3 アームインバータ / コンバータを用いた 高効率フライホイール式UPSの開発

正員 安 東 至 (長岡技術科学大学)
 学生員 森 山 顕 (長岡技術科学大学)
 正員 高 橋 勲 (長岡技術科学大学)

Development of a High Efficiency Flywheel UPS using 3 Arms Inverter/Converter
 Itaru Andoh, Akira Moriyama, Isao Takahashi (Nagaoka University of Technology)

A single phase high efficiency flywheel (FW) uninterruptible power supply (UPS) rating of 5kW and 200V-1min is described. The UPS has following characteristics.

- (1) Battery less system which makes maintenance free and long life about three times of a battery UPS.
- (2) Simple power conversion circuit of 3 arms configuration which can realize high efficiency and small size.

Inside of the new flywheel unit rotating 15000rpm is vacuumized to eliminate windage losses by a zirconium getter pump. The flywheel rotor is made no mechanical touch by a pivot bearing in high speed states so as to get long life. Charging or discharging of the mechanical energy of the FW is achieved only by controlling the instantaneous slip frequency of the induction machine. The power conversion circuit is consisted of a 3 arms bridge which has a common arm of the both inverter and converter bridges. All control of the UPS is realized by simple programs on the single chip floating point DSP.

キーワード：無停電電源装置，3 アームインバータ / コンバータ，フライホイール，DSP

1. まえがき

無停電電源装置（以下，UPS）の需要が大幅に増加している現在，バッテリーの交換やメンテナンスの経費はUPSの価格と比較して高額である。

筆者らは先に文献 (1) に示す単相 100V UPS においてバッテリーの代わりにフライホイール（以下，FW）エネルギー貯蔵装置を用いたUPSを開発した。開発したFW式UPSは主回路にハーフブリッジ電力変換器を用いていたため，単相 200V 用として用いる場合，素子の耐圧，真空中のFWエネルギー貯蔵装置内部の放電の危険性などのため問題がある。

一方，効率の面から UPS などに適用可能な 3 アームインバータ / コンバータが提案され，特殊用途に最近注目されている。(2) ~ (8)

また，UPS の高信頼性，高機能化，小形化が一層望まれており経年変化の少ないデジタル制御化が進んでいる。複雑な演算や制御を必要とする UPS は制御要素がコンバータ・インバータ・エネルギー貯蔵装置など高速で，DSP の使用は制御回路の部品数の低減による信頼性向上および経年変化による影響を抑制する上で最適であろう。

以上のことから，本論文では，次の 2 点に主眼をおいて単相 200V FW 式 UPS の開発を行った。

- (1) 先に開発された FW の特長であるメンテナンスフリー，長寿命，高効率を受け継ぎ，更なる小形化を実現した新型 FW の開発と単相 200V 電源に適した UPS 用 3 アームインバータ / コンバータの開発。
- (2) 高信頼性と外部との通信などの高機能化のため，1 台の DSP による簡単なデジタル制御の実現。

3 アームインバータ / コンバータは，従来のハーフブリッジインバータ / コンバータに 1 アームを加えるだけで構成することができ，以下の特徴を有している。

- (1) ハーフブリッジインバータ / コンバータに 1 アームを追加しただけで 2 倍の電圧容量を得られる。
- (2) 従来のフルブリッジインバータ / コンバータの 3/4 の素子数で構成でき，素子の利用率が高い。
- (3) 基準電位を確保する共通アームは 50 または 60Hz のスイッチング周波数でよく，流れる電流値も少なく，6 素子入りモジュールが使用できる。
- (4) 電源の 1 本は負荷と共通にできるため絶縁変圧器を用いる必要がない。
- (5) コンバータ入力電流およびインバータ出力電流が同

図1 FW式UPSのシステム構成
Fig.1. System configuration of the FW UPS.

相ならば、DCリンクコンデンサへの流入電流は高調波成分のみとなり、小容量でよい。

- (6) 入出力電圧波形が同期し、同一周波数のUPSなどにのみ使用でき、非同期の電力変換器としては使用できない。

また、本装置はエネルギー貯蔵装置として新たに開発したFWを備えており、30年以上の長寿命が期待できメンテナンスフリーシステムを構成できる。

電力変換器には、3アームインバータ/コンバータを採用すれば高効率、高入力率が達成できる。効率に関しては従来のハーフブリッジインバータ/コンバータでも最高91%程度が得られたが、本構成では同一周波数・位相・入出力電圧・電流の下では損失割合が原理的に半分（容量が2倍）となるので94.3%の高効率が得られた。入力率はもちろん99%以上である。

図2 3アームインバータ/コンバータの制御回路構成
Fig.2. Control block diagram of the 3 arms INV./CONV.

2. 3アームインバータ/コンバータ

図1に以前開発したハーフブリッジインバータ/コンバータ構成によるバッテリー式UPSと開発した3アームインバータ/コンバータ回路を示す。ハーフブリッジインバータ/コンバータを電源電圧200Vの場合に適用すると、DCリンク電圧が560V以上となり、使用する素子は1200V耐圧を用いる必要があるばかりか、真空中のFW付き誘導機内部において放電の危険性があるため問題がある。ハーフブリッジインバータ/コンバータは導通する素子が2個であるためフルブリッジタイプに比べ効率が良い。3アームインバータ/コンバータはさらに効率の良い回路で、理想的には同一DCリンク電圧、同一損失で2倍の電力を変換できる。

3アームインバータ/コンバータは、従来のハーフブリッジインバータ/コンバータに1アームを加えるだけでDCリンク電圧を半分にすることができる。本回路は直流平滑用コンデンサとIGBT3,4からなる共通アームを中心に左右対称構成であり、入出力電圧波形が同期した一定周波数出力のUPSなどにのみ有効な回路である。また、平均スイッチング周波数を16kHzとし、スイッチング素子としてIGBTを採用することで高速制御、無騒音化を可能にしている。

なお、インバータ/コンバータにおけるサンプリング周波数は32kHzで行い、PWMパターン出力データは62.5μs毎に出力される。

図1(c)に示すように、共通アームは電源が正の場合はIGBT4を、負の場合はIGBT3をONする。図1(b)に示すようにIGBT4がONした場合、電源のb点はDCリンクのN点に接続され、結果としてコンバータはIGBT1,2のスイッチングによりインバータはIGBT5,6のスイッチングによりそれぞれ0とVdcの出力電圧により制御されることになる。IGBT3がONした場合はb点がP点に接続され、以下同様に0と-Vdcの出力電圧により制御される。すなわち、中性点電位から見てIGBT1,2およびIGBT5,6

図3 FIR フィルタ (17 次) ゲイン特性
Fig.3. Gain characteristic of the FIR filter.

図4 インバータ指令値の制御回路
Fig.4. Control circuit of the inverter reference.

の出力に振幅 $V_{dc}/2$ の方形波を加えることで正弦波のコンパタ、インバータ出力電圧を得ることになる。

図2に本回路のインバータ/コンバータ部の主回路とその制御回路を示す。コンバータは入力電力制御、入力力率 100% を実現するため、振幅変調を施した入力電流追従制御方式を採用し、IGBT1,2 を制御する。ここで、入力電流 i_{in} は L_i (0.4mH) を流れている電流を検出していることから、軽負荷時には C_i (25μF) に流れ込む進み電流が検出される入力電流に比して無視できず、入力力率を低下させる。そこで、基準正弦波を 90deg 遅らせ C_i に流れ込む進み電流分の大きさを入力電流指令値に加えることで軽負荷時の進み電流を補償している。なお、PI 補償における I 補償は式 (1) に示した台形積分法を採用している。

$$I[i] = \{e[i] + e[i-1]\} \times T/2 + I[i-1] \quad (1)$$

I : I 補償器出力, e : 偏差, T : サンプル時間

電源異常時はコンバータ側 IGBT1,2 はオフとする。

PWM パルスは PI 出力をダウンカウンタに 9bit の PWM パルス幅値としてセットし、8.192MHz のダウクロックにより borrow が生じるまでを PWM 出力としている。

インバータは、負荷端電圧追従制御方式を採用し、IGBT5,6 を制御している。本システムは、出力フィルタとして Q の高い LC フィルタ ($L_o = 0.2$ mH, $C_o = 50$ μF, $f_c = 1.59$ kHz) を備えているため振動性となり、不安定特性を有する。式 (2) に PI 補償によるインバータの一巡伝達関数 $G_{PI}(s)$ を、式 (4) に PID 補償および式 (3) の伝達関数を有する LC フィルタ共振周波数成分を除去するノッチフィルタを設けた場合の一巡伝達関数 $G(s)$ を示す。

$$G_{PI}(s) = \frac{\omega_0^2(sk_p + k_i)}{s(s^2 + \omega_0^2)}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_o C_o}} \quad (2)$$

図5 FWエネルギー貯蔵装置の構造
Fig5. Construction of the FW energy storage unit.

$$G_{nf}(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (3)$$

$$G(s) = \frac{\omega_0^2(s^2 k_d + sk_p + k_i)}{s(s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2)} \quad (4)$$

但し, k_p : 比例ゲイン, k_i : 積分ゲイン, k_d : 微分ゲイン
 Q : クオリティファクタ, ω_0 : LC 共振周波数

これより、ノッチフィルタを設けることで $G_{PI}(s)$ で生じていた LC フィルタによる極の影響を打ち消すことができ、安定となることが確認できる。そこで、LC フィルタの共振周波数である 1.59kHz における発振を抑えるため図3に示す周波数特性のノッチフィルタを介して出力電圧をフィードバックしている。これにより、共振周波数成分が出力から検出されることを抑制できる。ノッチフィルタは 17 次の FIR (Finite Impulse Response) フィルタを採用した。なお、設計はチェビシェフ近似を用い、設計誤差を最小にするため Remez のアルゴリズムにより設計した。

また、PID 補償器の設計簡易化を目的に、方形波 h を PID 補償 e に加えている。さらに、負荷電流急変時の出力電圧補償を目的に出力電流を PD 回路に通した信号も加えている。ここで、方形波を加える理由は、先に述べたように本電力変換器では正弦波出力を得るためにインバータ側アームのスイッチングはその正弦波出力に方形波を加えた波形の PWM 信号による。従って、図4に示すように方形波を外より加えることにより PID 補償器は正弦波状の出力を得られればよく、電源ゼロクロス時の極端な信号変化も必要ないことから設計が容易になる。PWM パルス幅はコンバータ制御時と同様に得ている。なお、PID 補償は式 (1) に示した台形積分法、および式 (5) に示す後退差分法を用いて近似している。

$$D[i] = \{e[i] - e[i-1]\} / T \quad (5)$$

D : D 補償器出力, e : 偏差, T : サンプル時間

3. FW エネルギー貯蔵装置とその制御

図5に FW エネルギー貯蔵装置の構造を示す。本装置の定格は 5kW, 15000rpm, 1min であり、サイズは 350mm ϕ $\times$ 226mmh, 重量は 27kg である。

図6 FWの充放電特性
Fig.6. Energy charging and discharging characteristics.

本構造は、以前に開発したFWエネルギー貯蔵装置と基本的には同じである。FWは最高15000rpmの高速回転を行うため、FW材料としては超高張力鋼を採用している。本装置は容器内をジルコニウムゲッタにより常時0.02Torr以下に保ち、風損を抑え高効率化を図っている。

また、慣性モーメント J および最高貯蔵エネルギー E はそれぞれ $J=0.36\text{kgm}^2$ 、 $E=0.12\text{kWh}$ である。

FWにおける運動エネルギーの充放電は、DSPによる誘導機の滑り周波数制御により電動機/発電機を切り換えて行っている。

FW駆動用三相インバータ/コンバータの制御回路構成は文献(1)と基本的には同一であるが全て1台のDSPで制御されている。エネルギー充電時は12bitの精度でDSPに回転速度を取り込み、エネルギー貯蔵時は10Hz一定の滑り周波数により加速される。また、 V/f 一定制御に沿った出力電圧PWMパターンを回転速度より選択し、周波数指令値とともにDSPから一括出力される。出力電圧PWMパターンが記憶されているROMには充放電用6種類、貯蔵用1種類の誘導機損失最小化PWMパターンが $2\pi/512\text{rad}$ の角度精度で記録されている。なお、貯蔵時はロータの僅かな機械的損失の補償だけでよく、定格の16.7%の電圧を印加し、鉄損を2W以下に抑えた。

電源異常が生じた場合、DSPはNMI(強制割り込み)により回生用プログラムに切り替わる。FWの運動エネルギーはDCリンク電圧が一定になるよう滑り周波数制御され出力エネルギーが調整される。つまり、DCリンク電圧を12bitのA/DコンバータによりDSPに取り込み、PI補償器により負の滑り周波数指令値を演算している。

図6にFW充放電特性を示す。充放電の切り換えはエネルギー貯蔵状態到達2分後に5kW一定放電とした。 V/f 一定制御を行うことで一定加速度で貯蔵時の14500rpmに約12分で到達、約1分の放電をしているのがわかる。また、FWの加速、減速に相当する充放電時における誘導機も含めたFWの充電、放電効率を算出すると次のようになる。なお、実験はデジタル電力量計を用い14500rpm~10000rpmにおいて測定した。

$$\eta_i = \text{FWの持つ運動エネルギー} / \text{入力エネルギー} \\ = 76.8\%$$

$$\eta_o = \text{放電エネルギー} / \text{FWの持つ運動エネルギー} \\ = 82.4\%$$

これらの結果は、重負荷において従来のバッテリーが

図7 基準正弦波発生法
Fig.7. Generative method of the sinusoidal waveform.

60%程度の充電および放電効率であることを考慮すれば、FWエネルギー貯蔵装置の方が1分程度の短時間電源異常においてはより効率的であることを示している。また、本装置は7500rpm以上で用いる場合、放電効率を考慮すると5kW負荷に対して50sのエネルギー補償が可能であり、これは貯蔵されている全エネルギー0.12kWhの73%に相当する。なお、エネルギー貯蔵時の損失は38Wである。

4. 制御アルゴリズム

図7にDSP内で用いる基準正弦波発生法を示す。UPSは入出力電力制御を行う上で、電源電圧と同相の正弦波データを多用する。本装置では半周期の正弦波テーブルを用意し、基本的に1サンプリング毎に1アドレス進め、電源の極性変化に応じて極性を切り替える方法を採用している。PLL制御は全てDSP内で構成され、電源周波数とDSP内基準正弦波を半周期単位で比較し、address controllerにより正弦波テーブル内のデータを均等に間引くか同一データを参照するかによって達成できる。電源異常時は直前のaddress controller情報によりPLLの自走モードとなり正弦波データを瞬断無く得ている。なお、PLL制御におけるテーブルデータの間引き等は間引き量等の緩やかな移行により達成され、周波数等が大幅にステップ的に変動することがなく、復電時も安定した正弦波データが得られる。

図8(a)に以上の各部制御を1台のDSPで制御する場合のフローチャートを示す。DSPはNEC、 $\mu\text{PD}77240$ (90ns/instruction)を用い、32kHzのサンプリングパルスによりINT(禁止可能割り込み)ルーチンをコールし、電源異常を検出するとNMIルーチンをコールする。なお、ここでWAITプロセスはINT待ちである。通常時はMAIN、INTルーチンを実行し、電源異常時はNMI、INTルーチンを実行する。各処理は次の通りである。

(A): インバータ処理, (B): コンバータ処理, (C): エネルギー充電, 貯蔵処理, (D): エネルギー放電処理

なお、各データは12bitで取り込み、DSP内部では32bit浮動小数点演算をし、一連の処理は31 μs 以内に完了する。また、先に述べたように共通アームはコンバータとイン

図 8 DSP のプログラムフローチャート
Fig.8. DSP program flowchart.

バータに共通であり、スイッチングは各出力電圧を±V_{dc}だけ変動させる。したがって、そのスイッチングタイミングがコンバータとインバータ側各アームのスイッチングとずれて制御されると歪みを生じる可能性がある。そこで、共通アームがスイッチングする電源のゼロクロス時にも安定動作を確保するため、3アームインバータ/コンバータ制御用出力は図8(c)に示すデータ構造により一括して出力することでタイミングを保った。⁽⁹⁾

5. 実験結果

各実験は電源電圧200V、DCリンク電圧340V、平均スイッチング周波数は16kHzで行った。

図9(a)にコンバータの定常基本特性を、(b)に入力電力5kW時の入力電圧・電流波形を示す。入力電力1.8kW以上において入力力率は98%以上の高力率を達成し、DCリンク電圧変動率も1%以内の良好な特性を示している。なお、定格時の(b)の入入力力率は99.4%である。

図10(a)にコンデンサ入力形整流器負荷5kW時(負荷力率80%、入力リアクタル3.5mH、平滑コンデンサ2200μF、負荷抵抗13.6Ω)の出力電圧・電流波形を、(b)にその時の周波数スペクトルを示す。ピーク50Aの尖塔状電流が流れても出力電圧は高速に正弦波の電圧指令に追従し、歪み率を1.9%に抑制できることがわかる。

図11に負荷急変時の過渡現象を示す。負荷の急変に対し

(a) Power factor and dc link voltage.

(b) Input voltage and current waveforms.

図 9 コンバータ特性
Fig.9. Characteristics of the converter.

(a) Output voltage and current waveforms.

(b) Frequency spectrum of the output voltage.

図 10 インバータ出力波形

Fig.10. Output waveforms of the inverter.

でも安定した出力電圧を保っていることがわかる。

図12に出力電圧変動特性および定常時の入出力効率特性を示す。電圧変動率は全負荷領域で1%以内であり、効率は94.3%を示している。また、1.5kW以上において90%以上の高効率を達成している。

図13にコンデンサ入力形整流器負荷(5kW、負荷力率80%)の瞬時停電試験結果を示す。停電は正弦波の疑似電源電圧波形と電源電圧波形を瞬時値比較し検出する。復電は可能性の高い復電直後の再停電を考慮し復電検出後

図 11 負荷急変時の過渡現象

Fig.11. Output voltage and current waveforms at transient phenomena.

図 12 出力電圧変動および効率特性

Fig.12. Characteristics of the output voltage and the efficiency.

120ms 後に再び復電確認を行い復電と認識する。停電時、FW に蓄えられていたエネルギーは DC リンクに高速に放電され出力電圧は一定に維持されていることがわかる。

6. むすび

本論文では、3 アームインバータ/コンバータを用いた高効率単相 200V FW 式 UPS の開発を行い、実験より次のことがわかった。

(1) 新しく開発した FW エネルギー貯蔵装置は瞬時にエネルギーの入出力が可能で、充電効率 76.8%，放電効率 82.4%，エネルギー貯蔵時の損失は 38W である。

(2) 3 アームインバータ/コンバータは、従来のハーフブリッジインバータ/コンバータに 1 アームを追加しただけで 2 倍の容量を有し、入力力率 99%，出力電圧歪み率 1.9%，出力電圧変動率 1% 以下の特性を有している。

(3) 本装置は電源異常時も安定した出力を維持し、先に開発された FW 式 UPS より 3% 程度高い、効率 94.3% を達成した。

本研究において、FW 式 UPS は従来のバッテリー式 UPS より寿命の点で優れており、3 アームインバータ/コンバータは高効率で従来とほぼ等しい特性を得られることから UPS に適した回路といえる。

最後に、本研究は、仙台電波高専、および同校卒業研究生の多大なる協力と文部省科学研究費奨励研究の支援の下で行われたものであり、関係各位に深く謝意を表する。

(平成 7 年 11 月 13 日受付、平成 8 年 7 月 1 日再受付)

図 13 電源異常時の実験結果

Fig.13. Experimental result at power accident.

文 献

- (1) 高橋 勲・安東 至:「フライホイールエネルギー貯蔵技術を用いた無停電電源装置の開発」, 電学論 D, 112, 877~882 (平 4-9)
- (2) 高橋 勲 他:「定電圧・定周波数電源装置」, 特願平 1-48835 号 (平 1-3-1)
- (3) 安東 至・高橋 勲 他:「高力率単相 200 (V) コンバータ」, 平 2 電気関係学会東北支連大, 2C1
- (4) 東・真田 他:「UPS 用非絶縁主回路の 4 現象入出力電圧制御法」, 平 6 電気学会産応大, No.123
- (5) 中村・藤谷 他:「最新 UPS システム事例 (小容量)」, 平 7 電気学会産応全大, シンポジウム S-1-2-2
- (6) 大熊・黒木 他:「新方式三相 PWM 交流電力調整器」, 平 8 電気学会全大, No.735
- (7) 大西 徳生:「多機能高品質単相 PWM 制御電源」, 電気学会研究会資料, SPC-89-24, 39~46 (平 1-5)
- (8) 大西 徳生:「多機能高品質単相 PWM 制御電源」, 電学論 D, vol.115, 70~76 (平 7-1)
- (9) 森山 顕・安東 至・高橋 勲:「3 アームインバータ/コンバータを用いた DSP 制御フライホイール式 UPS の開発」, 平 7 電気学会産応全大, No.3

安東 至

(正員) 1964 年 4 月 3 日生まれ。89 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月仙台電波工業高等専門学校助手。93 年講師。95 年 4 月長岡技術科学大学助手、現在に至る。主として、電力変換器の制御および応用に関する研究に従事。

森山 顕

(学生員) 1972 年 5 月 2 日生まれ。95 年 3 月仙台電波工業高等専門学校専攻科卒業。同年 4 月より長岡技術科学大学大学院工学研究科電気・電子システム工学専攻在学中。電力変換器の制御および応用に関する研究に従事。

高橋 勲

(正員) 電学論 D, 116 巻 2 号参照