

V-4. 実時間相関システム

河野 宣之*

REAL TIME CORRELATION SYSTEM

By

Nobuyuki KAWANO

1. ま え が き

V L B Iによる遅延時間の決定精度は受信する周波数帯域幅に比例して良くなるので、できるだけ帯域幅を広くとることが望ましい。一方、二つのアンテナは遠く離れているため、受信信号はいったん記録装置に記録される場合が多い。

しかし、現状では、高速でしかも信頼度の高い記録装置は少なく、高速データ記録ができるVTRでも、せいぜい数 Mbps である。そこで記録装置を介さないで、一方のアンテナ側で得られたデータを直接他のアンテナ側に伝送し、実時間で相関をとることができれば、記録装置の問題は解決される。実時間相関システムについては、伝送手段として、衛星中継で行った場合⁽¹⁾と、電話回線を用いる場合⁽²⁾が既に報告されている。しかし、伝送手段の違いによって、データ伝送速度等の違いはあるが、基本的にはほとんど同様のシステムになる。ここでは、現在進めているデータ伝送用マイクロ回線を利用した実時間相関システムの計画に沿って、検討して見る。また、本システムで最も重要となる時間領域でのフリンジストッピングについても詳しく述べる。

2. マイクロ回線を介した 実時間相関システムの概略

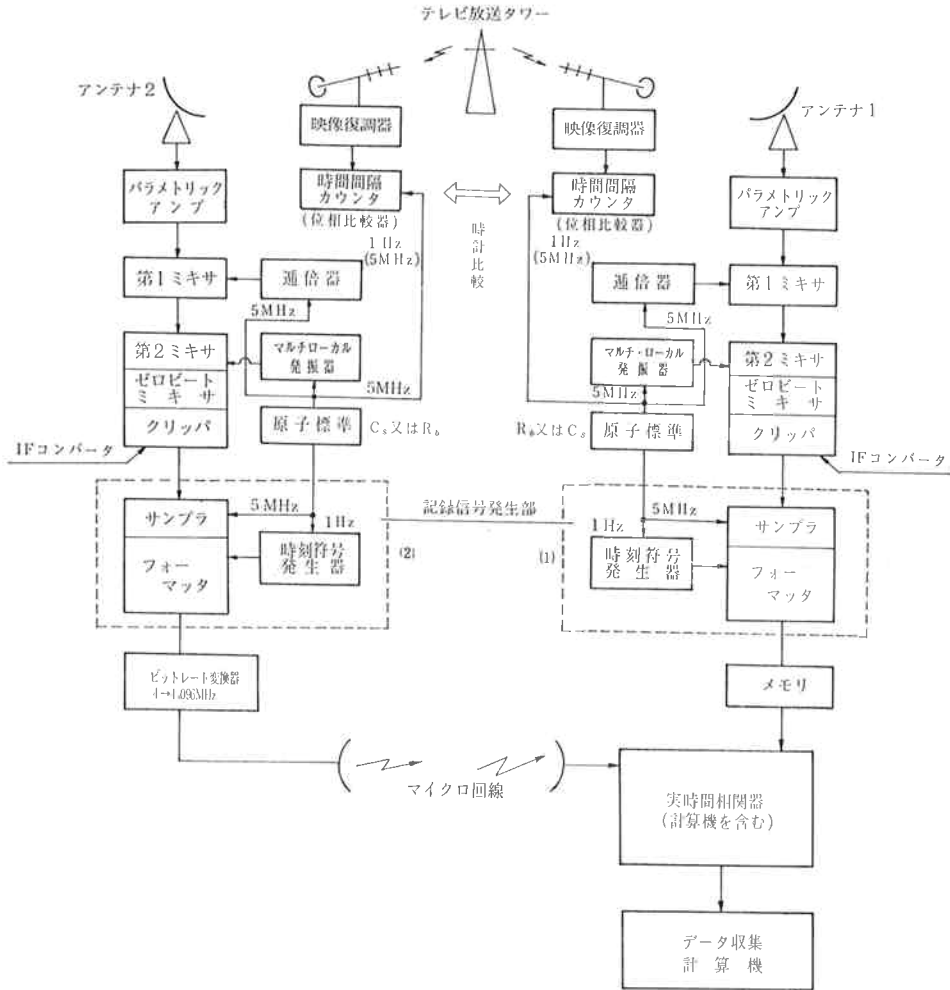
実時間相関システムで共通する問題点は、

- (1)一方のアンテナ側で得られたデータの伝送に要する時間だけ、他方のアンテナ側で得られるデータを遅延させなければならない。
- (2)データ量が非常に多いので、積分した相関関数を実時間で求めることにより、記録するデータ量を激減させなければならない。
- (3)(2)を実行するために、I-2. V L B Iの原理及び

III-1. V L B Iデータの処理で述べた遅延時間、フリンジレートの予測値を実時間で求め、これらの値に基づいて相関器を制御する必要がある。

以上の3点が重要と思われる。(1)については数メガビットのメモリを設けることで容易に解決される。(2)についてはI-2. V L B Iの原理の4.で述べたように位相差が数度変化する時間内で相互相関関数を求めていたのは、その結果の出力はかなり大量になり、各々をフーリエ変換してフリンジストッピングするのに要する時間は非常に長くなる。したがって、相関時にフリンジストッピングを行なうこと、すなわち、時間領域でフリンジストッピングを行って長時間相互相関関数の積分を可能にし、フーリエ変換の回数を減らさなければならない。(3)については予測値の計算及び相関器全体の制御を行う電子計算機が必要となる。第1図は、現在計画中のマイクロ回線を介した実時間相関システムである。アンテナから記録信号発生部までは記録装置を用いたV L B Iシステムと等しいが、記録信号発生部の出力がアンテナ2側ではビットレート変換器に、アンテナ1側ではメモリに入っている点が異なる。ビットレート変換器はマイクロ回線の伝送速度が4.096 Mbpsであり、一方、サンブラのサンプリング速度が4 MHzでフオマッタの出力は4 Mbpsであるために、伝送速度の変換を行うものである。また、アンテナ1側のメモリはビットレート変換で遅れる時間を相殺するためのものである。記録信号発生部の出力データは10msを1フレームとして、区切られていて、各フレームの先頭に、その開始を示す符号(シンクワード)を入れている。シンクワード、データ等は各アンテナ側の原子周波数標準器で作られる時刻に従って形成されるので、両アンテナ側の標準とする時刻が同期していれば、シンクワードが両データの同時刻を示すことになる。したがって、相関器ではこのシンクワードを検出して、両アンテナ側で得られる同時刻のデータの位置を求めている。両アンテナの時刻同期誤差は、テレビ放送波を用いて行い、アンテナ側の時刻情報を各フレ

*鹿島支所第三宇宙通信研究室



第1図 実時間相関システムの例

ームの1部に挿入しアンテナ1側へ送る。また、この情報を基に相関器で相互相関を求めるときにシフト量の制御を行う。マイクロ回線による伝送時間については、相関器に両アンテナ側の1フレームのデータを格納できるメモリを設けていて、シンクワードを検出したら順次このメモリにサンプルデータを格納していくので、各アンテナ側のメモリの等しい番地には時刻同期誤差だけ異った時刻のデータが入ることになる。

3. 時間領域における位相回転

I-2. VLBIの原理で述べられているように、二つのアンテナで受信される信号の相互相関関数のフーリエ変換対である相互相関スペクトルから得られる位相差 $\Phi(\omega)$ は、

$$\Phi(\omega) = (\omega^0 + \omega)(\tau_g + \tau_e + \tau_i + \tau_p) + (\phi_y - \phi_x) + (\omega_y - \omega_x)t + \Delta\phi_{xy} + \Delta\gamma_{xy} \dots (1)$$

τ_g ; 幾何学的遅延時間

τ_e ; 時刻同期誤差

τ_i ; 局内遅延時間

τ_p ; 伝搬遅延時間

$\phi_y - \phi_x$; 局部発振器の位相差

$\omega_y - \omega_x$; 局部発振器の周波数設定誤差, $\omega_y \sim \omega_x \sim \omega^0$

$\Delta\phi_{xy}$; 受信機の位相特性

$\Delta\gamma_{xy}$; 伝搬による位相誤差

ω ; ビデオ周波数 ($0 \sim 2 \text{ MHz}$) $\ll \omega^0$

と表される。今、仮に $\Phi(\omega)$ の時間変化は τ_g のみによると考えると、

$$\Phi(\omega) = F_T \cdot t + \theta_0 \dots (2)$$

$$F_T = \omega^0 \tau_g$$

$$\theta_0 = \omega\tau_g + (\omega^0 + \omega)(\tau_e + \tau_i + \tau_p) + (\phi_y - \phi_x) + \Delta\phi_{xy} + \Delta\gamma_{xy}$$

となる。したがって二つのアンテナでサンプルされる信号 $X(t), Y(t)$ は、次のように表される。

$$X(t) = \int X(\omega + \omega^0) e^{i\omega t} d\omega, \quad \dots(3)$$

$$Y(t) = \int X(\omega + \omega^0) e^{i\omega t} \cdot e^{-i\Phi(\omega)} d\omega, \quad \dots(4)$$

相互相関関数は、

$$R_{xy}(\tau) = \int \left[\int X(\omega + \omega^0) e^{i\omega t} d\omega \right] \cdot \left[\int X(\omega' + \omega^0) e^{i\omega'(t+\tau)} \cdot e^{-i\Phi(\omega')} d\omega' \right]^* dt \quad \dots(5)$$

である。ところで、 $\Phi(\omega)$ は $\omega^0\tau_g$ が一定と見なされる範囲では ω に無関係であるから、式(2)の θ_0 は、周波数に対しても時間的にも一定と仮定する。このことを考慮すると、式(5)は、次のように書き換えられる。

$$R_{xy}(\tau) = \int \left[\int X(\omega + \omega^0) e^{i\omega t} d\omega \right] \cdot e^{-i(Fr\tau + \theta_0)} \cdot \left[\int X(\omega' + \omega^0) e^{i\omega'(t+\tau)} d\omega' \right]^* dt, \quad \dots(6)$$

$$= \int X(t) \cdot e^{i(Fr\tau + \theta_0)} \cdot X(t+\tau) dt, \quad \dots(7)$$

したがって、次の計算を行うと、 $R_{xy}(\tau)$ は自己相関関数 $R_{xx}(\tau)$ に等しくなる。

$$R_{xy}(\tau) = \int X(t) \cdot e^{i(Fr\tau + \theta_0)} \cdot e^{-i(Fr\tau + \theta_0)} \cdot X(t+\tau) dt$$

$$= \int X(t) \cdot Y(t+\tau) dt$$

$$= R_{xx}(\tau), \quad \dots(8)$$

(8)式はフリンジストップが行われたことを示している。ただし、ここで次の点について注意しなければならない。すなわち、 $\omega\tau_g$ が十数度変化範囲内でのみフリンジストップを行って積分することができるのであって、この方法で無限時間積分できるのではない。鹿島 26mφ アンテナと横須賀 12.8mφ アンテナの V L B I システムで 3 C 273 を観測した場合 $\omega\tau_g$ が十数度変化する最小の時間はフリンジレート (F_r) が最大のときで約 0.5 sec である。

次に、(8)式の計算を実際に行うことについて述べる。 $X(t), Y(t)$ とともに 1 ビットサンプリングされているから(8)式を少し書き換える⁽³⁾。

$$R_{xy}(l) = (\beta/N) \cdot \sum_{n=1}^N X(n) \cdot \cos [\Omega \cdot (n-1) \cdot \tau_s + \theta_0] \cdot Y(n+m+l) - i(\beta/N) \cdot \sum_{n=1}^N X(n) \sin [\Omega \cdot (n-1) \cdot \tau_s + \theta_0] \cdot Y(n+m+l), \quad \dots(9)$$

ここではサンプリングの時間間隔は τ_s であり、 m はあらかじめ予測される遅延時間だけビット単位でソフトした量である。また、 $[\Omega \cdot (n-1) \cdot \tau_s + \theta_0]$ は(8)式の $[Fr\tau + \theta_0]$ に相当する。ところで、(9)式の計算を行う場合、4 MHz でサンプリングすることを仮定すると、1秒間に $4 \times 10^6 \times 2$ 回 \cos 又は、 \sin の乗算をやらなければな

らない。この回数を減らすには 3 角関数を適当な階段上の関数で近似する。 β はこの近似を補正する係数である。 n が n_i から n_{i+1} まで 3 角関数の値を一定と近似したとすると、式(9)は、更に書き換えられ、 $R_{xy}(l)$ の実数部についてのみ考えると、

$$r_c(l) = (\beta/N) \cdot \left[\sum_{n=1}^{n_1} X(n) \cdot Y(n+m-l) \right] \cdot \cos \zeta_0 + \dots + (\beta/N) \cdot \left[\sum_{n=n_i}^{n_{i+1}} X(n) \cdot Y(n+m-l) \right] \cdot \cos \zeta_i + \dots, \quad \dots(10)$$

(10)式からフリンジレートの値によって n_i から n_{i+1} の間隔を適当に決めれば、3 角関数が一定値をとる間、相関値を積分し、その結果に 3 角関数値を掛け合わせ、 $\omega\tau_g$ が、数度変化するまで、更に、加え合わせれば、フリンジストップされた、複素相互相関関数が得られる。なお、(10)式で $r_c(l)$ は複素相互相関関数 $R_{xy}(l)$ の実数部である。虚数部についても全く同様である。 $R_{xy}(l)$ の虚数部を $r_s(l)$ とすると、1 ビットサンプリングの補正は、次のように行われる⁽⁴⁾。

$$r'_c(l) = \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot r_c(l) \right], \quad \dots(11)$$

$$r'_s(l) = \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot r_s(l) \right], \quad \dots(12)$$

$$R'_{xy}(l) = r'_c(l) + i r'_s(l), \quad \dots(13)$$

ここで $R'_{xy}(l)$ は 1 ビットサンプリングの補正を行った相互相関関数である。

実時間相関器で(10)式を計算する場合は、 m, n_i 及び ζ_i を電子計算機で制御しなければならないが、(10)式の計算自身は容易な回路でハード的に行える。また、相関をとるときには EXNOR 回路がよく用いられるが、この場合、(10)式は少し書き換えられる。 $x(n)$ 及び $y(n)$ は 1 ビットサンプリングされたものであり、0 又は 1 をとる。したがって、EXNOR 回路で行える演算は両者が同じ値をとったとき 1 それ以外は 0 であることを考慮すると、

$$r_c(l) = (2\beta/N) \cdot \left[\sum_{n=1}^{n_1} X(n) \otimes Y(n+m-l) \right] \cdot \cos \zeta_0 + \dots + (2\beta/N) \cdot \left[\sum_{n=n_i}^{n_{i+1}} x(n) \otimes y(n+m-l) \right] \cdot \cos \zeta_i + \dots - \beta/N \left[\sum_{n=n_i}^{n_{i+1}} (n_i+1-n_i) \cos \zeta_i \right], \quad \dots(14)$$

$$r_s(l) = (2\beta/N) \left[\sum_{n=1}^{n_1} X(n) \otimes Y(n+m-l) \right] \sin \zeta_0 + \dots + (2\beta/N) \cdot \left[\sum_{n=n_i}^{n_{i+1}} X(n) \otimes Y(n+m-l) \right] \sin \zeta_i + \dots - (\beta/N) \cdot \left[\sum_i (n_{i+1}-n_i) \sin \zeta_i \right] \quad (15)$$

となる。相互相関スペクトル $S_{xy}(k)$ は、

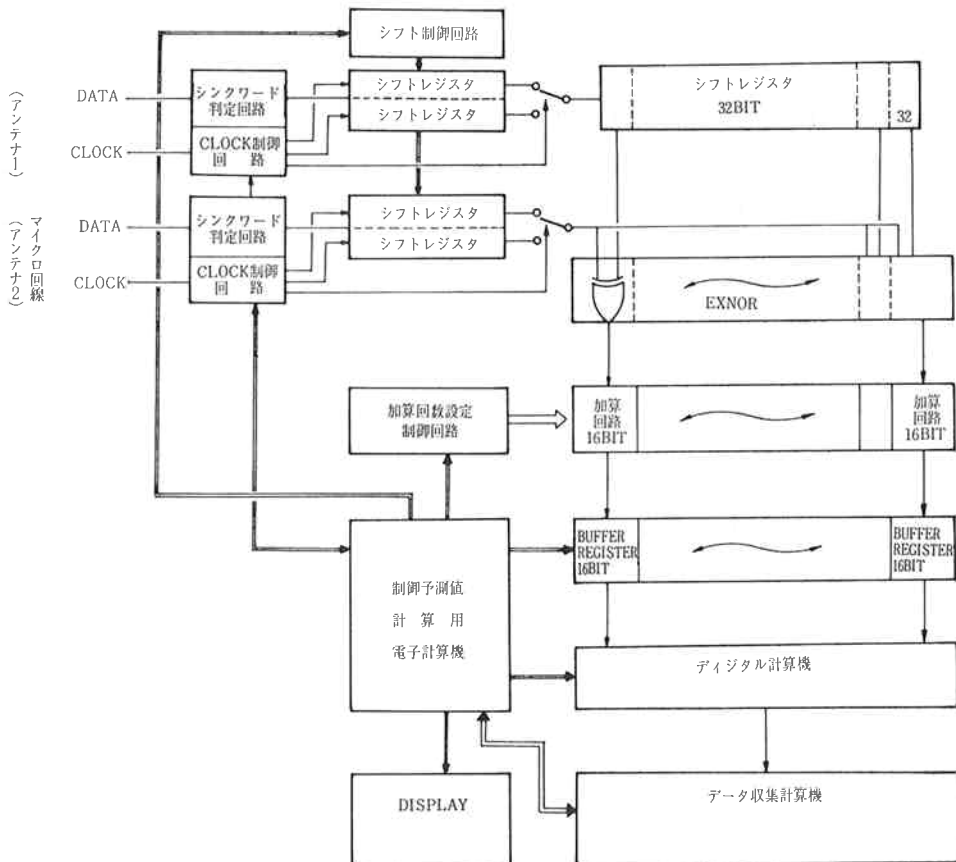
$$S_{xy}(k) = \sum_{l=-L}^L [r'_c(l) - i r'_s(l)] e^{-i l k \pi / L} \dots \dots (16)$$

から求められる。 N 個の積分で S/N が i より大であれば(16)式から位相スペクトル $\Phi(\omega)$ を求め、 k に対する位相の傾きから遅延時間と $k=0$ における位相差が求められる。もちろん、 L 、 m 及び F_r をパラメータにして $S_{xy}(k)$ を求め、 $|S_{xy}(k)|$ が最大になる m 及び F_r を探すことはいうまでもない。 N 個の積分で S/N が小さい場合は、予測される遅延時間を基に $S_{xy}(k)$ の位相回転を行い、その結果を、更に加えなければならない。

4. 実時間相関器の例

第2図に、現在計画中の32ビット実時間相関器の各部の機能を示す。両アンテナ側のデータは1フレーム10msごとに区切られていて、各フレームの初めに、フレームの開始を示す、シンクワードと時刻等が挿入されて

ている。各アンテナ側から送られてくる信号は、シンクワード判定回路でフレーム開始位置を検出し、時刻等のラベルは制御・予測値用計算機に送られ、サンプルされたデータは1フレーム分、いったんシフトレジスタであるメモリに格納される。10msec後は同様に、もう一つのシフトレジスタに貯えられるが、その間、前に格納されたアンテナ2側のデータは、全遅延時間の1ビット(250ns)の整数倍だけビットシフトされ、アンテナ1側のデータと同時に32ビット分、シフトレジスタに送られ、EXNORの回路で相関がとられる。メモリ用シフトレジスタの入出力は10msごとに切り換えられている。EXNOR回路の出力は、加算回数設定制御回路の制御の下で(15)式 $n_{i+1}-n_i$ 個積分され、いったん Buffer Register に格納される。次にデジタル計算機で $n_{i+1}-n_i$ 個積分された相関値に $\cos \zeta_i$ 、あるいは $\sin \zeta_i$ で掛け合わされ、(15)式の最後の項に相当する EXNOR の補正が行われ、複素相互相関関数が得られる。この結果はデータ収集計算機に格納されるとともに、1秒に1度制御・



第2図 実時間相関器の例

予測値計算用電子計算機に送られ、フーリエ変換されて、(16)式 $S_{xy}(k)$ が求められる。更に $S_{xy}(k)$ からこの計算機で全遅延時間、位相差が求められ、その結果を DISPLAY に表示する。また、制御・予測値計算用電子計算機は遅延時間、フリンジレートの計算を行い、ビットシフト量、積分回数及び相関器全体の制御を行っている。データ収集用計算機に格納されたデータは、オフラインで更に詳細な解析が行われる。

制御・予測値計算用電子計算機及びデータ収集計算機は、マイクロ及びミニコンピュータである。

5. あとがき

実時間相関システムは、時間領域でフリンジストップングを行うために、相関器が非常に複雑になるが、データの処理時間は、周波数領域で行う場合に比較してはるかに短くなる。将来、アンテナ間距離の精密測定を多くのアンテナで定期的に行う場合には電話回線あるいはマイクロ回線を利用して高速データ処理を行う必要が生じると思われ、また、大陸間で VLBI を行う場合は衛星

中継によるデータ伝送が実用化されると予想される。

終わりに、本システムについて種々の助言をして下さった第三宇宙通信研究室の方々に感謝の意を表します。

参 考 文 献

- (1) Knowles, S.H., Waltman, W.B., Broten, N.W., Fort, D.H., Kellermann, K.I., Rayhrer, B., Yen, J.L. and Swenson, G.W.; "First results from a satellite data link radio interferometer", Proc. PTTI, 1976.
- (2) MacDoran, P.F., "A system for near real-time crustal deformation monitoring", Proc. PTTI, pp. 127-134, 1976.
- (3) Whitney, A.R., Rogers, A.E.E., Hinteregger, H.F., Knight, C.A., Levine, J.I., Lippincott, S. Clark, T.A., Shapiro, I.I. and Robertson, D.S.; "A verylong-baseline interferometer system for geodetic applications", Radio Science, 11, No. 5, pp. 421-432, may 1976.
- (4) Van Vleck, J.H. and Middleton, D.; "The spectrum of clipped noise", Proc. IEEE, 54 No. 1, pp. 2-19, 1966.

