3相スイッチング整流器の簡素化のための一般化トポロジーとその電流合成原理

学生員 西田 保幸 (山口大学)
正員 中岡 睦雄 (山口大学)

Generalized Topology and its New Current Synthesis for Simplification of 3-phase Active PFC Rectifier.
Yasuyuki Nishida, Student Member, Mutsuo Nakaoka, Member (Yamaguchi University)

キーワード: 3相高力率整流器, 高調波低減, 2段縦続接続DC-DCコンバータ, 電流合成, 結合変圧器

従来の簡素かつ低廉な2石式3相昇圧形高力率整流器⁽¹⁾の主回路および制御・変調器を更に簡素化するとともに入力電流波形を改善をする新しい電流合成原理に基づいた改良形整流器を考案したので報告する。

図1に従来の2石式昇圧形3相高力率整流器⁽¹⁾の主回路を示す。同回路は、3相電源、ダイオード3相ブリッジ整流器とその直流側に接続された昇圧形の2段縦続接続DC-DCコンバータ(Conv.P, Conv.Q)、その縦続接続点Mと入力端子X, Y, Zを結合する結合回路(電流分流器)、各DC-DCコンバータの出力に接続された2台の出力電圧平滑用キャパシタ C_P , C_Q 。(図1の破線枠部参照、この場合合同図の C_0 は省略可)、および負荷を主な構成要素としている。結合回路はその入力電流 i_M (中性線電流)を3等分して出力電流 i_{XP} , i_{YP} , i_{ZP} とする機能を具備し、3相単巻千鳥結線変圧器が有用である。その容量は全変換電力を絶縁する通常の2巻線3相変圧器の1/4程度^{(1)~(2)}であり、通常6個必要とする自己消弧素子を2個に低減した代償としては小さい負担である。以上のように、文献(1)で提案されている従来の2石式高力率整流器は自己消弧素子を6個必要とする3相ブリッジ方式に比べて簡素かつ低廉である。

筆者らはこの簡素化3相スイッチング整流器の更なる簡素化や入力特性の改善について検討し、①: 文献(1)では昇圧形のDC-DCコンバータを用いているが、同原理は降圧形など他のDC-DCコンバータも適用可能な一般的なものである事⁽²⁾、②: 文献(1)では2台の平滑キャパシタ(図1の破線枠内の C_P , C_Q)を用いた場合を報告しているが、昇圧形および降圧形の双方の場合ともこれが1台(図1の C_0)で

図1. 簡素化3相高力率スイッチング整流器の主回路
Fig. 1. Power Stage of Simplified 3-phase Active PFC Rectifier.

十分であり、従って同キャパシタが2台ある場合に上下の直流電圧が不平衡となり自己消弧素子に加わる電圧が増加するなどの問題が解消し、その防止の為に必要な電圧平衡化制御が不要となる事^{(2)~(3)}、③: 文献(1)の入力電流合成原理、変調法では理論的に電源電流の低次高調波が発生する為に同電流の総合歪み率は5%程度残るが、筆者らが新たに考案した手段によれば制御・変調器をさらに簡単にしながら電源電流の低周波歪みを理論的に皆無とする事が可能である事^{(2)~(3)}、をそれぞれ明らかにした。

上記の①と②はこの簡素化3相スイッチング整流器の応用分野を拡げたり主回路や制御・変調器をさらに簡素化するのに有用な技術であるが、③は同整流器の電源電流高調波低減に係わる特性を根本的に改善する事から、より重要である。そこで、本稿ではこの点に的を絞って議論し、①、②の詳細な紹介は文献(2), (3)に譲る。

図2に提案する電流合成原理に関する各部の理想波形を示す。図2(a)は各部の電圧波形であり、3相電源の相電圧 v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} は3相対称正弦波としている。ダイオードブリッジの直流出力端子P, Qの3相電源の中性点Nに対する電位 v_{PN} , v_{QN} はそれぞれ図1(a)に示したとおりの良

図2. 各部の理想波形
Fig. 2. Ideal waveforms for input current synthesis.

く知られた3相半波整流波形を描く。その際に、直流出力電流 i_p , i_q が連続して流れる限り、ダイオードブリッジを構成する上側の半波整流器(Rec. P)からは電源の相電圧 v_{AN}, v_{BN}, v_{CN} が最大となる相のダイオードが、下側の半波整流器(Rec. Q)からは電源の相電圧が最小となる相のダイオードが、それぞれ選ばれて 120° の期間導通する(図2(b)参照)。従って、ダイオード D_{XP}, D_{XQ} を通過し電源のA/X相ラインに流れ込む電流 i_{XP}, i_{XQ} はそれぞれ D_{XP}, D_{XQ} の導通期間、即ち電源の相電圧 v_{AN} が3つの相電圧の中で最大あるいは最小となる期間に直流電流 i_p または i_q に一致し、下式の様に表せる。

$$i_{XP} = \begin{cases} i_p \cdots \text{但し、} v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}} \\ 0 \cdots \text{但し、} v_{AN} \neq [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}} \end{cases} \cdots (1a)$$

$$i_{XQ} = \begin{cases} i_q \cdots \text{但し、} v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}} \\ 0 \cdots \text{但し、} v_{AN} \neq [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}} \end{cases} \cdots (1b)$$

上式で、“ $[j, k, l]_{\text{MAX}}$ ” または “ $[j, k, l]_{\text{MIN}}$ ” は、括弧内の3つの要素(j, k, l)の内の最大値または最小値を与えるものを指す。今、整流動作を3相対称であるとする、上式右辺の条件項のA相の相電圧 v_{AN} を他の相の相電圧(v_{BN} または v_{CN})に代えることによりその相のダイオード電流(i_{YP}, i_{YQ} または i_{ZP}, i_{ZQ})がそれぞれ得られる。

中性線電流 i_m はダイオードブリッジの直流側電流 i_p と i_q の差($i_m = i_p - i_q$)として表され、これが結合回路によって3等分されるから、結合回路から交流入力端子X, Y, Zに流れ込む電流 i_{XT}, i_{YT}, i_{ZT} は下式の通りとなる。

$$i_{XT} = i_{YT} = i_{ZT} = i_m/3 = (i_p - i_q)/3 \cdots (2)$$

式(1a), (1b)と式(2)から、ダイオードブリッジと結合回路の双方によりもたらされる合成された電源電流 i_A は直流出力電流 i_p, i_q を用いて下式の様に表される。

$$i_A = \begin{cases} i_{XP} - i_{XT} = i_p - (i_p - i_q)/3 = (2i_p - i_q)/3 \\ \cdots \text{但し、} v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}} \cdots (3a) \\ -i_{XQ} - i_{XT} = -i_q - (i_p - i_q)/3 = -(i_p - 2i_q)/3 \\ \cdots \text{但し、} v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}} \cdots (3b) \\ -(i_p - i_q)/3 \cdots \text{但し、} v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MID}} \cdots (3c) \end{cases}$$

上式で、“ $[i, j, k]_{\text{MID}}$ ” は括弧内の3つの要素の内の中間値を与えるものを指し、 $v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MID}}$ は $v_{AN} = v_{BN}$ および $v_{AN} = v_{CN}$ なる瞬間を除いて『 $v_{AN} \neq [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}}$ かつ $v_{AN} \neq [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}}$ 』と等価である。

ここで再び3相対称性を考慮すると、上式右辺の条件項の相電圧 v_{AN} を他の相の相電圧(v_{BN} または v_{CN})に代えることにより他相の電源電流が得られるが、式(3b)にこの操作を施すと下式を得る。

$$i_B = -(i_p - 2i_q)/3 \cdots \text{但し、} v_{BN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}} \cdots (4)$$

今、 $v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}}$ かつ $v_{BN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}}$ なる状態(図2(a)の $wt=30^\circ \sim 90^\circ$)を考えると、式(3a)と(4)が同時に成立するから、両式を連立させて直流電流 i_p, i_q を解くと次式を得る。

$$\begin{cases} \text{〔式(3a)} \times 2 + \text{式(4)} \text{〕より、} \\ 2i_A + i_B = 2(2i_p - i_q)/3 - (i_p - 2i_q)/3 = i_p \cdots (5a) \\ \text{〔式(3a)} - \text{式(4)} \times 2 \text{〕より、} \\ i_A - 2i_B = (2i_p - i_q)/3 - 2(i_p - 2i_q)/3 = -i_q \cdots (5b) \\ \text{但し、} v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}} \text{ かつ } v_{BN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}} \end{cases}$$

ところで、高入力力率を実現する為に電源の相電圧 v_{AN}, v_{BN}, v_{CN} と同相な3相対称正弦波 i_A^*, i_B^*, i_C^* (図2(c)の破線参照、波高値 I_{SM}^*)を電源電流の指令値として選ぶと、 $v_{AN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MAX}}$ から $i_A^* = [i_A^*, i_B^*, i_C^*]_{\text{MAX}}$ が、 $v_{BN} = [v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}]_{\text{MIN}}$ から $i_B^* = [i_A^*, i_B^*, i_C^*]_{\text{MIN}}$ がそれぞれ導かれるから、これを式(5a), (5b)に用いると、力率1で3相対称な正弦波電源電流を実現するための直流電流 i_p^*, i_q^* が下式の様に求まり、3相対称性を考慮する事により同式が電源の1周期全体で有効である事が分かる。

$$i_p^* = 2i_A^* + i_B^* = 2[i_A^*, i_B^*, i_C^*]_{\text{MAX}} + [i_A^*, i_B^*, i_C^*]_{\text{MIN}} \cdots (6a)$$

$$i_q^* = -(i_A^* - 2i_B^*) = -([i_A^*, i_B^*, i_C^*]_{\text{MAX}} - 2[i_A^*, i_B^*, i_C^*]_{\text{MIN}}) \cdots (6b)$$

上式から分かる通り、理想電源電流 i_A^*, i_B^*, i_C^* を実現するために直流電流 i_p, i_q が描くべき波形はその理想電源電流を用いた簡単な式で表され、図2(c) i_p^*, i_q^* で示した様に互いに逆位相で $1.5 I_{SM}^*$ の波高値をもつ 120° 周期の略三角波を描く。3相対称正弦波信号 i_A^*, i_B^*, i_C^* から最大値および最小値を検出する事は実用上容易であるから、上式は高力率運転を実現するための直流電流指令値 i_p^*, i_q^* の簡便な発生法とも与える。

なお、電源電流指令値 i_A^*, i_B^*, i_C^* の波高値 I_{SM}^* および直流電流指令値 i_p^*, i_q^* の波高値 $1.5 I_{SM}^*$ は、3相ブリッジPWM整流器の場合と同様に、直流出力電圧または同電力を調整する為にPI制御などを介して操作される。

文献(1)では直流電流指令値 i_p^*, i_q^* として平滑直流に電源の3倍の周波数の正弦波を加えた信号を用いているが、この3倍周波正弦波を電源電圧に同期させるとともにその振幅を(出力電圧の調整の為に操作する)前述の平滑直流信号の振幅に比例させねばならない点が煩雑であるし、総合歪み率にして5%程度の低次高調波が電源電流に残存する点もこの方式の大きな難点である。一方、筆者らの提案する指令値発生法は、上述の通り簡単である上に電源電流の理論低次高調波を完全になくすため、より好ましい。

本方式の妥当性は降圧形や昇圧形のDC-DCコンバータを用いた実験⁽²⁾⁽³⁾によりすでに一部検証済みであり、総合歪み率2%程度、総合力率99.5%程度の実験結果が得られているが、それらの詳細な報告は次の機会に譲る。

(平成8年8月5日受付、平成8年12月10日再受付)

参考文献

- (1) R. Naik et al., IEEE Trans. IA, Vol. 31, No. 3, p. 598 (1995)
- (2) 西田 他, 電学研究会, SPC-95-82
- (3) 西田 他, 平成8年電学大全, No. 731

西田 保幸(正員)(電学論D, Vol. 116, No. 3, p. 303 参照)
中岡 睦雄(正員)(電学論D, Vol. 117, No. 2, p. 141 参照)