

他チャンネル干渉除去方式を用いた 並列伝送SS通信

Parallel Spread-Spectrum Communication with Rejection
Techniques of Co-Channel Interference

佐藤 正志
Masashi Sato

1. まえがき

スペクトル拡散 (Spread Spectrum : 以後SS) 通信方式では、情報信号の伝送に際して使用する帯域幅を、情報とは独立した信号により、情報信号が本来持っている固有の帯域幅よりも極めて広い帯域を持つ信号に変換して伝送する。このことにより、次のような特徴を持つ。

- (1) 干渉や妨害を受けたり与えたりしにくい。
- (2) 優れた秘話性がある。
- (3) 測距能力をもつ。
- (4) フェージングに対し強い。
- (5) 符号分割多元接続が可能である。

このSS通信において、使用可能な伝送帯域幅が一定である場合、単純に情報伝送速度の高速化を行うと、処理利得が低下するため、上で述べた長所が発揮できなくなる。このため高速化には限界があることになる。具体的には、伝送帯域幅の狭い電灯線伝送において、妨害などに対して強いという長所をいかして、SS通信を用いようとする、情報伝送速度を低く抑えざるを得ないことになる。

このため情報信号の直列→並列変換を行い、並列伝送を行うことにより情報伝送速度の高速化を実現する方式が提案されている⁽³⁾。並列伝送される各チャンネルはSSMAにおける個々のチャンネルとみなされ、それぞれ異なるPN符号を割り当てられ、伝送されることになる。従って、受信側で各チャンネルの信号が逆拡散されると他チャンネルの信号成分が干渉成分として混入することにより、SN比が劣化することになる⁽¹⁾。そこで本論文では、上述の(5)でのべた符号分割性を利用した多元接続システムにおける他局干渉波成分除去方式⁽²⁾を適用することにより、処理利得 (妨害などに対する強さ) を損なうことなく、情報伝送速度の高速化が実現できる通信方式について検討を行う。

2. 情報伝送速度、処理利得および伝送帯域幅の関係

情報信号のスペクトル (スペクトル幅 B_d) は、拡散変調によりスペクトル幅 B_c に拡散され、伝送される。そこで、処理利得 G_p は、

平成3年4月18日原稿受理

大阪産業大学 工学部

$$G_p = B_c / B_d \tag{1}$$

となる。この処理利得が大きいかいほど妨害波の排除能力が優れている。

ところで、一般に、パルス列の伝送速度とそのスペクトル幅は比例するから、情報伝送速度をあげると B_d はそれに比例して大きくなる。一方、実際に使用できる周波数帯域には制限があるから、 B_c を固定して考えると、情報伝送速度をあげることにより処理利得が下がることが分かる。

以上のような理由で、SS通信において、単純に情報伝送速度をあげると、SS通信の本来の特徴である妨害波排除能力を損なうことになる。

3. 並列伝送スペクトル拡散通信方式

(1) 構成

SS通信においては、以上のように、単純に情報伝送速度をあげると処理利得が下がることになる。そこで、その解決策として、並列伝送SS方式が提案されている⁽³⁾。図1にそのブロック図を示す。情報信号は、まず、直列→並列変換が行われる。それからスペクトル拡散多元接続方式(SSMA)により伝送される。即ち、チャンネル毎に異なるPN系列を用いて拡散変調を行い、それらを同一の周波数帯を共用してSS通信を行い、受信側では各々のチャンネルごとに、送信側で用いたものと同じPN系列を用いて逆拡散復調する。最後に、並列→直列変換が行われ、元の情報信号が得られる。

この方式により処理利得を損なうことなく情報伝送速度を上げることができることを、図2を用いて説明する。

処理利得は、式(1)で与えられるが、スペクトル幅と伝送速度は比例するので、図2(a)のように、PN系列のチップ幅を T_c 、情報信号のビット幅を T_d とすると、処理利得は、

$$G_p = T_d / T_c \tag{2}$$

と表される。ここで、情報信号の直列→並列変換を行うと、図2(b)のようになる。すなわち、時間 T_d の間に伝送されるビット数は M (チャンネル数) 倍される。一方、各チャンネルにおいて、PN系列のチップ幅 T_c と情報信号のビット幅 T_d は変わらないので、処理利得は変わらない。即ち、処理利得を損なわずに情報伝送速度を上げることができる。

図-1 並列伝送SS方式

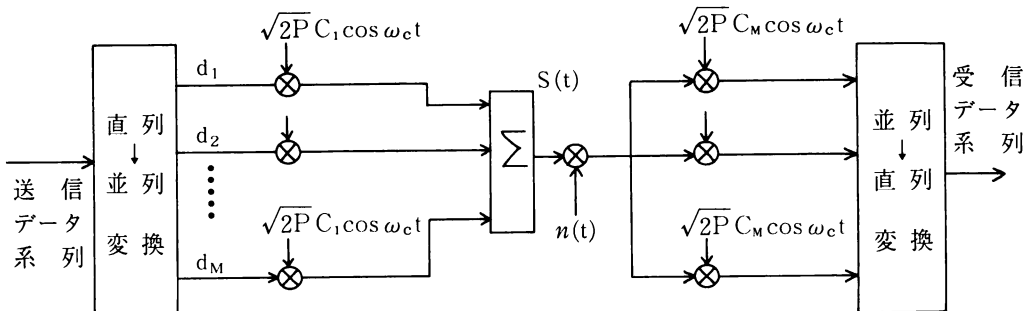
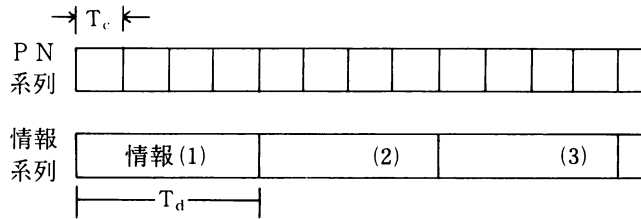
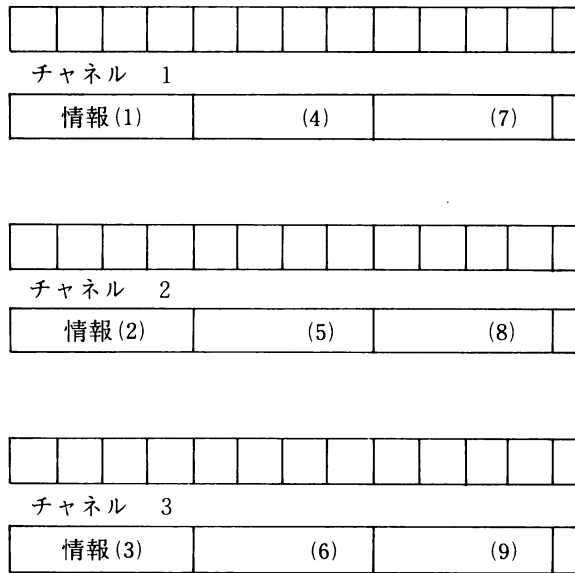


図-2 直並列変換



(a)
 \Downarrow 直列 \rightarrow 並列変換



(b)

次に並列伝送SS方式の動作と特性を述べる。

図1より、受信機の入力信号 $S(t)$ は、各チャンネルのSS信号と通信路雑音の総和として次式で表される⁽²⁾。

$$S(t) = \sum \sqrt{2p} \cdot d_{i,j}(t) \cdot C_i(t) \cdot \cos \omega_e t + n(t) \quad (3)$$

ただし

$$d_{i,j}(t) = \sum d_{i,j} \cdot U_{Td}(t - jT_d)$$

$$C_i(t) = \sum C_{i,j} \cdot U_{Tc}(t - jT_c)$$

$$U_T(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases}$$

$\{d_{i,j}\}$: i 番目のチャンネルのデータ系列 (パルス幅 T_d)

$\{C_{i,j}\}$: i 番目のチャンネルのPN系列 (パルス幅 T_c 、周期 N)

いずれも2値 (± 1) 系列であり、

$$T_d = NT_c$$

P : 各チャンネルの受信電力

n (t) : 白色ガウス雑音 (平均電力N)

M : チャンネル数

である。このシステムでは、全チャンネルが同一のユーザーに使用されるので、各チャンネルの受信信号電力はすべて等しい。また各チャンネル間で完全に同期がとれており、また各チャンネルの遅延時間は等しくなるので、遅延時間を0としても、一般性を失うことはなく、解析に影響を与えない。

図1より、m番目のチャンネルに対する受信機の復調出力は、次式で表される。

$$\begin{aligned} y_m &= 1/T_d \cdot \sqrt{P/2} \cdot \sum \int d_i(t) \cdot C_i(t) \cdot C_m(t) dt \\ &\quad + 1/T_d \int n(t) \cdot C_m(t) \cdot \cos \omega_c(t) dt \\ &= \sqrt{P/2} \cdot d_m + \sqrt{P/2} \sum d_i \cdot \theta_{m,i} + N_m \end{aligned} \quad (4)$$

ただし

$$\begin{aligned} \theta_{m,i} &= 1/T_d \int C_m(t) \cdot dt : \text{PN系列の相互相関} \\ N_m &= 1/T_d \int n(t) \cdot C_m(t) \cdot \cos \omega_c(t) dt \end{aligned}$$

である。N_mは通信路雑音に起因する雑音成分であり、平均0、分散Nの白色ガウス雑音である。

式(4)において第1項は希望信号成分、第2項は他チャンネルからの干渉成分、第3項は雑音成分である。

(2)直並列変換スペクトル拡散多元接続における他チャンネル干渉の影響^{(1),(2)}

式(4)から分かるように、復調信号には、雑音の他に、他チャンネルからの干渉成分が加わる。ここでは、その影響に注目してSN比を求める。

ここで、SN比を、次のように定義する。

SNR₀ : 希望信号対雑音電力比

SNR₁ : 希望信号対非希望信号 (他チャンネル干渉と雑音) 電力比

式(4)より、チャンネル数M、あるいはθ_{m,i}の絶対値が大きくなるにつれ他チャンネル干渉成分が大きくなり、SN比が劣化することが予想される。

実際に同式よりSNR₀、SNR₁を求めると、それぞれ

$$\begin{aligned} \text{SNR}_0 &= P/N \\ \text{SNR}_1 &= P/N (1 + \sum \theta_{m,i}^2 \cdot P/N) \\ &= P/N (1 + (M-1)E(\theta_{m,i}^2) \cdot P/N) \end{aligned} \quad (5)$$

となる。ただし、E(θ_{m,i}²)はθ_{m,i}の2乗平均である。

チャンネル数MおよびE(θ_{m,i}²)が大きくなるにつれSN比が劣化することがわかる。チャンネル数あるいはPN系列間の相互相関が増えると、他のチャンネル干渉は明らかに増えるので、このことは明白である。

ところで、並列SS伝送方式においては、チャンネル数Mを増やすことにより情報伝送速度の高速化を実現しようとしているわけであるが、上述の解析により、各チャンネル間でPN系列の相互相関が無視できない場合、チャンネル数Mが増加するにつれてSN比は大きく劣化することがわかる。

(3) 他チャンネル間干渉除去方式の原理⁽²⁾

上で述べたように、各チャンネル間でPN系列の相互相関が無視できない場合、チャンネル数Mが増加するにつれて、SN比は大きく劣化する。ところが、本方式においては、受信側において、送信側で使用されたすべてのPN系列が既知であることを利用して、他チャンネル干渉成分を除去することにより、SN比を改善できる可能性がある。

ここで、まず、解析の第1段階として、PN系列の相互相関が全てのチャンネルの組に対して一定($\theta_{m,i} = \theta$)の場合について考察する。

式(4)で与えられるm番目のチャンネルに対する受信機の復調出力について、 $m = 1 \sim M$ までのM個の方程式をとくと、m番目のチャンネルにおける干渉除去後の信号 d_m は次式で表される。

$$\sqrt{P/2} \hat{d}_m = y_m / (1 - \theta) - \sum y_i / (1 - \theta) (1 + (M-1) \theta) \quad (6-a)$$

$$= \sqrt{P/2} d_m + N_m / (1 - \theta) - \sum N_i / (1 - \theta) (1 + (M-1) \theta) \quad (6-b)$$

受信側では、式(6-a)に従って、全チャンネルの復調信号 y_i 、PN系列の相関 θ 、チャンネル数Mを用いて、 $m = 1 \sim M$ までの全てのチャンネルにおける d_m を求めることができる。式(4)を用いて、 d_m を希望信号成分と雑音成分にわけたものが式(6-b)である。上式が干渉除去後の信号で、他チャンネル干渉成分は完全に取り除かれている。ただし、通信路雑音に起因する雑音成分Nは重みづけられて残る。

(4) 他チャンネル干渉除去方式における性能

ここで、前に定義した SNR_0 、 SNR_1 に加えて、干渉除去後のSN比として、 SNR_2 を定義する。すなわち、

SNR_0 : 干渉除去前の希望信号対雑音電力比

SNR_1 : 干渉除去前の希望信号対非希望信号(他のチャンネル干渉と雑音)電力比

SNR_2 : 干渉除去後の希望信号対雑音電力比

と定義する。

$\theta_{m,i} = \theta$ (一定) のとき、式(4)、あるいは式(5)から、 SNR_0 と SNR_1 は、次式で与えられる。

$$SNR_0 = P/N \quad (7)$$

$$SNR_0 = P/N (1 + M - 1) \theta^2 \cdot P/N \quad (8)$$

また、式(6)から、簡単な計算により SNR_2 は、次式で表される。

$$SNR_2 = P(1 - \theta)^2 (1 + (M-1) \theta)^2 / N(1 + 2(M-2) \theta + (M^2 - 3M + 3) \theta^2) \quad (9)$$

次に並列伝送SS方式の受信特性について検討を行う。

SS方式には前述のように、種々の特徴があるわけであるが、ここでは、その中でも最も端

的な特徴である妨害波排除能力について解析を行なうことにする。

まず始めに雑音が存在しない場合、すなわち受信機入力としては希望信号である S S 信号(電力 P_D) に加えて狭帯域妨害波(電力 P_I) のみが存在する場合について考察する。

を使用帯域幅を B_c とし、単一チャンネルのみで S S 信号を伝送する通常の方式の伝送速度を $R_{d,s}$ 、処理利得を G_p とする。この場合逆拡散後の信号電力対妨害波電力比 SI_s は

$$SI_s = P_D / (P_I / G_p) \quad (10)$$

である

次に M チャンネルの並列伝送方式の場合、各チャンネルの処理利得 G_p はそのまま維持したまま情報伝送速度 $R_{d,p}$ は

$$R_{d,p} = M \cdot R_{d,s} \quad (11)$$

と M 倍に高速化できる。しかし全電力は各チャンネルに分配されるため、S I 比を単一チャンネル方式と同じ値に保持するためには、全送信電力を M 倍とする必要がある。すなわち並列伝送 S S 方式は送信電力を M 倍とすることにより M 倍の情報伝送速度を達成していることになる。

次に受信機入力として雑音も混入している場合における、単一チャンネル方式と並列伝送 S S 方式との、受信機出力端における希望信号電力対非希望信号電力比について比較を行う。単一チャンネル方式の場合妨害波電力は逆拡散により P_I / G_p となるが、雑音は影響を受けないので、この場合の S N 比 SN_s は

$$SN_s = P_D / (P_I / G_p + N) \quad (12)$$

で与えられる。

次に並列伝送方式の場合は、まず干渉除去方式を用いないとき、S N 比 $SN_{p,u}$ は

$$SN_{p,u} = P_D / (P_I / G_p + N + P_D (M-1) \theta^2) \quad (13)$$

となり、チャンネル数 M が増すにつれて S N 比は当然のことながら低下する。

次に除去方式を用いた場合の S N 比 $SN_{p,r}$ は式(11)より簡単な計算により

$$SN_{p,r} = P_D / (P_I / G_p + N \cdot F) \quad (14)$$

但し

$$F = \frac{(1+2(M-2)\theta + (M^2-3M+3)\theta^2)}{(1-\theta)^2(1+(M-1)\theta)^2} \quad (15)$$

すなわち式(12)と比較すると雑音電力が F 倍となっていることがわかる。ここで $M \rightarrow \infty$ とした時

$$F \rightarrow 1 / (1-\theta)^2 \quad (16)$$

となり、 θ が負のときは $F < 1$ となる。すなわち雑音成分を軽減できる可能性を示唆している。

4. まとめ

使用可能な帯域幅が比較的狭い場合に情報伝送速度を高速化できる並列伝送 S S 方式に、干渉除去方式を適用した場合の受信特性について解析を行った。

参考文献

- (1) M. B. Pursley: "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication-Part I: System analysis." IEEE Tr. COM(1977)
- (2) 河野、今井、羽鳥：“非同期 S S M A における他局間干渉の除去方式について”、信学論(A)、J 66- A、NO.5(May 1983) P.416
- (3) 佐々木、丸林：SS方式による並列データ通信システムの提案と Gold 系列の自己相関特性に関する一考察、信学技報 SSTA 89-12(1989)