

位相数を 2 の自然数乗としない M -PSK 方式の多次元符号化法とビット誤り率特性

野田 誠^{†a)} 斉藤 洋一^{††} 吉田 彰顕^{†††}

Multidimensional Coding Method and BER Performance of M -PSK
Whose Number of Phases Is Not a Power of 2

Seiichi NODA^{†a)}, Yoichi SAITO^{††}, and Teruaki YOSHIDA^{†††}

あらまし 本論文は、位相数 M を 2 の自然数 (n) 乗としない M 値位相変調方式 (M -PSK: M -Phase Shift Keying) の実現性と特性を明らかにする。実用上の問題点は M -PSK 信号 1 シンボルが整数ビットに対応しないことにあり、シンボル誤りがビット誤りに単純に変換されない。そこで、ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性の理論的下界を示すと同時に、TPSK (Ternary PSK) の 3 ビット/2 シンボル符号化については BER を最小にする多次元符号化を示す。また、他の M -PSK については、BER 特性を最小化する観点から、バイナリー系列を有関連の複数シンボルに変換する多次元符号化の探索アルゴリズムを提案する。これらの符号化により得られた M -PSK 信号の BER 特性の理論値を示すと同時に、コンピュータシミュレーションにより検証する。この結果、所要 E_b/N_0 特性は $M = 3$ の場合 BPSK や QPSK よりも優れること、 $M = 5, 6, 7$ の場合 QPSK と 8-PSK の中間になることなどを明らかにする。以上の結果から、本論文で提案する M -PSK 方式は適応変調方式の選択肢を広げ、例えばデジタルマイクロ波通信方式などにおいて伝送効率、電力効率の向上に有効であることを述べる。

キーワード TPSK, 6-PSK, ビット誤り率, デジタルマイクロ波通信, 適応変調

1. ま え が き

マイクロ波によるデジタル多重無線通信では、これまで、PSK が広く利用されてきた。その変調位相数 M は 2, 4, 8 のように 2 の自然数 (n) 乗に限定されており、1 シンボルが伝送するビット数は 1, 2, 3 のように自然数となっていた。このために、例えば想定される伝送帯域幅に対して通信システムに要求される伝送容量が QPSK では不足し 8-PSK では余剰となる場合、これまでは 8-PSK を採用せざるを得なかった。しかし、5, 6, 7-PSK の選択が可能であれば、伝

送帯域を有効に使いかつ電力効率も改善できる可能性がある。

位相数が $M \neq 2^n$ の M -PSK は、従来実用化された例が少ない。シンボル誤り率 (SER: Symbol Error Rate) 特性は古くから報告されているが [1], [2], 符号化を定義して BER 特性を発表した例 [3], [4] は少ない。その理由は、バイナリー情報を複数のシンボルに対応させる多次元符号化法が確立しておらず、符号化によって BER 特性が異なるなど、方法的、理論的説明がなされていないことが考えられる。また構成面では、多次元符号化に伴う変復調回路の複雑さを挙げることができる。これらの理由から、従来の変調方式を置換するだけの優位性を見出せなかった。しかし、近年の半導体集積回路の微細加工技術の進歩により、変復調回路の複雑さは大きな障害ではなくなりつつあり、実用上の観点からも注目されるようになってきた。また、位相数が $M \neq 2^n$ の M -PSK を、伝搬路状況に応じて変調多値数を変化させる適応変調 [5], [6] に適用することにより、きめ細かな伝送効率、電力効率の設

[†] 日本電気株式会社モバイルネットワーク事業企画部, 川崎市
Mobile Network Planning Div. NEC, 1753 Shimonumabe,
Nakahara-ku, Kawasaki-shi, 211-8666 Japan

^{††} 和歌山大学大学院システム工学研究科, 和歌山市
Graduate School of Systems Engineering, Wakayama Uni-
versity, Wakayama-shi, 640-5810 Japan

^{†††} 広島市立大学院大学情報科学研究科, 広島市
Graduate School of Information Sciences, Hiroshima City
University, Hiroshima-shi, 731-3194 Japan

a) E-mail: noda@ieee.org

定が可能な適応変調方式を実現できる。

また、トレリス符号化変調と多次元符号化を組み合わせた $2L$ 次元トレリス符号化 QPSK, 8-PSK, 16-PSK 等 [7] ~ [9] が提案されている。これらの方式は誤り訂正用の冗長度を位相数に含んでおり、誤り訂正符号化を適用しない場合に比べ信号空間は拡大する。すなわち、本論文の場合と同じ位相数 M で比較すると、シンボル当りの平均情報量（伝送効率；bit/symbol）は減少することになる。本論文は、 $M = 3, 5, 6, 7$ とする誤り訂正符号化技術を適用しない M -PSK について、送信すべき情報ビットを被変調シンボルに対応させる多次元符号化法を提案するとともに、その BER 特性を評価する。ここで、多次元符号化とは、複数の被変調シンボルをひとかたまりの情報ビットとして符号化するものを指し、必ずしも誤り訂正符号化を伴うものではない。

本論文は、 $M \neq 2^n$ の M -PSK について、BER を最小化する観点から多次元符号化手法を論じる。2. では、 M -PSK の構成とそれに必要なパラメータを示す。3. では、SER 及び BER を導出する。また、BER の最小化に際して必要になる評価パラメータを示す。4. では、BER 特性の理論的下界を示し、TPSK の最も単純な場合について BER を最小にする符号化法を示す。更に、 M -PSK の BER を最小化するための多次元符号化法を提案する。5. では、本手法により得られた M -PSK の BER 特性の理論式を差動符号化の適用の有無の条件で示し、コンピュータシミュレーションにより検証する。最後に 6. では、5, 6, 7-PSK は、伝送効率に見合った所要 E_b/N_0 により QPSK と 8-PSK の中間の特性を実現できることによるメリットを示す。

2. 位相数 M を 2 の自然数乗としない M -PSK

2.1 構成

バイナリー情報の伝送を前提として、位相数 (M) を 3, 5, 6, 7 のような $M \neq 2^n$ の M -PSK の構成を図 1 に示す。送信側では、バイナリー情報は、2 値/ M 値変換された後、 M 相位相変調される。受信側ではその逆操作を行う。被変調波は、 D_M 個のシンボルに相関をもたせることで、 D_b ビット情報を伝送している。ここで、 D_b/D_M はほぼ $\log_2 M$ に等しくかつ超えない値である。変調速度は、バイナリー情報の速度の D_M/D_b になっており、バイナリー伝送に比べて所要帯域は D_M/D_b に圧縮されている。また、差動

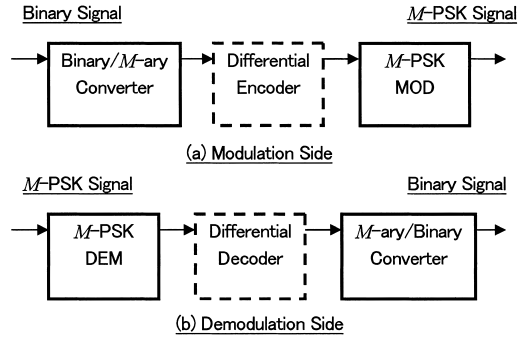


図 1 位相数 M を $M \neq 2^n$ とする M -PSK 方式の構成
Fig.1 Configuration of M -PSK modulation/demodulation scheme. ($M \neq 2^n$)

符号化を行うときには、変復調器の外側に M を法とする差動符号器 (Differential Encoder), 差動復号器 (Differential Decoder) を置くことで実現できる。

2.2 伝送効率と変換損

M 値シンボルの平均情報量は M 個の信号点の発生確率が等しいときに最大となり $\log_2 M$ ビットである。一方、 M -PSK は M 値 D_M シンボルによってバイナリー D_b ビットの情報を伝送するため、 M 個の信号点の発生確率に偏りがあり平均情報量は減少する。ここで、1 シンボル当りの平均情報量を次式で示す伝送効率 (η_T) と定義する。

$$\eta_T = D_b/D_M \tag{1}$$

$M \neq 2^n$ の場合、2 値/ M 値変換後の伝送効率は M 値シンボルの最大伝送効率 ($\log_2 M$) より小さい。これは、 $\log_2 M$ が整数でないために生じるもので、最大伝送効率は $D_M = \infty$ の場合に達成できる。一般的に、有限のシンボル数 D_M による 2 値/ M 値変換では伝送効率は低下する。2 値/ M 値変換による伝送効率の低下率を、新たに変換損 (L_C) として、次式で示すように対数で定義する。

$$L_C = -10 \log_{10}(\eta_T/\log_2 M) \tag{2}$$

表 1 に 2 値/ M 値変換のシンボル数に対応した η_T 及び L_C を示す。例えば、TPSK の場合の最も単純な構成は、 $D_b = 3, D_3 = 2$ の場合であり、 $8(= 2^3)$ 種類のバイナリー信号は $9(= 3^2)$ 種類の 3 値信号のいずれかに対応づけられる。また、5-PSK の場合には、最も単純な変換は $D_b = 9, D_5 = 4$ の場合であり、 $\eta_T = 2.25$ bit/symbol, $L_C = 0.137$ dB である。 D_b

表 1 $M \neq 2^n$ とする M -PSK 方式の 2 値/ M 値変換
Table 1 Binary/ M -ary conversion of M -PSK. ($M \neq 2^n$)

Number of Phases	Number of binary digits D_b	Number of M -ary digits D_M	Transmission Efficiency $\eta_T = D_b/D_M$	Conversion Loss L_C [dB]
3	3	2	1.5000	0.239
	11	7	1.5714	0.037
	19	12	1.5833	0.004
5	9	4	2.2500	0.137
	16	7	2.2857	0.068
	23	10	2.3000	0.041
6	5	2	2.5000	0.145
	18	7	2.5714	0.023
	31	12	2.5833	0.003
7	8	3	2.6667	0.223
	11	4	2.7500	0.090
	14	5	2.8000	0.011

を 16 または 23 と大きくするとき、対応する D_b は各々 7, 10 であり、 η_T は 2.28... , 2.30... と大きくなり $\log_2 5 (= 2.321...)$ に漸近する。そのとき、 L_C は 0.068 dB, 0.041 dB と小さくなる。一般的に、変換に用いるシンボル数を大きくすることで、伝送効率を上げ変換損を小さくすることはできるが、回路は複雑になる。

3. M -PSK の誤り率特性

3.1 SER と BER

M -PSK の SER $P_{SER}(\gamma)$ は、搬送波電力対雑音電力比 (CNR: Carrier to Noise Power Ratio) の真値を γ とし、 $\text{erfc}(\cdot) \ll 1$ のときの近似式として次式で与えられる [10] .

$$P_{SER}(\gamma) \approx \frac{S_{PSK}}{2} \text{erfc}(\sqrt{\gamma} \sin(\pi/M)) \quad (3)$$

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \quad (4)$$

ここで、 S_{PSK} は隣接する信号点の数である。BPSK では $S_{PSK} = 1$, ほかでは $S_{PSK} = 2$ である。 $\text{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数であり、 $\text{erfc}(\cdot)/2$ は一つの隣接信号点へ誤る確率である。

M -PSK 信号の BER $P_{BER}(\gamma_b)$ は、CNR の代わりに 1 ビット当りの信号エネルギー対雑音電力密度比 $(E_b/N_0)\gamma_b$ で表せば、 $\text{erfc}(\cdot) \ll 1$ のときの近似式として次式を得る。

$$P_{BER}(\gamma_b) \approx \frac{d_{Hav} S_{PSK}}{2\eta_T} \text{erfc}(\sqrt{\eta_T \gamma_b} \sin(\pi/M)) \quad (5)$$

ここで、 d_{Hav} は隣接信号点とのハミング距離 d_H の

表 2 3 ビット/2 シンボル変換におけるナチュラル符号とグレイ符号

Table 2 Natural code and Gray code in 3 bit/2 symbol conversion.

Decimal representation $3t_1+t_0$	Ternary Vector (t_1, t_0)	Binary Vector (b_2, b_1, b_0)	
		Natural Code	Gray Code
0	0,0	0,0,0	0,0,0
1	0,1	0,0,1	0,0,1
2	0,2	0,1,0	0,1,1
3	1,0	0,1,1	0,1,0
4	1,1	1,0,0	1,1,0
5	1,2	1,0,1	1,1,1
6	2,0	1,1,0	1,0,1
7	2,1	1,1,1	1,0,0

平均値である。位相数が 2, 4, 8 等の PSK においてグレイ符号化したときは、隣接信号点とのハミング距離は 1 になるので $d_{Hav} = 1$ である。一方、 $M \neq 2^n$ の M -PSK では、次節で示すように $d_{Hav} \geq 1$ であり、符号化法に依存する。

3.2 平均ハミング距離 d_{Hav}

M -PSK ($M \neq 2^n$) を実現するためには、 D_b ビットのバイナリー系列 $\bar{b} = b_{D_b-1} \dots b_2 b_1 b_0$ ($b_i = 0, 1$) を D_M シンボルの M 値系列 $\bar{m} = m_{D_M-1} \dots m_2 m_1 m_0$ ($m_i = 0, 1, \dots, M-1$) に符号化する必要がある。バイナリー系列 \bar{b} 及び M 値系列 \bar{m} をそれぞれ 10 進数に変換して等しいとした対応づけを、本論文では M -PSK ($M \neq 2^n$) のナチュラル符号とする。このナチュラル符号をグレイ (交番 2 進) 符号に変換した符号を、本論文では M -PSK ($M \neq 2^n$) のグレイ符号とする。2 シンボルの 3 値系列の場合について、ナチュラル符号とグレイ符号を表 2 に示す。

熱雑音環境下では、隣接信号点へのシンボル誤りが支配的と考えられるので、BER は隣接信号点との平均ハミング距離で決まる。隣接信号点との平均ハミング距離 d_{Hav} は、 M 値系列 \bar{m} にリー距離^{注1)} $d_L = \pm 1$ の誤りが発生した場合のみを考慮して、バイナリー系列 \bar{b} に生じるすべての誤り系列を調べることで評価することができる。有相関の各シンボルの各信号点に注目して、隣接信号点とのハミング距離の平均値が d_{Hav}

(注1): 要素が $q-1$ 以下の非負整数の集合 $Z_q = \{0, 1, \dots, q-1\}$ の二つの元 u と v のリー距離は、 $d_L(u, v) = \min[|u-v|, q-|u-v|]$ で定義され、長さ n の二つの系列 $u = u_1 u_2 \dots u_n$ と $v = v_1 v_2 \dots v_n$ の間のリー距離は、 $d_L(u, v) = \sum_{i=1}^n d_L(u_i, v_i)$ で定義される [11]。したがって、 $d_L(u, v) \geq 0$ である。一方、位相数を 3 以上とする M -PSK では、反時計回りと時計回りの信号点に誤る場合がある。本論文では便宜的にこの二つの場合をそれぞれ $d_L = +1$ と $d_L = -1$ に区別して論じる。

表3 2値/3値変換のグレイ符号化における d_{Hav}
Table 3 d_{Hav} in Binary/Ternary conversion with Gray coding.

Ternary Vector (t_1, t_0)	Binary Vector (b_2, b_1, b_0)	Error Vector (e_2, e_1, e_0)				Sum of Hamming Distance	
		in t_1		in t_0		in t_1	in t_0
		$d_{t_1=+1}$	$d_{t_1=-1}$	$d_{t_0=+1}$	$d_{t_0=-1}$		
0,0	0,0,0	0,1,0	1,0,1	0,0,1	0,1,1	3	3
0,1	0,0,1	1,1,1	1,0,1	0,1,0	0,0,1	5	2
0,2	0,1,1	1,0,0	1,0,0	0,1,1	0,1,0	2	3
1,0	0,1,0	1,1,1	0,1,0	1,0,0	1,0,1	4	3
1,1	1,1,0	0,1,0	1,1,1	0,0,1	1,0,0	4	2
1,2	1,1,1	0,0,0	1,0,0	1,0,1	0,0,1	1	3
2,0	1,0,1	1,0,1	1,1,1	0,0,1	0,1,0	5	2
2,1	1,0,0	1,0,1	0,1,0	0,1,1	0,0,1	3	3
Average Hamming Distance						27/8/2	21/8/2
						48/8/2=1.50	

When ternary (2, 2) is received, binary vector is decided on (1, 1, 1) in this case.

である。

一例として表3はTPSKの d_{Hav} を示している。3ビットバイナリー系列(b'_2, b'_1, b'_0)と2シンボル3値系列(t_1, t_0)の対応関係を次式で表し、同表の3ビットバイナリー系列(b_2, b_1, b_0)は(b'_2, b'_1, b'_0)をグレイ符号に変換した符号とする。

$$b'_2 \cdot 2^2 + b'_1 \cdot 2^1 + b'_0 \cdot 2^0 = t_1 \cdot 3^1 + t_0 \cdot 3^0 \quad (6)$$

また、表3には $d_L = \pm 1$ のすべての誤りに対し、対応するバイナリー誤り系列及びハミング重みを示している。例えば、バイナリー系列の(0, 0, 1)は3値系列(0, 1)に符号化されて伝送される。3値信号の t_1 に $d_L = +1$ 、 t_1 に $d_L = -1$ 、 t_0 に $d_L = +1$ 、 t_0 に $d_L = -1$ の誤りが発生したとき、受信の3値信号はそれぞれ(1, 1), (2, 1), (0, 2), (0, 0)に復調される。これらに対応するバイナリー系列は(1, 1, 0), (1, 0, 0), (0, 1, 1), (0, 0, 0)である。したがって、誤りベクトルは、(1, 1, 1), (1, 0, 1), (0, 1, 0), (0, 0, 1)となる。このようにして、符号化されたすべての3値信号について対応するバイナリー誤りベクトルを求め、その平均ハミング重みが d_{Hav} として与えられる。

一般に、 D_M シンボルの M 値系列を \bar{m}_i ($i = 0 \sim 2^{D_b} - 1$)として、2値/ M 値変換の符号化の場合は隣接信号点とのハミング距離の平均値は次の式で表される。

$$d_{Hav} = \frac{\sum_{i=0}^{2^{D_b}-1} \sum_{k=1}^{D_M} (HD^{+k} \langle \bar{m}_i \rangle + HD^{-k} \langle \bar{m}_i \rangle)}{2^{D_b} S_{PSK} D_M} \quad (7)$$

表4 2値/ M 値変換における d_{Hav}
Table 4 d_{Hav} in Binary/ M -ary conversion.

Number of Phases	Conversion D_b/D_M	d_{Hav} (Average Hamming Distance)			
		Gray Code	Natural Code	Lower Bound	Search
2	1/1	1.000	1.000	1.000	-
3	3/2 11/7	1.500 3.923	1.750 4.449	1.292 1.327	1.375 1.952
4	2/1	1.000	1.500	1.000	-
5	9/4 16/7	2.818 5.019	3.447 5.379	1.167 1.184	2.237 1.961
6	5/2	2.063	2.243	1.000	1.423
7	8/3 11/4	2.672 3.552	3.320 4.290	1.078 1.119	1.444 1.645
8	3/1	1.000	1.750	1.000	-

ここで、 $HD^{\pm k} \langle \bar{m}_i \rangle$ は、 M 値系列 \bar{m}_i と第 k シンボルが $d_L = \pm 1$ 異なる M 値系列を想定して、各々に対応するバイナリー系列間のハミング距離である。

表4に M -PSKの d_{Hav} を示す。この d_{Hav} は、 M -PSK D_M シンボルのうち1シンボルにリー距離1の誤りが生じたとき、もとの D_b ビットバイナリー信号に発生する誤りビット数の平均値を意味している。また、参考として従来のBPSK, QPSK及び8-PSKを示している。この表において、グレイ符号(Gray code)とナチュラル符号(Natural code)は本節の表2で示したように、 M -PSK D_M シンボルのバイナリー表現である。グレイ符号の d_{Hav} はナチュラル符号のそれよりも小さい値を実現している。しかし、変換のシンボル長を大きくしたとき d_{Hav} は大きくなり、変換損は改善されるが符号化としては改善の余地があり次章で検討する。表4の下界(Lower Bound), 探索(Search)については後述する。

3.3 グレイ符号化のBER特性

グレイ符号を適用した3, 5, 6, 7-PSKのBER特性を図2に示す。BER特性は、式(5)に各々の伝送効率 η_T と平均ハミング距離 d_{Hav} を代入して得られる。3, 5, 6, 7-PSKの各々の最短シンボル長の変換において、 d_{Hav} はそれぞれ1.500, 2.818, 2.063, 2.672である。ここでは、参考として従来のBPSK, QPSK及び8-PSKのBER特性も示している。TPSKはBPSKに比べて1ビット当りのエネルギー効率の改善が信号点間隔の縮小による等価的信号電力の減少を上回る。その結果 $E_b/N_0 = 7.1$ dB付近 ($BER \approx 6.8 \times 10^{-4}$)を境に、所要 E_b/N_0 が小さいときにはBPSKの特性が良く、所要 E_b/N_0 が大きいときにはTPSKの特性

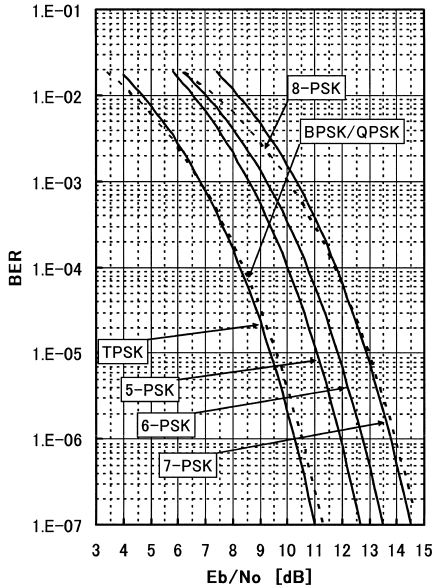


図 2 グレイ符号を適用した M -PSK の BER 特性の比較
 Fig. 2 Comparison of BER performance of M -PSK with Gray coding.

が良くなっている。グレイ符号化 TPSK の所要 E_b/N_0 は、BPSK、QPSK に比べて、 $BER = 1 \times 10^{-6}$ 点^(注2)で約 0.3 dB 優れている。5-PSK、6-PSK 及び 7-PSK は QPSK、8-PSK の中間にあり、ほぼ伝送効率に見合った所要 E_b/N_0 の値となっている。この結果から、5、6、7-PSK は QPSK と 8-PSK の中間の伝送容量と所要 E_b/N_0 を実現できることを示している。

M -PSK ($M \neq 2^n$) の BER 特性の関係は、所要 E_b/N_0 で $1/(\eta_T \sin^2(\pi/M))$ 倍、ビット誤り数で d_{Hav}/η_T 倍の関係である。2 値/ M 値変換においてシンボル長を長くしたときグレイ符号の d_{Hav} は大きく、誤り率の大きい領域での劣化が顕著に現れる。このグレイ符号の BER 特性は改善の余地を残しており、次章以降で BER の改善を検討する。

4. M -PSK における多次元符号化 ($M \neq 2^n$)

一般に、 $M \neq 2^n$ の M -PSK では、BER を最小化する手法は未だ確立されていない。この多次元符号化 (2 値 D_b ビット/ M 値 D_M シンボル変換) 方法に関して、バイナリー情報 3 ビットを 3 値情報 2 シンボルに変換する TPSK で、ナチュラル符号化 [3] 及び誤り率最小の符号化 [4] はあるものの、一般的な方法は明

らかになっていない。ここでは、 $M \neq 2^n$ の M -PSK の多次元符号化に関して、まず d_{Hav} の理論的下界を示し、次に TPSK の最も単純な 3 ビット/2 シンボル符号化の場合について d_{Hav} の最小値を求める。最後に、他の M -PSK に関し、 d_{Hav} の最小値を探索するための帰納法的ハミング距離最小化法を提案する。

4.1 d_{Hav} の下界

まず、 d_{Hav} の下界 \tilde{d}_{Hav} を検討する。熱雑音環境下では隣接信号点への誤りが支配的と考えられるので、バイナリー系列のビット誤りを最小とするためには、隣接信号間の平均ハミング距離 d_{Hav} が最小となるように符号化する必要がある。互いに異なる M 個のバイナリー系列を環状に配列したとき、隣接するバイナリー系列間のハミング距離 d_H の最小平均値を $d_{H \min}$ と定義する。 $M = 2^n$ の場合は、グレイ符号化により $d_{H \min} = 1$ とできる。しかし、一般に $d_{H \min} \geq 1$ であり、例えば $M = 3$ の場合、2 ビット以上の 3 個の異なるバイナリー系列を環状に配置したとき、隣接するバイナリー系列間相互のハミング距離の最小値は 1, 1, 2 である。したがって、 $d_{H \min}$ は $4/3$ となる。同様に、 $M = 5, 6, 7$ のそれぞれについては $d_{H \min} = 6/5, 1, 8/7$ である。 D_M シンボル M 値で発生する $d_L = \pm 1$ のすべての誤りに対し、バイナリー系列でビット誤りの発生する場合の数は、 $2^{D_b} S_{PSK} D_M$ である。ただし、 M^{D_M} 個の M 値系列の中の $M^{D_M} - 2^{D_b}$ 個は信号伝送に用いない。これらの信号伝送に用いない M 値系列は任意にバイナリー系列を割り当てることができるので、その M 値系列に誤る可能性のある複数の M 値系列の一つだけはシンボル誤りにおけるハミング距離をゼロにできる。したがって、バイナリー系列上の誤り系列のハミング重みの総和は、上記の $d_{H \min}$ を用いて $d_{H \min} \{S_{PSK} D_M 2^{D_b} - (M^{D_M} - 2^{D_b})\}$ と表される。この総和を信号ごと、隣接信号点ごと、有関連のシンボルごとの平均とすることで \tilde{d}_{Hav} は次式で表される。

$$\tilde{d}_{Hav} = \frac{d_{H \min} \{ (S_{PSK} D_M + 1) 2^{D_b} - M^{D_M} \}}{2^{D_b} S_{PSK} D_M} \quad (8)$$

多値数 M を $M \neq 2^n$ とする M -PSK に対して、 D_b

(注2): 固定デジタルマイクロ波通信の品質 (BER) 規格に関して、ITU-R では回線の瞬断規格を $BER = 1 \times 10^{-3}$ で規定している。ただし、実際の運用では映像 (TV) 及びデータの伝送品質を想定して $BER = 1 \times 10^{-6}$ の品質を目安に設計する場合が多い。

及び D_M を 2 以上の整数として D_b/D_M を $\log_2 M$ にほぼ等しく小さい値として式 (8) は成立する。一方、従来の $M = 2^n$ とする M -PSK に対しても $M = 2^{D_b}$, $D_M = 1$ として、式 (8) は成立する。 $M = 2$ から 8 として各々の M -PSK について、上式をもとに d_{Hav} の下界を求め表 4 の下界 (Lower Bound) に示す。 $M = 2^n$ のときにはグレイ符号化で $d_{Hav} = 1$ となる。一方、 $M \neq 2^n$ のときにはグレイ符号化では下界まで小さくならない。特に 3, 5, 7-PSK の変換損の小さい場合には、グレイ符号化の BER は下界の 3 から 4 倍である。

なお、信号伝送に用いない非送信 M 値系列 ($M^{D_M} - 2^{D_b}$ 個) が受信された場合には、シンボル誤りの検出は可能であるが、必ずしも訂正できるとは限らない。つまり、硬判定した結果が非送信信号であった場合には、その非送信信号に最もリー距離の小さい M 値系列が送信されたと考えることが適当であるが、リー距離が最小の M 値系列が複数あるときには常に誤り訂正ができるとはいえない。他方、軟判定して最もユークリッド距離の小さい送信 M 値系列に判定し、対応するバイナリー系列に復号することで BER は改善されると期待される。しかし、非送信 M 値系列の数は、送信 M 値系列に対して $(M^{D_M} - 2^{D_b})/2^{D_b}$ 程度の比率であり、たとえ軟判定しても大きな改善量は得られない。したがって、本論文では、硬判定し非送信信号であったときにはいくつかあるリー距離の小さいシンボル系列に判定して復号する方式を選択している。

4.2 3 ビット/2 シンボル最適符号化

式 (8) に示す値は下界を示しており、実際にはこの値まで小さくできる符号化の存在が証明されているわけではない。まず、最も単純な場合として、TPSK の 3 ビット/2 シンボル符号化の場合で d_{Hav} の最小値を検討する。2 シンボルの 3 値系列を (t_1, t_0) と表現して、(0, 0), (0, 1), (0, 2), (1, 0), (1, 1), (1, 2), (2, 0), (2, 1) とし、3 ビットのバイナリー系列を (b_2, b_1, b_0) と表現して、(0, 0, 0), (0, 0, 1), (0, 1, 0), (0, 1, 1), (1, 0, 0), (1, 0, 1), (1, 1, 0), (1, 1, 1) とする。3 値系列 (t_1, t_0) に対してバイナリー系列 (b_2, b_1, b_0) を重複なく割り当て、非送信信号である (2, 2) に 8 種類の任意のバイナリー系列を割り当てる。この場合の数は、 $8! \times 8 = 322560$ 通りある。すべての場合について、 d_{Hav} の値を計算した結果、 d_{Hav} の最小値、最大値を与えるバイナリー系列 (b_2, b_1, b_0) の配列は各々 192 通りあり、最小値と

表 5 TPSK の 3 ビット/2 シンボル符号化における BER を最小化する符号化

Table 5 Optimal coding of 3-bit/2-symbol coding for TPSK.

Ternary (t_1, t_0)	Binary (b_2, b_1, b_0)			
	Code 1	Code 2	Code 3	Code 4
0,0	0,0,0	0,0,0	0,0,0	0,0,0
0,1	0,0,1	0,0,1	0,1,1	0,1,1
0,2	0,1,1	0,1,0	0,0,1	0,0,1
1,0	1,1,0	1,1,0	1,0,0	1,0,0
1,1	1,1,1	1,1,1	1,1,1	1,1,1
1,2	0,1,0	0,1,1	1,0,1	1,0,1
2,0	1,0,0	1,0,0	0,1,0	1,1,0
2,1	1,0,1	1,0,1	1,1,0	0,1,0

注: 各々の配列に対して、 (b_2, b_1, b_0) において b_2, b_1, b_0 を入れ替えることができる。

更に、任意の b_i に 1 を加えることができる。

表 6 2 値/3 値変換の BER を最小化する符号化における d_{Hav}

Table 6 d_{Hav} in Binary/Ternary conversion with optimal coding.

Ternary Vector (t_1, t_0)	Binary Vector (b_2, b_1, b_0)	Error Vector (e_2, e_1, e_0)				Sum of Hamming Distance	
		in t_1		in t_0		in t_1	in t_0
		$d_i=+1$	$d_i=-1$	$d_i=+1$	$d_i=-1$		
0,0	0,0,0	1,1,0	1,0,0	0,0,1	0,1,0	3	2
0,1	0,0,1	1,1,0	1,0,0	0,1,1	0,0,1	3	3
0,2	0,1,0	0,0,1	1,0,1	0,1,0	0,1,1	3	3
1,0	1,1,0	0,1,0	1,1,0	0,0,1	1,0,1	3	3
1,1	1,1,1	0,1,0	1,1,0	1,0,0	0,0,1	3	2
1,2	0,1,1	1,0,0	0,0,1	1,0,1	1,0,0	2	3
2,0	1,0,0	1,0,0	0,1,0	0,0,1	0,1,1	2	3
2,1	1,0,1	1,0,0	0,1,0	0,1,0	0,0,1	2	2
Average Hamming Distance						21/8/2	21/8/2
						42/8/2=21/16	

When ternary (2, 2) is received, binary vector is decided on (1, 1, 1) in this case.

最大値は各々 21/16 と 33/16 である。 d_{Hav} の最小値を与えるバイナリー系列の配列 (b_2, b_1, b_0) を表 5 に示す。表 5 の 4 種の配列 (Code) において、 b_2, b_1, b_0 を入れ換えることで 6 倍、任意の b_i ($i = 0, 1, 2$) に 1 を加えることで 8 倍となり、192 通りとなる。 d_{Hav} を最小とする一例として表 5 の “Code 2” について誤りの発生内容を表 6 に示しており、 $d_{Hav} = 21/16$ である。

4.3 d_{Hav} の最小値の探索

TPSK の 3 ビット/2 シンボル符号化は、場合の数が約 3.2×10^5 であるため、すべての場合について d_{Hav} の値を計算することが可能である。しかし、TPSK の 11 ビット/7 シンボル符号化は、場合の数が少なくとも 2048! ($\approx 1.7 \times 10^{5894}$) あり、すべての場合の d_{Hav}

を計算することは極めて難しい。

そこで、 M -PSK の D_b ビット/ D_M シンボル符号化において、 d_{Hav} の最小値を探索する方法として、次のような帰納法的ハミング距離最小化法を提案する。この方法は、 D_b ビットを M 値 D_M シンボルに割り当てるとき、その M 値系列と $d_L = 1$ である既決定の M 値系列に対応するバイナリー系列とハミング距離の小さいバイナリー系列を候補の中から選択する。つまり、 k を M 値系列で M 進数として次式のように表す。

$$k = m_{D_M-1}M^{D_M-1} + \dots + m_2M^2 + m_1M^1 + m_0M^0 \quad (9)$$

まず $k = 0$ の M 値系列に対してバイナリー系列を決定する。次に順次 k 番目 ($k = 1 \sim 2^{D_b} - 1$) の M 値系列に対して $k - M^0$, $k - (M-1)M^0$, $k - M^1$, $k - (M-1)M^1$, $k - M^2$, $k - (M-1)M^2$, $k - M^3$, $k - (M-1)M^3, \dots, k - M^{D_M-1}$, $k - (M-1)M^{D_M-1}$ 番の既決のバイナリー系列と未割当の各バイナリー系列とのハミング距離の和を算出し、和が最も小さいバイナリー系列を選択する。そのとき、 i を 0 から $\log_M k$ を超えない最大の整数として k を M^{i+1} で割った剰余が M^i 未満のときは $k - M^i$ を除外する (条件 1: $v_i = 0$)。更に、 k を M^{i+1} で割った剰余が $(M-1)M^i$ 以上のときは $k - (M-1)M^{i-1}$ を追加する (条件 2: $w_i = 1$)。なお、条件 1 は、 M 進数 k の M^i の係数が 0 のときは $k - M^i$ の M 値系列とは $d_L = 1$ を超えるので除外するためである。条件 2 は、 M 進数 k の M^i の係数が $(M-1)$ のときは $d_L = 1$ の M 値系列として $k - M^i$ に加えて $k - (M-1)M^i$ の M 値系列を考慮に入れるためである。

[帰納法的ハミング距離最小化法]

D_b ビットのバイナリー系列 $\bar{b}_n = b_{D_b-1} \dots b_2 b_1 b_0$ ($b_i = 0, 1, n = 0, 1, \dots, 2^{D_b} - 1$) を、 D_M シンボルの M 値系列 $\bar{m}_n = m_{D_M-1} \dots m_2 m_1 m_0$ ($m_i = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, 2^{D_b} - 1$) に符号化する。バイナリー系列の選択候補の要素を \hat{b}_p ($p = 0 \sim 2^{D_b} - 1$) とし、 \hat{b}_p から重複を許さずに選択し \bar{b}_k ($k = 0 \sim 2^{D_b} - 1$) を順次決定する。

Step-0 \hat{b}_p (2^{D_b} 個) から 1 個を選択し、 \bar{b}_0 とする。

Step-1 \hat{b}_p ($2^{D_b} - 1$ 個) から、下記の評価関

数 $\lambda(\hat{b}_p)$ を最小とする 1 個を選択し \bar{b}_1 とする。 $HD\langle x \cdot y \rangle$ を x, y のハミング距離として、

$$\lambda(\hat{b}_p) = (HD\langle \hat{b}_p \cdot \bar{b}_0 \rangle)$$

Step-k \hat{b}_p ($2^{D_b} - k$ 個) から、下記の評価関数 $\lambda(\hat{b}_p)$ を最小とする 1 個を選択し \bar{b}_k ($k = 2 \sim 2^{D_b} - 1$) とする。

$$\lambda(\hat{b}_p) = \sum_{i=0}^{D_M-1} (v_i HD\langle \hat{b}_p \cdot \bar{b}_{k-M^i} \rangle + w_i HD\langle \hat{b}_p \cdot \bar{b}_{k-(M-1)M^i} \rangle)$$

ただし、 i を 0 から $\log_M k$ を超えない最大の整数として次のとおりとする。

$$v_i = \begin{cases} 0 & M^i > k \pmod{M^{i+1}} \\ 1 & M^i \leq k \pmod{M^{i+1}} \end{cases}$$

$$w_i = \begin{cases} 0 & (M-1)M^i > k \pmod{M^{i+1}} \\ 1 & (M-1)M^i \leq k \pmod{M^{i+1}} \end{cases}$$

この探索法により求めた 3, 5, 6, 7-PSK の d_{Hav} を表 4 の探索 (Search) に示す。 d_{Hav} はグレイ符号の場合に比べて、40~90% になっている。特に L_C の小さい 5-PSK, 7-PSK の場合は、グレイ符号に比べてビット誤りの数を 1/2 以下にできるため、所要 E_b/N_0 を $BER = 1 \times 10^{-6}$ 点で約 0.3 dB 改善できて下界までは約 0.1 dB である。

5. BER 特性の理論値とシミュレーション結果

図 3 に TPSK の BER 特性を示す。TPSK の 3 ビット/2 シンボル符号化で BER を最良とする最良値 (TPSK<Optimum>) と 11 ビット/7 シンボル符号化で提案の方法で探索した結果である探索結果 (TPSK<Search>) は、 $BER = 1 \times 10^{-3}$ では $E_b/N_0 = 6.8$ dB とほぼ同等である。だが、 $BER = 1 \times 10^{-6}$ では 11 ビット/7 シンボル符号化の探索結果の方が約 0.1 dB 優れており、BPSK, QPSK の特性よりも 0.4 dB 優れている。更に、11 ビット/7 シンボル符号化の探索での d_{Hav} は 1.95 だが、式 (8) に示す下界に近い係数 d_{Hav} を見出せれば図 3 の下界 (TPSK<Lower Bound>) に示すように、 $BER = 1 \times 10^{-6}$ の所要 E_b/N_0 値を更に 0.1 dB 改善できる。

4.2 で示したビット誤りを最小とする符号化を適用し

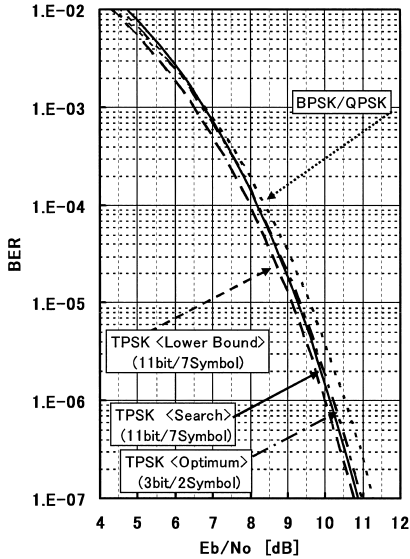


図3 TPSK の符号化による BER 特性の比較
Fig.3 Comparison of BER performance of TPSK depend on coding.

た場合、絶対同期検波 TPSK の BER 特性 $P_{BER}(\gamma_b)$ は次式で表される。

$$P_{BER}(\gamma_b) = \frac{7}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{9\gamma_b/8} \right) \quad (10)$$

式 (10) に示す特性はビット誤り数を最小にしているので 3 ビット/2 シンボル符号化としては最も優れており、従来発表されている TPSK の特性 [3] に比べてビット誤り数で 21/32 倍に小さくなっている。

$M = 2^n$ の差動符号化同期検波 PSK では連続するシンボル間の M を法とする差分演算によって 1 シンボルに生じた誤りが次のシンボルに波及する。その結果、リー距離で ± 1 と ∓ 1 を対とする連続誤りが発生することによって BER 特性は 2 倍に劣化する [12]。しかし、差動符号化同期検波 TPSK の場合、多次元符号化によってシンボル間に相関を有するために、BER 特性は単純に 2 倍とはならない。つまり、差動符号化により生じる連続誤りが、有相関 2 シンボル間に発生する場合と有相関 2 シンボル内に生じる場合で、BER に対する影響が異なる。前者の場合には独立に 2 個の誤りが生じた効果となり BER 特性は式 (10) の 2 倍となる。一方、後者の場合には有相関の第 1 及び第 2 シンボルにそれぞれリー距離で ± 1 と ∓ 1 を対とする連続誤りが発生する場合の等価的な d_{Hav} を算出する必要がある。表 7 に示すとおり等価的な d_{Hav}

表 7 連続 2 シンボル誤りにおける d_{Hav}
Table 7 d_{Hav} in case of continuous symbol errors.

Ternary Vector (t_1, t_0)	Binary Vector (b_2, b_1, b_0)	Error Vector (e_2, e_1, e_0)			Sum of Hamming Distance in $t_1 \& t_0$	
		$d_L = +1$ in t_1 and $d_L = -1$ in t_0 Received (t_1, t_0)	$d_L = -1$ in t_1 and $d_L = +1$ in t_0 Received (t_1, t_0)			
0,0	0,0,0	1,2	0,1,1	2,1	1,0,1	4
0,1	0,0,1	1,0	1,1,1	2,2	1,1,0	5
0,2	0,1,0	1,1	1,0,1	2,0	1,1,0	4
1,0	1,1,0	2,2	0,0,1	0,1	1,1,1	4
1,1	1,1,1	2,0	0,1,1	0,2	1,0,1	4
1,2	0,1,1	2,1	1,1,0	0,0	0,1,1	4
2,0	1,0,0	0,2	1,1,0	1,1	0,1,1	4
2,1	1,0,1	0,0	1,0,1	1,2	1,1,0	4
Average Hamming Distance					33/8/2	33/16

When ternary (2, 2) is received, binary vector is decided on (1, 1, 1) in this case.

は 33/16 である。例えば、送信シンボル (1, 1) に対して、シンボル内に (+1, -1) の連続誤りが発生した場合には受信シンボルは (2, 0) となる。そのとき送信バイナリー情報は (1, 1, 1) であり、受信バイナリー情報は (1, 0, 0) であるので、誤り系列は (0, 1, 1) である。これらの有相関シンボル間と有相関シンボル内の二つの場合は等確率で発生するので、等価的な d_{Hav} は $(2 \times 21/16 + 33/16)/2 = 75/32$ となる。したがって、差動符号化を施した同期検波 TPSK の BER 特性 $P_{BERD}(\gamma_b)$ は次式で表される。

$$P_{BERD}(\gamma_b) = \frac{25}{16} \operatorname{erfc}(\sqrt{9\gamma_b/8}) \quad (11)$$

差動符号化 TPSK の BER 特性は、差動符号化を適用しない BER 特性の 2 倍にならない。その理由は、TPSK は有相関の複数シンボルでバイナリー情報を伝送しており、差動符号化で生じる ± 1 と ∓ 1 を対とする連続誤りの影響が、単独の誤りの 2 倍より小さいためである。

TPSK 及び 6-PSK の BER 特性を差動符号化の適用の有 (w/w DIFF) 及び無 (w/o DIFF) で図 4 に示す。理論的特性を線で示し、シミュレーション結果を $\circ, \square, \triangle$ で示している。なお、参考のために 8-PSK の特性を併せて示す。TPSK の BER 特性は式 (10) 及び式 (11) に示すとおりである。TPSK と 6-PSK は、各々 3 ビット/2 シンボル符号化と 5 ビット/2 シンボル符号化で、 M 値の $d_L = 1$ の誤りに対してハミング距離の平均値を最小とする符号化を適用している。差動符号化を適用しない場合の BER = 1×10^{-6} 点での所要 E_b/N_0 は、QPSK, 8-PSK が各々 10.5 dB, 13.9 dB であるのに対して、TPSK, 6-PSK は各々 10.2 dB, 12.5 dB で

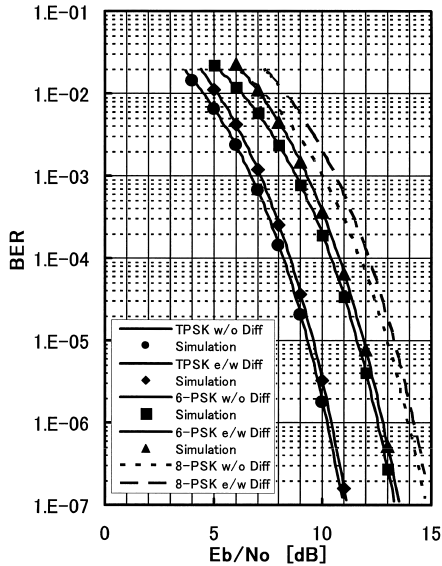


図 4 TPSK 及び 6-PSK の BER 特性の理論値とシミュレーション結果
 Fig. 4 Theoretical performance and simulation results of BER performance of TPSK and 6-PSK.

ある。

E_b/N_0 で測定した TPSK の BER 特性が、BPSK のそれに比べて優れていることは、古くから知られている [13]。その量は変換損が小さくかつ E_b/N_0 が十分に大きい条件で $\log_2 3 \cdot \sin^2(\pi/3)$ 倍 (約 0.75 dB) である。本論文では変換損を許容した簡易な 3 ビット/2 シンボル符号化の TPSK でも BER = 1×10^{-6} 点で BPSK よりも E_b/N_0 で約 0.3 dB 優れていることを示した。この理由は、TPSK は BPSK に比して信号点間隔の縮小による等価的な電力減少量 $\sin^2(\pi/3) = 3/4$ を考慮してもエネルギー効率が 1.5 倍あるために、1 ビット当りのエネルギーが $(3/2) \times (3/4) = 9/8$ 倍 (約 0.51 dB) 優れているためである。ただし、BPSK は隣接信号点へのハミング距離を最小値 1 にできるが TPSK は最小値 1 にできない。この効果で劣化し全体では BER = 1×10^{-6} 点で、TPSK の BPSK に対する優位性は約 0.3 dB となる。

6. M -PSK の適用領域 ($M \neq 2^n$)

各変調方式の BER 特性から、所要 E_b/N_0 と伝送効率の関係を図 5 に示す。BER = 1×10^{-3} と 1×10^{-6} の所要 E_b/N_0 をそれぞれ \blacklozenge , \blacksquare で示している。TPSK, 5-PSK, 6-PSK は表 1 における最も簡易な符号化と

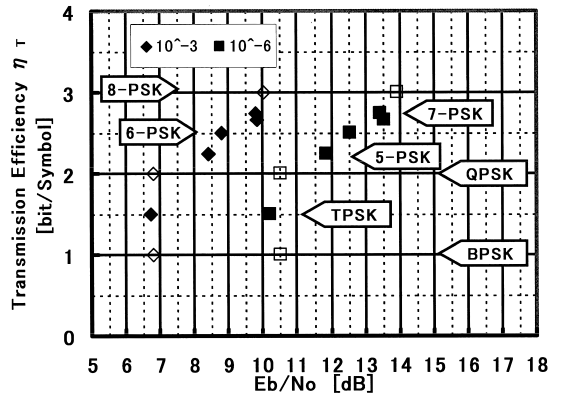


図 5 M -PSK 方式の伝送効率と所要 E_b/N_0 の関係
 Fig. 5 Transmission efficiency vs. required E_b/N_0 of M -PSK.

してそれぞれ 3/2, 9/4, 5/2 符号化を適用している。7-PSK は表 1 における 8/3 及び 11/4 符号化を示している。参考に $M = 2^n$ とする M -PSK の特性を \square で示す。この結果、伝送効率と所要 E_b/N_0 の観点から TPSK は BPSK よりも優れており、5, 6, 7-PSK は QPSK と 8-PSK の中間に位置する特性であることが分かる。ただし、6-PSK の BER = 1×10^{-6} 点は QPSK と 8-PSK の対応する点を結んだ線から $\eta_T = 2.5$ の線上で約 0.3 dB 劣化している。主な劣化要因は変換損であり、変換損を小さくして改善できる。

デジタルマイクロ波通信において伝送容量 R [bit/s] を伝送帯域 W [Hz] で伝送することを想定する。従来、 R/W がほぼ 2 [bit/s/Hz] の領域では QPSK ($\eta_T = 2$) は帯域制限の実現性で適用が難しいために 8-PSK ($\eta_T = 3$) を適用せざるを得なかった。しかし、6-PSK ($\eta_T = 2.5$) を適用すれば 8-PSK を適用する場合に比べて、所要 E_b/N_0 で約 1.4 dB 改善できる。この改善量は送信電力の低減、伝搬距離の増加、伝送品質の改善等に貢献できる。

適応変調への適用の観点では、例えば 8-PSK は QPSK より所要 E_b/N_0 を約 3.4 dB 増加させることにより、伝送容量を 50% 増加することができた。この系列に 6-PSK を加えることで、QPSK を基準にして所要 E_b/N_0 約 2.0 dB の増加で、25% の伝送容量増を実現できる。したがって、適応変調の変調要素として活用することで、システムとしての伝送容量を増加できることが期待される。

7. む す び

本論文では、位相数が $M \neq 2^n$ の M -PSK の構成方法を示し、BER 特性を改善する多次元符号化法を提案した。特に TPSK については、ビット誤りを最小にする 3 ビット/2 シンボル符号化の具体的手法を示した。この符号化を用いて、TPSK 及び 6-PSK の理論値を示すとともに、コンピュータシミュレーションで検証した。その結果、TPSK は BPSK, QPSK に比べ $BER = 1 \times 10^{-6}$ における E_b/N_0 で約 0.3 dB 優れていることを明らかにした。また、変換損の少ない 5-PSK, 7-PSK に適用した場合には、グレイ符号に比べて所要 E_b/N_0 を $BER = 1 \times 10^{-6}$ 点で約 0.3 dB 改善できることを明らかにした。

M -PSK ($M \neq 2^n$) の適用領域として、デジタルマイクロ波通信分野の例を示した。つまり、伝送帯域に対する伝送容量の比がほぼ 2 の領域で 6-PSK を適用することで周波数帯域を有効に使い電力効率を改善できることを示した。更に、6-PSK は QPSK, 8-PSK に比べ伝送効率と所要 E_b/N_0 特性で中間の特性、すなわち QPSK を基準に所要 E_b/N_0 約 2.0 dB の増加で伝送効率 25% の改善を実現できるため、適応変調の一つの選択肢として有効であることを示した。

本論文で提案した手法により、変調位相数を選択する自由度が増えることとなり、これまでその適用が見送られていたデジタルマイクロ波通信方式などへの位相数を $M \neq 2^n$ とする M -PSK の適用が期待される。

文 献

- [1] R.W. Lucky, J. Salz, and E.J. Weldon, Jr., Principles of data communication, McGraw Hill, 1968.
- [2] S. Stein and J. Jay Jones, Modern Communication Principles with Application to Digital Signaling, McGraw Hill, 1964.
関 英男 (監訳), 野坂邦史, 柳平英孝 (訳), 現代の通信回線理論 (データ通信への応用), 森北出版, 1970.
- [3] N. Ekanayake and T. Tjhung, "On ternary phase-shift keyed signaling," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-28, no.4, pp.658-660, July 1982.
- [4] S. Noda, K. Nakamura, and K. Koga, "Performance and application of PSK modulation whose number of phases is not a power of 2," Proc. ISITA'02, pp.239-242, Xi'an, Oct. 2002.
- [5] 小牧省三, "可変容量マイクロ波方式に関する検討," 信学論 (B-II), vol.J73-B-II, no.10, pp.498-503, Oct. 1990.
- [6] 池田武弘, 三瓶政一, 森永規彦, "適応変調ダイナミックチャネル割当方式を用いたマルチメディア無線通信システム," 信学論 (B-I), vol.J81-B-I, no.11, pp.681-690, Nov. 1998.
- [7] S. Wilson, "Rate 5/6 trellis-coded 8-PSK," IEEE Trans. Commun., vol.COM-34, no.10, pp.1045-1049, Oct. 1986.
- [8] S.S. Pietrobon, R.H. Deng, A. Lafanechere, G. Ungerboeck, and D.J. Costello, Jr., "Trellis-coded multidimensional phase modulation," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.36, no.1, pp.63-89, Jan. 1990.
- [9] J.W. Craig, "Multidimensional trellis coding for MPSK," MILCOM '90, vol.1, pp.369-374, Sept. 1990.
- [10] B. Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, Prentice Hall, 2001.
- [11] 今井秀樹, 符号理論, p.32, 電子情報通信学会, 1990.
- [12] 高畑文雄 (編著), デジタル無線通信入門, pp.49-52, 培風館, 東京, 2002.
- [13] C.R. Cahn, "Performance of digital phase-modulation communication systems," IRE Trans. Commun. Syst., vol.CS-7, no.1, pp.3-6, May 1959.
(平成 17 年 10 月 18 日受付, 18 年 5 月 10 日再受付)



野田 誠一 (正員)

昭 48 阪大・基礎工・電気卒。昭 50 同大大学院修士課程了。同年日本電気入社。マイクロ波通信装置, 高速無線アクセスシステム等を開発し, 特に, 多値変復調技術, 誤り訂正技術の研究開発に従事。工博。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。

斉藤 洋一 (正員)

昭 47 東工大・工・電子物理卒。同年日本電信電話公社 (現 NTT) 入社。平 10 和歌山大学システム工学部教授, 現在に至る。この間, デジタル無線通信システムの変復調, 適応等化, 誤り訂正などの研究に従事。工博。平 8 本会論文賞, 平 14 電気通信普及財団テレコムシステム技術賞受賞。著書「デジタル無線通信の変復調」(本会), 「信号とシステム」(コロナ社)。IEEE 会員。



吉田 彰顕 (正員)

昭 48 阪大・基礎工・電気卒。昭 50 同大大学院修士課程了。同年日本電信電話公社 (現 NTT) 横須賀電気通信研究所入所。主にデジタル無線通信システムの研究開発に従事。工博。平 11 広島市立大学情報科学部教授。現在, メディア融合型情報ネットワークの研究に従事。情報処理学会, IEEE 各会員。