追従位相型同期検波方式の映像復調器

株式会社東京放送 齊 藤 利 夫

同期搬送波の位相が受信信号の位相変調成分に追従する追従位相型同期検波方式の特徴を、解析と実験により明らかにし、追従位相型同期検波が映像復調器の検波方式として、包絡線検波や定位相型同期検波にくらべ優れた特性をもつことを述べている。追従位相型同期検波では、同期搬送波の位相追従精度と一定振幅の保持が重要であるが、筆者は同期搬送波の生成にリング接続のダイオードリミッターを使用した、リミッター形式の同期搬送波生成回路を試作し、簡単な回路構成で良好な特性を得た。

1. ま え が き

映像復調器は、テレビ送信装置の標準測定器として放送機の調整や測定のほか放送機出力の監視などに使用されるもので、その特性には高い測定精度と信頼度が要求される。同期検波方式の採用は直交ひずみや非直線ひずみの改善に優れた特性を示し、映像復調器の測定精度の向上に有効な手段であることが報告¹⁾されている。

しかしテレビ放送機では、その搬送波が映像信号の振幅変調に付随して、AM-PM 変換と呼ばれる位相変調をうけることがある。このような AM-PM 変換をうけたテレビ放送波を受信するとき、受信信号の同期信号部分の搬送波を抜きだして、これを基準位相として生成した同期搬送波を使用する同期検波（同期搬送波の位相が受信信号の同期信号部分の搬送波の位相に固定されるので、以下、定位相型同期検波と呼ぶ）では、包絡線検波にくらべ微分位相特性のひずみが大きい²⁾³⁾。この AM-PM 変換はもともと放送機側で補償すべきもので、その補償が完全であればこのような問題は生じないが、放送機での補償方法はまだ確立されていない。そのため、放送機の AM-PM 変換が大きい場合には、放送機の特長調整の基準となる映像復調器に、このような定位相型同期検波を用いるのは適切ではない。

筆者は、同期搬送波の位相が受信信号の位相変調分に追従する同期検波（以下追従位相型同期検波と呼ぶ）について、理論的検討と試作実験を行い、この方式が映像復調器の検波方式として優れた特性をもつことを明らかにした。すなわち追従位相型同期検波は、放送機の AM-PM 変換による微分位相特性のひずみが包絡線検波と同

一で、包絡線検波の欠点である直交ひずみや非直線ひずみを解消できるという特徴がある。追従位相型同期検波に使用する同期搬送波は、その位相が受信信号の位相変調成分だけに追従し、その振幅は常に一定でなければならない。筆者はこのような同期搬送波の生成に、リング接続のダイオードリミッターを用い、受信信号の振幅を制限する方式の同期搬送波生成回路を試作し、安定で位相精度の良い同期搬送波を得た。

2. AM-PM 変換と微分位相特性

テレビ放送機で発生する AM-PM 変換は、復調された映像信号に振幅ひずみと位相ひずみを生ずるが、微分位相特性として測定される位相ひずみが顕著である。このひずみは検波方式や放送機の構成によっても違いがあるが、ここでは映像復調器で復調された信号の微分位相特性を中心に検討を行う。

映像信号として、輝度レベル r に微小振幅 m の正弦波 $m \cos \omega_p t$ が重畳した信号を考え、搬送波 $\cos \omega_c t$ をこの信号で振幅変調し、AM-PM 変換が発生したときの被変調波 M_1 は次のようになる。

$$M_1 = (r + m \cos \omega_p t) \cos (\omega_c t + \theta_r + \theta_m \cos \omega_p t) \quad (1)$$

ここで $(\theta_r + \theta_m \cos \omega_p t)$ が AM-PM 変換による位相変調成分で、 θ_r が輝度レベル r に、 θ_m が重畳波の振幅 m に対する最大位相変移である。 m が小さければ $\theta_m \approx m\theta_r'$ （ただし $\theta_r' = d\theta_r/dr$ ）と置けるので、 $m\theta_r' \ll 1$ と仮定すれば(1)式はテーラー展開により次のように近似できる。

$$M_1 \approx (r + m \cos \omega_p t) \{ \cos (\omega_c t + \theta_r) - m\theta_r' \cos \omega_p t \cdot \sin (\omega_c t + \theta_r) \} \quad (2)$$

(2)式を整理し、 m に関する高次項を省略すると、

“Visual Demodulator Using an Improved Synchronous Detector”
by Toshio Saito (Tokyo Broadcasting System Inc., Tokyo)

図1 残留側帯濾波器とナイキスト濾波器的振幅-周波数特性

Amplitude characteristics of VSB filter and nyquist filter.

$$M_1 = r \cos(\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cdot \cos(\omega_c t + \theta_r + \omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') + \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cos(\omega_c t + \theta_r - \omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \quad (3)$$

ここで第1項は搬送波，第2項は上側波帯，第3項は下側波帯である。被変調波 M_1 は図1の(a)のような周波数特性をもつ残留側帯濾波器(VSBF)を通してテレビ放送波として送信され，映像復調器ではこれを受信して図1の(b)のような特性をもつナイキスト濾波器を経て検波回路に加える。これらの濾波器的周波数特性が図1のように理想的で，位相特性にもひずみがないと仮定すると，検波回路に加えられる信号 M_2 は下側波帯が除去され，搬送波も1/2に抑圧されて次のようになる(微分位相特性の測定では ω_p が色副搬送波の角周波数に相当するから下側波帯は完全に除去される)。

$$M_2 = \frac{1}{2} r \cos(\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cdot \cos(\omega_c t + \theta_r + \omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \\ = \frac{1}{2} r \cos(\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \times \cos(\omega_c t + \theta_r) \cdot \cos(\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \\ - \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \sin(\omega_c t + \theta_r) \cdot \sin(\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \quad (4)$$

ここでは第1項が搬送波，第2項が正相分，第3項が直交分を示している。

映像復調器では M_2 を検波して復調信号を得るが，検波方式の違いによって微分位相特性などに生ずるひずみに違いがある。そこで検波方式として，①包絡線検波，②定位相型同期検波，③追従位相型同期検波の3種類についておのおのの出力を検討する。

① 包絡線検波は M_2 の絶対値を検出するので，その

出力 D_1 は，

$$D_1 = \sqrt{\left\{ \frac{r}{2} + \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cos(\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \right\}^{2*} + \left\{ \frac{m}{2} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \sin(\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \right\}^2} \quad (6)$$

となり，いわゆる直交ひずみを生ずる。しかし m が小さければ直交ひずみを無視できて，次のようになる。

$$D_1 = \frac{1}{2} \{ r + m \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cos(\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \} \quad (7)$$

② 定位相型同期検波は，その位相が受信信号の同期信号部分に固定された信号 $2 \cos \omega_c t$ を同期搬送波とする同期検波で，その出力 D_2 は次のようになり，直交ひずみは生じない。

$$D_2 = \frac{1}{2} \{ r \cos \theta_r + m \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cdot \cos(\omega_p t + \theta_r + \tan^{-1} r\theta_r') \} \quad (8)$$

③ 追従位相型同期検波は，その位相が受信信号の位相変調に追従した信号 $2 \cos(\omega_c t + \theta_r)$ を同期搬送波とする同期検波で，その出力 D_3 は次のようになり，直交ひずみは生じない。

$$D_3 = \frac{1}{2} \{ r + m \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cos(\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \} \quad (9)$$

これらの結果を，輝度レベルと重畳信号の振幅および位相についてまとめると表1のようになり，AM-PM変換によるひずみについて，次のような特徴が明らかになる。

① 輝度レベルは定位相型同期検波だけにひずみを生ずる。しかし放送機で生ずる AM-PM 変換はたかだか 15° (0.13 rad.) 程度なので，そのひずみはあまり問題にならない。

② 重畳波の振幅はどの検波方式でも同一のひずみを受ける。しかし一般には $r\theta_r' \ll 1$ なので，そのひずみはあまり問題にはならない。

③ 重畳波の位相ひずみは，包絡線検波と追従位相型

表1 放送機の AM-PM 変換によるひずみ
Distortion caused by AM-to-PM conversion
of TV transmitter.

検波方式	輝度レベル	重畳正弦波	
		振幅	位相
原信号	r	m	0
包絡線検波	r	$m \sqrt{1 + (r\theta_r')^2}$	$\tan^{-1} r\theta_r'$
定位相型同期検波	$r \cos \theta_r$	$m \sqrt{1 + (r\theta_r')^2}$	$\theta_r + \tan^{-1} r\theta_r'$
追従位相型同期検波	r	$m \sqrt{1 + (r\theta_r')^2}$	$\tan^{-1} r\theta_r'$

同期検波が同一で、定位相型同期検波の場合にはさらに θ_r なる位相ひずみが増える。この位相ひずみの違いは、カラー放送における微分位相特性の違いとして測定される。すなわち重畳波を色副搬送波に選び、輝変レベルをペDESTALレベルから白レベルまで変えたときの位相ひずみの差が微分位相特性であるから、定位相型同期検波では、包絡線検波や追従位相型同期検波にくらべ、復調された信号の微分位相特性は θ_r の差だけ違って測定される。

なお表1の結果は、VSBFが放送機の最終段に配置され、AM-PM変換が両側波帯伝送の振幅変調に対して発生する場合で、いわゆる高電力段変調方式に相当する。VSBFが低電力段に挿入される中間周波段変調方式の放送機では、残留側波帯に成形された振幅変調波がAM-PM変換をうけるので、このときの各検波出力は〈付録〉のように $r\theta_r'$ を $r\theta_r'/2$ に置換したものになる。また高電力変調方式でも、完全な両側波帯伝送の振幅変調波を増幅する場合は少ないので、実際には中間周波段変調方式に近い例も多い。しかしどちらの変調方式に対しても、追従位相型同期検波におけるAM-PM変換によるひずみは包絡線検波の場合と同一になる。

3. 直交ひずみと非直線ひずみの改善

テレビ放送波のような残留側波帯伝送では、(5)式に示すような直交分が発生し、これを包絡線検波したときには(6)式のような直交ひずみとなることはよく知られている。同期検波ではこのようなひずみは発生せず、特にカラーバー信号やVITS (Vertical Interval Test Signal) など規定変調度での特性測定にその特徴が発揮される。また同期検波では、検波ダイオードの非直線部分を直接利用することがないので、包絡線検波で問題となる非直線ひずみは改善され、零基線表示*の精度や白レベル付近の直線性も向上する。これら同期検波の特徴は、追従位相型同期検波でも定位相型同期検波でもまったく同様で、その理論的検討や改善の実例はすでに報告¹⁾されているので本文では省略する。

4. 同期搬送波の生成

追従位相型同期検波には受信信号の位相変調に追従した位相をもつ同期搬送波を生成する必要がある、その同期搬送波は振幅が一定で S/N が良く、その位相は受信信号に含まれる位相変調だけに追従したものでなければならない。このような同期搬送波を生成するため、こ

図2 並列型および直列型ダイオードリミッターの接続図
Schematic diagram of conventional diode limiter.
(parallel type (a) and series type (b))

図3 並列型および直列型ダイオードリミッターの振幅・位相特性

Amplitude and phase characteristics of conventional diode limiter.

ではリング接続のダイオードリミッターを利用して、受信信号の振幅を制限する方法を開発した。

テレビ放送波のような深い変調度をもつ信号の振幅を制限して同期搬送波を生成するには、十分な振幅制限効果があるだけでなく、リミッター自身で生ずるAM-PM変換のないものでなければならない。しかしこのような用途に使用できるリミッターは知られていなかった。たとえば図2がショットキーダイオードを使用した並列型および直列型リミッターの例で、その特性は図3のように振幅制限効果が不十分であるばかりでなく、リミッター自身で発生するAM-PM変換があって、ここで必要な同期搬送波の生成には使用できない。

図4がここで使用したリング接続のダイオードリミッターの基本回路で、従来のリミッターにくらべ、リミッター自身で生ずるAM-PM変換がなく、十分な振幅制限効果の得られる特徴がある⁴⁾。すなわち図4では、ダイオード D_1 と D_4 、 D_2 と D_3 は常に同じバイアス電圧と同じ高周波電圧で動作しているから、ダイオードの特性が同一であればそのインピーダンスも同一になり、これがブリッジ状に接続されている回路では、高周波入力電圧の変化に対しても位相関係は一定で、振幅制限の効果も改善される。またこの回路の基本構成は二重平衡ミキサと同一であるから、広いダイナミックレンジと高

* 変調度の測定のため受信入力の一部を遮断し、これをゼロレベル=変調度100%として表示させる。

図4 リング接続のダイオードリミッターの基本回路
Schematic diagram of diode limiter with ring connection.

周波、広帯域での安定した動作が期待できる。

映像復調器の同期搬送波生成回路には、このリミッターを図5のように2段組合せて使用した。単側波帯伝送や上下側波帯の振幅が不平衡である場合には直交分の影響を受けるため、図5では両側波帯伝送の帯域だけを通して帯域濾波器を挿入し、この回路の入力もナイキスト濾波器の前から分配するよう考慮した。図6がこの同期搬送波生成回路の振幅制限特性と位相特性の実測結果で、周波数は29.25 MHzである。実測結果では、入力電圧が2 mV から30 mV の範囲で出力電圧が一定で、位相追従の誤差もほぼ $\pm 1^\circ$ 以内である。テレビ放送波では、変調度の最も高い白レベルでも同期尖頭値の12.5%に相当する搬送波振幅があるので、入力電圧を同期尖頭値で16 mV以上に選べば、白レベルから同期尖頭値まで変調信号にかかわらず、振幅一定で受信信号の位相変調だけに追従した位相をもつ同期搬送波を生成できる。しかし監視用受信機などに使用する場合には受信入力電圧の変動が大きいので、リミッターの段数を増すなど、ダイナミックレンジをさらに拡大することが必要である。

このように、追従位相型同期検波の同期搬送波生成回路は、比較的単純な回路構成で特性の優れた同期搬送波を生成できるので、映像復調器として構成する場合もき

図5 同期搬送波生成回路の系統図
Block diagram of reference signal generator.

図6 同期搬送波生成回路の振幅・位相特性
Amplitude and phase characteristics of reference signal generator with diode limiter with ring connection.

わめて有利である。

5. 追従位相型同期検波方式の映像復調器

5.1 回路構成

図7に示すような映像復調器を試作し、追従位相型同期検波の特性を、包絡線検波や定位相型同期検波と比較した。追従位相型同期検波の同期搬送波生成には図5の回路をそのまま使用している。定位相型同期検波の同期搬送波は、検波出力の同期信号から作ったパルスにより中間周波信号の同期信号部分を抜き取り、これを基準位相として位相検波器と発振器からなる位相制御回路(PLL)により生成した¹⁾。

5.2 微分位相特性の比較

図8に示すようなAM-PM変換特性をもつ3台の放送機について、包絡線検波、定位相型同期検波および追従位相型同期検波の各出力で測定した微分位相特性を比較した。放送機Aは放送機Bの励振段出力でAM-PM

図7 実験に使用した映像復調器の系統図
Block diagram of the visual demodulator for experiment.

図 8 放送機の AM-PM 変換特性
AM-to-PM conversion characteristics of TV transmitters.

変換の比較的小さい例である。放送機 B は中間周波段変調の 25 kW 放送機、放送機 C は高電力段変調の 25 kW 放送機で、いずれも第 6 チャンネルの放送機である。AM-PM 変換の測定は文献⁵⁾の方法で行った。

写真 1 が各検波出力における微分位相特性の実測結果で、各放送機とも微分位相特性の補償器を使用しない状態で測定した。

放送機の AM-PM 変換に基づく微分位相特性のひずみは、計算によって求めることができる³⁾。すなわち AM-PM 変換特性を振幅比 r を対数とした片対数座標で表わし、その微係数を考えると、

$$\frac{d\theta_r}{d \log r} = \frac{d\theta_r}{dr} \cdot \frac{dr}{d \log r} \doteq 2.3r \frac{d\theta_r}{dr} = 2.3r\theta_r' \quad (10)$$

となるから、AM-PM 変換特性の各振幅における微係数から $r\theta_r'$ を算出し、ペデスタルレベルの振幅における $r\theta_r'$ の値と比較することにより、包絡線検波と追従位相型同期検波における微分位相特性を求めることができる。さらに各振幅における θ_r を加えて比較することにより、定位相型同期検波における微分位相特性が計算できる。図 9 はこの方法で計算した微分位相特性を写真 1 の結果と対比したものである。実測値は計算値と比較的よく一致しており、AM-PM 変換が放送機で生ずる微分位相特性のひずみの主要部分を占めていることを示している。

写真 1 と図 9 の結果から、どの放送機についてみても、追従位相型同期検波の微分位相特性が包絡線検波とほぼ同一になっていることは明らかである。これに対し定位相型同期検波の微分位相特性は、包絡線検波や追従位相型同期検波にくらべ、階段波の輝度レベルに応じた

写真 1 微分位相特性の実測結果
Experimental results of differential phase characteristics.

位相変移だけの誤差が現われ、AM-PM 変換の大きい放送機 B, C では、その差が 10° 以上にも達する。これらの結果は表 1 とよく合致している。

ところで、放送機の実際の運用においては、これらの微分位相特性の補償が必要である。その補償方法として望ましいのは、放送機の AM-PM 変換を改善することであるが、その方法はまだ確立されていない。通常行われる補償方法は、放送機の映像入力信号にあらかじめ“劣化分に相当する逆のひずみ”を与えておく方法で、その補償に必要な“劣化分に相当するひずみ”は映像復調器で測定する。家庭用受像機には包絡線検波が多いので、放送機の AM-PM 変換が大きい場合には、その微分位相特性が包絡線検波と異なる定位相型同期検波は映像復調器として適当ではない。一方、追従位相型同期検波は、AM-PM 変換による微分位相特性のひずみが包絡線検波と同一になるから、微分位相特性の“劣化分に相当するひずみ”の測定にも、定位相型同期検波のような問題はなく、さらに直交ひずみなどの改善によって、より精度の高い調整や特性の補償が可能になるので、映像復調器に最も適した検波方式といえる。

5.3 カラーバー特性の比較

写真 2 は、放送機 B を使用したときの各検波出力におけるカラーバー特性である。放送機は包絡線検波を基準に、前節で述べたような微分位相特性のひずみ補償を行

写真 2 カラーバー特性
Color-bar characteristics.

図 9 微分位相特性の実測結果と計算値

Comparison of experimental results with calculated values in differential phase characteristics.

っている。カラーバー信号は色副搬送波の振幅が大きいので、直交ひずみも無視できず、また本文で行った解析結果をそのまま適用することもできないが、

- ① 包絡線検波では、ひずみ補償により位相（色相）のひずみは少ないが、直交ひずみのため輝度レベルの高い信号でクロミナンス振幅が低下している（ベクトルスコープ上では表現されないが、輝度レベルも同時に低下している）。
- ② 定位相型同期検波では、ひずみの補償量の差、すなわちほぼ各色の輝度レベルに応じた、AM-PM 変換による位相変移角だけその色相がずれている。

- ③ 追従位相型同期検波では色相、クロミナンス振幅とも良好な特性が再現され、位相ひずみも振幅ひずみもない（輝度レベルも良好に再現される）。

など、追従位相型同期検波の特徴がいっそう明確になっている。

6. む す び

同期搬送波の位相が受信信号の位相変調成分に追従する同期検波方式を提案し、理論的検討と試作実験により、この方式が映像復調器の検波方式として優れた特徴をもつことを明らかにした。すなわち、

- (1) AM-PM 変換による微分位相特性などへの影響が包絡線検波と同一である。
- (2) 包絡線検波の欠点である直交ひずみと非直交ひずみを解消できる。

を解消できる。

- (3) 同期搬送波の生成に、リング接続のダイオードリミッターを用いて、受信信号を振幅制限する方式の同期搬送波生成回路を開発したので、比較的簡単な回路構成で、受信信号の位相変調だけに追従した、位相精度の良い同期搬送波が得られる。
- (4) 同期搬送波生成回路の構成が簡単なので、定位相型同期検波にくらべ、動作の安定度と信頼度が向上する。

最近の放送機は、特性も改善され、特性補償の精度も大幅に向上した。このような状況のなかで、測定や調整

の基準となる映像復調器には、より高い測定精度と信頼度が要求され、また VITS や VIRS (Vertical Interval Reference Signal) など、規定変調度での測定が要求される機会も多い。本文で提案した追従位相型同期検波方式の映像復調器は、これらの要求に合致した優れた特性をもち、放送画質の向上にも寄与できるものと思われる。

終りに、本研究の機会を与えられた、当社送信技術部菅野部長はじめ関係各位に感謝する。

(昭和 52 年 3 月 22 日受付, 昭和 52 年 8 月 24 日再受付)

(参 考 文 献)

- 1) 齊藤利夫: 同期検波方式による映像復調器, テレビ誌, 28, 1 (1974) 38-44
- 2) W.L. Behrend: Effects of Incidental Phase Modulation of TV Transmitter, IEEE Trans., BC-19, 3 (1973) 53-63
- 3) S. Kuroki: Effects of AM-to-PM Conversion of TV Transmitter on Video Signals, IEEE Trans., BC-22, 3 (1976) 57-67
- 4) 齊藤利夫: リング接続のダイオード・リミタ, 昭 51 信学会通信部門全大, No. 370
- 5) 齊藤利夫: テレビ放送機における位相変調分の測定, テレビ全大, 7-15 (1975)

《付録》 中間周波段変調方式の放送機における AM-PM 変換のひずみ

本文と同じ条件で振幅変調し, VSBF により下側波帯を除去したときの被変調波 M_1' は,

$$M_1' = r \cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos (\omega_c t + \omega_p t) \quad (\text{付} \cdot 1)$$

$$= \left(r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t \right) \cos \omega_c t - \frac{m}{2} \sin \omega_p t \sin \omega_c t \quad (\text{付} \cdot 2)$$

$$= \sqrt{\left(r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t \right)^2 + \left(\frac{m}{2} \sin \omega_p t \right)^2} \cdot \cos \left\{ \omega_c t + \tan^{-1} \left(\frac{\frac{m}{2} \sin \omega_p t}{r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t} \right) \right\} \quad (\text{付} \cdot 3)$$

となる。ここで $m/2 \ll r$ であるから,

$$M_1' \doteq \left(r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{m}{2r} \sin \omega_p t \right) \quad (\text{付} \cdot 4)$$

となる。

中間周波段変調方式では M_1' の振幅変化に伴なった AM-PM 変換が発生するから、その出力信号 M_2' は,

$$M_2' \doteq \left(r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t \right) \cos \left(\omega_c t + \frac{m}{2r} \sin \omega_p t + \theta_r + \frac{\theta_m}{2} \cos \omega_p t \right) \quad (\text{付} \cdot 5)$$

となる。

ここで $\theta_m \doteq m\theta_r'$ と置けるので,

$$M_2' \doteq \left(r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t \right) \cos \left\{ \omega_c t + \theta_r + \frac{m}{2r} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \sin (\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \right\} \quad (\text{付} \cdot 6)$$

テーラー展開により近似すると、(付・7)式を得る。

$$M_2' \doteq \left(r + \frac{m}{2} \cos \omega_p t \right) \left\{ \cos (\omega_c t + \theta_r) - \frac{m}{2r} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \sin (\omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') \cdot \sin (\omega_c t + \theta_r) \right\} \quad (\text{付} \cdot 7)$$

(付・7)式を整理し、 m に関する高次項を省略すると、

$$M_2' \doteq r \cos (\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{4} \cos (\omega_c t + \theta_r + \omega_p t) + \frac{m}{4} \cos (\omega_c t + \theta_r - \omega_p t) + \frac{m}{4} \sqrt{1 + (r\theta_r')^2} \cdot \{ \cos (\omega_c t + \theta_r + \omega_p t + \tan^{-1} r\theta_r') - \cos (\omega_c t + \theta_r - \omega_p t - \tan^{-1} r\theta_r') \} \quad (\text{付} \cdot 8)$$

を得る。

さらに $r\theta_r' \ll 1$ と仮定して(付・8)式を整理すると、

$$M_2' \doteq r \cos (\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{4} \cos (\omega_c t + \theta_r + \omega_p t) + \frac{m}{4} \{ \cos (\omega_c t + \theta_r + \omega_p t) - r\theta_r' \sin (\omega_c t + \theta_r + \omega_p t) - \cos (\omega_c t + \theta_r - \omega_p t) - r\theta_r' \sin (\omega_c t + \theta_r - \omega_p t) \} \quad (\text{付} \cdot 9)$$

$$\doteq r \cos (\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{r\theta_r'}{2} \right)^2} \cos \left(\omega_c t + \theta_r + \omega_p t + \tan^{-1} \frac{r\theta_r'}{2} \right) - \frac{m}{4} r\theta_r' \sin (\omega_c t + \theta_r - \omega_p t) \quad (\text{付} \cdot 10)$$

$$\doteq r \cos (\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{2} \cos \left(\omega_c t + \theta_r + \omega_p t + \tan^{-1} \frac{r\theta_r'}{2} \right) - \frac{m}{4} r\theta_r' \sin (\omega_c t + \theta_r - \omega_p t) \quad (\text{付} \cdot 11)$$

(付・11)式の第3項は、AM-PM 変換によって VSBF 通過後に再度発生した下側波帯で、スプリアスとなる。

映像復調器では、この信号を受信し、ナイキスト濾波器を通して検波回路に加えられる信号 M_3' になる。

$$M_3' \doteq \frac{r}{2} \cos (\omega_c t + \theta_r) + \frac{m}{2} \cos \left(\omega_c t + \theta_r + \omega_p t + \tan^{-1} \frac{r\theta_r'}{2} \right) \quad (\text{付} \cdot 12)$$

(付・12)式を本文の(4)式と比較すると、(付・12)式は(4)式の $r\theta_r'$ を $r\theta_r'/2$ に置き換えた形になっていることがわかる(ただし、(付・12)式では $r\theta_r' \ll 1$ と仮定しているので振幅に関するひずみは無視されている)。以下は本文と同様なので省略する。

Visual Demodulator Using an Improved Synchronous Detector

by Toshio Saito

This paper deals with the theoretical analysis and the experimental results of the characteristics of an improved synchronous detector in which the reference carrier phase is varied according to the phase modulation component of the received signal.

It is shown that the characteristics of this proportional-phase synchronous detector are more suitable for video demodulation compared to those of the envelope detector which produces quadrature distortion or of the conventional constant phase synchronous detector which generates differential phase resulted from the phase modulation component produced in the television transmitter by its AM to PM conversion characteristics.

As the reference signal in the improved synchronous detector is generated from the received signal by the amplitude limiter consisting of ring connected diodes to reduce the phase shift error of the circuit, the experimental visual demodulator has been realized with simple construction and improved stability.

J. Inst. TV Engrs. of Japan, Vol. 32, No. 2 (1978) 126~132

Microwave Integrated Circuit Module for the SHF Television Converter

*by Chūichi Sodeyama, Keiro Shinkawa, Hiroji Shōyama,
Katsuhiro Kimura, Yōichi Kaneko*

The authors have developed an SHF television converter of new circuit structure using a Microwave Integrated Circuit (MIC) module.

A wideband Rat-Race circuit, in which an additional output port is incorporated to eliminate the crossover structure, is employed in the mixer section of this converter.

The fluctuation of the Gunn diode local oscillator frequency is stabilized within ± 297 kHz ($-20^{\circ}\text{C}\sim 55^{\circ}\text{C}$) by implementing an AFC circuit consisting of a dielectric resonator housed in a small oven and a phase discriminator.

The conversion loss of the experimental mixer is measured to be less than 3.9 dB including the insertion loss of the input bandpass filter, and the overall noise figure for 150 MHz bandwidth is 5.2 dB.

J. Inst. TV Engrs. of Japan, Vol. 32, No. 2 (1978) 133~138

Frame Recording Method Applied to the Intermittent X-ray Television

by Takuji Tsuneoka

A frame recording method is experimentally applied to improve the image quality of the intermittent X-ray television which has been used to reduce the exposure dose in fluoroscopy.

This method includes the frame biasing technique applied to the cathode potential of the pick-up tube, and the gamma correction technique applied to the second field output signal.

The working principle is analyzed, and the calculated results are confirmed by the experiments which are made using the system newly developed for this purpose.

It is shown that the image quality is considerably improved with respect to resolution and signal to noise ratio as observed on the picture monitor, and that the effect of flicker is suppressed almost completely by the gamma correction at all pulse rates.

J. Inst. TV Engrs. of Japan, Vol. 32, No. 2 (1978) 133~138