

単相誘導電動機速度制御法の考察 (半導体による扇風機速度制御)

Studies on Speed Control Methods of Single Phase Induction Motors
(Speed Control of Electric Fans by Using Semiconductors)

林 精 一* 池 田 隆 寿*
Seichi Hayashi Takatoshi Ikeda

要 旨

単相誘導電動機速度制御法の一つとして半導体による扇風機速度制御法を考察した。とくにサイリスタなどの流通角制御方式にみられる波形ひずみによる騒音、雑音を避けるため、半導体制御素子にパワートランジスタを用い、また起動特性の低下を防ぎ、低速回転時の安定性を向上するために回転速度を検出して制御部に帰還する方法を検討した。この結果、騒音、雑音がなく、起動特性も良好で、300~1,350 rpm にわたって安定な運転特性を示す扇風機を得ることができた。

1. 緒 言

単相誘導電動機は一般家庭用電気機器に広く大量に使用されており、最近これに高度の自動制御を適用するようになってきている。一方半導体制御素子は製造技術が向上し、価格的にも一般に普及可能な段階に達してきた。これらが相まって電動機速度制御に半導体素子を使用する例が増してきているが、その多くはサイリスタなどによる流通角制御方式であるため、波形ひずみに起因する騒音および雑音(電波障害)が発生しやすいという問題があった。本報では騒音、雑音に関してとくにきびしい家庭用扇風機をとりあげ、パワートランジスタを用いて速度制御を行なった結果について述べる。

2. 扇風機用誘導電動機として要求される特性

2.1 騒音および雑音の少ないこと

扇風機を速度制御する際、誘導電動機の固定子鉄心、回転子鉄心に脈動する磁気力が機械的な振動を誘発し、磁気音として騒音が発生する。したがって電磁気的に高調波成分を少なくする方式をとらなければならない。また誘導電動機を速度制御することによって発生する高調波成分が有害な雑音となることも考慮しなければならない。

誘導電動機速度制御方式を大別すると

- (a) 誘導電動機特性調整法(巻線変換⁽¹⁾、極数変換)
- (b) 誘導電動機入力調整法(振幅制御、位相流通角制御⁽²⁾、断続制御)
- (c) 誘導電動機出力調整法(ブレーキ制御)
- (d) そのほか(電源周波数変換など)

のようになる。本報においては扇風機速度制御法としてパワートランジスタによる入力調整法をとりあげているが、つぎに流通角制御と比較した振幅制御の特質について述べる。

流通角制御方式の制御素子として用いるサイリスタは大容量でも製造が比較的容易で小形軽量である。また制御においてあまり熱発生がなく効率が良い点など、すぐれた点が多い。しかしながら波形ひずみによる磁気音および雑音が発生し、この対策は相当困難である。

これに対し振幅制御方式の制御素子として用いるパワートランジスタは、電力、電圧が大きくなるにしたがって製造がむずかしくなり、現段階において商用電源用として十分余裕のある素子は少ない。一方原理的には波形ひずみを発生しないために磁気音および雑音は

* 日立製作所多賀工場

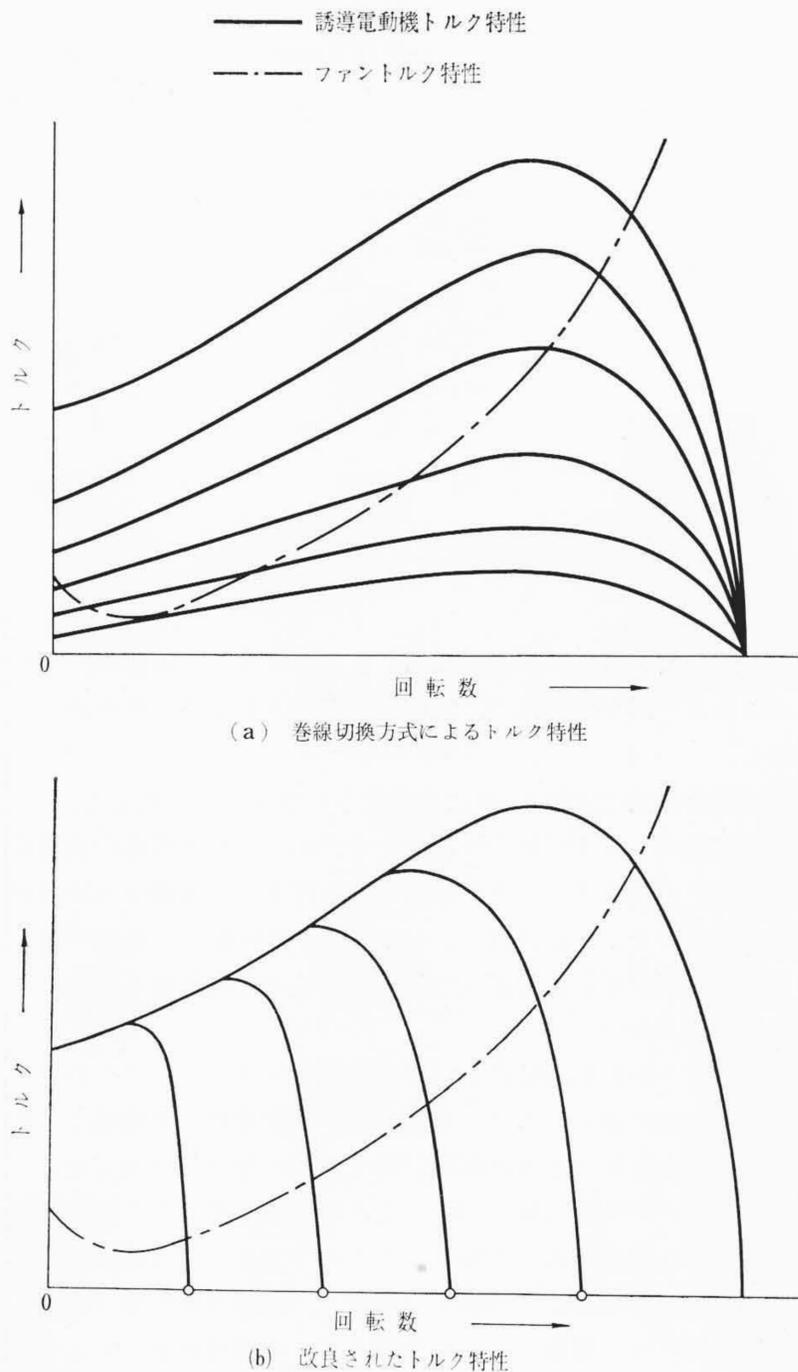


図1 単相誘導電動機トルク特性

問題がない。

のちに詳述するが家庭用扇風機に用いている誘導電動機の容量はとくに問題となるほど大きくはなく、その制御法としては振幅制御方式が適している。

2.2 低速の安定性および起動トルク

現在家庭用扇風機の回転数は、誘導電動機の巻線をきりかえることによって、最高約 1,350rpm から最低約 700rpm まで変えている。

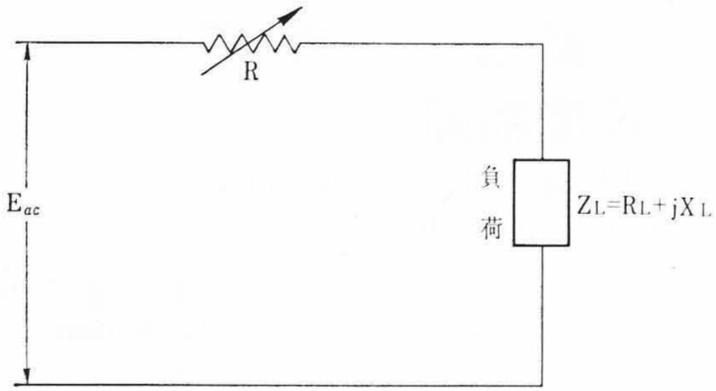
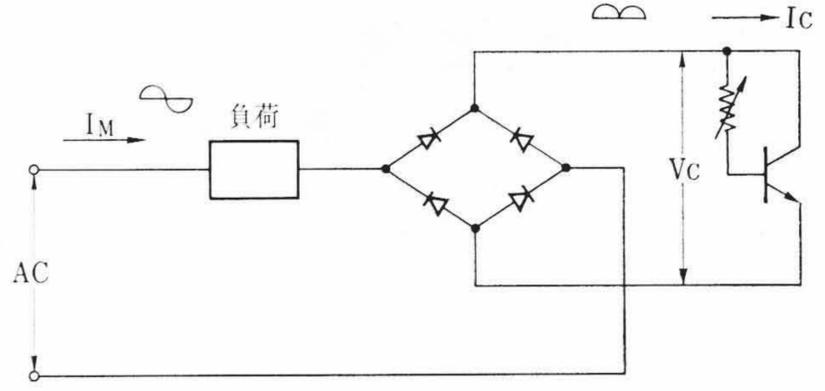
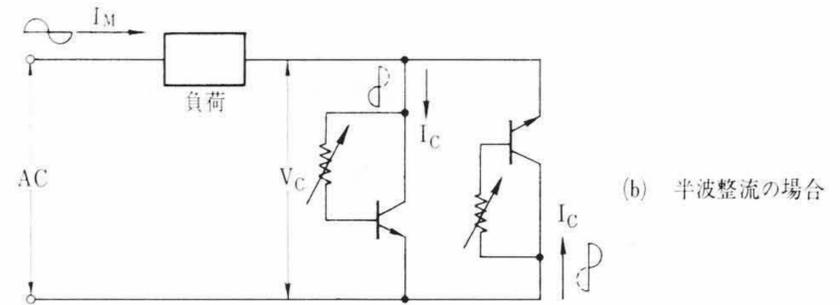


図2 可変抵抗器による誘導電動機入力の振幅制御

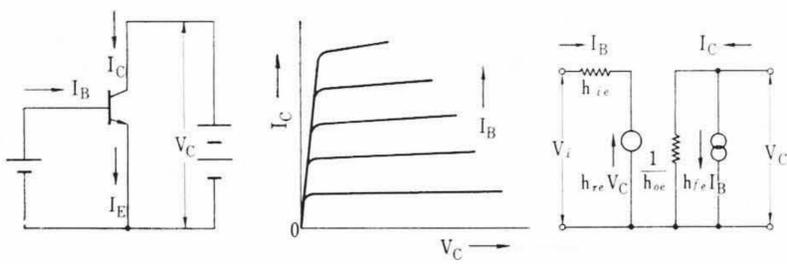


(a) 全波整流の場合



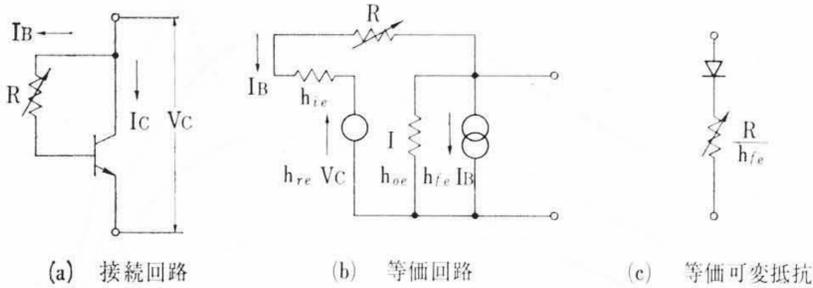
(b) 半波整流の場合

図5 パワートランジスタによる誘導電動機の制御回路



(a)エミッタ接地トランジスタの接続 (b)トランジスタ静特性 (c)トランジスタ等価回路

図3 トランジスタ回路と特性



(a) 接続回路 (b) 等価回路 (c) 等価可変抵抗

図4 可変抵抗素子としてのトランジスタ回路

しかし回転数をさらに一段下げることができれば、就寝中でも微風にふれることができるので、家庭用扇風機としての効用を増すことになる。

巻線切換方式では図1(a)に示すように低速になるにしたがって、誘導電動機のトルクが減少する。そのため、回転機構部の負荷変動や電源電圧が低下することを考慮すると現在の扇風機ファンの最低回転数以下のタップを設けることは不安定な回転や、起動不能を生ずるおそれがある。したがって現状の方式では回転数を極端に下げることにはできない。

以上のことから低速時においても起動トルクが小さくならず、回転数が設定値に達したとき、負荷変動や電源変動に無関係に、常にその回転数を確保する速度制御回路を適用しなければならない。この場合のトルク曲線は図1(b)のようになるはずで、これはつぎに述べるような帰還方式で実現することができる。すなわち、誘導電動機の回転数を検出して制御部へ帰還し、帰還された量と設定した回転数に対応する基準入力とを比較し、この信号の差が0となるように入力電圧を変え、常に回転数を設定値に保つようにして安定化をはかる。この際起動時にはいかなる設定回転数の場合でも、電源電圧がそのまま誘導電動機に印加するようにはできるので、起動トルクの低下も生じない。

3. パワートランジスタの基本回路

3.1 トランジスタ可変抵抗器

振幅制御による速度制御法は、基本的には図2に示すように誘導電動機負荷に対して直列に接続した抵抗を変化させ、誘導電動機の

入力を振幅制御させる方法である。ここでは可変抵抗器としてパワートランジスタを用いることによって、電気的制御を容易にすることができる。

振幅制御に用いるトランジスタはコレクタ・エミッタ間の供給電圧 V_C 自身が周期的に変化して供給されるため、図3(b)に示すように I_B を直流の一定値とすれば、通常動作範囲においては供給電圧 V_C に対して定電流特性を有し、非直線性を示すことになるため純抵抗素子とはならない。したがって誘導電動機の入力波形にはかならずひずみを発生するが、これを防ぎ、トランジスタ供給電圧 V_C の変化に対して、供給電流 I_C の変化が直線的であるためには信号電流 I_B が供給電圧 V_C と同期しなければならない。このための結線は図4(a)で、図4(b)の等価回路より等価抵抗 R_{eq} は

$$R_{eq} = \frac{V_C}{I_C} = \frac{1}{h_{fe} \frac{1-h_{re}}{R+h_{ie}} + h_{oe}} \dots\dots\dots (1)$$

ここで一般には $1 \gg h_{re}$ でありさらに実際の使用状態では $R \gg h_{ie}$, $h_{fe} \gg R h_{oe}$ の関係にあるので、

$$R_{eq} \approx \frac{R}{h_{fe}} \dots\dots\dots (2)$$

となる。したがって図4(c)に示すようにトランジスタのコレクタ・エミッタ間の二端子回路はコレクタ・ベース間にそう入された抵抗 R に比例して変化する可変抵抗 R/h_{fe} とみなされる。

つぎにこのトランジスタによる可変抵抗素子を交流回路に用いる場合の接続方法は図5(a),(b)などの例が考えられるが、ここでは電気的制御の簡単な図5(a)の回路を採用している。

3.2 トランジスタの仕様

抵抗値によって扇風機の回転数と抵抗の端子電圧および消費電力がどのように変化するかを図6に示す。この誘導電動機において、回転数を300rpmまで低下するには、抵抗値は260Ωで、抵抗端子電圧は最大値91V、抵抗消費電力は17Wである。これよりトランジスタのコレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} はトランジスタの信頼性、電源電圧変動を考慮して145V程度以上をみななければならない。

またトランジスタのコレクタ損失は電源電圧の変動を考慮すると最大約19.5Wとなる。日立製パワートランジスタでは、2SC679を2個並列接続すれば十分である。

並列回路では電流分担が問題になるが、おのおののトランジスタ

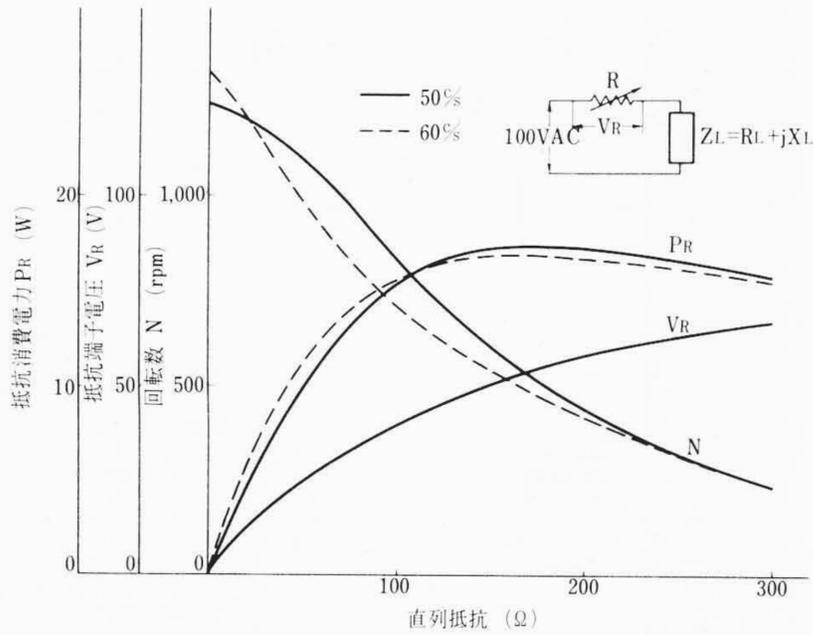


図6 直列抵抗を変化した場合の回転数, 抵抗端子電圧, 抵抗消費電力(ファン付)

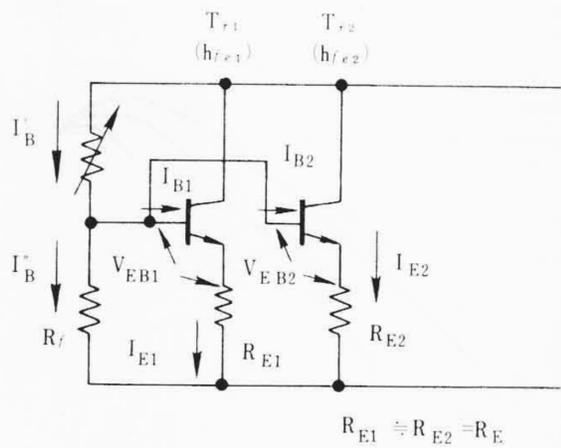


図7 並列接続の電圧電流記号

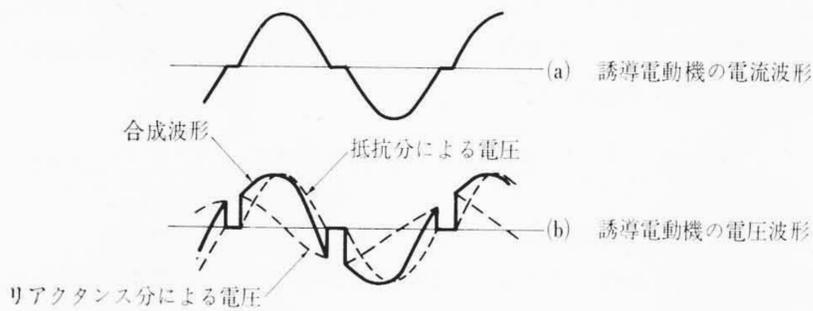


図8 誘導電動機の電流電圧波形

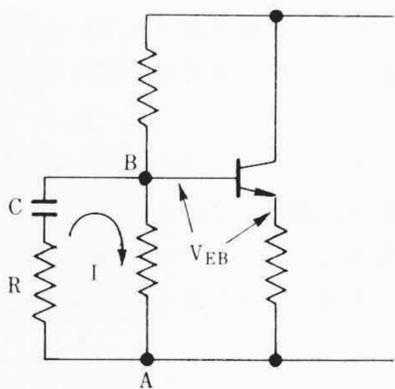


図9 トランジスタの V_{EB} の影響を補償する方法

のエミッタに抵抗 R_E を等しくそう入すれば, おたがいに電流帰還がかかり, このときの各トランジスタの電流分担の割合は図7において

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = 1 + \frac{V_{EB2} - V_{EB1}}{R_{E1} \cdot I_E} \dots\dots\dots (3)$$

で示され, トランジスタのエミッタ・ベース間電圧 V_{EB} のバラツキ

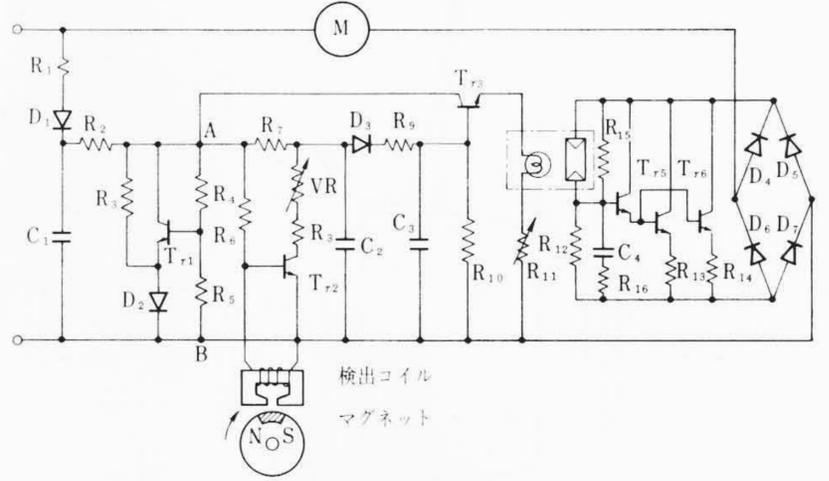


図10 Cds 複合素子を用いた帰還制御回路

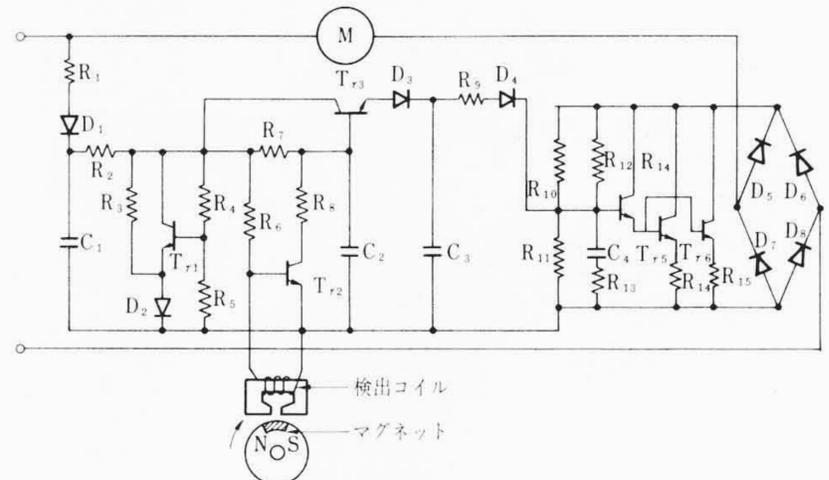


図11 直結した場合の帰還制御回路

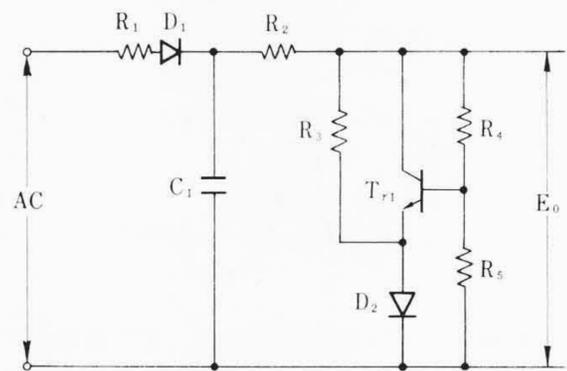


図12 基準電圧設定回路

が多少影響するとしても, 直流増幅率 h_{fe} に無関係にほぼ等分される。

3.3 パワートランジスタを接続した回路の負荷電流および電圧波形

シリコンパワートランジスタのエミッタ・ベース間電圧 V_{EB} が $0 \sim 0.7 \text{ V}$ ではベース電流 I_B がほとんど流れず, コレクタ電流は零となる。このため誘導電動機の電流および電圧の波形は図8に示されたようになる。この対策として図9に示すようにエミッタ・ベース間にコンデンサ C と抵抗 R を並列接続した。その動作は, AB 間の電圧が大きいときコンデンサ C が充電され, AB 間の電圧が小さくなるとコンデンサ C から放電し, エミッタ・ベース間電圧 V_{EB} を補正するため, V_{EB} が零付近でも電流 I_C が流れるもので, ひずみは軽減される。

4. パワートランジスタによる速度制御回路とその特性

以上により回転数制御範囲 $300 \sim 1,350 \text{ rpm}$ とした扇風機速度帰還制御回路は構成される。図10は操作信号結合法として光導電

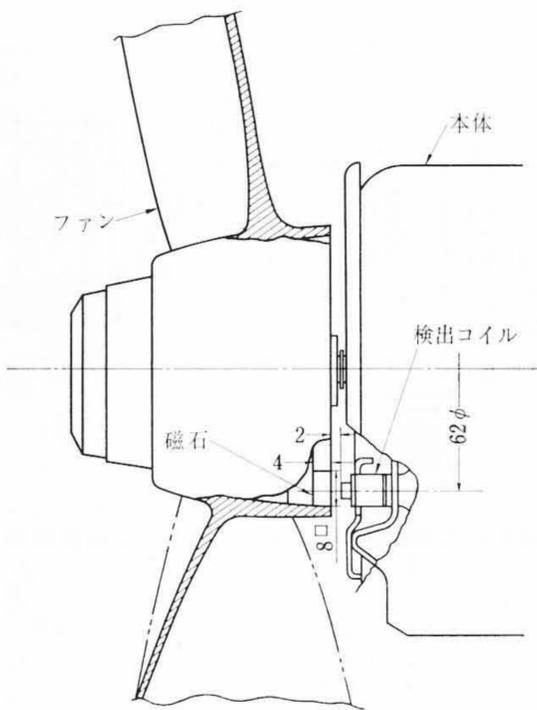


図13 パルス発生器のファン取付け構造

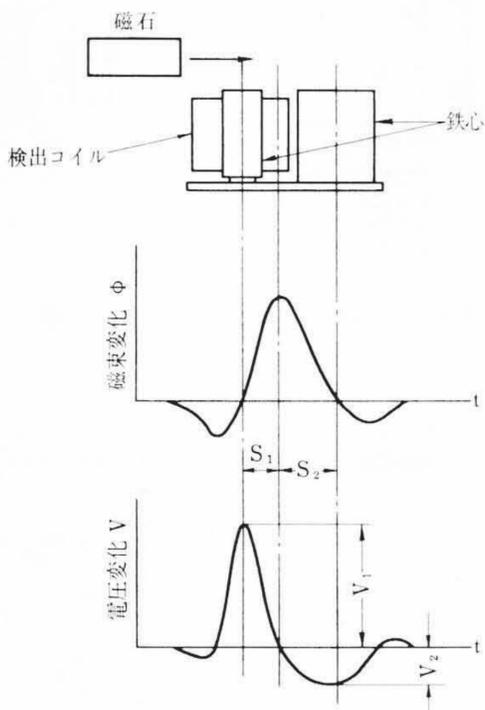


図14 パルス発生器の磁束、電圧波形

セル・ランプ複合素子を用いた場合で、図11は直結した場合である。

つぎにこれらの回路の概要を述べる。

4.1 基準電圧の設定

定電圧回路の構成は使用上さしつかえない程度の精度で任意の設定電圧が得られるよう考慮して、一般のシリコンダイオードの順電圧降下 V_F の飽和電圧 V_S を使用している。図12はその回路で、定電圧特性はツェナーダイオードを用いた場合と同程度であり、また温度特性はダイオードに IS310 を用いた場合、平均温度係数が $0.24\%/^{\circ}\text{C}$ (25°C) である。これは帰還回路による補償を考慮すると、実用上まったく問題ない値である。

4.2 回転速度の検出

図13に示すようにファンの一部に磁石を取り付け、これと鎖交する磁束の変化により電圧を誘起するコイルを本体の一部に回定して、パルス発生機(速度発電機)を構成した。この際検出コイルの磁路を図14に示すように左右非対称 $S_1 < S_2$ に形成し、誘起電圧が $V_1 > V_2$ となるようにしてある。これは図15のように構成されたファン回転速度検出回路において負電圧を小さくし、スイッチングトランジスタ T_{r2} の破壊を防止するためである。

回路動作はスイッチングトランジスタ T_{r2} の開時に、基準電圧電

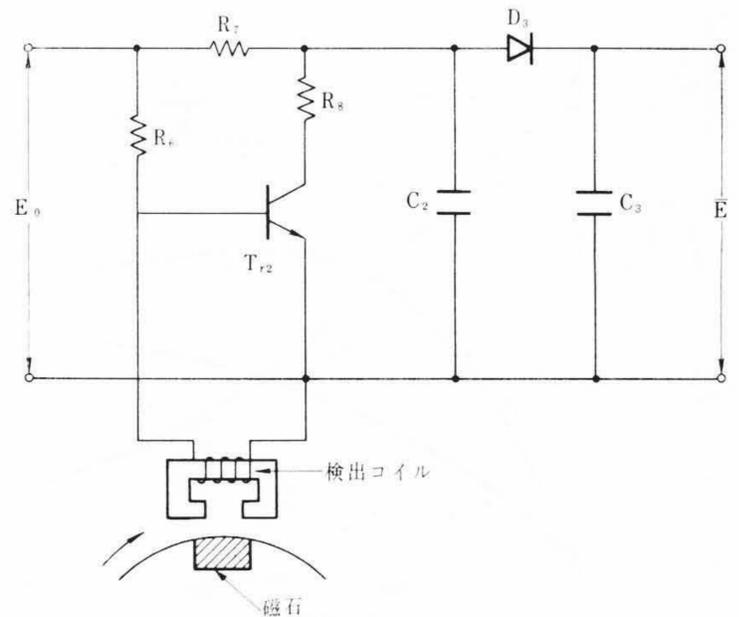


図15 速度検出回路

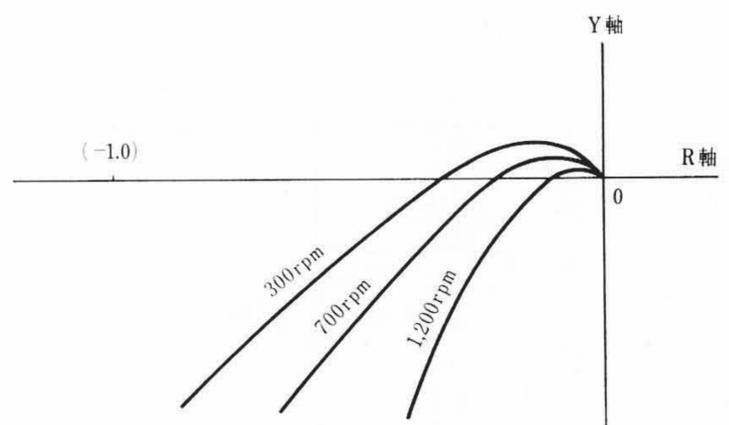


図16 ナイキスト線図

源より $R_7 C_2$ 充電され、閉時に $R_8 C_2$ 放電する。この充放電波形の周期 T は回転速度により変化し、ダイオード D_3 を介した平滑回路で直流分となる。その値は

$$\bar{E} = E_0 \frac{t_1}{t_1 + t_2} - E_0 \left(1 - e^{-\frac{t_1}{R_7 C_2}} \right) \frac{R_7 C_2}{t_1 + t_2} \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 t_1 : 充電時間 t_2 : 放電時間 $R_8 = 0$

である。周期 T が大、すなわち回転速度が小なるほど基準電圧 E_0 に近づき、回転速度大なるにしたがって基準電圧 E_0 より低下する回転速度検出回路を形成する。

4.3 操作信号結合方法

(1) 光導電セル・ランプ複合素子を用いる場合

波形をひずませることなく誘導電動機の入力を御制する原理的方法は3.1に述べたように、操作回路であるパワートランジスタのコレクタ・ベース間にそう入する抵抗を可変するのに、操作信号によって抵抗値が自動的に変わるものでなければならない。これは Cds などの光導電セル・ランプを組み合わせた複合素子を用いて実現される。採用した複合素子の一例を表1に示す。

表1 光導電セル・ランプ複合素子 MCL-703(L) の定格

入力 (ランプ)	定格電圧 (V)	10
	定格電流 (mA)	15~20
出力 (Cds)	ON時抵抗 (Ω)	300
	OFF時抵抗 ($M\Omega$)	50
	最大印加電圧 (V)	150
	最大許容電力 (mW)	60
応答	立上り (ms)	20
	減衰 (ms)	30
許容周囲温度 ($^{\circ}\text{C}$)		-30~70

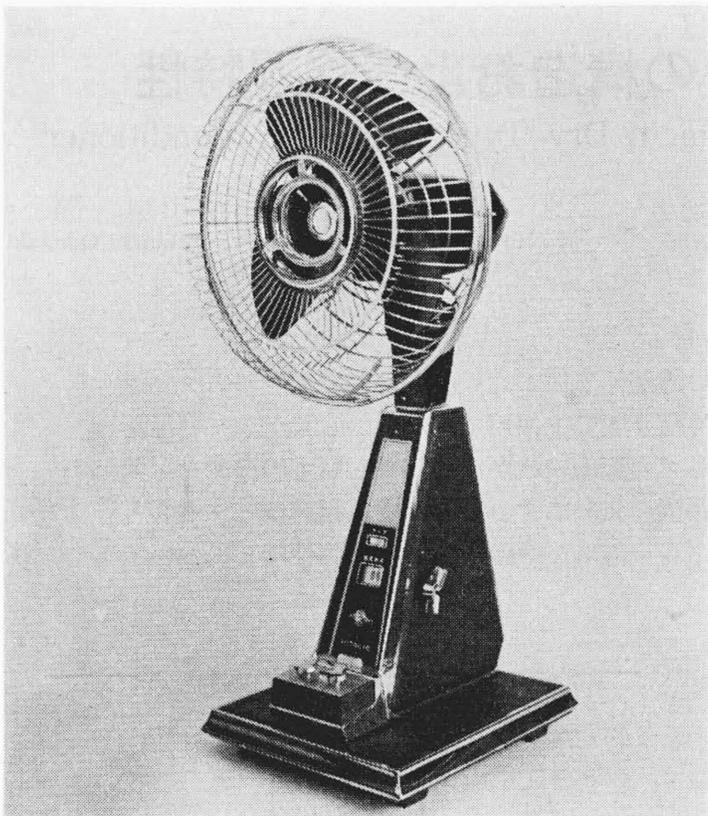


図17 速度制御装置を採用した日立家庭用扇風機

(2) 直結する場合

パワートランジスタによる操作回路のベースへの操作信号電流 I_s は、供給電圧 V_c の周期的変化 $V_0|\sin \omega t|$ の変化とまったく同期せず、直流レベルの変化であるので、出力電流波形の波高値付近でクリップされる。よってひずみを少なくするには、ベース電流を $I_B = I_0/\sin \omega t + I_s$ とし、あらかじめ電流 I_0 を速度制御の回

転数の最低値に設定することが必要である。しかしながらこの場合でも多少の高調波成分が発生するので、回路定数の決め方に注意を要する。

4.4 総合特性

図16のナイキスト線図より帰還制御回路の安定性は大である。またこの回路による誘導電動機の回転数・トルク特性は図1(b)と同一の特性を示し、起動トルクは回転数に無関係に最高回転数設定時の起動トルクと同一である。

電源電圧変動 $100V \pm 10V$ に対しては、特に低速において $300 \pm 10 \text{ rpm}$ であり、また温度特性は $1.1 \text{ rpm}/^\circ\text{C}$ である。

制御時の騒音上昇はまったく認められず、雑音についても問題ない。また回路素子のバラツキによる特性の変化および寿命などについても確認したが実用上の問題はない。図10の回路を組み込んだ家庭用扇風機の外観を示したのが図17である。

5. 結 言

以上のように単相誘導電動機速度制御法の一つの試みとして扇風機をとりあげて検討した結果、パワートランジスタを用いた振幅制御法により超低速まで安定に回転する速度帰還制御装置を完成した。

なお、今後サイリスタなどとともにパワートランジスタの需要も拡大するものと思われるが、容量において不十分であるので、この方面の開発は重要である。

参 考 文 献

- (1) 佐々木：日立評論 47, 1781 (昭40-11)
- (2) 佐々木, 和島, 横山, 杉山：日立評論 48, 1235 (昭41-10)



新 案 の 紹 介

登録実用新案 第816362号

水口 保・古館俊夫

丸形クラリファイヤのスカムボックス給水装置

この考案は、スカムボックス7に通ずる管18に管継手21を介して集水口20およびフロート22を備えた管19を回動自在に取り付け、旋回ガーダ4にフロート押し下げ用わく24を設けたものである。

この考案は、上記のような構造からなるので、ガーダ4が回転すると、槽底の沈殿物はレーキによって槽中央部にかき集められ、槽底に設けた排出管から排出される。

一方、汚水面上に浮いたスカムはスカムスキマー8によりスカム集

留部にかき集められる。そして、ガーダ4の端部ガスカムボックス7上に旋回してきたとき、スカムはスカムボックス7内にかき落される。その際、ガーダ4下端に設けたフロート押し下げ用わく24がフロート22を押し下げるから、管19の集水口20は水没する。そのため槽内の水は集水口20から管19, 18を経てスカムボックス7内に流入してスカムを排出孔16より外部に排出する。前記わく24が通過すると、フロート22は浮き上って集水口20が汚水面上に出るから、スカムボックス7への給水は止まる。

この考案によれば、スカムボックスへの給水量を必要最小限にすることができ、またその構造も簡単であるから実用的効果が大である。(野村)

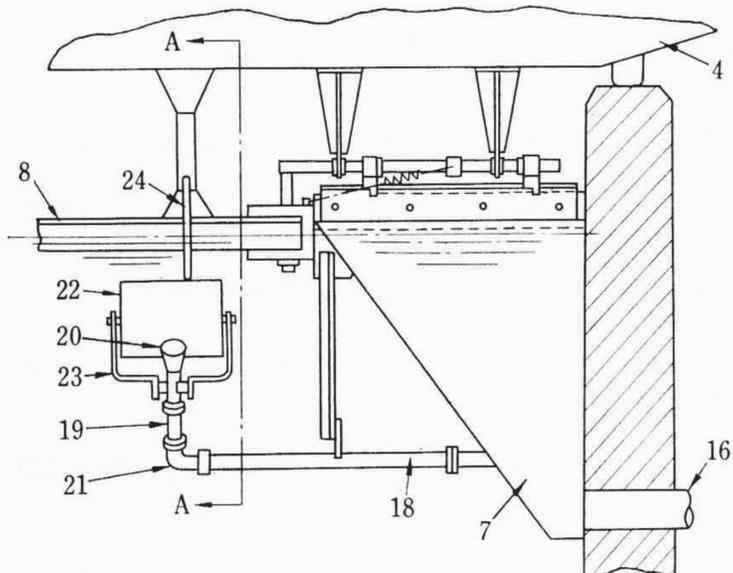


図1 正面図

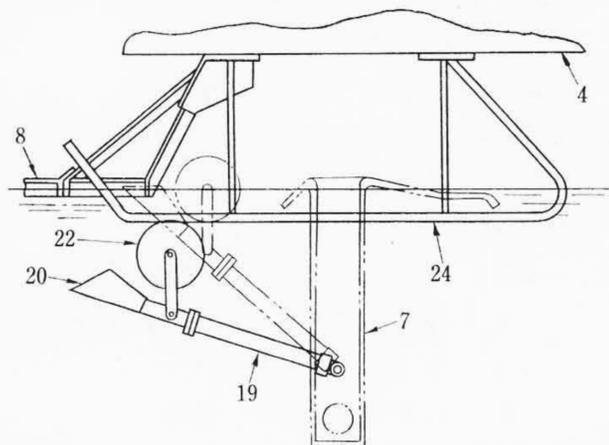


図2 A-A断面図