

## II-8 システム遅延時間校正装置

今江 理人\* 木内 等\*\*

(昭和59年7月3日受理)

### 1. ま え が き

K-3 型 VLBI システムではその観測量である2局間の幾何学的遅延時間差  $\tau_g$  の決定精度として0.1 ns 以上の高精度を目標としている. このような高精度の値を得るためには, 電波星からの雑音電波が受ける電離圏や大気圏<sup>(1)</sup>での影響を補正するとともに, 受信機ハードウェア内での局内遅延時間の変動を高精度で校正する必要がある<sup>(2)</sup>. 受信機局内遅延時間は, 受信信号の周波数変換用ローカル信号の位相ゆらぎ, IF 信号伝送用ケーブルの電気長変動(温度変化などによる)などにより変動を受ける. この局内遅延時間の変動は, 電波星からの雑音信号の位相にそのまま重畳されるため, 観測量  $\tau_g$  の決定精度に直接影響するものである.

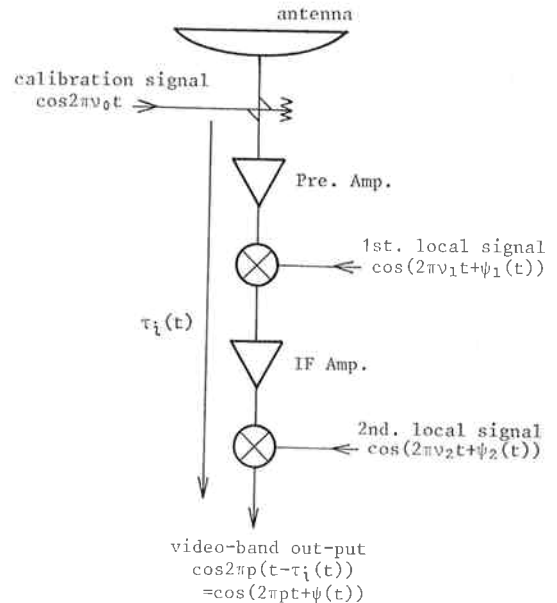
また, K-3 システムでは  $\tau_g$  の決定精度向上のため広帯域バンド幅合成法が用いられるが, このためには合成されるビデオ帯各チャネル間の位相差を正確に評価する必要がある<sup>(3)</sup>.

ここで述べるシステム遅延時間校正装置は, 上記2つの要請に基づき使用されるものである<sup>(4)</sup>. すなわち, 受信機フロントエンド部からバックエンド部までの局内遅延時間変動を常時監視し校正を行うとともに, 各チャネル間位相合わせのための基準を与えるものである. このため本装置は VLBI 観測量の品質を左右する心臓部の一つともいえるものである.

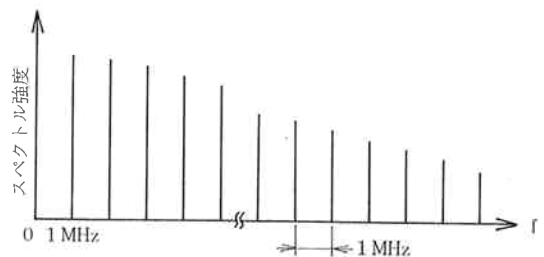
### 2. 局内遅延時間校正装置の概念

受信機内遅延時間変動校正の概念は第1図に示すとおりである. すなわち, 受信機入力部(フロントエンド部)から受信周波数帯の基準信号(CW)を注入し, そのバックエンド部ビデオ変換器における出力位相変動を測定することにより局内遅延時間の変動が測定できる.

実際の装置では, 基準校正用信号としては水素メーザ型原子周波数標準器からの基準信号(5 MHz)を基にして作られる周期1  $\mu$ s, パルス幅数十 ps のインパルス信号列を用いる. このインパルス信号の高調波成分は, 周波数的には第2図に示すように1 MHz ごとに発生



第1図 受信機内遅延時間校正の概念

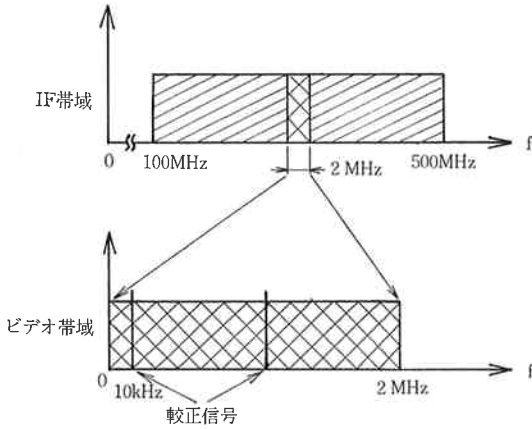


第2図 校正用パルス信号のスペクトル

し, またその位相はすべて等位相(励振信号に同期)となる. そこで VLBI 観測で使用される S-バンド(2 GHz 帯)及び X-バンド(8 GHz 帯)における高調波成分を上述の局内遅延時間変動校正用基準信号として使用する. すなわち, ビデオ変換器出力部では帯域が通常 2 MHz (D.C.~2 MHz) であるため, S 及び X 帯受信系フロントエンド部より注入されたインパルス列の高調波を帯域内に2つ含んでいるが, このうち低周波の方の位相ゆらぎを監視することにより(通常ビデオ帯内で 10 kHz となるようにビデオ変換器内ローカル周波数を設定する; 第3図)局内遅延時間の変動を校正する. ま

\* 周波数標準部 周波数標準値研究室

\*\* 鹿島支所 第三宇宙通信研究室



第3図 IF信号と校正信号の関係

た、各高調波成分の等位相性から、広帯域バンド幅合成のための各チャンネル間の位相基準としてこの校正信号が利用される。

一方、校正用インパルス列は上述のように基準 5 MHz 信号を基にしてアンテナサイト（受信機室）で発生されるが、この基準 5 MHz 信号はバックエンド側（実験室局舎）基準信号発生部から伝送される。このため基準信号伝送用ケーブルの電気長が温度等で変動した場合、校正用パルス信号の位相変動として現れてしまい、受信系局内遅延時間変動に重畳されてしまう。そこで、基準信号伝送用ケーブル長の変動についても十分高精度に測定し補正する必要がある。本システム遅延時間校正装置では ps レベルでケーブル長変動を監視する機能を有する。

3. 装置の構成と性能

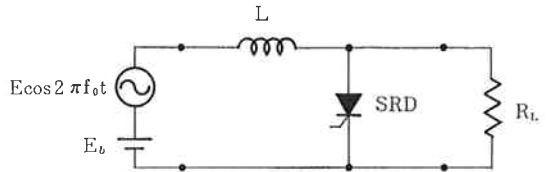
2.で述べたように、本校正装置は主に校正用パルス信号発生部と基準信号伝送用ケーブル長変動測定部とから

構成される。全体のブロック図を第4図に示す。ここでは、これら各部の構成と動作原理及び性能等について述べる。

3.1 校正用パルス発生部

本パルス発生部は、基準 5 MHz 信号で駆動されるステップリカバリダイオード（Step Recovery Diode；以下 SRD と略す）を用いたインパルス発生部とゲート回路より構成される。当初、このパルス発生器としては Mark-III と同様にトンネルダイオードを利用したものを予定していたが、高性能ダイオード素子の入手が困難であり、VLBI 観測で必要とする X-バンド（8 GHz帯）での十分な高調波出力が得られないことが判明し SRD 方式に変更した。

SRD 方式パルス発生器の基本回路は第5図に示すとおりであり、主に直列インダクタンスと SRD で構成される。その動作原理の詳細は文献(5)(6)等に示されている

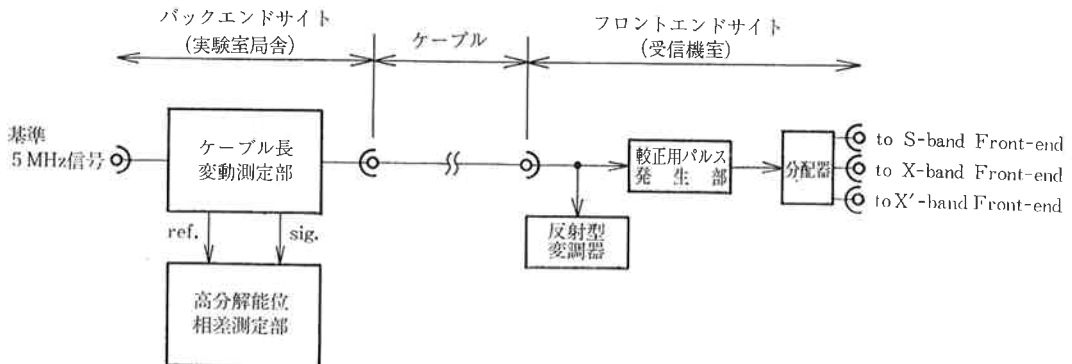


第5図 SRD方式パルス発生器の基本回路

のでここでは省略するが、出力パルス信号はパルス幅、電圧波高値  $E_0$  の半周期の正弦波状信号となる。 $\tau$  及び  $E_0$  は、インダクタンス  $L$ 、SRD の逆方向キャパシタンス  $C_{VR}$ 、負荷インピーダンス  $R_L$  等から理想的には次式のように表される。

$$\tau = \pi \sqrt{\frac{LC_{VR}}{1 - \xi^2}} \quad \dots\dots(1)$$

$$E_0 = \frac{-I_0 \sqrt{L/C_{VR}}}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\frac{\xi\pi}{2\sqrt{1 - \xi^2}}} \quad \dots\dots(2)$$



第4図 装置のブロック図

$$\text{ただし } \begin{cases} \xi = \frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{L}{C_{VR}}} \\ I_0; \text{初期電流} \end{cases} \quad \dots\dots(3)$$

上式に回路定数として、 $L=1 \text{ nH}$ ,  $C_{VR}=0.2 \text{ pF}$ ,  $R_L=50 \Omega$ を代入するとパルス幅  $\tau \sim 62 \text{ ps}$  程度のすどいパルス出力が得られることになる。

このパルス列の高調波成分の電圧スペクトル（フーリエ級数の係数）は

$$C_n = C_0 \frac{\cos \frac{\pi}{2} \left(\frac{n}{N}\right)}{1 - \left(\frac{n}{N}\right)^2} \quad \dots\dots(4)$$

$$\text{ただし } \begin{cases} C_0 = \frac{2E_0}{\pi N} \\ N = \frac{1}{2\tau f_{IN}} \end{cases} \quad \dots\dots(5)$$

で与えられる。

本パルス発生器の駆動周波数  $f_{IN}$  は  $5 \text{ MHz}$  であり、上述のパルス幅等から VLBI 観測周波数帯 S-バンド ( $2 \text{ GHz}$  帯) 及び X-バンド ( $8 \text{ GHz}$  帯) におけるフーリエ係数  $C_{400}$  及び  $C_{1600}$  の比を算出すると、

$$\frac{C_{1600}}{C_{400}} \doteq 0.8$$

が与えられる。すなわち、両者の差は電力では  $2 \text{ dB}$  程度と考えられる。しかし実際の装置では  $3.4(1)$  で述べるように、この比が  $20 \text{ dB}$  程度あるが、これは上記の値は SDR が理想的なスイッチング素子として考えているのに対し、実際は数十 ps の遷移時間をもつためと考えられる。しかしながら、SDR 方式では出力パルス電力は駆動電力に比例して発生することから、駆動電力として十分大きなものを使用することにより必要とする高調波出力が得られる（当初予定していたトンネルダイオード方式では、出力は駆動電力に依存しない）。

3.2 ケーブル長変動測定系

本ケーブル長変動測定部は、基準  $5 \text{ MHz}$  信号のケーブル（バックエンドーフロントエンド間）内往復時間を測定することにより実現されている。その構成は第6図に示すとおりであり、基準信号のケーブル途中からの反射波の影響を除去するため受信端（フロントエンド側）で低周波の振幅変調をかけて送り返す。送信端（バックエンド側）では、送信基準信号と送り返された信号との位相差を測定することによりケーブル長変動を監視する。

動作原理を以下に示す。バックエンド側からの基準送信信号を  $V_T(t)$  とする。

$$\begin{aligned} V_T(t) &= A \cos 2\pi f_0 t \\ f_0 &= 5 \text{ (MHz)} \end{aligned} \quad \dots\dots(6)$$

ケーブル長を  $l$ 、基準信号のケーブル内波長を  $\lambda$  とすると、 $V_T(t)$  は位相  $p=l/\lambda$  だけ遅れてフロントエンド側に到達する。すなわち、

$$\begin{aligned} V_F(t) &= A \cos(2\pi f_0 t - p) \\ p &= l/\lambda \end{aligned} \quad \dots\dots(7) \quad \dots\dots(8)$$

$V_F(t)$  は低周波信号  $m(t)$  ( $5 \text{ kHz}$ ) で振幅変調を受け、再び同一のケーブルによりバックエンド側へ返送される。これを  $V_R(t)$  とすると、

$$V_R(t) = A m(t) \cos(2\pi f_0 t - 2p) \quad \dots\dots(9)$$

$V_R(t)$  と、基準信号  $V_T(t)$  を電圧制御可変移相器で  $P$  だけ位相シフトした信号を入力とする混合器（ミキサ）の混合出力の低周波成分  $V_D(t)$  は、

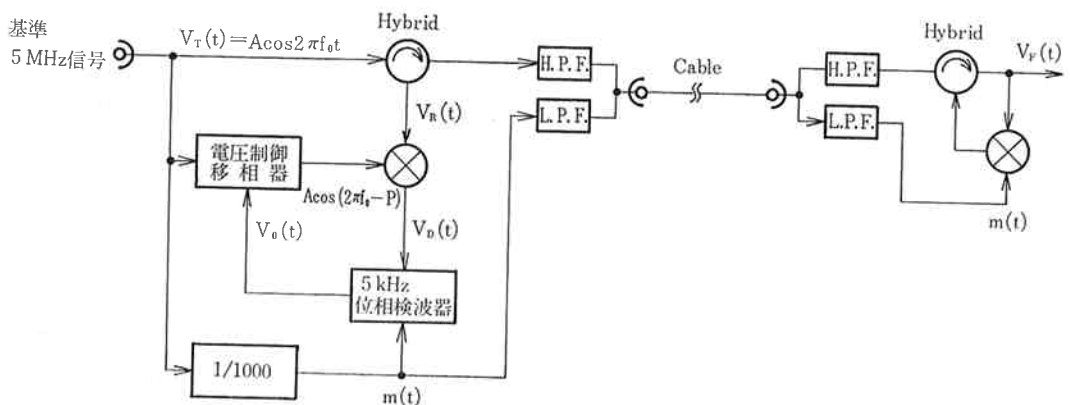
$$V_D(t) = A^2 m(t) \cos(P - 2p) \quad \dots\dots(10)$$

と表される。

$V_D(t)$  と変調用信号  $m(t)$  を入力とする位相検波器の直流出力電圧  $V_0(t)$  は、

$$V_0(t) = A^2 \langle m^2(t) \rangle \cos(P - 2p) \quad \dots\dots(11)$$

と表される。ただし、 $\langle \rangle$  は時間平均を示す。この出力電圧は電圧制御可変移相器の位相制御電圧としてフィ



第6図 ケーブル長変動測定部の構成

ードバックされ、 $V_0(t)=0$  となるように平衡する。よって、

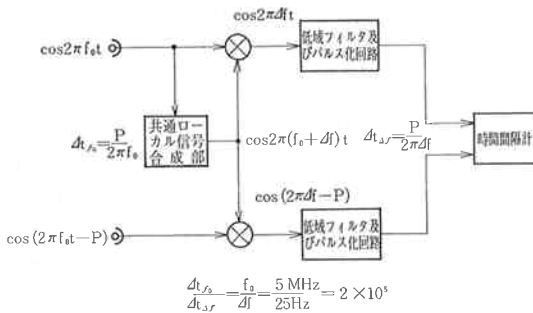
$$P=2p+2\pi(N\pm 1/4) \quad \dots\dots(12)$$

$N$ : 整数

すなわち、ケーブル往復の位相遅延  $2p$  が可変移相器の位相シフト量  $P$  で置き換えられるわけである。この位相量  $P$  を 3.3 で述べる高分解能位相比較部で測定することにより、目的のケーブル電気長変動を ps オーダの精度で求めることができる。

3.3 高分解能位相比較部

本位相比較部は、基準信号  $V_T(t)$  と電圧制御可変移相器出力信号の間の位相を高精度に測定するものである。ここでは、高安定周波数標準器等の周波数安定度測定法としてよく用いられる DMTD (Dual Mixer Time Difference) 法<sup>(7)</sup>と同様の方式を採用している。すなわち、被測定信号の位相差を共通ローカル信号により拡大することにより、比較的分解能な時間間隔計で高分解能測定を実現している。



第7図 高分解能位相差測定部の構成

第7図は本装置に使用している位相比較部の構成を表している。被測定信号の基準信号  $V_T(t)$  と電圧制御可変移相器出力信号は、基準信号を基にして作られるローカル信号  $\cos 2\pi(f_0+\Delta f)t$  で、それぞれ低周波信号

$\cos 2\pi\Delta ft$  および  $\cos(2\pi\Delta ft-P)$  に周波数変換される。この2つの信号の時間間隔は、元の信号の時間間隔に比べ  $f_0/\Delta f$  倍だけ拡大されたことになる。実際の装置では  $f_0=5$  MHz  $\Delta f=25$  Hz としているので拡大率は  $2\times 10^5$  となる。このため時間間隔計として分解能100 ns のものを使用した場合でも、0.5 ps の高分解能で両信号の時間間隔が測定できる。

3.4 開発した装置の性能

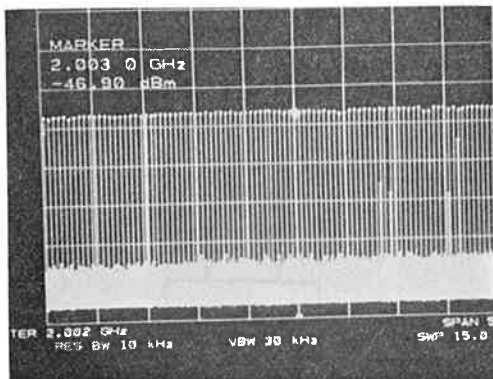
(1) 校正用パルス発生部

第8図(a), (b)はそれぞれ校正用パルス発生器の S-バンド (2GHz 近傍), X-バンド (8GHz 近傍)における出力スペクトルの実測値を示している。ただし、パルス発生器の出力の直視であるため5 MHz ほどのスペクトルとなっている。図からわかるように、2GHz 帯で -47 dBm, 8GHz 帯で -65 dBm 程度の高調波出力が得られている。3.1 で述べたように理想的には、2GHz, 8GHz 帯の出力差は数 dB であるが、ダイオードの遷移時間等の影響により 20 dB 近い出力差となっているものと考えられる。

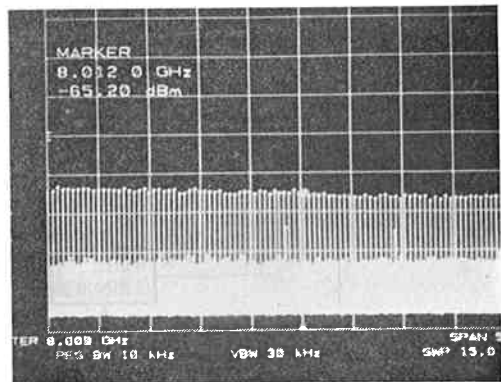
このパルス信号はダイオードアッテネータによりゲートされ、1 μs ごとに1パルスの出力に変換されて受信機フロントエンドより注入される。したがって、このときの高調波成分は1 MHz ごとに発生するが、その電力は第8図よりも14 dB 低下し、2GHz 帯で -61 dBm 8GHz 帯で -79 dBm 程度となった。

一方、VLBI 観測時に必要とされる校正信号のレベルはシステム雑音レベルの数%程度である。8GHz 帯について校正信号の必要電力を考えてみると、システム雑音温度 (~140K), 校正信号注入用フロントエンド部カプラ結合度 (30 dB), 分配損失 (~7 dB) 等から -90 dBm 前後である。このことから上記のパルス発生部は十分な出力が得られていることがわかる。

(2) ケーブル長変動測定部

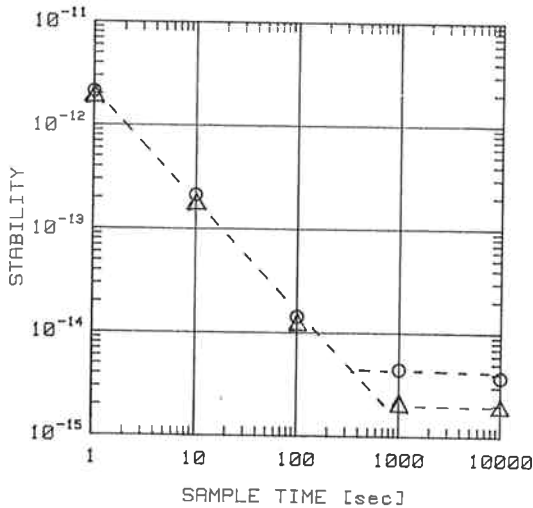


(a) 2 GHz 帯



(b) 8 GHz 帯

第8図 校正用パルスのスペクトル実測値



第9図 ケーブル長変動測定部の安定度

第9図○印はケーブル長測定部全体の、また△印は高分解能位相差測定部単体（同一信号を入力）の安定度測定結果をそれぞれ表している。この図から分かるように測定時間数百秒以下では、両安定度共にほぼ同一の値となっており、この領域では測定精度は高分解能位相差測定部の精度で制限されていると考えられる。この部分の誤差要因としては、共通ローカル信号合成部の変動、位相差拡大後の低周波信号のパルス化回路の位相ジッタの影響等が挙げられる。

また、測定時間数百秒以上では○印はフリッカ領域、一方△印は約千秒以上でフリッカ領域となっている。これは周囲温度変動の影響（±2°程度のゆらぎ）と考えられ、特にケーブル長変動測定系の位相同期系の温度特性によるものと考えられる。

以上の特性から本装置に課せられた性能（短時間安定度 5 ps 以下、1 時間程度のドリフト 10 ps 以下）はほぼ満足しているが、装置の周囲温度環境は 1 ~ 2°C 以下の変動に押さえることが必要と考えられる。

#### 4. まとめ

本システム遅延時間校正装置は、Mark-III 型 VLBI システムとの整合性から Mark-III で用いられているものをモデルとして開発を行った。校正装置の動作原理そのものは非常にシンプルなものであるが、物理的に装置を実現して行く上で技術的問題点がいくつかあった。その主なものは、(1)校正用パルス信号の出力不足、(2)ケー

ブル長変動測定系の高精度化及び温度ゆらぎなどである。(1)については 3.1 で述べたように、パルス発生機構をトンネルダイオード方式からステップリカバリダイオード方式に変更することにより、また(2)については供給電源の安定化並びに低温度係数の回路素子の使用により一応解決することができた。

まえがきで記したように、本校正装置は VLBI 観測の質そのものを左右する部分であり、校正装置自体が十分安定である必要がある。現在の装置は一応要求される性能を満足しており、1984 年 1 月及び 2 月に行われた日米システムレベル実験に使用され、性能が十分満足していることが証明され、広帯域バンド幅合成等が成功裏に行われた。ただし、今後 VLBI における観測量の決定精度をより高めていくような場合、本校正装置についても、その方式そのものの検討を含めた再検討を行う必要があるものと考えられる。

#### 謝 辞

本装置の開発に当たり御指導いただいた安田嘉之前周波数標準部長に感謝いたします。また、日頃適切な御助言をいただく吉村和幸周波数標準値研究室長、川口則幸鹿島支所第三宇宙通信研究室主任研究官をはじめとした同研究室の皆様へ感謝します。

#### 参 考 文 献

- (1) 黒岩博司, 川口則幸; “水蒸気ラジオメータ (気象測器)”, 本特集号, II-11
- (2) Thomas, J. B.; “The Tone Generator and Phase Calibration in VLBI Measurements”, DSN Progress Report 42-44, Jan./Feb. 1978.
- (3) 近藤哲朗, 国森裕生; “バンド幅合成ソフトウェア (KOMB)”, 本特集号, III-5.
- (4) Rogers, A. E. E. et al; “Mark-III System Documentation”, 1982.
- (5) 宮川達夫, バラクタダイオードとその応用, 日刊工業新聞社, pp. 86-96 昭和44年.
- (6) Hewlett Packard, Application Note-920, HARMONIC GENERATION.
- (7) Allan, D. W. and Daams, H.; “Picosecond time difference measurement system”, Proc. 29th Annu. Symp. Frequency Control, pp. 404-411, May 1975.