三相出力 PWM 制御サイクロコンバータを用いた高周波リンク DC/AC コンバータ

正員 稲垣 克久 (東芝)

正員 大熊 繁 (名古屋大)

A High Frequency Link DC/AC Converter using a Three-Phase Output PWM Controlled Cycloconverter

Katsuhisa Inagaki, Member (Toshiba), Shigeru Okuma, Member (Nagoya University)

High frequency link DC/AC converters for UPS are characterized by small size and weight of the isolation transformers. Two types are considered in the high frequency link DC/AC converters. One is called a DC/DC converter type, and the other is a cycloconverter type. The DC/DC converter type can be constructed easily, but the efficiency is low because of many steps of power conversion. The system configuration for the cycloconverter type with a single phase output has been proposed, but the cycloconverter type which directly converts high frequency voltage into three phase line voltages is not studied.

In this paper, the system configuration and the control method of the high frequency link DC/AC converter with three-phase output voltages using the PWM cycloconverter are proposed. This system can control flow of power bidirectionally, and charge the DC power supply and compensate instantaneous reactive power. Simulations and experiments are carried out to confirm the feasibility of the proposed system.

キーワード：無停電電源装置 (UPS)，高周波リンク，サイクロコンバータ，強制転流

1. はじめに

コンピュータ・OA 機器の普及に伴い，UPS（無停電電源装置）に対する需要が高まっている。現在実用化されている UPS では，絶縁用変圧器のシステム全体に対する体積・重量の占める割合が非常に大きく，UPS の小形・軽量化を阻んでいた。

この問題点を解決するために提案されたのが，高周波リンク形の UPS である。高周波リンク形 UPS では，蓄電池などによって得られる直流電圧をインバータで高周波交流に変換し，変圧器による絶縁を行った後，商用周波数の交流に再変換するという構成をとっている。このような構成をとると，絶縁トランスの小形・軽量化が可能になるため，通常の UPS と比較してシステム全体を著しく小形・軽量化できる。

UPS 用高周波リンク DC/AC コンバータには，高周波から商用周波を得る方法の違いにより，DC/DC コンバータタイプとサイクロコンバータタイプに分けられる（図 1）。DC/DC コンバータタイプは，高周波の交流を一度整流してからインバータで商用周波の交流を得るという構成をとっている。この方法では，インバータの制御が容易であり，変圧器の小形・軽量化も可能となるが，電力の変換段数が多くなるので高効率化が困難であり，直流部にコンデンサが必要となるため装置全体として小形・高信頼度化が十分にできないという欠点がある。この欠点を克服するべく提案されたのがサイクロコンバータタイプである⁽¹⁾⁽²⁾。この方式では，単相の高周波からサイクロコンバータを用い，直接商用周波を得る。この方式の利点は，DC/DC コンバータタイプと比較して，電力の変換段数が

図 1 高周波リンク DC/AC コンバータ
Fig. 1. High frequency link DC/AC converters.

少なく高効率化が可能となること、直流コンデンサが不要になるので装置全体を小形で長寿命にできることが挙げられる。

サイクロコンバータタイプの UPS 用高周波リンク DC/AC コンバータには 2 タイプある。一つは高周波インバータで PWM 変調された高周波を作り、自然転流形サイクロコンバータでそれを商用周波に変換するものである⁽¹⁾。この方法は、サイクロコンバータの制御が容易であるが、商用周波出力を三相に拡張することが困難であるという欠点をもつ。他の一つは、インバータで商用周波出力電圧にかかわらずデューティ比 1:1 の方形波を生成し、強制転流形サイクロコンバータで PWM 制御をかけるものである⁽²⁾。この制御法では、高周波半周期分を 1 サンプル期間に設定、この間はサイクロコンバータへの入力を直流とみなして通常のインバータと同様、のこぎり波もしくは三角波比較によってサイクロコンバータの各スイッチのゲート信号を作り出している。現在のところ、この方式については単相出力のサイクロコンバータタイプの高周波リンク DC/AC コンバータは提案されているが、三相出力のものについては提案されてなく、制御法も示されていない。

本論文では、単相の高周波からサイクロコンバータを用いて直接三相の商用周波を得る、UPS 用高周波リンク形 DC/AC コンバータを提案する。三相出力とすることにより大容量化が容易になり、瞬时无効電力補償機能をもたせるなど、単相出力の場合には得られない効果を出すことができる。このシステム構成を図 2(a) に示す。単相の高周波から三相の商用周波を得るサイクロコンバータの制御には、従来著者が提案してきた PWM 制御サイクロコンバータの制御関数の考え方⁽³⁾を応用する。提案する制御法では、制御関数を、サイクロコンバータがある線間電圧を出力している期間をサンプリング期間の長さで規格化したものと定義する。サイクロコンバータの出力電圧パルス

図 2 提案するシステム構成
Fig. 2. Proposed system configuration.

サンプリング期間の中に置く位置については自由度が残されており、この位置を調整することにより、

(i) 商用周波出力電圧のひずみの少ない制御法が実現できる。

(ii) 電源転流を多用した制御法が実現できる。
など、のこぎり波比較⁽²⁾などの制御では困難であった制御が実現できる。

また、本 DC/AC コンバータはパワーの流れを双方向に制御できるという特長をもつ。従って、本 DC/AC コンバータの出力を電源系統に接続すれば、並列形の UPS として運転を行うことができるだけでなく、負荷の瞬时无効電力を補償することができる。この場合のシステム構成を図 2(b) に示す。このシステム構成は、直流電源として燃料電池や太陽電池などを用い、系統と直流電源を直流的に絶縁する必要がある場合に特に有効である。

以下、主回路構成と出力電圧・電流制御法について述べ、本 DC/AC コンバータを単独で運転する場合についてシミュレーション・実験を行い、その制御法の有用性を確認する。また、図 2(b) に示すように、本 DC/AC コンバータの出力を電源系統につないだ場合には、直流電源充電動作についてシミュレーション・実験により検討し、アクティブフィルタとして運転した場合についてはシミュレーションにより検討を行う。

2. 出力電圧制御法

〈2・1〉 主回路構成 図 3 に、提案する DC/AC コンバータの主回路構成を示す。主回路は、4 個のスイッチ $S_{11} \sim S_{14}$ からなる単相高周波インバータ、高周波変圧器 T 、6 個の双方向性スイッチ $S_{a1} \sim S_{d6}$ か

図 3 三相出力高周波リンク DC/AC コンバータ
Fig. 3. High frequency link DC/AC converter with three-phase output.

らなるサイクロコンバータ、出力フィルタ L_F - C_F によって構成される。

サイクロコンバータの出力側を各々 u, v, w 相とし、高周波リンク部上側を a 相、下側を b 相とする。また、インバータへの直流入力電圧を V_{DC} 、高周波部の電圧、電流を各々 v_H, i_H 、サイクロコンバータの出力線間電圧を各々 v_{uv}, v_{vw}, v_{wu} 、出力線電流を各々 i_u, i_v, i_w とし、出力フィルタ後の出力線間電圧を各々 v_{u0}, v_{v0}, v_{w0} 、出力線電流を各々 i_{u0}, i_{v0}, i_{w0} とする。

〈2・2〉 出力電圧制御 次に、オープンループで出力電圧の制御を行う場合、出力電圧の指令値からサイクロコンバータの各スイッチのオン・オフパターンを発生する方法について述べる。

まず、サンプリング期間を出力の商用周波数の周期に対して十分短くなるように設定する。高周波インバータは、商用周波出力電圧にかかわらず、各サンプリング期間ごと高周波出力電圧 v_H の極性を反転させる方形波インバータとして動作する。

いま、サイクロコンバータの出力電圧の指令値が正弦波で与えられる場合について考える。サイクロコンバータの出力線間電圧の指令値 1 周期分を、図 4 に示すように出力線間電圧の各々の符号により、六つのモードに分ける。以下、図 4 のモード 1 の期間を例にとり、スイッチングパターンの生成法を考察する。

一つのサンプリング期間内においては、インバータの出力電圧は、正か負の一定値 ($\pm V_{DC}$) であり、サイクロコンバータへの入力電圧 (高周波変圧器の二次側電圧) も一定である。このとき、サイクロコンバータの各スイッチのオン・オフには次の二つの拘束条件がある。

(1) サイクロコンバータの高周波側の端子は短絡してはならない。

(2) サイクロコンバータの商用周波側の端子は開放してはならない。

従って、出力側 u 相については、スイッチ S_{au}, S_{bu} のうち、どちらか片方のみが常にオンしていなければな

図 4 出力線間電圧指令値とモード
Fig. 4. Output voltages and modes.

らない。 v, w 相についても同様である。高周波変圧器の変圧比を n とすると、サイクロコンバータへの入力電圧は $\pm nV_{DC}$ となるので、サイクロコンバータの出力線間電圧の瞬時値の取り得る値は、 $\pm nV_{DC}$ か零の 3 通りである。

制御関数を、サイクロコンバータが各線間電圧として $\pm nV_{DC}$ を出力している期間をサンプリング期間の長さで規格化したものと定義する。出力電圧指令値 v_{uv}^* に対する制御関数を a_{uv} とし、 v_{vw}^* に対する制御関数を a_{vw} とし、 v_{wu}^* に対する制御関数を a_{wu} とする。サイクロコンバータへの入力電圧と、サイクロコンバータの出力電圧のサンプリング期間内の平均値 $\overline{v_{uv}}, \overline{v_{vw}}, \overline{v_{wu}}$ の関係は、制御関数を使って次のように書き表される。

$$\left. \begin{aligned} \overline{v_{uv}} &= a_{uv} v_H \\ \overline{v_{vw}} &= a_{vw} v_H \\ \overline{v_{wu}} &= a_{wu} v_H \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

商用周波出力電圧の指令値と、サイクロコンバータの出力電圧のサンプリング期間内の平均値を一致させるためには、 $|v_H| = nV_{DC}$ であるので、制御関数は次式で与えればよい。

$$\left. \begin{aligned} a_{uv} &= |v_{uv}^*| / (n V_{DC}) \\ a_{vw} &= |v_{vw}^*| / (n V_{DC}) \\ a_{wu} &= |v_{wu}^*| / (n V_{DC}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

また、モード1においては、

$$a_{wu} = a_{uv} + a_{vw} \dots\dots\dots (3)$$

の関係があるので、サイクロコンバータの出力電圧が零の期間に対する制御関数を a_0 とすると、 a_0 は

$$a_0 = 1 - a_{wu} \dots\dots\dots (4)$$

で与えられる。

さて、モード1における各サンプリング期間内におけるサイクロコンバータの実際の出力線間電圧の波形は、図5に示す2通りの場合が考えられる。ただし、サイクロコンバータのスイッチングの際には、先に述べた拘束条件のほかに次のような拘束条件をつけた。

(1) 各スイッチがターンオンまたはターンオフできる回数は、1サンプリング期間中に1回だけとする。

(2) 同時にターンオン（ターンオフ）できるスイッチは、各々一つだけとする。

図5(a)、(b)どちらの場合も、一つのサンプリング期間は、サイクロコンバータの出力電圧が

図5 出力電圧の構成法
Fig. 5. Construction of output voltages.

(i) 零の期間（図5中A、A'の期間）

(ii) v_{vw} が出力されている期間（図5中Bの期間）

(iii) v_{uv} が出力されている期間（図5中Cの期間）

によって構成される。ただし、 $v_{uv} + v_{vw} + v_{wu} = 0$ の関係があるので、BとCの期間においては、 v_{wu} もそれぞれ v_{uv} と v_{vw} とは逆極性で出力される。また出力電圧零の期間は、サンプリング期間の初めもしくは終わりに一括しておいてもよい。この出力電圧を実現するスイッチングの順序を、以下に述べる。

まず、図5(a)の出力電圧を実現するスイッチング順序について述べる。いま、高周波部の a 相側が正で b 相側が負であったとする。サンプリング期間の初めの出力電圧零の期間[図5(a)の期間A]においては、図6(a)に示すように出力側のすべての相を a 相側に接続しておく。図5(a)の期間Bの出力電圧を実現するには、図6(b)に示すようにスイッチ S_{aw} をターンオフし、スイッチ S_{bw} をターンオンすればよい。同様に図5(a)の期間Cの出力電圧を実現するためには、図6(c)に示すように、 v 相のスイッチを a 相から b 相に切換えればよい。サンプリング期間の終わりの出力電圧零の期間[図5(a)の期間A']は、 u 相のスイッチを a 相から b 相に切換えればよい。この後、サイクロコンバータへの入力電圧 v_H の極性が

図6 スイッチングの順序
Fig. 6. Switching sequence.

反転するので、 a 相と b 相を入換えて考えれば図5(a)の期間Aに戻ったことになり、サイクロコンバータ側はスイッチングを行わなくても、再び図6(a)の状態からスイッチングを行うことができる。

図5(b)の出力電圧の構成法は図5(a)の期間Bと期間C、期間Aと期間A'がそれぞれ入換わったものと解釈できる。従って、図5(b)の期間Aは、出力側各相が b 相につながった図6(d)の状態を実現でき、その後、図6(d)→(c)→(b)→(a)の順にスイッチングの状態を遷移させればよい。

いずれの場合にも、各スイッチ素子のスイッチング周波数はサンプリング周波数の半分となる。また、他のモードにおいても、同様のスイッチングが可能である。

最後に、サイクロコンバータのスイッチのオン・オフパターンの作成法について述べる。いま、スイッチ $S_{au} \sim S_{aw}$ に対する制御関数を各々 $a_u \sim a_w$ とする。各スイッチの制御関数は、各スイッチのサンプリング期間内のオン時間をサンプリング期間の長さで規格化したものとする。モード1の期間において a 相側が正のサンプリング期間における $a_u \sim a_w$ は、以下のように入与えられる。

$$\left. \begin{aligned} S_{au} : a_u &= a_0' + a_{vu} + a_{uv} \\ S_{av} : a_v &= a_0' + a_{vv} \\ S_{aw} : a_w &= a_0' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 a_0' はサイクロコンバータの出力電圧が零の期間のうち、サンプリング期間の初めに置く分の制御関数を示す。

スイッチ $S_{bu} \sim S_{bw}$ に対する制御関数 $b_u \sim b_w$ は、各々1から $a_u \sim a_w$ を引くことにより得られる。また、 a 相側が負の場合の制御関数は、 $a_u \sim a_w$ と $b_u \sim b_w$ を入換えることによって得られる。

〈2・3〉 出力電流制御 図7は、本DC/ACコン

図7 電流制御系
Fig. 7. Current control circuit.

バータの出力を電源系統につなぎ、出力電流制御を行う場合の電流制御系を示す。CTを用いて出力電流を検出、時定数 T_s の低域フィルタを用いてスイッチングリプルを除去する。三相→二相変換した後指令値との誤差をとり、比例ゲイン K_p をかける。これを二相→三相変換して出力電圧の指令値とする。

3. シミュレーション・実験結果

〈3・1〉 単独運転時 図8は本DC/ACコンバータに $R-L$ 負荷を接続して、オープンループで三相の電圧を出力した場合のシミュレーション結果を示す。 v_{uv} はフィルタを通す前の出力線間電圧波形、 v_{uv0} はフィルタを通した後の出力線間電圧波形である。本シミュレーションではスイッチング周波数が1.92 kHzと低いため出力電圧波形にスイッチングリプルがついているが、それを除けば良好な出力電圧・電流波形が得られている。

図8 $R-L$ 負荷時のシミュレーション結果
Fig. 8. Simulation results with $R-L$ load.

図9 実験装置の構成
Fig. 9. Configuration of the experiment system.

図 10 R-L 負荷時の実験結果
Fig. 10. Experimental results with R-L load.

図 9 は本論文で用いた実験装置の構成図を示す。PLL 回路で発生させた出力電圧の電角角の情報と商用周波出力電圧の振幅の指令値を用い、CPU は各スイッチごとの制御関数を計算する。この値にのこぎり波比較をかけることによって、実際の各スイッチのゲート信号を得ている。

図 10 は、図 8 と同じ条件で行った実験結果を示す。シミュレーション同様良好な出力電圧・電流波形が得られている。高周波電流波形が方形波でない理由について、以下に述べる。サイクロコンバータの出力電流の絶対値は、図 5 の期間 B, C では増加し、期間 A, A' では減少する。期間 A, A' では、出力側各相は、高周波リンク部の同じ相につながっているため、サイクロコンバータより出力フィルタ側で電流が循環するため、高周波リンク部に電流は流れない。なお、図 10 の例ではサイクロコンバータの出力電圧指令値の振幅が大きいのので、図 5 の期間 A, A' に相当する期間は極めて短く、高周波電流 i_H が零になっている期間はほとんど零である。従って、高周波電流の波形は方形波にならず、図 10 のように方形波に三角波が重畳したような波形になる。

〈3・2〉 電源系統接続時 図 11 は、本 DC/AC コ

図 11 図 12~図 14 のときの主回路構成
Fig. 11. System configuration in Fig. 12~14.

図 12 直流電源充電時のシミュレーション結果
Fig. 12. Simulation results of charging of the DC power supply.

図 13 直流電源充電時の実験結果
Fig. 13. Experimental results of charging the DC power supply.

ンバータの出力を電源系統に接続した場合の回路構成を示す。図に示したように、負荷電流を i_{uL} , i_{vL} , i_{wL} , 電源電流を i_{us} , i_{vs} , i_{ws} とした。また、出力電流制御系の構成は図 7 で示したものをを用いた。

図 12 は、図 11 の主回路構成で図 7 の電流制御系を用い直流電源の充電を行った場合のシミュレーション結果を示し、図 13 は、図 12 と同じ条件をオープンル

図 14 瞬時無効電力補償のシミュレーション結果

Fig. 14. Simulation results of compensating instantaneous reactive power.

表 1 シミュレーション・実験で用いたパラメータ

Table 1. Conditions of simulations and experiments.

(a) R-L 負荷, 直流電源充電時

直流電源電圧 100 V
出力フィルタ 0.6 mH-10 μF
リンク周波数 1.92 kHz

(i) R-L 負荷時

出力線間電圧指令値 100 V_{peak}
負荷 5 Ω-5 mH

(ii) 直流電源充電時

系統線間電圧 100 V_{peak}

(b) アクティブフィルタ動作時

直流電源電圧 200 V
出力フィルタ 2 mH-3 μF
リンク周波数 11.52 kHz
系統線間電圧 100 V

ープで実現した実験結果である。単独運転時同様、良好な結果が得られている。図 13 の出力電流波形にのっているリップルは、フィルタコンデンサと系統のリアクタンスによる反共振が原因と考えられる。

図 14 は、本システムをアクティブフィルタとして運転した場合のシミュレーション結果を示す。補償対象電流(負荷電流)は、60 Hz の基本波に五次と七次の高調波を含んだものとした。補償対象電流から瞬時無効電流を得る演算は文献(4)によった。出力 AC フィルタの共振周波数は、スイッチングリップルを除去できるようにサイクロコンバータのスイッチング周波数より十分低い値とし、また L_F , C_F の比は、系統インピーダンスとの反共振の影響を極力抑えるように設定した。系統インピーダンス L_s は 2.5% とした。補償後の電流は、反共振によるリップル分を除き、ほぼ正弦波となっている。

表 1 にシミュレーション、実験で用いたパラメータを示す。

4. ま と め

本論文では、三相出力サイクロコンバータを用いた高周波リンク DC/AC コンバータの主回路構成と制御法を提案した。サイクロコンバータの制御には、著者らが従来提案してきた PWM 制御サイクロコンバータの制御関数の考え方を応用し、シミュレーション・実験により提案した制御法の妥当性を確認した。

また、本 DC/AC コンバータの出力を電源系統に接続した場合、系統から直流電源を充電することができるだけでなく、負荷の瞬時無効電力の補償をも良好に行えることを示した。この回路構成は、直流電源として燃料電池や太陽電池などのような、電気エネルギーを取出せ、なおかつ系統と直流電源を電氣的に絶縁する必要があるものを使用する場合に特に有効である。

(平成 3 年 8 月 27 日受付)

文 献

- (1) I. Yamato, et al.: "New Conversion System for UPS Using High Frequency Link", IEEE PESC '88, p. 658
- (2) M. Koyama & K. Sanada: "High Frequency Link DC/AC Converter with PWM Cycloconverter for UPS", IPEC-Tokyo, p. 748 (1990)
- (3) 石黒・古橋・石田・大熊: 「入力線間電圧瞬時値に基づく PWM 制御サイクロコンバータの出力電圧制御法」, 電学論 D, 111, 201 (平 3-3)
- (4) 赤木・金沢・藤田・難波江: 「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 同上 B, 103, 483 (昭 58-7)

稲垣 克久 (正員)

昭和40年10月25日生。平成2年3月名古屋大学大学院工学研究科博士課程前期課程修了。同年4月、同博士課程後期課程に進学、同時に(株)東芝に入社、現在に至る。高周波リンク形の電源装置に関する研究に従事。

大熊 繁 (正員)

昭和23年2月16日生。47年名古屋大学大学院修士課程修了、49年ケースウェスタンリザーブ大学大学院修士課程システム工学専攻修了。52年名古屋大学大学院博士課程中退。同年同大学工学部助手、講師を経て59年同助教授、平成2年12月同教授、現在に至る。主として、パワーエレクトロニクス、ロボティクス、マイクロ・ナノテクノロジー、ニューロファジィの研究に従事。計測自動制御学会、日本ロボット学会、IEEE 会員。