正弦波入力電流形单相 PWM 整流回路の比較検討

正 員 野 中 作太郎 (近畿大)

正 員 根 葉 保 彦 (福岡大)

Investigation of Circuit Configuration in Current Source Single-Phase
PWM Rectifier with Sinusoidal InputsSakutaro Nonaka, Member (Kinki University), Yasuhiko Neba, Member (Fukuoka
University)

This paper describes circuit configurations of current output type rectifier. The rectifiers with full-bridge or half-bridge, and new type rectifiers with auxiliary devices are presented. A pulsewidth modulation (PWM) strategy is employed to obtain sinusoidal input current with unity power factor. The PWM methods for each circuits are described and the circuit operations are explained. The voltage and the current waveforms in the experiments for static RL loads are shown, and the steady state characteristics are given. The circuits are compared, and the best one among the presented circuits is discussed on the switching frequency, the voltage stress of the devices, and the circuit reliability, etc.. The experiments show that the use of a double PWM method for the circuit with auxiliary devices contributes to decreasing the ripple in the sinusoidal input current wave.

キーワード：单相整流回路，パルス幅変調 (PWM)，正弦波電流，パワーエレクトロニクス

1. ま え が き

交流を直流に変換する整流回路は，交流電動機可変速駆動のインバータ用電源など直流を必要とする多くの機器に用いられ，近年では家電製品にもその適用が拡大している。家庭用では单相整流回路を用いるが，その基本はダイオードブリッジ回路である。整流器は直流側にコンデンサを並列接続し負荷に対して電圧源（電圧形），あるいはリアクトルを直列接続して電流源（電流形）とするかによって，回路動作が大きく異なる。この場合，交流入力電流波形は電圧形がパルス状，電流形が180°方形波となり，いずれの場合も多くの高調波を含んでいる。入力電流の正弦波化に対して電圧形では，ダイオードブリッジ回路に昇圧チョッパ回路を結合した方法^{(1)~(4)}，逆並列ダイオードをもつ自己消弧素子とダイオードの混合ブリッジ回路方式⁽⁵⁾などの報告がある。これらの多くはヒステリシスコンパレータを用いて追従形電流制御を行うので，自己消弧素子のスイッチング周波数は非常に高くなり

一定ではない。文献(4)では，一定周波数でスイッチングされるが，入力電流をパルス列とするので入力側にLCフィルタを挿入している。また，文献(1)はスイッチングに伴う電流リプルを抑えるために，直流側にLCフィルタが接続されている。追従形では，交流電流に対する基準正弦波信号を作成するために，負荷直流電圧を含めた制御ループを構成する必要がある。また，混合ブリッジ回路でPWMを行う方法⁽⁶⁾も示されている。この方法は回路出力電流を連続して流すための直流リアクトルと交流側LCフィルタを有しているので，入力電流正弦波化の原理は本論文で示すPWM電流形と同様であるが，追従形のように直流電圧を制御ループとしてPWMされるので，正弦波化が十分であるとはいえない。

一方，電流形ではPWMによって直流リアクトルに流れる連続した電流から正弦波分布のパルス列電流を作り，LCフィルタを通すことで容易に正弦波電流が得られる。このとき，電流のパルス列を発生するために自己消弧素子が必要であり，その挿入箇所から

種々の回路方式が考えられる。電流形の入力電流正弦波化は電圧形と本質的に異なり、負荷によって決まる直流電流を単にパルス列に変換するだけなので、正弦波電流を得るための特別な制御ループを必要としない。また、電圧形 PWM コンバータで問題となるアーム短絡防止のためのデッドタイムを考慮する必要もないので、簡単に PWM パターンを作成できる。ところが、電流形では電圧形の平滑コンデンサに比べて、直流リアクトルの形状、重量が大きくなり装置が大型化してあまり実用的でないように見受けられるためか、回路方式に関する報告^{(7)~(9)}は少ない。しかし、直角二相化 PWM 方式⁽¹⁰⁾や直流部に交流チョッパを適用⁽¹¹⁾することで、直流インダクタンス値は大幅に低減でき、電流形でも装置の小型軽量化が実現可能であると考えられる。

このような観点から、本論文では、電流形単相整流回路の種々の方式と PWM 法^{(12)~(14)}を報告する。整流回路の基本構成と補助素子を付加した回路について PWM 動作を述べ、実測波形から入力電流の残留高調波を大幅に低減できる複合 PWM の特長を明らかにする。また、素子数や各素子への印加電圧および入力電流の高調波などについて、各方式を比較検討する。

2. 回路構成と PWM 動作

〈2・1〉 基本回路 図1は従来の純ブリッジ回路の素子を、自己消弧素子 (GTO) で置き換えた回路である。PWM による高調波電流をバイパスするために LC フィルタを交流側に挿入する。電流形では常に直流電流を連続して流す必要があるため、同一アーム

図1 基本回路IとPWMパターン

Fig. 1. Basic circuit I and PWM pattern.

ムの素子を同時に導通する直流短絡状態を起こさなければならない。同図の PWM パターンは G_1 と G_3 の導通で短絡状態となる場合である。正弦波入力電流を得るには、電流 i_p が制御信号で発生した PWM パターンと同じ波形の電流になる必要がある。従って、基本回路では直流短絡時 ($i_p=0$) 以外は、 G_1 と G_4 あるいは G_2 と G_3 を同時に導通しなければならない。この回路では電源電圧波形に対する PWM パターンの位相制御によって任意の力率に設定でき、電力回生動作も可能である。

入力力率1の正弦波電流をもつ整流動作だけであれば、ブリッジの素子はすべて自己消弧素子である必要はない。図2は従来の混合ブリッジ回路のサイリスタを GTO とした回路である。ダイオードの導通は入力電圧の極性で決まるので、回路IIでは半周期ごとに二つのアームが交互に直流短絡状態を形成し、一方、回路IIIは2個の GTO をともにオフしてダイオードのアームで短絡状態を作る。従って、それぞれの GTO は、回路IIでは1周期、回路IIIでは半周期の間 PWM スwitchングを行う⁽¹²⁾。

図3は環流ダイオードによって直流短絡を起こす回路である。回路IVは回路IIに D_F を付加したものであるが、GTO は半周期の PWM スwitchングに低減できる。回路I~IVは従来からある構成であるが、回路Vは1個の自己消弧素子で PWM を行う場合に可能な構成である。この回路では GTO は回路IVの2個分

図2 混合ブリッジ回路

Fig. 2. Half-bridge circuit.

図3 環流ダイオードをもつ回路

Fig. 3. Circuit with free-wheeling diode.

の PWM を行う。

これらの回路は、いずれも各素子の導通状態が異なるだけで、入出力電圧、電流波形は同一となる。回路 I ～ IV については、GTO が逆電圧阻止能力をもたない場合には、それぞれに直列ダイオードを挿入する必要がある。回路 V では常に D_1 あるいは D_2 が GTO と直列状態にあり、逆電圧の阻止機能も合せ持つので、使用する GTO は逆電圧阻止能力を有しなくてもよい。

〈2・2〉 補助アームをもつ回路 図 4 はさきに報告した⁽⁷⁾ 自己消弧素子の補助アームをもつ回路を示す。主素子と補助素子による PWM を行うために、フィルタコンデンサを 2 分割して、その中点に補助アームを接続する。この回路の特長は同図に示す 2 種の PWM パターンによって、正側群素子 (G_1, G_2, G_5) と負側群素子 (G_3, G_4, G_6) が互いに独立にスイッチングできる点にある。例えば $0 \sim \pi$ 区間では、 G_1 と G_5 がオンオフを繰返すのと同時に G_4 と G_6 がスイッチングを行う。補助素子の導通によって直流電流は連続して流れることができ、直流短絡状態は補助アームで形成される。このような 2 種のパターンを採用する複合 PWM は、電圧や電流波形に含まれる PWM 特有の残留高調波低減法として、多重接続した回路に対して適用されている⁽¹⁵⁾。前述したように、基本回路

図 4 補助アームをもつ回路 VI と PWM パターン

Fig. 4. Circuit VI with auxiliary arm and PWM pattern.

では同一相の 2 個の正負極素子が同時に導通する関係を維持して PWM を行わなければならないので、単体での複合 PWM はできない。この複合 PWM の採用により回路 VI における正弦波入力電流の残留高調波は、同じ搬送波周波数の PWM を行った場合の基本回路に比べて大幅に減少するので、フィルタ容量あるいはスイッチング周波数の低減が可能である。この回路はコンデンサを 2 個必要とするが、その電圧定格は基本回路の半分ですむ。また、基本回路と同一容量のコンデンサを 2 個使用した場合を考えると、電源からみた等価容量は半分であるが、同一搬送波周波数に対して基本回路の 2 倍以上のフィルタ効果となる。この点については、同等の複合 PWM が可能な次に示す回路 VII の実験結果から明らかにする。この回路でも PWM パターンの位相制御で入力力率の調整が可能で、正弦波入力電流を維持して電力回生ができる。補助素子にはコンデンサ 1 個の電圧しか印加されないの、電圧定格は主素子の半分でよい。また、入力力率 1 の動作では、主素子導通時は補助素子には逆方向電圧しか印加されないの、補助アームはダイオードとしても同等の回路動作となる⁽⁸⁾。

図 5(a) は 2 個の GTO によって回路 VI と同等の複合 PWM による整流動作を行うことができる。この回路は回路 V を補助アーム方式に拡張したものと考えられる。主ブリッジのダイオードは入力電圧の極性によって順方向あるいは逆方向電圧が印加されるが、それらの導通は GTO の導通に一致する。また、 G_1 がオフのときは D_5 、 G_2 がオフのときには D_6 がそれぞれ導通し、直流電流は連続して流れることができる。回路 V と同様に GTO は逆電圧阻止能力を有する必要はない。

図 5(b) は、(a) 図において GTO を 1 個取除いた回路であり、基本回路と同じ入出力波形が得られる。この回路について動作を簡単に説明する。入力力率 1 の動作では、入力電圧の正の半周期の間、コンデンサ

図 5 補助アーム付加ダイオード整流回路

Fig. 5. Diode rectifier with auxiliary arm.

C_1 の電圧によって D_1 には順バイアス電圧が印加されるので導通可能であるが、その状態は GTO の導通に一致する。一方、 D_4 の導通は C_2 の電圧で決まり、 D_6 もまた C_2 に依存するので、 D_4 と D_6 の導通は C_2 の電圧を零に維持し、 C_2 短絡と等価な回路となる。負の半周期では D_3 と D_6 の導通によって C_1 が零電圧となる。このように、 D_6 には逆電圧が印加されない（常に導通状態にある）ので、省略して短絡しても回路動作に影響を与えない。また、回路Ⅶの正側 GTO を省略した場合でも各コンデンサの充電極性が逆となるだけで、本質的に同じ回路動作となり⁽¹²⁾、 D_5 を省略して短絡できる。回路Ⅶでも PWM 動作が可能であるということは、入力電流の残留高調波低減に優れている回路Ⅶにおいて、複合 PWM 動作時にいずれか一方の GTO が短絡破損した場合でも、入力電流のリプルは大きくなるが、その正弦波形を維持できることを意味している。

3. 実験結果

実験は図 1 に示すように、直流電流平滑リアクトル $L_d=200$ mH と抵抗 R を接続し、直流平均電流 $I_d=6$ A となるように R を加減して行った。また、 $L_L=1$ mH で入力電圧 $E_s=100$ V (60 Hz)、搬送波周波数 $f_c=3.72$ kHz とした。

〈3・1〉 入出力波形 図 6 は基本回路Ⅲの各部実測波形と入力電流のスペクトルを示す。なお、フィルタコンデンサ $C=10$ μ F で、出力電圧制御パラメータである変調率（搬送波振幅に対する変調波振幅の比） $MI=0.8$ とした。入力電流は正弦波状に変化し、入力力率はほぼ 1 となっているが、PWM 特有のリプルが現れる。これはコンデンサ電圧のリプルに依存し、スペクトルからわかるように搬送波周波数 f_c の整数倍成分の残留高調波となる。このリプルは f_c を高くするか、コンデンサ容量を大きく選定することで低減できるが、後者の場合には電源からの充電電流の増加により、力率の低下をまねく。よって、コンデンサ容量は使用する自己消弧素子のスイッチング限界から搬送波周波数を決定し、入力電流のリプル幅を考慮して決定する必要がある。出力電圧 e_d は PWM に従ってコンデンサ電圧をチョッピングした波形であり、直流短絡時には零電圧となる。変調率を変えた場合でも正弦波形は保たれ、他の基本回路においても同等の波形が得られることを実験で確認した⁽⁷⁾⁽¹⁶⁾。

図 7 は補助アームをもつ回路Ⅶの結果である。なお、 $C_1=C_2=10$ μ F とした。2 個のそれぞれのコンデンサ電圧は基本回路と同じリプル幅をもっている。こ

図 6 回路Ⅲの波形と入力電流スペクトル

Fig. 6. Waveforms and current spectra in circuit III.

れは C_1 が D_1D_3 の主アームと補助アーム、 C_2 が D_2D_4 の主アームと補助アーム間に接続されており、補助アームから 2 個のコンデンサの中点を通して直流電流が流入あるいは流出するので、各コンデンサに流れる電流は基本回路のコンデンサ電流と同じになるためである。しかしながら、複合 PWM による GTO のスイッチングで 2 個のコンデンサの充放電期間に差を生じるため、その合成電圧 e_c のリプル幅は 1 個のコンデンサ電圧リプル幅の半分以下に減少している。その結果、正弦波入力電流のリプル幅も大幅に減少し、 f_c 付近の残留高調波は除去されて $2f_c$ の成分となっている。すなわち、複合 PWM の適用は残留高調波の周波数に対しては基本回路で搬送波周波数 $2f_c$ の PWM を行った場合と等価であり、入力電流のリプル幅の低減に対しては、それ以上の効果が得られていることがわかる。出力直流電圧 e_d は GTO の導通状態

100 V/div, 4 A/div, 2 ms/div
図 7 回路VIIの波形と入力電流スペクトル
Fig. 7. Waveforms and current spectra in circuit VII (MI=0.8).

に關係して、コンデンサ1個分、2個分の電圧または零電圧から構成される。例えば e_s の正の半周期では、 G_1 、 G_2 ともにオン (D_1, D_4 オン) のときには、 $e_c = e_{c1} + e_{c2}$ 、 G_1 オン G_2 オフ (D_1, D_6 オン) のときは e_{c1} 、 G_1 オフ G_2 オン (D_5, D_4 オン) のときは e_{c2} 、 G_1 、 G_2 ともにオフ (D_5, D_6 オン) のときは零電圧となる。電圧 e_s の最大値付近では、 G_1 、 G_2 ともにオンといずれか一方がオンの状態が繰返されるので、 e_d は同図のような波形となっている。インバータ動作が可能な回路VIに

100 V/div, 4 A/div, 2 ms/div
図 8 回路VIIIの波形
Fig. 8. Waveforms in circuit VIII (MI=0.8).

においても同等の波形が得られる。

図8は回路VIIIの各部波形であり、図6に示した回路IIIと同様な入力電流および出力電圧波形が得られている。ダイオード D_6 の導通のために各コンデンサは半周期ごとに零電圧となり、一方向だけの充電となる。従って、 D_6 には逆電圧が印加されないで省略して短絡可能である。また、入力側からの等価コンデンサ容量は $5\mu\text{F}$ であるが、入力電流のリプル幅は基本回路と同じであり、フィルタとしての容量は $10\mu\text{F}$ でPWM動作している。

〈3・2〉 定常特性 図9は $I_d=6\text{A}$ 一定時の回路VIIに対する定常特性を示すが、他の回路でも本質的に変わらない。入力電流は直流電流をPWMで変換した正弦波電流とコンデンサ充電電流の和となる。前者は入力電圧と同相であり、変調率に比例して変化する。後者は入力電圧に対して $\pi/2$ 進み位相の一定振幅電流である。従って、変調率が低くなると入力電流における進み充電電流の割合が大きくなるので、入力

表 1 回路方式の比較
Table 1. Comparison of circuits.

基本回路 (コンデンサ 1 個)

回路	自己消弧素子数	ダイオード数	各素子のスイッチング期間	導通素子数	素子耐圧	残留高調波
I	4	4(0)	半周期	4(2)	全素子 e_s	f_c
II	2	4(2)	1 周期	3(2)		
III	2	4(2)	半周期	3(2) (短絡時は 2)		
IV	2	5(3)	半周期	3(2) (短絡時は 1)		
V	1	5(5)	1 周期	3(3) (短絡時は 1)		

補助アームをもつ回路 (コンデンサ 2 個)

VI	6	6(0)	半周期 (補助は 1 周期)	4(2)	主ブリッジは e_s 補助は $e_s/2$	$2f_c$
VII	2	6(6)	1 周期	4(4) または 3(3) (短絡時は 2)		$2f_c$
VIII	1	6(6)*1	1 周期	3(3) または 2(2) (短絡時は 2*2)	全素子 e_s	f_c

() は自己消弧素子が逆耐圧を有する場合。 * 1 D_c 省略時は 5, * 2 D_c 省略時は 1

図 9 定常特性

Fig. 9. Steady state characteristics.

力率が低下する。また、直流出力電圧について、基本回路と回路Ⅷでは入力電圧にほぼ等しいコンデンサ電圧が現れるのに対し、補助アームをもつ回路ⅥとⅦでは入力の 1/2 の電圧にほぼ等しい 2 個のコンデンサの複合成電圧となるが、これら両者の平均電圧は理論的に等しい。しかしながら、実際は導通素子の順方向電圧降下が存在するので、直流電流が流れる素子の数 (導通素子数) が多いほど平均電圧は低下する。なお、図示の計算値は近似解析⁽¹⁷⁾ によるものである。

4. 回路方式の比較

表 1 は各回路について、構成素子数や耐圧、高調波などの比較を示す。なお、 f_c は搬送波周波数、 e_s は入力電圧である。回路ⅠとⅥは全素子が自己消弧素子であり、電力再生動作も可能であるので、これらを除いて考えると、素子数および素子のスイッチング回数

の点から回路Ⅲが有利であると考えられる。一方、補助アームをもつ回路ⅥとⅦではコンデンサが 2 個必要で素子数も増加するが、基本回路と同じ搬送波周波数で入力電流の残留高調波を大幅に低減できる。従って、基本回路はスイッチング周波数を高くしてフィルタ容量を小さくできるような小容量の変換、補助アームをもつ回路は低いスイッチング周波数で入力電流高調波を抑えるような比較的大きい容量の場合に適すると思われる。また、回路Ⅶでは 2 個の自己消弧素子の 1 個が破損導通状態に陥っても PWM 動作を続行でき、正弦波入力電流を維持できるので、信頼性の点で有利であると思われる。

5. む す び

本論文では、単相交流から直流を得る PWM 整流回路について種々の回路方式と PWM 法を比較し、次のような結果を得た。

(1) 入力力率 1 の正弦波入力電流を得る整流回路は、1 個あるいは 2 個の自己消弧素子を用いた回路構成で実現できる。

(2) 構成要素数およびスイッチング周波数の点から、1 アームが自己消弧素子とダイオードからなる混合ブリッジ回路が最も有利である。

(3) 入出力電圧、電流の定常特性は各方式ともほとんど差がないことを実験で確認した。

(4) 補助アームを付加して複合 PWM 法を採用することで入力電流のリプル幅を低減でき、残留高調波を小さくかつ高い周波数へ移すことができる。

(5) スwitching 周波数および入力電流リプルを考慮すると、基本回路は小容量、補助アームをもつ回路は比較的大容量に適すると思われる。

(平成 4 年 8 月 7 日受付, 同 4 年 12 月 11 日再受付)

文 献

- (1) 高橋・池下:「単相整流回路の入力電流波形改善」, 電学論 B, 105, 174 (昭 60-2)
- (2) 森本・角藤・押谷・石田・大熊:「単相正弦波入力コンバータの損失解析」, 同上 D, 109, 415 (平元-6)
- (3) 伊藤・石坂:「エネルギー移送にコンデンサを用いた単相昇降圧正弦波整流回路」, 同上 D, 111, 169 (平 3-2)
- (4) 高橋・五十嵐:「ディザー整流回路の解析とその応用」, 平 3 電気学会産業応用部門全大, No. 128
- (5) 伊藤・石坂:「パワー MOSFET 単相コンバータの回路構成と特性」, 昭 63 同上, No. 122
- (6) 船曳・問田:「昇降圧可能な高効率の PWM 制御整流回路」, 電学論 D, 111, 751 (平 3-9)
- (7) 野中・根葉・宮崎:「電流出力形三相および単相 PWM コンバータ」, 昭 63 電気学会産業応用部門全大, No. 121
- (8) 野中・村上・根葉:「正弦波入力 PWM コンバータの回路構成」, 平元同上, No. 128
- (9) 数野:「複合 PWM 方式を用いた高効率正弦波入力単相制御整流装置」, 平 2 同上, No. 65
- (10) 橋本・曾根:「直角二相化 PWM コンバータ」, 電学論 D, 111, 215 (平 3-3)
- (11) 野中・根葉・大村:「正弦波入力単相 PWM 電流形コンバータの直流電流平滑化」, 平 4 電気学会全大, No. 484
- (12) 野中・根葉:「正弦波入力単相 PWM コンバータの回路構成」, 平 3 電気学会産業応用部門全大, No. 101
- (13) 野中・根葉・梅原・大村:「スイッチング素子を付加した正弦波入力単相ダイオード整流回路」, 平 3 電気関係学会九州支部連大, No. 639
- (14) 野中・根葉・梅原・大村:「電流形単相ダイオード整流回路の入力電流正弦波化」, 平 3 同上, No. 640
- (15) 電気学会:半導体電力変換回路, p. 200
- (16) 根葉:「正弦波入力単相 PWM コンバータ」, 福岡大学工学集報, 43, 49 (平元-11)
- (17) 野中・根葉:「単相 PWM コンバータの入力電流高調波の検討」, 平 2 電気学会産業応用部門全大, No. 66

野 中 作太郎 (正員)

昭和 3 年 11 月 12 日生。27 年九州大学工学部電気工学科卒業。29 年同大学工学部講師, 30 年同助教授, 42 年同教授を経て, 平成 5 年同大学名誉教授。平成元年 4 月～3 年 3 月九州大学工学部附属超伝導マグネット研究センター長併任, 4 年 4 月近畿大学九州工学部教授, 現在に至る。この間, 正弦波入出力 PWM 電流形コンバータ・インバータシステム, プラシレス同期発電機, 超電導モータ, 新交通システム用リニア誘導モータ, 磁気浮上式鉄道などの研究に従事。工学博士。46 年電気学会論文賞, 1985 年 IEEE/IAS Committee 論文賞, 平成 4 年電気学会業績賞受賞。58 年度電気学会九州支部長。1980 年以降電気機械に関する国際会議 (ICEM) 運営委員会委員, 1986 年以降 IEEE/IAS 電気機械委員会委員。パワーエレクトロニクス研究会会員。

根 葉 保彦 (正員)

昭和 32 年 8 月 24 日生。55 年 3 月福岡大学工学部電気工学科卒業。60 年 3 月九州大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。同年 4 月福岡大学工学部助手, 62 年 4 月同講師, 平成元年 4 月助教授, 現在に至る。コンバータおよびインバータ回路と誘導電動機駆動システムに関する研究に従事。工学博士。1985 年 IEEE/IAS Committee 論文賞受賞。