

サイリスタチョッパによる直流電流の制御

長谷川 誠 一・田 畑 季 章

The Control of DC Current by Thyristor Chopper

Seiichi HASEGAWA, Toshiaki TABATA

(昭和56年10月31日受理)

In many cases of DC current control, it may even be desirable to try to replace the current register by DC chopper.

The control of DC current by DC chopper provides better performance and better economy than by the current register.

In this paper, results from a trial production of Thyristor Chopper are reported.

1. ま え が き

たとえば直流電動機の制御回路のような比較的大きな直流電力回路の電流調節には、従来抵抗器が簡便な方法として用いられてきた。この種の抵抗器は大容量のものとなるとその発熱量が大きいこと、寸法、重量ともに大きいこと等、取扱いの上で難点が多い。また小容量のものでも発熱のため抵抗変化をきたし、しばしば電流調節に不安定さをもたらす。このため、電気機械試験法によくある界磁の一定励磁などの実験ではトラブルを起しがちである。

前述のような抵抗器によらないで直流回路の電流調節を円滑に行う方法としては、半導体スイッチング素子を用いたDCチョッパ回路によってオンオフ制御を行う方法^{1), 2)}が最も一般的である。抵抗器による直流回路の電流調節の難点を解決する一手段として、今回サイリスタチョッパ装置を試作した。電気機械に適用する目安としては2(KW)直流機の界磁の励磁電流調節用ということで容量を50(W)とした。この装置は直ちに大電力回路に適用できるほどの容量ではないがチョッパ装置として一応の性能が得られた。

2. DCチョッパ制御方式

DCチョッパによる直流電流の制御方式としては次のものがあげられる³⁾

- a) パルス幅変調方式 (PWM方式)
- b) パルス周波数変調方式 (PFM方式)

a) のPWM方式は一定のチョッピング周期Tで

オン時間Tonをゲート信号によって変化させるもので、オフ時間がToff、電源電圧がVの場合、出力電圧(平均値)Vℓはサイリスタの順電圧降下が無視できるものとする

$$V\ell = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V = \frac{T_{on}}{T} V \quad (1)$$

とあらわされ、デューティレシオDR(オン時間Ton/チョッピング周期T)に比例する。

一方b)のPFM方式はオン時間Tonを一定としてチョッピング周波数fを変化させるもので、出力電圧Vℓは

$$V\ell = \frac{T_{on}}{T} V = T_{on} f V \quad (2)$$

となって周波数fに比例する。

3. 回路構成

サイリスタチョッパ回路としては、まず第一にフリップフロップ回路があげられるが転流回路にダミーロードが必要でこの損失も無視できない。損失を減らそうとしてダミーロードの抵抗値を大きくするとスイッチング速度が低下するため、効率の点から周波数が高いことが要求される電力用のチョッパ回路としては不相当である。それで今回は転流回路が若干複雑であるがJones回路を採用した。図7に試作したサイリスタチョッパ回路の概略を示した。

Jones回路は転流回路にオートトランスL₁, L₂を用いている点に特徴がある。まず主サイリスタSCR₁がターンオンするとターンオン電流がオートトランスに起電力を誘導する。この誘導起電力は負荷電流が大きいほど高くなり、この起電力によってL₂-D-

サイリスタチョップによる直流電流の制御

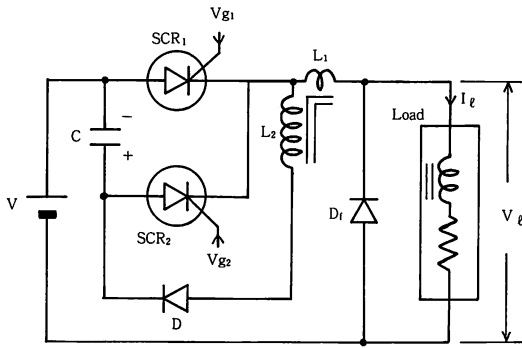


図1 サイリスタチョップ回路

C-SCR₁の回路に充電電流が流れ、転流コンデンサCが図示の極性に充電される。次いで時間遅れをもって補助サイリスタSCR₂をターンオンさせるとC-SCR₂-SCR₁の閉回路が形成され、主サイリスタSCR₁は転流コンデンサCにたくわえられた電荷によって逆電圧がかかりターンオフする。この過程における回路各部の電圧電流波形の観測例を図2に示した。これはチョッピング周波数fが100(Hz)、デューティレシオDRが50(%)の場合のものである。

またオートトランスのインダクタンスL₂と転流コンデンサCの容量は転流失敗を起こさないため次の関係を満足させなければならない。⁴⁾

$$T_{min} > \pi \sqrt{L_2 C} \quad (s)$$

$$C \geq K \text{toff} I_{lmax} / V \quad (\mu F)$$

ただし T_{min}：最小オン時間 (ms)

toff：サイリスタのターンオフ時間 (μs)

I_{lmax}：負荷電流最大値(A), V：電源電圧(V)

K：安全率(2)

この装置ではV=50(V), I_{lmax}=1.0(A), サイリスタのターンオフ時間toffが60(μs)なのでC=2.4(μF), L₂=10(mH)とした。またL₁は転流コンデンサが電源電圧とほぼ同電圧に充電されるものとして巻数比を1：3にとり約1(mH)とした。

なおゲート回路は弛張発振回路によって基本発振(40~300Hz)を得てこれを主サイリスタのゲート信号V_{g1}とした。補助サイリスタのゲート信号V_{g2}の遅延時間は0.9~20(ms)の範囲で変化させた。

4. 特性と考察

図3にPWM方式によるデューティレシオDR対負荷電流(平均値)I_lの特性をチョッピング周波数fをパラメータとして示した。各周波数の場合とも負荷

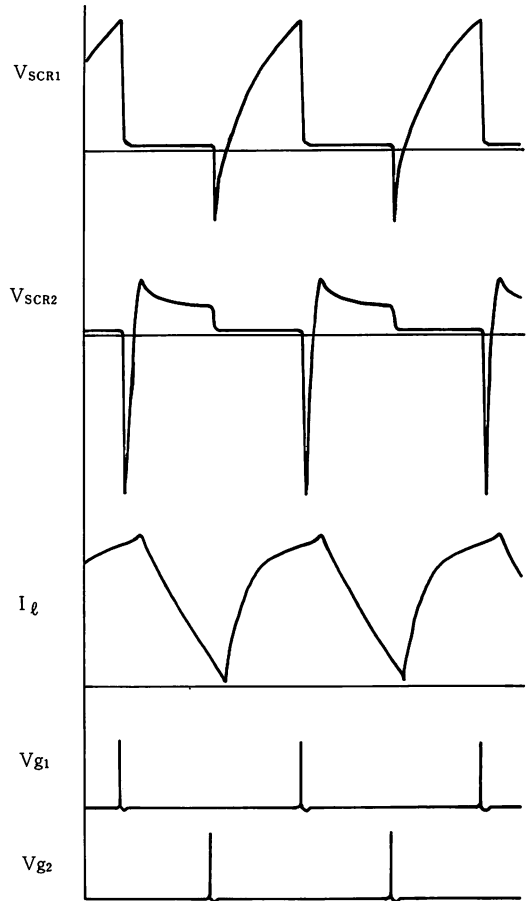


図2 電圧、電流波形

電流I_lはデューティレシオDRに対しほぼ直線的な関係を示しているが、デューティレシオが小さくなると必ずしも(1)式を満足しているとは言い難い。これは図2に示した負荷電流波形からもうかがわれるように回路の誘導性のため、主サイリスタがターンオフ後、電流が速やかにしゃ断し得ないためである。また転流回路自体のターンオフタイムの関係から100(Hz)以上の周波数ではデューティレシオを大きくすると転流失敗を起こし、安定な運転が不可能となった。

図4にPFM方式によるチョッピング周波数f対負荷電流I_lの特性を示した。同図でDRの記入のある曲線はチョッピング周波数fを変化させつつ、デューティレシオは一定に保つ、いわゆる混合方式の場合の特性である。オン時間Ton一定のPFM方式では周波数fが高くなるにともない、負荷電流I_lに飽和の傾向があらわれ、この周波数域では(2)式の関係から離れてくる。これは前述のPWM方式の場合同

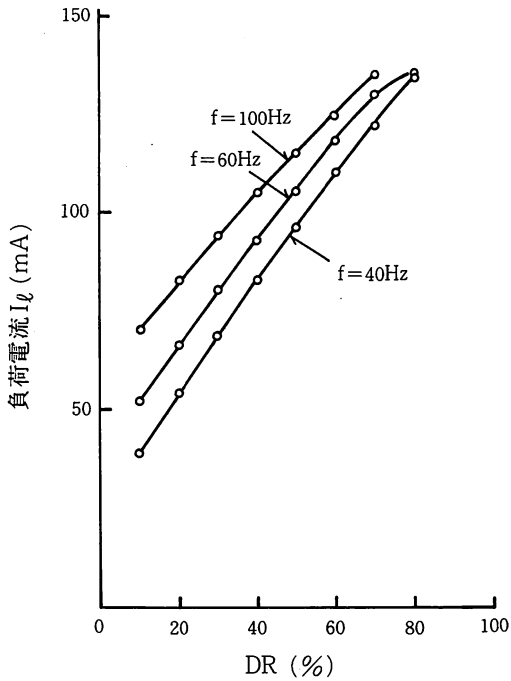


図3 PWM方式による電流調節

様、周波数の上昇にともなって回路の誘導性のため、完全に電流がしゃ断しない状態で次のオン時間に入るためとみられる。

5. ま と め

以上の結果から今回試作したサイリスタチョッパ装置において転流失敗をせずに安定で、かつ円滑な

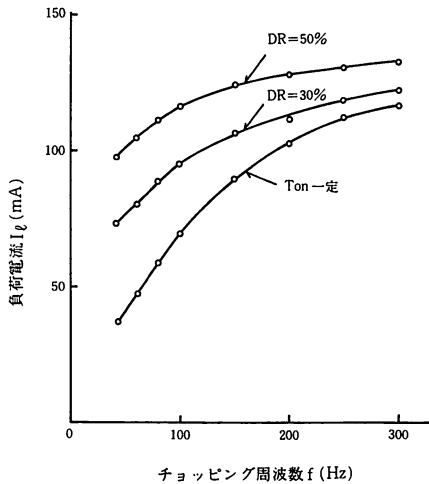


図4 PFM方式による電流調節

電流調節を行うためにはチョッピング周波数 f が100 (Hz) 以下ではPWM方式、それ以上の周波数ではPFM方式をとるのが最適であることがわかった。

今回の装置についてはその応用範囲を拡大するため、転流失敗を起こさない回路方式の検討を重ねてゆきたい。

参 考 文 献

- 1) R. E. Morgan : Time Ratio Control with Combined SCR and SR Commutation : IEEE Trans. on Communication and Electronics (1964. JULY) PP. 366~371
- 2) K. Heumann : Pulse Control of D-C and A-C Motors by Silicon-Controlled Rectifiers : Ibid pp 390~399
- 3) SCRハンドブック編集委員会:SCRハンドブック:丸善(昭和41年11月)
- 4) 東海林春樹:最適素子の選択とドライブ技術:トランジスタ技術(1980. 6)