

III-2 相 関 処 理 装 置

杉 本 裕 二* 浜 真 一*

(昭和59年7月3日受理)

1. は じ め に

2局以上で同時に同一の電波源を観測し、記録した磁気テープをもちより、III-3で述べるように同期再生⁽¹⁾された信号をK-3型相関処理装置に入力する。K-3型相関処理装置内では各信号間の相関をとり、時間積分することにより、観測データの大部分を占める雑音成分を除去し、ホスト計算機に相関積分データを転送する。ホスト計算機では、さらにこのデータを、III-4, 5で述べるような処理を行ない⁽²⁾⁽³⁾、遅延時間差やベースライン長、時刻同期誤差等を求める。

これまで MARK III フォーマットで記録された VLBI データを相関処理できる装置は、米国で開発された MARK III Correlation Processor (Mark III 相関プロセッサ) のみであった。このプロセッサは、ヘイスタック観測所 (マサチューセッツ州) とボン局 (西ドイツ) で用いられている。VLBI 観測が非常に数多くなされている現在、Mark III 相関プロセッサでは処理に時間がかかるため、未処理テープが山積されている。

そこで我々は、大陸間 VLBI 実験の処理が可能で、Mark III 相関プロセッサと比較し、処理速度が2倍、積分可能時間が4倍である、高性能な K-3 型相関処理装置を開発した⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。相関処理方式については、高速処理、ハードウェア量の低減および信頼性の向上を考慮し、相関・積分を時間軸で処理する方式を採用した。

2. 相 関 処 理 の 原 理

VLBI ではアンテナ・受信系雑音と比較し、極めて微弱な電波源 (主に準星) が発している信号を受信している。この信号は正規分布している雑音であるとみなせる。この信号にさらに2局 X , Y の受信系雑音加わる。これを $X(t)$, $Y(t)$ とする。2局間での受信時間差、すなわち遅延時間 τ_g を推定することは、次式で示される二乗誤差 $Q(\tau_g)$ を最小にするような τ_g を求めることである⁽⁷⁾。

$$Q(\tau_g) = \int_{-\infty}^{+\infty} \{X(t) - Y(t + \tau_g)\}^2 dt$$

$$= \left[\int_{-\infty}^{+\infty} X^2(t) dt + \int_{-\infty}^{+\infty} Y^2(t + \tau_g) dt - 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \{X(t) \cdot Y(t + \tau_g)\} dt \right] \dots\dots(1)$$

(1)式の第1項は τ_g と無関係、第2項も τ_g に比べて広範囲に積分すると一定になるから、次式のように第3項を最大にすればよい。

$$\text{Max} \int_{-\infty}^{+\infty} \{X(t) \cdot Y(t + \tau_g)\} dt \\ \equiv \text{Max} R_{xy}(\tau_g) \dots\dots(2)$$

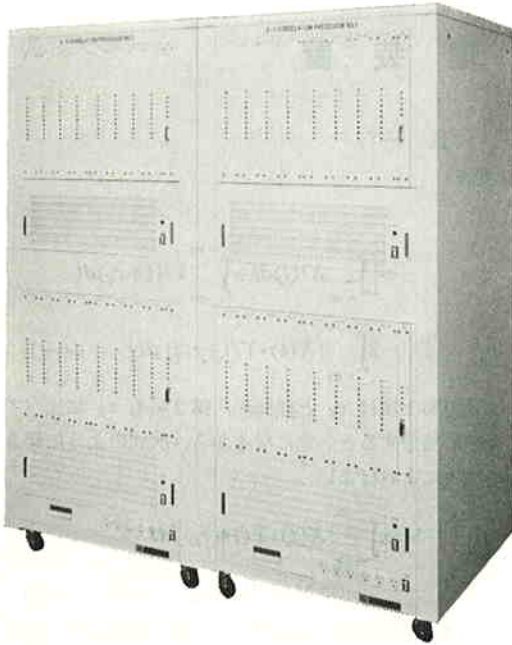
(2)式は相互相関関数を表現している。すなわち2信号間の相互相関関数の値を最大にする τ_g が、遅延時間の推定値である。

3. K-3 型相関処理装置の概要

K-3 型相関処理装置は、膨大な観測データ間の相関をとり積分することにより、電波源からの微弱な信号を抽出する。相関をとったものをそのまま長時間積分すると、遅延時間の変化、フリッジ回転による位相変化等によって、相関関数が時間とともに位相変化を受けるため、相関がなくなってしまう。そこで、ホスト計算機から指定された時間 (パラメータ時間または PP, Parameter Period という) の間、それらの変化を相関処理装置内のハードウェアで補正しながら積分する。PP は、相関処理装置の動作の基本になる時間単位であり、すべての相関データ、相関パラメータは PP ごとに転送される。PP の先頭を BOPP (Begin Of Parameter Period) という。

K-3 型相関処理装置全体の外観を第1図に、またブロック図を第2図に、諸元を第1表に示す。相関処理装置は、4つのクレート (枠の意味) と名付けた単位で構成され、2クレートづつ2架に収められている。各クレートは8チャンネルの相関ユニット (予備として1相関ユニットを含む) とこれらの相関ユニットを制御するユニット・コントローラおよび電源部で構成される。したがって、K-3 型相関処理装置は、32チャンネル同時に相関処理する能力を持っている。1クレートを7チャンネル処理とした理由は、ほとんどの VLBI 実験が7チャンネルの

* 鹿島支所 第三宇宙通信研究室

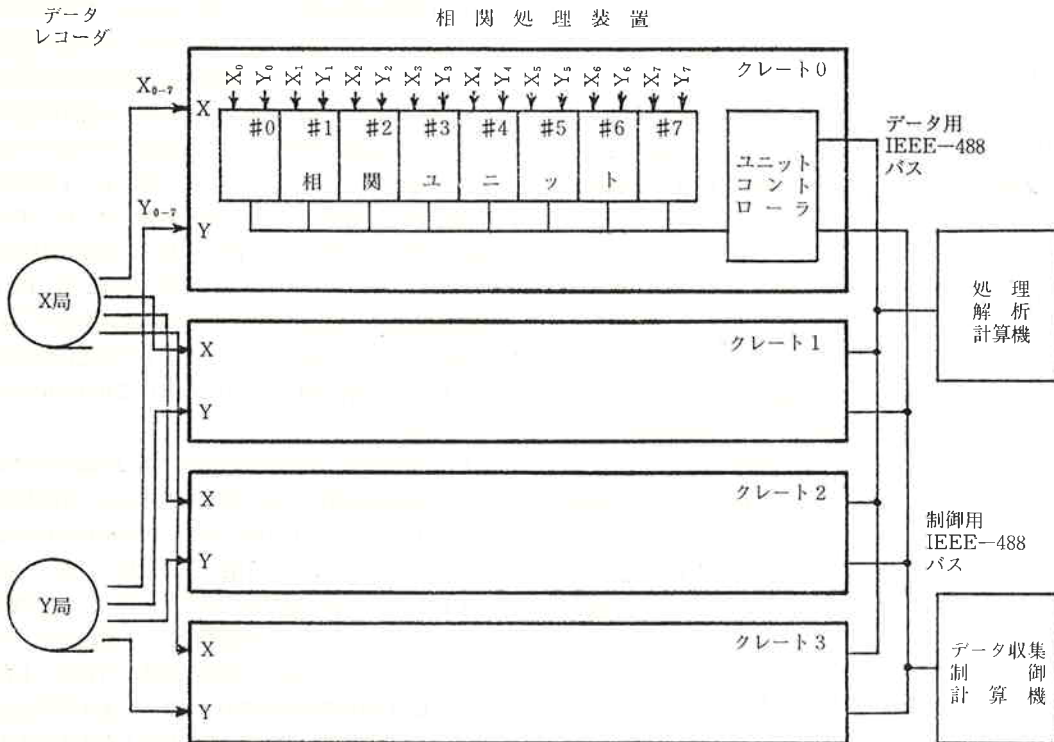


第1図 K-3 型相関処理装置 外観図

整数倍（7、14または28）で行なわれるからである。各々のクレートは完全に独立しているため、マルチベースライン同時処理時の増設が容易である。

32台の相関ユニットはすべて同一のハードウェアを用いているため、故障時の差し換えが可能である。予備ユニットは、他の7ユニットのいずれかと同一の信号が入力されるようにデータレコーダで選択され、この選択チャンネルを順次変化させ、出力相関データを比較することにより、ホスト計算機は相関処理中に相関ユニットを動作確認ができる。これは不良ユニットが発見された場合、すなわち予備ユニットのデータと現用ユニットのデータとが一致しないとき、オペレータに知らせると共に予備ユニットに切り換えられ、処理の中断が起こらないように配慮したためである。

また、通常の測地目的の実験では記録時のデータ速度は4 Mbps であるが、K-3 型相関処理装置は8 Mbps のデータ速度、すなわち通常記録時の2倍の速度で高速処理可能なように設計されているので、処理時間が観測時間の1/2に短縮できる。さらに後述のように7トラック2往復記録されたテープは、同方向のものを同時に、すなわち1往復再生で処理可能なように設計されているので、この場合はさらに処理時間が短縮できる。



第2図 K-3 型相関処理装置 ブロック図

第1表 K-3型相関処理装置の諸元

構 造	8チャンネル×4クレート	
同時相関処理可能チャンネル数	32	
動作速度	0~8M bit/sec	
入力バッファメモリ容量	20000 bit	
遅延変化補正	128 bit	
相関ラグ数	8ラグ 複素	
相関積分カウンタ	24 bit	
積分可能時間	5 msec~8.38 sec at 4 Mbps	
校正信号検出	2レベル 相関	
校正信号積分カウンタ	24 bit	
バ ス	2×IEEE-488	
フリンジ回転補正		
最大フリンジレート	31.0kHz	15.5kHz
位相分解能	0.02 μ rad	
レート分解能	1.86MHz	0.93MHz
最大アクセラレーション補正	931Hz/sec	466Hz/sec
パ タ ー ン	3レベル	
部分ビット補正方法	フリンジ位相の90度ジャンプ	

ユニット・コントローラは2種の IEEE-488バスを持ち、相関ユニットとホスト計算機とのインターフェイスを行なう。一方のバスはデータ用 IEEE-488バスで相関データおよびパラメータ設定を DMA(Direct Memory Access) 方式を用いて 800 k byte/sec の高速で転送できるように、データ処理解析計算機と接続されている。もう一方は制御用 IEEE-488バスで、データレコーダの同期運転および相関処理装置の状態を転送するため、データレコーダの制御と同一の計算機であるデータ収集制御

* ラグ数とは、相関演算時の時間窓の広さを表現し、1ラグは1サンプリング時間に相当する。4 MHz のサンプリング周波数では、8ラグで1.75 μ s の時間範囲の相互相関が得られる。

計算機と接続されている。

なお、K-3型相関処理装置はすべてデジタル動作であるため、本論文ではその機能のみを述べ、実際のデータを相関処理した試験結果については、III-4, 5で論じる。

4. K-3型相関処理装置の機能

4.1 相関ユニット

相関ユニットをクレートから引き出した写真を第3図に示す。1相関ユニットは3枚の4層プリント基板で構成され、約700個のICが使用されている。

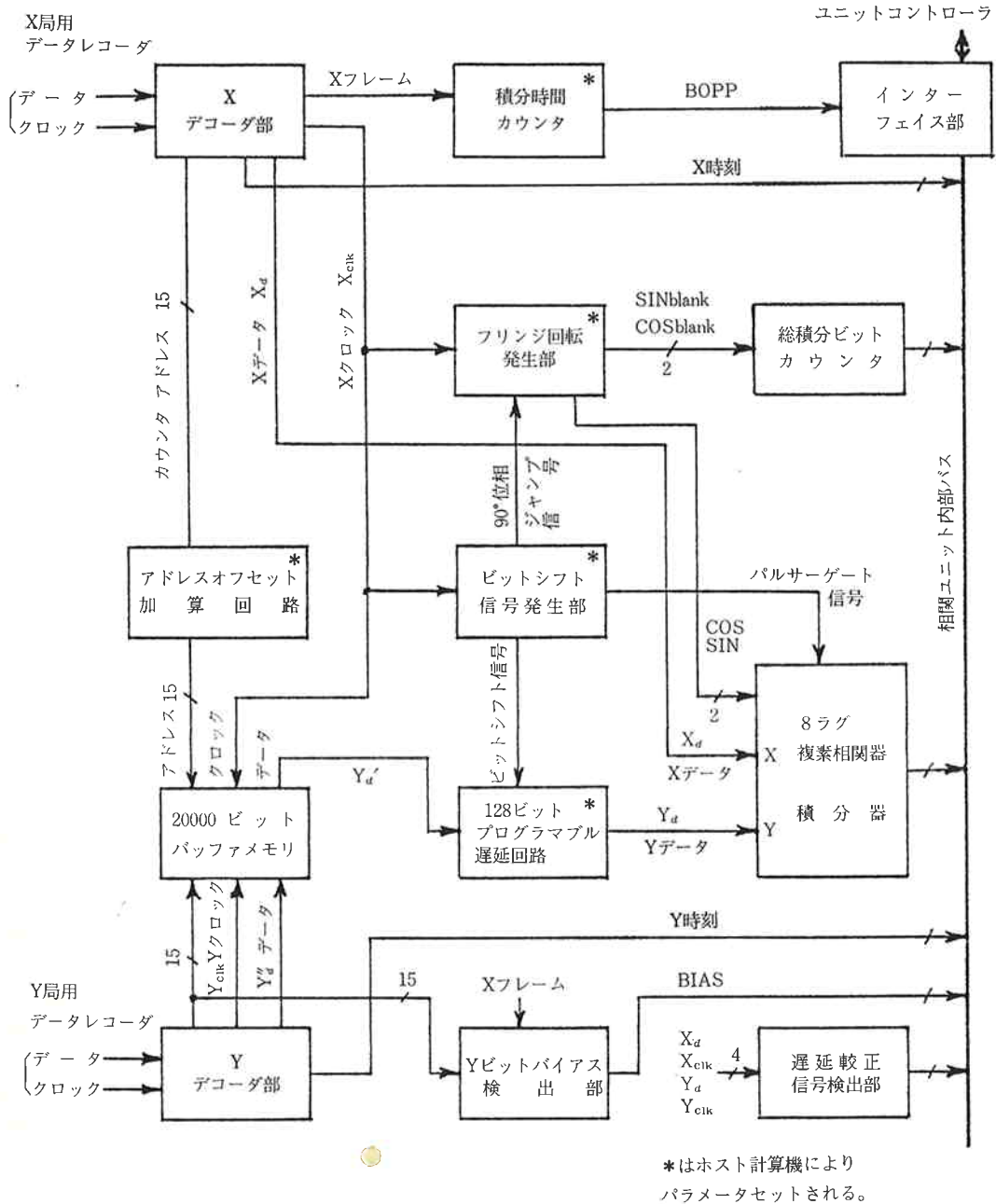


第3図 相関ユニット 外観図

1相関ユニット分のブロック図を第4図に示す。2台のデータレコーダで再生された2組(X局, Y局)のデータとクロックは、それぞれレコーダ部へ入りフレーム同期がとられ、時刻符号が検出される。正しい予測時間差で2局間の相関演算をする必要があるため、Y局信号(Y_d'')はバッファメモリによりX局信号とビット単位で完全に同期がとられ(Y_d')、プログラブル遅延回路で予測遅延変化を補正される(Y_a)。この Y_a とX局信号(X_d)とは、8ラグ複素相関器で8ラグ*の複素相互相関がとられる。このとき、フリンジ回転による相関値の位相変化を補正するため、フリンジ回転発生部で発生したフリンジ回転補正用信号と部分ビット補正用信号とを用いる。この複素相互相関データはPPの間、積分器で積分される。

4.1.1 ヘッドの検出とフレーム同期

磁気テープに記録された信号には、II-5記録信号発生装置で示したように、1フレーム(20000ビット)ごとにヘッドがある。このヘッドには、同期パターンと時刻データとが含まれている。X局, Y局それぞれのデータとクロックとは第4図のX, Yデコーダ部へ入力される。デコーダ部ではまず各々のクロックに基づいてデー



第4図 相関ユニット ブロック図

タ X_a , Y_a が再生される。この再生データから同期パターンが検出され、フレーム同期がとられる。また、時刻データも検出されたインターフェイス部を通じユニット・コントローラに送られる。

ヘッダ部、特に時刻情報に符号誤りが発生した場合、時間軸合成時に支障をきたす。そこで、デコーダ部でヘッダデータから CRC (Cyclic Redundancy Check⁽⁷⁾)

コードを計算し、再生された CRC コードと異なれば TWE (タイムワードエラー) ステイタスをだす。この TWE ステイタスは相関データの一部として、ユニット・コントローラを経由し、処理解析計算機へ送られる。

信号品質が極めて悪く再生信号のビット数の増減が起これば、そのとき以降の相関値が1ビットシフトしてしまい、積分結果に意味がなくなる。デコーダ部では、同

期パターン間のビット数(20000が正常)をカウントし、異なっていればSLIPカウンタを1増加し、PPごとに出力する相関データ中の相関有効フラグを偽にする機能も持っている。

さらにデコーダ部では記録品質をモニタするため、データ8ビットに1ビット付加されているパリティビットのエラーカウントも行なっている。また、パリティビットを除いたデータ X_d, Y_d を相関ユニット内各部に供給する。

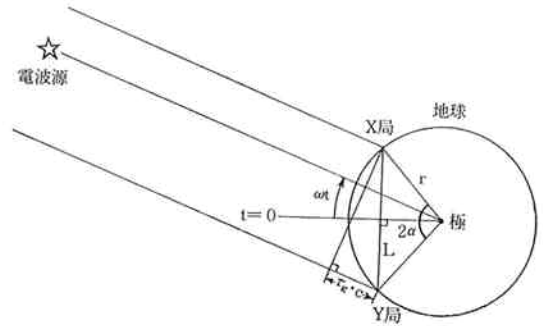
積分時間カウンタは、Xデコーダ部で検出されたXフレーム信号をカウントし、データ収集制御計算機から与えられたPPのフレーム数に一致したときBOPP信号を発生する。この信号により、後述のように相関ユニット内で得られたデータをユニット・コントローラ経由で、処理解析計算機に送る動作が行なわれる。積分時間カウンタは、再生信号に誤りがあり同期パターンが検出されない場合でも、20000ビットごとに1フレームとみなしカウントする。積分時間カウンタは12ビットの構成で、4096フレーム/PPまで設定でき、これは4Mbpsのとき最長20.48秒/PPになる。

4.1.2 ビット同期

データレコーダで同期再生された信号は、ビット単位で同期されていない。またジッタを伴っている。一方、相関演算時には再生された信号をビット単位で同期させる必要がある。したがって、このジッタを相関演算前に取り除かなければならない。Yデコーダ部でパリティビットを取り除かれたY局信号(Y_d'')は、1フレームのビット数と同じ容量の20000ビットのバッファメモリに、一旦書き込まれる。なお書き込みタイミングはY局クロック Y_{clk} 、書き込みメモリアドレスはY局側のビットカウンタ値(0~19999)であり、共にYデコーダ部で作られたものである。このY局データは、X局クロックに同期して読み出される(Y_d')。このとき処理解析計算機からのアプリアリ(予測)遅延ビット分を、X局側のビットカウンタ値アドレスに、アドレスオフセット加算回路を用いて加算する方法によりメモリアドレスを補正する。以上の手順により、X局データと相関演算をすべきY局データが20000ビット以内(テープ長にして17mm)のテープ同期誤差になれば、正しいタイミングで相関がとられることになる。

4.1.3 遅延時間の補正

大陸間VLBI実験で取得されるような長基線データのときは、地球回転により遅延時間が大きく変化するため、相関値を積分するときにビットずれを起こす。このため、遅延時間変化を補正する必要がある。第5図は電波源と地球の赤道上の2局(X局、Y局)の位置を極方



第5図 VLBI 実験 原理図

向から見た図である。図のように、X、Yと地球中心とのなす角を 2α 、光速を c 、地球半径を r とする。線分XYの垂直方向に電波源がある場合を時刻 $t=0$ とすると、両局の遅延時間 τ_g は、

$$\begin{aligned} \tau_g &= \frac{L}{c} \sin \omega t \\ &= \frac{2r}{c} \sin \alpha \cdot \sin \omega t \end{aligned} \quad \dots\dots(3)$$

で表現される。ここで、 $\omega t = \{2\pi / (24 \times 3600)\} \cdot t[\text{sec}]$ である。この式は τ_g が一日で一回転し、その最大値は $(2r/c) \cdot \sin \alpha$ であることを示す。

(3)式で地球の影に入らないで観測可能な範囲は、

$$\begin{aligned} |\omega t| &\leq (\pi/2) - \alpha \\ \therefore \alpha &\leq (\pi/2) - |\omega t| \end{aligned} \quad \dots\dots(4)$$

になる。 α の範囲は対称であるからここでは ωt が負のとき、すなわち

$$\alpha \leq (\pi/2) + \omega t \quad \dots\dots(4)'$$

のみを考える。

(4)'式の条件を考慮した τ_g の最大値 $\tau_{g \max}$ は、(3)式で $\alpha = \omega t = \pi/4$ のとき、すなわち電波源がいずれかの局の真上にある場合、

$$\begin{aligned} \tau_{g \max} &= (2r/c) \cdot 1/2 \\ &= 43.3/2 = 21.7[\text{msec}] \end{aligned} \quad \dots\dots(5)$$

が得られる。サンプリング周波数が4MHz時には、(3)式の遅延時間差をビット数に換算すると80000ビット以上になるため、バッファメモリでは吸収できず、テープ同期時に予測遅延時間を考慮する必要がある。

次に(3)式から、1秒あたりの遅延変化率 $\dot{\tau}_g$ を考える。

$$\dot{\tau}_g = \frac{2r}{c} \sin \alpha \cdot \omega \cdot \cos \omega t \quad \dots\dots(6)$$

(6)式を最大にする ωt 、 α は(4)'式の条件から、 $\omega t = 0$ 、 $\sin \alpha = 1$ のときである。すなわち2局が正反対の点にあり、2局を結ぶ線分と垂直方向に電波源がある場

合、次式のような最大値 $\dot{\tau}_g \max$ が得られる。

$$\dot{\tau}_g \max = 2r/c \cdot \omega = 3.15 [\mu\text{s/s}] \quad \dots\dots(7)$$

PP 内でのビットシフト回数 S_b は、パラメータ時間を T 、サンプリング間隔を t_s とすると、

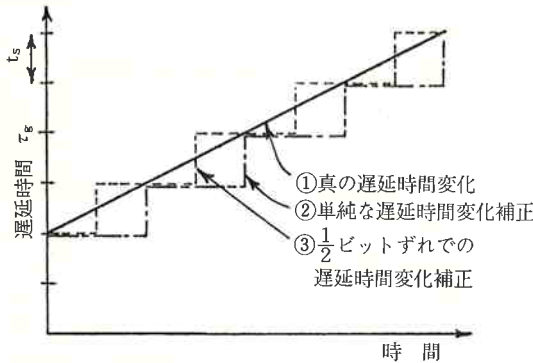
$$S_b = \frac{\dot{\tau}_g \max \cdot T}{t_s} \quad \dots\dots(8)$$

であり、サンプリング周波数が 4 MHz、積分時間が 8 秒の場合、 $T=8[\text{sec}]$ 、 $t_s=250[\text{ns}]$ を代入すると、

$$S_b = 100.8 [\text{bit}] \quad \dots\dots(9)$$

になる。そこで第 4 図のように、128 ビットのプログラマブル遅延回路を用いた。

第 4 図のビットシフト信号発生部では、処理解析計算機から与えられる $T1$, $4T$ という値にしたがって、BOPP から $T1$ ビット後に、その後 $4T$ ビットごとにビットシフト信号を発生し、128 bit のプログラマブル遅延回路での遅延量を 1 ビットずつ変化させる。プログラマブル遅延回路は 128 bit なので、(8) 式から逆算すると最悪の場合でも 10.1 秒積分の間、遅延時間の変化を補正できるようになる。このビットシフト信号は、4.1.5 で述べるように部分ビット補正でも使用される。



第 6 図 遅延時間変化とその補正法

第 6 図は、遅延時間 τ_g の変化と補正法を示したものである。第 6 図①で示すように真の遅延時間変化は、短時間内では直線とみなせる。K-3 型 VLBI システムでは、標準化されているデジタル信号を扱うので、サンプリング間隔 t_s 単位でしか遅延時間の補正は不可能である。②のように、①から t_s 分ずれたときにビットシフトを起こす方法があるが、これよりは K-3 型相関処理装置で採用している③の $\frac{1}{2} t_s$ ずれたときにビットシフトをおこなう方法のほうが、はるかに真の遅延時間からのずれが小さいことがわかる。この③のタイミングが得られるように、処理解析計算機で $T1$, $4T$ を計算している。

次に $\dot{\tau}_g$ の変化率 $\ddot{\tau}_g$ を考えると、(6)式から

$$\begin{aligned} \ddot{\tau}_g &= -\frac{2r}{c} \sin \alpha \cdot \omega^2 \cdot \sin \omega t \\ &= -\frac{2r}{c} \cdot \omega^2 \cdot \sin \alpha \cdot \sin \omega t \quad \dots\dots(10) \end{aligned}$$

が得られる。(10)式で $\ddot{\tau}_g$ の最大値 $\ddot{\tau}_g \max$ は、(4) 式 の条件から、 $\alpha = \pi/2 + \omega t$ 、 $\omega t = \pi/4$ のとき次のようになる。

$$\begin{aligned} \ddot{\tau}_g \max &= -\frac{2r}{c} \omega^2 \left\{ \sin \left(\frac{\pi}{2} + \omega t \right) \cdot \sin \omega t \right\} \\ &= -\frac{2r}{c} \omega^2 \cdot \frac{1}{2} \left\{ \cos \frac{\pi}{2} - \cos \left(\frac{\pi}{2} + 2\omega t \right) \right\} \\ &= \frac{2r}{c} \omega^2 \cdot \frac{1}{2} \quad \dots\dots(11) \end{aligned}$$

(11)式に数値を代入すると、

$$\ddot{\tau}_g \max = 114 [\text{psec/sec}^2] \quad \dots\dots(12)$$

が得られ、8.38 秒積分でも 8.04 nsec、すなわちサンプリング周波数が 4 MHz のとき、 11.6° しか相関値の位相が変化しない。したがって、積分した場合の $\ddot{\tau}_g$ による相関値のロスは無視でき、 $\ddot{\tau}_g$ の補正は必要ないことがわかる。

4.1.4 フリンジ回転補正

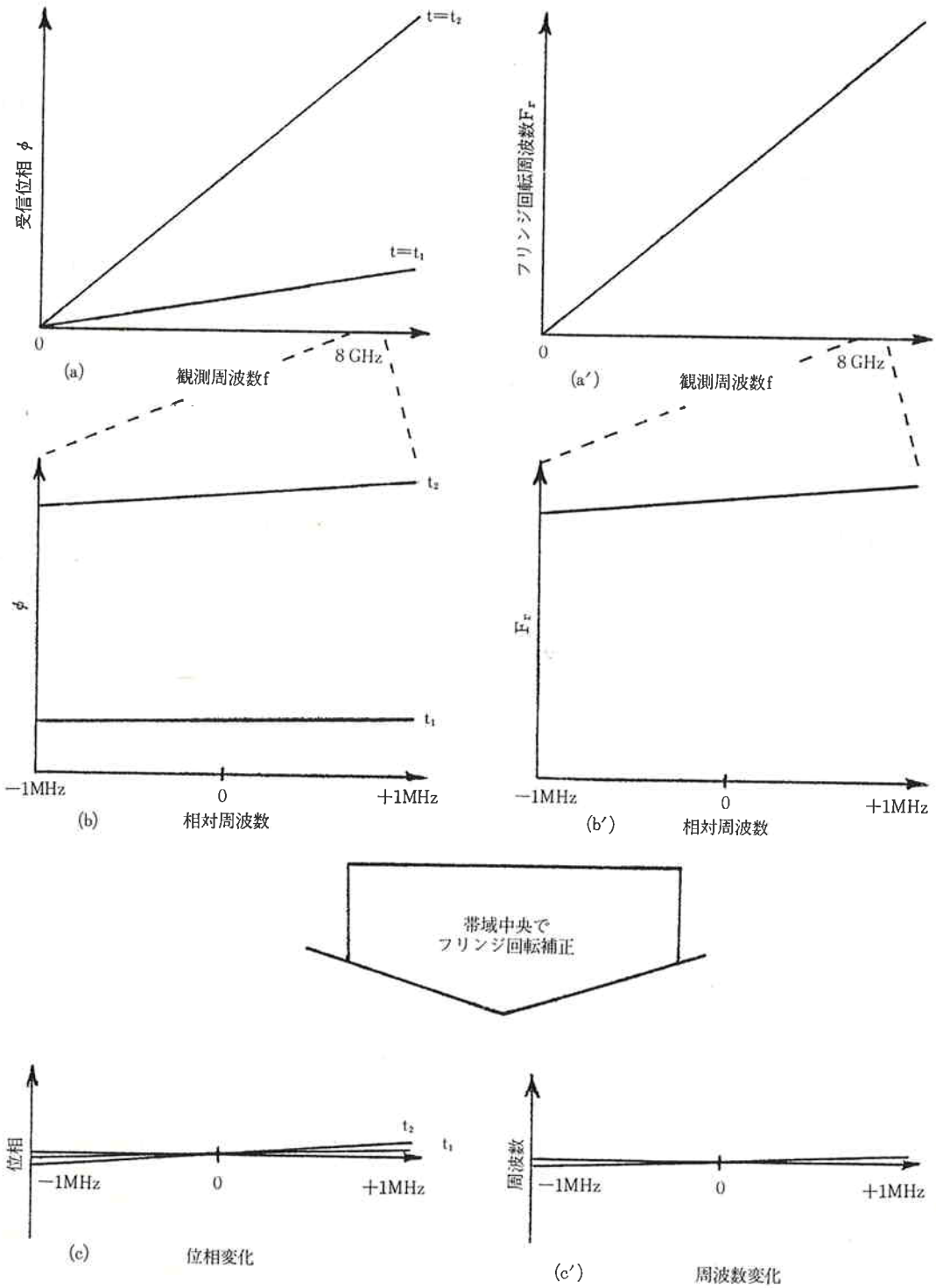
4.1.3 で述べたように地球回転により電波源と観測局との距離が変化するため、遅延時間 τ_g が変化する。このことは、観測局からは電波源がある速度で移動しているように見えることを意味している。したがって受信信号はドップラー効果を受け、受信位相 ϕ に時間的变化が生じる。これをフリンジ回転⁽⁷⁾という。そこで、積分する前にこれを補正する必要がある。これをフリンジストッピングまたはフリンジ回転補正という。

位相の変化量は観測周波数 f の関数になる。位相変化周波数をフリンジ回転周波数 F_r といい、次式で求められる。

$$F_r = f \cdot \dot{\tau}_g \quad \dots\dots(13)$$

第 7 図 (a) は、観測周波数 f と受信位相 ϕ との関係、時刻 t_1 , t_2 を例にとり、また (a)' は f とフリンジ回転周波数 F_r 、すなわち受信位相変化の周波数との関係を示している。

通常の測地目的の VLBI 実験の場合、1 チャンネルあたり 2 MHz の観測帯域をもっている。この帯域内での f と ϕ 、 F_r の関係、すなわち第 7 図 (a), (a)' を f 方向に拡大したものを、第 7 図 (b), (b)' に示す。フリンジ回転補正は観測周波数内のある一点 (この例では帯域の中央) でのフリンジ回転周波数を予測計算し、相関時に位相をずらせて補正することである。この結果 ϕ 、 F_r は第 7 図 (c), (c)' のように非常に減少でき、長時間積分し



第7図 フリッジ回転とその補正法

ても相関が保存される。

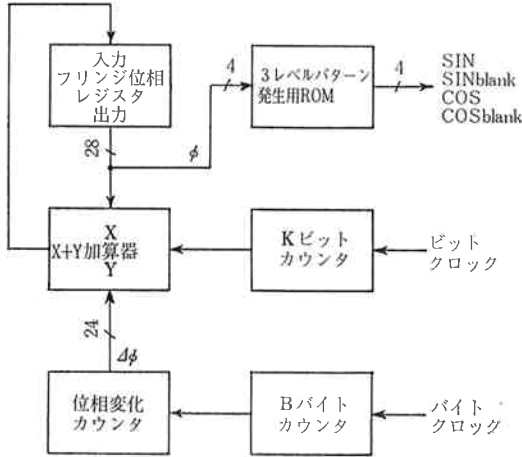
地球上が観測可能な最大のベースライン長の場合、フリンジ回転周波数 F_r は次式の最大値 $F_r \text{ max}$ をとる。

$$F_r \text{ max} = f \cdot \dot{\tau}_g \text{ max} \quad \dots\dots(14)$$

(14式)に(7式)を代入すると、 $f=8.6$ [GHz] のとき、

$$F_r \text{ max} = 27.1 \text{ [kHz]} \quad \dots\dots(15)$$

と極めて大きい値になる。すなわち $37 \mu\text{s}$ で相関パターンの位相が一回転するので、フリンジ回転を補正しなければ、 $37 \mu\text{s}$ 積分すると無相関になってしまう。

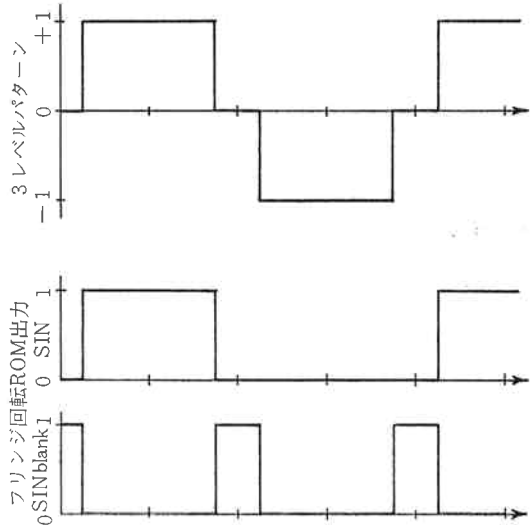
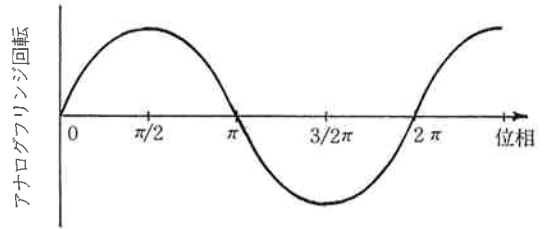


第8図 フリンジ回転発生部 ブロック図

K-3 型相関処理装置では、第4図のようにフリンジ回転発生部があり、このブロック図を第8図に示す。まず、BOPPのタイミングで、処理解析計算機で演算した初期位相 ϕ_0 を、フリンジ位相レジスタ (28ビット) に保存する。Kビットカウンタは、指定されたビット数 K (1~16) ごとに加算器に信号を送出し、周期に相当する位相変化カウンタ (24ビット) の値 $\Delta\phi_0$ が、フリンジ位相レジスタ値 ϕ に加算される。このフリンジ位相レジスタ値の上位4ビットは、3レベルパターン発生用ROMのアドレスとして使用され、SIN, SIN blank, COS, COS blank 信号が発生される。

第9図は正弦波を例にとり、アナログ信号と3レベルの近似パターンとを示す。この3レベル近似パターンは、ROM (Read Only Memory) に書かれていて、SIN, SIN blank という2ビットの信号で表現される。SIN blank は、3レベル近似パターンが0のとき1になる。また SIN blank が0のとき、SINの1, 0が、3レベル近似パターンの、+1, -1に対応している。この、簡単なハードウェアで構成される3レベル近似法による、コヒーレンス・ロス (相関値のロス) は4%⁽⁹⁾である。

K-3 型相関処理装置は、28ビットのフリンジ位相レ



第9図 3レベル近似によるフリンジ回転補正パターン

ジスタをもっているので、位相分解能 R_0 は、

$$R_0 = 360/2^{28} = 1.34 [\mu^\circ/\text{STEP}] \quad \dots\dots(16)$$

になる。フリンジ回転補正の最大可能値 $F_r \text{ max}$, 分解能 R_f は K により変化し、サンプリング周波数を f_s とすると

$$F_r \text{ max} = \frac{2^{24}}{2^{28}} \times \frac{f_s}{K} \quad \dots\dots(17)$$

$$R_f = \frac{2}{2^{28}} \times \frac{f_s}{K} \quad \dots\dots(18)$$

になる。これからKを大きくすると分解能は上がるが、フリンジ回転補正の最大値は下がることがわかる。

(18式)で $f_s=4$ [MHz] のときは、

$$F_r \text{ max} = 31.0 \text{ [kHz]}, R_f = 1.83 \text{ [mHz]}$$

(K=8 のとき)

$$F_r \text{ max} = 15.5 \text{ [kHz]}, R_f = 0.92 \text{ [mHz]}$$

(K=16のとき) $\dots\dots(19)$

になり、K=8 の場合、8.38 秒積分での位相誤差は5.5度と充分低い値を得ている。

次に F_r の変化率、すなわちフリンジ回転加速度 \dot{F}_r を考える。 \dot{F}_r の最大値 $\dot{F}_r \text{ max}$ は、(14式)より

$$\dot{F}_r \text{ max} = \dot{\tau}_g \text{ max} \cdot f \quad \dots\dots(20)$$

になり、 $f=8.6$ [GHz] のとき

$$\dot{F}_r \text{ max}=0.980[\text{Hz/sec}] \quad \dots\dots(20')$$

になる。この加速度では、1秒間の積分でもフリンジ回転周波数が1 Hz 変化するので、相関がなくなってしまふ。K-3 型相関処理装置では第8図のように、Bバイトカウンタは、処理解析計算機から指定されたバイト数Bごとに信号を送出する。Bバイトカウンタ出力信号により、フリンジ位相変化カウンタの値 4ϕ は1ステップ増加または減少し、フリンジ回転加速度を補正している。補正可能なフリンジ回転加速度の最大値 $A \text{ max}$ は、

$$A \text{ max} = \frac{R_f}{(8B/f_s)} = \frac{(f_s/2^{28} \cdot K)}{(8B/f_s)} \\ = \frac{f_s^2}{8B \cdot 2^{28} \cdot K} \quad \dots\dots(21)$$

になり、 $f_s=4$ [MHz] では、

$$A \text{ max}=931[\text{Hz/sec}] \quad (K=8 \text{ のとき})$$

$$A \text{ max}=466[\text{Hz/sec}] \quad (K=16 \text{ のとき})$$

$\dots\dots(22)$

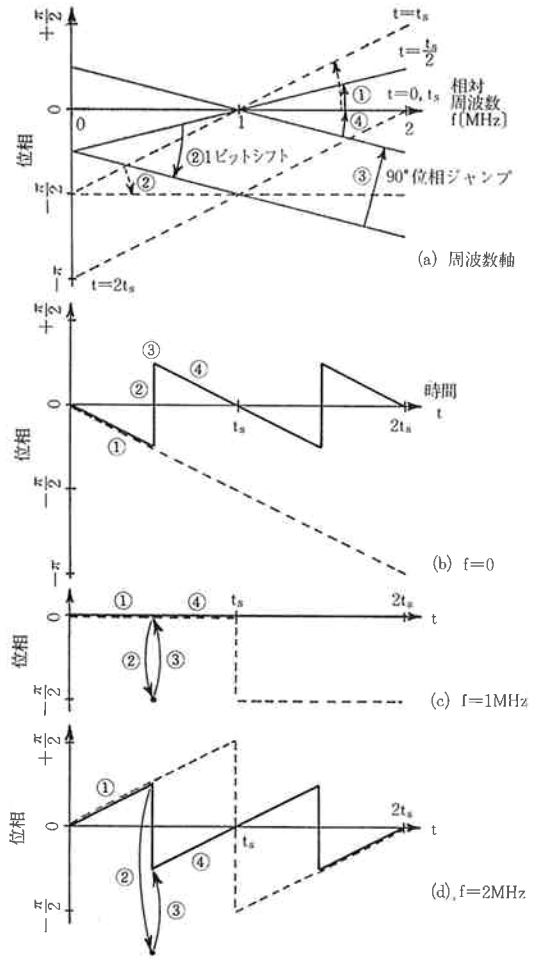
が得られ、(20)' 式を充分満足できる値である。

4.1.5 部分ビット補正

第7図(a)'のようにフリンジ回転周波数 F_r は周波数軸上で連続的に変化しているが、K-3 型相関処理装置では時間軸上で補正を行なっている。

観測信号は帯域をもっているため、時間軸でのフリンジ回転補正では第7図(c), (c)'のように単一周波数でしか補正できず、他の周波数では部分ビットと呼ばれる位相誤差を生じ、相関値の低下をまねく。そこで K-3 型相関処理装置では、 τ_g が予測値から1/2ビットずれたときに、第4図のプログラム遅延部で1ビットシフトを起こすと同時に、フリンジ回転発生部のフリンジ回転位相レジスタの値を90度ジャンプさせている⁽⁹⁾。

4.1.4のフリンジ回転補正を帯域中央で行なった場合、周波数対位相を第10図(a)に、各周波数における位相のずれを第10図(b)~(d)に、それぞれ時間 t の経過とともに示す。第10図では、K-3 型相関処理装置で用いている方式(1/2ビットずれたとき、1ビットシフトし、同時にフリンジ回転位相を90度ジャンプする)の場合を実線で、90度ジャンプしないで1ビットずれでシフトを起こした場合を破線で示す。第10図(a)のように観測帯域内の位相差が零のときの時刻を $t=0$ とすると、 $t=t_s/2$ (1/2ビット時間)までは第9図①の動きをし、 $t=t_s/2$ では $f=0$ で $-\pi/4$ 、 $f=2$ MHz で $+\pi/4$ の位相になる。このとき1ビットシフトすると、②のように位相は $f=0$ では変化せず、 $f=2$ MHz で $-\pi$ 変化する。これは、サンプリング周波数は観測帯域の2倍、4 MHz であるので、 $f=2$ MHz ではビットシフトにより位相



第10図 部分ビット補正法

が反転するという理由による。②と同時に③の+90度位相ジャンプが行なわれると、帯域全体にわたり位相が $+\pi/2$ される。その後、 $t=t_s/2$ から t_s まで④で示す位相変化をする。(a)を書き直し、時間に対する $f=0, 1, 2$ MHz における位相変化をそれぞれ(b), (c), (d)に示す。

第10図(b)~(d)から破線に比べ実線の位相ずれが著しく小さくなるのがわかる。この手法は簡単ではあるが、位相ずれの面積が小さくなり、コヒーレンス・ロスが約3.4%に低減できる。なお、破線で示す方法だとロスは約13%にもなる⁽⁹⁾。

4.1.6 相関積分

電波源からの信号は、アキュジション・ターミナル内の記録信号発生器で1ビットの量子化がなされている。1ビット信号の場合、排他的論理和(Exclusive OR)ゲートを用いてビットの一致・不一致を判定することによって、極めて簡単に相関が得られる。しかし、フリ

第2表 8ラグ複素相関器・積分器の真理値表

入力データ		出力相関値
X	Y	$\overline{X \oplus Y}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

フリッジ回転発生部信号			相 関 値 $\overline{X \oplus Y}$	積 分 カ ウ ン タ	総 積 分 ビ ッ ト カ ウ ン タ
3 レ ベ ル	2 レ ベ ル				
	SIN	SIN BLANK			
+ 1	1	0	1	+ 1	+ 1
			0	0	+ 1
0	0	1	1	0	0
			0	0	0
- 1	0	0	1	0	+ 1
			0	+ 1	+ 1

ジ回転補正の項で述べたように位相回転を補正する必要があるので、K-3型相関処理装置では相関演算時に、第4図のようにフリッジ回転発生部で発生したCOS、SIN信号を8ラグ複素相関器に入力する。

第2表に示す真理値表にしたがい正弦(実数部)を例にとり、8ラグ複素相関器・積分器の動作を説明する。なお、余弦(虚数部)の場合も全く同様である。SIN信号が1のときはX局データとY局データとが一致したときに相関値が1になるため、積分カウンタのカウンタ値がクロックごとに1増加する。SIN信号が-1のときはX局データとY局データとが一致するときに相関値が0になり、積分カウンタのカウンタ値は変化しない。また、SIN信号が0のときはX局データとY局データとの相関にかかわらず、積分カウンタのカウンタ値は変化しない。第4図の総積分ビットカウンタは、相関データを正規化するためのものであり、フリッジ回転発生部で作られる3レベル近似パターン(第9図)が、0でないときクロックごとに1増加する。言い換えれば、SIN blank信号が0のときクロックごとに1増加し、1のときは変化しない。これによって、積分カウンタのカウンタ値をI、総積分ビットカウンタのカウンタ値をCとすると、-1~+1で正規化した相関値σは、

$$\sigma = \frac{I - (C/2)}{C} \times 2 = \frac{2I - C}{C} \quad \dots\dots(23)$$

で求められる。23式の演算は、I、Cの相関データから処理解析計算機でなされる。

本来なら、逆相関の場合は減算すれば良いのであるが、ハードウェアを簡単にするためにこの方法をとった。実際のハードウェアは、第1表をもとに以下のブール代数計算を行なった。

$$\begin{aligned} & S \cdot \overline{X \oplus Y} \cdot \overline{S_b} + \overline{S} \cdot (X \oplus Y) \cdot \overline{S_b} \\ &= S \cdot (\overline{X} \cdot \overline{Y} + X \cdot Y) \cdot \overline{S_b} \\ &\quad + \overline{S} \cdot (X \cdot \overline{Y} + \overline{X} \cdot Y) \cdot \overline{S_b} \\ &= (S \cdot \overline{X} \cdot \overline{Y} + S \cdot X \cdot Y \\ &\quad + \overline{S} \cdot X \cdot \overline{Y} + \overline{S} \cdot \overline{X} \cdot Y) \cdot \overline{S_b} \\ &= \{Y \cdot (S \cdot X + \overline{S} \cdot \overline{X}) \\ &\quad + \overline{Y} \cdot (\overline{S} \cdot \overline{X} + X)\} \cdot \overline{S_b} \\ &= \{Y \cdot (\overline{X \oplus S} + (\overline{Y} \cdot (X \oplus Y))) \cdot \overline{S_b} \\ &= Y \oplus (\overline{X \oplus S}) \cdot \overline{S_b} \quad \dots\dots(24) \end{aligned}$$

ここで、SはSIN信号、S_bはSIN blank信号、X、YはそれぞれX局、Y局データ X_a、Y_aを示す。

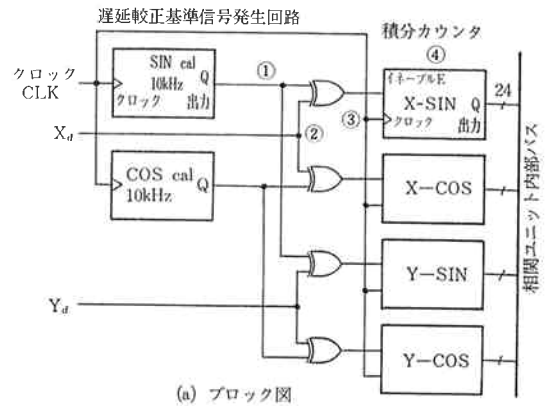
この24式を実現する回路を第11図に示す。XとSとはEX-NOR(排他的論理和を反転したもの)ゲートにより、 $\overline{(X \oplus S)}$ が得られ、さらにこれとYとはEX-NOR

ゲートにより $Y \oplus (X \oplus S)$ になる。次に、 $\overline{S_b}$ との AND ゲートにより、積分カウンタのイネーブル入力は $Y \oplus (X \oplus S) \cdot \overline{S_b}$ になって、 ④ 式と同一の形が得られる。積分カウンタはイネーブル入力が1の間、クロックをカウントする。 $Y_a(t)$ は7つのD型フリップ・フロップにより、1ビットずつ順次遅延させられ、 $Y_a(t) \sim Y_a(t-7)$ の並列出力が得られる。この $Y_a(t) \sim Y_a(t-7)$ は並列に上記のカウントがなされ、ラグ0～7の積分値が得られる。

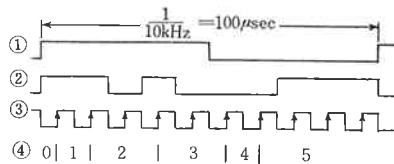
4.1.7 遅延校正信号の検出

II-3 で述べたように、観測時に電波源からの信号に 10 kHz の遅延校正信号が重畳されていて、第4図の遅延校正信号検出部がこの信号の位相を検出する。遅延校正信号検出部内で発生された遅延校正基準信号 (SINcal, COScal) と X 局, Y 局信号間の相関演算を行なうことにより、それぞれの局のアクジション系におけるチャンネル間の位相差が得られ、このデータはバンド幅合成⁽³⁾に用いられる。

遅延校正信号検出部 (正弦のみ、余弦も同様) は、第12図(a)のような構成になっていて、各点①～④のタイミング・チャートを(b)に示す。まずX局フレームに同期し、相関処理装置内クロックに同期した 10 kHz の① SINcal, COScal それぞれの2値パターンを発生する。



(a) ブロック図



(b) タイミングチャート

第12図 遅延校正信号検出部 ブロック図

②X局データ X_a は、① SINcal 信号と一致していれば、カウンタはイネーブルになり、③クロックがくるごとに加算する。また②と①が不一致ならばカウンタはそのままの値である。この結果、第12図(b)の④のようにカウントされることになる。

サンプリング周波数が 4 MHz のときの観測データの処理では、4 MHz / 10 kHz = 400 クロックで一周期になるように、遅延校正基準信号を発生する。一方他のサンプリング周波数では、一周期のクロック数を変える必要がある。K-3 型相関処理装置では、再生ヘッダ内のサンプリング周波数情報を用いることにより、自動的に各サンプリング周波数に対応可能である。

パラメータ時間中の総ビット数を P 、積分カウンタのカウンタ値を D とすると、 $-1 \sim +1$ で正規化した相関値 σ_c は、

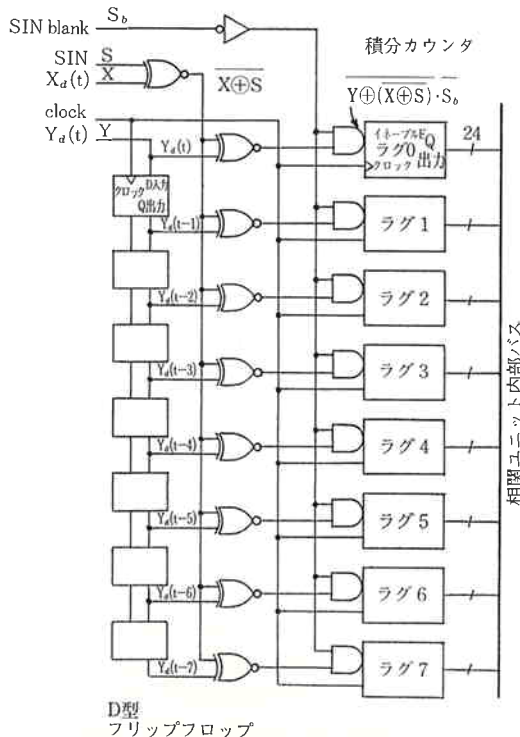
$$\sigma_c = \frac{D - (P/2)}{P} \times 2 = \frac{2D - P}{P} \quad \dots\dots \text{②5}$$

で得られる。②5式の演算は、 D の相関データと計算された P とから、処理解析計算機でなされる。

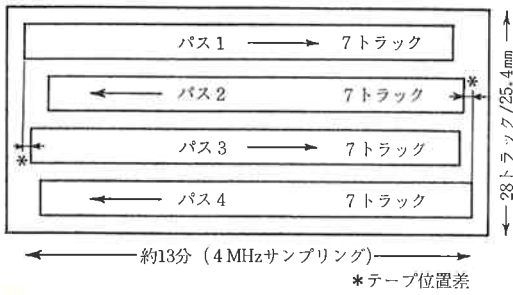
以上の動作は 8 ラグ複素相関器・積分器と同様であるが、パターンを 2 値に、ラグ数を 1 に簡略化したものである。

4.1.8 異時間観測データの並行処理

今、磁気テープ上に第13図に示すような 7 トラックに 7 チャンネル信号が、2 往復観測されている場合を考え



第11図 8 ラグ複素相関器・積分器 ブロック図



第13図 モード E 記録テープ

る。なお、相関処理装置の1チャンネルはデータレコーダの1トラックに対応している⁽¹⁰⁾。まずパス3、4の記録時には、既に記録されたパス1、2の信号を再生して、そのクロックでデータレコーダを走行させ、再生時刻信号により書き込みタイミングを知り、パス1-3間と、パス2-4間それぞれのテープ位置差(第13図)を全局で一致させておくものとする。

4 MHz のサンプリング周波数の場合、1パス当たり約13分の観測になる。パス1と3と同一電波源を観測した場合、観測時刻差は約26分になり、その間の τ_g の差 $\Delta\tau_g$ の最大値 $\Delta\tau_g \max$ は(7式より、

$$\Delta\tau_g \max = \dot{\tau}_g \max \cdot 26 \cdot 60 = 4.84 [\text{ms}] \dots\dots(26)$$

になる。したがってサンプリング周波数が4 MHz の場合のビット差は、

$$4.84 [\text{ms}] \times 4 [\text{Mbps}] = 19,344 [\text{bit}] \dots\dots(27)$$

になる。K-3 型相関処理装置では第4図のように20000ビットのバッファメモリをもたせてあるので、アプリオリ遅延時間をパス1処理用クレートとパス3処理用クレートと間のビット差を異なる値にセットする方法で、 $\Delta\tau_g$ を吸収できる。このように同一電波源観測の場合は1往復再生が可能になり、処理時間がさらに半分になる。

次にパス1と3とでは異なる電波源を観測した場合、許容方向差の最小値 $\Delta\theta \min$ を考えると、

$$\Delta\theta \min = \frac{C_{bm}/f_s}{\dot{\tau}_g \max} \times \frac{360}{24 \times 3600} = 6.72 [^\circ] \dots\dots(28)$$

になる。ここで、 C_{bm} =バッファメモリ容量 [ビット] (=20000) である。これから、東西方向に 6.72° 以内の角度差の電波源観測の場合は、いかなるベースラインでも同時処理できることになる。

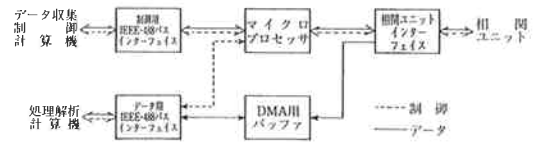
4.1.9 パルサ信号の処理

パルサからの信号強度は周期的に変化するため、この信号が強い時間のみ積分すると、相関値の S/N が良くなる。K-3 型相関処理装置はパルサ信号を処理するため、BOPP から数えて $P1$ ビット後から $4P$ ビット間

のみ、相関積分を行なうパルサモードも持っている。パルサモードの場合、第4図のビットシフト信号発生部で処理解析計算機から与えられた $P1, 4P$ により、積分ゲート信号を発生させ、8ラグ複素相関器・積分器の積分動作を制御している。

4.2 ユニット・コントローラ

ユニット・コントローラはデータ用、制御用2種のIEEE-488バスを通じてホスト計算機(データ収集制御計算機および処理解析計算機)と通信し、クレート内8台の相関ユニットを制御するもので、第14図にブロック図を示す。



第14図 ユニット・コントローラ ブロック図

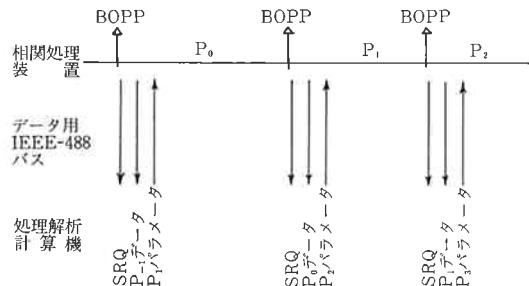
4.2.1 IEEE-488 バスインターフェイス

(1) 制御用 IEEE-488 バス

このバスは、データ収集制御計算機に接続され、主に相関処理装置の制御、テープ同期に用いられる。コマンド送受信、解釈、相関ユニット制御等すべての動作は、内蔵のマイクロプロセッサが行なうため、バイト転送速度は数十 k byte/sec である。

(2) データ用 IEEE-488 バス

このバスは、短い積分時間でも相関パラメータの伝送と相関データの転送とが可能のように、設計されている。IEEE-488バスのリスナ、トカ⁽¹¹⁾指定は制御用IEEE-488バスと同じマイクロプロセッサによるが、そのあとはDMA転送をハードウェアで実行し、その速度は800 k byte/sec と極めて高速である。



第15図 ユニット・コントローラ タイミングチャート

ユニット・コントローラのタイミングチャートを第15図に示す。クレート内のすべての相関ユニットがBOPPを出したとき、処理解析計算機にIEEE-488バスで規定されているSRQ(Service Request)⁽¹¹⁾という信号を送出する。処理解析計算機はSRQによる割り込み

よりポーリング⁽¹¹⁾し、並列に接続されているどの機器が SRQ を出しているのかを各機器に応答させ、BOPP 状態のクレートを知る。処理解析計算機はこのクレートに対しコマンドを送り、ユニット・コントローラは前 PP で得られた 8 ユニット分の相関データを一括して処理解析計算機に送出し、次に次 PP 用の 8 ユニット分の相関パラメータを一括して受信する。これらの送受信は、第14図の DMA 転送用バッファを介して行なわれる。

4.2.2 テープ時刻差の演算

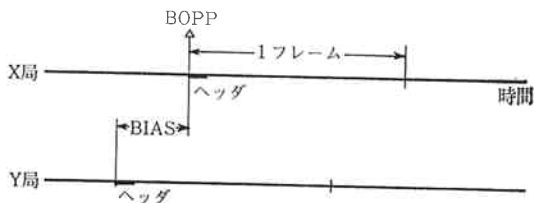
処理解析計算機から与えられる予測遅延時間から、データレコーダで再生された信号間の時刻差が、どれだけずれているかを同期誤差という。この演算は、ユニット・コントローラのマイクロ・プロセッサで行なっている。同期誤差はデータ収集制御計算機で取得され、データレコーダの走行速度を制御することにより、データレコーダの同期⁽¹⁾を達成する目的で用いられる。

まず、クレートは制御用 IEEE-488 バスから、どの相関ユニットを同期基準チャンネルにするか指定される。同期基準チャンネルに対応する相関ユニットに入力された信号が、第16図で示されるタイミングとすると同期誤差 E は、次式のようになる。

$$E_f = \frac{(T_y - T_x)}{T_f} - A_f$$

$$E_b = \text{BIAS} - A_b \quad \dots\dots(29)$$

ここで、 E_f 、 E_b は E のフレーム数、ビット数、 A_f 、 A_b は予測遅延時間のフレーム数、ビット数、 T_x 、 T_y は X、Y 局信号のヘッダに含まれている観測時刻、BIAS=X、Y 局間のビット差、 $T_f=1$ フレーム時間 (4 MHz サンプリング時で 5 ms) である。



第16図 テープバイアス

4. まとめ

以上論じたように、動作速度が高く、積分によるロス を低くし、拡張性、信頼性にすぐれた、K-3 型相関処理装置が設計どおり完成した。K-3 型相関処理装置は、日本での大陸間 VLBI 用相関処理装置の第一号機として活躍している、その性能が確認されている⁽²⁾⁽¹²⁾。また K-3 型相関処理装置は、測地目的のほか電波天文への応用も可能であり、さらに幅広い活躍が期待されている。

る。

K-3 型相関処理装置は、処理速度に重点を置いたため部品点数および消費電力が増えてしまった。この点については、カスタム IC の開発、高速低消費電力 IC の採用等により、より小型・低消費電力の装置が開発できよう。

今後さらにコヒーレンスロスの低下、またホスト計算機の負担を減少させるため、周波数軸上でのフリッジ回転補正法を用いたものの開発をめざしたい。

謝 辞

K-3 型相関処理装置の製作を担当された、沖電気株式会社の方々、また本研究を行なうにあたり、有益な御助言を頂いた電波研究所 VLBI 研究開発本部諸氏、御協力を頂いた電波研究所 VLBI 研究開発センター諸氏に感謝する。

参 考 文 献

- (1) 雨谷純、浜真一；“レコーダ同期制御”，本季報 III-3.
- (2) 国森裕生、浜真一；“相関器制御・データ収集ソフトウェア (KROSS)”，本季報 III-4.
- (3) 近藤哲朗、国森裕生；“バンド幅合成ソフトウェア (KOMB)”，本季報 III-5.
- (4) Y. SUGI MOTO, N. KAWAGUCHI；“Performances and Data Processing of K-3 VLBI System for Geodesy”，UJNR 地震予知技術専門部会，第 3 回合同部会会議録，1983.
- (5) 杉本裕二、浜真一、川口則幸；“K-3 型 VLBI システム・相関プロセッサの開発報告”，天文学会春季年会予稿集，1983.
- (6) 河野宣之；“K-3 型 VLBI システムの概要”，本季報 I-3.
- (7) 河野宣之；“VLBI の原理”，電波研究所季報，24，130，455-，1978.
- (8) 木澤誠；“デジタル磁気記録”，222-，昭晃堂，1979.
- (9) Noriyuki KAWAGUCHI；“COHERENCE LOSS AND DELAY OBSERVATION ERROR IN VERY-LONG-BASELINE INTERFEROMETRY”，J. Radio Res. Lab.，30，129，59-87，1983.
- (10) 浜真一、雨谷純；“データレコーダ”，本季報 II-6
- (11) 岡村迫夫；“標準デジタルバス (IEEE-488) とその応用”，CQ 出版，1982.
- (12) 高橋富士信；“処理解析システムによる基線解析結果”，本季報 V-2.