
カラーテレビ受信機特集

カラーテレビ受信機における色信号復調方式	51
カラーテレビ受信機の高輝度化に対する諸問題	57
カラーテレビ受信機用偏向ヨークの コンバーゼンス特性に関する理論解析	63
19形 90° 偏向カラーブラウン管 490 LB 22, 490 UB 22	68
カラーテレビ受信機用白色標準器	71
カラーテレビ受信機映像中間周波増幅器用半導体集積回路	77

カラーテレビ受信機における色信号復調方式

Color Signal Demodulator as Used in NTSC Color Television Receivers

竹内 万己* Kazumi Takeuchi 喜多村 耕資* Kôsuke Kitamura 太田 厚三* Kôzô Ôta
 成田 昭** Shô Narita 荻野 正規** Masanori Ogino

要 旨

カラーの複合映像信号から搬送色信号を分離して取り出し、増幅し、さらに同期復調によって色差信号に変換し、色差増幅回路で、カラー受像管を励振するに適した色を表わす信号に変換するまでのいわゆる色信号復調の過程は、カラーテレビ受信機に独特なものであり、この過程内の電気的特性は、画質、主として色彩画像の輪郭の忠実性、また着色の忠実性、あるいは色雑音の目立ちなどを決定づける重要な要素となる。本報告は、色彩画像の画質向上を目的とし、上記の過程内の電気的特性と画像の忠実性との関連を考察し、その結果を現機種(CN-88C, CN-92S)に採用したので、その内容を報告するものである。

1. 緒 言

家庭用のカラーテレビ受信機の色再生画像は、送信された信号を忠実に復調し再生していることがまず大切であるが、そのほかに各色のバランスがいかんして一般的な人の好みに合っているかということが大切である。各色のバランスは、回路の非直線ひずみにより、また各色差信号の復調位相と利得の比を表わす色差ベクトルの選び方により左右される。人の好みに合わせた色差ベクトルは色雑音との関連において一応経験的に決められており、色差ベクトルに修正を行なったとしても回路を線形として扱う限りでは、計画した色差ベクトルが得られるよう色信号復調回路を構成することは容易である。したがって各色のバランスを考えると、むしろ回路の非直線ひずみが問題となる。

また一般に着色された被写体の細部の色は肉眼の特性上、忠実な再生をしなくても比較的 unnatural 感を与えないが、色信号復調の過程内で、過渡現象として生じたひずみは扱う信号の帯域幅が狭いため、画面上では、幅広く現われこれを肉眼で見分けることが可能となり、画像によってはこのひずみが色ぶちとなって現われ目ざわりとなる場合がある。したがって色彩像の画質、特に色のさかじめに着目した場合は、輝度の画像の輪郭の忠実性を取り扱う場合と同様に、可能な限り、このひずみを取り除く必要がある。

2. 色信号復調回路

図1に示した受信機全体のブロック図のうち、破線で囲んだ部分が色信号復調回路であり、この中を機能別に分けると一点鎖線で三つのブロックに囲んだように搬送色信号増幅部分、局部副搬送波を発生する色同期部分、および同期検波色差増幅部分とに分けられる。

色差ベクトルは、同期検波および色差増幅回路の利得比および移相回路の移相量によって決まる。

また、各色のバランスに影響する非

直線ひずみは、おもに復調器と色差増幅回路とによって生じ、色彩画像のふちの色の再現性は、アンテナ入力から色差増幅器の出力端子までの総合の特性によって影響されるが、これはおもに搬送色信号伝送系の帯域制限を行なっている第1、第2帯域増幅および中間周波回路と映像検波段とに設けられた音声トラップの特性によって決まる。

3. 色差ベクトルから回路定数を決定する方法

色差ベクトルを与えて回路定数を決定するまでの過程を紹介する。

三つの同期検波器とそれにつづくカソードに共通インピーダンスをもち、定数の等しい三つの増幅器をもつ線形な回路を考える。同期検波の「二つの同期検波出力の和は、その二つの局部副搬送波の和で同期検波して得られた出力に等しい」という性質を利用すると、この回路によって得られる三つの色差ベクトル $\dot{E}_i (i=1, 2, 3)$ は

$$\dot{E}_i = G(A_i \phi_i - \beta \sum_{j=1}^3 A_j \phi_j) \quad (i=1, 2, 3) \dots\dots\dots (1)$$

ここに、 A_i, A_j : 各色の同期検波能率

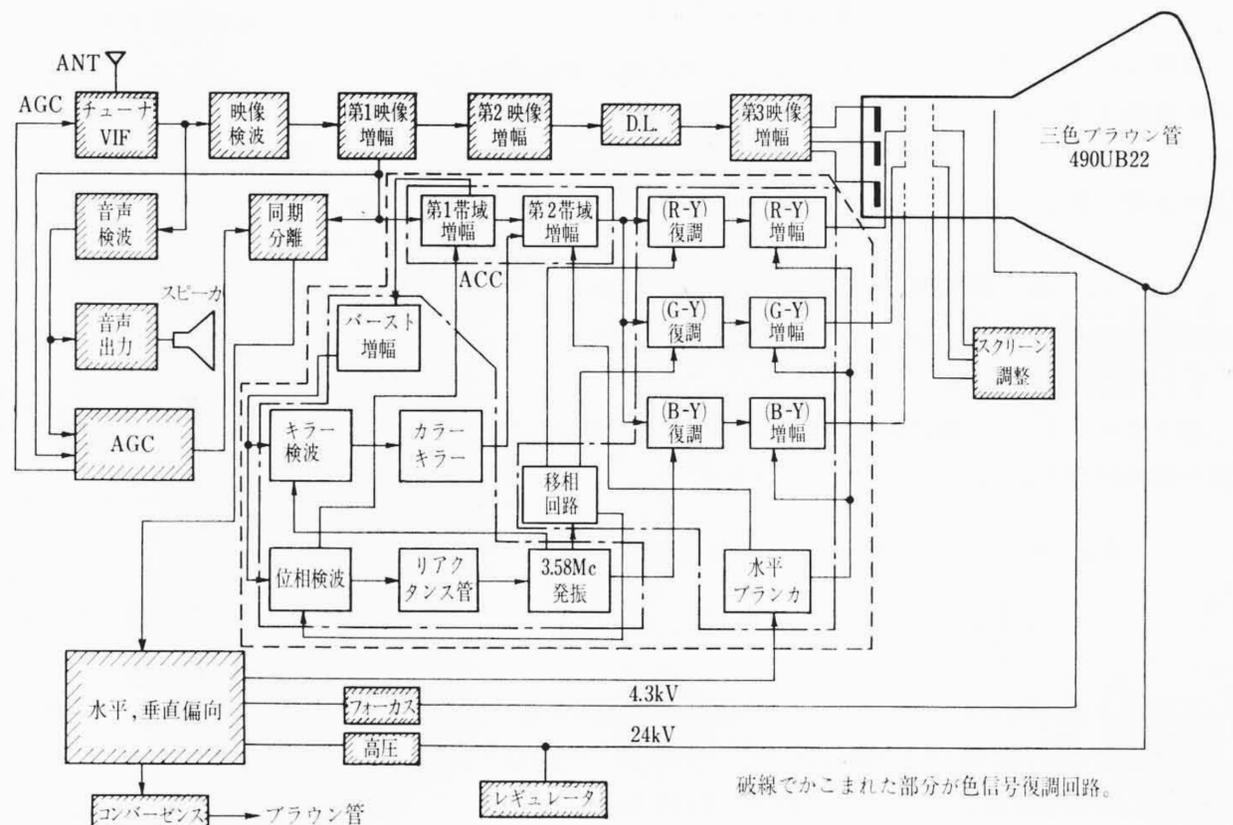
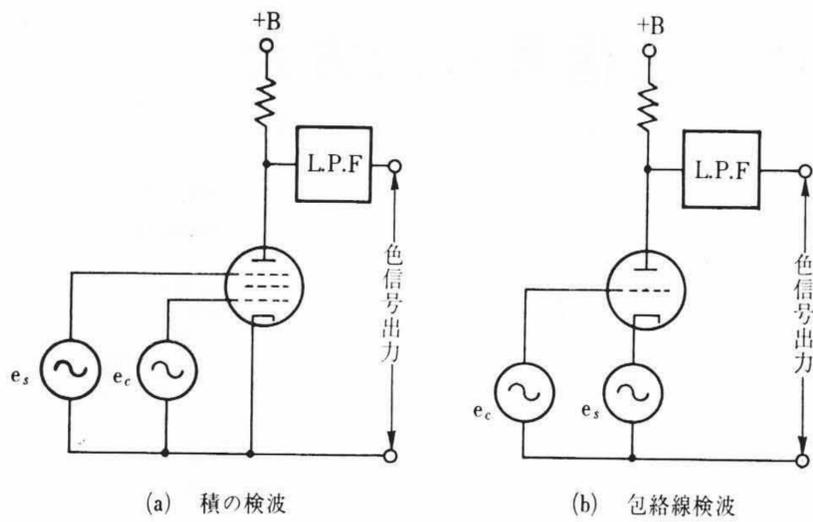


図1 カラーテレビ受信機ブロック図

* 日立製作所横浜工場
 ** 日立製作所中央研究所



(a) 積の検波 (b) 包絡線検波
 e_c : 搬送色信号 e_s : 局部副搬送波
 図2 同期検波方式の原理図

ϕ_i, ϕ_j : 同期検波位相を表わす単位ベクトル
 G : 色差増幅器の利得
 β : 色差増幅器のグリッドからカソードまでの利得

で表わされる。

(1) 三軸復調の場合

さきに考えた回路で共通インピーダンスを零とする。(1)式において $\beta=0$ となり、 \dot{E}_i はそのまま $A_i \phi_i$ の選定によって決まり、移相量と検波回路の利得おもに陽極負荷抵抗または入力信号レベルの選定に帰着し、非常に簡単な回路方式となる。

(2) 二軸復調の場合

さきに考えた回路において適当な共通インピーダンスをもたせると、同期検波の数は二つでも可能になる。(1)式の A_i のうちの二つは零となり与えられた三つの \dot{E}_i に対し、二つの $A_i \phi_i$ と一つの β との三つの定数をきめることができる。二つの A_i は同期検波回路の陽極負荷抵抗、または入力信号レベル、 β はカソードの共通インピーダンス、また二つの ϕ_i の差は移相器の移相量となり、それぞれ回路定数が決定される。

なお(1)(2)いずれの場合も、受像管を励振するに十分な信号レベルと回路の利得帯域幅とを考慮し、上記三つの色復調および色差増幅回路の帯域が等しくなるよう利得 G を決定する。

4. 非直線ひずみの処理

復調された色差信号の非直線ひずみは、同期検波器によって生ずる非直線ひずみを改善することにより実際上処理することができる。このひずみは本質的なものではなく同期検波方式を選ぶことにより改善できる。

5. 同期検波方式と非直線ひずみ

同期検波方式には積の検波と包絡線検波の二種類がある。

5.1 積の検波方式

図2に示すように、搬送色信号を e_c 、局部副搬送波を e_s とすれば、積の検波出力 E_{out} は次式のように示される⁽¹⁾。

$$E_{out} = e_c \cdot e_s = \frac{1}{2} E_1 \cdot E_0 \{ \sin \phi + \sin (2\omega_0 t + \phi) \} + \frac{1}{2} E_2 \cdot E_0 \{ \cos \phi - \cos (2\omega_0 t + \phi) \} \dots \dots \dots (2)$$

ここで、 $e_s = E_0 \sin (\omega_0 t + \phi)$ で、これは局部副搬送波である。また、 $e_c = E_1 \cos \omega_0 t + E_2 \sin \omega_0 t$ で、これは搬送色信号である。出力側に低域ろ波器を設け、第2高調波成分を除去すれば

$$E_{out} = \frac{1}{2} E_1 \cdot E_0 \sin \phi + \frac{1}{2} E_2 \cdot E_0 \cos \phi \dots \dots \dots (3)$$

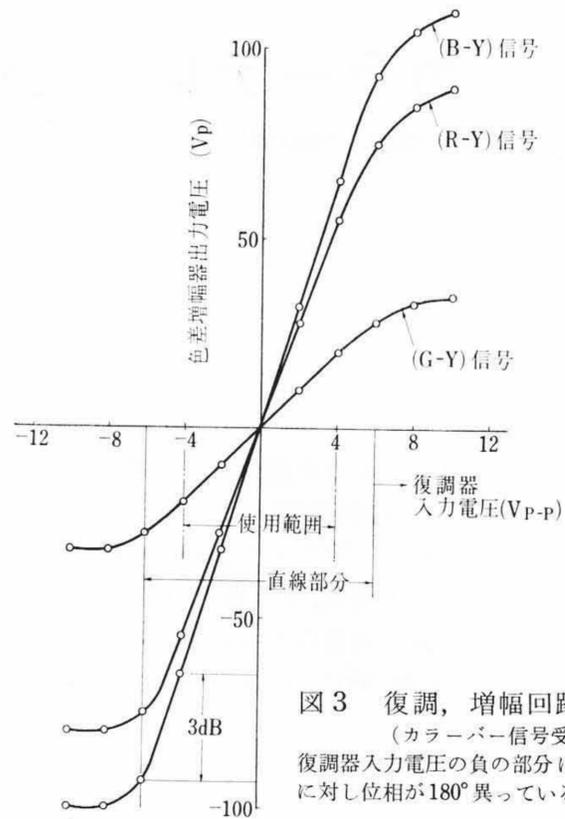


図3 復調、増幅回路の直線性 (カラーバー信号受信)
 復調器入力電圧の負の部分は、正の部分に対し位相が180°異っている信号を示す。

となり、この出力 E_{out} は、 E_1, E_2 に対して、直線的となり、かつ、 $\phi=0^\circ$ の場合と $\phi=90^\circ$ の場合の出力は、それぞれ E_2, E_1 のみの関数となり、したがって信号 E_1, E_2 の間で不要な漏話はない。したがって積の検波方式においては真空管の種類とその動作点を選んで積の関係が成立する動作範囲をできる限り、拡大すればよい。一般に図2の(a)に示すように多極管を用い、局部副搬送波信号 e_s をB級またはC級で動作させる。

同期検波管に多極管 6H Z6、色差増幅管に双三極管 6G U7 の1ユニットを用い、20 V_{p-p} の局部副搬送波信号によって、図3に示すように、使用範囲内での非直線ひずみをほとんど生じないようにすることができる。

5.2 包絡線検波方式

図2の(b)は包絡線検波の原理図で、二つの信号 e_c, e_s の和を振幅検波するものであり、その出力は次式であらわされる⁽²⁾。

$$e_c + e_s = E_c' \sin (\omega_0 t + \theta) + E_0 \sin (\omega_0 t + \phi) \dots \dots \dots (4)$$

ここで、 $e_c = E_c' \sin (\omega_0 t + \theta)$
 E_c', θ はおのおの、彩度、色相を示す。

(4)式を展開すると

$$e_c + e_s = E_0 \left[\left\{ 1 + \frac{E_c'}{E_0} \cos (\phi - \theta) \right\}^2 + \left\{ \frac{E_c'}{E_0} \sin (\phi - \theta) \right\}^2 \right]^{1/2} \sin (\omega_0 t + \Theta) \dots \dots \dots (5)$$

$$\Theta = \tan^{-1} \frac{E_c' \sin \theta + E_0 \sin \phi}{E_c' \cos \theta + E_0 \cos \phi}$$

(5)式の包絡線を振幅検波したものが出力となる。すなわち

$$E_{out} = E_0 \left[\left\{ 1 + \frac{E_c'}{E_0} \cos (\phi - \theta) \right\}^2 + \left\{ \frac{E_c'}{E_0} \sin (\phi - \theta) \right\}^2 \right]^{1/2} \dots \dots \dots (6)$$

復調位相 ϕ が、 θ と同相の場合、すなわち $\phi = \theta$ のとき、

$$E_{out} (\phi = \theta) = E_0 + E_c' \dots \dots \dots (7)$$

となり、出力のうち一定出力 E_0 を直流阻止コンデンサにより取り除くことができ、出力は E_c' に対し直線的となるが、 $\phi = \theta \pm \pi/2$ の場合は

$$E_{out} (\phi = \theta \pm \pi/2) = E_0 \left\{ 1 + \frac{E_c'}{E_0} - \frac{1}{8} \left(\frac{E_c'}{E_0} \right)^2 + \dots \right\} \dots \dots (8)$$

となって第3項以降で表わされるように本質的な非直線ひずみが生

じる。

この包絡線検波の方式は、回路を安価に構成することが可能であるが、一般に動作範囲内で20%以上の非直線ひずみが生じ、忠実な色再生に当たっては好ましくない。したがって、現在量産中のCN-88CおよびCN-92Sでは積の検波方式を採用している。

6. 色彩画像のふちの色の再現性に関する考慮

画像のふちの色の再現性は色信号伝送系の過渡特性によって決定づけられ、振幅および位相の周波数特性が適正でない場合には、次のような線形ひずみが生じ、画像のふちの色の忠実性が悪くなる。この線形ひずみには色のふちで彩度の変化をもたらす同相分におけるひずみと、色のふちの部分で有害な色相変化をもたらす直交ひずみの2種類がある。

6.1 線形ひずみと伝送特性の関係

上記の2種類の線形ひずみを取り扱うために、線形ひずみと色信号伝送系の特性との関係を考察すると次のようになる。まず入力として搬送色信号を $E_1 \cos \omega_0 t$ とおいて色相が変わらず彩度のみ変化し、補色方向の変化をも許す信号を考える。 $E_1(t)$ の Laplace 変換を $G_1(p)$ とおくと、

$$G_1(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_1(t) e^{-pt} dt \dots\dots\dots (9)$$

この入力信号が復調器入力端子に至るまでに経由するろ波器の伝達関数を $G(p)$ とおけば出力 E_0' は次のように表現できる。ここで $G_I(p)$ 、 $G_Q(p)$ は回路の特性 $G(p)$ によってそれぞれ (11) 式および (12) 式で表わされる。(10) 式より明らかなように出力には第1項の $G_I(p)$ により同相ひずみが生じ、第2項の $G_Q(p)$ により不要な直交ひずみが生ずることを示している。

$$E_0' = G_I(p) G_1(p) \cos \omega_0 t + G_Q(p) G_1(p) \sin \omega_0 t \dots\dots (10)$$

ここに、

$$G_I(p) = \frac{G(p_0 + p) + G^*(p_0 - p)}{2} \dots\dots\dots (11)$$

$$G_Q(p) = \frac{jG(p_0 + p) - jG^*(p_0 - p)}{2} \dots\dots\dots (12)$$

$p_0 = j\omega_0$ ω_0 は副搬送波角周波数

* 印は共役複素数を意味する。

(12) 式より理解されるように、ろ波器の周波数特性が ω_0 に関して共役* 対称であれば、すなわち位相特性を表わす曲線が ω_0 に関して点対称であり振幅特性が軸対称となれば $G_Q(p) \equiv 0$ となり直交ひずみは発生しない。

(10) 式は復調器入力点までのものであるが、実際の受信機では同期復調後に約 500kc の帯域幅をもつ低域ろ波器の伝達関数が従属される。

6.2 線形ひずみの二、三の例

二、三の特性の例をとり上げて、その場合のふちの色の再現性を考察しその結果から、必要な伝送特性の仕様をきめた。

6.2.1 同相分におけるひずみ

まず振幅特性偏差と位相特性偏差とを独立に扱い、周波数特性の各波打ち状偏差に対応して対称エコー、反対称エコーが過渡応答に現われることを示し、次に両者間にある程度の相関が存在す

* “ ω_0 に関して共役対称” とは $G(p_0 - j\omega) = G^*(p_0 + j\omega)$ が成立する場合をいう。“ ω_0 に関して反共役対称” とは $G(p_0 - j\omega) = -G^*(p_0 + j\omega)$ が成立する場合をいう。一般に伝達関数 $G(p)$ は次式によって ω_0 に関して共役対称な部分と反共役対称な部分とに分解される。

$$G(p_0 + j\omega) = \frac{G(p_0 + j\omega) + G^*(p_0 - j\omega)}{2} + \frac{G(p_0 + j\omega) - G^*(p_0 - j\omega)}{2}$$

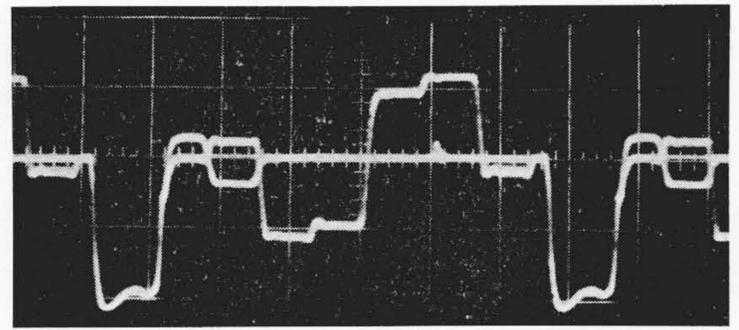


図4(a) (R-Y)増幅器出力波形(カラーバー信号受信時)

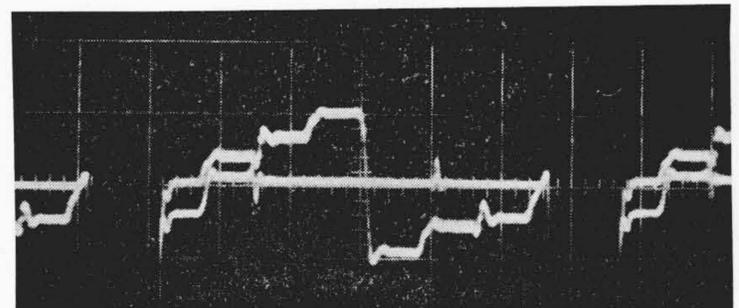


図4(b) (G-Y)増幅器出力波形(カラーバー信号受信時)

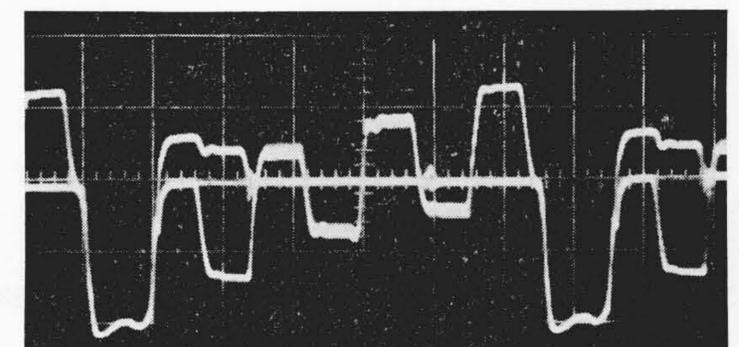


図4(c) (B-Y)増幅器出力波形(カラーバー信号受信時)

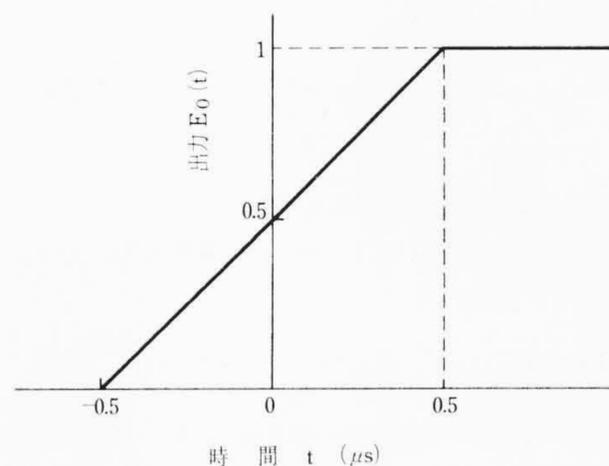


図5 ろ波器の階段応答の設計中心値

ることを、普通の最小位相推移形ろ波器**を使う前提のもとに示す。

入力波形 $E_1(t)$ としては、階段入力を扱い、

$$E_1(p) = \frac{1}{p} \dots\dots\dots (13)$$

設計中心のろ波器の出力波形 $E_0(t)$ は、説明の便宜上、図4(a), (b), (c)の応答波形に対応する図5のような直線近似波形である

** “最小位相推移形ろ波器” とは、その pole, zero がともに複素周波数左半平面内に限って存在するものをいい、カラー受信機で使うろ波器は大部分これに属する。

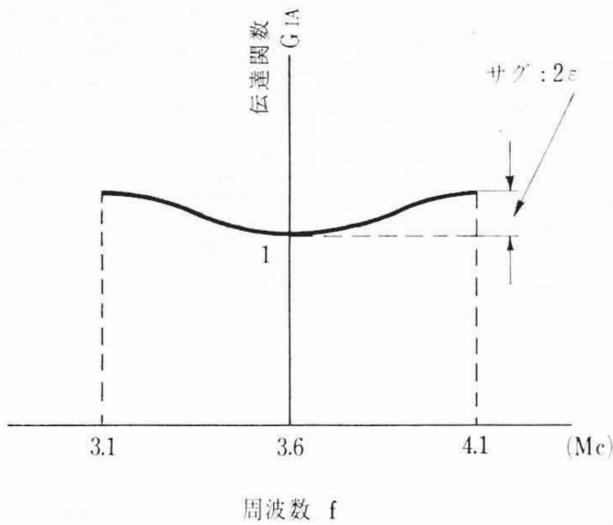


図6 振幅ひずみを生ずる伝送特性の一例

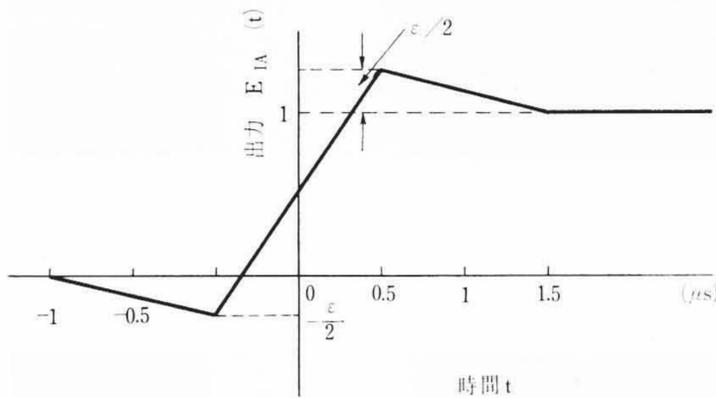


図7 振幅ひずみをうけた出力

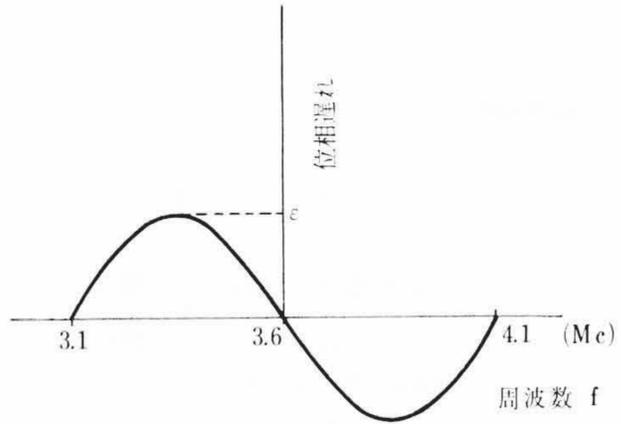


図8 位相ひずみを生ずる伝送特性の一例

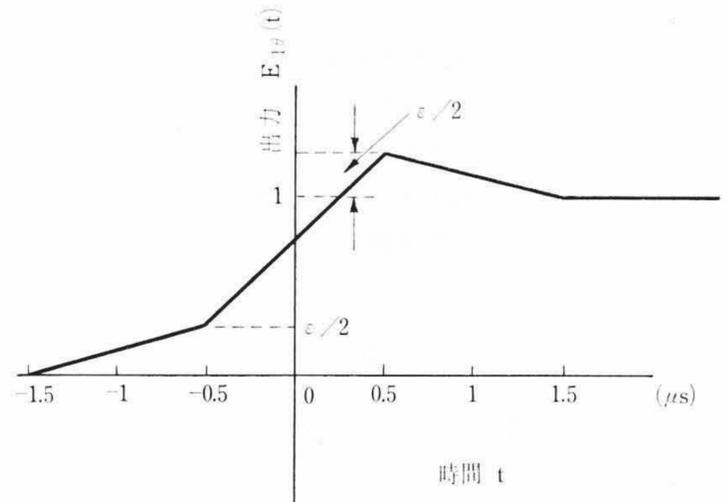


図9 位相ひずみをうけた出力

とし、これに線形ひずみがかかる場合に、応答特性に現われる変化を検討する。

ここでは同相分におけるひずみだけに着目するので、ろ波器の伝達関数 $G(p)$ が、 ω_0 に関して共役対称な場合を扱えばよい。

(1) 振幅ひずみ

設計中心に対して、(14)式、図6で示される振幅ひずみを起こさせる伝送特性をもつ伝送系(特性のサグを 2ε とおく)を通過する場合を考えよう。 τ は、中心同波数における群遅延時間である。

$$G_{IA}(p_0+p) = 1 + \varepsilon(1 - \cosh p\tau) = 1 + \varepsilon - \left(\frac{\varepsilon}{2} e^{p\tau} + \frac{\varepsilon}{2} e^{-p\tau} \right) \dots\dots\dots (14)$$

~~~~~
~~~~~  
 主要項 エコー

ここで、サフィックス A は振幅ひずみを意味する。

(14)式は遅延線の合成を意味し、したがって階段入力に対する出力 $E_{IA}(t)$ は次式で与えられる。

$$E_{IA}(t) = (1 + \varepsilon) E_0(t) - \frac{\varepsilon}{2} \{ E_0(t + \tau) + E_0(t - \tau) \} \dots (15)$$

これは図7に示したような対称エコー波形となる。すなわち、サグ (2ε) が20%の振幅ひずみによって、約5%の対称エコーを発生する。

(2) 位相ひずみ

図8で表わされる位相ひずみをもった伝送系を通過した場合を考えよう。この場合周波数特性は次式で示される。 τ は中心周波数における群遅延時間である。

$$G_{I\theta}(p_0+p) = e^{\varepsilon \sinh p\tau} \doteq 1 + \frac{\varepsilon}{2} \{ e^{p\tau} - e^{-p\tau} \} \dots\dots\dots (16)$$

~~~~~
~~~~~  
 主要項 エコー

ただし、 $|\varepsilon| \ll 1$ とする。

(16)式は遅延線の合成を意味し、したがって階段応答 $E_{I\theta}(t)$ は(17)式で与えられ、図9に示したような反対称エコーとなる。

$\tau = 1 \mu s$ とすれば、 0.2 radian_{p-p} (2ε に対応) の位相ひずみの場合、約5%の反対称エコーを発生する。

$$E_{I\theta}(t) = E_0(t) + \frac{\varepsilon}{2} \{ E_0(t + \tau) - E_0(t - \tau) \} \dots\dots\dots (17)$$

(3) 振幅ひずみと位相ひずみとの間の相関

最小位相推移形ろ波器において、素子のばらつきに起因して、振幅ひずみを発生したとし、その減衰量特性が $A_I(\omega_c)$ neper で与えられたと仮定する。これに付随して発生する位相ひずみを $\theta_I(\omega_c)$ radian の遅れとおくと、両者間には次の関係式が成立する⁽⁴⁾。

$$\theta_I(\omega_c) = \frac{1}{\pi} \int_{\omega=0}^{\omega=\infty} \log \left| \frac{\omega + \omega_c}{\omega - \omega_c} \right| dA_I(\omega) \dots\dots\dots (18)$$

$A_I(\omega)$ の典型的な一例として、図10(a)で表わされるようなサグ特性を考える。この特性を式で表わせば次式で示される。

$$A_I(\omega_0 + \omega) = 2\varepsilon \left(1 - \frac{|f|}{500} \right) \dots\dots |f| \leq 500 \left. \dots\dots\dots (19) \right\}$$

$$= 0 \dots\dots |f| \geq 500$$

ここに、 $|2\varepsilon| \ll 1$ とする。 f は周波数(kc)

(19)式を(18)式に代入して、対応する位相ひずみ $\theta(\omega)$ を求めると、図10(b)に示すように、約 $2\varepsilon \text{ radian}_{p-p}$ の位相ひずみとなる。

結局、両者を総合した階段応答はほぼ図10(c)に示したように約 ε のオーバーシュートとなる。これは結果的には(1)項および(2)項に現われた波形ひずみの和となっている。すなわち、20%のサグ特性に対応して全体的に約10%のオーバーシュートを発生する。

6.2.2 直交ひずみ

設計中心のろ波器の周波数特性からの反共役ひずみ量について検討する。

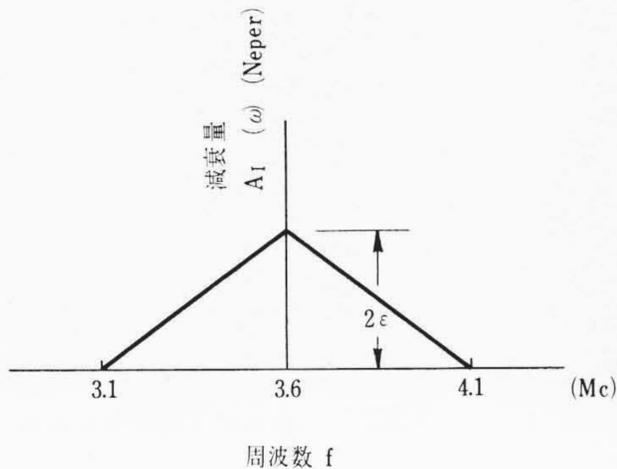


図10(a) 振幅ひずみを生ずる伝送特性の一例

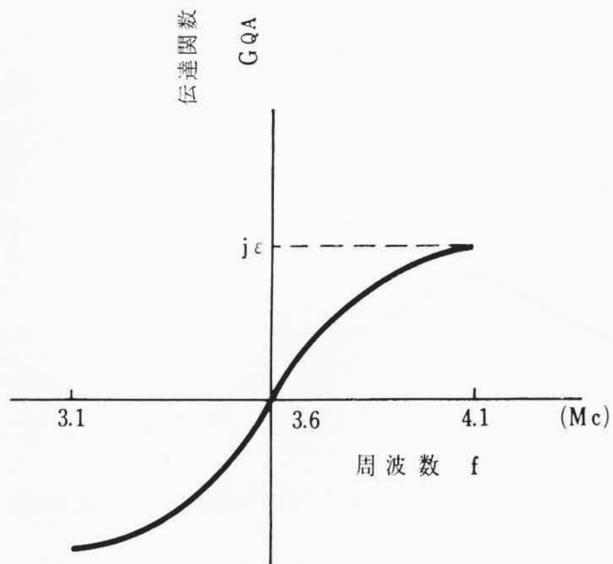


図11 振幅ひずみを生ずる伝送特性の一例

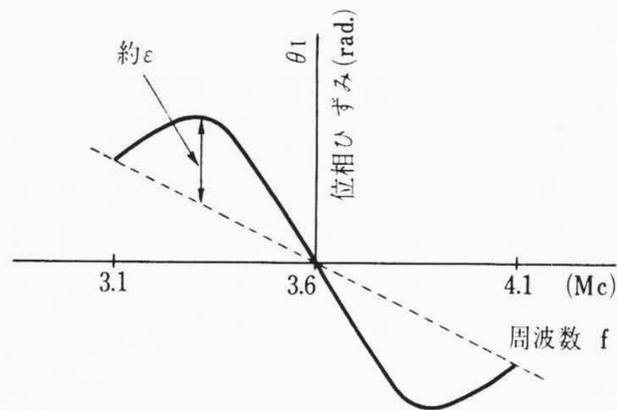


図10(b) 位相ひずみ

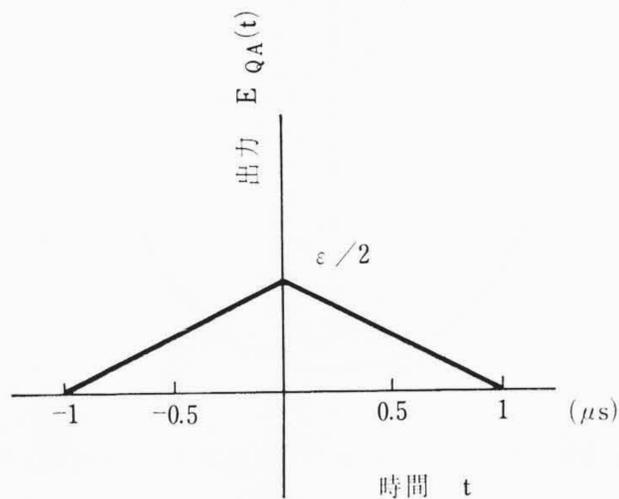


図12 階段入力に応答する直交振幅ひずみ

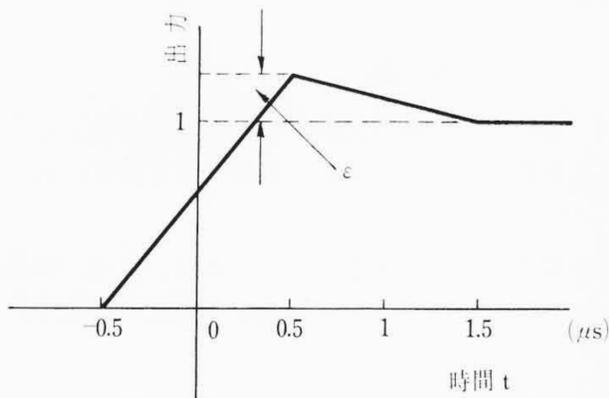


図10(c) 総合階段応答

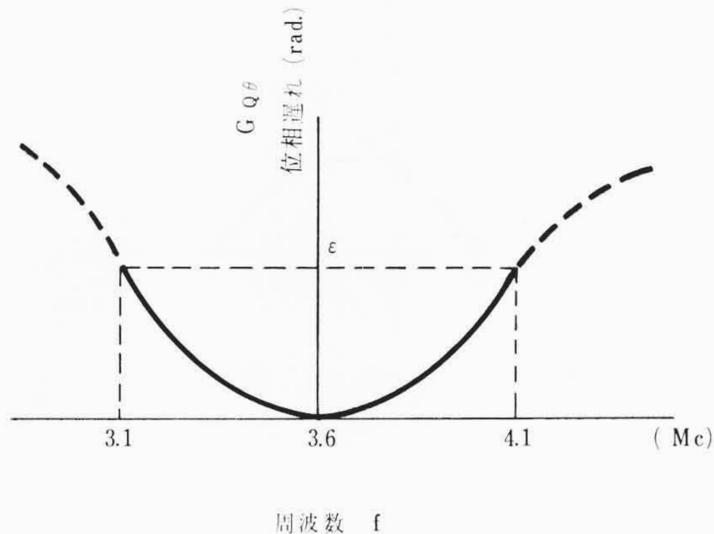


図13 位相ひずみを生ずる伝送特性の一例

(1) 振幅ひずみ

図11で表わされるように、テイルトひずみが $2\epsilon_{p-p}$ で与えられる場合を扱う。この特性は(20)式で表わされる。

$$G_{QA}(p) = \epsilon \sinh \tau p = \frac{\epsilon}{2} (e^{\tau p} - e^{-\tau p}) \dots\dots\dots (20)$$

ここに、 τ は中心周波数に対する群遅延時間である。

(20)式は遅延線の合成と等価で、階段応答は(21)式、図12で与えられる。

$$E_{QA}(t) = \frac{\epsilon}{2} \{E_0(t+\tau) - E_0(t-\tau)\} \dots\dots\dots (21)$$

したがって、

$$\text{直交ひずみ} = \frac{\epsilon}{2} p - p \dots\dots\dots (22)$$

(2) 位相ひずみ

図13に示すように、 2ϵ の位相ひずみをもった伝送系を通過した場合を扱う。この特性は(23)式で表わされる。

$$G(p_0 + p) = e^{-j\epsilon(1 - \cosh \tau p)} \dots\dots\dots (23)$$

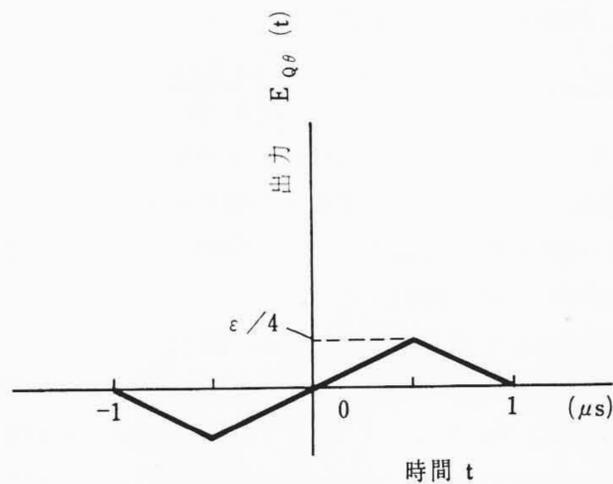


図14 階段入力に応答する直交位相ひずみ

同相分: $\cosh j\epsilon(1 - \cosh \tau p) \doteq 1$
 直交分: $G_{Q\theta}(p) = j \sinh \{-j\epsilon(1 - \cosh \tau p)\}$

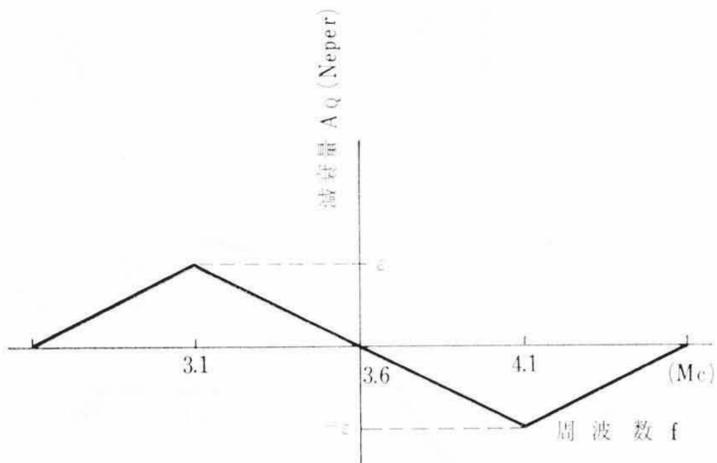


図15(a) 振幅ひずみを生ずる伝送特性(減衰量特性)の一例

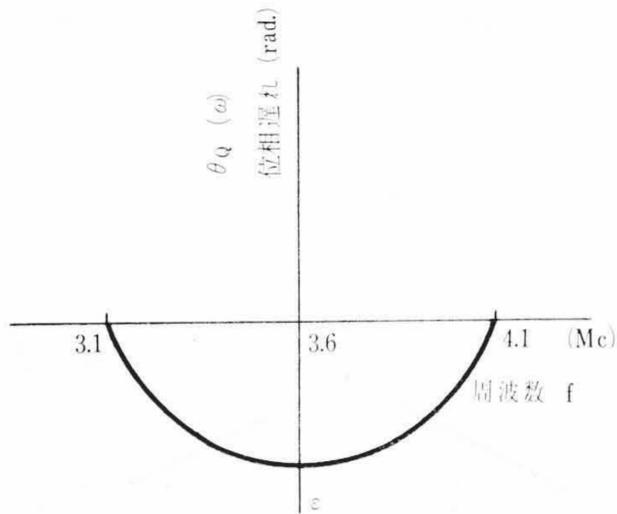


図15(b) 位相ひずみを生ずる伝送特性(位相特性)の一例

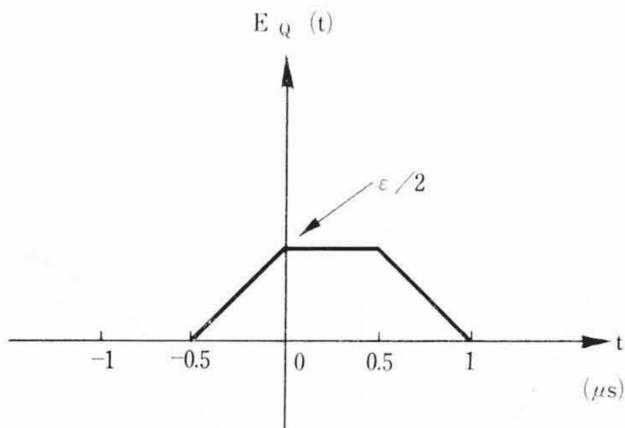


図15(c) 総合階段応答

$$\doteq \varepsilon - \frac{\varepsilon}{2}(e^{-t/\tau} + e^{-t/\tau})$$

ここに、 $|\varepsilon| \ll 1$

したがって階段応答は(24)式で与えられる。

$$E_{Q\theta}(p) = \varepsilon \left\{ E_0(t) - \frac{E_0(t+\tau) + E_0(t-\tau)}{2} \right\} \dots\dots\dots (24)$$

$\tau = 0.5 \mu s$ とすれば出力波形は図14で与えられる。

(3) 振幅ひずみと位相ひずみとの間の相関

最小位相推移形ろ波器についての同相分におけるひずみの検討方法と同様の手法で検討する。

振幅ひずみを生ずる減衰量特性が、図15(a)のようであったとする($|\varepsilon| \ll 1$)。対応する位相ひずみを(18)式によって計算すると図15(b)のようになる。したがって過渡応答はほぼ図15(c)のようになる。すなわち、 2ε neperの振幅テイルトに対し、直交ひずみは約10%のエコーとなる。

以上周波数特性のひずみと階段応答のエコーとの関係について考察した。これらエコーを画質の観点から有害とならない程度に抑える必要がある。以上の検討結果から現実的な仕様としては、

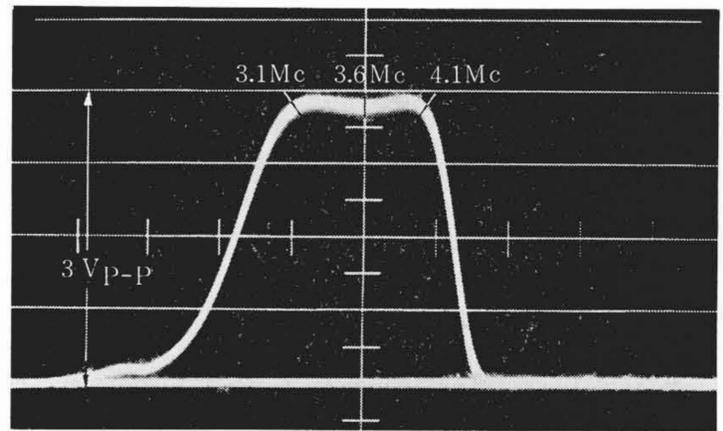


図16 アンテナ入力端子から復調器入力までの振幅特性

総合振幅ひずみとして、サグ ± 1.5 dB以内(すなわち同相分ひずみ約8%以内)およびテイルト3 dB以内(すなわち直交ひずみ約8%以内)が妥当なものと考え、この結果を前記した実際の回路にあてはめた。

7. 実際の回路への適用

以上の検討内容を考慮し、実際の回路を次のようにした。

設計中心の過渡応答波形として、カラーバー信号の色差増幅器出力波形を図4に示す。既述のように、非直線ひずみはごく小さく抑えられており、上述の線形ひずみとしては、有害なオーバーシュートなどが少なくなるように選ばれている。また、約500 kcの色差信号の帯域内で、立上り時間もできるだけ短くなるように留意してある。

上記特性を得るための、アンテナ入力端子から復調器入力点に至るまでの周波数特性を図16に示す。復調器以降、受像管に至るまでの特性は約500 kcを通す低域ろ波特性である。

8. 結 言

同期検波方式および色信号伝送系の伝送特性を検討した結果色彩画面に生ずる色彩のひずみを実用上無視できる程度に抑えることができた。

再生画像の質をさらに向上させるためには、今後、画質評価による検討を加味して、伝送系の応答特性を適正化することが必要である。

終わりに、本研究にあたり、各種データをご提供くださった日立製作所茂原工場のかたがたに謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) NHK編：“カラーテレビジョン” p. 679
- (2) 藤尾 孝：“色度信号復調器の特性” テレビ学会誌 Vol. 12, No. 9 (1958)
- (3) 日立製作所茂原工場：カラー受像管データ (490UB22)
- (4) H. W. Bode 著，喜安善一訳：“回路網と帰還の理論” p. 248 岩波書店

付 録

(10)式の導入

いま、入力信号を次のように表現できるとする。

$$e^{j\omega t} \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} \{ e^{j(\omega+\omega_0)t} + e^{j(\omega-\omega_0)t} \}$$

上記入力に $G(p)$ なる伝達関数をもつろ波器を通過すると出力は

$$\begin{aligned} e_{out} &= \frac{e^{j\omega t}}{2} \{ G(j\omega + j\omega_0) e^{j\omega_0 t} + G(j\omega - j\omega_0) e^{-j\omega_0 t} \} \\ &= \frac{e^{j\omega t}}{2} \{ G(j\omega + j\omega_0) (\cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t) \\ &\quad + G(j\omega - j\omega_0) (\cos \omega_0 t - j \sin \omega_0 t) \} \\ &= \frac{e^{j\omega t}}{2} \{ G(p_0 + p) + G^*(p_0 - p) \} \cos \omega_0 t \\ &\quad + j \frac{e^{j\omega t}}{2} \{ G(p_0 + p) - G^*(p_0 - p) \} \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

ここで、 $G(j\omega - j\omega_0) = G^*(j\omega_0 - j\omega)$ が成立する。