転流効率を改善するインバータの方式

中部工業大学 松井景樹
名古屋大学 佐藤則明

1. ま え が き

サイリスタを用いた自励式インバータは無停電電源、交流電動機周波数制御など各種応用範囲が広く、従来種々の回路方式が開発されている^{(1)~(6)}。これらのうち、Mc Murray 氏の開発した補助インパルス転流形インバータ⁽³⁾は効率が良く、動作周波数限界が高く、パルス幅変調に適するなどの長所を持つため現在最良の回路と考えられる。しかしこの方式は、転流コンデンサ電流は LC による振動電流となり、転流に必要な電流値以上に大きくなるため、転流効率などの面で改良の余地を持っている。最近赤松氏らはこの点に着目して Morgan 回路⁽⁷⁾や Jones 回路⁽⁸⁾の長所を探り入れた回路方式を開発し、転流効率の向上などインバータ特性の改善を行なった⁽⁹⁾。しかし、この方式には主電流が流れる単巻変圧器が必要なため、主電流の増加とともにその形状が大となること、また、我々の実験によれば、転流時に変圧器を通して転流コンデンサ電圧が出力電圧にパルス状過電圧となって加わること、および軽負荷時に逆バイアス期間が長くなるので、これを防止するため可飽和リアクトルを逆方向に飽和させ急激なパルス電流が流れる動作モードも場合によっては考慮せねばならない等の短所も持っていることが判った。それゆえ帰還ダイオードや転流用素子はピーク電流耐量を十分考慮せねばならないだろう。我々はこれらの点を改良し、可飽和補助変圧器によって転流装置を小形化しかつ負荷電流の増大に従い転流能力も増大する長所を持つ新しい転流回路を開発し、種々の考察を行なったのでその概要を報告する。

2. 回路構成と動作概要

第1図に我々が開発した新しいインバータの回路の一例を示す。図において S_1, S_2 は主サイリスタ、 S_3, S_4 は転流用補助サイリスタ、 D_1, D_2 は帰還ダイオード、 T_1 は角形ヒステリシス磁心を用いた2個の転流用可飽和変圧器、 T_2 は負荷電流検出用変圧器、 V_A は補助直流電源である。主サイリスタ S_1 および S_2 の転流は第2図のゲート信号波形に示すようにそれぞれ補助サイリスタ S_3, S_4 のトリガーにより開始される。 S_3, S_4 の信号はダブルパルスとし第1のパルス

第1図 インバータ回路図

Fig. 1. The inverter circuit.

第2図 ゲート信号波形

Fig. 2. The waveforms of gate signals.

A New Thyristor Inverter with Improved Commutating Efficiency. By Keiju. Matsui, Member (Department of Electrical Engineering, Chubu Institute of Technology) Noriaki. Sato, Member, (Department of Electrical and Electronic Engineering, Nagoya University)

松井景樹: 正員, 中部工業大学電気工学科
佐藤則明: 正員, 名古屋大学工学部電気電子工学科

は転流用、第2のパルスは転流後のコンデンサ電圧が電圧 $E/2$ 以下となる純抵抗負荷時などで補助充電を行ない電圧 E まで昇圧させる目的のものである。負荷電流 I_0 は変流器 T_2 により検出され変圧器 T_1 にバイアス電流 I_s' を与える。変圧器 T_1 の巻数比 N_1/N_2 は2次バイアス回路の電流が小さくなるように1より小さく選ぶ。平滑リアクトル L_s は交流信号に対しては十分に大きなリアクタンスを示すが、変流器 T_2 の2次側から見るとダイオードブリッジを通して直流回路にそう入されるためその等価インピーダンスは非常に小さく、 T_2 にとってほとんど負担とはならない。サイリスタ転流時には変圧器 T_1 は不飽和状態に駆動されるため、転流コンデンサの放電電流 i_c は負荷電流よりごくわずかに大きい一定電流 $I_s = (N_2/N_1)I_s'$ に抑制され、 i_c が必要以上に大きくならないようにしている。しかし、軽負荷時には負荷電流に比例したバイアス電流が小となるため、不飽和時間従ってまたサイリスタの逆バイアス時間が極端に長くなり上限周波数が低下する。これを防ぐため小容量補助電源 V_A により一定電流以上のバイアス電流が得られるようにしている。この方式は従来の転流法に見られるような余分の充放電を必要とせず、赤松氏らの方式と同様に転流コンデンサ電荷の利用効率を向上する特長を持つ。なお分流抵抗 R_s は負荷電流 I_0 が大きくなったときバイアス電流の一部を分流失せ i_c と I_0 の差を小さくする目的でそう入する。第3図は本方式による第2の回路例である。この回路は可飽和リアクトルが1個ですむ利点があるが補助サイリスタにかかる逆電圧が大きくなる欠点があるので低電圧に適する。

3. 動作解析

解析を簡単化するために次の仮定を設ける。

(i) 可飽和変圧器 T_1 の動作は理想的なものとし、不飽和インダクタンスは無限大、飽和インダクタンスは一定とする。

第3図 インバータの変形回路

Fig. 3. A version of the inverter circuit.

(ii) 不飽和時における鉄損は理想的角形特性に並列に接続された一定の抵抗で表わす。

(iii) サイリスタ、ダイオードは理想スイッチとし、順方向電圧降下および逆漏れ電流を無視する。

〈3・1〉 抵抗負荷時の動作

いまインバータが負荷電流 I_0 を流している定常状態において、サイリスタ S_1 から S_2 に転流する期間について考える。

(1) 期間1 ($t_0 < t < t_2$) 第4図の波形に示すように時刻 $t < t_0$ において S_1 に電流 I_0 が流れていて、時刻 $t = t_0$ にて補助サイリスタ S_3 にトリガ信号が加わったとしよう。転流コンデンサはこのとき第1図の極性で電圧 E_{c0} に充電されている。電流は S_1 から S_3 に転流する。 T_1 の磁束は I_s' により飽和状態に設定されており、その飽和インダクタンス L は小さいから、 S_3 , T_1 , C , S_1 の閉回路により電流はすみやかに立上る。時刻 t_1 で i_c は I_0 に達し、 S_1 の電流は0となるが、さらに i_c は増加しダイオード D_1 には $i_c - I_0$ の過剰分が流れる。時刻 t_2 にて T_1 が不飽和に達するとこの期間が終わる。(付録I参照)

第4図 転流動作波形(抵抗負荷時)

Fig. 4. Resistive load's waveforms during commutation.

(2) 期間2 ($t_2 < t < t_3$) 時刻 t_2 で T_1 が飽和に達すると、鉄損が無視できなくなり、 T_1 に並列に接続された鉄損分抵抗 R_i を考慮に入れねばならない。このときの等価回路および各部の動作波形を第5図に示す。ここで R_1 は S_3 、 T_1 、 C および D_1 の閉回路の抵抗分である。実験によれば鉄損分電流 i_{c2} は大略 v_c に比例した電流となり、コンデンサ電流 i_c は2次バイアス電流の一次側換算値である一定電流 I_s に i_{c2} を加えたものとなる。なお、この期間において磁心の容量が小さ過ぎるときは反対側の飽和領域に至り、急しゅんな転流電流が流れ好ましくない。必要とする磁心の容量は最大負荷電流を I_m とし、転流電圧積分を磁束変化量に等しく置き、 i_c を I_m に等しい矩形波と見なすことにより、ほぼ次のように求まる。

$$N_1 \Phi_m \geq (C E_{c0}^2 / 4 I_m) \dots\dots\dots (1)$$

(3) 期間3 ($t_3 < t < t_4$) i_c が減少して、 $i_c = I_0$ となる時刻 t_3 でダイオード D_1 の電流は0となり D_1 は回路から切離される。そして負荷および電源 V_1 を通る閉回路を通して i_c が流れる。この期間においても T_1 は不飽和領域にある。しかし、軽負荷時には負荷電流 I_0 の2次換算値 I_s' より V_A によるバイアス電流 I_{s0}' のほうが大きくなるので $i_c > I_0$ で鉄心は飽和に達し、 $i_c = I_0$ となり期間4に移行するまで期間1と同じ回路が成立つ。したがって、この場合には期間3は存在しない。

(4) 期間4 ($t_4 < t < t_5$) t_4 において T_1 は再び飽和に達し、期間3と同様の閉回路でさらにコンデンサは充電される。

Fig. 5. The equivalent circuit and waveforms of operation for unsaturated period.

以上で転流期間を終了するが、抵抗負荷時には後述の誘導負荷時でのコンデンサ追加充電期間が存在せず、充電期間である期間3、期間4は電源 V_1 による負荷抵抗を通した充電回路となるため十分な充電電圧が得られない。これを補償するため電源 V_1 および V_2 により補助充電を行ない、 E_{c0} を電圧 E まで高める。

〈3・2〉 誘導負荷時の動作 誘導負荷においても最初 S_1 から S_3 に転流する期間1、 D_1 が通電する期間2および電源 $V_1 - T_1 - C$ - 負荷の閉回路を通して i_c が流れる期間3 ($t_3 < t < t_4$) は抵抗負荷の場合と変わらない。しかし期間3において電流 i_c の減少率が大きくなるとすると負荷インダクタンス L_L による誘起電圧 $L_L di_c/dt$ が発生して第1図0点の電位は急速に下がり、 N 点の電位まで下がるとダイオード D_2 が通電して誘導負荷に特有な期間に移行する。この期間4 ($t_4 < t < t_5$) においては第6図の動作回路が成立する。即ち図の閉回路により、不飽和時 T_1 の大きい磁気エネルギーと電源 V_1 および V_2 によりコンデンサ電圧 v_c は過充電される。(付録II参照) なお、軽負荷時には I_s' は V_A により与えられ I_{s0}' となる。したがって、 I_s/I_0 比は大きくなり期間4は存在せず v_c の過充電はない。

次に T_1 が不飽和領域から飽和領域に達し、さらに期間5 ($t_5 < t < t_6$) において v_c は充電される。時刻 t_6 で i_c は0となり v_c は $-E_{c0}$ まで充電されて転流期間を終了する。なお、期間4移行時 $-v_c < E$ ならば D_2 は導通せずコンデンサは負荷電流により定電流充電され $-v_c = E$ となるまで継続する。

誘導負荷時では(9)式および(10)式(付録II参照)に与えられる値まで v_c は電圧 E 以上昇圧される。また軽負荷においても上記の定電流充電のため v_c は電圧 E 以下に下らない。

4. 実験およびその検討

〈4・1〉 動作波形 第8図に誘導負荷時での転流

第6図 期間4(誘導負荷)での動作回路

Fig. 6. The equivalent circuit of inductive load for period 4.

第 7 図 転流動作波形 (誘導負荷時)

Fig. 7. Inductive load's waveforms during commutation.

電流 i_c , 負荷電流 i_o , 転流リアクトル電圧 v_L および転流コンデンサ電圧 v_c 波形を示す。転流時に i_c は高さ一定のパルスではなくサグが生ずるがこれは第 5 図で述べたように鉄損のためである。また, v_c および v_L はそれぞれ第 7 図 (d) および (e) で説明した経過をとることを示している。なお出力電流 i_o に多少現われているリングングは測定時の誘導などによるものであると思われる。

〈4.2〉 転流コンデンサ電圧 第 9 図はバイアス電流 I_s (1 次換算) をパラメータにとり, 負荷電流 I_o とコンデンサ電圧 E_{co} の関係を求めたものである。図は $E=100\text{ V}$, $C=5\mu\text{F}$, $L=100\mu\text{H}$, $R_1=0.81\Omega$, $R_2=400\Omega$ とした場合である。抵抗負荷時では補助充電のため常に電圧 E に等しい値となった。また誘導負荷時でコンデンサ電圧が負荷電流の増加とともにただちに上昇するのは, 追加充電期間における飽和時の T_1 の電磁エネルギーのためで, ある電流値から急激に上昇するのは T_1 が不飽和となりインダクタンスが大となって電磁エネルギーが急増しこれによってコ

2A/div, 50V/div, 50μS/div

第 8 図 動作波形

Fig. 8. Waveforms of an inductive load.

第 9 図 転流コンデンサ電圧特性

Fig. 9. The capacitor voltage versus load current.

ンデンサ電圧を急増させるためである。点線は, 抵抗負荷時に付録の (3)~(8) 式より終期値を求め初期値として与え, また, 実線は誘導負荷時に付録の (3),

(4), (9)および(10)式より終期値を求め初期値として与えこれらを解くことにより求めた理論値である。 $I_0 = I_s$ 近辺の特性の急変化は期間4の有無に対応する。実験値では実際の鉄心が理想角形特性と異なるためにこの移行が緩慢となっている。

〈4.3〉 逆バイアス特性 第10図はバイアス電流 I_s をパラメータにとり負荷電流 I_0 と逆バイアス期間 τ_c の関係を測定したものである。同図(a)は抵抗負荷時であり、 τ_c は I_0 の増加とともにゆるやかに減少するのは τ_c が第4図(a)に示す i_c 波形と I_0 との交点で決まる間隔で与えられるのでこの間隔が I_0 の増加とともに減少するためである。また I_0 がさらに増加して i_c の平たん部と交わるようになると τ_c は急激に減少する。同図(b)は誘導負荷時で、負荷電流 I_0 の小さい場合は τ_c は T_1 飽和時のコンデンサ

(a) 抵抗負荷時

(b) 誘導負荷時

第10図 逆バイアス時間特性

Fig. 10. Circuit turn-off time versus load current.

追加充電のため抵抗負荷時のように減少せず、ほぼ一定となり、 I_0 がバイアス電流 I_s に近づく急激に長くなるのはコンデンサ電圧に対応し飽和時および不飽和時のインダクタンスの電磁エネルギーがコンデンサ電圧に移行するためである。実線はこのときの理論値であり前章より τ_c は $\tau_c = t_3 - t_1$ より求まる。(ただし、 I_s/I_0 が大きくなる軽負荷時では T_1 が飽和した後 $i_c = I_0$ となるまでの期間がこれに加わる。)

〈4.4〉 電荷利用率 電荷利用率 k をコンデンサに蓄えられた電荷が充放電時に主サイリスタの逆バイアス時間として利用される割合として定義しよう⁽⁹⁾。すなわち

$$k \triangleq (I_0 \tau_c / 2 C E_{c0}) \dots \dots \dots (2)$$

第11図は負荷電流 I_0 と電荷利用率 k の関係を最大電荷利用率をパラメータとして求めたものである。実線および点線は理論値である。負荷電流上昇に伴ない $S_1 \rightarrow S_3$ の転流重なり角が増大し、 τ_c が減少するので k は下降する傾向を持つ。理論値との差は鉄心が理想特性から外れるためである。図示のように k は 0.7~0.8 と高い。因に補助インパルス転流形では k は 0.56⁽⁹⁾ である。

〈4.5〉 誘導負荷時の特性 T_1 の巻数比 N_2/N_1 と変流器 T_2 の巻数比 N_3/N_4 の積を n と置こう。 n は第7図(a)コンデンサ電流 i_c 波形において不飽和時から飽和時への移行点 t_3 での i_c の大きさがほぼ負荷電流 I_0 となり、かつ期間4が存在するように選ぶことが電荷利用率を高めるため好ましい。期間4

第11図 コンデンサ電荷利用率

Fig. 11. The utilization factor of the capacitor charge versus load current.

の存在は不飽和時の大きい蓄積エネルギーのためコンデンサ電圧が負荷とともに増大する特性を与える。 I_s' を R_s で分流すると負荷電流上昇とともに見かけ上の n は1に近づく。最大負荷電流時の所要のコンデンサ電圧は、あらかじめ R_s を加減して、見かけ上の n を1に近く選定することにより得られる。このように n を選ぶことにより I_0 の上昇とともにコンデンサ電圧 E_{c0} をほぼ直線的に増大させることができ、逆バイアス時間は大略一定に保たれる。かつ、軽負荷時($nI_0 < I_s I_{00}$)を除き電荷利用率 k は改善される。負荷電流に比例したバイアス電流を与えた場合の誘導負荷に対する k , τ_c , E_{c0} および I_s' と負荷電流の関係の実験結果の一例を第12図に示す。実線はそのときの理論値である。

本図の E_{c0} および τ_c の値は第9図および第10図(b)の対応する負荷電流およびバイアス電流に対し同一である。また、 k は第11図と軽負荷時を除き同程度の値を示すが、本図の値が若干下まわるのは E_{c0} が第11図に比して低いためである。第12図では出力特性に重要な影響を与える角形磁心特性の屈曲点付近でのインダクタンスが理想特性と異なることにより、理論値と実験値の同じ特性を得る回路定数は一致しない。したがって、理論値と比べ実験値では同程度のコンデンサ電圧を得るためには I_0/I_s が異なることを要し、図示のように k , τ_c とも低下する。にもかかわらず軽負荷時を除いて補助インパルス転流形回路の k の値の最大値0.56⁽⁹⁾より大幅に上回っている。

第12図 電荷利用率, 逆バイアス時間, コンデンサ電圧と負荷電流の関係

Fig. 12. The commutating characteristics of the inverter.

〈4・6〉 転流損失 第13図は転流損失の皮相出力に対する割合と、負荷電流の最大負荷電流の比との関係を測定値から計算したものである。転流損失は転流コンデンサの転流時の電圧変化量 $(E_{c0}-E_2)$ を測定し(ただし、 E_2 は反転後の電圧), $\frac{1}{2}C(E_{c0}^2-E_2^2) \times 2f$ より計算した。実際の負荷状態では電圧変化量は回路モードの変化により明白に現われないので、初期コンデンサ電圧 E_{c0} を電流に応じて与えて等価的に無負荷で行なった。サイリスタ逆バイアス時間 τ_c を最大電流において $25\mu s$ となるように抵抗負荷では $C=2\mu F$ 誘導負荷では $C=1\mu F$ とした。抵抗負荷では負荷電流に無関係にコンデンサ電圧は一定であるから転流損失はほぼ一定となり、出力に対する割合は負荷電流とともに減少する。これに対して誘導負荷時には負荷電流とともにコンデンサ電圧は上昇する。コンデンサ電圧と電源電圧の比はバイアス電流の調整により100~500%程度に調整可能であるが第12図のように最大負荷電流でこの比を200%にとった場合について行なった。この場合には C は抵抗負荷の場合の1/2に選ばばよかった。誘導負荷時に転流損失/皮相出力が I_0/I_m とともに上昇するのは、出力は直線的に増加するが損失はほぼ電圧の2乗に比例して増加するためである。誘導負荷時のコンデンサ電圧上昇は負荷電流のみによって決まり負荷の時定数 L_L/R_L にはほとんど関係しない。したがって、第13図の曲線は L_L/R_L の値に無関係に成立する。転流損失は500 Hzにおいても0.7~1.1%の範囲で非常に小さい。

なお R_s の分流抵抗および補助電源 V_A による損失は最大負荷電流において出力の1.6%であった。しかしこれは $E=100V$ と比較的低いため、電圧を高くすれば逆比例して減少し、かつ N_2/N_1 の巻数比を

第13図 転流損失と負荷電流の関係 ($f=500\text{ Hz}$, $\tau_c=25\mu s$)

Fig. 13. The commutation loss versus load current.

大きく選ぶことによりさらに小さくすることが可能である。

6. む す び

可飽和補助変圧器により転流効率を改善する本論のインバータは、次のような利点を持っている。

(i) 素子の利用率が高く、転流コンデンサが小形化する。補助インパルス転流形においては最大電荷利用時に負荷電流の1.5倍の最大転流電流が流れる⁽³⁾のに比べると転流用サイリスタやダイオードの電流量を30%程度減少できる。また、コンデンサ電荷が十分に利用されるのでコンデンサの値は40%程度減少する。

(ii) 転流リアクトルに主電流が通らないため、これが小形化する。

(iii) 負荷電流に応じて転流能力を増大させることができる。

(iv) 出力周波数限界の上昇が可能となる。コンデンサ電荷利用の向上に伴ない、転流期間を補助インパルス転流形に比べ0.53に短縮できる。

(v) 電荷利用率が良いため転流損失が改善される。

なお、直流バイアス回路を定電流源とするに必要な直列インダクタンス L_s は数 mH (1次側換算値) とかなり小さい値でも十分であることが実験により得られた。

一方、本インバータは小容量ではあるが、補助電源を要すること、かつこれに付随する損失が若干生じることの欠点がある。

終わりに本研究は筆者の一人が私学研修福祉会援助国内留学生として名古屋大学において共同研究を行なったものであり、日ごろご指導を頂いている中部工業大学 渡辺与八教授に感謝致します。また本論の計算は名古屋大学計算機センタ (FACOM 230-60) によってなされたことを記し謝意を表します。

(昭和50年3月27日受付, 同50年7月30日再受付)

文 献

- (1) W. McMurray, & D. P. Shattuck: AIEE, Commun. and Electronics, No. 57, p. 531 (1961)
- (2) 佐藤: 電学誌 84, p. 789 (昭39-5)
- (3) B. D. Bedford & R. G. Hoft: Principles of Inverter Circuits, Wiley, p. 165 (1964)
- (4) A. J. Humphrey: IEEE Trans. Industry and Gen. Appl. IGA-4, No. 1, p. 104 (1968)
- (5) A. Verhoef: IEEE Trans. Industry Appl., IA-9, No. 5, p. 601 (1973)
- (6) H. H. Ho: IEEE Tran. Industry Appl. IA-10, 6, p. 787 (1974)
- (7) 東芝, 訳: シリコン制御整流器便覧: p. 102 (昭36) オー

△社

(8) GE 編: SCR Manual 5th Ed. p. 371 (1973)

(9) 赤松・熊野・加我: 電気学会論文誌 93-B, p. 305 (昭48-7)

付 録

I. 抵抗負荷時の回路方程式と解

(i) 期間1 S_3, T_1, C, S_1 による閉回路の抵抗分を R_1 としてキルヒホッフの電圧方程式を解き次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \frac{E_{c0}}{\omega L} \varepsilon^{-\alpha(t-t_0)} \sin \omega(t-t_0) \\ v_c &= \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha(t-t_0)} \sin \{\omega(t-t_0) + \varphi\} \end{aligned} \right\} (3)$$

ただし, $\alpha = R_1/2L$, $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$, $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2$, $\varphi = \tan^{-1}(\omega/\alpha)$ とする。

(ii) 期間2 第5図より次式が成立つ。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= I_s + \frac{v_c}{R_i} \\ -C \frac{dv_c}{dt} &= i_c \\ v_c &= N_1 \frac{d\phi}{dt} + R_1 i_c \end{aligned} \right\}$$

ただし, ϕ は T_1 の磁束とし, t_2 における v_c および i_c の値を E_{c2} および $I_s + E_{c2}/R_i$ とおく。上式を解き次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= (I_s + E_{c2}/R_i) \varepsilon^{-\frac{t-t_2}{CR_i}} \\ v_c &= -R_i I_s + (E_{c2} + R_i I_s) \varepsilon^{-\frac{t-t_2}{CR_i}} \\ N_1 \Phi_m - N_1 \phi &= -R_i I_s (t-t_2) + C(R_i - R) \\ &\quad \times (E_{c2} + R_i I_s) (1 - \varepsilon^{-\frac{t-t_2}{CR_i}}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ただし, Φ_m : 磁束の最大値

(iii) 期間3 第5図を利用した等価回路より下式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \frac{R_i I_s + E/2 + v_c}{R_i + R_1 + R_L} \\ -C \frac{dv_c}{dt} &= i_c \\ v_c + E/2 &= N_1 \frac{d\phi}{dt} + (R_1 + R_L) i_c \end{aligned} \right\}$$

ここで R_L は、負荷抵抗である。上式を解いて下式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \frac{R_i I_s + E/2 + E_{c3}}{R_i + R_1 + R_L} \varepsilon^{-\frac{t-t_3}{C(R_i + R_1 + R_L)}} \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} v_c &= (R_i I_s + E/2 + E_{c3}) \varepsilon^{-\frac{t-t_3}{C(R_i+R_1+R_L)}} \\ &\quad - (R_i I_s + E/2) \\ N_1 \phi &= N_1 \Phi_0 - R_i I_s (t-t_3) + C R_i (E_{c3} \\ &\quad + R_i I_s + E/2) \times \{1 - \varepsilon^{-\frac{t-t_3}{C(R_i+R_1+R_L)}}\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここで Φ_0 , E_{c3} は時刻 t_3 における ϕ , v_c の値である。

(iv) 期間 4 $E/2$, S_3 , T_1 , C , T_2 , L_L , R_L による閉回路より下式が得られる。

$$\begin{aligned} E/2 + v_c &= (R_1 + R_L) i_c + L \frac{di_c}{dt} \\ -C \frac{dv_c}{dt} &= i_c \end{aligned}$$

この解は $\sqrt{4L/C} \geq R_1 + R_L$, すなわち, 負荷抵抗の大小により三通りにわかれる。

(a) $\sqrt{4L/C} > R_1 + R_L$ の場合

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \frac{E/2 + E_{c4}}{\omega' L} \varepsilon^{-\alpha' t} \sin \omega' (t-t_4) \\ &\quad - I_{c4} \frac{\omega_0}{\omega'} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \sin \{\omega' (t-t_4) - \varphi'\} \\ v_c &= -E/2 + (E/2 + E_{c4}) \frac{\omega_0}{\omega'} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \\ &\quad \times \sin \{\omega' (t-t_4) + \varphi'\} - \frac{I_{c4}}{\omega' C} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \\ &\quad \times \sin \omega' (t-t_4) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ただし, t_4 における v_c , i_c の値をそれぞれ E_{c4} , I_{c4} とし, $\alpha' = (R_1 + R_L)/2L$, $\omega'^2 = \omega_0^2 - \alpha'^2$, $\varphi' = \tan^{-1}(\omega'/\alpha')$ とする。

(b) $\sqrt{4L/C} = R_1 + R_L$ の場合

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \frac{E/2 + E_{c4} - (R_1 + R_L) I_{c4}/2}{L} (t-t_4) \\ &\quad \times \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} + I_{c4} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \\ v_c &= E_{c4} - \frac{E/2 + E_{c4}}{LC \alpha'^2} \{1 - \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)}\} \\ &\quad + \left(\frac{E/2 + E_{c4}}{LC \alpha'} - \frac{I_{c4}}{C} \right) \times (t-t_4) \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

(c) $\sqrt{4L/C} < R_1 + R_L$ の場合

$$i_c = \frac{E/2 + E_{c4}}{\omega'' L} \varepsilon^{-\alpha' t} \sinh \omega'' (t-t_4)$$

$$\left. \begin{aligned} &- I_{c4} \frac{\omega_0}{\omega''} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \sinh \{\omega'' (t-t_4) - \varphi''\} \\ v_c &= -E/2 + (E/2 + E_{c4}) \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \\ &\quad \times \sinh \{\omega'' (t-t_4) + \varphi''\} - \frac{I_{c4}}{\omega'' C} \varepsilon^{-\alpha' (t-t_4)} \\ &\quad \times \sinh \omega'' (t-t_4) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ただし, $\omega''^2 = \alpha'^2 - \omega_0^2$, $\varphi'' = \tanh^{-1}(\omega''/\alpha')$

II. 誘導負荷時の回路方程式と解

(i) 期間 4 第 5 図, 第 6 図の等価回路より下式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= I_s + \frac{E + v_c}{R_i} \\ -C \frac{dv_c}{dt} &= i_c \\ E + v_c &= N_1 \frac{d\phi}{dt} + R_i i_c \end{aligned} \right\}$$

時刻 t_4 における ϕ , v_c をそれぞれ Φ_0 , E_{c3} とおき上式を解けば

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \left(I_s + \frac{E + E_{c3}}{R_i} \right) \varepsilon^{-\frac{t-t_4}{CR_i}} \\ v_c &= -E - R_i I_s + (E_{c3} + R_i I_s + E) \varepsilon^{-\frac{t-t_4}{CR_i}} \\ N_1 \phi &= N_1 \Phi_0 - R_i I_s (t-t_4) + C(R_i - R_1) \\ &\quad \times (E_{c3} + R_i I_s + E) (1 - \varepsilon^{-\frac{t-t_4}{CR_i}}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

となる。

(ii) 期間 5 第 6 図 T_1 が飽和となった期間 4 の閉回路と同様の等価回路を解き下式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= \frac{E + E_{c4}}{\omega L} \varepsilon^{-\alpha (t-t_5)} \sin \omega (t-t_5) \\ &\quad - I_{c4} \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha (t-t_5)} \sin \{\omega (t-t_5) - \varphi\} \\ v_c &= -E + (E + E_{c4}) \frac{\omega_0}{\omega} \varepsilon^{-\alpha (t-t_5)} \sin \{\omega (t-t_5) \\ &\quad + \varphi\} - \frac{I_{c4}}{\omega C} \varepsilon^{-\alpha (t-t_5)} \sin \omega (t-t_5) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

ただし, t_5 における v_c , i_c の値をそれぞれ E_{c4} , I_{c4} とする。