

研 究

多重化デジタルSSRA装置の開発と実験構想

横山 光雄*, 笹岡 秀一*, 浜本 直和*, 吉本 繁壽*

(昭和54年2月19日受理)

DEVELOPMENT OF THE MULTIPLEXED-DIGITAL-SSRA
EQUIPMENT AND ITS APPLICATIONS EXPERIMENTAL PLAN

By

Mitsuo YOKOYAMA, Hideichi SASAOKA, Naokazu HAMAMOTO
and Shigetoshi YOSHIMOTO

This paper introduces the aim in the development of the new digital-SSRA (Spread Spectrum Random Access) system and its solution of how the aim being implemented to the new SSRA equipments. Experimental plan of the developed SSRA system using the Japanese Medium-capacity Communications Satellite for Experimental Purpose (CS) and its link budget are also introduced.

1. ま え が き

最近、新聞や学会誌などに Spread Spectrum (SS) システムの記述が頻繁に見受けられ、スペクトラムの有効利用に新境地を開拓する新しいシステムということで話題を集めている。更に、京都において開催された、第14回 CCIR 総会 (1978年6月7日~15日) では、スペクトラム拡散方式が過密電波対策に有効であるとの見地から、研究問題の提案1件、新調査計画案1件、及び新報告案2件が採択された⁽¹⁾。その後、本方式に関する論文、解説記事及び講習会などは増加の傾向にある。

しかし、本方式と電波研究所とのかかわり合いは、約10年前にさかのぼる。1969年(昭和44年)にPCM-TDMA 実験で、米国NASAに海外出張して来た、電波研究所のスタッフから、NASAの研究動向が紹介され、その一つにスペクトル拡散通信方式があることが紹介された。当時の研究メンバーは、原理の面白さと今までにない新しい方式という強烈な印象と刺激を受け、SSシステムの研究に着手した。翌1970年に、その装置仕様を完成させ衛星多元接続(Multiple Access)の一種であるが、自由にアクセスできるという点を強調して

Spread Spectrum Random Access の頭文字を取りSSRAと命名した。1971年から衛星実験を開始したが、狭帯域通信でありながら広帯域を使用するという点で、周波数の高精度維持のあり方に問題があり、AFCの必要性を痛感し、第1回目の実験は成功するにいたらなかった。これらの問題点は、順次解決されたが、当時ほとんど、実例の紹介のない時代であったので、大いに研究欲を燃やす結果となり、その後、SSRAと組み合わせてSSRR装置の開発⁽²⁾及びこれらの装置を使用して日米間時刻同期実験⁽³⁾へと発展した。

しかし、通信能力の点から見ると、情報伝送にアナログ変調方式を採用したままでは符号化技術が使用できないとか、同期能力の向上に限界のあることから、どうしてもデジタル変調の採用が必要となり、全デジタル化によるSSRA装置の開発が着手された。

本稿は、多重化デジタルSSRA装置開発に対し、どのように開発の目的をすえ、それをどのように解決しつつあるかを示す途中経過である。実は、装置完成後にまとめようという意図であったが、SSシステムに対する世の動向があまりにも急速のため、装置完成を待ってデータ取得後に発表するのでは、「遅きに失する」感がある。本稿はそのために色々のアイデア及び提案を遅く

* 鹿島支所 第二宇宙通信研究室

ならないうちに報告しておくことも目的の一つである。開発装置に盛り込む新技術は、ここで述べたものにとどまらず、更に追加される予定であるが、それは装置完成後に発表したい。

多重化デジタルSSRA装置は、局所的な解ではなく、一般解に相当するものを目的として開発しているが、当面実験の対象となるのは実験用中容量静止通信衛星(CS)である。本稿では、完成装置をCSを使用して、実験する場合の、構想についても紹介してある。更にCSによる他通信方式との比較参考に、SSRAにおける回線計算、及び参加局数などについても紹介してある。

2. 装置開発

2.1 装置開発の目的

SSRA通信方式は、衛星における多元接続通信方式⁽⁴⁾⁽⁵⁾の一種で、スペクトル拡散技術⁽⁶⁾を用い、小局向けとして自由なランダムアクセス化を目差した通信方式である。電波研究所では、情報伝送にFM変調を採用し、スペクトル拡散にFM変調信号の所要帯域幅周波数を約 10^3 倍も上回る高速のクロック周波数で駆動されたPN符号を使用して装置を完成させ、小局向けランダムアクセス通信システムを完成させるという一応の目標を達成させた⁽⁷⁾。

この初代装置は、スペクトラム拡散通信方式のDS(Direct Sequence)方式に属するもので、日本で初めての試作装置であり、それなりの創意工夫が盛り込まれていた。米国のNASA(National Aeronautics and Space Administration)に属したATS-1号衛星⁽⁸⁾を使用するという境界条件と、ある種の運用規則下では非常に良い解であったと考えられる。しかし、普遍性をもつ解を得るには、この拘束条件を取り除くための改良の余地があり、これが装置開発の目的の一つである。

ATS-1号衛星は、第1図のトランスポンダブロック図に示すように、通信系の局発信号と衛星の位置情報

を提供するビーコン信号が1個のマスタ発振器から作り出されている。マスタ発振器に Δf の周波数オフセットが発生すると、通信信号とビーコン信号の周波数をオフセットする。しかし通信信号に発生する周波数オフセット量は、ビーコン信号に発生する周波数オフセット量の約半分で逆相関係にある。そのため、衛星から地上へのDown-linkで発生する搬送周波数の変動要因はビーコン信号をトラッキングすることで除去できた。それゆえ、拘束条件としては、

- ① 各局の送信搬送周波数は高精度で維持され、衛星Up-link回線の周波数変動は無視し得ること。
- ② AFC制御は、衛星のビーコン信号を受信して動作させ得ること。

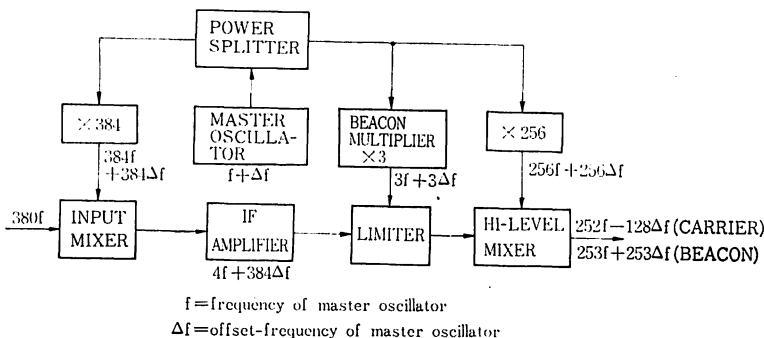
及び、上記の条件以外に

- ③ 伝送路上での振幅変動の発生要因はない。AGC制御は不要であること。

等である。しかし、①の条件は、広帯域通信系では、高精度の周波数維持はされないのが普通で、厳しい条件である。②の条件は、ビーコン信号と通信系局発信号にCoherencyのある衛星は特別であり、一般の衛星には適用できない。また、③は、初代装置設計の際、AGC情報の入手方法がわからず、FM復調器入力段にLimiterを挿入しただけであったが、同時通信局数の増減、船舶などと交信した場合におこる通信局の移動又はアンテナのオフビームなどで、AGCはぜひ必要であることが、実験を実施して痛感された。

装置開発の他の目的は、SSRAシステムを更に魅力あるものにするための特性改善である。SSRAの欠点は、

- (i) 多元接続での同時通信局数は、TDMA(Time Division Multiple Access)やFDMA(Frequency Division Multiple Access)と比較した場合、約1/10と低いこと。
- (ii) 局を識別するための番号割当がPN符号を使用した場合、不足すること。



第1図 ATS-1トランスポンダ簡略ブロック図

(iii) 初期接続時間は、同時通信局数の増加とともに長くなること。

(iv) これまで開発された装置は、1通話しかできないこと。

などがあげられる。(i)の問題は、通信形態により必ずしも欠点とはならない。固定大容量通信回線の場合、TDM方式は最良と考えられるが、多数の小容量局間で通信回線を設定する場合、同時に通信に参加する局はそれほど多くないという現実から見ると、SSRA通信方式は処理能力の点で十分である。たとえば、米国の海軍衛星MARISAT⁽¹⁰⁾では、電話1回線、テレックス44回線で公衆通信に対処している。しかし、能力を向上させ、同時通信局数の増加、又は回線マージンを得ることは必要であろう。(ii)の問題は、Gold符号⁽¹¹⁾を採用すれば、解決できる。しかし、相互相関値はPN符号と比べて増加する。そのためPN符号を採用したままで番号割当の問題解決が必要である。(iii)の問題は、搬送波周波数に不確実性があるため、Carrier Acquisitionが必要で、その上PN位同期を確立させる必要がある。同時通信局数が多くなると雑音が増えるため、サーチ速度は遅くなる。そのための対策が必要である。(iv)の問題は、交信局間で数人が同時に通話したり、通話しながらデータ伝送を行いたいというような需要を満たすことで、1装置で多チャネル処理をすることである。

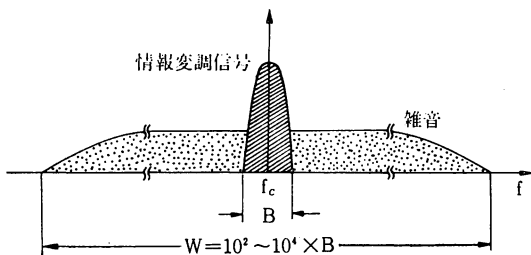
本質的な問題ではないが、小局間通信で回線が設定できない場合、大局が介在して衛星2ホップ通信を行うことにより救済できる可能性がある。SSRAの装置開発にあたっては、この問題の処理が簡単に行えるようシステム上で工夫している。

次項より上記問題の解決策について述べる。

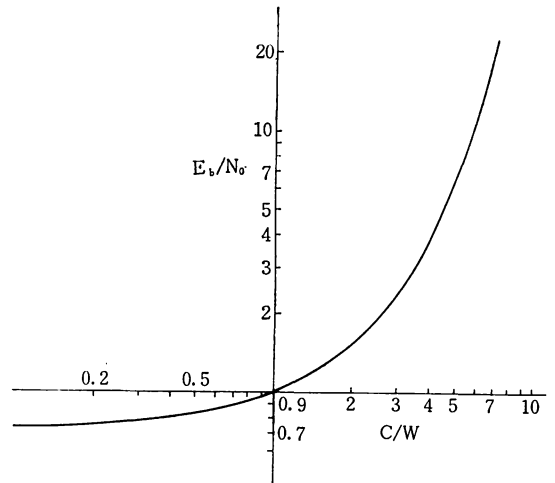
2.2 同時通信局数増加法

2.2.1 符号化技術

拡散復調されたSSRA信号は第2図のようなスペクトル分布となる。これは、無限の帯域中に単一の変調信号と白色ガウス雑音が存在する Infinite-bandwidth channel⁽¹²⁾と近似できる。このような場合、帯域の拡張



第2図 拡散復調後のスペクトル



第3図 Channel capacity 動作における C/W 対 E_b/N_0 特性

により必要電力の低減化が期待できる。シャノンの通信容量 (Channel Capacity)⁽¹³⁾の式は次のよう記述される。

$$C = W \cdot \log_2(1 + P/N_0W) \text{ bits/sec} \quad \dots\dots(1)$$

ただし、 C : channel capacity, P : average power

N_0 : noise power density, W : bandwidth

(1)式の両辺を W で割り、式を変形すると次のようになる。

$$C/W = \log_2[1 + (P/N_0C)(C/W)] \quad \dots\dots(2)$$

第3図は、(2)式を図示したものである。無限の帯域が利用できる場合、1ビットあたりの信号対雑音比 E_b/N_0 ($=P/N_0C$) は、 $\ln 2$ (≈ 0.69 又は -1.6 dB) あれば、「誤りなく情報を伝送できる最大2進信号速度 (= 通信容量)」で情報の伝送を行えることがわかる。しかも、その極限状態の特性は帯域が数倍増える位で近似的に達成できる。そのため、SSRA通信方式では情報伝送段に帯域の拡張と交換に、符号化による必要 E_b/N_0 の低減化を図る技術が採用でき、増加した Coding Gain の分だけ、同時通信局数を増やすことができる。

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出来る符号列が存在することを示した存在定理であって、具体的な符号化方式を与えていない。したがってSSRA通信方式に応用するにあたり、すでに知られている符号化方式を検討する必要がある。

符号化をしない場合、デジタル通信で最良の特性を示すものは同期PSK方式で、誤り率 $P_e = 10^{-3}$ 及び 10^{-5} がそれぞれ $E_b/N_0 = 6.8$ dB 及び 9.6 dB で実現できる。符号化に、ブロック符号による誤り訂正を採用した場合は、Forney⁽¹⁴⁾によると、代数的誤り訂正を伴ったハード判定方式よりも、Golay符号などのように

長符号長を使用した代数的誤り訂正符号化の方が良い特性を示す。更にもっと良いのは、(陪)直交符号を使用した相関検出の場合で、(32, 6)の符号化により $P_e = 10^{-3}$ 及び 10^{-5} がそれぞれ 4.1 dB 及び 6.2 dB で実現でき、Coding Gain としては 2.7 dB 及び 3.4 dB が得られる。しかし、帯域拡張と用意する相関器の数がまとめて符号化する情報ビットの数の増加に伴い、指数関数的に増大する欠点がある。一方、畳み込み符号化方式を採用した場合には、ハード判定による逐次復号より、ソフト判定の Viterbi 復号法の方が良い特性を示す。1例を示すと、拘束長 6、情報率 = 1/3 及びソフト判定を採用した場合、 $P_e = 10^{-3}$, 10^{-5} がそれぞれ $E_b/N_0 = 2.7$ dB, 4.3 dB で実現でき、Coding Gain としては、4.1 dB 及び 5.3 dB が得られる。

SSRAに採用する符号化方式として、ブロック符号の場合、陪直交方式を、及び畳み込み符号化方式として、Viterbi 復号法を採用する。

2.2.2 (陪)直交符号による相関検出⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾

+1, -1 で表した符号長 k の 2 組の符号語 $\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_k\}$ と $\{y_1, y_2, y_3, \dots, y_k\}$ の間の相互の相関係数 $\rho(x, y)$ は、次式で求められる。

$$\rho(x, y) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i \cdot y_i \quad \dots\dots(3-1)$$

$$= \frac{A-D}{A+D} \quad \dots\dots(3-2)$$

ただし、 A と D は x と y の各々対応するビット間で的一致 (Agreements) する数と不一致 (Disagreements) の数を表す。

直交符号というのは、 $\rho(x, y) = 0$ の性質を有する符号のことで、その発生方法は以下に示す H_n の行ベクトルを求めることで達成される。

H_n を $2^n \times 2^n$ のマトリックスで、

$$H_n \Delta \left| \begin{array}{c|c} H_{n-1} & H_{n-1} \\ \hline H_{n-1} & \bar{H}_{n-1} \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} x^{(1)} \\ x^{(2)} \\ \vdots \\ x^{(2^n)} \end{array} \right| \quad \dots\dots(4)$$

ただし、

$$H_1 \Delta \left(\begin{array}{c|c} 1 & 1 \\ \hline 1 & -1 \end{array} \right) \quad \dots\dots(5)$$

と定義されるとする。 \bar{H}_n は、 H_n の補数 (コンプリメント) である。具体例を示すと、

$$H_2 = \left(\begin{array}{c|c} 1 & 1 \\ \hline 1 & -1 \\ \hline 1 & -1 \\ \hline 1 & -1 \end{array} \right)$$

$$H_3 = \left(\begin{array}{c|c} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 1 & -1 & 1 & -1 \\ \hline 1 & 1 & -1 & -1 \\ \hline 1 & -1 & -1 & 1 \\ \hline 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 1 & -1 & 1 & -1 \\ \hline 1 & 1 & -1 & -1 \\ \hline 1 & -1 & -1 & 1 \end{array} \right)$$

となる。 H_n の各行ベクトル $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots$ は直交符号である。

陪直交符号は、一組の直交符号とその補数を組み合わせて発生され次式で求められる。

$$B_n \Delta \left| \begin{array}{c} H_{n-1} \\ \hline \bar{H}_{n-1} \end{array} \right| \quad \dots\dots(6)$$

具体例を示すと、

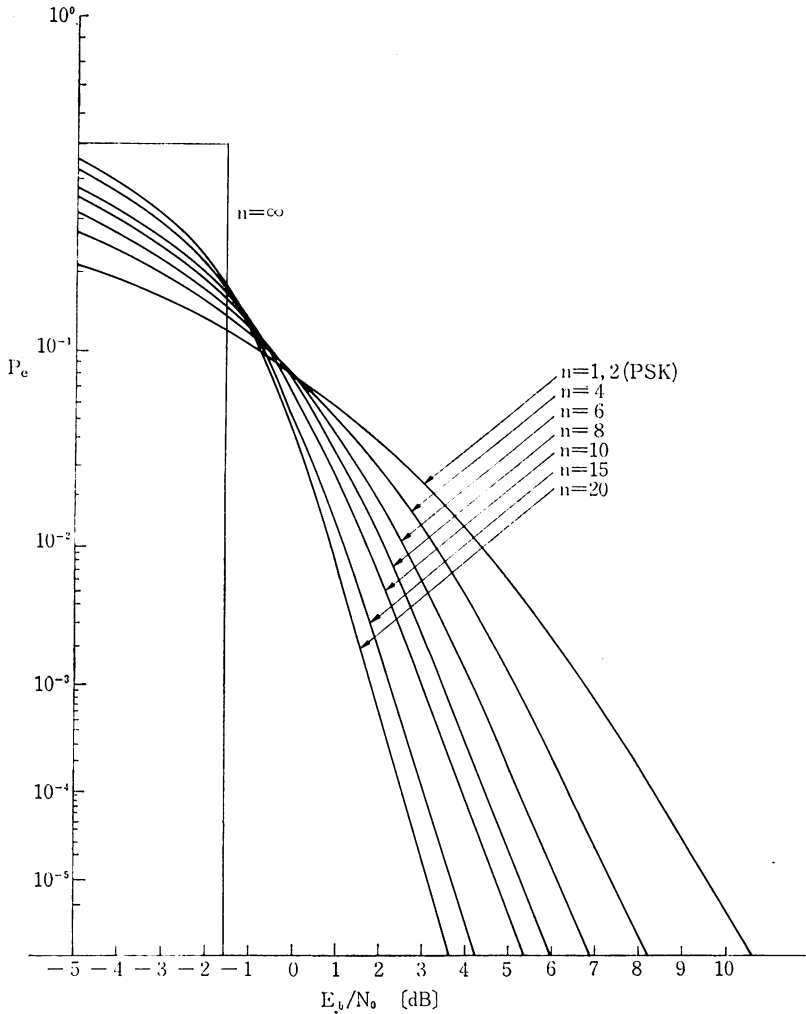
$$B_2 = \left(\begin{array}{c} 1 & 1 \\ \hline 1 & -1 \\ \hline -1 & -1 \\ \hline -1 & 1 \end{array} \right), \quad B_3 = \left(\begin{array}{c} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 1 & -1 & 1 & -1 \\ \hline 1 & 1 & -1 & -1 \\ \hline 1 & -1 & -1 & 1 \\ \hline -1 & -1 & -1 & -1 \\ \hline -1 & 1 & -1 & 1 \\ \hline -1 & -1 & 1 & 1 \\ \hline -1 & 1 & 1 & -1 \end{array} \right)$$

となる。陪直交符号の場合、相関値は、半分のペアが直交関係にあるため 0 をとり、残りの半分が補数の関係で -1 の antipodal になる。そのため、平均相関値は、

$$\rho_{av} = \frac{0 \times 2^{n-1} + (-1) \times 2^{n-1}}{(2^n - 1) \times 2^{n-1}} = -\frac{1}{2^n - 1} \quad \dots\dots(7)$$

である。陪直交符号の良さは、+1 の数と -1 の数が同じで、すべてのワードが同じように発生するとすれば、残留搬送波成分は存在せず変調信号は零平均値をとる。更に、(6)式からわかるように、直交符号と同じ帯域で 2 倍の符号数がとれるという利点もある。

(陪)直交符号によるシステムの構成方法は次のとおりである。1ビット、 T 秒の情報があると、それを n ビットまとめて 1ワードとする。 2^n 個の (陪)直交符号の中から、あらかじめ対応させてある符号長 2^n (直交符号の場合) 又は 2^{n-1} (陪直交符号の場合) の一つの符号を送出する。受信側では、用意してある 2^n 個の符号列と、受信符号列の掛算後、 nT 秒間積分し、その 2^n 個の積分結果のうち、一番大きな値をとるものを送られてきた符号列と判定する。符号と情報ビットとの対応は、送信側と同じようにして情報が出力される。ここでの復号方法は、 $x^{(k)}$ が k 番目の符号列、 $x^{(m)}$ が受信された符号列、 $N(t)$ が雑音で受信信号は、 $y(t) = x^{(m)}(t) +$



第4図 陪直交符号におけるビット誤り率特性

$N(t)$ と記述されるとすると、

$$\int_0^{nT} x^{(k)}(t) \cdot y(t) dt \quad \dots\dots(8)$$

が最大のものを求めることである。(8)式は、確率的に

$$P(x^{(k)} | y) \sim \exp \int_0^{nT} x^{(k)}(t) \cdot y(t) dt \quad \dots\dots(9)$$

の関係にあり、(9)式が最大値のものを求めることは Maximum likelihood detection の部類に入る。

伝送速度は、1ビット T 秒の情報を、 n ビット 1ワードとして伝送するため、 $1/T$ (ビット/秒) 又は $1/nT$ (ワード/秒) である。実効帯域幅は、同期 PSK 方式のシステムを周波数分割で多重化する場合の必要最小帯域幅⁽¹⁸⁾とすれば、 $1/T$ より $2^n/nT$ (直交符号の場合) か $2^{n-1}/nT$ (陪直交符号の場合) に広がる。

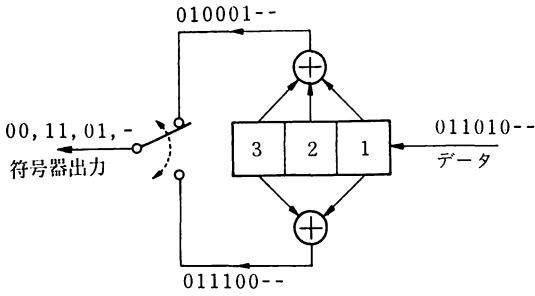
陪直交符号における特性改善を第4図に示す。なお特性の詳しい計算結果は、文献⁽¹⁶⁾に出ているので参照され

たい。

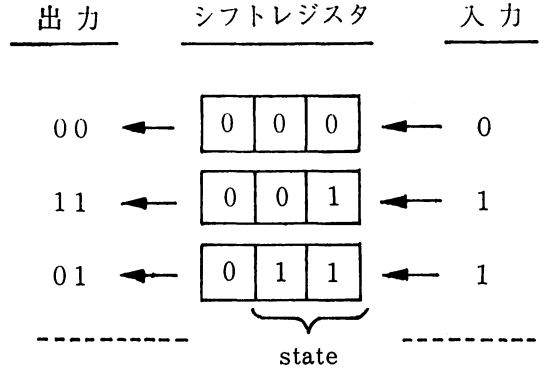
2.2.3 Viterbi 復号化方式による誤り 特性の改善⁽¹⁶⁾

(19) (20) (21) (22)

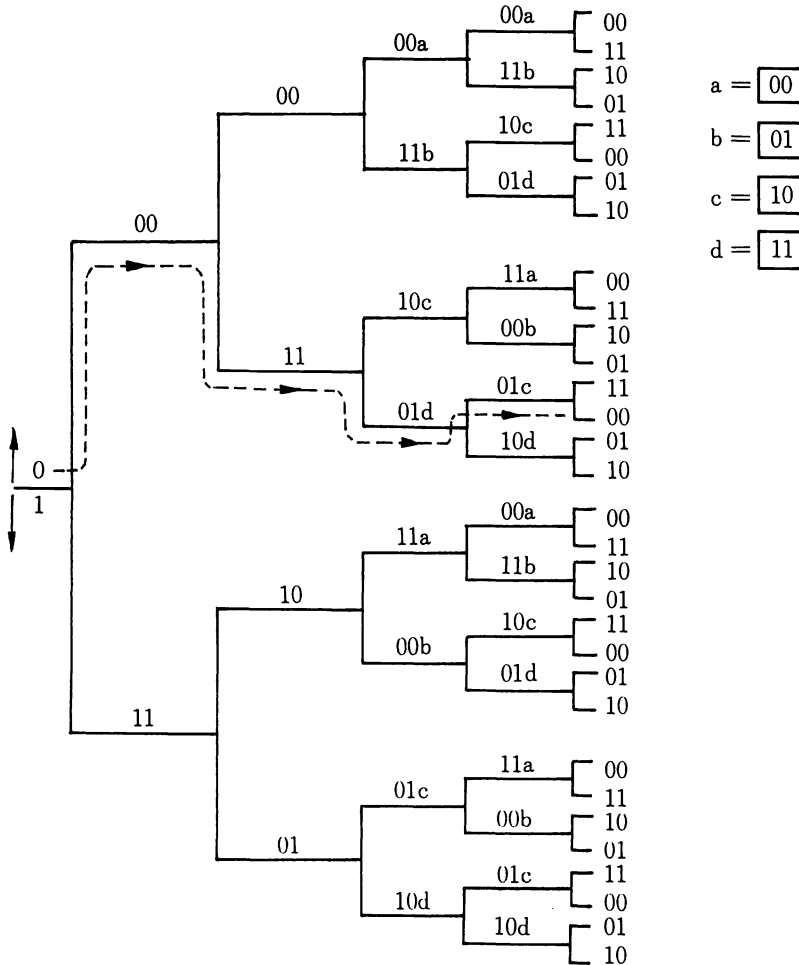
畳み込み符号器は、第5図に示すように、 k 個のシフトレジスタと n 個の線系代数演算器で構成され、1度に b ビットの入力、 n ビットの出力を行う。図では、 $K=3$ 、 $n=2$ 及び $b=1$ であり、演算器は mod 2 による加法演算を行う。畳み込み符号器への入力が 011010... であれば、その時のシフトレジスタの内容と、符号器出力の関係は第6図に示すように変化する。シフトレジスタの最初の2ビット分格納された内容を state と定義する。この経過を第7図に示す Tree-code 表現で示すと点線のようになる。0 入力は上枝、1 入力は下枝へ移動する。 $K=3$ のシフトレジスタの場合、4番目の入力ビットがあると最初に入力した1番目のビットはシフトレ



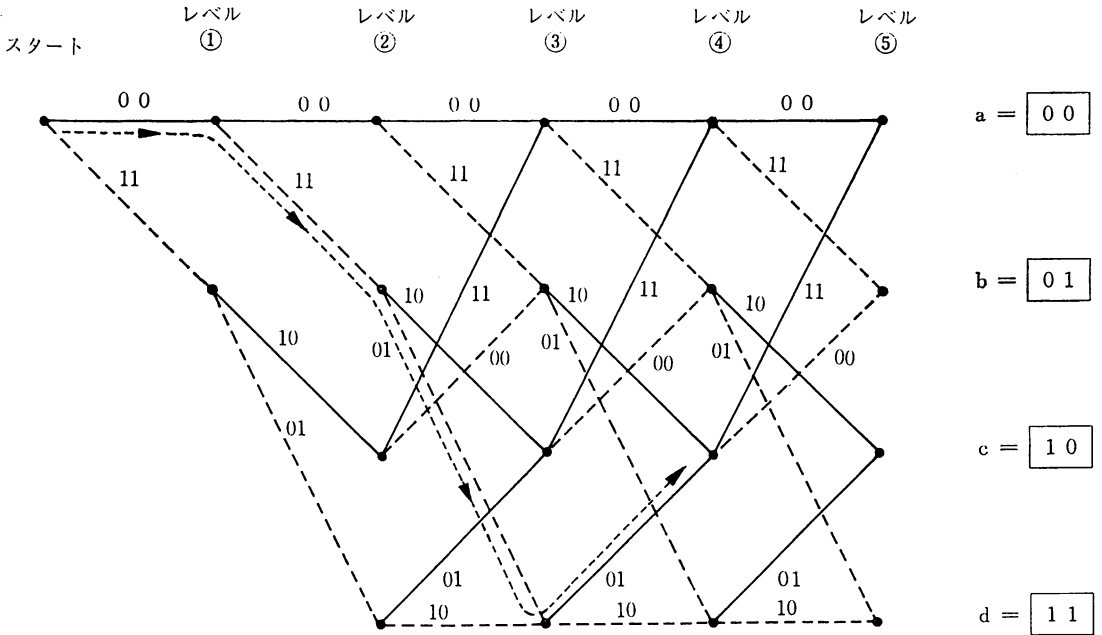
第5図 K=3, n=2 及び b=1 の Convolutional coder



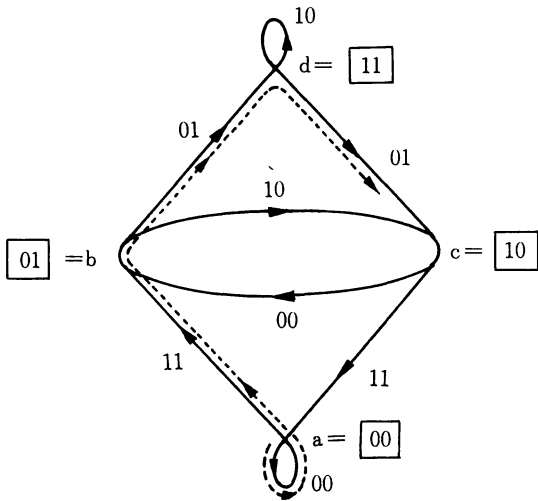
第6図 入出力関係



第7図 第5図に示した coder の Tree-code 表現



第8図 第5図に示した coder の Trellis-code 表現。0 入力の実線、及び1 入力は点線をたどる。



第9図 第5図に示した coder の state-diagram 表現

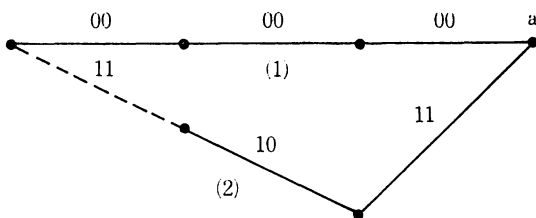
$$\begin{array}{r}
 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ \text{--- Input} \\
 \oplus \) \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \text{--- (1)} \\
 \hline
 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ \Rightarrow 2
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ \text{--- Input} \\
 \oplus \) \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ \text{--- (2)} \\
 \hline
 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \Rightarrow 3
 \end{array}$$

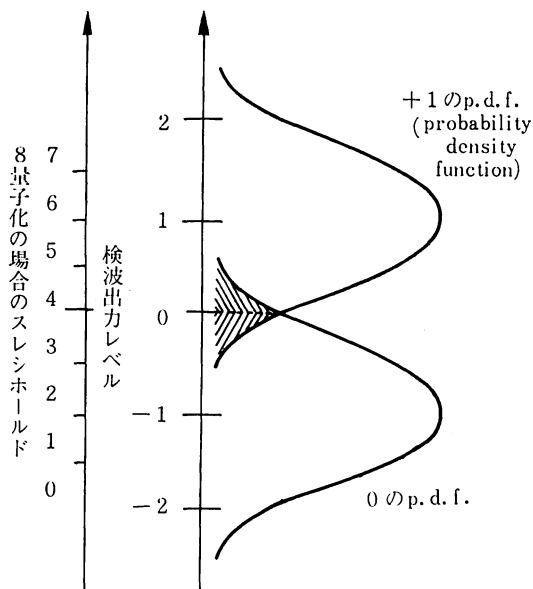
第11図 Hamming Distance の計算

ジスタの左端から出力され、その後の符号出力に影響しない。これは、第6図の3ビット目の入力時の state d を第7図の Tree-code 上の3ビット目に対応させ、その後の出力をトレイスして見ると容易に理解される。d の後の出力は、必ず c か d であり、他の state の場合も同様のルールに従い、Tree-code の繰り返し構造になっている。

復号化の説明をするのに、第8図の Trellis-code が使用され、誤り訂正能力の限界を計算するのに第9図の State-diagram が使用される。いずれも、第7図の Tree-code の別表現である。図中点線で示した軌跡は、第7図と同じ軌跡を移し変えたものである。



第10図 State a への到達経路



第12図 ソフト判定

復号化は、次のように行われる。もし、受信データが、010001とする。第8図のレベル③state aでは、二つの入力パスがある。第10図に該当する部分のみを、取り出して記述すると、パス(1)とパス(2)である。受信データと、Hamming Distanceを計算すると、第11図に示すように、パス(1)の場合が2、パス(2)の場合が3と求まる。Hamming Distanceの短い方…例では、パス(1)の方…を、生き残り (survivor) として残す。全く同様に、他のstate b, c, d に至る生き残りを求める。

ハード判定の場合は、受信レベルが0より大きいと1、0より小さいと0と二つの量子化レベルで判定する。このように画一的な判定を行うと、第12図に示すそれぞれの確率密度関数 (p. d. f.) のスノの広がり部分 (図中の斜線領域の部分) で誤り判定が発生する。

ソフト判定は、ハード判定の欠点を補うもので、第12図に1例として示したように、検波出力レベルに応じ、確からしさの重みづけをつけて、生き残りを求める。

このようにして、各レベルの各stateにおける生き残りを求めていくことを metric を求めるという。レベルがある程度進むと、各パスは、すべて同じstateに集中する。これは、例えば、話し中にポーズが発生するためstate aになるとか、強制的にダミーを入力するとかの理由による。そこまでに至る metric を比較して、最もそれらしいパス上のデータを送信されたデータと判定する。

Viterbi 復号法の性能は、ビット誤り率として、文献(20)に不等号式表現で上限が求められている。また、文献(21)には、色々パラメータを変え、計算器シミュレシヨ

ンで求めた結果が掲載されている。第13図に示した結果は、 $K=7$, $n=2$, $b=1$ で動作する、市販品LV7015⁽²³⁾の性能をグラフで示したものである。Coding Gainとして $P_e=10^{-3}$ 及び 10^{-5} に対し、それぞれ3.8 dBと5.1 dBが得られる。

Viterbi アルゴリズムにより誤り訂正方法の特長は、帯域がほんのわずか増えるだけで、大きなCoding Gainが得られることと、ある程度高速のデータ処理まで可能なことである。1例をあげると、rate=1/2で10 Mbpsまで処理できるViterbi Decoderが市販されている。

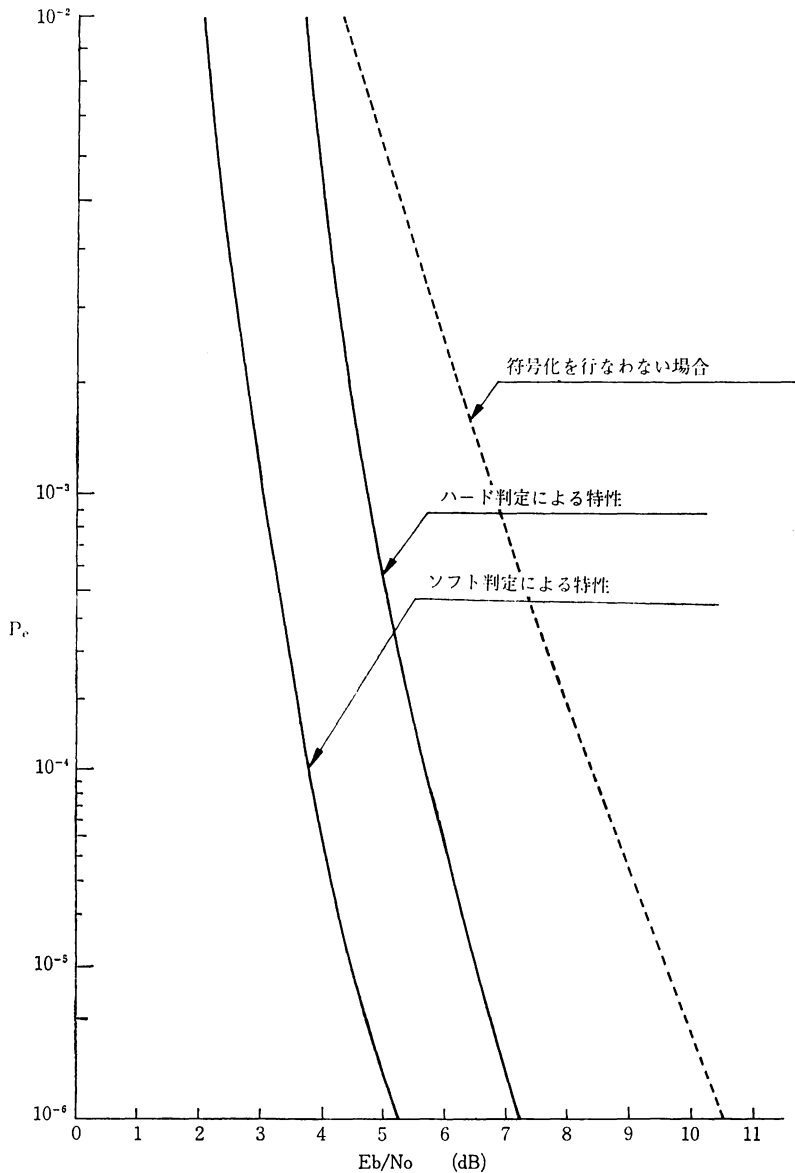
2.3 初期接続時間の短縮

情報信号を復調するのに、受信側では局発PN符号と送られて来たPN符号の同期確立後、局発PN符号で受信波に逆拡散を行う。この結果狭帯域情報変調信号が再現し、これから情報を復調する。

PN符号の同期回路、及び情報変調信号の復調回路には、雑音帯域幅を極力狭くし、スレシホールドマージンを得るための狭帯域BPFが挿入されている。初期接続の際、あらかじめ周波数の不確実性が取り除かれていないと信号成分が、このBPFの帯域内に落ち込まず、PN符号の位相同期が確立しない。そのため、受信信号からIF信号を作る際、搬送波の変動要因(周波数オフセットやドプラ偏移)を除去し、規定のIF周波数に設定する必要がある。

周波数同期は、送信側で帯域外に、通信用の搬送波周波数とコヒーレントな関係にあるパイロット信号を挿入し、受信側ではパイロット信号をトラックすることで実現できる。しかし、SSRA方式では、送られたパイロット信号がどこの局に対応するのか、識別するのに局数が多いため不可能である。そのため一般的には第14図に示すように、各時間一周波数セルをサーチしていき、同期を確立させる手段を踏むことになる⁽²²⁾。第15図を参照して説明⁽²⁴⁾すると、受信側局発を可変させ、ゆっくりと信号を低い周波数から高い周波数に移動させる。その間にPNフレームを一巡させ、同期がとれて狭帯域情報信号が発生したらAFCを動作させる。この方法では、一般に時間がかかるので、周波数同期なしにPNフレーム同期を実施させる方法など、色々の提案がなされている⁽²⁵⁾。しかし、更に初期接続時間の時間短縮化を図り、普遍的な問題解決に、次のような方法を採用する。

特定の局に固有の周波数の組合せである、 (f_1, f_2) 信号を第16図(a)に示すように、SSRA信号に重畳させて送出する。その時のPNフレームと付加2信号の位相関係は、第16図(b)に示すようにPNフレームと同期していることが必要で、更に干渉を避けるため低電力にし、 f_1 と f_2 を交互に送出する。



第13図 Convolutional coder (K=7, n=2及び b=1) とViterbi decoding (ソフト判定の場合, 量子化数8) によるビット誤り率特性

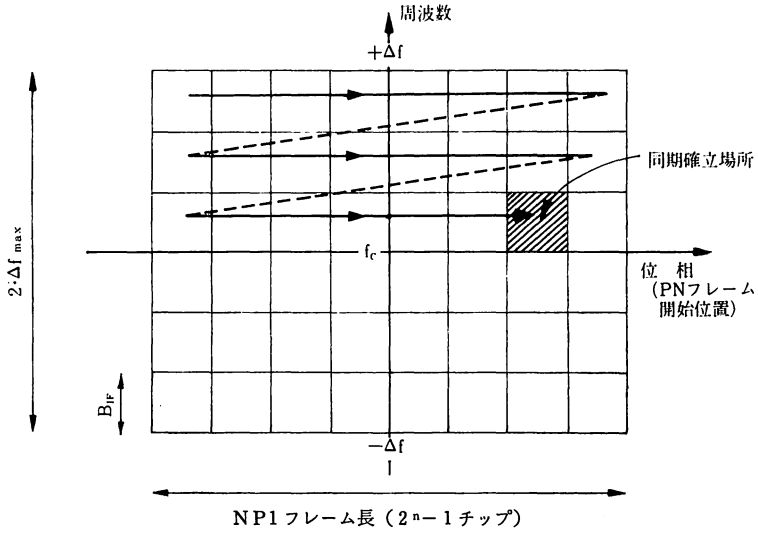
受信側では, 第17図に示すような回路で局発を変化させて周波数同期を確立させ, コヒーレントな基準搬送波を発生させる。次にこれらの信号の振幅情報よりAGCを動作させ, PNフレームサーチ停止用の閾値設定に利用する。更に同期検波出力のPNフレーム情報出力を利用して, PNフレーム同期用補助手段に利用できる。初期接続に要する時間について考察すると, 一般的な場合の最大所要時間は, $\pm \Delta f_{max}$ を最大オフセット周波数とすると,

$$\frac{2 \cdot \Delta f_{max} [\text{Hz}]}{\text{IF 段 BPF 帯域幅} (B_{IF}) [\text{Hz}]} \times \text{PN 1 フレームのサーチ時間} [\text{sec}] \dots\dots(10)$$

である。一方, 提案方式による場合は,

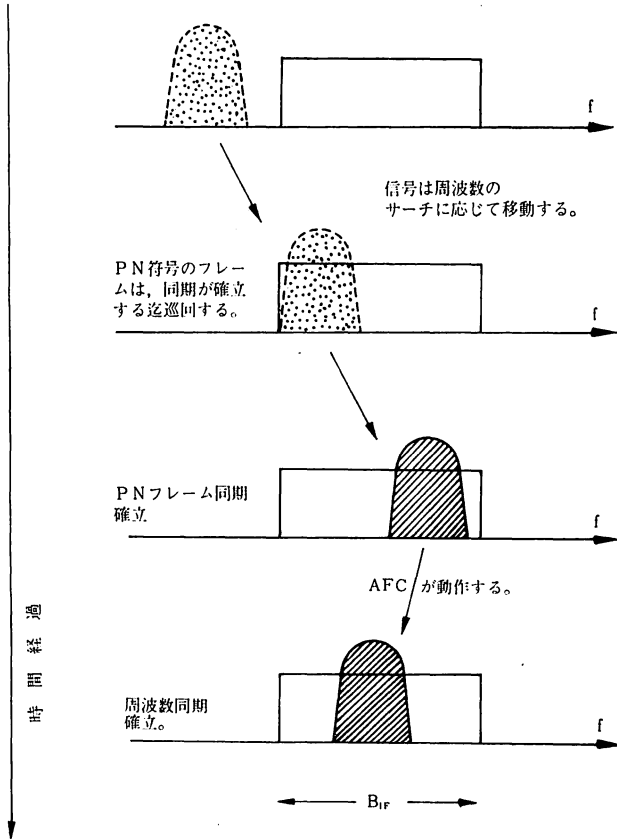
$$\frac{2 \cdot \Delta f_{max} [\text{Hz}]}{\text{周波数サーチ速度} [\text{Hz/sec}]} + \text{PN 1 フレームのサーチ時間} [\text{sec}] \dots\dots(11)$$

となり, 周波数同期に要する時間を短くすることで, 全体の時間は, ほぼPN1フレームのサーチ時間で決定さ

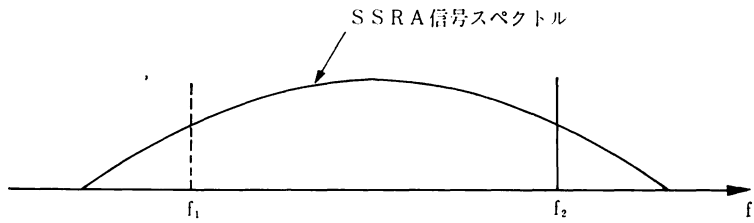


第 14 図 一般的な初期接続方法

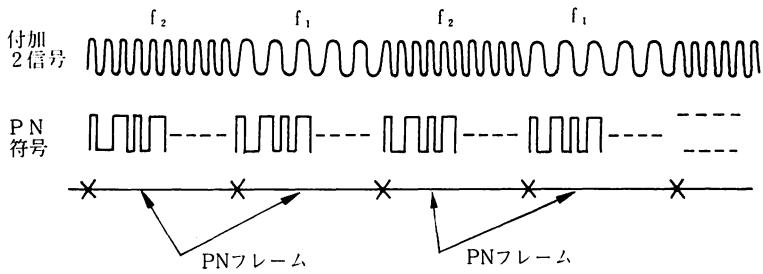
Δf : オフセット周波数, Δf_{max} : 最大オフセット周波数, B_{IF} : IF 段 BPF 帯域幅
 f_c : 搬送波周波数, n : PN 符号の帰還シフトレジスタの段数



第 15 図 一般的な初期接続方法の説明図

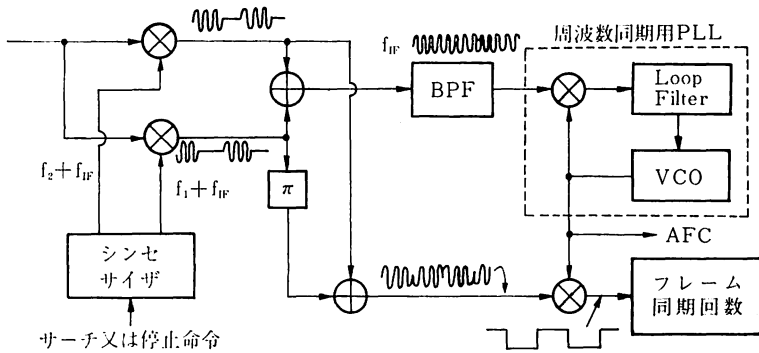


(a) 送信信号スペクトル

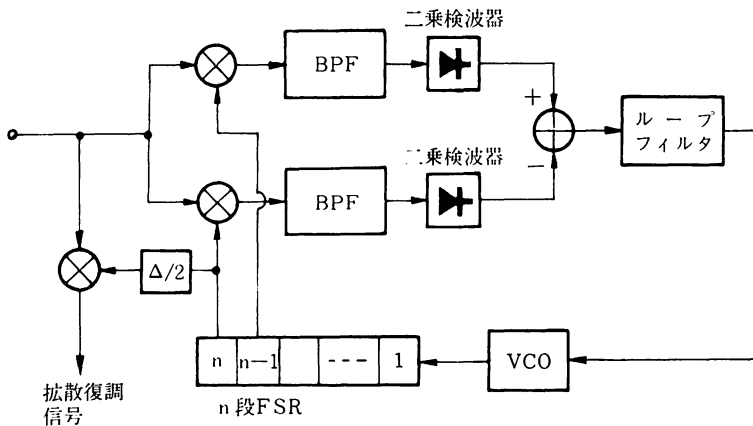


(b) 付加2信号とPN符号の時間関係

第16図 初期接続用付加2信号とPN符号の関係



第17図 付加2信号による周波数同期及びPNフレーム情報を得る回路の原理図



第18図 Delay-lock Loop $d=1$ /PN符号クロック周波数

第1表 M系列PN符号の数

FSRの段数 n	PN符号/ フレーム長 L=2 ⁿ -1	PN符号の数 Q	Lの素数積
2	3	1	
3	7	2	
4	15	2	3・5
5	31	6	
6	63	6	3 ² ・7
7	127	18	
8	225	16	3・5・17
9	511	48	7・73
10	1023	60	3・11・31
11	2047	176	23・89
12	4095	144	3 ² ・5・7・13
13	8191	630	
14	16383	756	3・43・127
15	32767	1800	7・31・151

$$\frac{\sigma_t}{\Delta} = \sqrt{\frac{B_n N_0}{2P_s} + \frac{B_1 B_n N_0^2}{P_s^2}}$$

for envelope correlation(12)

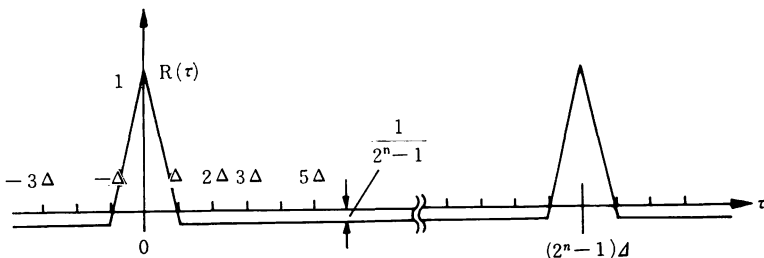
$$\frac{\sigma_t}{\Delta} = \sqrt{\frac{B_n N_0}{2P_s}}$$

for video correlation(13)

ただし、 σ_t : rms トラッキング誤差、 Δ : PN符号1チップ時間長、 B_n : ループの雑音帯域幅、 B_1 : 2乗検波器入力段のBPF帯域幅、 P_s : 信号の平均電力、 N_0 : 雑音電力密度。

式より搬送波電力対雑音電力密度 (P_s/N_0) が小さいとき、(12)式の方が早く劣化することがわかる。

初期接続完了後、(f_1, f_2) の送信は停止されるため、受信したSSRA信号のみで、AFCとAGC制御を行う必要がある。そのため、第20図に示す、コスタループを採用している。図中 ϕ は、搬送信号に含まれる、位相の不確定成分であるが、ループ動作により0



第22図 PN符号の自己相関関数 Δ : PN符号の1チップ時間長 n : FSRの段数

に追い込まれる。動作についての説明は、図中に示した数式をたどることで理解できるので省略する。

2.4 ユーザの符号割当

M系列PN符号⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾の数は、帰還シフトレジスタ(FSR)の段数で決定され、その数は次式で求められる⁽²⁹⁾。

$$Q = \frac{\Phi(2^n - 1)}{n} \dots\dots(14)$$

ここで、

$$\Phi(L) = L \prod_{i=1}^m (1 - 1/q_i) \dots\dots(15)$$

$$L = \prod_{i=1}^m q_i^{v_i} : \text{互いに素な素因数の累乗積} \dots\dots(16)$$

ただし、 Q は異なるPN符号の数、 n はFSRの段数である。 Q の値は意外と少なく、例えば $n=11$ の場合、

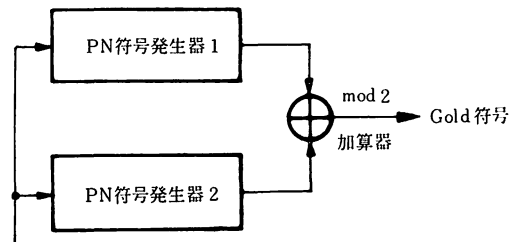
$$L = 2^{11} - 1 = 2047 = 23 \times 89$$

$$\Phi(L) = 2047 \times \left(1 - \frac{1}{23}\right) \left(1 - \frac{1}{89}\right) = 1936$$

$$Q = \frac{\Phi(2^{11} - 1)}{11} = 176$$

で、176個しかとれない。他の n の値については、第1表に示すとおりである。

PN符号を、それぞれの局の番号とすると、当然のことながら番号割当てに不足分が生じる。この問題に対処するため、異なるPN符号を合成して発生されるGold符号⁽¹¹⁾が考案された。発生方法を第21図に示す。しかし符号長Lが長い場合、PN符号及びGold符号それぞ



第21図 Gold符号発生器

第2表 SSRAシステムに適用できる多重化方式比較表

多重化の種類	多重化を行う場所	多重化の形態	制御回線の必要性	1chシステムと多chシステムの両立性	帯域増加
時分割多重 (TDM)	○ベースバンド段	デジタル信号	○クロック可変なら必要 ○クロック固定なら不要	○クロック可変ならできる ○クロック固定ならできない	1chシステムのみのものより増加
	○1次変調段	パルスドFM ⁽³²⁾			
	○2次変調段	タイムホッピング			
周波数分割多重 (FDM)	○1次変調段 ○2次変調段	FM, PSK, FSK, MSK	不要	可能	増加
符号分割多重 (CDM)	○2次変調段	○同一PN符号を時間シフト ○異なるPN符号を使用	不要	可能	なし

れの相互相関値⁽³⁰⁾⁽³¹⁾は近似的に $1/\sqrt{L}$ 、及び $\sqrt{2}/\sqrt{L}$ となり、Gold符号の方がPN符号の場合と比べて相互相関値が3dB増加する。そのため、特性改善を1dBでも欲しい場合には適さず、PN符号で対処する必要がある。

PN符号の自己相関関数を、第22図に示す。図よりPN符号は1チップ以上の位相ずれで、相関値が $1/L=1/(2^n-1)$ に減少する。同じPN符号を異なる局が使用しても同位相にならない限り情報伝送に使用できる。そのため、前述の2信号(f_1, f_2)の組合せを局番として使用し、PN符号を番号とすれば、受信に際しては両者のANDをとることで回線の接続を行う。これにより同一PN符号が局番の数だけ重複して使用でき、PN符号の不足分に、対処できる。

2.5 多重化方法

SSAR通信方式では、情報を伝送するための1次変調と、スペクトル拡散を行うための2次変調が必要である。チャンネルを多重化しようとする場合、種類、場所、形態に応じ、第2表に示すような利害得失がある。

多重化を行った場合のシステム⁽²⁴⁾については既に提案されているが、1チャンネルしか扱わない局(1チャンネル局)と、多数チャンネルを扱う局(多数チャンネル局)とが混在することを考えると次のような制約条件が発生する。

- ① 1チャンネル局の端局装置に、単純な付加作業でチャンネルの増設が可能なシステムであること。
- ② 1チャンネル局システムと多数チャンネル局システムのcompatibilityが取れること。
- ③ チャンネルの増加に対して、新たなPN符号の割当てや、周波数の割当てが不要なこと。

以上の条件に対し、第2表で最適なものとはCDM(Code Division Multiplexing)方式と考え、次のよ

うに解決策を講じた。

①に対しては、付加チャンネルを独立なものとして、既設諸元、装置に変更を加えずに増設が出来ること。

②に対しては、チャンネル制御のための回線を必要とせず、交信できること。そのためには、呼び出されたことが受信側対応チャンネルの閾値以上のレベル増加で判定できるようにした。

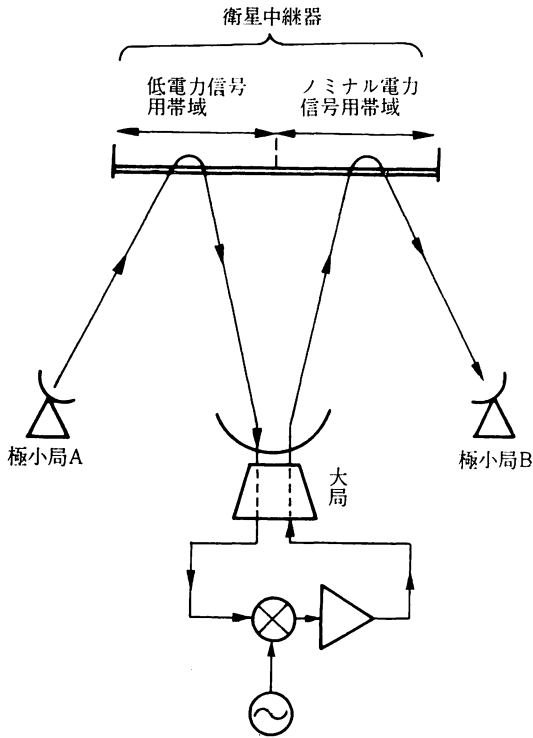
③に対しては、割当てられたPN符号を1チップ以上時間シフトさせることと、搬送波の位相をなるべく既設のチャンネルに対し、直交性を保存して重複利用することとした。例えば、2チャンネル多重なら基準位相を0と $\pi/2$ にとればよいし、4チャンネルに多重なら、0、 $\pi/4$ 、 $2\pi/4$ 、及び $3\pi/4$ にとることで直交性を保つことが出来る。

2.6 極小局間通信

衛星回線に参加する局は、一般に大口径アンテナ、高出力送信機、及び低雑音受信機を備えることが条件である。しかし、1チャンネルのみの伝送しか行わない場合、端局設備のコストに比べ、RF系設備のコストアップは比較にならないほど大きなものとなる。そのため、RF系設備も端局設備とのコスト的なバランスを考慮し、ある程度性能を落とさざるを得ない。このような場合、雑音に打ち勝つ方法として狭帯域化した通信方式、例えばSCPC(Single Channel per Carrier)方式⁽²²⁾等が適した通信方式として採用されるが、干渉やマルチパスに弱いという一面がある。

SSRA通信方式を極小局*間通信に採用する場合、

* 極小局の定義が必要であるが、小型アンテナ、低電力送信機及び低雑音周波数変換器などで構成された局で、一般の地上局より格段に小さいという位の意味で使用す。単純な指標として、大局の施設規模(アンテナ直径、送信電力、システム雑音温度)を基準とした場合、その半分のを中局、更にその半分のを小局、それ以下のものを極小局とする。



第23図 極小局用衛星2ホップシステム形態図

スペクトルの重なり合いがあるため、これまで発表された文献⁽³³⁾⁽³⁴⁾では、衛星か又は、中央局において拡散復

調後、再変調して送出するという形態をとっている。再変調過程が間に入ると、独立したPN符号のそれぞれに対し、独立した復調器及び変調器が必要となり、その経費は数が増えると大変なものとなる。

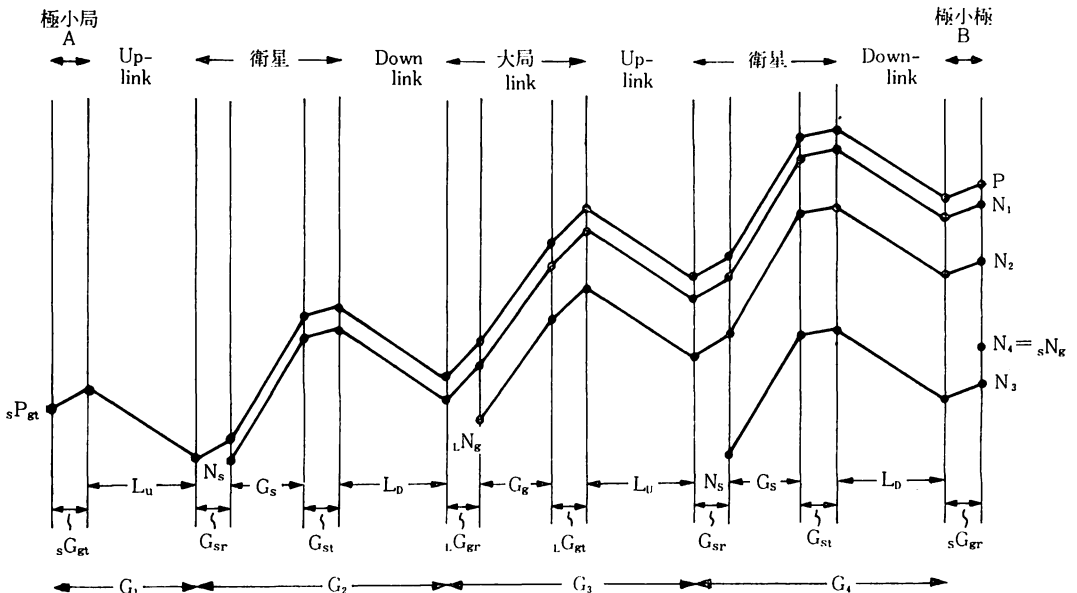
開発装置では、このような問題解決に、衛星2ホップ及び大局による低電力SSRA信号の電力増幅という方法を取り入れ、実験が出来るよう考慮してある。

この提案システム形態図を第23図に示す。極小局A及びB局間での回線設定は次のようになされる。A局は低電力で衛星へ送信する。低電力信号が通過する帯域は、衛星中継器で周波数分割により指定してある。衛星から送信された低電力SSRA信号は、高利得アンテナ及び低雑音受信機を備えた大局で受信される。周波数変換及び電力増幅された後、再び衛星へ送信され、衛星を介して他の極小局Bへと接続される。このシステムの欠点は、衛星中継器の帯域利用が効率的でないことにあるが、独立したSSRA送受信機を多数用意しなければならないという大局のコストアップと運用面の負担は大幅に軽減される。このシステムにおける、B局の受信電力Pと受信器入力段の雑音電力密度Nは、第24図を参照して次のように求まる。

$$P = sP_{gt} \cdot G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot sN_{gr} \quad \dots\dots(17)$$

$$N = N_1 + N_2 + N_3 + N_4 \quad \dots\dots(18)$$

ただし、



第24図 衛星2ホップにおけるレベルダイアグラム

sP_{gt} : 極小局送信電力 L_u : Up-link 伝搬損失 L_d : Down-link 伝搬損失
 N_s : 衛星雑音 (W/Hz) $L.N_g$: 大局雑音 (W/Hz) sN_g : 小局雑音 (W/Hz)
 sG_{gt} , sG_{gr} : 小局送受信アンテナ利得 $L.G_{gt}$, $L.G_{gr}$: 大局送受信アンテナ利得
 G_{st} , G_{sr} : 衛星送受信アンテナ利得 G_s , G_g : 衛星, 地上利得

$$G_1 = sG_{gt}/L_U \quad \dots\dots(19)$$

$$G_2 = G_{sr} \cdot G_s \cdot G_{sl}/L_D \quad \dots\dots(20)$$

$$G_3 = LG_{gr} \cdot G_g \cdot LG_{gt}/L_U \quad \dots\dots(21)$$

$$G_4 = G_2 \quad \dots\dots(22)$$

$$N_1 = (N_s/G_{sr}) \cdot G_2 \cdot G_s \cdot G_4 \cdot sG_{gr} \quad \dots\dots(23)$$

$$N_2 = (LN_g/LG_{gr}) \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot sG_{gr} \quad \dots\dots(24)$$

$$N_3 = (N_s/G_{sr}) \cdot G_4 \cdot sG_{gr} \quad \dots\dots(25)$$

$$N_4 = sN_g \quad \dots\dots(26)$$

同時通信局数が m とすると、データ 1 ビットあたりの信号対雑音比 E_b/N_0 は、次のように求まる。

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P \cdot T}{(m-1) \frac{P}{f_{PN}} + N_1 + N_2 + N_3 + N_4} \quad \dots\dots(27)$$

逆に同時通信局数 m は次のように求まる。

$$m = \frac{f_{PN}}{P} \left[\frac{P \cdot T}{(E_b/N_0)} - (N_1 + N_2 + N_3 + N_4) \right] + 1 \quad \dots\dots(28)$$

ここで f_{PN} は PN 符号のクロック周波数、 T はデータ 1 ビットの時間長である。

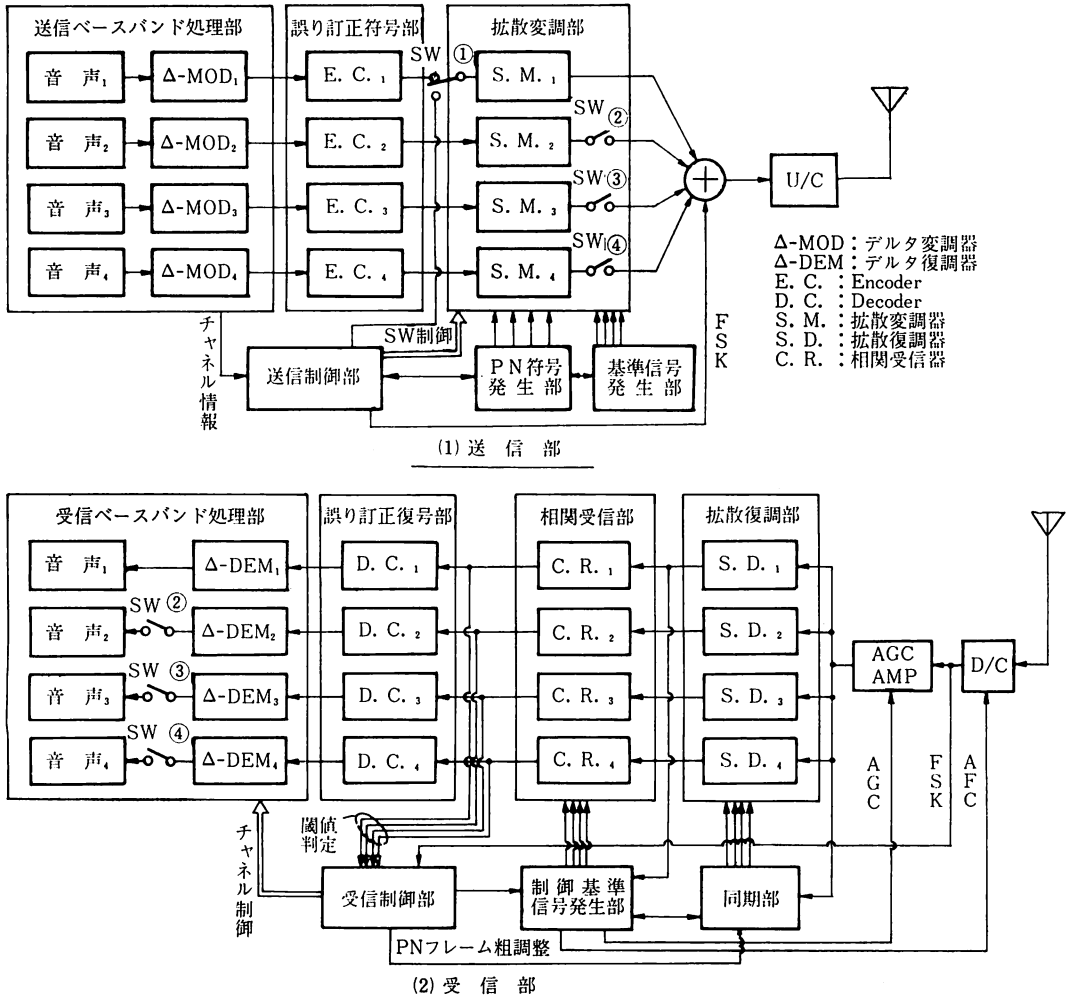
2.7 装置

これまで述べて来た、装置構成を第 25 図に示す。装置は二つのモードで動作するので以下にそれを説明する。

(1) 初期接続モードにおける動作

A局とB局間で、回線を設定するものとする。

A局の送信制御部で、B局用の局番に相当する2周波 (f_B, \bar{f}_B) と、番号に相当するPN符号 (PN_B) を設定し、初期接続のスイッチ (SW) を押す。これにより、A局からは、A局の局番 (f_A, \bar{f}_A) と番号 (PN_A) の内容をデータとした情報が、チャンネル1を使用しB局へ送信が始まる。B局がA局の信号を受信し、同期が確立すると、B局の受信制御部に呼び出し局(A局)の局番 (f_A, \bar{f}_A) と番号 (PN_A) が表示されブザーが鳴る。



第 25 図 多重化デジタルSSRA装置ブロック図

第3表 多重化デジタルSSRA装置諸元

P N 符 号	11 段 F S R, 2047 chips
P N ク ロ ッ ク	20.47 MHz
I F 周 波 数	143.29 MHz (=20.47 MHz×7)
周波数安定度	1×10^{-9} /時
変 調	適応予測符号化方式。誤り率 10^{-3} で十分了解が得られるもの。
情 報 速 度	20 Kbps
誤り訂正符号化	① 陪直交符号による相関検出方式 (32, 6) ② Viterbi 復号方式 (8 レベルのソフト判定, rate=1/2, K=7)
初期接続用 F S K (f_A, f_B)	F S K の周波数=搬送周波数± $n \times$ (P N フレーム周波数) $n=1000 \sim 1050$ f_A は+をとる, f_B は-をとる。
初期接続能力	$E_b/N_0=3$ dB, 周波数オフセット±2 MHzの条件下で5秒以内を目標。1日以内の再交信の場合は, 1秒以下。
そ の 他	E_b/N_0 は, 自動表示。 他局干渉, 降雨減衰のシミュレーション機能を持つ。

B局は, A局と全く同じ操作で呼出しに答える。

A局は, B局の信号で同期系の接続が完了するとA局から送信しているF S K信号を自動的に停止し, パネル面の表示もACQ (Acquisition) 表示からREADY表示に変更される。SW①は, 同時に通信ライン(図示のとおり)に接続変更される。A局からB局へのF S K信号の停止により, B局もA局と同様にREADY表示になり交信が始まる。チャンネル1の信号は, A局とB局間の交信が停止するまで接続され, A F C及びA G C制御用の信号として使用される。

(2) 交信モードにおける動作

更に通話希望があり, チャンネル3で交信するとする。

チャンネル3の送受信器を持ち上げると, 送信部で, S W②が接続されR F信号が送出される。受信側では, チャンネル1の信号でA G C制御し設定した閾値以上のレベル上昇が, チャンネル3で発生すると, 呼出しありと判断し受信ベースバンド処理部のS W③が閉じ通話可能となる。チャンネル3に使用されるP N符号及び搬送波の位相は, 同期の確立しているチャンネル1の信号から導かれるので, チャンネルがONになったことは, レベル上昇のみで判定できる。

第3表に, 開発装置の主要諸元を示す。

3. 実験構想

3.1 実験の目的とタイムスケジュール

2で詳しく述べられたようにデジタル化SSRA装置は, 各種の新方式を取り入れて, 衛星通信用に開発されたものである。そして本装置はSSRAシステムの実

用化に備えて技術的問題を実験的に検討することを目的としている。そこで装置の性能及び衛星通信回線との適合性を調べるため各種の実験を予定している。以下に実験の概要とその目的を示す。

まず装置開発の目的が十分に達成されているかどうかを確かめるため, 装置の基本的特性を測定することにより装置の性能評価を行う。その一つとして, 同時局数の増加のための符号化の効果, 特にViterbi復号化方式の効果の評価をすることがある。また初期接続時間の短縮のための新方式の動作特性の確認も重要なものである。更にユーザの符号割当てと多重化法の実験的検討は, 実用装置の製作に備えて必要である。

このような装置単体の特性を把握した後で, 衛星折り返しによる特性測定を行い, SSRAが衛星通信に十分使用出来るものであることを明らかにする。SSRAは周波数拡散を用いたものであり, SSシステム特有の利点を多く持っている。これらの利点が衛星通信においても有用であることを明らかにするため, 各種の運用形態を模擬して実験を行う。

SSシステムでは符号分割多重化により多元接続が可能である。SSRAはこの特徴を利用したものであり, 多元接続実験が最重要項目である。またSSシステムは低電力密度であり他の通信に対する影響が小さく, また干渉に強い特性を持っている。これらの特色を生かして, 緊急通信や異種通信方式との周波数共用, 干渉が大きい回線での使用などに対する特性を実験的に確める。

実験は実験用中容量静止通信衛星(CS)を用いて行う予定である。CSにおいては他の通信方式による実験が行われており, 回線諸元より求めた信号品質の計算値と実測値との比較検討が行われ, 衛星を通した場合の劣化要因として, スピン変調・伝送路歪・入出力非直線性などが大きいことがわかっている。そこでこれらの劣化要因がSSRAに与える影響を調べる実験も計画している。

次に実験のスケジュールは, 第4表のように進める予定である。それぞれの期間に1週間程度で数回の実験を予定している。まず通常の実験を行った後, 実験結果の解析を行い追試及びパラメータを変化させて実験を行っていく。これらの実験で明らかとなった問題は, 装置の改良及び新装置の開発に反映させたい。

3.2 多元接続実験

一般に衛星通信では2地点間の大容量通信に適するばかりでなく, 同時に複数の局が通信路を設定することが可能である⁽⁹⁵⁾。その方法として時分割多元接続(TDMA), 周波数分割多元接続(FDMA)などがあるが小局向け多元接続の方法の一つに, スプレッドスペクトラ

第4表 実験スケジュール

	54 年 度				55 年 度				56 年 度			
	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4
基本特性	←→			←→								
多元接続実験	←→	←→			←→		←→					
緊急通信実験			←→									
他方式との共存実験			←→									
干渉実験				←→								

第5表 多元接続の各方式における特徴、長所及び短所

	特 徴	長 所	短 所
TDMA	各地球局から送出された信号は、衛星中継器上で重ならないように、送信タイミングが制御されて、衛星中継器上では一連の連続した信号となる。復調側では任意の局の情報を時分割で取り出すことができる。変調方式はPSK方式が用いられる。	衛星中継器上で、2局以上の信号が同時に存在することがないので、中継器の非線形による混変調の発生がない。理論的には与えられた中継器の送信電力に対して、通信容量は最大である。各地球局のG/Tや送信電力が異なっても多元接続が可能である。	各地球局の送信タイミングを正確に制御する必要がある。
FDMA	送出される信号は一定の連続した包絡線を持ち、各チャンネルは周波数上に分割される。復調はフィルターを使って任意のチャンネルを選択して行なう。相互混変調の問題から抑圧技術が用いられる。	現実に使われている方式でハードウェアとしては十分に発達している。回線のタイミングを取る必要がない。	一つ以上の信号が同時に中継器に存在するため混変調が発生する。異なるチャンネル同士で、その電力が異なると、それぞれG/Tの異なる地球局間の多元接続がむずかしい。そのため送信電力制御が必要となる。
SSRA	送出される信号は一定の連続した包絡線を持ち、その電力スペクトラムは特定のコードパターンで位相あるいは周波数がシフトされているために広がっている。復調は同じコードパターンで逆変調して行う。	ランダムアクセスが可能である。信号の電力スペクトラムを広げることによって、干渉を除去するためのプロセスゲインが得られる。ハードリミッター付の中継器は広帯域の位相変調された信号に対して理想AGCとして働く。	信号が広帯域を占める。回線の同期確立が必要である。中継器の容量を有効に使うために送信電力制御が必要である。

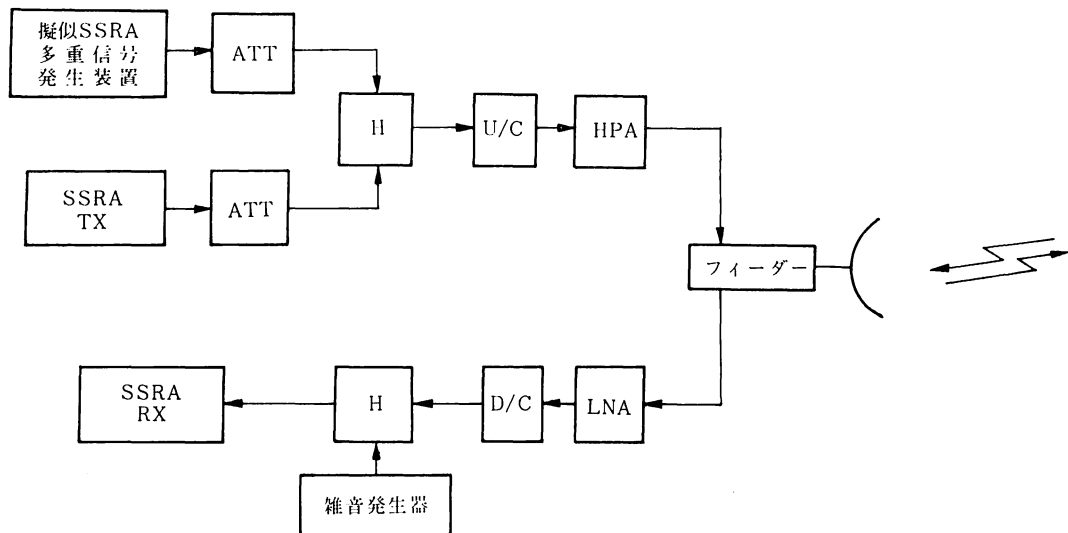
ム方式がある。この方式の利点は各局ごとに割当てられた異なるコードパターンで局識別を行うので、TDMAのように自局信号の送信タイミングを正確に制御する必要がなく完全に近いランダムアクセスが可能なことである。また、FDMAのように送信周波数や使用帯域幅の正確な制御をする必要もない。しかしながら、一般にスプレッドスペクトラム方式による同時可能参加局数はTDMAやFDMAに比べて少ないという問題もあるが、これは多重化、符号誤り訂正などを取り入れることによってある程度解決される。第5表にTDMA、FDMA、SSRAの各多元接続方式における特徴、長所及び短所についてまとめたものを示す。

現在我々の試作しているSSRA装置は上述の利点を生かすように考慮されているが、その性能、最適な運用

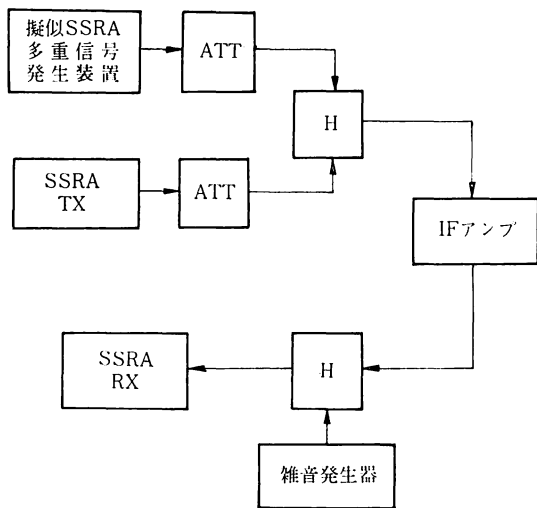
形態などについては実験的に検討すべき多くの項目がある。そこで以下に述べるような測定を行い、その結果から性能、運用形態、改良すべき点などについて調べる必要がある。

- i) 同期能力
 - a) 初期捕捉に必要な時間
 - b) 同期誤差
 - c) 同期確立ができる限界
- ii) 信号品質
 - a) 信号対雑音比、符号誤り率
 - b) 歪率
 - c) ベースバンドスペクトル
 - d) 直線性

これらの測定を行うための基本的な系統図を第26図



第 26 図 多元接続実験衛星折り返し系統図



第 27 図 多元接続実験 IF 折り返し系統図

に示す。ここでは通信用 SSRA 装置（送受 1 組）及び他の SSRA 局を模擬するための擬似 SSRA 多重信号発生装置が使われる。両装置は IF 帯で合成され RF 系に送られ 30 GHz で送信される。IF 折り返しを行う場合には 1.7 GHz IF 信号を IF アンプを通して受信部に送られる。その系統図を第 27 図に示す⁽³⁶⁾。

測定のパラメーターとしては搬送波電力対雑音電力密度比 (C/N_0) 希望信号対非希望信号電力比 (D/U) などがある。前者は受信側に雑音付加を行う方法（下り回線の減衰による雑音電力の増加の模擬）や送信電力を変化させる（上り回線の減衰の模擬）ことでその値を変化させる。後者は擬似 SSRA 多重信号発生装置の出力を変化させることで行う。

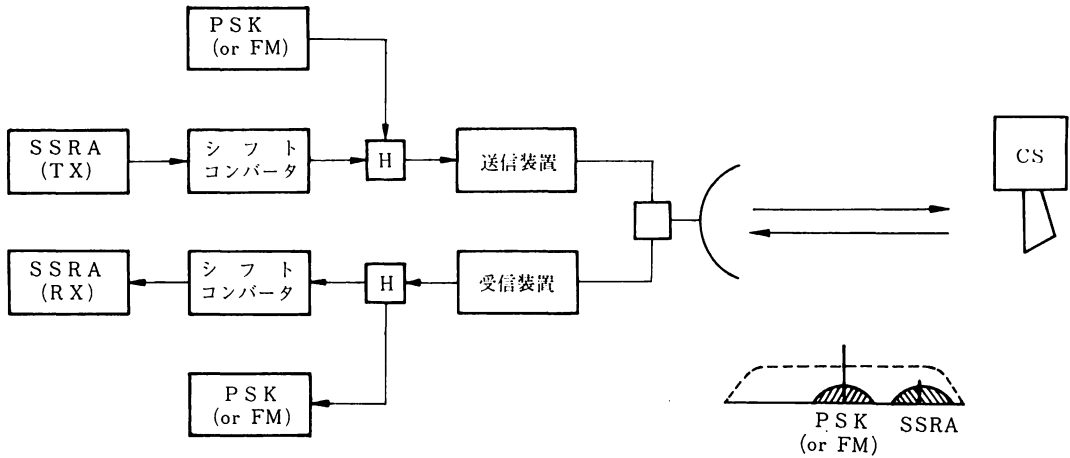
以上のパラメーターについて、同期能力では受信側同期信号の波形観測、位相ジッタの測定、同期確立限界、同期保持限界などの測定を行い、信号品質の測定では符号誤り率特性の測定が主なものとなる。また RF 帯におけるバンドパスフィルタや同期用ループフィルタなどの特性が、同期能力や信号品質に大きく影響することからその最適なものを求める必要がある。

以上の基本的特性はまず IF 折り返しで行い、装置単体としての性能を十分に把握する。また多元接続時の伝送特性を把握し非希望信号との干渉特性を明らかにする。以上の結果にもとづき衛星中継器を通して本格的な伝送実験を行う。衛星中継器を通した場合には衛星の伝送特性、スピンによるレベル変動、中継器の AGC の ON/OFF などが SSRA 信号に影響を与える可能性があるのでこれらの問題を明らかにし、その対応策を考える必要がある。また計算による回線諸元と実際の結果とを比較し、両者の違いの原因を明らかにして、より正確な回線諸元の設定を検討する。

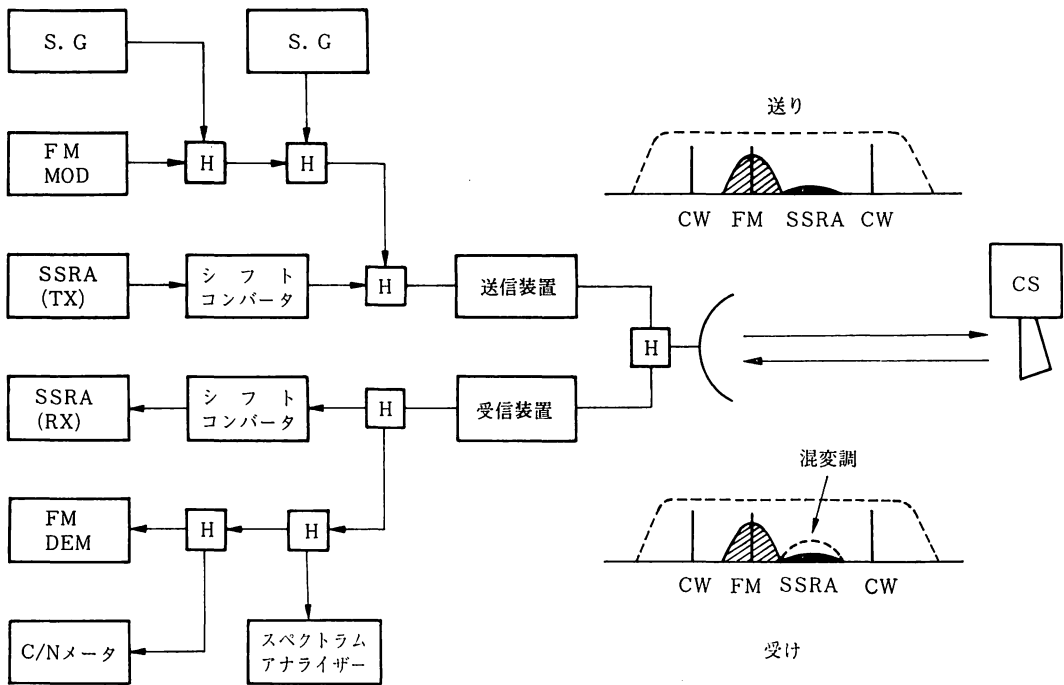
3.3 異種通信方式との共存実験

多元接続実験においては、同一中継器を各局からの SSRA 信号の多元接続で使用する場合について諸特性の測定を行う。ここでは、SSRA 通信信号と他方式の通信信号が同一中継器で共通増幅される場合の特性を明らかにし、実用に使用できるかどうかを調べるために実験を行う。

この実験は、次節の緊急通信実験と関係が深い。しかし、緊急通信が既存の回線に小容量の SSRA 信号を障害とならぬ程度に重畳させるに対し、この実験では、SSRA 通信と他方式の通信との共存をはかる方式につい



第28図 異種通信方式との共存実験システム図



第29図 FDM模擬回線とSSRAとの共通増幅実験システム

て検討することを目的とする点異なる。したがって、共通増幅時の最適な運用形態と回線設定を明らかにすることが主目的となる。SSRA信号は他方式の通信信号に与える影響が低電力密度の雑音的であること、他の方式からの干渉は拡散復調時に抑えられることより、同一周波数での使用も可能である。しかし、SSRA通信の回線数が増加すると、電力も増加することになり、他方式の通信信号に与える影響が無視できない。そこで、通信容量の増加のために、同一中継器の周波数分割使用が有望と思われる。

同一中継器の共通増幅においては、中継器の入出力非直線性に起因する混変調と、隣接チャンネル間干渉による劣化が生じる。したがって実験ではこれらの特性を測定するが、SSRA信号はこれらに強い性質を持っているので、一般の共通増幅特性と異なる結果が得られることが予想され興味深い。実験のシステムブロック図を第28図に示す。

以上は通常の実験システムであるが、特殊な運用形態として、FDM回線との共存実験も行う予定である。FDM—FMのFDMにおいて、3局以上が接続する

第6表 衛星雑音電力密度とSSRA信号の衛星受信電力

地球局アンテナゲイン (SCPC用)	52.8 dB
地球局送信機出力	32.0 dBm
衛星アンテナゲイン	38.0 dB
上り回線伝搬損失	-213.4 dB
衛星受信電力	-90.6 dBm
SSRA RF帯域幅 (20 MHz)	73.0 dB·Hz
<hr/>	
単位周波数当りの衛星受信電力	-163.6 dBm
<hr/>	
CS-KバンドF4中継器雑音電力密度	-163.0 dBm

場合には、混変調をさけるため空きチャンネルをもうける。この空きチャンネルは混変調が強く表れる部分であり、通信に使用することが難しい。しかし、SSRA信号の場合には、この部分を使用しても十分に良好な通信が可能である。このような運用形態の問題点を検討するため、第29図のような模擬実験システムにより実験を行う。

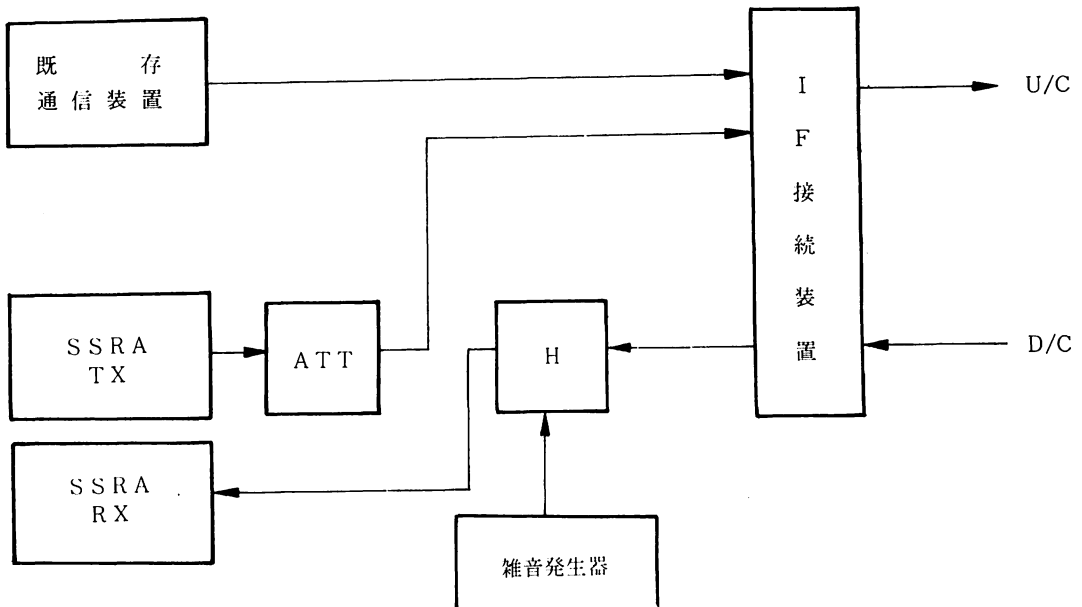
以上では、周波数分割による共存を考えた。一方、同一周波数の共用の方式としては、SCPCとの共存方式が有望と思われる。SCPCとSSRAとは共に小局用の通信方式として優れているが、信号スペクトルは狭帯域と広帯域と対照的である。

3.4 緊急通信としてのSSRA通信実験

SSRA方式は情報信号の電力スペクトルを擬似ラン

ダム符号 (PN符号) により拡散するので、RF帯での電力スペクトルは広いが、小局用SSRA方式では一局当りの送信電力が低く単位周波数当りの電力密度が小さい。ここで参考のためにCS Kバンドにおける衛星雑音電力密度 (中継器入力換算) と小局用SSRA信号の単位周波数当りの衛星受信電力を比較してみると第6表のようになる。衛星受中継器の入力における雑音電力密度は-163 dBm/Hzとなり、一方SSRA信号による衛星受信電力はSSRA信号1局あたり-163.6 dBm/Hzとなりほぼ同程度である。したがって両者が同時に存在する時の既存通信路に対する影響は上り回線での雑音が約3 dB増したのと同じことになり、大局間大容量通信では通常十分なマージンがとられているのでSSRA信号が与える影響は小さい。またSSRA信号の電力スペクトルは広く、単位周波数当りの電力が低いので既存通信路との混変調の問題もほとんどないと思われる。以上のことからSSRA方式によって既存通信回線をほとんど劣化することなく、常に小容量の回線を確保することが可能である。

以上の理由から緊急通信を想定した既存通信路 (FD M-FM, FM-TV, PSKなど) とSSRA信号の相互干渉特性について調べ、実際上発生する諸問題を解決しなければならない。干渉としては既存通信路が受けるものと、SSRA信号が受けるものとの2通りがあり、実際の運用では両者の回線が同時に成立する必要がある。その他の実験の内容として以下のようなものが考



第30図 緊急通信としてのSSRA通信実験系統図

えられる。

- i) 干渉波が存在する場合のSSRAシステムの同期能力
- ii) 干渉波が存在する場合のSSRAシステムの信号品質
- iii) 既存通信路の信号品質がSSRA信号によって受ける影響以上のことを考慮した測定系統図を第30図に示す⁽³⁷⁾。

ここでは既存通信信号(FDM-FM, FM-TV, PSK)とSSRA信号とをIF帯で合成した衛星折り返し、あるいはIF折り返しで実験を行う。この場合既存通信路は最適な運用状態としておき、SSRA信号の電力を変えていくことによって既存通信路の信号品質の劣化、SSRA信号の同期能力、信号品質などを調べる。

また、SSRA信号について小局用として小口径アンテナを使うことが考えられるので、等価的に地球局の性能指数(G/T)を変化させることも必要であると思われる。

以上の伝送実験による結果を得てSSRA方式による緊急通信を行う場合の、SSRA回線と既存通信回線とが同時に成立するパラメータ(電力比, G/T, 既存通信路の形態, SSRA方式の運用形態など)を決定し、今後の資料とする。

3.5 干渉実験及びその他の実験

SSRAは低電力スペクトル密度であり、他に対する干渉が比較的少なく、一方、拡散復調時の干渉除去効果によって干渉に強い方式である。したがって地上無線回線と周波数帯を共用するため相互間の干渉が大きいような衛星回線で使用すると有利である。また周波数帯を共用する静止通信衛星の配置が接近することにより生じる衛星間干渉に対しても有望かもしれない。更に、スプリ

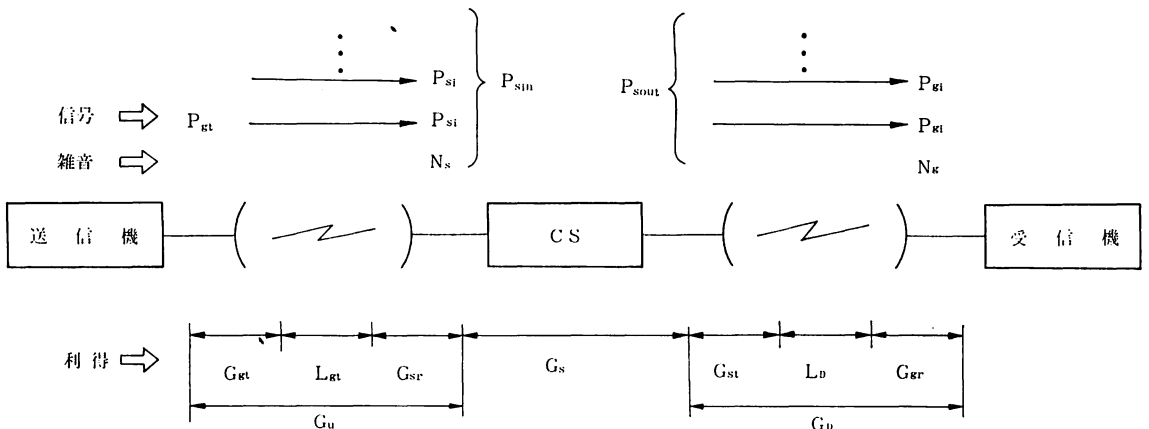
アスや相互変調積の大きい衛星中継器での使用も可能である。そこでこれらの場合における特性を確認するために干渉実験を行う。

地上無線回線との干渉実験においては、地球局が受ける影響を評価するため模倣的に干渉状態を実現させて、干渉許容量などを測定する。既存の回線としては、FDM-FM, FM-TV, PSKなどを用いる。次に、衛星間干渉においては、上り回線の干渉を評価するための模倣実験を行う。具体的には二つの地球局からCS及び他の想定される衛星にSSRR及び他の通信信号を送信して行く。次に、CSの中継器には一部にスプリアスが大きいものがあるが、このような中継器でも良好な通信が可能であることを示す実験を行う。

今までに述べた以外の実験として、測距実験が考えられる。測距についてはSSRR装置により一応の成果を上げており⁽²⁾、また今回の実験装置は測距を考慮して製作されていないので、参考とするデータを取るにとどめる。ただ今回の装置はC/Nが悪くても動作するように製作されているので、小型地球局を用いた2局測距などに特徴を発揮できると思われる。

4. CSにおける回線設計及び参加局数

今まで述べてきたように、SSRA通信は他の通信の妨害となりにくいため他の通信方式と共存が容易である。一方SSRA通信だけを行うとしても種々の利点があることは上述のとおりである。そこでこの章ではSSRA通信だけを行う場合、どれだけの局が同時に通信可能かをCSの場合について具体的に示してみよう。地球局としては次の3種、i) 大局(鹿島主固定局)、ii) 中局(準ミリ車載局)、iii) 極小局(SCPC局)を仮定する。3種の局間の通信形態は種々考えられるが、以下では大局一大局間、中局一中局間、極小局一極小局間及



第31図 CS 回線の構成

び大局小局共存通信についてそれぞれの同時通信局数を求めて回線諸元と併せて示す。

第 31 図に衛星回線の構成を示す。信号電力、雑音電力密度及び各部分での利得（損失）をそれぞれ、 $P, N, G(L)$ で表し、添字 g と s, t と r 及び U と D でそれぞれ地球局と衛星、送信と受信及び上り回線と下り回線の区別を示す。また添字 L, M, S を前に付けることによって大、中、極小局を区別する。1局当りの衛星受信電力を P_{si} 、全受信電力を P_{sin} で、また、衛星送信電力を P_{sou} 、地球局での1局当りの受信電力を P_{gi} と表す。取扱いを簡単にするために、地球局送信機出力点から衛星受信機入力点までの利得及び衛星送信機出力点から地球局受信入力点までの利得を G_U 及び G_D で表す。章末の第 10 表に計算の際用いた値を示す。

$$G_U = G_{gt} \cdot L_U \cdot G_{sr} \quad \dots\dots(29)$$

$$G_D = G_{st} \cdot L_D \cdot G_{gr} \quad \dots\dots(30)$$

4.1 大局間通信

大局間通信では、地球局送信電力は十分あり、電力の制限は衛星受信機の入力点だけとなる。また、雑音の影響は少なく主として他局の非希望信号が回線の品質を低下させる。

大局受信機入力点で考えると希望信号 LD は

$$LD = LP_{gi} = P_{si} \cdot G_s \cdot LG_D \quad \dots\dots(31)$$

非希望信号電力 LU は、 n 組通信している場合、通信相手局以外の $(2n-1)$ 局の信号が非希望信号となるから、

$$LU = (2n-1) \cdot LP_{gi} \quad \dots\dots(32)$$

衛星受信機入力点での雑音電力密度を N_s 、大局システム雑音を LN_g すると、大局受信機入力点の雑音電力密度 LN は、

$$LN = N_s \cdot G_s \cdot LG_D + LN_g \quad \dots\dots(33)$$

したがって拡散復調前の搬送波電力対雑音電力比 $L(C/N)_{spread}$ は帯域幅を W として、

$$L(C/N)_{spread} = \frac{LD}{LU + LN \cdot W} \quad \dots\dots(34)$$

拡散復調器で希望信号のみ拡散復調後の帯域幅 W_B 内に拡散復調されるが非希望信号及び雑音はそのままであり結果として拡散復調後の搬送波電力対雑音電力比 $L(C/N)_{despread}$ は W/W_B 倍（プロセスゲイン倍）となる。

$$L(C/N)_{despread} = \frac{LD}{L_U \cdot \frac{W_B}{W} + LN \cdot W_B} \quad \dots\dots(35)$$

搬送波電力対雑音電力密度比 $L(C/N_0)$ は、

$$L(C/N_0) = \frac{LD}{\frac{LU}{W} + LN} \quad \dots\dots(35)$$

1ビット当りの信号電力対雑音密度比 $L(E_b/N_0)$ は拡

散変調速度を f_{PN} 、データ 1 ビットの時間長を T とすれば、

$$L(E_b/N_0) = \frac{LD \cdot T}{\frac{LU}{f_{PN}} + LN} \quad \dots\dots(37)$$

③1, ③2を代入して、

$$L(E_b/N_0) = \frac{T \cdot f_{PN}}{(2n-1) + \frac{LN \cdot f_{PN}}{G_s \cdot LG_D \cdot P_{si}}} \quad \dots\dots(38)$$

これから、

$$n = \frac{f_{PN}}{2} \left(\frac{T}{L(E_b/N_0)} - \frac{LN}{G_s \cdot LG_D \cdot P_{si}} \right) + \frac{1}{2} \quad \dots\dots(39)$$

一方、衛星受信機入力電力を P_{sin} 、帯域幅を W_s とすれば、

$$P_{sin} = 2n P_{si} + N_s \cdot W_s \quad \dots\dots(40)$$

これから、

$$n = \frac{P_{sin} - N_s \cdot W_s}{2 P_{si}} \quad \dots\dots(41)$$

③9式によれば1局からの送信電力 P_{si} を増す（すなわち、地球局送信電力を増す）と同時通信の組数 n は増す。一方、④1式によれば P_{si} を増すと n は減少する。最大の n は両者が等しいときに得られるから③9, ④1式より、

$$n = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{T \cdot f_{PN}}{L(E_b/N_0)} + 1 \right)}{1 + \frac{f_{PN} \left(\frac{LN_g}{G_s \cdot LG_D} + N_s \right)}{P_{sin} - N_s W_s}} \quad \dots\dots(42)$$

④0式より P_{si} は、

$$P_{si} = \frac{P_{sin} - N_s W_s}{2n} \quad \dots\dots(43)$$

地球局送信電力 LP_{gt} は、

$$LP_{gt} = \frac{P_{si}}{LG_U} \quad \dots\dots(44)$$

P_{sin} を衛星許容最大入力 -55 dBm とすると衛星中継器での利得は 89.5 dB (F 1 チャンネル AGC ON) となる。 E_b/N_0 4.5 dB, 3.0 dB について第 7 表に結果を示す。 E_b/N_0 4.5 dB については章末の第 11 表に諸元と併せて示す。

第 7 表 大局間通信における同時通信局数

E_b/N_0	局数(2n)	1局当りの衛星受信電力 (P_{si})	衛星受信電力 (P_{sin})	地球局送信電力 (LP_{gt})
dB		dBm	dBm	dBm
4.5	362	-80.6	-55	31.9
3.0	512	-82.1	-55	30.4

4.2 中局間通信

大局間通信の場合と全く同様にして求まる。④2, ④3, ④4式において地球局の諸元を中局のそれに置き換えて、

第8表 中局間通信における同時通信局数

E_b/N_0	局数(2n)	1局当りの衛星受信電力 (P_{si})	衛星受信電力 (P_{sin})	地球局送信電力 (MP_{gt})
dB		dBm	dBm	dBm
4.5	344	-80.4	-55	44.2
3.0	486	-81.9	-55	42.7

同時通信局数 n 組, 1局当りの衛星受信電力 P_{si} 及び送信電力 MP_{gt} は,

$$n = \frac{1}{2} \left(\frac{T \cdot f_{PN}}{M(E_b/N_0)} + 1 \right) \dots\dots(45)$$

$$1 + \frac{f_{PN} \left(\frac{MN_g}{G_s \cdot MG_D} + N_s \right)}{P_{sin} - N_s W_s}$$

$$P_{si} = \frac{P_{sin} - N_s W_s}{2n} \dots\dots(46)$$

$$MP_{gt} = \frac{P_{si}}{MG_U} \dots\dots(47)$$

大局の場合と同様 P_{sin} を -55 dBm とし G_s を 89.5 dB とすれば E_b/N_0 4.5, 3.0 dB について第8表の結果を得る。 E_b/N_0 4.5 dB について章末の第11表に用いた回線諸元と併せて結果を示す。

4.3 極小局間通信

極小局においては最大電力送信は望めない。実際, 大局間通信と同様の方法で最適参加局数を求めると, そのときの地球局送信電力は極小局の能力を超える値となってしまう。極小局の場合は地球局の送信電力が参加局数の増加に制限を加えることになる。そこで地球局送信電力は最大とし, E_b/N_0 を求める (38) 式から局数を求める (39) 式において地球局の諸元を極小局のそれとして,

$$n = \frac{f_{PN} \left(\frac{T}{s(E_b/N_0)} - \frac{sN}{G_s \cdot sG_D \cdot P_{si}} \right) + \frac{1}{2}}{\left(\frac{f_{PN}}{2 \cdot s(E_b/N_0)} + \frac{1}{2} \right) - \frac{f_{PN} \left(N_s + \frac{sN_g}{G_s \cdot sG_D} \right)}{P_{si}}} \dots\dots(48)$$

ここで,

$$P_{si} = sP_{gt} \cdot sG_U \quad (sP_{gt} \text{ は最大値を用いる}) \dots\dots(49)$$

P_{sin} は(40)式から求まる。

地球局の送信電力 sP_{gt} を最大の 32 dBm とし, $s(E_b/N_0)$ 4.5, 3.0 dB について, G_s を前と同様に 89.5 dB すると, (20)式からは負の値となる。これはこの設定では $s(E_b/N_0)$ が 3 dB 以下になってしまうことを意味している。しかしここで G_s 89.5 dB という値は衛星入力 -55 dBm の場合の値であり, 極小局の場合衛星入力 -74 dBm 付近で使用すると考えれば, AGC 増幅器で利得が上がるため G_s は 105.5 dB (F1チャンネル) となる。この値を用いると $s(E_b/N_0)$, 4.5, 3.0 dB について第9表に示す結果が得られる。章末の第11表に

第9表 小局間通信における同時通信局数

E_b/N_0	局数(2n)	1局当りの衛星受信電力 (P_{si})	衛星受信電力 (P_{sin})	地球局送信電力 (sP_{gt})
dB		dBm	dBm	dBm
4.5	116	-96.5	-73.8	32
3.0	266	-96.5	-71.2	32

$s(E_b/N_0)$ 4.5 dB の場合についての結果を回線諸元と併せて示す。

4.4 大局, 小局共存通信

大局-小局間の通信が何組行えるかを求める。この場合, 1局からの衛星受信電力は大局, 小局では必ずしも同じとはならない。

小局の受信機入力点で希望信号 sD , 非希望信号 sU , 雑音電力密度 sN は,

$$sD = LP_{si} \cdot G_s \cdot sG_D \dots\dots(50)$$

$$sU = \{ (2n-1)LP_{si} + n \cdot sP_{si} \} \cdot G_s \cdot sG_D \dots\dots(51)$$

$$sN = sN_g + N_s \cdot G_s \cdot sG_D \dots\dots(52)$$

これから小局での E_b/N_0 , $s(E_b/N_0)$ を求めると, 4.1 と同様の手順で,

$$s(E_b/N_0) = \frac{T \cdot f_{PN}}{\left\{ (n-1) + n \left(\frac{sP_{si}}{LP_{si}} \right) \right\} + \frac{sNf_{PN}}{LP_{si} \cdot G_s \cdot sG_D}} \dots\dots(53)$$

同様にして大局が小局の信号を受ける場合の E_b/N_0 は,

$$L(E_b/N_0) = \frac{T \cdot f_{PN}}{\left\{ (n-1) + n \left(\frac{LP_{si}}{sP_{si}} \right) \right\} + \frac{LN \cdot f_{PN}}{sP_{si} \cdot G_s \cdot LG_D}} \dots\dots(54)$$

これらから n を求めると,

$$n_s = \frac{LP_{si} + f_{PN} \left\{ \frac{T \cdot LP_{si}}{s(E_b/N_0)} - \frac{sN}{G_s \cdot sG_D} \right\}}{LP_{si} + sP_{si}} \dots\dots(55)$$

$$n_L = \frac{sP_{si} + f_{PN} \left\{ \frac{T \cdot sP_{si}}{L(E_b/N_0)} - \frac{LN}{G_s \cdot LG_D} \right\}}{sP_{si} + LP_{si}} \dots\dots(56)$$

大局と小局間だけの通信を考えると $n_s = n_L$ 。また同一品質を得るために $s(E_b/N_0) = L(E_b/N_0)$ とおくと

$$LP_{si} = sP_{si} + \frac{1}{\left(\frac{1}{f_{PN}} + \frac{T}{E_b/N_0} \right)} \cdot \frac{1}{G_s} \cdot \left(\frac{sN_g}{sG_D} - \frac{LN_g}{LG_D} \right) \dots\dots(57)$$

第10表 大局小局間通信における同時通信局数

E_b/N_0	局数(2n)	大局送信電力 (LP_{gt})	小局送信電力 (sP_{gt})	衛星受信電力 (P_{sin})	中継器利得 (G_s)
dB		dBm	dBm	dBm	dB
4.5	232	19.1	32.0	-70.2	103.5
3.0	368	18.4	32.0	-68.9	103.5

第11表 回線諸元1例 (KバンドF1チャンネル)

項 目	記 号	単 位	大 局 間	中 局 間	極 小 局 間	大→小	大→小
地球局送信電力	P_{gt}	dBm	31.9	44.2	32	19.1	32
地球局送信アンテナ利得	G_{gt}	dB	68.8	56.7	52.8	68.8	52.8
伝 搬 損 失	L_U	dB	-214.3	-214.3	-214.3	-214.3	-214.3
衛星受信アンテナ利得	G_{sr}	dB	33.0	33.0	33.0	33.0	33.0
指 向 誤 差 損 失		dB	—	—	—	—	—
1局当りの衛星受信電力	P_{si}	dBm	-80.6	80.4	-96.5	-93.4	-96.5
同 時 通 信 局 数	$2n$		362	344	116	232	232
衛 星 受 信 電 力	P_{sin}	dBm	-55.0	-55	-73.8	-70.2	-70.2
受信機入力雑音密度	N_s	dBm/Hz	-161.0	-161.0	-161.0	-161.0	-161.0
衛 星 送 信 電 力	P_{out}	dBm	34.5	34.5	31.7	33.3	33.3
衛星送信アンテナ利得	G_{st}	dB	33.0	33.0	33.0	33.0	33.0
伝 搬 損 失	L_D	dB	-210.1	-210.1	-210.1	-210.1	-210.1
地球局受信アンテナ利得	G_{gr}	dB	65.5	53.4	49.8	49.8	65.5
地球局受信電力		dBm	-77.1	-89.2	-95.6	-94.0	-78.3
地球局システム雑音	N_g	dBm/Hz	-176.6	-174.8	-167.4	-167.4	-176.6
E_b/N_0		dB	4.5	4.5	4.5	4.5	4.5
BER			10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}	10^{-5}
データ1ビットの時間長	T	sec	5×10^{-5}	5×10^{-5}	5×10^{-5}	5×10^{-5}	5×10^{-5}
拡 散 変 調 速 度	f_{PN}	MHz	20.47	20.47	20.47	20.47	20.47
トランスポンダ帯域	W_s	MHz	200	200	200	200	200

(49)式の sP_{si} を用いると E_b/N_0 4.5, 3.0 dB について第10表の結果を得た。ここで G_s は $P_{sin} - 70$ dBm での値 103.5 dB を用いた。章末の第11表に E_b/N_0 4.5 dB について回線諸元と併せて結果を示す。

5. む す び

電波研究所が手がけて来た、SSRA通信方式が第14回CCIR総会での文書採択以来、地道な研究の取組み方から、一躍「陽のあたる表通りの雑沓の中」に放り出された感じがする。しかし、現在我々の取組んで来た開発の歴史は古く、過去からのルールの上を、はっきりした方向づけの上に一步一步地固めをしながら前進して来たものである。その取組み方は、多忙の中に小時間を見出し、時間との闘いの中で成果を得て来たものである。このような条件のもとでの、限られた進歩でしかなかったかも知れないが、今回のCCIRによる文書採択というトピックスにより内部における研究参加者も若干増え、研究の促進化に何らかの向上が期待される。

本稿は多重化デジタルSSRA装置開発の目的及びその解決策を説明し、当面の実験対象としてCSによる

実験構想とCSにおける回線設計について述べたものである。本稿で述べた装置開発の結論に至るまでには、船川前支所長（現在宇宙開発事業団追跡管制部長）、生島鹿島支所長及び塚本主任研究官からのたえまざる激励と御指導があり、ここに深く感謝する次第である。更に本稿の構成と内容につき有益な御助言をいただいた角川通信系研究室長と橋本主任研究官に感謝の意を表します。

最後に本稿は、次の分担で執筆を行ったことを付記しておく。横山光雄（1, 2, 5）。笹岡秀一、浜本直和（3）。吉本繁壽（4）。

参 考 文 献

- (1) CCIR XIVth Plenary Assembly Kyoto, 1978. Doc. 1/1005-E Question (18-2/1), Doc. 1/1006-E Study programme (18B/1), Doc. 1/1007-E Report (1/209), Doc. 1/1008-E Report (1/207).
- (2) 山本稔, 小坂克彦, 浦塚誠, 原田喜久男; “SSRR 拡散変調方式による測距装置”, 電波研季, 21, No. 112, pp.1-17, Jan. 1975.
- (3) Saburi Y., Yamamoto M., Harada K.; “High-

- precision time comparison via satellite and observed discrepancy of synchronization", *IEEE Trans. Inst. & Mesur.*, **IM-25**, No. 4, pp. 473-477, 1976.
- (4) Schwartz J. W., et al.; "Modulation techniques for multiple access to a hard limiting satellite repeater", *Proc. IEEE*, **54**, No. 5, pp. 763-777, May 1966.
- (5) Aein J. M.; "ultiple access to a hard-limiting communication-satellite repeater", *IEEE Trans. Space Electron. Telem.*, **SET-10**, pp. 159-167, Dec. 1964.
- (6) Dixon R. C., "Spread Spectrum Systems", John Wiley Sons 1976.
- (7) Yokoyama M., et al.; "SSRA communication experiment via ATS-1", *J. Rad. Res. Labs.*, **21**, No. 104, pp. 93-160, 1974.
- (8) 衛星通信年報, 郵政省 国際電信電話株式会社, 昭和41年度。
- (9) Applications Technological Satellite Experimental Communications System Description and Requirements, GSFC-SII-012 November 1966 Revision C, ATS PROJECT OFFICE GODDARD SPACE FLIGHT CENTER, GREENBELT, MARYLAND.
- (10) 衛星通信年報, 郵政省 国際電信電話株式会社, 昭和51年度。
- (11) Gold R.; "Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing", *IEEE Trans. Inform. Theory*, **IT-13**, No. 4, pp. 619-621, Oct. 1967.
- (12) Van Trees H. L., "Detection, Estimation, and Modulation Theory", Part I & II, John Wiley & Sons, 1971.
- (13) Shannon C. E.; "Communication in the presence of noise", *Proc. IRE*, **37**, pp. 10-21, Jan. 1949.
- (14) Forney G. David, Jr.; "Coding and its application in space communications", *IEEE spectrum*, **7**, No. 6, pp. 47-58, June 1970.
- (15) Viterbi A. J.; "On coded phase-coherent communications", *IRE Trans. Space Elect. Telem.*, **SET-7**, pp. 3-12, March 1961.
- (16) Lindsey W. C., Simon M. K., "Telecommunications Systems Engineering", Prentice-Hall 1973.
- (17) Golomb, et al., "Digital communications with space applications", Prentice-Hall 1964.
- (18) Stein S., Jones J. Jay, "Modern Communication Principles with Application to Digital Signaling", McGraw-Hill 1967. (現代の通信回線理論 森北出版)。
- (19) Viterbi A. J.; "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm", *IEEE Trans. Inform. Theory*, **IT-13**, pp. 260-269, Apr. 1967.
- (20) Viterbi A. J., "Convolutional codes and their performance in communication systems", *IEEE Trans. Commu.*, **COM-19**, No. 5, pp. 751-772, Oct. 1971.
- (21) Heller J. A., "Viterbi decoding for satellite and space communications", *IEEE Trans. Commu.*, **COM-19**, No. 5, pp. 835-848, Oct. 1971.
- (22) Spilker J. J., "Digital Communications by Satellite", Prentice-Hall 1977.
- (23) LV 7015 Convolutional Encoder-Viterbi Decoder. Catalogue issued by LINKABIT.
- (24) Yokoyama M., "Recent development and future plan of SSRA system", 3rd Int. Conf. on Digital Sat. Commu., pp. 364-370, Kyoto Japan, Nov. 1975.
- (25) 横山光雄; "SSRA通信方式のための同期方式", *信学論(A)*, **60-A**, No. 1, pp. 41-47, Jan. 1977.
- (26) Gill W. J.; "A comparison of binary delaylock tracking-loop implementations", *IEEE Trans. Aero. & Elect. Sys.*, **AES-2**, No. 4, pp. 415-424, July 1966.
- (27) 吉谷清澄; "PN系列一特にM系列について", *電波研季*, **17**, No. 90, pp. 249-263, May 1971.
- (28) MacWilliams F. J., Sloane N. J. A.; "Pseudo-random sequences and arrays", *Proc. IEEE*, **64**, No. 12, pp. 1715-1729, Dec. 1976.
- (29) Van der Waerden B. L., (銀林浩訳), "現代代数学I, II", 東京図書, 1974年。
- (30) 吉谷清澄; "M系列の相互相関関数について", *電波研季*, **17**, No. 90, pp. 244-248, May 1971.
- (31) Anderson D. R., "Periodic and partial correlation properties of sequences", *TRW I. C.*, 7353. 1-01, July 1969.
- (32) 坂井徹男, 斉藤利也; "正極同期伝送の音声付加装置", *テレビ誌*, **20**, No. 8, pp. 530-536, Aug. 1966.
- (33) Huang R. Y., Hooten P.; "Communication satellite processing repeaters", *Proc. IEEE*, **59**, No. 2, pp. 238-252, Feb. 1971.

34) Blasbalg H., et al.; "Air-ground, ground-air communications using pseudo-noise through a satellite", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., **AES-4**, pp. 774-790, Sept. 1968.

35) 官憲一「衛星通信工学」ラテイス刊, pp.101-102.

36) C S 実験実施手順書 **I**, pp.181-183. 宇宙通信連絡
会議開発実験部会

37) C S 実験実施手順書 **II**, pp.89-93. 宇宙通信連絡
会議開発実験部会

