

昇圧入力形フルブリッジコンバータの不連続モード動作解析

富岡, 聡

九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 博士後期課程

二宮, 保

九州大学大学院システム情報科学研究所電気電子システム工学部門

<https://doi.org/10.15017/1654540>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 13 (1), pp.25-31, 2008-03-26. 九州大学大学院システム情報科学研究所

バージョン :

権利関係 :

昇圧入力形フルブリッジコンバータの不連続モード動作解析

富岡 聡* · 二宮 保**

Analysis of Discontinuous Conduction Mode in Boost-Input Type Full Bridge Converter

Satoshi TOMIOKA and Tamotsu NINOMIYA

(Received December 14, 2007)

Abstract: A boost type converter is used in general for power-factor correction. In this case, a DC-DC converter is connected behind the boost converter to generate the isolated output voltage on secondary side. Such a two-stage converter has drawbacks of high cost, large size, and low efficiency. Previously, the full bridge converter that was combined with two boost converters has been proposed, and it is of high efficiency. However, this converter cannot be controlled in the duty ratio range of more than 0.5. This paper presents the improved converter that is able to be controlled for duty ratio of more than 0.5 by using the discontinuous conduction mode associated with the secondary inductor. As a result, a good power-factor-correction capability can be obtained. Furthermore, these characteristics were analyzed, and was confirmed experimentally.

Keywords: Boost converter, Power-factor correction, Full bridge, Single-stage, ZVS, Interleave

1. はじめに

コンピュータサーバやルータ等の通信機器の処理能力増大に対応するため、CPU、FPGA等の半導体デバイスの進歩が著しい。結果としてこれら半導体デバイスは高速大容量演算に対応するため、消費電力は増加し電源電圧は1V以下に低下している。低電圧を給電ドロップを最小にして供給するために、デバイス直近に電源装置を配置する分散化給電方式が採用されている。一般的な入力電源である商用100VACから低電圧駆動デバイスまでには、AC-DCコンバータ・バス電圧コンバータ・非絶縁コンバータ(POL:Point of Load converter)が使用され、総合的な電力変換効率はそれぞれのコンバータの積となり70%程度である。AC-DCコンバータの多くは力率を改善する昇圧形コンバータと絶縁型DC-DCコンバータで構成されている。電圧変換回路が2段になることにより、コストアップ、形状増大、効率低下という問題が生じている。電圧変換部を1段とする各種の回路方式⁵⁾が考案されているが、入力リップル電流が大きい等の問題があり比較的小容量に限定されている。

筆者らはこの2段方式コンバータの問題を解決する手段として昇圧入力形フルブリッジコンバータを提案し、力率改善と絶縁を1段方式で行いかつ高効率であることを示した。^{9),10)}しかしながら、この方式では1次側回路の時

比率が0.5を超えると2次側出力電圧が時比率に対して不変となり制御不能となることも判明した。

本論文では、2次側インダクタを電流不連続モードで使用することで、時比率が0.5を超えても出力電圧を時比率により制御可能であることを示した。このコンバータについて状態平均化法を用いて制御特性、負荷特性、動特性などの諸特性を明らかにした。更に各スイッチがターンオン時にゼロボルトスイッチングを達成しスイッチングロスが極めて小さく、高効率であることを示した。

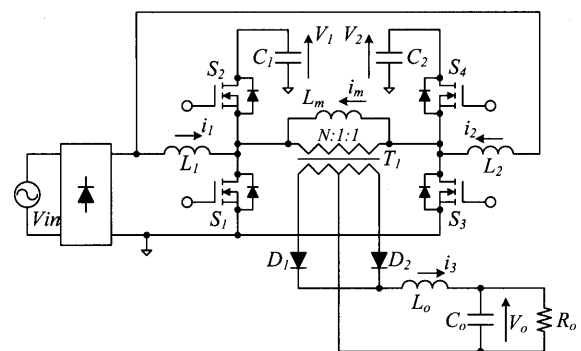


Fig. 1 Boost input type full bridge converter.

2. 昇圧入力形フルブリッジコンバータの提案

Fig. 1に提案した昇圧入力形フルブリッジコンバータの回路を示す。この回路は2つの昇圧形コンバータと絶縁トランスを組み合わせて、2次側に所望の出力電圧を得る

平成19年12月14日受付

* 電気電子システム工学専攻博士後期課程

** 電気電子システム工学部門

ことが出来る．2つの昇圧コンバータのスイッチ S_1, S_2 と S_3, S_4 は各々コンプリメンタリーで動作し， S_1, S_3 は180度位相がずれて同一時比率で駆動される．この回路方式では1段方式で効率改善と絶縁出力が可能となる．

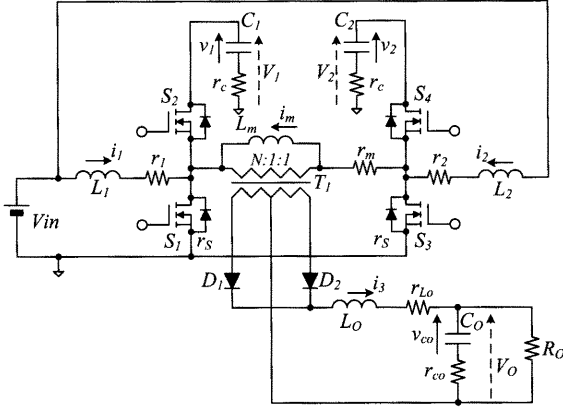


Fig. 2 Analysis model with DC input.

Fig. 2に特性解析に用いた直流入力時の等価回路を示す．出力側インダクタ L_o を電流連続モードで使用したときの，入力電圧 V_{in} に対する出力電圧 V_o の変換率を時比率 D の条件に応じて式(1),(2)に示す．

$D \leq 0.5$ の場合

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} N = \frac{2D(1-D)N^2 R_o}{\left[(1-D)^2 (N^2 (r_{L_o} + R_o) + r_m) + 2r_c (2D^2 - 3D + 1) + 2Dr_s + 2D^2 r_1 \right]} \quad (1)$$

$D > 0.5$ の場合

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} N = \frac{2N^2 R_o}{2r_1 + r_m + N^2 R_o + N^2 r_{L_o} + 4r_s} \quad (2)$$

抵抗成分による損失が十分に小さく無視できる場合は，以下のように表される．

$$D \leq 0.5 \text{ の場合 } M_o = \frac{V_o}{V_{in}} N = \frac{2D}{(1-D)} \quad (3)$$

$$D > 0.5 \text{ の場合 } M_o = \frac{V_o}{V_{in}} N = 2 \quad (4)$$

式(4)より $D > 0.5$ の場合に出力電圧が定数になり時比率 D で制御出来ないことがわかる．また1次側キャパシタ C_1, C_2 の電圧 V_C は損失の無視できる場合に全ての時比率で次式となる．

$$M_C = \frac{V_C}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (5)$$

3. 出力インダクタ不連続モードの解析

3.1 静特性の解析

(1) $D \leq 0.5$ の場合

この場合のタイムチャートをFig. 3にしめす．不連続モードの条件は，出力インダクタ L_o の電流が S_1 のターンオフから S_3 のターンオンまでの $1/2 - D$ 区間でゼロになることである．

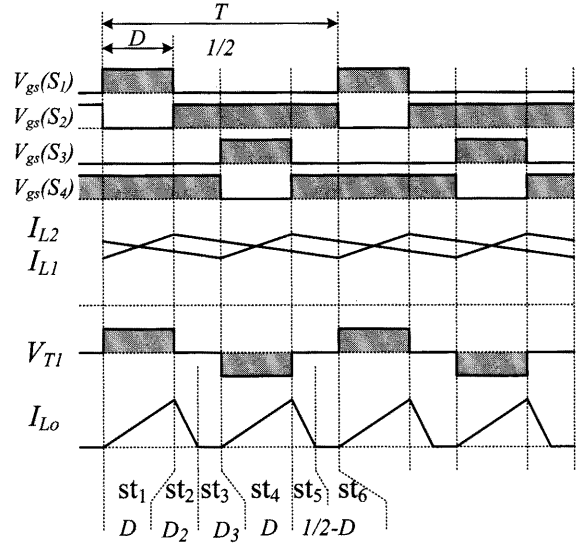


Fig. 3 Timing chart in discontinuous conduction mode. ($D \leq 0.5$)

解析は拡張状態平均化法¹⁾を用いて行う．各スイッチとインダクタの導通状態から1周期を $st_1 - st_6$ の6つの区間に分割し，各状態の等価回路より状態方程式を算出する．ここで低周波素子は1次側インダクタ L_1, L_2 ，1次側キャパシタ C_1, C_2 および出力コンデンサ C_o であるが，回路動作の対象性から L_1, C_1, C_o について求めれば十分である．ここで， L_1 の電流を i_1 ，電圧を v_{L1} ， C_1, C_o の電圧を v_1, v_{co} ，電流を i_{c1}, i_{co} とおき，状態変数を x ，補助変数を y とすると，状態方程式は(6)で表される．

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = G\hat{y} \quad (6)$$

$$x = \left(i_1 \ v_1 \ v_{co} \right)^T \quad (7)$$

$$y = \left(v_{L1} \ i_{c1} \ i_{co} \right)^T \quad (8)$$

$$G = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \end{pmatrix} \quad (9)$$

$st_1 - st_6$ の各状態について y_k を求める．

$$\mathbf{y}_1 = \begin{pmatrix} -r_1 i_1 - (i_1 + \frac{i_3}{N})r_s + V_{in} \\ 0 \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} + \frac{R_o i_3}{r_\alpha} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{y}_2 = \begin{pmatrix} -r_1 i_1 - (i_1 + \frac{i_3}{N})r_c - v_1 + V_{in} \\ i_1 + \frac{i_3}{N} \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} + \frac{R_o i_3}{r_\alpha} \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_3 = \begin{pmatrix} -(r_1 + r_c)i_1 - v_1 + V_{in} \\ i_1 \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{y}_4 = \begin{pmatrix} -r_1 i_1 - (i_1 + \frac{i_3}{N})r_c - v_1 + V_{in} \\ i_1 - \frac{i_3}{N} \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} + \frac{R_o i_3}{r_\alpha} \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{y}_5 = \begin{pmatrix} -r_1 i_1 - (i_1 + \frac{i_3}{N})r_c - v_1 + V_{in} \\ i_1 - \frac{i_3}{N} \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} + \frac{R_o i_3}{r_\alpha} \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{y}_6 = \begin{pmatrix} -(r_1 + r_c)i_1 - v_1 + V_{in} \\ i_1 \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} \end{pmatrix} \quad (15)$$

ここで r_α, r_β は,

$$r_\alpha = R_o + r_{co} \quad (16)$$

$$r_\beta = \frac{r_s + r_c + r_m}{N^2} + r_{Lo} + \frac{R_o r_{co}}{\alpha} \quad (17)$$

$\mathbf{y}_1 \sim \mathbf{y}_6$ を各状態の時比率で重み付けして平均化すると平均化補助変数 $\bar{\mathbf{y}}$ を導出できる。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}} &= D\mathbf{y}_1 + D_2\mathbf{y}_2 + \left(\frac{1}{2} - D - D_2\right)\mathbf{y}_3 \\ &\quad + D\mathbf{y}_4 + D_2\mathbf{y}_5 + \left(\frac{1}{2} - D - D_2\right)\mathbf{y}_6 \\ &= \begin{pmatrix} ((r_c - r_s)D - r_1 - r_c)i_1 - (1 - D)v_1 \\ \quad + \frac{(r_c - r_s)D}{N}i_3 + V_{in} \\ (1 - D)i_1 - \frac{D}{N}i_3 \\ -\frac{v_{co}}{r_\alpha} + \frac{(2R_o(D + D_2))}{r_\alpha}i_3 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

ここで i_3 は、出力インダクタ L_o の $D + D_2$ 区間における平均電流として求められる。

$$i_3 = \frac{(\frac{r_c - r_s}{N}i_1 + \frac{v_1}{N} - \frac{R_o v_{co}}{r_\alpha})DT}{2L_o + r_\beta DT} \quad (19)$$

電流不連続モードの度合いを表すパラメータを $K = 2L_o/R_o T$ として式(19)を書き換えると、式(20)を得る。

$$i_3 = \frac{[(r_c - r_s)r_\alpha i_1 + r_\alpha v_1 - R_o N v_{co}]D}{Nr_\alpha(R_o K + r_\beta D)} \quad (20)$$

さらに i_3 を式(18)に代入し、状態変数ごとに係数を整理すれば行列 \mathbf{A}, \mathbf{B} を求めることができ、状態方程式は(??)のように表される。

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}V_{in} \quad (21)$$

$$\hat{\mathbf{z}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \quad (22)$$

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} i_1 & V_1 & V_o \end{pmatrix}^T \quad (23)$$

出力方程式は(22)で表され、行列 \mathbf{C} も行列 \mathbf{A}, \mathbf{B} 同様各状態の平均として求めることが出来る。静特性は式(21)の左辺をゼロとして $\hat{\mathbf{x}}$ を求めればよい。

$$\hat{\mathbf{x}} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}V_{in} \quad (24)$$

D_2 は出力インダクタ L_o 電圧時間積が D 区間と D_2 区間で等しいことを用いて解くことが出来る。

$$\begin{aligned} &\left[\frac{(r_c - r_s)i_1}{N} + \frac{v_1}{N} - \frac{R_o v_{co}}{r_\alpha} - r_\beta i_3 \right] D \\ &= \left[-\frac{R_o v_{co}}{r_\alpha} - r_\gamma i_3 \right] D_2 \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} &\text{よって} \\ D_2 &= \frac{DR_o K [(r_c - r_s)r_\alpha i_1 + r_\alpha v_1 - R_o v_{co}N]}{\left[r_\gamma D [(r_c - r_s)r_\alpha i_1 + r_\alpha v_1] \right.} \\ &\quad \left. + R_o N [R_o K + D(r_\beta - r_\gamma)] v_{co} \right]} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\text{ここで,} \quad r_\gamma = \frac{2r_c + r_m}{N^2} + r_{Lo} + \frac{R_o r_{co}}{\alpha} \quad (27)$$

D_2 を \mathbf{x} に代入し \mathbf{x} の要素 i_1, v_1, v_{co} について連立方程式を立て解を求めることで静特性が得られる。損失が十分小さく無視できる場合の出力電圧 V_o の変換率を式(28)に、 $R_o = V_o/I_o$ として求めた負荷特性を式(29)に、連続モード動作との境界になる臨界負荷電流値を(30)に示す。

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} N = \frac{(\sqrt{D^2 + 2K} - D)D}{K(1 - D)} \quad (28)$$

$$V_o = \frac{D^2 T V_{in}^2}{N [N(1 - D)^2 L_o I_o + D^2 (1 - D) T V_{in}]} \quad (29)$$

$$I_{o\text{crit}} = \frac{D(1-2D)TV_{in}}{2N(1-D)L_o} \quad (30)$$

(2) $D > 0.5$ の場合

この場合のタイムチャートをFig. 4に示す。

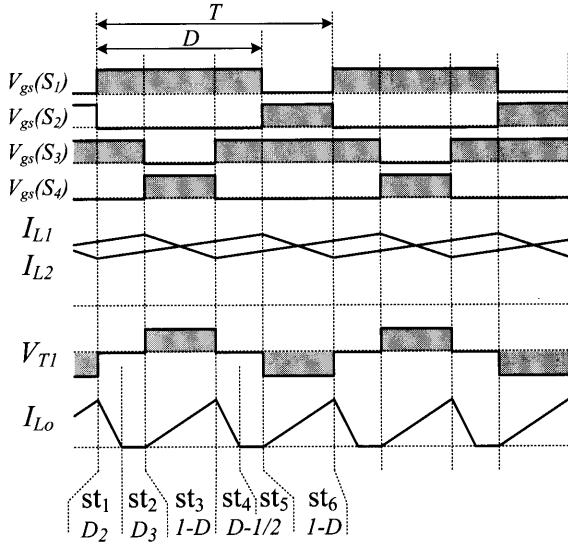


Fig. 4 Timing chart in discontinuous conduction mode. ($D > 0.5$)

$D \leq 0.5$ と同様に各状態のインダクタ電圧，キャパシタ電流について補助変数 y_k を求める。平均化補助変数 \bar{y} は以下のようにして求められる。

$$\begin{aligned} \bar{y} = & D_2 y_1 + (D - D_2 - \frac{1}{2}) y_2 + (1 - D) y_3 \\ & + D_2 y_4 + (D - D_2 - \frac{1}{2}) y_5 + (1 - D) y_6 \end{aligned} \quad (31)$$

損失が十分小さく無視できる場合の出力電圧 V_o の変換率を式(32)に， $R_o = V_o/I_o$ として求めた負荷特性を式(33)に，連続モード動作との境界になる臨界負荷電流値を(34)に示す。

$$M_o = \frac{V_o}{V_{in}} N = \frac{\sqrt{(1-D)^2 + 2K} - (1-D)}{K} \quad (32)$$

$$V_o = \frac{TV_{in}^2}{N[NL_o I_o + (1-D)TV_{in}]} \quad (33)$$

$$I_{o\text{crit}} = \frac{D(2D-1)TV_{in}}{2NL_o} \quad (34)$$

Fig. 5に K をパラメータとした電流不連続モードの電圧変換率を表す。図中 M_o は1次側コンデンサ C_1 の電圧変換率， $M_o(\text{CCM})$ は出力コンデンサ C_o の電流連続モード

時の電圧変換率を表している。電流連続モード時は時比率0.5以上で電圧が一定になり時比率での電圧制御が不能である。電流不連続モードではパラメータ K を減少させていくと出力電圧は1次側コンデンサの電圧特性に近似していくことが判る。電流不連続モードで $K = 0.002$ の時は時比率0.1以上で概ね昇圧コンバータと等しい特性となり， $D > 0.5$ においても時比率による電圧制御が可能になる。この場合1次側コンデンサと出力電圧のいずれかを安定させれば良い。昇圧コンバータの場合は $D = 0$ の場合に入力電圧が出力され短絡保護がコンバータの時比率制御では不可能であるが，本コンバータでは， $D = 0$ で出力電圧をゼロボルトに低下させることが可能であり，負荷短絡保護が容易である。

Fig. 6に負荷特性を示す。 I_o critical ラインより負荷電流が小さいときは電流不連続モードになる。この計算に用いたパラメータでは負荷電流10Aでほぼ全時比率で電流不連続モードになる。

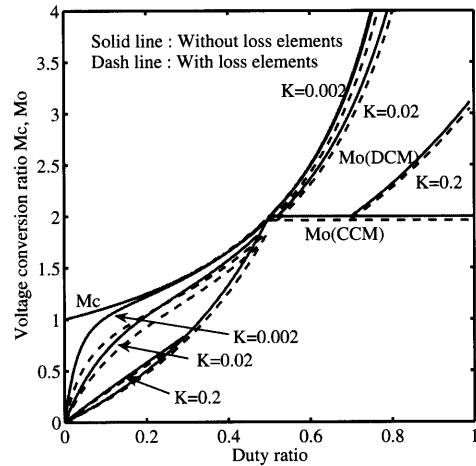


Fig. 5 Voltage conversion ratio of discontinuous conduction mode.

3.2 動特性の解析

$V_{in} \rightarrow V_{in} + \Delta V_{in}, D \rightarrow D + \Delta D, D_2 \rightarrow D_2 + \Delta D_2, R_o \rightarrow R_o + \Delta R_o$ に対して $\hat{x} \rightarrow X + \Delta X, \hat{z} \rightarrow Z + \Delta Z$ として，定常状態を表す式(21),(22)に微小変動を与え， $\Delta V_{in} = 0, \Delta R_o = 0$ として定常項と2次の微小項を整理すると，時比率に対する動特性を表す状態方程式(35)と出力方程式(36)が導出される。

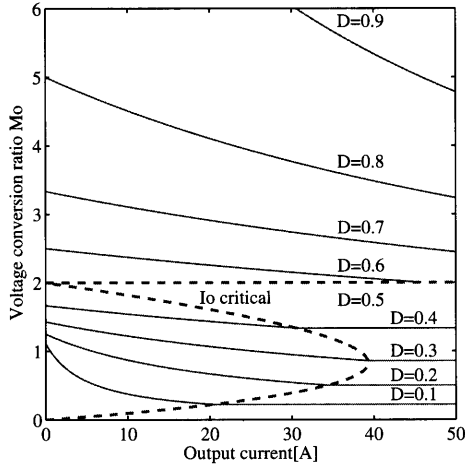


Fig. 6 Load characteristics.

$$\frac{d\Delta X}{dt} = A\Delta X + \frac{\partial A}{\partial D}\Delta D X + \frac{\partial A}{\partial D_2}\Delta D_2 X \quad (35)$$

$$\Delta Z = C\Delta X + \frac{\partial C}{\partial D}\Delta D X + \frac{\partial C}{\partial D_2}\Delta D_2 X \quad (36)$$

$$\text{ここで,} \\ \Delta X = \begin{pmatrix} \Delta i_1 & \Delta v_1 & \Delta v_{co} \end{pmatrix}^T \quad (37)$$

$$\Delta Z = \begin{pmatrix} \Delta i_1 & \Delta V_1 & \Delta V_o \end{pmatrix}^T \quad (38)$$

さらに D_2 を表す式(26)も同様に微小変動を与え、定常項、微小項を整理して

$$\Delta D_2 = f(\Delta D, \Delta i_1, \Delta v_1, \Delta v_{co}) \quad (39)$$

を得る。 ΔD_2 を式(35),(36)に代入して項を整理し、式(35)にラプラス変換を施せば、周波数特性を求められる。Fig. 7に周波数特性の理論値と測定値を示す。部品パラメータは次章のTable 1である。

4. 実験結果

4.1 直流入力

実験に用いたパラメータをTable 1に示す。

Fig. 8に K をパラメータとした制御特性データを示す。 K は出力インダクタ L_o の値を変えて調整した。 $K = 1.08$ の場合は全ての時比率で電流連続モードで動作している。Table 1に示す $L_o = 0.3\mu\text{H}$ の場合は $K = 0.02$ でありほぼ全範囲の時比率にて電流不連続モードで動作する。 $K = 0.007$ は出力インダクタ L_o を短絡した場合であり、トランス T_1 の2次側リーケージインダクタンスのみで電流制限されている状態である。 K を小さくし制御特性を昇

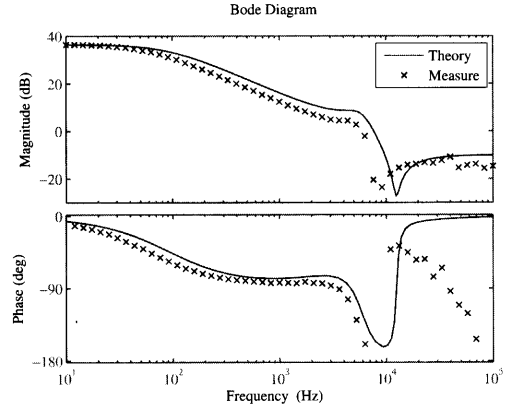


Fig. 7 Frequency response.

Table 1 Parameters for experiments.

Ref. No.	Note	Value
L_1, L_2	PQ2620	163[μH]
L_o	SMD coil	0.3[μH]
C_1, C_2	Film Cap.	2.2[μF]
C_o	Elec. Cap.	2350[μF]
T_1	PQ3230	
	Turn ratio	4:1
	Lm	2.45[mH]
$S_{1,3}$	MOS-FET	F20W60C3
$S_{2,4}$	MOS-FET	FK14KM
$D_{1,2}$	LLD	D20LC20
Frequency		200[kHz]

圧形コンバータに近づければ1次側コンデンサ C_1, C_2 の電圧と2次側出力電圧は比例し制御が容易になるが、2次側の電流ピークが増加するので考慮が必要である。

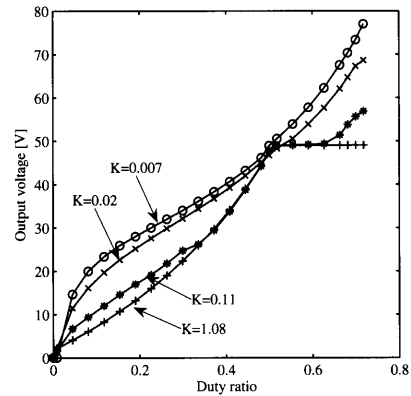


Fig. 8 Control characteristics of output voltage.

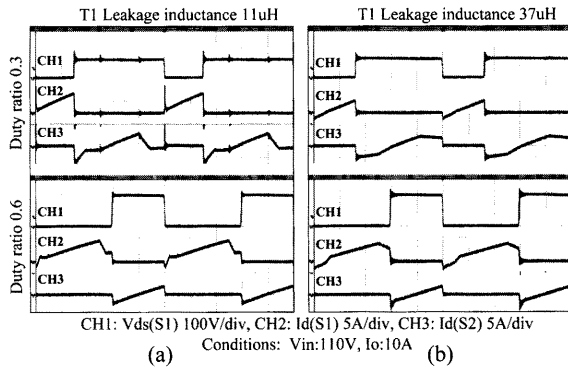


Fig. 9 Switching waveform.

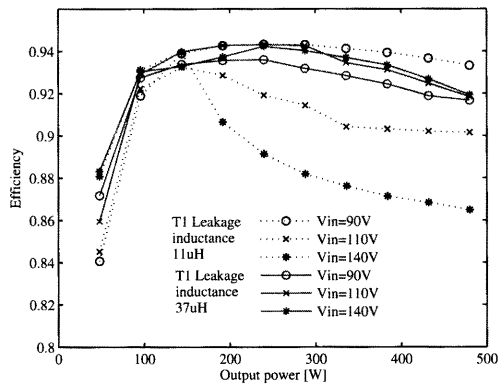


Fig. 10 DC input efficiency.

Fig. 9に480W出力時のスイッチ S_1, S_2 の電圧および電流を示す。Fig. 9(a)の波形はトランス T_1 の1次側リーケージインダクタンスが $11\mu\text{H}$ の場合であり、時比率0.3の波形ではスイッチ電流にサージが流れている。これはハイサイドスイッチ S_2 のターンオフ時にソースからドレイン方向に電流が流れているために、デットタイム期間に S_2 のボディダイオードが導通しローサイドスイッチ S_1 がターンオンする際に貫通電流が流れたことによるものである。一方Fig. 9(b)の波形はリーケージインダクタンスを $37\mu\text{H}$ に増加させた場合であり、トランスの電流がリーケージインダクタンスにより再生し続けることから、ソフトスイッチング動作になっている。

Fig. 10の効率特性から T_1 のリーケージインダクタンスを $37\mu\text{H}$ にした場合に出力電流2A以上で92%~94%の高効率が達成できていることがわかる。リーケージインダクタンスが $11\mu\text{H}$ の時は、前述の理由により効率が低下している。

4.2 交流入力

交流入力時の力率改善制御回路は、乗算器を用いて入力電圧波形と出力電圧誤算増幅器の出力を合成し、入力側インダクタの電流を制御する平均電流制御モードを用いた。Fig. 11の入力電流波形より交流入力の全導通角で

入力電流が制御され、高調波電流抑制コンバータとして十分な特性を有することが判る。Fig. 12は1次側インダクター L_1, L_2 の電流とそれらが加算された入力ブリッジダイオード部の電流波形である。インターリーブ接続されたインダクターの電流リップルが打ち消し合い、入力電流リップルは極めて小さくなる。これにより入力段のノイズフィルターの小形化が可能である。

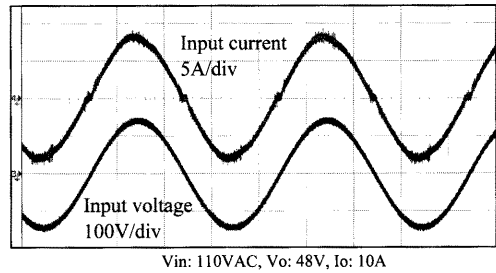


Fig. 11 Input current and voltage waveform.

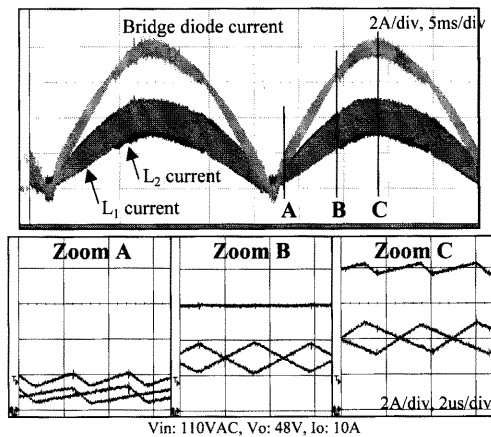


Fig. 12 Inductor current waveform.

Fig. 13は、提案するコンバータを力率改善動作させた時の総合効率である。比較に用いたコンバータは従来の昇圧コンバータとフォワードコンバータを接続した2段方式回路である。本提案のコンバータは最大90%の効率を達成し、仮に2段方式回路で90%の総合効率を得ようとするれば、力率改善部と絶縁部のコンバータはそれぞれ95%の効率を達成しなければならず、形状の増加やコストアップが必要になると思われる。

Fig. 14は力率特性である。Fig. 11の入力電流波形からも明らかであるように入力電流は正弦波状であり、力率も負荷率90%以上では0.95を超えている。

5. む す び

本論文では、提案した昇圧入力形フルブリッジコンバータの不連続モード動作を解析し、広範囲の時比率で

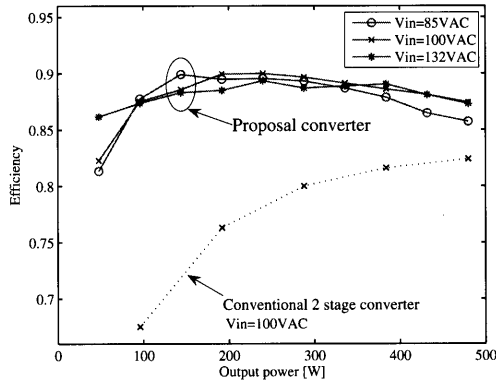


Fig. 13 AC input efficiency.

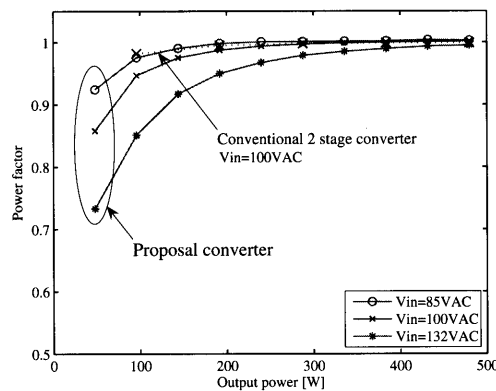


Fig. 14 AC input power factor.

制御可能であることを示した。その制御特性を拡張状態平均化法で解析した。動特性についても解析を行い、実測された周波数特性と一致することを確認した。トランスのリーケージインダクタンスがソフトスイッチングに寄与し、効率が改善できることが判った。交流入力で力率改善動作を評価し従来タイプの2段方式コンバータに比べ5%~10%効率が低いことを確認できた。本提案のコンバータは2次側出力電圧が1次側昇圧コンデンサの電圧に比例するため、1次側昇圧コンデンサの電圧を安定するこ

とで2次側出力電圧を安定化できるので制御回路が簡単に構成できる。しかしながら、制御ループの帯域は力率改善制御を行うために10Hz程度まで下げなければならず、リップル電圧の増加や過渡応答特性の低下が生じる。直接負荷に接続されない分散電源システムの間バス電圧供給用として用いれば、高効率でシンプルな電源システムを構築できる。今回は平均電流制御方式で力率改善動作を確認したが、1次側インダクタの臨界電流制御方式や他の方法についても検討していきたい。

参考文献

- 1) 原田耕介, 二宮保, 顧文献 スイッチングコンバータの基礎, コロナ社
- 2) R.D.Middlebrook, S.Cuk : "General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages," IEEE PESC'76 Record, pp. 18-34.
- 3) R.D.Middlebrook : "Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters" Proceeding of the IEEE, vol.76, No.4, pp.343-354, April 1988.
- 4) T.Ninomiya, M.Nakahara, T.Higashi, K.Harada: "Unified Analysis of Resonant Converters," IEEE transaction on power electronics, vol.6, No.2, pp.260-270, April 1991.
- 5) M.H.L.Chow, K.W.Siu, C.K.Tse, Y.S.Lee "A Nobel Method for Elimination of Line-Current Harmonics in Single-Stage PFC Switching Regulator" IEEE transaction on power electronics, vol.13 No.1, January 1998
- 6) Y.Jiang, F.C.Lee, G.Hua, W.Tang "A Novel Single-Phase Power Factor Correction Scheme" APEC 1993
- 7) 渡辺晴夫, 島山治彦, 石川孝明 "BHB(Boost Half Bridge) 方式電源" 信学技報 vol.98 No.172(1998-07-13) pp.27-34
- 8) A.K.S.Bhat, R.Venkatraman "A Soft-Switched Full-Bridge Single-State AC-to-DC Converter with Low Line Current Harmonic Distortion" PESC 2000
- 9) 園田高大, 富岡聡, 佐藤圭, 寺師裕人, 二宮保 "昇圧入力形フルブリッジコンバータの動作特性について" 信学技報 EE2004-9(2004-05) pp.49-54
- 10) 富岡聡, 寺師裕人, 二宮保 "インターリーブ方式昇圧入力形フルブリッジコンバータの特性解析" 電子情報通信学会論文誌B Vol.J89-B No.5 pp.655-663