

変換特性を改善する新しい電力回生制御

松井 景樹*, 水野 有爲人**, 渥美 武志***

Improved Converter Characteristics of Power Regenerative Controls

Keiju MATSUI*, Uito MIZUNO**, and Takeshi ATSUMI***

(Received March 22, 1990)

For the voltage-source inverters of comparatively small capacity, in order to control the feed back power from the load, the discharge resistor which is parallel-connected to dc link circuit is generally used. In such applications as feeding power back repeatedly, or as the relatively higher power, however, the discharge resistor method can not be employed. Instead of this method, it is well known that the line commutated inverter method is often applied. However, this method has also the demerits of providing the identical two bridges of thyristors, and lowering the power factor as the regenerative power varies.

For the next type of regenerative control, the PWM converter has often been reported, which is slightly different in contrast of this paper's views.

For the higher power capacity, however, the equipment would be costly. Under such circumstances, the purpose of this paper is the proposal of improved regenerative controls. For the first proposed method, the novel PWM strategy is employed in which the polarity of the sawtooth carrier waveforms are reversed every 60° interval of the fundamental frequency in order to reduce the harmonics in quantity. For the next proposed type, a modified Ćuk converter method is mentioned for regeneration, whose output current becomes perfectly zero ripple. The second purpose is to propose a new frequency analysis method by using the new switching function. The appropriateness of its analysis is experimentally confirmed.

1. まえがき

各種インバータのうち電圧形インバータは比較的汎用的で応用が容易である。このタイプのインバータにおい

て負荷より帰還する電力の制御方法として、小容量なものでは直流リンク回路に放電抵抗を接続し、これに消費するのが一般的である。¹⁾ しかしながら、装置の容量が比較的大きくなるような場合および帰還動作が頻繁に繰り返されるような応用では、抵抗を用いた方式は用いられない。すなわち交流電源への電力回生制御の方式が用いられる。二、三ある回生制御方式において、まず第一に他

*電気工学科(Department of Electrical Engineering)

**電気工学科学生(Senior Student, Electrical Engineering)
: 現在, 岐阜大学大学院

***電気工学科学生(Senior Student, Electrical Engineering)
: 現在, ㈱リコーエレクトロニクス

励式インバータを用いた方式^{2),3)}が挙げられよう。代表的な回路を Fig.1 に示す。すなわち順逆二組のサイリスタブリッジを入力側に接続し、負荷駆動時と電力回生時で別々にブリッジを動作させ、電力の流れに両方向性を持たせたものである。効率が良好であること、等の利点はあるものの全く同じブリッジを二組用意する必要があること、駆動時の電流 i_s の減衰後、回生電流 $-i_s$ の上昇を待ったため応答が遅い、などの欠点もある。

次に、最近しばしば実用化が報告されるようになった変換方式として PWM コンバータ方式があげられる。すなわち、Fig.2 に示すように、電源側ブリッジ回路におい

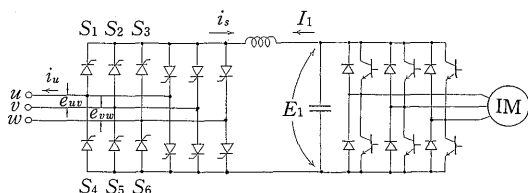


Fig.1 Circuit configuration of double bridge converter type.

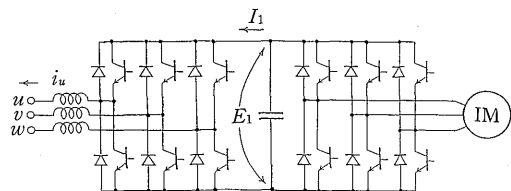


Fig.2 Circuit configuration of PWM converter type.

て、各々ダイオードとトランジスタ等の自己消弧素子を逆並列に接続し、駆動および回生時共 PWM 制御する方式である。この方式において出力回生電流 i_u は PWM 制御により正弦波状となすことができるため優れた方式であるが、主電流も流れる容量の大きい AC リアクトルが必要となること、コスト増となる高速の自己消弧素子が必要となること等の欠点も有している。しかしながら、上記のように出力波形や力率など電気的特性が優れている。

以上のように、これらの回生制御方式はコストや特性でそれぞれの長短を有しておりコストと特性との兼ね合いから、将来にわたってもそれぞれの使い分けがなされつつ適用されていくものと思われる。

このような技術的展開のなされている現状のもと、筆者らは第3の電力回生方式として、低コスト化を主とし、電気的特性改善は従とするような観点から、電力回

生制御を実現することのできる二、三の方式の提案を行った。⁴⁾ すなわちサイリスタ順変換ブリッジを利用し、Ćuk コンバータ等と組み合わせた新しい方式である。しかしながら、Ćuk コンバータと組み合わせた場合、出力電流にリップルが生じるため、高調波も多く含有される。従ってこれを除去すべく、リップルが零の変形 Ćuk コンバータとでも呼ぶべき新しい制御方式を提案する。

次に、既に回生制御用のコンデンサが不要で、PWM 回生制御を行う方式を提案した。⁵⁾ この場合正負で異なるのこぎり波を用いて回生制御を行ったが、実際は、点弧のタイミングが一致せず、高調波低減等の観点から必ずしも満足すべきものでなかった。種々検討の結果、のこぎり波の波形は基本波で 60° 毎正負反転させることにより、回生制御が首尾よく実行できることを見いだした。

以上の電力回生制御において種々の検討を行ったのでその結果を報告する。

2. 変形 Ćuk コンバータによる回生制御

2.1 回路構成と制御動作

本報告の方式と比較するため Fig.3 に既に報告した

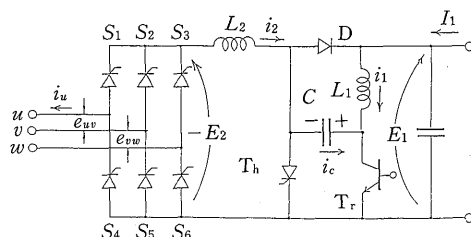


Fig.3 Circuit configuration of Ćuk converter type.

Ćuk コンバータ⁵⁾を用いて、回生制御を行う方式の概要を説明する。すなわち図において、負荷より電力が帰還する状態となると、まず各サイリスタの点弧角が 90° を越えて与えられ、サイリスタブリッジは待機状態となる。同時にトランジスタ T_r がオンオフを繰り返す。直流リアクトル L_1 に蓄えられたエネルギーが、コンデンサ C 、直流リアクトル L_2 、サイリスタブリッジを経て電源に回生される。図のようにブリッジ端子の平均電圧を $-E_2$ とし T_r の通電率を δ とすると、

$$E_2 = \frac{\delta}{1-\delta} E_1 \quad (1)$$

の関係が成立する。コンデンサ電圧 V_C は

$$V_C = \frac{E_1}{1-\delta} \quad (2)$$

となる。従って T_r がオンの時は

$$V_C - E_2 = E_1 \quad (3)$$

の電圧が L_2 に順方向に加わり i_2 を上昇させる。 T_r がオフの時は電圧 E_2 が逆方向に加わり i_2 を減衰させる。この時の各部の電流波形を Fig. 4 に示す。図示のように回生

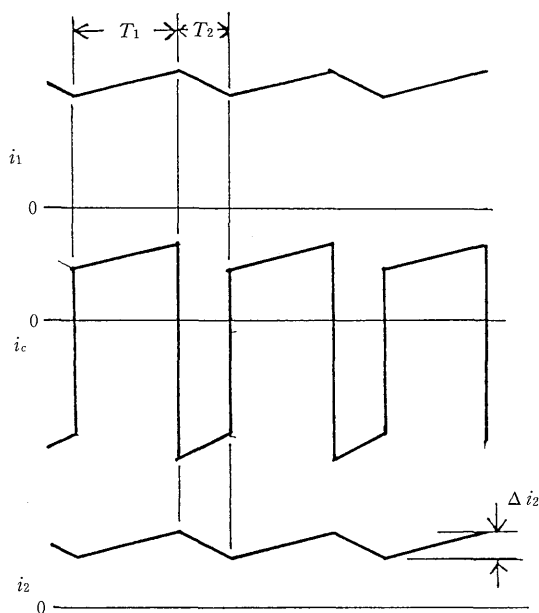


Fig.4 Current waveforms for Ćuk converter.

電流波形には Δi_2 のリップルが生じることがわかる。このため、電源電流に対し高調波が発生した。これらを改善し除去すべく検討を加えた。この結果以下に説明するように単に回路の接続替えをするだけで零リップルの出力波形が得られることを見いだした。すなわち Ćuk コンバータ⁵⁾を変形して、回生制御を行う新しい方法の検討をおこなう。この方法を変形 Ćuk コンバータ方式 (Modified Ćuk converter type, MCC) として Fig. 5 に示す。

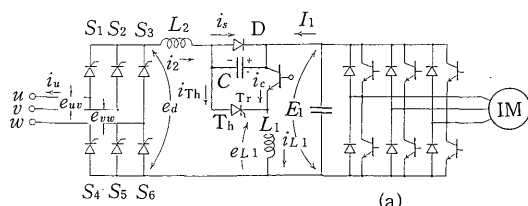


Fig.5 Circuit configuration of modified Ćuk converter type. (MCC) .

図において順逆変換動作時に兼用するサイリスタ $S_1 \sim S_6$ 回生時にオンオフを繰り返すトランジスタ T_r 、電力変換の媒介をする直流リアクトル L_d およびコンデンサ C 、電力回生時にオンとなる回路切り換え用サイリ

スタ T_h 、回路短絡防止用ダイオード D 等は接続場所とは多少異なるものの Fig. 3 の $\hat{C}uk$ コンバータ方式と類似の機能を有している。この方式の動作は以下ようになる。まず T_1 がオンのとき、 $E_1-T_r-L_1$ および交流電源- $L_2-C-T_r-L_1$ を通りそれぞれ電流が流れる。次に T_r がオフになると、 $E_1-C-T_h-L_1$ および交流電源- $L_2-T_h-L_1$ の閉回路を通して電流がそれぞれ流れる。 T_r のオンオフにより、負荷より帰還する電力の回生制御がなされる。この方式は、Fig. 3 と同様回生時に使用する値の大きいコンデンサ等が必要であるが、連続した回生制御が可能となる利点がある。またコンデンサが回生の媒介をなすため Fig. 3 の $\hat{C}uk$ コンバータ方式と同様交流電源への電流の移行が円滑に行われる。又、 i_2 の電流リップルが 0 となる利点を有している。

3. 出力電流波形の PWM 制御

3.1 改良形 PWM 制御の動作

以上の Ćuk コンバータ及び変形 Ćuk コンバータにおいて制御される出力電流波形は本質的に 120° 通電波形であり 5 次, 7 次等の低次調波を含んでいる。又, 回生制御の媒介を行う値の大きいコンデンサも必要とされる等の多少の短所も有している。これに対し, コンデンサを省略し, 又回生制御の媒介を行う直流リアクトルは順変換制御時の平滑リアクトル等で兼用することもできる。この一般的回路は, Fig. 5 に示す変形 Ćuk コンバータにおいて値の大きいコンデンサ C 及び平滑リアクトル L_2 を除去したものである。この方式において等パルス幅間隔で制御を行う場合について既に示したが, 出力波形には奇数調波や, キャリア周波数とその奇数倍付近においてかなりの高調波が発生した。またこれら出力の波形を改善する正弦波 PWM 制御方式の検討を加え, その結果も示した。^{4), 5)} 一個のトランジスタを用い回路電流をオンオフするため, PWM 制御するにあたり転流回数も増え自ずと素子のスイッチング責務もより厳しくなろう。このため素子のスイッチング動作をサイリス

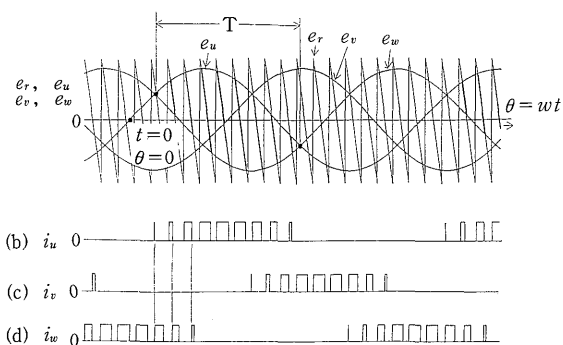


Fig. 6 Regenerative positive current waveforms.

タブリッジにも分担させるよう検討を加えた。即ちサイリスタの他励転流を利用しつつ三相 PWM 波形を作成している。Fig. 6 等に示すように正方向回生電流(例えば Fig. 5 の i_w) に対しては S_4 から S_6 へのサイリスタの転流が、例えば、Fig. 6(b) i_u から (d) i_w のように行われる。(a) 図の相電圧 $e_u > e_w$ の範囲でこれが実現できる。図の関係よりこのようなサイリスタの点弧順序の関係はキャリア波形として斜辺が時間と共に下降するのこぎり波が用いられる。負方向回生電流に対しても同様の波形の関係が適用される。即ち $i_u (< 0) \rightarrow i_w (< 0)$ の転流では $e_u < e_w$ の差電圧を利用した他励転流が行われる。この場合、 $S_1 \rightarrow S_3$ の順序でサイリスタを点弧する必要がある。このような理由から負方向電流に対しては斜辺が上昇するのこぎり波を用いた。以上のようにこの方式は電源電圧の各相の差電圧を巧みに利用することにより他励転流を交えながら、交流電源に PWM 制御された回生電流を与えることができた。しかしながらこの方式は PWM 波形制御が充分ではなく、予想していた高調波低減効果も充分でない結果が得られた。この理由は正負回生電流方向で異なる波形のキャリアを用いているためサイリスタブリッジの通電期間が正負で一致しないものとなり、PWM 波形が正弦波変調されたものからずれ、ひずむためである。

以上の特性を改善するため PWM の新しい制御の提案を行う。

本提案方式の基本的考え方を、正方向回生電流の転流を例にとり Fig. 7 を用いて説明する。(a) 図は交流電源

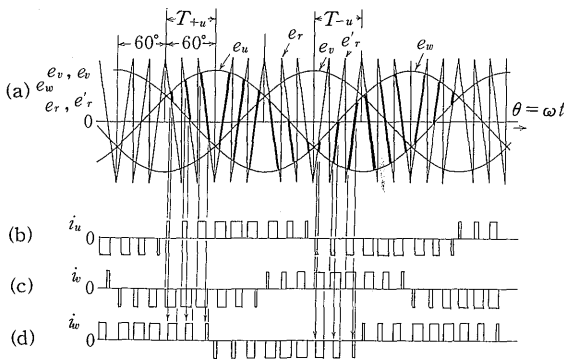


Fig. 7 Novel PWM strategy.

各相の電圧 $e_u \sim e_w$ とこの時のキャリア信号であるのこぎり波 e_r および e'_r の関係を示している。本方式の特長は図示の 60° 期間毎にキャリア波形 e_r 及び e'_r が交互に変化することである。制御動作は以下になる。例えば(a)図で示す、期間 T_{+u} でサイリスタ S_4 が通電し i_u

の回生電流が流れている状態を与える。相電流波形とキャリア波形の斜辺の交点により得られる制御信号に従って S_6 (電流 i_w) への他励転流が行われる。この時前方式では、負方向回生電流 (電流 i_v , サイリスタ S_2) の通電期間はキャリア波形として斜辺が上昇するのこぎり波によって決められた。

本方式では本 T_{+u} 期間の負方向電流 i_v (サイリスタ S_2) の通電期間は図示の i_u と i_w の通電期間の信号を用いる。同様に期間 T_{-u} でサイリスタ S_1 が通電し負方向の回生電流 ($-i_u$) が流れている状態から S_3 への転流を考える。各相電圧波形とキャリア波形の斜辺との交点により得られる制御信号に従って S_3 (電流 i_w) への他励転流が行われる。図示の正方向電流 i_v (サイリスタ S_5) の通電期間は図示の i_u と i_w の通電期間の信号を用いる。

以上のように本方式では 60° 毎にキャリアのこぎり波の波形を正負反転することにより、他励転流を交えた PWM 制御を行うことができ、前報告の様な正負信号の通電期間の不一致もなく正弦波信号に従って PWM 波形は制御される特長を有している。

3.2 改良形 PWM 制御の信号回路

以上 PWM 波形作成にあたり、キャリアのこぎり波を切り換える制御信号回路を Fig. 8 に示す。各相の電源電

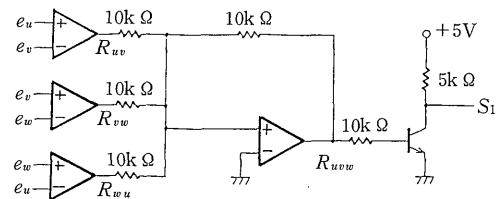


Fig. 8 PWM control circuit.

圧の信号に応じて正負交互にのこぎり波は反転させる必要があり図の回路にしたがって 60° 毎にそれぞれののこぎり波が制御され出力として得られる。図の場合負方向電流切り替え用のキャリアを得る場合である。

4. スイッチング関数を用いた回生電流波形の解析

本提案の PWM 回生電流波形は一般的な、一様なキャリアを持つ PWM 信号と異なり、 60° 毎にキャリアが異なる波形となるため、波形解析はかなり複雑となることが予想される。しかしながら、前報告⁹⁾のスイッチング関数を用いた方法を応用すると解析的にその波形分析を行うことができる。まず従来の手法を用いることにより、キャリア波形として斜辺が下降するのこぎり波を用いた場合の PWM 出力電流波形、および斜辺が上昇する

のこぎり波を用いた場合の PWM 出力電流波形がそれぞれ別々に解析結果として算出される。

Fig.9 は本論の波形の解析をスイッチング関数を用

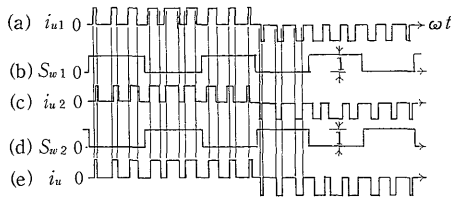


Fig.9 Application of switching unction.

いて展開する時の概念図を示したものである。(a)図 i_{u1} , (c)図 i_{u2} はそれぞれ斜辺下降のこぎり波, 斜辺上昇のこぎり波をキャリアに用いた出力電流波形を表す。 i_{u1} , 波形および i_{u2} 波形は Fig.7 から明らかなように 60° ずつ交互に出力され Fig.9 (e) で示す i_u の出力波形となり, 正負対称の PWM 波形に合成されることが分かる。この波形は 60° 期間毎に異なるキャリアを持ち従来一般的に行われている方法では容易にフーリエ級数展開することはできないことが予想される。しかしながら以下のように既に我々が提案しているスイッチング関数を応用した方式を適用すれば解析的な解を得ることができる。解析目的の波形 i_u は図の関係から明かなように

$$i_u = i_{u1} \times S_{w1}(t) + i_{u2} \times S_{w2}(t) \quad \dots\dots\dots(4)$$

の関係式で得られる。 S_{w1} , S_{w2} は 60° ずつ交互に振幅 1 が出力する。即ち動作機能から見た場合, この関数は従来よりスイッチング関数と呼ばれている関数である。一般に良く知られているスイッチング関数を用いた解析⁷⁾では(4)式 i_{u1} , i_{u2} に相当するものは直流又は単純な正弦波である。本論のように i_{u1} , i_{u2} が PWM 波形のように複雑な波形であっても以下のように解析が可能となる。各スイッチング関数のフーリエ級数展開を行うと次頁に示すように,

$$\begin{aligned} S_{w1}(t) = & \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left\{ \cos 3 \left(\omega_s t + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right. \\ & - \frac{1}{3} \cos 9 \left(\omega_s t + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) + \frac{1}{5} \cos 15 \left(\omega_s t \right. \\ & \left. \left. + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) + \dots\dots \right\} \quad \dots\dots\dots(5) \end{aligned}$$

および

$$\begin{aligned} S_{w2}(t) = & \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left\{ \cos 3 \left(\omega_s t + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots \right. \\ & \left. \dots\dots + \dots\dots \right\} \quad \dots\dots\dots(6) \end{aligned}$$

が得られる。(5), (6)式及び前論文で導いた i_{u1} , i_{u2} の式を(4)式に代入する。各高調波成分の結果は以下ようになる。得られる高調波成分は i_{u1} , i_{u2} のフーリエ級数展開式とスイッチング関数との各々の高調波の相互作用により与えられる。まずスイッチング関数の直流及び i_{u1} , i_{u2} の基本波, 余弦項の係数 a_n との作用で与えられる成分として

$$\begin{aligned} & \cdot \omega_s \quad \text{成分} \dots\dots \left[\begin{aligned} & \frac{\sqrt{3}}{2} aI \\ & \cdot n\omega_r \pm 2k+1\omega_s \quad \text{成分} \dots\dots \dots\dots(7) \\ & (-1)^k \frac{\sqrt{3}I}{n\pi} J_{2k+1}(n\pi a) \\ & k=0, 1, 2, 3, 4, \dots\dots \\ & n=1, 2, 3, \dots\dots\dots \end{aligned} \right] \end{aligned}$$

ただし, $a=E_s/E_r$, E_s : 正弦波信号の振幅, E_r : キャリア信号の振幅, ω_s : 電源の角周波数, J_k : ベッセル関数とする。

次にスイッチング関数の基本波成分と(1)式正弦項の関数 b_n との作用で与えられる成分として

$$\begin{aligned} & \cdot n\omega_r \pm 2k+3\omega_s \quad \text{成分} \dots\dots \left[\begin{aligned} & \pm (-1)^k \frac{2\sqrt{3}I}{n\pi^2} J_{2k}(n\pi a) \\ & \cdot n\omega_r \pm 2k-3\omega_s \quad \text{成分} \dots\dots \dots\dots(8) \\ & \pm (-1)^k \frac{2\sqrt{3}I}{n\pi^2} J_{2k}(n\pi a) \\ & k=0, 1, 2, 3, 4, \dots\dots \\ & n=1, 2, 3, \dots\dots\dots \end{aligned} \right] \end{aligned}$$

次にスイッチング関数の第3次調波成分と正弦項の係数 b_n との作用で与えられる成分として

$$\begin{aligned} & \cdot n\omega_r \pm 2k+9\omega_s \quad \text{成分} \dots\dots \left[\begin{aligned} & \pm (-1)^{k+1} \frac{2\sqrt{3}I}{3n\pi^2} J_{2k}(n\pi a) \end{aligned} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \cdot n\omega_r \pm 2k-9\omega_s \quad \text{成分} \cdots \cdots \cdots (9) \\
 & \pm (-1)^{k+1} \frac{2\sqrt{3}I}{3n\pi^2} J_{2k}(n\pi a) \\
 & k=0, 1, 2, 3, 4, \cdots \cdots \\
 & n=1, 2, 3, \cdots \cdots \cdots
 \end{aligned}$$

となる。他の相互作用で得られる成分は消去するか、基本波成分に対し非常に小さい値となる。

以上の計算結果の a の変化に対する主要高調波成分を図 Fig. 10 に示す。 $\omega_r - \omega_s$ 成分は余弦波の a_n 項に関する

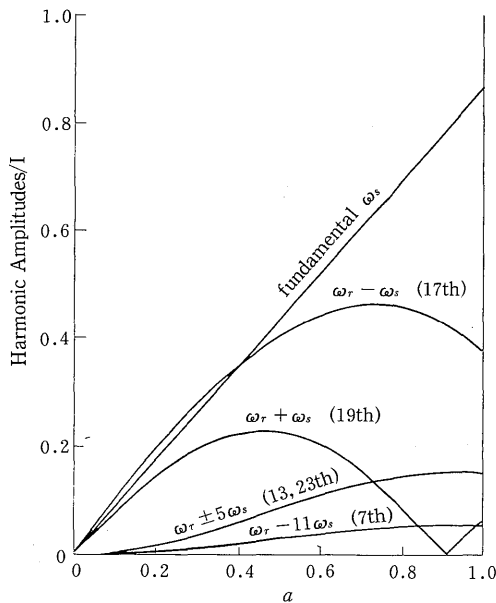


Fig. 10 Harmonic amplitudes of output current.

る成分(7)式及び、正弦波の b_n 項に関する成分(8)式の和として与えられ、顕著で大きい値となった。 $\omega_r + \omega_s$ 成分は、(7)式の値に対し(8)式は位相が反転しそれらの和は $\omega_r - \omega_s$ と比べ比較的小さく、 $a=0.91$ 程度で0となる値を示した。基本波成分等の値は i_{u1} , i_{u2} の展開式で得られる値と等しい。()で示す高調波の次数は実験で用いた値 $\omega_r/\omega_s=18$ での該当する次数を示したものである。また単一のキャリアのこぎり波を用いた場合に発生する偶数高調波は当然のことながら発生していない。図中 $\omega_r - 11\omega_s$ (7次)で示す成分は、基本波成分の数%程度であり小さい値ではあるが低次調波も含まれていることを示している。この高調波は基本波の一周期中6回キャリアの切り替わりに起因して発生するものと思われる。

5. 実験およびその検討

Fig. 11 (a)は変形 Ĉuk コンバータによる制御時の回

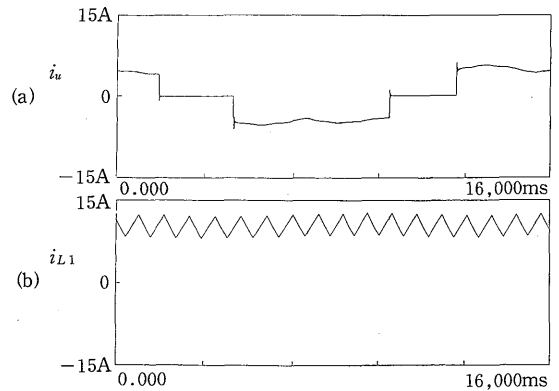


Fig. 11 Waveforms for modified Ĉuk converter.

生電流波形を示している。Fig. 5で説明したように出力電流 i_u 波形は零リプルとなり従って又方形波となる。 i_u 等の波高値も平坦なものとなるはずであるが、実験値では多少なりを生じている。この原因は再生される i_u 電流を形成する場合の等価回路において、回路中には電源 $|e_d| = |e_{uv}|$ の値が含まれるため、この変化に基づき電流変動を生じるためである。(b)図はこの時のリアクトル電流 i_{L1} を示している。トランジスタスイッチングオンオフに基づき電流リプルはリアクトル電流には生じるが出力の再生電流にはリプルは生じていない。Fig. 12

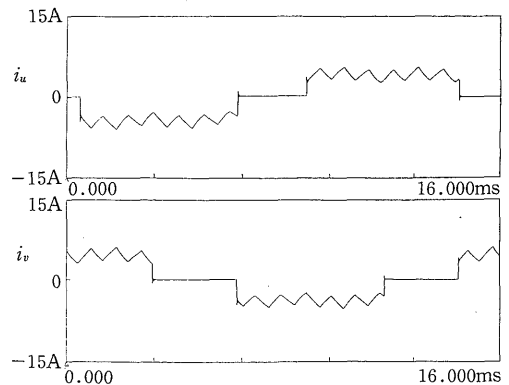


Fig. 12 Waveforms for Ĉuk converter.

は比較のため従来のĈukコンバータ⁵⁾を用いて電力回生を行った場合の i_u と i_v 波形を示している。波形の平坦部でリプルを生じ、高調波ノイズ等の懸念が予想される結果となっている。Fig. 13はFig. 5の回路図において電力回生の媒介用のコンデンサを除去した回路において

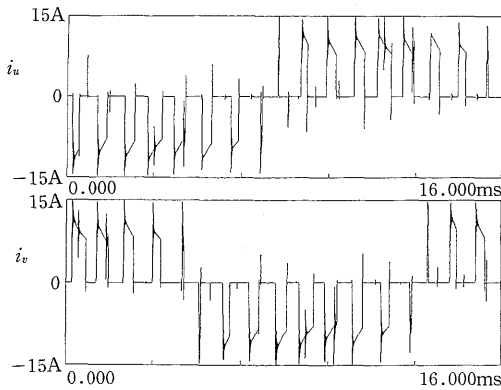


Fig.13 Waveforms for PWM control.

前述の Fig.6 の方式による PWM 制御時の出力電流波形を示している。各パルスの前縁で生じるサージによる波形のみだれは測定時のノイズと思われる。

半周期の中央付近でのパルスは、パルス出力の途中で、他の相間でサイリスタの転流が行われるため図のサージ波形で示されるように2つの期間に分けられることが分かる。各 PWM 電流パルスの波高値で減衰が生じているが、この期間リアクトルに流れる電流が電源側に回生されるためである。以上の点を除けば波形は概して Fig.6 等で説明したと同様の経過を取る事を示している。

以上の実験は回生電力を定常状態で得るため模擬的に DC リンク回路に $E_L=100\text{ V}$ の直流電圧を与えて行った。また、各実験定数を $f_s=60\text{ Hz}$, $L=13\text{ mH}$, 制御角 $\alpha=175^\circ$, 交流電源電圧 $E_o=170\text{ V}$, 変調率 $a=0.7$, $I_L=10\text{ A}$ とし、キャリアのこぎり波周波数 f_r の値は電源周波数と同期化され整数倍の $f_r=1,080\text{ Hz}$, とした場合である。

6. まとめ

この電力回生制御方式は、低コストで実現できる。更に Fig.14 に示すような回路を用いれば、平滑リアクト

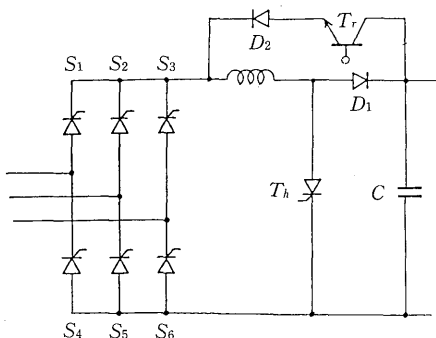


Fig.14 A version of power regenerative circuit.

ルは電力回生用リアクトルに兼用でき大幅に低コストとなる。

本論では、まず従来の研究経過から本方式の意義を述べ、つぎに零リプルの変形 $\bar{C}uk$ コンバータを提案し、実験で確認した。この提案の制御方式は一般に知られる $\bar{C}uk$ コンバータを多少変形するだけで簡単に零リプル制御が可能となり、一般的なスイッチングレギュレータ等への応用も考えられる。次に中間のコンデンサを除去した方式において、これに適した、出力電流波形を改善することができる PWM 波形制御法を提案し理論的見地から検討を行った。この方式は 60° 毎にキャリアのこぎり波の極性反転を行いサイリスタの他励転流を利用しつつ、一つのトランジスタのオン、オフで制御が可能となる改善した PWM 波形制御法である。またスイッチング関数を用いた解析手法を提案し、理論式は出力波形の高調波発生を解析的に良く示すことができる、などが分かった。

参考文献

- 1) 例えば、有賀：「パワーエレクトロニクス応用技術—省エネルギーのための電圧形インバータ」電気書院、P.144 (昭55-5)。
- 2) 吉田・久米：「パワーエレクトロニクス—インバータ」電学誌 **98**, P.420 (昭53-5)。
- 3) 上山：「ニュードライブエレクトロニクス」電気書院、P.87, P.67 (昭59-2)。
- 4) 松井・加藤・多湖：「電圧形インバータにおける電力回生の一方式」パワーエレクトロニクス研究会講演論文集, Vol.13, 86 (昭62-8)。
- 5) K.Matsui, K.Tsuboi & S.Muto: 「Power Regenerative Controls by Utilizing Rectifier of Voltage Source Inverter」, IAS-IEEE Annual Meeting, p.913~p.919 (1989-10)。
- 6) 松井：「PWM トランジスタインバータにおいて電流平衡リアクトルを用いた素子の並列接続」電学論 **104-B**, No.1, 49 (昭59-1)。
- 7) 電気学会編：「基礎電気機器学」P.160, (昭59-2)。
- 8) 塚原：「トランジスタインバータによる誘導機駆動システム」OHM **71**, P.33 (昭59-7)。
- 9) 例えば、地福：「電力回生インバータの活用テクニック」電気計算, Vol.55, p.47 (昭62-2)。
- 10) 松井・瀬上・深尾・成：「電源転流と GTO 転流を併用した電流形 PWM インバータ」昭62 電気学会産総全国大会 No.80, p.381 (昭62-8)。
- 11) 大山他：「誘導機駆動用電流形インバータの PWM 制御法」電学論 **105-B**, No.11, 893 (昭60-11)。
- 12) 電気学会編：「電気工学ハンドブック、新版」P.728 (昭63-2)。
- 13) 五十嵐他：「PWM コンバータの動作解析とスイッチング周波数の算定法」昭61 電気学会全国大会, 488, (昭61-4)。