磁気・サイリスタ結合回路による 定電流装置

九州大学 原田 耕 介
熊本大学 坂 本 毓 人
西部電機工業株式会社 大 桑 康

1. はじめに

大電力の定電流装置は、電磁石をはじめ各種の測定装置⁽¹⁾や電動機の制御器として、また、電弧炉をはじめ負性抵抗を持つ回路の電源などとして、いろいろな応用面がある。特に高精度の温度標準を得るためのプラズマ電源は、定電流特性の出力電流変動率がきわめて小さいことが要求されている。⁽²⁾

これらの大電力用定電流装置としては、もっぱら可飽和リアクトルが利用されているが、精度がじゅうぶんでなく取り扱う電力が大きくなると、重量、容積も大きくなり高価となる。また、サイリスタに負帰還を施し電流制限を行なう試みがあるが、⁽³⁾ 定電流源としての精度はじゅうぶんではない。

本稿で報告する定電流回路はこれらの諸問題を解決するための一つの試みであって、多数の入力信号を独立に加えることのできる磁気増幅器によりサイリスタの点弧を行ない、その出力電流を磁気増幅器に電流帰還し、磁気増幅器自体の正帰還作用を併用してループ利得を高め、高精度の定電流特性を得ることを目的としたものである。本稿では、この回路がその基本原理において可飽和リアクトルまたは負帰還をもつ磁気増幅器と同一であることを示している。また、この回路によれば、特性の異なったサイリスタの並列動作が可

能となりその際、個々のサイリスタを通る電流平均値を任意に調整できることを示している。この回路方式に関する概略はすでに発表した⁽⁴⁾、ここではその詳細を取りまとめて報告する。

2. 回路の原理

回路の構成を第1図に示す。第1図(a)は直流出力用の構成であり、第1図(b)は交流出力用の構成である。これらの回路では自己帰還形磁気増幅器がサイリスタの点弧に用いられている。(a)図において、点線で囲んだ部分が磁気増幅器であって、制御電圧 E_c により巻数 N_c の制御巻線に制御電流 I_c が供給される。 $(R_c$ は制御巻線抵抗) ゲート回路は、巻数 N_g のゲート巻線、整流器および抵抗 R_M で構成され、この $R_M/2$ に生じる電圧 $E_{o'}$ により、サイリスタを点弧する。 R_G はサイリスタゲート回路抵抗である。磁気増幅器の電源電圧 e_M とサイリスタの電源電圧 e_T は、変圧器を用いて一つの電源から供給されるので、サイリスタの点弧角は磁気増幅器の点弧角と同一である。本文では特に断わらないかぎり大文字 (E_c , I_c など) は時間関数の平均値を表わし、小文字 (e_M , e_T など) は時間関数の瞬時値を表わすものとする。サイリスタ出力回路はサイリスタ T_H (2本)、整流器 D (2本) でブリッジ回路を構成して、負荷 (純抵抗 R_0 、インダクタンス L_0) に直流出力電流 I_0 を流す。この I_0 が巻数 N_0 の負帰還巻線に通され、 $N_0 I_0$ が磁気増幅器の制御アンペアターン $N_c I_c$ を相殺し、その結果、等アンペアターン特性が得られることになる。磁気増幅器は巻数 N_F をもつ正帰還巻線の巻数を適当に調整することにより、ループ利得が無限大に近い値

Constant Current Device by Magnetic-Thyristor Combination Circuit. By K. HARADA, Member (Faculty of Engineering, Kyushu University), I. SAKAMOTO, Member (Faculty of Engineering, Kumamoto University), & Y. OOKUWA, Member (Seibu Electric Co., Ltd.)

原田耕介: 正員, 九州大学工学部電子工学教室
坂本毓人: 正員, 熊本大学工学部電子工学教室
大桑 康: 正員, 西部電機工業株式会社

(a) 基本回路 (直流出力)

(a) Typical new combination circuit with DC output

(b) 基本回路 (交流出力)

(b) Typical new combination circuit with AC output.

第 1 図

Fig. 1.

となるように調整でき、このようにすれば、定電流特性および入出力電流間の伝達特性の直線性が改善される。バイアス回路は巻数 N_B のバイアス巻線、回路抵抗 R_B 、バイアス電源 E_B により構成され、磁気増幅器の零点調整に用いられる。(b) 図の記号も (a) 図と同じである。

いま、(a) 図の代表的回路につき動作解析を行なう。磁気増幅器の伝達関数 $G_M(s)$ は半サイクルごとのサンプリングの影響を無視し、平均値で表わせば次のようになる。

$$G_M(s) = \frac{E_0'(s)}{E_c(s)} = \frac{K_{EM}}{T_c s + 1} \quad (1)$$

ただし、 s : ラプラス変換の演算子、 $E_c(s)$: ラプラス変換された磁気増幅器の入力電圧、 $E_0'(s)$: ラプラス変換された磁気増幅器の平均出力電圧

ただし、ゲート巻線の励磁電流分は無視している。 K_{EM} は磁気増幅器の電圧利得、 T_c は時定数である。磁気増幅器の電源周波数を f とすれば、利得帯域幅積、またはダイナミック電圧利得として次式を得る。

$$K_{EM}(1/T_c) = 2f(N_G/N_c) \quad (2)$$

(1) 式と (2) 式より

$$G_M(s) = \frac{K_{EM}}{\frac{1}{2f} K_{EM} \frac{N_c}{N_G} s + 1} \quad (3)$$

となる。

サイリスタ回路の電圧利得、すなわちサイリスタの平均出力電圧 $E_0''(s)$ と、磁気増幅器平均出力電圧 $E_0'(s)$ の比を K_{ET} で示せば

$$K_{ET} = E_0''(s)/E_0'(s) \quad (4)$$

となる。この関係はサイリスタの電源電圧 e_T と磁気増幅器の電源電圧 e_M の比にはほぼ等しく $K_{ET} \approx e_T/e_M$ となる。

サイリスタの負荷回路の伝達関数 $G_L(s)$ は

$$G_L(s) = \frac{E_0(s)}{E_0''(s)} = \frac{1}{T_L s + 1} \quad (5)$$

となる。ただし、 $E_0(s)$ は負荷抵抗 R_0 の両端の平均電圧 E_0 のラプラス変換値であり、 $T_L (= L_0/R_0)$ は出力回路の時定数である。

演算形磁気増幅器、または通常の可飽和リアクトルにおける負帰還効果⁽⁵⁾を考慮すると、第 2 図のような構成線図を得る。第 2 図から明らかなように、この回路の基本原理は閉ループに含まれているサイリスタを除けば、通常の可飽和リアクトル回路と同一である。

ここで全伝達関数 $G(s)$ を導くと次式を得る。

$$G(s) = \frac{E_0(s)}{E_c(s)} = \frac{G_M(s) G_L(s) K_{ET}}{1 + \left(\frac{N_0}{N_c} \right) \left(\frac{R_c}{R_0} \right) G_M(s) G_L(s) K_{ET}} = \frac{K_{EM}}{\frac{1}{2f} K_{EM} (T_L s + 1) s + T_L s + 1}$$

第 2 図 直流誘導負荷を持つ場合の構成線図

Fig. 2. Block-diagram of the new circuit with inductive DC load.

$$\frac{K_{ET}}{1 + \frac{N_0 R_c}{N_c R_0} K_{EM} K_{ET}} \dots\dots\dots (6)$$

磁気増幅器の正帰還量を調整して (N_F を調整して) $K_{EM} \rightarrow \infty$ とすれば (6) 式より

$$G(S) = \frac{E_0(S)}{E_c(S)} = \frac{K_{ET}}{\frac{1}{2f} \frac{N_c}{N_0} (T_L S + 1) S + \frac{N_0 R_c}{N_c R_0} K_{ET}} \dots\dots\dots (7)$$

となる。(7) 式はこの回路の基本式である。(7) 式からただちに次の特性が導かれる。

(i) スタティック利得 (等アンペアターン則)

ステップ入力 E_c を加へた場合の定常値は (7)

式より $E_0(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{E_c}{S} G(s)$ として次のように求められる。

$$K_E = \frac{E_0}{E_c} = \frac{N_c R_0}{N_0 R_c} \dots\dots\dots (8)$$

または

$$N_0 I_0 = N_c I_c \dots\dots\dots (9)$$

(9) 式は等アンペアターン則であって、通常の可飽和リアクトル、または演算磁気増幅器について成立する関係と同じである。したがって、負荷抵抗 R_0 とは無関係に、制御電流 I_c によって出力電流 I_0 が定まり、定電流特性が得られることがわかる。実際の場合には負帰還巻線 N_0 は 1 ターンかまたはそれ以下であるが、サイリスタの出力電流が大きいのでじゅうぶんな帰還起磁力が得られ、精度が向上し、したがって、良好な直線性が得られることがわかる。また N_0 が 1 程度であるから (9) 式より電流利得はじゅうぶん大となる。

(ii) 時定数 負荷が純抵抗負荷であるとき、伝達関数は (7) 式で $T_L = 0$ とおけばよいから

$$G(S) = \frac{K_E}{T S + 1} \dots\dots\dots (10)$$

の形となり、したがって、時定数 T は

$$T = \frac{1}{2f} \frac{N_c^2 R_0}{N_c N_0 R_c K_{ET}} \dots\dots\dots (11)$$

となる。サイリスタの電圧利得 K_{ET} の代わりに、電流利得 K_{IT} を用いれば時定数は

$$T = \frac{1}{2f} \frac{N_c^2 R_0'}{N_c N_0 R_c K_{IT}} \dots\dots\dots (12)$$

となる。ただし、 R_0' は R_0 と $R_M/2$ の並列抵抗にはほぼ等しい。(12) 式において $K_{IT} = 1$ 、 $N_0 = N_c$ ならば、負荷抵抗として R_0' がそれぞれのゲート巻線内に分割そう入された並列形可飽和リアクトルと同じ関

係となる。(12) 式よりこの回路の時定数は、サイリスタのじゅうぶん大きい電流利得に逆比例するので、この回路は速応性であることがわかる。

(iii) ダイナミック利得 (8) 式と (11) 式から、この回路の利得帯域幅積、またはダイナミック電圧利得は次のようになる。

$$K_E/T = 2f(N_c/N_0) K_{ET} \dots\dots\dots (13)$$

すなわち、通常の可飽和リアクトルの利得帯域幅積 $2f(N_c/N_0)$ よりも K_{ET} 倍大きくなる。

性能係数、またはダイナミック電力利得 (時定数 T に対する電力利得の比) は、(8) 式と (11) 式から次のようになる。

$$K_p/T = 2f(N_c/N_0) K_{ET} k_f^2 \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 K_p : 電力利得、 k_f : 出力電流の波形率

N_0/N_c が非常に大きくなると (通常は $10^2 \sim 10^3$ 以上)、この回路の性能係数は通常の可飽和リアクトルの $10^2 \sim 10^3$ 倍となることがわかる。

(iv) 負荷インダクタンスの影響 (7) 式よりこの回路の負荷が直流誘導性負荷であるとき、伝達関数の特性方程式が二次となるから、ステップ入力に対する過渡応答が振動的となる条件として

$$N_c > 2\sqrt{2f N_c N_0 (R_c/R_0) T_L K_{ET}} \dots\dots (15)$$

が得られる。この条件は直流誘導性負荷をもつ可飽和リアクトルの場合に類似している。⁽⁵⁾

3. 実験結果

この回路の入出力電流間の伝達特性は、巻数比 N_c/N_0 のみで決まり、磁心の特性や負荷インピーダンスに無関係であることは (9) 式から明らかである。

第 3 図は磁気増幅器とサイリスタにより電流利得を 400 に設定し、負荷抵抗 R_0 をパラメータにとったときの伝達特性の実験結果を示す。ただし、磁気増幅器の磁心は 50% Fe-Ni トロイダル $0.05 \times 35 \times 25 \times 5$ mm で $N_c = 400$ 、 $N_0 = 1$ 、また、サイリスタは 2IRC 40 である。伝達特性の直線性は、0.1% 以下できわめて良好であるが、入力信号が極端に小さくなるとサイリスタの点弧角制御作用は失われてしまう。このような制御不能範囲は、この実験では最大出力の約 3% 以下であった。この欠点は磁気増幅器の電源周波数をサイリスタの電源周波数の半分にすれば、完全に除くことができる。この点弧方法についてはすでに報告した。⁽⁶⁾

定電流特性を示す実験結果は第 4 図に示す。すなわち、制御電流 I_c をパラメータとして、負荷抵抗 R_0 を変化したときの平均出力電圧 E_0 と平均出力電流 I_0

点線：等アンペアターン則で与えられた理論特性
実線：実験結果

第3図 第1図(a)に示す回路の出力抵抗 R_o をパラメータとした伝達特性

Fig. 3. Transfer characteristics of the circuit shown in Fig. 1 (a) with output resistance R_o as a parameter.

の関係を測定した。この実験結果では負荷抵抗 R_o の $5 \sim 20 \Omega$ の変化に対し、出力電流 I_o の変化は 0.1% 以下であった。この実験における最大出力電圧は約 2 kW であったが、これはサイリスタのゲート回路に用いた磁気増幅器の定格の約 10^3 倍である。磁気増幅器の定格と最大出力電力の比は、サイリスタの定格を増せば増大する。なお、負荷抵抗が著しく小さくなると第2図の構成線図で帰還系のループ利得が上り、第2図では無視した高次遅れの影響が現われて、系が不安定となる。第4図の点線はこの範囲を示したものである。この影響は負荷にそう入した平滑回路の伝達関数の遅れが高次になるほど現われやすくなる。この場合には系の安定化に対し特別の方策を講じることが必要となる。

純抵抗負荷に対する時定数は理論的に(11)式から計算できる。すなわち、前述の磁気増幅器およびサイリスタを用い $R_c = 100 \Omega$, $R_o = 5 \Omega$, $N_o = 1$, $e_r = 100 \text{ V (r. m. s.)}$, $e_M = 30 \text{ V (r. m. s.)}$ とすれば、 $T = 50 \text{ ms}$ (3 Hz) となり、この結果は測定値よりわずかに短い。この差 (1 Hz 以下) は(11)式で磁気増幅器のサンプリング効果による伝達遅れを省略してあるためと思われる。

第1図(a)の直流誘導負荷に対する過渡応答の実験結果は第5図に示す。 $(N_o = 50, R_c = 100 \Omega, R_o = 20 \Omega, T_L = 5.5 \times 10^{-3} \text{ s})$ 同図から誘導負荷に対する応答

第4図 制御電流 I_c をパラメータとして平均値で示した出力電圧、出力電流の関係の実験結果

Fig. 4. Experimental results of the voltage current relations of the output mean values with control current I_c as a parameter.

第5図 直流誘導負荷の場合の過渡応答のオシログラム

Fig. 5. Oscillogram of transient for inductive DC load.

は振動的で、(15)式の結果は正しいことが認められる。

4. 大電力用回路

以上、説明した定電流装置をさらに大電力用として用いる場合には、電源をバランスさせ、リップル率を軽減させるため三相方式にすることが有利である。ここでは、通産省計量研究所高田研究室で温度標準の実験用プラズマ電源として試作された最大出力電圧 400 V 、最大直流出力電流 100 A の定電流装置について述べる。第6図はこの場合の回路を示す。サイリスタは混合ブリッジとし、三相半波形磁気増幅器により点弧を行なう。磁気増幅器は前述の単相回路に用いた場合と同一の磁心を用いたが、各巻線巻数は 500 ターンである。出力電流は抵抗により $1/10$ に分流し、 $N_o = 2$

第 6 図 三相方式による大電力回路の回路図

Fig. 6. Schematic circuit diagram for large output power under three phase supply.

を通して磁気増幅器に負帰還している。また、磁気増幅器は共通の抵抗 $50\ \Omega$ の端子より正帰還し、ループ利得を高めている。負荷抵抗が小さい場合に起こる不安定動作領域をこの装置の動作範囲より外すため、サイリスタの交流電源側に 1.3 mH のインダクタンスをそう入している。

第 6 図に示した回路および数値例を用いて得られた実験結果を第 7 図に示す。

この回路で得られた結果を要約すると、次のとおりである。

- (1) 出力電圧 最大直流 400 V
- (2) 出力電流 最大直流 100 A
- (3) 電流変動率 $\pm 0.1\%$ 以下
- (4) リップル含有率 1% 以下
- (5) 応答速度 0.15 秒以下 (負荷急変 $3.5 \rightarrow 2\ \Omega$)

5. サイリスタの並列動作

前節で説明した定電流特性の原理は、容易に多数のサイリスタの並列動作に拡張できる。ただし、この場合各サイリスタを通る電流の平均値が等しくなり、消費電力に関してはじゅうぶんなバランスは得られないが、並列動作に関しある程度の目的は達せられるものと思われる。

第 8 図に示すように、第 1 図(b)の回路を n 個並列に並べ、各サイリスタにおけるスイッチング時間や順

第 7 図 制御電流 I_c をパラメータとして平均値で示した出力電圧と出力電流の関係の実験結果

Fig. 7. Experimental results of the voltage current relation of the output mean values with control current I_c .

第 8 図 第 1 図に示した原理の応用としての n 個のサイリスタの並列動作の回路構成略図

Fig. 8. Simplified circuit diagram of parallel operations of n thyristors, to which the principle shown in Fig. 1 is applied.

方向電圧降下などの特性の違いをそれぞれ異なった内部抵抗 $R_{T1}, R_{T2} \dots R_{Tn}$ で代表させる。また磁気増幅器の制御アンペアターンを任意に定めサイリスタの負担は各サイリスタの電流定格に従って定めることができるものとする。すなわち、各磁気増幅器の制御アンペアターンを $N_{c1}I_{c1}, N_{c2}I_{c2}, \dots, N_{cn}I_{cn}$, それに対応した各サイリスタの出力電流を $I_{01}, I_{02} \dots I_{0n}$ とす

第 9 図 サイリスタ電流 I_{01} , I_{02} および I_{03} を制御電流 I_c の関数として示す 3 個のサイリスタの並列動作の実験結果

Fig. 9. Experimental results of the parallel operations of the three thyristors, showing the branch current I_{01} , I_{02} and I_{03} as a function of control current I_c .

れば次式が得られる。

$$I_0 = \sum_{i=1}^n I_{0i} \quad \dots\dots\dots (16)$$

ただし,

$$I_{0i} = (1/N_0) N_{ci} I_{ci} \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad \dots\dots (17)$$

(16) 式, (17) 式より個々の電流は制御アンペアター $N_{ci} I_{ci}$ ($i=1, 2, \dots, n$) を選ぶことにより任意に調整できる。特に $N_{ci} = N_c$, $I_{ci} = I_c$ ($i=1, 2, \dots, n$) ならば, (16), (17) 式は次のようになる。

$$I_{0i} = (1/n) I_0 \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad \dots\dots (18)$$

$$N_0 I_0 = n N_c I_c \quad \dots\dots\dots (19)$$

(18), (19) 式より, 各サイリスタ回路の内部抵抗 R_{T1} , $R_{T2} \dots R_{Tn}$ に無関係に各サイリスタを流れる電流は平均値が等しくなる。この場合, 各サイリスタの点弧角がそれぞれの電流の平均値が等しくなるように自己調整されるのである。

第 9 図に第 8 図の回路で $n=3$ の場合の実験結果を示す。ここでは抵抗 $R_{T1}=0.5 \Omega$, $R_{T2}=1 \Omega$, $R_{T3}=2 \Omega$ をそうし各サイリスタの電流平均値を制御電流 I_c の関数として測定した。この結果から, 各電流の平均値はほとんど等しいことが観測されている。

第 9 図の + 符号点におけるサイリスタ電流の波形を第 10 図に示す。 $R_{T1} < R_{T2} < R_{T3}$ とすれば, まず最大の内部抵抗 R_{T3} をもつ回路のサイリスタが導通し

2.085 ms/div および 11.25 A/div

第 10 図 + 印点 (第 9 図) における個々電流のオシログラム

Fig. 10. Oscillogram of individual current corresponding to the mark + (Fig. 9).

第 11 図 $N_0=0$, $N_F=0$ 以外は第 9 図と同一条件で行なった並列動作の実験結果

Fig. 11. Experimental results of the parallel operations under the same condition as in Fig. 9 except for $N_0=0$, $N_F=0$.

て全電流をもち, 次に R_{T2} をもつ回路のサイリスタが導通し, R_{T3} と R_{T2} の逆比で電流を分担し, さらに遅れて R_{T1} をもつ回路のサイリスタが導通し, R_{T3} , R_{T2} および R_{T1} の逆比で電流を分担する。全体としては各分枝を通る電流の平均値は等しくなっている。第 9 図と比較のためフィードバックを除いた ($N_0=0$) 場合の電流平均値についての実験結果を第 11 図に示す。

6. むすび

以上の結果からこの定電流回路につき, 次の結果が

明らかとなった。

(1) この回路は通常の可飽和リアクトルと同様に等アンペアターン則が成立するから、原理的に良好な直線性と定電流特性をもつ。

(2) 出力段にサイリスタを用いることにより大電力を軽量小形の装置で制御できる。

(3) 時定数と、ダイナミック利得の簡単な計算式が導出された。性能係数は通常の可飽和リアクトルの $10^2 \sim 10^3$ 倍以上大きくできる。

(4) 負荷が直流誘導負荷のとき、ある回路条件でステップ応答が振動的となることが観察された。

(5) この回路で明らかにされた定電流特性の原理は複数個のサイリスタの並列動作に応用できる。その場合、各サイリスタの個々の電流平均値は、おのこの独立に調整できる。

最後に実験に協力された九州大学工学部の坂本氏、プラズマ電源への示唆を頂いた早稲田大学理工学部小林教授、通産省計量研究所高田課長はじめ同課の各位に感謝する。

(昭和46年7月12日受付, 同47年1月25日再受付)

文 献

- (1) G. F. Walker: IEEE Spectrum 7, 9, 47 (1970)
- (2) 坂手, 他: 応用物理 38, 6, 607 (昭 44)
- (3) 例えば高津・瓜生: 安川電機 33, 3, 190 (昭 44)
- (4) K. Harada: INTERMAG Conference Session 11-5 (1969)
- (5) H. F. Storm: Magnetic Amplifier chap. 14 (1955) John Wiley & Sons, Inc.
- (6) K. Harada: IEEE Trans. Magnetics MAG-1, No. 4 p. 391 (1965)