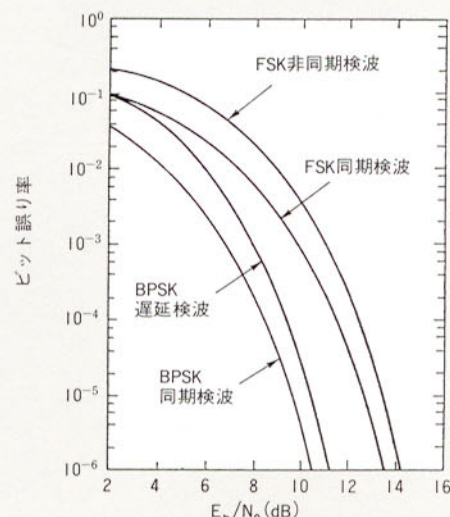


図10 誤り率特性
 Figure 10 Bit error rate performance

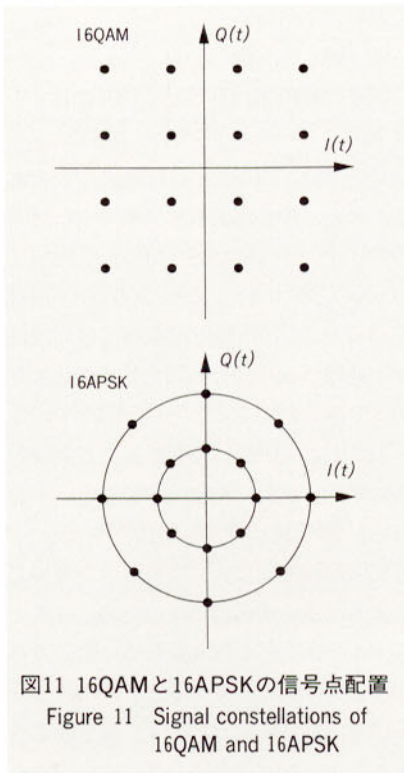


図11 16QAMと16APSKの信号点配置
Figure 11 Signal constellations of 16QAM and 16APSK

は、振幅が1と1/2の2つのQPSKが重畳されたものと考えることができる。帯域はQPSKのさらに1/2となるが、電力が同一のQPSKと比較すると最小信号空間距離が半分であるから、干渉の影響には弱くなっている¹³⁾。

直交座標的な観点から極座標的な観点に移ると、8PSKの振幅レベルを2値化することにより16APSK (Amplitude PSK)が得られる。16APSKの信号点配置を図11(b)に示す。16APSKは、16QAMより感度は劣化するが、振幅成分が抽出できるリミタ増幅器と遅延検波器とを組み合わせた検波ができる特徴がある¹⁴⁾。

■相互関係のまとめ

上述したように直交化、多値化、位相シフト、スタガリング、直線位相変化などの実用的な信号処理を介して、ASK, PSK, FSK, QAMなどは相互に関係していることを明らかにした。これらの関係をまとめて図12に示す。

サイドローブ
スペクトル整形

■線形変調

変調波スペクトルのメインローブの外側にあるサイドローブのスペクトル成分は隣接するチャンネルに対する干渉となるので抑制する必要がある。ロールオフ整形はナイキスト周波数 f_0 に対して奇対称のスペクトル整形をすれば、伝送特性の劣化がないという性質を利用するものである。ロールオフ整形された変調波スペクトルは、ロールオフファクタ α ($0 < \alpha < 1$)で調整でき、 $2f_0(1+\alpha)$ の帯域に広がっている。ASK, PSK, QAMなどの線形変調においてベースバンドで図13のように整形するが、実際には図4のようにベースバンドデジタル信号処理で波形を直接生成する。BPSK, QPSK, OQPSKのロールオフ整形されたスペクトルを図14に示す。

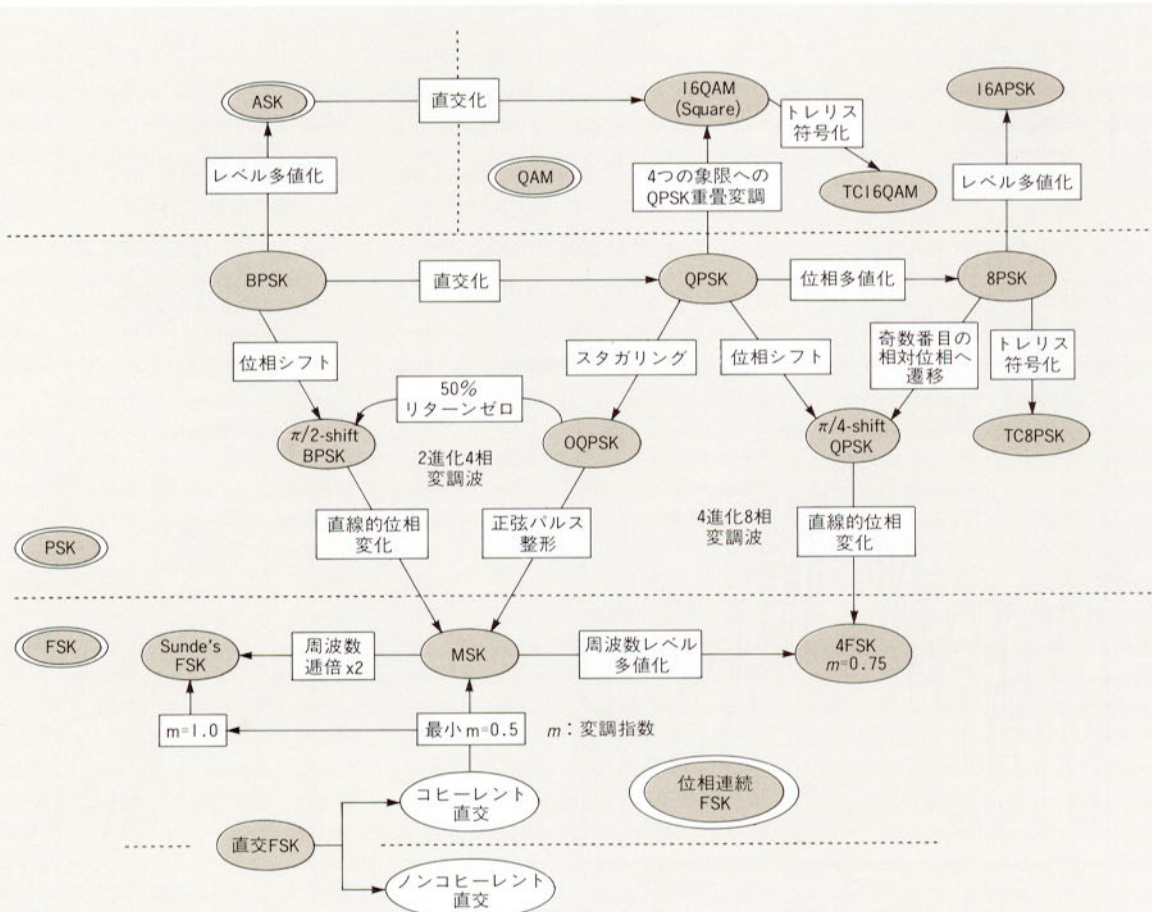
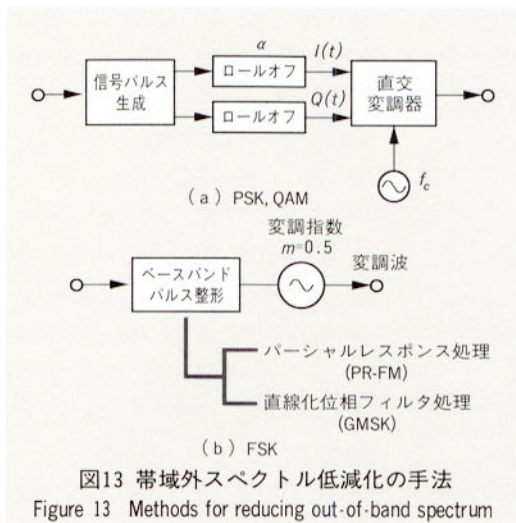


図12 移動無線における代表的なデジタル変調方式の相互関係
Figure 12 Relationship among representative digital modulation schemes in mobile radio



同図には、非線形の高効率増幅器であるC級増幅器で増幅したときの出力信号のスペクトルを示す。サイドローブのある元のスペクトルに戻ってしまう様子が示されているが、デジタル変調方式によって歪の度合いが異なるためにスペクトルが広がる度合いも異なることがわかる¹⁾。

■定振幅変調

(1) MSK条件の一般化

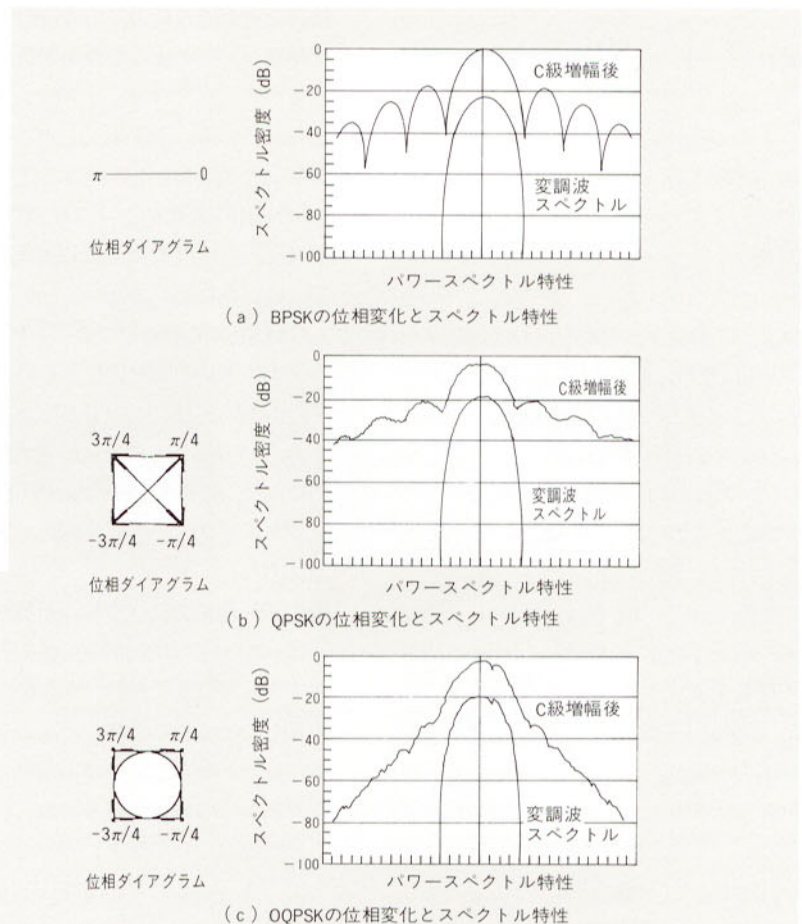
前節で帯域制限されたデジタル変調波がC級増幅器の出力では広がってしまうのは、入力変調波に振幅変動成分があるからである。そこで、定振幅性を保ちつつ狭帯域化する技術について述べる。

従来、定振幅性と位相制御パルス時間幅の有限性を仮定し、帯域外スペクトル電力を最小にするようなパルス波形が検討されてきたが、それらは、いずれも、位相の不連続性を含んでおり実用的な変調波とは言い難い³⁾。

そこで、MSKの拡張という観点から、MSKの十分条件を規定し、その条件の下で最適パルスを追求める方法が試みられている。MSK形のデジタル変調波が満たすべき条件として、Simonが整理したものは、次の条件と等価である³⁾。

- ① MSKと $\pi/2$ シフトBPSKの共通位相点、およびMSKとOQPSKの共通位相点を通すること。
- ② 上述の共通点に関して、前後の制御パルス波形が対称であること。

これらの条件を満たすパルス波形としてSFSK(Sinusoidal FSK：位相が正

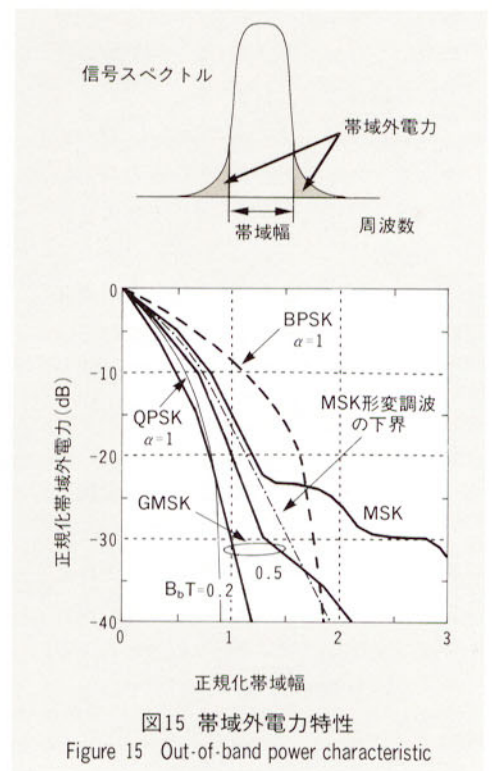


弦的に変化する変調指数1のFSK)を含むようなMSKの概念の拡張がいくつか提案されている。しかしながら、最適な定振幅パルス波形に関する問題は未解決である。

V. Prabhuは、時間幅が $[0, 2T]$ に限定されている定振幅パルスの帯域外電力が最小となる帯域制限法の下界を導いた⁵⁾。ただし、この下界は、信号理論から与えられる一般的な限界であり、限界を与える基底帯域制限法は示されていない。図15にその下界を示す。帯域外スペクトル電力が1%となる帯域幅と比較すると、帯域制限をしていないMSKはほとんどその下界になっていることがわかる。しかしながら、1%以下においては、MSKは下界に比べて非常にサイドローブ成分が多いことがわかる。

(2) パーシャルレスポンスFM

MSKの表示式(5)の一般化として $\phi(t)$ を、



$$\phi(t) = \frac{\pi}{2T} \int_{-\infty}^t \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t-kT) dt \quad (7)$$

のように表わす。ここで、さらに、 $g(t)$ を一般的に

$$g(t) = \left[\frac{1+D}{2} \right]^n h(t) \quad (8)$$

のように表わす。ただし、 D は遅延演算子、 n は整数、 $h(t)$ は基本パルス波形である。この表示では $h(t)$ をDiracの δ 関数のパルス $\delta(t)$ とすればPSKが得られ、矩形パルス $\text{rect}(t)$ とすればFSK、ナイキストの第3基準(NTC)を満たすインパルスとすればデジタルFMが得られる。

また、 n が0のときは、フルレスポンス、 $n \geq 1$ では、パーシャル・レスポンス(PR:Partial Response)になる。特に、 $n=1$ のPRはデュオバイナリとして知られている^{3),7)}。 $n=2$ のときにTamed FMが得られる⁶⁾。このように T ごとの位相遷移に対しては、種々の符号化を行うことが可能でありMulwijkによって論じられて³⁾。しかし変調波の狭帯域化の度合と同期検波の容易さの双方を考えると、式(8)の符号化を用い $n=0, 1, 2$ としたものが有効である。 n が大きいくほど、微分連続性はよくなり、フィルタによる実現が容易になるが、デジタル変調波の検波における雑音余裕は小さくなる。

4値FSKをさらに狭帯域化するため、デュオ・クォターナリのパーシャル・レスポンス符号化を検討した例も報告されている³⁾。

なお、複数の変調指数を時間的に切り替えながら変調する方式が提案されているが、信号空間距離による原理的考察が主であり、実用的なハードまで考慮した検討はない³⁾。

(3) ベースバンド制限デジタル変調

上述のPRによれば、 T ごとの位相を正確に定め、他の時刻の位相に影響されないように符号化されるが、2進直交デジタル変調波の検波を行う観点からみると、上述の条件は必ずしも必要ではない。かえって、 $n=0$ のような位相変位から、 $n=2$ のようなものまで、離散的でなく、連

続的に可変できる方が方式設計上の自由度が高い。このような狭帯域化の手法としてベースバンドフィルタリングがよく知られている。GMSKは、ガウスフィルタにより入力矩形信号を波形整形し $m=0.5$ のCPFSK変調を行うものであり、同期検波、遅延検波における劣化などが詳細に検討されている⁸⁾。

GMSKの波形整形後のベースバンドパルス周波数応答はPRとよく似ており、TFMは $B_b T=0.21$ のGMSKとほぼ同等である^{3),8)}。GMSKの帯域外電力特性を図15に示す。 $B_b T=0.5$ のGMSKはMSK形デジタル変調波の下界に極めて近い特性である。

■CPFSKのスペクトル計算法

ベースバンド帯域制限されたCPFSKのスペクトルに関しては、非線形の計算が入るために極めて複雑な計算が必要であるにもかかわらず、その実用性の高さのために多くの研究が積み重ねられてきた。その歴史について簡単に述べる³⁾。

- ① A.Watt, V.Zurick, R.Coonは、ベースバンドローパスフィルタの効果を実験的に検討し、中心周波数から十分離れた周波数における帯域制限の効果进行を明らかにした。この検討を基にして、T. Tjhungは、計算機を使って占有帯域幅を計算した。
- ② $g(t)$ が方形パルスである場合のパワースペクトル密度が、von Postleによって、フーリエ・スペクトル振幅から解析的に求められた。また、M. Pelchatは、同じ方形パルスの場合について変調波の自己相関関数を計算し、これを余弦変換することにより、von Postleと同じ結果を与えた。Pelchatの報告では、さらに、基底帯域制限をした場合のスペクトルについて考察を行い、精度のよい実験式を提案している。
- ③ 方形パルス以外の $g(t)$ としては、余弦二乗パルスと三角パルスの場合のパワースペクトル密度を、von Postleと同じ手法でT. Tjhungが解析的に求めた。
- ④ ほぼ同じ時期にベル研から、

CPFSKのスペクトルに関する一連の報告が発表された。W. Bennett, S. Riceは、FSKのパワースペクトル密度について、位相が連続している場合と、不連続な場合とに分けて解析的に検討した。この報告に続いて、J. Salzは多値FSK、すなわち a_n の分布が任意である場合のパワースペクトル密度を導出した。さらに、R. Anderson, J. Salzは、 $g(t)$ の有限な時間幅が任意である場合を解析的に検討した。この報告により、FSK信号の電力スペクトル計算法については本質的に解決した。しかしながら、この解析結果は非常に複雑な級数形式で与えられ、見通しが悪い。H. Rowe, V. Prabhuは、同じ結果をマトリクスによるエルミート形式で表示した。

- ⑤ T. Bakerは、Anderson, et al.の結果を $1/f_n$ の級数で展開し、中心周波数から比較的離れた周波数におけるパワースペクトル密度の漸化式を求めた。具体例としては、位相の推移が余弦波形となる場合について数値計算をしている。また、その付録において、基底帯域制限用フィルタとスペクトルとの関係に触れ、漸化式を級数形で与えている。
- ⑥ G. Garrisonは、Anderson, et al.の結果を基に、計算機で精度よく数値計算するための式を導いた。この報告では、パーシャル・レスポンスFMの変調波スペクトル(デュオ・バイナリFM、変形デュオ・バイナリFMなど)について、数値計算例を示した。
- ⑦ Simon, et al.は、Andersonらの方法とは異なるパワースペクトル密度の計算法として、MSK信号のマルコフ性に着目した計算法を示した。

移動通信における 変調パラメータのトレードオフ

■符号化とデジタル変調方式

- (1) 復調方式

移動通信における実際の伝送路においては復調における特性も考慮する必要がある。GMSK, $\pi/4$ シフトQPSKなどのデジタル変調波は同期検波で受信することができるが、高速レイリーフェージング伝送路ではキャリア再生が追従できないという問題があった¹¹⁾。簡単な回路でキャリア再生を行う研究の他に、デジタル信号処理で予測形のキャリア再生を行う研究も進められている¹²⁾。これらの新しいキャリア再生ではカルマンフィルタと最尤系列推定が用いられる。

一方、遅延検波については、差動符号化されたCPFSK信号に備わっている冗長性を利用して、多重遅延検波の結果を系列推定することにより同期検波の特性に近付くための研究も進められている¹⁴⁾。なお、CPFSKの周波数検波出力を積分すると、遅延検波と同様な系列推定が可能である。

(2) 符号化

CPFSKの変調指数と、上述した最尤系列推定の観測時間を可変にして調整すると、信号空間を有効に利用することができ、伝送特性が改善される^{11),21),4),7)}。極座標上の処理によるこのような改善に対して直交座標上の改善法も考えられる。誤り訂正符号化とPSK, QAMなどの変調とを組み合わせた符号化デジタル変調により、伝送特性を改善できる¹³⁾。

移動通信ではフェージングがあるので、雑音のみの変動のない伝送路に対する符号化とは異なる符号化方法を採用する方が有利になることも知られている¹⁵⁾。これらは携帯電話方式のようにフェージングの変動が遅いときにはインタリーブサイズが大きくなり伝送遅延が大きくなる問題がある。この問題を回避するためにはアンテナダイバーシティ、周波数ホッピング、マルチキャリア伝送、等化などを組み合わせ、フェージング伝搬路の周波数選択性を利用することが必要である。

最適化されたCPFSK方式、符号化デジタル変調方式では、信号空間を効率よく利用するために、多値化による狭帯域化の効果と、符号化による冗長度により帯域が広がる影響が複合して現われる。したがって、帯域幅と感度との間のトレ

ドオフを考慮して変調方式を決める必要がある。

■送信電力増幅とデジタル変調方式

移動通信に用いるデジタル変調方式の選択・設計において、送信電力増幅器の条件は重要な要素であり、上述した帯域幅と感度との間のトレードオフに加えて、**図16**のように、これらとデジタル変調波の送信電力のピーク値とのトレードオフを考える必要がある¹⁶⁾。

移動通信では機器の電力リソースの容量によって使用できる送信電力増幅器が異なる¹⁷⁾。特に携帯無線局では直流から変調波への電力変換効率の高い増幅器が求められる。この電力変換効率と帯域幅との間にもトレードオフの関係がある。C級、F級、HRA形などの非常に効率の高い増幅器では入出力特性が線形ではないのでCPFSKなどの定振幅デジタル変調方式が用いられる。より帯域の狭いPSK, QAMなどは変調波に振幅変動があるので、線形増幅器が必要である。

効率が高い線形増幅器を実現する方法としては、増幅器入力信号の振幅に応じてゲート、またはドレイン電圧を制御する振幅制御法、送信出力歪を補正増幅器の歪で補償するフィードフォワード法、増幅器出力の歪を検出し、この出力歪がなくなるように増幅器入力歪を直交座標、または極座標上で補正する入力補償法、2つの定振幅出力の合成により線形出力を作り出すLINCがある¹⁷⁾。これらの線形増幅器の高効率化は研究段階である。

これらの増幅器の選定にあたっては電力効率、歪率、コストなどを具体的な変復調を考慮して決定する必要がある^{16),17)}。

線形増幅器の効率を抑える大きな要因はデジタル変調波の平均電力に対する瞬時ピーク電力の比である。このピークファクタから決まるバックオフに対応して効率が劣化する。ピークファクタを抑える方法としては、①信号点が多いQAMなどでは符号化による方法、また、②信号点の振幅レベルが1つしかないPSKでは包絡線を制御する方法が知られている¹⁶⁾。

■送信電力増幅を考慮したトレードオフ

8PSKにトレリス符号化を行ったTC8

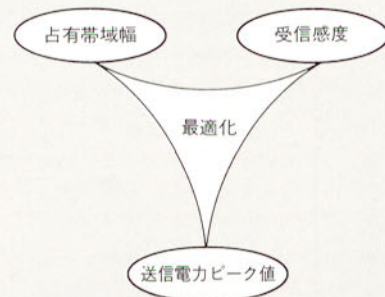


図16 デジタル変調波制御におけるトレードオフ関係
 Figure 16 Trade off relationship among digital modulation controls

PSK (Trellis Coded 8PSK) について具体的に述べる。

ビット誤り率特性が比較的良好な領域では、TC8PSKはQPSKに比較して3dB程度の利得がある。このTC8PSKに対して、やや帯域を拡大してピーク電力を抑えたSE-TC8PSK (Smoothed Envelope TC8PSK) と、一定振幅にしたCE-TC8PSK (Constant Envelope TC8PSK) について特性を**図17**に示す¹⁶⁾。

SE-TC8PSKは平均電力の振幅に対する最大制御値 R_{max} 、CE-TC8PSKはロールオフファクタ α_p をパラメータにしている。同図には比較のために他の変調方式も示した。この図には、感度と帯域幅とピークファクタのトレードオフが示されている。さらに、伝送ビット誤り率を同一にしたときの送信電力増幅器の消費電力と帯域の関係を図18に示す¹⁶⁾。

送信電力増幅器の効率はピーク電力送信において50%とした。SE-TC8PSKは最も左下になっており最適化が進んでいる。なお、CE-TC8PSK ($\alpha_p = 1$) のスペクトルは図15に示したMSKタイプの下界とはほぼ一致している。

結 論

移動通信に有効な各種狭帯域デジタル変調方式について整理し、その相互関係を明らかにした。

また、将来動向として、①復調能率の向上のためにカルマンフィルタと最尤系列推定の適用、②受信感度向上のために符号化デジタル変調の適用、③送信電力増幅器との適合性を考慮した符号化と波

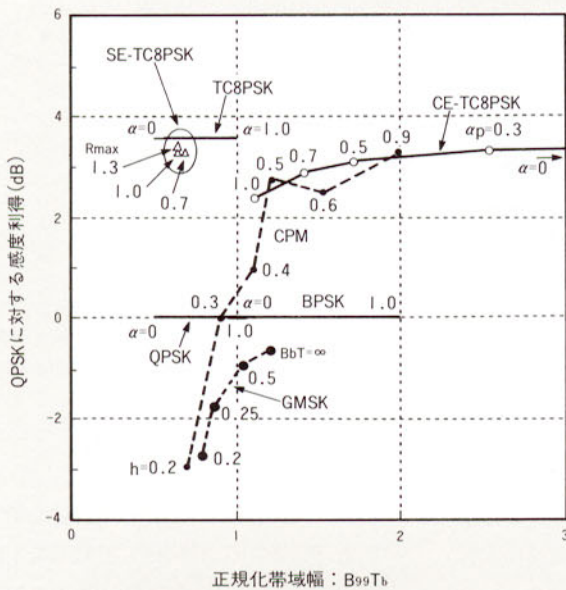


図17 帯域幅と受信感度利得

Figure 17 Characteristics of bandwidth and receiver sensitivity gain

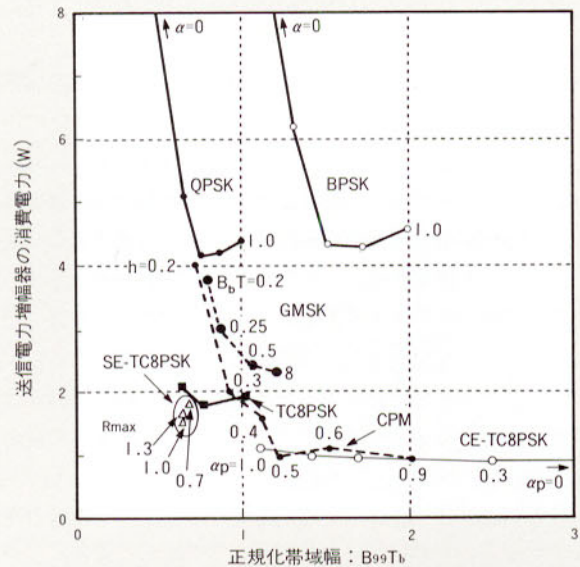


図18 受信感度を一定にしたときの送信電力増幅器の消費電力

Figure 18 Power consumption characteristics of transmitter power amplifier under the same sensitivity condition

形整形の適用が検討されつつあることなどを示した。

また、これらは、占有帯域幅、受信感度、送信電力ピーク値の間のトレードオフとして把握できることを説明した。

将来、デジタル信号処理が無線伝送回路系にも本格的に導入される場合の最適なデジタル変調方式と、それを実現するために必要な技術については今後の研究課題である。

文 献

- 1) 奥村, 進士監修: “移動通信の基礎”, 電子通信学会 (1986)
- 2) Proakis, J. G.: “Digital Communications”, 1st ed. 1983, 2nd ed., 1989, McGraw-Hill.
- 3) 鈴木博, 室田和昭, 平出賢吉: “狭帯域デジタル角度変調波の基本的性質”, 信学技報 CS 81-52 (1981.6)
- 4) Buda R. D.: “Coherent demodulation of frequency-shift-keying with low deviation radio”, IEEE Trans. Commun., COM-20, 3, pp. 429-435 (1972)
- 5) Prabhu V. K.: “Spectral occupancy of digital angle-modulation signals”, BSTJ-55, pp. 429-453 (1976)
- 6) Jager F. D. and Dekker C. B.: “Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy

in digital transmission”, IEEE Trans. Commun., COM-26, 5, pp. 534-542 (1978)

- 7) Aulin T. and Sundberg C.-E. W.: “Continuous Phase modulation-Part I: Full response signaling, Part II: Partial response signaling,” IEEE Tans. Commn., COM-29, 3, pp. 196-225 (March 1981)
- 8) Murota K. and Hirade K.: “GMSK modulation for digital mobile radio telephony”, IEEE Trans. Commun., COM-29, 7, pp. 1044-1050 (1981)
- 9) 鈴木博, 山尾泰: “デジタル信号処理によるデジタル直交変調器の設計”, 信学論, vol. J65-B, No.9, pp.1148-1155 (1982.9)
- 10) Akaiwa, Y., and Y. Nagata: “Highly efficient digital mobile communications with a linear modulation method,” IEEE Jour. Select. Area in Commun., vol. SAC-5, pp.890-895 (June 1987)
- 11) Saito, S. and H. Suzuki: “Fast carrier-tracking coherent detection with dual-mode carrier recovery circuit for digital land mobile radio transmission”, IEEE Jour. Select. Area in Commun., vol. SAC-7, pp.130-139 (Jan. 1989)
- 12) 府川和彦, 鈴木博: “逐次最小2乗形適応最尤系列推定(RLS-MLSE)—最尤推定理論の移動通信への応用—”, 信学論 B-

II, vol. J76-B-II, No.4, pp.202-214 (1993.4)

- 13) 三瓶政一, 神尾亨秀: “陸上移動通信におけるトレリス符号化システムの特徴”, 信学論 B-II vol. J73-B-II, No.11, pp.630-638 (1990.11)
- 14) 安達文幸, 佐和橋衛: “差動符号化16 APSKの判定帰還遅延検波”, 信学技報 RCS93-2 (1993.5)
- 15) Divsalar, D., and M. K. Simon: “The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria”, IEEE Trans. on Commun., vol.36, No.9, pp.1004-1012 (Sep.1988)
- 16) 富里繁, 鈴木博: “送信増幅における電力効率を改善した包絡線制御形デジタル変調方式—移動無線用トレリス符号化8 PSKへの応用—”, 信学論 B-II, vol. J75-B-II, No. 12, pp. 918-928 (1992.12)
- 17) Nojima, T., S. Nishiki and K. Chiba: “High efficiency transmitting power amplifiers for portable radio units,” IEICE Trans., vol. E74, No. 6, pp. 1563-1570 (June 1991)