

高周波ZCS変換器の研究

Research on the high frequency ZCS Converter

An electrical power converter for a vehicle system require small size and light weight. A high frequency drive of the electrical power converter is the way with the effective reduction size and weight. But, it has problem that loss increased. Zero Current Switching (ZCS) technology is the effective means to reduce loss of the high frequency converter.

In this paper, the converter and the control method to convert from the DC voltage to a three-phase AC current by the high frequency ZCS technology are proposed. The converter consists of a high frequency inverter, resonant circuits and a high frequency matrix converter.

The validity of the proposed control method was confirmed by an experimental equipment of resonant frequency 20kHz which consists of IGBT.

大森 洋一 中村 将之
Yoichi Ohmori Masayuki Nakamura

1. まえがき

車両に搭載される電力変換装置は小型軽量であることが望ましい。変圧器や共振回路は一般的に、同じ電力を通過させる場合、高い周波数で使用するものほど小さく軽く作ることができる。この高周波絶縁方式の電力変換装置は、特に小型軽量化が必要とされる新幹線車両用や路面電車用の補助電源装置として採用されている。(参考文献[1], [2], [3])

しかしながら、高周波交流を供給するインバータは周波数が高くなるほど損失が増える問題がある。その損失が増加する原因は、スイッチング素子のスイッチング1回ごとに発生する損失、スイッチング損失が周波数に比例して増えるためである。スイッチング損失はスイッチング素子の遮断する電流が大きいほど、また、電圧が高いほど増加するため、スイッチングの瞬間における電流および電圧を小さくできれば、インバータの高周波運転時の損失を小さくできる。また、スイッチング時の電流や電圧が小さければ電圧サージなどによる電磁放射を減らすことができる。このような動作はソフトスイッチングと呼ばれている。

ソフトスイッチングにはスイッチング時の電圧をゼロにするZVS(Zero Voltage Switching)とスイッチング時の電流をゼロにするZCS(Zero Current Switching)がある。

電力変換装置は入力された電力を駆動する負荷に応じて最適な電流および電圧に変換して送り出すことが要求される。

電力変換装置が駆動する負荷として、商用周波数の交流電源を必要とする一般的な負荷や、可変電圧可変周波数の三相交流を必要とする可変速電動機などの負荷がある。

前述の高周波絶縁回路から供給される高周波電流を任意の三相交流電圧に変換する方法として、従来、整流器と三相インバータの組み合わせにより交流→直流→交流変換する方法

がとられている。しかし、この方法では、入力側に電流ゼロ点が存在するにもかかわらず、三相インバータではソフトスイッチング動作ができない、あるいは、ソフトスイッチングのために別の共振回路を用意する必要があった。そこで、高周波交流から直接三相交流に変換できるマトリクスコンバータを適用し、ZCS動作させることが考えられる。

本稿では高周波ZCS変換器の研究として、非接触給電システムなどに用いられる共振回路を利用した高周波絶縁回路の高周波電流を、マトリクスコンバータのZCS運転で任意の電流指令に従い三相交流に変換する方法を検討し、実際に試験回路を作成し検証を行ったので報告する。

2. 提案回路の構成

今回実験した装置の主回路構成を図1に示す。高周波インバータで発生させた高周波電圧を、共振回路で高周波電流に変換するとともに絶縁し、その高周波電流をマトリクスコンバータで商用周波数の三相交流電流に変換し、三相コンデンサでその電流を三相交流電圧に変換する。

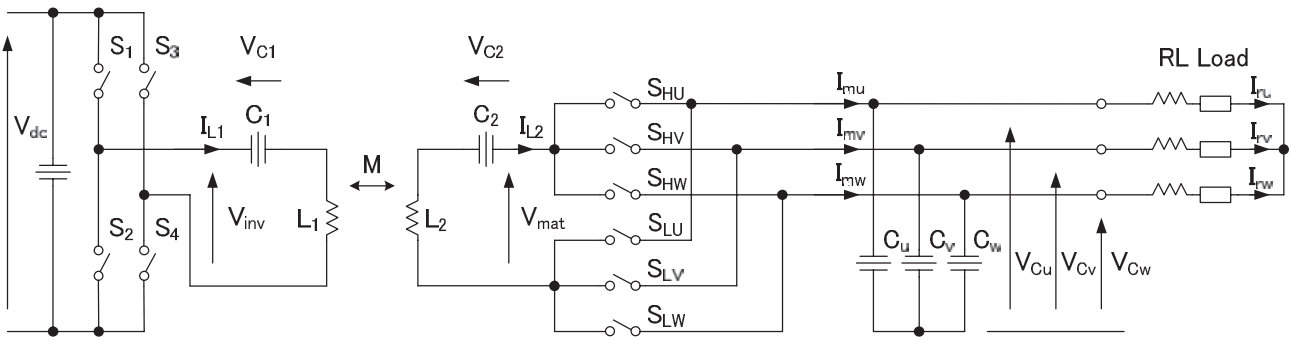
2.1 高周波インバータ

高周波インバータ自体の構造については特筆すべき事項はないので割愛する。動作は後述する共振回路の共振周波数に合わせた矩形波交流を最大幅で出力する。

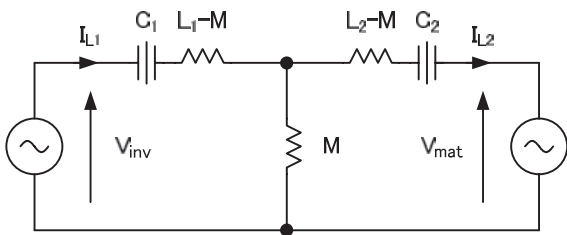
2.2 絶縁共振回路

絶縁共振回路は2つのコンデンサと1対の結合リアクトルから構成される。共振回路のT型等価回路を図2に示す。

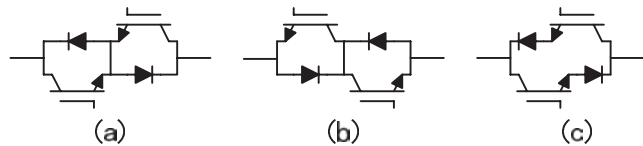
磁界共振ワイヤレス給電方式と回路構成や動作原理は同じである。定常状態での回路方程式は次のようになる。



■ 図1 高周波ZCS変換器の主回路構成
Fig.1 High Frequency ZCS Converter's main circuit



■ 図2 共振回路部等価回路
Fig.2 Resonant circuits equivalent model



■ 図3 マトリクスコンバータのスイッチ素子
Fig.3 Switch element of matrix converter

$$\begin{cases} V_{inv} = j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)I_{L1} - j\omega M I_{L2} \\ j\omega M I_{L1} = j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)I_{L2} + V_{mat} \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

この回路の共振条件

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = 0 \dots\dots\dots (2)$$

を満たす場合 I_{L2} について回路方程式を解くと次のようになる。

$$I_{L2} = j \frac{V_{inv}}{\omega M} \dots\dots\dots (3)$$

以上の式より、 I_{L2} の大きさは V_{inv} と ωM によって決まり、 V_{mat} の影響を受けないことがわかる。これは電流源として動作することを意味する。また、 I_{L2} は V_{inv} に対して90度進み位相となる。

また、 I_{L1} について解くと

$$I_{L1} = -j \frac{V_{mat}}{\omega M} \dots\dots\dots (4)$$

となる。よって、 I_{L1} は V_{mat} と位相差90度の電流源として動作する。

2.3 マトリクスコンバータ

マトリクスコンバータの構成は図1のように高周波電流側と三相電圧側がスイッチを介して直接接続される構造とする。また、各スイッチは図3(a), (b)に示す逆導通IGBT素子を逆向きに直列接続したものあるいは図3(c)に示す逆阻止IGBT素子を逆並列に接続したものなど、片側のゲート信号のみ入力することでダイオード動作が可能なものを用いる。本稿では、インダイレクト型マトリクスコンバータによる構成やダイオードブリッジと半導体スイッチにより構成された双方向スイッチ素子を使用したマトリクスコンバータは取り扱わない。

前述のとおり、共振回路に高周波インバータの出力電圧を共振周波で入力すると正弦波状の電流 I_{L2} が誘起され、マトリクスコンバータに供給される。その電流のゼロ電流点でマトリクスコンバータをスイッチングするように制御することで、マトリクスコンバータをZCS動作することができる。この時マトリクスコンバータから共振回路に与えられる電圧はインバータ電圧と90度の位相差を持った波形となるため、インバータもまたZCS動作できることとなる。

2.4 三相コンデンサ

三相コンデンサは、マトリクスコンバータから出力される細かい高周波数正弦波半波状の電流を平滑化して、滑らかな三相交流電圧を得るために接続される。測定の都合上Y結線としたが、 Δ 結線でも動作に問題はない。

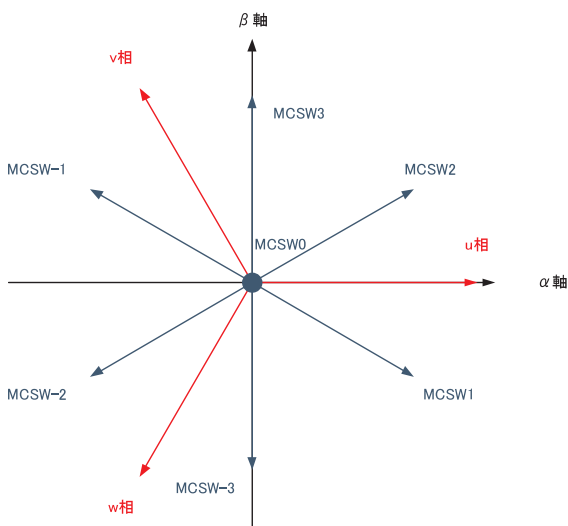
3. 制御手法

本稿の高周波ZCS変換器から任意の三相電圧を出力するためには、電流指令に基づいた任意の三相電流をマトリクスコンバータから出力できる必要がある。しかしながら、前述のとおりZCS動作させるため、マトリクスコンバータのスイッチを切り替えることができるタイミングは共振電流がゼロとなる共振周期の半周期ごとであり、三相インバータなどで一般的に行われているPWM制御を行うことはできない。

3.1 電流ベクトル選択方法

マトリクスコンバータの単相側に入力されている高周波交流が半周期の平均で I_{hf} の大きさを持っている場合、共振半周期で三相側の端子に出力できる電流は、U相に $+I_{hf}$ でV相に $-I_{hf}$ となる電流ベクトル(MCSW1), U相に $+I_{hf}$ でW相に $-I_{hf}$ となる電流ベクトル(MCSW2), V相に $+I_{hf}$ でW相に $-I_{hf}$ となる電流ベクトル(MCSW3), U相に $-I_{hf}$ でV相に $+I_{hf}$ となる電流ベクトル(MCSW-1), U相に $-I_{hf}$ でW相に $+I_{hf}$ となる電流ベクトル(MCSW-2), V相に $-I_{hf}$ でW相に $+I_{hf}$ となる電流ベクトル(MCSW-3), UVW相いずれにも電流出力されないゼロ電流ベクトル(MCSW0)の7通りに限られる。これを三相回路の α - β 平面上の電流ベクトルとして表すと図4のようになる。

任意の電流ベクトルとするためにはこれらの出力可能な電流ベクトルを組み合わせ、ある期間に出力された電流ベクトルの平均が電流指令の電流ベクトルと一致するようにすればよい。その方法として以下のように出力電流誤差を次回以降の電流指令に伝搬させる方法を考えた。



■ 図4 マトリクスコンバータの電流ベクトル
Fig.4 Current vectors of HF matrix converter outputs

■ 表1 各ベクトル出力時スイッチ状態組み合わせ
Table1 Switch combination by current vectors

	MCSW1	MCSW2	MCSW3	MCSW-1	MCSW-2	MCSW-3	MCSW0		
							0 _U	0 _V	0 _W
HUP	1	1	0	0	0	0	1	0	0
HUN	1	1	0	0	0	0	1	0	0
HVP	0	0	1	1	0	0	0	1	0
HVN	0	0	1	1	0	0	0	1	0
HWP	0	0	0	0	1	1	0	0	1
HWN	0	0	0	0	1	1	0	0	1
LUP	0	0	0	1	1	0	1	0	0
LUN	0	0	0	1	1	0	1	0	0
LVP	1	0	0	0	0	1	0	1	0
LVN	1	0	0	0	0	1	0	1	0
LWP	0	1	1	0	0	0	0	0	1
LWN	0	1	1	0	0	0	0	0	1

- (1)通常の三相インバータと同様に三相電流指令となるベクトルを計算する。
- (2)前回の制御タイミングでの電流誤差ベクトル(初回はゼロ)を三相電流指令として計算されたベクトルと加算したベクトルを電流指令ベクトルとする。
- (3)7つの出力可能な電流ベクトルのうち、電流指令ベクトルに最も近いものを選ぶ。
- (4)選ばれた電流ベクトルと電流指令ベクトルとの誤差を電流誤差ベクトルとする。この電流誤差ベクトルは次の計算周期で使用する。
- (5)選ばれた電流ベクトルを出力するようにマトリクスコンバータのスイッチ指令を出力する。

以上の方法でマトリクスコンバータを制御することで、長い時間で見ただけの場合の平均電流の精度と、瞬時の三相電流指令変化に対する応答性を両立することができる。

以上の動作を数式で表すと以下のようになる。

$$\mathbf{I}_{com} = \mathbf{I}_{ref} + \mathbf{I}_{err} \dots\dots\dots (5)$$

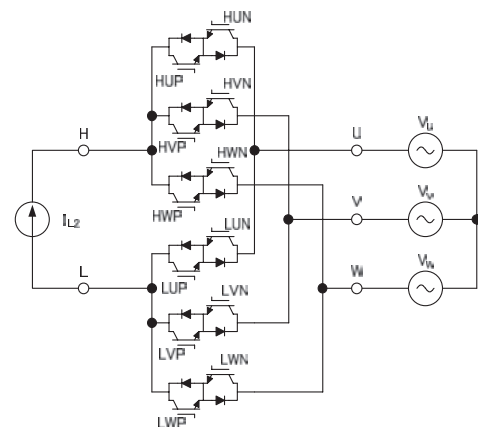
$$\mathbf{I}_{out} = \text{Select}(\mathbf{I}_{com}, I_{hf}) \dots\dots\dots (6)$$

$$\mathbf{I}_{err}_{next} = \mathbf{I}_{com} - \mathbf{I}_{out} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 \mathbf{I}_{ref} は計算された三相電流指令のベクトル、 \mathbf{I}_{err} は前回の制御タイミングの電流誤差ベクトル、 \mathbf{I}_{com} は電流指令ベクトル、関数 $\text{Select}(x, y)$ は7つのベクトル(ゼロベクトル以外は長さ y のベクトル)から x に最も近いベクトルを選択する比較文で構成された関数、 \mathbf{I}_{out} は選ばれた出力電流ベクトル、 \mathbf{I}_{err}_{next} は次回の制御タイミングで使用する電流誤差ベクトルである。

3.2 転流時ゲート制御

区別のためマトリクスコンバータの各端子と各スイッチに記号を割り当てる。各端子と各スイッチの記号は図5のとおりである。



■ 図5 単相三相マトリクスコンバータ
Fig.5 Single phase to three phase matrix converter

マトリクスコンバータのあるスイッチのターンオンと別のスイッチのターンオフの指令を同時に送った場合、スイッチング素子のターンオフ時間とターンオン時間の違いや、ゲート制御回路の部品やスイッチング素子の個体差により意図しない電圧源短絡状態や電流源開放状態が発生する。一般的な電圧型インバータではターンオフ指令とターンオン指令の間にデッドタイムを挿入することで電圧源の短絡を回避し、デッドタイム中はスイッチング素子の逆導通特性を生かして電流源の開放を回避している。しかし、マトリクスコンバータでは両方のスイッチをオンすればUVW端子側の電圧源短絡となり、両方のスイッチをオフすればHL端子側の電流源開放となってしまう。マトリクスコンバータの安全なスイッチング動作には双方向スイッチを適切にダイオード動作させる中間状態とする必要がある。また、高周波電流の電流ゼロ点付近でスイッチングする高周波ZCS変換器の性質上、電流の向きに依存しないスイッチング中間状態とすることが望ましい。すなわち、HL各電流端子から見た電流経路が電流の正負にかかわらず、いずれのスイッチング中間状態においてもUVWいずれかの端子と接続されている状態とする必要がある。

高周波電流が正の半周期における各ベクトル出力時のスイッチ状態の組み合わせを表1に示す。このすべてのベクトル相互の切り替えにおいて、スイッチング中間状態を決定できる必要があるが、半導体スイッチのすべての状態の組み合わせは $2^{12} = 4096$ 通りもあり、いきなりすべての組み合わせを検討するのは困難なので、簡単のため、H端子の接続先をU端子からV端子に切り替える場合の動作を考える。また、L端子はW端子に接続されたまま切り替えないこととする。このとき、ON状態からOFF状態へ切り替える必要があるスイッチはHUPとHUN、OFF状態からON状態へ切り替える必要があるスイッチはHVPとHVNであり、合計4つのスイッチの状態を変化させる必要がある。

初めにHUPまたはHUNのいずれかをOFFすると仮定する

と電流の向きによってはH端子が開放状態となってしまうため、最初の間状態(S1)はHVPまたはHVNのいずれか一方をONした状態であると考えられる。この時U端子の電位 V_u とV端子の電位 V_v の関係が $V_u > V_v$ である場合、HVPをONするとUV端子が電圧源短絡となってしまうためHVNをONしなければならない。逆に $V_u < V_v$ である場合はHVPをONしなければならない。

次の中間状態(S2)ではS1の結果HVPがONの場合はHUPをOFFし、逆にHVNがONの場合はHUNをOFFすることでH端子が開放となる状態やUV端子間が短絡状態となることを回避できる。

3番目の中間状態(S3)ではHVPまたはHVNのうちOFF状態のまま残ったほうをONする。

そして、最後にHUPとHUNのOFFせずに残ったほうをOFFすることで切り替えが完了する。

以上の手順をHL端子両方についてUVW端子相互の各切り替えパターンに当てはめ、各スイッチそれぞれの真理値表を作成し、論理式を導出し、ビット演算により各中間状態を算出できるよう整理した。

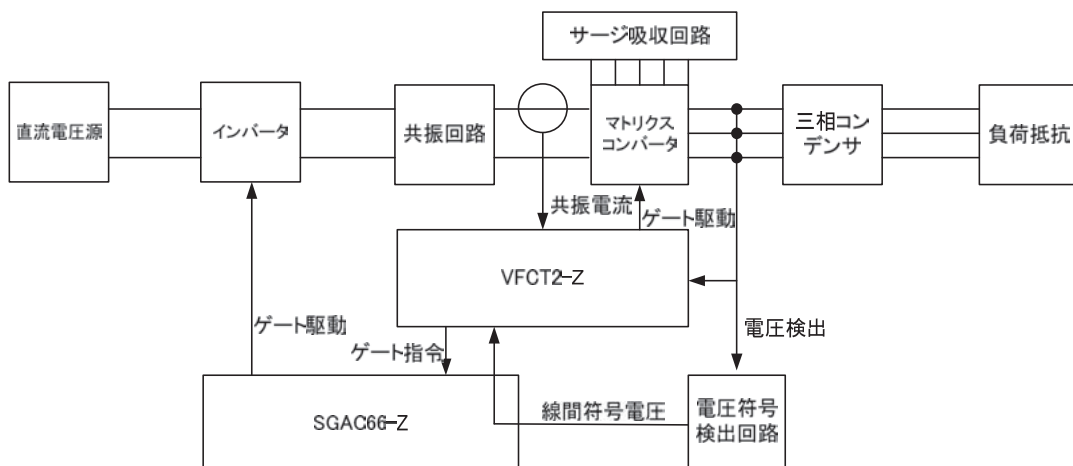
実際のスイッチング動作ではH端子に接続されたスイッチとL端子に接続されたスイッチが同時にスイッチングされることが考えられるが、完全に同時にスイッチングされる場合および、ずれが生じた場合について検討した結果、問題のないことを確認した。

4. 実験

以上の検討結果を検証するため、実際に試験装置を作成し、実験を行った。

4.1 実験回路

作成した試験装置の構成を図6に示す。直流電圧源はVF66CH122を使用した。インバータとマトリクスコンバー



■ 図6 試験回路構成ブロック図
Fig.6 Test circuits block diagram

タのスイッチング素子は、耐圧600V、定格電流50Aの逆導通IGBT素子を使用した。共振回路部のパラメータは $C_1 = C_2 = 82.5\text{nF}$, $L_1 = 721\mu\text{H}$, $L_2 = 732\mu\text{H}$, $M = 92.2\mu\text{H}$, 共振周波数20.45kHzである。三相コンデンサは120 μF のY結線とした。

負荷抵抗は30 Ω の抵抗器を用いたVFCT2-ZはCPUとCPLDと12回路のIGBTゲート駆動回路を持った制御基板であり、本装置のマトリクスコンバータのIGBT素子を直接駆動する。SGAC66-ZはIGBTゲート駆動回路基板であり、制御基板のゲート指令によりインバータのIGBTを駆動する。

三相電流指令は出力電圧指令と出力周波数指令によるフィードフォワード制御と電圧フィードバックによるPI制御で生成する。三相電流指令から出力電流ベクトルを選択する制御はCPUで行い、実際のゲート指令とスイッチング中間状態の算出および切り替え制御はCPLDによって構成した論理回路によって行う。

実際の試験装置のマトリクスコンバータ部分の写真を図7に示す。本装置ではIGBTを用いたため共振周波数を高くすることができず、装置が大きくなっている。しかし、SiCなどを用いて非接触給電回路などに適用すれば80kHz～数MHzの高い周波数で使用されることとなり、小型化が可能である。

4.2 実験結果

入力電圧50V、フィードフォワード制御による無負荷運転時の三相コンデンサ電圧とW相出力電流の波形を図8に示す。CH1はU相電圧、CH2はV相電圧、CH3はW相電圧、CH4はW相出力電流である。測定時の都合で電流の向きは逆になっている。ひずみの少ないきれいな三相交流波形となっており、電流指令値どおりの電流がマトリクスコンバータから出力されていることがわかる。また、電流波形を拡大すると正弦波半波状の電流波形が連なった電流波形となっており、正常にZCS動作と転流時のゲート制御が行われていることが確認できた。

また、電圧波形のひげ状のノイズは、配線インダクタンスの影響により、マトリクスコンバータ出力電流の持つ高周波成分が電圧波形に重畳されているものである。

電流波形には配線インダクタンスと三相コンデンサの共振によるとみられる2.5MHz程度の振動があり、図8の波形では時間スケールの関係でスパイク状のノイズのように見えている。

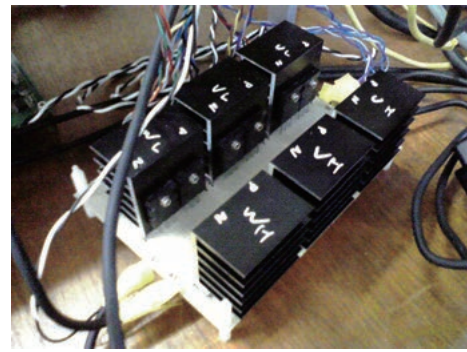
執筆者略歴



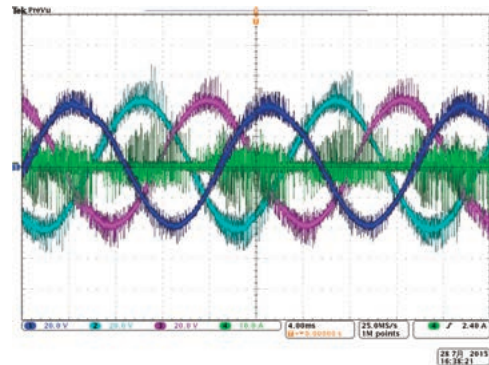
大森 洋一
1987年入社。現在、研究所に所属し主に電力変換器の研究開発に従事。
電気学会会員。



中村 将之
2010年入社。現在、交通事業部開発部に所属し主に電力変換器の研究開発に従事。
電気学会会員。



■ 図7 マトリクスコンバータ
Fig.7 Matrix converter's photograph



■ 図8 出力電流・電圧波形
Fig.8 Output current and volts weave forms

5. むすび

本稿では、高周波ZCS変換器の理論検討と実機実験を行った。インバータとマトリクスコンバータがZCS動作する条件と、マトリクスコンバータをZCS運転しながら高周波電流を任意の三相電流にする方法と、ZCS運転するマトリクスコンバータの転流に際して電圧源短絡および電流源開放などが発生しない切り替え方法を検討した。高周波ZCS変換器を実際に作成しそれらの検討内容を実機で確認した。出力電流波形と出力電圧波形の観測結果から事前に検討したとおりの動作ができていることを確認した。

参考文献

- [1] 高橋, 上野:「新幹線用補助電源装置」東洋電機技報102号, 1998年11月, pp.14-18
- [2] 「東日本旅客鉄道株式会社E5系新幹線電車(量産車)用電機品」東洋電機技報123号, 2011年3月, pp.37-38
- [3] 「広島電鉄株式会社1000形 超低床車両用電機品」東洋電機技報128号, 2013年9月, pp.22-24