

スペクトラム拡散通信方式を気象通信に 応用した場合の効果について

Application of Spread Spectrum Methods for Meteorological Communication Systems

阿 部 伝 家*

Tsutoya Abe*

要 旨

社会活動の高度化、複雑化が進み、社会の各方面で無線通信が広く利用されるようになり、その利用の範囲も拡大の一途をたどってきている。我が国の無線局数は170万局（昭和55年度調査）を超えるに至り、国土の広さを考えると日本は世界でも有数の電波過密国になっている。

これらの需要増に対応するため、最近特に注目されている通信方式に“スペクトラム拡散通信方式”がある。

ここでは本方式の技術的な概要をわかり易く紹介し、併せて気象通信に応用した場合の効果について考察したので以下に紹介する。

なお、これは昭和57年12月7～8日に行われた“昭和57年度通信技術検討会”の議題として説明したものである。

1. はしがき

最近、特に注目されつつある通信方式の一つとして、スペクトラム拡散通信（Spread Spectrum Communication：以下SSと略記）方式があり、実用化に向けて内外で、盛んに研究が行なわれている。

近い将来、有効な利用方法が確立され、適用分野が拡大されれば、当庁でもSS方式の採用が考えられる。

このため、SS方式の技術的な概要及び気象通信（気象衛星通信、地上通信、観測機器通報）に応用した場合の効果について考察したので以下に紹介する。

2. SS通信の小史

SS方式は秘話性（通常の受信機では情報内容が理解できない）があり、通信の秘匿（ひとく：電波そのものの存在が通常の受信機では検出できない）が容易なこと、更に妨害に強く、高精度の測距が可能であるため、1950年代中期、米軍機関がこれらの点に着眼し、開発が

始められた。

1978年1月、ジュネーブで開かれたCCIR（国際無線諮問委員会）の原案作成会議に、米商務省、連邦通信委員会などからなる米政府代表が、この方式の民間利用の研究開発を総会ではかるよう提案した。

同年6月京都で開催された第14回CCIR総会では、SS方式に関する幾つかの文書が採択され、研究の促進が要請された。

日本においても電波技術審議会は、諮問第23号として調査検討を行い、昭和55年度に答申して了承された。

このことが大きな契機となり、SS方式の適用分野の拡大をはかるため、半導体集積化技術、弾性表面波素子及び電荷結合素子など、SS方式のための基本デバイスの開発や特殊符号理論などの確立をめざして、内外で旺盛に研究が進められている⁽⁴⁾。

3. SS通信の原理

3.1 SS通信方式とは

SS通信方式は、従来の通信方式とは全く逆の発想に文中⁽⁴⁾は参考文献の番号を示す

* 気象衛星センター気象衛星通信所, Meteorological Satellite Center

よる通信方式で、特殊符号または操作により情報帯域幅を数百倍ないし数万倍も広く（拡散）して送信する。受信側ではその信号の全部を回収してもとの情報帯域幅に収縮した後情報を復調する方式である。

3.2 通信容量と広帯域性との関係

ある通信路を通して1秒間に送り得る最大の情報量のことを通信容量といい最大通信容量を得るには信号対雑音比を大きくするか、伝送帯域幅をできる限り広くすれば良い。

このことについて、C, E, Channon (1948年)は、情報理論の中で①式の関係を明示した⁽¹⁾⁽⁹⁾。

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \dots \dots \dots \text{①式}$$

ただし、C: 通信容量 (bps), W: 伝送帯域幅 (Hz), S: 信号電力 (Watt), N: 雑音電力 (Watt)。

この通信容量を与える式は極めて重要なことを教えてくれる。

つまり同じ通信容量をもつ回線を設計する場合、送信電力 S を大きくしても良いが、伝送帯域幅 W を大きくした方が得であることを示している。また、この式は無限の帯域幅が利用できる場合、1ビット当りの信号対雑音比 $E_b/N_0 (= S/N_0C)$ は $\log_2 (= 0.69$ または -1.6 db) あれば誤り率 0 で最大伝送速度が得られることを意味する。实用通信回線で E_b/N_0 が最も小さくて済むと云われている同期検波を行う 2 相位相変調 (2φPSK) では、ビット誤り率 <Bit Error Rate: BER> を 10^{-6} だけ得るには E_b/N_0 は理論値で 10.6 db 必要である。これと比較して BER が 0 で E_b/N_0 が -1.6 db と云う値は、信号が著しく弱くても良いと云うことになる。(但し、帯域幅が有限の場合にはこの値は多少大き目になるが...)

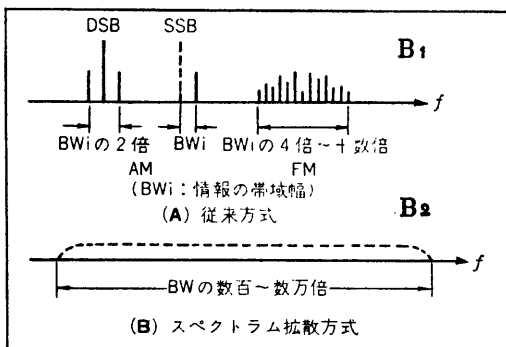


図1 SS方式と従来方式の比較
出典：ハムジャーナル，No. 16 (P149)

図1はSS方式と従来方式のスペクトラム比較図で、SS方式の伝送帯域幅は従来方式の情報帯域幅 $B \cdot W$ の数百倍ないし数万倍も広い。伝送帯域幅を広くすると S/N 改善度 (多利得) が得られることは広帯域 FM 等で知られているが、SS方式では信号とは別な符号等を用いて広帯域化する点異なる。

3.3 SS方式の基本構成

図2はSS方式の基本構成図である。SS方式は情報(1次)変調と拡散(2次)変調を有し、それぞれの機能は独立しており、前者の帯域幅 B_1 と後者の帯域幅 B_2 の比 (B_2/B_1) が極端に大きくなっている。

すなわち、1次変調出力を入力とする2次変調では、高速疑似雑音発生器 (Pseudo Noise Generator: PNG と略記) を用いて、周波数スペクトル上に極端に広げ、電力を希薄化 (1局当りの電力密度は $1/B_2$ に拡散) してデジタル (一般に 2 相位相変調または 4 相位相変調) の形で伝送する。

1次変調は、拡散信号を副搬送波とみなせばどのような変調形式でも使えるが、一般に FM などのアナログ変調か、ADM (適応デルタ変調)、PCM (パルス符号変調)、SCPD (抑圧クロックパルス幅変調) 等のデジタル変調が使われる⁽⁹⁾。

具体的には情報信号を一度デジタル化したのち、この信号を用いて PN 符号変換を行い拡散信号を作る。

受信側では SS 信号と PN 符号を掛け合せて逆拡散を行い B_2 を B_1 に変換した後に情報信号を復調する。

3.4 SS通信の鍵PN符号

(1) PN符号の発生

シフトレジスタ (Shift Register: SR と略記) は図3に示すように、必要な符号の長さに応じた段数だけ接続し、最終段の SR 出力と途中段の SR (図では SR_1) からの出力を半加算器 (Exclusive OR 等) に加え、初段の SR に帰還することにより PN 符号を発生させる。

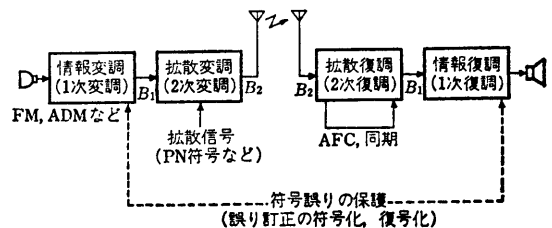


図2 SS方式の基本構成
出典：電子通信学会誌，9月号，1982，No. 9(P966)

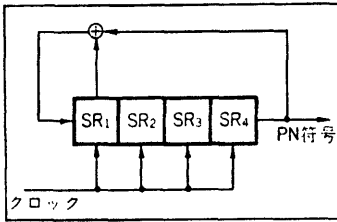


図3 シフトジスタ (SR)
出典: ハムジャーナル, No. 16 (P150)

表1 SRの状態
出典: ハムジャーナル, No. 16 (P151)

状態	SR ₁	SR ₂	SR ₃	SR ₄	10進変換
1	0	0	0	1	8
2	1	0	0	0	1
3	1	1	0	0	3
4	1	1	1	0	7
5	1	1	1	1	15
6	0	1	1	1	14
7	1	0	1	1	13
8	0	1	0	1	10
9	1	0	1	0	5
10	1	1	0	1	11
11	0	1	1	0	6
12	0	0	1	1	12
13	1	0	0	1	9
14	0	1	0	0	2
15	0	0	1	0	4
1	0	0	0	1	8

PN はまた, Pseudo Ramdam Noise とか, 最大シーケンスまたは m シーケンスとも呼ばれている⁽⁸⁾。
はじめ SR 全部が 0 であれば出力はないが, どこかの

SR にひとつでも 1が入ると表1に示したように, クロックが入力される度毎に状態が変化 (SR₁ から SR₄ 方向にシフト) する。結局, この回路のレジスタは15通りの違った状態を巡回し, その出力は 111101011001000 が繰り返される。

すなわち, 15ビットを1周期とするPN符号が出力される。

一般にPN符号の長さはSRの段数を n とすれば, $2^n - 1$ ビットとなるが, これは n 段のSRがとり得る最大状態からオール0状態を除外した数に相当する。

(2) PN符号の性質

15ビットのPN符号を良くながめてみると次の事項が理解できる。

ア 1の数が8個で0の数は7個, その差は1個(1ビット)である。

イ 1111 (1が段数 $n=4$ だけ連続) が1回, 000 (0が $n-1$ 回連続) も1回である。

ウ 11 または 00 (1または0が $n-2$ 回連続) も各1回である。

エ 1か0の単独 (または順序が逆) が各2回 (1または0が P 個連続して出てくる回数は $2^n - (P+2)$) である。

これらの性質は n がいくら大きなPN符号でも同様のことが云える。

このようにPN符号は1と0を雑音的にうまくばらまいており, このことがPN符号が疑似雑音と呼ばれるゆ

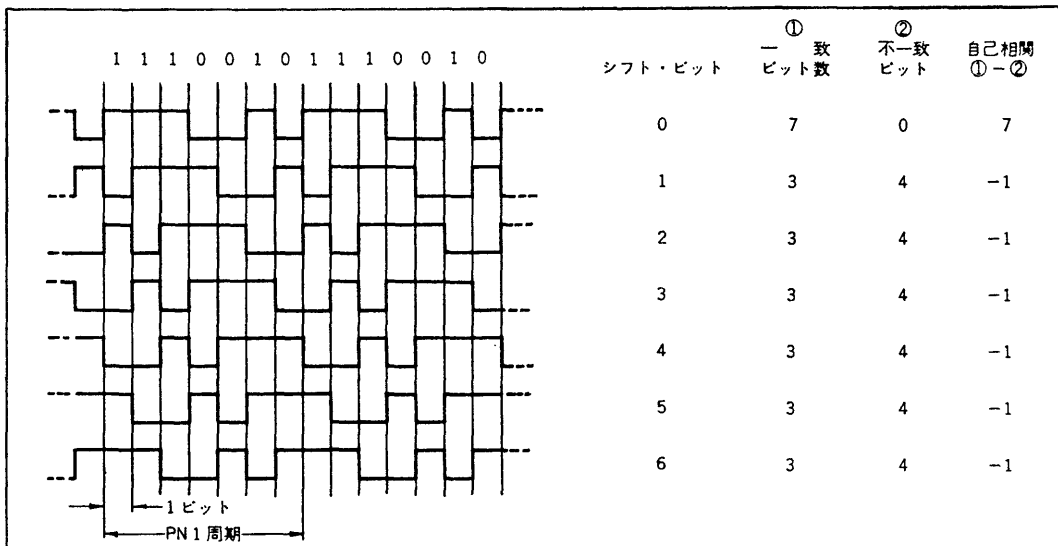


図4 PN符号 (7ビット) の自己相関 出典: ハムジャーナル, No. 16 (152)

えんであり、この符号を用いればスペクトラムをまんべんなく散らばせることになる。

(3) 自己相関と相互相関

PN 符号にはさらに重要な性質が秘められており、この性質を利用して局部基準信号を受信信号に同期させて復調を行う。

図4は n が3の最も簡単な7ビットのPN 符号であり、上から2番目以降は順次右側に1ビットずつシフトしたものである。

各ビットごとに同じ時刻(真下)で、その一致、不一致を調べると一致ビットが3、不一致ビットが4であり、シフトが0の時は当然ながら全ビットが一致する。

このように、自分の波形をビット単位でずらし、その時の(一致ビット数) マイナス (不一致ビット数) をその符号の自己相関といい、これを図示すれば図5のようになる。PN 符号の自己相関はもっと長い符号でも同様に1ビットでもずれると、どこでも最も低い値(-1)を示し、タイミングが合致した時のみ $2^n - 1$ に急上昇する非常に鋭い特性を示す(例えば $n=10$ では $2^{10} - 1 = 1023$, 30 db, $n=20$ では $2^{20} - 1 = 1048575$, 60 db)。

このような信号(符号)の自己相関特性を利用して、時間変化パターンが分っている信号だけを検出する方法を相関検波といい、同期がとれると雑音に埋まっている信号でも浮き上がってくる。

逆に1ビット以上ずれると信号の検出はできないので、同じ周波数で多数の局が通信できる。

違った符号間の相関を調べれば相互相関といわれるものになる。

異なったSS 局間で持つPN 符号系列の相互相関は低くする必要があり、このために PNG を幾つか組み合わせて多種類の合成符号を作る努力がはらわれている。

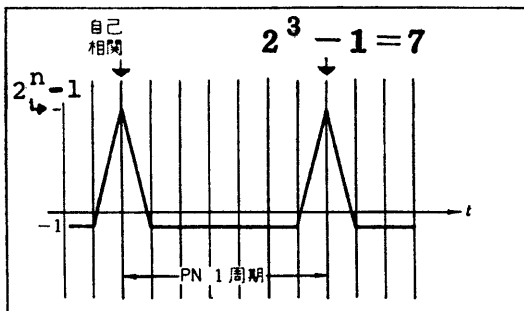


図5 PN 符号の自己相関関数

出典: ハムジャーナル, No. 16 (P152)

3.5 拡散変調と拡散復調

(1) 変復調モデル

図6は簡単な7ビットPN 符号を使ってSS 信号の変調および復調の過程を説明したモデル図である⁽⁸⁾。

図6(1)は送信側のPN 符号 (2)は情報をデジタル化したバイナリーデータ(1次変調波)とする。

2次変調(拡散変調)は、符号(1)を符号(2)によって一度符号変換された符号(3)によって行なわれる。

(8)は送受信間で同一符号を用いて同期がとれた場合の相関検波出力で (8)=(3)⊕(1)=(2) となり1次変調された狭帯域のIF 信号波が得られる(ここでは(3)をSS 信号とみなす)。(3)以外の(4)~(7)は同期が得られないため雑音として処理される。

(2) 拡散変調

図7はPN 符号による拡散変調の例で、変調波のスペクトラムは、PN クロック T_C に応じた包絡線 $\sin x/x$ となり、その間隔はPN 周期 T_{PN} の逆数となる。

実際に空中線から送信される波形は図8(A)のようなPSK 波で、(B)のPN 波形の立上り、立下り部に於て位相が反転する。

図9に示すダブルバランスド・モジュレータ(Double Balanced Modulator: DBM 略記)は位相差 180° の入

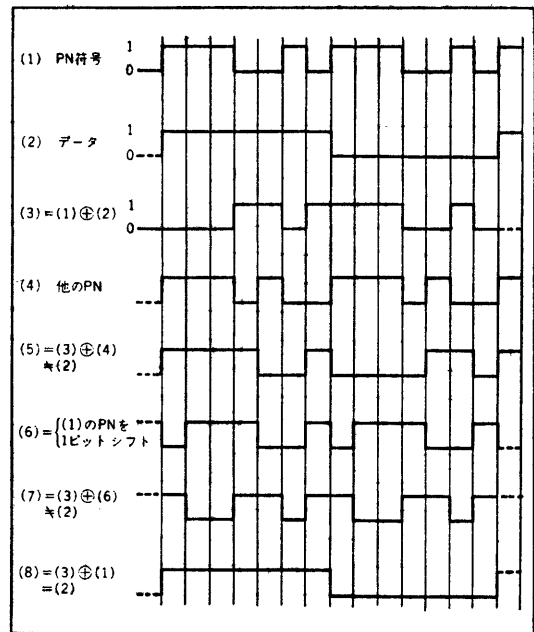


図6 SS 信号の変調・復調モデル

出典: ハムジャーナル, No. 16 (P153)

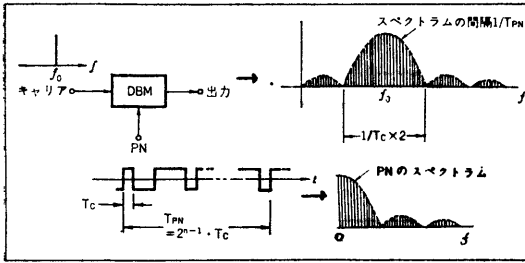
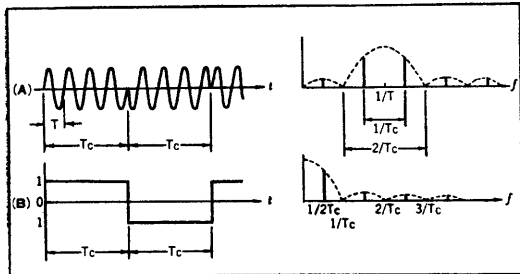


図7 PN符号による拡散変調 (DS方式)
出典: ハムジャーナル, No. 16 (P151)



変調入出力波形 スペクトラム

図8 DBMの二相 (0°, 180°) 変調
出典: ハムジャーナル, No. 16 (P150)

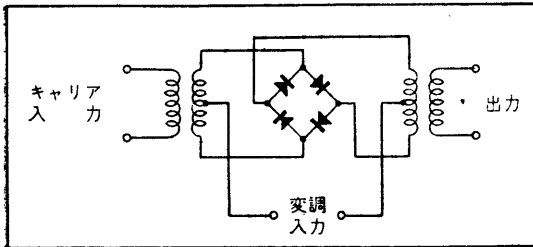


図9 ダブルバランスド・モジュレータ
出典: ハムジャーナル, No. 16 (P150)

力信号間で開閉する一種の双投スイッチで、デジタル変調では半加算器の機能をもつ2相変調 (2φ Phase Shift Keying; 2φ PSK と略記) 器であり、SS方式で良く使用されるがその理由は次の通りである。

ア 搬送波が抑圧されるため、搬送波の検出は容易でない。

イ 信号波成分のみが送出されるため電力を有効に使用できる。

ウ 信号成分が一定の包絡線レベルを有するため、使用帯域幅を一定とした場合、送信電力の効率が良い。

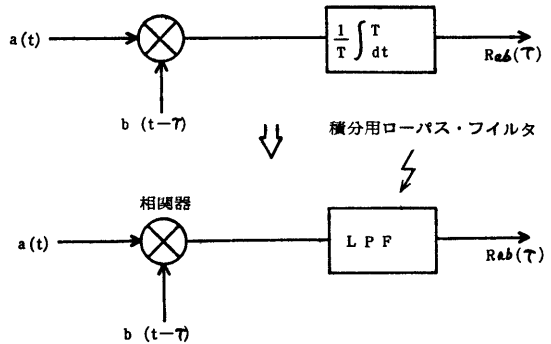


図10 相関検波の原理

エ 2相変調器は一对の変調器と小数のダイオード (Diode) を用い、単純な装置で構成することができる。

(3) 相関検波

相関検波とは SS システムの拡散復調のことを云い、相関は具体的には②式で示される。

$a(t)$ と $b(t)$ との相関関数は、

$$R_{ab}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} a(t) b(t-\tau) dt \quad \text{②式}$$

上式の電子回路は図10となり、 τ の値を変えて相関を得ることができる。

4. 代表的な SS 方式

4.1 直接拡散方式 (DS 方式)

図11~図13は直接拡散 (DS: Direct Sequence, Direct Spread) 方式の構成図、スペクトラムおよび変復調課程時の波形である。この方式は搬送波に符号変調を重ねたものと見なすことができ、実際そのような構成も可能であるが、実用的にはベースバンド情報はデジタル化され、符号系列に加えられる。

受信信号は増幅後、送信側と同一の符号と掛け合わせられ、同期していれば搬送波が復調され、IF 段を通して復調器に入力される。

しかし、同期がとれていない入力信号は、少なくとも符号変調された帯域幅全体にわたって拡散される。したがって IF 段 (Intermediate Frequency Stage) の帯域フィルタは妨害波のパワーの大部分を阻止できる。このことがこの方式の特徴であり有効成分のみが抽出できるメカニズムである。

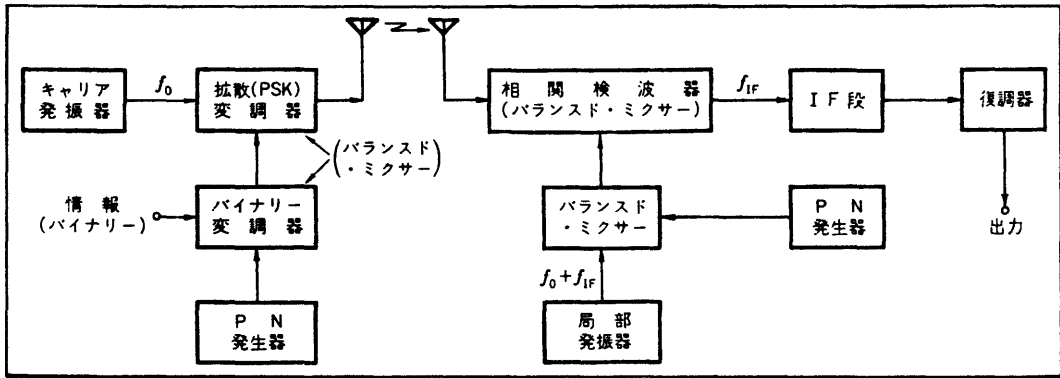


図 11 直接拡散 (D・S) 方式の構成 出典：ハムジャーナル, No. 16 (P154)

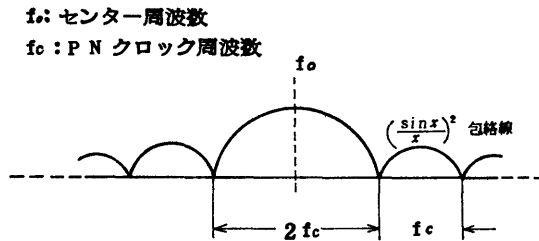


図 12 D・S 方式の理想的なスペクトラム
出典：スペクトラム拡散通信方式, R. C. Dixon 著 (P6)

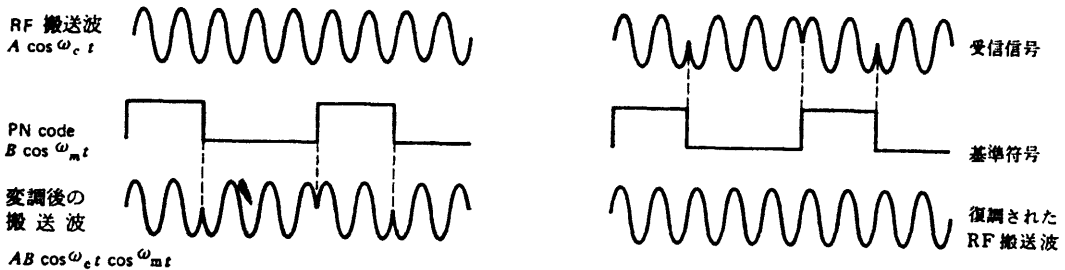


図 13 D・S 方式の変調・復調波形
出典：スペクトラム拡散通信方式, R. C. Dixon 著 (P18)

4.2 周波数ホッピング方式 (FH 方式)

周波数ホッピング (FH: Frequency Hopping) 方式は符号によって数千もの多くの周波数を発生させて帯域幅を広げる一種の周波数偏位キーイング変調方式である。古くはマークとスペースに対応する2周波を用いて単純に周波数偏位キーイング (FSK) を行なった F₁ 方式と同様の原理に基づく方式である。

図14に FH 方式の構成および波形を、図15には理想的なスペクトラムを示す。

図 16 は FH 方式の原理を簡単に説明するモデルである。周波数シンセサイザーは外部からのコマンドにより等間隔 f_h で、 f_1 から f_{15} までのどれかの周波数を発生することができる。

PN 発生器は図 3 と同じもので表 1 に示した PN パターンを発生できる。

周波数シンセサイザーは SR₁~SR₄ の出力とバイナリ情報が入力される ⊕ 回路の出力で制御され、表 1 に示した 15 通りの任意に配列した 10 進変換に対応した f_1 ~ f_{15} のどれかが不規則的にホッピングし、周波数範囲内に均

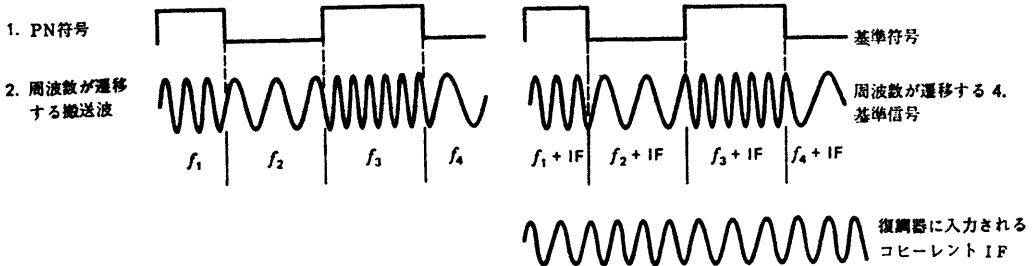
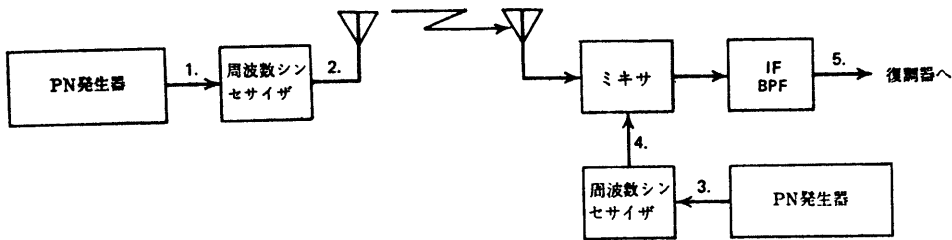


図 14 周波数ホッピング (F.H) 方式の構成
出典：スペクトラム拡散通信方式, R.C. Dixon 著

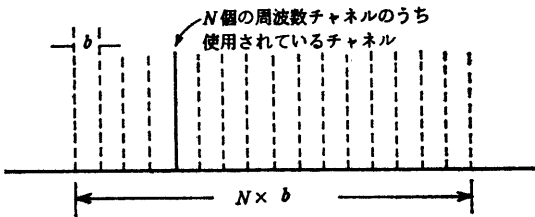


図 15 F.H 方式の理想的なスペクトラム
出典：スペクトラム拡散通信方式, R.C. Dixon 著 (P6)

一にスペクトラムを拡散する。

5. SS 通信のパラメータ

5.1 処理利得 (G_P)

SS 通信の性能を表現する最も重要なパラメータに処理利得 (Process Gain: G_P と略記) がある。これは1次変調の帯域幅を B_1 , 2次変調の帯域幅を B_2 とすれば③式で与えられる。

$$G_P = B_2 / B_1 \dots\dots\dots \text{③式}$$

その理由は拡散復調の働きをする相関検波器が希望波の1次帯域幅 B_1 内の成分のみを抽出し, B_2 内の広帯域に拡散された妨害波や外来雑音を排除する能力を表現しているからである。

G_P は大きい程効果は上るが, ハード (広帯域 RF-AMP 等: Wide Band Radio Frequency Amplifier, etc.) の問題や周波数帯の割り当て等の関係で, 現在の値は2桁ないし3桁程度のものが多い。

したがって, IF 帯での (C/N) と G_P との関係は④式で与えられる。

$$(C/N)_{IF} = (C/N)_{RF} \cdot G_P \dots\dots\dots \text{④式}$$

ただし, $(C/N)_{IF}$ は IF 帯での C/N , $(C/N)_{RF}$ は拡散復調前の C/N , G_P は処理利得。

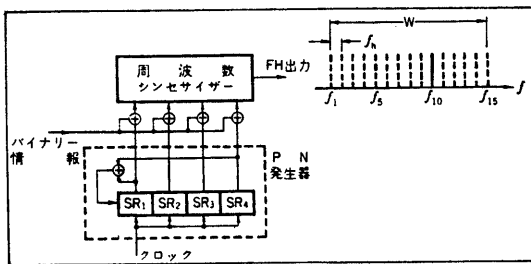


図 16 F.H 方式の原理説明
出典：ハムジャーナル, No. 16 (P154)

5.2 妨害余裕度 (M_j)

妨害余裕度 (Antijamming Margin: M_j と略記) は, SS 通信の利点のひとつである 妨害排除能力を表現するパラメータであり⑥式で与えられる。

$$M_j = U/D_{IF} = G_P / (C/N)_{IF} \dots\dots\dots \text{⑥式}$$

ただし, $(U/D)_{IF}$ は拡散復調後の非希望波 (U : Undesired) と希望波 D : Desired) との平均電力比, $(C/N)_{IF}$ は IF 帯における C/N , G_P は処理利得である。

例えば G_P が 30 db, $(C/N)_{IF}$ の最小値が 10 db ずとれば, M_j は 20 db となり, これは希望波より 20 db 以上大きい混信波があった場合には, このシステムは正常な動作が得られなくなるため, 回線設計を行う場合は重要な要素となる。

5.3 同時通信局数

ひとつの搬送波を利用して同時に通信を行い得る局数のことで, 同時通信局数 m は⑥式で与えられる。この場合, それぞれ異なる PN 符号が使用されるのは当然である。

$$m = \frac{f_c}{P} \left[\frac{P \cdot T}{E_b/N_0} - N \right] + 1 \dots\dots\dots \text{⑥式}$$

ただし, f_c は PN 符号クロック周波数, P は受信電力, T はデータ 1 ビットの時間長, N は受信機入力段の雑音電力密度, E_b/N_0 はデータ 1 ビット当りの信号対雑音比。

以上のように同時通信局数は f_c と T に比例して多くなるが, 逆の表現をすれば G_P を大きくしたことと同様である。何故なら拡散帯域幅は $2f_c$ であり, 情報帯域幅は n/T に比例し G_P を大きくしたことになるからである。(n は振幅変調で 2, 周波数変調等で 4~10 数倍)。1 ビット当りの信号雑音比 E_b/N_0 は⑥式から求められ, ⑦式で与えられる。

$$E_b/N_0 = \frac{P \cdot T}{(m-1)P/f_c + N} \dots\dots\dots \text{⑦式}$$

E_b/N_0 も G_P に比例し, 同時通信局数 m と雑音電力密度 N に逆比例する。

ここで, $G_P = \frac{B_2}{B_1} \doteq \frac{2/f_c}{n/T}$ である。

6. SS 方式の特徴

(1) 妨害を与えにくい。理由は電力密度が希薄なため。

(2) 妨害を受けにくい。理由は妨害余裕度があるため。

(3) 情報の秘匿性がある。理由は電力密度が希薄なため通常の受信機では電波の存在が分らない。

(4) 情報の秘話性がある。理由は通常の受信機では情報の復調が困難である。

(5) 同一周波数で同時通信が可能である。理由は相関受信を行なうため, 通信の相手局以外が異なる PN 符号を用いていれば同一周波数でも混信なく通信することができる。

(6) ランダムアクセスが可能である。理由は(5)項と同じで, 統制局の必要はなく, 直接多数の相手同志が自由に通信を行なうことができる。

(7) 無線局の個別番号の割当てが可能である。理由は局番を 2 周波の組み合わせで作成し, 番号は異なる PN パターン (実際には種類を多くするために符号を組み合わせた合成符号が用いられる) 符号を使い, 両者の組み合わせによって多くの個別番号を割当てることができる。

(8) 高精度の測距, 位置検出が可能である。理由は PN クロック周波数を高速にすれば, 1 クロックに対応する伝搬距離が分るから分解能を高めることができ, また測定距離に応じた PN パターン長が選定できるため, 惑星探索衛星やレーダ等の航法に適用できる。(特殊符号として JPL [Jet Propulsion Laboratories: ジェット推進研究所] 符号が有名であり⁽⁶⁾, 符号系列を長くしても捕捉時間が短いことが特長である。)

(9) 過負荷通信が可能である。理由は回線容量以上でも話中となることはなく, 通話者全体の受信品位が緩慢に劣化する "Graceful degradation" と呼ばれる性質があるためである⁽⁸⁾。

(10) 周波数分割方式等の他方式と共用が可能である。理由は妨害を与え難く受け難いためである。

7. SS 通信技術

7.1 同期

SS 技術の中で最も難かしいのが同期技術であり, システムに適合する多くの技術が提案されているが, ここでは代表的なものを紹介する⁽¹⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

(1) 同期の種類

SS 通信の同期は, まず初期接続を行うための同期捕捉と同期を継続するための追跡がある。

(2) 同期捕捉 (初期同期)

同期捕捉は送受信間の PN パターン (PN 符号の 1 周期分: 1 フレーム分) の時間ずれを一致させる“位相同期”と周波数ずれを一致させる“周波数同期”が基本となる。前者は $\pm \Delta f/2$ チップ (Δf は PNG のクロック速度の逆数) 内に、また後者はドブラシフトと周波数オフセットによる影響を除去した後、中心周波数からの偏差を 0 にするよう所要帯域幅内に納めて狭帯域 IF 信号を得る必要がある。

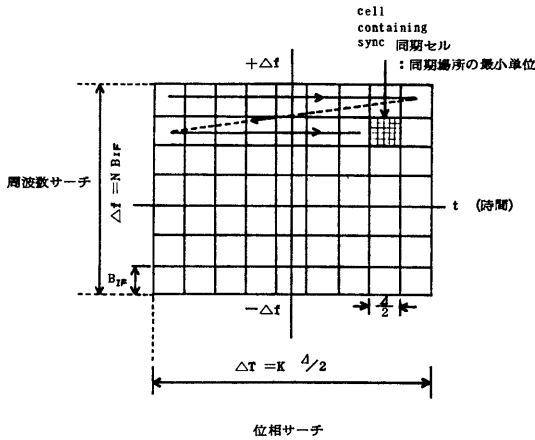


図 17 一般的な初期接続
 出典: 電波研究所季報, No. 133, June 1979 (P143)

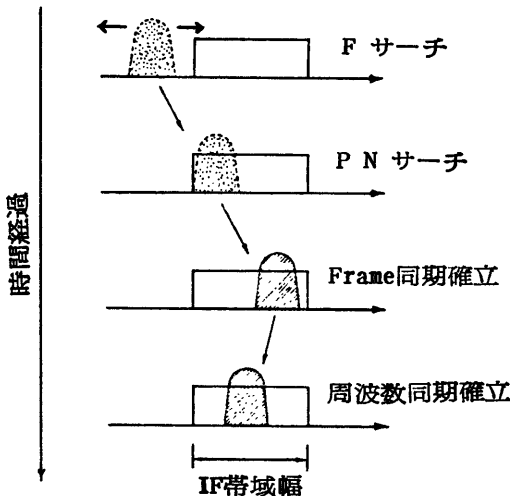


図 18 一般的な初期接続
 出典: 電波研究所季報, No. 133, June 1979 (P142)

初期同期の方法を図17, 図18で説明する。まず, ダウンコンバータの局部発振周波数を特定の値に固定し, PN パターンの位相を順次スライド (フレーム分) して IF 部に於て, あらかじめ設定したしきい値を越えたらサーチを止める。もしそのセル (同期場所の最小単位) がなければ局部発振周波数をスライド (IF 帯域幅の N 倍) して相関 (レベル増加) を調べる⁽⁷⁾。

次に 2 つの代表的な同期捕捉法を紹介する。

ア スライド型相関法

これは受信符号に対して受信機の局部符号を位相スリップ (Phase Slipping) させてサーチする方法である。これはクロック速度を一定量だけオフセットし, 同期するまでこの状態を維持する方法であり, この過程は図19のとおりである。

この方法の欠点はしらみつぶしにサーチするので初期接続時間が長くなる。このため位相を周期的にある微小量だけ変動させ, 両符号が互いにジャンプしつつスライドする方法⁽⁸⁾や 1 フレーム内のスリッピング範囲を幾つもの小区間に分割して並列処理する方法, あるいは特殊なプリアンブル (周期の短い同期用前置符号) を付加することが行なわれる⁽⁸⁾。

イ 整合ろ波法

これは IF 法と BF (Base Band Frequency) 法があり, 多数の遅延タップをもつ SAWD (Surface Acoustic Wave Device: 表面弾性波素子) や CCD (Charge Coupled Device: 電荷結合素子) を用いて PN パターンに整合させる。

SAWD のタップ間隔は 1 チップ分に正確に一致させ, タップ数は PN 符号の 1 フレーム分のチップ数に等しくする必要がある。

図20は IF 法の原理説明図であるが製作技術が難しく, 今後の開発が期待されている。

ウ 付加 2 信号による同期捕捉法

図21, 図22は電波研究所で実験中の付加 2 信号同期捕捉の説明図である⁽⁹⁾。

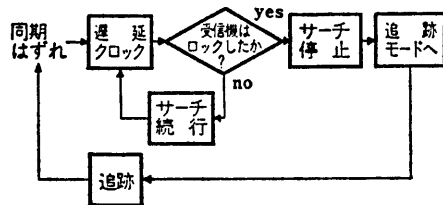


図 19 スライド相関器の同期課程
 出典: スペクトラム拡散通信方式, R.C. Dixon 著 (P197)

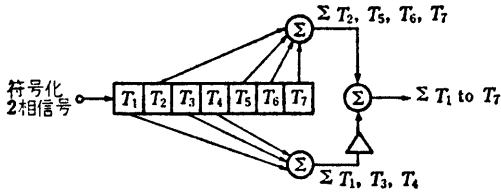


図 20 遅延線整合フィルタ
出典：スペクトラム拡散通信方式、
R. C. Dixon 著 (P207)

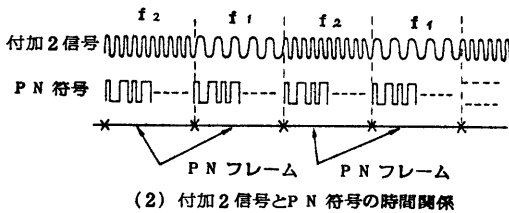
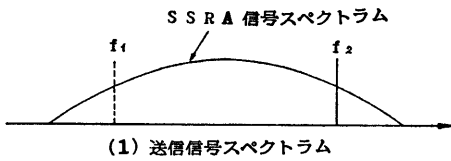


図 21 付加2信号と送信スペクトラム、
出典：電波研究所年報, No. 133,
June 1979 (P143)

この技術は初期接続時間を短縮すると共に、同時通信局数の増加 (f_1 と f_2 は局番として別々の周波数の組合せ) をはかった1石2鳥の有効な方法である。

図21(1)に示すように、特定の局固有の周波数の組合せである f_1, f_2 信号を SSRA (SS-Random Access) 信号に重畳させて送信する。その時の PN フレームに付加2信号との位相関係は(2)に示すように同期していることが必要である。

更に干渉をさけるため f_1, f_2 は低電力として交互に送信し、通信の相手方から同期捕捉の完了通知があった時点で停波する。

受信側では、図22に示す回路において、 f_1 と f_2 を交互に受信し、それに対応する2組の IF 信号 (同一周波数) を作る。

まず、この IF 信号は同相のまま順次 BPF (Band Pass Filter) を経て周波数同期用 PLL (Phase Lock Loop) に入力し、基準周波数を発生させる。

次に、一方の IF 信号を、 π (180°) 反転させ、もう片方の IF 信号が無い期間挿入すれば、図のような PSK 波が得られる。これを基準周波数と掛け合わせ (位相検波) れば PN フレーム信号が得られ、短時間で同期捕捉を完了する。

(3) 追跡 (同期継続)

初期接続が完了した後は、局部基準符号を入力符号に

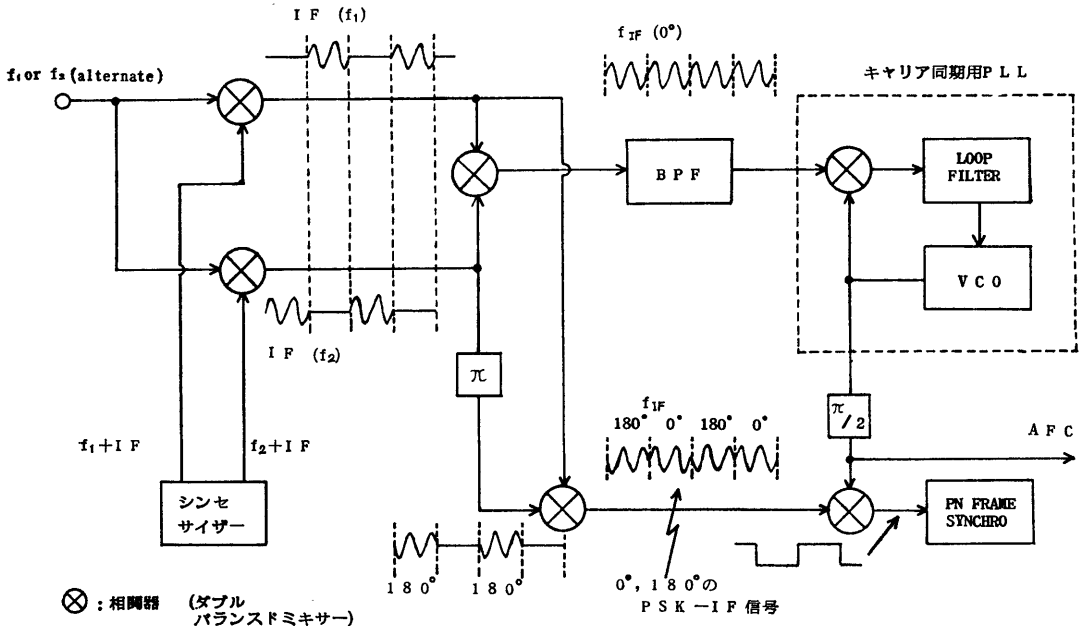


図 22 付加2信号型同期捕捉説明、 出典：電波研究所年報, No. 133, June 1979 (P143)

正確に追跡させ、ロック状態を維持する必要がある。

このために、図23に示す遅延ロック・ループ (Delay Lock Loop: DLL) 回路が使用される⁽¹⁾。この回路の特徴は2つの相関器(1), (2)を持ち、(1)にはシフトレジスタの n 段目の出力を、(2)には $(n-1)$ 段目の出力を供給していることであり、名称は一方が1ビット遅延しながら動作していることに由来している。

遅延ロック・ループの入力信号と局部基準符号系列との相関関数は、図24に示すように2ビット幅の3角形となる。

両方の合成相関関数は双ピーク3角状になる訳だが、和をとる前に一方を逆相にしているため、両ピークの中点をはさんで線形の相関関数が得られる。

したがって、相関器出力の和を LPF に通した後に、受信機のクロック発振器 (VCO: Variable Controlled

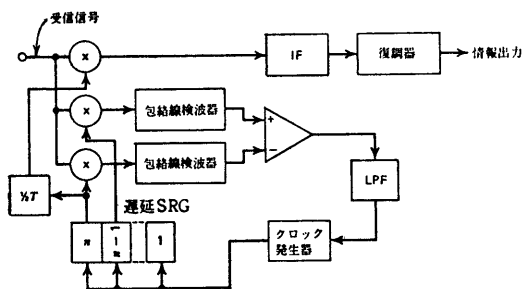


図 23 遅延ロック・追跡ループ (1/2チップ遅延付)
出典: スペクトラム拡散通信方式,
R. C. Dixon 著 (P227)

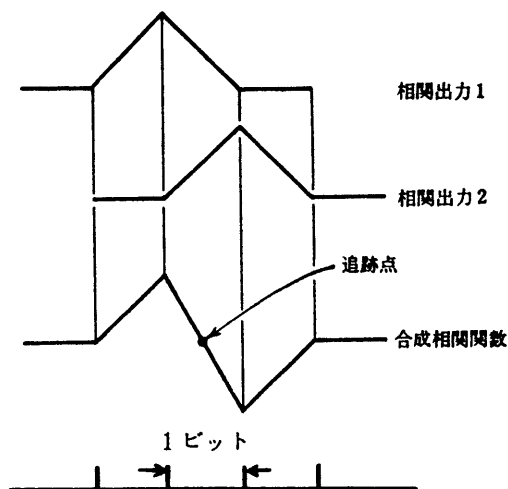


図 24 遅延ロック・追跡ループの相関関数
出典: スペクトラム拡散通信方式,
R. C. Dixon 著 (P226)

Oscillator) の制御信号として用いると、受信機の基準符号が入力符号を追跡して、合成相関関数の最大と最小の中点で捕捉する。(これは弁別器を利用した AFC [Automatic Frequency Control] ループに良く似ている)。

このように受信機の2つの基準系列は、両者間の遅延量の半分だけオフセットして入力信号を追跡するしくみであるから、相関ピーク値の半分以上にするには、遅延を1ビット以上に遅らす必要がある。

遅延量を減らす代わりに1/2ビットだけ遅延した符号系列を作って、第3の相関器(ダウンコンバータ)に入力すれば良く、図23の1/2T回路を設けている。

7.2 ベースバンド復調および制御信号の作成

図25に示すコスタス・ループ (Costas Loop) 復調器は、一種の複合 PLL で BPSK や QPSK (Biphase or Quadrature Shift Keying) のような両側帯波搬送波抑圧信号の復調に用いられ、その主要用途は直接拡散信号の受信である⁽¹⁾。

動作については、図中の数式をたどれば理解できるので省略する。コスタス・ループが単純な PLL に優る点としては、PSK および抑圧搬送波信号の復調ができることである。(単純な PLL は PSK の復調はできない)。図25の I 乗算器側の出力 $\pm A/2 \cos \phi$ は、 ϕ が小さい場合は $\pm A/2$ に等しいが、これが取り出すべき2進データである。

図26は拡張されたコスタス・ループで、回路がロックして ϕ が小さい場合は $\cos 2\phi$ は1となり出力は $A^2/4$ となる。しかし、ロックしない場合は $\cos 2\phi$ は急速に

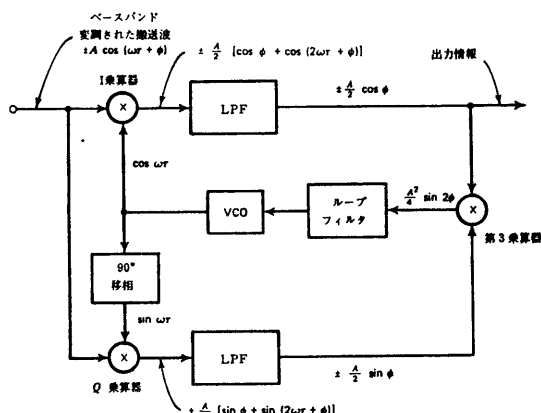


図 25 ベースバンド復調用コスタス・ループ
出典: スペクトラム拡散通信方式,
R. C. Dixon 著 (P167)

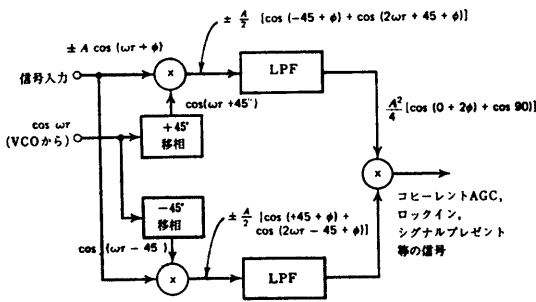


図 26 制御信号作成用コスタス・ループ
 出典：スペクトラム拡散通信方式，
 R. C. Dixon 著 (P169)

0 に近づくから、コヒーレント復調器（同期検波）として作動する。

この回路は図25のループでは得られない AGC 信号やロックイン表示信号等の制御信号を得るために、図25のループと対で使用される。なお、周波数同期のための AFC 信号は図25 の VCO から出力される。

8. 気象通信への応用

8.1 気象衛星通信回線

(1) 運用スケジュールの自由化

現在、気象衛星回線の運用はスケジュールに沿った運用時間帯で行なわれている。

これは、衛星の送信電力の有効利用および回線設計の関係からハイパワーモード（画像取得、測距、高分解能ファクシミリおよび低分解能ファクシミリ）時には同時伝送ができないため、運用時間を別々に設けている。このため、運用上制限を受けている。

しかし将来、衛星および地上通信装置に全面的に SS 方式を採用すれば、ある条件のもとに、これらは同時伝送が可能である。その理由は、もともと SS 方式は低電力モードでも高品質のデータ伝送が可能であり、混変調や相互変調積を含む妨害や混信に強く、また妨害を与えにくいからである。

VISSR (Visible and Infrared Spin Scan Radiometer) 信号は 14Mbps (4φ PSK であるため占有周波数帯域幅は 2φ PSK の 1/2) の高速データ回線であるため、現在の帯域幅では、SS 方式との共存は難しいが、相当広い帯域幅を使い、妨害余裕度を大きくするか周波数帯の分割利用を行うことで同時伝送が可能と考えられる。

(2) 連続測距および高精度測距

SS 方式の測距精度は、PN 符号のビットレートを速くすれば分解能をいくらかでも高めることができる。この場合、帯域幅は広がるが周波数割当てがあれば済む問題である。

SS 方式の測距は低電力で良いため、地上における電力束密度 (PFD: Power Flux Density) を著しく小さくできる。したがって測距信号をテレメトリ信号やコマンド信号に重畳して連続測距が可能である⁽⁴⁾⁽⁶⁾。

(3) データ収集の拡大化

SS 方式は 6 項で述べたように、多数局によるランダムアクセスが可能であるため、DCP (Data Collection platforms) 回線の増加に対応できる他、全気象官署間通信網の確立が容易である⁽⁴⁾。

(4) SS レーダ高度計による高精度波浪観測

衛星搭載の SS レーダ高度計を用いれば海面高度測定は 10 cm の確度で観測できる。これはすでに SEASAT-A に搭載されて実験済みである⁽⁴⁾。

(5) 既存局との混信回避

SS 方式はもともと混信を与え難く受け難いため、帯域を共用するゾンデ等との混信を回避することができる。

(6) 太陽妨害およびシンチレーションによる回線障害の緩和

SS 方式は低電力モードで良質通信が可能であり、回線マージンを増加させることにより、太陽雑音の増加やシンチレーションによるレベル低下があっても所要の C/N を確保し、回線障害を緩和することができる。

8.2 地上通信回線

(1) マイクロ回線のフェージング対策

低電力で良いため、回線マージンを大きくしてフェージングの影響を緩和することができる。

(2) VHF 回線の異常伝搬による混信回避

スプラディック E 層による異常伝搬があっても、異種の PN 符号を用いていれば、混信とはならない。

(3) SS 短波ファクシミリ放送

SS 方式は短波特有のフェージング、位相の乱れおよび混信等に強いため、良質の短波デジタル、ファクシミリ放送の可能性が考えられる。

(4) SS 短波海洋 Buoy ロボットからのデータ収集理由は(3)と同様であるが、それ以外に各局に異なるPN符号を割当てることにより、同一時刻に同一周波数における高速データの収集が可能である(通報時刻設定タイマーのずれがあっても問題にはならない。この場合、受信局は各送信局用のPN符号を用意する)。

83. 観測機器通報回線

(1) SS レーダ観測

SS レーダを使用することにより、距離分解能の向上、信号対クラック比の向上、距離アンビギュエティの削去、フェージングの軽減および耐妨害性の向上等をはかることができる⁽⁴⁾。

(2) SS 高層観測(ロケット、ゾンデ等)

SS 方式はデータ受信を行ないながら相手局との距離(角度がわかれば位置)も正確に測定できる。また、高速デジタル伝送が可能のため、観測の高精度化が期待できる。

(3) SS ロボット雨量計からのデータ収集

ロボット雨量観測通報局に、それぞれ異なるPN符号を割り当てれば、同一時刻に同一周波数において、多数局からの高速データを収集できる。(通報時刻設定用タイマーのずれがあっても問題にならない)。

(4) SS 測地計による連続測地観測

2~3ヶ所以上の地点間にSS測地計を設置し、距離および位置の変動分を測定することにより、地震予知データ取得の可能性も考えられる。

9. むすび

SS方式に対する期待は、システム構成上の自由度の大きさから、種々のものが考えられるが、電波利用に対する需要の大きさと既存方式との対応の難かしさがある。(同時に全面的にSS方式への切り換え及び共存等)。

したがってSS通信の普及は通信品質の保障がいらぬ簡易無線や市民無線などの個人通信システムが先行するものと考えられている⁽⁴⁾。

また実用化に向けて解決しなければならない問題(移動通信に対する伝搬特性や、遠近問題、電波監理上の問題)や研究開発(デバイスや半導体集積化技術の進歩、および周波数利用効率等の研究等)が山積されているため⁽⁵⁾⁽⁶⁾、本格的に実用化されるまでにはかなりの時間がかかりそうである。

私とSSの出逢いは、4年~5年前でまだ日が浅く、専門に調査したわけではないので、本稿には間違いや一方的な見方もあるかも知れない。

特に気象通信への応用については技術的なメリットだけを取り上げたが、もっと広い角度から十分検討する必要があるかと思われる。

本稿をまとめるに際し、電波技術審議会専門委員でもある気象衛星センターの成井情報伝送部長からはSS通信に関する電波技術審議会第5部会、第3小委員会の答申資料を貸与して頂くとともに適切な御指導を頂いた。

また、気象衛星通信所の宮沢所長と桃井調査官からは適切な御指導と、種々便宜を取り計らって頂いた。

誌上にて厚く御礼申し上げます。

参考文献

- (1) R. C. Dixon: 著, 立野敏他訳; “スペクトラム拡散通信方式”, 日本技術経済センター, (昭54-3).
- (2) 角川靖夫: “スペクトラム拡散技術を用いた地上通信方式について”, 第57回電波研究所研究発表会予稿, pp 13-27. 昭和54年11月7日.
- (3) 角川靖夫他: “スペクトル拡散通信方式とその適用分野” 電子通信学会誌, 65, No 9 pp 965-971, Sept, No 10 pp 1053-1059, Oct.
- (4) 昭和54年度: 電波技術審議会, 第5部会, 第3小委員会答申資料(昭55-03).
- (5) 水野光彦: “スペクトル拡散地上通信方式の基礎実験”, 第62回電波研究所研究発表会予稿, pp 42-58. 昭和57年6月9日.
- (6) 山本稔他: “SSRA 拡散変調方式による測距装置”, 電波研究所季報, 21, No 112, pp 1-17, January 1975.
- (7) 横山光雄: “SSRA 通信のための同期方式”, 信学論(A), No 1, pp 41-47, Jan. 1977.
- (8) 吉村裕光: “スペクトラム拡散方式について”, HAM Journal, No 16 pp 148-154.
- (9) 横山光雄他: “多重化デジタル SSRA 装置の開発と実験構想”, 電波研究所季報, 25, No 133, pp 133-159, June 1979.