

負荷電流にリプルの乗らないクローバ回路の特徴

岡 川 啓 悟, 相 沢 友 勝

Characteristics of a Crowbar Switching System without Ripple Components in Load Current

Keigo OKAGAWA and Tomokatsu AIZAWA

It is confirmed experimentally that a crowbar switching system without ripple components in load current can remove the ripple components. Characteristics of the system is not yet elucidated because of technical difficulties in current measurements in each of the branches.

In this paper, we tried to elucidate the growth mechanism of ripple components in load current. Replacing the experimental circuit with a simple equivalent circuit, we calculated and analyzed the problem. The relation between ripple components in load current and circuit parameters were compared with our experimental results. Our calculated values agreed well with those obtained by experiment, so the validity of calculation and analysis was confirmed.

1. ま え が き

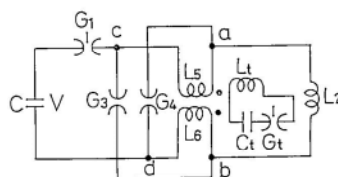
負荷コイルのインダクタンスが小さいコンデンサ放電回路で、単極性の長いパルス幅の電流を流したい場合にクローバ回路が使われるが、クローバ回路の残留インダクタンスのために、負荷電流にはリプル成分が含まれる[1],[2]。プラズマ実験の分野などではリプルを防ぐことが望ましく、クローバ回路を並列にして残留インダクタンスを小さくする方法、フェラライトデカップルによる方法[3],[4]などが示されているが、零にすることは容易でない。

負荷電流に対して無誘導となるような一組のコイルとギャップを備えた負荷電流にリプルの乗らないクローバ回路[5]は、単一のクローバ回路でリプルを零にできることが実験的に確かめられている。しかし、インダクタンスの小さいコンパクトな回路構成及び高速の単発現象であるために、すべての枝路の電流測定は困難である。このため、この回路の特徴は十分に解明されていない。ここでは、実験回路を等価回路に表して各辺の電流を計算して図形表示する。これらから、リプルの乗らない条件を検討して負荷電流の波形整形について述べる。そして、計算波形を放電実験で観測した負荷電流と比較検討して、妥当性を確認する。最後に、波形整形に影響を及ぼす負荷電流の振動分と回路定数の関係を調べ、負荷電

流にリプルの乗らないクローバ回路の特徴を明らかにする。

2. 電流計算と各辺電流

実験回路を図1に示す。実験回路は静電エネルギーを蓄積した電源回路、波形整形を行うクローバ回路及び電磁エネルギーを利用する負荷回路で構成される。始め



電源回路 クローバ回路 負荷回路

図1 実験回路

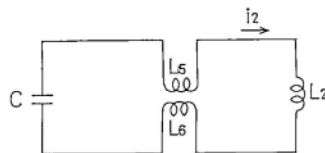


図2 クローバ前の回路

平成6年9月1日受理

に、始動ギャップスイッチ G_1 を起動すると、コンデンサ電源 C から電流が流れ始め充電電圧 V で蓄積された静電エネルギーが移し始める。電流は図 2 の放電回路を通り、負荷コイル L_2 に減衰振動電流が流れる。ここで、コイル L_5 , L_6 は負荷電流 i_2 に対して無誘導となるよう巻かれている。続いて、 i_2 の最初の最大値でトリガコンデンサ C_1 を放電すると、コイル L_5 , L_6 に高周波の過渡電圧が誘起して、クローバ・ギャップ G_3 , G_4 は放電短絡する。このクローバ時刻以後で、図 1 のクローバ回路はブリッジ回路を構成し、負荷コイル L_2 に単極性のクローバ電流 i_2 が流れる。この時、トリガ回路のコンデンサ C_1 とインダクタンス L_1 は十分に小さくクローバ回路は対称的に結線しているので、クローバ電流への影響はほとんどない。クローバ時の電流値を大きくするなどのために、通常、クローバ回路はコンパクトな構成にする。従って、クローバ回路部の電流測定は難しい。そこで、計算で各辺の電流を求める。

各辺の電流は、図 1 の実験回路で各辺の残留の抵抗とインダクタンスを考慮して計算できる。しかし、クローバ後の各辺の電流、リブの乗らない条件及びリブの程度などを調べるには、回路方程式が同一になるようにコイル L_5 , L_6 を変換した図 3 の等価回路が便利である。ここで、ギャップ G_1 , G_3 , G_4 のアーク抵抗は一定と仮定している。従って、図 3 の等価回路は線形回路である。 R_1 , R_3 , R_4 , R_7 , R_8 及び L_1 , L_3 , L_4 , L_7 , L_8 は図 1 の実験回路各辺の残留の抵抗及びインダクタンスで、 R_2 及び R_6 , R_5 は負荷コイル L_2 及びコイル L_5 , L_6 の抵抗、 M は L_5 , L_6 の相互インダクタンスである。これらの値は、図 1 の実験回路の各辺を短絡して測定した減衰振動電流の周期と対数減衰率から求めて、表 1 のようになった。

クローバ時刻 t_c 以前すなわち $0 \leq t \leq t_c$ では、クロー

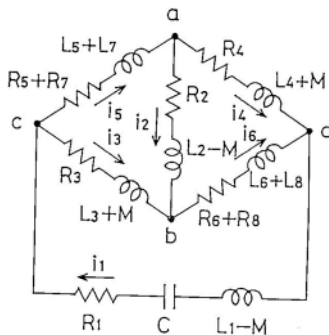


図 3 クローバ後の等価回路

表 1 実験回路の定数

$L_1=0.360$	$R_1=100$
$L_2=0.775$	$R_2=29$
$L_3=0.176$	$R_3=20$
$L_4=0.176$	$R_4=20$
$L_5=1.516$	$R_5=8$
$L_6=1.598$	$R_6=8$
$L_7=0.046$	$R_7=10$
$L_8=0.046$	$R_8=10$
$M=1.427$	$C=1.21$

$L: \mu\text{H}$, $R: \text{m}\Omega$, $C: \mu\text{F}$

バ・ギャップ G_3 , G_4 は開放状態なので、負荷電流 i_2 は次の減衰振動電流で示される。

$$i_2 = \frac{V}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_7 + R_8$$

$$L = L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_7 + L_8 - 2M$$

コンデンサ電源 C の電圧 v はつぎのようになる。

$$v = V e^{-\alpha t} \left[\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right] \quad (2)$$

クローバ時刻 t_c 以後すなわち $t \geq t_c$ の負荷電流 i_2 は、図 3 の等価回路で計算する。各辺の電流 i_2 , i_4 及び i_6 の回路方程式は次のようになる。

$$\begin{aligned} (L_2 - M) \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 - (L_4 + M) \frac{di_4}{dt} - R_4 i_4 \\ + (L_5 + L_6) \frac{di_6}{dt} + (R_5 + R_6) i_6 = 0 \\ (L_2 + L_3 + L_5 + L_7) \frac{di_2}{dt} + (R_2 + R_3 + R_5 + R_7) i_2 \\ + (L_5 + L_7) \frac{di_4}{dt} + (R_5 + R_7) i_4 - (L_3 + M) \frac{di_6}{dt} \\ - R_3 i_6 = 0 \\ (L_2 + L_5 + L_7 - M) \frac{di_2}{dt} + (R_2 + R_5 + R_7) i_2 \\ + (L_1 + L_3 + L_7 - M) \frac{di_4}{dt} + (R_1 + R_3 + R_7) i_4 \\ + \frac{1}{C} \int i_4 dt + (L_1 + L_3 + L_5 - M) \frac{di_6}{dt} \\ + (R_1 + R_3 + R_5) i_6 + \frac{1}{C} \int i_5 dt = V_c \end{aligned} \quad (3)$$

初期条件は次のようになる。

$$t=t_c: i_1=i_2=i_3=i_6=I_c, i_3=i_4=0, v=V_c \quad (4)$$

ここで、 I_c 、 V_c は、クローバ時刻 t_c の負荷電流 i_2 、コンデンサ電圧 v の値で、(1)、(2)式から求められる。(3)式をラプラス変換すると、特性方程式は4次式になる。ベアストウ・ヒチコック法で特性根を求めると、この場合、2実根、1共役複素根であった。従って、クローバ後の負荷電流 i_2 は次式で示される。

$$i_2 = I_{21}e^{-\beta(t-t_c)} + I_{22}e^{-\gamma(t-t_c)} + I_{2R}e^{-\delta(t-t_c)} \cos[\omega_R(t-t_c) + \phi] \quad (5)$$

(5)式の右辺第1、2項は単極性電流、右辺第3項は振動分電流である。 I_{21} 、 I_{22} 及び I_{2R} は各電流分の最大値で初期値 I_c 、 V_c と回路定数で表される。 β 、 γ 及び δ は減衰定数、 ω_R 、 ϕ は振動分電流の角周波数及び初期位相角で回路定数で表される。 i_4 、 i_6 も i_2 と同様の形になる。また、図3の他の各辺電流は、 $i_1=i_4+i_6$ 、 $i_3=i_5-i_2$ 、 $i_5=i_2+i_4$ である。

表1の数値で計算して図形表示した各辺電流 i_2 、 i_4 及び i_6 を図4に示す。コンデンサ電源Cの充電電圧Vは12kVである。電流 i はクローバしない場合の負荷電流で、(1)式で示される。クローバ時刻 t_c 以前すなわち $0 \leq t \leq t_c$ で、 $i=i_2=i_6$ 、 $i_4=0$ である。また計算から、クローバ時刻 t_c は $2.0 \mu s$ 、クローバ時の負荷電流 I_c は 9.7 kA 、コンデンサ電圧 V_c は 1.6 kV である。クローバ時刻 t_c 以後すなわち $t \geq t_c$ で、比例辺に流れる電流 i_4 は負であるから、実際には図3の点dから点aに向かって流れる。比例辺電流 i_4 、 i_6 は振動しながら減衰している。しかし、クローバ後の負荷電流 i_2 は、リブルは見当たらず単調に減衰している。この時、(5)式の右辺第3項の振動分電流は零である。

3. リブルの乗らない条件と負荷電流の波形整形 振動はコンデンサとインダクタンスが電氣的に結合し

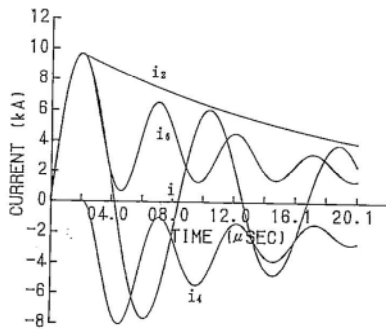


図4 各辺電流

て生じる現象である。従って、クローバ後の負荷電流 i_2 にリブルが乗らないことは、電源辺のコンデンサCと負荷コイル L_2 の電氣的結合はないと考えてよい。一般的には、リブルの乗らない条件は、振動分電流に対して図3の点aと点bが同電位すなわちブリッジの平衡条件が成立している場合で、次式で示される[6]。

$$(R_5+R_7)(R_6+R_8) - \omega_R^2(L_5+L_7)(L_6+L_8) = R_3R_4 - \omega_R^2(L_3+M)(L_4+M) \quad (6)$$

$$(R_3+R_7)(L_6+L_8) + (R_6+R_8)(L_5+L_7) = R_5(L_4+M) + R_4(L_3+M) \quad (7)$$

(6)、(7)式が成立している場合、クローバ後の負荷電流 i_2 は $L_2-b-c-a-L_2$ と $L_2-b-d-a-L_2$ の並列経路を分流し、コンデンサ電流 i_1 は $C-c-b-d-C$ と $C-c-a-d-C$ の並列経路を分流する。このように、コンデンサCと負荷コイル L_2 は電氣的に干渉しない。

実用上、クローバ時刻 t_c の負荷電流値 I_c を大きくクローバ後の負荷電流 i_2 の減衰を少なくするために、回路の残留抵抗は小さくする。この場合、(6)、(7)式のリブルの乗らない条件は、抵抗を零とおいて、近似的に次式になる。

$$(L_5+L_7)(L_6+L_8) = (L_3+M)(L_4+M) \quad (8)$$

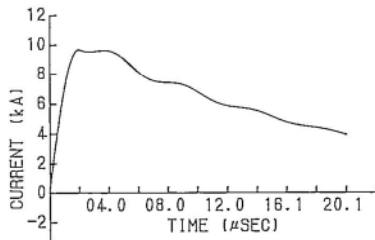
実用的には、(8)式を満たすようにブリッジ比例辺すなわちクローバ回路のインダクタンスを定めればよい。また(8)式は、クローバ回路の抵抗を零とした負荷電流 i_2 の計算結果で、振動分電流の大きさを零とおいても得られている[7]。

(8)式が満たされない場合は、(5)式の振動分電流に対して図3の点aと点bに電位差が生じる。この時、振動分電流が負荷コイル L_2 に流れる。この振動分電流は、点aと点bの電位の高低によって、点aから点bへ逆に点bから点aへのどちらかの方向で流れる。(8)式から類推して、これには次の二通りがある。

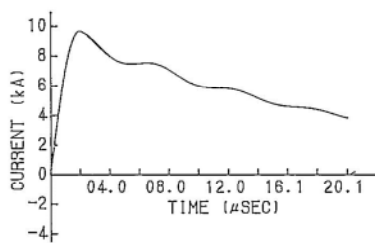
$$(L_5+L_7)(L_6+L_8) > (L_3+M)(L_4+M) \quad (9)$$

$$(L_5+L_7)(L_6+L_8) < (L_3+M)(L_4+M) \quad (10)$$

クローバ回路のインダクタンス L_3 、 L_4 を変えて、(9)、(10)式の場合の負荷電流 i_2 を計算した。その他の定数は表1と同じである。これらの波形を図5に示す。図5(a)は $L_3=L_4=0.076 \mu H$ で(9)式を満たす場合の、図5(b)は $L_3=L_4=0.293 \mu H$ で(10)式を満たす場合の負荷電流である。クローバ後でどちらも振動している。しかし、クローバ直後の電流値は、図5(a)は振動分が加わって増加するのに対して、図5(b)は振動分によって減少する。通常のクローバ回路の負荷電流は図5(b)のように減少し、図5(a)の波形は現れない。従って、負荷電流にリブルの乗らないクローバ回路は、クローバ回路の回路定数を調整して、負荷コイル L_2 に流れる電流



(a) (9) 式の場合

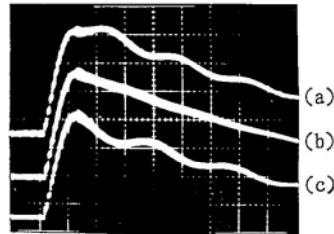


(b) (10) 式の場合

図5 リブルの乗った負荷電流

i_2 を波形整形することが可能である。

計算で得られた負荷電流 i_2 の波形整形を確認するために放電実験を行った。負荷電流 i_2 の測定は同軸分流器を用いて差動測定法で行った。コンデンサ電源 C の充電電圧 V は計算と同じで 12 kV である。クローバ回路のインダクタンス $L_3=L_4$ が計算と同じ場合の結果を図6に示す。図6(a)は(9)式を満たす図5(a)と、図6(b)は(8)式を満たす図4と、図6(c)は(10)式を満たす図5(b)と回路定数はそれぞれ同じである。図6(b)の負荷電流波形には、クローバ後のリブリングはほとんど見当らない。図6(b)のクローバ回路は、対称的に結線して(8)式をほぼ満たすようにインダクタンスを定めている。負荷電流波形はクローバ前は同じだがクローバ後は異なる。クローバ後の負荷電流 i_2 は、クローバ時の電流値 I_c や波形など、計算結果を図形表示した図4、図5



2.8 kA/div 2 μs/div

図6 負荷電流

と良く一致している。

4. 振動分電流と回路定数の関係

この回路を用いて直流電流の強制遮断実験を行う場合、振動分電流の周期と回路定数の関係が解れば適切な転流電流が生成できる[8]。振動分電流の周期は、図6(a)、(c)の実験波形で少し異なるが、約 $5 \mu s$ である。この周期の計算式を図3の等価回路から計算するのは複雑になり実用的でない。そこで、近似値を求める。リブリングの乗らない条件(8)式が成立してコンデンサ C と負荷コイル L_2 が電氣的に干渉しないとき、上述のように、図3で、コンデンサ電流 i_1 は負荷コイル L_2 に流れず比例辺を並列に流れる。負荷電流にリブリングの乗らないクローバ回路は線形回路だから、(8)式が成立している場合、図3の等価回路を図7のような二つの等価回路の和で表して電流計算できる。コンデンサ電流 i_1 は図7の右辺の初めの回路で計算する。(5)式の右辺第3項の振動分電流はコンデンサ C と結合して生じる成分であるから、(8)式が成立している場合の振動分電流の周期は、コンデンサ電流 i_1 の周期に等しい。図7の初めの回路で、近似的に抵抗分を零とおいて計算すると、コンデンサ電流 i_1 の周期すなわち振動分電流の周期 T_R は次のようになる。

$$T_R = 2\pi$$

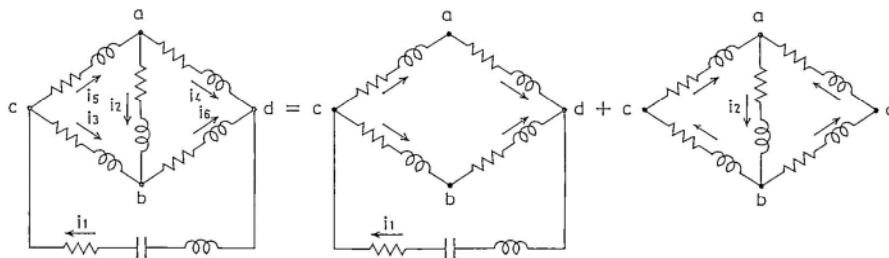


図7 (8)式が成立している場合の等価回路

$$\sqrt{\left\{L_1 - M + \frac{(L_4 + L_5 + L_7 + M)(L_3 + L_6 + L_8 + M)}{L_3 + L_4 + L_5 + L_6 + L_7 + L_8 + 2M}\right\}C} \quad (11)$$

クローバ回路を対称的に結線すると、ブリッジ比例辺すなわちクローバ回路のインダクタンス $L_3 + M$, $L_4 + M$, $L_5 + L_7$, $L_6 + L_8$ を等しくすることが可能である。この場合、すべてのインダクタンスを $L_3 + M$ とおくと、(11)式は次のようになる。

$$T_R = 2\pi \sqrt{(L_1 + L_3)C} \quad (12)$$

(12)式で計算した振動分電流の周期 T_R は $5.1 \mu\text{s}$ である。この値は、(8)式がほぼ成立した図4の計算波形で、特性根から求めた振動分電流の周期と同じであった。

(12)式で計算した振動分電流の周期 T_R と図6の実験波形の周期を比較する。(12)式で計算した周期 T_R は $5.1 \mu\text{s}$ で、図6(a)の実験波形の周期は約 $4.9 \mu\text{s}$ 、図6(c)の周期は約 $5.2 \mu\text{s}$ である。(12)式の周期 T_R に対する図6(a)の周期の誤差率は約 -4% 、図6(c)の誤差率は約 2% で、ともに $\pm 10\%$ 以内である。従って、実用上、リブルの乗らない条件が成立していない図6(a)、(c)の実験波形の振動分電流の周期は、(8)式のリブルの乗らない条件が成立するクローバ回路のインダクタンスを用いた(12)式で求めてよい。

今の場合、 $L_1 = 0.360 \mu\text{H}$, $L_3 = 0.176 \mu\text{H}$ で $L_1 > L_3$ であるから、振動分電流の周期 T_R は主に電源回路の定数 L_1 , C に依存する。

通常、クローバ後の負荷電流のリブルの程度は、振動分電流の最大値と最小値の差 I_{pp} とクローバ時の電流値 I_e の比 (I_{pp}/I_e) のレシオ R_r で表す。負荷電流にリブルの乗らないクローバ回路はレシオ R_r を数値で算出できるが、文字式の表現は図3の等価回路では複雑になり実用的でない。負荷電流の波形整形を行う場合は、リブルの程度とともにクローバ直後の電流値の増減を簡単に判別できる回路定数の関係が解れば都合がよい。そこで、回路が平衡かほとんど平衡の場合を仮定して、この関係の近似値を導出する。図7右辺の初めの回路をベクトル記号法で表すと、振動分電流の等価回路は図8のようになる。図8の $\dot{Z}_{ac}$, $\dot{Z}_{ad}$, $\dot{Z}_{bc}$, $\dot{Z}_{bd}$ はクローバ回路のインピーダンス、 $\dot{Z}_{cd}$ は電源回路のインピーダンスである。負荷点 ab 間の電圧 $\dot{V}_{ab}$ は、点 cd 間の電圧を $\dot{V}_{cd}$ とすると、次のようになる。

$$\dot{V}_{ab} = \left[\frac{\dot{Z}_{ac}}{\dot{Z}_{ac} + \dot{Z}_{ad}} - \frac{\dot{Z}_{bc}}{\dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{bd}} \right] \dot{V}_{cd} \quad (13)$$

(13)式右辺の電圧 $\dot{V}_{cd}$ は、クローバ時のコンデンサの残留電圧 V_c を大きさに持つ等価電源 $\dot{V}_c$ に比例する。従って、(13)式は次のようになる。

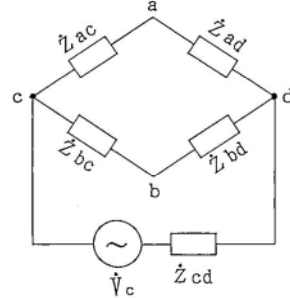


図8 振動分電流の等価回路

$$\dot{V}_{ab} \propto \left[\frac{\dot{Z}_{ac}}{\dot{Z}_{ac} + \dot{Z}_{ad}} - \frac{\dot{Z}_{bc}}{\dot{Z}_{bc} + \dot{Z}_{bd}} \right] \dot{V}_c \quad (14)$$

振動性が強い場合、近似的に回路抵抗を零として、インダクタンスのみを考えてよい。この時、(14)式は次のようになる。

$$\dot{V}_{ab} \propto \frac{(L_3 + L_7)(L_6 + L_8) - (L_3 + M)(L_4 + M)}{(L_4 + L_5 + L_7 + M)(L_3 + L_6 + L_8 + M)} \dot{V}_c \quad (15)$$

(15)式の負荷点 ab 間の電圧 $\dot{V}_{ab}$ は、振動分電流すなわちリブルに比例する。レシオ R_r は振動分電流の最大値と最小値の差 I_{pp} に比例するので、リブルをレシオ R_r と比較するために、次のように(15)式の回路定数の部分の2倍を δ とおく。

$$\delta = 2 \left\{ \frac{(L_3 + L_7)(L_6 + L_8) - (L_3 + M)(L_4 + M)}{(L_4 + L_5 + L_7 + M)(L_3 + L_6 + L_8 + M)} \right\} \quad (16)$$

(16)式の中括弧内の分子は、(8)式のリブルの乗らない条件の左辺と右辺の差である。従って、 $\delta = 0$ は(8)式の場合でリブルは零である。 $\delta > 0$ は(9)式の場合でクローバ直後の電流値は増加、 $\delta < 0$ は(10)式の場合でクローバ直後の電流値は減少する。また、 δ の絶対値

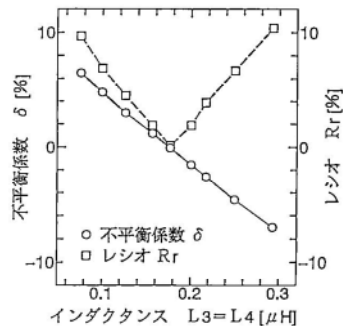


図9 不平衡係数 δ とレシオ R_r のインダクタンス $L_3 = L_4$ 依存性

$|\delta|$ は振動分電流すなわちリプルに比例する。このように、 δ はクローバ後の負荷電流 i_2 の波形とリプルの程度を表し、波形整形に有用である。そこで、 δ を不平衡係数と名付ける。クローバ回路のインダクタンス $L_3=L_4$ を0.076, 0.100, 0.126, 0.156, 0.176, 0.200, 0.217, 0.250, 0.293 μH と変化して、クローバ後の負荷電流 i_2 を計算して振動分を求めた。不平衡係数 δ とレシオ R_r のインダクタンス $L_3=L_4$ 依存性を図9に示す。図9で、 $\delta>0$ は(9)式の場合で、 $(L_3=L_4)<0.176\mu\text{H}$ である。 δ は $L_3=L_4=0.076\mu\text{H}$ が最も大きく、 $L_3=L_4$ を0.076 μH から0.156 μH と大きくすると、 δ は減少する。 $L_3=L_4=0.176\mu\text{H}$ は(8)式をほぼ満たして、 $\delta\approx R_r \approx 0$ である。 $\delta<0$ は(10)式の場合で、 $(L_3=L_4)>0.176\mu\text{H}$ である。 $L_3=L_4$ を0.200 μH から0.293 μH と大きくすると、 δ は減少する。不平衡係数 δ の絶対値 $|\delta|$ は、レシオ R_r の65%位であるが、 $\delta>0$ 及び $\delta<0$ いずれの場合も比例している。

5. 検討及びまとめ

クローバ回路のインダクタンス $L_3=L_4$ を変化した場合、クローバ後の負荷電流 i_2 のクローバ時の電流値 I_c 、レシオ R_r 、振動分電流の周期 T_R 、不平衡係数 δ をまとめてみた。表2に図4, 5の計算波形と図6の実験波形から得られた数値を示す。()内は実験波形の数値で、(—)は読み取れないことを示す。クローバ時の電流値 I_c はいずれの場合も同じだが、レシオ R_r 、振動分電流の周期 T_R 、不平衡係数 δ は異なる。

レシオ R_r は、クローバ回路のインダクタンスが $L_3=L_4=0.176\mu\text{H}$ の場合、計算では0.14%だが実験波形からは読み取れない。 $L_3=L_4$ が0.176 μH からずれると、 R_r は大きくなる。振動分電流の周期 T_R の計算は(11)式を用いている。振動分電流の周期 T_R は、クローバ回路のインダクタンス $L_3=L_4$ が0.076→0.176→0.293 μH と大きくなると、5 μs 弱から5 μs 強に大きくなるが、変化量は小さい。その理由は、(12)式で述べた

表2 計算値と実験値の比較

波形図 条件式	$L_3=L_4$ [μH]	I_c [kA]	R_r [%]	T_R [μs]	δ [%]
図5(a) (9)式	0.076	9.7 (10.1)	9.7 (9.0)	4.8 (4.9)	6.4
図4 (8)式	0.176		0.14 (—)	5.1 (—)	-0.05
図5(b) (10)式	0.293		10.4 (11.1)	5.3 (5.2)	-7.0

()内は実験波形の数値、(—)は読み取り不能

ように、 T_R は主に電源回路の定数 L_1 , C に依存するからである。従って、実用上、実験波形の振動分電流の周期は、(8)式が成立するクローバ回路のインダクタンスを用いた(12)式から知ることができる。実験波形から得られたこれらの数値に対する計算値の誤差率はすべて $\pm 10\%$ 以内である。全体的に、計算値、計算式及び計算波形は実験波形を正しく表している。

表2で、不平衡係数 δ の絶対値 $|\delta|$ は、リプルの程度を表すレシオ R_r と異なるが比例している。また、クローバ回路のインダクタンス $L_3=L_4$ が0.076→0.176→0.293 μH と大きくなると、不平衡係数 δ は、正→零(=)→負と変化して、クローバ後の負荷電流波形の変化を示唆する。

通常のクローバ方式は、クローバ回路のインダクタンスが負荷コイルのインダクタンスより小さいほど負荷電流のリプルは少なくなる。従って、負荷コイルのインダクタンスが小さい場合は、回路構成や配線に十分な工夫を必要とし、単一のクローバ回路でリプルを零にすることは難しい。負荷電流にリプルの乗らないクローバ回路は、(8)式の実用的なリプルの乗らない条件が成立するようにクローバ回路のインダクタンス L_3 , L_4 を定めれば、ほぼリプルのない単極性電流を負荷コイルに供給できる。(8)式を成立させるのは、クローバ回路を対称的に結線するなど比較的容易である。これは、通常のクローバ方式のリプルの抑制法と異なる。

また、負荷電流の波形整形は、(9), (10)式に注意してクローバ回路のインダクタンスを変化して行うことができる。そして、クローバ後の負荷電流の波形やリプルの程度は、(12)式の振動分電流の周期 T_R 及び(16)式の不平衡係数 δ で予測可能になった。

終わりに、数値計算を行うパソコンシステムの構築にご支援くださった電気工学科伊原充博教授、三上芳夫助教授ほかの皆様及び学生諸君に感謝いたします。

参考文献

- [1] 中野, 平野, 鈴木, 西山: 電気学会誌84, 1971 (1964)
- [2] 相沢, 大谷, 岡川, 辺見: 昭55電気学会全国大会 No. 74
- [3] 竹田: “プラズマ圧縮加熱用電源”, 電気学会誌, 100, No. 9, 24 (1980-9)
- [4] 相沢, 岡川, 辺見ほか: 昭56電気学会東京支部大会 No. 38
- [5] 相沢: 電気学会論文誌B102, 186 (1982)
- [6] 岡川, 相沢ほか: 昭和62年電気学会全国大会 No.43
- [7] 星合, 岡川, 相沢: 昭和57年電気関係学会東海支部連合大会 No. 31
- [8] 岡川, 相沢ほか: 昭和63年電気学会全国大会 No. 89