U.D.C. 621.396.67 : 621.397

# UHF-TV放送用空中線5波共用装置

## Simultaneous Feeding Equipment for Five UHF TV Channels Through One Transmitting Antenna

八田 達* Tôru Hatta　瀬成田一男* Kazuo Senarita
真下知安* Tomoyasu Mashimo　城取睦* Mutsumi Shirotori

内　容　梗　概

UHF-TV サテライト局の建設計画では，同一地点から多数のチャンネルを同時放送することが多いが，この場合各チャンネルごとにアンテナを建てるよりも，送信アンテナは1本とし，空中線共用装置により，多数のチャンネルで共用するほうが経済的に有利となることが多い。筆者らは，東京民放5社が，わが国最初の計画として日立市風神山に共同して建設したサテライト局の空中線5波共用装置の製作を担当し，これを完成した。回路構成はCIN 4段の縦続接続で，故障時にそなえ，予備CIN 1個を設けている。本報告では装置の設計法，回路常数，電力容量などに理論的および実験的検討を加えるとともに，現地据付後の特性について紹介する。

## 1. 緒　　言

わが国におけるテレビの普及はめざましく，アメリカに次いで世界第2のテレビ国といわれているが，山岳地帯が多いため難視聴地区がきわめて多い。これを救済するために，全国的にテレビ放送中継所（サテライト局）が建設されているが，なにぶんにも地形が複雑であるため，VHFテレビチャンネルだけではとうてい電波が足りず，UHF-TV サテライト局が全国的に建設されることとなった。UHF-TV に割り当てられた周波数は662～770 Mc で，チャンネル番号は45～62（チャンネル数18）である。

さて，わが国の特殊事情として，放送事業者の数が非常に多いことがあげられる。このため，同一地点から多数のチャンネルを同時放送することが非常に多い。このとき，関係各社が局舎，電源などを共用することは比較的容易に考えられるが，空中線系統をどのようにするかは簡単には決められない要素がある。すなわち，各チャンネルごとにアンテナを建てる（たとえばキャンデラブラ形式）方式，一本のアンテナを空中線共用装置（多重給電装置または分波器）を用いて数台の送信機で共用する方式，または，アンテナを2本として空中線共用装置を簡単化しようとする方式などが考えられる。ここで一つ考慮すべきことは，わが国は台風など風圧条件がきびしいため，アンテナおよび鉄塔が強度上の要求からかなり高価となることである。特に，アンテナ利得13 dB 以上を要求される場合，2本以上のアンテナを建てることは経済的に非常に不利となる。最近は広帯域送信アンテナの開発が進み，一本のアンテナで50～60 Mc の帯域をカバーすることが可能となっているから，空中線共用装置により多数チャンネルでこれを共用することができれば，最も経済的な方法となることは疑いない。

東京民放5社（日本テレビ放送網株式会社，株式会社東京放送，株式会社フジテレビジョン，株式会社日本教育テレビ，財団法人日本科学振興財団）が，日立市風神山に関東地区最初の共用のテレビサテライト局を建設する計画をうち出したのは昭和36年秋ごろであるが，やはり空中線系統をどのようにするかが大きな問題となった。これについては，関係各方面で長期にわたり慎重な審議が繰り返された結果，アンテナはヘリカル・アンテナ一本（5段，約13 dB），5チャンネル共用の線が決定された。日立局の空中線共用装置の製作は日立電線株式会社が担当することとなり，昭和39年6月現地据付を完了し，同月中旬より営業放送を続けているが成績は良好である。

UHF-TV 放送用の多重給電装置と類似の技術としてはマイクロ波通信の分波器があるが，UHF-TV 放送帯では導波管寸法が極度に大形となるのでサテライト局のような小電力局にはとうてい使用できない。一方，同軸系のものは構造も複雑となり，UHF 帯では漂遊リアクタンスや高次姿態の効果が顕著となるから，調整上苦心が多い。いずれにせよ，分波器の構成にとっては「非常にやりにくい帯域」ということができる。以下，本装置開発に関連した技術的問題について解説する。

## 2. 空中線共用装置設計上の問題点

本章では装置の設計に当たり考慮すべき問題点を列挙し，逐一これを検討してみることとする。

### 2.1 周 波 数 帯 域

チャンネル数： 5，チャンネル間隔： 6 Mc（1チャンネル）
周波数範囲： 54 Mc

民放日立局の場合，チャンネルは次のように割り当てられている。
NTV： Ch. 54，TBS： Ch. 56，フジテレビ： Ch. 58，
NET： Ch. 60，東京12 Ch.： Ch. 62

### 2.2 給 電 形 式

90度位相差給電が可能なアンテナであれば，ブリッジ回路を用い，給電線を多条とすることによって回路構成を非常に簡単化する可能性はある。しかし，現実の問題として，UHF 放送の場合，位相差給電に適したアンテナはないので上述の方法は断念しなければならない。したがって，給電形式は1条給電として考えることが必要である。

### 2.3 電 力 容 量

送信出力： 映像（せん頭値） 100 W/Ch.， 音声 25 W/Ch.

電流容量の点から考えれば上述数値の5倍を考えればよいのであるから，WX-39D 系を用いれば十分である。電圧的には（後述するように）$5^2$ 倍の出力に相当して考えなければならないから，この点一応問題にする必要がある。耐圧上の弱点はブリッジ・ダイプレクサーのスリット部分である。

### 2.4 そ う 入 損 失

最 大 値： 中心周波数で1 dB 以下， チャンネル内偏差： 約0.2 dB 以下，各チャンネル間偏差： 0.5 dB 以下

共振器の $Q_0$ を高くすればこの数値はさらに改善されるが，価格上の制約を考えなければならない。

* 日立電線株式会社日高工場

### 2.5 VSWR

各入力端子よりみて1.1以下とする。

### 2.6 送信機間の漏えい結合量

送信機間に漏えい結合があると，送信管の非直線性のため混変調成分が発生するおそれがある。漏えい結合量は −30 dB 以下とすることが必要である。

### 2.7 不正放射抑制

かりに，混変調成分が発生しても，送信アンテナに到達する前に，共用装置の内部で，十分に(20 dB 程度)減衰させることが望ましい。

### 2.8 遅延時間特性

遅延時間は帯域内で平坦であることが望まれる。この特性はカラー放送のとき，重視される。

### 2.9 故障時の対策

万一，回路に故障が発生しても迅速にこれに対処することができ，停波することなく機能を維持できるよう考慮しておかねばならない。

### 2.10 周囲温度

普通，サテライト局は無人運転であるから，室内温度の調節は行なわれていない。このため，周囲温度は四季を通じて大幅に変動するので，共振器の共振周波数は熱伸縮により変化し，回路常数もその影響を受ける。このとき，特性に大きな劣化がないように配慮する必要がある。周囲温度は −10～+40℃ と考えておけば十分である。

## 3. 装置の基本ユニット CIN

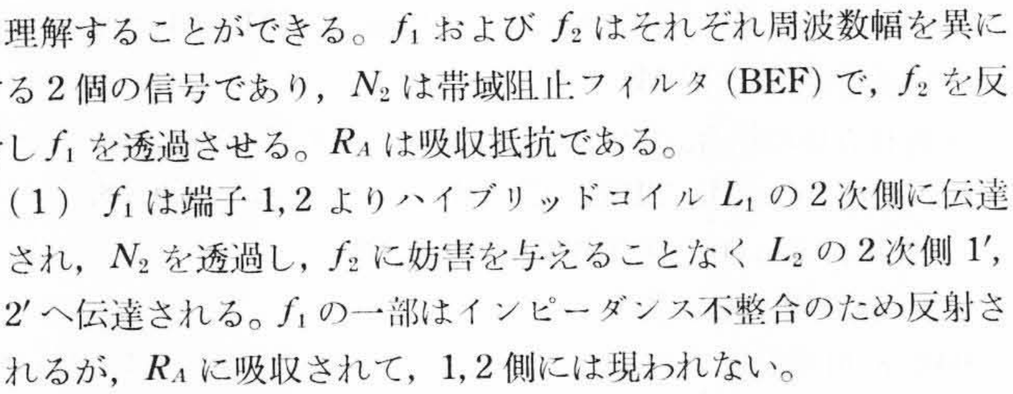
多重給電装置は，数個の2波混合回路の組み合わせにより構成される。日立局のように広い周波数帯域が要求される場合は，基本ユニット（2波混合回路）は次に説明する定入力抵抗形ノッチダイプレクサー (Constant Impedance Notch Diplexer，略して CIN) を用いなければならない。CIN は，それぞれ2個のハイブリッド回路およびフィルタの組み合わせより成り，その動作原理は**第1図**により理解することができる。$f_1$ および $f_2$ はそれぞれ周波数幅を異にする2個の信号であり，$N_2$ は帯域阻止フィルタ (BEF) で，$f_2$ を反射し $f_1$ を透過させる。$R_A$ は吸収抵抗である。

（1） $f_1$ は端子 1, 2 よりハイブリッドコイル $L_1$ の2次側に伝達され，$N_2$ を透過し，$f_2$ に妨害を与えることなく $L_2$ の2次側 1′, 2′ へ伝達される。$f_1$ の一部はインピーダンス不整合のため反射されるが，$R_A$ に吸収されて，1, 2 側には現われない。

（2） $f_2$ は2分されて $N_2$ に向い，ここで反射されて $L_2$ にもどる。このとき，行程 $6'\rightarrow N_2\rightarrow 3'$ および $6'\rightarrow N_2\rightarrow 5'$ は**第1図**から理解されるように，$1/2\,\lambda_2$ の差があるから，これらの信号が 3′, 4′ に到着するときは互いに逆位相となる。このため，磁束は $L_3$ の1次側 (3′, 4′, 5′) 内で助け合い，エネルギーは 1′, 2′ 側へ伝達される。

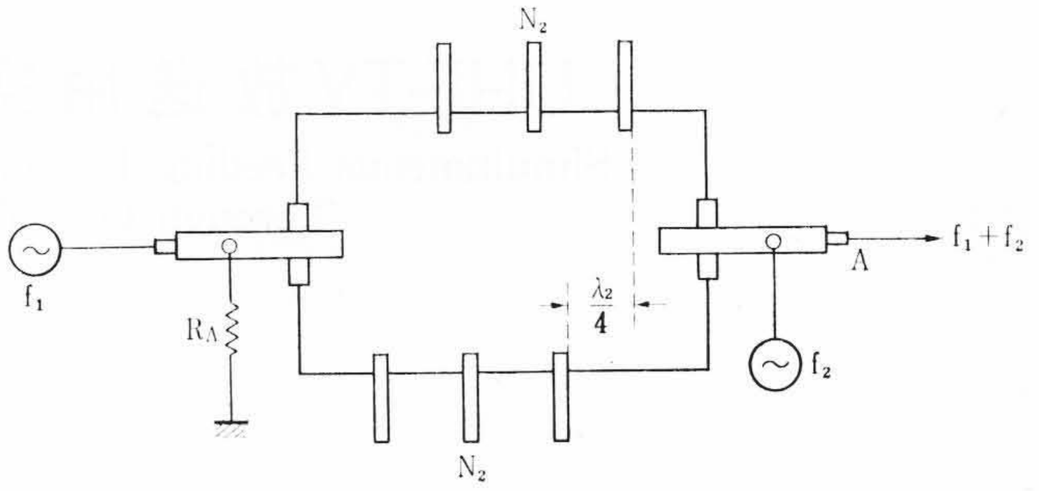
（3） $f_2$ のうち，一部の成分は $N_2$ を透過し $L_3$ に達するが，$R_A$ に吸収され 1, 2 に影響を与えない。

（4） $f_1$ および $f_2$ より出力側を見たインピーダンスは常に一定に保たれる。




第1図　CIN　の　原　理　図

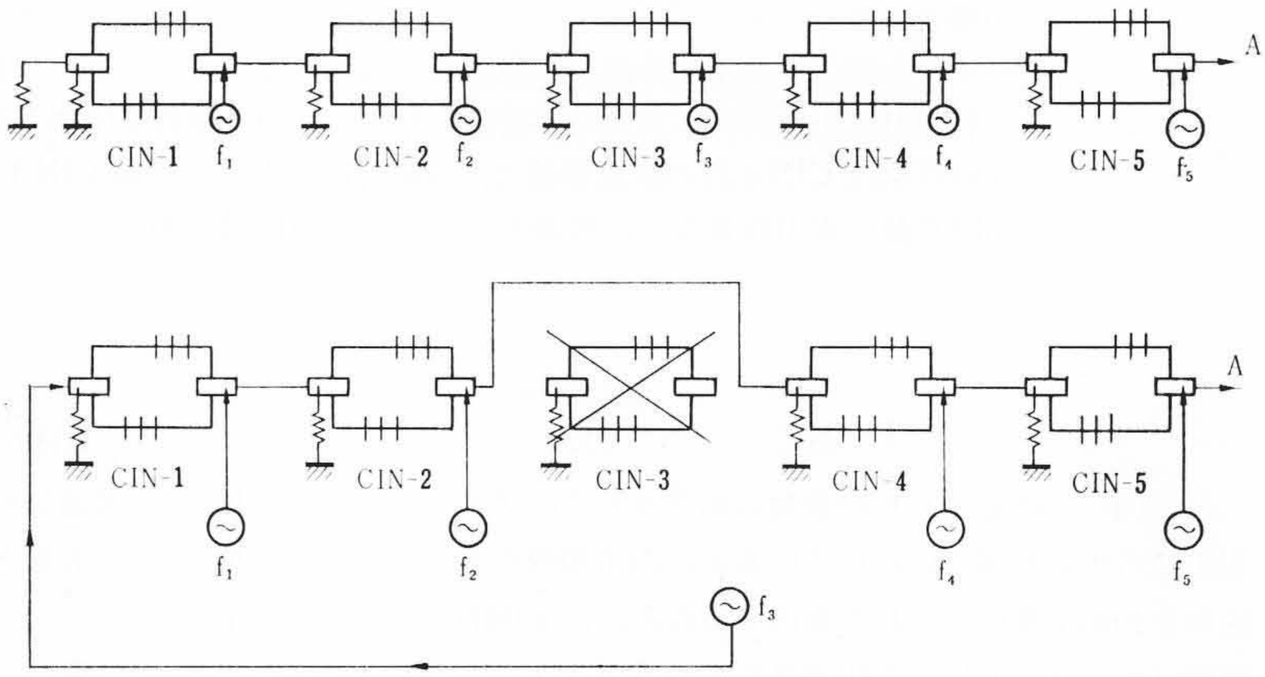
このように，二個の異なった信号を相互の妨害なしに混合することができ，各入力端子のインピーダンスも常に一定に保たれる。以上は理想化された場合についての説明であるが，現実には多くの実際的問題が付随し，性能はいろいろな面から制約を受ける。広帯域特性が要求される場合，ハイブリッド回路としてはブリッジ・ダイプレクサー（またはスプリット・バルン）が最も適当である。$N_2$ は2～3個の同軸系の共振器により構成されるから実際の CIN の構造は**第2図**に示すようになる。




第2図　共用装置の基本ユニット (CIN)

## 4. 縦続接続形回路と故障時の対策

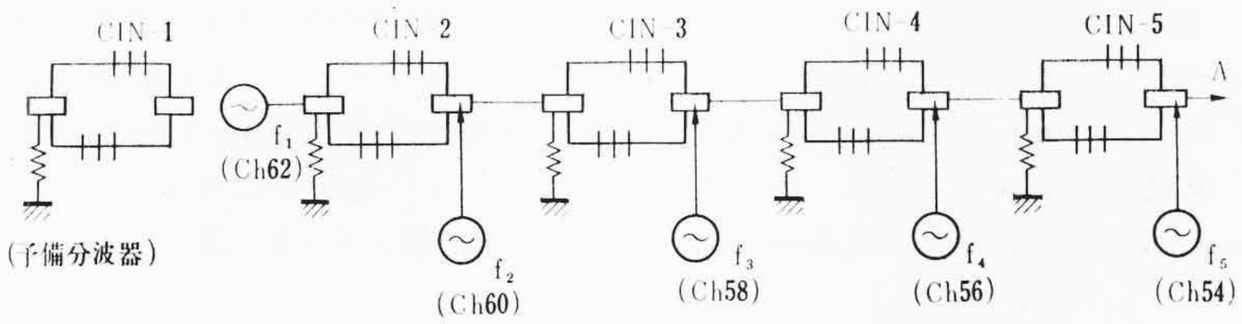
CIN の組合せ方によって，いろいろの回路形式を考えることができる。各種の回路形式の比較検討は紙面の都合上省略し，日立局に使用された縦続接続形回路についてその特長を考えてみる。この回路は，**第3図**に示すように CIN を縦続につないでゆくもので，段数を増せば原理的には多重度をいくらでも上げることができる。各チャンネルはそれぞれ一回だけ反射され，その後は後段の CIN を通過するだけでアンテナに到達する。



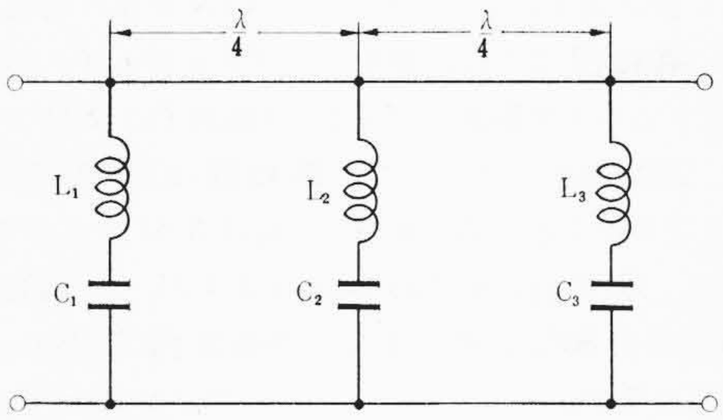

第3図　CIN 縦続接続形回路と故障時対策

（1） この回路では，そう入損失，遅延ひずみの各チャンネル間のバラツキが比較的少ない（これらの特性は反射時に顕著に劣化する）。

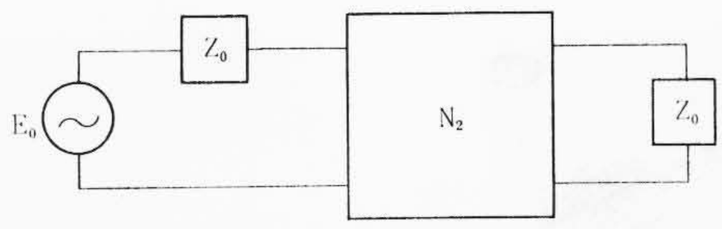
（2） 故障時の対策が容易である。いま，**第3図**に示すように回路の一部に故障が発生した場合，(この図では CIN-3) には，CIN-3 を回路構成からとり除き，CIN-2 および4を直結し，$f_3$ の出力を CIN-1 の映像端子につないでやれば，停波することなく機能を維持することができる。**第4図**の CIN-1 は，正常時には回路構成から（予備回路として）とり除いておいても機能上の支障はない。CIN-2～5 のいず




第4図　5波共用装置のCINの配列




第5図　3素子フィルタの等価回路




第6図　動作減衰量の説明

れかに故障が発生した場合には，**第3図**とまったく同様に，このCINを取り除き，CIN-1を左側から組み込んでやればよい。

(3)　インピーダンス(VSWR)の調整は困難である。われわれの場合は4～5個のCINを縦続に接続するのであるから，各CINのVSWR特性をきわめて厳格に管理しなければ良好な総合特性を期待することはできない。

## 5. フィルタの設計

**第2図**に示すCINにおいて，フィルタ $N_2$ は $f_2$ を効果的に反射するとともに，$f_1$ を低損失で通過させるものでなければならない。多重度が大きな場合(3チャンネル以上の場合)，$f_1$ は広い範囲にひろがるから，フィルタ $N_2$ の通過域は十分に広くとり得る形式でなければならない。このような場合，**第5図**に示すような無極性フィルタが適しており，**第5図**はその等価回路である。通過域の損失を低減させる意味では，特性はTchebyscheff形とするほうがよい。

**第6図**に示すフィルタ $N_2$ において，左側に起電力 $E_0$ (内部インピーダンス $Z_0$)，右側に負荷 $Z_0$ を接続する。最初は簡単のため $N_2$ 内に発生する熱損失は無視する。負荷 $Z_0$ を電源に直結した場合，$Z_0$ に伝達される電力を $P_0$，$N_2$ を介して負荷 $Z_0$ に伝達される電力を $P_T$ とすれば，$P_0/P_T$ をフィルタ $N_2$ の動作減衰量とよぶ。(実際には，$Z_0$ は伝送路の特性インピーダンス50Ωに等しい。) いま，$\alpha_T{}^{(X)}$ を

$$\alpha_T{}^{(X)}=10\log_{10}(P_0/P_T)\ \text{(dB)} \quad \cdots\cdots(1)$$

によって定義し，これを透過減衰量とよぶことにすれば，この量は**第2図**に示すCINの $f_1$～$A$ 間のそう入損失にほかならない。

次に，$N_2$ より電源側に反射させる電力を $P_\Gamma$ とすれば，

$$P_0=P_T+P_\Gamma \quad \cdots\cdots(2)$$

である。反射減衰量 $\alpha_\Gamma{}^{(X)}$ を

$$\alpha_T{}^{(X)}=10\log_{10}(P_0/P_\Gamma)\ \text{(dB)} \quad \cdots\cdots(3)$$

によって定義すれば，この量は**第2図**の $f_2$～$A$ 間のそう入損失を意味することは明らかである。

(1)および(3)はリアクタンス損失であるが，実際には $N_2$ 内の熱損失による減衰量の増加がある。これを抵抗損失 $\alpha_r$ とすれば，

$$\alpha_r=4.343\,\omega\tau/Q_0\ \text{(dB)} \quad \cdots\cdots(4)$$

から求められることが知られている。ここで，$\tau$ は $N_2$ の遅延時間，$Q_0$ はフィルタ素子の無負荷時の $Q$ である。したがって実際の透過および反射減衰量は

$$\alpha_T=\alpha_T{}^{(X)}+\alpha_r \quad \cdots\cdots(5)$$

$$\alpha_\Gamma=\alpha_\Gamma{}^{(X)}+\alpha_r \quad \cdots\cdots(6)$$

から計算することができる。

フィルタ設計法に関する詳細は紙面の都合上省略し，その結果を簡単に記述するに留める。Tchebyscheff形フィルタは次式に示す特性をもつ。

$$\alpha_T{}^{(X)}=10\log_{10}\left(1+\frac{1}{h^2T_3{}^2(x)}\right) \quad \cdots\cdots(7)$$

$$\alpha_\Gamma{}^{(X)}=10\log_{10}(1+h^2T_3{}^2(x)) \quad \cdots\cdots(8)$$

ここで

$$f=f_0+\tfrac{1}{2}f_b\,x$$

$f_0$：　$N_0$ 反射域中心周波数，$f_b$：　$N_2$ の反射域の幅

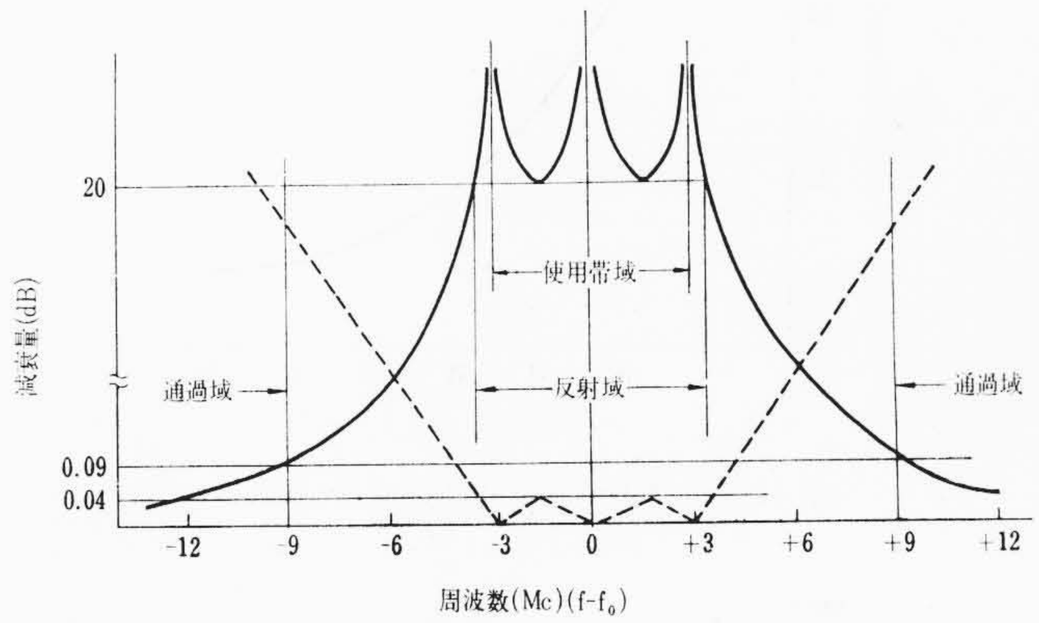
また $x$ は無次元 (Dimensionless) の変数で，$-1\leq x\leq 1$ が反射域の幅に相当する。$h$ はフィルタの減衰量を定める常数である。

$N_2$ は1チャンネルの反射を受けもつだけであるから，$f_b$ の大きさは一応6 Mc と考えられるが，周囲温度の変化に対し，余裕を見込まなければならない。共振器の共振周波数の温度変化は，銅の熱膨張係数から推定すると，約13 kc/℃ であり実測の値もこれに近い。±25℃ の温度幅を想定すると

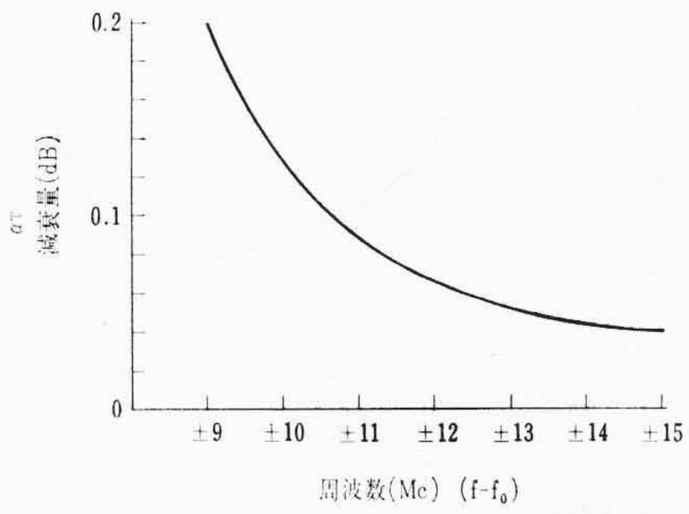
$$\pm 13\times 25\ \text{kc}\fallingdotseq\pm 350\ \text{kc}$$

の余裕をもたせることが必要である。したがって $f_b$ は6.7 Mc とすればよいことがわかる。

**第7図**は $h=1/99$ とした場合の $\alpha_T{}^{(X)}$，$\alpha_\Gamma{}^{(X)}$ の計算値，**第8,**

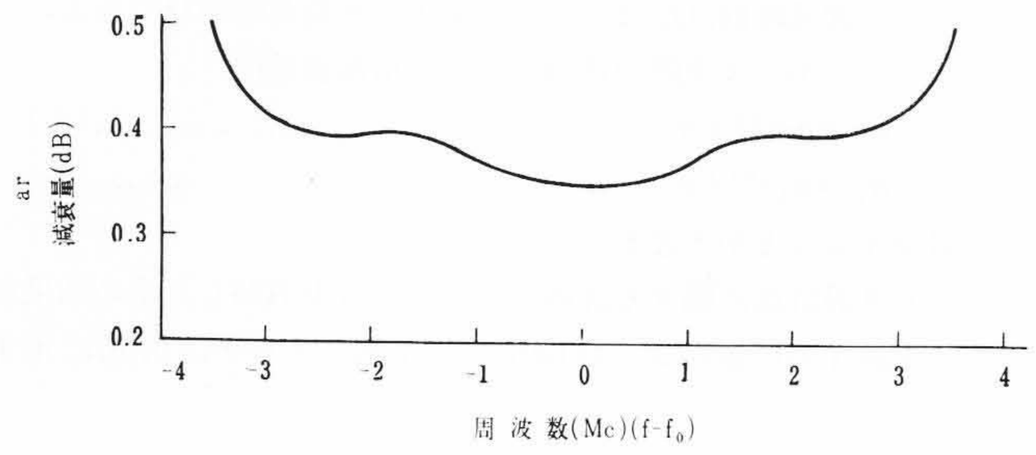



第7図　リアクタンス減衰特性

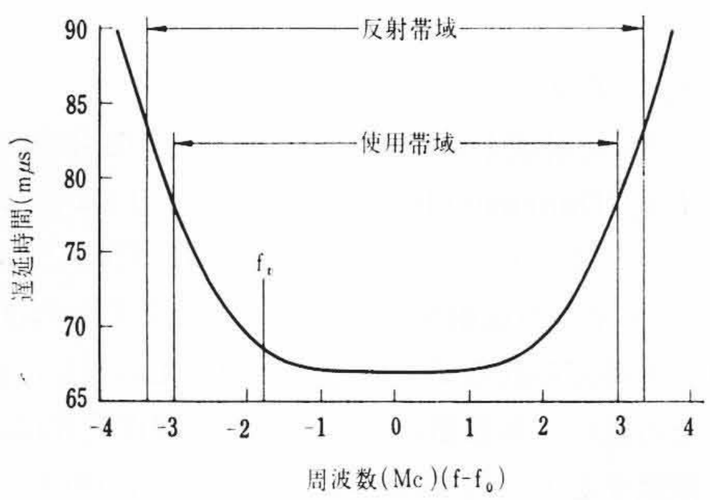



第8図　CINの透過減衰量特性(計算値)

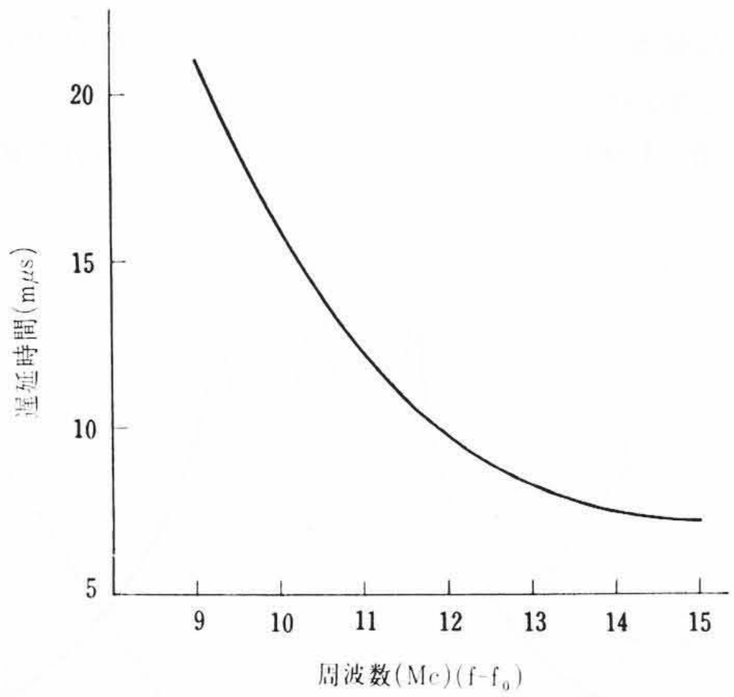
9図は $Q_0$=3,700 とした場合の $\alpha_T$, $\alpha_I$ の計算値である。$\alpha_\gamma$ の効果は反射時において($\alpha_I$ に対して)特に顕著である。第10図および第11図はそれぞれ反射時および透過時の遅延時間 $\tau$ の計算値である。2チャンネル以上離れると透過時の遅延ひずみは無視できる。第12図は縦続接続形回路において信号が1回反射し，さらに次のCIN(隣々接チャンネル)を透過した後の遅延時間特性である。帯域内の偏差は 22 mμs, $f_v$ と $f_v$+4.2 Mc の二点で考えてみると偏差は7 mμs である。実際問題となるのは変複調後 (Video to Video) の特性であるから，第12図の特性とはかなり趣を異にするであろうし，また，透過時の遅延時間特性は計算値と若干食い違うものと思われる。



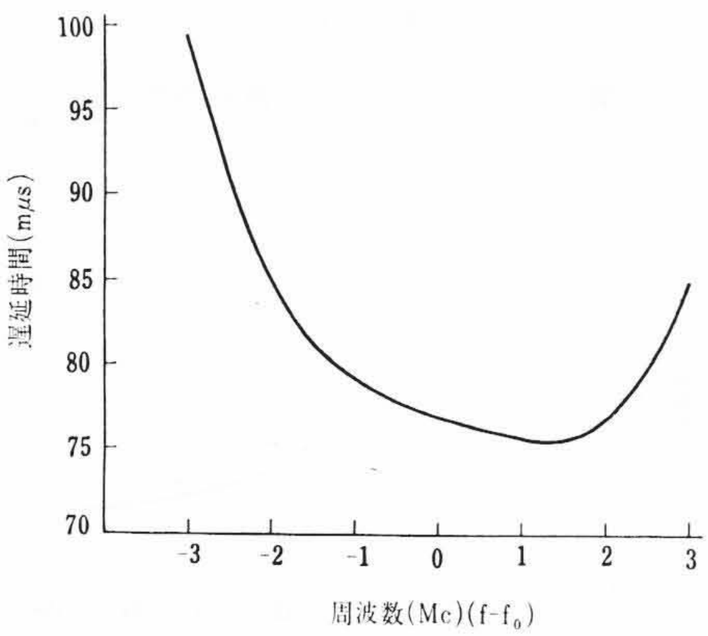

第9図　CINの反射減衰特性（計算値）




第10図　反射時遅延時間特性(計算値)



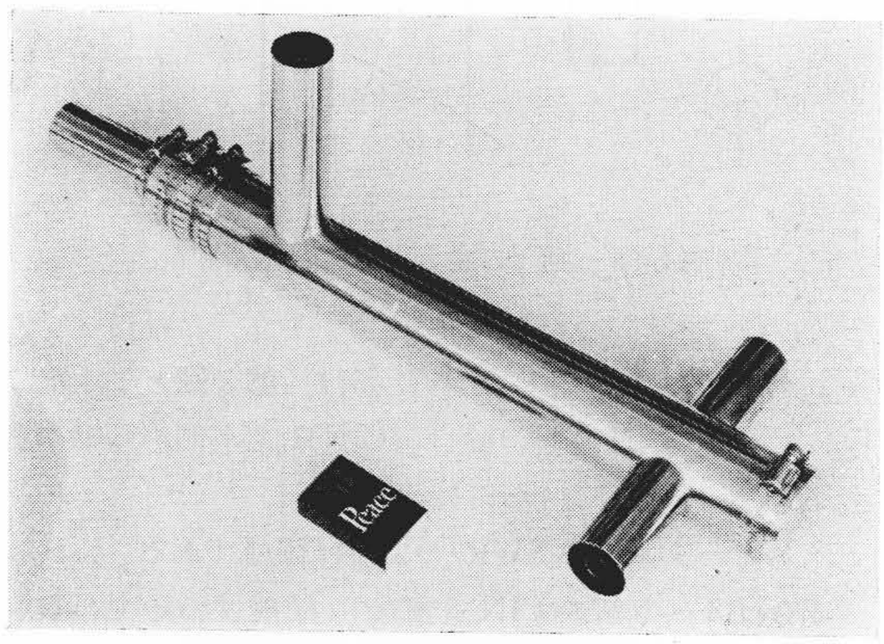

第11図　透過時遅延時間特性(計算値)



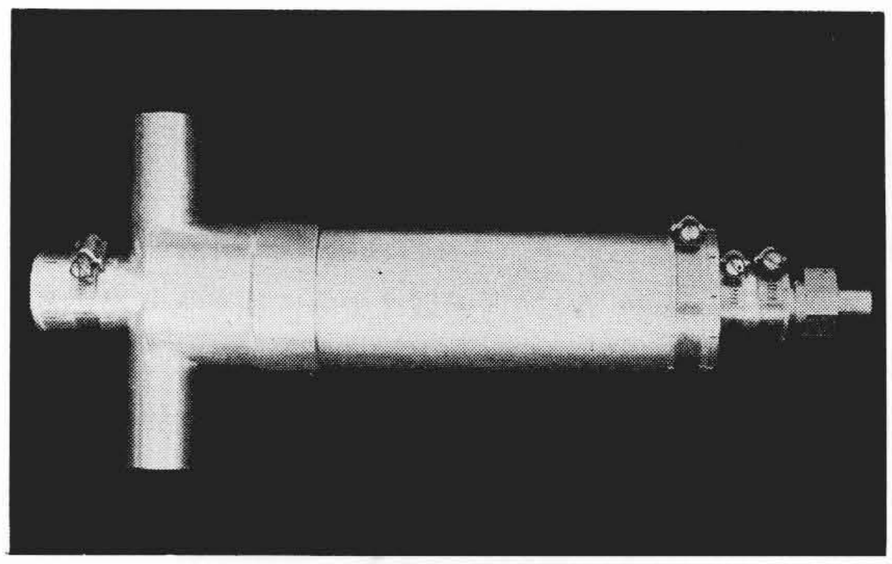

第12図　1回反射および1回透過時の遅延時間特性(計算値)

## 6. CINの特性

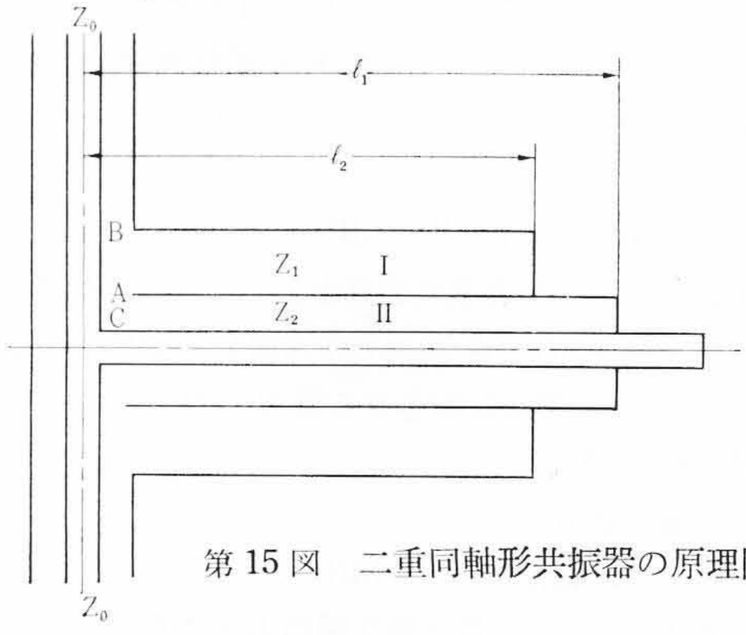
前述した設計規準に従って製作したCIN単体の特性について記述する。第13図はこれに使用したブリッジ・ダイプレクサー，第14図はフィルタ共振素子である。共振素子は39Dおよび77Dを用いた二重同軸形スタッブで，第15図はその原理図である。$l_1$ は3/4λよりやや短く$L$に相当し，$l_2$ は3/4λよりやや長くて$C$に相当する。$Q_0$ の計算値は約4,800であるが，実測値は3,700であり計算値の約80%に相当する。共振素子には銀メッキをほどこし，さらにその上にベクリウム・コーティングを行なった。$N_2$ の反射域はCh.56(728～734 Mc)である。第16図は $f_1$ 端子よりみたVSWR特性(反射域を除く)，また，第17図は $f_2$ 端子よりみ



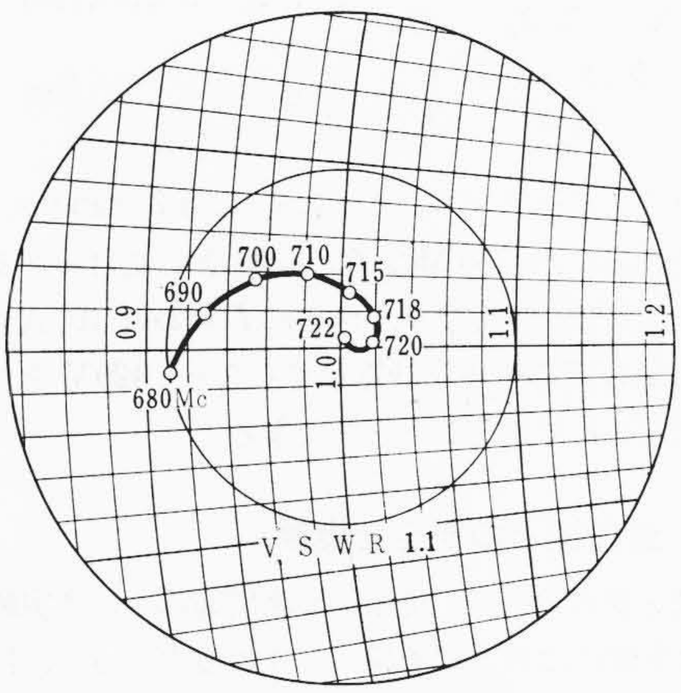

第13図　ブリッジ・ダイプレクサー外観

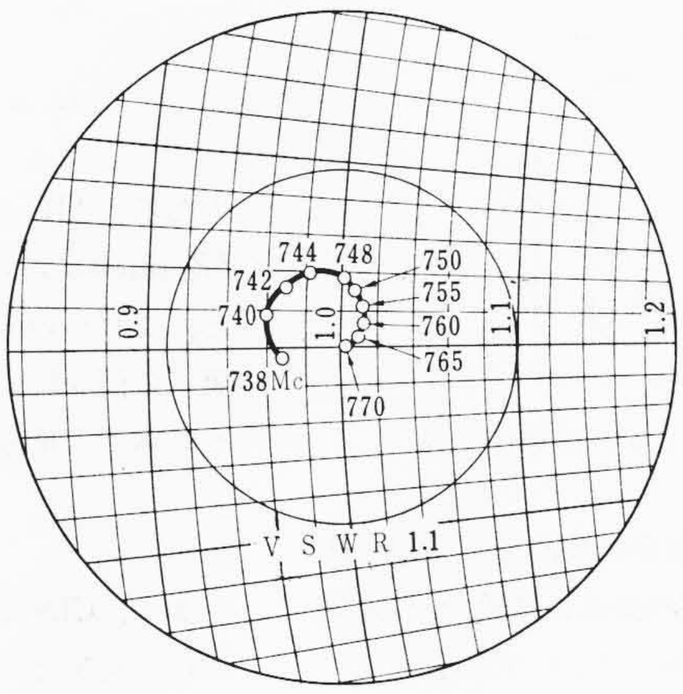


第14図　フィルタ共振素子外観

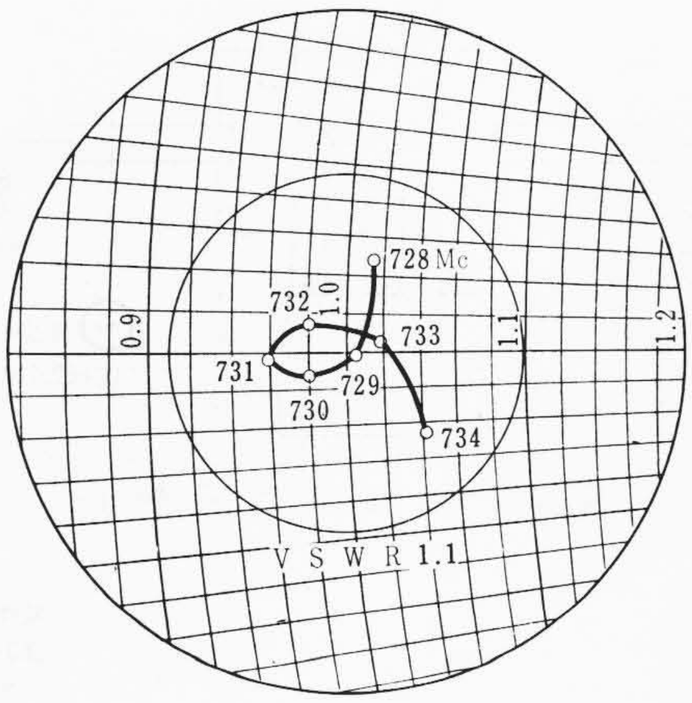



第15図　二重同軸形共振器の原理図

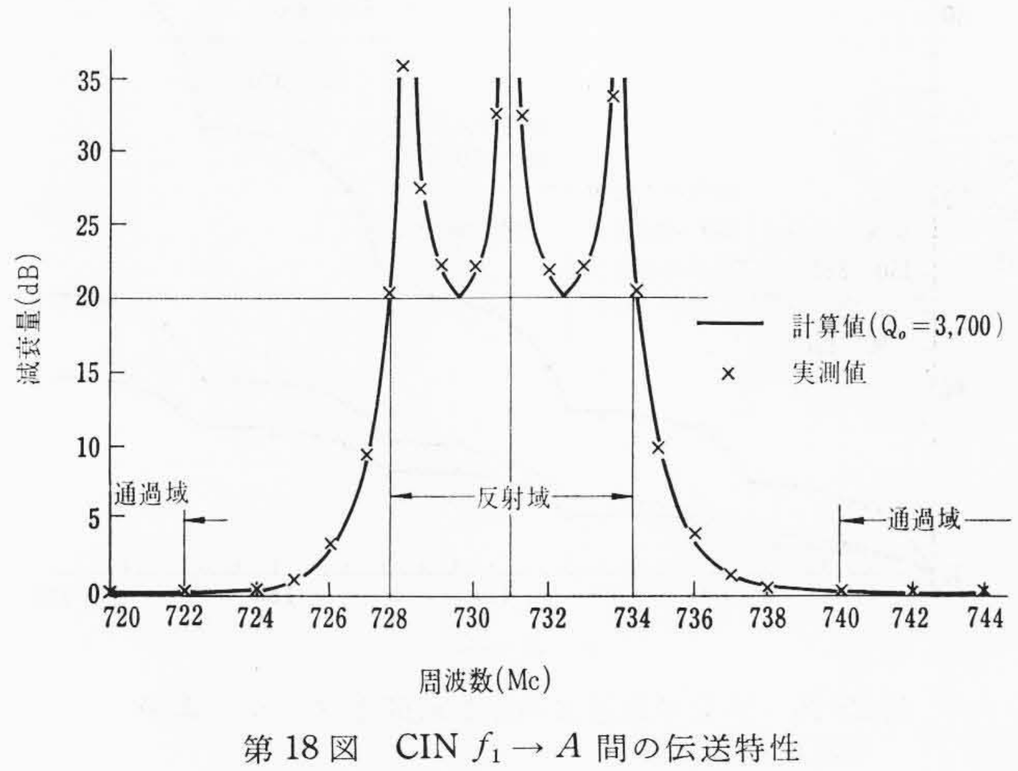



第16図　CIN $f_1$ 入力アドミタンス特性



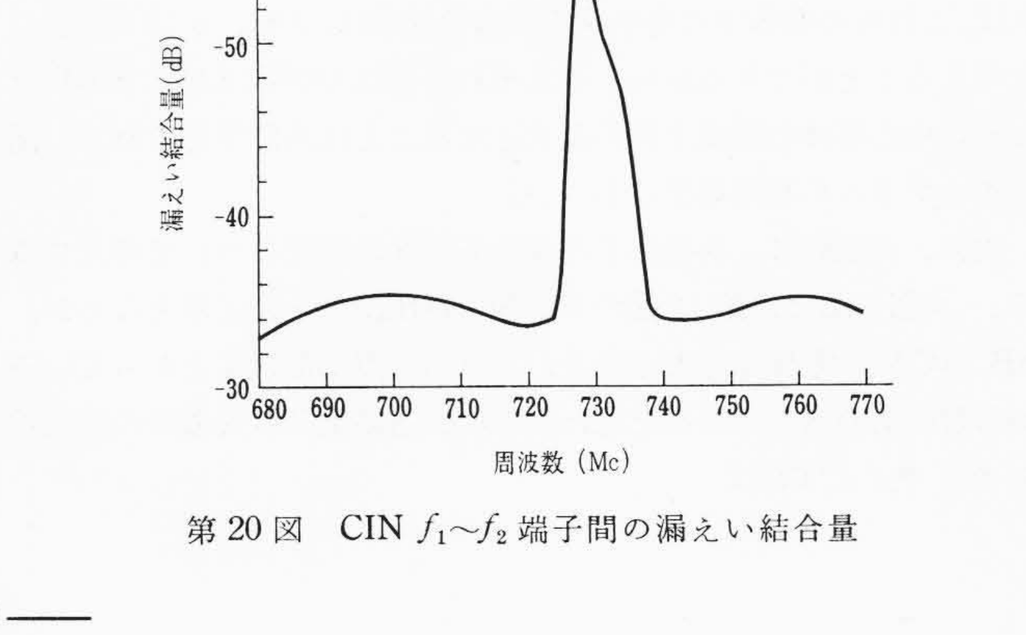

第17図　CIN $f_2$ 入力アドミタンス特性




第18図　CIN $f_1 \rightarrow A$ 間の伝送特性

たVSWR特性である。**第18図**は $f_1 \rightarrow A$ の伝送特性で理論値とよく一致している。**第19図**は $f_2 \rightarrow A$ 間の伝送特性であるが，反射損失は計算値よりやや大きく約0.6dBである。この特性はかなり急しゅんな帯域通過形(BPF)の特性であるが，実際には，これに送信機の出力フィルタ（放送波内の各搬送波の混変調成分をとり除くもの）の作用がこれと助け合うので，いっそう急しゅんな特性となる。このため，出力チャンネル以外の周波数は大きな減衰を受けるから，送信機間の漏えい結合により混変調成分が発生しても，ほとんどアンテナに到達しない。このように，不正放射に対する不安は大いに軽減される。

**第20図は** $f_1$，$f_2$ 間の漏えい結合量である。Ch.56近傍の周波数を除き，−32～−36dBの値である。Ch.56近傍ではさらに小さく，−50dB以下となっているがこれはフィルタ $N_2$ の効果である。これは，$f_2$ から $f_1$ への漏えいであるが，**第4図**の縦続形回路においては，後段より前段への漏えい（たとえば $f_5$ から $f_4$ へ）はブリッジ・ダイプレクサーの存在によりさらに改善され，−70～−80dB以下となって完全に無視することができる。




第19図　CIN $f_2 \rightarrow A$ 間の伝送特性




第20図　CIN $f_1 \sim f_2$ 端子間の漏えい結合量

## 7. 電力容量の検討

本章では，装置の内部に発生する最大電圧値および発熱量などについて大まかな検討を加えてみる。

### 7.1 伝送電力と最大電圧値

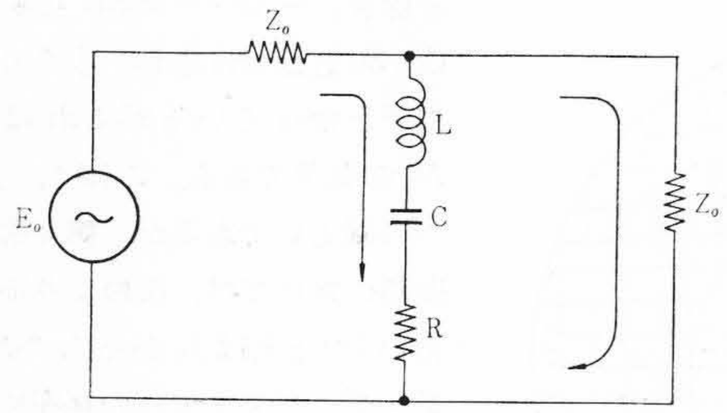
送信電力を映像100W，音声25Wとし，伝送路の特性インピーダンスを50Ωとすれば，1チャンネルあたりの最大電圧は（両信号の位相が完全にそろうとき）

$$\sqrt{100\mathrm{W}\times 50\Omega}+\sqrt{25\mathrm{W}\times 50\Omega}=106.1\mathrm{V} \quad \cdots\cdots(9)$$

また，CINの一辺にかかる電圧は(9)式の $1/\sqrt{2}$ であるから，

$$106.1\mathrm{V}\times 1/\sqrt{2}=75\mathrm{V} \quad \cdots\cdots(10)$$

となる。5チャンネルの出力が同時に伝送されるときは最悪時の電圧は上記計算値の5倍となる。したがって，主伝送路では(9)式の5倍で530.5V，CIN一辺(最終段の)では(10)式の5倍で375Vとなる。このように，伝送路(39D)の耐圧はなんら問題とならない。耐圧上の弱点とみられる点は，ブリッジ・ダイプレクサーのスリット部分である。最終段CINのブリッジ・ダイプレクサー・スリット部分には(10)式の5×2倍の電圧，すなわち，750Vの電圧がかかるこ




第21図　負荷と並列に接続されたフィルタの等価回路

とになる。ブリッジ・ダイプレクサー先端部分の模型を試作して商用周波数で耐圧実験を行なってみたが，10回の繰返し試験で，最大値7,800V，最小値7,400V，平均値7,400Vであって，いずれもコロナが発生する前にスリット部分で破壊している。商用周波数とUHF帯では耐圧特性にかなりの差があると思われるが，上述の実験によれば10倍に近い余裕があるから，実用上なんら問題はないと考えることができる。

### 7.2　共振素子内に発生する熱量と最大電圧

送信出力がフィルタ $N_2$ により反射されるときは，共振素子が共振するため，各素子内に発生する熱損失および電圧は最大となる。厳密には各素子内の電流分布を周波数の関数として計算しなければならないが相当めんどうになるので，簡単に1対の共振素子で反射を受けもつ場合を考えてみる（共振素子が共振状態にあるものとすれば，上述の仮定は実際よりも過酷である）。**第21図**に示す等価回路において，$Z_0$ は50Ω（伝送路特性インピーダンス），$LCR$ は共振素子である。ここで，

$$Q_0=\omega L/R \quad \cdots\cdots(11)$$

$$Q_L=2\omega L/Z_0 \quad \cdots\cdots(12)$$

の関係より

$$R=\tfrac{1}{2}(Q_L/Q_0)Z_0$$

となる。いま，フィルタが共振状態にあるものとすれば，共振素子のインピーダンスは$R$のみとなり，$R\ll Z_0$ の関係から，

$$I_r=E_0/Z_0$$

共振素子内に消費される電力は

$$P_r=R(E/Z_0)^2=\tfrac{1}{2}(Q_L/Q_0)\ (E_0^2/Z_0) \quad \cdots\cdots(13)$$

となる。一方，共振回路を取り除き負荷と電源とを直結した場合には，負荷に伝達される電力は $\frac{1}{4}\ (E_0^2/Z_0)$ となることは明らかである。いま，送信出力を $P_0$ とすれば，この電力はCINの各辺に2分され，それぞれ共振器により反射される。したがって，

$$\tfrac{1}{2}P_0=\tfrac{1}{4}(E_0^2/Z_0) \quad \cdots\cdots(14)$$

また，$P_r=(Q_L/Q_0)P_0 \quad \cdots\cdots(15)$

いま，$Q_L=200$，$Q_0=3{,}700$，$P_0=100$W として $I_r$，$P_r$ を求めてみると，

$$I_r=2A \quad \cdots\cdots(16)$$

$$P_r=5.4\text{W} \quad \cdots\cdots(17)$$

となる。二重同軸形共振器において，3個の導体径を 4:2:1 とすれば，これらの導体中に発生する熱量の比率は，大略，$\frac{1}{4}:2\times(\frac{1}{2}):1$ と考えることができるから，それぞれの値は 0.6W : 2.4W : 2.4W となる。中心導体の温度上昇が最大となることは当然予想される。通過チャンネルの発熱効果は小さい。

次に，共振時に，共振素子内部に発生する電圧について考えてみる。共振時には，**第15図**のBC間の電圧はほとんど零となるが，AB, AC間の電圧は最大となり，これらの点は形状もとがっているから耐圧上の弱点になると思われる。伝送路1, 2の共振時の電気角を $\theta_{1S}$，$\theta_{2S}$ とすれば

$$\theta_{1S}=\frac{3}{2}\pi-\sqrt{\frac{Z_1(Z_1+Z_2)}{Z_0\,Z_2}\,\frac{1}{Q_L}} \quad \cdots\cdots(18)$$

$$\theta_{2S}=\sqrt{\frac{3}{2}\,\pi\,\frac{Z_2(Z_1+Z_2)}{Z_0\,Z_1}\,\frac{1}{Q_L}}+\frac{3}{2}\pi \quad \cdots\cdots(19)$$

となる。AB, AC間のインピーダンスは，それぞれ，$jZ_1\tan\theta_{1S}$，$jZ_2\tan\theta_{2S}$ から求められる。$f=750$ Mc，$Q_L=200$ として計算すると，これらの値はいずれも210Ωとなり，さらに $I_A=2A$（(10)式参照）の値を用いてAB, AC間の電圧を計算してみると，420Vとなる。本器の構造では十分これに耐えることができる。

## 8.　送信機との組合せ実験

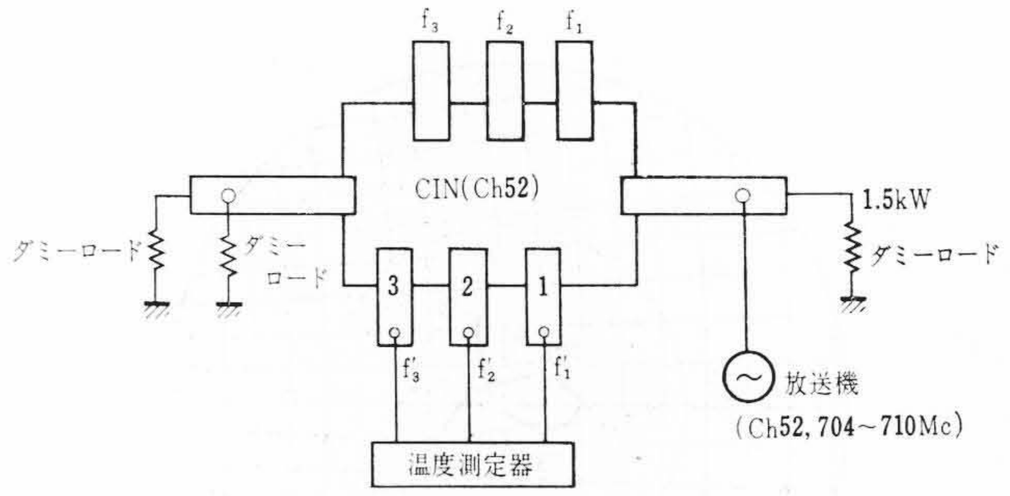
次に，CINを放送機と組み合わせ，実用上の諸問題について実験的検討を加えた。この実験には日立電子株式会社の協力を得て，同社製UHFサテライト送信機を使用した。送信チャンネルはCh. 52（704～710 Mc）である。

### 8.1　共振素子の温度上昇試験

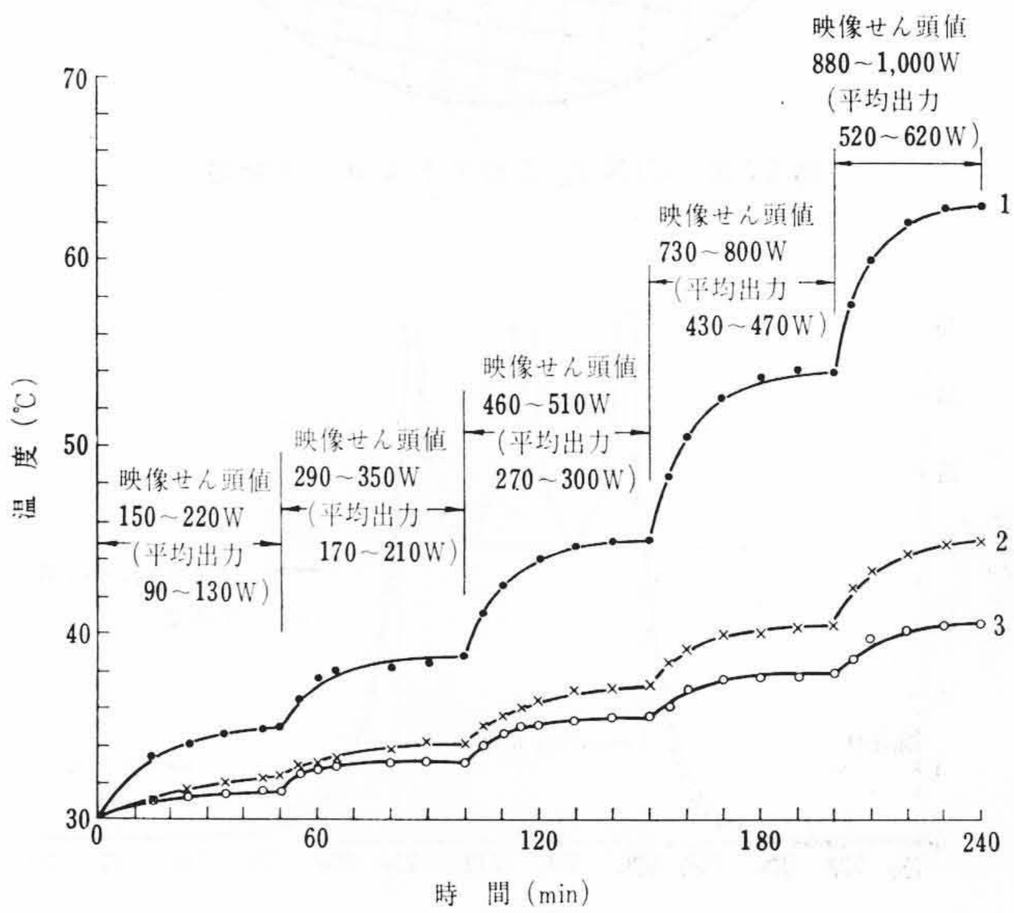
この実験の系統図は**第22図**である。共振素子内の温度分布を測定するのは困難であるから，温度上昇の最も著しい中心導体のみに着目し，電流の腹近くに熱電対を埋め込んだ。**第23図**は，実際の放送波を流した状態で各素子の温度上昇を測定した結果である。平均出力はピーク値の約60％と考えられる。放送開始後約40分で定状態に達し，放送機に近い素子の温度上昇が最も著しい。平均100Wの放送出力に対しては温度上昇は5℃内外で十分の裕度がある。

### 8.2　単一周波数による実験

次に，実験を純粋な状態で行なうため，送信出力を無変調の単一




第22図　温度測定系統図

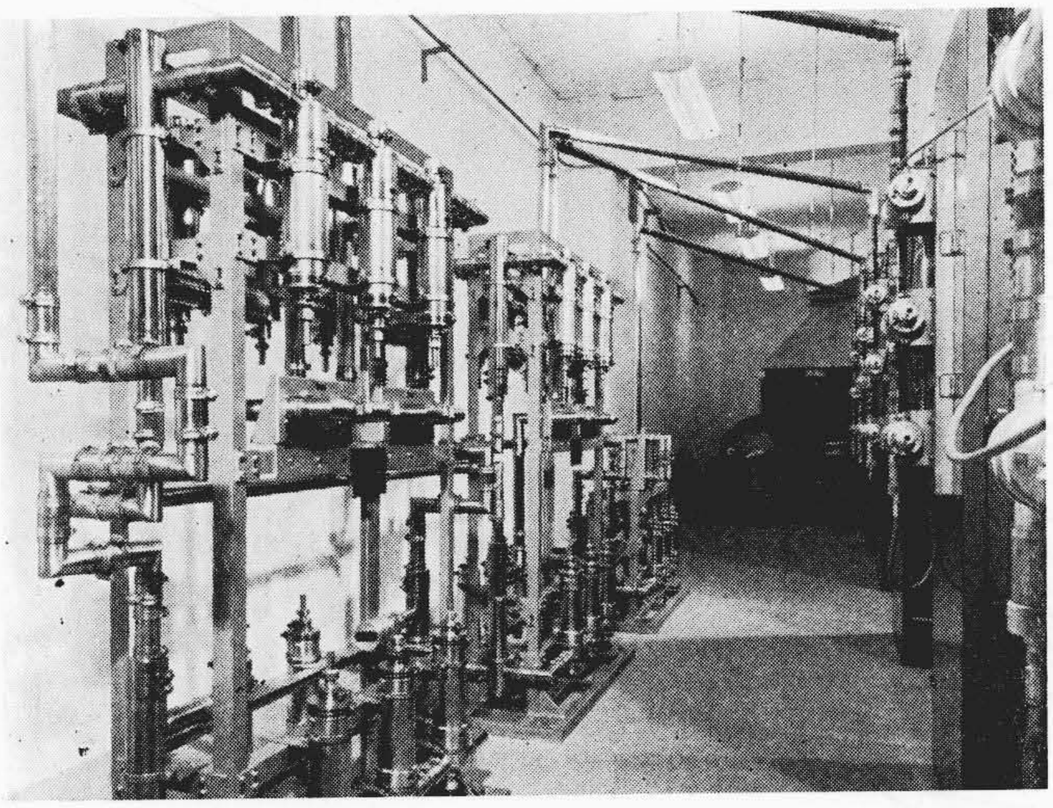



第23図　テレビ放送波の印加時間とフィルタ素子の温度上昇の関係

周波数として実験を行なった。すなわち，送信周波数を$f_1$に合わせ，信号をここで全反射させるようにした。200W 連続の場合の測定結果では16.5℃の温度上昇をみた。次に，CIN の出力の一部を方向性結合器により取り出し，その検波出力をシンクロスコープにより監視した。送信出力を300W まで増加したが，雑音はまったく検出されなかった。これより高周波コロナの発生はないものと考えられる。

### 8.3 送信出力の周波数特性と画質への影響

サテライト局用送信機の出力の周波数特性は普通掃引発振器により検定される。CIN 通過前と通過後で掃引図形はほとんど変化しない。また放送画質も CIN の通過後でまったく変化しないことが確認された。



第24図　5波共用装置の全景

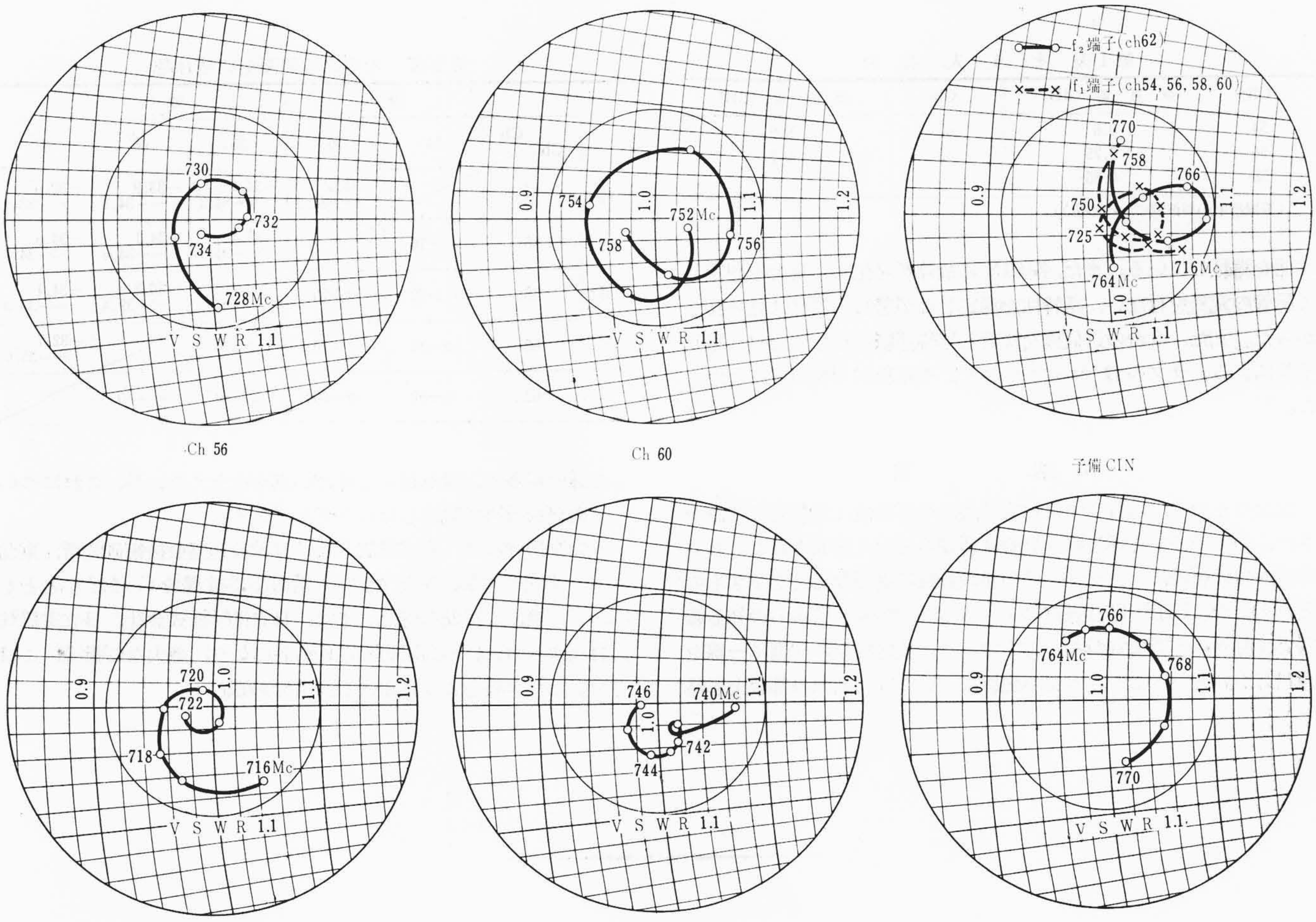
## 9. 民放日立局に使用された空中線5波共用装置

日立局の共用装置の回路形式は**第4図**と同様で，CIN 4段を縦続接続とし，故障時にそなえて予備の CIN 1個を用意した。チャンネルの配列はアンテナ側に向って Ch. 62, 60, 58, 56 および 54 の順とし，予備 CIN の反射域は Ch. 62 とした。すなわち，各 CIN のフィルタは常に高域側を使用するように配慮されている（フィルタの通過域の特性は，高域側のほうが低域側よりもややよい）。実際の共通装置は前章まで述べてきた基礎的問題のほかに，多くの実装上の要求が課せられている。おもなものをあげてみると

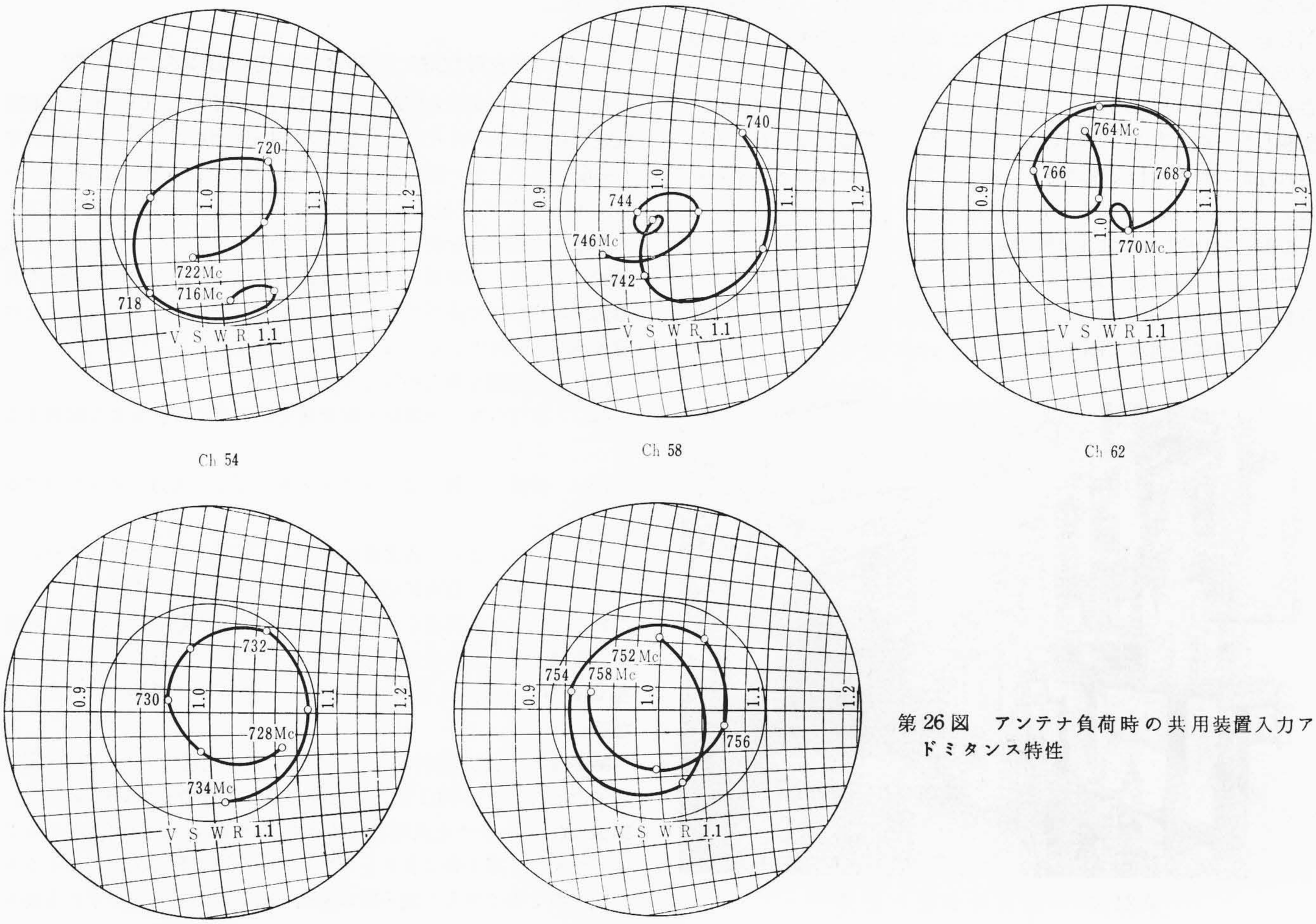
（1） 床面積を極力小さくすること
（2） 保守点検，故障時の配管変更が容易にできるよう配慮すること
（3） 装置入力側には，各チャンネルごとに入力パネルを設けること
（4） これにより，各送信出力を，アンテナ側およびダミーロード側に，自由に切換え接続可能な構造とすること

である。これらの要求をすべてのみ込むと，実際の配管は思いのほかに複雑となり，相当量の短直管，エルボなどが必要となる。また，各 CIN 間の電気長も大きくなるから，VSWR の調整はめんどうとなる。

**第24図**は現地に据付けを完了した装置の全景である。**第25図**は装置の出力端子を50Ω 整端した場合の各入力端子の VSWR 特性，**第26図**はアンテナを負荷した場合で，いずれも 1.1 以内に収めることができた。**第1表**は各チャンネルの中心周波数で測定したそう入損失，**第2表**は各入力端子間の漏えい結合量である。いずれも要求




第25図　50Ω整端した共用装置の入力アドミタンス特性




第26図　アンテナ負荷時の共用装置入力アドミタンス特性

第1表　そう入損失

| Ch | 減衰量 (dB) | Ch | 減衰量 (dB) |
|---|---|---|---|
| 54 | 0.6 | 60 | 0.9 |
| 56 | 0.75 | 62 | 0.7 |
| 58 | 0.85 | | |

（帯域内中心周波数における値）

性能を満足している。また，各 CIN に故障が発生した場合を想定して配管の変更を行ない，諸特性を測定したが著しい劣化は見られなかった。また，5台の送信機を接続し同時運転を行なったが，相互干渉によるトラブルはまったくなく，不正放射も検出されなかった。

## 10. 結　　言

以上のとおり，送信空中線の5波共用の可能性は実績として証明され，サテライト局経済化の目的は所期のとおり達成された。日立局の成功は今後のサテライト局の建設計画に重要な指針を示すものといえよう。UHF-TV 送信アンテナの5波共用は，筆者らの知る範囲では海外にも実施例がないようであり，放送技術の前進に一線を画したものといえよう。本文の論旨については，紙面の都合上省略した箇所が多く，意を尽くし得ない点も少なくないが，これについては機会を改めて論述したいと考えている。

第2表　入力端子間漏えい結合量

| 被誘導側 \ 誘導側 Ch | 54 | 56 | 58 | 60 | 62 |
|---|---|---|---|---|---|
| 54 | | −34.0 ～−34.3 | −34.0 ～−34.3 | −33.9 ～−34.3 | −32.6 ～−33.1 |
| 56 | <−70 | | −33.4 ～−34.9 | −34.1 ～−34.6 | −34.6 ～−34.7 |
| 58 | <−70 | <−70 | | −36.3 ～−39.4 | −34.1 ～−35.0 |
| 60 | <−70 | <−70 | <−70 | | −32.7 ～−35.0 |
| 62 | <−50 | <−50 | <−50 | <−50 | |

本開発研究には，東京民放5社，日本放送協会技術研究所，東北大学，茨城大学など各方面よりご懇切なご指導をいただくとともに，ご討論，ご援助を得た。また，日立電子株式会社，日立電線株式会社本社および日高工場の関係者各位より，絶大なご指導，ご協力をいただき衷心より感謝する次第である。