直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータの 過電圧抑制スイッチング法

学生員 藤野 齊 (三重大)

正 員 石田 宗秋 (三重大)

正 員 堀 孝正 (三重大)

Switching Control Method of Series-Resonant HF-Linked DC-AC Converter
for Suppression of Transient High Voltage

Hitoshi Fujino, Student Member, Muneaki Ishida, Member, Takamasa Hori, Member (Mie University)

キーワード：直列共振形コンバータ，高周波リンクコンバータ，近似ゼロ電流スイッチング，
スイッチングシーケンス，過電圧抑制スイッチング

1. まえがき

UPS等のような小型高効率電力変換装置を実現する方法として、絶縁トランス等の受動回路素子の小形化ができる直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータを利用する方法が提案されている^{(1)~(3)}。

本コンバータはゼロ電流スイッチングを行うことによってスイッチング損失を低減できる。しかし電流センサによりゼロ電流を検出する方法⁽¹⁾では検出誤差によって、またゼロ電流を検出しないでオープンループで制御する方法⁽²⁾⁽³⁾ではLCパラメータ誤差によって、ゼロ電流スイッチングが正確に行われなことがある。そのためスイッチオフ時に共振コイルと絶縁トランスの漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーによる過電圧が生じることがあり、これを防止するような大きなスナバ回路が必要なため、本コンバータの実用化への障害となっていた。

本研究開発レターでは従来の出力電圧制御アルゴリズムに過電圧を抑制するスイッチングモードを加えることによりスナバ回路の小形化が可能となる方法を提案する。

2. コンバータのスイッチング

2.1 主回路構成 図1に直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータの主回路図を示す。インバータ側(S_1, S_2)は逆導通型の単方向性、サイクロコンバータ側($S_5 \sim S_8$)は双方向性のスイッチとしている。今回各スイッチ等にスナバ回路は取り付けしていない。ここで、共振回路に流れる電流 i_c はL(トランスの漏れインダクタンスを含む)とCの値で決まる周期Tで振動し、 $S_1 \sim S_8$ のスイッチングは、この振動の半周期 $T/2$ ごとの i_c がほぼゼロのときに行うものとする(近似ゼロ電流スイッチング)。

2.2 スwitchingシーケンス⁽²⁾⁽³⁾及び過電圧抑制スイッチング法 共振回路の振動動作は電流の一往復が基本であると考えられるので、振動周期の前半と後半において表1に示すスイッチングを行う。ここで残留リンク電流の通路を確保するため、サイクロコンバータ側のスイッチに関しては出力電圧 v の極性に依じてスイッチングモードを切り換える。即ち、 $v > 0$ の時はスイッチングシーケンスに関係なく上側スイッチ($S_5^+ \sim S_8^+$)を常にオン、 $v < 0$ の時は下側スイッチ($S_5^- \sim S_8^-$)を常にオンし、それ以外のスイッチでスイッチングを行う。このときのサイ

図1 直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータ
Fig. 1. Main circuit of converter.

表1 スwitchingシーケンス
Table 1. Switching sequence.

シーケンス	v	前後半(T)	前半(T/2) → 後半(T/2)
プラス	正	$S_5^+ \sim S_8^+$ ON	(S_1, S_6^-, S_8^-) ON (S_2, S_6^-, S_7^-) ON
	負	$S_5^- \sim S_8^-$ ON	(S_1, S_6^+, S_8^+) ON (S_2, S_6^+, S_7^+) ON
マイナス	正	$S_5^+ \sim S_8^+$ ON	(S_2, S_6^-, S_8^-) ON (S_1, S_6^-, S_7^-) ON
	負	$S_5^- \sim S_8^-$ ON	(S_2, S_6^+, S_8^+) ON (S_1, S_6^+, S_7^+) ON
オフ	正	$S_5^+ \sim S_8^+$ ON	($S_1, S_2, S_6^-, S_8^-, S_7^-, S_8^-$) OFF
	負	$S_5^- \sim S_8^-$ ON	($S_1, S_2, S_6^+, S_8^+, S_7^+, S_8^+$) OFF

クロコンバータ側における等価回路を図2に示す。本方法によってダイオードによる電源および負荷への電流ループが確保されるので、共振コイルやトランスの漏れインダクタンスによる過電圧を抑制することができる。

2.3 コンバータの基本動作⁽²⁾⁽³⁾ 表1のプラス/マイナスシーケンスを行った場合、コンバータ出力電流 i は正/負となり、共振コンデンサ電圧 v_c は共振回路に両側から印加される電圧の差電圧 ($v_a - v_s$) を中心に振動する。

オフシーケンス時には、 v_c が電源電圧や v に比べて低い場合は v_c は一定に保たれ i はゼロとなる⁽³⁾。しかし v_c が高い場合はコンデンサエネルギーの一部が帰還ダイオードを通して電源側及び負荷側に回生されるので、過大なリンク電流になることを抑制している。

なお出力電圧の制御アルゴリズムについては前論文⁽³⁾の手法を利用している。

図2 サイクロコンバータ側の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of cycloconverter side.

$L = 73.1 \mu\text{H}$, $C = 0.044 \mu\text{F}$, $C_0 = 4.7 \mu\text{F}$

$E = 30\text{V}$, $Z_L = R_L = 30\Omega$

図3 実験結果

Fig. 3. Experimental result of output voltage control of converter.

3. 実験結果

図1に示すコンバータにおいて、負荷を抵抗負荷とし、指令電圧として60[Hz]の正弦波を入力したときの実験結果を図3に示す。また L と C の値は共振周波数が75[kHz]となるように設計した。(a)は従来のスイッチング制御を行った場合の結果で(b)は過電圧を抑制するスイッチングを行った場合の結果である。リンク電流、出力電圧、出力電流については(a)(b)とも同様の動作をしている。

また本法によりスナバ回路なしでも過電圧が抑制されているのがわかる。更に負荷力率を変化させたときも同様の結果が得られることを確認した。

4. あとがき

直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータにおいて、簡単なアルゴリズムでサイクロコンバータ側スイッチのターンオフ時の過電圧を抑制しながら出力電圧を制御する方法を提案し、実験により確認した。本提案法によりスナバ回路は配線インダクタンスに対する小さなものですむので、小型高効率電力変換器の実現に一步近づいたものと考ええる。

(平成6年5月6日受付)

文 献

- (1) H. Yonemori, T. Kominami, M. Nakaoka and M. Nishimura: "A New Bi-directional SERIES-Resonant High-Frequency Linked Power Conversion System Incorporating Instantaneous Sinewave-Modulated Regulation Scheme", Conf. Rec. of the 1989 IEEE/IAS Annual Meeting VOL. 1 pp. 1015-1022(1989)
- (2) 石田・北野・堀: 「直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータのオープンループ・リアルタイム出力電圧制御法」, 電学論D, 112, 790. (1992. 9)
- (3) 北野・石田・堀: 「直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータの出力電圧リアルタイムフィードバック制御法」, 電学論D, 114, 623. (1994. 6)

藤野 斉

(学生員) 1970年9月23日生。1993年3月三重大学工学部電子工学科卒業。同年4月同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程入学、現在に至る。直列共振形高周波リンクコンバータに関する研究に従事。

石田 宗秋

(正員) 1952年4月12日生。80年3月名古屋大学大学院工学研究科電気・電子工学専攻博士課程修了。同年4月同大学工学部電気工学科助手。87年6月三重大学工学部電気電子工学科助教授、現在に至る。

堀 孝正

(正員) 1938年10月30日生。61年3月大阪大学工学部電気工学科卒業。同年4月㈱日立製作所入社。87年1月三重大学工学部電気電子工学科教授、現在に至る。