

## III. 2 新 VLBI データ収集システム K-4

木内 等\* 雨谷 純\* 阿部ゆう子\*

(平成元年10月6日受理)

### III. 2 A NEW VLBI DATA ACQUISITION SYSTEM, K-4

By

Hitoshi KIUCHI, Jun AMAGAI, and Yuko ABE

A new data acquisition system, called K-4, has been developed by CRL, and is designed to be used in transportable VLBI experiments. This system is small in size, and has characteristics of high density, easy operation, and maintenance free operation. The K-4 system is fully compatible with the Mark-III and the K-3 VLBI system using INPUT and OUTPUT INTERFACE UNITS, so that it can replace them. The measured coherence loss of the K-4 system is less than 4.2%, which shows that the K-4 system performs well enough for the VLBI experiments. It is confirmed that the geodetic resolution on the 55 km baseline (Kashima-Tsukuba) of the K-4 system agreed with that of K-3 system, with only a few millimeters in vector.

#### 1. はじめに

通信総合研究所では、現在までに K-1, K-2, K-3 と 3 世代の VLBI データ収集システムを開発してきた。現在使用されている K-3 システムでは、大陸間の距離を 3 cm 以下の誤差で測定でき、プレートテクトニクス理論で推定されていた大陸移動速度を実測により実証した。しかしながら、K-3 システムは大型であり、可搬型としての使用には適していない。そこで可搬性に富み小型、高密度な K-4 システムの開発が行われた。K-4 システムは、高密度データレコーダを核とし、入出力インターフェース装置により従来の VLBI 観測装置、および相関器にインターフェース可能である。今回は、K-4 システムのうち、16 ch 多周波発振器、ビデオ変換器、入力インターフェースの概要と K-4 システムのプロトタイプを用いた鹿島-筑波 55 km 基線実験について報告する。

#### 2. K-3<sup>(1)(2)</sup> と K-4 システムの比較

VLBI (超長基線電波干渉計) では、数 10 億光年彼方の電波源からの信号を 2 つのアンテナで受信し、電波の到達時間差 (遅延時間差) を精密に測定することによりアンテナ間距離を 3 cm 以下の誤差で測定することがで

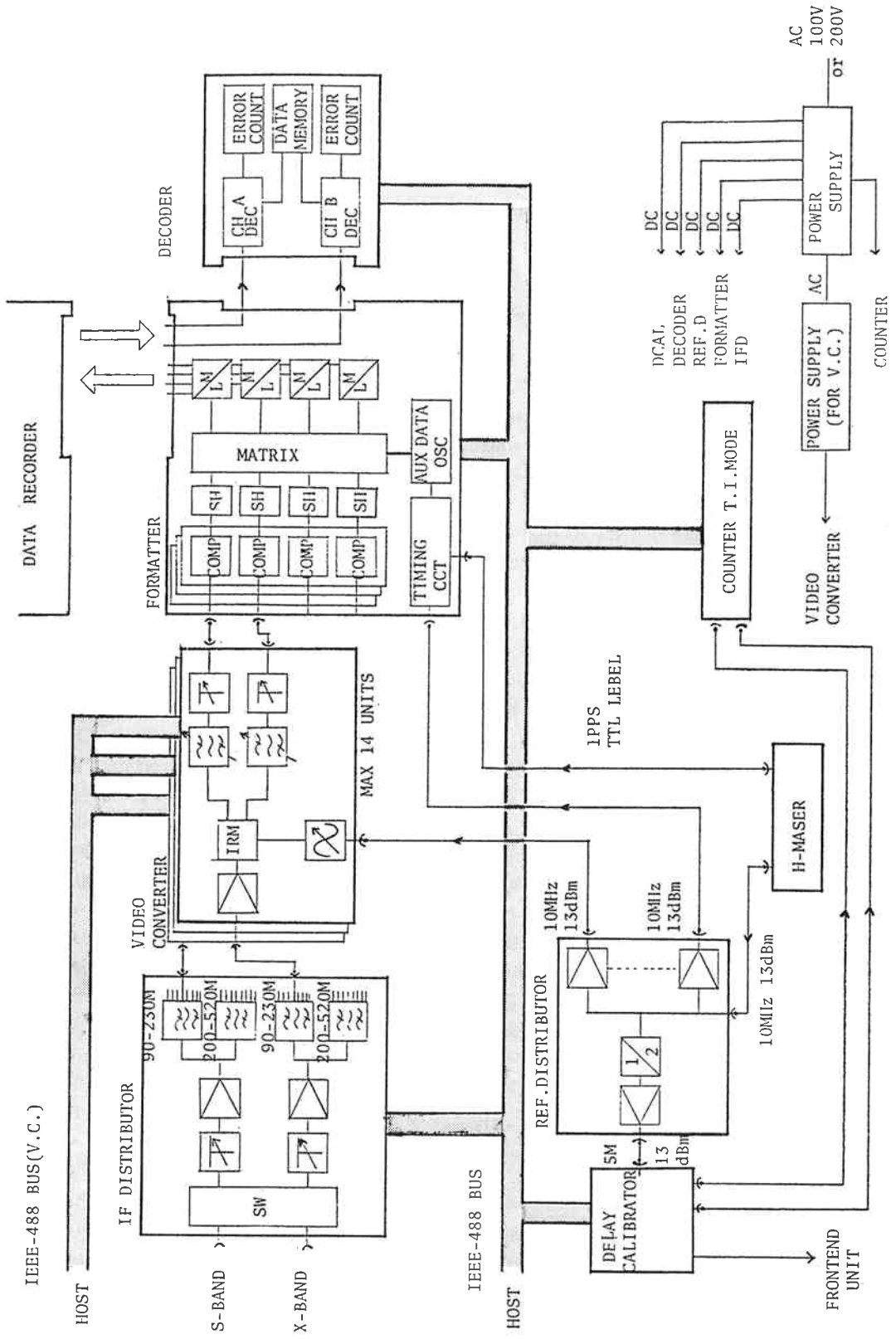
きる。受信する信号は、極度に微弱であるため基線決定には大量のデータを必要とする。そのため高密度、高速度、大容量のデータを扱うのが VLBI の宿命といえる。VLBI 技術が確立するにしたがい多方面に応用されるようになり、従来の限られた観測所だけでなく離島などでの移動実験も行われつつある。この結果、運搬・移設が容易で、かつ操作性に優れた観測システムが望まれるようになった。現在の K-3 システムは、汎用性に富みあらゆる応用が可能となっているが、反面、運用においては専門的な知識を必要とする。そのため K-4 型 VLBI システム開発にあたり、小型、高密度化のために、K-3 システムの性能を維持しながら冗長な部分を排除し、操作の簡単なものを指向した。また高密度・大容量データ記録装置として、カセットテープを用いた回転ヘッド方式 (ヘリカルスキャン方式) の記録装置 (ANSI ID-1 Format : American National Standard 19 mm type ID-1 Instrumentation Digital Cassette Format)<sup>(3)</sup>を採用した。

まず最初に K-3 システムと K-4 システムの機能面からみた比較を行う。

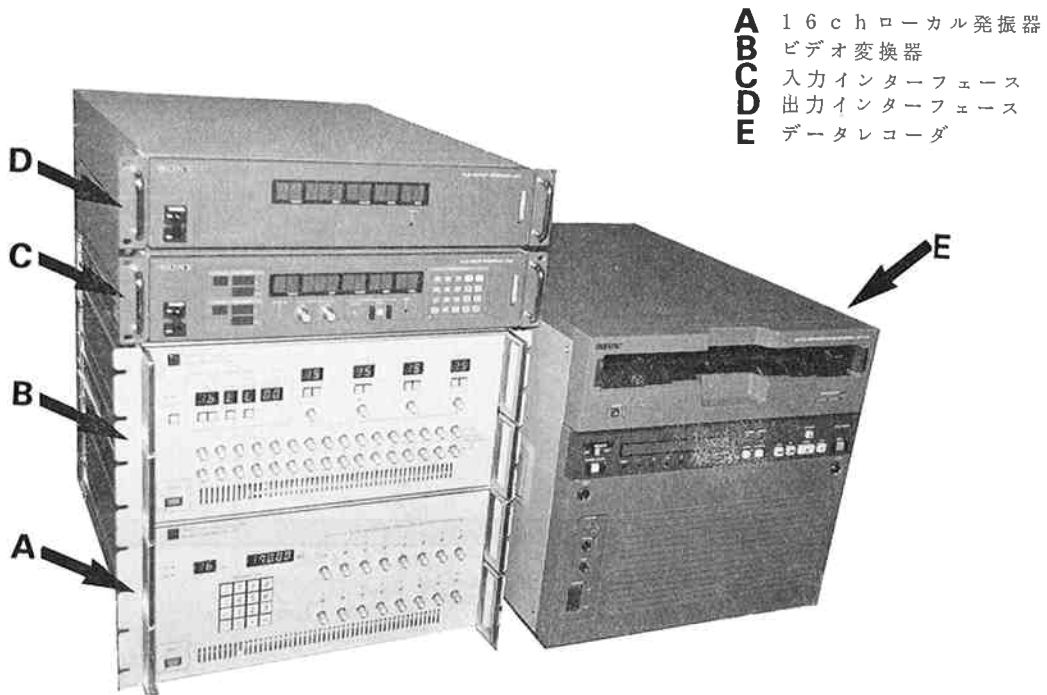
K-4 の設計にあたっては、

- 冗長性を極力排除すること
- 測地、天文両分野に使用できること
- 移動局の使用に耐えること

\* 関東支所 鹿島宇宙通信センター 第三宇宙通信研究室



第1図 K-3システムブロック図



第2図 K-4システム外観

- ・移設が容易であること
  - ・操作性の容易なものであること
  - ・小型化，維持運用が容易なものであること
- などを考慮した。

### 2.1 K-3システム

K-4システムの紹介に先だって比較のため，K-3システムの概要を紹介しておく，K-3のバックエンド部は，基準信号分配器，IF信号分配器，14台のビデオ信号変換器，記録信号発生器およびデコーダから構成され（第1図），各装置は以下に示すような働きをする。

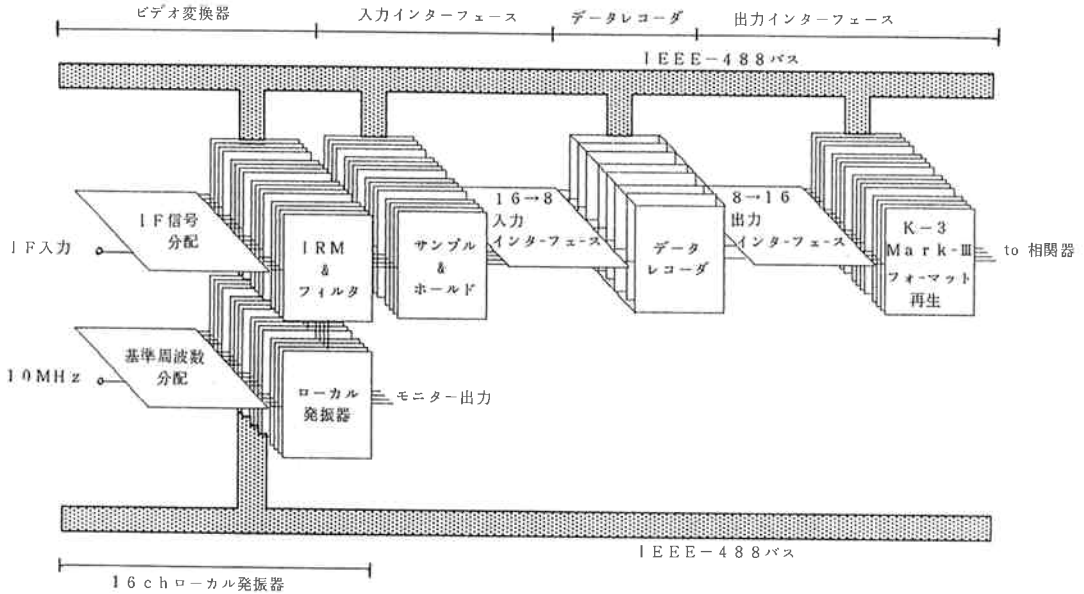
- ・基準信号分配器は，水素メーザからの信号を各デバイスへ分配する。
- ・IF信号分配器は，IF信号を分配する他にバンドパスフィルタを持ちビデオ変換器でのローカル周波数の3次高調波のビデオ信号への漏れ込みを防ぐ。
- ・ビデオ変換器はイメージリジェクションミキサ（IRM）によりIF信号をビデオ帯に周波数変換する。
- ・記録信号発生器は，サンプリング，時刻情報の付加，フォーマットを行う。この信号は，データレコーダに記録される。
- ・デコーダは，記録時の記録品質管理，再生相関時のモニタを行う。

### 2.2 K-4システム

K-4システムのバックエンド部は，ビデオ変換器と

16ch多周波発振器，入力インターフェース，および出力インターフェースにより構成されている。構成を第2図に，ブロック図を第3図に示す。各装置の機能を以下に示す。

- ・16ch多周波発振器は，水素メーザからの基準信号の分配とビデオ変換器に周波数変換のためのローカル周波数を供給する。K-3システムの基準信号分配器及びビデオ変換器のローカル発振部の役割を持つ。
- ・K-4ビデオ変換器は，IF分割用のバンドパスフィルタと16ch分のイメージリジェクションミキサ（IRM）により構成されている。K-3システムのIF分配器，ビデオ変換器IRM部の機能を持つ。
- ・入力インターフェース部は，観測データを符号化し高密度データレコーダにそのデータを供給する装置である。また，後述の出力インターフェースを直結することにより，K-3型記録信号発生器で得られるのと同じフォーマットの信号を出力することができる。入力インターフェースは，K-3システムの記録信号発生器のサンプリング機能を有し，ビデオ変換器からの2MHz・16chのビデオ信号をデジタル信号に変換する。K-3記録信号発生器のサンプリング部及び時刻管理部の機能を持ちデータレコーダとバックエンド部のインターフェースの役割を果たす。後述の出力インターフェースとの組合せによって現在世界的に使用されている記録フォー



第3図 K-4システムブロック図

第1表 K-3システム諸元

装置名	サイズW, H, D [mm]	重量
基準信号分配器	426× 95×450	6.3 kg
IF 分配器	426× 199×450	15.8 kg
ビデオ変換器 (14ch)	85× 262×550(1台)	119.0 kg/14台
記録信号発生器	426× 195×450	13.1 kg
デコーダ	426× 195×450	19.5 kg
電源	426× 390×450	36.8 kg
データレコーダ	560×1650×737	250 kg
		合計 460 kg

第2表 K-4システム諸元

装置名	サイズ W, H, D [mm]	重量
16 ch 発振器	420×190×510	37.8 kg
16 ch ビデオ変換器	420×190×510	38.5 kg
Input インターフェース	424× 88×550	12.8 kg
Output インターフェース	424× 88×550	12.5 kg
データレコーダ	425×394×620	65.5 kg
		合計 167 kg

テープ速度 mm/sec	DIL or DIM ANSI X3B.6 format		
	記録時間 min		データレート Mbits/sec
	Mカセット	Lカセット	
423.8	22	50	256
211.9	45	100	128
105.9	90	200	64
53.0	180	400	32
26.5	360	800	16
17.7	540	1200	10.7

マットと同等のデータが得られる。つまり、K-3または、Mark-III と完全に互換性のある相関器入力データが得られる。

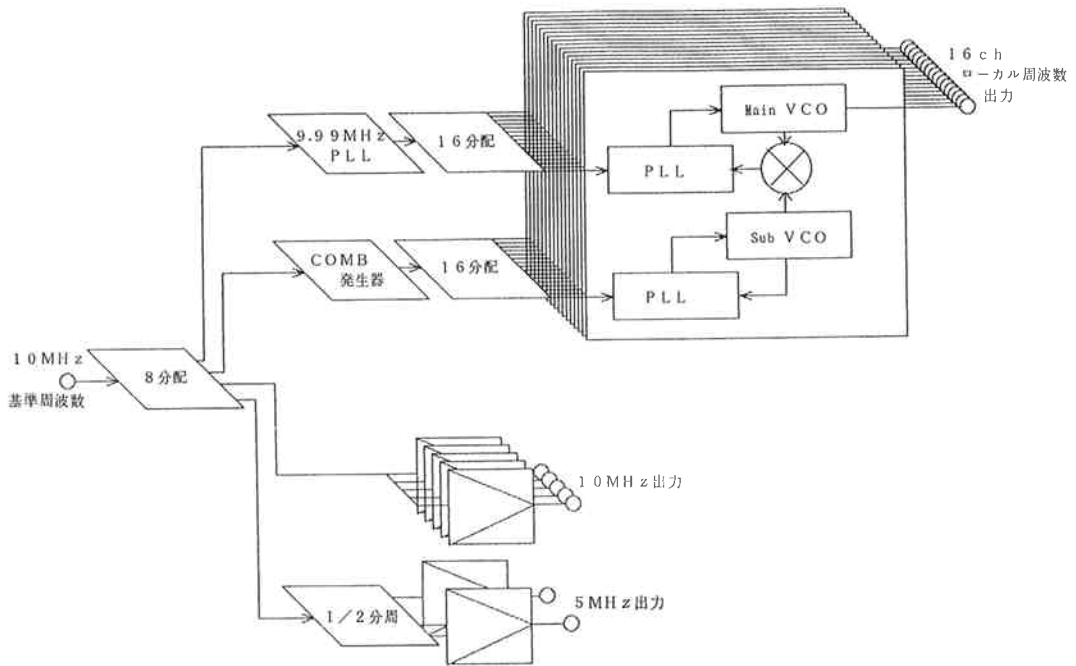
・出力インターフェース部（詳細は、本特集号 3.3. K-4型高密度レコーダ参照）は、K-3システム記録信号発生器のフォーマット機能とデコーダの機能を持ち、データレコーダに書かれた ANSI フォーマットをK-3, Mark-III フォーマットに変換する。また、複数台のデータレコーダを計算機からの1つのコマンドでコントロールしデータ1ビット単位で同期させることができる。データ収集時には、上記のようなデータレコーダ制御機能が必要としないので、出力インターフェースは相関処理局のみ持てばよい。

第1表にK-3システムの諸元、第2表にK-4システムの諸元を示す。K-4システムでは、ビデオ変換器が2ch分増えているにも関わらず、K-3システムに比べて重量で1/3、体積で1/5に抑えられ小型化されている。

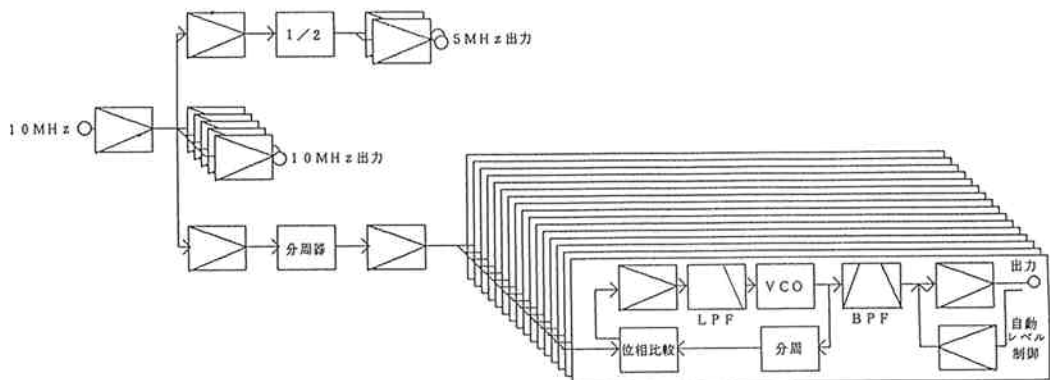
### 3. K-4システム基本動作

K-4システムは、2.2.で述べたように

- ・16 ch 多周波発振器
- ・ビデオ変換器
- ・入力インターフェース
- ・データレコーダ<sup>(4)</sup>
- ・出力インターフェース



第4図 16ch多周波発振器試作器ブロック図



第5図 16ch多周波発振器ブロック図

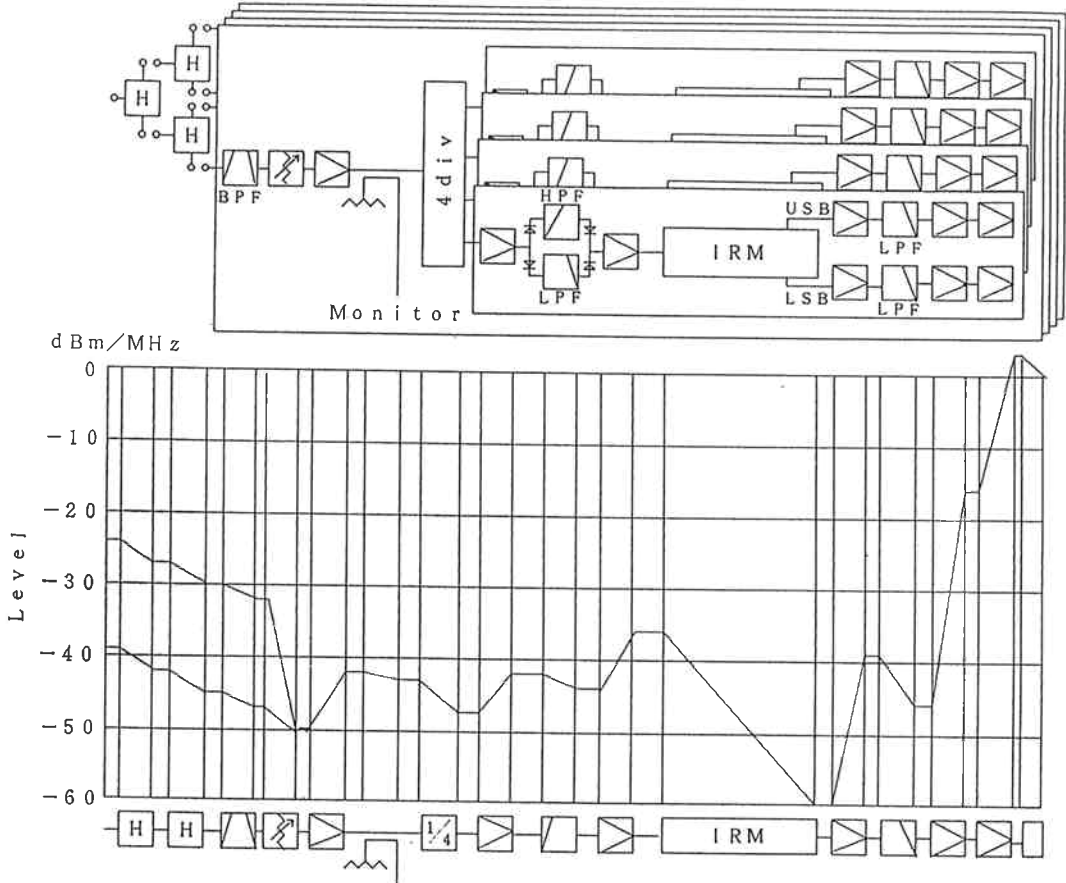
から構成され、GP-IBにより全て制御可能である。本章では、各装置毎にその動作をさらに詳しく説明する。

### 3.1 16ch 多周波発振器

K-4システム開発にあたり、まず試作器を製作し、その性能評価を行った。試作器のブロック図を第4図に示す。試作器は、K-3システムのビデオ変換器ローカル発振部の必要最低限の機能のみを持ち、回路構成に特別な試みをした。すなわち基準波の発振には10MHz COMBジェネレータを用いて10MHzの高調波をいくつも発生させ、そのうちの1つを取り出し、位相校正信号(Pcal)検出に必要な9.99MHzは別途作成し合成

した。この方式では、信号純度を高くできさらに共通部分を1つにまとめられるなどVLBIの発振器としては、効率の良いものである。この試作器は、測地応用のみに目的を絞り周波数も半固定としたため、天文分野への応用には適していない。本作器は、測地・天文両分野に活用できるようにし、操作性も改めて検討した。

本作器のブロック図を第5図に示す。水素メーザ周波数標準からの高安定な基準信号は、増幅・分配されビデオ変換器のローカル発振信号を作るための基準となる。この基準信号に位相同期したローカル発振信号(16ch)がPLL回路により作られ、IF信号(100~500MHz)



第6図 ビデオ変換器ブロック図

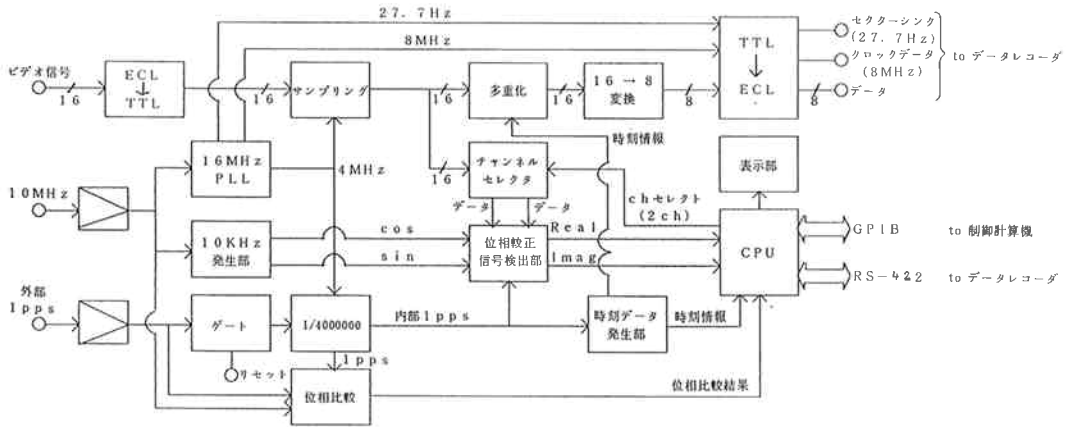
をビデオ信号 (0~2 MHz) に変換するためのローカル発振信号としてビデオ変換器に供給される。ローカル信号出力は、自動レベル制御回路により負荷に依らず一定に保たれる。各チャンネルのローカル発振信号周波数は 10 kHz ステップで設定でき現在の K-3, Mark-III 同様、測地及び天文観測に应用可能である。内蔵された1台のマイクロコンピュータで 16 ch 全ての制御を行っている。K-3 では、各チャンネル毎に内蔵されたマイクロコンピュータで行っていた。

3.2 ビデオ変換器

K-4 ビデオ変換器のブロック図及びレベルダイアグラムを第6図に示す。ビデオ変換器の前段の IF 信号入力は、4 ch 単位で4つの異なった IF 信号を入力することができる。この4つの IF 信号入力の前には、3つの分配器が設けられており、単一の IF バンドから4バンドまで入力を選択できる。入力アッテネータは各 IF 入力毎に独立に4つ設けられており、従来の2つに比べレベル調節が容易になっている。内部にはチャンネル毎に IF フィルタがありローカル周波数の第3次高調波の影

響を抑えるために IF 周波数の分離を行っている (Lo-IF : 100-240 MHz, Hi-IF : 240-500 MHz)。16 ch 多周波発振器で選ばれた周波数の IF 信号中、上側波帯 (USB) および下側波帯 (LSB) がそれぞれビデオ信号に変換される。このビデオ信号は、入力インターフェースに送られてサンプリングされる。ビデオ変換器内にはビデオ出力検波機能があり IF 入力レベルの調節を容易に行うことができる。最終段のビデオ帯のフィルタは、帯域内の位相偏差を抑えるため 2 MHz 帯の7次バターワースフィルタ ( $f_c=0.91 \times f_0$ ,  $f_0$ : 公称周波数 2 MHz) で構成されている。これは、K-3, Mark-III と同じ特性のものである。また、K-4 システムでは、K-3 システムよりチャンネル数が 2 ch 増えているので、高精度 (高 S/N) が期待できる。こうした高 S/N 化は、小型可搬局などで有用である。K-4 ビデオ変換器の制御は、16 ch 多周波発振器同様、全ての内蔵された1台のマイクロコンピュータで行なわれており小型化に役立っている。

3.3 入力インターフェイス



第7図 入力インターフェースブロック図

ブロック図を第7図に示す。以下ブロック図に沿って機能を説明する。

(1) サンプリング部

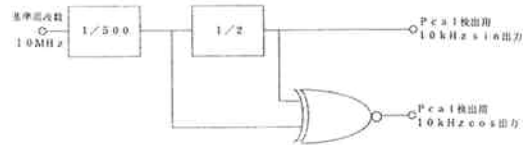
ビデオ変換器からの 2 MHz・16 ch のビデオ信号をコンパレータにより ECL レベルのデジタル信号に変換する。この信号は、ECL/TTL 変換され、外部基準信号に位相同期した 4 MHz クロックでサンプリングされ 64 Mbps のデータ列をつくる。

(2) 時刻データ発生部

水素メーザ周波数標準から供給される 10 MHz の周波数標準信号と絶対時刻の基準となる外部の 1 PPS (1 パルス/秒) 信号により入力インターフェースに必要な全てのクロック信号および時刻情報を発生する。この時刻符号 (及び SYNC コード) は、1 秒に 1 度の割合でサンプリングされたデータに多重化される。このデジタルデータ中に外部より与えられる基準信号から発生した時刻情報を挿入し、データレコーダにそのデータを供給する。内部 1 PPS 信号は、外部 1 PPS 信号の立ち上がりで位相比較され、10 MHz のクロックで ±3 クロック (±0.3 μsec) 以内の誤差範囲に維持される。この範囲を越えるとアラームが出力される。時刻符号は 1 月 1 日を 1 日とした通日で発生される。

(3) 位相校正信号検出部

入力インターフェースの大きな特徴の 1 つとして位相校正信号を観測時に検出する機能があげられる。受信信号には、受信系の相対的な遅延及び周波数特性を補正しバンド幅合成を行うために位相校正信号が重畳されている。入力インターフェースは、相関器と同一方式により位相校正信号の検出を行い、位相校正信号の局内基準クロックに対する位相差とノイズレベルに対する振幅の割合を表示する。外部基準信号から互いに 90 度の位相差を持つ 10 kHz 信号 (COS, SIN 成分) を作り出し、サン



第8図 位相校正信号作製

プリングされた信号とそれぞれ積和を取る (排他的論理和: EXOR) ことによって、位相校正信号の振幅と位相を検出する (第8図)。位相校正信号の位相は、

$$\psi = \tan^{-1} \frac{\sin \text{成分検出値}}{\cos \text{成分検出値}} \quad \dots\dots(1)$$

で求められる。

検出用の SIN, COS 関数として、1 ビット振幅で近似した矩形波を用いるがこの影響は、信号中に注入された位相校正信号の S/N が大きい場合 (パワー比で数 10% 以上) に問題が生じ、特に位相校正信号と検出用の信号の位相差が 45° の整数倍以外のときに (1) 式で求めた位相に大きな誤差を生じる。VLBI では、このパワー比は、10% 以下であり、問題なく式 (1) を適用できる。また、振幅は次式によって求められる。

$$\text{振幅} = \sqrt{(\cos \text{成分検出値})^2 + (\sin \text{成分検出値})^2} \quad \dots\dots(2)$$

K-3 や Mark-III システムでは、この位相校正信号は、観測時にオシロスコープで検出するに留まっていた。このためシステムノイズの変化による位相校正信号の適正注入量の見極めが難しかったが、位相校正信号検出機能により、信号系のチェックが容易に行えるようになっている。

(4) データ出力部

サンプリング部で 1 ビット量子化された 16 ch 分のサンプルデータ列、すなわち 16 ビット幅のデータをレコー

ダの8つのヘッドに割り当てるために8ビット幅に変換し、TTL/ECL変換を行った後、データレコーダに出力する。入力インターフェースからデータレコーダへの出力信号はK-3, Mark-IIIフォーマットと異なり時刻情報を生データ上に書き込むことにより生じるデータの損失を極力抑えている。従来のK-3, Mark-IIIフォーマットデータ中には、1/125の割合で時刻情報が挿入されていたが、K-4では、僅か1/4000の割合となっている。これは、エラーレートが従来のデータレコーダに比べて極めて低いため可能となった。この時刻情報を基に出力インターフェースで現在、世界的に用いられているVLBIフォーマットに変換される。

#### (5) 制御部

入力インターフェース内にはCPU (Z80) が搭載されており、ROM化されたソフトウェアにより以下の制御を行う。

##### (i) 計算機とのインターフェース

計算機とのコマンド・ステータスデータの通信とコマンドの実行は、GP-IBを通して行う。計算機からのコマンドを解釈し、データレコーダの制御を行う。その他、入力インターフェースユニット内のステータス情報（時刻情報、校正信号の振幅・位相情報など）とデータレコーダのステータス情報〔REC（記録状態）、PLAY（再生状態）を始め18項目にもよる〕を計算機へ送る。また、プロトコルエラーやデータレコーダのデバイスアラーム、ステータスをサービスリクエスト（SRQ）により計算機へ転送する。

##### (ii) データレコーダとのインターフェース

データレコーダのリモート制御とステータス、記録・再生時のエラー状態（エラーレート）、走行位置などの情報をRS 422インターフェースを通して行う。データレコーダは、データの他に走行位置を示す位置信号（ID番号：23ビットバイナリーデータ）を記録でき、リモート制御によりセット/リセットが可能である。

##### (iii) 表示部とのインターフェース

指定された2chの遅延校正信号の振幅と位相を計算し3桁の精度で表示すると共に4桁の精度で計算機へ転送する。また時刻レジスタを1PPS毎に読み表示する。他、計算機の要求により時刻情報の転送も行う。

K-3, Mark-IIIの記録フォーマットは、エラーレートの高いデータレコーダを想定して考えられており、K-4データレコーダのようにエラーレート（ $10^{-10}$ ）の低いデータレコーダの能力を十分に引き出すフォーマットとはなっていない。しかし、既に述べたようにK-4

では、データレコーダに適した形で記録し、出力インターフェースでVLBIのフォーマットに変換している。K-4データレコーダは現在世界的に用いられているノーマル固定ヘッドデータレコーダの約8~16倍の能力を有しているが、ヘリカルスキンの技術は、固定ヘッドのものと比較して、ガードバンドを必要としないなど高密度化に適しているためにさらに記録密度の高いレコーダが出現するものと思われる。そのような場合でも、入力、出力インターフェースはそのまま対応できるように考慮されている。

## 4. 電気的性能

電気的性能を系のコヒーレンスの立場から考察した。コヒーレンスを論ずるにあたり系がリニアであることを確認する必要がある。系がノンリニア（飽和した場合）な時は、極端な歪が信号に与えられ、以後のコヒーレンスの考察が意味を持たなくなる。

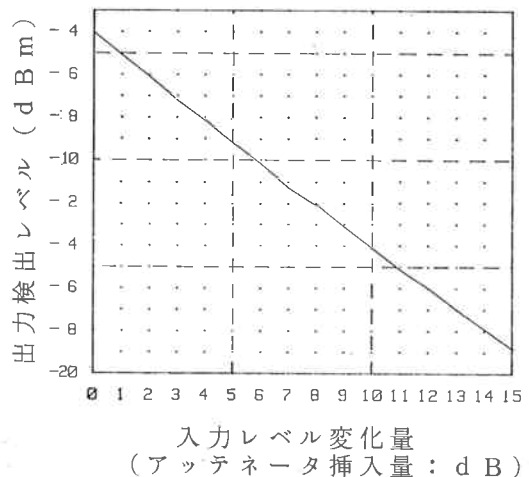
### 4.1 ビデオ変換器の線形性試験

ビデオコンバータの出力段までの線形性の測定を行った。IF入力にアンテナからの白色雑音を入力し入力アッテネータを変化させた時のビデオ信号出力レベルを測定した。これにより全系のリニアリティを測定することが出来る。入力レベルは15dB以上のダイナミックレンジをもつことがわかる。第9図に示されるように線形性については問題が無いことが分かる。

### 4.2 ビデオ変換器によるコヒーレンスロス

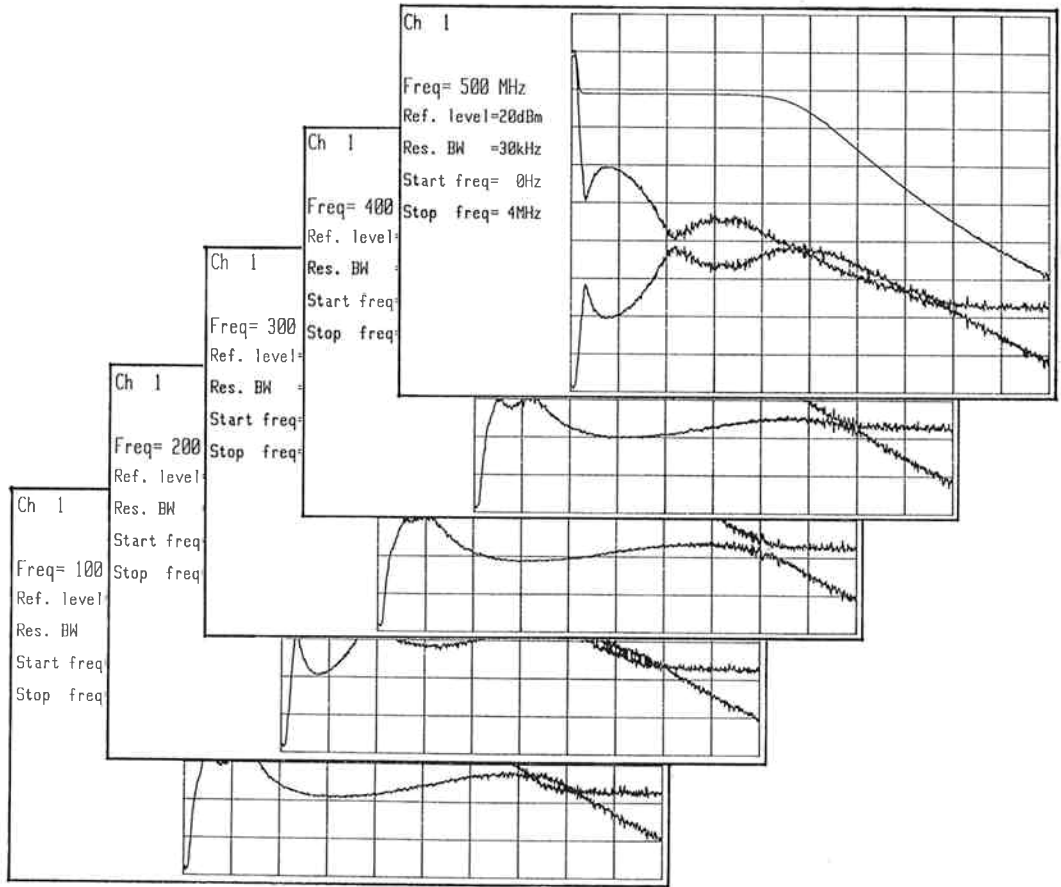
リニアリティが保証されているので、ビデオ変換器によるコヒーレンスの低下は、以下の原因が考えられる。

- IRM のでのイメージの混入
- ビデオフィルタのインパーフェクトバンドパス特性



第9図 線形性確認結果





第10図 イメージ抑圧度

ローカル周波数 100 MHz 毎に測定したイメージ抑圧度を示す。  
 各図中 上：USB 出力レベル [dBm]  
 中：LSB 出力レベル [dBm]  
 下：イメージ抑圧度 (USB/LSB) [dB]  
 横軸 周波数 0~4 MHz  
 縦軸 検出レベル リファレンスレベル 20 dBm  
 イメージ抑圧度 dB (最下部 0 dB)

によるパワーの損出

・サンプリング時の折り返し雑音の混入  
 それぞれについて定量的に評価した。

4.2.1 IRM のイメージ混入によるコヒーレンスロス

IRM は、ローカル周波数の上下側波帯 (USB, LSB) を分離して周波数変換する役割を持つ。この分離が完全でないときに USB の 1 部が LSB に漏れ込んだり、LSB の 1 部が USB に漏れ込む。IRM のイメージ混入によるコヒーレンスの低下とは、この漏れ込みによるコヒーレンスの低下をいう。

周波数シンセサイザで正弦波を発生させ、周波数を掃引しながらビデオ変換器に入力し USB 出力と LSB 出力との比を測定した。

結果を第10図に示す。この値は USB に周波数変換されるべき信号の 1 部が LSB に、また逆に LSB に周波数変換されるべき信号が USB に漏れ込む割合を示す。これをイメージ抑圧度と呼び(3)式で定義できる。

$$\text{イメージ抑圧度} = 10 \log \frac{\text{イメージ側に漏れ込んだ信号レベル}}{\text{信号出力レベル}} \text{ [dB]} \dots\dots(3)$$

イメージ抑圧度は結合度  $k$  を用いると、  

$$\text{イメージ抑圧度} = -10 \log(1 - k^2) \dots\dots(4)$$
 と表せる。

ここで USB を観測する場合の相互相関を考えてみることにする。局 1 での USB 出力  $U_1'$  は、

$$U_1' = k \cdot U_1 + \sqrt{1 - k^2} \cdot L_1 \dots\dots(5)$$

と表される。ここで  $U, L$  は理想的な IRM での USB, LSB 出力を意味し、 $k$  は結合度である。局 2 についても同様な表現を用いると相関係数  $\rho$  は、

$$\begin{aligned} \rho &= \langle U_1' U_2' \rangle \\ &= k^2 \langle U_1 U_2 \rangle + (1-k^2) \langle L_1 L_2 \rangle \quad \dots\dots(6) \end{aligned}$$

となる。地球回転によるフリンジ回転を考えるとローカル発振信号に対して USB, LSB はイメージの関係にあるので、USB と LSB でフリンジ回転の方向が逆となる。なおかつ 2 局が離れている場合、 $U_1$  と  $U_2, L_1$  と  $L_2$  のフリジン回転レートも異なる。実際の相関処理では  $\langle U_1 U_2 \rangle$  に対してフリンジ回転差をなくすように補正を行うが、この場合、右辺第 2 項はゼロとなり

$$\rho = k^2 \langle U_1 U_2 \rangle \quad \dots\dots(7)$$

と表される。したがって  $(1-k^2)$  がコヒーレンスロスとなる。フリンジ回転がない場合 (ゼロ基線) や短基線の場合は、右辺第 2 項はゼロとならず相関が出る。特に 2 台の IRM 特性が同じ場合ロスは少ない。

イメージ抑圧度の測定値は、23 dB 程度で、この時の  $k$  は 0.9975 である。この値を用いてコヒーレンスロスを計算してみると信号相関時にフリンジ回転を行った場合で、0.5% 程度である。

4.2.2 インパーフェクトバンドパスによるコヒーレンスロス (6) (6)

インパーフェクトバンドパスによるコヒーレンスのロスは、フィルタの応答特性が理想的な矩形フィルタでないために生じる。2つのサンプリングされたデータ列  $X_i, Y_i$  の相関を考えてみる。この時相関  $n$  は次式によって与えられる。

$$n = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i Y_i \quad \dots\dots(8)$$

ここで  $N$  は、相関に用いられたサンプルデータ数。

$$\begin{aligned} n^2 &= \frac{1}{N^2} \sum_i \sum_j X_i Y_i X_j Y_j \\ &= \frac{1}{N} [1 + 2 \sum_{\tau=1}^N R_{11}(\tau) R_{22}(\tau)] \quad \dots\dots(9) \end{aligned}$$

ここで  $R_{11}(\tau), R_{22}(\tau)$  は、それぞれ 2 局のフィルタ通過信号の自己相関関数を表している。

これによるコヒーレンスロスは、

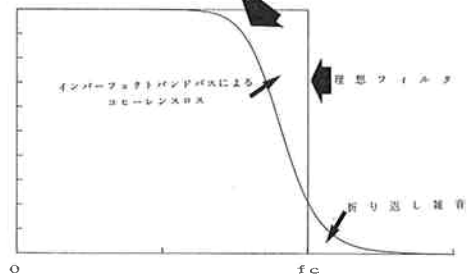
$$\rho = 1 / [1 + 2 \sum_{\tau=1}^N R_{11}(\tau) R_{22}(\tau)]^{1/2} \quad \dots\dots(10)$$

と表せる。

4.2.3 折り返し雑音によるコヒーレンスロス

折り返し雑音によるコヒーレンスロスとは、フィルタの遮断特性が理想的な矩形フィルタと異なるために、サンプリング周波数の (1/2) より高い周波数成分がアン

7 次 バターワース 特性  
 $f_d = 0.91 \cdot f_c$   
 $f_c$ : カットオフ周波数



第11図 バターワースフィルタによるコヒーレンスロス

ダーサンプリングの状態となり折り返された形となってデータに混入しロスを生じる (第11図)。

コヒーレンス  $\beta$  は、

$$\beta = \int_0^{\omega_b} P(\omega) d\omega / \int_0^{2\omega_b} P(\omega) d\omega \quad \dots\dots(11)$$

と表される。ここで  $P(\omega)$  は、フィルタの電力伝達関数で  $\omega_b$  は信号のバンドエッジを示す。このバンドエッジ周波数がサンプリング周波数の 1/2 (図中の  $f_c$ ) を越えるとコヒーレンスロスとなる。

K-4 の場合、ビデオフィルタは、帯域内の位相平坦性を重視した 7 次のバターワースフィルタを採用している。バターワースフィルタの電力伝達関数は、

$$P(f) = \frac{1}{1 + (f/f_a)^{2n}} \quad \dots\dots(12)$$

で表される。ここで  $n$  は、フィルタの次数である。

(12)式を(10), (11)式に代入してコヒーレンスロスを最小にする  $f_a$  を求めると  $f_a = 0.91 f_c$  ( $f_c$ : ビデオ帯域幅 = サンプリング周波数の 1/2) となる。K-4 ではこの値を採用している。

したがって、インパーフェクトバンドパスによるコヒーレンスのロスは 1.28% であり、折り返し雑音によるコヒーレンスのロスは 1.99% となる。

4.3 16 ch 多周波発振器によるコヒーレンスロス

16 ch 多周波発振器によるコヒーレンスの低下の原因としては発振器の位相ノイズがある。

Allan 分散を用いた測定を行うことにより発振器の位相ノイズによるコヒーレンスロスを評価した。まず出力周波数の 10 kHz 離れた 2 ch を選択し両信号のビート周波数をカウンタで測定することで安定度を測定した。結果を第 3 表に示す。この表からコヒーレンスロスを次式により計算することができる。

$$L_c = \omega_0^2 (1/6 \cdot \alpha_p + 1/12 \cdot \alpha_f \cdot T) \quad \dots\dots(13)$$

$\omega_0$ :  $2\pi \cdot \text{frequency}$

$T$ : 積分時間 (sec)

$\alpha_p$ : 白色位相雑音  $\sigma_y(t)^2 : t=1 \text{ sec}$

$\alpha_f$ : 白色周波数雑音  $\sigma_y(t)^2 : t=1 \text{ sec}$

測定結果は、白色位相雑音成分を示している。このため右辺第1項を用いて計算すると、コヒーレンスロス は、 $7.3 \times 10^{-4}$  となる。

4.4 入力インターフェースによるコヒーレンスロス

入力インターフェースによるコヒーレンスの低下の原因としてはコンパレータの不感帯およびオフセットの影響が考えられる。

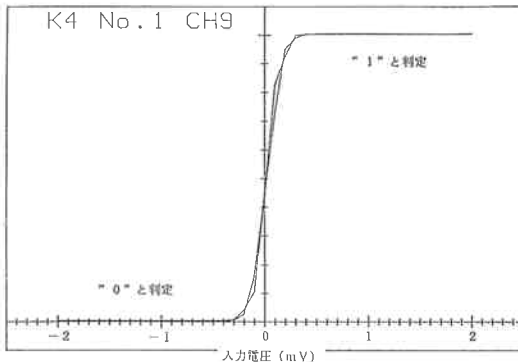
コンパレータ特性によるコヒーレンスロスは、本来 DC レベルより負電圧信号を“0”，正電圧信号を“1”と判定すべき変換時に誤って判定することにより発生するロスである。不感帯の範囲にある電圧は，“0”“1”の判定が曖昧であり誤差を生じる。コンパレータのオフセットは、DC レベルが正負どちらかの電圧側に移動しているために“0”，“1”の判定を誤ってしまうことにより発生するロスである。両者を合わせて誤動作幅としてとらえることができる。

特性の測定は、入力に DC 電圧を印加し、電圧を変えることでコンパレータの不感帯、オフセットとヒステリシスを測定した。結果を第12図に示す。入力信号が白色雑音である場合、電圧は、ガウス分布をしていると仮定できるので、この場合，“1”，“0”の判定を誤る範囲に入る確率は次式によって計算できる。

$$\rho = 2 \int_0^{V_0} \exp(-V^2/2V_e^2) dV \quad \dots\dots(14)$$

第3表 安定度測定結果

周波数	積分時間		
	1 sec	10 sec	100 sec
100 MHz	1.4E-11	1.4E-12	1.7E-13
200 MHz	1.4E-11	1.5E-12	1.7E-13
300 MHz	1.2E-11	1.5E-12	2.2E-13
400 MHz	1.4E-11	1.6E-12	1.9E-13
500 MHz	1.5E-11	1.6E-12	2.1E-13



第12図 コンパレータ特性

$V_0$ : 誤動作幅

$V_e$ : 信号実効値

入力レベルは、0 dBm/MHz 標準、 $V_0$  が 2 mV 以下なので、コヒーレンスロスは、0.36% 未満と見積ることができる。

以上よりコヒーレンスロスは、

イメージ抑圧度	0.50%
インパーフェクトバンドパス	1.28%
折り返し雑音	1.99%
16 ch ローカル発振器位相ノイズ	0.07%
コンパレータ特性	0.36%

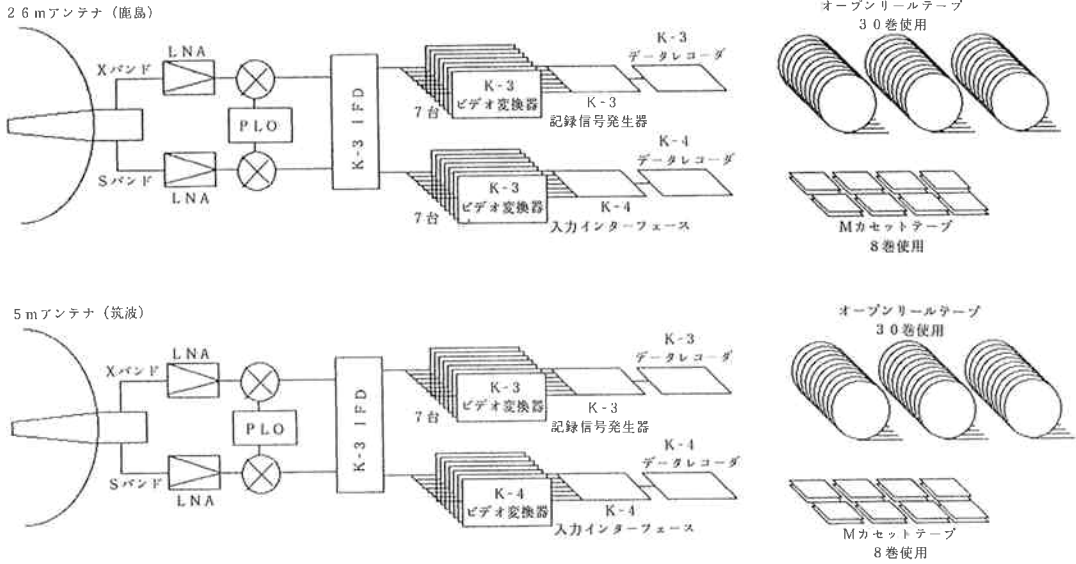
計4.2%未満である。この結果K-4は、K-3と同等の性能を有し十分にVLBIの使用に耐えうるものと思われる。

5. K-4 システム性能確認実験

1989年6月15日に鹿島一筑波 55 km 基線を用いた K-4 システム性能確認実験が建設省国土地理院の協力のもとに行われた。この実験は、超小型局用に開発された自動運用ソフトウェア<sup>(7)</sup>の管理下で24時間にわたって行われた。実験は、鹿島側K-3システムとK-4データレコーダ、地理院側K-3、K-4両システム併用、同時観測で行われた。両システムで取得したデータの解析結果を比較することによりK-4の有効性を確認できる。実験ブロック図を第13図に示す。この時のK-4システムは、試作器で行われたためビデオ帯のフィルタの特性がK-3やK-4実用器と異なっている。このためK-4とK-3の相関振幅は、K-3同志のものより若干低下するが、相関振幅はK-4/K-3の比が0.952程度で誤差の範囲内で一致している。解析結果を第4表に示す。この表に示されるように基線長、基線の3成分とも1 cm 以下の誤差で一致した。また遅延時間残差は、0.091 ns、変化率の残差は0.151 ps/s であり、K-3 どちらの結果と比較して遜色がなく、K-4の有効性が証明された。また、この実験で使用したテープの巻数は、K-3が30巻、K-4が8巻(Mカセット使用)で

第4表 K-4 実験結果 (鹿島一筑波 55 km 基線)  
鹿島一筑波 基線 K-3 実験とK-4 実験の比較

	K-3		K-4		差[m]
	長さ[m]	$\sigma$ [m]	長さ[m]	$\sigma$ [m]	
X成分	40719.331	0.020	40719.327	0.019	-0.004
Y成分	33656.704	0.017	33656.713	0.016	0.009
Z成分	13590.709	0.022	13590.716	0.018	0.007
基線長	54548.556	0.007	54548.561	0.005	0.005



第13図 K-4実験ブロック図

あった。実用器の場合2倍以上の記録容量をもつLカセットを使用できるので24時間実験で3または4巻ですむ。K-4とK-3のデータレコーダの差はエラーレートに顕著に表れており、K-4の場合データエラーは皆無に近い ( $10^{-10}$ )。

6. おわりに

K-4 システムのうち、データ収集の役目を果たす16ch 多周波発振器、ビデオ変換器および入力インターフェースの機能及び性能について述べた。K-4 システムは、この他に出力インターフェース、データレコーダから構成され、現在世界的に使用されている Mark-III、K-3 システムと同等の性能を持ちながら、より高密度化されたシステムとなっている。

今回は、系のコヒーレンスという観点から性能を評価した。また、実際に鹿島—筑波 55 km 基線に応用し有効性の評価を行なった。その結果K-4 システムは、満足な性能を有していることがわかった。

今後、こうした小型で高密度なK-4 システムを用いての超小型移動局実験が計画されている。さらに南極での VLBI 実験も計画されており、こうした実験で小型・軽量のK-4 システムの真価が発揮されるものと思われる。

謝 辞

最後に、日頃ご指導をいただいている角川本部長を始めとする VLBI 本部の方々、手代木関東支所長を始めとする VLBI センターの方々に厚くお礼申し上げます。またK-4 開発プロジェクトを推進された川口前室長（現

国立天文台助教授）に感謝致します。さらに、実際の装置の開発にあられた榎 SONY、榎日本通信機の担当の方々にもお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 木内等, 黒岩博司, “バックエンド”, 電波季, K-3 型超長基線電波干渉計 (VLBI) システム開発特集号, pp. 69-85, Nov., 1984.
- (2) 浜真一, 雨谷純, “データレコーダ”, 電波季, K-3 型超長基線電波干渉計 (VLBI) システム開発特集号, pp. 87-98, Nov., 1984.
- (3) American National Standard 19 mm type ID-1 Instrumentation Digital Cassette Format, Technical Committee X3B6 of American Standard Committee X3, 1988, Mar, 22.
- (4) 浜真一, 木内等, 雨谷純, “K-4 型高密度レコーダ”, 本特集号 3.3.
- (5) Rogers, A. E., et. al., “Coherence Limits for Very-Long-Baseline Interferometry”, IEEE trans., IM-30, 4, pp. 283-286, Dec. 1981.
- (6) Rogers, A. E. E., “The sensitivity of a very long baseline interferometer”, Radio Interferometry Techniques for Geodesy, NASA Conference publication, 2115, 1980.
- (7) 金子他, “VLBI 用小型自動運用ソフトウェアの開発”, 宇宙新技術の天文学・地球物理学への応用 シンポジウム集録, JAN, 1986, pp. 146-151.