

目次

1	SS 通信方式の種類	2
2	直接拡散 (DS) 方式の原理	3
2.1	DS 方式における変調	3
2.2	DS 方式における復調	4
2.3	干渉波による影響	4
2.4	通信容量 (channel capacity)	4
2.5	秘匿性	7
2.6	E_b/N_0 の定義	9
3	M 系列の性質	11
3.1	疑似雑音系列	11
3.2	拡散系列の性質	11
3.3	生成多項式による M 系列の表現	11
3.4	トレースによる M 系列の表現	13
3.5	M 系列の特徴	14
3.6	M 系列の自己相関関数	14
3.7	M 系列の電力スペクトル	18
4	符号同期	19
4.1	符号同期回路の構成	19
4.2	同期捕捉方式	22
4.3	同期追跡方式	22
5	多元接続方式	24
6	マルチパス対策	25
6.1	CDMA システムにおける Rake 受信方式	25
6.1.1	ダイバーシティ受信との違い	26
6.2	OFDM	26
	参考文献	28
	C 言語の問題集	30

1 SS 通信方式の種類

通常の周波数分割型の通信方式では、1つの信号が特定の周波数帯域を占有し、他の信号が同じ帯域を使用することは許されない。そのため、信号の帯域幅を出来るだけ狭くし、その上で伝送品質を向上させることが課題となっていた。これに対して、SS 通信方式はこれとは逆に、伝送されるべき信号にクロックレートの高い擬似ランダム系列を掛けることにより、広い帯域へと信号を拡散させて伝送しようというものである。信号を拡散して送信することにより、信号のしめる周波数帯域が広がり、それによって SN 比の劣悪な環境下においても、信頼度の高い通信を確保することができる。

以下に、SS 通信方式の代表的な種類について簡単に述べる。

a) 直接拡散 (Direct Spread: DS) 方式

SS 通信方式の中では最も基本的かつ代表的な方式であり、信号系列に直接擬似ランダム (Pseudo Noise: PN) 系列を掛けることにより変調を行う。受信側では、受信信号に対して送信側で使用したのと同じ PN 系列を掛け直すことにより復調が行われる。このとき、受信した信号に希望以外の信号が混在していた場合、受信側において希望信号をもとの帯域に戻すために掛けなおす PN 系列によって、その信号 (希望以外の信号) は逆に拡散されてしまう。したがって、BPF を通す通すことにより、混信波を除去することができる。このことにより、雑音に対する耐性を持ち、同一周波数帯を用いた複数の同時通信が可能となる。

また、この方式については後で詳しく述べる。

b) 周波数ホッピング (Frequency Hopping: FH) 方式

PN 系列により定まるパターンにより、搬送波の周波数を選択する方式である。このような方式として他にも FSK が存在するが、FSK ではスペクトル効率が悪くなるのを避けるために 2 つの周波数しか用いない。これに対し FH 方式では、多数の周波数から搬送波を選択することによって広帯域の信号を得ている。

c) 時間ホッピング (Time Hopping: TH) 方式

PN 系列により、搬送波を時間領域において擬似ランダム的に断続して送信するパルス変調方式である。通常の時分割多重方式に比べ、システム相互間の混信を減少させることができるなどの特徴をもつ。しかし、妨害に弱いいため FH 方式と組み合わせて、TFH 方式として用いられることが多い。

d) ハイブリッド方式

これまでに述べた方式を 2 つ組み合わせる方式である。これは、ある方式が性能限界に達しているときなどに有利で、単一の方式では達成できないような特性を得ることができる。

FH/DS 方式では、周波数が周期的にホッピングする直接拡散方式である。この方式は、それぞれを単一で使用する場合より妨害に強く、信号の拡散能力や多元接続・多重化能力を向上させる。また、TFH は距離と送信電力のばらつきの大きい多数の利用者が単一の回線を同時に使用する場合に有利である。TH/DS 方式は、擬似ランダム的に時分割を行うので、チャネルを有効に利用できる。

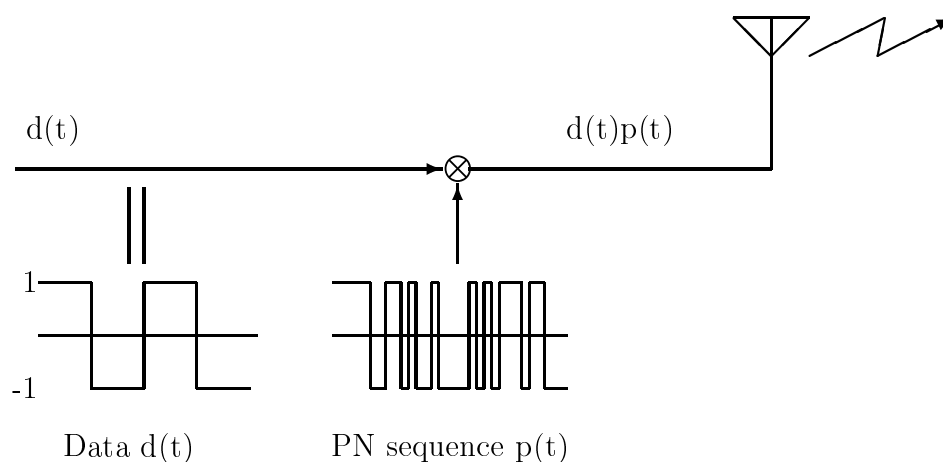


図 1: DS 方式による変調部の基本構成

2 直接拡散 (DS) 方式の原理

従来の周波数分割型の通信方式を用いて多重伝送をする場合には、信号の帯域幅を狭くするほど同時に送る信号の数を増加させることができる。このために周波数分割型的方式では、いかに伝送帯域を狭めるかということに重点をおいてきた。ところが情報化社会の進展にともない、生じている電波の混雑には深刻なものがあり、しかも干渉波についても問題になる。雑音は白色のような一様な電力スペクトルをもつ場合が多いが、干渉波の場合は電力スペクトルが集中しやすい。そのため、希望信号と干渉波の電力スペクトルの重なりが大きいと、信号の伝送はできなくなり大きな損失となる。従って、干渉波が狭帯域であった場合には、信号の帯域が広い方が重なりが小さく損失も少ない。また BPF により干渉波を除去した場合にも、帯域幅が広い方が損失が少なくて済むことになる。また、Shannon の通信路容量の定理によれば、雑音の大きな通信路においても十分に広い帯域が利用できれば、信頼性の高い通信が可能となることが知られている。

SS 通信方式は、これらの点をふまえた上で、従来の通信方式とは逆に広い帯域へと信号を拡散させて伝送しようというものである。以下に DS 方式を例として、その原理について説明する。

2.1 DS 方式における変調

DS 方式は、送られるべき信号を、長い周期を持った複雑なパターンの 2 値レベルの信号で直接変調するものである。ここで用いられる信号系列は、擬似ランダム (Pseudo Noise: PN) 系列と呼ばれる。DS 方式による変調は、図 1 に示すような構成によって行われる。元の信号は PN 系列と掛け合わされ、SS 信号 (送信信号) を発生する。ビットレート B_0 のデータ信号は、チップレート B_p の PN 系列を乗じることによって、図 2 に示すような広帯域の SS 信号へと拡散される。

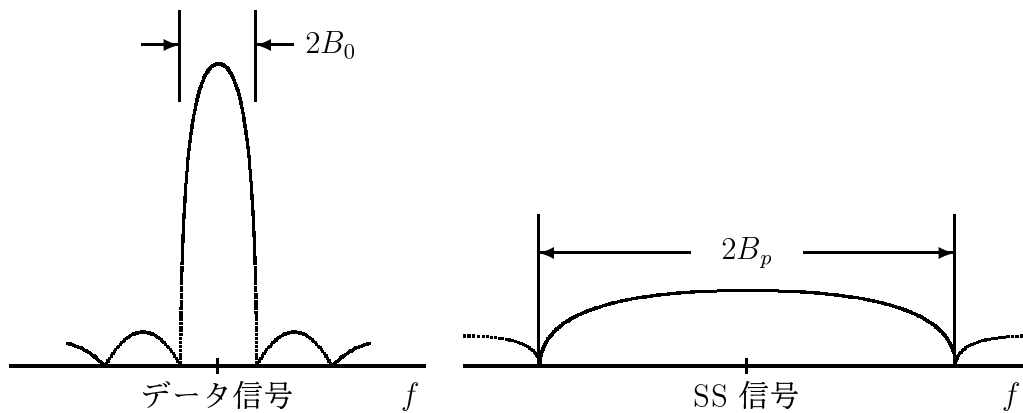


図 2: 変調部における各信号の電力スペクトル

2.2 DS 方式における復調

図 1 によって拡散された信号は，受信側において図 3 のような回路によって復調される．伝送路を伝わってきた SS 信号は，変調に使用されたものと同じ PN 系列を掛け合わされる．受信された信号は，雑音や干渉波を無視すると

$$A d(t) p(t) \quad (1)$$

である．これに PN 系列 $p(t)$ を掛け合わせるのであるが， $p(t)$ は 1 又は -1 の値しか取らないので， $p(t)^2 = 1$ となるため，

$$A d(t) p(t)^2 = A d(t) \quad (2)$$

となり，元のデータ信号へと復元される．

2.3 干渉波による影響

受信された信号に，干渉波 $I(t)$ が含まれる場合について考える．受信された後，帯域フィルタ (BPF) を通過した信号に，図 4(A) の様な干渉波が含まれていたとする．この信号に PN 系列が掛け合わされるのだが，対象が SS 信号であるか，それとも干渉波であるかによって，この操作のもつ意味がまったく異なってくる．SS 信号にとってこの操作は，上述のようにデータ信号への復調に他ならない．しかし，この操作は見方を変えれば，変調部での信号の拡散操作とまったく同じ物である．したがって，干渉波はこの操作によって，SS 信号とは逆に拡散されることになる．これによって干渉波の信号レベルは，図 4(B) のように小さなものへと低下する．

2.4 通信容量 (channel capacity)

[[1] を転載]

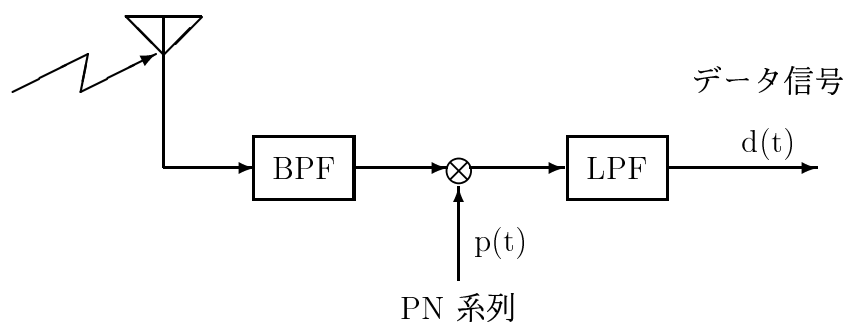


図 3: DS 方式による復調部の基本構成

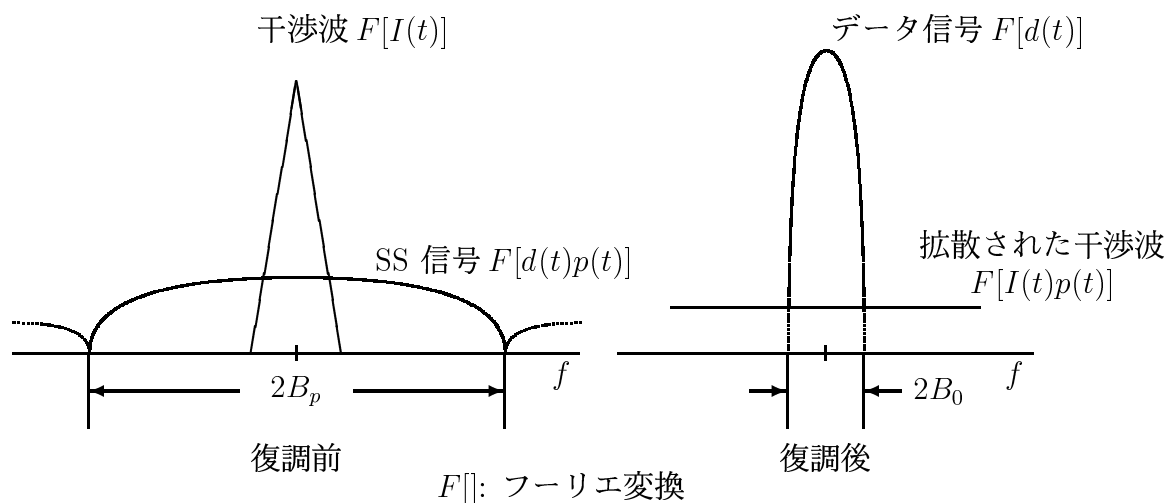


図 4: 復調部における電力スペクトル. ただし、データ信号のビットレート B_0 、PN 系列のチップレート B_p .

ガウス雑音のある通信路で、帯域幅と SN 比が規定されたとき、誤りなく情報を伝送できる信号速度は幾らになるかという答は、有名な**シャノンの定理**(Shannon's theorem)⁽⁵²⁾に見出すことができる。この定理は、 $-W$ [Hz] から W [Hz] までに帯域制限された低域通信路において、雑音の電力スペクトル

ルが平坦でその密度が $N_0/2$ [W/Hz]、したがって雑音の全電力が

$$P_N = N_0 W \quad [\text{W}] \quad (4.211)$$

で信号の電力が P_s [W] のとき、誤りなく情報を伝送できる最大 2 進信号速度 C [bits/sec] は次式で与えられる

$$C = W \log_2 \left[1 + \left(\frac{P_s}{P_N} \right) \right] \quad [\text{bits/sec}] \quad (4.212)$$

というものである。

この C のことを**通信容量**(channel capacity)とよぶ。

シャノンは更に、通信容量 C より遅い伝送速度 R なら、誤り率を任意の値に低く押えて通信できる符号化方式あるいは変調方式が存在するが、 $R > C$ なら、誤り率は零に近づけることが出来ないばかりでなく、余計な符号化は事態を一層悪化させることも示している。

さてここで、実際に信号を通信容量 C で伝送できるものと仮定し、帯域幅 W と C および次式で定義される 1 ビットあたりの SN 比

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_s}{N_0 C} = \left(\frac{P_s}{P_N} \right) \left(\frac{W}{C} \right) \quad (4.213)$$

との関係を求めてみよう。(4.212)式の全体を W で割り、(4.213)式の間係を代入すると、

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left[1 + \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \left(\frac{C}{W} \right) \right] \quad (4.214)$$

が得られる。この関係を図 4.57 に示す。図より、誤りのない通信は $C/W=0$ [dB] を境にして、 $C/W > 0$ [dB] の領域では、 E_b/N_0 を増加させることにより可能である。すなわちこの領域では、帯域 W はある値以上に増やすことができず制限された条件下にあり、誤りなしで伝送速度を増加させるには信号の電力を増加させることのみが唯一の解決策であることを教えている。そのためこの領域を**帯域制限領域**(power-limited region)とよぶ。一方 $C/W < 0$ [dB] の領域は伝送速度に比べて帯域を大きくとれるが、電力に限りがある領域——**電力制限領域**(power-limited region)——である。この領域では帯域幅を大きくするほど高品質の通信ができ、もし帯域を無限に広くすることができれば、 E_b/N_0 は**シャノンの限界値**(Shannon's limit)と呼ばれる $\ln 2$ (≈ 0.69 または

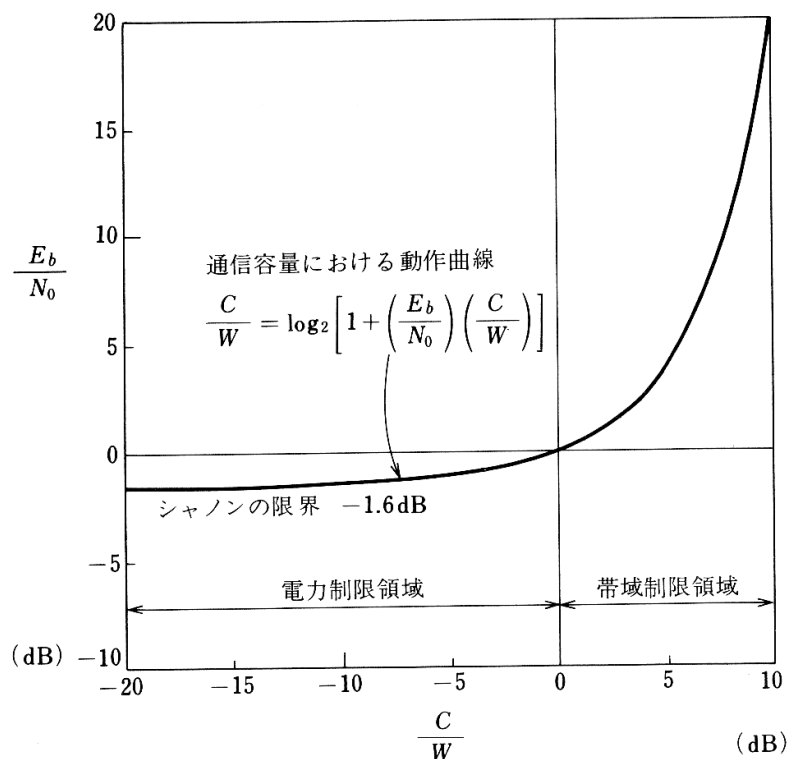


図 4.57 E_b/N_0 と C/W の関係

-1.6dB の値に近づく．言い換えれば，1 ビットあたりの信号対雑音比 E_b/N_0 が， -1.6dB あれば，帯域を無限に拡張することにより誤りなしで情報伝送ができるということである．しかもその極限状態の特性は，図 4.57 より帯域が数倍増える位で近似的に達成できる．

シャノンの理論は，誤り率 0 で最大伝送速度を得ることができる符号化法が存在することを示した存在定理である．この理論を完全に満足する符号化方式はまだ得られていないが，適当な冗長度 (redundancy) をデータに付加することで誤り訂正能力が発揮できることは良く知られたことである．

- 問：(1) 下り 40Mbps タイプの ADSL サービスは 138kHz～3750kHz の帯域を使用している．平均 SN 比が 127(= 21dB) のとき、通信容量 [bps] はいくらか？
 (2) (1) の結果が 40Mbps にならない理由を述べなさい。

2.5 秘匿性

[[2] から転載]

次に，

$$P_S = N_0 W_0, \quad (3)$$

つまり、信号電力と雑音電力が等しくなる雑音帯域幅 W_0 を定義し、式 (4.212) を次のように変形する。

$$\frac{C}{W_0} = \frac{W}{W_0} \log_2 \left(1 + \frac{W_0}{W} \right) \quad (1.4)$$

式 (1.4) の関係を 図 1.2 に示す.

この図は $W/W_0 = 1$ を境にして通信方式が 2 種類に大別されることを表している. すなわち $W/W_0 < 1$ の領域 (I) は 図 1.3 (a) のように平均信号スペクトル密度が雑音スペクトル密度より大きい方式の領域であり, SSB, FM, PCM 等, 従来一般に使われている方式はこの領域に属する. 次に $W/W_0 > 1$ の領域 (II) は平均信号スペクトル密度が雑音スペクトル密度より小さい領域で

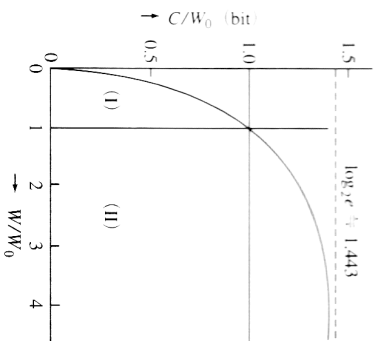


図 1.2 通信路容量と伝送帯域幅の関係

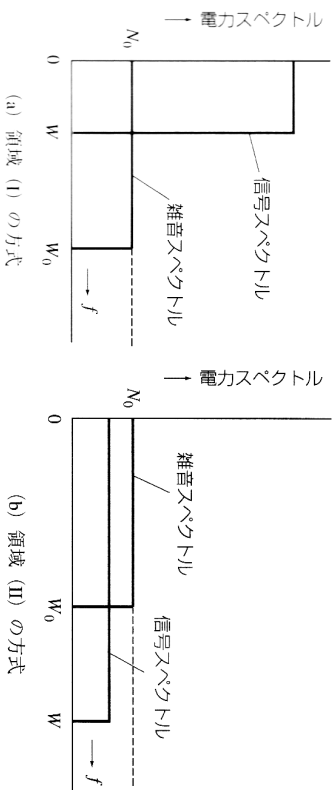


図 1.3 信号スペクトルと雑音スペクトル

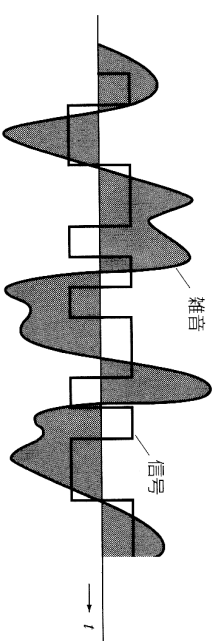
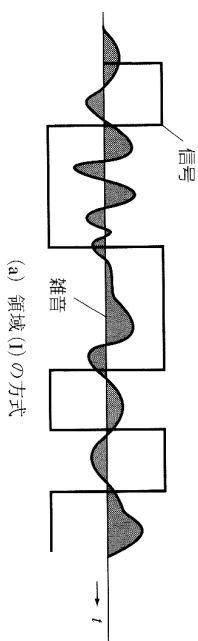


図 1.4 信号と雑音

あり, スペクトル拡散通信はこの領域に属する.

図 1.2 の曲線は $W/W_0 \rightarrow \infty$ で $\log 2e \approx 1.443$ に漸近する. W_0 は信号電力を雑音の帯域幅で置換したものであり, 信号電力一定, すなわち W_0 を一定とすると, 領域 (I) では信号スペクトルを広げると通信容量は急激に増加し, 領域 (II) では信号スペクトルを広げるほど通信容量は限界値に近づく.

図 1.4 (a), (b) に示す信号と雑音の模様を示す. 領域 (II) の方式では信号は雑音に埋もれた状態となり, 信号の存在を確認することすら困難になる. これが SS 通信特有の秘匿性である.

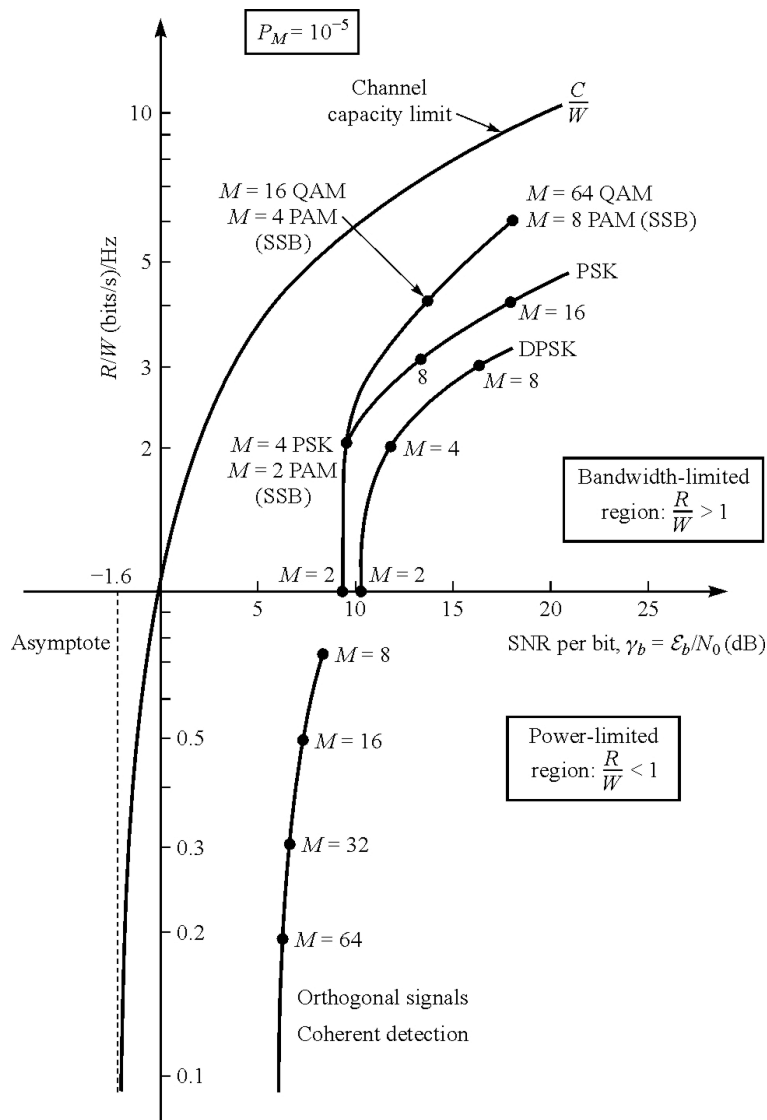


Fig 5.2-17 Comparison of several modulation methods at 10^{-5} symbol error probability.[3]

2.6 E_b/N_0 の定義

相加雑音 $n(t)$ は白色ガウス雑音とし, 図5のような電力スペクトル $G(f)$ とする. ただし,

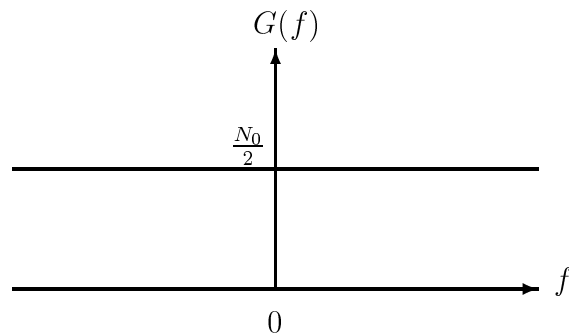


図 5: 白色ガウス雑音の電力スペクトル $G(f)$

係数 2 は両側電力スペクトルであることを示している. $n(t) = x$ となる白色雑音の分布関数

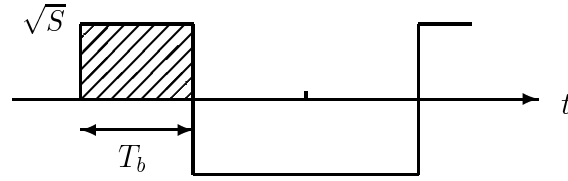


図 6: 1 ビットあたりのエネルギー E_b

$p_w(x)$ は次式で定義する ([4] p.29).

$$p_w(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (4)$$

ただし σ^2 は分散, m_x は $n(t)$ の平均値で, ここでは $m_x = 0$ とする.

受信側では $\psi(t)$ にて相関検波するものとし, $n(t)$ の相関検波出力 $\hat{n}$ は,

$$\hat{n} = \int_0^{T_s} n(t)\psi(t)dt \quad (5)$$

で定義する. 分散 σ^2 と N_0 との関係は, [4] pp.744–745 より

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= E\{\hat{n}\} - m_x \\ &= \frac{N_0}{2} \end{aligned} \quad (6)$$

ただし $E\{\cdot\}$ は期待値である.

一方, 情報 1 ビットあたりのエネルギー E_b は以下のように定義できる. 情報信号は以下のものであるとすると, E_b は斜線部のエネルギーである. 従って,

$$E_b = \int_0^{T_b} (\sqrt{S})^2 dt = ST_b \quad (7)$$

但し T_b : ビット周期

S : 信号電力

従って, E_b/N_0 と S/N は, 以下のような関係が成り立つ ([4] p.158).

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{ST_b}{N_0} = \frac{S}{RN_0} = \frac{SW}{RN_0W} = \frac{S}{R} \times \frac{1}{N/W} \quad (8)$$

但し $R = \frac{1}{T_b}$ (ビットレート)

W : 信号の帯域幅 (Hz)

N : 雑音電力, $N = N_0W$

3 M 系列の性質

3.1 疑似雑音系列

周期 L の二値周期系列 $\mathbf{a}$ の自己相関関数 $\theta_{\mathbf{a}}(\tau)$ が、以下のように ただ2通りの値しか取らない系列を、本稿では疑似雑音系列 (PN sequence, PN 系列) と呼ぶことにする [12]。

$$\theta_{\mathbf{a}}(\tau) = \begin{cases} 1; & \tau = 0 \\ -\frac{1}{L}; & \tau = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (9)$$

PN 系列には、下記 M 系列の他、平方剰余系列 (ルジャンドル系列)、双素数系列、ホール系列 の 4 種類の系列が知られている [12]。

3.2 拡散系列の性質

SS 通信で用いられる拡散系列には、次のような性質が望まれる。

- 1) 伝送帯域内で白色な電力スペクトルを持つために、擬似ランダム性を持つこと。
- 2) 復号の容易さから周期性を持ち、鋭い自己相関を持つこと。
- 3) 帯域幅を拡散させるために、周期が長いこと。

こうした要求に答える符号として、SS 通信方式では最大長周期系列 (M 系列) が主に使用される。以下に、M 系列の性質について説明する。

3.3 生成多項式による M 系列の表現

M 系列は、2 を法とする和による帰還タップを持つ線形帰還シフトレジスタ (Linear Feedback Shift Register : LFSR) に全ゼロ以外の初期値を与えることによって生成される周期系列であり n 段の LFSR によって得られる最大長周期 $N = 2^n - 1$ をもつものである。これは符号生成多項式 $h(X) = h_k X^k + \dots + h_3 X^3 + h_2 X^2 + h_1 X^1 + h_0$ として、GF(2) 上の原始多項式を用いることによって得られる。ここで LFSR の結線と原始多項式の係数 $h_i (i = 0, 1, 2, \dots, k)$ は、図 7 に示すように対応しており、係数 h_i が 1 であるとき結線は結ばれる。具体的な例を示すと、 $h(X) = X^4 + X + 1$ とすれば図 8 の構成によって、周期 $N = 2^4 - 1 = 15$ の M 系列が得られる。このとき、シフトレジスタでは表 1 のように状態が遷移する。

このように M 系列を生成させるためには原始多項式を求める必要があるが、通常必要とされる範囲の次数を持つ多項式は、Peterson が既に求めている [5]。Peterson の文献から GF(2⁹) までの原始多項式を表 2 に示す。Peterson は多項式を 8 進数で表しているのので、表 2 の (45)₈ であれば 2 進数では $\left(\frac{010}{4} \mid \frac{011}{5}\right)$ となり、これは原始多項式 $X^4 + X + 1$ の係数を表している。

(問 a) 図 8 の回路が $X^4 + X + 1$ の除算回路であることを示せ。また除算により表 1 と同じ系列を発生することを示せ。

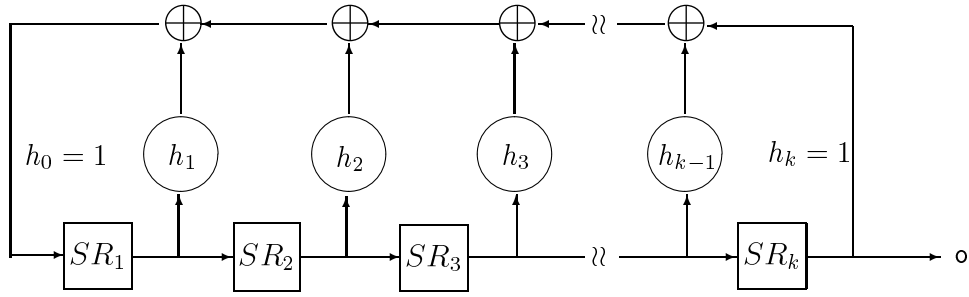


図 7: M 系列発生器

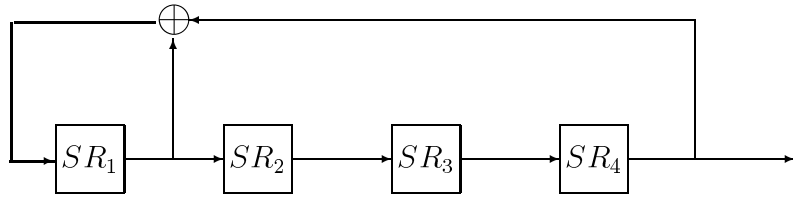


図 8: M 系列発生器 (周期 15 の場合)

表 1: M 系列の発生器における状態遷移図 (周期 15 の場合)

	SR_1	SR_2	SR_3	SR_4
1	0	0	0	1
2	1	0	0	0
3	1	1	0	0
4	1	1	1	0
5	1	1	1	1
6	0	1	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	0	1
9	1	0	1	0
10	1	1	0	1
11	0	1	1	0
12	0	0	1	1
13	1	0	0	1
14	0	1	0	0
15	0	0	1	0
1	0	0	0	1

表 2: 原始多項式

次数	周期	M 系列 の数	原始多項式 (8 進数表現)
2	3	1	$(7)_8$
3	7	2	$(13)_8$
4	15	2	$(23)_8$
5	31	6	$(45)_8, (75)_8, (67)_8$
6	63	6	$(103)_8, (147)_8, (155)_8$
7	127	18	$(211)_8, (217)_8, (235)_8, (367)_8, (277)_8, (325)_8,$ $(203)_8, (313)_8, (345)_8$
8	255	16	$(435)_8, (551)_8, (747)_8, (453)_8, (545)_8, (543)_8,$ $(537)_8, (703)_8$
9	511	48	$(1021)_8, (1131)_8, (1461)_8, (1423)_8, (1055)_8,$ $(1167)_8, (1541)_8, (1333)_8, (1605)_8, (1751)_8,$ $(1743)_8, (1617)_8, (1553)_8, (1157)_8, (1715)_8,$ $(1563)_8, (1713)_8, (1175)_8, (1725)_8, (1225)_8,$ $(1275)_8, (1773)_8, (1425)_8, (1267)_8$

3.4 トレースによる M 系列の表現

M 系列を $h(X)$ の原始元 α で表現すると次式となる.

$$u_i = \text{Tr}(\theta\alpha^i) \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

$u_0, u_1, \dots, u_i, \dots, u_{N-1}$: M 系列の値 $\in \{0, 1\}$
 $\text{Tr}(\alpha) = \alpha + \alpha^2 + \alpha^{2^2} + \dots + \alpha^{2^{n-1}}$: $\text{GF}(2^n)$ の $\text{GF}(2)$ に関するトレース
 θ : シフトレジスタの初期位相によって定まる $\text{GF}(2^n)$ 上の 0 以外の元 $(1, 2, \dots, 2^n - 1)$ のすべてを取り得る

特に, $\theta = 1$ となる初期位相は特性位相とよばれ, 次式となる.

$$u_i = \text{Tr}(\alpha_i) \quad (11)$$

さて, 周期 $N = 2^n - 1$ の繰り返し M 系列 $u = (u_0, u_1, \dots, u_{N-1})$ について, その元を q 個ずつ飛ばしながら, 元を抽出する操作 (Decimation: デシメーション) を考え, それによって得られる周期系列 $v = (v_0, v_1, \dots, v_{N-1})$ を考える. これを次式で表す.

$$v = u[q] \quad (12)$$

また, トレース表現を用いると,

$$v_i = \text{Tr}(\theta\alpha^{iq}) = \text{Tr}(\theta(\alpha^q)^i) = \text{Tr}(\theta\beta^i) \quad (i = 0, 1, \dots, N-1) \quad (13)$$

に他ならない. すなわち, $\beta = \alpha^q$ が原始元であれば, v は M 系列であり, $\text{GF}(2^n)$ 上の原始元はすべて $\alpha^q (q: \gcd(N, q)=1 \text{ なる } q)$ で表せるから, ある M 系列 u がら, 周期系列 N の M 系列が

すべて導きだせる。なお、特性位相 M 系列においては、次式より $u = u[2]$ が成立する。

$$\text{Tr}(\alpha^{2i}) = \text{Tr}((\alpha^i)^2) = \text{Tr}(\alpha^i) \quad (14)$$

(問 b) 原始元とは何か?

3.5 M 系列の特徴

n ビットのシフトレジスタによる M 系列は次のランダム性の性質 (randomness property) を満足する。

P-1: 平衡性 (balance property)

1 周期のうち "0" の出現回数は $(2^{n-1} - 1)$ 回, "1" の出現回数は 2^{n-1} である。すなわち, "0" および "1" の出現回数が 1 回しか変わらずほぼ同じである。

P-2: 連なり性 (run property)

1 周期に含まれる "1 の連なり" と "0 の連なり" のうち, 連なり数 (run length) k のものは $1/2^k$ の割合で存在する。すなわち, 連なり数 1 のものは $1/2$, 連なり数 2 のものは $1/4$, 連なり数 3 のものは $1/8, \dots, 1/2^n$, の割合で存在する。

P-3: 相関性 (correlation property)

優れた自己相関特性を有する。つまり、系列を巡回させ、あらゆる状態で各項ごとに比較を行った場合、一致する項の数と一致しない項の数は、たかだか 1 しか変わらない。詳細は ?? 節を参照のこと。また 相互相関にも優れている。

従って、P-1,2,3 の性質および、特に周期が長い系列を用いる場合は、一種の雑音とみなすことが出来る。このことと、 E_b (1 ビットあたりのエネルギー) 一定の条件下で拡散した場合には、被変調波の電力スペクトルが小さいことから、SS 信号を普通の雑音と混ぜて送信しても、それを知らない受信者には、雑音と見分けがつかないという利点が得られる。

問.1: 相互相関とは何か?

3.6 M 系列の自己相関関数

まず、 n ビットのシフトレジスタによる M 系列において、1 周期のうち 0 の出現回数は $(2^{n-1} - 1)$ 回, 1 の出現回数は 2^{n-1} 回である。しかも、その出現パターンは 1 周期全体にわたって偏りがなく、0 および 1 の出現確率がそれぞれほぼ $1/2$ であること、並びに周期が長いことも合わせて、一種の雑音とみなすことが出来る。このことと、被変調波の電力スペクトルが低いことから、SS 信号を普通の雑音と混ぜて送信すれば、それを知らない受信者には、雑音と見分けがつかないという利点が得られる。また、秘話性を重視するのなら、一般的に使われる M 系列を使用せずに、任意の周期を持つ 2 進系列を使うことも可能である。

次に M 系列は、自己相関関数において特徴的な性質を持っている。自己相関関数は、時間の関数である周期信号 $p(t)$ の、時刻 t における値 $p(t)$ と τ 時間後の値 $p(t + \tau)$ とのかかわり合いの度合を示すものとして、次式で表される。

表 3: M 系列 (15 ビット 2 進系列) の自己相関の例

	1 周期	一致数	不一致数	自己相関
系列 1	100011110101100	7	8	$-\frac{1}{15}$
系列 2	010001111010110			

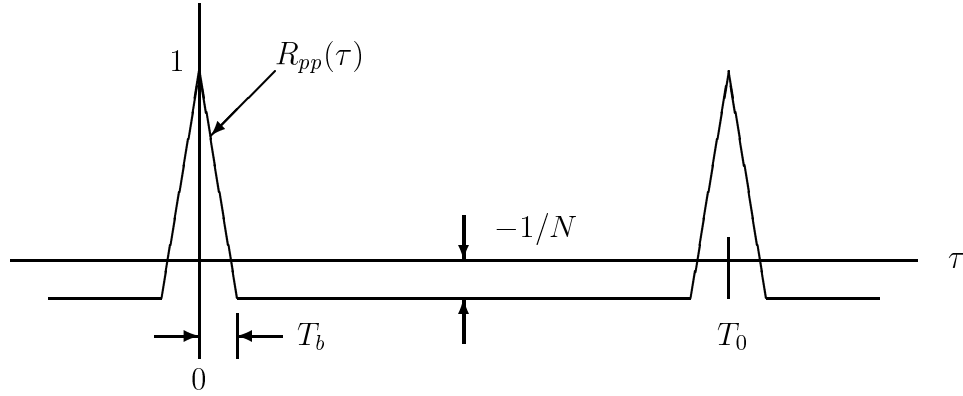


図 9: M 系列の自己相関関数

$$R_{pp}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} p(t)p(t+\tau)dt \quad (15)$$

T_0 : 符号系列 $p(t)$ の 1 周期あたりの時間

ただし, これは一般的な周期信号の場合であり, 対象が 2 進数系列の場合はもっと簡単に求まる. その場合は 1 周期にわたって, 値の一致するビット数と一致しないビット数の差を求め, それを系列の周期長で割れば自己相関が求まる. 例として, 1 ビットずれた 15 ビットの周期長の 2 進系列の場合を表 3 に示す.

M 系列の場合, 位相が完全に一致していれば自己相関は 1, 位相が 1 ビットでも違っていれば自己相関は $-1/N$ になる. M 系列の自己相関関数を式で示すと

$$R_{pp}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{N} \frac{|\tau|}{T_b} & lT_0 - T_b \leq \tau \leq lT_0 + T_b \\ -\frac{1}{N} & (l-1)T_0 + T_b \leq \tau \leq lT_0 - T_b \end{cases} \quad (16)$$

T_0 : 符号系列 $p(t)$ の 1 周期あたりの時間

T_b : 1 ビットあたりの時間

N : $N = T_0/T_b$

$l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

となる. M 系列の自己相関関数を図 9 に示す.

この図より, M 系列では位相が一致したときと, していないときの自己相関の差が極めてはっきりしていることが分かる. 言い替えれば, M 系列は 1 ビットでもずれると元の系列と

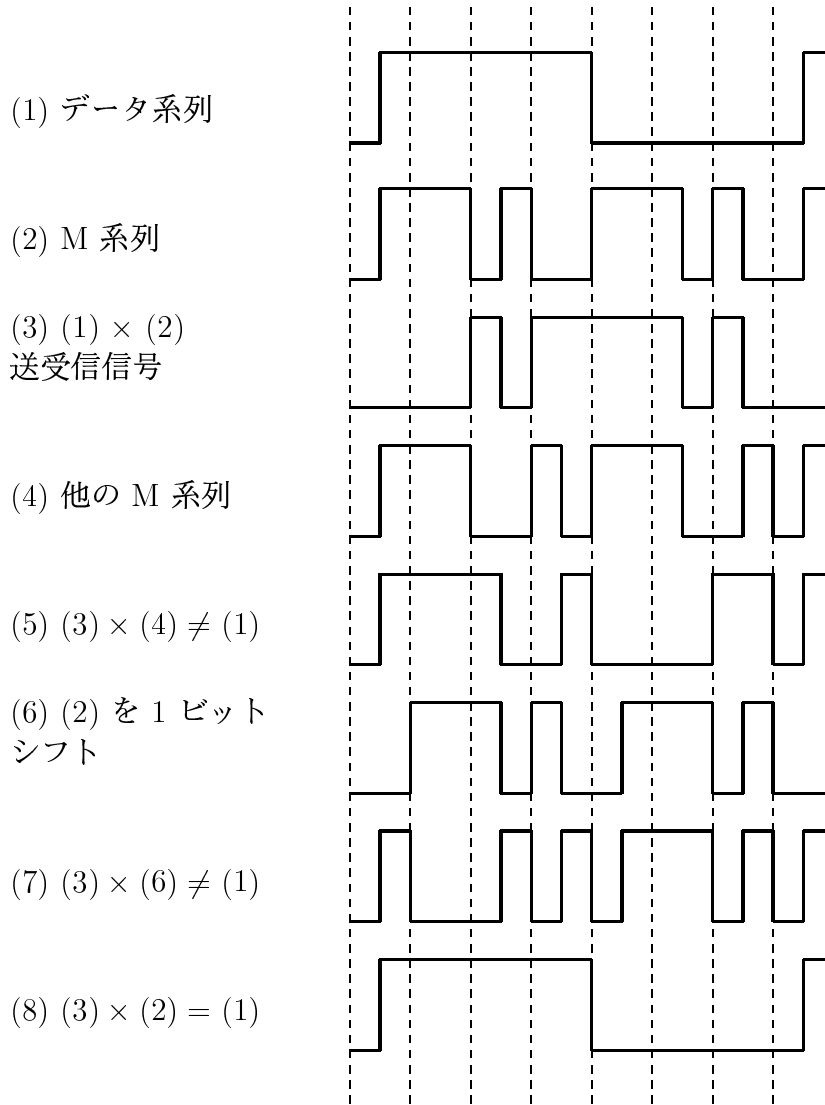


図 10: M 系列の自己相関関数と SS 通信の変・復調波形の関係. ($L = 7$)

は相関のない系列に変わること示す. これは, 他の系列を用いては復調できないばかりか同じ M 系列を用いても同期がとれなければ復調できないこと示し, 信号の被匿を可能にする. また, 原信号の電力スペクトルが雑音の電力スペクトルよりも低くても, 送信側と受信側で同じ M 系列を用いて, しかも同期がとれていれば復調が容易であることを示している. これらは, SS 通信にとって不可欠な性質である. 次の図 10 に, $L = 7$ の M 系列を用いた場合の自己相関と変復調の波形関係をモデル的に示す.

以上により, M 系列の自己相関関数は同期がとれていない場合は相関がなくなり, 極めて強いランダム性を有していることが分かった. しかし, T_0 という周期があるために, このランダム性も 1 周期内に限られる. これが, M 系列の問題点である. M 系列の周期はほぼ決まっているため, 情報の保護の面で問題が出てくる. つまり, M 系列は系列長の 2 倍の長さの出力を見るだけで, 系列のパターンが分かってしまい, すぐに情報を解析し得ることになる.

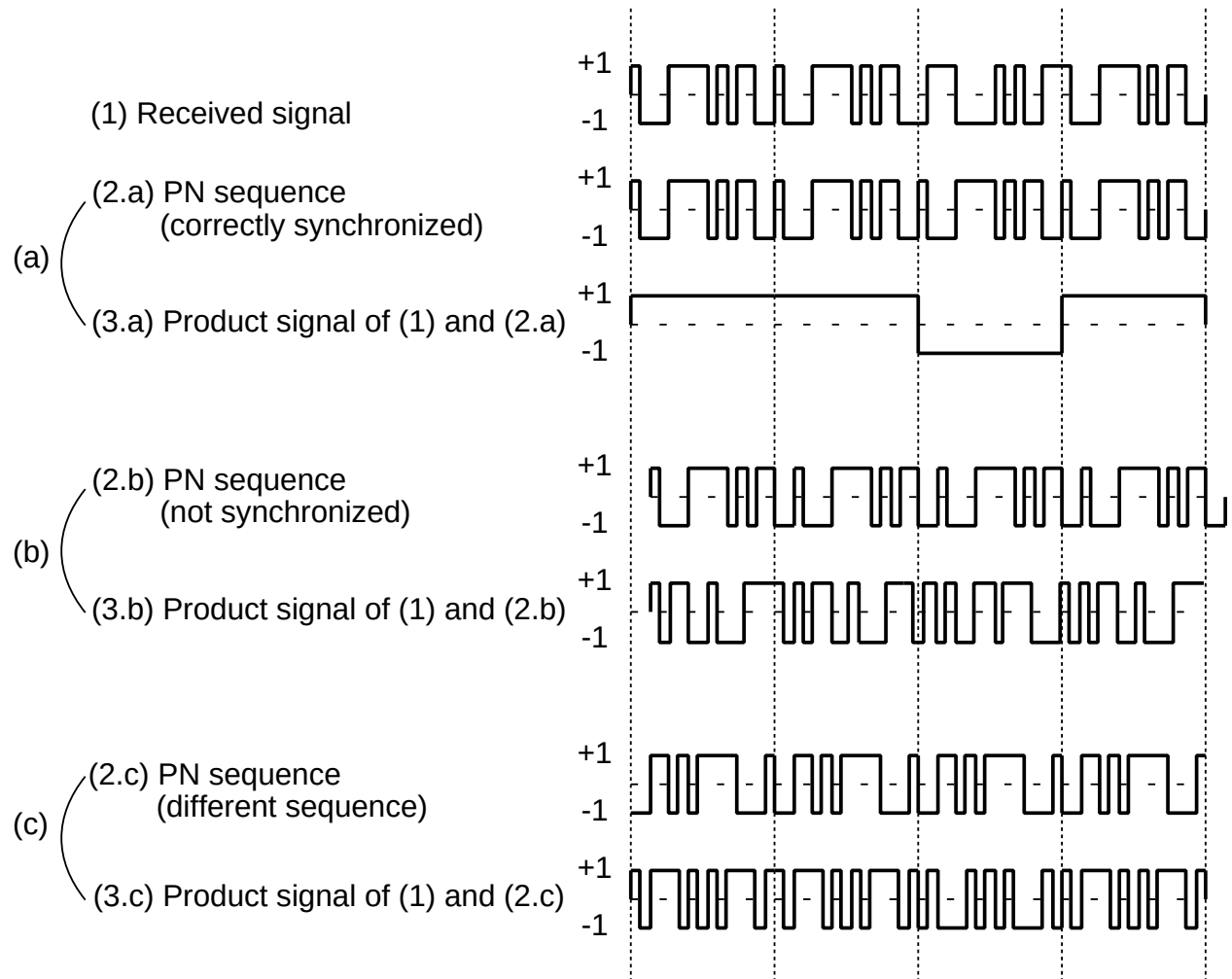
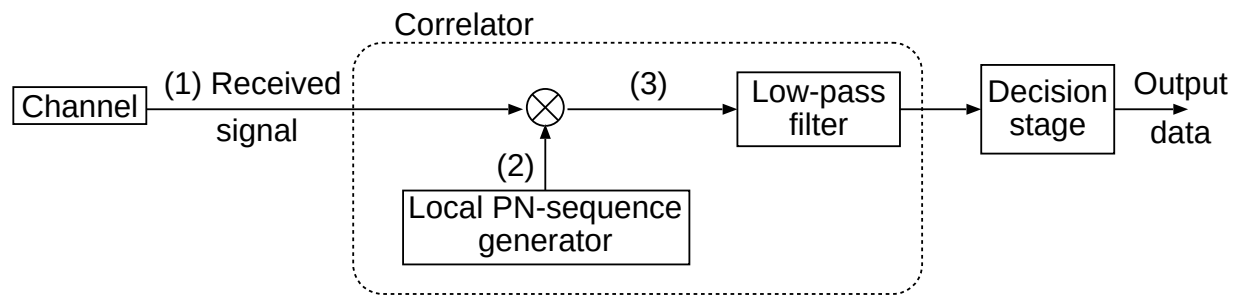


图 11: DS/SS demodulator.

3.7 M 系列の電力スペクトル

Wiener-Khintchine の定理より, 電力スペクトル $|F(\omega)|^2$ と自己相関関数 $R_{pp}(\tau)$ はフーリエ変換対であるから次式のように表せる.

$$|F(\omega)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} R_{pp}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (17)$$

$$R_{pp}(\tau) = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega \quad (18)$$

この関係を用いて M 系列の電力スペクトルを求める. 式 (16) をフーリエ級数に展開すると

$$R_{pp}(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0\tau} \quad (19)$$

ここで ω_0 は, $\omega_0 = 2\pi/T_0$ である. また C_n は

$$C_n = \begin{cases} \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_{pp}(\tau) e^{-jn\omega_0\tau} d\tau & (n = 1, 2, \dots) \\ \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_{pp}(\tau) e^{jn\omega_0\tau} d\tau & (n = -1, -2, \dots) \end{cases} \quad (20)$$

である. $n = 1, 2, \dots$ のとき C_n は

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_{pp}(\tau) e^{-jn\omega_0\tau} d\tau \\ &= \frac{1}{T_0} \int_0^{T_b} \left(1 - \frac{N+1}{N} \frac{\tau}{T_b}\right) e^{-jn\omega_0\tau} d\tau - \frac{1}{NT_0} \int_{T_b}^{T_0/2} e^{-jn\omega_0\tau} d\tau \\ &\quad + \frac{1}{T_0} \int_{-T_b}^0 \left(1 + \frac{N+1}{N} \frac{\tau}{T_b}\right) e^{-jn\omega_0\tau} d\tau - \frac{1}{NT_0} \int_{-T_0/2}^{-T_b} e^{-jn\omega_0\tau} d\tau \\ &= -\frac{2}{NT_0} \int_{T_b}^{T_0/2} \cos n\omega_0\tau d\tau + \frac{2}{T_0} \int_0^{T_b} \left(1 - \frac{N+1}{N} \frac{\tau}{T_b}\right) \cos n\omega_0\tau d\tau \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} &= -\frac{2}{NT_0} \left[\frac{\sin n\omega_0\tau}{n\omega_0} \right]_{T_b}^{T_0/2} + \frac{2}{T_0} \left[\frac{\sin n\omega_0\tau}{n\omega_0} \right]_0^{T_b} \\ &\quad - \frac{2(N+1)}{NT_0} \int_0^{T_b} \frac{\tau}{T_b} \cos n\omega_0\tau d\tau \end{aligned} \quad (22)$$

ここで上式の, 第 3 項に注目すると,

$$\begin{aligned} \int_0^{T_b} \frac{\tau}{T_b} \cos n\omega_0\tau d\tau &= \left[\frac{\tau}{T_b} \frac{\sin n\omega_0\tau}{n\omega_0} \right]_0^{T_b} - \int_0^{T_b} \frac{1}{T_b} \frac{\sin n\omega_0\tau}{n\omega_0} d\tau \\ &= \frac{\sin n\omega_0 T_b}{n\omega_0} - \frac{1}{T_b} \left[-\frac{\cos n\omega_0\tau}{n^2\omega_0^2} \right]_0^{T_b} \\ &= \frac{\sin n\omega_0 T_b}{n\omega_0} - \frac{1}{T_b n^2\omega_0^2} (-\cos n\omega_0 T_b + 1) \\ &= \frac{\sin n\omega_0 T_b}{n\omega_0} - \frac{2}{T_b n^2\omega_0^2} \sin^2(n\omega_0 T_b/2) \end{aligned} \quad (23)$$

となる. これを式 (22) に代入すると.

$$C_n = \frac{2\sin n\omega_0 T_b}{NT_0 n\omega_0} + \frac{2\sin n\omega_0 T_b}{T_0 n\omega_0} - \left\{ \frac{2(N+1)}{NT_0} \frac{\sin n\omega_0 T_b}{n\omega_0} - \frac{4(N+1)}{NT_0 T_b n^2\omega_0^2} \sin^2(n\omega_0 T_b/2) \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{(N+1)T_b}{NT_0} \frac{\sin^2(n\omega_0 T_b/2)}{(n\omega_0 T_b/2)^2} \\
&= \frac{N+1}{N^2} Sa^2(n\omega_0 T_b/2)
\end{aligned} \tag{24}$$

$n = -1, -2, \dots$ のとき C_n は

$$C_n = \frac{N+1}{N^2} Sa^2(n\omega_0 T_b/2) \tag{25}$$

となる. ここで $Sa(x) = (\sin x)/x$ で表される関数は, 標本化関数である. またとくに $n = 0$ のとき

$$\begin{aligned}
C_0 &= \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} R_{pp}(\tau) d\tau \\
&= \frac{2}{T_0} \int_0^{T_b} \left(1 - \frac{N+1}{N} \frac{\tau}{T_b}\right) d\tau - \frac{2}{NT_0} \int_{T_b}^{T_0/2} d\tau \\
&= \frac{2}{T_0} \left(T_b - \frac{N+1}{N} \frac{T_b^2}{2T_b}\right) - \frac{2}{NT_0} \left(\frac{T_0}{2} - T_b\right) \\
&= \frac{2}{N} - \frac{N+1}{N^2} - \frac{1}{N} + \frac{2}{N^2} \\
&= \frac{1}{N^2}
\end{aligned} \tag{26}$$

となる. よって, 式 (16) のフーリエ級数展開は,

$$R_{pp}(\tau) = \frac{1}{N^2} + \frac{N+1}{N^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} Sa^2(n\omega_0 T_b/2) e^{jn\omega_0 \tau} \tag{27}$$

これをフーリエ変換して電力スペクトルを求めると

$$\begin{aligned}
|F(\omega)|^2 &= \mathcal{F} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 \tau} \right] \\
&= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \mathcal{F}[e^{jn\omega_0 \tau}] \\
&= 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(\omega - n\omega_0) \\
&= \frac{2\pi}{N^2} \delta(\omega) + 2\pi \frac{N+1}{N^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} Sa^2(n\omega_0 T_b/2) \delta(\omega - n\omega_0)
\end{aligned} \tag{28}$$

となる. 図 12 に, M 系列の電力スペクトルの概略図を示す.

4 符号同期

4.1 符号同期回路の構成

受信機において相関検出により, 受信信号を復調する際に, 受信機で準備する符号系列と受信信号に含まれている符号系列との位相が一致する必要があり, このための符号同期回路が

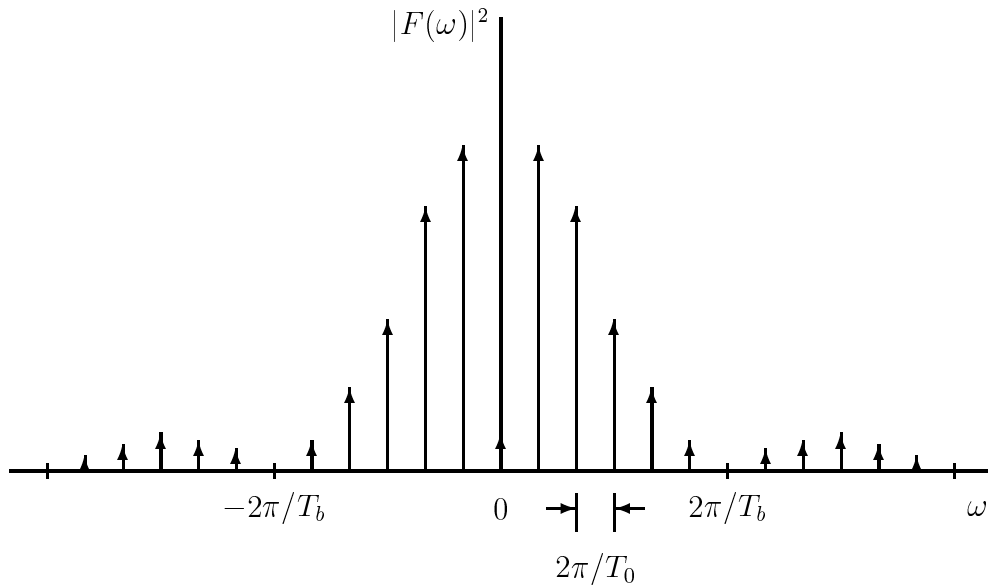


図 12: 電力スペクトルの概略図

不可欠となる．符号同期回路には，目的とする符号位相を探し出すための同期捕捉機能と，その位相を保持するための同期追跡機能とが必要である．図 13 に符号同期回路の構成図を示す．最初，同期回路は捕捉モードにあり，相関出力を監視しながら PN 符号発生器のクロックを変化させ，相関出力が最大となるところを見つけることにより， $\pm T_c/2$ 以内 (T_c : チップ幅) の精度で正しい符号位相を探し出す．正しい位相が見つかり追跡モードに移行し，遅延ロックループ (Delay Lock Loop ; DLL) と呼ばれる回路により位相同期を保持する．

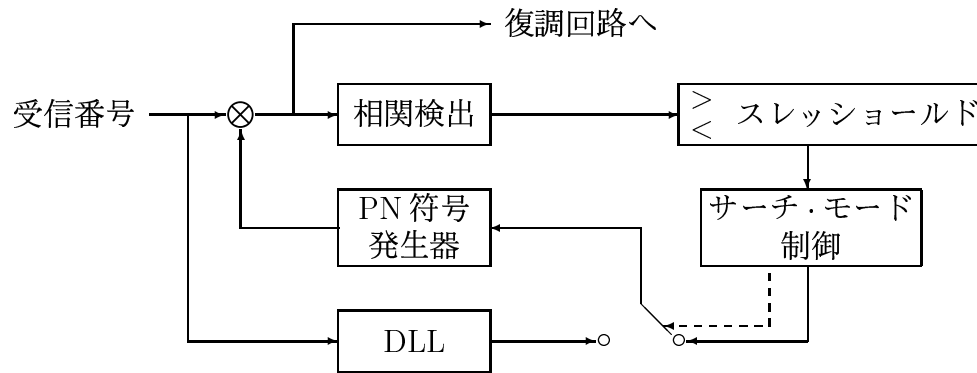


図 13: 符号同期回路

PLL

DLLに類似している技術であるPLLについて以下に示す。

PLLは、Phase Locked Loopの略称であり、外部から入力された信号に同期した信号を出力する回路を指す[1]。PLLのブロック図とタイムチャートを図1、図2にそれぞれ示す。図1に示すように、PLLは、位相比較器、VCO(電圧制御発振器)、及びLPF(低域通過フィルタ)で構成されている。まず、VCO出力と外部から入力された信号が位相比較器に入力され、その位相差の時間幅を持つパルス列が出力される。次に、そのパルス列がLPFに入力され、低域周波数成分のみが出力される。そして、LPF出力がVCOに入力され、その入力された電圧に対応した周波数の信号が出力される。この時、VCO出力の周波数は位相差が小さくなるように変化する。例えば、外部入力信号がVCO出力よりも位相が進んでいる場合に、位相比較器が正のパルスを出力するとすると、VCOは、入力電圧の正方向の大きさに比例した量だけ、基本の周波数よりも高い周波数で出力する。この後は、これらの一連の動作を繰り返す。この時、外部入力信号、位相比較器出力、LPF出力、及びVCO出力の波形は、図2に示すタイムチャートのようにになる。外部入力信号とVCO出力の位相差が位相比較器出力のパルス幅となっており、LPF出力はそのパルス幅にほぼ比例している。そのため、VCOには位相差に比例した電圧が入力されることになり、VCO出力の周波数は、位相差に比例して、かつ位相差が小さくなるように基本の周波数からずれる。これを繰り返すことで、PLLは、外部入力信号に同期した信号を出力する。

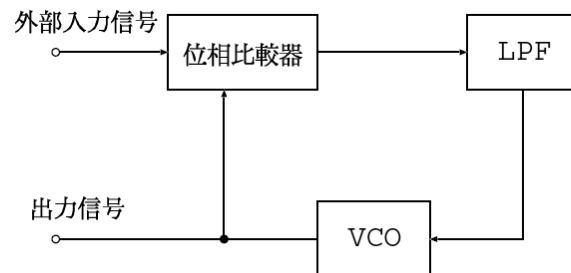
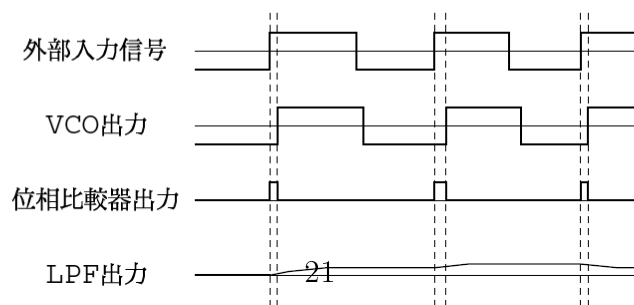


図 1 PLLのブロック図



4.2 同期捕捉方式

代表的な方法の一つとしてスライド型相関法があり、受信側のPN符号の位相をずらしながら、送信側と受信側の位相が一致する点を順次探していく方法である。位相の一致の検出は相関器の出力をみて判定する。この動作を位相スリッピングという。この方式の欠点はしらみつぶしに位相をスリップさせるので、同期捕捉までにかかなりの時間がかかることである。これを克服する方法として逐次検定による方式や二重検出による方式などがある。

もう一つの方法として整合フィルタを用いた方式があり、PN符号系列のパターン整合を行うものである。遅延素子としては表面弾性波遅延素子を用いた方式について、活発な研究が進められている。

4.3 同期追跡方式

符号同期追跡回路にはいろいろな種類があるが、ここでは遅延ロックループ (delay lock loop : DLL) について述べる。DLLは基本的に相関器とループフィルタ、電圧制御発振器 (voltage controlled oscillator : VCO)、PN系列発生器で構成される。構成図を図14に示す。DLLは原理で述べるように、位相が大きくずれたときに同期をとるのは難しいが、普通は追跡回路とは別に前述のような同期捕捉回路があり、それによって一旦同期がとれてから初めて回路が切り替わり回路が働き出す、ということが多い。

図14に示したDLL回路について考える。受信信号は2分割された後、それぞれPN系列発生器から出力された進み (early) と遅れ (late) のPN系列を、乗算器においてかけ算され、2種の信号を生じる。進み (または遅れ) の幅を τ とすると、このかけ算は自己相関関数を求めることと同じなので、次式のように表される。

$$R_{pp}(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} p(t)p(t+\tau)dt \quad (29)$$

ここで $p(t)$ は時間の周期信号で時刻 t のときの値で、 $p(t+\tau)$ はその τ 時間後の値である。また T_0 は、符号系列 $p(t)$ の1周期当たりの時間である。但しこれは一般的な周期信号の場合であり、対象が2進系列の場合はもっと簡単にもとまる。その場合は1周期にわたって、値の一致するビット数と一致しないビット数の差を求め、それを系列の周期長で割れば自己相関が求まる。M系列の場合、位相が完全に一致していれば自己相関は1、位相が1ビットでもずれていれば自己相関は $-\frac{1}{T_0}$ になる。このようにして出てきた自己相関関数を図15 (1)、(2) に示す。ここで T_c はチップ幅、 $\Delta(0 < \Delta \leq T_c)$ はそれぞれの位相のずれを表す。この2つの信号の差をとったときの特性が図15 (3) である。

この特性はS曲線と呼ばれる。これは周期 T_0 で一定なので、時間 T_0 ごとに値をとりだすと常に同じ値が得られる。この値は変化しないのでこれをつなげるとDC電圧が出力される。このDC出力が加算器の出力である。

この出力は次にLPFであるループフィルタを通り、高周波の雑音を取り除きDC成分のみをとりだす。ここで、出力されるDC電圧は図15 (3) で τ が0のときの電圧なので、図のように位相があっているときは0(V)となる。位相がどちらかにずれるとS曲線は横軸方向に動くので、DC電圧が出力される。このDC電圧を監視しているのがVCOである。VCOはループフィルタからの電圧が0でなくなるとそれを補正するようにPN系列発生器を制御する。この繰り返しによって、一度同期がとれたらその同期を維持し続けるのである。

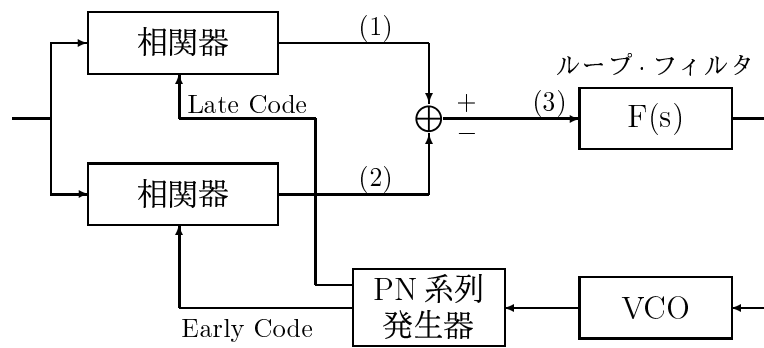


図 14: DLL

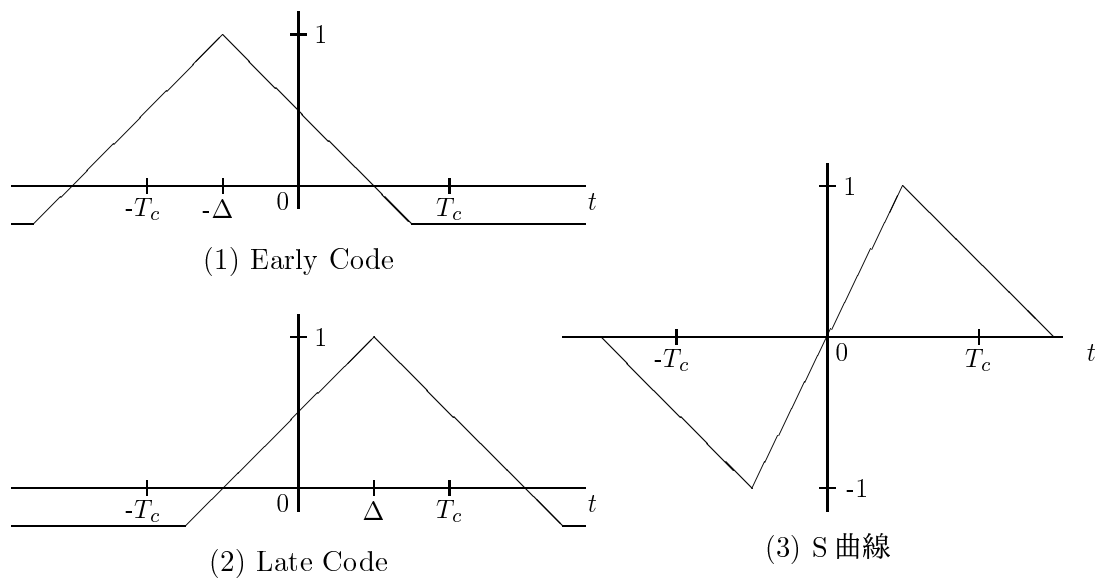


図 15: 相関特性と S 曲線

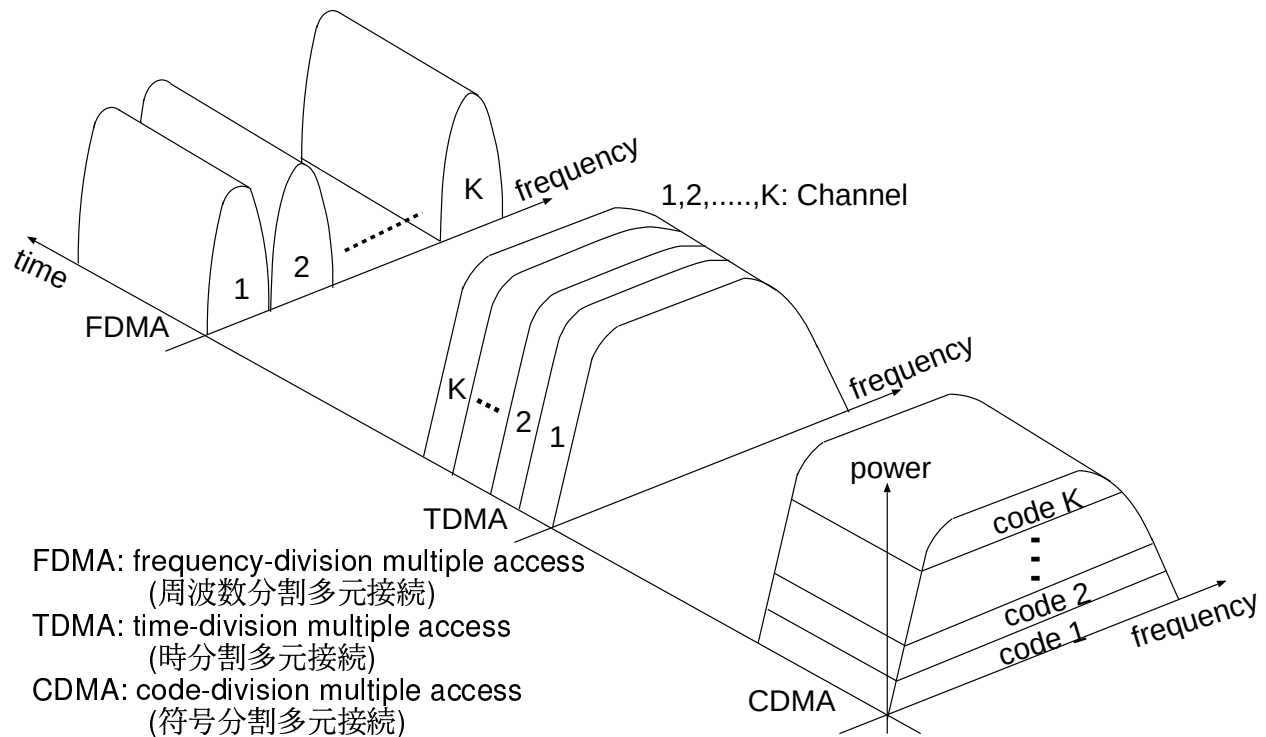


図 16: 時間-周波数平面での信号配置による各種多元接続分類

5 多元接続方式

多元接続 (Multiple Access; MA) とは、通信路を複数のユーザーが効率よく共有するための方式のことをいい、以下のようなものがある。

1. 周波数分割多元接続 (Frequency Division Multiple Access; FDMA)
2. 時分割多元接続 (Time Division Multiple Access; TDMA)
3. 符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access; CDMA)

CDMA は、同一帯域を多数のユーザーが、互いに直交する符号 (ユーザごとに割り当てられる) を用いて通信を行う。この符号を用いた方法はスペクトル拡散として古くから知られており、その秘匿性を利用して主として軍事用に利用されていたが、最近では送信電力制御の進歩により公衆用システムにも利用されるようになってきた。

信号の変調には、DS/SS、FH/SS、あるいはこれらを組み合わせたハイブリッド方式を用い、前者はそれぞれ DS-CDMA、FH-CDMA と呼ばれる。スペクトル変調を用いることからスペクトル拡散多元接続 (Spread Spectrum Multiple Access; SSMA) とも呼ばれる。

これらの多元接続方式を、時間と周波数軸で構成した面上に表したものを、図 16 に示す。

FDMA と TDMA の場合はそれぞれ周波数軸と時間軸を分割して個々のユーザーに割り当てるので、理想的な状態では他のユーザーからの干渉妨害が発生せず、規定された品質で通信できる。それに対し、CDMA の場合は同一周波数帯を多数のユーザーが共有しあって通信するため、実際の通信路では符号の直交性の劣化等により伝送品質が劣化する。なお、同一周波数帯内での符号の直交性の劣化による他ユーザからの干渉のことを同一チャネル干渉 (cochannel interference) と呼ぶ。

6 マルチパス対策

6.1 CDMA システムにおける Rake 受信方式

¹ から引用

移動体通信においては、基地局からの直接波だけでなく、建物などによる反射によって生じた遅延波も存在する。これをマルチパスという。このマルチパスにより、自局の信号同士によって発生する干渉問題が符号間干渉である。この干渉は、信号間の電力差、拡散利得、符号の相互相関特性により起因する。

遅延分散に対する影響により、信号の受信パワーが分散して SN 比を下けている。ここで、複数のピークを一つに集めて分散したパワーを合成し、SN 比を上げようというのが RAKE 方式である。RAKE とは英語で「熊手」のことであり、遅延波の信号パワーを熊手のように一つにかき集める、最大比合成ダイバーシティ方式である。つまり、マルチパス伝搬路によって複数の遅延波が重畳した受信信号から、希望する遅延波をそれぞれ相関器で逆拡散処理することで分離検出し、それぞれのタイミングを調整し、位相を補正して同相化し、重みづけを合成し、さらに各パスに分散された信号のエネルギーを合成させ、最終的に受信品質を向上する方法である (図 1 参照)。ただし、RAKE 受信では相互相関特性が優れていないと干渉が発生してしまう。

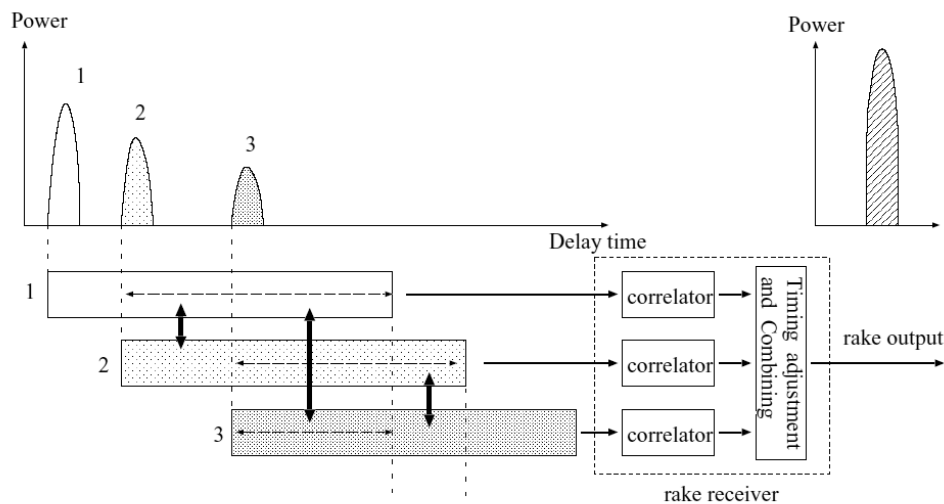


図 1: RAKE 受信。信号の重なった部分 (波線の矢印の区間) を RAKE 受信器で分離し同相にして重みづけ合成する。

¹ <http://www.nkgw.ics.keio.ac.jp/~sota/research/multiple/node4.html> ;
http://emnpc5.nkgw.ics.keio.ac.jp/jap/basic_research/rake/ ; 「スペクトル拡散通信システム」、横山光雄 (工学博士) 著、科学技術出版社、6～9 ページ、524～526 ページ; 「通信・ネットワーク入門講座」、井上伸雄著、電波新聞社、200～201 ページ; 服部、藤岡: ワイヤレス・ブロードバンド教科書, IDG ジャパン, p.39, p.42, pp.52-61, pp.65-68, pp.119-120 (2002); http://www.nkgw.ics.keio.ac.jp/jap/basic_research/ma/ ;
http://www.nkgw.ics.keio.ac.jp/jap/basic_research/rake/1

6.1.1 ダイバーシティ受信との違い

ダイバーシティ受信の代表例は 車載等の 2 本のアンテナを利用するもので、これは 外から物理的な構造や採用している技術が分かることから、Explicit diversity と呼ばれている。これに対して、信号が所持している性質を利用し適応等化により、受信信号の干渉性の歪みを除去しダイバーシティを実現する方法がある。この方法は、外見からダイバーシティ動作をすることができず内部動作で機能しているために Implicit diversity と呼ばれる。直接スペクトル拡散信号による Rake 受信方式は、Implicit diversity の典型的なものである。

ダイバーシティ受信とは複数の独立した信号を受信して合成または選択することにより、一部の信号が多重波フェージング (多重波を使うことによって生じる干渉) によって劣化しても、他の信号により受信品質を確保する方式である。ダイバーシティ受信は、空間的に異なる伝送路を設ける空間ダイバーシティ、時間をずらして送信する時間ダイバーシティ、異なる周波数で伝送する周波数ダイバーシティに分けられる。

RAKE 受信は図 1 に示したように遅延時間のことなる多重波を分離しているため、時間ダイバーシティに該当する。また、マルチパスで伝搬されて来る信号を合成するという点では空間ダイバーシティにも該当する。ゆえに、RAKE 受信は広義のダイバーシティ受信と同じといえる。

6.2 OFDM

マルチパス伝搬では、送信された信号が距離の異なる複数の伝搬経路を通して受信アンテナに到達する。そして行路差に相当した時間ずれが生じて、受信信号が時間方向に広がる。この遅延時間の電力分布分散値である遅延スプレッド (Delay Spread) が大きくなると符号間干渉 (ISI) が発生してしまう

そこで OFDM 信号における 1 シンボル毎にガードインターバル (Guard Interval) を付加することによってこの影響を除去している。ガードインターバルとは、シンボル長を理論的な値より長くするためのものである。これは図 1 に示すようにシンボルの最後の部分をシンボルの前に付加することで生成される。OFDM では各サブキャリアはシンボル長が周期の整数倍になっているためシンボルの最後の部分を切り取って先頭に付加しても接続部分に不連続のない信号としてシンボル長を伸ばすことができる。図 2 のような直接波と遅延波の合成の際、シンボルの最初の部分に一つ前のシンボルの信号が混入する。しかし、復調時には付加されていたガードインターバルを取り除くため、復調に必要な有効シンボルには遅延波による影響がなく妨害を防ぐことができる。ただし、ガードインターバルはその区間内での遅延に関して有効であるが、区間を越える遅延波に関しては全く妨害を防ぐことができなくなる [2]。

参考文献

1. 岡田実、「OFDM の基礎」、http://www.apmc-mwe.org/mwe2004/ja_mwe2003_TL/TL02-02.pdf
2. 宮村 新、「SystemC によるアダプティブアレーアンテナシステムの設計」、<http://www.lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp/gian/mid/>

「未定稿」

図 1 の様にガードインターバルがない場合は *Symbol1* の緑色の箇所が *Symbol2* に対する干

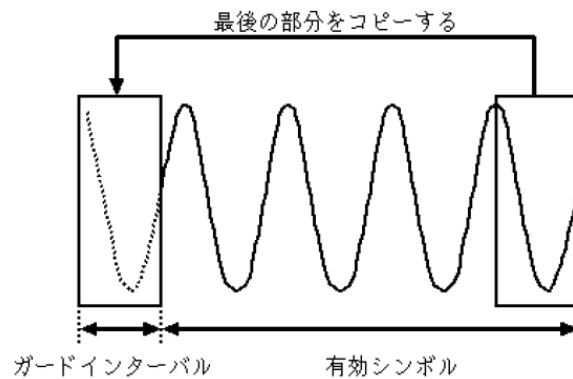


図1：ガードインターバルの付加

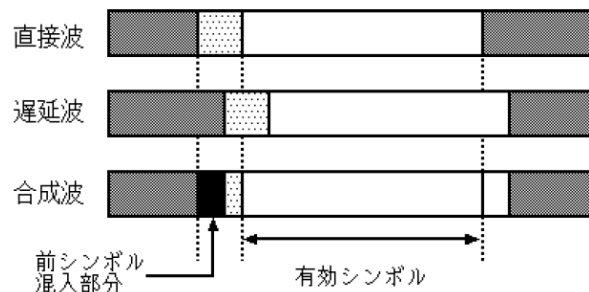


図2：ガードインターバルのしくみ

渉成分となっているが図2の様にガードインターバルを付加することによって干渉成分の影響を、ガードインターバルを付加することによって、干渉成分の影響をガードインターバルで吸収することができる。そのためガードインターバルは遅延波の最大遅延時間よりも長く設定されている。また、ガードインターバルとしては *OFDM* 信号 (*Symbol*) の広報部分をコピーしたものが用いられている。このようにして、*OFDM* ではマルチパス対策が行われている。つまり、*CDMA* では *rake* 受信することによってマルチパス自身を積極的に活用していたが、*OFDM* ではマルチパスを回避するための仕掛け (ガードインターバル) を用いて通信を行っている。

また、ガードインターバルを用いることでシンボル同期ジッタに対する耐性の向上も行っている。

●参考文献 1. デジタル無線通信入門, 高畑 文雄 他, 2002, 培風館, pp61-71

2. 測定器玉手箱, オリックス・レントック, http://www.orixrentec.co.jp/tmsite/know/know_ofdm48.html

- マルチパスのインパルス応答は伝搬遅延時間が異なり時間的に幅を持っている。これが遅延広がりである。この遅延広がりが大きくなると隣接したシンボル同士で符号間干渉 (*ISI*) が起こる。*OFDM* では、このマルチパスによる符号間干渉にともなう伝送特性の劣化をさけるために、ガードインターバル (*GI*) を設けている。図1にガードインターバルによる *ISI* の軽減に関する図を示す。図1の (a) に示すように、*GI* は各 *OFDM* シンボルの後端部分をコピーし、先端部分に信号が周期的に連続になるように付加した構成となっている。*GI* の大きさ (*G*) をマルチパスの遅延広がりより大きくしておくこと、*FFT* 位置を、図1(b) に示すように、前後のシンボルに食い込まない位置に設定できる。そのため、*ISI* を除去できる。

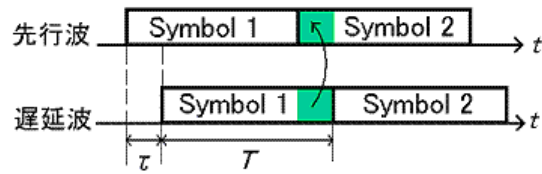


図 1: ガードインターバルなし

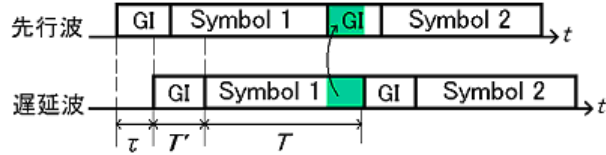
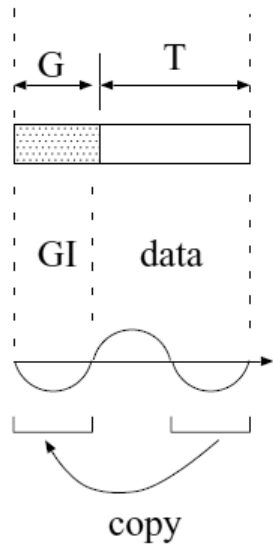
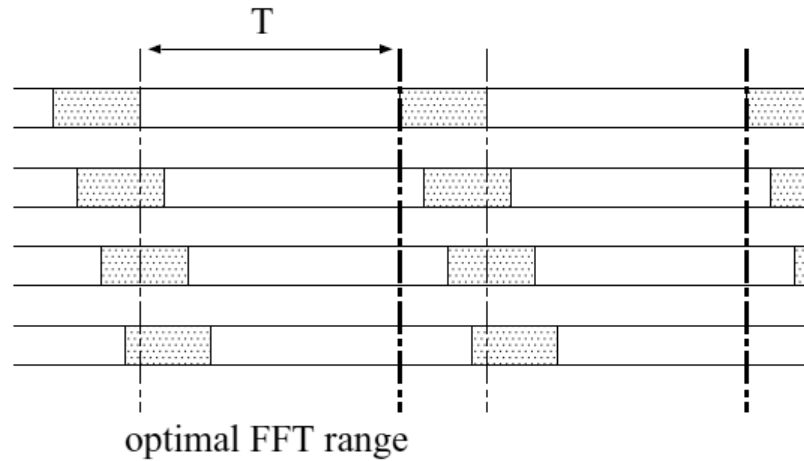


図 2: ガードインターバルあり



(a) OFDM symbol



(b) GI eliminates ISI

図 1: OFDM

(a) OFDM symbol (b) GI eliminates ISI optimal FFT range

図 1: OFDM

Reference 1. 服部, 藤岡: ワイヤレス・ブロードバンド教科書, IDG ジャパン, pp.264-267 (2002) 2. http://www.apmc-mwe.org/mwe2004/ja_mwe2003_TL/TL02-02.pdf 1

参考文献

- [1] 横山光雄, スペクトル拡散通信, 科学技術出版社, pp.165-167, 1988.
- [2] 丸林 元, 河野 隆二, 中川 正雄, 電子情報通信学会 (編集), スペクトル拡散通信とその応用, 電子通信学会, pp.7-9, ISBN 488552153X, 1998.

- [3] John Proakis, Digital Communications, 4th edition, McGraw Hill, ISBN 0072321113, 2000.
- [4] B.Sklar: “Digital Communications”, Prentice-Hall, p.29, p.158, pp744–745 (1988).
- [5] W.W.Peterson, “Error–Correcting Codes”, M.I.T. Press, Cambridge, Mass., pp .251–254, 1965.
- [6] 長谷川, 小林, 広崎: “スペクトラム拡散方式を用いた電灯線データ伝送”, 信学技報, IN83-67, pp.25-30(1983-11).
- [7] 角川 靖夫 監修: “スペクトラム拡散通信技術最新応用レポート集”, 日本技術経済センター, pp.3-24(1987).
- [8] 広崎 膨太郎: “スペクトラム拡散通信の応用について”, 電学誌, vol.105, No.1, pp.45-48(1985-01).
- [9] 相原 俊幸: “伝送符号を活用したスペクトル拡散通信に関する研究”, 平成 3 年度 愛媛大学大学院電子工学専攻学位論文.
- [10] 小原 英裕: “SS 通信に対する家庭内電灯線伝送路の実験的考察”, 平成 3 年度愛媛大学工学部電子工学科卒業研究報告書.
- [11] 尾崎 俊作: “伝送符号化拡散系列の相関特性”, 平成 5 年度愛媛大学工学部電子工学科卒業研究報告書.
- [12] 宮川、岩垂、今井: 符号理論、昭晃堂、pp.474–481, 昭和 48 年

C 言語の問題集

- (1) DS 方式において拡散されたデータ信号が, 逆拡散によって元のデータ信号に戻ることをプログラム上で確認せよ.

拡散に用いる PN 系列の例 $PN = \{-1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1\}$ (周期 15 の M 系列).

- (2) M 系列発生器のプログラムを書け.
- (3) (2) で作成した M 系列を用いて自己相関関数を求めるプログラムを書け.
- (4) M 系列の電力スペクトルを, DFT(もしくは FFT など) を用いて計算するプログラムを書け. なお, 動作確認は式 (28) を用いることにより可能となる.

以上, SS の勉強と C 言語の勉強とを兼ねて出題させていただきました. 本文さえ理解すればプログラムは簡単に作ることができる ((4) は DFT について多少の知識が必要) と思いますので, 頑張ってください.