

テレビマイクロ波中継装置の全固体電子化

All Solid State Television Microwave Relay Equipment

荻原 洋一* 長町 弘* 市野 一夫**
 Yôichi Ogiwara Hiroshi Nagamachi Kazuo Ichino
 海老名 忠夫*** 鈴木 克彦***
 Tadao Ebina Katsuhiko Suzuki

要 旨

最近半導体技術が急速に進み、すでにマイクロ波帯で使用できる高電力の半導体素子が開発され、TV中継装置においても全固体化が可能になった。

本文では、固体電子化による変調方式およびアップコンバータの解析を行ない、得られた結果について述べ、周波数安定度、初期漂動および保守の合理化について従来の機器と比較し述べてある。

1. 緒 言

従来のTV中継装置はマイクロ波発振管として、クライストロンを使用していることに支配されて、電源投入後正常動作にはいるまで長時間を要し、かつ周波数設定が複雑であるため、保守上相当の経験を要した。また最近のようにテレビ番組の多様化、これに伴う現業技術者の不足あるいは機器保守の合理化の面からTV中継装置の改革が望まれるようになった。

トランジスタ、ダイオードなど半導体素子の急速な発達に伴って、高周波大電力の素子が市販されるようになり、これらを用いてマイクロ波発振器を作ることが可能になったため、TV中継装置において最も信頼性の少ないクライストロンが固体化でき、機器の安定性を著しく向上しうる見通しがたった。マイクロ波発振器の固体化については、日立製作所中央研究所において、以前より基礎的な研究が行なわれていたが、この技術を基礎とし7GHz帯可搬形および固定形中継装置、マイクロ波通り中継装置などを開発したが、本文では主として3.5GHz帯STL装置の固体化の要点について述べる。

2. 方式検討

本装置の設計には次の点に重点が置かれた。

2.1 変調方式

全固体化TV中継装置の変調方式は、これを大別すると次の二つの方式になる。

- (a) 図1のように搬送波の原発振器を直接変調したあと、通倍を重ねて最終出力とする方式で、搬送波変調方式と呼ばれている。
- (b) 図2のように副搬送波発振器を設け、これを変調したのち搬送波に上側波帯周波数変換する方式でアップコンバータ方式と呼ばれている。

(1) 周波数安定度

搬送波変調方式は所要の周波数偏移をうるために、原発振器は自励式とするため、周波数安定度が悪く、自動周波数制御(AFC)を付加するか、恒温槽を用いて温度を一定に保つかいずれかの方法をとる必要がある。

一方アップコンバータ方式は図2のように周波数安定度は次の式で表わされる。

$$f_u = f_p + f_s \dots\dots\dots (1)$$

$$= nf_0 + f_s \dots\dots\dots (2)$$

* 日本放送協会一般設備部
 ** 日立製作所中央研究所
 *** 日立電子株式会社

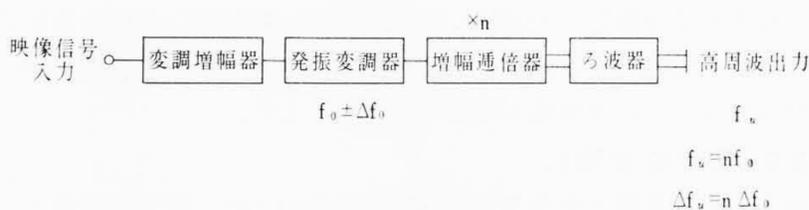


図1 搬送波変調方式系統図

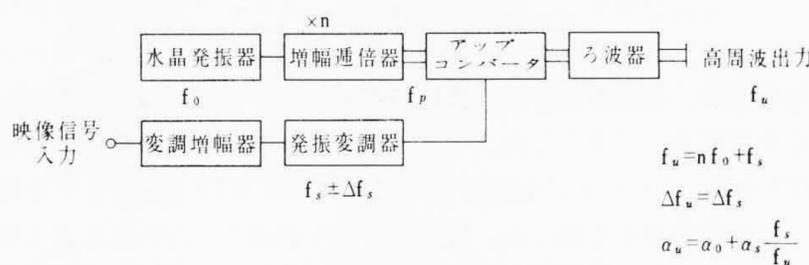


図2 アップコンバータ方式系統図

$$\alpha_u = \alpha_0 + \alpha_s \frac{f_s}{f_u} \dots\dots\dots (3)$$

- ここで、
 f_0 : 原発振器の周波数
 f_p : 搬送波の最終段周波数
 f_s : 副搬送波周波数
 f_u : 変調後のマイクロ波の中心周波数
 α_0 : f_0 の周波数安定度
 α_s : f_s の周波数安定度
 α_u : f_u の周波数安定度

(3)式から明らかなように、 f_s の安定度は f_s/f_u 倍となり、 $f_s \ll f_u$ であるとすれば、大きく改善することができる。

(2) 変調特性⁽²⁾

搬送波変調方式においては変調段の周波数偏移が最終出力では通倍次数倍されるため、変調段の変調度はきわめてわずかでよいことになる。しかし増幅段の振幅特性の広帯域化を図り、位相ひずみによるカラー特性の劣化が生じないようにする考慮が必要である。一方アップコンバータ方式においては、 $f_s \ll f_u$ とする関係上副搬送波の周波数偏移の比率が大きくなるので、ここでの特性劣化について考慮する必要があるが、搬送波変調方式と比較すれば、調整個所が少なくすみ、かつ回路が簡単になるので、はるかに有利である。

(3) マイクロ波出力

図1および図2を比較すれば明らかなようにアップコンバータ方式では、最終段で周波数変換を行なうため損失を伴い搬送波変調方式に比較して出力は低いことになる。

最良特性の可変容量ダイオード(以下バラクタと呼ぶ)を使用した場合、理論的に得られる変換損失は3dB程度であり、ろ波器の

表1 方式による特性比較表

方式	搬送波変調方式	アップコンバータ方式
総合周波数安定度	10 ⁻³ 程度であるため、電波法に示された安定度を得るためには恒温槽、AFCなどが必要である。	原発振器に水晶を使用しているため、1×10 ⁻⁴ 以下が容易である。
送信出力	高い (1W程度可能である)	変換損失があるため、搬送波変調方式に比較 3~4 dB 低い。
総合カラー特性	広帯域の増幅・通倍の段数が多いので温度による特性変化については十分注意した調整が必要である。	調整が容易で特性劣化の心配はない。

損失などを含めると、送信出力は、搬送波変調方式の約 1/2.5~1/3 になる。

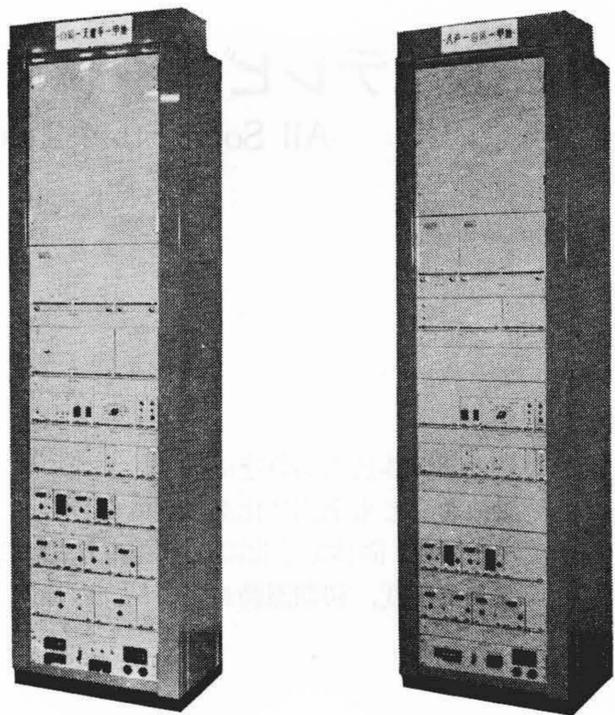
(4) 変調方式の決定

前項に述べた内容をまとめると表1に示すようになる。

以上の点を検討した結果、固定形 TV 中継装置 (STL) としてはカラー特性および周波数安定度に重点を置く必要があるため、アップコンバータ方式を採用することにした。

2.2 保守の合理化

無人運転を前提とする TV 中継装置においては、安定度が高く、かつ、保守が容易であることが不可欠の条件となる。したがって、ユニット方式を採用し、故障の場合には、ユニット交換のみの操作で復旧できるようにした。またユニットの分割については、ユニット単体性能、装置全体の取り扱いの容易さおよび妨害波などについても十分留意して決定した。ユニットの形状およびたな板は規格化 (BTS 規格) されたものを使用し、収容架には BTS 4号ラックを使用し床面積の減少を図った。操作はすべて前面で行なわれるようにし、ユニット間の接続は、主系統の高周波信号などすべて、同軸端子を含むマルチコネクタによるプラグイン方式とした。主要のユニットには故障検知用の端子を設け、これをロータリースイッチで切り換え、同期検知回路、搬送波検知回路により、故障表示ができる



(送信) (受信)

図3 装置外観

ようにした。

3. 装置の概要

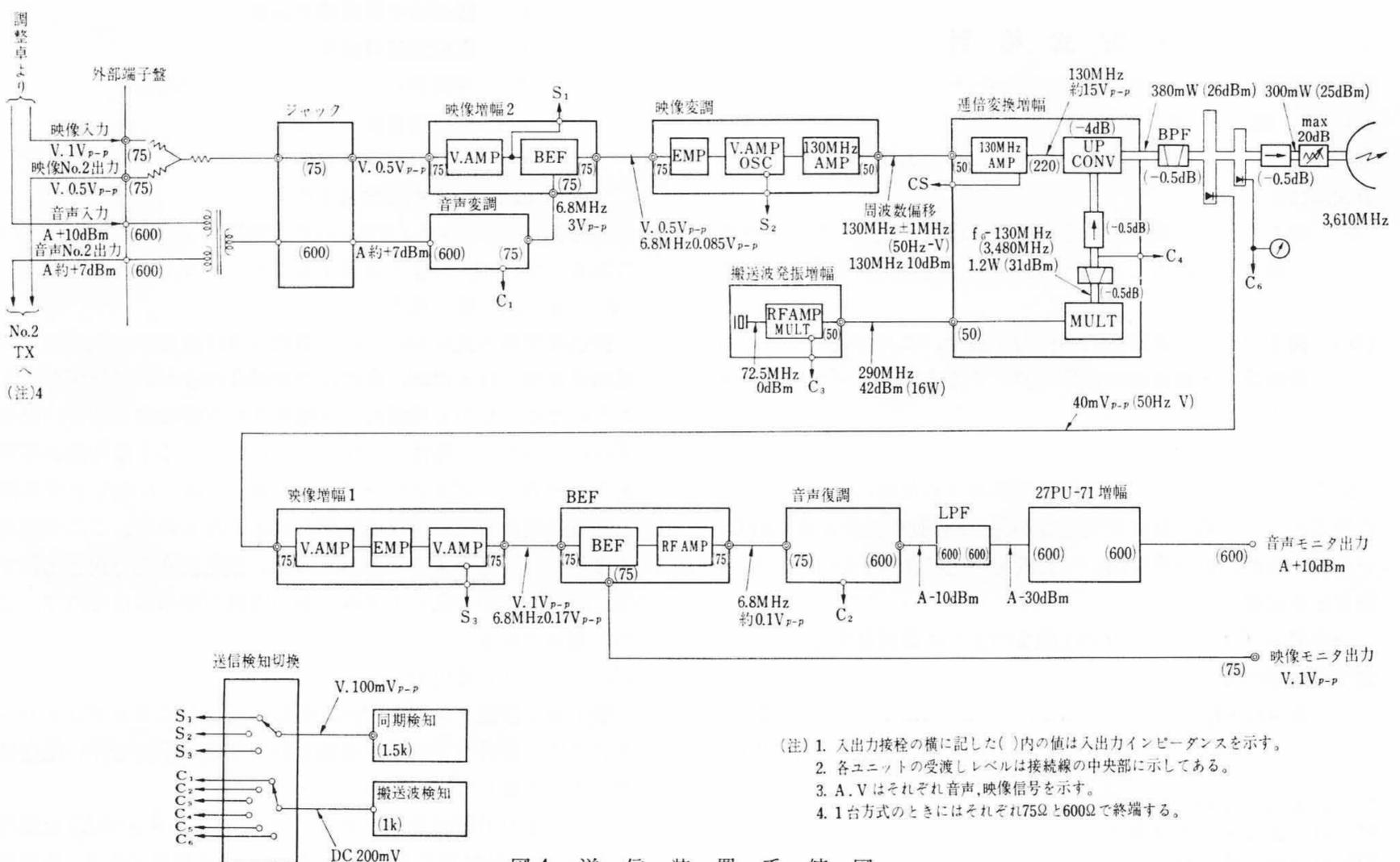
本装置は図3に示すように送信装置、受信装置とも現用を1架に収容し、2台方式の場合には故障検知回路および自動切換回路を含め2架に収容可能である。図4に送信装置、図5に受信装置の系統を示す。映像副搬送波に 130 MHz を採用したのは、中間周波数が 130 MHz であるため、2段中継などを行なう場合ヘテロダイン中継ができるよう考慮したためである。

3.1 主要性能

(1) 送信装置

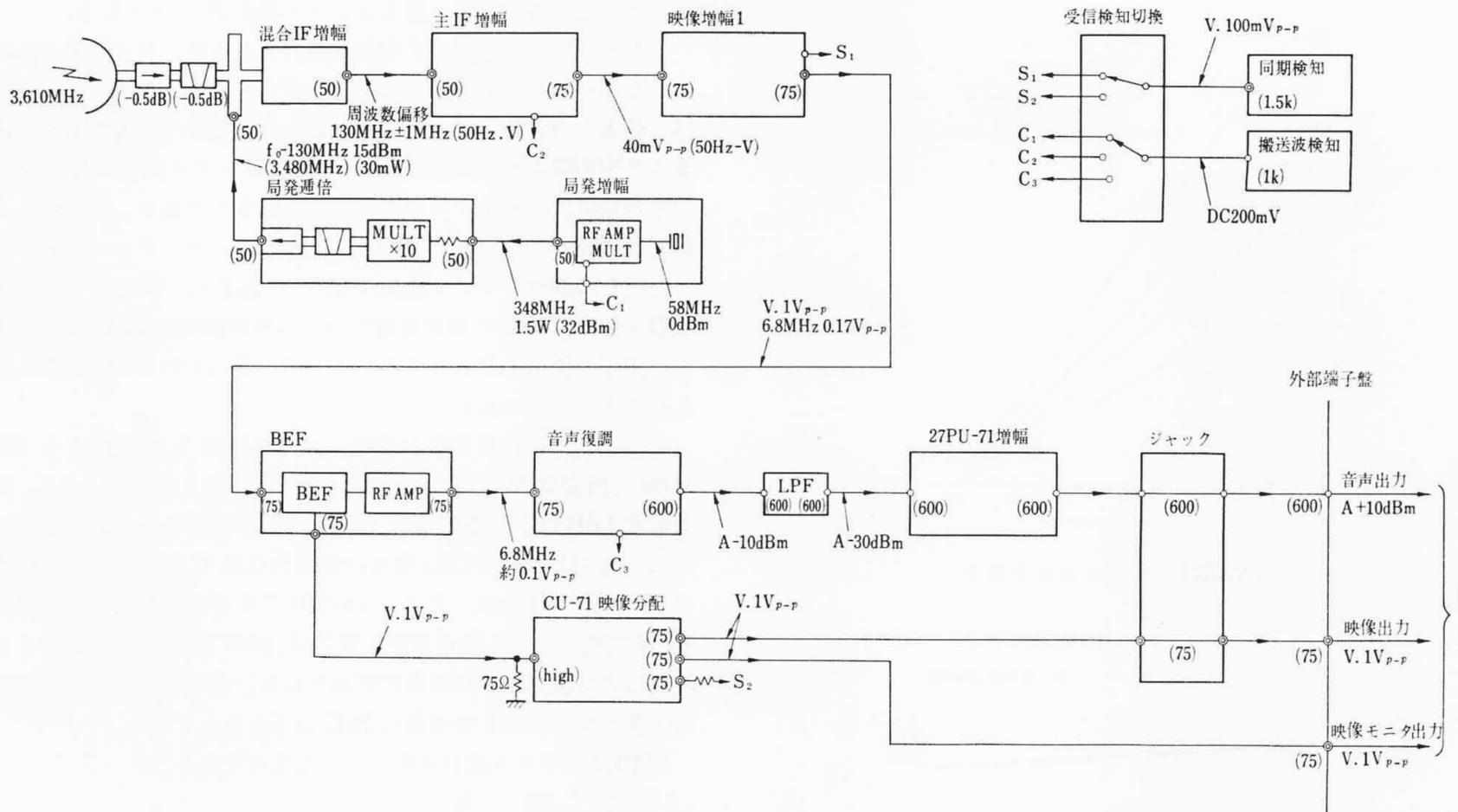
送信周波数 3,500~3,620 MHz の一波

送信出力 0.3 W 以上



(注) 1. 入出力接点の横に記した()内の値は入出力インピーダンスを示す。
 2. 各ユニットの受渡しレベルは接続線の中央部に示してある。
 3. A.V はそれぞれ音声、映像信号を示す。
 4. 1台方式のときにはそれぞれ75Ωと600Ωで終端する。

図4 送信装置系統図



(注) 1. 入出力接栓の横に記した()内の値は入出力インピーダンスを示す。
 2. 各ユニットの受渡レベルは接続線の中央部に示してある。
 3. A.Vはそれぞれ音声,映像信号を示す。

図5 受信装置系統図

周波数安定度	$\pm 6 \times 10^{-5}$ 以下
変調方式	可変リアクタンスFM変調(映像音声とも)
微分位相	$\pm 2^\circ$
微分利得	$\pm 3\%$
最大周波数偏移	6 MHz _{p-p}
映像音声	60 Hzにて 2MHz (8dBエンファシス)
映像副搬送波周波数	130 MHz
音声副搬送波周波数	6.8 MHz
音声副搬送波周波数安定度	$\pm 1 \times 10^{-3}$

(2) 受信装置

受信周波数	3,500~3,620 MHzの一波
雑音指数	11 dB以下
中間周波数	130 MHz
局発周波数安定度	$\pm 1 \times 10^{-6}$ 以下
A G C 特性	入力 -50 dBm ~ -30 dBm で出力変化 1 dB以下

(3) 共通事項

周囲温度	-10~+40°C
周囲湿度	45~90%
電源送信	AC 100 V または 200 V 150 VA
電源受信	AC 100 V または 200 V 75 VA

3.2 送信装置

(1) 搬送波電力増幅

発振源には周波数安定度 1×10^{-6} の (72.5 MHz) 水晶発振器を用い、この出力を 2SC596 2段でそれぞれ AB 級増幅し 200 mW の出力を得ている。通倍にはトランジスタによるバラクタ通倍回路を使用した。この回路は入力基本波の増幅電力をトランジスタのベース、コレクタ間の非直線容量に帰還させ、一種のバラクタ通倍作用を行なわせるものである。

この場合の増幅利得は、基本利得にバラクタ通倍損失を加えた

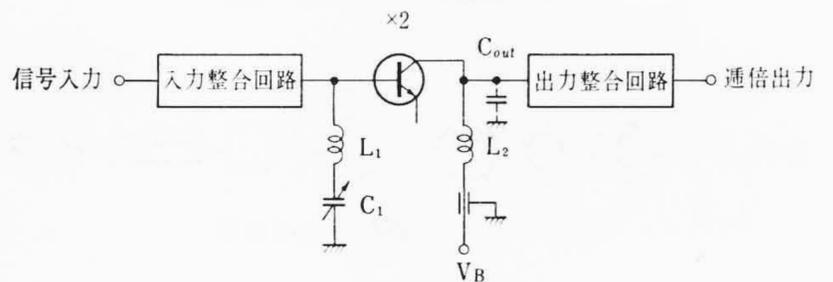


図6 増幅通倍回路原理図

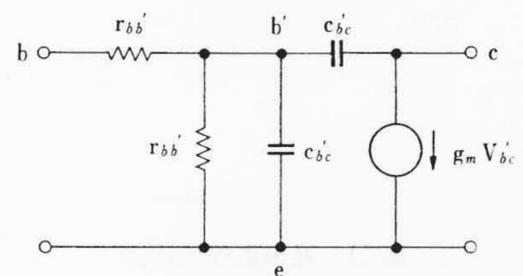


図7 トランジスタの混成π形等価回路

ものであり、出力段に通倍周波数の同調回路を設けた一般の方式よりも通倍時に利得が大きい特長がある。

図6は2通倍回路の基本的な考え方を示したものである。L₂, C_{out}は基本波に共振して基本波電力をトランジスタに帰還し、ベース、コレクタ間の非直線容量で通倍された電力は出力整合回路より取り出される。

励振段電力増幅には 2N3733, 最終段電力増幅には, 2N3733 3本並列接続を行なっている。電力増幅段に使用する高出力トランジスタを選ぶ場合, 考慮しなければならないことは, 出力, 利得, ジャンクション温度などがある。

混成π形等価回路を図7に示す。小信号における動作解析はすでに行なわれており⁽³⁾, 出力電力 P₀は, 電源電圧を V_B 負荷抵抗を RL とすると(4)式で与えられる。

$$P_0 = \frac{V_B^2}{2RL} \dots \dots \dots (4)$$

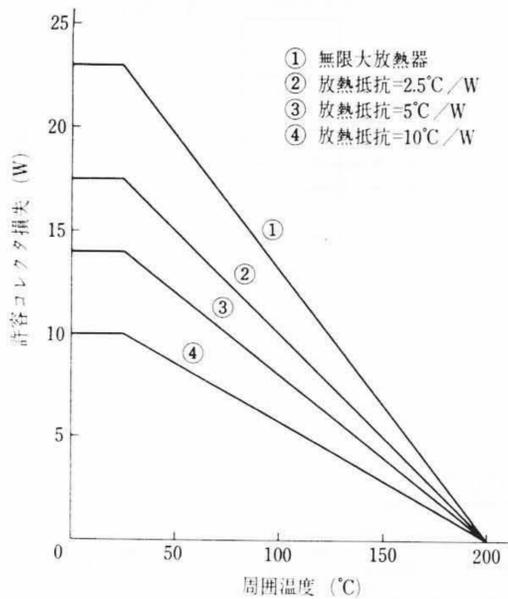


図8 2N3733の許容コレクタ損失

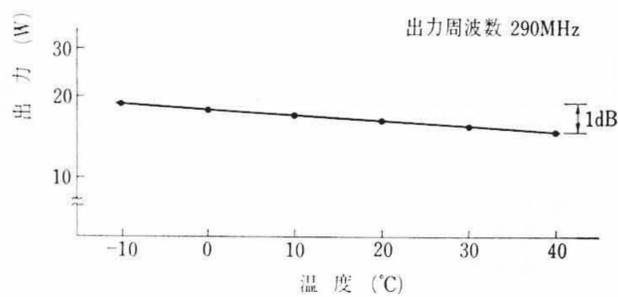


図9 搬送波増幅部温度特性

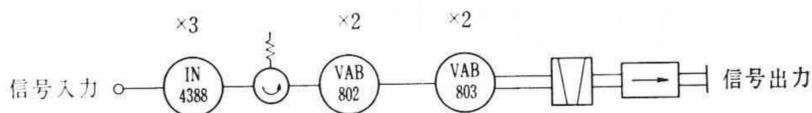


図10 バラクタ通倍回路系統図

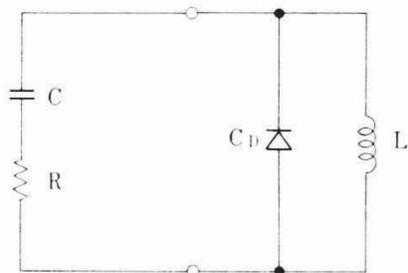


図11 発振器等価回路

また

$$MAPG = \left(\frac{f_T}{8\pi f^2 r_{bb'} C_{b'c}} \right) \dots\dots\dots (5)$$

ここに、MAPG: Maximum Available Power Gain (最大有能電力利得)

- f_T : 利得帯域幅積
- f : 周波数
- $r_{bb'}$: ベースひろがり抵抗
- $C_{b'c}$: 混成π形等価回路定数

$$C_{out} = 2C_{ob} \dots\dots\dots (6)$$

ここに、 C_{ob} : コレクタベース間の容量

すなわち f_T が高く $r_{bb'}$, $C_{b'c}$ が小さいものほど高周波高出力動作に対し有能である。また(5)式は動作周波数に対し電力利得が 6 dB/oct の傾斜を有していることを示している。

ジャンクション温度は一般に 175~200°C と規定されている。この場合はケース温度が 25°C の場合 (周囲温度 25°C で無限大放熱板をつけた場合に相当) にジャンクション温度が最大定格値に

なるような電力消費量を最大コレクタ損失 P_c で示される。

したがって、固定形 TV 中継装置のような無人局で使用する場合、年間を通じて周囲温度の変化は大きく、トランジスタに許し得る最大電力消費量は、かなり下まわった設計が必要である。図8は 2N3733 について周囲温度と許容コレクタ損失の関係を放熱板の熱抵抗をパラメータにて図示したものである。すなわち、25°C で無限大放熱板 (熱抵抗=0°C/W) にトランジスタを取り付けた場合の許容コレクタ損失は 23 W であるが、5°C/W の放熱板に取り付け、60°C の周囲温度の中での許容損失は 11 W に低下する。実際の使用条件としてさらに余裕を見込んでこの値以下に押えることが必要である。

したがって、最終段電力増幅には 2N3733 3本並列とし 290 MHz で出力 25 W とした。また温度特性は図9に示すように、出力偏差 1 dB 以下、能率 55% で当初の設計仕様を十分に満足している。この出力は 7 GHz 帯で送信出力 0.25 W の装置と共用するように設計されたが、今回の 3.5 GHz TV 中継装置は送信出力が 0.3 W であるため、搬送波出力電力は 16 W 程度あればよいことになるので減力し、かつ自然空冷とした。この場合最高周囲温度のときトランジスタの壁温は 75°C 以下となっている。

図10はバラクタ通倍系列を示したものである。

(2) 変調器

映像副搬送波発振器にはバラクタを用い、映像信号をバラクタの両端に印加して周波数変調を行なっている。

図11に発振器の等価回路を示す。発振器には、コルピッツ形を使用した。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C+C_D)}} \dots\dots\dots (7)$$

ここに、 ω_0 : 共振角周波数

C_D : バラクタの障壁容量

C : 同調回路の容量

L : 同調回路のインダクタンス

C_D は外部変調信号 ΔV に対し

$$C_D = C_0 \left(1 + \frac{\Delta V}{V_B} \right)^{-n} \dots\dots\dots (8)$$

で表わされる。ここに C_0 はバラクタのバイアス電圧 V_B における C_D の容量である。

以上の関係から入力信号によって生ずる周波数偏移は次式のようになる。

$$f + \Delta f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0} \left[\left(1 + \frac{\Delta V}{V_B} \right)^{-n} + K \right]^{1/2}} \dots\dots\dots (9)$$

$$= \frac{(1+K)^{-1/2}}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{n}{1+K} \frac{\Delta V}{V_B} - \left\{ \frac{1}{8} \left(\frac{n}{1+K} \right)^2 - \frac{n}{4} \left(\frac{1}{1+K} \right) \right\} \left(\frac{\Delta V}{V_B} \right)^2 + \dots\dots \right] \dots\dots\dots (10)$$

ここに、 Δf : 周波数偏移量

K : C/C_0

(10)式の第1項は中心周波数 f_0 を、

第2項は変調感度を、

第3項は2次ひずみを示している。

したがって(10)式より2次ひずみ最小の条件は

$$n = 2(1+K) \dots\dots\dots (11)$$

一方変調感度は

$$\frac{\Delta f}{\Delta V} = \frac{1}{2} \frac{n}{1+K} \frac{f_0}{V_B} \dots\dots\dots (12)$$

で与えられる。

現在市販されている超階段接合形バラクタの n の値は、最大 2.4~2.7 程度であり、(11)式より K は約 0.3 である。たとえば変調感度について、 $n=2.5$ $K=0.4$ $f_0=130$ MHz $V_B=6$ V とすると $\Delta f/\Delta V=19$ MHz/V となる。

以上の検討から本装置には K の値を小さくする目的でバラクタには 1S530 $C_0 \cong 15$ pF $n \cong 2.5$ を使用した。発振回路のトランジスタは浮遊容量を含めて 6~7 pF の容量をもつため、 $K \cong 0.4$ となり理論上 2 次ひずみを完全になくすことはできなかったが、TV 中継装置の性能には問題とならない値である。また温度変化については次式が与えられる。

$$\frac{\partial C/C}{\partial T} = -n \frac{1}{V_B + \phi} \frac{\partial \phi_0}{\partial T} \dots\dots\dots (13)$$

$$\frac{\partial \phi_0}{\partial T} = \left\{ \phi - \frac{3KT}{q} - V_g \right\} \frac{1}{T} + \frac{\partial V_g}{\partial T} \dots\dots\dots (14)$$

ここに、 V_B : バラクタに与えられる逆電圧

ϕ : 拡散電位

$\partial \phi_0/\partial T$: 階段接合における $\frac{\partial \phi}{\partial T}$

K : ボルツマン定数

T : 周囲温度 (°K)

q : 電子の電荷

V_g : E_g/q 禁制帯電位差

この変化量を具体的に 1S530 について計算すると

$$V_B=5$$
 V で $\frac{\partial C/C}{\partial T} \cong 10^{-3}/^\circ\text{C}$ となり

$$\frac{\partial f/f_0}{\partial T} \cong -0.005\%/^\circ\text{C}$$
 となる。

副搬送波を 130 MHz とすると $\Delta f/\Delta T=60$ kHz/°C となるのでサーミスタ、バリスタおよび温度補償用磁器コンデンサを用い補正した結果、図 12 に示すように $-10^\circ\text{C} \sim +40^\circ\text{C}$ で ± 170 kHz 以下の変動 ($\pm 1.3 \times 10^{-3}$) 出力偏差 1 dB 以下の値を得た。

(3) アップコンバータ⁽³⁾⁽⁴⁾

アップコンバータは、不平衡形と平衡形に大別されるが、次の理由により平衡形を使用することにした。

- (a) 励振電力周波数成分が出力側で互いに打ち消し合うため、フィルタの設計が容易となる。
- (b) プッシュプル回路になっているため、高出力、広帯域特性が得られ、耐電力にすぐれている
- (c) 遮断周波数の高いバラクタを使用した場合、バラクタの逆耐圧が低下する分を補償することができる。

図 13 にアップコンバータの系統図、図 14 に階段形状接合形バラクタを用いたアップコンバータの等価回路を示す。

一般にバラクタ内の非直線容量 C は

$$C = C_{\min} \left(\frac{V_b + \phi}{V + \phi} \right) \cong C_{\min} \left(\frac{V_b}{V} \right)^{1/2} \dots\dots\dots (15)$$

ここに、 V_b : 逆耐圧

ϕ : 固有障壁電圧

C_{\min} : V_b におけるバラクタ容量

で与えられる。

いまバラクタ内のポンピング電力と上側帯波電力が近似的に等しく、入力信号電力がこれに比べて無視できるほど小さい場合について考えると、バラクタの直列抵抗 r_s が含まれるから、最大電力の伝送条件は

$$R_u = r_s + R_L \dots\dots\dots (16)$$

$$R_p = r_s + R_{g2} \dots\dots\dots (17)$$

$$R_s = r_s + R_{g1} \dots\dots\dots (18)$$

ここに、 R_u : 上側波帯成分による抵抗

R_p : バラクタのポンピング信号成分による抵抗

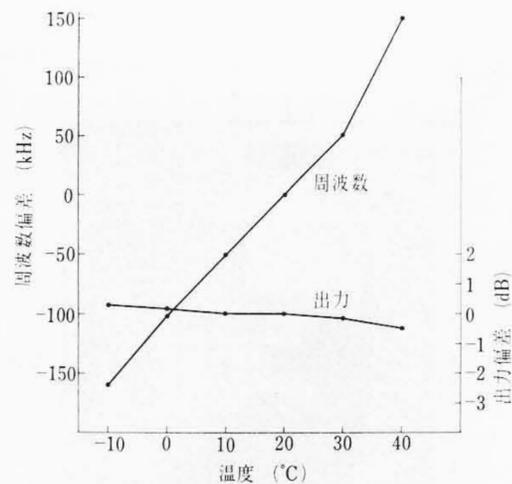


図 12 映像変調器温度特性

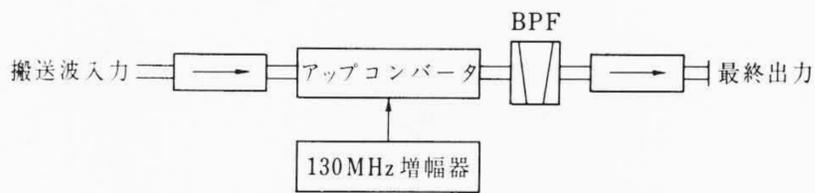


図 13 アップコンバータ系統図

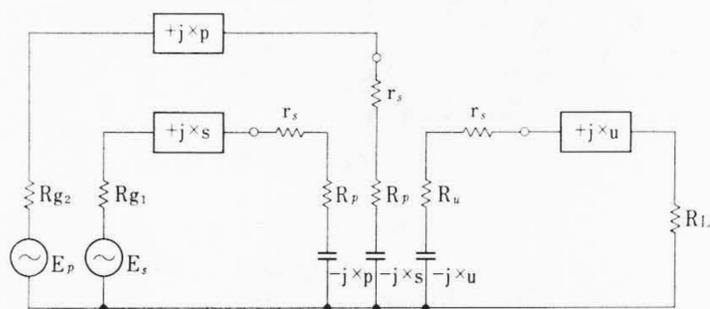


図 14 損失のあるアップコンバータの等価回路

R_s : バラクタの信号成分による抵抗

R_L : 上側波帯の負荷

R_{g1} : 信号電源インピーダンス

R_{g2} : ポンピング電源インピーダンス

したがって、以上の等価回路からバラクタ損失抵抗を含めた平衡形アップコンバータの各入力端子インピーダンスを求めると

$$Z_u = \frac{1}{64 C_{\min}^2 \omega_u \omega_s (r_s'' + R_{g1})} + r_s'' - j \frac{1}{2 C_{\min}'' \omega_u} \dots\dots\dots (19)$$

$$Z_s = \frac{1}{64 C_{\min} \omega_u \omega_s (r_s + R_L)} + r_s' - j \frac{1}{2 C_{\min}' \omega_s} \dots\dots\dots (20)$$

$$Z_p = \frac{1}{64 C_{\min} \omega_u \omega_s (r_s'' + R_{g2})} + r_s'' - j \frac{1}{2 C_{\min} \omega_p} \dots\dots\dots (21)$$

ここに、 r_s' , C_{\min}' は f_p における値で $r_s' = 2r_s$

$$C_{\min}' = \frac{C_{\min}}{2}$$

r_s'' , C_{\min}'' は f_s , f_u における値で

$$r_s'' = \frac{r_s}{2}$$

$$C_{\min} = 2C_{\min}$$

ポンピング電力と出力電力を近似的に等しくおくと、上側波帯出力は

$$P_u = \frac{I_p I_s I_u}{8 V_b C_{\min}''^2 \omega_s \omega_p} - \frac{I_u^2 V_s''}{2} \dots\dots\dots (22)$$

したがって(16)~(21)式の値を満足するような各部寸法を決定すればよい。以上述べた理論式を用い設計した結果ポンピング電力に対する出力電力の変換損失は -3.5 dB、周囲温度変化に対する

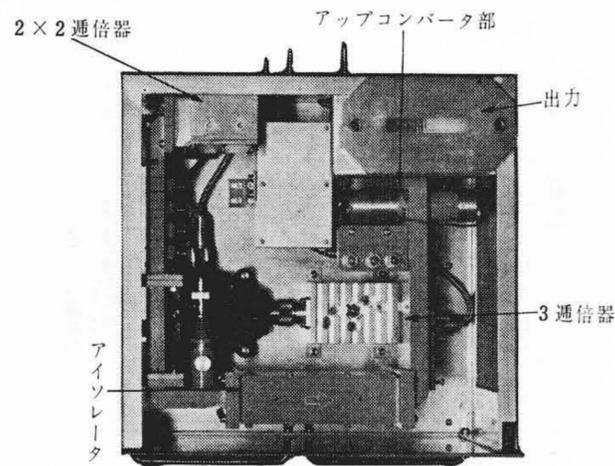


図 15 通倍変換増幅ユニット

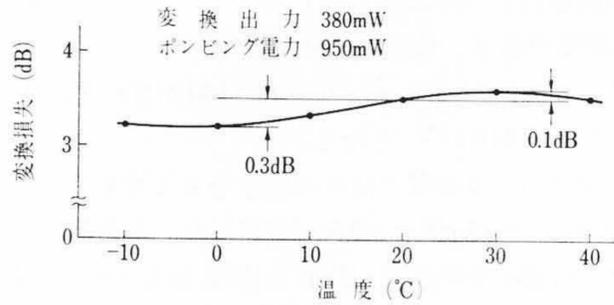


図 17 平衡形アップコンバータの温度特性

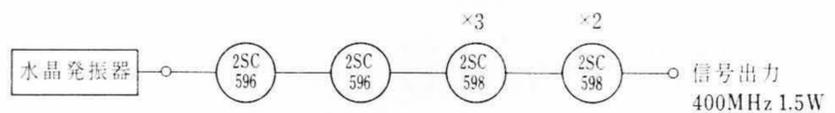


図 18 局発通倍回路系統図

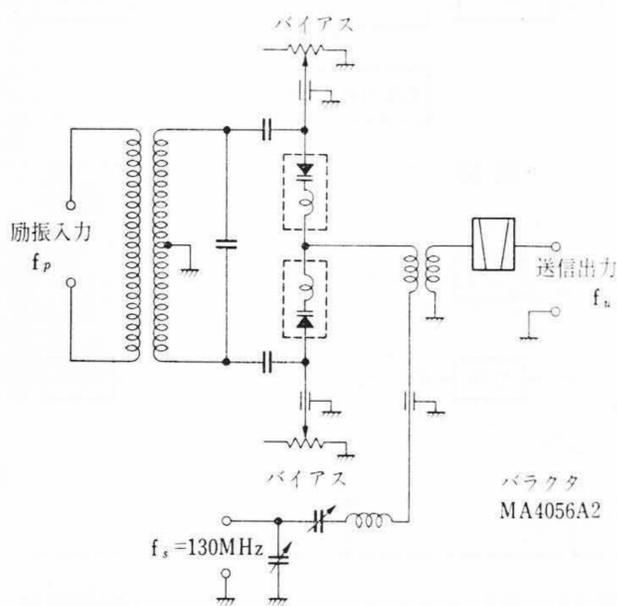


図 16 平衡形アップコンバータ等価回路

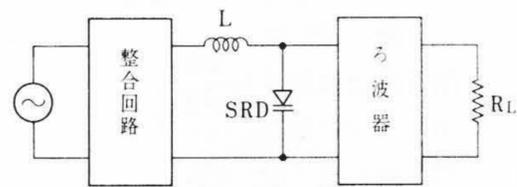


図 19 10 通倍器の回路構成

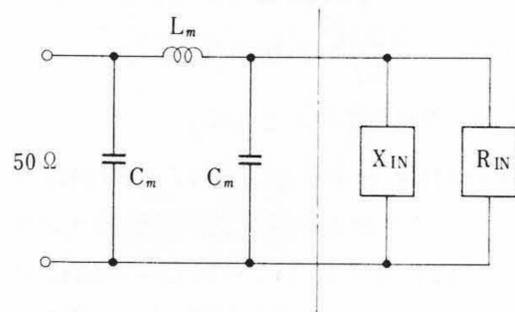


図 20 整合回路構成図

出力変化は図 17 に示すように $\pm 0.3\text{dB}$ 以下で当初の設計仕様を満足する値を得た。図 15 に平衡形アップコンバータの外観, 図 16 に等価回路を示す。

3.3 受信装置

(1) 局発増幅通倍部

図 18 に示すように, 水晶発振器から 400 MHz 帯出力までは, トランジスタ増幅通倍器で 3×2 通倍し出力 1.5W を得ている。この出力をステップリカバリダイオード (S. R. D)⁽⁵⁾ で一挙に 10 通倍を行ない小形化を図った。S. R. D による高次通倍器は, インパルス発生部, 出力周波数共振器およびろ波器より構成される。インパルス発生部において出力角周波数 β は次式で与えられる。

$$\beta = \sqrt{\frac{1-\zeta^2}{LC}} = \omega N \quad (23)$$

$$\zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (24)$$

- ここに, L : 駆動インダクタンス (H)
- C : S. R. D の障壁容量 (F)
- R : 負荷インピーダンス (Ω)
- ω : 入力信号角周波数 (rad/s)
- N : 通 倍 数

駆動インダクタンス L は (23) 式より求められる。

$$L = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{\beta^2 + 4R^2 C^2} \quad (23')$$

インパルス発生部と入力信号の間には, 図 19 に示すように整合回路をそう入する必要がある。図 20 において, X_{IN} は C_m で打ち

消され, R_{IN} に対しては, C_m, L_m の π 形整合回路で整合される。インパルス発生部の入力インピーダンスは次式で示される。

$$R_{IN} = \frac{\omega L}{2 \cos \alpha \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{N} \right)} \quad (25)$$

$$X_{IN} = \frac{\omega L}{1 + 2 \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{N} \right) \sin \alpha} \quad (26)$$

$$\alpha \text{ は } \tan \alpha = \frac{A_N G + B_N}{C_N G + D_N} \quad (27)$$

N と ζ の関数は文献⁽³⁾の fig. 7 に示されている。

$$X_{C1} = \frac{R_1}{Q_L} \quad (28)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} (Q_L^2 + 1) - 1}} \quad (29)$$

$$X_{L1} = \frac{Q_L \cdot R_1}{Q_L^2 + 1} \left(1 + \frac{R_2}{Q_L \cdot X_{C2}} \right) \quad (30)$$

したがって, (26) (27) 式で求めたインピーダンスと信号源インピーダンスが整合するよう (28) ~ (30) 式により各定数を求めればよい。この高次通倍器で得られた結果は通倍能率 10% スプリアスはろ波器出力で -40dB 以下, 周囲温度に対する出力偏差は 1 dB 以下であり, 局発振源として十分使用することが確認された。

(2) 中間周波増幅器

本装置はユニット化により, 小形化を図るため, プリント板を

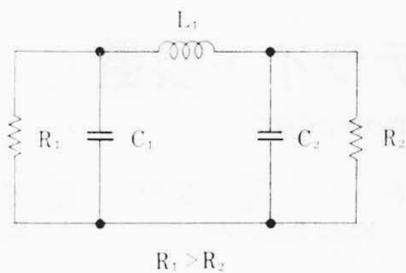


図21 整合回路

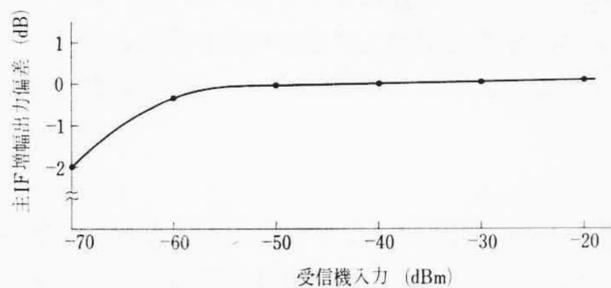
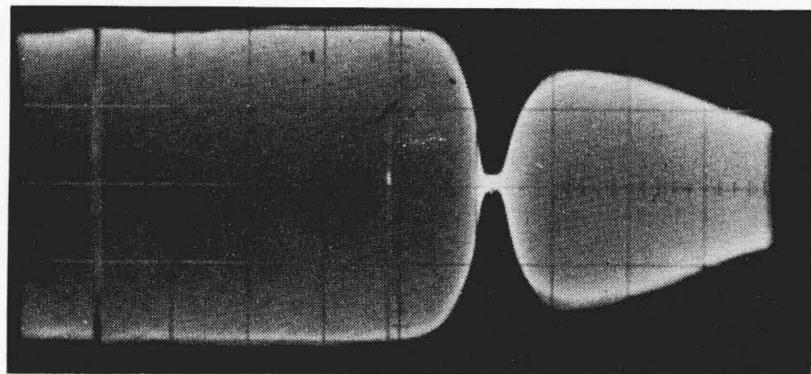


図22 受信装置 AGC 特性



(マーカー 5 MHz)

図23 総合映像振幅特性

用い、すべてスルホールを行ない、残留インダクタンスおよび漂遊容量を減少させるようにした。

(a) 前置増幅器

初段には雑音指数 (NF) をよくするため、利得の多く取り得るエミッタ接地回路を採用し、後段に広帯域増幅の容易なベース接地回路を用い、当初目標とした総合の NF, 11 dB 以下を満足した。

(b) 主増幅器, AGC 回路

増幅器には、前置増幅と同じく、ベース接地増幅回路を用い、AGC 回路にはエミッタ接地増幅器のベースバイアス電圧を変化させたときの利得変化を利用した。

AGC 回路の直流増幅器には、LINEAR IC, CA-3000 を採用した。この IC は、出力インピーダンスが高く、このままベースを励振することができないので、エミッタホロワ回路によりインピーダンス変換を行なった。入力レベルに対する出力変化は総合 AGC 動作として、図 22 に示すように $-60 \sim -20$ dBm で出力変化 1 dB 以下を満足する値である。

4. 総合特性

本装置の総合映像振幅特性を図 23 に示す。周囲温度 $-10 \sim +40$ °C に対する振幅変化は、0.5 dB 以下であり、また主要性能は表 2 に示すとおりである。

5. 結 言

以上述べた 3.5 GHz 帯 TV 中継装置は、当初の設計仕様を十分満

表2 3.5 GHz STL 装置主要性能

項 目	設 計 仕 様	測 定 値
(a) 映 像 系		
送 信 出 力	0.3 W 以 上	0.32 W
送信スプリアス	-30 dB 以 下	-36 dB 以 下
雑 音 指 数	11 dB 以 下	10.8 dB
波 形 ひ ず み	立上り 0.03 μ s 以下の 60 Hz 15 kHz, 250 kHz の入力波 に対し	
サ グ オーバershoot	2% 以 下 12% 以 下	60 Hz 1.3% 15 kHz 10% 250 kHz 12%
立 上 り 時 間	上記入力波にて 0.1 μ s	0.08 μ s
ステップ電圧に対 する応動	入力 1 V _{p-p} の電圧を加えた 時の出力側のオーバershoot は 80% 以下	70%
カラー特性 DG DP	3% 2°	1.5% 1°
信号対雑音比	-50 dB m で 50 dB $\frac{C-P}{rms}$	57 dB $\frac{C-P}{rms}$
周波数安定度	6×10^{-5} 以 下	5×10^{-5} 以 下
(b) 音 声 系		
周波数特性	50 Hz~10 kHz ± 1 dB 以下	± 0.5 dB 以 下
ひ ず み 率	50 Hz~10 kHz 1.5% 以下	1.0% 以 下
信号対雑音比	-55 dB 以 下	-64 dB 以 下
混変調雑音	-55 dB 以 下	-64 dB 以 下

足する値を得ることができ、すでに約 1 個年現用機として運用されている。本装置を従来のクライストロンを用いた装置と比較すると次のとおりである。

- (a) 初期漂動が小さく電源投入後数秒で使用できる。
- (b) 水晶発振であるため、周波数の点検は全く必要としない。
- (c) 故障の場合には、故障検知ユニットの表示で故障箇所を瞬間につかむことができ、予備ユニットの交換のみで復旧できる。
- (d) 電源容量および装置の床面積は 1/2 以下である。

以上のように数々の利点があり、固体化を契機とした標準化が進められ、これによる装置総合の信頼度の向上、保守の合理化をさらに強力におし進める必要がある。今後マイクロ波中継装置としては、ますます固体化した装置の需要が増加するとともに高出力、高エネルギーが要求され、小形部品、たとえば IC 回路を使用した装置の高信頼化が今後の課題として残される。

最後にこの装置を製作するに当たり、終始適切なる助言をいただいた NHK 一般設備部、合志部長、大沢主管ならびに関係各位に対し深じなる謝意を表す次第である。

参 考 文 献

- (1) 青木ほか：電気四学連 2405 (昭 42)
- (2) 菅原：FM 無線工学 日刊工業新聞社
- (3) Robert Minton: RCA Application Note.
- (4) Paul Penfield ほか: Varactor Application, The M. I. T. Press
- (5) T. W. Falconer: A Fresh Approach to the design of high Power Upconverter Electronic Design p. 40, Sept. 14, 1964
- (6) S. Hamilton, R. Holl: Shunt-Mode harmonic generation using step recovery diode. Microwave Journal (Apr. 1967)