IF帯における低電力段変調方式を使用したVHFテレビジョン放送機の諸特性

株式会社 フジテレビ

田口 忠男・原 克巳
大野 恵通

日本電気株式会社

青山 憲太郎・坂井 正
東 知

中間周波数帯における低電力段変調方式を採用した VHF テレビ放送機の開発に関し、その問題を論じると同時に、この方式を採用した放送機の諸特性について述べる。この方式を採用した放送機は、固体化平衡変調器の採用、映像電力増幅器の段間サーキュレーターの採用、スクリーングリッド電源の定電圧変圧器の採用などにより、従来の高・中電力段にグリッド変調方式を採用したものに比較し、高性能、高信頼度が期待できると同時に、特性の経時変化が少ないと考えられる。

1. ま え が き

中間周波数帯における低電力段変調方式は、すでに昭和43年、わが国において放送が開始された UHF 放送に使用される UHF テレビ放送機に採用され、その変調特性、特にカラー特性の優秀さは広く認められてきたが、UHF 帯と異なり、クライストロンのような高利得の電力増幅器を使用することのできない VHF 放送機においては、従来の高電力ないしは中電力段におけるグリッド変調方式と比較して、多くの議論を呼ぶところであった¹⁾²⁾。すなわち、低電力段変調方式を採用した場合、所要の出力電力を得るためには、必然的に広帯域直線増幅器数段の縦続接続を必要とするが、従来、広帯域直線増幅器の多段接続は、増幅器間の整合を正しく調整を行なうことが比較的むずかしいといわれてきた。

しかしながら、この問題は最近開発された VHF 帯におけるサーキュレーターを段間に挿入することにより解

決され、むしろ従来のグリッド変調方式における逆変調によるカラー特性の劣化、さらに長期にわたる特性の維持などの問題を考慮するとき、保守、調整の点において利点を有してくると思われる。すなわち、中間周波数帯における低電力変調方式は、従来のグリッド変調方式に比較し、下記のような利点を有する。

(1) 四極管電力増幅器数段（最近の高 g_m 管を使用することにより 25 kW 放送機でも映像・音声送信機に使用される真空管は合計5本）を除き、すべて固体化でき、高信頼度が期待できる。

(2) 固体化された平衡変調器を採用することにより、従来問題とされてきた真空管性能の劣化に起因する放送機変調特性の劣化がないので、初期における特性はもちろん、長期にわたる特性の維持が可能であると考えられる。

(3) 従来の大形 VSB フィルターにかわって、集中定数を使用した中間周波数帯における VSB フィルターを採用でき、さらに VSB フィルターの位相ひずみを中間周波数帯で補正できる³⁾。

主として上記したような設計上の観点から、中間周波数帯における変調方式を採用した VHF 放送機のデータをもとに以下報告する。

"Characteristics of VHF Television Transmitter Operating in the Low Power Modulation System in Intermediate Frequency Band" by Tadao Taguchi, Katsumi Hara, Sigemichi Ono (Fuji Telecasting Co. Ltd., Tokyo), Kentaro Aoyama, Tadashi Sakai and Satoshi Higashi (Nippon Electric Co. Ltd., Fuchu)

2. 平衡変調器の変調特性

テレビ放送機に採用される変調方式は、ここで述べようとする平衡変調器のほかに、極管によるグリッド変調、シリーズダイオード変調、リング変調などの方式が実用に供されている。これらの変調方式の比較において特に重要なことは、良好なる変調特性を有すること、特にカラー放送の場合、位相変調に伴う微分位相の劣化、および白レベル近傍の直線性が悪いために生ずる微分利得の劣化を防ぐことにある。

平衡変調器は原理的に図1に示すように、2個のダイオードを平衡させて、おのおののダイオードを 180° 位相の違った搬送波で励振し、このダイオードのバイアスに変調波を重畳させることにより、所要の被変調波を得るものであり、平衡をとった状態では、搬送波抑圧被変調波が得られる。したがって、実際にテレビ放送機に使用する場合には、平衡をくずした状態で使用される⁴⁾(図1中 VR による)。すなわち、この回路は2個のダイオードそれぞれにより正負逆に変調された2つの被変調波の差が合成出力として得られることになり、合成出力の変調度が深いときも、それぞれの被変調波の変調度は浅いため、ダイオード静特性の裾の湾曲部まで振り込む必要がない。したがって、変調特性として白レベル近傍の直線性も良好なものを得ることができる。また、一般にダイオードを使用した変調回路においては、ダイオードの内部抵抗は変調電圧に対して非直線性を有しており、これを通した出力信号とダイオードの漂遊容量を通して出力側に出る高周波と相加わり、変調電圧により変動する位相変調を生ずるため、微分位相の劣化をまねくことになる。

しかしながら、平衡変調器においては、各ダイオードの漂遊容量を通して出力側に出る高周波信号の位相が 180° 異なり、相打ち消すので、この位相変調は非常に軽減され、良好なる微分位相特性を得ることができる。

図1 平衡変調器原理図
Basic circuit of balanced modulator.

(a) 被変調波形

(b) DG
APL 10%

(c) DP 0°
APL 10%

(c) DG
APL 90%

(d) DP -1°
APL 90%

写真1 平衡変調器の過変調特性 (映像搬送波周波数:
17.75 MHz, DG, DP 補償なし)

Over-modulation characteristics of balanced modulator.
(visual carrier frequency: 17.75 MHz, DG, DP is not compensated)

写真1に IF 変調器の過変調特性を示す。この写真より判明するように、過変調時においても白レベル近傍の変調特性が良好であると同時に、微分位相特性の劣化も見られない。

3. 広帯域直線増幅器の多段接続の問題

VSB フィルターを前段に入れた低電力変調方式を採用した放送機においては、先に述べたように、広帯域直線増幅器の縦続接続の場合の段間調整の問題と同時に、四極管増幅器の非直線性による下側帯波特性の劣化について、充分検討を行なう必要がある。

3.1 四極管増幅器における下側帯波特性の劣化

四極管増幅器の非直線性に起因する下側帯波特性の劣化には、一般に次のように表わすことができる。すなわち、いま真空管の高周波励振信号として上側帯波のみを

有した被変調波とすれば、この励振入力は次式で示される。

$$e_g = \varepsilon_c \cos \omega_c t + (m \varepsilon_c / 2) \cos (\omega_c + \omega_m) t \quad (1)$$

すなわち、映像搬送波 $\varepsilon_c \cos \omega_c t$ が変調波 $m \varepsilon_c \cos \omega_m t$ で変調された後、VSB フィルターにより下側帯波が除去された信号である。一方、真空管の非直線系は、

$$i_p = k_0 + k_1 e_g + \frac{k_2}{2!} e_g^2 + \frac{k_3}{3!} e_g^3 + \dots \quad (2)$$

で表わされ、(1)式に示す信号がこの非直線系を通ったときの搬送波、上側帯波、および下側帯波の成分は表1のようになる。

表 1 非直線ひずみ成分
Components of non-linear distortion.

ω_c	$\omega_c + \omega_m$	$\omega_c - \omega_m$
$k_1 \varepsilon_c + k_3 \varepsilon_c^3 \left(\frac{1}{8} + \frac{m^2}{16} \right)$ $+ k_5 \varepsilon_c^5 \left(\frac{1}{192} + \frac{m^2}{128} + \frac{m^4}{1024} \right)$	$k_1 \varepsilon_c \frac{m}{2} + k_2 \varepsilon_c^3$ $\times \left(\frac{m}{8} + \frac{m^3}{64} \right) + k_3 \varepsilon_c^5$ $\times \left(\frac{m}{128} + \frac{m^3}{256} + \frac{m^5}{6144} \right)$	$k_3 \varepsilon_c^3 \frac{m}{16} + k_5 \varepsilon_c^5 \left(\frac{m}{128} + \frac{m^3}{512} \right)$

すなわち、真空管の非直線性による下側帯波特性の劣化は表1に示される $(\omega_c - \omega_m)$ 成分で表わされることになる。この非直線ひずみと $(\omega_c + \omega_m)$ 成分の比を N とすれば、

$$N = k_3 \varepsilon_c^3 \frac{m}{16} / k_1 \varepsilon_c \frac{m}{2} = \frac{1}{8} \frac{k_3}{k_1} \varepsilon_c^2 \quad (3)$$

となる。ただし、両成分の2項以下は非常に小さいので無視してある。

つぎに真空管の直線性を解析するため、真空管の E_p - I_p 特性を、

$$i_p = (e_g + E_{g0})^\gamma \quad (4)$$

とおき、

$$e_g = \varepsilon_g \cos \theta - E_g \quad (5)$$

の高周波が加わったとすると、(4)、(5)式より、

$$i_p = (\varepsilon_g \cos \theta + E_{g0} - E_g)^\gamma \quad (6)$$

次に(6)式を $\varepsilon_g + E_{g0} - E_g = 1$ となるよう規格化して、

$$\left. \begin{aligned} \frac{E_{g0} - E_g}{\varepsilon_g + E_{g0} - E_g} &= a \\ \frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_g + E_{g0} - E_g} &= b \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

とおくと、

$$\begin{aligned} i_p &= (a + b \cos \theta)^\gamma \\ &= a^\gamma \left(1 + \frac{b}{a} \cos \theta \right)^\gamma \end{aligned} \quad (8)$$

これを $\theta = (2n-1)\pi/2$ の近傍でベキに展開して k_1 , k_3 を求めると、

$$k_1 = -\gamma a^{\gamma-1} b \quad (9)$$

$$\begin{aligned} k_3 &= -\gamma(\gamma-1)(\gamma-2) a^{\gamma-1} b \\ &\quad + \gamma a^{\gamma-1} b (a/b)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

(9)、(10)式は真空管の直線性の程度を表わす係数であり、これらを(3)式に代入すると、真空管直線性による下側帯波特性の劣化が求められる。

すなわち、

$$\begin{aligned} N &= \frac{1}{8} \left\{ \frac{-\gamma(\gamma-1)(\gamma-2) a^{\gamma-1} b + \gamma a^{\gamma-1} b (a/b)^2}{-\gamma a^{\gamma-1} b} \right\} \\ &\quad \times \varepsilon_c^2 \\ &= \frac{1}{8} \{ (\gamma-1)(\gamma-2) - (a/b)^2 \} \varepsilon_c^2 \end{aligned}$$

ただし、この場合、 ε_c は規格化された入力高周波振幅であり、 b に等しい。

$$\therefore N = \frac{1}{8} \{ (\gamma-1)(\gamma-2) - (a/b)^2 \} b^2 \quad (11)$$

(11)式に(7)式を代入し、

$$\begin{aligned} N &= \frac{1}{8} \left\{ (\gamma-1)(\gamma-2) - \left(\frac{E_{g0} - E_g}{\varepsilon_g} \right)^2 \right\} \\ &\quad \times \left\{ \frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_g + E_{g0} - E_g} \right\}^2 \end{aligned} \quad (12)$$

ただし、 E_{g0} : カットオフバイアス電圧

E_g : バイアス電圧

ε_g : 搬送波励振入力の振幅値

γ : 真空管による定数

で表わすことができ、これが下側帯波ひずみを示すことになる。図2に25 kW 放送機の実測データを示す。

25 kW 放送機は、映像送信機の四極管増幅器としては7F64R, 8F76R, および8F68の3段であるが、図2に示すように、下側帯波特性の劣化は終段の8F68の動作点が大きな影響を与え、この動作点を選べば出力フィルターとしては、 $f_0 = 3.58$ MHz のノッチフィルター

図 2 8F68 の動作点による下側帯波特性の変化
(-3.58 MHz ノッチフィルターを挿入しない場合)

Lower side-band characteristics of 8F68 power amplifier. (without -3.58 MHz notch filter)

を挿入するのみで充分なことが判明する。

3.2 広帯域直線増幅器の段間調整⁵⁾

広帯域直線増幅器の縦続接続においては、前段の出力インピーダンスが次段の入力同調回路により決定されるため、前段の出力回路および次段の入力回路の帯域調整を独立に行なうことができず、非常にむずかしいという欠点があったが、この段間にサーキュレーターを挿入することにより、この問題は解決される。この各段間に挿入するサーキュレーターのうち、通過電力の小さなものについてはほとんど問題はないが、25 kW 放送機、10 kW 放送機的设计においては、終段電力増幅器の入力側に挿入する大電力サーキュレーターの特性が問題となる。

すなわち、大電力サーキュレーターにおいては、フェリ磁性体内での発熱量が部分的に異なるため、磁気的性

質の一樣性がくずれ、サーキュレーター特性が変化するものと思われ、通過電力に充分耐えうるものを使用しないと、前段電力増幅器の帯域特性が動作開始時より著しく変化したり、挿入損失が増加する傾向がある。写真2に同期尖頭電力 2.5 kW (平均 1.5 kW) 用サーキュレーターの帯域特性の変化を示す。電力容量が小さく通過電力に耐えることのできない場合は、(A)に示すように帯域特性が著しく変動する。

この場合、サーキュレーターのケースの温度は約3時間ぐらいで飽和するが、帯域特性は1分程度で急激に変化し、その後の変化はかなり少ないことが判明しており、これは周囲温度(ケース温度)の変化によるものでなく、フェライト内部の発熱によるものであることを示している。

2.5 kW 通過電力に耐えうる電力容量を有するサーキュレーターの特性を写真2(B)に示す。これは、フェリ磁性体として温度特性の良好なものを使用すると同時に、放熱の考慮をしてある。このデータから判明するように、帯域特性の変化はかなりおさえることができた。

25 kW 放送機においても、終段電力増幅器の入力電力が1 kW 程度であるゆえ、実用上まったく問題はない。なお、(a)、(b)いずれのデータも、1.5 kW 平均電力(全黒時)でヒートランした後の帯域特性を示している。

4. 定電圧変圧器を使用したスクリーングリッド電源

映像直線増幅器として使用される四極管に供給されるスクリーングリッド電源は、入力電源電圧変動に対して充分安定化されることと同時に、その電源内部インピーダンスが直流的にはもちろん、映像信号周波数帯域においても充分低いことが要求される。すなわち、スクリーングリッド電圧の変動は、いうまでもなく出力の変動としてあらわれ、また、スクリーングリッド電源の内部インピーダンスが高くと、出力変動、出力変化および低周波サグ特性の劣化をまねくことになる。

このような理由から、従来テレビ放送機においては、真空管を使用した安定化電源が使用されてきた。この真空管式安定化電源を使用すれば、初期の特性は充分良好であるが、真空管の経時変化、さらには信頼性の点を考慮するとき、この真空管式安定化電源にかわって固体化安定化電源、もしくは他の安定化電源におきかえることが望まれる。

われわれはこれに使用する安定化電源として、定電圧変圧器を使用した安定化電源について検討した。図3にこの安定化電源の原理図を示すが、この安定化電源の設

写真2 大電力サーキュレーターの通過電力による帯域特性の変化 (1.5 kW 平均電力による連続試験)

Variation of sideband analyser response in the case of using high power circulator. (1.5 kW Av. through-power test)

図 3 定電圧変圧器を使用したスクリーングリッド電源原理回路図

Basic circuit of screen-grid power supply using constant voltage transformer.

図 4 定電圧変圧器を使用した直流電源の電源周波数変動対出力電圧変動

Power supply frequency variation vs output voltage variation characteristics of DC power supply using constant voltage transformer.

図 5 定電圧変圧器を使用した直流電源の入力電圧変動対出力電圧変動

Input voltage variation vs output voltage variation characteristics of DC power supply using constant voltage transformer.

計上の要点は次のとおりである。

(1) 定電圧変圧器は、本質的には変圧器鉄心の飽和特性を利用したものであり、これに補償巻線回路を付加して負荷変動および入力電圧変動に対して定電圧化をはかったものであるため、一般には電源周波数変動に対し出力電圧の変動があり、通常電源周波数 1% の変動に対して 1.5% 程度の出力電圧変動が見込まれる。

この問題を解決するため、図 3 に示すように直流出力側よりフィードバックループをかけ、図 4 に示すように

写真 3 スクリーングリッド電源の電源周波数変動に対する RF 出力変動特性

RF output power variation vs power supply frequency variation of screen grid power supply.

(a) $C_0 = 0 \mu\text{F}$
出力変化 10%
サグ 5.5%

(b) $C_0 = 4 \mu\text{F}$
サグ 5%

(c) $C_0 = 14 \mu\text{F}$
サグ 3%

(d) $C_0 = 40 \mu\text{F}$
サグ 1%

写真 4 定電圧変圧器を使用した場合の低周波特性 (8F76 直流検波出力, 60 Hz 方形波重畳)

Low frequency response in the case of using constant voltage transformer in screen grid power supply.

電源周波数変動に対しても安定化をはかった。図 5 に本電源の入力電圧変動に対する出力電圧特性を、写真 3 に実際に広帯域直線増幅器のスクリーングリッド電源とし

図 6 25 kW 放送機系統図
Block diagram of 25 kW transmitter.

て使用した場合の電源周波数変動対 RF 出力変動特性を示す。

本データに示すように、63.5~55 Hz の電源周波数変動に対しても、6% 程度の RF 出力変動におさえることができ、一般の自家発電機でさえも最大 1 Hz 程度の変動であることを考えれば、問題ないと考えられる。

(2) 本安定化電源は、通常の非安定化電源と同様に平滑回路を有しているため、映像周波数帯域でインピーダンスが高く、出力変化、低周波サグ特性の劣化が懸念されるが、この問題に関しては出力回路にコンデンサを付加することにより、充分小さくすることができる。

写真 4 にこのコンデンサの値に対する方形波特性を示す。これに示すように 40 μ F 以上のコンデンサを付加すればまったく問題がない。

(3) 平滑回路の直列抵抗 (チョークコイルなど) のため、負荷電流の変動に対し regulation が悪くなる傾向があるが、これについては先のフィードバックループで改善できる。この regulation の悪さは、実際にはテレビ信号特性の出力変動の劣化としてあらわれてくるが、変調回路における補正が可能であり、実際に問題としない。

(4) 定電圧変圧器は、原理的に過負荷に対し垂下特性を有しており、たとえば管内フラッシュなどの過負荷に対してシリコン整流器の保護に役立つ。

以上述べたように、従来の真空管式安定化電源に充分おきかわりうる性能をもたせることができる。

5. 特性の経時変化

中間周波数帯における低電力段変調方式を採用した 25 kW 放送機を並列運転 (ただし励振部は現用予備方式) した 50 kW 放送機において、7 か月間の特性の経時変化についてのデータを示す。なお、25 kW 放送機の系統図は図 6 に示すとおりである。

5.1 微分利得、微分位相特性

図 7 に微分利得、微分位相特性の経時変化のデータを示す。このデータは 25 kW 放送機を 2 台並列運転して、50 kW 出力を得た場合であり、微分利得、微分位相の補償を行なった場合と、行なわない場合の 2 例について示した。なお補償回路は、ビデオ増幅用トランジスタのエミッタ抵抗に数個のダイオードを並列に接続し、それぞれの動作点を変えることにより補償を行なっており、映像入力回路の中に含まれる。したがって、映像帯域内での補償を行なっている。

また微分位相のデータの数値は、実際にはペダスタルレベルを基準として正負を明示せねばならぬが、ここにおいては絶対値をとっており、さらに、放送開始時点から 1,000 時間経過程度までは調整などが行なわれたため、無調整の経時変化のデータが得られなかったため省

図 7 50 kW 放送機の DG, DP の経時変化
Variation of DG and DP for a long period.
(50 kW transmitter)

いてある。図 7 に示すように、放送機単体のほぼ 10%, 10° 以内であり、補償値としてこの程度の値を見込めばよく、初期の予想と一致している。また、経時変化もほぼ予想したとおり、長期にわたり初期の特性は維持され、運用上の保守も軽減されるものと思われる。

5.2 四極管電力増幅部の利得変化

図 6 に示すように、25 kW 放送機は映像 3 段、音声

図 8 25 kW 放送機の四極管増幅部利得の経時変化
Gain variation of tetrode power amplifier for a long period. (25 kW transmitter)

2 段の四極管電力増幅器の多段接続を必要とし、特に映像送信機の場合、直線増幅器の多段接続となるため、四極管の性能の経時変化による利得の経時変化が心配されたが、図 8 に示すように 4,000 時間経過後でも 1 dB 以下であり、ほとんど問題ないものと考えられる。

6. む す び

以上、中間周波数帯における低電力段変調方式を採用した VHF テレビ放送機の基本的データを基に、その概要を述べたが、現在までのところ、ほぼ初期の目的を達することができたと考えられる。

われわれがこの放送機を開発した目的は、高信頼度で運用保守の容易な放送機を得ることにあるゆえ、今後の特性の経時変化、事故率などのデータをさらに蓄積していきたいと考える次第である。

現在、テレビ放送機について、高性能、高信頼度および、保守量の減少が求められているため、世界的にも RCA, Philips, GE, Ampex などにおいて可能なかぎりの固体化が進められており、変調方式についても、すでに RCA は、20 W 段におけるダイオード変調方式を、Philips も中間周波数帯における低電力段変調方式を開発しており、われわれとしてもさらにこの方式に検討を加え、より高度な放送機を得たいと考える次第である。

最後に、本放送機の開発にあたりご指導いただいたフジテレビ 西山元常務取締役、伊藤送信部長、および日本電気 大山取締役、大島事業部長ならびに関係各位に深謝いたします。

(昭和 45 年 2 月 5 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 田口ほか：新型 50 kW VHF テレビジョン放送機，日本電気技報，94 (1969)
- 2) 奥津：50 kW VHF テレビ放送機，NHK 技研月報，7 (1969) 1-4
- 3) 青山ほか：残留側波帯濾波器の位相歪を補正する高周波位相補償器，日本電気技報，92 (1969)
- 4) 桑原：テレビジョン映像復調器試験用信号発生器，NHK 技術研究，11，6 (1959) 469-474
- 5) 田口ほか：VHF-TV 放送機に採用した大電力サーキュレータ，放送技術，22，12 (1969) 890-894