

マンチェスタ符号化直交系列による符号分割多重化法

正 員 羽 瀨 裕 真[†] 正 員 長 谷 川 孝 明[†]
 正 員 羽 倉 幸 雄[†] 正 員 羽 石 操[†]

 A Code Division Multiplex Using Manchester
 Coded Orthogonal Sequences

Hiromasa HABUCHI[†], Takaaki HASEGAWA[†], Yukio HAKURA[†]
 and Misao HANEISHI[†], *Members*

あらまし スペクトル拡散通信は符号分割多重が可能な方式として注目されている。これまでに筆者らは擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対による符号分割多重化法を提案している。しかしながら、この方式は 1 bit 当りの有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M$ [M : 系列長] となる欠点を有している。多重度を $3M$ にする方式では $2/3$ chip ずつシフトさせた三つの擬直交マンチェスタ符号化 M 系列群を用いているために系列群相互の干渉が大きくなり SN 比無限大においても符号誤りが存在する可能性がある。本論文では、拡散符号として M 系列の後に $+1$ を付加した直交系列をマンチェスタ符号化したマンチェスタ符号化直交系列を用いた多重化法を提案している。本方式は有効な受信信号エネルギーの損失を防いでいる。本方式中多重度を 3 倍にする $3M$ 重化法は a -chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた方式であり、SN 比無限大において符号誤りを 0 にすることができる。更に、本方式はマンチェスタ符号化を行った多値化伝送に比べ大幅に性能向上することが示されている。

1. ま え が き

スペクトル拡散通信は符号分割多重が可能な方式として注目されている。しかしながら、拡散符号間に相互相関が存在するため、同時通信を行う各チャネル間にチャネル間干渉が存在し、チャネル数が多い場合にはこのチャネル間干渉は無視できないものとなる。それ故、チャネル間干渉を小さくするために、これまでに相互相関の小さい系列の研究^{(1)~(6)}、チャネル間干渉除去方式の研究^{(7),(8)}が行われている。また、二つの擬似雑音系列群を $1/2$ chip シフトしてチャネル間干渉を減少させる符号分割多重化法の検討も行われている⁽⁹⁾。

一方、スペクトル拡散通信におけるマンチェスタ符号は情報変調の際に用いられているが、拡散符号のチップに適用した例は少ない。マンチェスタ符号を拡散符号のチップに適用した符号は、それをベースバンドで使用しても低周波成分を少なくできるため電灯線な

ど低周波部が使用できない線路に適用でき⁽¹⁰⁾、また、NRZ 符号に比べ同期追従特性が良好となる⁽¹¹⁾。

筆者らは末広らの擬直交 M 系列対⁽⁹⁾をマンチェスタ符号化した擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いる符号分割多重化法を提案している⁽¹²⁾。この方式は拡散符号として擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いている。そのため、文献(3)と同様に 1 chip ずつシフトした M 個 [M : 系列長] の系列間の干渉は 0 となるが、1 bit 当りの有効な受信信号エネルギーが送信信号エネルギーの $(M+1)/2M$ となり、 M 系列を拡散符号とする一つのチャネルのみを伝送した場合に対してビット誤り率特性が $10 \cdot \log[(M+1)/2M]$ [dB] 劣化する欠点を有している。また、 $2/3$ chip ずつシフトさせた三つの擬直交マンチェスタ符号化 M 系列群を用いて多重度を 3 倍にする $3M$ 重化法では系列群相互の干渉が大きくなるため SN 比無限大においても符号誤りが存在する可能性がある。

本論文では、拡散符号として M 系列の後に $+1$ を付加した直交系列^{(1),(2)}をマンチェスタ符号化したマンチェスタ符号化直交系列を用いる多重化法を提案する。多重度を 2 倍にする $2M$ 重化法は a -chip シフト多重

[†] 埼玉大学工学部電気工学科, 浦和市
 Faculty of Engineering, Saitama University, Urawa-shi, 338
 Japan

化法のみを用いる方式であり、多重度を3倍にする $3M$ 重化法は a -chip シフト多重化法と振幅多重化法を組み合わせた方式⁽¹³⁾である。本方式は有効な受信信号エネルギーの損失を防ぐことができ、SN 比無限大において符号誤りを0にすることができる。

本論文では、まずマンチェスタ符号化直交系列とその系列を用いた a -chip シフト多重化法について述べ、次に具体的なシステムの構成を説明し、パルス波形が方形、レイズドコサイン形の各場合の性能検討を行う。更に、本多重化法は従来マンチェスタ符号が用いられてきたベースバンドで低域の制限されたチャネルを用いるシステムでの多重度を上げる一方式という位置付けのため、本多重化法とマンチェスタ符号化4値システムおよび8値システムとの比較を行う。

2. マンチェスタ符号化直交系列と a -chip シフト多重化法

2.1 マンチェスタ符号化直交系列

マンチェスタ符号化 M 系列とは、 M 系列の -1 の部分を $(-1, +1)$ に、 $+1$ の部分を $(+1, -1)$ の順に変換した系列である。図1に $M=7$ chip の場合の M 系列とマンチェスタ符号化 M 系列の自己相関特性を示す。図1より1 chip ずつシフトした点において相関値 $-1/M (= -1/7)$ が存在していることがわかる。このことにより、1 chip ずつシフトした系列を新たな拡散符号として用いる符号分割多重では、この相関値が問題となってくる。そこで、この相関値を0にする方式として M 系列の後に $+1$ を付加して直交系列とする方式^{(1),(2)}を導入する。以降具体的に7 chip M 系列の場合について述べる。

式(1)は1 chip ずつシフトした7種類の7 chip M 系列の後に $+1$ を付加した直交系列 (Orthogonal Sequence ; OS と略記)^{(1),(2)}を、式(2)は式(1)をマン

ェスタ符号化した系列を各々表している。ここで、式(2)の系列をマンチェスタ符号化直交系列 (Manchester coded Orthogonal Sequence ; MOS と略記) と呼ぶことにする。

$$\begin{aligned} OS 1 &= (-, -, +, -, +, +, +, +) \\ OS 2 &= (+, -, -, +, -, +, +, +) \\ &\vdots \\ OS 7 &= (-, +, -, +, +, +, -, +) \end{aligned} \quad (1)$$

additional one chip

$$\begin{aligned} MOS 1 &= (-, +, -, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -, +, -) \\ MOS 2 &= (+, -, -, +, -, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -) \\ &\vdots \\ MOS 7 &= (-, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -, -, +, +, -) \end{aligned} \quad (2)$$

但し、 $+$ は $+1$ を、 $-$ は -1 を表している。

式(2)のマンチェスタ符号化直交系列 MOS i ($i=1, \dots, 7$) は式(1)の直交系列 OS i と同じくシフト0における各系列間の相互相関値が0であるため7種類の系列をチャネル間干渉なしで用いることができる。すなわち、7チャネル確保できる。

次節に、それ以上に多重度を上げるための a -chip シフト多重化法 ($2M$ 重化法) とその方式を用いたときの相互相関特性について述べる。

2.2 a -chip シフト多重化法

今、式(2)で表した七つの系列を一つの系列群とする。そのため、同一系列群内の各系列間の干渉は0である。しかしながら、その系列群を二つ用いる場合には、異系列群が相互に干渉を及ぼし合うことになる。その相互相関干渉を低減する方式として a -chip シフト多重化法⁽¹²⁾がある。

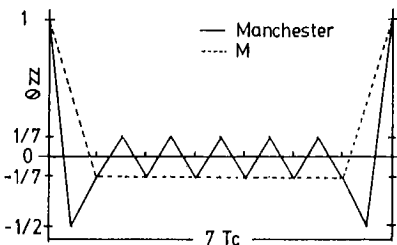


図1 マンチェスタ符号化 M 系列と M 系列の自己相関特性

Fig.1 Auto-correlation of Manchester coded M-sequence and M-sequence.

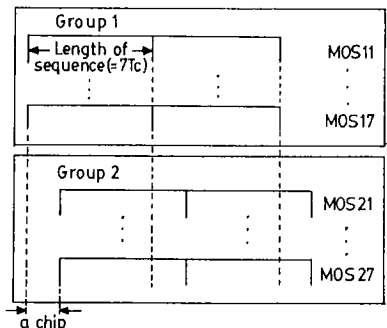
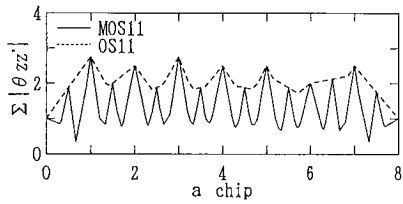
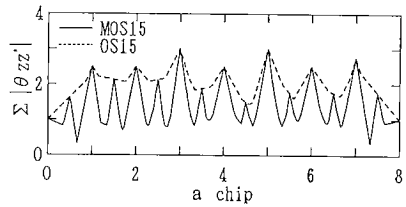


図2 a -chip シフト多重化法の概念図

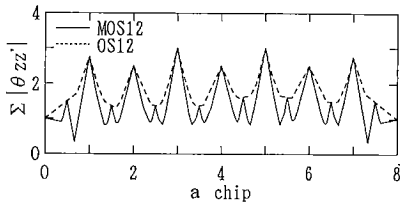
Fig.2 concept of 'a-chip-shift' multiplex operation.



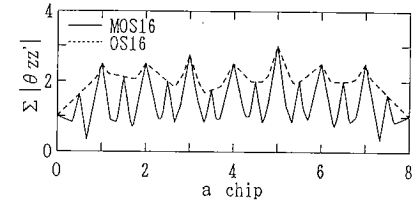
(a) In the case of # 11 channel



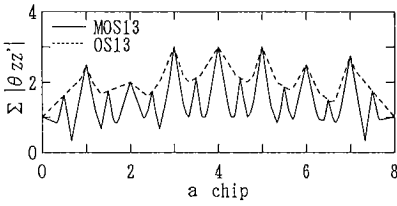
(e) In the case of # 15 channel



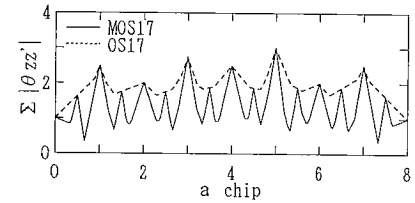
(b) In the case of # 12 channel



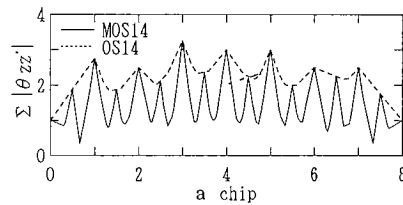
(f) In the case of # 16 channel



(c) In the case of # 13 channel



(g) In the case of # 17 channel



(d) In the case of # 14 channel

図3 系列群間の位相差を変化させたときの他系列群からの干渉の最悪値

Fig. 3 Worst co-channel interference versus phase difference between groups (*a*-chip).

図2に *a*-chip シフト多重化法 の概念図を示す。但し、系列群1の MOS $1i$ ($i=1, \dots, 7$) は各々式(2)の MOS i に相当し、系列群2の MOS $2i$ は MOS $1i$ を *a*-chip シフトしたものである。また、データ長と拡散符号の系列長が同一の SIK (Sequence Inversion Keying) 方式とする。このとき、各系列群内のチャンネル間干渉は0となるが、系列群1は系列群2から、系列群2は系列群1から干渉を受けることになる。

図3(a)~(g)に系列群間の位相差 *a*-chip に対する系列群1の各チャンネルが他方の系列群(系列群2)の各チャンネルから受ける干渉の和の最大値(絶対値の和)を $a=0$ の値(電力)で規格化した干渉度を示す。但し、拡散符号のパルス波形は方形とする。実線がマ

ンチェスタ符号化直交系列 MOS $1i$ 、点線が直交系列 OS $1i$ の場合を示している。また、系列群間の位相差が *a*-chip であるとき、系列群2の各チャンネルから見た系列群1の各チャンネルから受ける干渉度は図3において各々 $(8-a)$ chip シフトした点に相当する。図3において、干渉度が1以上のときはSN比無限大でも符号誤りの生じる可能性があり、1未満のときは符号誤りなく伝送できることを示している。図3より、直交系列の場合はすべての位相差、すべてのチャンネルにおいて干渉度は1以上となるが、マンチェスタ符号化直交系列の場合は1未満の点が存在していることがわかる(付録)。つまり、その点の位相差を系列群間の位相差 a' -chip とし、SN比を無限大とすれば符号誤りを0に抑えることができる。

パルス波形が方形の場合は、すべてのチャンネルについて相関値が最小となる位相差は $a=2/3$ chip であ

り、このときにすべてのチャンネルの相関値は $1/3$ となる。パルス波形がレイズドコサイン形の場合は系列群間の位相差を約 $5/7$ chip に設定したときに干渉度は約 $1/8$ となる。このとき、 $MOS\ 1i$ と $MOS\ 2i$ ($i=1, \dots, 7$) が互いに最も大きい干渉を及ぼすチャンネルである。次章にその位相差を用いたシステム構成について述べる。

3. 本多重化法のシステム構成

ここでは、パルス波形が方形の場合について示す。

多重度を2倍にする $2M$ 重化法のシステムは文献(12)の方式と同一であるが、拡散符号としてマンチェスタ符号化直交系列を用いている点が異なっている。

多重度を3倍にする $3M$ 重化法のシステム構成を図4に示す。但し、 τ は系列1周期に相当する時間であり、 τ' は $2/3$ chip に相当する時間である。 $3M$ 重化法は二つのデータ群に系列群1と系列群2を割り当て、更に第3のデータ群によって系列群1と系列群2の中の互いに最も大きい干渉を及ぼし合うチャンネルの組の振幅の大小関係を決定することにより情報を送り、チャンネル数を $3M$ にする多重化法である。

送信側においては、系列群1のデータ $d1i$ ($i=1, \dots, 7$) は各チャンネルに割り当てられたマンチェスタ符号化直交系列 $MOS\ 1i$ で拡散され、系列群2のデータ $d2i$ はマンチェスタ符号化直交系列 $MOS\ 2i$ で拡散される。但し、系列群1と系列群2の位相差は $2/3$ chip である。また、 $d1i$ と $d2i$ が互いに最も大きい干渉を

及ぼすチャンネルのデータである。更に、 $d1i$ と $d2i$ の振幅はデータ群3の $d3i$ によって決定される。つまり、 $d3i$ が $+1$ のときは $d1i$ の振幅を、 -1 のときは $d2i$ の振幅を大とするものである。このとき、大信号の振幅と小信号の振幅の比を K とする。

受信側においては、積分ダンプフィルタの出力 $V1i$ と $V2i$ の正負により $d1i$ と $d2i$ のデータを判定し、 $V1i$ と $V2i$ の絶対値の大小により $d3i$ を判定する。更に、キャンセラを用いる方式(オンキャンセラシステム)では $V1i$ と $V2i$ の絶対値の大きいチャンネルのデータを再度拡散して受信信号からキャンセルを行い、絶対値の小さいチャンネルを再度復調するものである。

パルス波形を方形からレイズドコサイン形にした場合についても同様のシステム構成である。但し、系列群間の位相差は $5/7$ chip に設定する。

4. 本多重化法の性能評価

4.1 $2M$ 重化システムの性能評価

文献(12)が擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた方式であるのに対し、本方式はマンチェスタ符号化直交系列を用いている。

本方式は基本的に文献(12)の方式よりも $10 \cdot \log[(M+1)/2M]$ [dB] 改善することができる。

図5に平均ビット誤り率(Bit Error Rate; BERと略記)特性を示す。但し、 E_b は情報1 bit 当りの送信信号エネルギーであり、 N_0 は雑音のパワースペクトル密度である。本方式とマンチェスタ符号化4値システムの性能を比較すると、 $BER=10^{-3}$ において、パルス

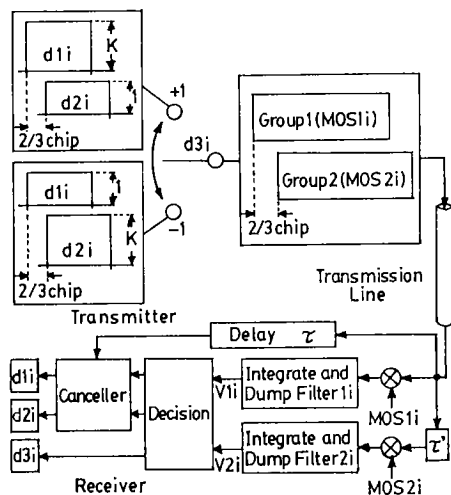


図4 $3M$ 重化システムの構成
Fig. 4 Structure of the $3M$ -plex system.

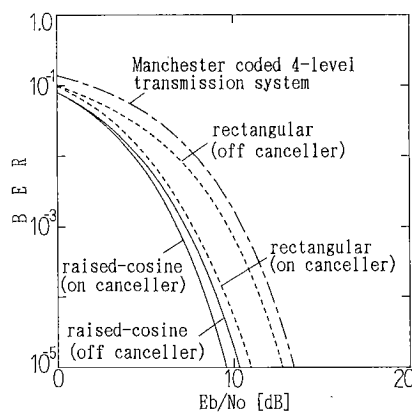


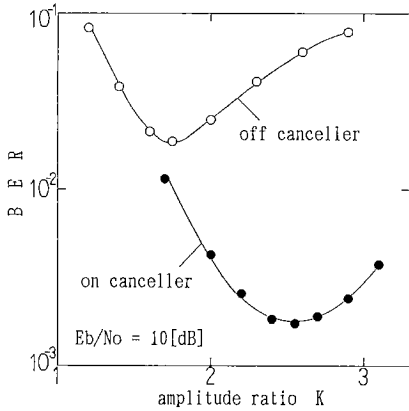
図5 $2M$ 重化システムの平均ビット誤り率特性(理論値)
Fig. 5 Mean BERs on $2M$ -plex system (theory).

波形が方形の場合のオフキャンセラシステムでは約 1.0 [dB], オンキャンセラシステムでは約 3.0 [dB] 改善できる. 更に, レイズドコサイン形の場合のオフキャンセラシステムでは約 3.2[dB], オンキャンセラシステムでは約 3.7 [dB] 改善できることがわかった. また, パルス波形がレイズドコサイン形のオフキャンセラシステムの性能は $BER \geq 10^{-5}$ の範囲において, 方形の場合のオンキャンセラシステムの性能とほぼ同等であり, レイズドコサイン形のオンキャンセラシステムの性能に比べて最大 1.0 [dB] の劣化に抑えることができることがわかった. このことはパルス波形をレイズドコサイン形にすることによりキャンセラシステムを用いなくてもよく, システムを簡易にすること

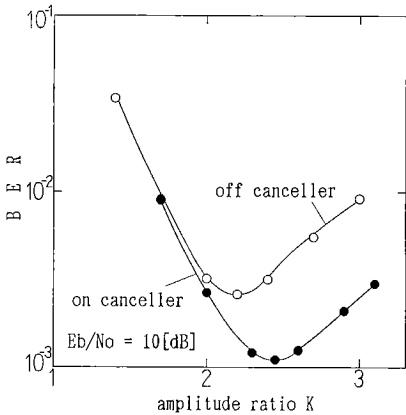
ができることを示している.

4.2 3M 重化システムの性能評価

図 6 は E_b/N_0 を 10 [dB] に固定した場合の振幅比 K に対する平均ビット誤り率特性であり, (a) はパルス波形が方形の場合, (b) はレイズドコサイン形の場合を示す. 図 7 は E_b/N_0 を 10 [dB] に固定した場合の振幅比 K に対する各系列群のビット誤り率特性であり, (a) はパルス波形が方形の場合, (b) はレイズドコサイン形の場合である. 図 6 より振幅比 K の値に最適値が存在することがわかる. これは, 図 7 に示すように, 振幅比 K を増加させるとデータ群 1 と 2 のビット誤り率は単調増加し, データ群 3 のビット誤り率は単調減少するためである. 図 6 のように, 各 E_b/N_0 におい



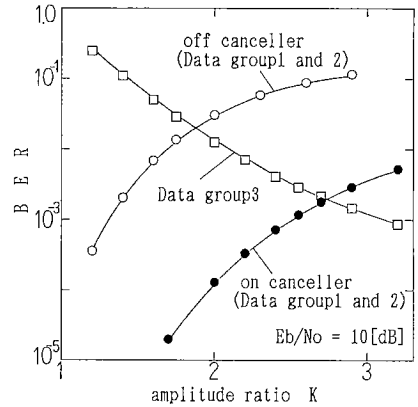
(a) In the case of rectangular pulse



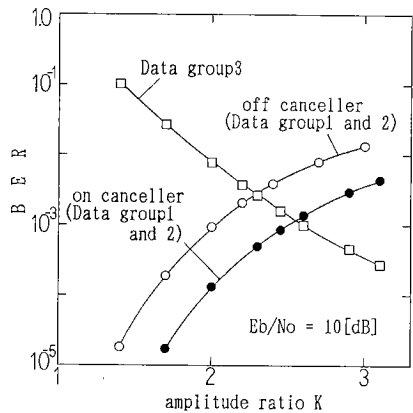
(b) In the case of raised-cosine pulse

図 6 $E_b/N_0=10$ [dB] に固定したときの振幅比 K 対平均ビット誤り率特性 (シミュレーション値)

Fig. 6 Amplitude ratio K versus mean BERs at $E_b/N_0=10$ [dB] (simulation).



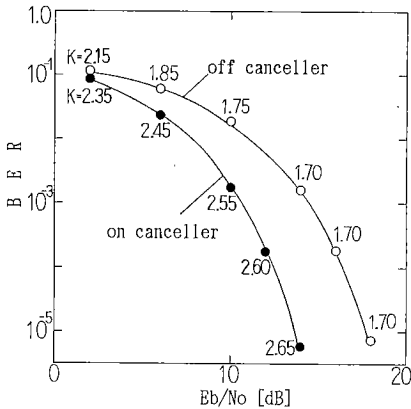
(a) In the case of rectangular pulse



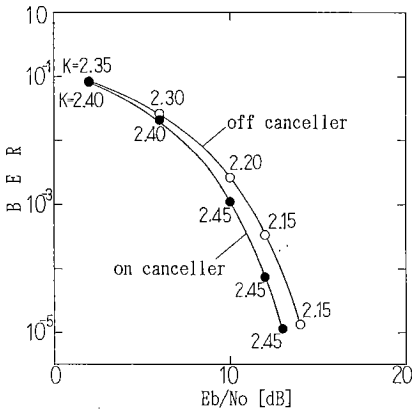
(b) In the case of raised-cosine pulse

図 7 $E_b/N_0=10$ [dB] に固定したときの振幅比 K 对各系列群のビット誤り率 (シミュレーション値)

Fig. 7 Amplitude ratio K versus BERs of each group at $E_b/N_0=10$ [dB] (simulation).



(a) In the case of rectangular pulse



(b) In the case of raised-cosine pulse

図8 振幅比 K を各 E_b/N_0 において最適にした場合の平均ビット誤り率特性 (シミュレーション値)
Fig. 8 Mean BERs at optimum K on each E_b/N_0 (Simulation).

て最小となる平均ビット誤り率とそのときの K を求めれば図8のような特性が得られる。これより、 E_b/N_0 の変化によりビット誤り率が最小となる K の値が変動することがわかる。しかしながら、パルス波形を方形にした場合は $K=1.70$ (オフキャンセラシステム)、 2.60 (オンキャンセラシステム) に、また、レイズドコサイン形にした場合は $K=2.15$ (オフキャンセラシステム)、 2.45 (オンキャンセラシステム) に固定した各性能は K の値を最適値とした場合の性能と比べ BER $\geq 10^{-5}$ の範囲では最悪でも 0.1 [dB] 程度の劣化であるため、振幅比 K の値を固定的に用いても差し支えないことがわかった。

図9にパルス波形が方形の場合の各手法のビット誤り率特性を示す。但し、 a -chip シフトのみによる多重

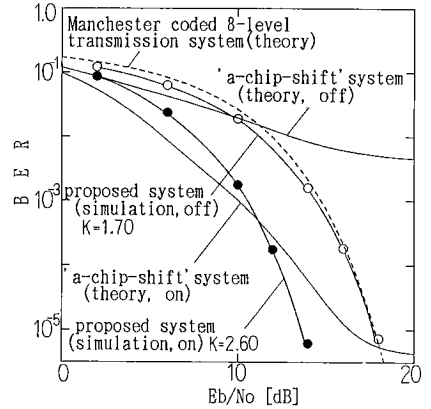


図9 パルス波形が方形の場合の各手法の平均ビット誤り率特性

Fig. 9 Mean BERs in each operation when the pulse waveform is rectangular, where 'off' means off-canceller and 'on' means on-canceller.

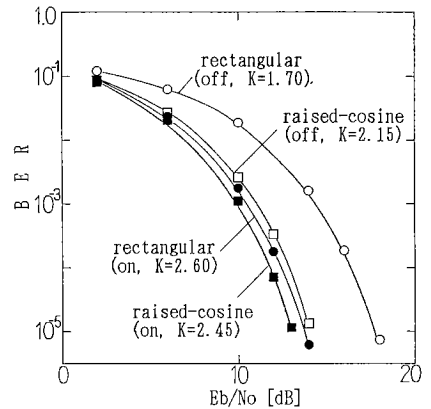


図10 パルス波形を方形およびレイズドコサイン形にした各場合の平均ビット誤り率特性 (シミュレーション値)

Fig. 10 Mean BERs when the pulse waveform is rectangular or raised-cosine (simulation).

化法は、 $a=0, 2/3, 4/3$ に設定した三つの系列群を用い、拡散符号はマンチェスタ符号化直交系列を用いている。図9より、本方式のオフキャンセラシステムの性能はマンチェスタ符号化8値システムの性能と同程度であり、本方式のオンキャンセラシステムの性能はマンチェスタ符号化8値システムの性能に対し BER $=10^{-3}$ において約 4.0 [dB] 改善できる。すなわち、本方式は単なる多値化より有効な多重化法といえる。更に、本方式は a -chip シフトのみによる多重化法に対して高 SN 比 ($E_b/N_0 > 12$ [dB]) において大幅に性能を

向上できることがわかった。

図 10 に本方式のパルス波形が方形, レイズドコサイン形の各場合のビット誤り率特性を示す。図 10 より, パルス波形がレイズドコサイン形の場合の性能は方形の場合に比べてチャンネル間干渉を低く抑えることができるため良好な性能を示している。また, $BER > 10^{-5}$ の範囲において, パルス波形がレイズドコサイン形の場合のオフキャンセラシステムの性能はオンキャンセラシステムに対して最悪 1.0 [dB] 程度の性能劣化に抑えることができることがわかった。

5. むすび

本論文では M 系列に対する直交系列をマンチェスタ符号化したマンチェスタ符号化直交系列を用いた多重化法を提案し, $M=7$ chip の場合について検討を行った。

本方式は拡散符号として 1 chip ずつシフトした M 種類の M 系列の後に +1 の 1 chip を付加した直交系列をマンチェスタ符号化したマンチェスタ符号化直交系列を用いた多重化法である。その M チャンネルを一つの系列群としており, チャンネル数を 2 倍にする $2M$ 重化法は系列群間に位相差を付けて多重するものである。このとき, 系列群間の位相差を拡散符号のパルス波形が方形の場合は $2/3$ chip に, レイズドコサイン形の場合は約 $5/7$ chip に設定したときにすべての他チャンネルからの相互相関値の絶対値の和 (最悪値) が最小値になり, かつ 1 未満となることがわかった。これは系列群間の位相差をこの値に設定すればすべてのチャンネルが SN 比無限大で符号誤りなしで伝送できることを示している。更に, チャンネル数を 3 倍にする $3M$ 重化法はこの二つの系列群の各対応するチャンネルの振幅を第 3 のデータによって変化するものである。この方式も SN 比無限大で符号誤りを 0 にできるわけである。

$2M$ 重化法, $3M$ 重化法のビット誤り率特性を求めた結果, $2M$ 重化法は文献(12)の擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた場合に比べ $10 \cdot \log[(M+1)/2M]$ [dB] (M : 系列長) 改善でき, 更に, マンチェスタ符号化 4 値システムに対し有利であることがわかった。 $3M$ 重化法では, 振幅比 K の値に最適値が存在することがわかった。本方式はマンチェスタ符号化 8 値システムに対し有利であり, α -chip シフトのみによる多重化法に対しては高 SN 比時において大幅に性能改善できることがわかった。

本方式は, 伝送される符号はマンチェスタ符号のため低周波成分が少なく, 従来マンチェスタ符号が用いられてきた低域高域ともに帯域制限された伝送路でのシステム, 例えば, 電灯線 LAN などにおいて多重度を上げる方式として用いることが期待できる。

今回は完全な同期を仮定したシステムについて検討を行ったが, 今後はシステムの性能について同期を含めた検討を行う必要がある。

謝辞 日ごろから御指導頂く埼玉大学工学部電気工学科小林禧夫教授に深く感謝致します。なお, 本研究の一部は, 文部省科学研究費補助金・総合研究(A) [スペクトル拡散通信の研究] (課題番号 63302031) の援助を受けて行われた。

文 献

- (1) 広崎膨太郎, 長谷川聡: “周波数拡散多重通信用変復調装置” 公開特許公報(A), 1992-10554.
- (2) 朱 近康, 野村民也, 山田隆弘: “直交系列を用いる SSSA 通信方式の特性”, 信学論(B), **J68-B**, 3, pp. 319-326 (1985-03).
- (3) 末広直樹, 羽鳥光俊: “ M 系列より導かれる直交系列と擬直交系列”, 信学技報, **SS87-20** (1987).
- (4) 汐崎 陽, 千田彰一, 北畠 颯, 松尾裕英: “相互相関数のサイドロープが零になる 2 値系列信号の構成法”, 信学論(A), **J64-A**, 12, pp. 1007-1012 (1981-12).
- (5) 谷本正幸, 住吉浩次, 駒井又二: “変形 M 系列を用いた同期式スペクトル拡散多重通信方式”, 信学論(B), **J67-B**, 3, pp. 297-304 (1984-03).
- (6) D. V. Sarwate and M. B. Pursley: “Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences”, IEEE Proc., **68**, pp. 593-619 (1981).
- (7) 河野隆二, 羽鳥光俊, 今井秀樹: “非同期 SSMA における多局間干渉の除去方式について”, 信学論(A), **J66-A**, 5, pp. 416-423 (1983-05).
- (8) 正村達郎, 久保田周治: “チャンネル間干渉除去形 SSMA 受信方式の検討”, 信学技報, **CS80-168** (1980).
- (9) 長谷川孝明, 鈴木康夫, 羽倉幸雄: “ $1/2$ チップシフトした拡散符号を用いる同期式スペクトル拡散多重通信方式”, 信学技報, **SSTA89-18** (1989).
- (10) 太刀川信一, 長瀬元晴, 丸林 元: “スペクトル拡散電灯線データ伝送における同期はずれ現象とその対策一同期監視回路による方法”, 信学技報, **SS83-3** (1988).
- (11) 長谷川孝明, 岡田孝浩, 羽倉幸雄, 羽石 操: “マンチェスタ符号化 PN 信号のための遅延ロックループ”, 信学論(B-I), **J73-B-I**, 8, pp. 663-665 (1990-08).
- (12) 羽淵裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄, 羽石 操: “擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対による符号分割多重化法”, 信学論(B-I), **J73-B-I**, 4, pp. 371-377 (1990-04).
- (13) 羽淵裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: “直交系列をマンチェスタ符号化した系列を用いた符号分割多重化法の一検討”, 信学技報, **SSTA90-12** (1990).

付 録

干渉度が1未満となる位相差が存在する理由

パルス波形が方形の場合についての説明を試みる。系列群間の位相差が0 chip のとき、系列群1の MOS $1i(i=1, \dots, M)$ チャンネルは系列群2の MOS $2j(j=1, \dots, M)$ で $i=j$ となるチャンネルからのみ干渉を受け、 $i \neq j$ のチャンネルからは干渉を受けない。従って、干渉度は1となる。次に系列群間の位相差を $2/3$ chip に設定した場合について、図 A・1 のように1 chip を $2/3$ chip と $1/3$ chip の部分に分割して考える。図 A・1 からわかるように $2/3$ chip の部分の相関値は常に0であり、 $1/3$ chip の部分の相関値が干渉として現れる。しかしながら、その干渉を一系列長にわたって積分したならば、系列群間の位相差が1 chip 以内であるため MOS $1i$ チャンネルは MOS $1i$ を $2/3$ chip シフトした MOS $2j(i=j)$ のチャンネルからは干渉度 $1/3$ の干渉を受け、MOS $2j(i \neq j)$ のチャンネルからは干渉を受けないことになる。つまり、マンチェスタ符号化直交系列の場合、符号長にならず、系列群の位相差 $2/3$ chip において干渉度は $1/3$ であり、必ず干渉度が1未満の系列群の位相差が存在する。また、パルス波形がレイズドコサイン形の場合についても、基本的に方形の場合と同様と考えられるが、極性の変化が滑らかであるため干渉が最小となる系列群の位相差は $2/3$ chip とは限らない。調べた範囲 ($M \leq 31$) では系列群の位相差が約 $5/7$ chip のときに干渉度が最小となっている。パルス波形がレイズドコサイン形の場合についての解析は今後行う予定である。

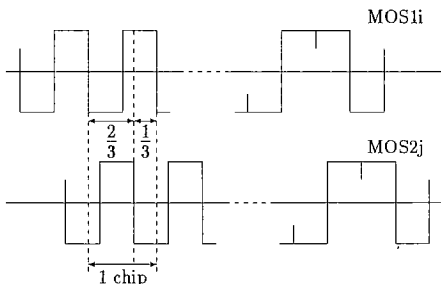


図 A・1 系列群の位相差を $2/3$ chip にした場合の説明
 Fig. A.1 An explanation when phase difference between groups is $2/3$ chip.

(平成2年9月27日受付, 12月11日再受付)



羽 淵 裕 真

昭62 埼玉大・工・電気卒, 平1 同大大学院修士課程了, 現在同大大学院理工学研究科博士後期課程在学中, 光通信, スペクトル拡散通信の多重化の研究を行っている。



長谷川孝明

昭56 慶大・工・電気卒, 昭61 同大大学院博士課程了, 工博, 現在, 埼玉大・工・電気助手, 現在, 同助教授, スペクトル拡散通信システム, ニューラルネット, ヒューマンテクノロジーに興味をもつ, 平2年度篠原記念学術奨励賞受賞, 著書に「スペクトラム拡散技術の基礎と応用」(分担執筆), 「プライマリーC言語ノート」がある, IEEE 会員。



羽 倉 幸 雄

昭26 京大・工・電気卒, 郵政省電波研究所にて電離層風, 太陽地球系擾乱とその予報に関する研究に従事, 昭44 宇宙空間研究室長, 昭51 調査部長, 昭53 NASDA 出向(地球観測担当部長), 昭55 電波部長, 昭59 埼玉大・工・電気科教授, 平3 退官, 工博, 日本地球電気磁気学会賞, 山路自然科学奨学賞等受賞。



羽 石 操

昭42 埼玉大・理工・電気卒, 昭44 都立大大学院修士課程了, 同年埼玉大・工・助手, 以来, 表面波アンテナ, マイクロストリップアンテナ等の研究に従事, 現在, 同教授, 工博, 昭51年度学術奨励賞受賞。