高周波誘導加熱用ブリッジレス BHB 周波数変換器における 非平滑 DC リンク特性の検証

中川 雄貴*, 三島 智和 (神戸大学), 中岡 睦雄 (慶南大学)

An Evaluation on the Non-smoothed DC-Link Stage of a New Bridgeless Boost Half-Bridge ZVS-PWM Frequency Converter for HF Induction Heating Applications

Yuki Nakagawa*, Tomokazu Mishima (Kobe University), Mutsuo Nakaoka (Kyungnam University)

A practical evaluation of a new bridgeless boost half-bridge zero voltage switching (ZVS) pulse-width-modulation (PWM)-controlled utility ac (UFAC) – high frequency ac (HFAC) converter for induction heating (IH) applications is presented in this paper. The non-smoothed dc link capacitors in the frequency converter have a great relevance with power factor correction (PFC) of the source side and voltage boost ratio in the IH load side as well as ZVS range of the active switches. Theoretical and experimental analyses on the dc-link stage are described in details and the effectiveness of the frequency converter is discussed.

キーワード : UFAC-HFAC コンバータ (周波数変換器), ブリッジレス, ブーストハーフブリッジ, 高周波共振形 (HF-R) インバータ, ゼロ電圧ソフトスイッチング (ZVS), 誘導加熱 (IH) 応用

Keywords: utility frequency ac (UFAC)-high frequency ac (HFAC) converter, full-bridge diode rectifier-less (bridgeless), boost half-bridge (BHB), high frequency resonant (HF-R) inverter, zero voltage soft-switching (ZVS), induction heating (IH) application.

1. はじめに

誘導加熱 (IH) 技術は, 高い熱変換効率や部分加熱が可能である上に電気エネルギー利用環境としてクリーンであるなどの特徴を持つため, 家電・民生および業務・民生分野に加えて金属の高周波焼入れなどの産業用エレクトロニクス機器においても広く応用されている。この IH 応用電源機器システムにおいては, 商用周波交流 (UFAC) 電源から高周波 (HFAC) IH 負荷へと高効率に電力変換を行うプロセスが不可欠であり, ダイオード整流器-PFC コンバータ-HF インバータという 3 段式の電力変換プロセスを基本として現在までに種々の電力変換回路が開発されている^{(1)~(3)}。

これに対し, 筆者らはこれまでに, Fig. 1 に示すダイオードブリッジ整流回路を持たないブリッジレス構造でありながら, 昇圧レギュレーション機能を備えたブーストハーフブリッジ (BHB) インバータ構造をもつ IH 用ブリッジレス BHB ZVS-PWM 周波数変換器を提案しており, 試作器を用いた実験により, 高力率動作とともに高効率な電力変換特性を有することを実証している^{(4)~(7)}。一方, この提案周波数変換器は, 非平滑 DC リンクを利用した受動的な非可制御 PFC 動作となるため, その非平滑 DC リンクキャパシタが回路動作特性に大きく影響を与える事になる。これまでの評価においては, 非平滑 DC リンク部に焦点を当てた

Fig. 1. A proposed bridgeless BHB frequency converter.

詳細な検討はなされておらず, アクティブスイッチの ZVS 動作とともにその実証評価は不可欠である。

本稿では, 提案周波数変換器について非平滑 DC リンクキャパシタに依存した PFC 動作とともにそのピーク電圧昇圧特性, さらに ZVS 動作範囲について試作器実験により検証する。

2. 提案周波数変換器

提案周波数変換器の回路構成を Fig. 1 に示す。UFAC 電源 v_{in} をもとに, 入力リアクトル L_b , 逆流阻止用ダイオード

Fig. 2. Relevant voltage and current waveforms for an UFAC cycle.

D₃, D₄, さらにアクティブスイッチ Q₁, Q₂ と非平滑キャパシタ C₁, C₂ とにより AC チョップ回路と同時に PFC 回路を形成する。これと同時に, Q₁, Q₂ と等価直列抵抗 R_o および等価直列インダクタ L_o で表される IH 負荷, およびその力率改善と直列共振を兼ねた共振キャパシタ C_o からなる BHB 高周波共振形 (HF-R) インバータを形成しており, Q₁, Q₂ はロスレススナバキャパシタ C_{s1}, C_{s2} を利用した ZVS 動作を達成する。

2つのアクティブスイッチ Q₁, Q₂ の非対称 PWM パターンに基づく高周波スイッチングにより, 商用電源 v_{in} を入力リアクトル L_b を介して非平滑 DC リンク部 (v_d) で昇圧するため, C₁, C₂ の電圧は Fig. 2 から明らかなようにそれぞれ商用周波の半波整流に振幅変調の掛かる包絡線を示す。また同時に, C₁, C₂, C_o は L_o と直列共振を得て, C₁-C_o-L_o-R_o-Q₁ 及び C₂-Q₂-R_o-L_o-C_o の閉回路における高周波イ

Fig. 3. Asymmetrical PWM gate signal patterns for low- and high-side active switches.

Fig. 4. Relevant voltage and current waveforms for an HFAC cycle ($v_{in} > 0$).

ンバータ動作を行う。ここで回路の動作周波数 f_s を, HF-R インバータ部の共振周波数 f_r より高い誘導性負荷領域に設定し, 各アクティブスイッチ Q₁, Q₂ は, ZVS ターンオフおよびゼロ電圧・ゼロ電流ソフトスイッチング (ZVZCS) ターンオンを実現する。

提案周波数変換器の高周波電力制御として, Fig. 3 に図示するように v_{in} の極性に応じて Q₁, Q₂ のオン時比率を調整する固定周波数の非対称 PWM を適用する。ここでは,

Fig. 5. Mode transitions and equivalent circuits for a positive polarity half-cycle of v_{in} .

$v_{in} > 0$ の正半サイクルでは Q_1 , $v_{in} < 0$ の負半サイクルでは Q_2 のオン時比率により脈動リンク部 v_d の昇圧比は決まる。この時、回路動作 1 周期 T_s におけるオン時比率制御スイッチのオン期間を T_{on} と定義すると、そのオン時比率 D は以下に決まる。

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \dots \dots \dots (1)$$

電源電圧の正半サイクル $v_{in} > 0$ おいて、提案周波数変換器の高周波スイッチング周期における理論動作波形とモード遷移図を、Fig. 4 および Fig. 5 にそれぞれ示す。この $v_{in} > 0$ の条件における提案周波数変換器の回路動作遷移は、以下の 6 つのサブモードからなる。[Mode1: L_b 磁気エネルギー蓄積モード] ($t_0 \leq t < t_1$), [Mode2: 部分共振モード] ($t_1 \leq t < t_2$), [Mode3: ZVS モード] ($t_2 \leq t < t_3$), [Mode4: 電力供給モード] ($t_3 \leq t < t_4$), [Mode5: 部分共振モード] ($t_4 \leq t < t_5$), [Mode6: ZVS モード] ($t_5 \leq t < t_6$)。

なお、 $v_{in} < 0$ の負サイクルでは、Fig. 6 に示すように Q_1 と Q_2 , D_3 と D_4 , C_1 と C_2 および C_{s1} と C_{s2} での転流現象が入れ替わり $v_{in} > 0$ と同様の動作モード遷移を示す。

3. ZVS 動作と非平滑 DC リンク部電圧特性

提案周波数変換器におけるアクティブスイッチ Q_1 , Q_2 の ZVS 動作は、Fig. 4 によりそれぞれ

$$\frac{L_o i_o(t_1)^2}{2} > C_s v_d(t_1)^2 \dots \dots \dots (2)$$

$$\frac{L_o i_o(t_4)^2}{2} > C_s v_d(t_4)^2 \dots \dots \dots (3)$$

となり、UFAC サイクルで振幅変調のかかる非平滑 DC リンク電圧 v_d の瞬時値に依存する。ここで、 v_d はスイッチのオン時比率 D に加えて、非平滑 DC リンクキャパシタ C_1

Fig. 6. Mode transitions and equivalent circuits for a negative polarity half-cycle of v_{in} .

Fig. 7. Residual voltages of lossless snubbing capacitors.

Fig. 8. Residual voltage characteristics with input voltage instantaneous value and duty cycle.

および C_2 の値に応じて決まる。

上述の (2) 式および (3) 式から、これら ZVS 動作条件をもっとも満たしがたい v_d ピーク付近を評価対象とすると、負荷電流 i_o の瞬時値によっては Fig. 7 に示すようターンオ

Fig. 9. Experimental appearance of proposed UFAC-HFAC converter prototype.

Fig. 10. Measurement set-up of actual efficiency in frequency converter prototype.

Table 1. Circuit Parameters and Specifications of Prototype.

Item	Symbol	Value [unit]
Input source voltage(rms)	v_{in}	200 [V]
Input filtering inductor	L_f	200 [μ H]
Input filtering capacitor	C_f	750 [nF]
Input boost inductor	L_b	500 [μ H]
Utility frequency	f_u	60 [Hz]
Switching frequency	f_s	30 [kHz]
Series resonant frequencies	f_r	23 [kHz]
Dead time interval	T_d	2 [μ s]
Lossless snubbing capacitors	C_{s1}, C_{s2}	40 [nF]
Non-smoothed DC-link film capacitors	C_1, C_2	2 [μ F]
Series resonant capacitor	C_o	2 [μ F]
IH load equivalent resistance	R_o	4.7 [Ω]
IH load equivalent inductance	L_o	35 [μ H]

フするスイッチのロスレススナバキャパシタ電荷が完全に放電する前に相対するスイッチがオン状態することになる。この不完全な ZVS 動作を、通常のハードスイッチングと対比してセミ ZVS 動作と定義する。

ロスレススナバキャパシタ C_{s1}, C_{s2} の残留電圧と電源電圧 v_d の関係を、オン時比率 D をパラメータとしてシミュレーションにより検証した結果を Fig. 8 に示す。この特性図より、 $D = 0.33(P_o = 2.0\text{kW})$ 時の高出力域では、電源電圧が高い場所では完全な ZVS 状態であるが、電源電圧の低い場所では完全なソフトスイッチングではなく、残留電圧

が残ったセミ ZVS となっていることが確認できる。

以上のように、提案周波数変換器では、負荷電力すなわちスイッチのオン時比率 D のみならず非平滑 DC リンクキャパシタのピーク電圧に応じて ZVS 動作の達成が決まる事がわかる。

4. 実験評価と検討

〈4・1〉 試作器仕様および実験条件 非平滑 DC リンクに関連する提案周波数変換器の諸特性を、試作器により検証する。

試作器の外観を Fig. 9 に示し、またその回路パラメータおよび実験条件を Table 1 に表す。アクティブスイッチ Q_1, Q_2 には IGBT モジュール CM100DU-24NFH(1200V, 100A) を使用し、 D_3 及び D_4 には Ultra-Fast Recovery DiodeSTTH6012(1200V, 60A) を適用している。本試作器には、高周波リッツ線（撚り数 105）による平面型 IH ワークコイル（ターン数 23）を適用し、絶縁体（アクリル板）を介してステンレス鍋を実負荷として使用する。

本試作器の実測効率 η は、Fig. 10 示すように、高精度パワーアナライザを用いて単相商用電源の電圧および電流の各瞬時値より演算される平均電力 P_{in} と、IH ワークコイルの端子電圧およびその導通電流の瞬時値より同様に演算される平均電力 P_o とから、

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \dots \dots \dots (4)$$

さらに、非平滑 DC リンクキャパシタ C_1, C_2 を比較の一例として、 $2\mu\text{F}$ および $10\mu\text{F}$ と設定して、PFC 特性および非平滑 DC リンク電圧ピーク値特性を検証する。ここで、非平滑 DC リンクキャパシタを $10\mu\text{F}$ とする場合には、負荷共振周波数を $2\mu\text{F}$ における実験条件と整合するために直列キャパシタ $C_o = 1.5\mu\text{F}$ と調整する。

以下、 $C_1 = C_2 = 2\mu\text{F}$ の条件での実験を $C_d = 2\mu\text{F}$ とし、 $C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}$ の条件での実験を $C_d = 10\mu\text{F}$ とそれぞれ表記する。

〈4・2〉 実測特性比較 IH 負荷電力 $P_o = 3.0\text{kW}$ における $C_d = 2\mu\text{F}, 10\mu\text{F}$ 各々のスイッチング周期における実測波形を、Fig. 11(a), (b) にそれぞれ示す。これらの実測波形から、 Q_1 および Q_2 ターンオン時に ZVS、ターンオフ時に ZVZCS 動作をそれぞれ達成していることが明らかとなる。なお、ここでの非平滑 DC リンクキャパシタの条件に寄るアクティブスイッチの ZVS 動作達成範囲については、大きく差異は現れないことを確認している。

次に、出力 $P_o = 3.0\text{kW}$ における $C_d = 2\mu\text{F}, 10\mu\text{F}$ の電源周期での実測波形を Fig. 12(a), (b) にそれぞれ示す。これらの結果から、 $C_d = 10\mu\text{F}$ は $C_d = 2\mu\text{F}$ と比べて、非平滑キャパシタ電圧のリプル成分は低減することが確認できる。さらに、オン時比率 D に対する非平滑 DC リンク電圧ピーク値 $v_{d,peak}$ の特性曲線を Fig. 13 に比較する。これより、非平滑 DC リンクキャパシタ C_1 および C_2 の設定値を増やすことにより非平滑 DC リンクピーク電圧は抑制さ

Fig. 11. Observed voltage and current waveforms in HFAC cycle ($P_o = 3.0 \text{ kW}$).

Fig. 12. Observed steady-state waveforms in UFAC cycle ($P_o = 3.0 \text{ kW}$).

れ、その結果、スイッチの電圧ストレスは抑制される傾向にあることが分かる。

一方、 $C_d = 2 \mu\text{F}, 10 \mu\text{F}$ それぞれの出力 $P_o = 0.2 \text{ kW}, 1.0 \text{ kW}, 3.0 \text{ kW}$ における電源電圧 v_{in} および電源電流 i_{in} の波形を Fig. 15 と Fig. 16 にそれぞれ示す。これらより、 $C_d = 10 \mu\text{F}$ は $C_d = 2 \mu\text{F}$ と対比して電源電流の歪みが増していることが分かる。特に、 $P_o = 0.2 \text{ kW}$ においては顕著化することが確認できる。

また、Fig. 15 と Fig. 16 に対応する電源電流の高調波解析値を IEC61000-3-2classA 規制値と比較して Fig. 17 と Fig. 18 にそれぞれ示す。これらの結果から、出力 $P_o = 0.2 \text{ kW} \sim 3.0 \text{ kW}$ の全てにおいて、 $C_d = 2 \mu\text{F}, 10 \mu\text{F}$ の電

Fig. 13. Measured characteristics of the non-smoothed DC-link peak voltage $v_{d,peak}$ versus duty cycle.

Fig. 14. Actual efficiency versus output power curves.

源電流の高調波は規制値を下回るが、 $C_d = 10 \mu\text{F}$ では $C_d = 2 \mu\text{F}$ と比較して相対的に高調波電流が増加することが確認できる。

さらに、 $C_d = 2 \mu\text{F}, 10 \mu\text{F}$ それぞれの電力変換効率特性を Fig. 14 に示す。この効率特性より、非平滑 DC リンクキャパシタ容量に問わず電力変換効率特性に大きな差異は生じないことがわかる。なお、 $C_d = 2 \mu\text{F}, 10 \mu\text{F}$ の両条件ともに最高効率は $P_o = 2.0 \text{ kW}$ に最高効率 95.2 % を達成している。

以上の検証結果から、提案周波数変換器の動作原理の下では、非平滑 DC リンクキャパシタは電源電流の高調波抑制効果に大きく関係しており、1 指針としてスイッチの耐圧を著しく上昇させない範囲において小容量化することが明らかとなる。

5. まとめ

提案周波数変換器について、非平滑 DC リンクキャパシタの設定値に対するその電圧ピーク値特性と、商用電源側に対する PFC 動作特性の 1 検証結果を述べた。定性的な検証による回路パラメータの設計手法とその評価について、今後の検討課題としたい。

Fig. 15. Voltage and current waveforms in power supply ($C_d = 2 \mu\text{F}$).

Fig. 16. Voltage and current waveforms in power supply ($C_d = 10 \mu\text{F}$).

Fig. 17. FFT analysis of utility-side ac current i_{in} ($C_d = 2 \mu\text{F}$).

Fig. 18. FFT analysis of utility-side ac current i_{in} ($C_d = 10 \mu\text{F}$).

文 献

- (1) B. Saha, S. K. Kwon, N. A. Ahmed, H. Omori, and M. Nakaoka: "Commercial Frequency AC to High Frequency AC Converter With Boost-Active Clamp Bridge Single Stage ZVS-PWM Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.23, No.1, pp.412–419, Jan. 2008
- (2) 杉村央生・村岡秀和・平木英治・弘田泉生・安井健治・大森英樹・Hyun-Woo Lee・中岡睦雄:「直流平滑フィルタ DC リンクを持たない高周波誘導加熱用ソフトスイッチング PWM 電力変換器」, 電学論 D, Vol.125, No.11, pp.988–999 (2005-11)
- (3) N. A. Ahmed: "High-Frequency Soft-Switching AC Conversion Circuit with Dual-Mode PWM/PDM Control Strategy for High-Power IH Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.23, No.34, pp. 1440–1448, Apr. 2011.
- (4) Y. Nakagawa, T. Mishima, and M. Nakaoka: "A New Bridgeless Boost Half-Bridge ZVS-PWM High Frequency Resonant AC–AC Converter for Induction Heating", *The Paper Joint Tech. Meeting on Semiconductor Power Conv., Vehicle Tech., and Home and Consumer Appl.*, IEEJ, SPC-13-152/VT-13-35/HCA-13-57, pp.47–52 (2013-12) (in Japanese)
- (5) 中川雄貴・三島智和・中岡睦雄:「誘導加熱用ブリッジレス BHB ZVS-PWM 高周波共振形 AC–AC コンバータ」, 電気学会半導体電力変換/自動車/家電・民生研究会資料, SPC-13-152/VT-13-35/HCA-13-57, pp.47–52 (2013-12)
- (6) 三島智和・中川雄貴・中岡睦雄:「誘導加熱用ブリッジレス BHB ZVS-PWM 高周波共振形 AC–AC コンバータの実証評価」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会資料, SPC-14-41/MD-14-41, pp.83–88 (2014-1)
- (7) 中川雄貴, 三島智和, 中岡睦雄:「誘導加熱用ブリッジレス BHB ZVS-PWM 複合共振形 AC–AC コンバータ」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp.311–314, 2014 年 8 月
- (7) 中川雄貴, 三島智和, 中岡睦雄:「高周波誘導加熱用ブリッジレス BHB 共振形 AC–AC コンバータの電力損失分析」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会講演論文集, 2014 年 11 月

[質 疑]

(株) 日新電機・箕輪義文氏

[質問 1] 入力電源 V_{in} の正・負半サイクルの極性切り替え時にどういう工夫をしているのか。 $Q1$, $Q2$ に短絡電流が流れないのか。

[回答 1] スイッチング周期における途中の Mode で極性が切り替わったとしても、その時の電源電圧 V_{in} の値がゼロに近く、スイッチ素子の電流定格を超越するような短絡サージは発生しません。しがたって、電源周期とスイッチング周期で同期をとる必要はありません。

[質問 2] セミ ZVS の状態時に、Deadtime を可変させる等して、完全な ZVS 状態にできないのか。

[回答 2] 完全なゼロ電圧ソフトスイッチング(ZVS)状態条件として、誘導子(ワークコイル)と加熱負荷との等価インダクタンスと、スイッチに並列のロスレススナバキャパシタとの間で

$$\frac{1}{2}L_o i_{o,off}^2 > C_s V_{d,off}$$

$$C_s = C_{s1} = C_{s2}$$

の条件を満たす必要があります。ただし、 $i_{o,off}$ および $v_{d,off}$ はそれぞれスイッチターンオフ時のインバータ出力電流および非平滑 DC リンク電圧の瞬時値としており、本文中の(2)および(3)式が相当します。ゆえに、出力電力が低下し高周波インバータ出力電流が減少すると常識が満たさなくなります。この状態では、ブリッジレグの上下スイッチのデッドタイムを調整しても、ロスレ

ススナバの電荷を完全時充放電できなくなり、理想的な ZVS 動作とは異なるスイッチ転流プロセスとなります。なお、これは従来のハードスイッチングとはことなり、スイッチターンオフサージ電圧は抑制された状態ですので、第 3 章に述べるように一種のソフトスイッチとも言えます。

[質問 3] Fig11 において、 i_{Q1} に比べて i_{Q2} に大きな高周波振動が発生している要因はなにか。

[回答 3] Fig.8 の mode3, mode6 の図に示すように、 $Q2$ の逆並列ダイオードには電源電流 i_{in} が流れるため、 i_{Q1} に対して i_{Q2} は逆並列ダイオードに流れる電流が大きくなります。そのため、高周波振動も i_{Q2} の方が大きくなっています。

なお、この高周波振動はパワー半導体スイッチ内部の寄生インダクタンスおよびキャパシタンスに加えて、周辺の配線インダクタンスなどが要因となるものであり、他の ZVS 電力変換回路でも同様に発生します。

[質問 4] $C1$, $C2$ の最適値を決める指針はあるか。

[回答 4] PFC 動作の達成のためには、非平滑 DC リンクキャパシタの容量を小さくする必要があるが、小さくしすぎるとスイッチの耐圧が上昇してしまいます。よって、スイッチの耐圧を抑制できる程度に容量を小さくする必要があります。

この非平滑 DC リンクキャパシタを含めその特性も考慮した提案 AC-AC コンバータの回路パラメータ設計指針については、別途検証する予定です。

山口大学・山田洋明氏

[質問 1] Figs15.16 の V_{in} のリップルの原因は何か。また、その対策はあるか。

[回答 1]まず、講演原稿に記載の実験波形では、使用した差動プローブ等の不具合が要因と考えられ、校正等を行った上で再計測して、本稿に差し替えました。また、この問題とは別の要因として、実験を行った試験室内商用電源が歪んでいることが挙げられます。

なお、電源電圧歪みを含むような状態に置いても PFC 動作の達成は確認しています。すなわち、提案 AC-AC コンバータのもつ良好な PFC 動作は実証されています。