

カーステレオ用トランジスタ制御マイクロモートル

Micro-motor with Transistor Control for Car Stereo Recorder

関 敏 夫*
Toshio Seki

大 西 和 夫**
Kazuo Onishi

高 橋 正**
Tadashi Takahashi

要 旨

カーステレオ用マイクロモートルの回転数制御方式について、従来の接点式ガバナ使用のものをトランジスタ制御により無接点化し、その問題となる特性を改良し実用に供した。

1. 緒 言

カーステレオの駆動用として超小形直流電動機（マイクロモートル）が使用されている。従来これらの速度制御には遠心力を利用した接点式ガバナが使用されていたが、接点の接触不良や摩耗のため寿命が短く信頼性が低かった。これらの問題を解消するために無接点速度制御が以前より考えられていたが、価格が高く一般には使用されなかった。しかしながらカーステレオのように出力が大きいマイクロモートルでは無接点化が急務とされていた。筆者らは無接点式ガバナの開発に当たり、原理と応用面での問題について解明し実用に供した。

2. 構造と制御方式

カーステレオ用トランジスタ制御マイクロモートルの構造は、図1、図2に示すように、モートル出力軸に直結されたACタコジェネレータ（以下 T.G という）を備えた構造と、別に速度制御回路をもつ部分に分れる。図3はカーステレオに組込まれた外観である。本装置において、低価格で製作できる制御方式としては図4に示すように T.G の発生電圧を整流平滑して増幅する電圧制御方式と、図5に示すように T.G の発生電圧を整流平滑し、これを増幅部のバイアスと逆に動作させるようにした分流制御方式が考えられる。この両者の相違はアンプに入る前に信号を反転するか、アンプの中で反転するかの違いであるので負荷特性はほとんど変わらない。しかし温度特性に大きな差が現われる。図4の回路ではダイオード D_1 とトランジスタ Tr_1 のベース・エミッタ電圧の温度変化は相加するように動作するのに対して、図5の回路ではダイオード D_1 の電圧変化はトランジスタ Tr_1 のベース・エミッタ間の電圧変化を打消すように動作するため温度特性がすぐれている。そのほか制御方式には T.G を使用した周波数制御方式、また、モートル自身の逆起電力を検出して制御するブリッジ制御方式があり、前者は価格的に、後者は整流寿命の点で難点がある。そこでカーステレオ用マイクロモートルの制御回路方式として分流制御方式を採用した。

3. 分流制御形トランジスタガバナ

図5で動作原理を説明すると、 Tr_1 のベースにはツェナーダイオード D_2 で一定になった電圧が抵抗 R_1 、および可変抵抗 Rv の一部を通して順方向に加えられている。さらにベースには電動機の回転数に比例して T.G に発生される交流電圧がダイオード D_1 およびコンデンサ C で平滑されて、逆方向に加えられる。このためツェナーダイオード D_2 より供給された電流は Tr_1 と T.G に分流され、回転数が上昇して T.G の発生電圧が増すと Tr_1 のベース電流が少なくなって、 Tr_1 は導通しなくなり、終段トランジスタ Tr_3 も不導

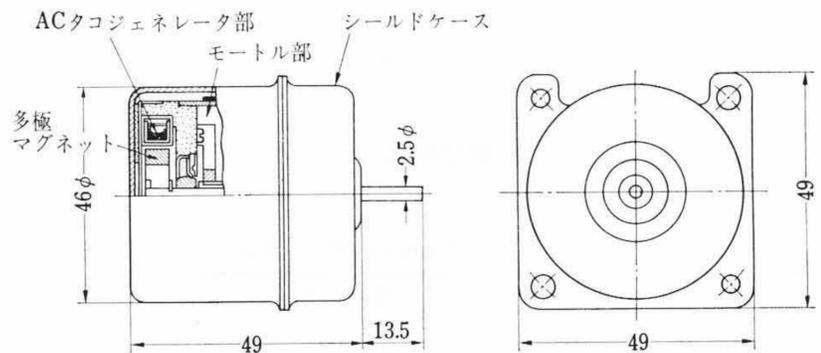


図1 カーステレオ用マイクロモートル構造図

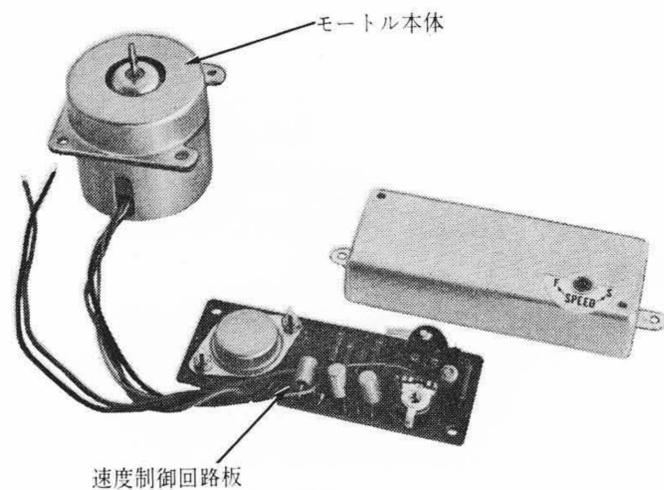


図2 速度制御回路部とモートル本体

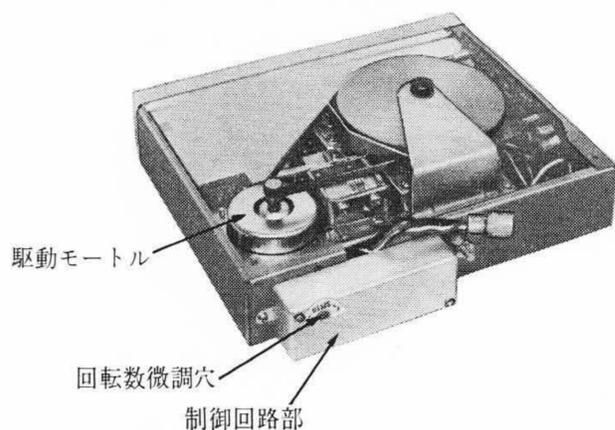


図3 カーステレオの構造

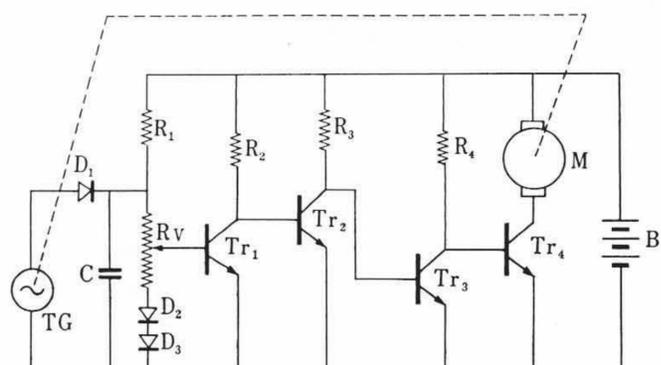


図4 整流電圧制御回路

* 日立製作所多賀工場

** 日立製作所日立研究所

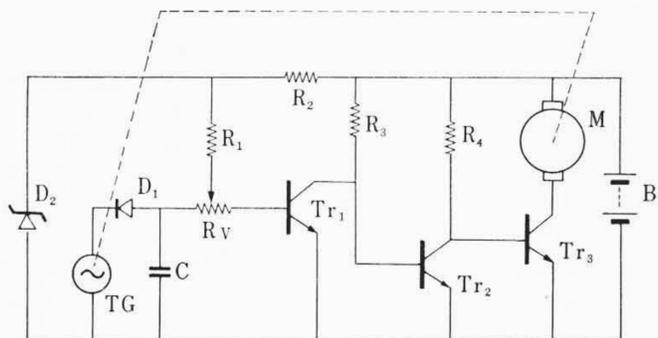
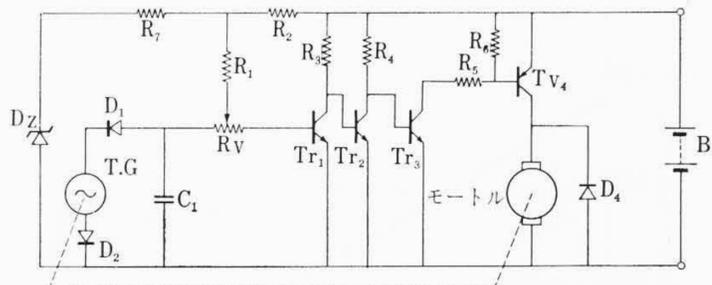


図5 分流制御形回路



R: 抵抗, D: ダイオード, Tr: トランジスタ, C: コンデンサ
B: 電源, T.G: タコジェネレータ, Dz: ツェナーダイオード

図7 速度制御回路

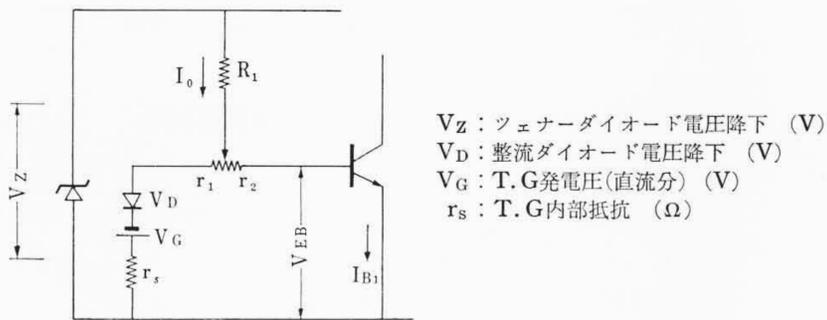


図6 検出部等価回路

通となって電動機を減速する。逆に電動機が減速されると Tr_1 のベース電流が増加し Tr_1 Tr_3 の導通度が大きくなって電動機は加速する。この動作の繰返しにより電動機は定速に保たれる。電動機の手速度は可変抵抗 Rv を加減して分流の割合を変えることによって任意に変速できる。検出部の動作を解析すると、T.G. の整流平滑電圧を V_G とし、内部抵抗を r_s とすると図6のような回路となりこれより次式が成立する。

$$V_Z = I_0 \cdot R_1 + r_2 \cdot I_{B1} + V_{EB} \dots \dots \dots (1)$$

$$r_2 \cdot I_{B1} + V_{EB} = -V_G + V_D + (I_0 - I_{B1})(r_1 + r_s) \dots \dots \dots (2)$$

I_{B1} は

$$I_{B1} = \frac{-\frac{R_1(V_G - V_D + V_{EB})}{r_1 + r_s} + (V_Z - V_{EB})}{\frac{R_1}{r_1 + r_s}(r_1 + r_2 + r_s) + r_2} \dots \dots \dots (3)$$

ここで増幅部の増幅率が非常に高いものとして I_{B1} が無視できるほど小さいと仮定すれば、(3)式の分子=0として V_G は、

$$V_G = \frac{r_1 + r_s}{R_1} (V_Z - V_{EB}) + V_D - V_{EB} \dots \dots \dots (4)$$

一方、T.G. の整流電圧 V_G は回転数 N に比例する量なので、比例定数を K_G とし、

$$V_G = K_G \cdot N \dots \dots \dots (5)$$

(4)(5)式から

$$N = \frac{r_1 + r_s}{K_G R_1} (V_Z + V_{EB}) + V_D - V_{EB} \dots \dots \dots (6)$$

ここでダイオードの順方向電圧 V_D とトランジスタのベース・エミッタ間ダイオードの順方向電圧 V_{EB} はほぼ等しいことから、 $V_D - V_{EB} \approx 0$ となる。ツェナー電圧 V_Z に比べ V_{EB} は小さい値なので $V_Z - V_{EB} \approx V_Z$ とすると(6)式はさらに近似的に次のようになる。

$$N \approx \frac{r_1 + r_s}{K_G R_1} \cdot V_Z \dots \dots \dots (7)$$

図5と(7)式から設定回転数は可変抵抗器 r_1 , 抵抗 R_1 を変化させることにより容易に変更できる。また V_D , V_{EB} の温度に対する変化値はほとんど等しく、 V_Z と V_{EB} についても同じ温度変化になるよう選ぶことにより(6)式から回転数は温度変化に対して安定な回路となる。次に増幅部はトランジスタ Tr_1 , Tr_2 , Tr_3 の順次逆動作によりモートルを回転制御する。

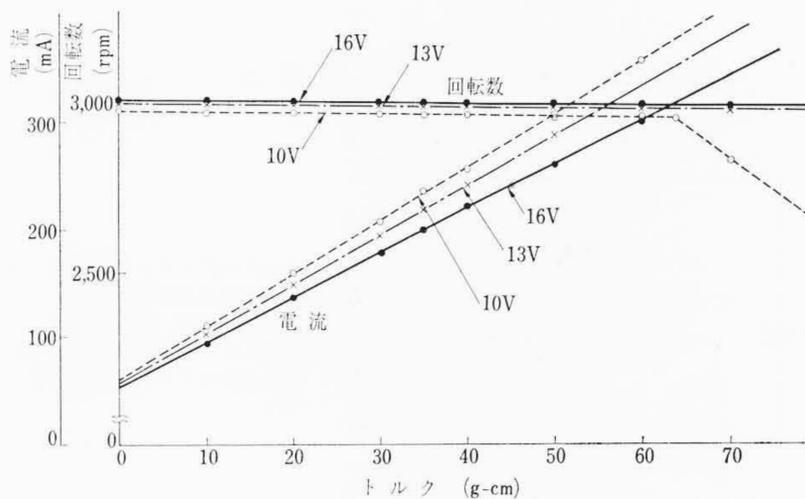


図8 負荷特性曲線

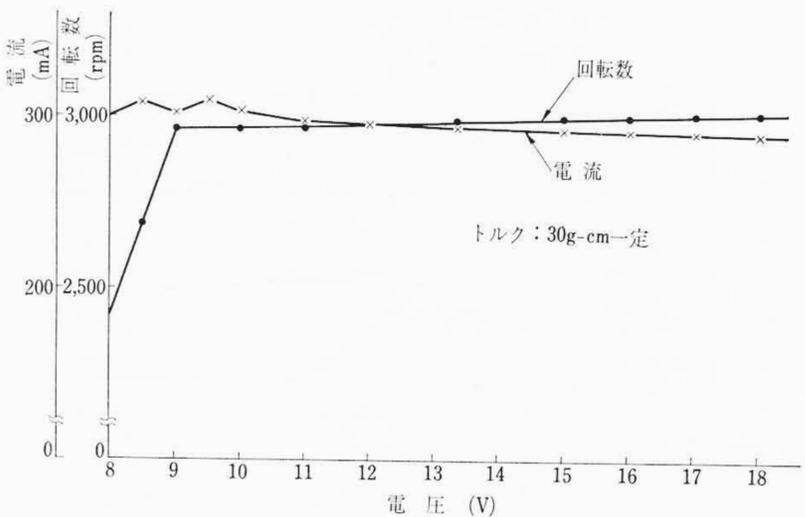


図9 電圧特性曲線

本回路方式の特長は次のとおりである。

- (1) T.G. の発生電圧に関係なく抵抗値の変更によって任意の設定速度を得ることができる。
- (2) T.G. 発生電圧が小さく、小形化が可能である。
- (3) 変速が簡単で容易に多段速度の回路を実現できる。
- (4) 温度特性がよい。

4. カーステレオ用マイクロモートルの特性

図7にカーステレオ用マイクロモートル制御回路を示す。図8はモートルの負荷曲線、図9は電圧特性曲線を示したものである。機械ガバナと比べ特に問題となる点を以下に述べる。

4.1 温度補償

T.G. 回転子には多極着磁 (24 pole) されたBaフェライトを使用しているため図10に示すように温度が上がると磁石の磁束が低下し、T.G. の出力電圧が低下する。したがって温度が変わればT.G. の発生電圧が変化するため、正常な動作をしている制御回路は回転数が変わったものとして、T.G. の発生電圧がもとの基準値になるように動作するので温度とともに回転数が変わる結果となる。これを補償するために、T.G. の温度に対する電圧変化と同じに温度に対して

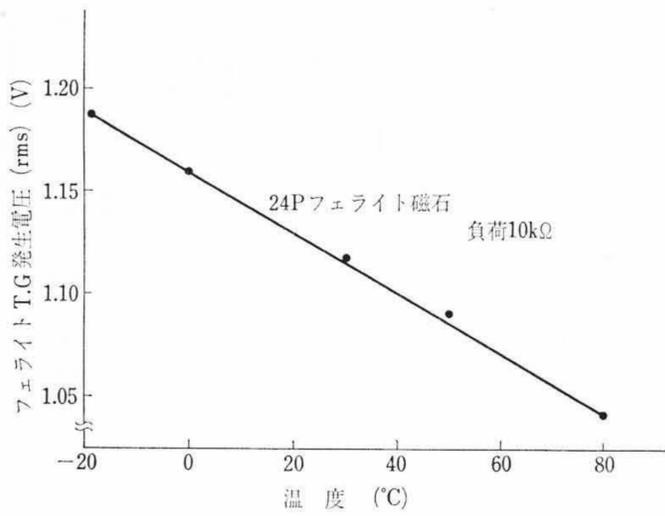


図10 T.Gの温度特性

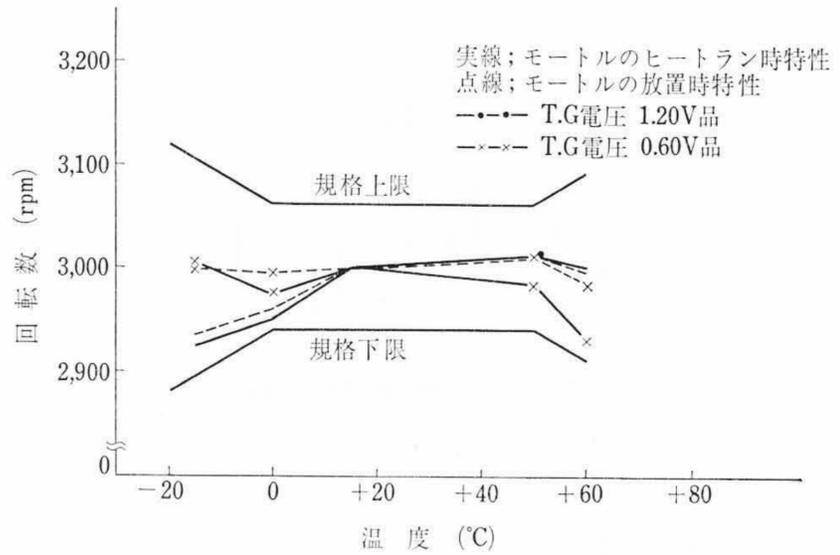


図13 カーステレオ用モータの温度特性

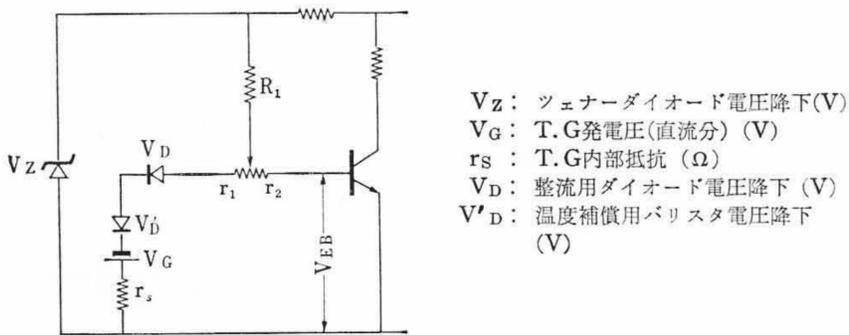


図11 検出部等価回路

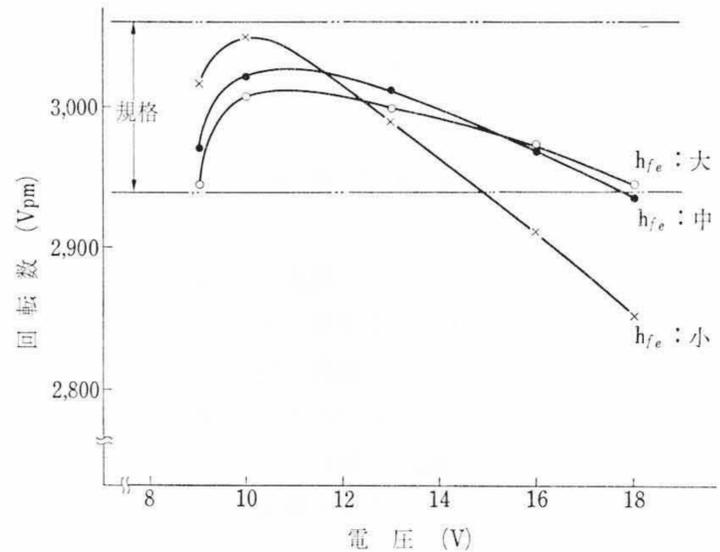


図14 初段トランジスタ Tr_1 の h_{fe} による電圧特性曲線

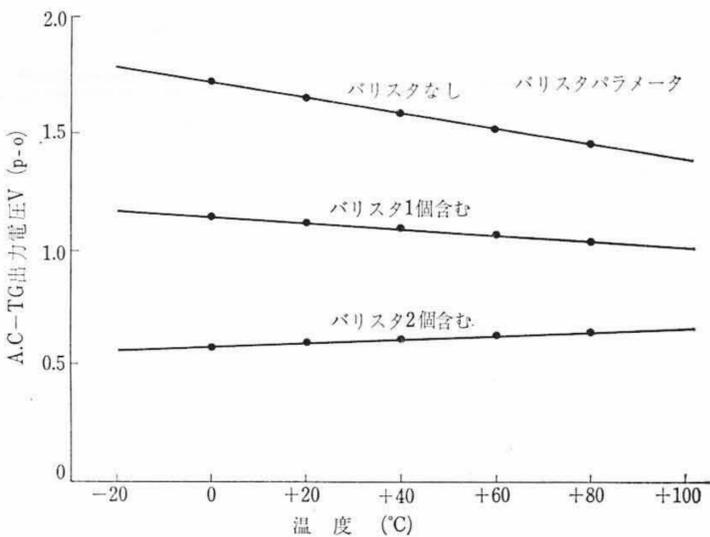


図12 温度に対するT.Gの出力電圧変化 (at 3,000 rpm)

基準電圧を変化させる方法をとれば温度に対する変化が相殺されて補償することができる。図11に示した回路によって次の式が導かれる。

ただし、簡単のため整流リップルを無視して直流分だけとする。

$$V_G = \frac{r_1 + r_s}{R_1} (V_Z - V_{EB}) - V_{EB} + V_D + V_{D'} \dots (8)$$

実際には $V_Z \gg V_{EB}$ から

$$V_G = \frac{r_1 + r_s}{R_1} V_Z + V_D + V_{D'} - V_{EB} \dots (9)$$

ここで各電圧の温度に対する変化分を $\Delta V_G, \Delta V_Z, \Delta V_D, \Delta V_{D'}$ とすれば次式が成立し、温度に対し変化を受けない。

$$\Delta V_G = \frac{r_1 + r_s}{R_1} \Delta V_Z + \Delta V_D + \Delta V_{D'} - \Delta V_{EB} \dots (10)$$

$\Delta V_D \approx \Delta V_{EB}$ であり、ツェナー電圧として温度係数の小さいものを使用し、 $(r_2 + r_3)$ を R_1 に比べて小さく選んで、 $\frac{r_2 + r_3}{R_1} \Delta V_E \ll \Delta V_{D'}$ とすると、

$$\Delta V_G = \Delta V_{D'} \dots (11)$$

(11)式が成立すれば温度補償ができる。

このことから温度補償用ダイオード(バリスタ)の数に見合っ温度こう配が最適となるようなT.Gの巻数を選定すればよいことが推察できる。その関係を示したのが図12である。T.G出力電圧が0.6~1.2V (peak to 0)になるようT.G巻線を選定した。また制御回路部分の温度補償と見合せて2個ダイオード(バリスタ)を接続し、さらに(6)式において、ダイオード電圧 V_D とトランジスタ Tr_1 のベース・エミッタ間電圧 V_{EB} は温度に対して同じように変化するので打ち消し合うが、第1項の V_{EB} はツェナー電圧 V_Z と温度特性が一致しないことが多い。また、トランジスタの増幅特性も温度によって影響をうけるので全体として温度補償を行なう必要がある。すなわち、初段の Tr_1 は温度とともに回転数を上昇せしめるため、整流用ダイオードに直列に、1個のダイオード(バリスタ)をそう入し、温度が上りバリスタの電圧が下がると、 Tr_1 のベース電流 I_{B1} は減少し、モータの回転数を下げるように働く。したがって温度補償ができる。図7の制御回路による温度特性を示したのが図13である。

4.2 電圧補償

図5と(3)式で I_{B1} を省略し(6)式あるいは(7)式では回転数は電源電圧の影響を受けないことになっているが、実際には I_{B1} が流れ、これとモータの動作の間には増幅部の特性が関係するので、電源電圧によって回転数が変化する。そこでこの変化を小さくする補償が必要となる。図5の回路で電源電圧が変化した場合、 Tr_1 のベース電流はツェナー電圧が一定であるから電源電圧が変化しても変わらない。しかし Tr_1, Tr_2, Tr_3 の各トランジスタは多少電圧によって電流が変わるためトランジスタの動作状態が互いに電圧変化を相殺するように R_1, R_2, R_3 を選ぶ必要がある。また増幅率によって

も図14のように変化し、電圧補償を行なうことができる。

4.3 回転数調整範囲

トランジスタ制御にすることで回転数の微調整がモートル外部で簡単に、半固定抵抗器 (r_1+r_2) の調整により自由に変更されるという利点がある。しかしこの回転数の微調も半固定抵抗器の値の選びかたで、わずかの回転角度で回転数が大幅に変化するので目標回転数の設定が困難になる。回転数の設定のばらつきの原因には T.G 出力電圧があり、このばらつきを効果的に押えるには

- (1) 多極マグネットの総磁束量のばらつき低減
- (2) 多極マグネットを検出鉄心の空げきのばらつき低減
- (3) 温度補償用バリスタの順方向電圧降下のばらつき低減

以上の要因を検討し、図7のように半固定抵抗器を2個使用して効果をあげた。

5. 結 言

カーステレオ用トランジスタガバナ方式についてまとめると次のようになる。制御回路方式として分流制御形トランジスタガバナ方式を採用し、温度補償、電圧補償、回転数調整範囲などの問題点を解明し実用に供したことである。今後さらに温度特性のよい T.G 用多極マグネットの製品化と信頼性の高い製品応用を考えたい。



特 許 の 紹 介



特許第515174号 (特公昭42-21137号)

本名孝男

多 段 整 定 形 限 時 継 電 器

この発明は直流の多段整定形の限時継電器に関するものである。従来のこの種多段整定形限時継電器は強制復帰回路2、限時回路3、インピーダンス変換回路4、検出回路5、およびスイッチ回路6を有しているため、その構成部品は単独の限時継電器を構成する数の段数倍で決定されるので多段整定形としたことにより構成部品の減少は望まれないのはもちろん、限時整定にあたり、すべて限時は積重ね方式となるゆえ個々の段の特性がすべての段に影響を及ぼし、好ましくないと同時に各段について独立した整定ができないという欠点をもっている。独立した整定を行なうためには、おのおの単独の限時継電器を同時に駆動せねばならないが、この方法では経済的に得策でないという欠点がある。

この発明はこれらの欠点を改良するもので、図1において強制復帰回路2、限時回路3、およびインピーダンス変換回路4を1個とし各段の限時継電器に共通に関与せしめ、検出回路5、スイッチ回路6および出力用補助継電器 $R_{y1} \sim R_{y3}$ はおのおのその段数に応じた数の回路を設けたものである。強制復帰回路2、限時回路3およびインピーダンス変換回路4は各段に共通に関与せしめるものであって、外部接点Aが閉路し、継電器1に所期の電圧が印加されると限時回路3の出力が時間とともに変化し、その出力がインピーダンス変換回路4の入力信号として導入される。インピーダンス変換回路4の出力は限時回路3の出力と比例し、その出力に対し各段の検出回路5の検出レベルを目的の値に整定しておけばインピーダンス変換回路4の出力がおのおのの検出レベルに達したとき、検出回路5より出力を生ぜしめ、この出力で各段スイッチ回路6を駆動し、各段の出力用補助継電器 R_{y1} を励磁し、各段の出力端子より所期の出力を導出せしめ多段整定形継電器としての動作を完了する。動作完了後外部接点Aが開路し、入力端子 S_1, S_2 に電圧が印加されなくなると強制復帰回路2により限時回路3の出力をすみやかに放電せしめ次期動作に備えるようにしたもので、この発明によれば強制復帰回路2、限時回路3、インピーダンス変換回路4を各段に共通に関与せしめ得るので、構成部品が少なくなると同時に各段の限時 T_1, T_2, T_3 はそれぞれ各段に設けた可変抵抗 VR_2 の設定により独立して、限時整定が可能となるので段間相互に影響を与えることなく、しかも最大限時の設定としての可変抵抗 VR_1 の電圧 E_{VR1} は図2(b)に示すように $E_{VR1} \sim E_{VR1}'$ に至る間は連続可変に変更できるので最大限時を任意に整定しかつ各段の限時継電器の動作値を最大

限時に対し、同一パーセントの値にて動作させることができるという特長がある。(西宮)

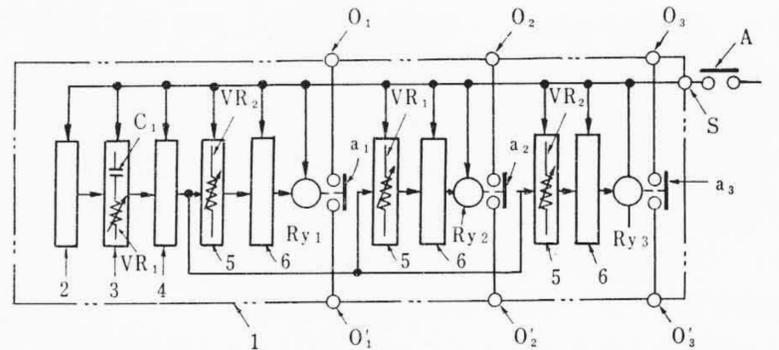


図 1

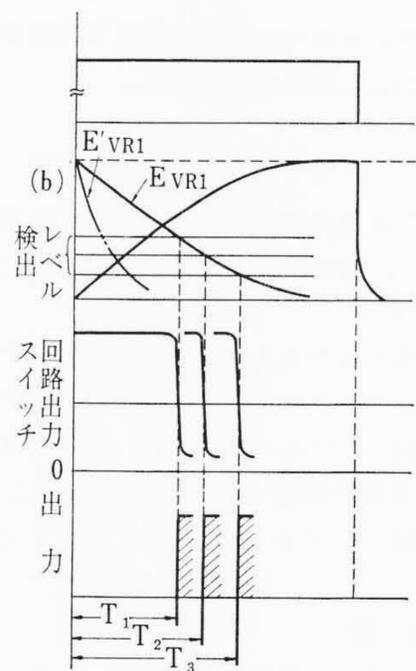


図 2