進相形復調補償回路とその応用†

建 部 渉*・宮 道 信 夫**・奥 田 滋*

* 大阪市立大学工学部 大阪市住吉区杉本町 459

** 日立製作所習志野工場 習志野市東習志野町 1-1

(昭和42年9月29日受付)

A Method for Design of Phase-Lead Demodulating Compensators and its Application

Wataru TATEBE*, Nobuo MIYAMICHI** and Shigeru OKUDA*

(* Faculty of Engineering, Osaka City University, Osaka)
(** Hitachi Ltd., Narashino Works, Narashino)

(Received September 29, 1967)

In recent years, demodulating compensators have been used occasionally as stabilizing networks in the all AC servomechanism. Since the compensation obtained by the use of demodulating compensator is independent of carrier frequency variation, such a compensating network is superior to the bridged-T or parallel-T networks that are commonly used for stabilizing purpose in the AC carrier control system. The effect of demodulating compensator in the AC carrier control system can be considerably simplified by the substitution of an equivalent DC network. However, the main disadvantage of the usual demodulating compensator is noise output in the form of quadrature component of the carrier.

In this paper, the symmetric phase-lead demodulating compensators which have the small values of the quadrature component are presented, and the performance of these compensators are analyzed. In addition, an example that serves to illustrate the use of the method is presented, and the usefulness of symmetric phase-lead demodulating compensators is recognized by the experimental data describing the actual response of the system.

1. ま え が き

交流自動制御系の直列補償方法としては、交流信号を直流に変換した後、直流補償要素を用いて補償を行ない、それを再び変調して交流信号とする方法と、交流信号を直流に変換しないで、直接交流補償要素を用いる方法とがある^{1),2)}。前者は簡単な直流補償回路を用いることができるが、全体の装置が複雑になる欠点がある。後者は装置が比較的簡単に扱えるが、従来から良く用いられてきたブリッジT回路および並列T回路などにおいては、その回路設計がやや複雑であり、信号の周波数範囲が限定され、しかも搬送波の周波数

変化が回路の特性に影響するなどの欠点がある。

直接交流補償要素の1つである復調補償回路は構成が簡単であるにもかかわらず、搬送波の周波数変動に対してその特性がほとんど影響されない利点があり、また特性は等価伝達関数を用いて簡単に記述することができる。このような復調補償回路については、G. J. Murphy^{3)~5)}、G. Weiss⁶⁾、E. V. Bohn⁷⁾ および津村⁸⁾ などの研究発表があるが、これらはいずれもスイッチが任意の導通角を持つので、したがって入力電圧の搬送波の位相に対して、出力電圧の搬送波の位相がずれる欠点があった。

筆者らはこの欠点を極力少なくするために、スイッチの導通角を搬送波電圧の最大値を中心として対称に

† 第9回自動制御連合講演会で発表(昭41・10・10)

する方式を提案した。また、これまでの復調補償回路では無視されてきた出力電圧の搬送波のうちで、入力電圧の搬送波の位相と $\pi/2$ [rad] 異なる成分について検討した結果、この成分は遅相特性を示し振幅もかなり大きいことがわかった。

さらに、このようなスイッチ回路を利用した直流-交流変換および補償を同時に行なう方式についても同様に考察を行なった。

本文においては、これらの復調補償回路の解析および実験結果について述べ、またこの回路を実際の制御系に応用した結果について述べる。

2. 対称復調補償回路の特性

Fig. 1 (a) は、スイッチが任意の導通角を持った

(a) circuit diagram

(b) closed time of switches

Fig. 1 Basic phase-lead demodulating compensator

全波形の進相復調補償回路（以下本文では基本復調補償回路という）の原理図であり、(b) はスイッチの動作を示したものである^{3),9)}。このスイッチ S_1 , S_2 は、搬送波の周波数と同期して開閉し、 S_1 が搬送波の正の半サイクルで動作するものとすれば S_2 は負の半サイクルで動作する。この場合スイッチは各半サイクル

Fig. 2 Transient response of v_o to step input voltage for basic phase-lead demodulating compensator (60 Hz, $\alpha\tau\Omega=10$, $\alpha=0$)

で Fig. 1 (b) に示すとおり、 2ϕ だけ導通する。ここで ϕ は導通角で $0 < \phi \leq \pi/2$ の値である。

Fig. 2 は基本復調補償回路にステップ電圧を加えたときの出力波形の一例である。この出力電圧は基本波電圧のほかに高調波電圧を含むが、本文では一般に制御系に必要な基本波電圧について考える。G. J. Murphy らは入力および出力電圧の搬送波の位相が同相な成分についてのみ解析しているが³⁾、出力電圧の搬送波の位相は入力電圧の搬送波に対してずれる。筆者らはこの出力電圧を2つの成分に分けて、入力電圧の搬送波の位相に同相な成分（以下本文では同相成分という）と $\pi/2$ [rad] 位相の異なった成分（以下本文では直角成分という）について考える。この直角成分については従来無視されていたが、後で述べるようにその振幅は多いとき同相成分の60%以上になる。交流自動制御系の操作部としては、多くの場合2相サーボモータを使用するが、この場合モータの励磁相電圧に対して $\pi/2$ [rad] 位相の異なった制御相電圧のみが有効なトルクを発生する。したがって、基本復調補償回路を用いる場合、同相成分あるいは直角成分のいずれか一方のみが有効分となり、他の成分は系の飽和あるいはモータの過熱などの原因となる。

ここでは、この余分な成分を極力少なくするように考案した対称復調補償回路について述べる¹⁰⁾。この回路のスイッチ導通角は Fig. 3 に示すように、搬送波

Fig. 3 Closed time of switches of the symmetric phase lead demodulating compensator

の最大値に関して対称になるようにしてある。この対称復調補償回路は、基本復調補償回路の特別な場合であり、スイッチは搬送波の最大値を中心として左右に ϕ の導通角を持っている。このようにすれば、出力電圧の直角成分は同相成分に比べて十分小さくなり、無視することができる。

いま、対称復調補償回路に、 $t=0$ で次式に示すステップ電圧が印加されたものとする。

$$v_i(t) = \sqrt{2} E \sin(\Omega t + \theta) \quad \dots\dots (1)$$

ここで、 Ω : 搬送波角周波数、 θ : 位相角、 E : 振幅 (実効値)

対称復調補償回路のコンデンサ C_1 は $t=0$ で初期電荷がなく、各サイクルのスイッチの非導通期間に電

荷が失なわれないとすれば、第 n サイクルの出力電圧 $v_0(t)$ はつぎのように求められる。

$$v_0(t) = \frac{\sqrt{2}E}{1+(\alpha\tau\Omega)^2} \left[(\alpha-1)Ae^{-t/\alpha\tau} + \alpha \{ \sin(\Omega t + \theta) - \alpha\tau\Omega \cos(\Omega t + \theta) + \alpha\tau\Omega \sin(\Omega t + \theta) \} \right] \quad \dots\dots (2)$$

ここで、 $\tau = R_1 C_1$ 、 $\alpha = R_2 / (R_1 + R_2)$ 、 $T = 2\pi / \Omega$

$$A = \frac{1 - e^{-\varphi n T / \pi \alpha \tau}}{1 - e^{-\varphi / \pi \alpha \tau}} \{ \sin(2\varphi + \theta) - \alpha\tau\Omega \cos(2\varphi + \theta) - (\sin \theta - \alpha\tau\Omega \cos \theta) e^{-\varphi T / \pi \alpha \tau} \} - (\sin \theta - \alpha\tau\Omega \cos \theta)$$

非導通期間では明らかに出力電圧は、

$$v_0(t) = 0 \quad \dots\dots (3)$$

(2), (3) 式で表わされる出力電圧は、 S_1 の回路についてであるが、 S_2 の回路の出力電圧はそれに対して $1/2$ 周期遅れた異符号のものであるから、両方を考えたときの対称復調補償回路の出力電圧の同相成分を、

$$v_1(t) = \sqrt{2} V_1 \sin\left(\Omega t + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) \quad \dots\dots (4)$$

とすると、 V_1 は近似的につぎようになる。

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{2\varphi} v_0(t) \sin\left(\Omega t + \frac{\pi}{2} - \varphi\right) d(\Omega t) = E(M_1 - N_1) \left\{ 1 + \frac{N_1}{M_1 - N_1} e^{-\varphi n T / \alpha \tau} \right\} \quad \dots\dots (5)$$

ここで、

$$M_1 = \frac{2}{\pi} \frac{1}{1+(\alpha\tau\Omega)^2} \left[\frac{\alpha\tau\Omega(1-\alpha)(\cos\varphi - \alpha\tau\Omega \sin\varphi)}{1+(\alpha\tau\Omega)^2} \times \{ \cos\varphi + \alpha\tau\Omega \sin\varphi + (\alpha\tau\Omega \sin\varphi - \cos\varphi) e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega} \} + \frac{\alpha}{2} (1 + \alpha^2 \tau^2 \Omega^2) (2\varphi + \sin\varphi) \right] \quad \dots\dots (6)$$

$$N_1 = \frac{2}{\pi} \frac{\alpha\tau\Omega(1-\alpha)}{(1+\alpha^2 \tau^2 \Omega^2)^2 (1 - e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega})} \{ \cos\varphi + \alpha\tau\Omega \sin\varphi + (\alpha\tau\Omega \sin\varphi - \cos\varphi) e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega} \}^2 \quad \dots\dots (7)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} - \varphi$$

この回路と等価な直流進相回路は、そのステップ応答の比較により Fig. 4 に示すものであり、等価伝達関数は次式になる。

$$G_1(s) = K_1 \cdot \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \alpha_1 \tau_1 s} \quad \dots\dots (8)$$

ここで、

Fig. 4 The equivalent circuit of the phase-lead component to Fig. 1 (a)

Fig. 5 K_1 and α_1 vs. $\alpha\tau\Omega$ characteristics of the symmetric phase-lead demodulating compensator for $\alpha=0$ ($R_1 \rightarrow \infty$, $\alpha\tau = R_2 C_1$)

$$\left. \begin{aligned} K_1 &= M_1 - N_1 \\ \alpha_1 &= (M_1 - N_1) / M_1 \\ \alpha_1 \tau_1 &= \pi \alpha \tau / \varphi \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (9)$$

Fig. 5 は対称復調補償回路の利得定数 $\alpha=0$ ($R_1 \rightarrow \infty$, $\alpha\tau = R_2 C_1$) の場合、導通角 φ をパラメータにして、 $\alpha\tau\Omega$ に対する等価利得定数 α_1 と等価利得 K_1 の計算値を図示したものである。なお図中の波形は、それぞれについて定常状態での出力電圧波形の概形を示している。対称復調補償回路では、 φ の小さな値に対して α_1 はひじょうに小さくなり、したがって大きな進相特性を得ることができる。Fig. 6 は $\alpha\tau\Omega=100$ に保って、 α を変化させた場合の α_1 と K_1 の計算値を示す。Fig. 5 の $\alpha\tau\Omega$ の小さい範囲で、特性は曲線となっているが、これは対称復調補償回路の回路定数

Fig. 6 K_1 and α_1 vs. α characteristics of the symmetric phase-lead demodulating compensator for $\alpha\tau\Omega=100$

が一定でも、搬送波の周波数変動に対して、その特性が変化することを意味する。したがって、搬送波の周波数変動の大きい系に用いる場合、 $\alpha\tau\Omega$ が小さいところでは特性が変化するため注意しなければならない。また、Fig. 6 に示すように、 φ の小さいとき α と α_1 はほとんど等しくなるから、対称復調補償回路を交流自動制御系に使用する場合、 $\alpha\tau\Omega > 10$ に選び φ を $\pi/3$ [rad] 以下とすれば、直流進相回路とまったく同様の手段で、任意の周波数領域で任意の進相角を得ることができる。

対称復調補償回路の周波数伝達特性の測定結果の一例を示すと Fig. 7 のとおりである。実線は等価伝達関数の計算値で、実測値とよく一致している。Fig. 8 は周波数応答の波形の一例を示したものである。

$$\begin{aligned}
 \alpha\tau\Omega=10 & \begin{cases} \times : \text{measured} \\ - : \text{calculated } 0.008(1+10.6s)/(1+0.106s) \end{cases} \\
 \alpha\tau\Omega=100 & \begin{cases} \circ : \text{measured} \\ - : \text{calculated } 0.008(1+106s)/(1+1.06s) \end{cases}
 \end{aligned}$$

Fig. 7 Gain and phase angle characteristics of the symmetric phase-lead demodulating compensator for $\varphi=\pi/4$ and $\alpha=0$ ($R_1 \rightarrow \infty$)

Fig. 8 Waveforms of the input and output voltage of the symmetric phase-lead demodulating compensator

ここで述べた対称復調補償回路は、従来から考えられてきた、基本復調補償回路に含まれている制御系にとって余分な成分、すなわち直角成分をほとんど無視することができ、しかも導通角を変えてその特性を大幅に変えることができる。また制御系の設計あるいは

解析は、Fig. 5, Fig. 6 および (8) 式を用いて直流補償と同様の概念で行なうことができる。

さきに述べたように基本復調補償回路の出力電圧は同相成分と直角成分を含んでいる。同相成分については従来から検討されているので、以下直角成分 $v_2(t)$ の計算を同様な方法によって行なうとつぎのようになる。

$$v_2(t) = \sqrt{2} V_2 \cos(\Omega t + \theta) \quad \dots\dots (10)$$

$$\text{ここで、} V_2 = E \{ M_2 - N_2 (1 - e^{-\varphi n T / \pi \alpha \tau}) \} \quad \dots\dots (11)$$

$$\begin{aligned}
 M_2 = & \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{1 + (\alpha\tau\Omega)^2} \left[\frac{\alpha\tau\Omega(1-\alpha)(\sin\theta - \alpha\tau\Omega \cos\theta)}{1 + (\alpha\tau\Omega)^2} \right. \\
 & \times [\cos\theta - \alpha\tau\Omega \sin\theta + \{\tau\Omega \sin(2\varphi + \theta) \\
 & - \cos(2\varphi + \theta)\} e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega}] + \frac{\alpha}{4} [(1 - \alpha\tau^2\Omega^2) \{\cos 2\theta \\
 & - \cos 2(2\varphi + \theta)\} \cdot \tau\Omega(1-\alpha) \{4\varphi \\
 & - \sin 2\theta + \sin 2(2\varphi + \theta)\}] \quad \dots\dots (12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 N_2 = & \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\alpha\tau\Omega(1-\alpha)}{(1 + \alpha^2\tau^2\Omega^2)^2 (1 - e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega})} \{ \sin(2\varphi + \theta) \\
 & - \alpha\tau\Omega \cos(2\varphi + \theta) - (\sin\theta \\
 & - \alpha\tau\Omega \cos\theta) e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega} \} \cdot [\cos\theta - \alpha\tau\Omega \sin\theta \\
 & - \{\cos(2\varphi + \theta) - \alpha\tau\Omega \sin(2\varphi + \theta)\} e^{-2\varphi/\alpha\tau\Omega}] \quad \dots\dots (13)
 \end{aligned}$$

以上の式で示される直角成分は、同相成分とは逆に遅相特性を持っている。前と同様な考えにより、直角成分に対する等価直流回路は Fig. 9 に示すようにな

Fig. 9 The equivalent circuit of the phase-lag component to Fig. 1 (a)

り、等価伝達関数 $G_2(s)$ はつぎのように求められる。

$$G_2(s) = K_2 \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \beta_2 \tau_2 s} \quad \dots\dots (14)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} K_2 &= M_2 - N_2 \\ \beta_2 &= (M_2 - N_2)/M_2 \\ \beta_2 \tau_2 &= \pi \alpha \tau / \varphi \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (15)$$

Fig. 10 は基本復調補償回路の利得定数 $\alpha=0$ ($R_1 \rightarrow \infty$, $\alpha\tau=R_2C_1$)、導通角 $\varphi=\pi/2$ の場合、 θ をパラメータにして、 $\alpha\tau\Omega$ に対する等価利得定数 β_2 と、等価利得 K_2 の計算値を示したものである。直角成分では $\alpha\tau\Omega$ の増加とともに β_2 が直線的に増加し、 K_2

Fig. 10 β_2 and K_2 vs. $\alpha\tau\Omega$ characteristics of the basic phase-lead demodulating compensator for $\alpha=0$ ($R_1 \rightarrow \infty$), $\varphi=\pi/2$ (quadrature-phase component)

がほぼ一定の値となる。Fig. 1 に示す基本復調補償回路の直角成分は遅相特性を持つが Fig. 10 に示すように β_2 が大きく変化するので、遅相形補償回路としては G. J. Murphy らの回路を用いるほうが望ましい⁴⁾。

基本復調補償回路の直角成分の周波数伝達特性の測定結果の一例が Fig. 11 であり、 $\varphi=\pi/2$, $\alpha\tau\Omega=100$ および $\alpha=0$ ($R_1 \rightarrow \infty$, $\alpha\tau=R_2C_1$) で、 $\theta=\pi/18$, $\theta=\pi/6$ [rad] の場合を示す。計算値は (14) 式の等価伝達関数の特性を描いたものであり、両者は良く一致している。

$\theta=\pi/18$ { $\circ$: measured
— : calculated $0.14(1+0.048s)/(1+0.53s)$
 $\times$: measured
--- : calculated $0.35(1+0.023s)/(1+0.53s)$

Fig. 11 Gain and phase angle characteristic of the basic demodulating compensator for $\varphi=\pi/2$, $\alpha\tau\Omega=100$ and $\alpha=0$ (quadrature-phase component)

3. 変調補償回路の特性

前章で述べた復調補償回路は、すべて搬送波を用い

Fig. 12 Phase-lead modulating compensator

る交流自動制御系に関するものである。しかしながら、検出部が直流で操作部が交流の制御系においては、つぎに述べる直流-交流変換回路と、補償回路を1つにした回路を用いることができる。この回路は等価伝達関数で解析するとき、直流補償回路と多少特性が異なるから、筆者らは変調補償回路として考える¹¹⁾。Fig. 12 に示すように、スイッチ S_1, S_2 は、搬送波に同期して 2φ [rad] だけ導通する。前節の解析とまったく同様にして、直流のステップ入力電圧に対する、第 n サイクルの交流の出力電圧の基本波成分の振幅 V_3 を求めると、次式のようになる。

$$V_3 = \frac{2\sqrt{2}\alpha \sin \varphi}{\pi} \left\{ 1 + \frac{1-\alpha}{2\alpha \sin \varphi} \cdot B \cdot \varepsilon^{-\varphi n T / \pi \alpha \tau} \right\} \quad \dots (16)$$

ここで、 $\tau=R_1C_1$, $\alpha=R_2/(R_1+R_2)$, $B=\frac{\alpha\tau\Omega}{1+(\alpha\tau\Omega)^2} \times \{\alpha\tau\Omega \sin \varphi - \cos \varphi + (\cos \varphi + \alpha\tau\Omega \sin \varphi) \varepsilon^{2\varphi/\alpha\tau\Omega}\}$ この変調補償回路の等価回路は、 $\varphi \neq 0$, $\alpha \neq 0$ の場合、Fig. 4 に示したものと同じであり、前節と同様な考えにより等価伝達関数は、

$$G_3(s) = K_3 \frac{1+\tau_3s}{1+\alpha_3\tau_3s} \quad \dots (17)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} K_3 &= 2\sqrt{2}\alpha \sin \varphi / \pi \\ \alpha_3 &= 2\alpha \sin \varphi / [2\alpha \sin \varphi + (1-\alpha)B] \\ \alpha_3\tau_3 &= \pi\alpha\tau/\varphi \end{aligned} \right\} \quad \dots (18)$$

Fig. 13 K_3 and α_3 vs. $\alpha\tau\Omega$ characteristics of the phase-lead modulating compensator

Fig. 13 (a), (b), (c) は、それぞれ $\varphi = \pi/2, \pi/4, \pi/8$ の場合の等価利得定数 α_3 と等価利得 K_3 の計算値を示している。以上の結果、変調補償回路の特性はつぎの点で直流補償回路のそれと異なっていることがわかる。 $\alpha\tau\Omega$ の大きいところでは、 α と α_3 はほとんど一致するが、導通角を減少するとき、 K_3 はその正弦関数で減少し、等価時定数 τ_3 はその逆比例で増大する。これは導通角を狭めれば、直流補償回路に比べて格段に大きい時定数を持った補償回路が得られることを意味する。Fig. 14 は変調補償回路の周波数伝

$\alpha = 0.1$ { $\circ$: measured
— : calculated $0.09(1+5.3s)/(1+0.53s)$ }
 $\alpha = 0.2$ { $\times$: measured
--- : calculated $0.18(1+2.63s)/(1+0.53s)$ }

Fig. 14 Gain and phase angle characteristic of the modulation compensator for $\alpha\tau\Omega = 100$ and $\varphi = \pi/2$

達特性の測定結果を示し、実線および破線は等価伝達関数の計算値である。

4. 対称復調補償回路の交流自動制御系への応用

さきに解析した進相形の対称復調補償回路を用いて、交流自動制御系のステップ応答を改善する方法、および対称復調補償回路の定数決定について述べる^{10), 12)}。

Fig. 15 (a) は実験を行なった位置制御系の構成図であり、この系は交流自動制御系である。またこの系のブロック線図は同図 (b) のようである。したがって、補償を行なわない場合のこの系の伝達関数は次式である。

$$G(s) = \frac{200}{s(1+0.075s)(1+0.0165s)} \quad \dots\dots (19)$$

上式の伝達関数を持った系の進相補償要素としては、つぎの伝達関数で表わされるものが望ましい¹³⁾。

$$G_c(s) = 0.15 \frac{1+0.06s}{1+0.009s} \quad \dots\dots (20)$$

このような等価伝達関数を持つ対称復調補償回路は、Fig. 5 または (8) 式を用いて任意に決定することができるが、たとえば、 $\alpha_1 = 0.15$, $\alpha_1\tau_1 = 0.009$, $\Omega = 120\pi$ (60 Hz) とすれば、Fig. 5 より $R_1 \rightarrow \infty$ で $\varphi = 3\pi/7$ を得る。したがって、復調補償回路は一例として、 $C_1 = 0.005 \mu\text{F}$, $R_2 = 800 \text{ k}\Omega$ となる。このとき等価伝達関数は、

$$G_{ca}(s) = 0.08 \frac{1+0.06s}{1+0.009s} \quad \dots\dots (21)$$

となり、系の利得が変化するので前置増幅器で調整する必要がある。また、復調補償回路の出力波形は Fig. 2 に示したように多くの高調波成分を含むから、

- (1) pre-amplifier
- (2) symmetric phase-lead demodulating compensator
- (3) filter and power amplifier
- (4) 2-phase servomotor
- (5) gear and potentiometer

(b) block diagram

Fig. 5 The AC carrier control system using the symmetric phase-lead demodulating compensator

(a) uncompensated

(b) linear compensated

Fig. 16 Transient responses of the error voltage for a step change of the reference input

直列に適当なフィルタをそう入するほうが望ましい。

Fig. 16 は、系のステップ応答のオシログラムを示し、(a) は補償のない場合、(b) は対称復調補償回路で補償した場合の応答である。このように系の特性は、対称復調補償回路を用いることによってかなり改善することができる。

5. む す び

交流自動制御系の直列補償回路である進相形の復調補償回路の解析および実験結果について述べた。復調補償回路はスイッチの動作によりその特性が著しく変化したが、等価な直流の補償回路を用いて考えると、制御系の設計や解析を簡単に行なうことができる。

従来から考えられていたスイッチが任意の導通角を持つ復調補償回路では、出力電圧の搬送波の位相が入力電圧の搬送波の位相に対してずれる欠点があったが、筆者らの提案したスイッチの導通角を搬送波の最大値を中心として対称にする対称復調補償回路は、この欠点を極力少なくしたものである。その特性は、利得定数 α 、定時数 τ 、あるいは導通角 ϕ を適当に定めて、任意に選ぶことができる。この対称復調補償回路の解析で求めた等価伝達関数と実験で求めた特性は良く一致しており、また実際の交流制御系に適用した場合も設計どおりに補償することができた。

最後に、本文で述べた対称復調補償回路の特徴をまとめるとつぎのとおりである。

- (1) 搬送波の直角成分が無視できる。
- (2) 回路定数を一定にして、導通角 ϕ の変化により補償特性を大幅に変えることができる。
- (3) 搬送波の周波数変動によって、補償特性はほとんど変わらない。
- (4) 任意の特性を持つ補償回路が得やすい。
- (5) 系の設計や解析が直流制御系の場合と同様の

簡単さで行なえる。

参 考 文 献

- 1) K. A. Ivey : A-C Carrier Control Systems, John-Wiely & Sons (1964)
- 2) H. Chestnut and R. W. Mayer : Servomechanisms and Regulating System Design, Vol. II, John-Wiely & Sons (1956)
- 3) A. Knox and G. J. Murphy : A Method for the design of phase-lead demodulating compensators for use in carrier control systems, Technical Paper (1963), Joint Automatic Control Conference, University of minnesota, p.387~397
- 4) G. J. Murph and A. Knox : A Method for the Design of a Phase-Lag Demodulating Compensator for Use in Carrier Control Systems, I. E. E. E. Appl. & Ind, 83-73, 252/257 (July-1964)
- 5) G. J. Murphy and J. F. Egan : The Analysis of Demodulating Compensating Networks, I. R. E. Trans. AC-4, p.71~79 (1959)
- 6) G. Weiss : Synchronous Networks, I. E. E. E. Trans. AC-7, p.45~54 (1962)
- 7) E. V. Bohr : A Simple Method for the Analysis of Demodulator Compensating Networks, I. R. E. Vol. CT-8, p.306~311 (Sept-1961)
- 8) 津村 : 交流サーボ系 RC 同期補償要素, 制御工学, 7-4, 209/216 (1963)
- 9) 奥田・建部・宮道 : 交流自動制御系の復調補償回路について, 第9回学術講演会論文集, No.204, JAACE (1965-6)
- 10) 建部・宮道・奥田 : 復調補償回路とその交流自動制御系への応用, 第9回自動制御連合講演会論文集, No.229 (1966-10)
- 11) 建部・奥田・宮道 : 交流自動制御系の変調補償回路について, 計測自動制御学会第6回学術講演会, No.408 (1967-10)
- 12) 建部・宮道・奥田 : 交流自動制御系の一補償法, 電気四学会連合大会, No.2683 (昭 42-4)
- 13) 伊沢 : 自動制御入門 (オーム社-昭 39)