

高周波共振形電力変換器の高性能化

High Performance of the High Frequency Resonant Power Converter

梁 承 学*・近 藤 正 示**・原 島 文 雄*
Seung-Hak YANG, Seiji KONDO and Fumio HARASHIMA

1. はじめに

電力変換器の高性能化のためにはスイッチング周波数の高周波数化が必要不可欠である。しかし従来の技術では半導体デバイスを強制的にオン・オフするためにスイッチング損失が発生し、これにより動作周波数が制限されていた。

そこで電力変換器の低損失化という要請に応じて、電圧共振現象を利用して電圧がゼロの時点で半導体デバイスのスイッチングを行う共振形電力変換システムの研究がなされている。このシステムはスナパレスでかつ、スイッチング損失の大幅低減を図ることが可能で従来のPWM制御形に比べ、高いスイッチング周波数で運転できるという特徴を有している¹⁾。

入力側コンバータと出力側インバータを有するデュアルコンバータ方式の中間リンクを共振形にさせた電力変換器は、リンクの電圧および電流の極性によって交流リンク、直流リンクに分けられ、共振回路の接続方式により直列共振、並列共振に分類され、それぞれを組み合わせて4種類が存在する^{2), 3)}。

これらの中で誘導機の4象限運転、入力力率の制御を目的とし、さらに将来の一般産業界へ適用を考慮に入れ、並列形の交流リンク方式について研究を行い、システムの構築を図ることとした。

本報では、共振リアクトルの初期電流値について再検討を行い、その電流設定値の制御およびクランプ回路の必要性を明らかにする。また、定常状態と過渡状態においても力行、回行運転が成功的に行われたことを報告する。次に、リンク部の接続を変更した新しい主回路方式を提案し、両システムの比較も行う。

2. 試作システムの構成

図1に試作したシステムの構成を示す。スイッチング

*東京大学生産技術研究所 第3部
**長岡技術科学大学

素子としてはIGBTを使用している。中間リンク部は共振現象を発生させるためのCrとLr、エネルギーバッファ用の電解コンデンサ(Cd)およびクランプ回路より構成する。また系統部には電源陥没防止用の交流リアクトル(Lac)が接続されている。

コンバータとインバータのスイッチングはリンク電圧がゼロとなる時点でを行い、そのスイッチングパターンは指令値と検出値の瞬時値の比較により発生させる。コンバータは直流電源である電解コンデンサの電圧を一定にする制御と入力力率を1にする制御を行う。インバータは誘導機の一次磁束を一定にする制御を行う。また、共振現象によりリンク電圧は直流電源電圧の2倍以上になるのでこの高電圧を制御するためにクランプ回路を付加する。

3. 共振初期電流の制御

3.1 一定方式

この方式は共振初期電流の設定値(I_{Lr0}*)をある一定値に決めて置く簡単な制御方式である。しかし、重負荷時にも共振を持続させなければならないので、I_{Lr0}*はそれに応じた大きな値を設定する必要がある。その結果、①共振用コンデンサに高電圧の発生(クランプ回路がない場合)②クランプ期間が平均的に伸び、スイッチング周波数が低下(クランプ回路がある場合)③零電圧期間が平均的に伸び、スイッチング周波数が低下④共振回路内およびデバイス損失が増加⑤中間リンク部の電解

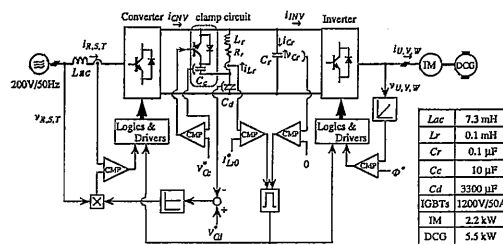


図1 システムの構成図

コンデンサに電流量の大きなものが必要となるデメリットを有する。

3.2 可変方式

インバータのみで構成されてある電力変換システムに対して I_{Lr0}^* の制御方式が提案され、数値的検討が行われた。この方式はゼロ電圧期間中に次の共振中の i_{INV} を予想して I_{Lr0}^* を制御する方法である⁴⁾。

しかし、この方式は DC/AC の電力変換にしか適用できないし、またゼロ電圧期間にインバータをスイッチングした時に、共振用リアクトルの初期電流がインバータ入力側の初期電流より大きくなると直流リンクの電圧の制御ができない短所がある。

3.3 提案する方式

上記の可変方式を拡張して、本試作システムでは(1)式のように制御する。

$$I_{Lr0}^* = i_{INV} - i_{CNV} + I_{DAMP} \quad (1)$$

ただし、 I_{DAMP} は R_r によるダンピングを補償するのに必要な電流である。 i_{INV} 、 i_{CNV} は図 1 に示しているとおりである。

この方式はゼロ電圧期間中に次の共振現象中の i_{INV} 、 i_{CNV} を予想し、それに応じて共振初期電流の設定値を制御する⁵⁾ i_{INV} 、 i_{CNV} の値は次の(2)、(3)式のようにゼロ電圧期間中の電源電流と負荷電流の実際値およびコンバータ、インバータのスイッチングパターンにより求められる。

$$i_{CNV} = S_R \times i_R + S_S \times i_S + S_T \times i_T \quad (2)$$

$$i_{INV} = S_U \times i_U + S_V \times i_V + S_W \times i_W \quad (3)$$

ここで、スイッチング関数 S_X は変換器の上アームがオンの場合は 1 であり、下アームがオンの場合は 0 である。 $i_R \sim i_W$ はゼロ電圧時の各相電流の瞬時値である。

4. クランプ回路

まず、クランプ回路を設けない場合の問題点を明らかにする。図 1 の i_{INV} 、 i_{CNV} を等価的に電流源としてそれぞれ I_{INV} 、 I_{CNV} で表現して図 2 のような簡易等価回路に置き換えて説明する。

この等価回路では I_{INV} 、 I_{CNV} の差によって二つのモードに分けられる。すなわち共振回路からパワーが出力している状態を出力モード、また入力している状態を入力モードと呼ぶこととする。図 3 はこのようなモードの動作を示している。

図 2 において、 L_r の共振初期電流値 i_{Lr0} は、SW1 を閉じることにより、増加する方向にしか制御できない。したがって、図 3 において時刻 T_1 における i_{Lr} の初期

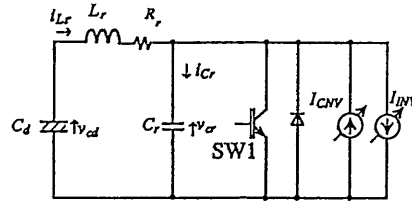


図 2 簡易等価回路

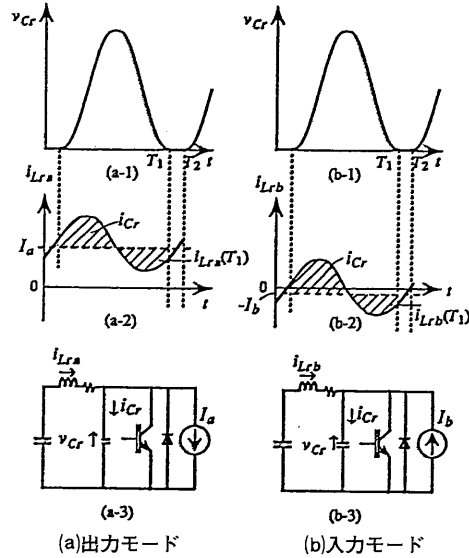


図 3 動作モード

値は必ず

$$i_{Lr}(T_1) < I_{Lr0}^* \quad (4)$$

の条件を満たしていなければならない。

そこで、共振現象において出力モードより入力モードに移行する場合を考えてみる。出力モードの時刻 T_1 における i_{Lra} の値は入力モードにおける I_{Lr0}^* の値より大きくなる。この時ゼロ電圧期間を直ちに解除しても、共振用インダクタンスに余分なエネルギーが蓄積し、共振現象中そのエネルギーがコンデンサエネルギーに変換されるため、高電圧が発生することになる。

特に本研究では、負荷としてモータを想定していることから駆動、回生の両モードが存在し I_{Lr0}^* が i_{INV} 、 i_{CNV} に依存しているため I_{Lr0}^* の制御を行っていても高電圧の発生に対して必ずしも抑制できない。

よって本試作システムでは I_{Lr0}^* の制御とともに高電圧を抑制するクランプ回路の設置が必要と考える。

このクランプ回路の動作の説明は紙面の都合で省略するがすでに発表した文献を参照されたい⁵⁾。

研 究 速 報

5. 実 験 結 果

5.1 初期電流の制御方式の比較

図4は I_{Lr0} 制御の一定方式と可変方式を比較した負荷率100%時の V_{Cr} および i_{Lr} の波形を示す。各方式によるスイッチング周波数は、図4(a)の可変方式では18 kHz、図4(b)の一定方式では12 kHzであった。

可変方式の場合、最小限の電流値でゼロ電圧期間を制

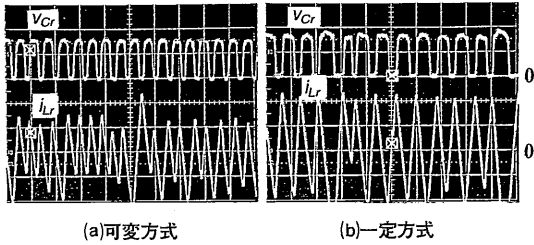
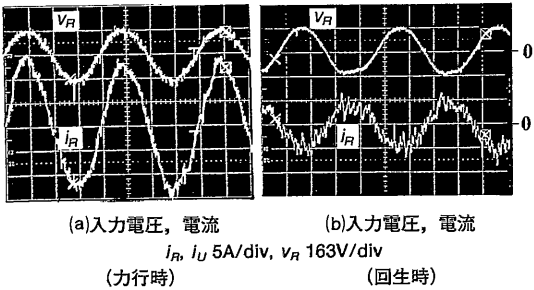


図4 共振電圧と電流



(a)入力電圧, 電流 i_R, i_U 5A/div, v_R 163V/div (力行時)
(b)入力電圧, 電流 i_R, i_U 5A/div, v_R 163V/div (回生時)
(c)出力電流 (無負荷時)
(d)出力電流 (100%負荷時)
5ms/div

図5 定常状態特性

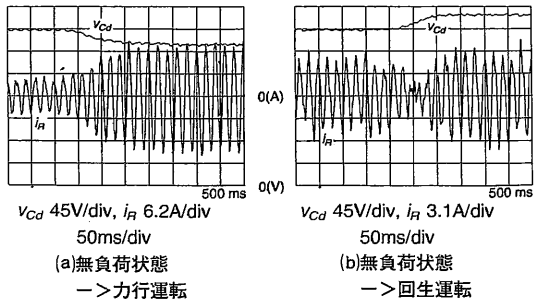


図6 過渡状態特性

御できるので電圧クランプ期間が短くなりほぼ一定に維持される。一方、一定方式の場合には、重負荷時を考慮して大きな I_{Lr0} 値が要求されるので軽負荷時電圧クランプ期間が長くなる。この理由によって両方式のスイッチング周波数の差が生じる。

5.2 定常特性と過渡特性

図5(a), (b)は定常状態におけるコンバータの入力電圧・電流波形である。特に、(b)は誘導機が回生制動され、余分な電力が電源に回生されることを示している。図5(c), (d)はおのおの無負荷時と100%負荷時の出力電流波形である。

図6は負荷急変時における電解コンデンサ電圧とコンバータの入力電流波形を示す。(a)は誘導機を無負荷状態から負荷状態へのステップ応答、(b)は無負荷運転状態から回生状態へのステップ応答を示している。

これは本試作システムにおいて負荷急変動に対しても運転が可能であることがわかる。

6. 新しい提案システムの検討

6.1 前述の試作システムの問題点

図1のシステムでは高周波共振電流と負荷電流がリンク部の電解コンデンサへともに流れるので、電流容量が大きい電解コンデンサが必要となる。

またクランプ回路を設けない場合は直流電圧の2倍程度の電圧が共振用コンデンサの両端にかかるのでそれに相当する電圧耐量のものが必要とする。

6.2 提案する回路方式

図7に提案する新しい回路を示す。共振用コンデンサも共振用リアクトルに並列接続したことを特徴とする。これにより、共振電流は電解コンデンサをほとんど流れない⁶⁾。その他の制御方式のすべては改善前(図1)のと同じである。

このシステムの利点としては次のようである。

電解コンデンサの配線位置からわかるように共振を行う時に共振電流が電解コンデンサへ流れ込まないためその分のリップル電流が減って電源部の電解コンデンサの電流容量が低減できる。結局、高周波リップル電流の減少により長寿命化、小型化、軽量化を達成させる。

また、その波形からわかるように共振用コンデンサにかかる電圧が直流電源の電圧の正、負の値で振れるので

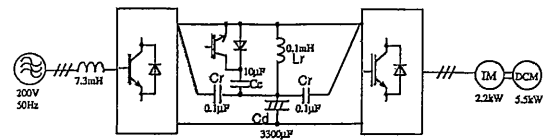


図7 提案システムの構成図

このコンデンサの電圧耐量を低減させるのも可能である。 8(b)においては800 kHz 付近に存在している。

6.3 両システムの比較

図8は無負荷状態時の両システムの実験を通して求めた共振コンデンサの電圧と電解コンデンサの電流 (i_{cd}) と i_{cd} のFFT解析結果である。

図8(a), (b)の電流波形を比較してみるとわかるように改善後の方式のと電解コンデンサの電流値が明らかに小さくなって望ましい結果が得られた。また両者はリンク部の電圧は同じであるが、共振コンデンサの電圧を比較すると直流電源の半分の電圧で正、負に振れているのでその分の電圧耐量が少なくなることがわかる。

しかし、 i_{cd} の実験波形には数100 kHzの高周波共振電流が流れていることが確認できる。これはFFT結果からも確認可能で、図8(a)においては400 kHz 付近、

この高周波共振電流はCd内のストレスおよび発生損失の点から極力流さないことが望ましい。ところでこの共振電流は配線インダクタンスの影響を受けているためある程度の低減は可能であるが、原理的に消滅させることは難しいことである。

4. お わ り に

本報では誘導機駆動のための直流リンク並列共振形のコンバータ・インバータシステムを試作して、実験上で定常状態およびステップ動作運転をはじめ電源再生も実現できたことを確認した。その中でゼロ電圧スイッチングの実現のための共振初期電流指令値の制御方式の提案および共振リンク電圧の抑制のためのクランプ回路の存在の重要性を明らかにした。

また、試作システムの共振部の特徴改善を図った新主回路方式を提案して、共振用コンデンサの電圧耐量の低減、電解コンデンサの電流実効値の低減によりコンデンサの小型、軽量化が可能になったことを検討した。さらにモード移行時に発生する高周波電流の低減により電解コンデンサへのストレスの軽減が確認できた。

今回、新方式によって誘導機の100%負荷運転も実現しており、新方式のモータドライブへの展開の可能性も確認できた。

(1992年9月7日受理)

参 考 文 献

- 1) D. M. Divan: "The Resonant DC Link Converter", IEEE-IAS '86 Records, pp. 648-656, 1986.
- 2) S. K. Sul and T. A. Lipo: "Design and Performance of a High Frequency Link Induction Motor Drive Operation at Unity Power Factor", IEEE-IAS '88 Records, pp. 308-318, 1988.
- 3) Y. Murai and T. A. Lipo: "High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion", IEEE-IAS '88 Records, pp. 772-779, 1988.
- 4) Y. Sato, Y. Matsumoto and T. Kataoka: "A Control Method of Resonant DC Link Inverters", IPEC-Tokyo '90, pp. 346-353, 1990.
- 5) S. Kondo, S. H. Yang, S. Takizawa and F. Harashima: "Resonant DC Link Dual Converter System for Motor Drives", IEEE-IAS '91 Records, pp. 789-794, 1991.
- 6) 梁 承学, 滝沢聡毅, 近藤正示, 原島文雄: 「直流リンク並列共振形インバータの特性改善」, 電気学会半導体電力変換研究会, pp. 61-70, 1991.

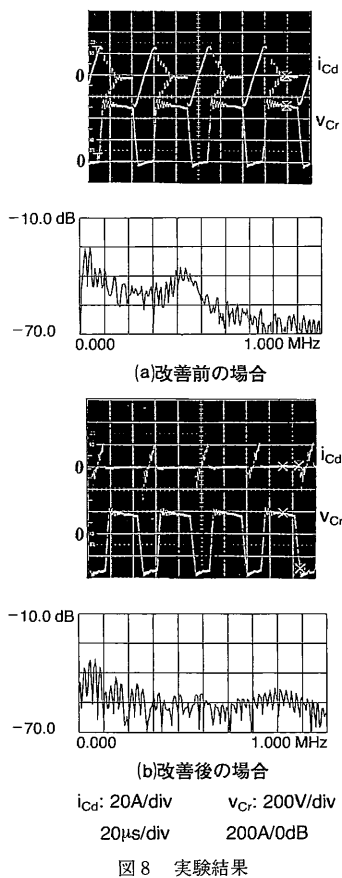


図8 実験結果