

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

正 員 羽 淵 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 Pseudo Orthogonal Manchester Coded M-Sequence Pairs

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による多元接続が可能な方式として注目されているが、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ンネル間にチャンネル間干渉が存在し、チャンネル数が多い場合にはこのチャンネル間干渉は無視できないものとなる。この問題の解決法として擬直交 M 系列対の利用が提案されている。この系列対は拡散符号と逆拡散符号が異なり、相互相関のサイドローブが 0 であることによりチャンネル間干渉を 0 にしている。本論文では擬直交 M 系列対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 系列対を用いた同期式スペクトル拡散多重通信方式を提案する。本方式は擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を 1 chip ずつシフトした M 種類の系列を各チャンネルの拡散符号に割り当て、この M チャンネルを一つの系列群とし、その系列群の初期位相を異ならせながら数を増やすためチャンネル間干渉を低く抑えることができ、チャンネル数を $M \times 2$ 、 $M \times 3$ にすることができる。また、系列群数を 1 とした場合は、チャンネル間干渉なしで M チャンネルの多重伝送が可能である。更に受信側にキャンセラを用いることにより本システムの性能を向上させることができる。

1. ま え が き

スペクトル拡散通信は符号分割多重 (Code Division Multiplex: CDM) による多元接続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ンネル間にチャンネル間干渉が存在し、チャンネル数が多い場合にはこのチャンネル間干渉は無視できないものとなる。それ故、チャンネル間干渉を小さくすることが必要であり、これまでに相互相関の小さい系列の研究^{(1)~(4)}、チャンネル間干渉除去方式の研究^{(5),(6)}が行われている。また、二つの擬似雑音系列群を 1/2 chip シフトしてチャンネル間干渉を減少させる符号分割多重化法の検討⁽⁷⁾も行われている。

一方、マンチェスタ符号は情報信号としては使われているが、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、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⁽⁸⁾、また、NRZ 符号に比べ同期追従特性が良好となる⁽⁹⁾。

本論文では末広らの擬直交 M 系列対⁽¹⁾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、更に多重度を上げる方式について述べる⁽¹⁰⁾。本方式は擬直交 M 系列対と同じく 1 chip 以上位相差のある場合の相互相関値が 0 であるため、1 chip ずつシフトした M 種類の系列を新たな拡散符号として用いることができ、更に、1 chip ずつシフトした M 種類の系列を一つの系列群とし、その系列群数を系列群間の位相差を a-chip にして増加する a-chip シフト多重化を行うことによりチャンネル間干渉を低く抑えることができ、チャンネル数を $M \times 2$ 、 $M \times 3$ とすることができる。更に、受信側にキャンセラを用いることにより性能向上を図っている。

本論文では、まず、擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対とその系列対を用いた 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として系列

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

群数が 2 の場合について説明し、系列群数が 3 までの場合について性能検討を行う。

2. 擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた多重化法

2.1 マンチェスタ符号化 M 系列と擬直交系列対

マンチェスタ符号化 M 系列とは図 1 のように 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。この場合の自己相関特性を図 2 (a) に示す。図 2 (a) より自己相関のサイドローブに 0 でない相関値が存在している。これは 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

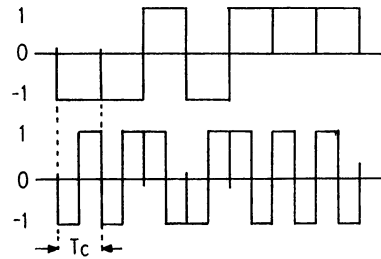


図 1 マンチェスタ符号化 M 系列
Fig. 1 Manchester coded M-sequence ($M=7$).

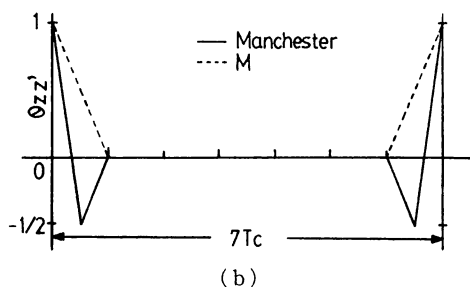
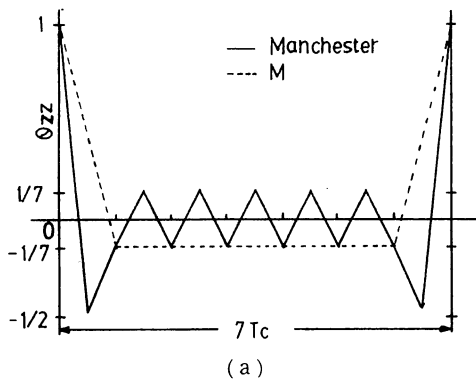


図 2 (a) マンチェスタ符号化 M 系列と M 系列の自己相関特性
(b) 擬直交系列対の相互相関特性

Fig. 2 (a) Auto-correlation of Manchester coded M-Sequence and M-sequence.
(b) Cross-correlation of pseudo orthogonal M-sequence pairs.

で、この相関値を 0 にする方式として擬直交系列対⁽¹⁾を導入する。

式(1)は 7 chip M 系列を、式(2)は -1 を 0 に置き換えた系列を各々示している。

$$(-, -, +, -, +, +, +) \quad (1)$$

$$(0, 0, +, 0, +, +, +) \quad (2)$$

但し、 $+$ は $+1$ 、 $-$ は -1 を表している。式(1)と(2)を擬直交 M 系列対と言う。図 2 (b) の点線は式(1)と(2)の系列の相互相関特性を表している。この相関値のピーク値は通常の M 系列のピークの $4/7$ となる。しかしながら、式(1)の系列を送信信号とし、(2)の系列からなる検波フィルタで受信するならば、1 chip おきの相関値は 0 であるため、チャンネル間干渉は 0 となり、1 chip ずつシフトした 7 種類の系列を拡散符号として各チャンネルに割り当てることができる。

一方、式(3)、(4)の系列は式(1)(2)の系列をマンチェスタ符号化した系列である。式(3)と(4)を擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対と呼ぶこととする。

$$(-, +, -, +, +, -, -, +, +, -, +, -, +, -) \quad (3)$$

$$(0, 0, 0, 0, +, -, 0, 0, +, -, +, -, +, -) \quad (4)$$

但し、 $+$ は $+1$ 、 $-$ は -1 を表している。図 2 (b) の実線は式(3)と(4)の系列の相互相関特性を表している。擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対の相互相関特性に第 2 ピークが存在しているが、1 chip おきの相関値は 0 であるため、擬直交 M 系列と同じく 7 種類の系列をチャンネル間干渉なしで用いることができる。

次節に、更に多重度を上げる a -chip シフト多重化法について述べる。

2.2 a -chip シフト多重化法

一つの系列を 1 chip ずつシフトして M 種類の系列

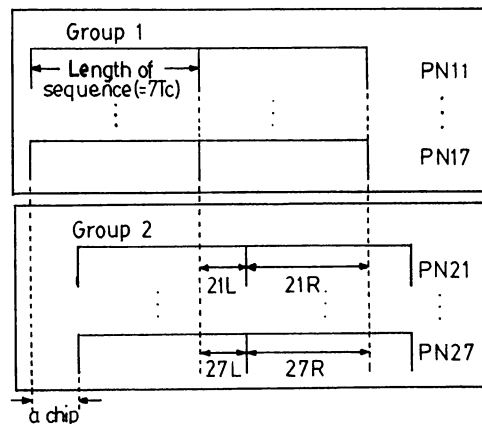
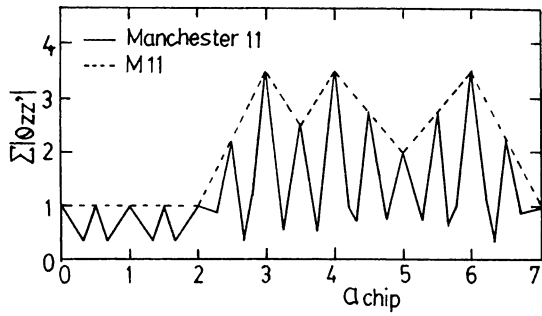
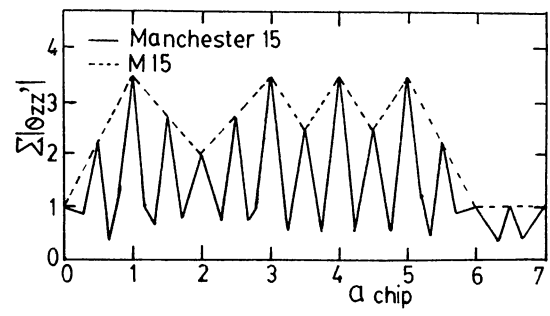


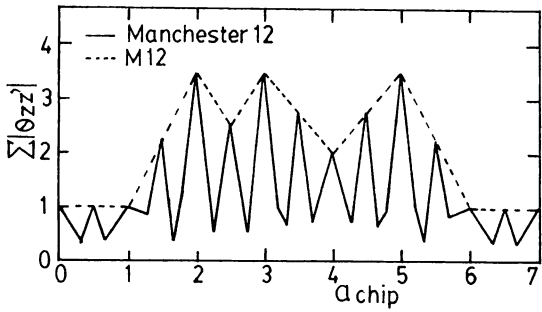
図 3 a -chip シフト多重化法の概念図
Fig. 3 A concept of 'a-chip-shift' multiplex operation.



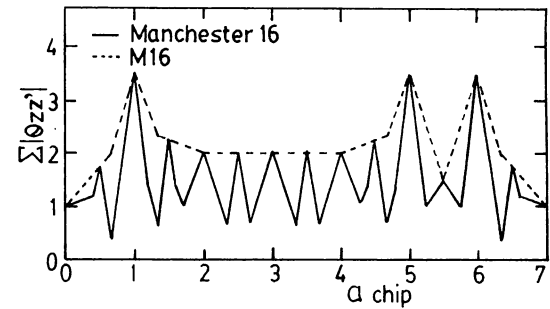
(a) #11 channel



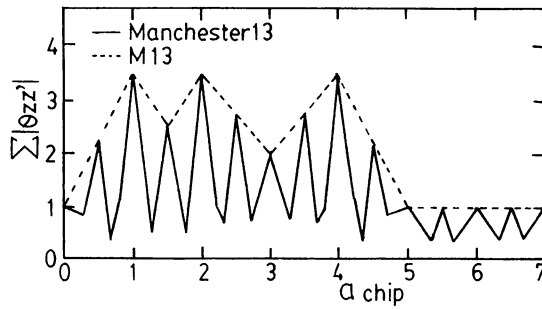
(e) #15 channel



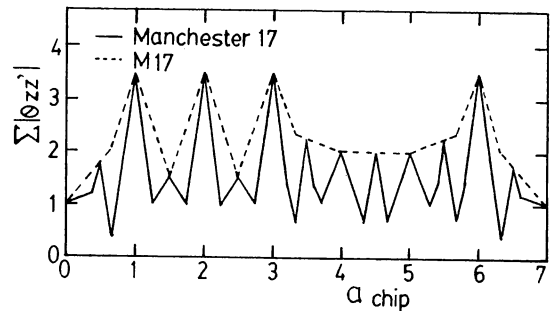
(b) #12 channel



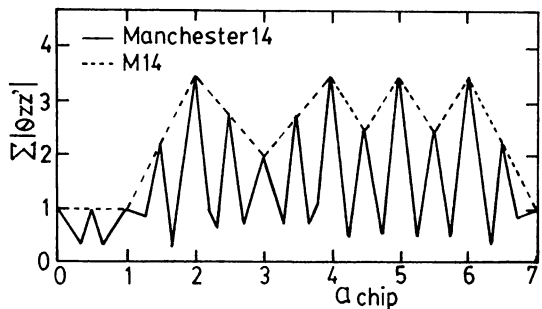
(f) #16 channel



(c) #13 channel



(g) #17 channel



(d) #14 channel

図 4 系列群間の位相を変化させたときの系列群 2 からの干渉の最悪値

Fig. 4 The worst co-channel interference of group 1.

を作り、その M 種類の系列を一つの系列群とし、この系列群の数を増やすことによって多重度を向上させ、更に系列群間の位相差を a -chip にすることにより他の系列群からの干渉度を低減する方式を a -chip シフ

ト多重化法と呼ぶこととする。

図 3 に系列群数を 2 にした場合の概念図を示す。但し、系列群 1 で PN 11 は 0 chip, PN 17 は 6 chip シフトした系列に相当する。系列群 2 は系列群 1 と同一

系列であり、系列群間の位相差を a -chip としたものである。また、データ長と拡散符号の系列長を同一とする。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。例として PN 11 に着目すると PN 11 は系列群 1 内の各チャンネルからは干渉を受けないが、系列群 2 内の各チャンネルから干渉を受けることになる。

例えば、PN 11 が系列群 2 内の PN 21 から受ける干渉は図 3 より系列群間に位相差があるため PN 21 L と PN 21 R からの干渉の和で表される。また、1 bit のデータを 1 周期分の系列で拡散するため、PN 21 L と PN 21 R が属する系列にかけられるデータは同一ではなく、各々のデータが + と - のいずれかをとる。従って、PN 11 は PN 21 から (PN 21 L, PN 21 R) = {(+, +), (-, +), (+, -), (-, -)} の 4 通りの干渉を受けることになる。系列群 2 内の他のチャンネルについても同様である。つまり、PN 11 は系列群 2 内の各チャンネルから各々 4 通りの干渉を受けることになるため、系列群 2 から 4^7 通りの干渉を受けることになる。

図 4 (a)~(g) に系列群 1 の系列が系列群 2 の各チャンネルから受ける 4 通りの干渉度のうち最悪値の和 (4^7 個の干渉度のうちの最悪値) をとったものを示す。実線が擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対、点線が擬直交 M 系列対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 内の PN $2i$ ($i=1, 2, \dots, 7$) が系列群 1 から受ける干渉度の最悪値の和は図 4 において $(7-a)$ chip シフトした点に相当する。このとき、 $a=0$ の値(電力)で規格化しているためすべての他チャンネルから受ける相互相関値の絶対値の和が 1 以上のときは SN 比を無限大にしても符号誤りが生じる可能性があり、1 未満では SN 比を無限大にすれば符号誤りなく伝送できることになる。擬直交 M 系列対の場合はすべてのチャンネルにおいて、すべての位相差において 1 以上となるため SN 比を無限大にしても符号誤りの可能性があることになる。これに対し擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対の場合は 1 未満の点が存在している。それ故、その点の位相差を系列群間の位相差とし、SN 比を無限大にしたならば、そのチャンネルは符号誤りなしで伝送できるということを示している。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 のときであり、すべてのチャンネルの相関値は $1/3$ となる。つまり、系列群数を 2 にした場合の系列群間の位相差は $2/3$ chip が最適である。

更に系列群数を 3 にした場合についても同様に系列群間の位相差を各々 $2/3$ chip にしたときが最適であると考えられる。

3. 本多重化法のシステム構成と性能評価

図 5 に二つの系列群を用いた多重化法のシステム構成を示す。ここで、系列群間の位相差は $2/3$ chip とした。データ長と系列長は同一とし、同期がとられているものとした。但し、 τ_1 は位相差 $2/3$ chip に相当する時間である。

図 6 に擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を用いた場合のビット誤り率特性を示す。図 7 に系列群数を 3 にした場合の各系列群のビット誤り率特性を示す。横軸は情報 1 bit 当りの送信信号エネルギー対雑音のパワースペクトル密度比である。但し、系列群 1 と系列群 2、系列群 2 と系列群 3 の各々の位相差は $2/3$ chip であり、系列群 1 と系列群 3 の位相差は $4/3$ chip である。系列群数を 2 にした場合は系列群 1 と系列群 2 が同じ干渉度となるためどちらの群も同一の誤り率特性を示すが、系列群数を 3 にした場合は、系列群 2 は他の系列群に対し位相差は $2/3$ chip である。それに対し系列群 1 (系列群 3) は系列群 2 とは $2/3$ chip の位相差であるが系列群 3 (系列群 1) とは $4/3$ chip の位相差であるため、各系列群の干渉度に差が生じ、異なった誤り率特性となる。

これらの誤り率を小さくする方法としてキャンセラの利用が考えられる。次章では本多重化法にキャンセラを用いたシステムを提案し、考察する。

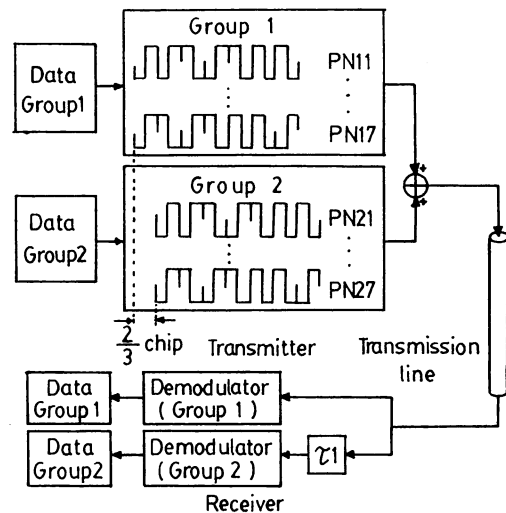


図 5 システム構成(系列群数 2)
Fig. 5 Structure of the system (Number of groups=2).

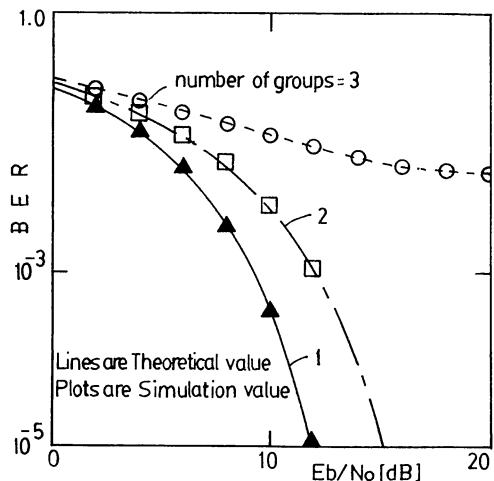


図 6 系列群数を増加した場合の平均ビット誤り率特性
Fig. 6 Mean BERs at number of groups=1, 2 and 3.

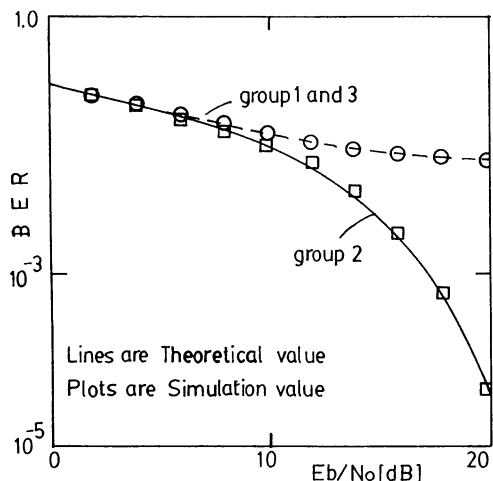


図 7 系列群数が 3 の場合の各系列群のビット誤り率特性
Fig. 7 BERs of each group at number of groups=3.

4. キャンセラを用いた場合の性能評価

4.1 キャンセラを用いた復調システムの構成

2/3 chip シフトした 2 種類の系列群を用いて同時通信を行なった場合は一つのチャンネルに対して干渉するチャンネルは一つである。そこでキャンセラを用いた復調システムは図 8 のように構成される。つまり、まず受信信号から系列群 1 と系列群 2 を各々復調し、次にこの復調データに送信側に用いたものと同じ拡散符号で再度拡散し、その拡散された信号を 1 フレーム遅延した受信信号から引くことにより他チャンネルをキャンセルし、再度復調してデータを取り出すものである。

チャンネル #1*i* (*i*=1, ..., 7) とチャンネル #2*i* が相互に干渉するチャンネルである。#1*i* は系列群 1, #2*i* は系列群 2 のチャンネルである。図 8 の 2 番目の復調器の入力信

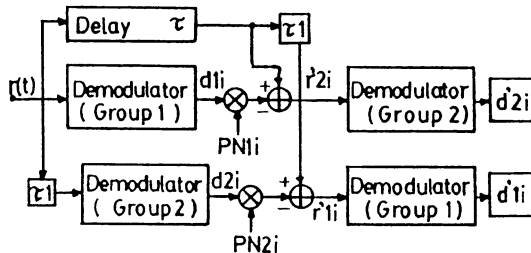


図 8 キャンセラの構成(系列群数 2)
Fig. 8 Structure of the canceller (Number of Groups = 2).

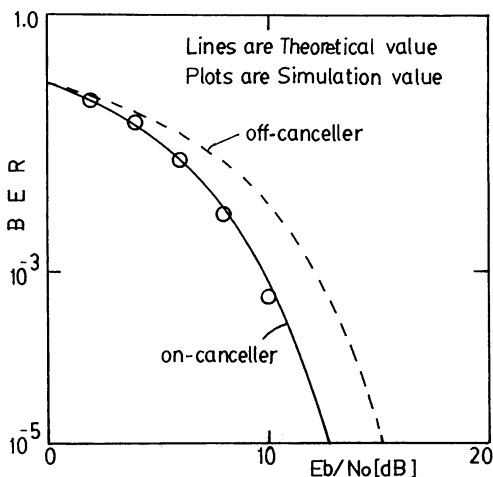


図 9 系列群数が 2 の場合の平均ビット誤り率特性
Fig. 9 Mean BERs at number of groups=2.

号 $r'1i(t)$ と $r'2i(t)$ は次式で表される。

$$r'1i(t) = r(t - \tau - \tau_1) - d2i(t - \tau - \tau_1) \cdot PN2i(t - \tau - \tau_1) \quad (5)$$

$$r'2i(t) = r(t - \tau) - d1i(t - \tau) \cdot PN1i(t - \tau) \quad (6)$$

但し、 $r(t)$ は受信信号であり、 $d1i(t)$ と $d2i(t)$ は #1*i* と #2*i* の 1 回目の復調データ、 $PN1i(t)$ と $PN2i(t)$ はチャンネル #1*i* と #2*i* に割り当てられたマンチェスタ符号化 7 chipM 系列、 τ は系列一周期に相当する時間、 τ_1 は位相差 2/3 chip に相当する時間である。また、各々のチャンネルの信号の振幅値は既知とした。式 (5)、(6) の第 2 項は再度拡散された信号である。系列群数を 3 にした場合は系列群数が 2 の場合の拡張である。

4.2 性能評価

図 9 に系列群数が 2 の場合を示す。但し、横軸は図 6 と同様に情報 1 bit 当りの送信信号エネルギー対雑音のパワースペクトル密度比である。系列群数が 2 の場合はキャンセラなしに対してビット誤り率が 10^{-3} において約 2.4 [dB] 改善された。

図 10 (a), (b) に系列群数が 3 のときのビット誤り率特性を示す。但し、横軸は図 6 と同様に情報 1 bit 当

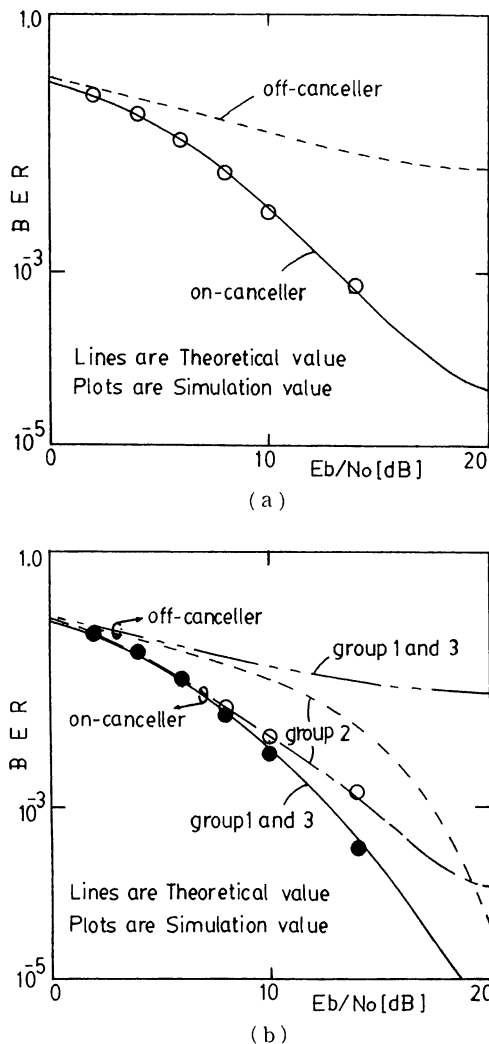


図 10 (a) 系列群数が 3 の場合の平均ビット誤り率特性
 (b) 系列群数が 3 の場合の各系列群のビット誤り率特性
 Fig.10(a) Mean BER at number of groups = 3.
 (b) BERs of each group at number of groups = 3.

りの送信信号エネルギー対雑音のパワースペクトル密度比である。系列群数が 3 のときは系列群 1 と 3 の場合は図 10(b)よりビット誤り率特性が大幅に改善された。しかしながら、系列群 2 の場合は 19.2[dB] の時にキャンセラありとなしのビット誤り率が反転することがわかった。しかしながら、図 10(a)より平均誤り率はキャンセラを用いると大幅に改善するため、総合的にはキャンセラを用いる方がよいと考えられる。

5. む す び

符号分割多重化法の一方法として、M 系列に対する擬直交系列対をマンチェスタ符号化 M 系列に拡張した系列対を用いた擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対多重化法を提案し、 $M = 7$ chip の場合について検討

を行った。

本方式は擬直交マンチェスタ符号化 M 系列対を 1 chip ずつシフトした M 種類の系列を各チャンネルの拡散符号に割り当て、その M チャンネルを一つの系列群とし、その系列群の初期位相を異ならせながら数を増加するためチャンネル間干渉を低く抑えることができ、チャンネル数を $M \times 2$, $M \times 3$ とすることができる。系列群数を 1 にしたときはチャンネル間干渉なしで M チャンネルの多重伝送が可能である。系列群数を 2 にした場合は、系列群間の位相差を $a = 2/3$ 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 $1/3$ をとることがわかった。これは系列群間の位相差を $2/3$ chip 設定に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ということを示している。更に系列群数を 3 にした場合も各々の系列群間の位相差を $2/3$ chip に設定すると他系列群からの干渉は低く抑えられる。

系列群数を 1, 2, 3 とした場合のビット誤り率特性を求めた。また、キャンセラを用いることによって系列群数を 2 にした場合はキャンセラなしと比較してビット誤り率が 10^{-3} において約 2.4[dB] の改善ができ、系列群数を 3 にした場合も総合的に大幅に性能が向上することがわかった。

本方式は 1 周期が $\{(M+1)/2\}$ 個 ($M =$ 系列長)の +1 と $\{(M-1)/2\}$ 個の -1 から構成される M 系列の -1 を 0 に置き換えた擬直交 M 系列対をマンチェスタ符号化した系列対を用いるため、擬直交 M 系列対と同様に 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 $(M+1)/2M$ となる。従って、M 系列を拡散符号とする一つのチャンネルのみ伝送した場合に対して誤り率は $10 \log[(M+1)/2M]$ [dB] の劣化となる。しかしながら、伝送される符号はマンチェスタ符号のため低周波成分は少なく、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法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小林禧夫教授に深く感謝致します。

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) 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).
- (2) 汐崎 陽, 千田彰一, 北島 颯, 松尾裕英: “相互相関関数のサイドローブが零になる 2 値系列信号の構成法”, 信学論(A), J64-A, 12, pp 1007-1012(昭 56-12).
- (3) 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(昭 59-03).
- (4) D. V. Sarwate and M. B Pursley: “Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences”, IEEE Proc., 68, pp. 593-619(1981).
- (5) 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(昭 58-05).
- (6) 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).
- (7) 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).
- (8) 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—同期監視回路による方法”, 信学技報, SS88-3(1988).
- (9) 長谷川孝明, 岡田孝治, 羽倉幸雄: “スペクトル拡散通信におけるマンチェスタ符号化 PN 信号のための遅延ロックループの追従特性”, 信学技報, SSTA89-14(1989).
- (10) 羽瀨裕真, 長谷川孝明, 羽倉幸雄: “マンチェスタ符号化 M 系列による符号分割多重化法の一検討”, 信学技報, SSTA89-27(1989).

(平成元年 9 月 27 日受付, 12 月 4 日再受付)

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嵐、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。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、同助教授。工博。51 年度学術奨励賞受賞。

羽瀨 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。同年埼玉大・工・電気助手。現在に至る。位相同期系、スペクトル拡散通信方式、信号の多重化方式、音声信号処理、ニューラルネットワークの研究に従事。著書「スペクトラム拡散通信技術の基礎と応用」(分担執筆)、「プライマリー C 言語ノート」。IEEE 会員。