

入力電流を考慮した 常時インバータ式 UPS 用 AC-AC 電力変換器の設計法

学生員 米田 一己 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A design method of AC-AC converter for UPS aims to suppress discontinuous of the input current.

Kazuki Yoneda, Student Member, Jun-ichi Itoh, member

This paper proposes a design method for AC-AC converter which consists of T-type three-level rectifier and inverter, for an on-line UPS. The switching loss of the AC-AC converter is drastically reduced because the proposed converter is driven at a very low switching frequency which is six times of a grid frequency. The proposed circuit can achieve not only high efficiency, but also short instantaneous interruption time. However, the waveform of input currents has discontinuous; moreover, clear design methods for circuit parameters has not been found. In this paper, a design method for the proposed circuit is described. This method improves the input current waveforms. Additionally, the performance of the proposed method is confirmed by 3 kW prototype circuit.

キーワード：無停電電源装置, AC-AC 変換

Keywords : UPS, AC-AC converter

1. はじめに

従来, 多くのサーバールームや工場ラインにおいて高信頼性の電力が必要なため, 無停電電源装置(UPS)が使用されている⁽¹⁾⁽²⁾. UPS の中でも, 瞬時電圧低下補償が可能かつ, 停電時に無瞬断で電力を供給可能であることから, サーバルーム等の高信頼性が要求される場合には常時インバータ給電方式が適用されている⁽²⁾. しかし, 従来の常時インバータ給電方式 UPS は, 常に整流器とインバータを PWM 動作させているため, スイッチング損失が常時発生する問題がある. 近年では電力変換器の損失低減の手法として, マルチレベル変換器の研究が盛んに行われており⁽³⁾, UPS 用途においてもその有用性が確認されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾. しかし, この手法においても PWM 動作が常時必要であるため, 系統定常時のスイッチング損失低減には根本的に限界がある.

この問題に対して, 著者らは系統定常時のスイッチング損失を大幅に低減可能な常時インバータ給電方式 UPS を提案している⁽⁷⁾. しかし, 提案回路は軽負荷時に入力電流が不連続となりリングングを引き起こす為, 系統への悪影響を及ぼす恐れがある. また, 設計指針が明確化されていない.

本論文では, 提案回路の入力電流の不連続化についてメカニズムを確認し, 不連続化の原因である入力力率角に着目した受動素子パラメータの設計法を明らかにする. ここでは, 負荷変化による入力電流 THD が悪化を抑制可能な設計マップを導出し, 設計したミニモデル(200 V, 3 kW)においてその抑制効果を確認する.

2. 提案回路

〈2・1〉 回路構成

図 1 に著者らが提案している UPS 用の回路と, 系統定常時の入力電圧, 直流リンク電圧, 負荷電圧の波形を示す.

提案回路は双方向スイッチを用いた Vienna 整流器⁽⁸⁾と T 型 3 レベルインバータ, 停電時のバックアップ用バッテリーと降圧チョップで構成される. 直流リンクのコンデンサ C_{DC} は, 直流リンク電圧を非平滑とするため小容量とする.

〈2・2〉 動作原理

図 3 に提案回路のスイッチングパターン(r 相, u 相のみ)と入力相電圧, 直流リンク電圧, 出力相電圧の波形を示す.

本節では提案回路の, 系統定常時の動作原理を説明する. 提案回路の特徴は, 系統定常時のスイッチング回数を大幅に低減する点にある. 具体的には, 50Hz の入力電圧に起因する直流リンク電圧の 300Hz のリップルを積極的に活用することで, 半導体素子のスイッチングを 60 度毎のみとする.

整流器の 60 度スイッチングで直流リンクの p, o, n 点にそれぞれ入力電圧の最大相電圧 v_{max} , 中間相電圧 v_{mid} , 最小相電圧 v_{min} を割り当て, インバータ側の 60 度スイッチングによって負荷側の三相交流電圧 v_u, v_v, v_w は復元される. なお, 提案回路は直流リンクのコンデンサを小容量とすることで, 直流電圧波形は図 2 に示す非平滑の波形となる.

従って, 常に高速なスイッチング動作が必要な, 従来の常時インバータ給電方式 UPS に比べて, 提案回路は定常時のスイッチング損失を大幅に低減可能である.

3. 入力電流の不連続化を抑制可能な定数設計法

(3-1) 入力電流歪みの発生メカニズム

図4に入力電圧と入力電流の位相の関係図を示す。提案回路では、最大相と最小相の電圧はダイオードブリッジにより抽出するため、例えばr相が最大相の期間はr相の上側ダイオードを常に導通可能な状態とする必要がある。

提案回路の入力電流が正弦波の場合、力率角 θ の絶対値を30deg.以下とすることでダイオードを導通可能な状態にできる。しかし θ の絶対値が30deg.を超えた場合、r相が最大相である期間中に、電流の極性が負となる期間が発生するためダイオードの導通条件を満たすことが出来ず、入力電流の不連続化が生じる。よって、入力電流の連続性は下式によって判定できる。

$$|\theta| < 30\text{deg.} \dots\dots\dots (1)$$

ここで θ は、提案回路の入力インダクタ L_{IN} 、直流リンクコンデンサ C_{DC} 、負荷のパラメータによって決まる。そのため入力電流の不連続化は、回路パラメータに起因する θ が30 deg.以下となるよう回路設計し、負荷範囲を限定することで抑制が可能である。本論文では、(1)式の条件を満たすことを設計指針として設計法を導出する。

(3-2) 単相等価回路を用いた解析

図5(a)に提案回路の単相等価回路、図5(b)にRL直列等価回路を示す。1スイッチングステート中、図2の提案回路は、図5(a)の単相等価回路に置き換えて考えることができる。同回路中のコンデンサ C' は、提案回路の直流コンデンサ C_{DC} を Δ -Y変換したものであるため、容量が C_{DC} の三倍となっている。同回路のインピーダンス Z は下式で表せる。

$$Z = j\omega L_{IN} + \frac{j\omega L_{OUT} + R_{OUT}}{-\omega^2 C' L_{OUT} + j\omega C' R_{OUT} + 1} \dots\dots\dots (2)$$

(2)式を実部 Z_{RE} と虚部 Z_{IM} に分けて整理すると、下式が得られる。

$$Z = Z_{RE} + Z_{IM} \dots\dots\dots (3)$$

$$Z_{RE} = \frac{R_{OUT}}{(1 - \omega^2 C' L_{OUT})^2 + (\omega C' R_{OUT})^2} \dots\dots\dots (4)$$

$$Z_{IM} = \frac{(\omega L_{IN} + \omega L_{OUT} - \omega^3 C' L_{OUT}^2 - \omega C' R_{OUT}^2)}{(1 - \omega^2 C' L_{OUT})^2 + (\omega C' R_{OUT})^2} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、(3)式より、単相等価回路は、図5(b)のRL直列回路に変換することができる。さらに、上記の計算により求めた Z_{RE} 、 Z_{IM} を下式に代入することで、力率角 θ を算出可能である。

$$\theta = \cos^{-1} \frac{Z_{RE}}{\sqrt{Z_{RE}^2 + Z_{IM}^2}} \dots\dots\dots (6)$$

前節の(1)式より、入力力率角 θ を同式に代入することで、

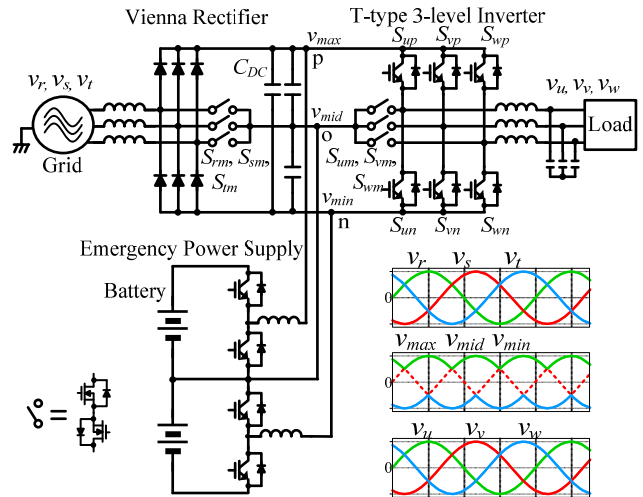


Fig. 1. Proposed AC-AC converter for UPS.

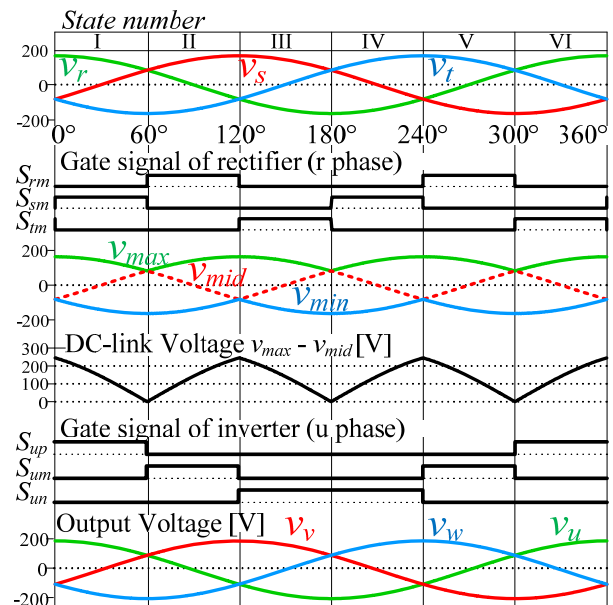


Fig. 3. Operation waveforms when the grid is not fail.

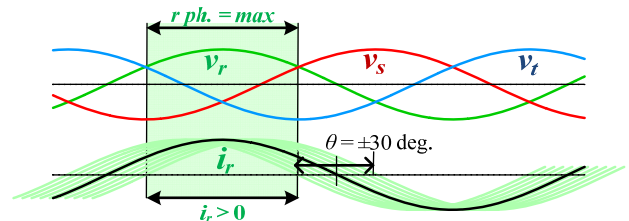


Fig. 4. A conduction condition for a rectifier diode.

入力電流の連続性を保ちながら60度スイッチング動作適用の可否は判定可能である。以降では Z_{RE} 、 Z_{IM} の比を r とし、これに着目した入力リアクトルおよび平滑コンデンサの設計法を述べる。具体的には、RL等価回路の虚部の Z_{IM} が Z_{RE} に対して一定の割合以下となるよう設計する。 r は下式となる。

$$r = \frac{Z_{IM}}{Z_{RE}} = \frac{Z_{L_{IN}} + Z_{L_{OUT}}}{Z_{R_{OUT}}} - \frac{(Z_{L_{OUT}}^2 + Z_{R_{OUT}}^2)}{Z_{R_{OUT}} Z_{C'}} \dots\dots\dots (7)$$

さらに、上記の右辺を基準化すると下式となる。

$$r = \frac{\%X_{L_{IN}} + \%X_{L_{OUT}}}{\%X_{R_{OUT}}} - \frac{\%X_{L_{OUT}}^2 + \%X_{R_{OUT}}^2}{\%X_{C'} \%X_{R_{OUT}}} \dots\dots\dots (8)$$

よって、(6)式は下記の(9)式に展開可能となる。このとき r は (10) 式の通り入力力率 θ の関数で表せる。

$$\theta = \cos^{-1} \frac{Z_{RE}}{\sqrt{Z_{RE}^2 + r^2 Z_{RE}^2}} \dots\dots\dots (9)$$

$$r = \tan \theta \dots\dots\dots (10)$$

すなわち(1)式の条件を満たすために $|\theta|$ を 30deg.未満にすることは、 $|r|$ を一定未満にすることとも言える。

ここで(8)式を $\%Y_{C'}$ について解き、(10)式を代入することで以下の設計式を得る。

$$\%Y_{C'} = \frac{\%X_{L_{IN}} + \%X_{L_{OUT}} - r \%X_{R_{OUT}}}{\%X_{L_{OUT}}^2 + \%X_{R_{OUT}}^2}$$

$$\%Y_{C'} = \frac{\%X_{L_{IN}} + \%X_{L_{OUT}} - \tan \theta \%X_{R_{OUT}}}{\%X_{L_{OUT}}^2 + \%X_{R_{OUT}}^2} \dots\dots\dots (11)$$

〈3・3〉 LC 設計マップを用いた回路設計

図 6 に提案回路の L_{IN} , $C'(C_{DC})$ 設計用のマップ (以下, LC マップ) を示す。提案回路は、(11)式において、 θ を -30 deg. から 30 deg. まで連続的に変化したときの、 $\%X_{Lin} - \%X_{C'}$ のグラフ上にあるパラメータを用いることで、(1)式の条件を満たすことができる。同グラフは、負荷条件によっても変化するため、設計においてはまず 60 度スイッチング動作を適用する負荷範囲を定める。なお、本検討では $\%X_{R_{OUT}}$ を変化させることで負荷電力を変化させる。今回の設計では定格負荷の $\%X_{R_{OUT}}$ を 100%とし、最も軽負荷となる条件を 1000%とする($\%X_{L_{OUT}}=6.8\%$ const.)。この 2 つの条件についてそれぞれ LC マップを描くと図 6(a)、図 6(b)が得られる。

図 6(a)の LC マップは(11)式の $\%X_{R_{OUT}}$ に 100%, $\%X_{L_{OUT}}$ に 6.8%を固定値として代入し、 $\theta = 30 \text{ deg.}$ と $\theta = -30 \text{ deg.}$ のグラフ間の範囲となる。図 6(b)の LC マップは図 6(a)で 100%としていた $\%X_{R_{OUT}}$ を 1000%とすることで得られる。本論文では前述した負荷範囲において常に入力電流を連続とするため、図 6(a)、図 6(b)のグラフの重ね掛けた、図 6(c)の LC マップの範囲内で回路定数を決定する。図 6(c)の LC マップは、図 6(a)の $\theta = 30 \text{ deg.}$ のグラフと図 6(b)の $\theta = -30 \text{ deg.}$ のグラフで囲んだ範囲となり、縦軸と横軸の切片は下式となる。

$$\%X_{L_{IN}} = \tan \theta \%X_{R_{OUT}} - \%X_{L_{OUT}} = 50.9\% \dots\dots\dots (12)$$

$$\%Y_{C'} = \frac{\%X_{L_{OUT}} - \tan \theta \%X_{R_{OUT}}}{\%X_{L_{OUT}}^2 + \%X_{R_{OUT}}^2} = 5.8\% \dots\dots\dots (13)$$

実機のパラメータについて、本論文では、図 6(c)の LC マップをもとに $\%Y_{C'}$ を 4.6%, $\%X_{Lin}$ を 5.7%としている。 $\%Y_{C'}$ は大きいほど停電時のバッテリー切替時間を稼げるため、LC

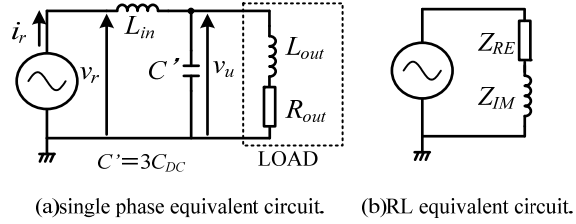


Fig. 5. Equivalent circuits of the proposed circuit.

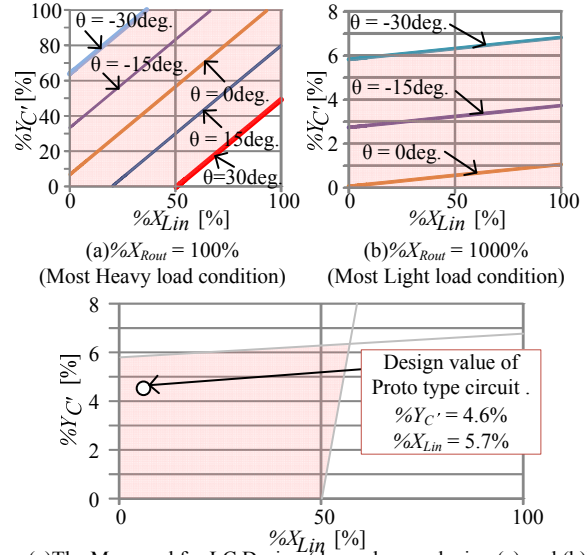


Fig. 6. The design map for input inductors and DC capacitors.

Table 1 Specifications of prototype circuit.

Input and Output line voltage V_{ac}		200V(rms)	
Rated power	3 kW	Load resistance	11 Ω
grid frequency	50 Hz	Load inductance	2.4 mH
Input inductance L_{IN}	2 mH	Capacitor C_{DC}	4.4 μF
Rectifier	6in1 IGBT module (fwd)		6MBP50NA060-01
$S_{up, vp, wp}, S_{um, vn, wn}$	2in1 IGBT module		2MBI50N-060
$S_{rm, sm, tm}, S_{um, vm, wn}$	MOSFET		2SK3522-01

マップの上側の値を用いるのが望ましいと言える。 $\%X_{Lin}$ は、コストと損失の観点では小さいほど望ましい。しかし L_{IN} は提案回路の昇圧モード⁽⁹⁾に用いる昇圧用インダクタでもあるため、 $\%X_{Lin}$ が小さいほど昇圧モード時の入力電流リップルが増大する問題がある。

4. 3 kW ミニモデルでの実機検証

本章では、前章で設計したパラメータで製作した 3 kW ミニモデルを用いて、設計時に設定した負荷範囲内で入力電流 THD が悪化しないことを確認する。表 1 に実機の仕様を示す。本章の実機検証では表 1 に示す通り、3kW のミニモデルを用いる。また、本章で実機検証に用いる回路は、図 1 のうちバッテリーと降圧チョップを除いた AC-AC 変換部のみの回路を用いる。なお、負荷電力は負荷抵抗 R_{out} を変更することで変化させている。

図 7 に負荷電力の変化に対する入力力率角 θ のグラフを示す。図中には、3 章の (7) 式と (9) 式より求まる、 θ の計

算値も示している。また、3章で設計したパラメータを、図6(c)のLC設計マップの範囲外で設計した場合と比較するため、グラフ中には $\%Y_C$ を9.2%とした時の結果も示している。図7より、3章で求めた θ の計算値が実験結果と一致していることがわかる。また、(1)式の条件を満たす負荷電力の下限値が、LC設計マップの範囲内で設計した場合280Wであるのに対し、範囲外で設計した場合は560Wとなる。負荷電力がこの値を下回る時には負荷電流が不連続となることで、入力電流THDが悪化する。

図8に負荷電力が500W時の入力電流波形(図7でa点の条件)、図9に負荷電力が200W時の入力電流波形(図7でb点の条件)を示す。結果より、入力力率角 θ が30deg.以下となるa点の条件では入力電流が連続となり、 θ が30deg.を超えるb点の条件では不連続となっている。

図10に負荷電力の変化に対する入力電流THD(40次以下)のグラフを示す。図10より、負荷電力が小さい条件でTHDが悪化していることが分かる。負荷電力500W時には、 $\%Y_C$ を9.2%とすると(1)式の条件を満たさない為THDが悪化しているが、 $\%Y_C$ を4.6%とした場合は(1)式の条件を満たしておりTHDを51%改善出来ている。ただし、 $\%Y_C$ が4.6%の場合でも、(1)式の条件を満たさないb点では入力電流THDが22%と悪化している。

5. まとめ

本論文では、UPS用AC-AC変換器について軽負荷時の入力電流THDが悪化するメカニズムを明確にし、任意の負荷範囲で入力電流の不連続化を抑制可能な設計法を導出した。その結果、60度スイッチングが可能な回路条件を定式化することで、設定した負荷範囲より回路の受動素子を設計可能なLC設計マップを得た。その後3kWミニモデルを用いた実機検証より、入力電流の連続となる負荷範囲が計算値と実験値で一致することを確認した。なお、提案したLCマップ内で設計した場合とマップ外で設計した場合を比較し、負荷電力500W時の入力電流THDが51%改善することを確認した。今後は、停電時のバッテリー給電回路の検討する予定である。

文献

- (1) 地福 順人・天野 比佐雄:「UPSの技術動向」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol.107, No. 11, pp. 1311-1315 (1987)
- (2) 伊東 洋一・森 治義・富田 博昭・吉田 修・田中 貞治・横山 智紀:「瞬低・停電補償分野における交流インターフェイスの技術動向」, 電気学会産業応用部門大会, 1-S12-2, pp. 123-128 (2009)
- (3) Kazuki Iwaya, Isao Takahashi: "Switching Type Power Amplifier Using Multilevel Inverter", IEEJ, Vol.123, No.11 pp.1339-1344 (2003)
- (4) Hirofumi Uemura, Florian Krismer, Yasuhiro Okuma, Johann W. Kolar, "η-ρ Pareto Optimization of 3-Phase 3-Level T-Type AC-DC-AC Converters Comprising Si and SiC Hybrid Power Stage", International Power Electronics Conference(IPEC), 2834-2841, 2014
- (5) 益永 博史:「技術開発レポート マルチレベル方式を用いた高効率大容量UPSの開発」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol.132, No. 10, pp. NL10_4-NL10_4 (2012)
- (6) Dean Richards, Junichiro Onishi, "Mitsubishi 9900A Series High

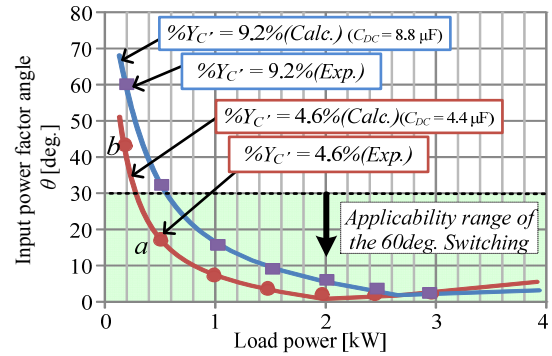


Fig. 7. Power factor angle characteristics.

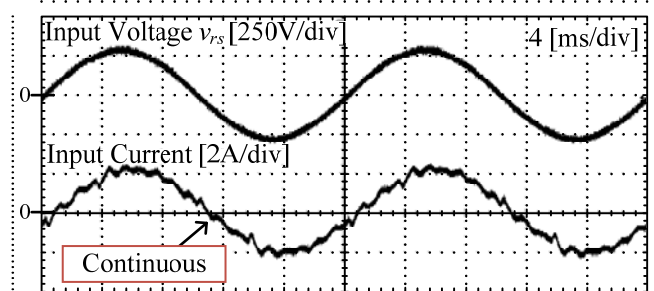


Fig. 8. Operation waveforms of the prototype circuit (point a).

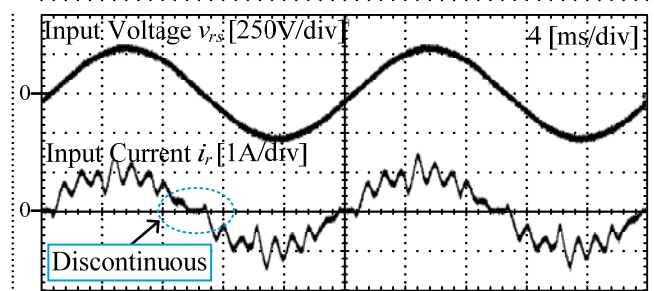


Fig. 9. Operation waveforms of the prototype circuit (point b).

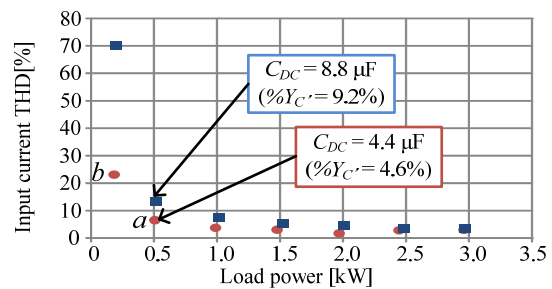


Fig. 10. THD characteristics of the prototype circuit.

- Efficiency True On-Line Double Conversion Uninterruptible Power Supply (UPS)", DRJO-TP1rev1: The Power of Green, pp. 1-9 (2008)
- (7) Kazuki Yoneda, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh: "Switching Loss Reduction of AC-AC Converter using Three-level Rectifier and Inverter for UPS.", IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, pp. 384-389 (2014)
- (8) J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Integrated Power Semiconductor Module", IEEE APEC, Vol. 2, pp. 514-523, 1996
- (9) 米田,高橋,伊東:「系統定常時のスイッチング損失を低減可能な常時インバータ式UPS用AC-AC変換器の波形改善法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, No. SPC-15-056, MD-15-056, pp. (2015)