高周波トランスを用いたスイッチング整流器の 入力電流波形改善

正員 青木 忠一 (NTT)

正員 楢田 豊 (NTT)

正員 室山 誠一 (NTT)

正員 小屋 敷徹 (NTT)

Improving Input Current Waveforms in a Switching Mode Rectifier with a High Frequency Transformer

Tadahito Aoki, Member, Yutaka Kuwata, Member, Seiichi Muroyama, Member,
Tohru Koyashiki, Member (NTT)

In recent years, switching mode rectifiers (SMRs) which are composed of a capacitor input type rectifier and a DC-DC converter have been used to supply DC power to various electronic systems. Despite their desirable features such as small-size, light-weight, and high-efficiency, there is a disadvantage in that their input current waveforms include many harmonic components, which could severely influence other systems that AC power lines in common with the SMR. Conventional method to improve the waveforms uses bidirectional switch modules or three full bridge conversion circuits. However, this method cannot decrease the size, because the number of the switching devices increase.

To solve this problem, a novel SMR with a high frequency transformer has been studied. In it, input 3-phase AC voltage is directly converted into high frequency AC, then rectified. Furthermore, low order harmonics in the input current waveforms can be eliminated by controlling the conduction intervals of switches, proportional to the instantaneous input line to line voltage.

This paper describes the configuration of the novel SMR and its operating principle for obtaining sinusoidal input current waveforms as well as discusses the distortion factor characteristics of the input current waveforms.

キーワード : SMR, 正弦波, 制御方法, パワーエレクトロニクス

1. まえがき

高周波電力変換技術を適用した小形・軽量、高効率なスイッチング整流器が実用化されている^{(1),(2)}。これらの整流器はコンデンサインプット形の全波整流回路とDC-DCコンバータにより構成されているため、入力電流には多くの高調波成分が含まれている。この高調波成分は商用電源系統の電圧を歪ませ、電源を共有する他の装置に対して誤動作等の悪影響を与えることがある⁽³⁾。そのため、高調波電流の発生量を制限する規制を設け、実施する準備が各国で行われている。

高調波電流を抑制する方法としては、パルス幅を交流電圧の振幅に比例させて制御するPWMコンバータが検討さ

れている^{(4),(5)}。しかし、入出力間を絶縁できる回路形式になっておらず、絶縁が必要な場合はDC-DCコンバータを新たに接続せざるを得ないことから、装置の小形化、高効率化に問題が残る。また、高周波トランスを用いて絶縁する方法としては、双方向の電流制御が可能なスイッチモジュールやダイオードの直列回路とスイッチング素子をブリッジ接続した回路を3個並列接続した回路により、3相交流電圧を直接高周波交流に変換して絶縁する方法が提案されている^{(6),(7)}。しかし、これらの方法も半導体部品が増加し、さらにトランスの偏励磁を防止する回路が必要なことから、装置の経済化、小形化において問題がある。

そこで、著者らは、3相全波整流回路の各ダイオードに直

列にスイッチング素子を接続した簡易な回路形式において、3相交流電圧を直接高周波交流電圧に変換する方法を用いたスイッチング整流器を提案し、入力電流波形を正弦波にすることについて検討している^{(8),(9)}。

本論文では、スイッチング整流器の回路構成を示し、動作原理、制御方法について述べる。次に、出力電流と入力電流歪率の関係、トランスの励磁インダクタンスおよび出力フィルタのインダクタンスと歪率の関係について述べる。最後に実験結果について示す。

2. 回路構成と動作

<2.1> 回路構成 提案するスイッチング整流器の回路構成を図1に示す。整流器は、スイッチングによるリップルを除去するためのコンデンサ C_i とリアクタ L_i からなる入力フィルタ、スイッチ $S_1 \sim S_6$ を動作させることにより3相交流電圧を高周波交流電圧に変換する電力変換部、絶縁・降圧を行う高周波トランス、高周波トランスの2次側高周波交流電圧を整流する整流部、整流部出力を平滑するコンデンサ C_o とリアクタ L_o からなる出力フィルタより構成されている。

<2.2> 回路の基本動作 本整流器では、電力供給モードとトランスの励磁エネルギーを電源側に帰還させるリセットモードを繰り返すことにより、3相交流電圧を直接高周波交流電圧に変換し、整流部と出力フィルタで整流、平滑して直流電圧を出力する動作を行う。よって、特別なトランスの偏励磁防止回路は必要無い。入力電流の正弦波化を図るため、電力供給モードにおいては入力3相交流電圧の各相より入力線間電圧の瞬時値に比例したパルス幅をもって電力を負荷側に供給する。

ここで、入力フィルタを通した後の入力線間電圧を u_{uv} , u_{vw} , u_{vu} とするとその入力線間電圧波形は図2によ

り示される。図2から、入力線間電圧の大小関係および極性によって、電源1周期は12個の区間に分類できる。各区間の電力供給モードにおいて、負荷側へ電力を供給する相の順序は種々考えられるが、本論文では線間電圧の瞬時値の大きい順に電力を供給することとし、順序決定は電力供給モードの各開始時点とした。また、リセットモードにおいては、リセット時間を短くするため、瞬時値の一番大きな線間にトランスの励磁エネルギーを帰還させることとした。

電力変換部のスイッチ動作原理を図3に示す。なお、図3では電力変換期間（電力供給モードの期間+リセットモードの期間） T_s が図2で示す区間より長くなっているが、これはスイッチの動作をわかりやすくするためであり、実際は区間に比べて十分に短い。この図を例にとり、区間3における1電力変換期間のスイッチ動作を詳細に説明する。区間3では、入力線間電圧値が $u-v$, $v-w$, $w-u$ の順で小さくなるので、まず、スイッチ S_1 と S_5 をオンさせて $u-v$ 線間より負荷側へ電力を供給する。次に、スイッチ S_3 と S_5 , スイッチ S_1 と S_6 を順次オンさせて $v-w$ 線間, $w-u$ 線間より負荷側へ電力を供給する。電力を供給

図2 入力電圧波形
Fig.2 Input voltage waveforms.

図1 スイッチング整流器の構成
Fig.1 Configuration of the switching mode rectifier.

図3 スイッチの動作原理
Fig.3 Operation principle of switches.

する時間幅，すなわち高周波交流のパルス幅は線間電圧の瞬時値に比例させる。各線間からの電力供給動作が終了すると，トランスの励磁を防止するためのリセットモードに移行する。トランスの励磁エネルギーは，スイッチ\$S_2\$と\$S_4\$をオンさせることにより\$u-v\$線間に帰還させる。

以上，この動作を繰り返すことにより1電力変換期間の\$u\$相の電流パルスは，区間1,2,7,8,では2個，それ以外の区間では3個となる。ここで，トランスの励磁インダクタンス\$LT\$および出力フィルタのインダクタンス\$L_o\$は非常に大きいと仮定する。この場合，電力供給モードの電流パルスの波高値が一定，リセットモードの電流パルスの波高値がゼロに近い理想状態となり，1電力変換期間のパルス面積の和が相電圧の瞬時値に比例する。よって，相電流\$i_o\$は低次の高調波成分が除去された波形となり，この電流はスイッチングリプルを除去できるフィルタを通すことによって正弦波となる。

<2.3>パルス幅の決定と出力電圧制御方法 パルス幅の決定方法を図4に示す。入力線間電圧の瞬時値に比例させるため，電力供給モードの各パルス幅は，(1)式で示される線間電圧を全波整流して得られる基準電圧(\$v_{uva}, v_{vwa}, v_{wua}\$)と(2)式で示されるのこぎり状の電圧\$v_{sa}\$を比較することにより決定する。

$$\left. \begin{aligned} v_{uva} &= |V_1 \sin(\omega_o t)| \\ v_{vwa} &= |V_1 \sin(\omega_o t - 2\pi/3)| \\ v_{wua} &= |V_1 \sin(\omega_o t + 2\pi/3)| \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

$$v_{sa} = V_2 t \dots\dots\dots (2)$$

ただし，\$\omega_o\$：電源角周波数，\$V_1\$：基準電圧の振幅，\$V_2\$：比例定数

図4 パルス幅の決定方法
Fig. 4. Generating method of pulse patterns.

図5 解析原理を示すパルス列
Fig. 5. Pulse train \$P_i\$ for analysis.

また，リセットモードの期間\$T_R\$は電力供給モードで蓄えられたトランスの励磁エネルギーをこの期間に入力側に帰還させる必要があり，図4に示すように基準電圧の瞬時値の高い順に\$V_H, V_M, V_L\$とし，それに対応するパルス幅を\$W_H, W_M, W_L\$とすると，次式を満足させるように決定する。

$$T_B \geq \frac{V_H W_H + V_M W_M + V_L W_L}{V_H} \dots\dots\dots (3)$$

出力電圧制御は，電力供給モードの期間\$T_F\$を調整することにより可能なので，デューティ比\$D\$を(4)式に示すように定義すると，このデューティ比を変化させることにより制御できる。具体的には，のこぎり状波の傾きとなる比例定数\$V_2\$を変化させることにより実施する。

$$D = \frac{T_F}{T_F + T_R} \dots\dots\dots (4)$$

3. 入力電流の歪率特性

本スイッチング整流器の入力電流歪率は，動作原理で述べたようにトランスの励磁インダクタンス，出力フィルタのインダクタンス，スイッチング周波数により変化すると考えられるので，解析と実験から入力電流の歪率特性を求める。

<3.1>解析方法 入力電流の歪率を求めるため，基本波及び高調波成分を求める。図5に示すようにある基準点から位相\$\phi_i\$に置かれた方形波パルスが半周期ごとに正負に出力される場合，この1組のパルス\$P_i\$をフーリエ級数により表すと次式となる。

$$P_i = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4i_i}{(2m-1)\pi} \sin\left(\frac{2m-1}{2}\omega_i\right) \cdot \cos\{(2m-1)(\omega t - \phi_i)\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 w_i ：パルス幅、 i_i ：パルスの波高値、 ω ：パルス P_i の角周波数、 m ：自然数

本スイッチング整流器の入力フィルタの出力電流波形を考えると、図3に示すように電源周波数 $f_i=50\text{Hz}$ で半周期ごとに正負に出力されるパルスの集まりである。半周期の中に n 個パルスがあるとする、パルス列 i_u は(5)式を変形して(6)式で示されるので、第 M 調波の振幅 I_M は(7)式となる。

$$i_u = \sum_{i=1}^n \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4i_i}{(2m-1)\pi} \sin\left(\frac{2m-1}{2}\omega_i\right) \cdot \{\cos(2m-1)\phi_i \cos(2m-1)\omega_0 t + \sin(2m-1)\phi_i \sin(2m-1)\omega_0 t\} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$I_M = \frac{4i_i}{M} \sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^n \sin\left(\frac{M}{2}\omega_i\right) \cos(M\phi_i) \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^n \sin\left(\frac{M}{2}\omega_i\right) \sin(M\phi_i) \right\}^2} \quad (7)$$

ただし、 $M=2m-1$

ここで、電力供給モードの各パルス幅 w_i は(1),(2)式から求めることができ、幅が求まると基準点からの位相 ϕ_i が求まる。リセットモードのパルス幅は(3)式から求まる。また、波高値 i_i は図6に示すようにトランスの励磁インダクタンス L_T と出力フィルタのインダクタンス L_O の大きさに応じて時間と共に変化する。そこで、本解析では波高値をパルスの中心点の振幅とし、一定振幅の方形波パルスとして近似する。トランスの励磁インダクタンスによる変化分を Δi_{Ti} 、出力フィルタのインダクタンスによる変化分を Δi_{Fi} とすると、変化分 Δi_i は(8)式で示され⁽¹⁰⁾、図6に示す各パルスの波高値は(9)式で示される。

$$\Delta i_i = \Delta i_{Ti} + \Delta i_{Fi} = \left\{ \frac{V_{Ti}}{L_T} + \frac{V_{Ti} - N(e_o + V_F)}{N^2 L_O} \right\} w_i \quad \dots\dots\dots (8)$$

図6 トランスの1次側電流
Fig. 6. Transformer primary current.

$$\left. \begin{aligned} i_{k+1} &= i_b + \Delta i_{k+1} / 2 \\ i_{k+2} &= i_b + \Delta i_{k+1} + \Delta i_{k+2} / 2 \\ i_{k+3} &= i_b + \Delta i_{k+1} + \Delta i_{k+2} + \Delta i_{k+3} / 2 \\ i_{k+4} &= \left(\Delta i_{T(k+1)} + \Delta i_{T(k+2)} + \Delta i_{T(k+3)} \right) / 2 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

ただし、 v_{Ti} ：トランスの入力電圧、 V_F ：整流部ダイオードの順方向電圧降下、 N ：トランスの巻数比（1次/2次）

$$i_b = i_o / N - \left(\Delta i_{F(k+1)} + \Delta i_{F(k+2)} + \Delta i_{F(k+3)} \right) / 2$$

<3.2> 歪率特性 入力電圧をAC100V(3φ)、出力電圧をDC25V、スイッチング周波数 F_s を20kHzとし、表1に示す回路条件で出力電流を変化させた場合の入力電流 i_{io} の歪

表1 回路定数
Table 1. Values of circuit components.

入力フィルタ	$C_i = 30 \mu\text{F}$ $L_i = 800 \mu\text{H}$
出力フィルタ	$C_o = 4800 \mu\text{F}$ $L_o = 220 \mu\text{H}$
高周波トランス	$N=16/11$ $L_T=1\text{mH}$

図7 歪率特性
Fig. 7. Distortion factor characteristics.

図8 入力電流の周波数スペクトラム($i_o=20\text{A}$)
Fig. 8. Frequency spectrum of input current.

率特性を図7に、周波数スペクトラムを図8に示す。これらの図より、歪率は出力電流の減少とともに増加するが、15A以上で歪率を5%以下に抑制できることがわかる。基本波に比べて各低次高調波成分を大幅に小さくできることから、入力線間電圧の瞬時値に比例させてパルス幅を制御する方法により入力電流の低次高調波成分の抑制が可能であることがわかる。また、解析値と実験値がほぼ一致していることから、解析が妥当であることがわかる。

低次高調波成分が発生する原因を、図6および図9に示すトランスの1次側電流波形から考察する。高周波パルスのオン期間に流れる電流値がトランスの励磁インダクタンスと出力フィルタのインダクタンスに応じた傾きを持ち、各パルスの電流値が変化すること、帰還電流値が大きいことにより理想状態から離れていることがわかる。このことから、1電力変換期間におけるパルス面積の和が相電圧の瞬時値からずれ、低次高調波成分が発生していると考えられる。また、変化分が高周波パルスの電流値に占める割合は、出力電流の減少につれて増加することから、出力電流の減少により歪率が大きくなる。

<3.3> インダクタンスと歪率 表1に示す回路条件で、スイッチング周波数をパラメータとし、励磁インダクタンスを変化させた場合の入力電流歪率の解析結果を図10

図9 トランスの1次側電流波形

Fig. 9. Transformer primary current waveforms.

図10 励磁インダクタンスと歪率の関係

Fig. 10. Exciting inductance vs. distortion factor.

に、出力フィルタのインダクタンスを変化させた場合の入力電流歪率の解析結果を図11に示す。前節で述べたように、励磁インダクタンスと出力フィルタのインダクタンスが大きくなるにつれて、回路条件が理想状態に近付き、歪率が小さくなることがわかる。また、出力フィルタのインダクタンスに対する歪率の変化に比べ、励磁インダクタンスに対する変化が大きいことから、歪率は各パルスの電流値の変化よりも帰還電流値により大きく影響を受けることがわかる。

従って、本整流器に使用する高周波トランスは、なるべく大きな励磁インダクタンスを持つように設計し、帰還電流値を小さくすることが望ましいと言える。

4. 実験結果

3.2項と同じ条件で実験した場合の力率特性、動作波形について述べる。

実験機の入力に周波数20kHzまで測定可能な電力計を接続し、力率(=有効電力/皮相電力)を測定した結果を図12に、入力線間電圧と入力相電流波形($i_o=20A$)を図13に示す。なお、入力フィルタのしや断周波数は1.03kHzである。力率は出力電流の小さい時に低いものの、15A以上で

図11 出力フィルタのインダクタンスと歪率の関係

Fig. 11. Output filter inductance vs. distortion factor.

図12 力率特性

Fig. 12. Power factor characteristics.

は0.95以上となっており、入力電流波形は歪の少ない正弦波（歪率=4.2%）となっている。トランス1次側電圧波形を図14に示す。線間電圧とパルス幅はほぼ比例関係にある。また、リセット電圧は線間電圧の一番大きな電圧値にクランプされた後、零電圧になっていることから、トランスの励磁エネルギーは電源側へ帰還されており、トランスは偏励磁されないことがわかる。図15に示すトランス1次側電圧・出力電流波形より、3相交流電圧が直接高周波交流に変換され、脈動の少ない直流出力電流が得られている

図13 入力線間電圧と相電流波形

Fig. 13. Input line to line voltage and input phase current waveforms.

図14 トランス1次側電圧波形

Fig. 14. Transformer primary voltage waveform.

図15 トランス1次側電圧と出力電流波形

Fig. 15. Transformer primary voltage and output DC current waveforms.

ことがわかる。

以上の実験波形から、提案したスイッチング整流器が原理通りに動作し、本制御方法により入力電流の低次高調波成分を抑制できることが立証できた。

5. まとめ

3相全波整流回路の各ダイオードに直列にスイッチング素子を接続した簡易な回路形式において、3相交流電圧を直接高周波交流に変換し、整流することにより直流電圧を得る新しいスイッチング整流器を提案した。この整流器において、入力電流の正弦波化について検討し、次のことを明らかにした。

- (1) 高周波交流のパルス幅を入力線間電圧の瞬時値に比例させて制御する方法により、入力電流の低次高調波成分を低減できる。
- (2) 電力供給モードとトランスの励磁エネルギーを電源側に帰還させるリセットモードを繰り返すことにより、トランスの偏励磁を防止することができる。
- (3) 高周波パルスのオン期間に流れる電流値の変化および帰還電流により、入力電流の歪率は軽負荷時に増加する。
- (4) 入力電流の歪率は高周波パルスのオン期間に流れる電流値の変化よりも帰還電流の影響を大きく受ける。
- (5) 励磁インダクタンスの大きな高周波トランスを用いることにより、高周波パルスのオン期間に流れる電流値の変化幅および帰還電流値を小さくでき、歪率の一層の低減が図れる。

終わりに、本研究をまとめるにあたり有益な御助言と御指導を頂いたN T T境界領域研究所通信エネルギー研究部浅野昇部長、N T Tファシリティーズ四元勝一取締役(前N T T境界領域研究所通信エネルギー研究部長)に感謝の意を表します。また、実験に協力いただいた五十嵐光浩氏(前N T T境界領域研究所通信エネルギー研究部)に感謝します。

(平成6年9月7日受付、平成7年1月25日再受付)

文 献

- (1) 鎌田豊・浅見真一郎：「一石フォワードコンバータを用いた整流器」，信学技報，PE-85, 29～34(昭60-7)
- (2) 鎌田豊・四元勝一・大橋靖生：「直列共振形コンバータ回路を用いた整流器の特性」，信学論(B-1), 72, 41～49(平1-6)
- (3) 正田英介：「電力系統における高調波とその対策」，O H M, 90-9, 22～29(1990)
- (4) 竹下降晴・内川嘉樹・松井信行：「モデル規範適応同定器を用いた三相PWMコンバータの電流制御」，電学論D, 110, 384～393(平2-4)
- (5) 岩路善尚・福田昭治：「電圧形PWMコンバータの回路パラメータ設計法」，電学論D, 112, 639～647(平4-7)
- (6) S, Manias, A, R, Prasad, P, D, Ziogas : "THREE-PHASE INDUCTOR FED SMR CONVERTER WITH HIGH FRE-

QUENCY ISORATION, HIGH POWER DENSITY AND IMPROVED POWER FACTOR", IEEE PESC'87 Conf. Rec., 253~263(1987)

- (7)大熊康浩・五十嵐征輝・黒木一男：「新方式三相SMRコンバータ」、電学論D, 114,544~550(平6-5)
 (8)青木忠一・五十嵐光浩・鎌田豊・大橋靖生：「3相交流電圧直接変換形整流器」,昭63年電気学会全大,No.582
 (9)T.Aoki, S.Muroyama, M.Igarashi: "A New Switched-Mode Rectifier with Sinusoidal Input Current Waveforms", IPEC-Tokyo, 755~760(1990)
 (10)長谷川章：「スイッチング・レギュレータ設計ノウハウ」CQ出版社(1985)

青木 忠一 (正員) 昭和35年11月25日生。60年3月信州大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程終了。同年4月日本電信電話(株)入社。現在, NTT 境界領域研究所主任研究員。主として, スwitching整流器, UPSなどの通信用電源装置に関する研究に従事。電子情報通信学会会員, IEEE会員。

鎌田 豊 (正員) 昭和27年4月24日生。50年3月九州工業大学電気工学科卒業。同年4月日本電信電話公社(現日本電信電話(株))入社。現在, NTT 境界領域研究所主幹研究員。主として, インバータ, DC-DCコンバータ, 共振形スイッチング整流器の研究実用化に従事。電子情報通信学会会員, IEEE会員。

室山 誠一 (正員) 昭和25年1月10日生。47年3月東京立大学工学部電気工学科卒業。同年4月日本電信電話公社(現日本電信電話(株))入社。現在, NTT 境界領域研究所電力装置研究グループリーダー。主として, インバータ, 通信用直流電力供給方式の研究実用化に従事。電子情報通信学会会員, IEEE会員。

小屋敷 徹 (正員) 昭和28年1月13日生。52年鹿児島大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程終了。同年4月日本電信電話公社(現日本電信電話(株))入社。現在, NTT 境界領域研究所電力システム研究グループリーダー。主として, 小容量電源, 磁気制御形コンバータなどの通信用電源装置および給電方式の研究実用化に従事。工学博士。電子情報通信学会会員, 日本応用磁気学会会員, IEEE会員。