電解コンデンサレスコンバータ/インバータを用いた 長寿命フライホイール式UPSの開発

正員 高橋 勲 (長岡技術科学大学)

正員 安東 至 (長岡技術科学大学)

正員 伊東 洋一 (サンケン電気)

正員 飴井 賢治 (富山大学)

Development of a Long Life Three Phase Flywheel UPS using an Electrolytic Capacitor-Less Converter/Inverter

Isao Takahashi, Member, Itaru Ando, Member (Nagaoka University of Technology)

Youichi Ito, Member (Sanken Electric Co., Ltd), Kenji Amei, Member (Toyama University)

A long life three phase flywheel (FW) uninterruptible power supply (UPS) using an electrolytic capacitor-less converter/inverter and a transformer-less isolating system rating of 200V and 5kW-1min is described. The UPS has following characteristics.

- (1) Electrolytic capacitor-less converter/inverter configuration which makes long life and small size.
- (2) Transformer-less isolating system to realize small size and right weight.
- (3) Battery less system for maintenance free and long life about 20 years.

The electrolytic capacitor-less converter/inverter has a small film capacitor value of 1/50 times of a conventional ones. The converter/inverter is controlled by a current and voltage follow-up method using PWM control.

Charging and discharging abilities of the FW energy is achieved only by controlling the instantaneous slip frequency of the induction machine.

The UPS has excellence test results which are obtained such as input power factor of 99.8%, small output voltage distortion of 1.03% and 93.8% efficiency at full load.

キーワード: UPS, 電解コンデンサレスコンバータ/インバータ, 長寿命, トランスレス制御, フライホイール

1. まえがき

コンピュータ等の電子機器の普及に伴い、無停電電源装置(以下、UPS)の需要が大幅に増加している。

著者らは先に、文献(1)で電源異常時のエネルギー源としてフライホイール(以下、FW)を用いる事を提案し、バッテリーの寿命、重量に関する問題を克服した。また、文献(2)では、単相200Vに適したUPS用電力変換器とその制御法を提案し単相200V用FW式UPSに適用した。

一方、多くのUPSは以下の寿命の短い部品を用いており、それが主回路や制御回路の寿命・信頼性の決定要因となっている。

(1) 電解コンデンサ	(5~10年程度)
(2) バッテリー	(3~7年程度)
(3) フォトカプラ	(10年程度)
(4) 放熱ファン	(5年程度)

さらに、三相UPSにおいてはトランスレス方式もほとんど実用化されておらず、以下の重量・体積が大きい部品を用いることでUPS本体を大きくする欠点を有していた。

(1) 絶縁トランス (2) ヒートシンク (3) バッテリー
篠原らは、コンバータ側の交流フィルタを活用し、ダイオード整流回路におけるダイオードの導通期間に、それと逆並列に接続されたGTOを導通させることで寿命のある電解コンデンサを用いない、平滑回路なし電圧形インバータを開発し誘導電動機制御に焦点をあてて述べている。⁽³⁾

本論文では三相UPS回路の長寿命と小型・高効率を実現するとともに、以下の特長を有する平衡負荷を対象とする電解コンデンサレス三相FW式UPSの開発を行った。⁽⁴⁾

- (1) 図1(b)に示すように、従来の1/50程度のDCコンデンサ容量で実現可能な電解コンデンサレスコンバータ/インバータを開発し、20年以上の長寿命UPSの実現。

(a) Configuration of a conventional 3φ-5kW battery UPS.

(b) Configuration of the developed 3φ-5kW FW UPS having electrolytic capacitor-less CONV./INV.

図1 3φ-5kW バッテリー式UPSと3φ-5kW FW式UPSのシステム構成

Fig.1. Configuration of the 3φ-5kW battery UPS and the 3φ-5kW FW UPS

- (2) 電源異常時のエネルギー源として、図1 (b) のようにバッテリーの代わりに高効率・長寿命FWを使用。これは、文献 (1) で述べた技術である。
- (3) 電解コンデンサ、フォトカプラ等を用いない長寿命制御回路およびドライブ回路の実現。
- (4) 図1 (b) の入出力中性点O・O'間の電子的電位制御による絶縁トランスレス化の実現。
- (5) スイッチング損失回収回路による効率の向上。

その結果、開発した5kVA・1分の三相FW式UPSにおいて入力力率99%以上、出力電圧変動率1%以下、出力電圧歪み率1.03%、効率93.8%の特性を達成し、20年以上の寿命を有し、サイズ・重量も従来の65%程度的大幅な小形・軽量UPSを開発できた。

以下、上記特長を実現するための開発過程を述べる。

2. 電解コンデンサレスコンバータ/インバータの動作原理と主回路構成

<2.1> コンデンサレスにおける動作原理 三相インバータの瞬時出力相電圧を角周波数 ω の正弦波 v_a, v_b, v_c と仮定し、瞬時出力電流を i_a, i_b, i_c 、その基本波および高調波を i_1, i_n 、位相差を ϕ_1, ϕ_n と仮定する。

このときの出力瞬時電力 p は式 (1) となる。

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ = \frac{3}{2} V_1 I_1 \cos(\phi_1) + \sum_{n=5,11,\dots} \frac{3}{2} V_1 I_n \cos((n+1)\omega t - \phi_n) \quad (1) \\ + \sum_{n=7,13,\dots} \frac{3}{2} V_1 I_n \cos((n-1)\omega t - \phi_n)$$

i_a, i_b, i_c が基本波のみの場合、式 (1) 第2, 3項の高調波成分が0となる。したがって、瞬時電力 p は第1項のみで角周波数 ω に依存しない一定値となり、理論的にコンデンサ、リアクトル等の瞬時電力貯蔵要素は不要で、入出力電力は等しくなる。つまり、DCリンク電圧を一定に制御できればDCリンク部を流れる電流も一定となる。実際にはキャリア周波数成分をバイパスするための小容量コンデンサで十分である。無騒音化および小型・高精度化対策の一つとして現在用いられているキャリア周波数が16kHz以上の高周波インバータの場合においては、低次の高調波電力は小さく、従来の電解コンデンサ容量の1/50程度(30μF/kW)の容量でDCリンク電圧を一定にでき、長寿命フィルムコンデンサが使用できる。^{(5) (6)}

<2.2> 主回路構成 図1に従来の三相バッテリー式UPSと開発した電解コンデンサレスコンバータ/インバータを用いた三相FW式UPSの主回路構成を示す。大容量の電解コンデンサを用いていないため、DCリンクコンデンサの初期充電回路は不要である。整流器負荷などの高調波電流を発生させる平衡負荷が接続された場合、即ち、式 (1) で $n=5,7$ の場合には瞬時電力 p に6次の倍数高調波が発生する。そこで、DCリンクの6次高調波成分を除去するために、 C_f のフィルムコンデンサと L_r のリアクトルにより構成される直列共振LCフィルタ ($f_c=6f$) がDCリンクに接続される。上記の $n=5,7$ の次に大きな出力電流高調波は $n=11,13$ の場合で、瞬時電力 p に12次の高調波電力リプルを発生するが、高調波電力は接続される整流器負荷により大きさが異なる。一般的なUPSの最低使用条件である負荷力率80%のコンデンサ入力形整流器負荷の一例として文献 (7) により設計した整流器負荷 (入力リアクトル0.5mH, DCリアクトル5mH, DCコンデンサ1650μF, 負荷抵抗12Ω) を接続した場合、UPSのDCリンクコンデンサに流れる第11次及び第13次高調波電流をPSpiceを用いて計算すると、第11次高調波電流 I_{11} は1.83A_{rms}、第13次高調波電流 I_{13} は1.29A_{rms}となる。これより、DCリンク電圧の高調波電圧リプル E_r は式 (2) で求められる。

$$E_r = \frac{1}{C} \sqrt{\sum_n \left(\frac{I_n}{\omega_n} \right)^2} \quad (2)$$

DCリンク電圧における高調波電圧リプルを2%以内に設計するとDCリンクコンデンサは88μFとなり、長寿命と小型化を達成できるフィルムコンデンサが使用できる。本装置においては、上記以外の高次高調波も考慮し、100μFのフィルムコンデンサを採用した。

スイッチングによる高調波を除去するための入出力LCフィルタのリアクトルには、アモルファスコアを採用し、高効率化の一端を担っている。

スイッチング素子はIGBTを採用し、16kHzの高周波スイッチングを行い無騒音化と高速制御を達成している。

なお、FWエネルギー貯蔵装置およびその主回路・電力充放電制御は文献 (1), (2) に示すとおりである。

Fig.2. Control block diagram of the electrolytic capacitor-less CONV./INV.

3. 電解コンデンサレスコンバータ / インバータの制御方法と高効率化手法

＜3.1＞ 基本制御方法 図2に電解コンデンサレスコンバータ/インバータの制御ブロック図を示す。

図2破線(a)に示すように、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ている。追従制御方式の採用は、DCコンデンサが小さいことからDCリンク電圧安定化のためにはコンバータは高速応答を必要とするためであり、入力電流の振幅を制御する補償器 PI_1 の制御時定数も通常の1/2程度とした。

軽負荷時は入力フィルタのコンデンサに流れる進み電流の影響で入力力率が悪化する。この電流の大きさは電源電圧に比例し、電源電圧より 90° 進んでいる。そこで、図 2 破線 (b) のように電源電圧を 90° 遅らせ、流れる電流に相当する大きさの正弦波信号を指令値に加え、この電流による入力力率の悪化を補償している。⁽²⁾

図2破線(c)に示すようにインバータは、平均化制御(図2破線(d))と負荷電圧を一定正弦波電圧に制御する負荷電圧追従制御(図2破線(e))を採用している。

図2破線(d)の平均化制御は、電圧の極座標ベクトルの大きさを基本波周期で平均化し、定常的な誤差を検出し、これを補償するよう出力電圧指令を制御する方式である。

図2破線(e)の負荷電圧追従制御は、出力電圧をノッチフィルタを介して検出しPID補償器を用いて追従させる方式である。ここでノッチフィルタは2次系の高いQを減少させる作用をするもので、Qの高い出力LCフィルタの共振周波数成分を除去し安定した追従制御を可能にする。⁽²⁾なお、これら2つの制御の他にリアクトルの電圧降下補償を行うため、負荷電流をPD回路に通した信号をPID補償

図3 入力電圧・電流波形
Fig.3. Input voltage and current waveforms.

図4 コンバータ特性
Fig.4. Converter characteristics.

器出力に加えている。(4)

図3に入力電圧・電流波形を、図4にコンバータ特性を示す。DCリンク電圧はほぼ350V一定に制御され、変動率0.57%の良好な特性を示している。また、入力力率も入力電力1kW以上において99.6%以上を達成し、5kW以上においては99.8%を達成していることがわかる。また、軽負荷時の入力力率補償により大幅に軽負荷時の入力力率が上昇し、無負荷時でも86%以上を達成できた。

図 5 に抵抗負荷時における DC リンクコンデンサに流れ

図5 DCリンクコンデンサ電流と周波数スペクトル
Fig.5. DC link capacitor's current and its frequency spectrum.

図6 直列共振LCフィルタの補償効果
Fig.6. Compensation effect of the series resonance filter.

る電流波形とその周波数スペクトルを示す。DCリンクコンデンサを流れる電流は、 f_c および f_s をそれぞれ三角波キャリア周波数および電源周波数とすると $f_c \pm 3f_s$ がほとんどであり、2章の原理が確認できる。

図6に整流器負荷時における直列共振フィルタの補償効果を示す。 $6\omega_1$ 共振フィルタを接続したことによりDCリンク電圧リプル率は4.1%となり、DCリンクコンデンサに流れる電流も $6\omega_1$ の成分が1/5に減少している。

図7に5kVA整流器負荷（負荷率85%）における出力電圧・電流波形を示す。整流器負荷においても歪みの少ない安定した出力電圧を供給し、歪率は1.03%を達成している。

<3.2> 絶縁トランスレス制御 絶縁トランスレス化を実現する場合、周波数が入出力同一なUPSの場合は入出力における同一点を同電位に制御すれば可能となるが、本装置ではその一例として入出力中性点電位を同一に制御する。つまり、入出力の中性点をコンデンサで接続し、高周波成分を短絡させるとともに、低周波成分を電子的に制御することにより絶縁トランスレス化を実現し、小形化

図7 出力電圧・電流波形
Fig.7. Output voltage and current waveforms

(a) Without transformer-less control.

(b) With transformer-less control.

図8 入出力中性点間の電位差波形の周波数スペクトル

Fig.8. Between neutral points potential spectrum of the input and the output.

を図っている。

図2破線(f)に絶縁トランスレス制御ブロック図を示す。入出力中性点（図中A,B点）の電位差には第3高調波などの低周波成分と16kHzのキャリア周波数成分が存在する。キャリア周波数成分は制御不可能であるためコンデンサを用いてバイパスさせ低減し、低周波成分制御に与えるキャリア成分の影響を抑制している。本回路においては3次高調波に対し十分なインピーダンスを有する $10\mu\text{F}$ を採用した。低周波成分は抵抗分圧によって求められた中性点電位差を検出し、PD回路を介して各相電圧に零相分を重畳させることで入出力中性点電位を一致させる。なお、 4Ω はダンピング抵抗であり、中性点電位が同一に制御されれば電流は流れず、損失にはならない。⁽⁸⁾

図8に絶縁トランスレス制御結果を示す。制御なしの場合、中性点電位は、16kHzのスイッチング周波数成分が80.4Vrms、第3高調波も6.46Vrms生じている。トランスレス制御により各成分は2.92Vrms、0.47Vrmsに減少し、大幅な改善効果が見られ、トランスレス化が可能であることがわかる。

図9 パルストランスを用いたIGBTドライブ回路
Fig.9. IGBT gate drive circuit using the pulse transformer.

<3.3> パルストランスを用いたドライブ回路

図9にパルストランスを用いたIGBT駆動用ドライブ回路を示す。IC3は5MHzの高周波キャリア信号を発生させ、IC2でゲート制御信号により変調される。そして、IC1により増幅された変調ゲート信号によりパルストランスを介して高周波電力が伝送される。IGBTのゲート容量 C_g は600V, 75Aの使用素子において5.6nFであり、本回路ではIGBTのOFF時にゲートの蓄積電荷がRを通してトランジスタTrをONし、蓄積電荷を高速に引き抜いている。⁽⁹⁾

実験より、 $R=2k\Omega$, $h_{fe}=200$ の場合、ゲート端子よりみたIGBTの等価抵抗は $R/h_{fe}=10\Omega$ であり、また、実験よりONおよびOFFにおける遅れ時間はそれぞれ200nsと300nsである。IGBT駆動用ドライブ回路としては十分な高速動作が得られ、長寿命化が達成できる。

<3.4> スイッチング損失回収回路 図10にスナバ回路とスイッチング損失回収回路を示す。スナバ回路はコンデンサC1, C2および高速リカバリーダイオードD3, D4により構成され、IGBTのOFF時に電圧の立ち上がりを遅らせる。リアクタL1, L2はDCリンクコンデンサに直列に接続され、IGBTのON時の急峻な電流増加を防ぎ、ON時の損失を減少させる。⁽¹⁰⁾

IGBT1のON, OFF時について動作を説明する。IGBT1のON時、急峻に立ち上がるコレクタ電流 i_c をL1によって遅らせ、コレクタ-エミッタ間電圧 v_{ce} と i_c の重なりを減らし、ターンオン損失を低減する。その際、破線(1)のようにスナバコンデンサC1の電荷はD5・L3・C3・L1・IGBT1のループで放電されC3に蓄えられる。IGBT1のOFF時は、破線(2)のようにL1に蓄えられた誘導エネルギーはD7・C3を介してC3に全て蓄えられる。また、破線(3)のようにD3を介してC1に充電電流が流れ、 v_{ce} の立ち上がり時間を遅らせ、ターンオフ損失が低減される。つまり、C3にON, OFF時の損失が蓄えられる事になる。回生は、破線(4)のようにC3に蓄えられたエネルギーをFET1の20kHzのスイッチングによりDCリンクコンデンサに放電される。IGBT2についても同様である。

図11にIGBTの電圧・電流・損失波形を示す。これより、IGBT1素子における1回のONおよびOFF時のス

図10 スナバとスイッチング損失回収回路
Fig.10. Snubber and switching losses recovering circuit.

図11 IGBTの電圧・電流・損失波形
Fig.11. IGBT voltage v_{ce} , current i_c and its loss waveforms.

イッチング損失は、本スナバを付加しない場合にそれぞれ0.8mJ, 2.6mJである。また、付加した場合にはそれぞれ0.3mJ, 0.6mJと算出される。本スナバを付加した場合にはスイッチング損失を26%に抑えることができ、ヒートシンクのファンレス化が期待できる。

<3.5> UPSとしての実験結果 図12に効率特性を示す。スイッチング損失回収回路により効率は3%程度向上し、93.8%が得られている。

図13に5kW負荷時における0.15sの瞬時停電を模擬した場合の実験結果を示す。高速制御により瞬断無く電力を負荷に供給していることがわかる。

図 12 効率特性

Fig.12. Efficiency characteristics of the system.

なお、本装置の外形はFWを含めD400mm×W530mm×H700mm、重量は130kgで、装置はすべて20年以上の長寿命が期待できる。

4. むすび

本論文では、電解コンデンサレスコンバータ/インバータを用いたFW式UPSの開発を行った。これより、本UPSは従来に劣らない特性を実現するとともに、20年以上の長寿命化、高信頼性を達成することができた。また、絶縁トランスレス化が実現でき、損失回収回路による高効率化により、従来よりも大幅に小型・軽量化を実現することができた。

最後に、本研究は、関西電力(株)、三菱電機(株)および文部省科学研究費補助金の支援の下で行われたものであり、深く感謝の意を表す。

(平成9年1月23日受付、平成9年10月17日再受付)

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, vol.112, 877-882 (平4-9)
- (2) 安東至・森山顕・高橋勲:「3アームインバータ/コンバータを用いたフライホイール式UPSの開発」, 電学論D, vol.116, 1153-1158 (平8-11)
- (3) 篠原勝次・実成義孝・他:「平滑回路なし電圧形インバータ駆動誘導電動機の解析法と基礎特性」, 電学論D, vol.109, 637-644 (平元-9)
- (4) I.Takahashi et al.: "High Performance and Long Life Uninterruptible Power Source Using a Flywheel Energy Storage Unit", Conference Record of the 1990 IEEE IAS Annual Meeting, SEATTLE, PP.1049-1055. (1990)
- (5) 高橋勲・伊東洋一:「電圧形PWMインバータのDCフィルタの小形化」, 昭62電気関係学会北陸支連大, A-65
- (6) 伊東洋一・高橋勲 他:「コンデンサレスPWMインバータ(正弦波入力電流追従制御)」, 昭63電気関係学会関西支連大, G3-58
- (7) 乙部芳郎・高橋勲:「三相ダイオード整流回路の設計法」, 平5電気学会新潟支所研究発表会, C-4

図 13 瞬時電源異常実験結果

Fig.13. Experimental result at power accident.

- (8) 鈴井賢治・小金沢竹久・高橋勲:「絶縁トランスを必要としない三相インバータの制御法」, 平3電気学会全国大会, 504
- (9) 高橋勲・伊東洋一 他:「パルストランスを用いたパワーFETドライブ回路」, 平元電気学会全国大会, 465
- (10) I.Takahashi et al.: "Electrolytic Capacitor-less PWM Inverter", Conference Record of the 1990 IPEC, Tokyo, vol.1, PP131-138. (1990)

高橋 勲

(正員) 1942年3月10日生まれ。71年3月東京工業大学大学院工学研究科博士課程修了。工学博士。88年1月長岡技術科学大学教授、現在に至る。主として電力・エネルギー貯蔵、サーボシステムに関する研究に従事。IEEE Fellow

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。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に関する研究に従事。

伊東 洋一

(正員) 1966年2月1日生まれ。90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月サンケン電気(株)入社、現在に至る。主として電力変換器に関する研究に従事。

鈴井 賢治

(正員) 1966年12月23日生まれ。91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。94年7月富山大学工学部助手、現在に至る。主として電力変換器に関する研究に従事。