

II-5 バックエンド

木内 等* 黒岩 博 司*

(昭和59年7月3日受理)

1. ま え が き

VLBI は、点電波源（電波星など）のふく射する雑音電波を遠く離れた2つのアンテナで独立に同時に受信して電波が各々のアンテナに到達する時間差（遅延時間）を精密に測定する計測システムである。この遅延時間は、両アンテナを結ぶ基線ベクトルと点電波源の相対的位置の関数であるので地球回転とともに時々刻々と変化する。ここで、いくつかの点電波源についてそれぞれの遅延時間の変化を測定すれば、基線ベクトルを導出することができる。（本特集号 IV 参照）

アンテナで受信される RF 帯の信号を直接処理し、遅延時間を求めることは困難であり、また、数百 MHz にわたる広帯域データをそのままサンプリングして処理することは事実上不可能である。そこで、K-3 システムでは、RF 帯の信号を IF 帯に周波数変換し、かつ超広帯域データを用いたのと等価な精度を得るためにバンド幅合成⁽⁶⁾という手法を用いている。そして、このバンド幅合成に必要なデータを取得する部分がバックエンドである。言い換えればバックエンドとは、フロントエンド部から出力された IF 帯の信号を受け、VLBI 局として相関処理が可能なデータ形式に変換する部分をいう。このためにバックエンドは、VLBI データの品質に最も影響を与える。

K-3 システムは、国際 VLBI 網の一拠点となりうるように、現存する米国の Mark-III⁽⁵⁾（K-3 システム以外では、Mark-III のみ）との互換性に配慮し、さらに独自機能を付加した新しいデータ取得システムである。

電波星からの電波は非常に微弱であり有意な情報を得るためには、長時間にわたり2信号の積和をとって信号の相関を検出しなければならない。従ってこの相関積分を行っている期間中信号の位相が安定に保たれていないと、たとえ長時間の積分を行っても大きな相関を得ることができない。データ取得時に信号のコヒーレンス（可干渉性、相関のとれる割合）を各局の受信系の不安定性などで低下させてしまうと直接遅延決定精度に響いてくる。このために、局内コヒーレンスロス（コヒーレンスの低下量）を極力抑えるとともにどの程度のロスになっ

ているかを知る必要がある。

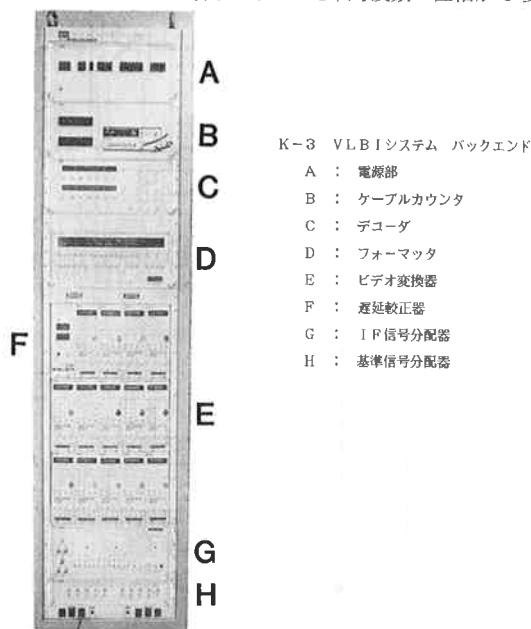
本報告では、バックエンドの構成、機能及び性能について述べ、バックエンドの総合性能として遅延決定精度に重大な影響を与えるコヒーレンスロスについて評価を行った。

2. 構成及び各部の基本動作

バックエンドは、フロントエンドからの IF 信号をビデオ帯域まで周波数変換したのち雑音信号の正負を“1”，“0”の2論理値に変換し、相関処理が可能なデータとして出力する部分である。第1図にバックエンドの外観を示す。図に示されるように、バックエンドは、IF 信号分配器、ビデオ変換器（最大14台）、フォーマッタ、デコーダ、基準信号分配器、遅延校正器、周波数カウンタ、電源部及びそれらを格納する架によって構成されている。第2図に信号のブロック図を示し、第3図にレベルダイアグラムを示す。

2.1 基準信号分配器

バンド幅合成（本特集号 III-5 参照）という手法を用いる VLBI では、局内で用いる基準周波数の位相がそ

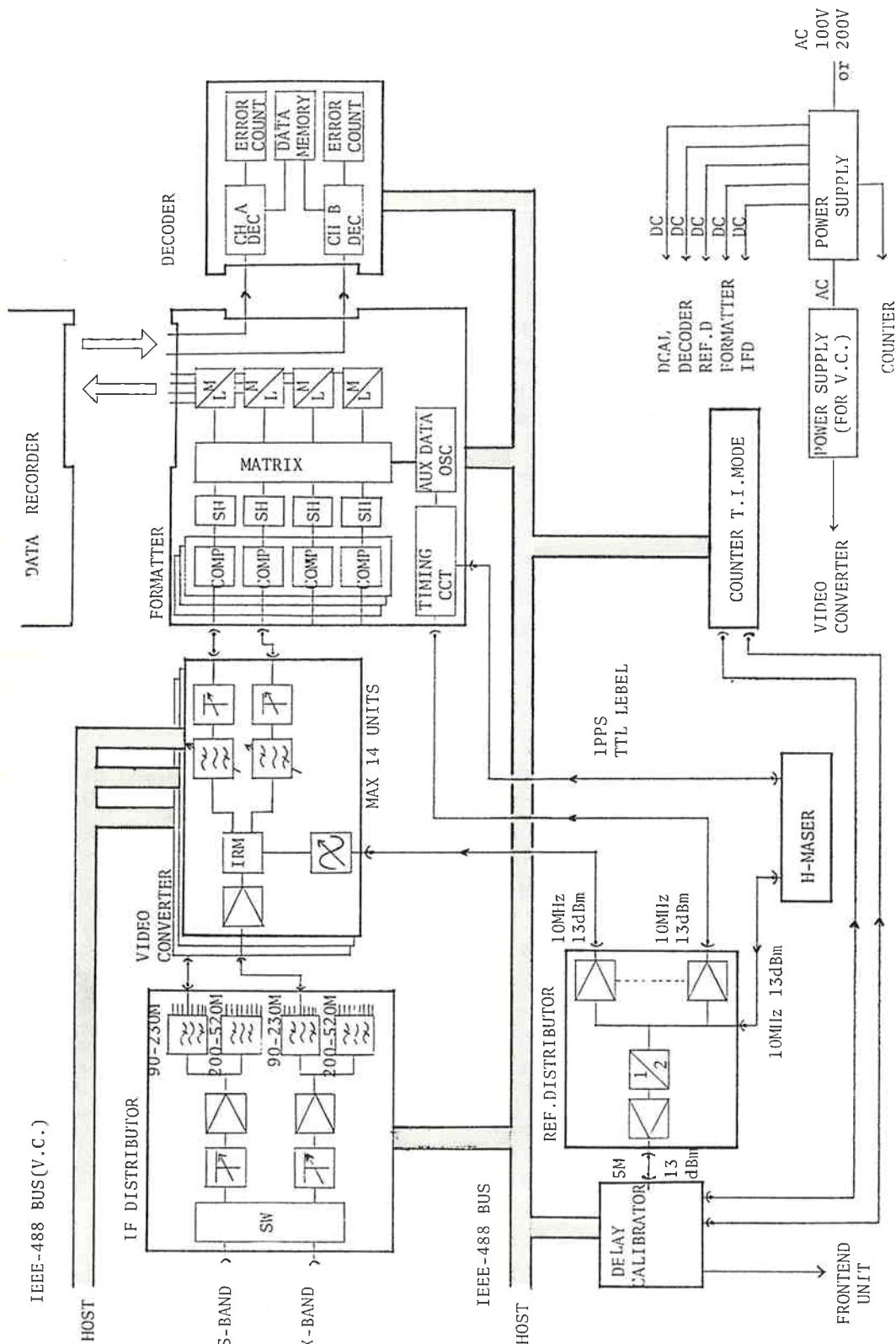


K-3 VLBIシステム バックエンド

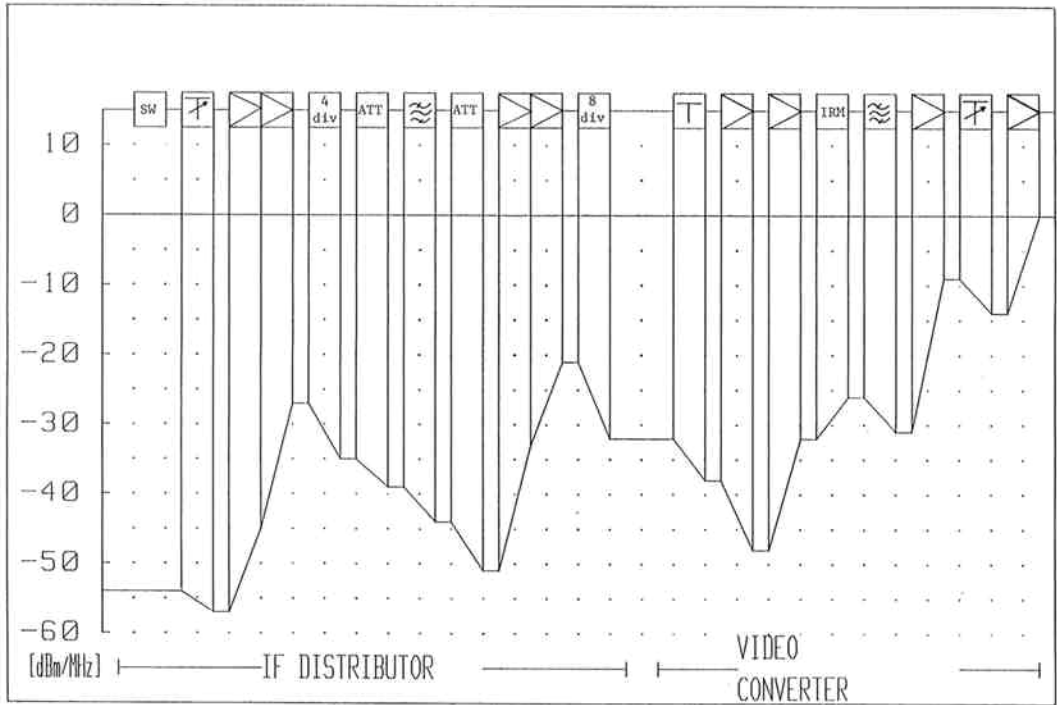
- A : 電源部
- B : ケーブルカウンタ
- C : デコーダ
- D : フォーマッタ
- E : ビデオ変換器
- F : 遅延校正器
- G : IF信号分配器
- H : 基準信号分配器

第1図 バックエンド外観

* 鹿島支所 第三宇宙通信研究室



第2図 バックエンド信号ブロック図



第3図 バックエンドレベルダイアグラム

っていることが特に重要である。本装置は、水素メーザ⁽¹⁶⁾の10 MHz 信号の位相を乱すことなく分配し、ビデオ変換器、フォーマッタ等に高品質の基準周波数を供給する。また、10 MHz を2分周し遅延較正器⁽¹⁷⁾に5 MHz の基準信号を供給する。

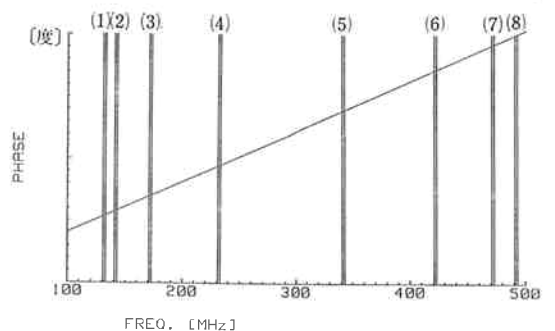
2.2 IF 信号分配器

Sバンド(2200-2320 MHz)、Xバンド(8180-8600 MHz)の信号は、フロントエンド⁽¹⁴⁾の周波数変換部でIF信号(100-520 MHz)に周波数変換後IF信号分配器に供給される。本器は、バンド幅合成のために用意されている複数台のビデオ変換器にIF信号を分配するための装置である。フロントエンドからのXバンド、SバンドのIF信号は、入力切替部のAチャンネル、Bチャンネルそれぞれのルートに供給され、入力アッテネータにより適正レベルに調節される。その後、この信号はバンドパスフィルタでLo-IF(100-230 MHz)、Hi-IF(200-520 MHz)の2つの周波数帯域に分割される。バンドパスフィルタによる分波は、ビデオ変換器でローカル周波数の3次高調波のビデオ帯への漏れ込みを防ぎ、それによるS/N劣化をなくすためのものである。最後に分配アンプによって8分配され、そのうち7信号がビデオ変換器へ出力される。残る1つはモニタ信号として用いられる。

従って、ビデオ変換器に供給されるIF信号は、Lo-

IF 7系統、Hi-IF 7系統、A、Bチャンネル合わせて最大28系統となる。この28系統というのは、VLBIの精度を左右するバンド幅合成のための分配数としては、現時点では最高数である。

- (1)~(3): Lo-IF
- (4)~(8): Hi-IF
- (1)~(8): ビデオ変換器
(ビデオ周波数 2 MHz)



第4図 バンド幅合成概念図

バンド幅合成とは、第4図のように、くしの歯状にビデオ帯のデータをとり、その合成で400 MHz をカバーする手法である。このくしの歯一本一本にIF信号分配器出力、ビデオ変換器一つ一つが対応する。この周波数は、等間隔に選択されるのではなく、Minimum Redundancy Array Theory を使って合成結果が最適になるように選ばれる。

第1表 IF 信号分配器 主要諸元

入力レベル	-54~-33dBm/MHz	
NF	第10図参照	
IF 帯域 (3dB)	Lo-IF Hi-IF	160MHz±70MHz 第11図参照 360MHz±160MHz
帯域外減衰量	Lo Hi	160MHz±140MHz (30dB 以上) (第11図参照) 360MHz±320MHz (30dB以上)
帯域内遅延偏差	Hi, Lo 共 5 ns 以下	
入出力間位相安定度	2° 以内/520 MHz (30分)	
出力レベル	-32dBm/MHz	
各出力間レベル偏差	±0.5dB 以内	

本器は、2乗検波器、マイクロプロセッサを内蔵しており、雑音信号のトータルパワーの測定が容易に行えるほかフロントエンドのノイズダイオードとの組み合わせにより雑音付加型ラジオメータを構成しシステム雑音温度の測定も可能なように設計されている。IF 信号分配器の主要諸元を第1表に示す。

2.3 ビデオ変換器

ビデオ変換器は、IF 信号分配器で分配出力された IF 信号のうち任意の周波数 f_0 の上下側帯帯を分離し、イメージ抑圧されたビデオ信号に変換してフォーマットに出力する部分をいう。本器は、入力アイソレーションアンプ、イメージ信号を抑圧して周波数変換を行う IRM (Image Rejection Mixer)、ローカル信号を供給する 10 kHz ステップシンセサイザ、フォーマットでのサンプリング周波数に応じてビデオ帯域を制限するローパスフィルタ等から構成されている。ビデオ変換器の主要諸元を第2表に示す。

(a) 入力アイソレーションアンプ部

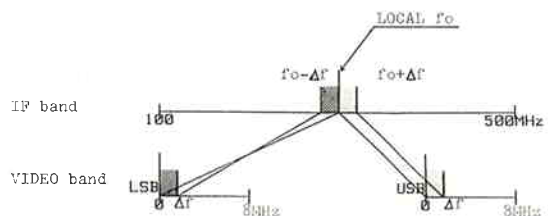
入力アイソレーションアンプ部は、本器の入力端子部に位置し、ローカル信号が入力端子に漏れ込み他のビデオ変換器に影響を与えることを避けるためのものである。

(b) IRM

IRM は、第5図に示すように IF 信号の任意の周波数の上下側帯帯を分離してイメージを抑えたビデオ信号に変換する。原理を第6図に示す。本装置は、IF 帯、ビデオ帯の広帯域 90度移相器及び2つのダブルバランスドミキサからなり、10 kHz ステップシンセサイザより水素メーザに位相ロックした高安定なローカル信号の

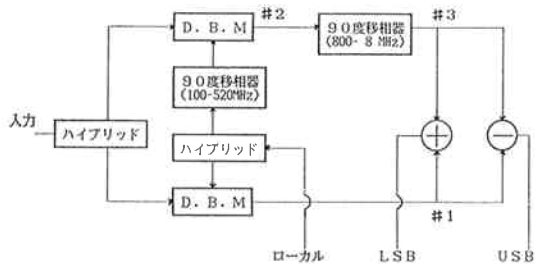
第2表 ビデオ変換器 主要諸元

入力周波数範囲	100MHz~520MHz
入力 VSWR	<1. 2
1dB 圧縮入力レベル	-25dBm/MHz 以上
ビデオ帯出力周波数	800Hz~520MHz
出力レベル	0 dBm 標準
ローカル信号漏洩量	入力端で -60dBm 以下
USB/LSB レベル偏差	0.5dB 以下
イメージ抑圧度	第15図参照
入出力 VSWR	<1. 2
第2高調波混入量	30dB 以下
公称周波数 (f_c)	0.125, 0.25, 0.5, 1, 2, 4MHz 6種類
フィルタ特性	7次パタワース特性
-3dB 周波数	$f_c \times 0.91$
-10dB 周波数	$f_c \times 1.08$
振幅リップル	0.5dB 以下 (f_c の80%)
位相リップル	5° 以下 (f_c の80%)
位相ドリフト	0.2°/°C 以下
USB/LSB フィルタ 間群遅延偏差	±15 ns 以下
USB/LSB フィルタ 間位相差	5° 以下 (f_c の80%)



第5図 IF 信号、ビデオ信号変換図

供給を受ける。イメージ信号が無関係雑音として漏れ込むのを避けるため、イメージ抑圧特性に大きな影響を与える各移相器の特性には十分注意が払われている。



INPUT: $A_u \cos(\omega_c + \omega)t + A_l \cos(\omega_c - \omega)t$

#1: $A_u \cos(\omega_c + \omega)t \cos(\omega_c t) + A_l \cos(\omega_c - \omega)t \cos(\omega_c t)$
 $= 1/2 A_u [\cos(2\omega_c + \omega)t + \cos(\omega t)] + 1/2 A_l [\cos(2\omega_c - \omega)t + \cos(-\omega t)]$

#2: $A_u \cos(\omega_c + \omega)t \sin(\omega_c t) + A_l \cos(\omega_c - \omega)t \sin(\omega_c t)$
 $= 1/2 A_u [\sin(2\omega_c + \omega)t + \sin(-\omega t)] + 1/2 A_l [\sin(2\omega_c - \omega)t + \sin(+\omega t)]$

#3: $1/2 A_u [\cos(2\omega_c + \omega)t - \cos(\omega t)] + 1/2 A_l [\cos(2\omega_c - \omega)t - \cos(\omega t)]$

LSB=#1+#3:
 $A_l \cos(\omega t) + A_{ucos}(2\omega_c + \omega)t + A_{lcos}(2\omega_c - \omega)t$

USB=#1-#3:
 $A_u \cos(\omega t)$

LSB+LPF:
 $A_l \cos(\omega t)$

USB+LPF:
 $A_u \cos(\omega t)$

第6図 IRM 原理図

(c) 10 kHz ステップシンセサイザ

10 kHz ステップシンセサイザは、位相雑音の少ない安定なローカル信号をビデオ変換器に供給する。コヒーレンスロスをおさくするためにフロントエンド部の周波数変換部と同様に位相雑音が極めて低いものが要求される。IF 帯の任意の周波数帯域を選択して周波数変換できるように 10 kHz ステップで 99.99MHz から 519.99 MHz まで周波数を変えられる。周波数は、地上からの混信がなく、かつバンド幅合成の結果が最適になるように適宜必要に応じ設定される。なお、10 kHz ステップごとに変わる理由は、1 MHz おきの正弦波で構成されている遅延校正信号（本特集集 II-8 参照）をビデオ帯域の 10 kHz 成分に周波数変換するためである。100 MHz~500 MHz という広帯域を 8 個の電圧制御発振器 (VCO) でカバーしている。また、負荷の変動が周波数変動に影響を及ぼさないような回路構成をとっている。本シンセサイザは、出力周波数を 1/2 のプリスケアラ及びプログラマブル分周器で分周して得られた 5 kHz と基準の 10 MHz 信号を分周して得られた 5 kHz とを位相比較し、その誤差電圧で VCO の発振周波数を制御する PLL 回路から構成されている。

(d) フィルタバンク

フィルタバンクは、ナイキストのサンプリングの定理⁽¹²⁾に基づきフォーマッタでのサンプリング周波数に応じて周波数帯域を制限するためのもので、サンプリン

グによるイメージ周波数の折り返しを低減する。

本器内には、公称帯域幅 0.125, 0.25, 0.5, 1, 2, 4 MHz の 6 種類のローパスフィルタが USB(Upper Side Band), LSB(Lower Side Band) の帯域制限のためにそれぞれ実装されている。帯域内リップルを極力抑え帯域内の位相をフラットにするために、7 次のバターワースフィルタ回路を採用している。フィルタを通過した信号は、アンプ、レベル調節用アッテネータを経由してビデオ出力端子へ導かれる。それぞれのフィルタを通過して来た白色雑音レベルを一定値 (0 dBm 標準) にするために各フィルタごとにレベル補正回路を有する。

(e) システム雑音検出部

IF、ビデオ帯の検波電圧を測定しトータルパワーまたは、システムノイズを計算する機能を持つ。また、本器のローカル周波数、フィルタ、アッテネータ等の設定を IEEE-488 バスで行うためのインターフェイス機能を有する。

2.4 フォーマッタ

フォーマッタは、ビデオ変換器出力のビデオ信号をサンプリングし、信号電圧の正負に応じて“1”、“0”の 2 論理値に量子化した後、相関処理に必要な情報（時刻情報、シンクワード情報など）を付加し、定められた信号レベル、信号形式に整えたのちデータレコーダ⁽¹⁵⁾に送出する機能を持つ。フォーマッタは、以下の各部より構成されている。

(a) チャネルユニット部

チャネルユニット部は、相互に差し替え可能な 7 枚のチャネルユニットにより構成されている。各チャネルユニットは、4 チャネルのビデオ入力端子を持つ。チャネルには、ラッチ機能を持ったコンパレータが組込まれており、正電位を論理“1”、負電位を論理“0”とする 1 ビットサンプリングを行う。遅延時間決定を目的とする VLBI では、振幅情報よりも位相情報が重要な意味をもつ。1 ビットサンプリングでは、振幅情報は失われるが位相情報は保存される。従って相関の大きさはアナログ相関（無限ビットサンプリングに相当）の約 64% にしか低下しない。2 ビットの量子化で、振幅情報も取り入れるとこの値は、88% に改善されるが 1 ビットサンプリングのたかだか 1.38 倍の改善にすぎず、記録すべき情報量が 2 倍に増えることを考え合わせると多ビットサンプリングにする利点は少ない。

フォーマッタ出力データは、入力に対して固定対応しているわけではなく、第 3 表に示す 4 種類のモードに従って切り替えられる。

コンパレータで、“1”、“0”に変換された信号は、ビデオ帯域の 2 倍の周波数のクロックで読みだされ、8

第3表 モード表

レコーダ トラック	モード A	モード B	モード C	モード D
# 1	U 1	U 1	U 2	U 1
3	U 3	U 3	U 4	U 1
5	U 5	U 5	U 6	U 1
7	U 7	U 7	U 8	U 1
9	U 9	U 9	U 10	U 1
11	U 11	U 11	U 12	U 1
13	U 13	U 13	U 14	U 1
15	L 1	L 1	U 1	U 1
17	L 3	L 3	U 3	U 1
19	L 5	L 5	U 5	U 1
21	L 7	L 7	U 7	U 1
23	L 9	L 9	U 9	U 1
25	L 11	L 11	U 11	U 1
27	L 13	L 13	U 13	U 1
# 2	U 2	U 1	U 2	U 1
4	U 4	U 3	U 4	U 1
6	U 6	U 5	U 6	U 1
8	U 8	U 7	U 8	U 1
10	U 10	U 9	U 10	U 1
12	U 12	U 11	U 12	U 1
14	U 14	U 13	U 14	U 1
16	L 2	L 1	U 1	U 1
18	L 4	L 3	U 3	U 1
20	L 6	L 5	U 5	U 1
22	L 8	L 7	U 7	U 1
24	L 10	L 9	U 9	U 1
26	L 12	L 11	U 11	U 1
28	L 14	L 13	U 13	U 1

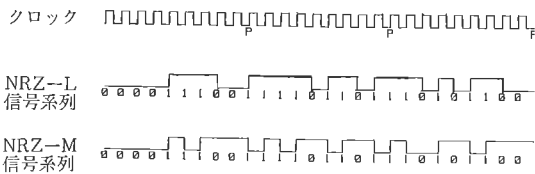
数群は、ビデオ変換器の番号を示す。

U : USB (Upper Side Band)

L : LSB (Lower Side Band)

- モード A : 14台ビデオ変換器使用
レコーダ 28トラック同時書き込み
- モード B : 7台ビデオ変換器使用
レコーダ 14トラック同時書き込み
- モード C : 14台ビデオ変換器使用
レコーダ 14トラック同時書き込み
- モード D : 1台ビデオ変換器使用
レコーダ 1トラック書き込み

ビット毎に1ビットのパリティビットが付加される。この信号は、出力インターフェイス回路で NRZ-L から NRZ-M 信号に変換されて、2台のデータレコーダに出力される。NRZ-M の形式では、データからクロックを再現できる (本特集号 II-6 参照)。NRZ-L, M は、第7図に示す信号系列である。



第7図 NRZ-L, NRZ-M 対応

(b) チャンネルユニットコントロール部

チャンネルユニット部が必要とするコンパレータ基準電

圧、データクロック、テープクロック、パリティ符号、モード選択符号を供給するもので7枚のチャンネルユニットを並列制御する。テープフォーマット (第8図) のヘッダメモリに蓄えられており、1フレームごとに読み出されチャンネルユニット部に供給される。また、これらの作業を定められたタイミングで行うためのタイミング信号は、タイミングコントロール部より供給される。

(c) タイミングコントロール部

タイミングコントロール部は、データのサンプリングパルスを始めとして一定のフォーマットにデータを整えるために必要なすべてのタイミングパルスを発生する。これらのタイミングはすべて外部の時系 (セシウム原子周波数標準器, II-9 参照, 1 pps で定義された時系) と完全に同期がとれるようになっている。また本部では、時刻符号、ヘッダ部の誤り検出用の符号などデータレコーダに記録する必要のあるすべての符号を発生する。フォーマットの心臓部ともいうべき本部の主な役割を次に示す。

- フォーマット形式を整える (第8図)。
- CRC (Cyclic Redundancy Check) コード⁽⁴⁸⁾の対象データがフレームの先頭から148ビット分になる様にチャンネルコントロールユニットにタイミングを与える。
- サンプルレート (8 M~0.25 Mbps) を外部 1 pps 信号とフレームの先頭が一致した時点で切り替える。
- 10年の桁までの時刻情報発生。
- 外部 1 pps 信号に対し内部カウンタ系が正しいタイミングになっていることを管理する。
- 内部クロックの管理。
- タイミングクロックをモニタとして出力。

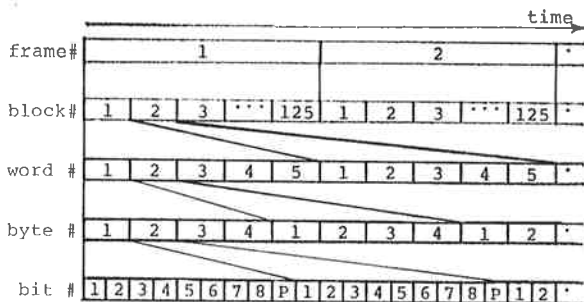
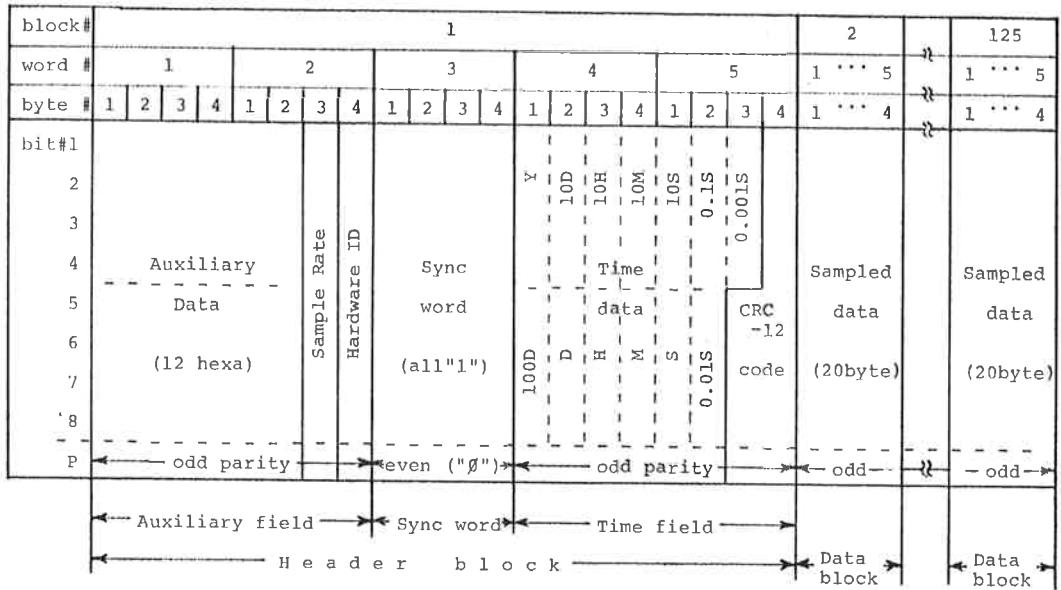
(d) バスインターフェイス部

IEEE-488 バスによりホストコンピュータとのインターフェイスをはかる。

2.5 デコーダ

フォーマットで一定のフォーマットに変換されたデータは、データレコーダで逐次テープ上に記録されてゆき、相関処理の際に再生される。この記録、再生時にエラーが生じると得られる相関の大きさが低下するが、VLBI では相関処理がオフラインで行われるためならぬかの方法で記録時の品質を監視しなければならない。そのため VLBI 観測中にテープ上の記録データを記録ヘッドに隣合った再生ヘッドで記録直後に再生し常にデータの記録状態を監視している。この時、再生データの品質評価を行うのが本器である。

デコーダは、一連のデータの区切りとなるヘッダ部を



	blocks	words	bytes	sample bits	tape bits
1 frame =	125	625	2,500	20,000	22,500
1 block =	1	5	20	160	180
1 word =	-	1	4	32	36
1 byte =	-	-	1	8	9

第8図 テープ・フォーマット

検出してそこに書かれている時刻符号などを表示するほか、パリティチェック、CRC チェック、SYNC ワード（第8図参照）の適否、論理“1”のデータ数などデータ品質を表すパラメータを計数し、必要に応じ外部に送出する機能を持っている。また、データの一部（1 Mbit）を記憶し、必要に応じて外部に送出する機能も有している。

本器は、観測中の品質チェックだけでなくフォーマッタやデータレコーダの調整、点検にも用いられ、チャンネル部2式、1 kbit RAM 部、1 Mbit バッファ部、IEEE-488 インターフェイス部から構成されている。

(a) チャンネル部

本器は、フォーマットされたデータの中からヘッダ情報を抽出し、その内容をホストコンピュータに転送するほかエラーレートの表示、タイミングパルスのモニタ出力を行う。以下にデータ品質管理の主な内容を示す。

○パリティエラーチェック

“SYNC” 信号に同期して入力9ロックからパリティビットを除いた“8/9クロック”、“1/9クロック”を作り、データのパリティチェックを行う（“SYNC”ワード以外のデータは奇数パリティ）。

○CRC エラー (Cyclic Redundancy Check)⁽¹³⁾

1フレームの情報は、パリティビットを除いて20000 サンプルビットであるから“8/9クロック”を2000分周して“FRAME”信号を作りヘッダ中のデータをCRC-12 演算（文献13参照）し、CRC チェックを行う。これは、特に大切なヘッダ中のタイムデータの誤りを検出するためのものである。

○SYNC エラー

2つの“SYNC”信号間のビット数は20000である。しかし、この間のビット数を計数する20000進カウンタの値が“SYNC”信号検出時に20000と異なった場合ビットスリップまたは、ビットメイクがあったことになるので、SYNCエラーとなる。この時カウンタの値が10000以下ならビットメイクがあったとみなしてカウンタをリ

セットし、10001以上ならビットスリップが生じたのでカウンタをリセットすると共に“FRAME”信号を送出する。このようにして、各フレームの先頭は“SYNC”信号に揃えられる。

○ Missing SYNC エラー

直前の“SYNC”信号から20000 bit カウントすれば“SYNC”信号が来ると期待されるが来なかった場合は、パリティ等のエラーがあり“SYNC”信号を検出出来なかったことになる。これを Missing SYNC エラーと呼ぶ、この時20000進カウンタは、リセットされ、“FRAME”信号が出力される。

(b) 1 kbit RAM 部

1 kbit RAM 部は、ホストコンピュータからカレントデータの出力要求コマンドがあった場合、次のフレームの先頭からのデータを RAM に書き込み、続くデータ読みだし命令に備える。このように、データの一部をホストコンピュータに転送するためのバッファメモリとして本部が用意されている。

(c) 1 Mbit バッファ部

ホストコンピュータからの入力チャンネルの指定、書き込みタイミングの指示により、データの書き込みを開始され、1 Mbit 分のデータが本バッファ部に書き込まれる。書き込まれたデータは、ブロック単位で読み出すことができる他、データ回線を通じて転送することもできるので、この機能を利用すれば観測中にデータを送り合い相関の有無を確かめるいわゆる「実時間相関監視」に使用することができる。

2.6 10 kHz フィルタ

本器は、遅延校正器⁽¹⁷⁾によりデータ中に挿入された10 kHz の遅延校正信号を検出する。この検出された10 kHz 正弦波の位相をオシロスコープでモニタすることにより、信号経路の位相変動をリアルタイムで監視することができる。回路構成は、Qの高い一段のパッシブバンドパスフィルタで構成され温度変動、外部じょう乱の影響を受けにくくなっている。

3. バックエンドの電気的性能

バックエンドの電気的性能について測定を行った。バックエンドの電気的特性には、電子装置の一般の特性、周波数特性や利得などのほかに VLBI 機器特有の特性としてコヒーレンスロスがあげられる。コヒーレンスとは、位相情報が保たれた状態で得られる理論的相関強度と実際に相関器の出力として得られる強度との比である。この比が“1”でないのは、システム内の不安定性により、信号の位相情報が失われたものと考えられ、コヒーレンスロスと定義付けられる。

VLBI では、電波星からの微弱な電波を各局で受信し、その相関値から精密な到達遅延時間差を求めるのでコヒーレンスロスの大小は、遅延決定精度と大きな拘わり合いをもつ。このため、各局のコヒーレンスロスは、可能な限り小さくする必要があり、3. では、コヒーレンスロスを中心にバックエンドの測定結果について述べる。

3.1 基準信号分配器

ビデオ変換器のローカルの基準周波数、フォーマッタのサンプリングタイミング用基準周波数は、本器より供給する。このために、水素メーザ原子周波数標準から送られてくる基準信号の品質を劣化させずに分配増幅することが必要である。つまり本器におけるコヒーレンスロスの原因としては、分配増幅時に付加される位相雑音、入出力間位相特性、外部温度、電圧変動などによる位相変動が考えられる。水素メーザの安定度測定のように、基準の周波数に対して数 Hz の周波数差を与えてビートをとり、測定精度をあげるという手法を本器の場合行えない。従って、精度の高い測定自身困難が伴うが、カウンタを用いた測定法では、コヒーレンスロスは、0.01%より小さいことが確かめられた。

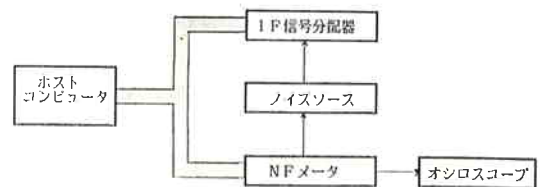
3.2 IF 信号分配器

IF 信号分配器の主な電気的特性には、以下の(a)~(d)があげられる。

- (a) NF
- (b) 周波数特性
- (c) 帯域内遅延偏差
- (d) 入出力間位相安定度

IF 信号分配器に起因するコヒーレンスロスの原因には、分配増幅時におけるアンプなどによる雑音付加がある。このうち(a)の NF の特性が悪いとシステムノイズを大きく上昇させて信号との対雑音比 (S/N) を低下させる。S/N の低下は遅延決定精度を劣化させ、コヒーレンスロスの原因になる。(b)~(d)は、全周波数帯域にわたって効率よくバンド幅合成するときに重要になってくるが、あまり大きく悪くない限り遅延校正信号で補正することができるので問題にはならない。

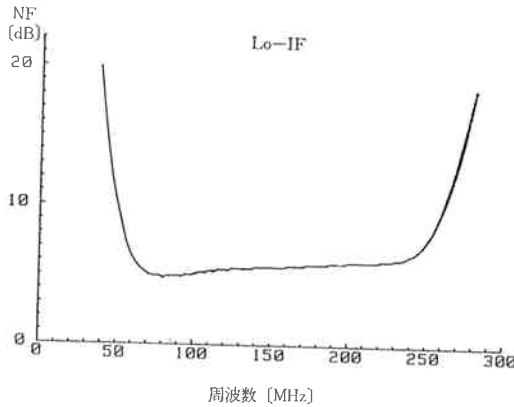
以上に関し、第9図に示す方法で測定を行った。この



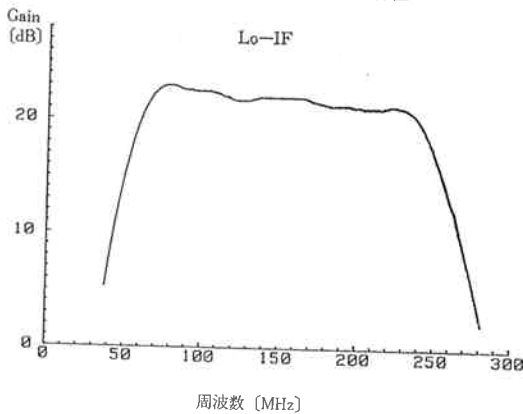
— IEEE-488バス

第9図 IF 信号分配器・周波数特性測定ブロック図

方法は、NF メータにより、ノイズソースの ON/OFF を行い NF, Gain の周波数特性を同時に測定する。この結果は、IEEE-488 バスを介してホストコンピュータに送られる。また、オシロスコープに状態表示される。ノイズソースにより変化する ENR (Excess Noise Ratio) の周波数特性は、NF メータ内部にストアされ、捕間法により、試験周波数における ENR を求め測定値に反映される。さらに、測定系自体のシステム雑音の自動補正を行う機能も持っている。NF 測定分解能は、0.01 dB, Gain 測定分解能は、0.01 dB, NF 精度は、±0.1 dB, Gain 精度は、±0.2 dB である。測定結果を、第 10 図、第 11 図に示す。

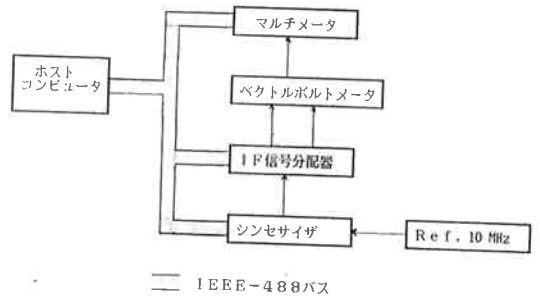


第10図 IF 信号分配器 NF 特性

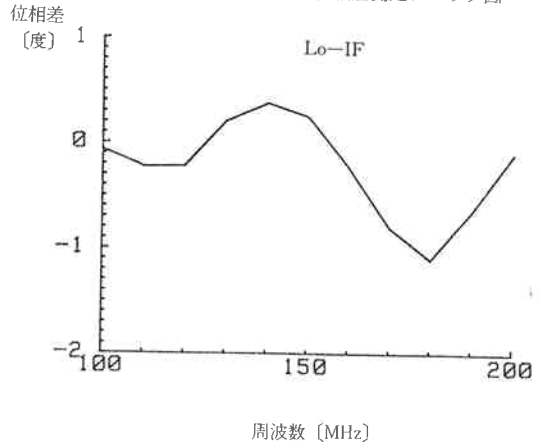


第11図 IF 信号分配器 周波数特性

この結果 6 dB 以下という NF 特性を得ることができた。これを雑音温度に換算すると IF 信号分配器入力端換算で -108.5 dBm/MHz となる。天空からの雑音温度は -57 dBm/MHz (標準) となるので、IF 信号分配器から発生するノイズによる S/N の低下はほとんどなく、IF 信号分配器によるコヒーレンスロス、0.1% 以下となり無視しうる。(b), (c), (d)の測定結果を第 1 表にまとめる。チャンネル間位相差は、遅延校正器で補正されるためにコヒーレンスロスには関与しないが、チャンネル



第12図 IF 信号分配器 CH 間位相差測定ブロック図



第13図 IF 信号分配器 CH 間位相差の周波数特性

間位相差を機器の個体差という観点より測定した。測定方法を第 12 図に、結果を第 13 図に示す。チャンネル間位相差は、3 度以内におさまっていることがわかる。

3.3 ビデオ変換器

ビデオ変換器の主な役割は、周波数変換と帯域制限にある。ビデオ変換器の電気的特性としては、

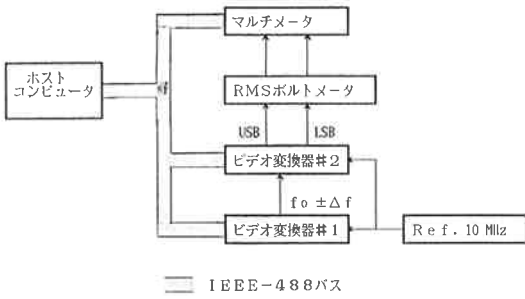
- (a) 入力アイソレーション
- (b) IRM のイメージ抑圧度
- (c) 10 kHz ステップシンセサイザの位相雑音
- (d) インパーフェクトバンドパスと折り返し雑音
- (e) NF

などがあげられる。

このうち(a)入力アイソレーションは、ビデオ変換器用の局部発振信号が他のビデオ変換器に漏れ込み影響を与えるのを防ぐ意味で重要であるが、測定したところ 40 dB 以上あるため問題はない。

(b) IRM のイメージ抑圧度によるコヒーレンスロスとは、本来、USB (LSB) にしか出現しない周波数が、イメージとして LSB (USB) に漏れ込むと、その分だけ、パワー的ロスとなる。今回の測定では、IF 信号をビデオ変換器に入力して、USB 出力パワーと LSB 漏れ込みパワーとの比から、イメージ抑圧度を計算した。

測定方法を第 14 図に示す。この方法では、特定周波



第14図 ビデオ変換器 IRM イメージ抑圧度測定ブロック図
 数でのイメージ抑圧度を測定する。ビデオ変換器 #1 より $f_0 \pm 4f$ のシンセサイザ出力をビデオ変換器 #2 に入力し、ビデオ変換器 #2 のローカル周波数を f_0 とし、 $f_0 \pm 4f$ を周波数変換する。このときの USB, LSB のパワー比を計りイメージ抑圧度を次式より求める。
 イメージ抑圧度 [dB]

$$\frac{\text{USB (USB) 端子に現れる}}{\text{USB (LSB) 信号レベル}} \div \frac{\text{USB (LSB) 出力レベル}}{\text{USB (LSB) 出力レベル}} \quad \dots\dots(1)$$

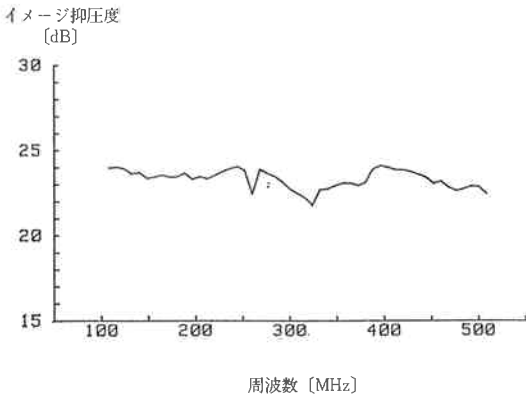


図15第 ビデオ変換器 IRM イメージ抑圧度

結果を第15図に示す。今、USB の出力端子に着目して考える。出力端子へ現れる信号レベル (U') と USB 入力 (U), LSB 入力 (L) とは次式により関係づけられる。

$$U' = kU + xL$$

ここで、 U' , U , L のパワーが "1" の制約条件を加えると、

$$\langle U'^2 \rangle = k^2 \langle U^2 \rangle + x^2 \langle L^2 \rangle + 2kx \langle UL \rangle$$

* $\langle \rangle$ は平均値を意味する。

U と L が完全独立なランダム量とすると、右辺第3項は0となる。よって、

$$x = \sqrt{1 - k^2}$$

$$U' = kU + \sqrt{1 - k^2} L \quad k: \text{結合度}$$

と表され、イメージ抑圧度と k の関係は、

$$\text{イメージ抑圧度} = -10 \log(1 - k^2)$$

となる。次に2台のIRMのUSB出力の相関係数を考える。2台のIRMの結合係数を k_1, k_2 とすると、

$$U_1' = k_1 U_1 + \sqrt{1 - k_1^2} L_1$$

$$U_2' = k_2 U_2 + \sqrt{1 - k_2^2} L_2$$

と表せる。相関係数 ρ は、 $\langle UL \rangle = 0$ として次式で表せる。

$$\begin{aligned} \rho &\equiv \langle U_1' U_2' \rangle \\ &= k_1 k_2 \langle U_1 U_2 \rangle \\ &\quad + \sqrt{(1 - k_1^2)(1 - k_2^2)} \langle L_1 L_2 \rangle \end{aligned}$$

ここで、実際のVLBIデータの相関のようにフリンジの回転がある場合は、右辺第2項はフリンジの回転が逆向きになるので0となる。また、フリンジの回転がない場合は、右辺第2項は0とならず相関がでる。

2台のIRMのイメージ抑圧度を19.5 dB, 25 dB として k を求めると $k_1 = 0.9944$ (イメージ抑圧度19.5 dB), $k_2 = 0.9984$ (イメージ抑圧度25 dB) である。これらを上式に代入し ρ を求め、コヒーレンスロスと計算すると

0.72% (フリンジ回転を行った時)

0.12% (フリンジ回転をしない時)

となる。

(c) 10 kHz ステップシンセサイザの位相雑音によるコヒーレンスロスは、IRMのローカル周波数の位相揺らぎによって信号の位相情報が失われることによって生じる。

周波数の安定度の尺度としては、Allan 分散 $\sigma_y^2(\tau)$ を用いた⁽¹¹⁾。これは、標準分散と類似の次の関係式

$$\langle \sigma_y^2(N, T, \tau) \rangle = \left\langle \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N \left(\bar{Y}_n - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{Y}_k \right)^2 \right\rangle \quad \dots\dots(2)$$

$$* Y = (f - f_0) / f_0$$

f : 瞬時周波数

f_0 : 中心周波数

$$\bar{Y} = \frac{1}{\tau} \int_t^{t+\tau} Y dt \quad T: \text{測定}の\text{繰}り返し\text{時間}$$

において $N=2$, $T=\tau$ とおいた場合に相当し、

$$\langle \sigma_y^2(2, \tau, \tau) \rangle \equiv \sigma_y^2(\tau) = \langle (\bar{Y}_{k+1} - \bar{Y}_k)^2 / 2 \rangle \quad \dots\dots(3)$$

となる。位相雑音 σ_ϕ は、

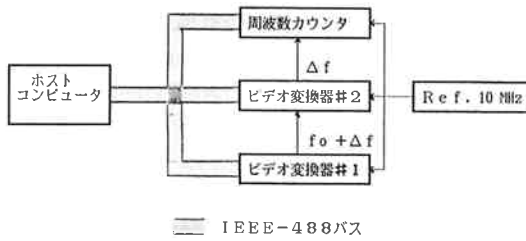
$$\sigma_\phi(\tau) = 360 \cdot \tau \cdot \sigma_y(\tau) \cdot f_0 [\text{deg.}] \quad \dots\dots(4)$$

τ : カウンタゲート時間

f_0 : 周波数

で求められる。以下に記す安定度とは、式(3)によって計算した結果である。

測定法は、第16図に示す。ビデオ変換器 #1 のシンセサイザの出力をアッテネータを通してビデオ変換器 #



第16図 ビデオ変換器 シンセサイザ位相安定度測定ブロック図

2の IF 入力接栓へ接続する。ビデオ変換器 #1 のシンセサイザより $f_0 + \Delta f$ の周波数を出力し、ビデオ変換器 #2 でローカル周波数を f_0 として周波数変換すると、USB に Δf の出力が現れる。今回の測定では、 Δf は、10 kHz とした。 Δf をカウンタで測定し、ホストコンピュータにより Allan 分散を求め位相雑音を計算した。使用した 2 台のシンセサイザの特性が同じであると仮定すると、この値を $\sqrt{2}$ で割ったものが各シンセサイザの位相雑音となる。結果を第17図に示す。この結果より、 f_0 が高いほど位相雑音は大きい、 τ にはほとんど依存しないことがわかる。位相変動に起因するコヒーレンスロス、位相雑音 $\phi(t)$ [rad] によって真のクロススペクトル S_{xy} の位相がランダムに変動を受けることによって生じる。この時平均の $S'_{xy}(\omega)$ は、 $S_{xy}(\omega)$ を用いて

$$\langle S'_{xy}(\omega) \rangle = S_{xy}(\omega) \langle \exp(j\phi(t)) \rangle$$

と表せる。ここで、 $\langle \rangle$ は、時間平均を示す。一般に $\langle \exp(j\phi(t)) \rangle$ は 1 よりも小さい値をとるので、この分がコヒーレンスロスとなる。 $\phi(t)$ が平均値 0、分散 $\sigma^2(T)$ のガウス分布をしていると仮定すると、

$$\begin{aligned} \langle \exp(j\phi(t)) \rangle &= \left\langle \left| \frac{1}{T} \int_0^T \exp(j\phi(t)) dt \right| \right\rangle \\ &= \exp\left(-\frac{\sigma_\phi^2(T)}{3}\right) \end{aligned} \quad \dots\dots(5)$$

となる。この式に、測定して得られた位相雑音の最大値 $\sigma_\phi(T) = 5$ [deg.] を代入すると、コヒーレンスロスは、最大で 0.58% である。

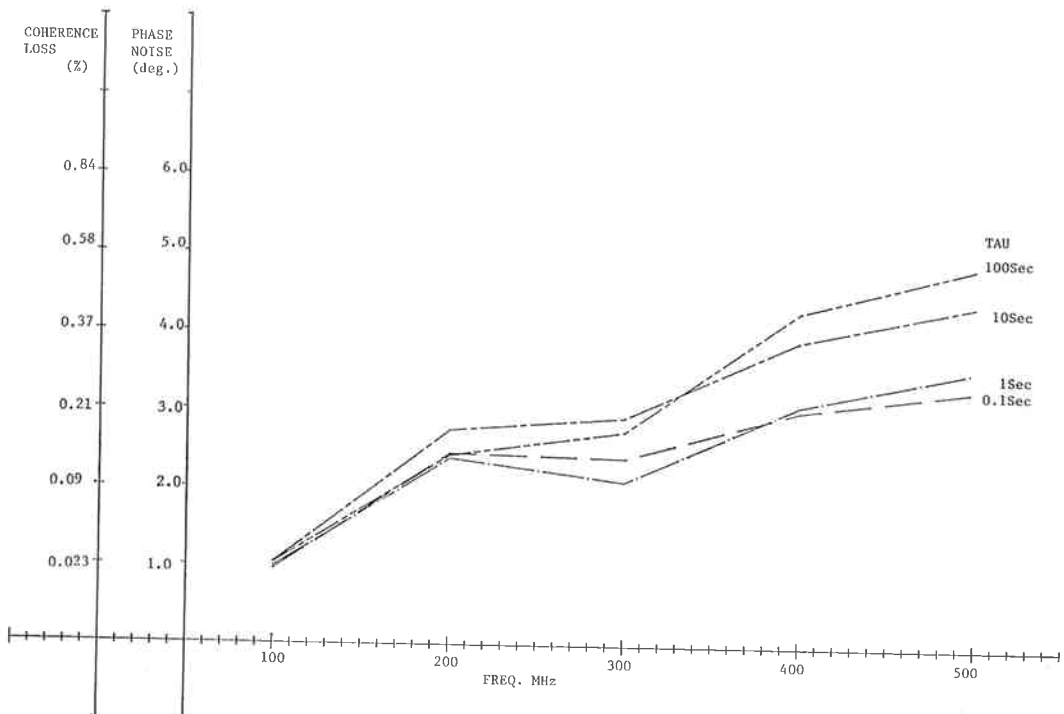
(d) フィルタバンク

フィルタバンクでのコヒーレンスロスの原因は、

- 雑音の統計的独立性が失われることによって生じるロス (インパーフェクトバンドパスと呼ぶ)
- 折り返し雑音⁽¹²⁾

の 2 つがあげられる。

インパーフェクトバンドパスによるコヒーレンスロスとは、フィルタの応答特性が理想的な矩形フィルタの応答特性と異なっているために、サンプリングされたデータと次にサンプリングされるデータが完全には独立でないことから生じる。



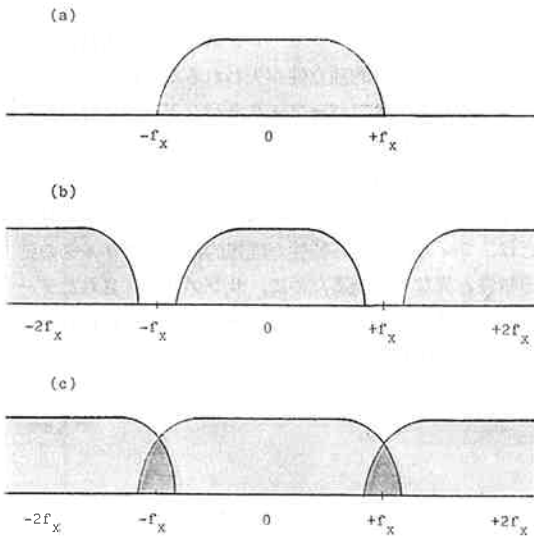
第17図 ビデオ変換器 位相雑音

これによるコヒーレンスロス₀は、文献(8)により、

$$\beta = 1 / [1 + 2 \sum_{\tau=1}^N R_{11}(\tau) R_{22}(\tau)]^{1/2} \quad \dots\dots(6)$$

ここで、 $R_{11}(\tau)$ 、 $R_{22}(\tau)$ は各フィルタを通った信号の自己相関関数である。

サンプリング周波数 f_x より高い周波数 f_m 帯域を持つ場合を考える。このようなサンプル値系列の周波数スペクトルは、第18図(c)のように $2f_m$ の幅を持つ(a)の周波数スペクトル $X(f)$ が $2f_x$ の中心間隔で両端で重なり合っている。このようなサンプル値系列を離散フーリエ変換(DFT)して得られる周波数スペクトルは、高周波成分に大きな歪みを含む。これが、折り返し



f_m Hz以下に帯域制限された周波数スペクトル(a)と、それを $2f_x$ Hz間隔で無限に並べた周波数スペクトル(b)及び(c)

(b)は $f_x > f_m$ の場合

(c)は $f_x < f_m$ の場合

第18図 折り返し雑音概念図

雑音と呼ばれるものである。このために、もとの波形を再生することはできない。ただし、局内コヒーレンス測定のように、折り返された成分が全く同じ場合は、相関値に折り返し雑音によるコヒーレンスロスがないかのように測定される。しかし、フリッジ回転(本特集号III-2参照)を行った場合、サンプリング周波数以下の成分と、折り返される成分は、逆方向の回転となるので完全にインコヒーレントな信号となり、コヒーレンスの低下を招く。

折り返し雑音によるコヒーレンスロス₀は、以上のように遮断特性が理想的な矩形特性でないために、サンプリ

ング周波数より高い成分が、雑音として折り返された形で高域周波数成分に歪みを生じコヒーレンスを低下させる。これによるコヒーレンスロス₀は、式(7)により計算される。

$$\beta = \int_0^{\omega_b} P(\omega) d\omega / \int_0^{2\omega_b} P(\omega) d\omega \quad \dots\dots(7)$$

$P(\omega)$: フィルタの電力伝達関数

バターワースフィルタの電力特性は、

$$P = \frac{1}{1 + (f/f_d)^{2n}}$$

で与えられる。式(6)、(7)のコヒーレンスロス₀を最小とする値として本器では、 $n=7$ 、 $f_d=0.91 f_c$ (f_c =公称周波数)を採用した。

(6)、(7)式を用いてコヒーレンスロス₀を計算してみると、

インパーフェクトバンドパス 1.28%

折り返し雑音 1.99%

となる。

(e) システム雑音によるコヒーレンスロス

ビデオ変換器のシステム雑音によるコヒーレンスロスを見積もってみる。第3図のレベルダイヤにより、IF信号分配器の入力までの値で雑音温度換算を行った。各IFアンプのNFは、6dB(一般的なIFアンプのNF)として計算した。これによるとIF信号分配器入力換算で-108.53dBm/MHzとなり、標準入力-57dBm/MHzとは、51.5dBの差がある。つまり、システム雑音による寄与は無視しうる(IF信号分配器とビデオ変換器両方合わせて)。以上よりビデオ変換器のコヒーレンスロス₀の主な原因は、IRMのイメージ抑圧度、シンセサイザの位相雑音、インパーフェクトバンドパス、折り返し雑音である。

3.4 フォーマッタ

フォーマッタは、アナログ系とデジタル系の両方から構成されているが、コヒーレンスの劣化を招くのは、アナログ系の部分である。ロス₀は、アナログ信号をサンプリングする時に発生する。フォーマッタのコヒーレンスロス₀の原因としては、

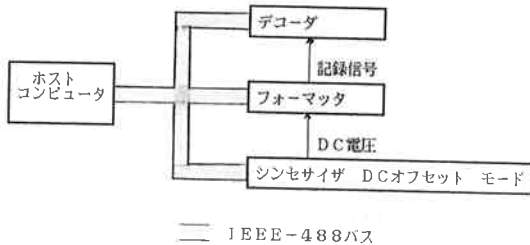
(a) コンパレータの不感帯

(b) コンパレータのオフセット

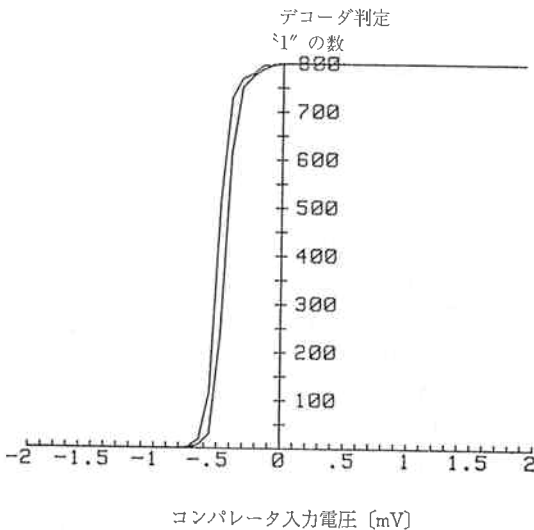
の2つをあげることができる。

ビデオ信号の正負の判定を行うコンパレータは通常ヒステリシス特性を持ち、このために入力信号の正負の判定が正確に行えない領域がある。この領域をコンパレータの不感帯と呼ぶ。この帯域に入った信号は、正確に“1”、“0”の判定がなされずその結果コヒーレンス₀を失う。オフセットに関しては、不感帯とは違った意味で

コヒーレンスロスを招く。オフセットのために本来“1” (“0”)と判定しなければならない信号を“0” (“1”)と判定することになる。このことは、天空雑音のように統計的にみて平均が0である信号(ホワイトノイズ)で“1”と“0”の数のバランスがくずれすることを意味する。これに関する測定法を第19図に示す。この方法では、コンパレータ入力電圧を徐々に変化させ、その時のコンパレータ判定値をデコーダから読みだす(800 bit単位で読みだす)。横軸にコンパレータ入力電圧、縦軸に“1”と判定された bit 数をプロットしたのが第20図である。この図で、800 bit すべてを“0”または、“1”と判定できない領域が不感帯であり、不感帯の中心電圧と0Vとの差が、コンパレータのオフセットである。



第19図 フォーマッタ コンパレータ特性測定ブロック図



第20図 フォーマッタ コンパレータ特性

入力信号(雑音)がガウス分布をしているとすると不感帯に信号が入る確率は、(8)式で与えられる。

$$R(V_0) = 2 \int_0^{V_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}V_e} \exp(-V^2/2V_e^2) dV \quad \dots(8)$$

V_0 : 不感帯幅
 V_e : 信号実効値

ただし、入力信号は、平均0Vとする。

ビデオ変換器では、平均0V、フォーマッタ入力レベル0 dBm(50Ω)として出力するので $V_e=0.224[V]$ となる。また、 V_0 は、第20図の結果より2mV(最悪値)である。以上の値を式(8)に代入してコヒーレンスロスを計算すると0.36%である。

また、第20図のオフセットが両局にあった場合、実際に相関器より出力されるオフセット分は、次式によって見積もられる。

$$\begin{aligned} \text{"1", "1" の出る確率: } & P_1 = P_1(1) P_2(1) \\ \text{"1", "0" の出る確率: } & P_2 = P_1(1) (1 - P_2(1)) \\ \text{"0", "1" の出る確率: } & P_3 = (1 - P_1(1)) P_2(1) \\ \text{"0", "0" の出る確率: } & P_4 = (1 - P_1(1)) \cdot (1 - P_2(1)) \end{aligned}$$

$P_1(1)$: データ1中の“1”の出る確率

$P_2(1)$: データ2中の“1”の出る確率

ここで、 P_1, P_4 の時、相関器は、相関“1”、 P_2, P_3 の時相関“-1”とカウントするので、相関器出力のカウント値Mは、相関に関与した全ビット数をNとすると、

$$\begin{aligned} M &= N(P_1 - P_2 - P_3 + P_4) \\ &= N(2(P_1 + P_4) - 1) \end{aligned}$$

従って、相関係数は、

$$M/N = 2(P_1 + P_4) - 1 \quad \dots(9)$$

となる。

式(9)を用いて計算をしてみると、0.052%程度の寄与しかない。さらに、このオフセットは、実際に遅延時間を求める際に除くことができるので遅延決定精度に影響を与えない。

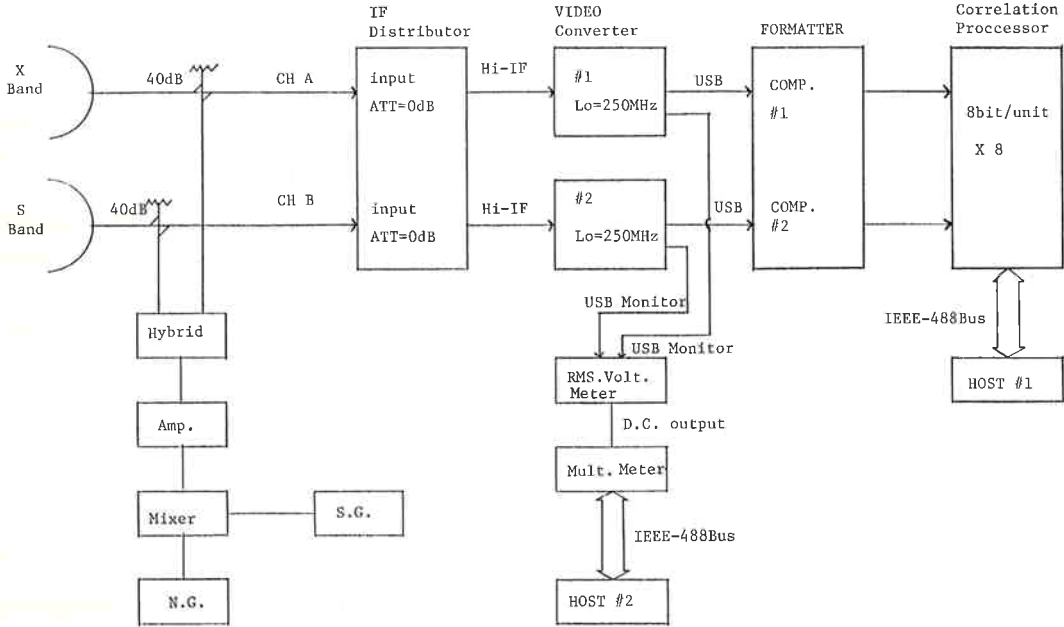
以上に示したコヒーレンスロスの測定値は、バックエンド特性測定時の最悪値である。

4. 総合チェック

バックエンドのすべての機器の総合的なコヒーレンスチェックを行った。ここでは、実際の相関出力⁽¹⁸⁾を基にコヒーレンスロスを計算し、3.で求めたコヒーレンスロスとの比較を行うことを主目的とする。

(a) 測定方法

バックエンド内で、独立な2系統を第21図のように選ぶ。ここで各々の系をA系、B系と呼ぶことにする。これらの系ではS/Nを変化させることが可能であり、S/N対コヒーレンスロスの関係を求めることができる。信号源としてノイズジェネレータを用い、この信号をハイブリッドで2分割した後、40dBのカプラを用いてA系、B系へ入力する。雑音源としては、A系ではXバンド、B系ではSバンドの天空雑音を26mアンテナで受



第21図 総合チェックブロック図

信して用いた。このために、X、Sバンドの共通のIF帯域での測定となった(Xバンド IF: 100~520MHz, Sバンド IF: 180~300MHz)。今回は、測定周波数を250MHzとした。システムノイズより定まる相互相関係数 ρ_0 は、次式で与えられる。

$$\rho_0 = \left[\frac{S_{n1} \cdot S_{n2}}{(T_{n1} + S_{n1})(T_{n2} + S_{n2})} \right]^{1/2} \quad \dots\dots(10)$$

- S_{n1} : 共通信号のA系でのレベル
- S_{n2} : 共通信号のB系でのレベル
- T_{n1} : A系のシステムノイズ
- T_{n2} : B系のシステムノイズ

第21図において信号レベルを変化させた時の ρ_0 を計算し、これと相関器出力より得られた相互相関係数 ρ_1 との比よりコヒーレンスロスを出算できる。

$$\text{コヒーレンスロス} = 1 - \frac{\rho_1}{\rho_0} \quad \dots\dots(11)$$

(b) ρ_0, ρ_1 の導出

ρ_0 の測定は、A系、B系各々のビデオ変換器のビデオモニター端子の出力をRMSボルトメータで計り、その読みをA/D変換してホストコンピュータに取り込む。共通信号としてのノイズジェネレータOFF状態でのビデオ変換器#1、#2のビデオ出力レベルの読みを V_1, V_2 、ノイズジェネレータON状態での各々の読みを V_3, V_4 とすると

$$T_{n1} = k \cdot V_1^2$$

$$T_{n2} = k \cdot V_2^2$$

$$T_{n1} + S_{n1} = k \cdot V_3^2$$

$$T_{n2} + S_{n2} = k \cdot V_4^2$$

となる。ここで、 k は比例定数である。式(10)に上式を代入すると、

$$\rho_0 = \left[\frac{(V_3^2 - V_1^2) \cdot (V_4^2 - V_2^2)}{V_3^2 \cdot V_4^2} \right]^{1/2} \quad \dots\dots(12)$$

を得る。

ρ_1 は、相関器を用いてA系、B系の各々の自己相関相互相関係数からパワースペクトルを求め、コヒーレンス関数に代入することにより求められる。

周波数成分 f に関するコヒーレンス関数は、

$$C_0(f) = \frac{|S_{xy}(f)|}{\sqrt{[S_{xx}(f) S_{yy}(f)]}} \quad \dots\dots(13)$$

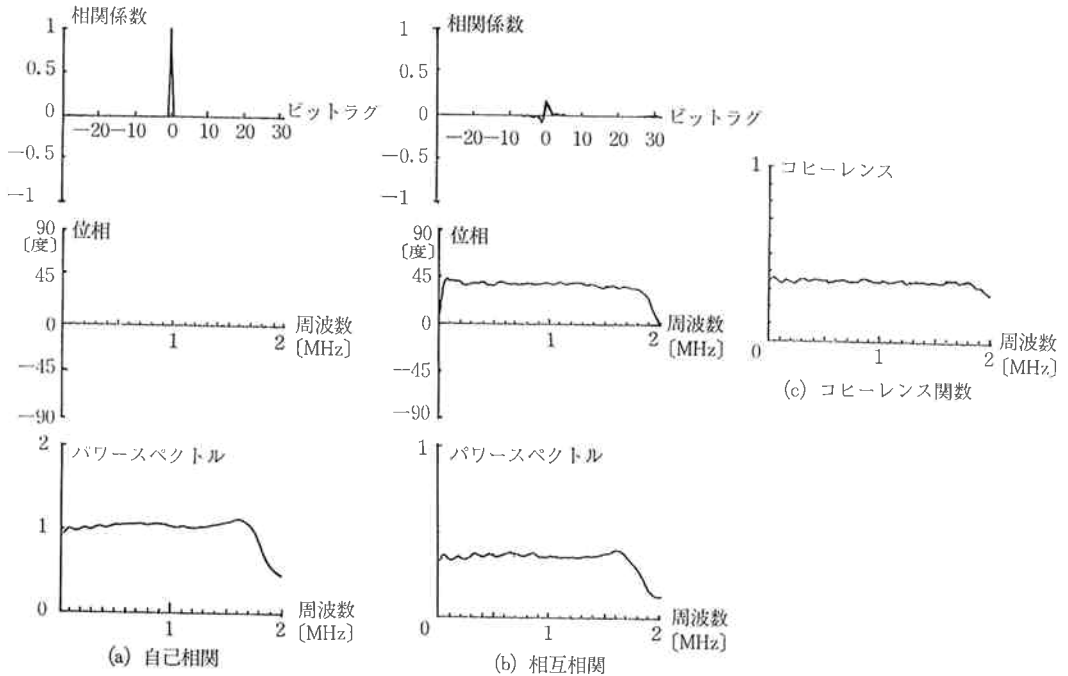
- $S_{xx}(f)$: A系の自己相関関数のパワースペクトル
- $S_{yy}(f)$: B系の自己相関関数のパワースペクトル
- $S_{xy}(f)$: A、B系の相互相関関数のパワースペクトル

で与えられる。このコヒーレンス関数を周波数で積分し平均したものを系のコヒーレンスとした。つまり、

$$C = \frac{1}{B} \int_0^B C_0(f) df \quad \dots\dots(14)$$

で与えられる。

ここで、上式を計算するために相関関数のパワースペクトルを求めなければならないが、相関器から出力される生のデータはフォーマットで1bitサンプリングされたデータの相関結果であり、真の相関値ではない。1



第22図 相関器出力より求めたコヒーレンス関数の一例

bit サンプリングで得られた相関係数から真の相関係数への補正は、Van Vleck と Middleton の論文⁽¹⁰⁾に従って、次式で与えられる。

$$R(\tau) = \sin\left(\frac{\pi}{2} r(\tau)\right) \quad \dots\dots(15)$$

$R(\tau)$: 真の相関係数

$r(\tau)$: 1 bit サンプリングデータでの相関係数

これらの式を用いて、次の手順で ρ_1 を求めた。

- ρ_0 を決定した後に、共通信号としてのノイズジェネレータ ON の状態で A 系の自己相関関数 $r_{xx}(\tau)$ を求める。
- 同様に B 系の自己相関関数 $r_{yy}(\tau)$ を求める。
- 同様に A, B 系の相互相関関数 $r_{xy}(\tau)$ を求める。
- $r_{xx}(\tau)$, $r_{yy}(\tau)$, $r_{xy}(\tau)$ を式(15)によって真の相関係数への補正を行う。
- フーリエ変換を行いパワースペクトルを求める。
- コヒーレンス関数を用いて相関器出力のコヒーレンスを求める。

求められた ρ_1 , ρ_0 より(11)式を用いてバックエンドにおけるコヒーレンスロス計算できる。なお、ここでいう相関器出力の相関関数とは、相関器 8 ユニットの並べた 64 bits (8 bits/unit) ラグのデータをさし、また、フーリエ変換は、1024 bits で行っている。

(c) 測定結果

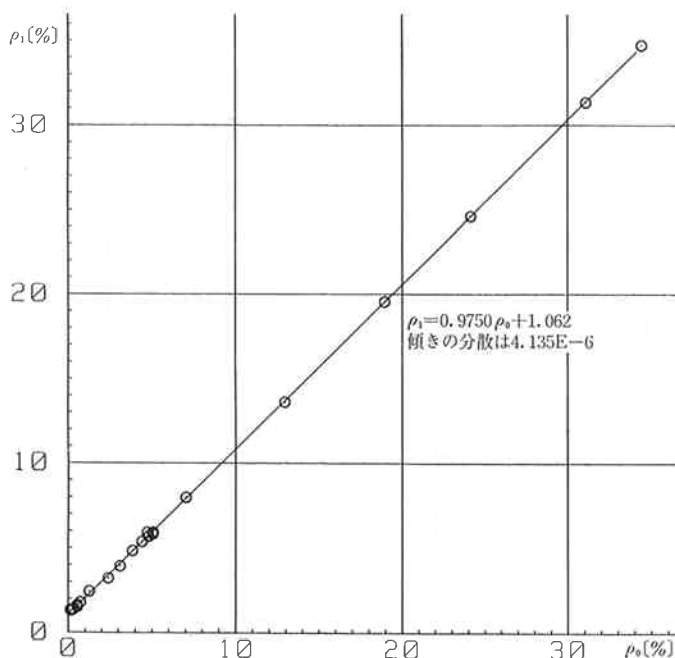
第 22 図 (a), (b) にそれぞれの信号の自己相関係数、相互相関係数及びパワースペクトルを示す。また、これらの関数より求められたコヒーレンス関数を第 22 図 (c) に示す。この関数は、帯域内ではほぼ一定の値を示している。第 23 図に S/N を変えて取得したコヒーレンスの値を示す。

この図で、見かけ上 ρ_0 の値よりも ρ_1 のほうが大きい。これは、下記の理由による。

- 相関器はヘッダを含めた相関をとっており、このためにデータ同志は無相関であってもヘッダ同志の相関は、必ず存在する。
- コンパレータのオフセットによって起こる“1”, “0”の不均衡による相関

これらの寄与は、データ (除ヘッダ部) が無相関のときにもあると考えられるので ρ_0 , ρ_1 の直線回帰を行った。結果を第 23 図に示す。この直線の傾きがコヒーレンスを表している。コヒーレンスロスがなければ、 ρ_0 , ρ_1 の傾きは、1 になるはずであるが、第 23 図に示すように、回帰直線の傾きは 0.975 となった。これよりコヒーレンスロスは、IF 周波数 250 MHz で 2.5% と結論される。ここで、この測定では ρ_1 のフリッジを回転させていないので折り返し雑音の評価は含まれていない。

3. より総合試験に用いた系の個々のコヒーレンスロス
は、



第23図 総合コヒーレンス測定結果

ビデオ変換器

シンセサイザ位相雑音 (3.1deg.) Loss=0.23%

イメージ抑圧度 (フリッジ回転有り) 0.72%

(フリッジ回転なし) 0.12%

インパーフェクトバンドパス 1.28%

折り返し雑音 (フリッジ回転時) 1.99%

フォーマッタ

不感帯 (2mV) 0.36%

であり、フリッジ回転を行わない場合コヒーレンスロスの和は、1.99%である。

以上より、バックエンドでのコヒーレンスロス、フリッジ回転させたときでも5%以下と結論される。さらに、総合コヒーレンスロスが3.でのコヒーレンスロスの見積りとほぼ一致していることからコヒーレンスロスの原因は、3.で述べたものが主であると言える。

5. まとめ

K-3システム各装置のうち、VLBIデータの取得を行うバックエンドを開発した。バックエンドは、IF信号分配器、ビデオ変換器、フォーマッタ、デコーダ、基準信号分配器、遅延校正器、周波数カウンタ、電源部及び架によって構成されている。すべてのユニットは、IEEE-488バスで結ばれておりホストコンピュータにより米国のMark-IIIよりもはるかに簡単な命令で制御される。バックエンド部は、点電波源からの受信信号を一定

の形式に従ってVLBI観測データに変換するもので日米両データ取得システムの整合性に関し最も重要な部分になっている。K-3システムは、完成後、日米予備実験、日米システムレベル実験などで整合性に問題の無いことが確認され、さらに、良好な性能も発揮した。今回、バックエンドの性能を局内におけるコヒーレンスの低下という観点から評価した。VLBIでは、非常に微弱な点電波源からの電波を長時間にわたり積分しなければならない。このために、信号のコヒーレンスを保つ必要がある。3.では各ユニットごとのコヒーレンスロスの原因になりうる要因を検討し、予測値計算を行った。4.では、K-3型相関器を用いて行ったバックエンドの総合的なコヒーレンスロスの測定を行った。3.でのユニットごとの予測計算結果(コヒーレンスロス1.99%)と4.での総合測定結果(コヒーレンスロス2.50%)とは、ほぼ一致している。これは、K-3バックエンドでは、3.で考えたコヒーレンスロス原因が主であり他の原因は、ほとんどないことを示している。また、実際の日米間のように高速のフリッジの回転を行った場合でも約5%のコヒーレンスロスとしかならず、満足しうる性能を有していると結論される。

6. 謝辞

最後に、日頃御指導をいただいている佐分利元総合研究室、吉村主幹を始めとする本部の方々、並びに、高橋

鹿島支所長を始めとするセンターの方々に厚く御礼申し上げます。

また、バックエンドの製作にあたっては、安立電気各位に御協力いただきました。ここに深謝いたします。

参 考 文 献

- (1) 郵政省電波研究所, 超高精度電波干渉計システム (K-3) 研究開発概念書
- (2) 電波季, 超長基線電波干渉計 (VLBI) 実験特集号 24.130, SEP. 1978
- (3) 川尻, 尾嶋, 梅津, 河野, 高橋; VLBI 国内基線実験システム, 電波季, 24, 130, 1978
- (4) N. Kawano, F. Takahashi, T. Yoshino, K. Koike, H. Kumagai, and N. Kawajiri; "Development of Real Time VLBI System and Measurement of Scintillation", J. Radio Res. Labs., 29, 127, 1982
- (5) A. E. E. Rogers, et al., Mark-III System Documentation NASA, 1982
- (6) A. E. E. Rogers; "Very long Baseline interferometry with large effective Bandwidth for Phase-delay Measurements", Radio Science, Vol. 5, No. 10, pp. 1239-1247, Oct. 1970
- (7) Y. Sugimoto and N. Kawaguchi; "Performances and Data Processing of K-3 VLBI System for Geodesy", Proc. of 3rd Joint Pannel Meeting, the U. J. N. R., pp. 251-264, 1982
- (8) N. Kawaguchi; "Coherence Loss and Delay Observation Error in Very-Long-Baseline Interferometry, J. Radio Res. Labs. 30, 129, 1983
- (9) A. R. Whitney, et al, "A Very-Long-Baseline Interferometer System for Geodetic Applications", Radio Science, 11, 5, pp. 421-432, May 1976
- (10) J. H. Van Vleck and David Middleton; "The Spectrum of Clipped Noise", Proceedings of The IEEE, Vol. 54, No. 1, pp. 2-19, Jan. 1966
- (11) 吉村和幸; 周波数安定度の尺度, 電波季, 周波数・時間標準特集号, 29, 149, pp. 13-37, Feb. 1983
- (12) 宮川洋他, デジタル信号処理, 電子通信学会, 1975
- (13) 木澤誠, デジタル磁気記録, 昭晃堂, pp. 227-246, 1979
- (14) 雨谷, 川口; II-4 フロントエンド, 本特集号
- (15) 浜, 雨谷; II-6 データレコーダ, 本特集号
- (16) 森川, 太田, 木内; II-7 水素メーザ原子標準, 本特集号
- (17) 今江, 木内; II-8 システム遅延時間校正装置, 本特集号
- (18) 杉本, 浜; III-2 相関処理装置, 本特集号

