

8 近似同期CDMA方式への応用

本節では、第6.1節において提案した拡張された変調可能な直交系列及び、第7.1節において提案した拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列の近似同期セルラーCDMA方式への応用について述べる。

8.1 直交系列を用いた近似同期CDMA方式

本節では、第6.1節において提案した拡張された変調可能な直交系列の近似同期セルラーCDMA方式への応用として、末広 [7][9] によって提案された、多相直交系列を用いたチャンネル間干渉が無く、マルチパスの影響も受けない近似同期セルラーCDMAシステムのアップリンクのための信号設計法への応用について述べる。この信号設計法に従えば、同じセル内の他のユーザからのチャンネル間干渉は完全に無いが、近隣のセルにおいても同一の周波数の搬送波を使用する限り、近隣のセル内のユーザからの干渉を完全に除去することは不可能である。しかし、周期相互相関特性の良好な複数の多相直交系列を選択し、近隣のセルにそれぞれを基礎直交系列として割り当てることにより、近隣のセル内のユーザからの干渉を低減することが可能である。また、近隣のセル内のユーザからの干渉が比較的小さく、近隣のセルからの干渉を考慮する必要性が低い場合には、周期相互相関特性の良好な複数の多相直交系列を符号語として各ユーザに割り当てることにより情報伝送効率を高めることが可能である。

8.1.1 櫛の歯状のスペクトラムを持つ系列の直交変調

末広の提案した、多相直交系列を用いたチャンネル間干渉が無い近似同期セルラーCDMAシステムのアップリンクのための信号設計には、櫛の歯状のスペクトラムを持つ系列が必要である。この系列を、櫛の歯状のスペクトラムが互いに直交するように周波数を割り当てられた各搬送波で変調する。この概念について、簡単な例を用いて述べる。

$$S = (+ + + -) \quad (281)$$

とする。 S は周期4の2相直交系列である。ただし、 $+$ は $+1$ を、 $-$ は -1 を表すものとする。以下では、直交系列 S を基礎直交系列と呼ぶ。

ここでは簡単な例として、周期4の2相直交系列を用いたが、一般に S としてはどのような直交系列を用いてもよい。

ここで、 S を二回繰り返して並べ、以下の系列を得る。

$$SS = (+ + + - + + + -) \quad (282)$$

この系列 SS を8次のDFTによって変換すると、そのスペクトラムは

$$F_8^t(SS) = {}^t(e_0, 0, e_1, 0, e_2, 0, e_3, 0) \quad (283)$$

のように櫛の歯状になる。

ここでは、簡単な例として系列 S を二回繰り返した系列 SS を用いたが、一般に S を n 回繰り返した系列を用いることが可能である。このとき、そのスペクトラムは e_i と e_{i+1} との間に0が $n-1$ 個並ぶ櫛の歯状のスペクトラムになる。

式(282)の系列 SS を周波数 f_0 の搬送波で変調し、同じく SS を変調後のスペクトラムが互いに直交するような周波数 f_1 の搬送波で変調する。以下では、 SS を周波数 f_0 の搬送波で変調した信号を $(SS)_{f_0}$ 、 SS を周波数 f_1 の搬送波で変調した信号を $(SS)_{f_1}$ と表すことにする。

8.1.2 直交する搬送波周波数を用いた復調

信号 $(SS)_{f_0}$ を周波数 f_0 で復調すれば、再び系列 SS が得られる。これは、以下のように表現できる。

$$(SS)_{f_0, f_0} = SS \quad (284)$$

一方、 $(SS)_{f_0}$ を周波数 f_1 で復調した場合は、以下のように系列 $(SS)_{f_0, f_1}$ を得る。

$$(SS)_{f_0, f_1} = (W_8^0, W_8^1, W_8^2, -W_8^3, W_8^4, W_8^5, W_8^6, -W_8^7) \quad (285)$$

ここで、 $W_8 = \exp\left(\frac{2\pi\sqrt{-1}}{8}\right)$ である。さらに、信号 $(SS)_{f_1}$ を周波数 f_0 で復調した場合は、以下のように系列 $(SS)_{f_1, f_0}$ を得る。

$$(SS)_{f_1, f_0} = (W_8^0, W_8^7, W_8^6, -W_8^5, W_8^4, W_8^3, W_8^2, -W_8^1) \quad (286)$$

また、 $(SS)_{f_1}$ を周波数 f_1 で復調すれば、再び系列 SS が得られ、以下のように表現できる。

$$(SS)_{f_1, f_1} = SS \quad (287)$$

ここで、一般に S を n 回繰り返した系列を用いた場合は、その系列を変調後のスペクトラムが互いに直交するような周波数 f_0, f_1, \dots, f_{n-1} の搬送波でそれぞれ変調する。同様に、復調する場合もそれぞれ周波数 f_0, f_1, \dots, f_{n-1} で復調する。変調に用いた搬送波周波数と同一の周波数で復調すると、 S を n 回繰り返した系列が再び得られる。

ここで、系列 $SS, (SS)_{f_0, f_0}, (SS)_{f_0, f_1}, (SS)_{f_1, f_0}, (SS)_{f_1, f_1}$ を周期 8 の周期系列とみなせば、系列 $(SS)_{f_0, f_0} = SS$ と系列 SS の周期相関関数 $(SS)_{f_0, f_0} * \overline{SS}$ は以下のようなになる。

$$(SS)_{f_0, f_0} * \overline{SS} = SS * \overline{SS} = (8, 0, 0, 0, 8, 0, 0, 0) \quad (288)$$

同様にして、系列 $(SS)_{f_0, f_1}$ と系列 SS の周期相互相関関数 $(SS)_{f_0, f_1} * \overline{SS}$ 、系列 $(SS)_{f_1, f_0}$ と系列 SS の周期相互相関関数 $(SS)_{f_1, f_0} * \overline{SS}$ 、系列 $(SS)_{f_1, f_1} = SS$ と系列 SS の周期相関関数 $(SS)_{f_1, f_1} * \overline{SS}$ はそれぞれ以下のようなになる。

$$(SS)_{f_0, f_1} * \overline{SS} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (289)$$

$$(SS)_{f_1, f_0} * \overline{SS} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (290)$$

$$(SS)_{f_1, f_1} * \overline{SS} = SS * \overline{SS} = (8, 0, 0, 0, 8, 0, 0, 0) \quad (291)$$

しかし、現実には周期系列は物理的に存在することが出来ず、物理的に存在可能なのは非周期系列のみである。そこで、以下に述べるように擬周期系列という概念を導入する。

8.1.3 擬周期系列

一般に、周期系列の相関特性は、非周期系列の相関特性に比べて設計がより容易である。そこで、末広 [7] は非周期系列の相関特性をより容易に設計可能にするために、擬周期系列という概念を提案した。長さ N の非周期系列 A を

$$A = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}) \quad (292)$$

とする。ここで、非周期系列 A' を

$$A' = (a_{N-L}, a_{N-L+1}, \dots, a_{N-1}, a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}, a_0, \dots, a_{L-2}, a_{L-1}) \quad (293)$$

と定義する。このとき、 A' は長さ $N + 2L$ 、擬周期 N の擬周期系列と呼ばれる。 A' と A の非周期相互相関関数の $-L$ シフトから L シフトまでの長さ $2L + 1$ の中央部分は、周期系列 $(\dots AAAA \dots)$ の周期自己相関関数の同じ部分と一致する。さらに、長さ N の非周期系列 B を

$$B = (b_0, b_1, b_2, \dots, b_{N-1}) \quad (294)$$

とすると、 A' と B との非周期相互相関関数の $-L$ シフトから L シフトまでの長さ $2L + 1$ の中央部分は、周期系列 $(\dots AAAA \dots)$ と周期系列 $(\dots BBBB \dots)$ との周期相互相関関数の同じ部分と一致する。

今、系列 $SSSS$ を長さ 16、擬周期 8 の擬周期系列と考える。 $SSSS$ を周波数 f_0 の搬送波で変調し、周波数 f_0 で復調すれば、

$$(SSSS)_{f_0, f_0} = SSSS \quad (295)$$

が得られる。同様に、

$$(SSSS)_{f_0, f_1} = (SS)_{f_0, f_1} (SS)_{f_0, f_1} \quad (296)$$

$$(SSSS)_{f_1, f_0} = (SS)_{f_1, f_0} (SS)_{f_1, f_0} \quad (297)$$

$$(SSSS)_{f_1, f_1} = SSSS \quad (298)$$

である。ここで、系列 $(SSSS)_{f_0, f_0}$ を SS の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$(SSSS)_{f_0, f_0} * \overline{SS} = SSSS * \overline{SS} = (-1, 0, 1, 4, -1, 0, 1, 8, 0, 0, 0, 8, 0, 0, 0, 8, 1, 0, -1, 4, 1, 0, -1) \quad (299)$$

であり、出力の -4 シフトから 4 シフトまでは、周期系列 $(\dots (SS)(SS) \dots)$ の周期自己相関関数の -4 シフトから 4 シフトまでに一致している。系列 $(SSSS)_{f_1, f_1}$ を SS の整合フィルタに入力した場合も式 (299) と全く同一の出力が得られる。一方、系列 $(SSSS)_{f_0, f_1}$ を SS の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$(SSSS)_{f_0, f_1} * \overline{SS} = (p_7, p_6, p_5, p_4, p_3, p_2, p_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, q_7) \quad (300)$$

であり、出力の -4 シフトから 4 シフトまでは全て 0 である。これは、周期系列 $(\dots ((SS)_{f_0, f_1} (SS)_{f_0, f_1}) ((SS)_{f_0, f_1} (SS)_{f_0, f_1}) \dots)$ と周期系列 $(\dots (SS))$

$(SS)\dots$) との周期相互相関関数の -4 シフトから 4 シフトまでに一致している。同様に、系列 $(SSSS)_{f_1, f_0}$ を SS の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$(SSSS)_{f_1, f_0} * \overline{SS} = (r_7, r_6, r_5, r_4, r_3, r_2, r_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7) \quad (301)$$

であり、出力の -4 シフトから 4 シフトまでは全て 0 である。これは、周期系列 $(\dots((SS)_{f_1, f_0}(SS)_{f_1, f_0})((SS)_{f_1, f_0}(SS)_{f_1, f_0})\dots)$ と周期系列 $(\dots(SS)(SS)\dots)$ との周期相互相関関数の -4 シフトから 4 シフトまでに一致している。

8.1.4 直交系列を用いた情報伝送

本節では、チャンネル間干渉が無く、マルチパスの影響も受けない近似同期セルラー CDMA のアップリンクのための信号設計法について述べる。

簡単のためにユーザ数を二人として考える。系列 $SSSS$ を周波数 f_0 の搬送波で変調した信号 $(SSSS)_{f_0}$ を一人目のユーザ U_0 に割り当て、系列 $SSSS$ を周波数 f_1 の搬送波で変調した信号 $(SSSS)_{f_1}$ を二人目のユーザ U_1 に割り当てる。ユーザ U_0 は割り当てられた信号 $(SSSS)_{f_0}$ に自分の送信したい情報 a をかけて信号を送信する。同様に、ユーザ U_1 も割り当てられた信号 $(SSSS)_{f_1}$ に自分の送信したい情報 b をかけて信号を送信する。ユーザ U_0 からの信号を受信する場合は、受信された信号を周波数 f_0 で復調し、 SS の整合フィルタに入力する。同様に、ユーザ U_1 からの信号を受信する場合は、受信された信号を周波数 f_1 で復調し、 SS の整合フィルタに入力する。このとき、ユーザ U_0 からの信号を受信するための整合フィルタの出力は、

$$\begin{aligned} & \{a(SSSS)_{f_0, f_0} + b(SSSS)_{f_1, f_0}\} * \overline{SS} \\ &= a(SSSS) * \overline{SS} + b(SSSS)_{f_1, f_0} * \overline{SS} \\ &= a(-1, 0, 1, 4, -1, 0, 1, 8, 0, 0, 0, 8, 0, 0, 0, 8, 1, 0, -1, 4, 1, 0, -1) \\ & \quad + b(r_7, r_6, r_5, r_4, r_3, r_2, r_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7) \\ &= (br_7 - a, br_6, br_5 + a, br_4 + 4a, br_3 - a, br_2, br_1 + a, 8a, 0, 0, 0, 8a, \\ & \quad 0, 0, 0, 8a, bs_1 + a, bs_2, bs_3 - a, bs_4 + 4a, bs_5 + a, bs_6, bs_7 - a) \quad (302) \end{aligned}$$

であり、出力の 0 シフトの位置に $8a$ が出力され、ユーザ U_0 の送信した情報 a が得られる。同期のずれが -4 シフトから 4 シフト以内に収まるよ

うに近似同期を保てば、出力の0シフトには $8a$ が正しく出力される。さらに、3シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、出力の0シフトには $8a$ が正しく出力される。同様に、ユーザ U_1 からの信号を受信するための整合フィルタの出力は、

$$\begin{aligned}
 & \{a(SSSS)_{f_0, f_1} + b(SSSS)_{f_1, f_1}\} * \overline{SS} \\
 = & a(SSSS)_{f_0, f_1} * \overline{SS} + b(SSSS) * \overline{SS} \\
 = & a(p_7, p_6, p_5, p_4, p_3, p_2, p_1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, q_7) \\
 & + b(-1, 0, 1, 4, -1, 0, 1, 8, 0, 0, 0, 8, 0, 0, 0, 8, 1, 0, -1, 4, 1, 0, -1) \\
 = & (ap_7 - b, ap_6, ap_5 + b, ap_4 + 4b, ap_3 - b, ap_2, ap_1 + b, 8b, 0, 0, 0, 8b, \\
 & 0, 0, 0, 8b, aq_1 + b, aq_2, aq_3 - b, aq_4 + 4b, aq_5 + b, aq_6, aq_7 - b) \quad (303)
 \end{aligned}$$

であり、出力の0シフトの位置に $8b$ が出力され、ユーザ U_1 の送信した情報 b が得られる。また、同期のずれが-4シフトから4シフト以内に収まるように近似同期を保てば、出力の0シフトには $8b$ が正しく出力される。さらに、3シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、出力の0シフトには $8b$ が正しく出力される。

ここで、許容される同期のずれを-4シフトから4シフト以上にしたい場合は、より長い擬周期系列を用いればよい。例えば、長さ24、擬周期8の擬周期系列 $SSSSSS$ を周波数 f_0, f_1 の搬送波でそれぞれ変調した信号 $(SSSSSS)_{f_0}, (SSSSSS)_{f_1}$ をユーザ U_0, U_1 に割り当てれば、許容される同期のずれは-8シフトから8シフトまでである。また、マルチパスによる遅延信号が3シフト以内に収まらないような状況では、系列 S としてより周期の長い直交系列を用いればよい。例えば、系列 S として、周期16の4相直交系列を用いれば、15シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、遅延信号による影響を受けることは無い。

ここでは、簡単のために、ユーザ数を二人として考えたが、一つのセル内で n 人のユーザ U_0, U_1, \dots, U_{n-1} が同時に通信を行う場合は、系列 S を n 回繰り返した系列から擬周期系列（例えば、系列 S を $n+2$ 回繰り返した系列）をつくり、その系列を変調後のスペクトラムが互いに直交するような周波数 f_0, f_1, \dots, f_{n-1} の搬送波でそれぞれ変調した信号を各ユーザ U_0, U_1, \dots, U_{n-1} に割り当てればよい。各ユーザは割り当てられた信号に自分の送信したい情報をそれぞれかけて送信する。ユーザ $U_i, (0 \leq i \leq n-1)$ からの信号を受信する場合には、送信されてきた信号を周波数 f_i で復調し、系列 S を n 回繰り返した系列の整合フィルタに入力すれば、ユーザ U_i が送信した情報が整合フィルタの出力の0シフトの位置に現れる。

本節において述べた直交系列を用いた情報伝送についての概念図を図1に示す。

8.1.5 近隣のセルからの干渉の低減

第8.1.4節において述べた近似同期セルラーCDMAのアップリンクのための信号設計法に従えば、近似同期がシステムが許容する範囲内に保たれているという条件のもとで、同じセル内の他のユーザからのチャネル間干渉は全く無い。しかし、近隣のセルにおいても同一の周波数の搬送波を使用する限り、近隣のセル内の他のユーザからの干渉を完全に除去することは出来ない。しかし、近隣のセルには周期相互相関特性の良好な、互いに異なる基礎直交系列を割り当てることによって、近隣のセル内のユーザからの干渉を低減することが可能である。同一の基礎直交系列を何セルごとに繰り返すかを表す尺度として、基本繰り返しセル数 N を用いる。基本繰り返しセル数 N とその形状は、このパターンでサービスエリアを形成した場合、サービスエリア全体を漏れなく覆うことの出来る形状でなければならない。そのため N は任意の値は取りえず、 $N = 3, 7, 9, 12, 13, 19, \dots$ などでなければならない。図2に $N = 3, 7, 9, 12$ の基本繰り返しセル構成例を示す。これらの基本繰り返しパターンはクラスタ (Cluster) と呼ばれる。

また、基本繰り返しセル数が定まると同一の基礎直交系列を使用するセル間の距離 D は、一つのセルの半径を R_c とすると以下の式で表される。

$$D = \sqrt{3N}R_c \quad (304)$$

近隣のセル内のユーザからの干渉を低減するためには、可能な限り周期相互相関特性が良好な直交系列を基礎直交系列として各セルに割り当てること、また、周期相互相関特性が決定しているならば、可能な限り距離 D が大きいこと、すなわち、基本繰り返しセル数 N が大きいことが望まれる。

そこで、多数の多相直交系列の中から周期相互相関特性の良好な系列を基礎直交系列として選択することが必要である。現実の移動体通信への応用を考えた場合、機器の簡略化や制御、信号処理などの容易さの観点から、基礎直交系列として2相または4相直交系列を用いるのが望ましい。しかし、2相直交系列は現在のところ $(1, 1, 1, -1)$ 以外に発見されていない。そこで、周期16の4相直交系列の周期相互相関特性について具体的に検討する。

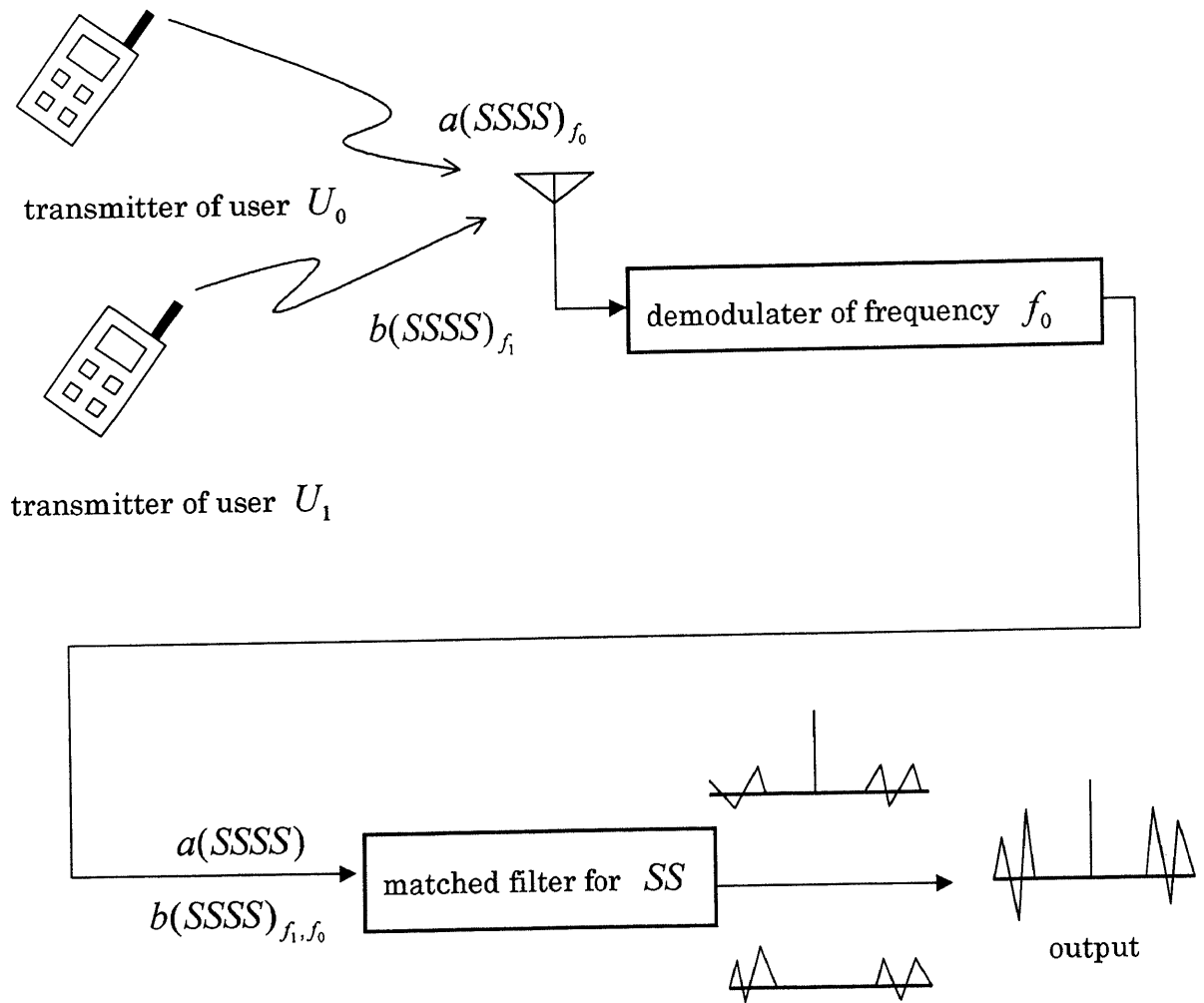


図 1: 直交系列を用いた情報伝送の概念図

| | | | | |
|----------------------|-------------|-------|-------------|--------------|
| $M_{g'_1, g'_2}$ | $4\sqrt{2}$ | 8 | $8\sqrt{2}$ | $4\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 12 | 48 | 96 |
| $r_{M_{g'_1, g'_2}}$ | 0.354 | 0.500 | 0.707 | 0.791 |

表 6: 拡張された変調可能な直交系列に含まれる周期 16 の 4 相直交系列の相互相関特性

| | | | | |
|----------------------|-------------|-------|-------------|--------------|
| $M_{g'_1, g'_2}$ | $4\sqrt{2}$ | 8 | $8\sqrt{2}$ | $4\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 4 | 16 | 32 |
| $r_{M_{g'_1, g'_2}}$ | 0.354 | 0.500 | 0.707 | 0.791 |

表 7: 変調可能な直交系列に含まれる周期 16 の 4 相直交系列の相互相関特性

第 6.5 節の表 5 に示した 96 個の周期 16 の 4 相直交系列において、異なる系列間の周期相互相関関数の絶対値の最大値を $M_{g'_1, g'_2}$ と表す。 $M_{g'_1, g'_2}$ は $4\sqrt{2}, 8, 8\sqrt{2}, 4\sqrt{10}$ のいずれかの値となる。

ここで、周期 16 の 4 相直交系列を要素として持つ集合を考える。その集合に属する任意の二つの系列間の周期相互相関関数の絶対値について、 $M_{g'_1, g'_2} \leq k$ が成り立つとき、その集合の要素の個数を n_k で表すことにする。例えば、表 5 に示した 96 個の周期 16 の 4 相直交系列の場合、 $n_8 = 12$ である。これは、この集合に属する 12 個の周期 16 の 4 相直交系列のうち、どの二つの系列間の周期相互相関関数についても、 $M_{g'_1, g'_2} \leq 8$ が成立していることを意味している。表 5 に示した 96 個の周期 16 の 4 相直交系列の場合、 n_k は順に $n_{4\sqrt{2}} = 2, n_8 = 12, n_{8\sqrt{2}} = 48, n_{4\sqrt{10}} = 96$ である。

また、系列の周期 16 に対する、すなわち、周期自己相関関数の 0 シフトの値に対する $M_{g'_1, g'_2}$ の比率を $r_{M_{g'_1, g'_2}}$ と表すことにする。例えば、 $M_{g'_1, g'_2} = 8$ のとき、 $r_8 = 0.5$ である。表 6 に拡張された変調可能な直交系列に含まれる周期 16 の 4 相直交系列について、以上のことをまとめる。また、表 7 に変調可能な直交系列に含まれる 32 個の周期 16 の 4 相直交系列の場合について同様にまとめる。

表 6, 7 によれば、周期相互相関特性が最も良好であるのは、 $M_{g'_1, g'_2} = 4\sqrt{2}$ の場合である。このとき、変調可能な直交系列及び、拡張された変調可能な直交系列ともに、 $n_{4\sqrt{2}} = 2$ である。これは、基本繰り返しセル数 N の最小値である $N = 3$ に満たないので、 $M_{g'_1, g'_2} = 4\sqrt{2}$ となる周期 16 の 4

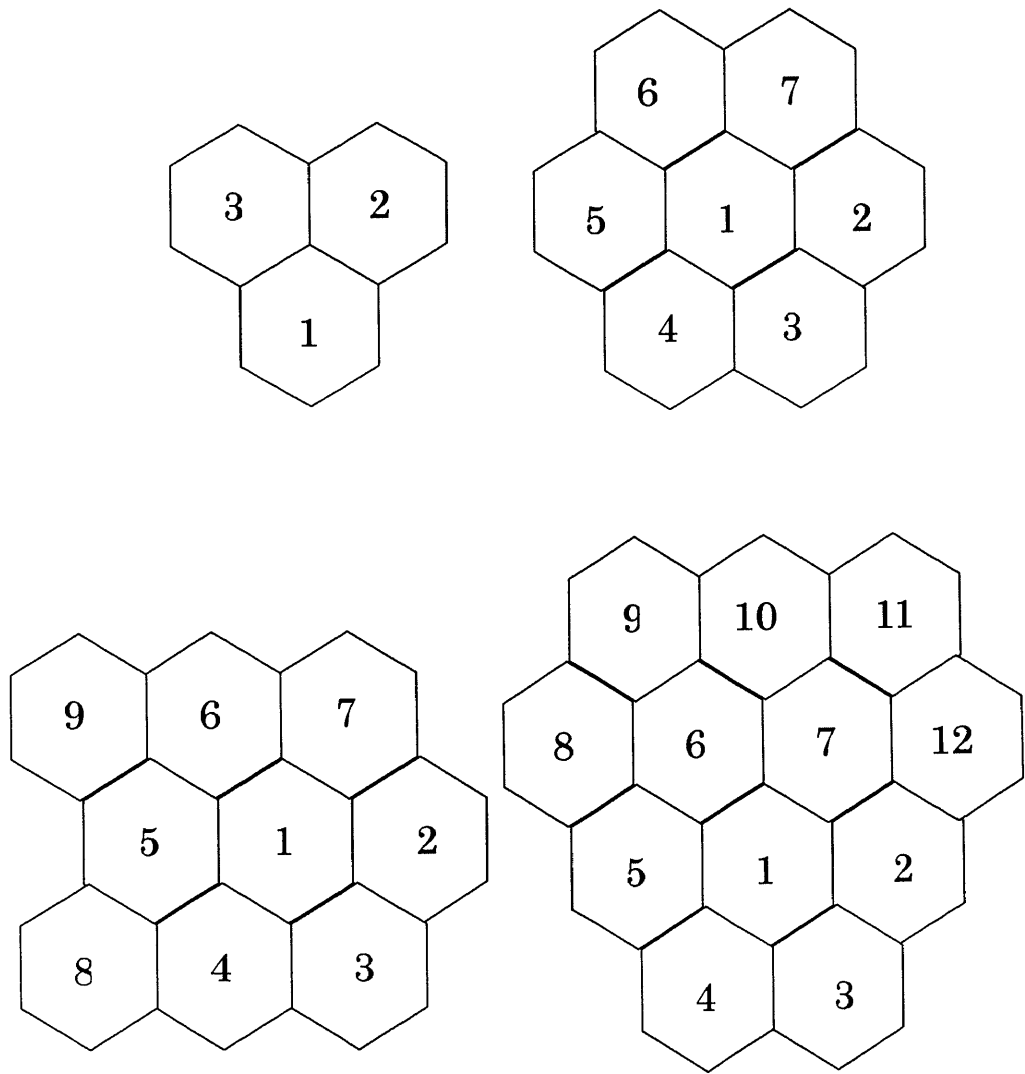


図 2: 基本繰り返しセル構成例 ($N = 3, 7, 9, 12$)

相直交系列を各セルに基礎直交系列として割り当てるのは不可能である。

次に周期相互相関特性が良好であるのは、 $M_{g_1, g_2} = 8$ の場合である。このとき、変調可能な直交系列では $n_g = 4$ であるので、基本繰り返しセル数 $N = 3$ のクラスタが構成可能である。一方、拡張された変調可能な直交系列では $n_g = 12$ であるので、基本繰り返しセル数 $N = 12$ のクラスタが構成可能である。拡張された変調可能な直交系列及び、変調可能な直交系列のそれぞれを用いる場合、同一の基礎直交系列を用いるセル間の距離の比は、式 (304) により、

$$\frac{\sqrt{3 \cdot 12 R_c}}{\sqrt{3 \cdot 3 R_c}} = \frac{\sqrt{12}}{\sqrt{3}} = 2 \quad (305)$$

である。すなわち、拡張された変調可能な直交系列を用いれば、変調可能な直交系列を用いる場合に比べて、同一の基礎直交系列を使用するセル間の距離を二倍することが可能である。

8.1.6 情報伝送効率の改善

第 8.1.4 節において述べた近似同期セルラー CDMA のアップリンクのための信号設計法において、自局のセルに隣接するセルでは異なる周波数帯域が使用可能、または、都市部など電波の減衰の著しい地域でシステムを運用するなどの理由により、近隣のセル内のユーザからの干渉が比較的小さい場合には、近隣のセルからの干渉を考慮する必要性が低いので、周期相互相関特性の良好な複数の多相直交系列を各ユーザに符合語として割り当てることにより、情報伝送効率を増大させることが可能である。

例えば、周期相互相関特性の良好な N 個の多相直交系列 S_0, S_1, \dots, S_{N-1} があるとする。このとき、第 8.1.4 節において述べたユーザ U_0 に信号 $(S_0 S_0 S_0 S_0)_{f_0}, (S_1 S_1 S_1 S_1)_{f_0}, \dots, (S_{N-1} S_{N-1} S_{N-1} S_{N-1})_{f_0}$ を符号語として割り当てる。ユーザ U_0 は情報を伝送する際に特定の規則に従って一つの符号語を選択し、その符号語に情報 a をかけて送信する。ここで、選択された符号語が $(S_i S_i S_i S_i)_{f_0}$ であったとする。ユーザ U_0 からの信号を受信する受信機には系列 $S_0 S_0, S_1 S_1, \dots, S_{N-1} S_{N-1}$ の整合フィルタを用意しておく。受信機はまず、ユーザ U_0 からの信号を周波数 f_0 で復調する。その結果、系列 $a(S_i S_i S_i S_i)$ が得られる。次に、系列 $a(S_i S_i S_i S_i)$ を N 個の整合フィルタ全てに入力する。 N 個の整合フィルタからの出力の 0 シフトの値の絶対値を比較し、出力の絶対値が最大になる整合フィルタに対応

| | | | | |
|------------------|-------------|----|-------------|--------------|
| $M_{g'_1, g'_2}$ | $4\sqrt{2}$ | 8 | $8\sqrt{2}$ | $4\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 12 | 48 | 96 |
| bit | 1 | 3 | 5 | 6 |

表 8: 拡張された変調可能な直交系列の周期相互相関特性と bit 数

| | | | | |
|------------------|-------------|---|-------------|--------------|
| $M_{g'_1, g'_2}$ | $4\sqrt{2}$ | 8 | $8\sqrt{2}$ | $4\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 4 | 16 | 32 |
| bit | 1 | 2 | 4 | 5 |

表 9: 変調可能な直交系列の周期相互相関特性と bit 数

する信号が符号語として選択されたと判別する。この場合は、 $S_i S_i$ の整合フィルタからの出力の絶対値が最大になるので、 $(S_i S_i S_i S_i)_{f_0}$ が符号語として選択されることが判別される。最後に、 $S_i S_i$ の整合フィルタからの出力の 0 シフトの値から情報 a を得る。この方式では、情報 a だけでなく、符号語の選択という情報も伝送されるので、情報伝送効率を増大させることが可能である。この方式は M-ary と呼ばれる。ユーザ U_1 についても同様に、信号 $(S_0 S_0 S_0 S_0)_{f_1}, (S_1 S_1 S_1 S_1)_{f_1}, \dots, (S_{N-1} S_{N-1} S_{N-1} S_{N-1})_{f_1}$ を符号語として割り当てればよい。M-ary 方式についての概念図を図 3 に示す。

この方式では、符号語の数が多いほど情報伝送効率も増大するが、符号語間の類似性が高いと熱雑音やマルチパスによる遅延波などの影響により符号語の判別を誤る可能性が高くなる。よって、周期相互相関特性が良好であり、かつ、なるべく多数の多相直交系列を符号語として選択することが望ましい。

そこで、第 8.1.5 節と同様に、周期 16 の 4 相直交系列を用いる場合について検討する。送受信を通して扱う系列は全て 4 相の系列であることが望ましいので、ユーザ U_0, U_1 が符号語にかけて送信する情報 a, b として、 $1, j, -1, -j$ のいずれかを用いるものとする。符号語を用いない場合には、一回の送信で 2bit の情報が伝送可能である。第 8.1.5 節の表 6, 7 によれば、例えば $M_{g'_1, g'_2} = 8$ である系列を符号語として用いた場合、変調可能な直交系列では $n_8 = 4$ であるので、一回の送信で $2 + \log_2 4 = 4$ bit の情報が伝送可能である。それに対して、拡張された変調可能な直交系列では $n_8 = 12$ であるので、一回の送信で $2 + \log_2 12 = 5.58 \geq 5$ bit の情

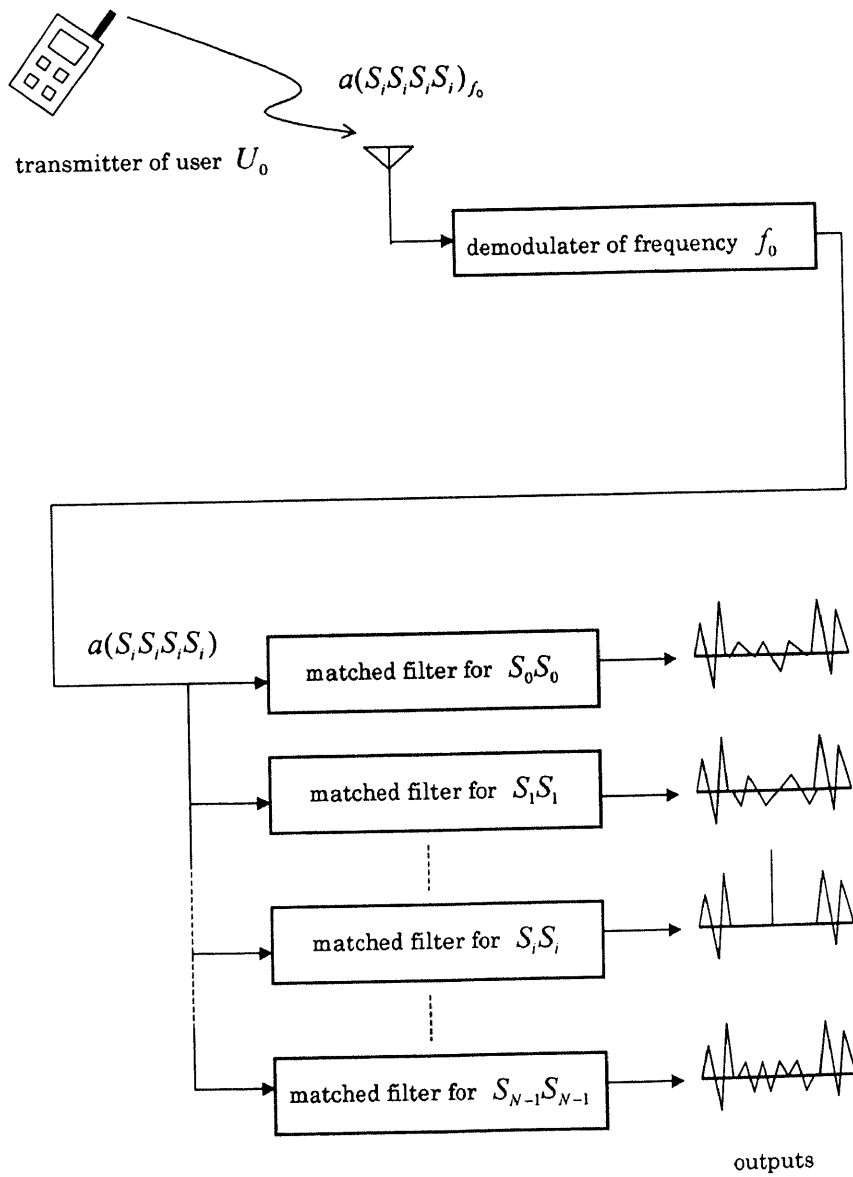


図 3: M-ary 方式の概念図

報が伝送可能である。拡張された変調可能な直交系列における $M_{g'_1, g'_2, n_k}$ 及び、符号語の割り当てによって増加する bit 数の関係について表 8 にまとめる。同様に、変調可能な直交系列について表 9 にまとめる。表 8, 9 によれば、 $M_{g'_1, g'_2} = 8, 8\sqrt{2}, 4\sqrt{10}$ の場合において、拡張された変調可能な直交系列を用いる場合の一回の送信で伝送可能な bit 数は、変調可能な直交系列を用いる場合の一回の送信で伝送可能な bit 数よりもそれぞれ 1bit 増加していることがわかる。

8.2 完全相補系列を用いた近似同期 CDMA 方式

本節では、第 7.1 節において提案した拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列の近似同期セルラー CDMA 方式への応用として、末広 [11] によって提案された、完全相補系列を用いたチャネル間干渉が無く、マルチパスの影響も受けない近似同期セルラー CDMA システムのアップリンクのための信号設計法への応用について述べる。第 8.1 節において述べた多相直交系列を用いた近似同期 CDMA システムの場合と同様に、この信号設計法においても、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間の周期相互相関特性が良好であるような複数の周期完全相補系列を近隣のセルにそれぞれ割り当てることによって、近隣のセル内の他のユーザからの干渉を低減することが可能である。また、近隣のセルからの干渉を考慮する必要性が低い場合には、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間の周期相互相関特性が良好であるような複数の周期完全相補系列を符号語としてそれぞれのユーザに割り当てることにより情報伝送効率を高めることが可能である。

8.2.1 櫛の歯状のスペクトラムを持つ系列の直交変調

非周期系列 A_0, A_1, B_0, B_1 をそれぞれ以下のような 2 相系列とする。

$$A_0 = (+ + + - + + - +) \quad (306)$$

$$A_1 = (+ - + + + - - -) \quad (307)$$

$$B_0 = (+ + + - - - + -) \quad (308)$$

$$B_1 = (+ - + + - + + +) \quad (309)$$

ここで、+は+1を、-は-1を表している。このとき、 $\{\{A_0, A_1\}, \{B_0, B_1\}\}$ は完全相補系列である。実際、

$$A_0 * \overline{A_0} = (1, 0, 1, 0, 3, 0, -1, 8, -1, 0, 3, 0, 1, 0, 1) \quad (310)$$

$$A_1 * \overline{A_1} = (-1, 0, -1, 0, -3, 0, 1, 8, 1, 0, -3, 0, -1, 0, -1) \quad (311)$$

なので、

$$A_0 * \overline{A_0} + A_1 * \overline{A_1} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 16, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (312)$$

である。同様に、

$$B_0 * \overline{B_0} = (-1, 0, -1, 0, -3, 0, 1, 8, 1, 0, -3, 0, -1, 0, -1) \quad (313)$$

$$B_1 * \overline{B_1} = (1, 0, 1, 0, 3, 0, -1, 8, -1, 0, 3, 0, 1, 0, 1) \quad (314)$$

なので、

$$B_0 * \overline{B_0} + B_1 * \overline{B_1} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 16, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (315)$$

である。さらに、

$$A_0 * \overline{B_0} = (-1, 0, -1, 0, -5, 0, 3, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1) \quad (316)$$

$$A_1 * \overline{B_1} = (1, 0, 1, 0, 5, 0, -3, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1) \quad (317)$$

なので、

$$A_0 * \overline{B_0} + A_1 * \overline{B_1} = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \quad (318)$$

である。非周期完全相補系列は必ず周期完全相補系列でもあるので、系列 A_0, A_1, B_0, B_1 を周期系列と考えた場合も、 $\{\{A_0, A_1\}, \{B_0, B_1\}\}$ は周期完全相補系列である。

ここで、第8.1.1節と同様に、系列 A_0, A_1 を二回繰り返して並べ、以下の系列 A_0A_0, A_1A_1 を得る。

$$A_0A_0 = (+ + + - + + - + + + - + + - +) \quad (319)$$

$$A_1A_1 = (+ - + + + - - - + - + + + - - -) \quad (320)$$

系列 A_0A_0, A_1A_1 を16次のDFTによって変換すると、そのスペクトラムはそれぞれ、

$$F_{16}^t(A_0A_0) = {}^t(e_0^0, 0, e_1^0, 0, e_2^0, 0, e_3^0, 0, e_4^0, 0, e_5^0, 0, e_6^0, 0, e_7^0, 0) \quad (321)$$

$$F_{16}^t(A_1A_1) = {}^t(e_0^1, 0, e_1^1, 0, e_2^1, 0, e_3^1, 0, e_4^1, 0, e_5^1, 0, e_6^1, 0, e_7^1, 0) \quad (322)$$

のように櫛の歯状になる。系列 A_0A_0 を周波数 f_0 の搬送波で変調した信号を $(A_0A_0)_{f_0}$ で表し、系列 A_1A_1 を変調後のスペクトラムが互いに直交するような周波数 f_1 の搬送波で変調した信号を $(A_0A_0)_{f_1}$ で表す。

同様に、系列 B_0, B_1 を二回繰り返して並べ、以下の系列 B_0B_0, B_1B_1 を得る。

$$B_0B_0 = (+ + + - - - + - + + + - - - + -) \quad (323)$$

$$B_1B_1 = (+ - + + - + + + + - + + - + + +) \quad (324)$$

系列 B_0B_0, B_1B_1 を16次のDFTによって変換すると、そのスペクトラムはそれぞれ、

$$F_{16}^t(B_0B_0) = {}^t(d_0^0, 0, d_1^0, 0, d_2^0, 0, d_3^0, 0, d_4^0, 0, d_5^0, 0, d_6^0, 0, d_7^0, 0) \quad (325)$$

$$F_{16}^t(B_1B_1) = {}^t(d_0^1, 0, d_1^1, 0, d_2^1, 0, d_3^1, 0, d_4^1, 0, d_5^1, 0, d_6^1, 0, d_7^1, 0) \quad (326)$$

のように櫛の歯状になる。系列 B_0B_0 を周波数 f_0 の搬送波で変調した信号を $(B_0B_0)_{f_0}$ で表し、系列 B_1B_1 を周波数 f_1 の搬送波で変調した信号を $(B_0B_0)_{f_1}$ で表す。

ここでは、簡単な例として系列 A_0, A_1, B_0, B_1 を二回繰り返した系列 $A_0A_0, A_1A_1, B_0B_0, B_1B_1$ を用いたが、第8.1.1節と同様に、一般に A_0, A_1, B_0, B_1 を n 回繰り返した系列を用いることが可能である。このときもスペクトラムは櫛の歯状になる。また、 $\{\{A_0, A_1\}, \{B_0, B_1\}\}$ としては任意の完全相補系列を用いることが可能である。

8.2.2 直交する搬送波周波数を用いた復調

第8.1.2節と同様に、信号 $(A_0A_0)_{f_0}$ を周波数 f_0 で復調すれば、以下のように、再び系列 A_0A_0 が得られる。

$$(A_0A_0)_{f_0, f_0} = A_0A_0 \quad (327)$$

一方、 $(A_0A_0)_{f_0}$ を周波数 f_1 で復調した場合は、以下のように系列 $(A_0A_0)_{f_0, f_1}$ を得る。

$$(A_0A_0)_{f_0, f_1} = (W_{16}^0, W_{16}^1, W_{16}^2, -W_{16}^3, W_{16}^4, W_{16}^5, -W_{16}^6, W_{16}^7, W_{16}^8, W_{16}^9, W_{16}^{10}, -W_{16}^{11}, W_{16}^{12}, W_{16}^{13}, -W_{16}^{14}, W_{16}^{15}) \quad (328)$$

ここで、 $W_{16} = \exp\left(\frac{2\pi\sqrt{-1}}{16}\right)$ である。さらに、信号 $(A_1 A_1)_{f_1}$ を周波数 f_0 で復調した場合は、以下のように系列 $(A_1 A_1)_{f_1, f_0}$ を得る。

$$(A_1 A_1)_{f_1, f_0} = (W_{16}^0, -W_{16}^{15}, W_{16}^{14}, W_{16}^{13}, W_{16}^{12}, -W_{16}^{11}, -W_{16}^{10}, -W_{16}^9, W_{16}^8, \\ -W_{16}^7, W_{16}^6, W_{16}^5, W_{16}^4, -W_{16}^3, -W_{16}^2, -W_{16}^1) \quad (329)$$

また、 $(A_1 A_1)_{f_1}$ を周波数 f_1 で復調すれば、以下のように、再び系列 $A_1 A_1$ が得られる。

$$(A_1 A_1)_{f_1, f_1} = A_1 A_1 \quad (330)$$

同様に、信号 $(B_0 B_0)_{f_0}$ を周波数 f_0 で復調すれば、以下のように、再び系列 $B_0 B_0$ が得られる。

$$(B_0 B_0)_{f_0, f_0} = B_0 B_0 \quad (331)$$

一方、 $(B_0 B_0)_{f_0}$ を周波数 f_1 で復調した場合は、以下のように系列 $(B_0 B_0)_{f_0, f_1}$ を得る。

$$(B_0 B_0)_{f_0, f_1} = (W_{16}^0, W_{16}^1, W_{16}^2, -W_{16}^3, -W_{16}^4, -W_{16}^5, W_{16}^6, -W_{16}^7, W_{16}^8, \\ W_{16}^9, W_{16}^{10}, -W_{16}^{11}, -W_{16}^{12}, -W_{16}^{13}, W_{16}^{14}, -W_{16}^{15}) \quad (332)$$

さらに、信号 $(B_1 B_1)_{f_1}$ を周波数 f_0 で復調した場合は、以下のように系列 $(B_1 B_1)_{f_1, f_0}$ を得る。

$$(B_1 B_1)_{f_1, f_0} = (W_{16}^0, -W_{16}^{15}, W_{16}^{14}, W_{16}^{13}, -W_{16}^{12}, W_{16}^{11}, W_{16}^{10}, W_{16}^9, W_{16}^8, \\ -W_{16}^7, W_{16}^6, W_{16}^5, -W_{16}^4, W_{16}^3, W_{16}^2, W_{16}^1) \quad (333)$$

また、 $(B_1 B_1)_{f_1}$ を周波数 f_1 で復調すれば、以下のように、再び系列 $B_1 B_1$ が得られる。

$$(B_1 B_1)_{f_1, f_1} = B_1 B_1 \quad (334)$$

ここで、第8.1.3節において述べた擬周期系列の概念を用いる。すなわち、系列 $A_0 A_0 A_0 A_0$ と $A_1 A_1 A_1 A_1$ を長さ32、擬周期16の擬周期系列と考える。 $A_0 A_0 A_0 A_0$ を周波数 f_0 の搬送波で変調し、周波数 f_0 で復調すれば、

$$(A_0 A_0 A_0 A_0)_{f_0, f_0} = A_0 A_0 A_0 A_0 \quad (335)$$

が得られる。同様に、

$$(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1} = (A_0A_0)_{f_0,f_1}(A_0A_0)_{f_0,f_1} \quad (336)$$

$$(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0} = (A_1A_1)_{f_1,f_0}(A_1A_1)_{f_1,f_0} \quad (337)$$

$$(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1} = A_1A_1A_1A_1 \quad (338)$$

である。ここで、系列 $(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_0}$ を A_0A_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_0} * \overline{A_0A_0} = A_0A_0A_0A_0 * \overline{A_0A_0} \\ & = (1, 0, 1, 0, 3, 0, -1, 8, 1, 0, 5, 0, 7, 0, -1, \\ & \quad 16, 0, 0, 8, 0, 8, 0, 0, 16, 0, 0, 8, 0, 8, 0, 0, 16, \\ & \quad -1, 0, 7, 0, 5, 0, 1, 8, -1, 0, 3, 0, 1, 0, 1) \end{aligned} \quad (339)$$

である。一方、系列 $(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0}$ を A_0A_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0} * \overline{A_0A_0} \\ & = (p_{15}, p_{14}, p_{13}, p_{12}, p_{11}, p_{10}, p_9, p_8, p_7, p_6, p_5, p_4, p_3, p_2, p_1, \\ & \quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\ & \quad q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, q_7, q_8, q_9, q_{10}, q_{11}, q_{12}, q_{13}, q_{14}, q_{15}) \end{aligned} \quad (340)$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。同様に、系列 $(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1}$ を A_1A_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1} * \overline{A_1A_1} \\ & = (r_{15}, r_{14}, r_{13}, r_{12}, r_{11}, r_{10}, r_9, r_8, r_7, r_6, r_5, r_4, r_3, r_2, r_1, \\ & \quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\ & \quad s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8, s_9, s_{10}, s_{11}, s_{12}, s_{13}, s_{14}, s_{15}) \end{aligned} \quad (341)$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。さらに、系列 $(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1}$ を A_1A_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1} * \overline{A_1A_1} = A_1A_1A_1A_1 * \overline{A_1A_1} \\ & = (-1, 0, -1, 0, -3, 0, 1, 8, -1, 0, -5, 0, -7, 0, 1, \\ & \quad 16, 0, 0, -8, 0, -8, 0, 0, 16, 0, 0, -8, 0, -8, 0, 0, 16, \\ & \quad 1, 0, -7, 0, -5, 0, -1, 8, 1, 0, -3, 0, -1, 0, -1) \end{aligned} \quad (342)$$

である。

同様に、系列 $B_0B_0B_0B_0$ と $B_1B_1B_1B_1$ を長さ 32、擬周期 16 の擬周期系列と考える。 $B_0B_0B_0B_0$ を周波数 f_0 の搬送波で変調し、周波数 f_0 で復調すれば、

$$(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_0} = B_0B_0B_0B_0 \quad (343)$$

が得られる。同様に、

$$(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_1} = (B_0B_0)_{f_0,f_1}(B_0B_0)_{f_0,f_1} \quad (344)$$

$$(B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_0} = (B_1B_1)_{f_1,f_0}(B_1B_1)_{f_1,f_0} \quad (345)$$

$$(B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_1} = B_1B_1B_1B_1 \quad (346)$$

である。ここで、系列 $(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_0}$ を B_0B_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_0} * \overline{B_0B_0} = B_0B_0B_0B_0 * \overline{B_0B_0} \\ & = (-1, 0, -1, 0, -3, 0, 1, 8, -1, 0, -5, 0, -7, 0, 1, \\ & \quad 16, 0, 0, -8, 0, -8, 0, 0, 16, 0, 0, -8, 0, -8, 0, 0, 16, \\ & \quad 1, 0, -7, 0, -5, 0, -1, 8, 1, 0, -3, 0, -1, 0, -1) \end{aligned} \quad (347)$$

である。一方、系列 $(B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_0}$ を B_0B_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_0} * \overline{B_0B_0} \\ & = (p'_{15}, p'_{14}, p'_{13}, p'_{12}, p'_{11}, p'_{10}, p'_9, p'_8, p'_7, p'_6, p'_5, p'_4, p'_3, p'_2, p'_1, \\ & \quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\ & \quad q'_1, q'_2, q'_3, q'_4, q'_5, q'_6, q'_7, q'_8, q'_9, q'_{10}, q'_{11}, q'_{12}, q'_{13}, q'_{14}, q'_{15}) \end{aligned} \quad (348)$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。同様に、系列 $(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_1}$ を B_1B_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned} & (B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_1} * \overline{B_1B_1} \\ & = (r'_{15}, r'_{14}, r'_{13}, r'_{12}, r'_{11}, r'_{10}, r'_9, r'_8, r'_7, r'_6, r'_5, r'_4, r'_3, r'_2, r'_1, \\ & \quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\ & \quad s'_1, s'_2, s'_3, s'_4, s'_5, s'_6, s'_7, s'_8, s'_9, s'_{10}, s'_{11}, s'_{12}, s'_{13}, s'_{14}, s'_{15}) \end{aligned} \quad (349)$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。さらに、系列 $(B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1}$ を B_1B_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
& (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1} * \overline{B_1B_1} = B_1B_1B_1B_1 * \overline{B_1B_1} \\
& = (1, 0, 1, 0, 3, 0, -1, 8, 1, 0, 5, 0, 7, 0, -1, \\
& \quad 16, 0, 0, 8, 0, 8, 0, 0, 16, 0, 0, 8, 0, 8, 0, 0, 16, \\
& \quad -1, 0, 7, 0, 5, 0, 1, 8, -1, 0, 3, 0, 1, 0, 1) \quad (350)
\end{aligned}$$

である。

さらに、系列 $(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_0}$ を A_0A_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
& (B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_0} * \overline{A_0A_0} = B_0B_0B_0B_0 * \overline{A_0A_0} \\
& = (1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 5, 0, -3, 0, 1, 0, 1, \\
& \quad 0, 8, 0, -8, 0, 0, 0, 0, 8, 0, -8, 0, 0, 0, 0, 0, \\
& \quad 7, 0, -9, 0, -1, 0, -1, 0, 3, 0, -5, 0, -1, 0, -1) \quad (351)
\end{aligned}$$

である。一方、系列 $(B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_0}$ を A_0A_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
& (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_0} * \overline{A_0A_0} \\
& = (p''_{15}, p''_{14}, p''_{13}, p''_{12}, p''_{11}, p''_{10}, p''_9, p''_8, p''_7, p''_6, p''_5, p''_4, p''_3, p''_2, p''_1, \\
& \quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\
& \quad q''_1, q''_2, q''_3, q''_4, q''_5, q''_6, q''_7, q''_8, q''_9, q''_{10}, q''_{11}, q''_{12}, q''_{13}, q''_{14}, q''_{15}) \quad (352)
\end{aligned}$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。同様に、系列 $(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_1}$ を A_1A_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
& (B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_1} * \overline{A_1A_1} \\
& = (r''_{15}, r''_{14}, r''_{13}, r''_{12}, r''_{11}, r''_{10}, r''_9, r''_8, r''_7, r''_6, r''_5, r''_4, r''_3, r''_2, r''_1, \\
& \quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\
& \quad s''_1, s''_2, s''_3, s''_4, s''_5, s''_6, s''_7, s''_8, s''_9, s''_{10}, s''_{11}, s''_{12}, s''_{13}, s''_{14}, s''_{15}) \quad (353)
\end{aligned}$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。さらに、系列 $(B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1}$ を A_1A_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$(B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1} * \overline{A_1A_1} = B_1B_1B_1B_1 * \overline{A_1A_1}$$

$$\begin{aligned}
&= (-1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -5, 0, 3, 0, -1, 0, -1, \\
&\quad 0, -8, 0, 8, 0, 0, 0, 0, 0, -8, 0, 8, 0, 0, 0, 0, 0, \\
&\quad -7, 0, 9, 0, 1, 0, 1, 0, -3, 0, 5, 0, 1, 0, 1) \quad (354)
\end{aligned}$$

である。

また、系列 $(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_0}$ を B_0B_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
&(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_0} * \overline{B_0B_0} = A_0A_0A_0A_0 * \overline{B_0B_0} \\
&= (-1, 0, -1, 0, -5, 0, 3, 0, -1, 0, -1, 0, -9, 0, 7, \\
&\quad 0, 0, 0, 0, 0, -8, 0, 8, 0, 0, 0, 0, 0, -8, 0, 8, 0, \\
&\quad 1, 0, 1, 0, -3, 0, 5, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1) \quad (355)
\end{aligned}$$

である。一方、系列 $(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0}$ を B_0B_0 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
&(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0} * \overline{B_0B_0} \\
&= (p_{15}''', p_{14}''', p_{13}''', p_{12}''', p_{11}''', p_{10}''', p_9''', p_8''', p_7''', p_6''', p_5''', p_4''', p_3''', p_2''', p_1''', \\
&\quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\
&\quad q_1''', q_2''', q_3''', q_4''', q_5''', q_6''', q_7''', q_8''', q_9''', q_{10}''', q_{11}''', q_{12}''', q_{13}''', q_{14}''', q_{15}''') \quad (356)
\end{aligned}$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。同様に、系列 $(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1}$ を B_1B_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
&(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1} * \overline{B_1B_1} \\
&= (r_{15}''', r_{14}''', r_{13}''', r_{12}''', r_{11}''', r_{10}''', r_9''', r_8''', r_7''', r_6''', r_5''', r_4''', r_3''', r_2''', r_1''', \\
&\quad 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\
&\quad s_1''', s_2''', s_3''', s_4''', s_5''', s_6''', s_7''', s_8''', s_9''', s_{10}''', s_{11}''', s_{12}''', s_{13}''', s_{14}''', s_{15}''') \quad (357)
\end{aligned}$$

であり、出力の -8 シフトから 8 シフトまでは全て 0 である。さらに、系列 $(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1}$ を B_1B_1 の整合フィルタに入力すると、その出力は、

$$\begin{aligned}
&(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1} * \overline{B_1B_1} = A_1A_1A_1A_1 * \overline{B_1B_1} \\
&= (1, 0, 1, 0, 5, 0, -3, 0, 1, 0, 1, 0, 9, 0, -7, \\
&\quad 0, 0, 0, 0, 0, 8, 0, -8, 0, 0, 0, 0, 0, 8, 0, -8, 0, \\
&\quad -1, 0, -1, 0, 3, 0, -5, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, -1) \quad (358)
\end{aligned}$$

である。

8.2.3 相補系列を用いた情報伝送

本節では、相補系列 $\{A_0, A_1\}, \{B_0, B_1\}$ を用いた、近似同期セルラー CDMA のアップリンクのための信号設計法について述べる。

長さ 32、擬周期 16 の擬周期系列 $A_0A_0A_0A_0$ を周波数 f_0 の搬送波で変調した信号 $(A_0A_0A_0A_0)_{f_0}$ と長さ 32、擬周期 16 の擬周期系列 $A_1A_1A_1A_1$ を周波数 f_1 の搬送波で変調した信号 $(A_1A_1A_1A_1)_{f_1}$ の二つの信号を一人のユーザ U_0 に割り当てる。ユーザ U_0 は割り当てられた二つの信号 $(A_0A_0A_0A_0)_{f_0}, (A_1A_1A_1A_1)_{f_1}$ の両方に自分の送信したい情報 a をかける。さらに、ユーザ U_0 は情報 a をかけた二つの信号を以下のようにたし合わせた信号を送信する。

$$a \{ (A_0A_0A_0A_0)_{f_0} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1} \} \quad (359)$$

ユーザ U_0 からの信号を受信する場合は、受信された信号を周波数 f_0 と周波数 f_1 の両方を用いて復調する。受信された信号を周波数 f_0 で復調すると、

$$a \{ (A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_0} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_0} \} \quad (360)$$

が得られる。一方、受信された信号を周波数 f_1 で復調すると、

$$a \{ (A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_1} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_1} \} \quad (361)$$

が得られる。次に、受信された信号を周波数 f_0 で復調した系列を A_0A_0 の整合フィルタに入力し、受信された信号を周波数 f_1 で復調した系列を A_1A_1 の整合フィルタに入力する。二つの整合フィルタの出力をたし合わせると、

$$\begin{aligned} & a \{ (A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_0} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_0} \} * \overline{A_0A_0} \\ + & a \{ (A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_1} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_1} \} * \overline{A_1A_1} \\ = & a(x_{15}, x_{14}, x_{13}, x_{12}, x_{11}, x_{10}, x_9, x_8, x_7, x_6, x_5, x_4, x_3, x_2, x_1, \\ & 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, \\ & y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7, y_8, y_9, y_{10}, y_{11}, y_{12}, y_{13}, y_{14}, y_{15}) \quad (362) \end{aligned}$$

である。出力の 0 シフトの位置には $32a$ が出力され、ユーザ U_0 の送信した情報 a が得られる。また、出力の -7 シフトから -1 シフト、 1 シフトから 7 シフトまでは出力が 0 なので、 7 シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、出力の 0 シフトには $32a$ が正しく出力される。

今、もう一人のユーザ U_1 が相補系列 $\{B_0, B_1\}$ を用いてユーザ U_0 と同様に通信をしていると考える。すなわち、長さ 32、擬周期 16 の擬周期系列 $B_0B_0B_0B_0$ を周波数 f_0 の搬送波で変調した信号 $(B_0B_0B_0B_0)_{f_0}$ と長さ 32、擬周期 16 の擬周期系列 $B_1B_1B_1B_1$ を周波数 f_1 の搬送波で変調した信号 $(B_1B_1B_1B_1)_{f_1}$ の二つの信号をユーザ U_1 に割り当てる。ユーザ U_1 は割り当てられた二つの信号 $(B_0B_0B_0B_0)_{f_0}, (B_1B_1B_1B_1)_{f_1}$ の両方に自分の送信したい情報 b をかける。さらに、ユーザ U_1 は情報 b をかけた二つの信号を以下のようにたし合わせた信号を送信する。

$$b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1}\} \quad (363)$$

ユーザ U_1 からの信号を受信する場合は、受信された信号を周波数 f_0 と周波数 f_1 の両方を用いて復調する。受信された信号を周波数 f_0 で復調すると、

$$b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_0} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_0}\} \quad (364)$$

が得られる。一方、受信された信号を周波数 f_1 で復調すると、

$$b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_1} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1}\} \quad (365)$$

が得られる。次に、受信された信号を周波数 f_0 で復調した系列を B_0B_0 の整合フィルタに入力し、受信された信号を周波数 f_1 で復調した系列を B_1B_1 の整合フィルタに入力する。二つの整合フィルタの出力をたし合わせると、

$$\begin{aligned} & b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_0} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_0}\} * \overline{B_0B_0} \\ & + b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_1} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1}\} * \overline{B_1B_1} \\ & = b(w_{15}, w_{14}, w_{13}, w_{12}, w_{11}, w_{10}, w_9, w_8, w_7, w_6, w_5, w_4, w_3, w_2, w_1, \\ & \quad 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, \\ & \quad z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6, z_7, z_8, z_9, z_{10}, z_{11}, z_{12}, z_{13}, z_{14}, z_{15}) \end{aligned} \quad (366)$$

である。出力の 0 シフトの位置には $32b$ が出力され、ユーザ U_1 の送信した情報 b が得られる。また、出力の -7 シフトから -1 シフト、 1 シフトから 7 シフトまでは出力が 0 なので、7 シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、出力の 0 シフトには $32b$ が正しく出力される。

8.2.4 完全相補系列を用いた情報伝送

本節では、完全相補系列 $\{\{A_0, A_1\}, \{B_0, B_1\}\}$ を用いた、近似同期セルラ CDMA のアップリンクのための信号設計法について述べる。

第 8.2.3 節において述べた方法により二人のユーザ U_0, U_1 が同時に通信をすると、ユーザ U_0 からの信号を受信する受信機には、ユーザ U_0 とユーザ U_1 から送信された両方の信号が入力される。同様に、ユーザ U_1 からの信号を受信する受信機にも、ユーザ U_0 とユーザ U_1 から送信された両方の信号が入力される。このとき、ユーザ U_0 からの信号を受信する受信機では、受信された信号を周波数 f_0, f_1 で復調し、それぞれ A_0A_0, A_1A_1 の整合フィルタに入力し、二つの整合フィルタの出力をたし合わせることを行う。二つの整合フィルタの出力をたし合わせると、

$$\begin{aligned}
& \{a(A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_0} + a(A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_0} \\
& + b(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_0} + b(B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_0}\} * \overline{A_0A_0} \\
+ & \{a(A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_1} + a(A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_1} \\
& + b(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_1} + b(B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1}\} * \overline{A_1A_1} \\
= & a \{(A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_0} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_0}\} * \overline{A_0A_0} \\
+ & a \{(A_0A_0A_0A_0)_{f_0, f_1} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1, f_1}\} * \overline{A_1A_1} \\
+ & b \{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_0} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_0}\} * \overline{A_0A_0} \\
+ & b \{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0, f_1} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1, f_1}\} * \overline{A_1A_1} \\
= & a(x_{15}, x_{14}, x_{13}, x_{12}, x_{11}, x_{10}, x_9, x_8, x_7, x_6, x_5, x_4, x_3, x_2, x_1, \\
& 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, \\
& y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, y_7, y_8, y_9, y_{10}, y_{11}, y_{12}, y_{13}, y_{14}, y_{15}) \\
+ & b(x'_{15}, x'_{14}, x'_{13}, x'_{12}, x'_{11}, x'_{10}, x'_9, x'_8, x'_7, x'_6, x'_5, x'_4, x'_3, x'_2, x'_1, \\
& 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\
& y'_1, y'_2, y'_3, y'_4, y'_5, y'_6, y'_7, y'_8, y'_9, y'_{10}, y'_{11}, y'_{12}, y'_{13}, y'_{14}, y'_{15}) \\
= & a(x''_{15}, x''_{14}, x''_{13}, x''_{12}, x''_{11}, x''_{10}, x''_9, x''_8, x''_7, x''_6, x''_5, x''_4, x''_3, x''_2, x''_1, \\
& 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, \\
& y''_1, y''_2, y''_3, y''_4, y''_5, y''_6, y''_7, y''_8, y''_9, y''_{10}, y''_{11}, y''_{12}, y''_{13}, y''_{14}, y''_{15}) \quad (367)
\end{aligned}$$

であり、出力の 0 シフトの位置に $32a$ が出力され、ユーザ U_0 の送信した情報 a が得られる。また、ユーザ U_0 とユーザ U_1 の同期のずれが -8 シフトから 8 シフト以内に収まるように近似同期を保てば、出力の 0 シフト

には $32a$ が正しく出力される。さらに、7シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、出力の0シフトには $32a$ が正しく出力される。

同様に、ユーザ U_1 からの信号を受信する受信機では、受信された信号を周波数 f_0, f_1 で復調し、それぞれ B_0B_0, B_1B_1 の整合フィルタに入力し、二つの整合フィルタの出力をたし合わせることを行う。二つの整合フィルタの出力をたし合わせると、

$$\begin{aligned}
& \{a(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_0} + a(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0} \\
& + b(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_0} + b(B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_0}\} * \overline{B_0B_0} \\
+ & \{a(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1} + a(A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1} \\
& + b(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_1} + b(B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_1}\} * \overline{B_1B_1} \\
= & b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_0} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_0}\} * \overline{B_0B_0} \\
+ & b\{(B_0B_0B_0B_0)_{f_0,f_1} + (B_1B_1B_1B_1)_{f_1,f_1}\} * \overline{B_1B_1} \\
+ & a\{(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_0} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_0}\} * \overline{B_0B_0} \\
+ & a\{(A_0A_0A_0A_0)_{f_0,f_1} + (A_1A_1A_1A_1)_{f_1,f_1}\} * \overline{B_1B_1} \\
= & b(w_{15}, w_{14}, w_{13}, w_{12}, w_{11}, w_{10}, w_9, w_8, w_7, w_6, w_5, w_4, w_3, w_2, w_1, \\
& 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, \\
& z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6, z_7, z_8, z_9, z_{10}, z_{11}, z_{12}, z_{13}, z_{14}, z_{15}) \\
+ & a(w'_{15}, w'_{14}, w'_{13}, w'_{12}, w'_{11}, w'_{10}, w'_9, w'_8, w'_7, w'_6, w'_5, w'_4, w'_3, w'_2, w'_1, \\
& 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \\
& z'_1, z'_2, z'_3, z'_4, z'_5, z'_6, z'_7, z'_8, z'_9, z'_{10}, z'_{11}, z'_{12}, z'_{13}, z'_{14}, z'_{15}) \\
= & b(w''_{15}, w''_{14}, w''_{13}, w''_{12}, w''_{11}, w''_{10}, w''_9, w''_8, w''_7, w''_6, w''_5, w''_4, w''_3, w''_2, w''_1, \\
& 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 32, \\
& z''_1, z''_2, z''_3, z''_4, z''_5, z''_6, z''_7, z''_8, z''_9, z''_{10}, z''_{11}, z''_{12}, z''_{13}, z''_{14}, z''_{15}) \quad (368)
\end{aligned}$$

であり、出力の0シフトの位置に $32b$ が出力され、ユーザ U_1 の送信した情報 b が得られる。また、ユーザ U_0 とユーザ U_1 の同期のずれが -8 シフトから 8 シフト以内に収まるように近似同期を保てば、出力の0シフトには $32b$ が正しく出力される。さらに、7シフト以内のマルチパスによる遅延信号が存在した場合でも、出力の0シフトには $32b$ が正しく出力される。

本節において述べた完全相補系列を用いた情報伝送についての概念図を図4に示す。

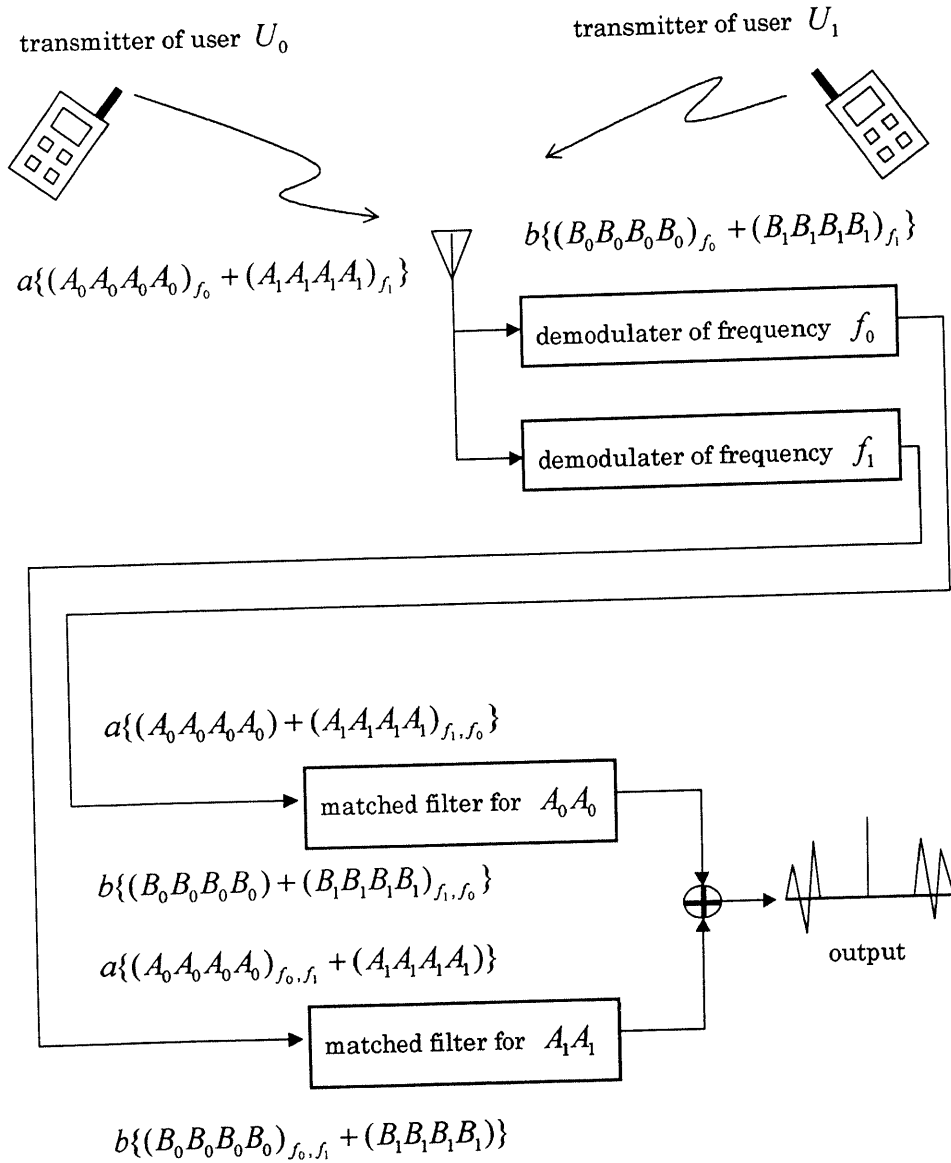


図 4: 完全相補系列を用いた情報伝送の概念図

8.2.5 近隣のセルからの干渉の低減

第8.2.3節及び、第8.2.4節において述べた近似同期セルラーCDMAのアップリンクのための信号設計法に従えば、近似同期がシステムが許容する範囲内に保たれているという条件のもとで、同じセル内の他のユーザからのチャンネル間干渉は全く無い。しかし、近隣のセルにおいても同一の周波数の搬送波を使用する限り、近隣のセル内の他のユーザからの干渉を完全に除去することは出来ない。しかし、本方式においても、第8.1.5節と同様に、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間の周期相互相関特性が良好であるような、互いに異なる周期完全相補系列を近隣のセルに割り当てることによって、近隣のセル内のユーザからの干渉を低減することが可能である。そこで、多数の周期完全相補系列の中から、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間の周期相互相関特性が良好であるような周期完全相補系列を選択することが必要である。第8.1.5節と同様の観点より、周期16の4相完全相補系列の周期相互相関特性について具体的に検討する。

第6.5節の表5に示したように、周期16の4相直交系列は96個存在するので、拡張された変調可能な直交系列より構成される周期16の4相完全相補系列も96個存在する。この96個の周期完全相補系列を $\{\{s_{i0}, s_{i1}\}, \{t_{i0}, t_{i1}\}\}, 0 \leq i \leq 95$ と表す。このとき、互いに異なる周期完全相補系列 $\{\{s_{m0}, s_{m1}\}, \{t_{m0}, t_{m1}\}\}$ と $\{\{s_{l0}, s_{l1}\}, \{t_{l0}, t_{l1}\}\}, m \neq l$ に属する周期相補系列において、対応する系列間の周期相互相関関数の和の絶対値

$$|s_{m0} * \overline{s_{l0}}(\tau) + s_{m1} * \overline{s_{l1}}(\tau)|, \quad (369)$$

$$|t_{m0} * \overline{t_{l0}}(\tau) + t_{m1} * \overline{t_{l1}}(\tau)| \quad (370)$$

を考える。これらの二つの絶対値の最大値をそれぞれ $M_{s_{m,l}}, M_{t_{m,l}}$ と表す。さらに、 $M_{s_{m,l}}$ と $M_{t_{m,l}}$ のうち大きいほうの値を $M_{m,l}$ と表す。すなわち、

$$M_{m,l} = \max\{M_{s_{m,l}}, M_{t_{m,l}}\} \quad (371)$$

である。 $M_{m,l}$ は $8\sqrt{2}, 16, 16\sqrt{2}, 8\sqrt{10}$ のいずれかの値となる。

ここで、第8.1.5節と同様に、任意の二つの周期16の4相完全相補系列について、 $M_{m,l} \leq k$ が成り立つような系列を要素として持つ集合を考え、その集合の要素の個数を n_k で表すことにする。周期16の4相直交系列の場合と同様に、周期16の4相完全相補系列の場合も、 n_k は順に $n_{8\sqrt{2}} = 2, n_{16} = 12, n_{16\sqrt{2}} = 48, n_{8\sqrt{10}} = 96$ である。

| | | | | |
|---------------|-------------|-------|--------------|--------------|
| $M_{m,l}$ | $8\sqrt{2}$ | 16 | $16\sqrt{2}$ | $8\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 12 | 48 | 96 |
| $r_{M_{m,l}}$ | 0.354 | 0.500 | 0.707 | 0.791 |

表 10: 拡張された変調可能な直交系列より構成される周期 16 の 4 相完全相補系列の相互相関特性

| | | | | |
|---------------|-------------|-------|--------------|--------------|
| $M_{m,k}$ | $8\sqrt{2}$ | 16 | $16\sqrt{2}$ | $8\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 4 | 16 | 32 |
| $r_{M_{m,l}}$ | 0.354 | 0.500 | 0.707 | 0.791 |

表 11: 変調可能な直交系列より構成される周期 16 の 4 相完全相補系列の相互相関特性

また、第 8.1.5 節と同様に、 $s_{i0} * \overline{s_{i0}(0)} + s_{i1} * \overline{s_{i1}(0)} = t_{i0} * \overline{t_{i0}(0)} + t_{i1} * \overline{t_{i1}(0)} = 32$ に対する $M_{k,l}$ の比率を $r_{M_{m,l}}$ と表すことにする。表 10 に拡張された変調可能な直交系列より構成される周期 16 の 4 相完全相補系列について、以上のことをまとめる。また、表 11 に変調可能な直交系列より構成される 32 個の周期 16 の 4 相完全相補系列の場合について同様にまとめる。

第 8.1.5 節と同様に、表 10,11 によれば、周期相互相関特性が最も良好であるのは、 $M_{m,l} = 8\sqrt{2}$ の場合である。このとき、変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列及び、拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列ともに、 $n_{8\sqrt{2}} = 2$ である。これは、基本繰り返しセル数 N の最小値である $N = 3$ に満たないので、 $M_{m,l} = 8\sqrt{2}$ となる周期 16 の 4 相完全相補系列を各セルに割り当てるのは不可能である。

次に周期相互相関特性が良好であるのは、 $M_{m,l} = 16$ の場合である。このとき、変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列では $n_{16} = 4$ であるので、基本繰り返しセル数 $N = 3$ のクラスタが構成可能である。一方、拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列では $n_{16} = 12$ であるので、基本繰り返しセル数 $N = 12$ のクラスタが構成可能である。第 8.1.5 節と同様に、同一の完全相補系列を用いるセル間の距離の比は、 $\sqrt{3 \cdot 12}R_c / \sqrt{3 \cdot 3}R_c = 2$ である。すなわち、拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列を用いれば、変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列を用いる場合に比べて、

同一の周期完全相補系列を使用するセル間の距離を二倍することが可能である。

8.2.6 情報伝送効率の改善

第8.1.6節と同様に、第8.2.3節及び、第8.2.4節において述べた近似同期セルラーCDMAのアップリンクのための信号設計法においても、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間の周期相互相関特性が良好であるような複数の周期完全相補系列を各ユーザに符号語として割り当てるM-ary方式により、情報伝送効率を増大させることが可能である。

例えば、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間の周期相互相関特性が良好であるような N 個の周期完全相補系列 $\{(s_{i0}, s_{i1}), \{t_{i0}, t_{i1}\}, 0 \leq i \leq N-1$ があるとする。このとき、ユーザ U_0 に信号 $\{(s_{i0}s_{i0}s_{i0}s_{i0})_{f_0}, (s_{i1}s_{i1}s_{i1}s_{i1})_{f_1}\}, 0 \leq i \leq N-1$ を符号語として割り当てる。ユーザ U_0 は情報を伝送する際に特定の規則に従って一つの符号語を選択し、その符号語に含まれる二つの信号にそれぞれ情報 a をかけ、二つの信号をたし合わせて送信する。ここで、選択された符号語が $(s_{m0}s_{m0}s_{m0}s_{m0})_{f_0}, (s_{m1}s_{m1}s_{m1}s_{m1})_{f_1}$ であったとする。ユーザ U_0 からの信号を受信する受信機には系列 $s_{i0}s_{i0}, s_{i1}s_{i1}, 0 \leq i \leq N-1$ の整合フィルタを用意しておく。受信機はまず、ユーザ U_0 からの信号を周波数 f_0, f_1 でそれぞれ復調する。その結果、系列 $a\{s_{m0}s_{m0}s_{m0}s_{m0} + (s_{m1}s_{m1}s_{m1}s_{m1})_{f_1, f_0}\}$ 及び、 $a\{(s_{m0}s_{m0}s_{m0}s_{m0})_{f_0, f_1} + s_{m1}s_{m1}s_{m1}s_{m1}\}$ が得られる。次に、系列 $a\{s_{m0}s_{m0}s_{m0}s_{m0} + (s_{m1}s_{m1}s_{m1}s_{m1})_{f_1, f_0}\}$ を $s_{i0}s_{i0}$ の整合フィルタに入力し、系列 $a\{(s_{m0}s_{m0}s_{m0}s_{m0})_{f_0, f_1} + s_{m1}s_{m1}s_{m1}s_{m1}\}$ を $s_{i1}s_{i1}$ の整合フィルタに入力する。受信機は、さらに、二つの整合フィルタからの出力をたし合わせる。このようにして得られた N 個の出力の0シフトの値の絶対値を比較し、出力の絶対値が最大になる整合フィルタに対応する信号が符号語として選択されたと判別する。この場合は、 $s_{m0}s_{m0}, s_{m1}s_{m1}$ の整合フィルタからの出力の和の絶対値が最大になるので、 $(s_{m0}s_{m0}s_{m0}s_{m0})_{f_0}, (s_{m1}s_{m1}s_{m1}s_{m1})_{f_1}$ が符号語として選択されることが判別される。最後に、 $s_{m0}s_{m0}, s_{m1}s_{m1}$ の整合フィルタからの出力をそれぞれたし合わせた出力の0シフトの値から情報 a を得る。ユーザ U_1 についても同様に、 $\{(t_{i0}t_{i0}t_{i0}t_{i0})_{f_0}, (t_{i1}t_{i1}t_{i1}t_{i1})_{f_1}\}, 0 \leq i \leq N-1$ を符号語として割り当てればよい。また、ユーザ U_1 からの信号を受信する受信機には系列 $t_{i0}t_{i0}, t_{i1}t_{i1}, 0 \leq i \leq N-1$ の整合フィルタを用意しておく。

第8.1.6節と同様に、異なる周期完全相補系列に属する周期相補系列間

| | | | | |
|-----------|-------------|----|--------------|--------------|
| $M_{m,l}$ | $8\sqrt{2}$ | 16 | $16\sqrt{2}$ | $8\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 12 | 48 | 96 |
| bit | 1 | 3 | 5 | 6 |

表 12: 拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列の周期相互相関特性と bit 数

| | | | | |
|-----------|-------------|----|--------------|--------------|
| $M_{m,l}$ | $8\sqrt{2}$ | 16 | $16\sqrt{2}$ | $8\sqrt{10}$ |
| n_k | 2 | 4 | 16 | 32 |
| bit | 1 | 2 | 4 | 5 |

表 13: 変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列の周期相互相関特性と bit 数

の周期相互相関特性が良好であるような、なるべく多数の周期完全相補系列を符号語として選択することが望ましい。

そこで、第 8.2.5 節と同様に、周期 16 の 4 相完全相補系列を用いる場合について検討する。この場合も第 8.1.6 節と同様に、送受信を通して扱う系列は全て 4 相の系列であることが望ましいので、ユーザ U_0, U_1 が符号語にかけて送信する情報 a, b として、 $1, j, -1, -j$ のいずれかを用いるものとする。符号語を用いない場合には、一回の送信で 2bit の情報が伝送可能である。第 8.2.5 節の表 10, 11 によれば、例えば $M_{m,l} = 16$ である系列を符号語として用いた場合、変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列では $n_{16} = 4$ であるので、一回の送信で $2 + \log_2 4 = 4$ bit の情報が伝送可能である。それに対して、拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列では $n_{16} = 12$ であるので、一回の送信で $2 + \log_2 12 = 5.58 \geq 5$ bit の情報が伝送可能である。拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列における $M_{m,l}, n_k$ 及び、符号語の割り当てによって増加する bit 数の関係について表 12 にまとめる。同様に、変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列について表 13 にまとめる。表 12, 13 によれば、第 8.1.6 節と同様に、 $M_{m,l} = 16, 16\sqrt{2}, 8\sqrt{10}$ の場合において、拡張された変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列を用いる場合の一回の送信で伝送可能な bit 数は、変調可能な直交系列より構成される周期完全相補系列を用いる場合の一回の送信で伝送可能な bit 数よりもそれぞれ 1bit 増加していることがわかる。