誘導機駆動のための直列共振 DC リンクコンバータ

正員 中村 秀男 (岐阜大)

正員 村井 由宏 (岐阜大)

非会員 Thomas A. Lipo (ウィスコンシン大)

Series Resonant DC Link Converter for Induction Motor Drives

Hideo Nakamura, Member, Yoshihiro Murai, Member (Gifu University), Thomas A. Lipo, Non-member (University of Wisconsin-Madison)

High frequency resonant link AC/AC power converters with a resonant circuit between the input converter and the output converter enable the system to reduce switching losses by switching the devices on or switch them off only at the moment of the resonant voltage or current across the device remaining at zero. The converters also have the possibilities of solving such problems as the increased switching losses and incompatibility with high power capability and high switching frequency, in which high frequency carrier PWM inverters usually have problems.

The resonant link converters, however, also had the particular problems such as distortion of the output voltage, high peak-voltage or -current stresses on the devices, which are mainly caused by the uniform pulses arising from the phase selections of the devices for PDM operation.

In this paper we clarified these problems and proposed a current limiting method which limits the current pulse to a fixed value by using a saturable core in place of a resonant inductor. And current pulse splitting method is also proposed. The method performs to control three phase currents almost at a time, improving output waveforms and the reduction of filter capacitor size becomes possible. This paper deals with the principles on these methods and the simulated results and experimental results are included.

キーワード：AC/AC コンバータ，直列共振 DC リンク，ソフトスイッチング，可飽和リアクトル

1. ま え が き

ソフトスイッチングを用いた高周波共振 AC/AC 電力変換器の研究は近年盛んに行われるようになった^{(1)~(5)}。この種の変換器は図 1 に示すように、リンク部に高周波の共振回路をもつ。リンク電流あるいは電圧をおよそ 10 kHz~数十 kHz の高周波で振動させ、振動電流あるいは電圧がゼロをよぎる時点でのみ入力あるいは出力コンバータのスイッチ素子をオン・オフ動作させる（これをソフトスイッチングという）ことにより、スイッチング損失が大幅に低減できる。また従来の PWM インバータのキャリヤ周波数の高周波化の問題点、すなわち、スイッチング損失の増加、

図 1 高周波共振リンク AC/AC コンバータ
Fig.1. High frequency resonant link AC/AC converter.

主回路上下素子のスイッチングデッドゾーンによる波形ひずみ，更には大容量化と高周波スイッチングの非両立なども同時に解決できる可能性を有している。

表 1 共振リンク変換回路の分類
Table 1. Classification of resonant link converter circuit.

リンク 種類	LC 共振 回路	主 回 路	スイ ッチ 要素	ZVS or ZCS
AC リンク	並列共振			ZVS
	直列共振			ZCS
DC リンク	並列共振 (直流電圧重畳)			ZVS
	直列共振 (直流電流重畳)			ZCS

L_0, C_0 : 共振要素 C_d : 直流分 (7137) の分 ZVS : ゼロ電圧スイッチング
 L_d : 直流分 (7134) の分 ZCS : ゼロ電流スイッチング

このような共振変換器は表 1 に示すように、リンク部の共振電圧または共振電流に直流電圧または直流電流を重畳するかどうかにより、また LC 共振回路の構成、すなわち、 L_0 と C_0 が並列かあるいは直列かにより 4 種に分類される⁽³⁾。AC リンク形は双方向導通可能なスイッチング要素が必要であり、並列共振形は ZVS (ゼロ電圧スイッチング：電圧ゼロの時点でのみオン・オフ動作する)、直列共振形は ZCS (ゼロ電流スイッチング：電流ゼロの時点でのみオン・オフ動作する) の特長をもつ。これらのうち、回路構成上は直流を重畳した DC リンク形が素子数が少なく簡単であり、特に並列共振形のは入出力部の主回路構成がトランジスタを用いた通常の PWM インバータと同じであるため、既に多くの研究が行われている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。これに対して DC リンク直列共振のものは著者らの提案によるもので、変換回路の素子がすべてサイリスタで構成され、回路構成が最も簡単、大容量化の可能性、4 象限動作可能など、数多くの特長を有する⁽³⁾。

ところで、AC/AC 電力変換器で誘導電動機を駆動

する場合にはトルク脈動の低減や騒音の低減は極めて重要な要素であるが、共振形 AC/AC コンバータ (変換器) では元来 PDM (パルス密度変調) により入出力波形の制御がなされるので、現在の共振周波数のパルスでは必ずしも十分なトルク脈動の低減が達成されていない。

このような、ソフトスイッチングの高周波共振コンバータは、DC/DC コンバータの分野ではかなり以前から研究が行われ既に実用化されているが⁽⁶⁾、ここで扱う三相 AC/AC コンバータでは入出力の三相変換器の存在のためリンク部に均一な共振パルスが得にくく、出力波形のひずみ、素子電圧あるいは電流のピークストレスの増加など、特有の問題を生じている⁽⁷⁾。

本論文では、直列共振 DC リンク形の変換器におけるこれらの問題の解決方法を示したもので、第 2 章では直列共振 DC リンク形変換器の動作説明とその問題点の明確化を行い、第 3 章では可飽和リアクトルを用いたピーク電流の抑制回路、第 4 章では電流パルスの微細調節の方法などを提案している。また、第 5 章ではこの場合のシステム構成と実験による特性の検討などを行っている。

2. 直列共振 DC リンク変換器の動作と問題点

〈2・1〉 動作原理 図 2 に直列共振 DC リンクコンバータの基本回路を示す⁽³⁾。図で入力および出力は各 6 個、計 12 個のサイリスタからなり、リンク部の C_0 と L_0 の直列共振によって、高周波の電流パルス (i_s) を発生する。入出力部のサイリスタは、例えば黒で塗りつぶした直列の 4 個を同時にオンし、共振電流パルスを発生させ電流が 0 となった時点で、サイリスタは 4 個共自然消弧する。また、リンク部のインダクタンス L_d は直流電流 I_d を共振電流に重畳させるもので、 L_0 よりも十分大きくし、また、入力および出力部のフィルタコンデンサ C は C_0 よりも十分大きく設定されるので、共振周波数はほぼ L_0 と C_0 で決定される。このようにすると、素子電流は、通常の PWM インバータの素子電流に比べ、ゆっくり立ち上がるのでスイッチング時の素子電圧-電流積を極めて小さくでき、スイッチング損失を大幅に低減できる⁽⁸⁾。

一方、電流パルス列 i_s は出力コンバータにより、三相各相に PDM によって分配される。この場合、高周波成分を出力のフィルタコンデンサ $C (\gg C_0)$ でバイパスするので、誘導機には主として基本波成分が出力される。この回路では入力側も同時に PDM が行われるので同様に入力電流の正弦波化ができ、また力率

図2 直列共振DCリンクAC/ACコンバータ
Fig.2. Series resonant DC link AC/AC converter.

(b) 電流パルス i_s 、サイリスタ電圧 v_{sw} とコンデンサ電圧 V_{c0}

図3 単相等価回路と発生波形

Fig.3. Single phase equivalent circuit and generated waveforms.

$=1$ の制御も同時に達成できる⁽³⁾。

図3(a)に、図2の共振部に着目した単相等価回路を示す。図で、コンデンサ C_0 とインダクタンス L_0 は共振回路部を表し、サイリスタ T_h はオンされる直列の4個のサイリスタを表し、また L_d は L_0 より十分に大きいとして定電流源 I_d で表している。入力コンバータからリンク部へ出力される電圧 V_d は1パルス期間では一定と仮定し、更にフィルタコンデンサ C は等価的に C_L においている。

いま、 T_h をオンする直前 ($t=0$) のサイリスタの端子間電圧を V_{th} とおくと、このときの C_0 の電圧 V_{c0} と C_L の電圧 V_{cL} (一定値と仮定) を用いて

$$V_{th} = V_d + V_{c0} - V_{cL} \quad (t=0) \quad \dots\dots\dots (1)$$

と表される。従って、図の回路方程式は V_{th} を初期電圧とした LC 共振回路の式

$$V_{th} = \frac{1}{C_0} \int_0^t (i_s - I_d) dt + L_0 \frac{di_s}{dt} \quad \dots\dots\dots (2)$$

となる。これを解くと

$$i_s(t) = V_{th} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \sin \omega_0 t + I_d (1 - \cos \omega_0 t) \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $\omega_0 = \sqrt{1/C_0 L_0}$

が得られる。

従って、共振電流 i_s は図3(b)のように流れ $i_s=0$ となった時点で T_h はオフし、 T_h の端子間電圧 v_{sw} は、負となって表れる。 T_h がオフの間、コンデンサ C_0 が定電流 I_d で充電されるので v_{sw} は図示のように直線的に上昇し、 $V_{sw} = V_{th}$ となった時点で T_h を再びオンにすれば、前と同じ波高の共振パルスが得られる。ここで V_{th} は一度オンしたサイリスタが再びオフになるよう設定された正の電圧である。

図の回路で電源電圧は、入力コンバータのサイリスタの組合せにより7種類の値をとりうるが、ここでは簡単にスイッチ S で $+E$, 0 , $-E$ の電圧を選択するようにしている。また、定電流源 I_d は実際には有限の値のインダクタンス L_d であるので、直流的には(あるいはゆっくり変化する成分に対しては) L_d の電圧 $=0$ であるから、

$$\text{入力電圧 } V_d = \text{出力電圧 } V_{cL} \quad \dots\dots\dots (4)$$

であるべきで、もし V_d と V_{cL} に差があると、 I_d はしだいに上昇あるいは減少することは明らかである。従って、入力コンバータのサイリスタを各共振パルスごとに切り換え、入力電圧 V_d が等価的に(4)式を満たすよう制御する必要がある、図示のスイッチ S はこの目的に使われることを示す。

〈2・2〉 問題点

(1) 異常ピーク電流の発生 前に述べたように、共振電流 i_s は初期電圧 V_{th} および I_d が一定であれば、全く同じパルス波形になる。そして、 V_{th} は一定の制御を行うかぎり、均一な共振パルス列が得られ、出力に正弦波を得るための PDM も比較的精度良く達成できる。しかしながら、実際には、出力あるいは入力コンバータを導通させるサイリスタの組合せが各共振パルスごとに変わるので、 V_{th} は設定された値に保てないことがある。

図4(a)は、負荷電圧の変動による不規則電流パルス発生の説明のために、異なる相のコンデンサが接続される場合の単相等価回路を示したものである。図で、サイリスタ T_{h1} のコンデンサ電圧 V_{L1} が、サイリスタ T_{h2} の電圧 V_{L2} より高いとすると、 T_{h2} の端子電圧 v_{sw2} は T_{h1} の端子電圧 v_{sw1} より $V_{L1} - V_{L2}$ だけ高くなる。(b)図の①および②のパルスでは、 v_{sw1} が

設定値 V_{th} に達したところで T_{h1} がオンされるが、 $t = t_1$ の時点で相の切り換えがあり、 T_{h2} がオンされている。このとき i_s を決定する端子電圧 v_{sw} は v_{sw1} から v_{sw2} に変わるので、次の初期電圧 V_{th2} は設定された V_{th} よりはるかに高い電圧となって、次のパルスは③のように極めて大きなピーク値をもつことになる。

このような相の切り換えは、三相制御ではかなりの頻度で起こることが避けられず、主回路素子の定格の上昇ばかりでなく、出力波形の制御精度を向上させにくいなどの問題を生じている。

(2) 波形制御性の問題 一方、この種の共振変換器を誘導機駆動に用いる場合のもう一つの問題として、波形精度の不足がある。例えば、共振周波数を 20 kHz 程度に設定したとすると、単純に考えても各パルスの間隔は 50 μ s (あるいはそれ以上) ある。これらのパルスを三相に振分けて各相に正弦波を作ることになるが、例えば二つの相に 1:1 に振分けるとすると、パルス間隔は各相パルス密度が 1/2 になるので 50 μ s $\times$ 2 = 100 μ s 開くことになる。実際には各相のパルス密度のアンバランスは 1:5 程度以上にもなって、300 μ s 以上もパルス間隔が開くことがあるため、

(a) 異なる負荷電圧 V_L を考慮した回路

(b) 不規則電流ピーク

図 4 不規則電流パルスの発生
Fig. 4. Generation of irregular peak pulse.

PWM インバータに見られるような精度の良い波形がまだ得にくいという問題がある。

直列共振 DC リンク形は幸い、比較的容量の大きいフィルタコンデンサ C を出力にもつため、これらの影響はかなり軽減されるが、それでもなお波形の微調節の必要性は残されている。

3. 可飽和リアクトルによる電流ピーク値の抑制法

〈3・1〉 電流ピーク値抑制の原理 まず不規則電流パルスによる障害を排除するために、電流パルスのピークを制限値に抑制する方法を述べる。図 5 (a) に、電流制限回路の原理図を示す。同図は図 3 (a) の単相等価回路の共振インダクタンス L_0 を可飽和リアクトル SR で置き換えたもので、励磁電流 I_d を流すことによりリアクトル鉄心をあらかじめ飽和領域にバイアスしてある。

図 5 (b) は、回路の動作説明であり、右図は SR の励磁電流 $i_s - I_m$ と磁束鎖交数 λ_m の関係を表している。いま直流電流 I_m により、点 A の位置にあるときサイリスタ T_h をオンすると、共振は C_0 と飽和インダクタンス L_0 の間で起こり、共振電流 i_s は飽和域を急速に上昇し点 B に達する。このとき SR は非飽和領域に達するのでインダクタンスが非常に大きくなり、 i_s はほぼ一定値の I_m に保たれる。その後、 i_s が減少すると、上記と逆の経過を経て再び A 点に達する。こ

(a) 電流波高値制限基本回路

(b) 磁束 λ_m と電流 i_s との相互関係

図 5 電流波高値制限の原理
Fig. 5. Principle of current peak limiting.

図 6 三相回路の電流ピーク制限
Fig.6. Current peak limiting for three phase circuit.

の場合の i_s は (b) 図左のように波高値がほぼ一定の台形波形となる。

〈3・2〉 三相回路への適用 図 5 (a) の回路を三相回路に適用したものを図 6 に示す。同図は、図 2 の基本回路の共振インダクタンス L_0 を可飽和リアクトル SR で置き換え、またバイアス巻線を除去して I_m の代わりに I_d でバイアスを加えている。ここでは図 5 (a) の I_m によるアンペアターンを得るため SR の総巻数を n_1 として巻数 n_2 の位置に、中間タップを出すことにより達成しており、負荷の大小に対応した I_d の変化によりバイアス電流 I_m の調節は自動的に行われる。 I_m の値は、巻数比 $k = n_1/n_2$ を用いると

$$I_m = k I_d \dots \dots \dots (5)$$

で求められる。

4. 電流パルスの分流制御

〈4・1〉 分流制御の原理 前に述べたように、出力電流波形を正弦波にするよう制御するには、共振パルス電流を各相へ PDM により分配するが、なおいつその成形精度を得るには、個々のパルスの大きさの制御と各相へほぼ同時のパルス分配が必要である。以下では、パルス電流の分割により個々のパルスの調節をしつつ、複数相にほぼ同時に電流パルスを分配する方法 (パルス分流制御) を提案している。

図 7 はパルス分流制御の原理を示す。(a) 図はリンク部と出力コンバータ部を記しており、いま a 相サイリスタ T_a^+ と C 相サイリスタ T_c^- を $t=t_0$ で同時にオンすると、a 相電流 i_{sa} は (b) 図のように流れる。例えば、 $t=t_1$ で b 相サイリスタ T_b^+ をオンさせると、b 相にも電流 i_{sb} が流れ始め、 i_{sa} は急速に減少しゼロになる。このあと $t=t_2$ において T_a^+ をオンすると、電流 i_s は T_c^- を通って T_c^- へ直接流れるようになり i_{sb} も減少しゼロになる。この場合、時刻 t_1, t_2 を適度に調節することにより i_{sa}, i_{sb} を各相に必要な大きさに調節することが可能である。このとき、 i_s が分流される速度は、インダクタンス L_{01} を小さくすれば速くなる。また、c 相の電流 i_{sc} は i_{sa} と i_{sb} と、

(a) 電流の流れ

(b) 三相分流制御 (c) 単相分流制御

図 7 パルス分流制御法
Fig.7. Pulse splitting method.

図 8 フィルタコンデンサでの電流の流れ
Fig.8. Current flow in filter capacitor.

$i_{sc} = -(i_{sa} + i_{sb})$ の関係にあるので、 i_{sa}, i_{sb} が正しく調節されれば自動的に i_{sc} も正しく調節される。

一方、負側の二つの相のサイクルをオンにする必要があるときは、上記の点弧するサイリスタを、 $T_a^+ \rightarrow T_a^-$, $T_b^+ \rightarrow T_b^-$, $T_c^+ \rightarrow T_c^-$ と変更すれば、同様の分流制御が可能である。

〈4・2〉 パルス分流時間 t_1, t_2 の決め方 図 7 (b) で示した、三相分流制御を行うときの時刻 t_1, t_2 の決め方について説明する。まず、 t_0 から t_1 の期間を Δt_1 、また、 t_1 から t_2 の期間を Δt_2 とする。フィルタコンデンサでの電圧、電流の流れを図 8 のように定義すると、1 パルス分の電流を流す場合のコンデンサ C_a, C_b, C_c の初期電圧 V_a, V_b, V_c は、基準値 V_a^*, V_b^*, V_c^* に対して誤差

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_a &= V_a^* - V_a \\ \epsilon_b &= V_b^* - V_b \\ \epsilon_c &= V_c^* - V_c \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6)$$

をもつとする。また、 C_a 、 C_b 、 C_c から誘導機には、それぞれ常に定電流 I_a 、 I_b 、 I_c が流れ出ていると仮定する。

図 7 (b) において、時刻 t_0 に共振電流パルス i_s が発生すると、各コンデンサには図示のような電流が流れる。すなわち、 Δt_1 の期間では $i_{sa} = -i_{sc} = i_s$ 、 $i_{sb} = 0$ 、 Δt_2 期間では $i_{sa} = 0$ 、 $i_{sb} = -i_{sc} = i_s$ であるから、 Δt_1 の期間は C_a に $i_{sa} - I_a$ が、 C_c には $i_{sa} + I_c$ が図示の方向に流れる。また、 Δt_2 の期間では C_b を通じて $i_{sb} - I_b$ が、 C_c には $i_{sb} + I_c$ が流れる。 Δt_1 、 Δt_2 の期間に C_a 、 C_b 、 C_c に流れ込む電流により、誤差電圧はうち消されとする。コンデンサ C_a と C_b のそれぞれに流入する電荷量は、電圧増加量と容量との積に等しい。ここで、 i_s は一定波高値 I_m の台形状であるが、分流された電流の立上り、立下りが同じとすれば、方形波として扱うことができる。上記の関係より次式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} (I_m - I_a)\Delta t_1 + (-I_a)\Delta t_2 &= C_a \varepsilon_a \\ (-I_b)\Delta t_1 + (I_m - I_b)\Delta t_2 &= C_b \varepsilon_b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

この式を解くと Δt_1 、 Δt_2 は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_1 &= \frac{(I_m - I_b)C_a \varepsilon_a + I_a C_b \varepsilon_b}{I_m(I_m - I_b - I_a)} \\ \Delta t_2 &= \frac{(I_m - I_a)C_b \varepsilon_b + I_b C_a \varepsilon_a}{I_m(I_m - I_b - I_a)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

〈4・3〉 定常動作におけるスイッチング周波数

本回路のスイッチング周波数の基本的特性を検討するため、図 9 の単相回路について行う。ここで、サイリスタ T_a^+ のスイッチング一周期間に、パルス電流が流れる期間を t_{on} 、流れない期間を t_{off} と定める。サイリスタ T_a^- は分流制御用で、回路のスイッチング周波数への影響はないとする。

図 9 で、 i_s が方形波である (i_s の波高値 $= I_m$) とすると、コンデンサ C_0 から t_{on} 期間に流出する電荷と t_{off} 期間に流入するものとは等しいので

$$(I_m - I_a)t_{on} = I_a t_{off} \dots\dots\dots (9)$$

更に、(5)式を用いて変形すると

図 9 回路の電位と電流
Fig. 9. Voltage and current of circuit.

$$(k-1)t_{on} = t_{off} \dots\dots\dots (10)$$

となる。すなわち、 t_{on} と t_{off} の概略の比は、可飽和リアクトルの巻数比 k のみにより決定される。

次に、サイリスタ端子間電圧 V_{th} のスイッチング周波数 f_{sw} への影響を調べる。まず、共振電流の流れ始める時点の C_0 の電圧を $v_{C0(前)}$ 、流れ終わった時点の電圧を $v_{C0(後)}$ とし、1 パルスによる電圧増加量を Δv_{C0} とする。同様に、 C_L の初めの電圧を $v_{CL(前)}$ 、後の電圧を $v_{CL(後)}$ とする。図 9 の回路より Δv_{C0} は

$$\begin{aligned} \Delta v_{C0} &= v_{C0(前)} - v_{C0(後)} \\ &= (V_{th} + v_{CL(前)} - V_d) \\ &\quad - (-V_{th} + v_{CL(後)} - V_d) \\ &= 2V_{th} + (v_{CL(前)} - v_{CL(後)}) \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

また、 t_{off} 期間には I_d が C_0 を充電するので

$$\Delta v_{C0} = I_d t_{off} \dots\dots\dots (12)$$

とも表せる。(11)式で C_L は十分大きいとすると、 v_{CL} は 1 パルス期間前後ではほぼ一定とみなせるので、 $v_{CL(前)} - v_{CL(後)} = 0$ とおける。よって、

$$\Delta v_{C0} = 2V_{th} \dots\dots\dots (13)$$

となる。上式と(12)式より、 V_{th} の増加に比例して、 I_d が C_0 を充電する期間 ($= t_{off}$) は長くなる。(10)、(12)、(13)式よりスイッチング周波数 f_{sw} は、

$$f_{sw} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{(k-1)}{k} \frac{I_d}{2V_{th}} \dots\dots\dots (14)$$

と求まる。

5. システムの構成

〈5・1〉 構 成 全体のシステム構成を図 10 に示す。図中の、①のブロックでは出力電圧および電流を検出する。ブロック②および③では検出された電圧を正弦波状に変化する基準電圧 $V_{ab}^* \sim V_{ca}^*$ と比較し、それらの誤差と電流を基に、次にトリガすべき相とそのトリガタイミングを決定する。一方、ブロック④で

図 10 システム構成
Fig. 10. Control diagram of system.

は入力電圧位相を検出し、⑤では入力力率を1としつつ、 I_d の制御を行うための入力コンバータのサイリスタを選択する。また⑥は、トリガするサイリスタの初期電圧 V_{th} を確保するための部分である。

〈5.2〉 実験およびシミュレーション結果 サイリスタのスイッチング時の実験波形を、図11に示す。上の波形は電流 i_s 、下はサイリスタの端子間電圧 v_{sw} である。ターンオン時の a 点では、 v_{sw} が0になるまでの期間に、 i_s はゆっくりと上昇しているので損失の発生はわずかである。その後、電流が減少してゼロを横切った後も、 i_s はサイリスタの蓄積電荷放出のために、わずかに負方向に流れている。 b 点において、負方向電流が0になる時点で v_{sw} に逆電圧が現れているので、損失はほとんど発生しない。

図11 サイリスタのスイッチング波形
Fig. 11. Switching waveform of thyristor.

(a) 可飽和リアクトルを使用しないとき

(b) 可飽和リアクトルを使用するとき

図12 フィルタコンデンサに流れる電流波形
Fig. 12. Current waveforms which flow into filter capacitor.

図12は、図6の回路構成で定格60 Hz, 200 V, 0.75 kW の誘導機を駆動したときの、フィルタコンデンサに流れ込む電流パルス波形を示す。(a)図ではパルスの波高は不規則であるが、(b)図ではパルスがクランプされているのでほぼ一定に保たれている。

図13と図14は定格60 Hz, 200 V, 0.75 kW の誘導機を60 Hz 滑り $s=3.3\%$ 、フィルタコンデンサを $10\mu\text{F}$ の条件で駆動したときのシミュレーション結果を示す。図13は単相制御のみを用いた結果であり、(a)図の出力電圧波形には多少リプルが現れているが、図14の三相制御の場合では、単相制御に比べ(a)図の電圧波形のリプルは減少し、(b)図の電流波

(a) 出力電圧波形

(b) 出力電流波形

図13 単相制御 (シミュレーション結果)
Fig. 13. Single flow (simulation result).

(a) 出力電圧波形

(b) 出力電流波形

図14 三相制御 (シミュレーション結果)
Fig. 14. Three phase flow (simulation result).

(a) 出力電圧波形

(b) 出力電流波形

図 15 単相制御 (実験結果)

Fig. 15. Single flow (experimental result).

形は滑らかになっている。

最後に、図 15 に単相制御で実験を行ったときの出力波形を示す。電圧波形はリブルは少なく、電流波形はより滑らかである。

6. あとがき

高周波直列共振形 DC リンク AC/AC コンバータについて誘導機駆動のための特性改善の方法を提案した。すなわち、波形精度の改善のためのパルス電流ピークの抑制法、および三相に分流する制御法を提案した。

本方式では、共振リアクトルを可飽和リアクトルに置き換えるだけで、容易に電流パルスの波高値を制限することができ、それによりパルス波形が台形状であることから、簡単にパルスを分割して三相に分流できる。また、スイッチング周波数を上昇するほどフィルタコンデンサ値を小さくすることができ、インダクタンス、ほかの素子値も低減することが可能となる。現在作られているサイリスタのターンオフ時間は 15 μ s 程度なので、スイッチング周波数は 30 kHz 程度が限界と思われる。装置のいっそうの小型軽量化のためには、高速スイッチング素子を使用することによってスイッチング周波数を上昇させることが必要と思われる。

(平成 4 年 1 月 27 日受付)

文 献

- (1) D. M. Divan: "The Resonant DC Link Converter—A New Concept in Static Power Conversion", IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., 648 (1988)
- (2) D. M. Divan & G. Skibinski: "Zero-Switching-Loss Inverters for High-Power Applications", IEEE Trans. Ind. Appl., IA-25, 634 (1989)
- (3) Y. Murai & T. A. Lipo: "High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion", IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., 772 (1988)
- (4) 中岡, 他: 「共振 DC リンク瞬時正弦波電流追従インバータと誘導電動機駆動系への応用」, 昭 63 電気学会産業応用部門全大, No. 93, p. 435
- (5) 佐藤, 他: 「共振 DC リンクインバータの解析と制御法の改善」, 電学論 D, 111, 531 (平 3-7)
- (6) M. Kazimierczuk: "Steady-State Analysis and Design of A Buck Zero-Current-Switching Resonant dc/dc Converter", PEL-3, p. 286 (1988)
- (7) K. Heumann, et al.: "Stress of Power Semiconductor Devices in Series Resonant and Quasi Resonant Application", IPEC Tokyo, p. 161 (1990)
- (8) 村井: 「高周波共振を応用した半導体電力変換技術」, 電学誌, 110, 43 (平 2-1)

中 村 秀 男 (正員)

昭和 42 年 2 月 12 日生。平成 4 年 3 月岐阜大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程卒業。現在、同博士後期課程在学中。直列共振 DC リンクコンバータに関する研究に従事。

村 井 由 宏 (正員)

昭和 17 年 1 月 13 日生。44 年 3 月岐阜大学大学院修士課程修了。現在、同大学電子情報工学科教授。工学博士。インバータ・誘導機、共振形変換器、ブラシレス DC モータ、ほかの研究に従事。

Thomas A. Lipo (非会員)

1938 年 2 月 1 日生。現在、ウィスコンシン大学電気計算機工学科教授、パワーエレクトロニクス研究センター長併任。工学博士。