Voltage Regulator for Auxiliary Generator for Diesel Electric Locomotive

一木利信* 柴田孝則** 川合義憲***
 Toshinobu Ichiki Takanori Shibata Yoshinori Kawai

内 容 梗 概

従来,車両用MGにはカーボンパイルやチリル式などの機械接点を用いた制御器が多く用いられていたが, 今回トランジスタを用いた位相制御式電圧調整装置を開発した。トランジスタをスイッチング素子として用い スイッチングの位相を制御することによって系の線形化が可能となり大形機への適用も容易となった。試作装 置により行なった試験結果においても所望の特性をうることが可能であった。

(A)

流

臣

湖

联

40 -----

1. 緒 言

従来から、ディーゼル電気機関車用補助発電機の電圧調整装置と しては、カーボンパイル式やチリル式などの機械接点を用いたもの が数多く採用されてきているが、これらは接点の摩耗が大きく保守 点検が面倒なため、近年、各方面よりこれら装置のソリッドステー ト化が要望されてきた。また半導体素子は耐圧容量が比較的小さい ため大形機への適用は困難であったが、今回われわれはトランジス タをスイッチング素子とした全無接点制御方式を開発し、大形機の 場合にも十分使用しうる確信を得た。本稿は国鉄 D F 50 ディーゼ ル電気機関車用 110 V/40 kW 発電機を対象に試作した電圧調整装 置の概要報告である。



2. AVR回路方式

2.1 供試発電機の特性

ここに対象とした発電機は日本国有鉄道納 DF-50 形ディーゼル 電気機関車用補助発電機(直流発電機)である。本発電機は,車軸 を駆動する主電動機を除く列車運転に必要なすべての電力源として 用いるもので,平素は蓄電池の充電を行なっている。本機の定格を 第1表にかかげておく。また第1図は無負荷飽和特性,第2図は各 負荷率に対して,端子電圧が定格値を保つための回転数と界磁電流 の関係を示すものである。さらに第3図は第2図の条件における界 磁調整用抵抗器に消費される損失の推移を示したもので,最大損失 は次式となる。

 $P_m = \frac{V_t^2}{4R_f}$(1) ここに, V_t : 端 子 電 圧

R_f: 界磁卷線抵抗

である。

2.2 回路方式の決定

(1)式によってもわかるように、このような発電機を直接トランジスタを用いて制御する場合には、非常に大容量のトランジスタを 必要とし、現状では不可能である。しかるに、このトランジスタを

第1表 供試発電機の仕様

定	格	電	圧	(V)	110

第2図 発電機回転数と界磁電流の関係









1817

位相制御式 AVR のブロック線図 第6図







負荷直線

第5図 スイッチングトランジスタの動作点

スイッチとして用い, 第4図のように発電機の運転条件に応じて, トランジスタの導通時間を制御すれば、トランジスタの消費電力を 比較的小さくすることができる。すなわち,第5図において,負荷 直線上の2点 P_1 , P_2 のみを安定点とするように、動作点が選ばれ ている場合,一般に, P2点での消費電力は非常に小さいので,この ような動作でのトランジスタのコレクタ損失 Pc は, P1 点における 損失 P_{CON} および P_1 点から P_2 点あるいは, P_2 点から P_1 点に移行 する時間 (スイッチング時間 ts) に消費される電力 Pcs の和として 表わされる。

ここに、Pconおよび Pcsは、それぞれ、

$$P_{C \text{ ON}} = \sigma I_{C}^{2} r_{CS}....(3)$$

$$P_{CS} = \int_{0}^{t_{s}} f_{S} \cdot V_{CE}(t) I_{C} \cdot (t) dt$$

$$= \frac{1}{6} V_{CE} I_{C} \cdot t_{S} \cdot f_{S}....(4)$$

(3), (4)式において, I_c はオン時におけるコレクタ電流, r_{cs} は コレクタ飽和抵抗, VCE はオフ時におけるコレクタ・エミッタ間電 圧、 f_s はパルスの繰返し周波数を示す。また、 σ はパルスの duty 係数で,



とによって,界磁導通量を変えるようにしたオン-オフ制御方式を 採用した。このようにして精密な制御が可能となる。

2.3 位相制御式 AVR のブロック線図

位相制御式 AVR のブロック線図は第6図のように書かれる。こ こで, K_P は波形変換回路の定数, T_P はその時定数である。また, K_G , T_Gは発電機定数およびその時定数, K_Dは検出回路定数である。 第6図の回路は、方形波出力電圧が一定時定数で三角波に波形変 換され、この三角波が基準信号 Vos に加えられ、端子電圧 Vt の誤 差信号 Voによって、スイッチング要素のトリガレベルを変化させ ることを表わす。スイッチング要素は第7図のような特性を有し、 シュミット回路を用いている。シュミット回路のヒステリシス幅は 第7図において、2X₀である。入出力特性を表わすスイッチング要 素の記述関数は,

 $I_b(t) = \Phi(x) + I_{b0}$ (6) ここに,

ただし、sign x は次のような関数を表わす。

x>0のとき, sign x=1

x < 0のとき, sign x = -1

いま,三角波の最大値をAで表わすとき,スイッチング要素に加え

である。したがって、このような方式にすれば比較的小容量のトラ	られるトリガレベルの変位 $x(t)$ が, $x(t) \leq A$ の範囲で変化す
ンジスタで制御することができる。発電機の各運転条件に応じて,	るものとすれば、この入力信号によって、出力パルスは σ=0~1 ま
界磁抵抗を連続的に調整する連続制御に対し、このような制御方式	で幅変調される。このとき、スイッチング要素の出力は周期関数で
をオンーオフ制御方式と呼んでいる。一般に、オンーオフ制御系はい	あり、発電機の低周波フィルタを介してループの構成ができている
わゆるハンチングを起こしやすく,あまりよい過渡特性を示さない	ところから,入力信号とスイッチング要素の出力の平均値は直線関
が、本装置では、(5)式において、($T_{ON}+T_{OFF}$)を常に一定に保ち	係にあるとみなすことができ、第6図は第8図のように等価変換さ
ながら発電機の運転条件に対し,出力パルスの位相を変化させるこ	れる。ここで、スイッチング要素の平均出力値は
41	



等価変換されたブロック線図 第8図



位相制御式 AVR 回路構成ブロック線図 第9図

$$I_{be} = \frac{2 I_{br}}{\pi} \cdot \frac{kx(t)}{A} + I_{b0} \dots (9)$$

であり, kは変換定数である。それゆえ,本方式におい ては,一種の線形化ができ,ループ内には発電機の一次 遅れが存在するのみで常に安定である。第8図に示す K_Rは等価線形利得を表わす。

2.4 位相制御回路





前述の回路構成をブロック図で示せば第9図のように なる。すなわち, 第9図は第10図において, a で示さ れる DC-AC インバータ出力波形を検出回路からの信 号出力に応じて、同図b, cのような波形変換回路で波 形変換され、波形整形回路に入力として供給される。波 形整形回路にはシュミット回路を用いており, cに示す トリガレベルに対し, dのような方形波出力をうる。点線で示すよ うに、波形変換がなされる際は検出回路の出力信号により三角波の 時定数が変わるので、方形波出力の幅を制御することができる。方 形波出力は直流増幅器で増幅し、発電機界磁回路に供給する。ここ で第9図,第10図からも判断されるように,方形波出力の繰返し周 期はインバータ出力の周波数から決まり、適当な値を選ぶことによ って、端子電圧に現われる振動をほとんどなくすることができる。

第9図の具体的回路結線図を示せば,第11図のようになる。第 11 図のインバータは角形磁気特性を有するコアを用いたマルチバ イブレータで、本発振器はよく知られているように、通常の動作領 域では発振周波数fは入力電圧Eと直線的に比例して変化する。す なわち、いま、巻線数を N_1 、飽和磁束を Φ_m とすれば、周波数fは

で表わされる。この形の発振器は、周波数条件がトランジスタの定 数に全く影響されない長所がある。

インバータ出力方形波は波形変換回路で波形変換され、波形整形 され、位相が変えられる。第12図aは波形変換回路、bは波形変 換されていく様子を表わしている。各部の符号を第12図のように 定めれば

第11図 位相制御式 AVR 回路結線図

となる。しかるに、T5のエミッタ・コレクタ間電圧 VCE5 は したがって、(12)、(13)式より、変換出力電圧 v は $v = \frac{C_4}{C_4 + C_5} V_s \ e^{-\frac{t}{\rho_5(C_4 + C_5)}}....(14)$

となる。(14) 式は T₅ のベース入力信号に応じて時定数を異にする 出力波形が得られることを表わしている。

このようにして得られた変換波形は,第11図のように、T₆、T₇ からなるシュミット回路に入れられる。シュミット回路は入力信号 がない場合には、T₇はオン、T₆はオフとなるように回路調整がな されている。入力端子にトリガレベルを越えうる電圧が印加される と、T₆とT₇の導通状態が逆転する。したがって、出力端子におい ては、トリガレベルを越えうる時間に応じたパルス波形が得られ る。このトリガレベルは抵抗 R_{16} , R_{17} , R_{18} で調整できる。ただし 周知のように、シュミット回路は入力信号に対してスイッチングレ ベルが一定せず、ヒステリシスループをもっている。これは、たと えば、 T_7 が一たんオンとなった場合には、 T_7 のベース電位は R_{20} によって十分低くバイアスされており, T₆のベース電位には R₁₈の 電圧降下があるので、T₆のベース電位以下にしなければ、ふたた び切り換えが起こらないためである。しかしながら、これは実際上 なんら問題ない。



ここに、 ρ_5 は T_5 の内部抵抗である。(11) 式を i_{c_5} について解けば

2.5 電圧検出回路

前節に述べたように、位相調整は T₅の入力信号に応じて行なわ れる。発電機端子電圧の誤差を検出してこの入力信号とすれば、発 電機端子電圧の変動に応じて位相調整がなされる。検出回路はすで に 第11 図 で, T_1 , T_2 の回路で示されているように, 基準電圧素 子としてのツェナーダイオードを含む抵抗 R1, R5, R6 から構成さ れるブリッジ回路からの出力信号を T1, T2 の差動形増幅器によっ





て増幅し、前述の波形変換回路に供給する。いま、 y_x ナーダイオードの y_x ナー電圧を V_z とするとき、 R_1 を適当に選んで、端子に電圧 V_t を与えた場合のダイオード電流を i_z とすれば、増幅器出力 V_0 は次式で求められる。

 $h_{FE_2}R_4$



第14図 試作装置の外観



電圧(端子電圧)が設定値の近傍でその変化率が最大となるように

$$V_{0} = \frac{HFE2A}{1+k(1+h_{FE2})}$$

$$\times \left\{ \frac{V_{t}}{R_{6}} - k(1+h_{FE1}) \left(i_{z} - \frac{V_{t} - V_{z}}{R_{1}}\right) \right\}$$
.....(15)

ここに k は
$$k = R_{3} \left(\frac{1}{R_{5}} + \frac{1}{R_{6}}\right)$$
.....(16)

本回路の静特性を図示すれば 第 13 図 のとおりになる。V₀ は入力

 $K = A_{3} \left(\frac{1}{R_{5}} + \frac{1}{R_{6}}\right)$
.....(16)

本回路の静特性を図示すれば 第 13 図 のとおりになる。V₀ は入力

 $K = A_{3} \left(\frac{1}{R_{5}} + \frac{1}{R_{6}}\right)$
.....(16)

 $K = R_{3} \left(\frac{1}{R_{5}} + \frac{1}{R_{6}}\right)$
.....(16)

1820

昭和38年11月 日 立 評

第 45 巻 第 11 号





論



る。

44 -----



第17図 試作装置の温度特性

慮されていないが,差動増幅器では,この影響は互いに相殺される ためほとんど問題ない程度になる。

実験の結果と検討

は出力波形を示すオシログラムの一例である。

次に、本装置の温度特性について言及しておく。本装置が使用される場合の外的条件として、かなり広い温度範囲にわたって用いられることがあり、前述したようなトランジスタの温度依存性を考えて-20℃~+60℃までの試験により特性の確認を行なった。本装置においては最高温度における許容コレクタ損失に留意し、特に検出回路の温度補償を行なうことにより、容易に良好な温度特性をうることがきでる。第17 図は本装置の温度特性を示す一例である。本装置において、定常状態ではツェナーダイオードの電圧ドリフトが最も問題となり、なかんずく、(15) 式において求められる $4V_0/4V_t$ を大きくとるほど影響が大きい。ツェナーダイオードの電圧ドリフトは主として温度依存性に基づくものである。しかしながら、一般にツェナー電圧が 6 V 以上のダイオードでは正方向、また、順方向では負方向の温度依存性を持っているので、ダイオードを正逆両方向に直列接続して用いれば、ほぼ完全に温度補償することができ

3.1	静	特	性		
第14	4図に	試作装	置を 第	15図に本装置による静特性を示す。	本
発電機	の定格	四転数	範囲は	1,000 rpm から 2,200 rpm であるが,	第
15図に	示す。	ように,	定格回	転数範囲では良好な電圧変動率を有	īι
ており	,無負	負荷から	, 全負	荷までの電圧変動率は ±1%以内に維	りめ
られて	いる。	定常状	態では	端子電圧の振動もなく,通常の発電機	きな
どでも	みられ	しるよう	な整流	リップルを認める程度であった。第16	5図

3.2 過渡特性 前述のように、本装置の構成条件により過渡時においてもハンチ ングを起こすことはない。第18回は負荷急変の場合の過渡応答波 形のオシログラムでありa,b,c,dはそれぞれ回転数および 負荷率を変えた場合についての実験結果である。負荷投入時および 遮断時における端子電圧の定常復帰時間はいずれも200ms以内で





第19図 起動時の過渡応答

カトランジスタ T_{10} のコレクタ・エミッタ間にはこの電圧が印加される。第11 図に示した R_{32} , C_{10} および S はこの影響によって T_{10} のコレクタ接合が破壊されるのを防ぐ目的でそう入されているものである。実験結果ではこれによってかなり低減できた。

回転数急変に対する応答は非常に良好で全く問題はない。第19回 は起動時のオシログラムであり,自励動作により自起動する様子を 示す。トランジスタ・ダイオードの接合電圧のためある電圧以上で ないと動作しないが,動作後の応答は早く $d^2V_t/dt^2 > 0$ にもかかわ らず V_t がオーバシュートすることはない。

以上はトランジスタ回路の応答はきわめて早く,遅れ要素は発電 機のみであること,および本装置の機構によってかなり精密な直線



第18図 負荷急変に対する過渡応答

あることがわかる。負荷遮断時にみられるサージ波形は発電機の電 機子巻線インダクタンスに基づくもので次式による。

ここに、 e_a は発電機誘起電圧、 L_a は電機子巻線インダクタンス、 R_a は巻線抵抗、また R'は電機子側路回路の等価抵抗である。Rは 負荷抵抗で、 R, R_a が小さく、R'が大きい場合にはサージ電圧の波 高値はかなり大きくなりうることを示しており、ターンオフする出 (連続)制御がなされることを意味し,精度を要する大形発電機への実用が期待できる。

4. 結

本文で述べてきたように日本国有鉄道納 DF50 形ディーゼル電 気機関車用補助発電機を対象とした電圧調整器を開発し, 第11 図 に示したようなオン・オフ制御方式による制御装置を試作し,諸特 性試験を行なった。

言

オン・オフ制御方式の採用によりトランジスタはきわめて有効に 使用でき、大形発電機への適用が可能となる。また、本方式のよう に方形波発振器の出力によりスイッチング周期を決定し、パルス幅 変調を行なう位相制御方式により制御系は直線化されるためハンチ ングなどもなく安定な動作が得られる。

実験結果によれば,無負荷-全負荷における電圧変動率は±1%以 内に納まり,負荷急変および回転数急変の場合の過渡応答も良好で あった。トランジスタは温度依存性が大きいため,検出回路におい ては特に補償を行なう必要はあるが,これは容易で,許容コレクタ 損失から,トランジスタの選定を行なえば,装置の温度定格を満足 させることができる。本装置は -20℃~+60℃ の定格で試作され たもので,工場における現車試験の結果も良好であった。

終わりにのぞみ終始ご指導くださっている日立研究所小林部長, 水戸工場平尾部長,古山課長,日立工場山本部長,立川課長始め関 係各位に対し厚くお礼申しあげる。

Margen and and

- 45 -----