

直流電動機の機械的出力測定

沢井善三郎・稲葉博・鈴木幹二

I. 序 言

直流分巻電動機は連続的に広い範囲に回転速度を変化することができるので、各種の制御において操作機としてしばしば使用されている。電動機を制御に使用する場合、制御の目的によって、フィードバックのための検出量の種類はさまざまであるが、巻取機等では検出量として操作用電動機の機械的出力をとることがある。この場合機械的出力を直接測定するかわりに、電動機の電機子電圧を一定に保って電機子電流をはかり、これにより電動機の入力を測定する方法がある。従来製紙機械や圧延機の制御によく応用されている。この方法は簡単で便利であるが、速度範囲の広い制御には不適當である。これに対し電動機の機械的出力を直接正確に測定する方法にも種々困難な点があるが、最近一つの方法を試み、ほぼ実用性を確かめたので、ここに報告する次第である。

II. 原 理

電動機の機械的出力を P とし、電動機のトルクを T 、角速度を ω とすれば、

$$P = T\omega \tag{1}$$

$$\text{また } T = k\Phi I_a \tag{2}$$

ただし、 Φ は毎極の有効磁束数、 I_a は電機子電流、 k は電動機の構造で定まる定数。

ここで電動機の励磁電流を一定とし、電機子反作用による減磁作用を無視するか、またはこれが補償されているものとすれば、磁束 Φ を一定とみなすことができるから、トルク T は電機子電流 I_a に比例する。また ω は電動機の回転速度 n (r. p. m) に比例するからけっきょく、出力は

$$P = k_1 I_a n \tag{3}$$

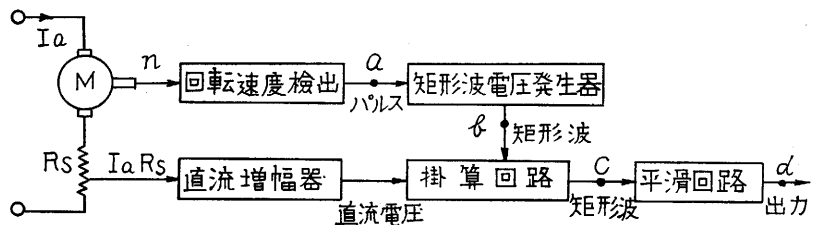
と表わすことができ、 P を求めるには I_a と n とを測定し、その積を算出すればよいわけである。

さてこの際、 I_a に比例した電圧と n に比例した電圧とをそれぞれ別個に得ることは特に困難ではないが、これらの積を作ろうとすると、工業的に安心して使用できる計算装置を実現することがなかなかむづかしい。通常工業用測定装置としては技術的に次の諸点が要求される。

1. 零調整が容易なこと。
2. 較正が容易でかつ長時間変動しないこと。
3. なるべく測定装置の出力が測定値に比例すること。

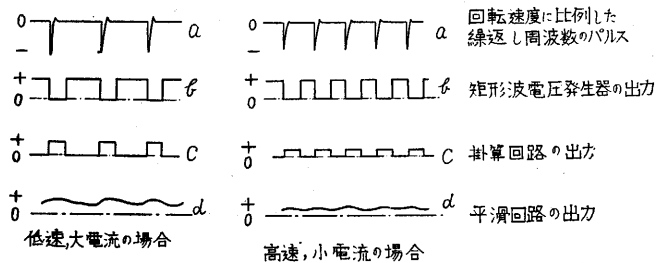
上記の積を作るのに I_a および n に比例した直流電圧をえて、これを単に電子計算機の掛算回路に加えるのでは、これらの要求を十分満足することはドリフト等のため見込みがない。また電子管回路以外の方法で積を作るとは、方式の種類によるが速応性の不足、残留電圧やヒステリシスの影響等のためあまりうまい方法も見当らない。そこでやはり電子管回路を使用することとし、積の一方の量が回転速度であるという特殊性を利用して、次のような方式を考案、試作した。

第1図は試作した電動機出力測定装置のブロック線図



第 1 図

である。簡単に原理を述べると、まず電動機の回転速度の検出として、回転速度 n に比例した繰返し周波数のパルス系列を作り、これを矩形波電圧発生器に送ってパルス 1 個



第 2 図

ずつ発生させる。一方、電動機の電機子電流 I_a は、電機子と直列に接続された低抵抗 R_s に生ずる電圧降 $I_a R_s$ として取り出し、直流増幅器で増幅する。つぎにこの両者を掛算回路に加えることにより、 n に比例した周波数で繰返される一定幅の矩形波の高さを、 $I_a R_s$ に比例するように変化し、さらにこれを平滑回路で平均化すると、出力として n と I_a との積に比例する直流電圧が得られ

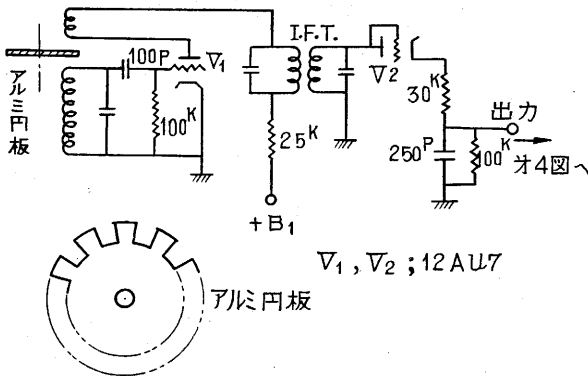
る。これで電動機の機械的出力が測定できたことになる。

第 2 図は第 1 図 a, b, c, d の部分に現われる電圧波形を示している。この図でわかるように、計算回路の出力 c は矩形波電圧の系列であり、矩形波と矩形波の間は完全にカットオフされて電圧は零にしてある。また矩形波の繰返し周波数は完全に n に比例し、矩形波の幅はできるだけ一定になるように考慮されている。

III. 各回路の説明

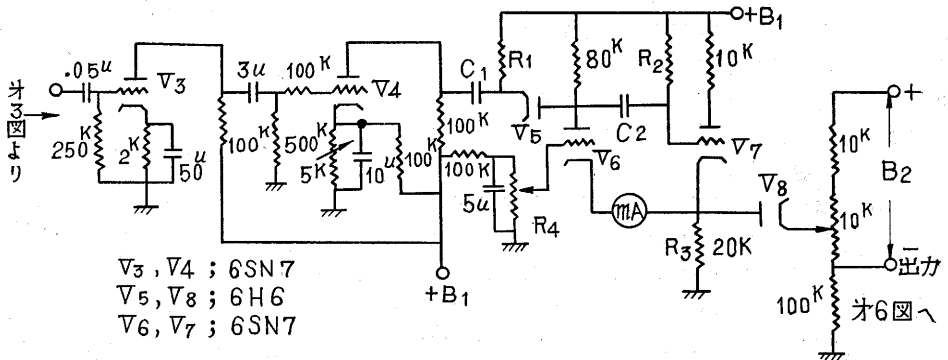
1. 回転速度の検出 回転速度をパルス系列として取り出すには、i) 回転接触機による機械的方法、ii) 光電管またはホト・トランジスタを使用した光電的方法、iii) 永久磁石または直流電磁石とインダクタとを使用した電磁的方法等が考えられる。しかし、i) は接触がよほど確実でない限り予定しない位置にパルスを生ずるおそれがあり、保守上に難点があるので採用し難い。また ii) では光電管は出力インピーダンスが高いため雑音をひろいやすく、ホト・トランジスタは現在ではいまだ信頼性に欠けている上、これらはいずれも光源のちらつきを防ぐため光源用として平滑な直流電源を必要とする不便がある。iii) の電磁的方法では、発生電圧が速度に比例し、低速度において十分な出力が得られないのでこれもまた不適当である。

このように種々の点を考慮した結果、ここでは次に示



第 3 図

すようなグリッド同調型自動発振器の発振の断続を利用する方法を採用した。第 3 図はその回路図で等間隔にスリットを切ったアルミ円板を電動機の軸に取り付け、発振器のプレート・グリッドコイル間を回転しながら通過させる。このため



第 4 図

発振器のプレート電流は大幅に変化し、中間周波トランスの 2 次側には回転速度に比例した繰返し周波数のパルス系列が得られる。

発振コイルとしては市販の狭帯域中間周波トランスを利用したので、発振周波数は 455 kc である。出力パルスの波高値は発振器のプレート直列抵抗および発振コイルの結合を適当に調整することにより、第 3 図右端で約 25 V が得られた。

2. 矩形波電圧発生回路 前項の回路で得られたパルスの波形は、円板の回転速度によって立上り時間を異にしているため、次段の飽和増幅器 (第 4 図 V_4 の部分) によって一度、矩形波に整形し、ついで C_1 , R_1 の微分回路を通して鋭いパルスとした後、矩形波電圧発生回路のプレートへ入力パルスとして供給するようにし、これにより最初のパルス波形の影響を除いている。第 4 図の V_6 , V_7 の部分は矩形波発生器で、いわゆるカソード結合のワンショットマルチである。

この回路について簡単に説明すると、入力パルスのない状態では V_7 のグリッド電位はほぼカソード電位となるから、 V_7 には大きいプレート電流が流れる。一方 V_6 のグリッドには R_3 と R_4 の電圧降下の差がバイアスとしてかかることになるが、これが十分大きな負の値をとるようにしてあるので V_6 のプレート電流は流れない。ここで V_6 のプレートに負の入力パルス電圧が加えられたとすると、 C_2 の電圧は瞬間的には変化できないので V_6 のグリッド電位は低下し、プレート電流は停止する。このため V_6 のグリッドバイアスが変化して、こんどは V_6 のプレート電流が流れるので V_6 のプレート電位は低下したまま保持される。したがって V_7 のグリッドも低電位に保持され、そのプレート電流はしばらく停止したままである。ついで C_2 が R_2 を通して充電されてくると V_7 のグリッド電位は次第に上昇し、ついに再び V_7 のプレート電流が流れはじめる。すると R_3 の電圧降下のため、 V_6 のグリッドバイアスは深くなり、プレート電流を減ずるが、これによって V_6 のプレート電位、したがって V_7 のグリッド電位も上昇するので、急激に V

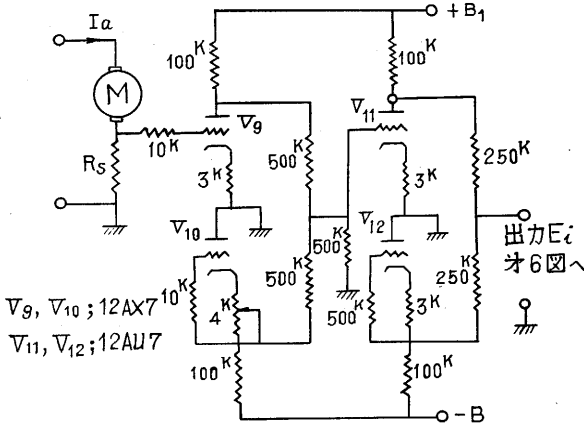
のプレート電流は増加し、 V_6 のプレート電流は再び停止する。

以上のように入力パルスが加わると、 V_7 のプレート電流が停止して V_6 のプレート電流が流れ、ある定められた時間をおいて再び V_7 のプレート電流が流れ、 V_6 のプレート電流が停止するので、これらの電流の差によって R_3 の電圧降下は矩形波状に変化する。

この矩形波電圧は V_8 によって第4図の右端に伝えられるが、 V_8 のカソード電位を適当にえらぶことにより、出力 E_p としては第2図bのような、ある値から零に下降するような矩形波電圧を得ることができる。すなわち、平常は E_p として十分大きな電圧(約80V)が存在するが入力パルスが与えられると、ある一定の時間だけ E_p が零になるような矩形波ができるわけである。

この矩形波の幅は3極管 V_6, V_7 の特性、時定数 C_2R_2, R_4 の端子の位置および電源電圧で決まるが、この幅および高さをできるだけ一定とするため、電源には第8図に示す電子管式の安定化電源を使用した。

3. 電機子電流増幅回路 電機子回路の直列抵抗が大きいと電動機速度特性に影響を与えるので R_3 は電機子抵抗の $1/10$ 程度の値とした、したがって電機子電流に比例した電圧降下 $I_a R_3$ は次の直流増幅器で増幅した後、



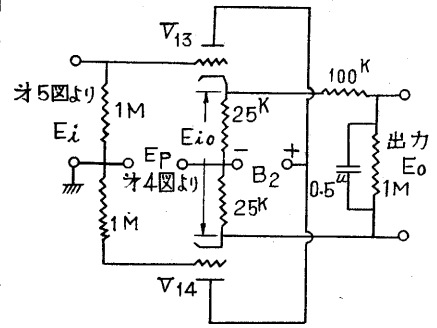
第5図

掛算回路のグリッド入力端子に加えている。第5図の2段増幅器はブリッジ型直流増幅器である。この増幅器は入力、出力とも直流的にはアースに対し同一レベルで取り扱うことができるので後段における掛算回路への結合が容易になるとともに、各回路の直流電源を共通に使用することが可能である。

この2段増幅器の電圧利得は約30dbで一般に用いられている差動増幅器に比較して非常に低いという欠点があるが、前記の特長を生かしてこの回路を採用した。

4. 掛算回路および平滑回路 第6図はカソードフォロワーによる掛算回路である。電機子電流 I_a に比例した電圧 E_i および回転速度 n に比例した繰返し周波数の

矩形波系列 E_p をそれぞれ図で示した位置に加えるようにし、両カソード間の出力回路には平滑回路をもっている。

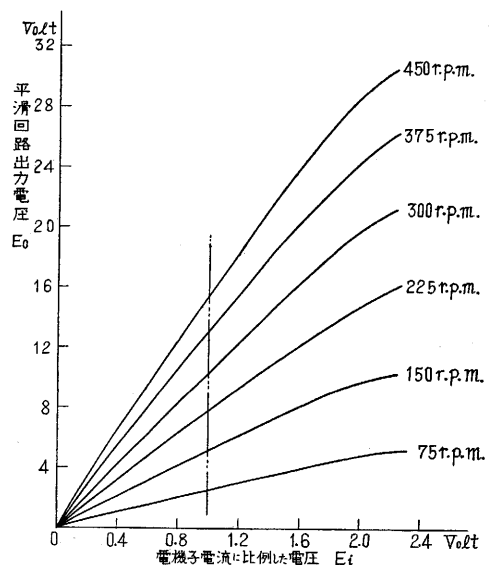


$V_{13}, V_{14}; 6SN7$

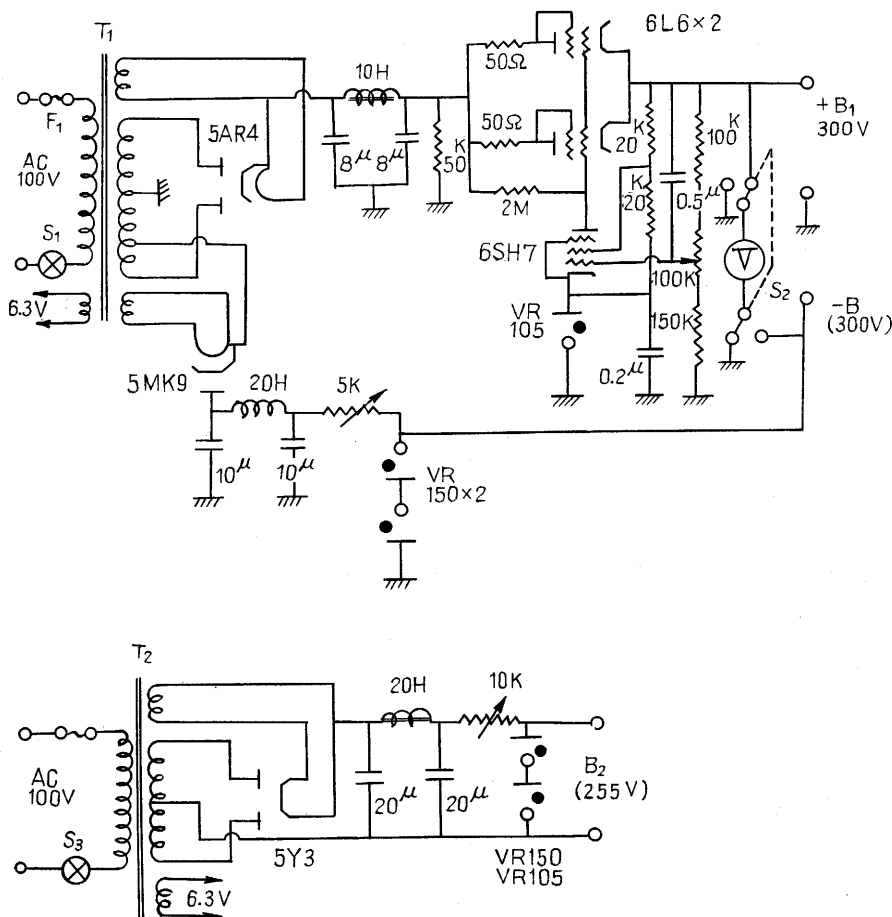
第6図

この回路の動作を簡

単に説明すると、平常は E_p は十分大きく、 E_i の有無にかかわらず V_{13}, V_{14} はカットオフの状態にあるが、矩形波発生回路により E_p が零になる時間だけ V_{13}, V_{14} はプレート電流を流す、しかし電機子電流 I_a が零、したがって電圧 E_i が零の場合は矩形波が加わり E_p が零になっても、3極管 V_{13} および V_{14} のグリッド回路はバランスしているので、出力端子には矩形波電圧は現われぬ。次に電圧 E_i が3極管 V_{13} のグリッドに加えられると、グリッドバイアスのバランスがくずれ、これにより出力端子に矩形波電圧 E_{i0} が現われる。この場合、この矩形波電圧は電機子電流 I_a に比例した電圧 E_i の大ききで定まり、また矩形波の繰返し周波数は電動機の回転速度 n に比例することはもちろんである。そこで平滑回路により、この矩形波を平均化すれば、回転速度 n と電機子電流 I_a との積すなわち、電動機の出力に比例した直流電圧が得られることになる。



第7図 電子管式パワー測定装置総合特性
r. p. m. 直流電動機回転速度



第 8 図 直流安定化電源

IV. 考 察

第 7 図は回転速度 n をパラメーターとした実験結果でパワー測定装置の総合特性である。この図により出力電圧は $n=0$ または $I_a=0$ で零であり、広範囲にわたり n と I_a とにほとんど比例していることがわかる。

本装置は回転速度 n に比例した繰返し周波数を有する幅一定の矩形波電圧をとり出し、その一定の時間だけ動作させるようにした掛算回路を用いることにより、掛算回路の零調整および校正を電機子電流 I_a と回転速度とについて別々に、単独に行うようにした点にもっとも大きな特徴がある。また n および I_a と出力との直線性も、かなり広い範囲に成立つので、まず前記の工業用測定器としての技術的要求にはほぼ応じられるものと考えられる。

さてこのような電子管回路を実際に組んでみると結線の都合上最初の考え通りとならない点もあり、また真空管数も意外に多くなる。また長時間使用したり、真空管を取換えたりした場合ある程度校正が狂うということもあろう。しかし制御用の検出装置として零調整の容易さということは何よりも重要なことで、この意味で本装置も実用に供しうる見込があると思える次第である。

なお負荷にかかる真の機械的出力を P_0 とすれば

$$P_0 = k_1 I_a n - L \quad (4)$$

ここに L は機械的損失であるが、もし普通の歯車列のように L がほとんど n に比例するような場合には

$$P_0 = (k_1 I_a - k_2) n \quad (5)$$

と表わすことができ、第 6 図の E_i の所に逆方向の一定電圧 E_0 を与えておけば、直接 P_0 を測定することも可能となる。換言すれば無負荷状態で運転したとき n に無関係に本装置の出力電圧が零になるような E_0 が存在すれば、(5) 式が成立することがわかる。実験によると (5) 式は必ずしも正確には成立しないが、このような考え方は十分効果的であることがわかった。

V. 結 言

圧延機、抄紙機、伸線機等で巻取制御のため、直流電動機の機械的出力を測定したいことがある。本報告は電子管式の電動機出力測定装置の試作報告である。パワー測定には掛算を必要とするため、ある程度の苦心があった、一応使えるものができたが、なお改良の余地もある。ご批判をいただければ幸である。

なお本研究は昭和 32 年度科学研究費によったことを付記する。
(1958. 7. 21)

文 献

鴨井・稲葉：角位置、スリップ検出を兼ねたパルス型回転計（日本機械学会講演会 31.4）
G. A. Korm, T. M. Korm: Electronic analog computers p. 204~207
Waveforms: MIT Radiation Laboratory Series 19

正 誤 表 (8 月号)

頁	行	種別	正	誤
8	左 24	本文	壁面模写	壁料模写
12	〃 17	〃	林 孝三博士	林 考三博士
19	〃 4下	式	$PWL = SPL - 10 \log_{10}[\dots]$	$PWL = SPL + 10 \log_{10}[\dots]$
20	右 18	文献	Beranek, L.L.: Acoustics, P318 (1954)	Beranec, L.L.L.: Acoustics (1954)