

バッテリーフォークリフト用 磁気制御サイリスタ チョッパ装置の開発

Development of Magnetic Controlled Thyristor Chopper Equipment for Battery Fork Lift

外山 仁一* *Jin'ichi Toyama*
 射場本正彦** *Masahiko Ibamoto*
 木脇 久勝** *Hisakatsu Kiwaki*
 栗山 茂* *Shigeru Kuriyama*

The thyristor chopper equipment for battery for lift use should be of a simple circuit system and satisfy various difficult specification requirements. The one using a magnetic phase shifter has proved to be of a specially suitable circuit system for battery fork lift service as it features stable plugging performance and expanded varying duty factor range.

1 緒 言

バッテリーフォークリフトは、排気ガスや騒音などの公害がない産業車両として注目され、荷役運搬の合理化、省力化の要求に伴い今後の伸長が期待されている。

バッテリーフォークリフトの速度制御装置には、効率の良いサイリスタ チョッパが使用されているが、性能的には、操作が簡単で急加速時や逆転制動(以下、プラグングと称す)時にショックがなく、過酷な使用に耐え、かつ各種の電気機器から発生する電氣的なノイズやサージにより、誤動作しない十分信頼性のあるものが要求される。

このような背景のもとに、プラグングの安定化と性能の改善、通流率制御範囲の拡大、耐ノイズ性の向上を目的とし、従来の方式とは全く異なる磁気移相制御サイリスタ チョッパを開発することに成功し、性能的にもすぐれたものであることがテストにより確認された。以下に本装置の原理とその特性について述べる。

2 バッテリーフォークリフト用サイリスタ チョッパの特質

本チョッパは、バッテリーを電源として電動機の手速度や電流制限の制御を行なうものであり、次のような性能が特に要求される。

(1) プラグング運転ができること。

プラグングとは、フォークリフトの走行中に運転者が、アクセルペダルを踏んだまま前進(または後進)から後進(または前進)へ、スイッチを切り換えて運転することで、このときには電動機は、発電機となって車体には制動力が作用し停止する。停止後は再び電動機として稼(か)動し、切り換えた方向に車体を走行させることになる。プラグング時には過大な制動力が発生しないように、チョッパの通流率を小さくし、適当な制動力が得られるようにする必要がある。また、プラグング運転中にショックがあると、荷くずれなど危険につながるため、スムーズなプラグング動作が要求される。

(2) 加速時ショックがないこと。

急加速時においても、電動機電流の急激な変化がなく、ショックが少ないことが必要である。

(3) 電氣的ノイズにより誤動作しないこと。

バッテリーフォークリフトには、ホーン、後進警報ブザーや電動機の回転方向を切り換えるためのコンタクタ、油圧電

動機用のコンタクタなどが使用されており、これらは電氣的ノイズの発生源となり、チョッパを誤動作させることがある。したがって耐ノイズ性の強い装置が要求される。

(4) 動作電圧範囲が大きいこと。

バッテリーの電圧は放電状態によって大幅に変動するが、これによって誤動作や故障につながらないことが必要である。

(5) 安全であること。

信頼性が高く、故障の頻(ひん)度が少ないことが要求されるが、万一転流失敗などの故障が発生しても、危険につながらないように、保安回路を設けることが必要である。

(6) 回路の構成が簡単であること。

(7) 過酷な使用条件に耐えること。

バッテリーフォークリフトは、バッテリーを取り替えて昼夜交替で使用するところもあり、寿命が長く過酷な使用条件に耐えることが要求される。

これらの要求を満たすものとして、磁気移相制御サイリスタ チョッパの開発を行なったので、以下これについて説明する。

3 磁気移相制御サイリスタ チョッパの原理とその特性

3.1 磁気移相器の動作

磁気移相器の基本回路は図1に示すとおりである。同図の磁気制御部分は、 N_L なる出力巻線が帰還巻線をも兼ねた中間タップダブラー形自己帰還磁気増幅器となっている。電源として、矩形波状の交流電圧を加え、制御巻線に流す電流を増加していくと、抵抗 R_L に発生する電圧は、図2のように変化する。すなわち、制御巻線の電流によって R_L に発生する電圧の移相を制御することができる。磁気移相器といわれるのは、このような動作を行なうためである。

この制御機構を説明するために、図3のように四つのモードに分けて考察する。図3のモード(1)は、鉄心 C_1 、 C_2 がともに非飽和の期間であり、 D_2 のダイオードには、逆方向の電圧が加えられるため、鉄心 C_2 の出力巻線 N_L には電流が流れない。この期間では、鉄心 C_1 の出力巻線 N_L には、磁束の変化による誘起電圧が発生しており、端子NA間に加えられる電圧の大部分は、出力巻線 N_L の両端に加えられる。抵抗 R_L には、鉄心 C_1 の励磁電流に相当する電流が流れるにすぎず、抵抗 R_L の電圧は(1)式で示されるような小さな値となる。

* 日立製作所佐和工場 ** 日立製作所日立研究所

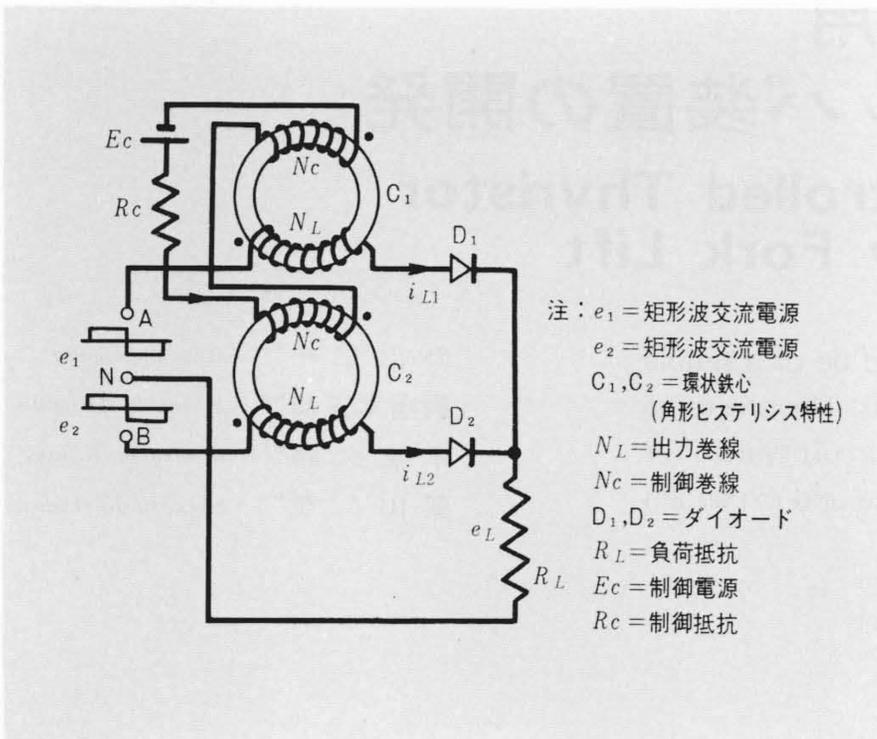


図1 磁気移相器の基本回路 磁気移相器の回路の基本部分を示す。
Fig. 1 Fundamental Circuit of Magnetic Phase Shifter

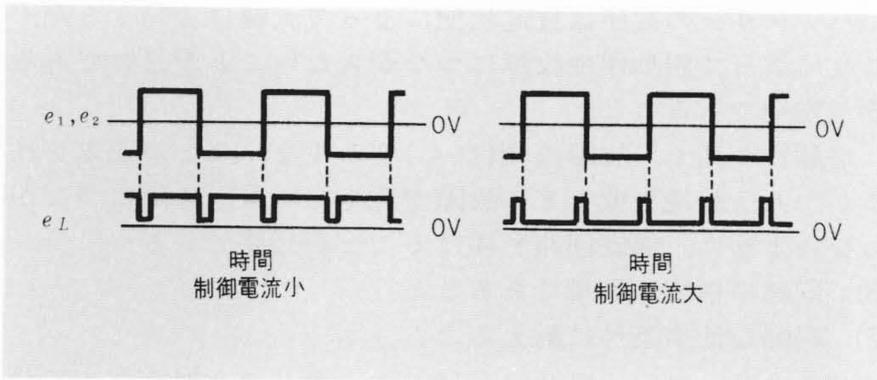


図2 磁気移相器による位相制御 磁気移相器によって、電圧の位相を制御することができる。
Fig. 2 Phase Control by Magnetic Phase Shifter

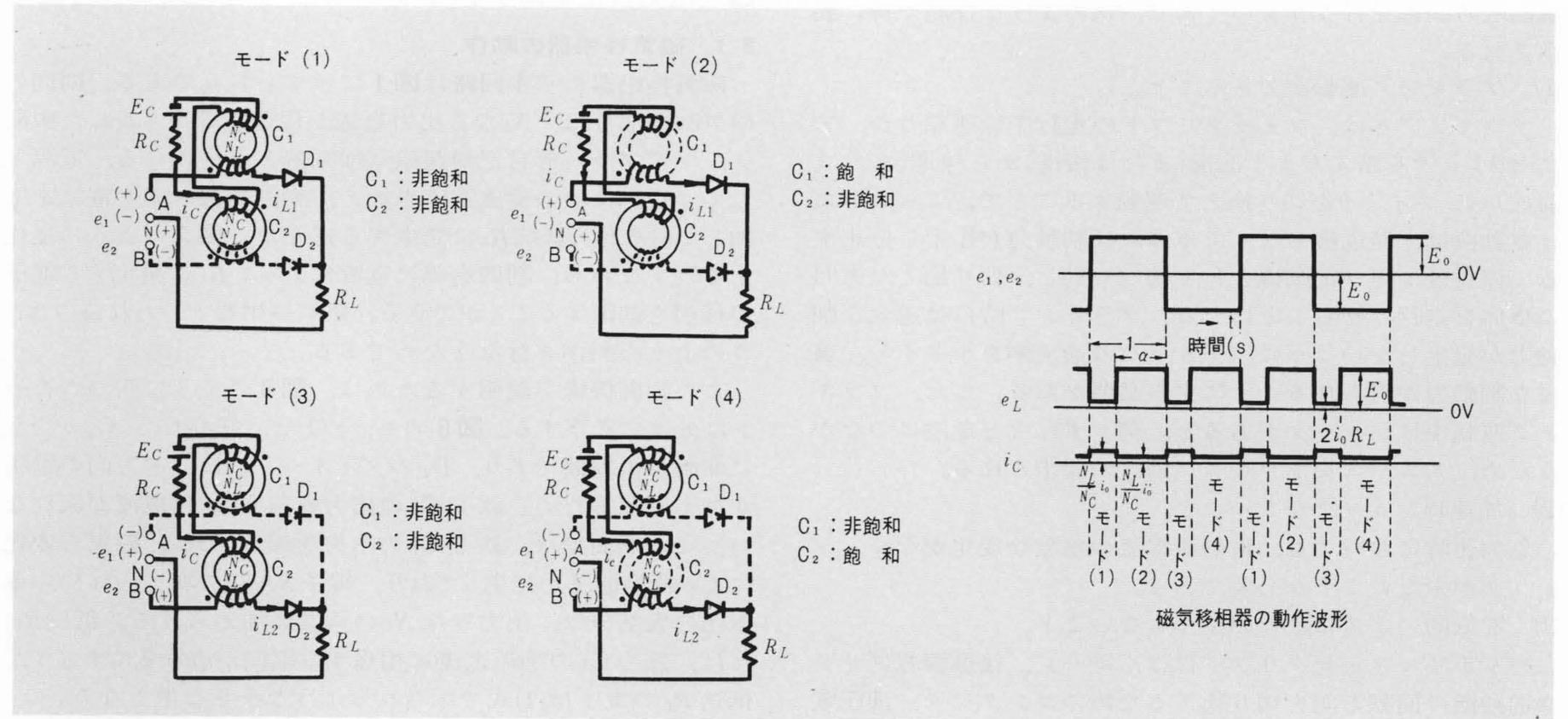


図3 磁気移相器の動作モードと波形 磁気移相器の動作を四つのモードに分けて示す。
Fig. 3 Explanatory Figures of Operating Modes, and Voltage and Current Wave at Each Mode

なお、本稿で述べる数式(1)~(8)式および図1~11中の各記号の説明については本稿の末尾に掲載したので参照されたい。

$$e_L = i_{L1} R_L = 2 i_0 R_L \dots\dots\dots(1)$$

モード(2)では、C1は飽和、C2は非飽和であり、巻線NLの抵抗をゼロと仮定すると、端子NA間に加えられる電圧は、抵抗RLの両端に加えられる。すなわち、(2)式が成立する。

$$e_L = i_{L1} R_L = E_0 \dots\dots\dots(2)$$

なお、交流電圧が反転したモード(3)、モード(4)の場合には、鉄心C1の出力巻線NLには、ダイオードD1に逆方向の電圧が加えられるため電流は流れない。しかし、鉄心C2は、モード(1)、(2)の鉄心C1の状態と同じ経過をたどる。したがって、抵抗RLの両端の電圧は、モード(3)では(1)式で、モード(4)では(2)式で求めることができる。

制御回路に流れる電流icは、等アンペアターンの法則より(3)、(4)式のようにになる。

$$i_c = \frac{N_L}{N_c} i_0 \dots\dots\dots(3) \text{ モード(1), (3)}$$

$$i_c = \frac{N_L}{N_c} i_0' \dots\dots\dots(4) \text{ モード(2), (4)}$$

図3に示すように、eL = E0となる期間をα(通流期間という)、交流電圧の半サイクルを1とすると、αは(5)式により求めることができる。

$$\alpha = \frac{1 - \frac{n e_c}{r e_0}}{1 - h_0} \dots\dots\dots(5)$$

したがって、h0がicによって変化しなければ通流期間αは、ecによって直線的に変化する(しかし、実際の鉄心ではこれが成立しないので、特性は非直線となる)。

次に負荷電圧eLの平均値ELを単位化したvL = EL/E0を求める、と、次式のようにになる。

$$v_L = 2 e_0 + (1 - 2 e_0) \frac{1 - n e_c}{1 - h_0} \dots\dots\dots(6)$$

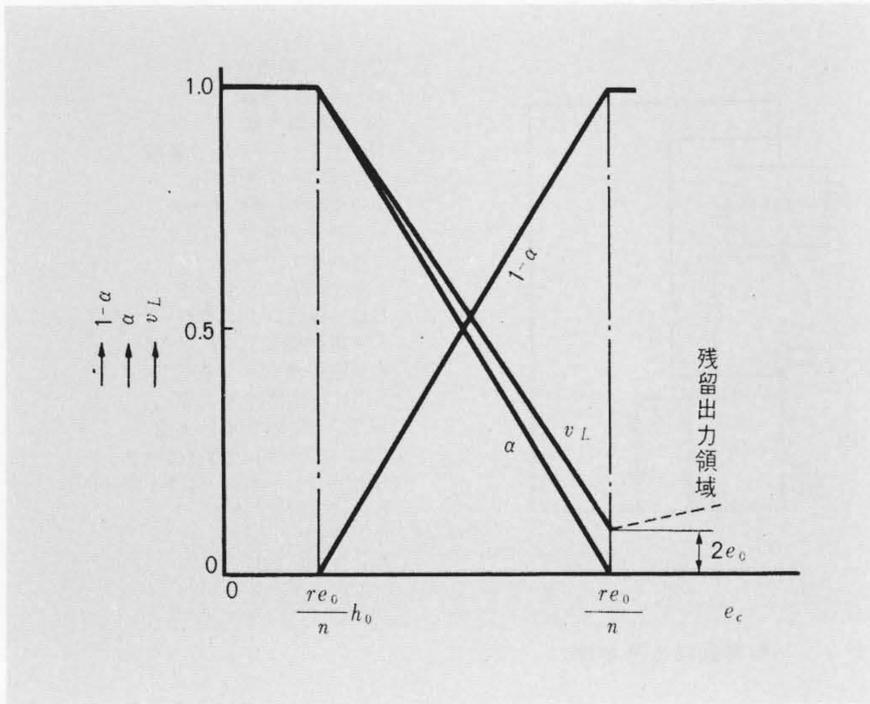


図4 磁気移相器の制御特性 磁気移相器の通流期間(α), 非通流率期間($1-\alpha$), 出力電圧 v_L と制御電圧 e_c との関係を示す。

Fig. 4 Controlling Characteristics of Magnetic Phase Shifter

(5), (6)式から $e_c = \frac{re_0}{n}$ のとき, $\alpha = 0, v_L = 2e_0$ (最小出力)

$e_c = \frac{re_0}{n}h_0$ のとき, $\alpha = 1, v_L = 1$ (最大出力)

となる。

したがって, h_0 が変化しなければ, α と同様に v_L も e_c によって直線的に変化する。この関係は図4に示すとおりである。

以上の説明は, モード(1)において鉄心 C_1 が先に飽和する場合であるが, 鉄心 C_2 が先に飽和する場合についても解析することができるが, この場合は, 増幅度の低い, いわゆる磁気増幅器の残留出力に相当する部分で, ここでは説明を省略する。しかし, 図1に示すような磁気移相器をチョッパの制御装置として使用するときには, E_c または I_c が十分大きいときには, 残留出力も大きいことを考慮に入れて回路を構成することが必要となる。これについては, 3.2で述べる。

3.2 磁気移相器によるチョッパ制御回路の構成

3.1に述べたように, 磁気移相器の通流期間 α は, 制御回路の電圧 E_c (または制御回路の電流 I_c)によって, ほぼ直線的に変化することがわかった。したがって, 磁気移相器を使用することによってチョッパの通流率を制御できるはずである。この場合, 次の二とおりの方法が考えられる。

- (1) 磁気移相器の通流期間 α をチョッパの導通期間とする方法
- (2) 磁気移相器の非通流期間 $1-\alpha$ をチョッパの導通期間とする方法

(1)の方法で回路を構成する場合には, アクセラレータの指令によって流す制御電流の値が増加すると, 磁気移相器の通流期間 α が増加するようになる必要がある。制御電流の方向は図1とは逆方向にしなければならない。また制御電流がゼロのとき α がゼロとなるように, バイアス巻線を設け, バイアス電流を流す必要がある。このようにしたときの磁気移相器の特性は図5のようになる。

チョッパ回路においては, 通常チョッパまたは電動機に流れる電流によって, アクセラレータ指令電流と逆方向に働くフィードバックをかけ, 電流制限作用を行なわせる。以上述べた関係を図5の特性上に示す。P点は通常の電流制限動作

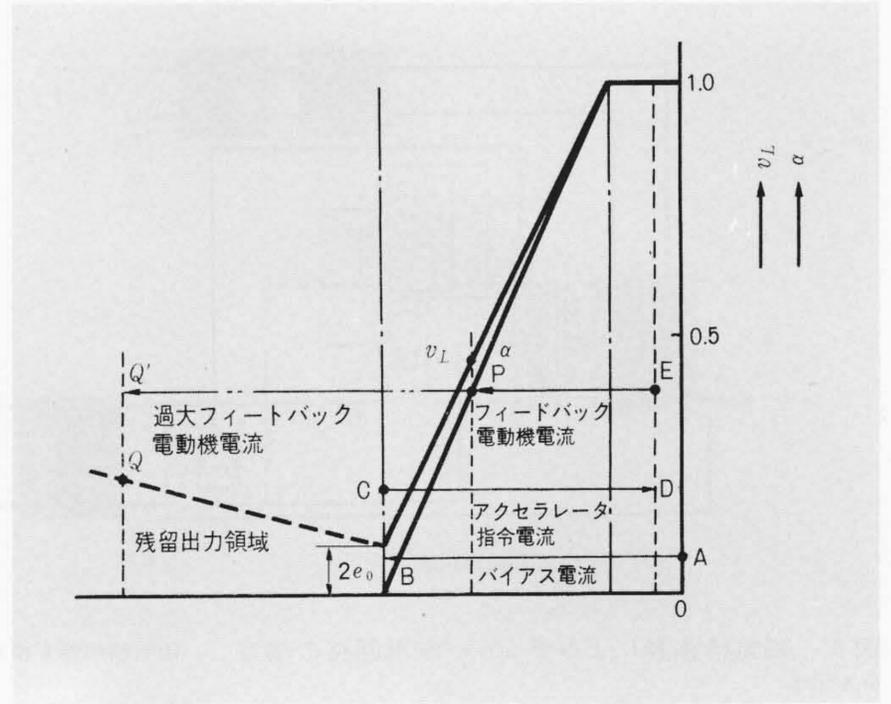


図5 磁気移相器の通流期間をチョッパ通流期間とするときの特性 磁気移相器の通流期間とチョッパの通流期間を一致させたときの磁気移相器の特性を示す。

Fig. 5 Controlling Characteristics of Magnetic Phase Shifter when α is Equal to the Conducting Period of Thyristor Chopper

が行なわれている場合の動作点である。電動機電流によるフィードバックは, プラギングを行なったとき, 非常に大きくなり, 図5においてEQで示される。この場合, 磁気移相器の動作状態がQ点となり, 残留出力電圧が発生することになる。この残留出力が大きくなると, 回路が誤動作する可能性があるため, (1)の方法によって回路を構成することは, 好ましくない。このため回路の構成は, (2)の方法によることにした。

この方法によれば, 図4の特性をそのまま使用することができアクセラレータの指令電流とバイアス電流(図4の $\frac{re_0}{n}h_0$ に相当する)の方向は, 同じ方向であり, 特にバイアス巻線を設ける必要はない。また過大な電動機電流が流れてフィードバックが過大になっても, 磁気移相器の通流期間 α が1になったままであり, 残留出力領域にはいることはない。

この方法による回路の構成および動作を図6, 7のように決定した。図6の(a)のように, 矩形波交流電圧発生器(たとえば磁気マルチバイブレータ)による矩形波交流電圧を, 鉄心 C_1 および C_2 の出力巻線 N_L に加える。磁気移相器の出力電圧は, 負荷抵抗 R_L の両端に発生するが, これには図3にも示したように励磁電流による電圧 $2i_0R_L$ が含まれており, これを除去するためダイオード D_3, D_4 , 抵抗 R_Z , ツェナーダイオード Z , コンデンサー C から成るクリップ回路を設けている。チョッパを導通状態にするためのオントリガパルスは, 矩形波交流電圧の電圧の極性が変わる点より Δt_0 (s)遅れた信号を遅延回路で作り, この信号を微分増幅して主サイリスタSCR1のゲートへ加える。またチョッパを不導通状態にするためのオフトリガパルスは, 磁気移相器の出力電圧の立ち上り点を微分増幅して作り, これを補助サイリスタSCR2のゲートへ加えている。

チョッパの主回路を図6(b)に示す。電動機電流は, 分流器 S を通して流れるが, 電流の一部は, 分流器のY端子から磁気移相器のフィードバック巻線 N_M のY端子へ流れ, Z端子を経て分流器のZ端子へもどる。この電動機電流によるフィードバック電流の方向は, 制御巻線 N_c に流れる電流方向とは逆方向となっており, 電動機電流の制限を行なうことができる。

図7は, この回路の動作状態を示す波形である。制御回路

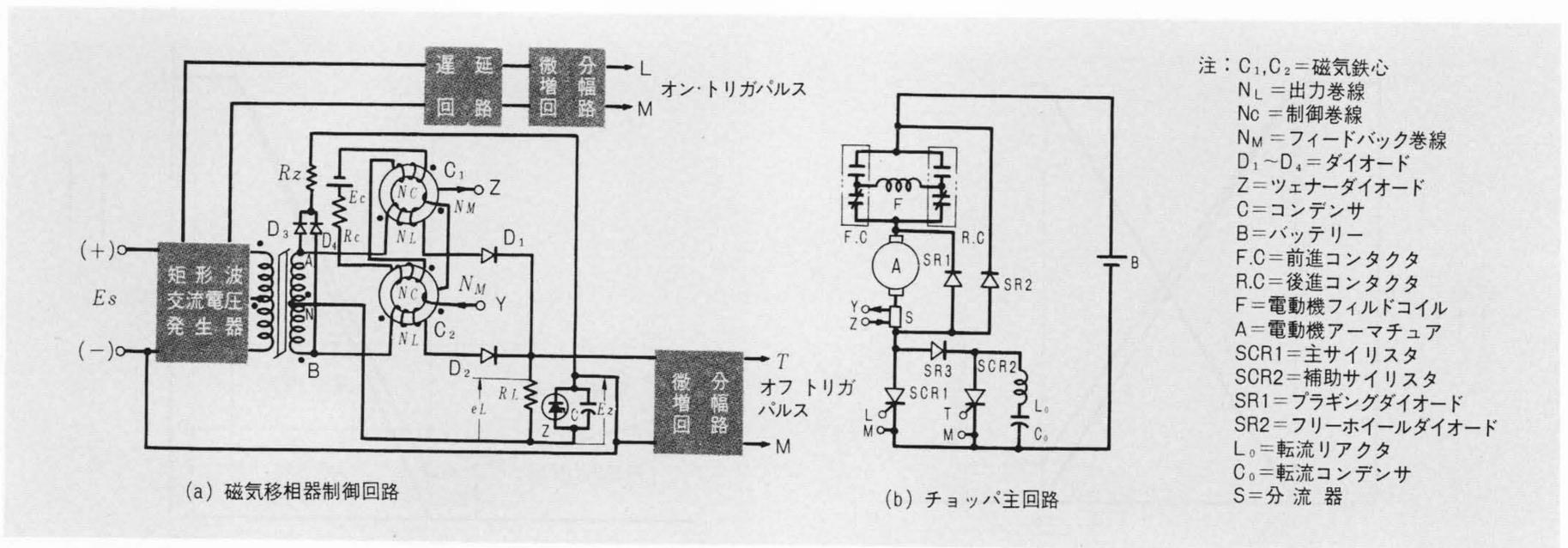


図6 磁気移相器によるチョップ制御回路の構成 磁気移相器を使用したチョップ制御回路の基本部分を示す。

Fig. 6 Chopper Circuit by Magnetic Phase Shifter

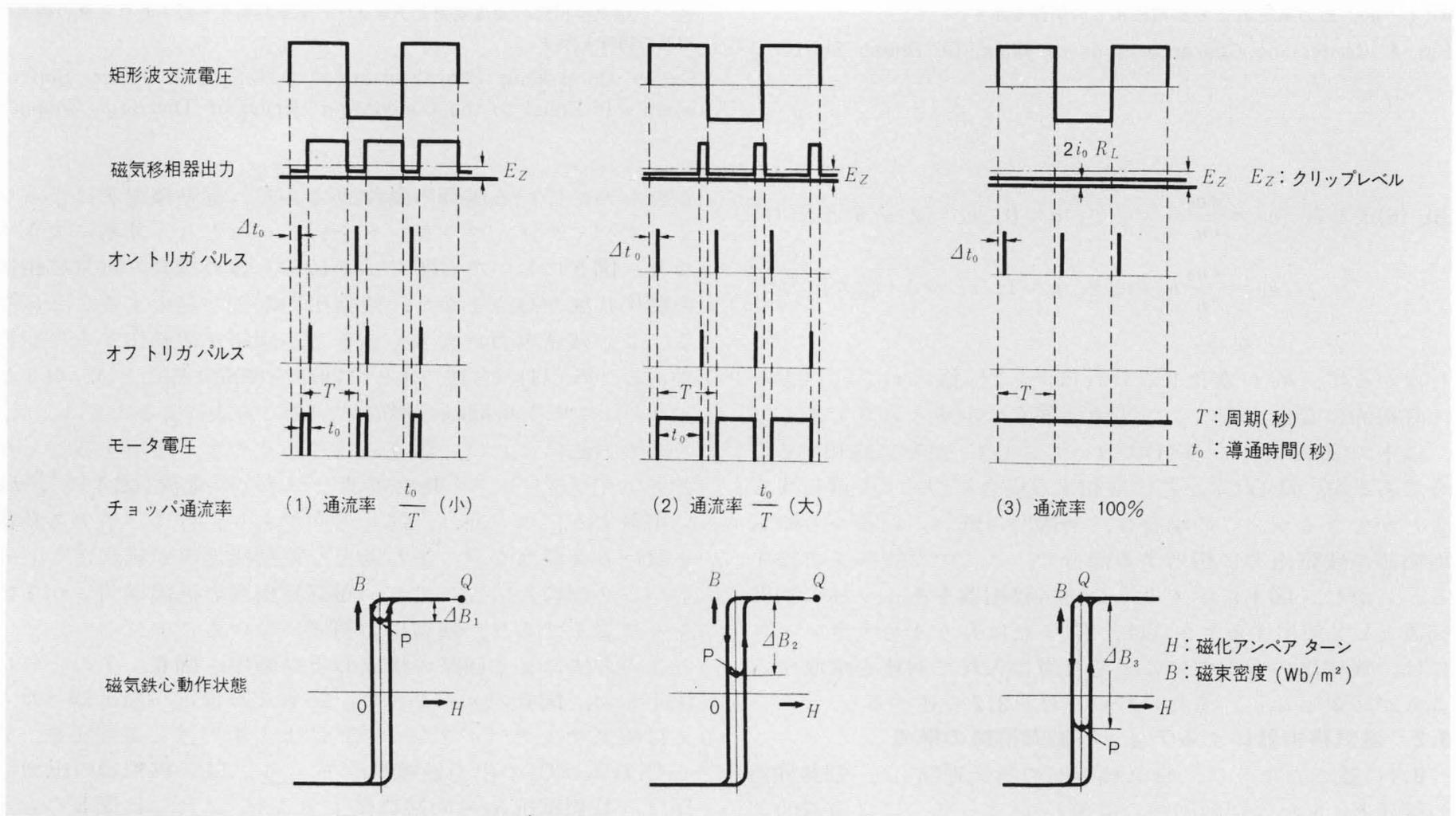


図7 磁気移相制御チョップの動作 磁気移相器を使用したチョップの波形関係を示す。

Fig. 7 Performance of Thyristor Chopper Controlled by Magnetic Phase Shifter

の電圧 E_c (または制御電流 I_c) を増加していくにつれて、(1)に示す通流率小の状態から、(2)の通流率大の状態になり、ついには、磁気移相器の出力電圧は励磁電圧のみとなり、オフトリガパルスは消滅してチョップの通流率は100%となる。

なおそのときの磁気鉄心の磁束密度の変化は、図7のように、 ΔB_1 , ΔB_2 , ΔB_3 と大きくなっていく。図8は本回路の制御電流 I_c 、電動機のフィードバック電流 kI_M (制御回路側に換算した値) と、チョップの通流率 α_c との関係を示すものである。

3.3 磁気移相制御サイリスタチョップの特性

3.3.1 チョップの通流率 (α_c) 特性

バッテリーフォークリフトのチョップとしては、ショックのない加速性、微速走行などの要求から、通流率の最大値 α_{cMAX} は100%に近く、最小値 α_{cMIN} は0%に近いことが必要である。

チョップが導通している時間 t_0 (s) (図6参照) の最小値 t_{0MIN} は、転流回路の共振周期と、転流コンデンサの充電時間の点から最小値が存在し、 α_{cMIN} は、

$$\alpha_{cMIN} = \frac{t_{0MIN}}{T_c} \dots\dots\dots(7)$$

となる。したがって、通流率を小さくするためには、周期 T_c を大きくする必要がある。

また最大通流率 α_{cMAX} についても、チョップの最小不導通時間を t'_{0MIN} とすると、 α_{cMAX} は、(8)式のようになる。

$$\alpha_{cMAX} = \frac{T_c - t'_{0MIN}}{T_c} \dots\dots\dots(8)$$

制御上 t'_{0MIN} にも、最小値が存在するため、 α_{cMAX} の最大値も制限を受ける。(8)式からわかるように、 α_{cMAX} の値を大きく

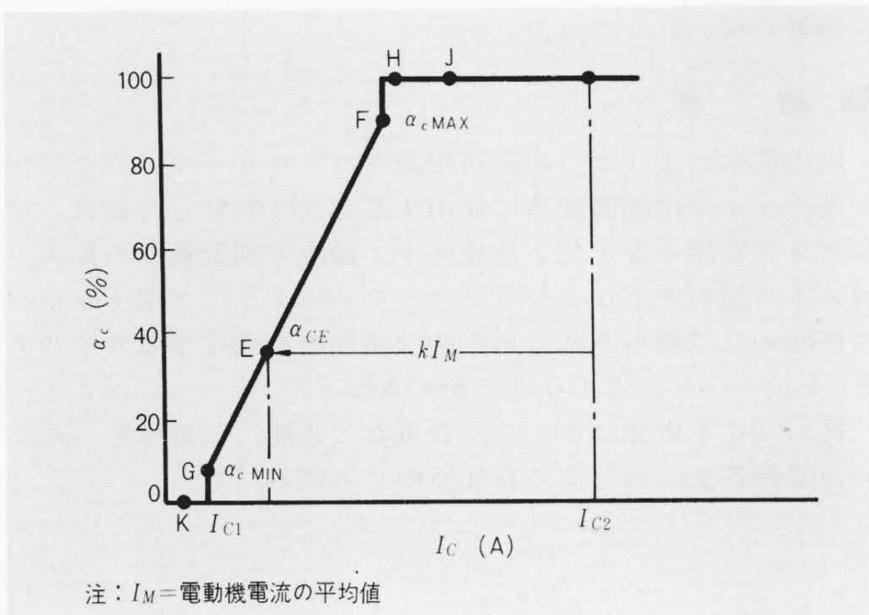


図8 磁気移相制御チョップの通流率特性 磁気移相器を使用したチョップの制御電流と通流率の関係を示す。

Fig. 8 Duty Factor Characteristics of Thyristor Chopper Controlled by Magnetic Phase Shifter

するには、同様に T_c を大きくしなければならない。周期 T_c を大きく選択すると、通常の動作状態で電動機電流の脈動が大きくなり、効率が悪くなるなどの問題点があり好ましくない。したがって、低通流率領域と高通流率領域において、発振器の発振周期を変えて周期を大にし、 $\alpha_{c\text{MAX}}$ を100%に近づけ、 $\alpha_{c\text{MIN}}$ を0%に近づけるようにするのが通常の方法である。しかしこの方法は、回路が複雑になるきらいがある。

今回開発した磁気移相制御方式においては、発振器の周期 T (s) を変えることなしに、上記の機能を持たせることに成功した。

いま磁気移相器の制御回路に I_{c1} (図8参照) に相当する電流を流したとすると、チョップは $t_{0\text{MIN}}$ の間導通状態となり、電動機に電流が流れる。チョップ不導通後も、図6(b)のようにフリーホイールダイオード SR 2 があるため、電動機の電流が流

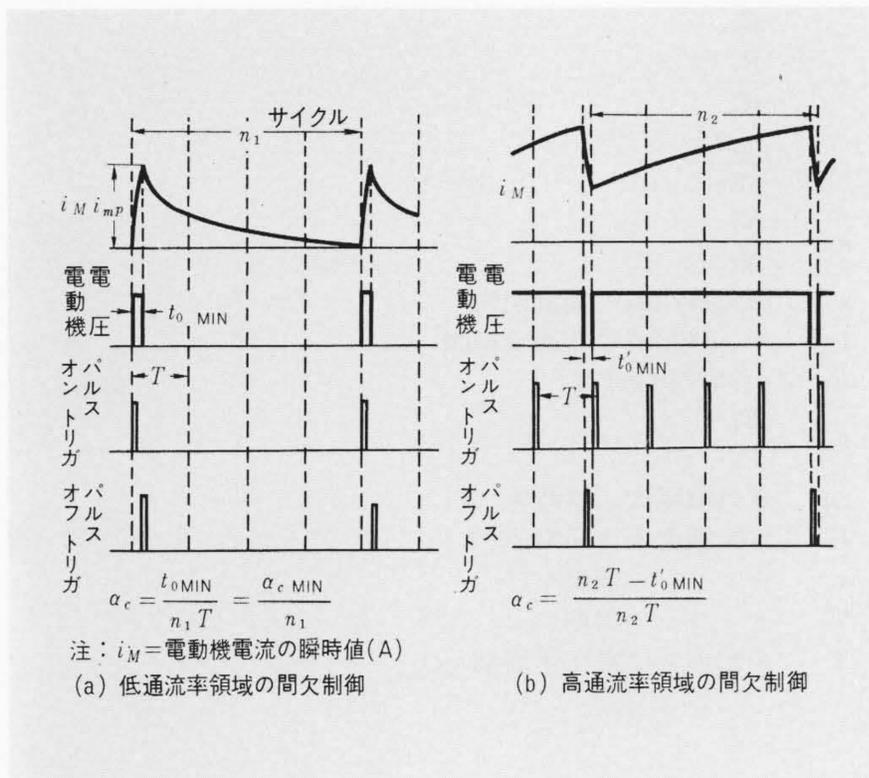


図9 低通流率および高通流率時の間欠制御 低通流率および高通流率時のチョップの動作波形を示す。

Fig. 9 (a) Intermittent Control in Low Duty Factor Range
(b) Intermittent Control in High Duty Factor Range
Intermittent Control in Low and High Duty Factor Range

れ続ける。磁気移相器の鉄心 C_1, C_2 には、図6(a)に示すように電動機の電流を巻線 N_M により、 I_{c1} とは逆方向にフィードバックしているため、図8のK点で示される状態となり、オントリガパルスもオフトリガパルスも発生しなくなる。電動機電流が減衰し、ゼロになると再び図8のG点で示す状態となり、チョップが導通することになる。図9(a)はこの状態を示すものである。図9(a)に示すように n_1 サイクル中に、1 サイクルチョップが $t_{0\text{MIN}}$ の間導通状態になったときの通流率の値は、 $\frac{\alpha_{c\text{MIN}}}{n_1}$ となり、非常に小さな通流率を得ることができる。電動機の回転数が上昇すると、電動機電流のピーク値も減少し、フリーホイールダイオードに流れる電流の減衰も速くなるため、 n_1 は整数値を取ってしだいに減少し、通流率はなめらかに上昇することになる。

高通流率領域の動作は、次のようになる。いま図8に示すように制御回路に電流 I_{c2} を流すと、電動機の電流の一部がフィードバック巻線 N_M に流れ、チョップの通流率は α_{cE} となる。電動機の回転数が上昇し、電動機電流が減少するにつれて通流率が増加し、ついにはF点に達する。さらに電流が減少すると、動作点はH点に達し、サイリスタには、オントリガパルスは与えられるがオフトリガパルスは与えられなくなる。しかしこのような状態では、電動機電流が増加し、F点にもどり再びオフトリガパルスが発生するようになる。

図9(b)はこのような状態を示すものである。図9(b)のように n_2 サイクル中に1サイクルチョップ動作が行われた場合は、通流率は $\frac{n_2 T - t'_{0\text{MIN}}}{n_2 T}$ となる。通流率が図8に示す $\alpha_{c\text{MAX}}$ から100%になる過程においては、 n_2 は整数値を取ってしだいに増加していき、連続的に通流率が変化する。実際の測定によると、この間欠制御により、通流率の最小値は約1%、最大値は約98%の値が得られている。

3.3.2 プラギング特性

プラギング期間中、電動機は発電機となりフォークリフトに制動力を与える。プラギングがショックがなくスムーズに行なわれるためには、電動機に流れる電流が発散しないこと

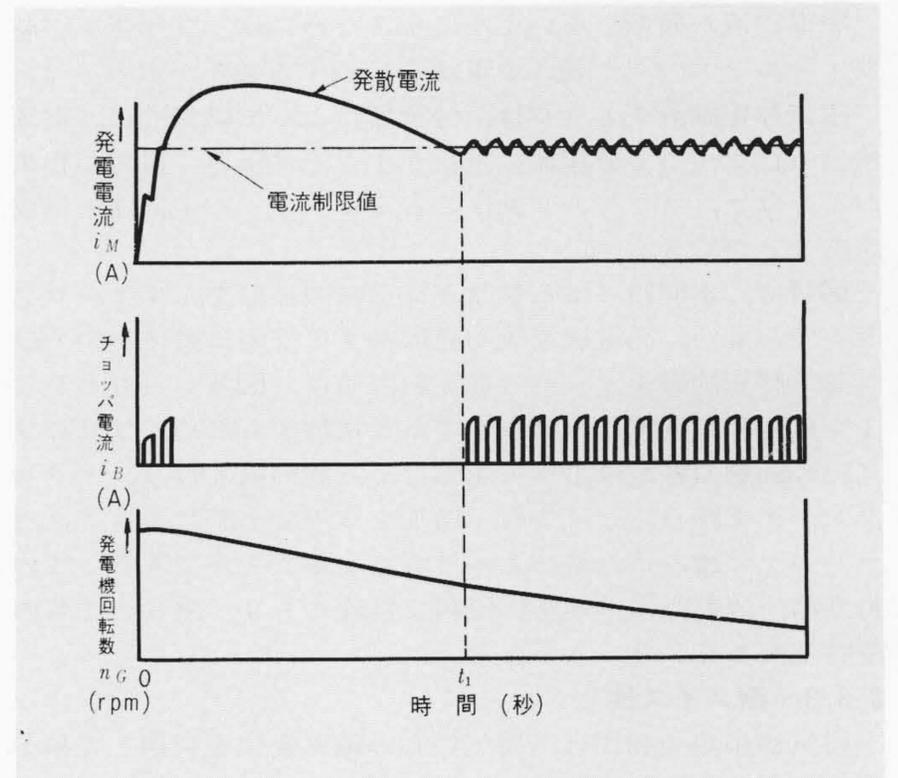


図10 プラギング時の発電電流の発散波形 プラギング時の発電電流の発散波形を示す。

Fig. 10 Divergent Phenomenon of Generating Current in Plugging

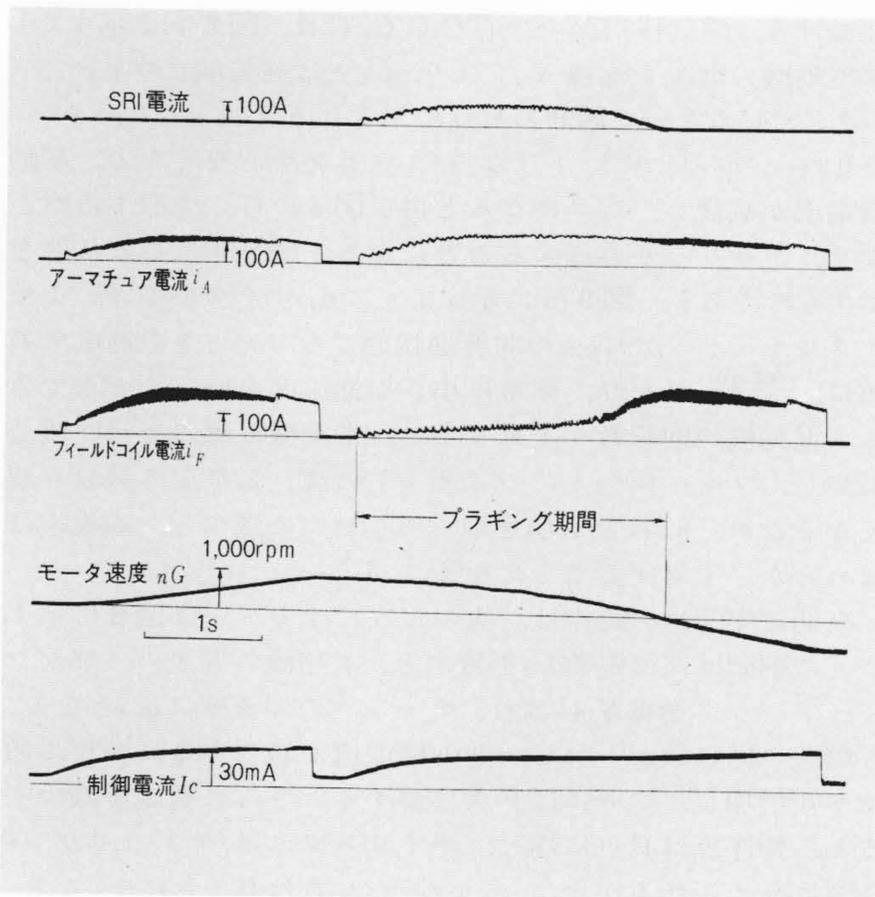


図11 磁気移相制御チョッパのブラギング波形 磁気移相制御チョッパのブラギング時のオシログラムの一例を示す。

Fig. 11 Oscillogram of Plugging by Thyristor Chopper Controlled by Magnetic Phase Shifter

が必要である。

電動機の発電機としての特性や、チョッパ主回路の構成および回路定数の値が不相当であると、ブラギング時に、発電機電圧によりフィールドコイルに電流が流れ、これによってさらに発電機電圧が上昇するという現象が生じ、発電機電流が制御回路で決められている制限値を越え、ブラギング時に必要以上の大きな制動力が発生することになる。図10はこの状態の波形を示すものである。時間0から t_1 までは、発電機の電流は制限値を越えており、必要以上の制動力が発生する。

発電電流が発散しないようにするためには、ブラギング時フィールドコイルに流れる電流を抑制する必要がある。

磁気移相制御チョッパは、分流器によって磁氣的に、電流検出を行なうので分流器の抵抗が小さくて済み、電力の損失がないほか、ブラギング動作の安定なチョッパ主回路を構成することができる。

図11は、本回路によるブラギング時の波形を示すオシログラムであるが、発電機電流が発散せずに安定に動作している。

磁気移相制御チョッパの電流制限値は、図8からもわかるように、制御電流 I_c が大きくなると増加するため、ブラギング時の制動力は I_c によって変化する。制御電流 I_c は、アクセラレータを踏み込むにつれて増加するので、制動力はアクセラレータの踏み込み量によって調整することができる。この特性は、運転操作上非常に便利な特性であり、乗りごこちの改善上大きなメリットとなる。

3.3.3 耐ノイズ性

磁気移相器の動作は、磁気鉄心の磁束変化を利用した積分動作であり、この原理からも電氣的ノイズにより発振周波数やチョッパの通流時間などが乱されず、耐ノイズ性がすぐれていることが予想される。本方式によるチョッパを実車に装着し、実際に発生するノイズ、すなわちフラッシュ、後進警報ブザー、コンタクトの開閉による誤動を調査した結果、全

く影響が現われなかった。

4 結 言

以上述べたように、磁気移相器をバッテリーフォークリフト用チョッパの制御回路に使用する方式を開発した結果、ブラギング性能の安定化と性能向上、通流率制御範囲の拡大、耐ノイズ性の向上などバッテリーフォークリフト用チョッパの性能として要求される基本的な諸性能を満足するサイリスタチョッパを完成することができた。

終わりに本研究にあたり、貴重なご意見、ご指導をいただいた関係各位に対し厚くお礼を申し上げる。

記号の説明

本稿で述べた数式(1)~(8)式および図1~11中の各記号の説明は次のとおりである。

- R_c : 磁気移相器の制御回路抵抗 (Ω)
- E_c : 磁気移相器の制御回路の電源電圧 (V)
- N_c : 磁気移相器の制御巻線数(ターン)
- N_L : 磁気移相器の出力巻線数(ターン)
- i_{L1} : 磁気移相器鉄心 C_1 出力巻線電流の瞬時値 (A)
- i_{L2} : 磁気移相器鉄心 C_2 出力巻線電流の瞬時値 (A)
- i_c : 磁気移相器制御回路電流の瞬時値 (A)
- i_0 : 磁気鉄心 C_1, C_2 がともに非飽和のときの鉄心励磁アンペアターンを N_L で除した値 (A)
- i'_0 : 磁気鉄心 C_1 (または C_2)が飽和したときの鉄心 C_2 (または C_1)の励磁アンペアターンを N_L で除した値 (A)
- I_c : 磁気移相器制御回路電流の平均値 (A)
- h_0 : $\frac{i'_0}{i_0} < 1$
- R_L : 磁気移相器の負荷抵抗 (Ω)
- E_0 : 矩形波交流電圧の波高値 (A)
- t : 時間 (s)
- e_L : 負荷抵抗 R_L に生ずる電圧の瞬時値 (V)
- e_c : $\frac{E_c}{E_0}$
- r : $\frac{R_c}{R_L}$
- e_0 : $\frac{i_0 R_L}{E_0}$
- n : $\frac{N_c}{N_L}$
- α : 磁気移相器の通流期間
- $1-\alpha$: 磁気移相器の非通流期間
- E_L : e_L の平均値 (V)
- v_L : $\frac{E_L}{E_0}$
- i_M : 電動機電流の瞬時値 (A)
- I_M : 電動機電流の平均値 (A)
- α_c : チョッパの通流率 (%)
- T_c : チョッパの周期 (s)
- T : 矩形波変流電圧半周期 (s)

参考文献

- (1) Herbert F. Storm 著, 山村, 原田共訳: 磁気増幅器 コロナ社 (昭36-5)
- (2) 宮沢, 穴山共著: 磁気増幅器入門 電気書院 (昭44-9)