

## 資料

## 2. VLBI におけるアナログ技術

川口 則幸\*

(昭和54年9月22日受理)

## 1. ま え が き

高精度、高安定な VLBI システムを実現するためにあたって、VLBI に関連若しくは関連すると思われるアナログ技術には、次のような項目が挙げられる。

- (1) フロントエンドの問題
- (2) ケーブル遅延の問題
- (3) ローカル源、通倍の安定化
- (4) MIC (Microwave Integrated Circuit) を利用した小型軽量 VLBI ターミナルについて
- (5) Excess Path 推定用ラジオメータ
- (6) アナログフリンジローテータ
- (7) アナログ相互相関器

このうち(1)項、(4)項については、現在の技術レベルの例の紹介と将来の動向について言及する。(2)項については、既に吉野<sup>(1)</sup>によって、ケーブルによる位相回転の温度依存性が、主にケーブル内の誘電体の誘電率 $\epsilon$ の温度依存性に起因することが報告されている。ここでは、この温度変化に伴う位相変化を積極的に補償するアナログデバイスとして「電氣的に制御可能な移相器」の調査を行った。これは(6)項のアナログフリンジローテータにも使用できるものと思われる。(3)項については、標準周波数の研究分野に近いので3.で取り扱われる。(5)項、(7)項については、まだ研究段階であるが、VLBI の信号処理に応用可能と思われるアナログデバイスのトピックスを紹介する。広く浅い紹介的レポートとなってしまうが、新しい VLBI アナログ技術研究の端緒となれば幸いと考える。

## 2. フロントエンドの問題

進行波形メーザ、パラメトリック増幅器(冷却、常温)、FET 増幅器、TDA (トンネルダイオード増幅器)、ミキサ、TWTA (進行波管増幅器)等の雑音温度特性が、参考文献(2)により第1図のようにまとめられている。(1972年現在)その中で、各デバイスの利害得失が比較されており、結論として、将来の研究動向は、次の3点が主流になるであろうと予測している。

- (1) Cバンド、Xバンド帯(3.9 GHz~6.2 GHz, 6.2 GHz~10.9 GHz)では、FET 増幅器
- (2) Kバンド帯(10.9 GHz~26.5 GHz)では常温パラメトリック増幅器で、なおかつ低雑音温度のもの
- (3) ミリ波帯以上では、Schottky barrier Mixer と FET 増幅器の組合せ

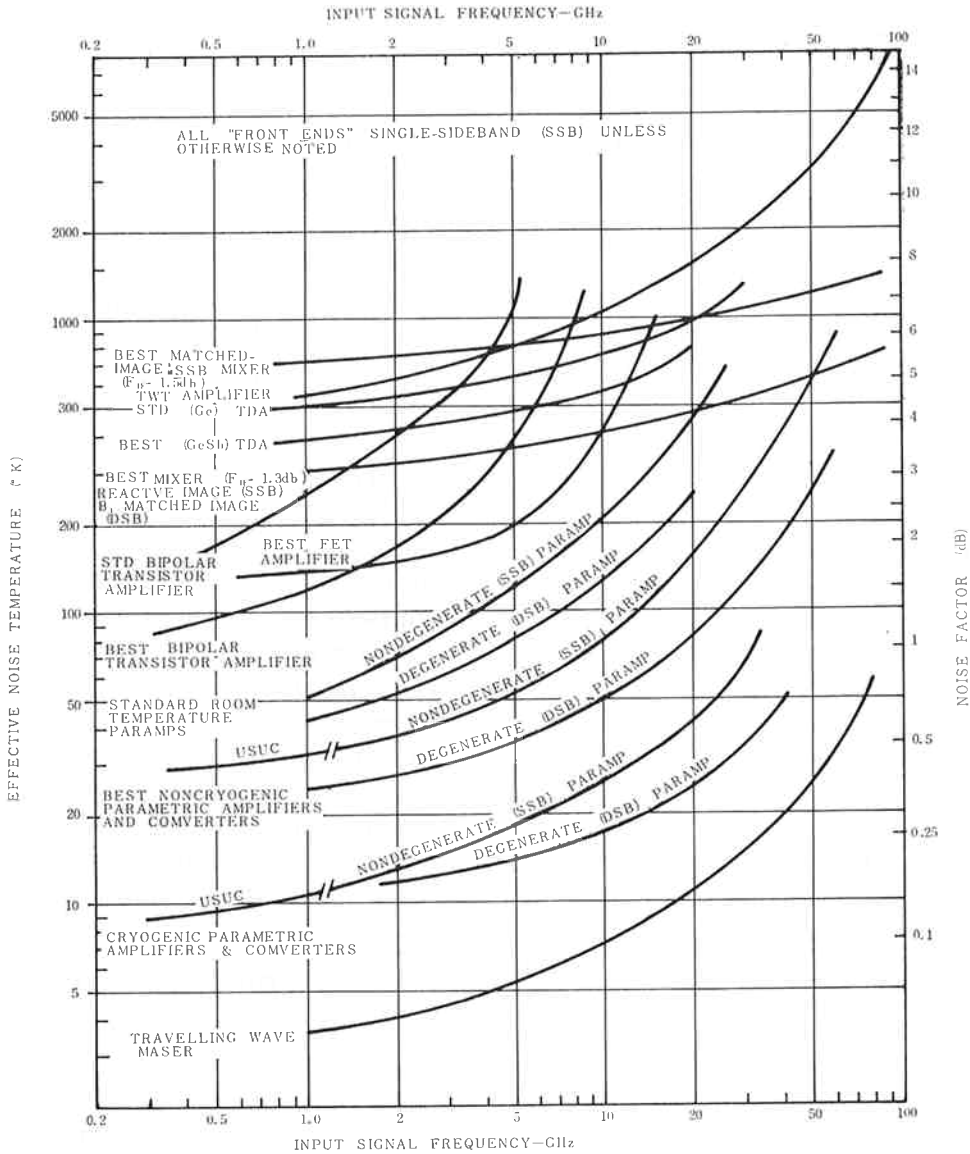
この傾向は、現在でもほぼ正しいといえるが、特に(2)の FET 増幅器の特性の改善は目覚ましく、文献(3)(1978年)によると GaAs FET 増幅器は、間もなく 30 GHz~35 GHz ぐらいまで使用できるようになり、その特性は、26 GHz で雑音温度約 300°K、利得 6~7 dB のものが達成されている。第2図に現在得られている FET 増幅器のベストデータを示す。また(3)の Schottky barrier Mixer については、参考文献(4)で詳しく解析されており、low barrier shottky diode を用いて NF 5~6 dB の値が得られている。更に参考文献(5)では、Product Return Mixer として Shottky diode を用いると、この NF が更に 1 dB 程度改善されることが述べられている。

## 3. MIC の現状について

現在、1.で述べた FET や、Mixer を MIC (Microwave Integrated Circuit) 上に装着して、小型、軽量の受信部を構成することが可能となっている。これは、我々の場合、可搬用の小型簡易 VLBI ターミナルに適していると思われる。その製作報告の幾つかを引用する。まず参考文献(6)には、GaAs FET を用いて、4 GHz 帯で NF 1.6~1.8 dB、利得 10 dB を得ている。文献(7)では、ローカル源にガン発振器を用いたビームリードショットキバリアダイオードによるミキサをシリカ基盤上に入出力フィルタと共に MIC 化し、30 GHz 帯で NF 4.8 dB を得ている。また、VLBI では、各ローカル源に、原子標準器からの信号を通倍して用いることが多いが、文献(8)では、入出力フィルタ及びバラクタダイオードを MIC にまとめ、10 GHz 帯から 30 GHz 帯への通倍器を構成し、通倍効率 29% を得ている。

## 4. 電氣的に制御可能な移相器

\* 鹿島支所 第三宇宙通信研究室



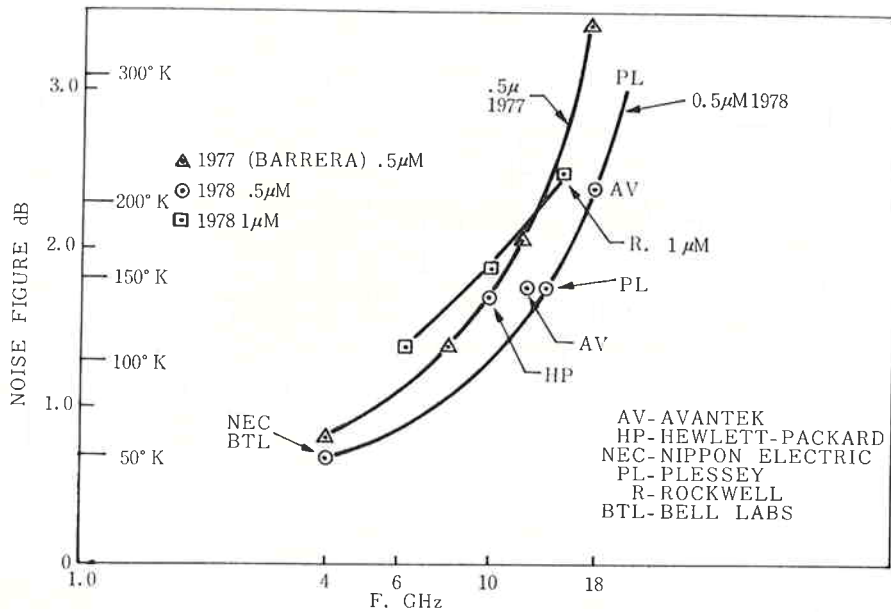
第1図 フロントエンドの雑音特性の現状

フリッジ回転器や、ケーブル遅延の温度による変化の補償等 VLBI システムでは、位相の電氣的制御を必要とすることがしばしばある。そこでこの節では、電氣的に制御可能な移相器の幾つかについて報告する。

等方性かつ非分散性媒質内の位相速度  $v_p$  は、透磁率  $\mu$  と誘電率  $\epsilon$  の積の平方根に比例するので、 $\mu$  若しくは  $\epsilon$  を変化させれば、 $v_p$  が変化し位相が回転する。通常メカニカルな移相器では、ポリスチロールとかスチライトなどの誘電体を導波管のE面に平行に挿入し、上述の  $\epsilon$  を変化させることにより位相回転を与えている。しかし、これは  $\epsilon$  を電氣的に変化させるものではない。しかし、電氣的に位相を制御するには  $\mu$  を変える方法もあ

る。

これがフェライト移相器で、フェライトの  $\mu$  を、外部磁界を変える(コイル等の電流を制御することによって変化させ、所要の位相回転を与えている。このタイプの移相器は耐圧が大きい(100 kW程度)ので、フェーズドアレイの送信部等に良く用いられる。また線路のリアクタンスをダイオードのバイアス電流を変えることにより制御するダイオード移相器がある。主に小電力(1W cW)部に用いられ、0.4 GHz~15.5 GHz ぐらいまでのものが市販されている。現在では、電氣的に制御可能な移相器は、上述のフェライト型か、ダイオードリアクタンス制御型であるが、研究中のものとしては導波



第2図 FET 増幅器の雑音温度特性

管壁に張り付けられた PIN ダイオードのバイアス電流を変えることにより位相回転を与えるものがある<sup>(9)</sup>。これは導波管内伝搬速度  $v_g$  が、TE<sub>10</sub> モードのとき

$$v_g = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon - \frac{\pi^2}{\omega^2} \cdot \frac{1}{a^2}}}$$

と書けるので、最初に述べた  $\mu$ ,  $\epsilon$  のほかに、導波管の横幅  $a$  を変えても伝搬速度を変えることができる。PIN ダイオード移相器は、I 領域の自由電子密度をバイアス電流によって変え、管壁に張り付けられたこの半導体の等価的厚みを変えることにより、見掛け上の導波管の横幅を電氣的に制御し、位相をコントロールする。現在の段階ではまだ挿入損失が多いが、ミリ波帯になって導波管のサイズが非常に小さくなった場合非常に有効な移相器となる可能性を持っている。以上の場合は、いずれも系に遅延を与えて位相を変えるものであったが、最近、1~500 MHz の超広帯域にわたって一定の位相を付加する装置が考案された<sup>(10)</sup>。この付加位相量は、0~10V の制御電圧によって、任意に可変可能であり、フリンジ回転器に最適と思われる。

5. Excess Pass 推定用ラジオメータ

H<sub>2</sub>O の吸収線近傍の2周波数で大気 の 輻射温度を測定することによって、大気中の水蒸気による Excess Pass を推定することができる。5 cm 以内の距離の決定精度を有する高精度 VLBI では、少なくともこの Excess Pass を ±2 cm の精度で推定しなければならない

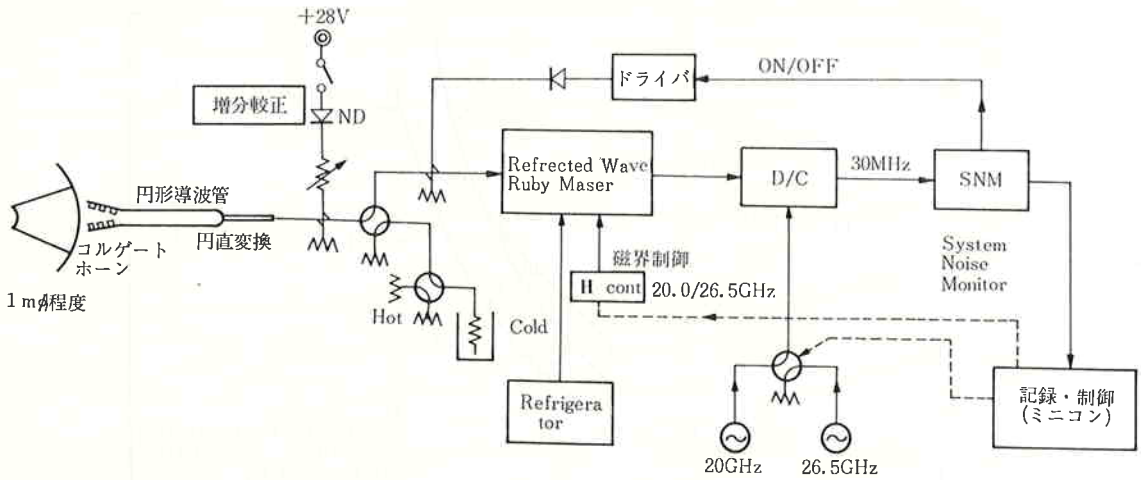
い<sup>(11)</sup>。参考文献(12)によると、これを達成するためには、20.0/26.5 GHz, 20.3/31.4 GHz, 24.5/31.4 GHz のうちどれか一对の周波数で、1 K 以下の精度で大気輻射温度の絶対量を測定することが要請されている。この三つの周波数の組合せのうち、20.0/26.5 GHz のものは、同一の導波管サイズで実現でき、かつ Reflected-Wave Ruby Maser<sup>(13)</sup> を用いることにより、単一の受信システム、ラジオメータでこの2周波の交互観測が可能になるものと思われる。

Reflected-Wave Ruby Maser は、従来のメーザ増幅器において大きな欠陥であった狭帯域の問題を、ルビーにかける磁界にテーパをつける、ポンピングソースを三角波で FM 変調する等によって、バンド幅を 200 MHz 以上に、また中心磁界を 7.5~10K ガウスまで変えて同調することにより、WR-42 導波管の周波数範囲全域 18 GHz~26.5 GHz をカバーすることができる。

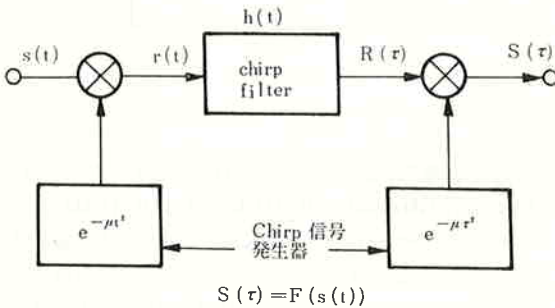
この Reflected-Wave Ruby Mares を用いた2周波ラジオメータの構成例を第3図に示す。

6. アナログ相関器

1960年代の後半に、チャープ変換の概念が見いだされ、最近それに適した弾性表面波素子が開発されるに至って、チャープ変換を用いたアナログ相関の技術が急速に利用可能になった。ここでは、チャープ変換による相互相関の原理及び実際の測定例について、参考文献(14, 15)に従い述べる。また、弾性表面波素子の入門書として



第3図 Excess Pars 推定用2周波ラジオメータ



第4図 チャープ変換の基本回路

参考文献10及び最近の IEEE の特集記事<sup>(17)</sup>も併せて参照されたい。

チャープ変換とは、そのインパルス応答  $h(t)$  が  $h(t) = e^{-j\mu t^2}$

であるような、一種のフィルタ (チャープフィルタ) で、入力信号を  $r(t)$  とすると、その出力は、 $h(t)$  と  $r(t)$  のコンボリューションとして

$$R(\tau) = \int r(t) e^{-j\mu(t-\tau)^2} dt \quad \dots\dots(1)$$

と書ける。ここで

$$r(t) = s(t) e^{-j\mu t^2}, \quad S(\tau) = R(\tau) e^{-j\mu \tau^2}$$

とすると(1)式は、

$$S(\tau) = R(\tau) e^{-j\mu \tau^2} = e^{-j\mu \tau^2} \int s(t) e^{-j2\mu t\tau + j\mu t^2} dt \\ = \int s(t) e^{-j\omega t} dt, \quad \omega = 2\mu\tau \quad \dots\dots(2)$$

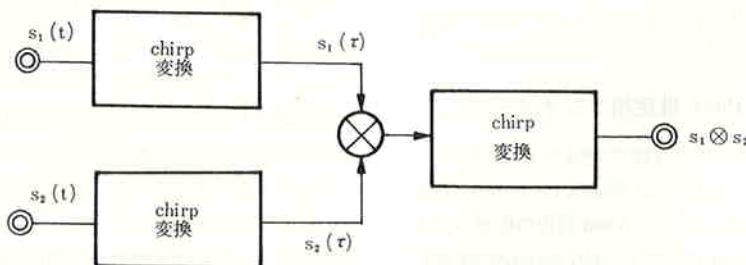
となって  $S(\tau)$  が  $s(t)$  の Fourier 変換となっていることがわかる。(2)式の関係は第4図に示すチャープ変換の基本回路で書くことができる。したがって第5図に示すように、アナログ相関は、第4図のチャープ変換を各入力信号に施し、Fourier 変換した後乗算器を通し、もう一度チャープ変換回路を通して逆 Fourier 変換することによって実現することができる。第6図に、文献19から、実際の測定結果を引用して示した。

横軸は  $0.2 \mu s/DIV$  なので、これは  $5 \text{ MHz}$  のビデオ帯域に相当していることがわかるので、現在の VLBI の 14 チャネルのビデオ帯域 ( $2 \text{ MHz}$ ) は十分にカバーしている。

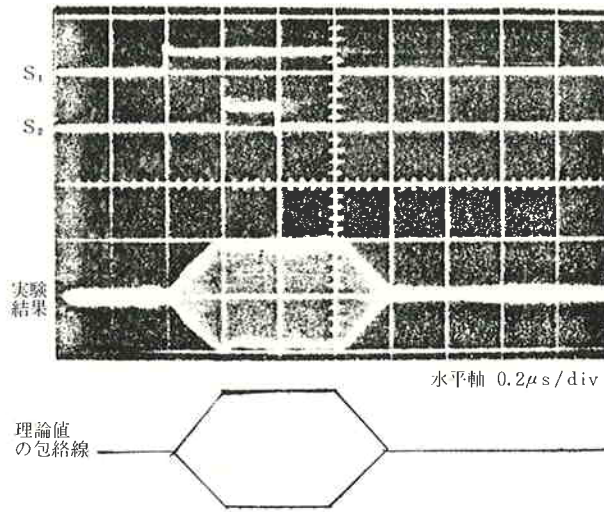
### 7. ま と め

VLBI システムに関連の深いアナログ技術について

- (1) フロントエンドの問題
- (2) MIC (Microwave Integrated Circuit)



第5図 チャープ変換を用いたアナログ相互相関の原理図



第6図 入力信号  $S_1$ ,  $S_2$  及びその相互相関  $S_1 * S_2 e^{j\mu^2}$  の実験結果と理論値の包絡線<sup>(15)</sup>

(3) 電氣的に制御可能な移相器  
 (4) Excess Path 推定用 2 周波ラジオメータ  
 (5) SAW デバイスを用いたアナログ相関器  
 についての文献調査, 検討を行った。これからは更に, 試作品等を作って事前データの蓄積を行い, 新しい VLBI システムの中に積極的に応用してゆきたい。

参 考 文 献

(1) 吉野ほか; “VLBI における局内遅延量の変動”, 第 208 回研究談話会資料, 昭和 53 年 12 月。  
 (2) Okean, H.C. and Lombardo, P.P.; “Noise Performance of M/W and MM-wave Receivers”, Microwave J., Jan., 1973.  
 (3) Cooke, H.F.; “Microwave Field Effect Transistors in 1978”, Microwave J., April, 1978.  
 (4) Anada, Y. and Moroney, W.J.; “Microwave Mixer and Detector Diodes”, Proc IEEE., 59, No. 8, August, 1971.  
 (5) Hauford, B.R.; “Low Conversion Loss X Band Mixer”, Microwave J., April, 1978.  
 (6) Knerr, R.H. *et al.*; “A Low-Noise Gallium Arsenide Field Effect Transistor Amplifier for 4 GHz Radio”, BSTJ, 57, No. 3, March, 1978.  
 (7) Glance, B. *et al.*; “Low-Noise, Integrated Millimeter-wave Receiver”, BSTJ, 53, No. 7, Sept., 1974.

(8) Schneider, N.V. *et al.*; “A Scaled Hybrid Integrated Multiplier from 10 to 30 GHz”, BSTJ, 50, No. 6, July-August, 1971.  
 (9) Weidner, G.G. *et al.*; “A Distributed PIN-Diode Phaser for Millimeter Wavelengths”, Microwave J., November, 1973.  
 (10) 小花ほか; “アナログフェイズシフタ”, R & K テクニカルレポート, 刊行予定。  
 (11) Resch, G.M. *et al.*; “A Recommendation for the Implementation and Further Development of Water Vapor Radiometers in Support of VLBI Activitier”, Internal Report, JPL, August, 1978.  
 (12) Wu, S.C.; “Optimum Frequencies of a Passive Microwave Radiometer for Tropospheric Path-Length Correction”, IEEE, AP-27, No. 2, March, 1979.  
 (13) Moore, C.R. *et al.*; “A Reflected-wave Ruby Maser with K-Band Tuning Range and Large Instantaneous Band Width”, IEEE, MTT-27, No. 3, March, 1979.  
 (14) 宝川ほか; “弾性表面波チャープ信号処理回路に関する検討”, 信学研資, US 77-39, 1977 年 9 月。  
 (15) 山内ほか; “チャープ変換に基づいた弾性表面波信号処理回路”, 信学全大, 82, 1978 年 3 月。  
 (16) 御子柴宣夫, 音波物性, 1973 年, 三省堂。  
 (17) Special Issue on SAW Device & Application, Proc. IEEE, 64, No. 5, May, 1976.

