カラーテレビジョン受像機用色同期 ICの開発

株式会社日立製作所 家電研究所

毛利勝夫・鍋山弘彰
荻野正規

J. Rennick の発明による電圧制御形発振器 (VCO) を用いた色同期 IC は、すでに国内外で実用されている。今回筆者らは、同氏の思想をさらに応用発展させた VCO および APC システムを考案し、その IC の開発を行なった。本 IC では発振ループ中に正確に $\pm 45^\circ$ 位相推移させた 2 信号を得、これらを VCO および APC システム全体に有効に利用している。

1. ま え が き

最近、カラーテレビの IC 化が大幅に進められており、クロマ系を IC 化した例もすでに多く発表されている。筆者らは図 1 に示すようにクロマ系を 3 分割し、その中の色同期系をとり上げ、その IC の開発を行なった。従来、色同期方式には APC、インジェクションロック、リング方式が用いられていたが、これらには性能、コスト面において一長一短があった。なかでも高性能ではあるが回路構成が複雑なため、個別部品回路では実用化が困難であった APC 方式は、IC 化の好適な目標となる。筆者らは今回、この APC 方式を用いた IC HA 1119 を開発し、量産化できたのでここに発表する。

APC 方式においては、IC 化に適した電圧制御形発振器 (VCO) の構成が主眼となってくる。この VCO については J. Rennick からすでに可変リアクタンス素子を必要としない IC 向きの回路が発表されているが¹⁾、筆者らはさらにこれを改良した新方式の VCO、およびこの VCO を用いた新しい構成の APC システムを考案

図 1 クロマ系系統図
Block diagram of chrominance circuits.

"A High Performance IC for Color Synchronizing System in Color Television Receivers" by Katsuo Mouri, Hiroaki Nabeyama and Masanori Oguino (Consumer Electronics Research Center, Hitachi, Ltd. Yokohama)

し、その IC 化に成功した。なお、同 IC は同時に開発された 9 個の IC とともに当社大形カラーテレビ受像機に採用され、現在量産中である²⁾。

2. 電圧制御形発振器

VCO の構成は図 2 に示すとおりであり、図 3～図 5

図 2 電圧制御形発振器系統図
Block diagram of voltage controlled oscillator.

図 3 ベクトル図
Vector diagram.

図 4 X-tal フィルター特性
Frequency characteristics of crystal filter.

図 5 周波数制御特性
Characteristics of frequency control.

はこの動作原理を説明するためのベクトル図、X-tal フィルター特性、周波数制御特性を示したものである。いま X-tal フィルターの出力信号を $\dot{a}$ とし、これを $\pm\theta$ 位相推移させた信号 $\dot{b}$, $\dot{c}$ を得る。これら $\dot{b}$, $\dot{c}$ をベクトル合成形加算器に入れその出力を $\dot{d}$ とすると、 $\dot{d}$ は次式で表わされる。

$$\dot{d} = p\dot{b} + q\dot{c} \quad (1)$$

ただし、

$$p + q = 1 \quad (2)$$

とする。

ここで p と q は、加算器に加える制御電圧 V_a によって (2) 式の関係を保ちながら任意に可変できるものとする*。上に得られた信号 $\dot{d}$ を X-tal フィルターに加え、全体として正帰還をかけてやれば、この系は X-tal フィルターの特性および V_a によって決まる周波数において発振する VCO となる。たとえば加算器の制御電圧が V_a のとき $\dot{d}$ は $\dot{a}$ に対して α だけ位相が進んでいるものとすれば、X-tal フィルターのところで α だけ位相が遅れた周波数 f_a においてちょうど正帰還がかかるので、このときは f_a で発振することになる。 $\dot{d}$ の位相 α は V_a によって $-\theta \sim +\theta$ の範囲で可変できる ($\alpha \propto V_a \theta$) ので、X-tal フィルターの特性からこの VCO は $f_1 \sim f_2$ の範囲で周波数を可変でき、その周波数制御特性は図 5 のようになる。なお、この周波数可変範囲は θ および X-tal フィルターの Q によって任意に選ぶことができる。

以上のような VCO の具体的な回路構成の一例は図 6 に示すとおりであり、前述のベクトル合成形加算器は $TR_1 \sim TR_4$ の差動増幅器を用いることにより容易に実現される。いま、各トランジスタの h_{fe} が充分大きく、ベース電流が無視できるものとする、図中に示す各トランジスタに流れる電流の関係は以下の式で表わすこと

* (2) 式は必ずしも必要条件ではなく、 V_a によって $\dot{d}$ の位相を可変できればよい。ここでは後述する VCO の具体的回路の特性に則して (2) 式を仮定した。

図 6 電圧制御形発振器
Basic circuit of voltage controlled oscillator.

ができる。

$$I_b = I_{c1} + I_{c2} = pI_b + (1-p)I_b \quad (3)$$

$$I_c = I_{c3} + I_{c4} = (1-p)I_c + pI_c \quad (4)$$

$$I_d = I_{c1} + I_{c3} \quad (5)$$

(3) ~ (5) 式から、

$$I_d = pI_b + (1-p)I_c \quad (6)$$

$$\text{ただし } 0 \leq p \leq 1$$

が得られる。

ここで TR_1 (TR_4) と TR_2 (TR_3) とのベース差電圧 V を可変することにより p の値を変えることができるので、 $TR_1 \sim TR_4$ は $\dot{b}$ と $\dot{c}$ とをベクトル合成する加算器となる。その周波数制御特性は図 5 に示すとおりであり、その周波数制御感度 β (Hz/V) は次式で与えられる (付録参照)。

$$\beta \approx \frac{f_0 \tan \theta}{2Q R_e I_0} \quad (7)$$

ただし、 Q : X-tal フィルターの Q

$$R_e = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

$$|\theta| \leq \pi/4, R_e g_m \gg 1$$

なお、各部の信号波形は図 7 に示すとおりであり、DC バイアスや信号の振幅などのばらつきに対する影響を極力なくするように $TR_5 \sim TR_8$ をスイッチング動作させ矩形波処理を行なっている。ただし I_d に含まれる高調波成分は、発振タンク回路および X-tal フィルターにて除去される。

図7 信号波形
Signal waveforms.

以上述べてきた VCO は、従来の可変容量ダイオードなどのリアクタンス素子を用いた VCO にくらべて次のような長所を持つ。

- (1) 制御感度を大きくとることができる。
- (2) 制御範囲がバランスし、しかも直線性の良い制御特性を得ることができる。
- (3) 特殊な可変リアクタンス素子を必要としない。
- (4) トランジスタをすべて平衡形にして使用しているので、能動素子の特性のばらつきの影響は相殺され、温度や電源電圧変動に対して非常に安定である。

3. 位相検波器

位相検波器は図8に示すとおり TR₁₁~TR₁₇ で構成される二重バランス形を採用した。V₃, V₄ は DC バイアス電圧であり TR₁₁(TR₁₄) のベースには局部色副搬送波が、TR₁₅ のベースにはクロマ信号が、TR₁₇ のベースにはバーストゲートパルスが、それぞれ加えられる。ここで TR₁₇ はゲート期間のみ導通するので、この検波器はバーストゲートと位相検波とを同時に行なうことができる。ここで位相検波器の出力差電圧 V_p は以下の式で表わすことができる。

- (1) バースト信号 $\geq 0.5 V_{p-p}$ の場合

$$V_p = \frac{2}{\pi} d R I_0 \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (8)$$

図8 位相検波器
Phase detector.

ただし、 d : バースト信号のデューティレシオ (約 4%)

$$R = R_8 = R_9$$

$$I_0 : \text{ゲート電流の p-p 値 } \{(e_3 - V_{be})/R_{10}\}$$

ϕ : e_1 と e_2 との位相差

このときは TR₁₅ と TR₁₆ はスイッチング動作をする。

- (2) バースト信号 $< 0.5 V_{p-p}$ の場合

$$V_p \propto d R g_m e_2 \sin \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (9)$$

ただし、 $g_m \approx 10 I_0$ (mS), I_0 の単位は mAp-p.

このときは TR₁₅ と TR₁₆ はリニア動作をする。

(8), (9) 式から位相検波器の検波感度 μ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{\Delta V_p}{\Delta \phi} = \frac{2}{\pi} d R I_0 \quad (e_2 \geq 0.5 V_{p-p}) \\ &\propto d R g_m e_2 \cos \left(\phi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (e_2 < 0.5 V_{p-p}) \end{aligned}$$

$\phi = \pi/2$ における μ の実測値は図9に示すとおりであり、

図9 検波感度
Sensitivity of phase detector.

バーストレベルが $0.5V_{p-p}$ 以上ではほぼ一定となっている。

なお、この位相検波器出力電圧 V_p で VCO を制御してやれば APC ループが構成され、 $\phi=\pi/2$ または $3\pi/2$ に安定点があるため、キラー検波器は $\phi=0$ または π で動作させてやれば位相検波器と同様の回路を使用することが可能となる。

4. APC システム

前述した VCO を用いて APC システムを構成するに当っては、 $\theta=45^\circ$ に選定することにより VCO の特徴を有効に活用することができる。図 10 にその系統図を示すが、VCO のループ中の信号 b を基準信号として位相検波器に加え、バースト信号との位相比較を行ない、その出力電圧で VCO を制御してやれば APC ループが構成される。一方、キラー検波器には位相検波器の基準信号 b に対して $\pi/2$ だけ位相差をもった基準信号を必要とするので、この場合は e をそのまま利用することができ、 e とバースト信号との位相比較を行なうことによりキラー検波を行なうことができる。さらに b と e とを VCO に用いた原理をそのまま適用し、もうひとつの加

図 10 APC システム系統図
Block diagram of APC system.

図 11 J. Rennick の APC システム系統図
Block diagram of APC system by J. Rennick.

算器(B)を設けてこれに加えてやり、その配分比を外部制御電圧により可変してやれば $\pm 45^\circ$ の範囲の色相制御が可能となる。加算器(B)の出力を e とすると e は d と同様に次式で表わされる。

$$e = p\dot{b} + q\dot{c} \quad (10)$$

この場合は DC 制御による色相制御が可能となる。具体的には図 6 の VCO において TR_5 と TR_8 のコレクタ電流 ($I_{c5} = -I_b$, $I_{c8} = -I_c$) を用いてやれば容易に構成可能である。このとき色相制御により e は図 3 に示した d と同様に振幅変化するが、色復調器 (HA 1117) には平衡形の復調器を用いているため e の振幅が約 $0.5V_{p-p}$ 以上あれば振幅変化の影響を受けないので特に問題はない。なお、DC 制御方式を採用することにより、前面コントロールパネルまでの布線が簡略化され、しかもクロストークなどの心配がなくなるので、その効果は大きい。

ここで比較のため図 11 に J. Rennick の発明による APC システム系統図を示しておく。詳細は参考文献 1) を参照されたいが、同氏の VCO は 3.58 MHz 発振器の出力部に位相推移回路(A)を設け、この部分でベクトル合成を行ない、X-tal フィルターを通して正帰還をかける位相推移形の VCO 構成をとっている。位相検波はクロマ信号を $+45^\circ$ 位相推移させた信号 b' と発振ループ中の信号 a' との位相比較を行ない、その出力 $V_{a'}$ で VCO の周波数を制御する。ACC、キラー検波にはクロマ信号を -45° 位相推移させた信号 c' を用い、これと a' との位相比較を行なう。さらに基準色副搬送波出力部には別個の位相推移回路(B)を設け、ベクトル合成を行ない、外部から制御電圧により色相制御を行なっている。

以上のとおり同氏の構成では VCO、基準色副搬送波出力、クロマ信号入力部の 3 カ所に位相推移回路を設けており、外付部品やピン数が多くなってしまふ。これに比較して筆者らの考案した図 10 の APC シス

図 12 色同期 IC 系統図
Functional diagram of IC for color synchronization.

表 1 総合特性
Characteristics of IC for color synchronization.

No.	項 目	特 性
1	外 形	16 ピン, QILP
2	電 源 電 圧	12V
3	消 費 電 力	234 mW
4	内 部 素 子 数	127 個
5	引 込 み 範 囲	± 450 Hz
6	保 持 範 囲	± 600 Hz
7	DC ル ー プ ゲイン	30 Hz/deg

テムは $\pm 45^\circ$ 位相推移回路を効率良く利用しているところに大きな特徴がある。ただしこのシステムの IC 化に当っては、図 11 と比較して、

- (1) バーストゲートパルスには同期分離出力パルスを用いたこと。
- (2) ACC 検波器は帯域増幅用 IC (HA 1118) に集積したこと。

などの点において設計思想の相違があり、IC 内部の構成にはかなりの差異を生じている。

以下に図 10 の APC システムを IC 化した場合の構成およびその特性について述べる。図 12 は IC の系統図、表 1 はその特性をそれぞれ示したものである。まず VCO における $\pm 45^\circ$ 位相推移回路は R_{15} , R_{16} , C_{19} , L_{11} , C_{20} により構成してあり、端子②には -45° 信号、③には $+45^\circ$ 信号がそれぞれ得られる。つぎにバーストゲートパルスは端子⑥に加えられる遅延された同期パルスを整形してパルス整形出力に得られ、これが位相検波およびカラー検波のゲートパルスとなる。カラー検波器の出

力はさらにカラー増幅にて DC 増幅され、端子⑦からカラーカラー回路に供給される。また、ゲートパルスはブランキング回路にも供給され、ここではゲート期間のみ基準色副搬送波出力をカットオフにさせる。これは従来行なっているバーストブランキングと同じ働きをするものである。基準色副搬送波出力は端子⑩から取り出され色復調器に供給される。この位相は端子⑮の色相制御用可変抵抗により $\pm 45^\circ$ 可変される。この回路は 16 ピンの IC で構成され、電源電圧は 12V であり、このときの消費電力は 234 mW である。IC の内部素子数はトランジスタ、ダイオード、抵抗を合わせて 127 個使用している。

なお、このシステムの引込み範囲、保持範囲、DC ループゲインは、それぞれ ± 450 , ± 600 Hz, 30 Hz/deg とっており、十分な性能を得ているものである。

5. む す び

以上、色同期 IC の開発において、新しく採り入れた考えおよびその結果について述べてきたが、ここで得られたおもな成果を列挙すると以下のとおりである。

- (1) 可変リアクタンス素子を必要としない IC 化に適した新方式電圧制御形発振器を開発した。
- (2) 同上発振器に用いる $\pm 45^\circ$ 位相推移回路を有効に利用して APC システムを簡略化した。
- (3) 色相制御に DC 制御方式を採用した。
- (4) 以上の考えを採り入れた色同期 IC の開発に成功した。

なおこれまで色同期系 IC 化に当っては、いろいろなアプローチがなされているが、今後はデジタル処理の

導入，クロマ系全体を1個の IC に集積する LSI 化の方向など，ますます検討が必要であろう。

最後に，この研究の機会を与えられ常にご指導，ご激励をいただいた当研究所の須藤所長，宇佐美副所長，宮崎第二部部長および IC 設計においてご協力いただいた当社半導体事業部の佐藤主任技師，谷原技師，新見正康氏に深い感謝の意を表する。 (昭和47年1月13日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) J. Rennick: An IC Approach to the Subcarrier Regeneration Problem: IEEE Trans., **BTR-15**, 2 (1969) 224-228
- 2) 北村，鍋山: 高度 IC 化トランジスタカラーテレビ受信機，日立評論，**53**, 8 (1971) 57-61

< 付 録 >

(7)式の導出は以下に示すとおりである。

$$\beta = \frac{\Delta f}{\Delta V} \quad (\text{付} \cdot 1)$$

$$= \frac{\Delta f}{\Delta \alpha} \cdot \frac{\Delta \alpha}{\Delta V} \quad (\text{付} \cdot 2)$$

ここで $\Delta f / \Delta \alpha$ は X-tal フィルターの周波数特性から定まり， $|\theta| \leq \pi/4$ においては次の関係がある。

$$\frac{\Delta f}{\Delta \alpha} \approx \frac{f_0}{2Q} \quad (\text{付} \cdot 3)$$

つぎに α は図3から，

$$\tan \alpha = (p - q) \tan \theta \quad (\text{付} \cdot 4)$$

$$= r \tan \theta \quad (\text{付} \cdot 5)$$

$$\text{ただし } r = p - q \quad (\text{付} \cdot 6)$$

(付・5)式から，

$$\alpha = \tan^{-1}(r \tan \theta) \quad (\text{付} \cdot 6)$$

$$\frac{\Delta \alpha}{\Delta r} = \frac{\tan \theta}{1 + (r \tan \theta)^2} \quad (\text{付} \cdot 7)$$

一方，図6の差動増幅器 $TR_1 \sim TR_4$ において R_e を付加した場合と付加しない場合の伝達コンダクタンスをそれぞれ g_m' ， g_m とすると，

$$g_m' = \frac{g_m}{1 + 2R_e g_m} \quad (\text{付} \cdot 8)$$

$$\approx \frac{1}{2R_e} \quad (R_e g_m \gg 1) \quad (\text{付} \cdot 9)$$

なお差動増幅器の特性から，

$$\frac{\Delta r}{\Delta V} = \frac{2g_m'}{I_0} \quad (\text{付} \cdot 10)$$

(付・7)，(付・10)式から，

$$\frac{\Delta \alpha}{\Delta V} = \frac{\Delta \alpha}{\Delta r} \cdot \frac{\Delta r}{\Delta V} \quad (\text{付} \cdot 11)$$

$$= \frac{\tan \theta}{1 + (r \tan \theta)^2} \cdot \frac{2g_m'}{I_0} \quad (\text{付} \cdot 12)$$

$$\approx \frac{2g_m'}{I_0} \tan \theta \quad \left(r \ll 1, |\theta| \leq \frac{\pi}{4} \right) \quad (\text{付} \cdot 13)$$

$$\approx \frac{\tan \theta}{R_e I_0} \quad (R_e g_m \gg 1) \quad (\text{付} \cdot 14)$$

(付・2)，(付・3)，(付・14)式から，

$$|\theta| \leq \frac{\pi}{4}, R_e g_m \gg 1 \text{ のときは，}$$

$$\beta \approx \frac{f_0 \tan \theta}{2Q R_e I_0} \quad (\text{付} \cdot 15)$$