結合形コモンソースアクティブクランプ DC-DC コンバータの動作特性

正員 金 春峰* 正員 石原 好之*
正員 戸高 敏之* 正員 二宮 保**

Complex Type Common-Source Active Clamp DC/DC Converter

C.F. Jin*, Member, Y. Ishihara*, Member, T. Todaka*, Member, T. Ninomiya**, Member

This paper presents a complex type common-source active clamp converter. By adding a second winding to the transformer, and using two active-clamp switches connected in common-source type, the switching loss and switching noise can be reduced by means of the soft switching techniques. Furthermore, the complex type common source active clamp converter is constructed with the connection of a main switch to the boost inductor, can achieve corresponding to wide input range. The operation and characteristic of complex type common-source active converter is introduced.

キーワード：コモンソースアクティブクランプ回路, ZVS, ワールドワイド入力電圧, B-H ヒステリシス特性, 周波数応答
Keywords: common-source active clamped, ZVS, world wide input range, B-H Hysterisis, Dynamic response

1. まえがき

小形・軽量・高効率を特長とするスイッチングコンバータは、すでに各種の電子情報機器に広く用いられ、今日、更なる小形・軽量・効率化・低ノイズに向けての要求が一段と厳しくなっている。これらの解決策として、すなわちスイッチングコンバータの低損失化、小形化、低ノイズという3つの目標に向けて、スイッチングコンバータの高性能の先端技術として文献^[1]に提案・検討されている。その中でアクティブクランプ回路^[2]のような「エッジ共振」(部分共振)はスイッチングサージを抑え、ソフトスイッチング動作が行われ、低損失化と低ノイズ化を実現するに大きな効果がある。特に、図1に示すパルストランスを用いないで駆動できるアクティブクランプ回路方式は、ソフトスイッチング動作と同時に、コモンモードノイズ電流が電源回路内で相殺され、コモンモードノイズ低減に有効であることが文献^[3,4]で報告されている。

本論文では、従来のコモンソースアクティブクランプ回路方式の主スイッチと昇圧形インダクタを結合した結合形コモンソースアクティブクランプ回路方式^[5,6]を示し、

図1 従来形コモンソースアクティブクランプコンバータ

Fig. 1. Conventional common-source active clamp converter

その詳細な動作特性について述べる。

2. 回路構成及び動作原理

図2に結合形コモンソースアクティブクランプコンバータの基本回路図を示す。前段部はエネルギー蓄積用インダクタ L_i と主スイッチ Q_1 、エネルギー蓄積用キャパシタ C_e からなる昇圧形コンバータとなっており、後段部は主スイッチ Q_1 、トランス T 、エネルギー蓄積用キャパシタ C_e 、ダイオード D_1 、 D_2 、出力平滑フィルタ L_o 、 C_o からなるフォワードコンバータに、クランプキャパシタ C_a 及び補助スイッチ Q_2 からなるアクティブクランプ回路を付加しており、主スイッチ Q_1 及び補助スイッチ Q_2 のソース端子が同じグラウンドレベルで駆動できるコモンソース方

* 同志社大学 工学部〒610-0321 京都府京田辺市多々羅都谷 1-3
Faculty of Engineering, Doshisha University 1-3, Tatara
miyakodani, Kyotanabe-city, Kyoto 610-0321

** 九州大学大学院システム情報工学研究院電気電子システム部門
〒** 福岡市西区**
Dpet. EESE Kyushu University, nisiku Fuoka-city, Fukuoka
**

図 2 結合形コモンソースアクティブクランプコンバータ

Fig. 2. Complex type common-source active clamp converter

式となっている。また、前段部と後段部は共用の主スイッチ Q_1 により動作している。本コンバータはコモンソース方式なので、駆動制御回路から絶縁トランス等を介すことなく、スイッチ Q_1 と Q_2 を直接駆動する。

基本動作は、スイッチ Q_1 と Q_2 はデッドタイムを挟んで交互にオン・オフを繰り返しスイッチング動作を行う。主スイッチ Q_1 がターンオフすると、トランスの漏れインダクタンスによるサージエネルギーは、 C_e 、 Q_2 のボディダイオード、 C_a 、三次巻線 n_3 を通って吸収され、主スイッチ Q_1 の両端電圧をクランプする。また、主スイッチ Q_1 がターンオンする時には、トランスの励磁インダクタ及び漏れインダクタにより、主スイッチ Q_1 の電荷が引き抜かれ ZVS 動作が行われる。主スイッチ Q_1 と補助スイッチ Q_2 両方とも電圧クランプ動作と ZVS 動作が行われる。

3. 動作説明

本コンバータの動作は大きく五つの動作状態に分けることができる。その動作状態波形を図 3 に示す。主スイッチ Q_1 及び補助スイッチ Q_2 の駆動信号を v_{gs1} 、 v_{gs2} 、ドレイン・ソース間電圧を v_{ds1} 、 v_{ds2} 、ドレイン電流を i_{d1} 、 i_{d2} 、入力電流 (エネルギー蓄積インダクタの電流) を i_{in} 、トランス T の励磁電流を i_m とする。

• State 1 : $[t_0 < t < t_1]$

補助スイッチ Q_2 のターンオフ状態であり、この時にはトランスの励磁電流及び漏れインダクタの電流は一定の負の電流が維持されると同時に、主スイッチ Q_1 のドレインとソース間に蓄積された電荷が放電される。また、補助スイッチ Q_2 のドレインとソース間の寄生容量には電荷が充電される期間でもあり、充電電流がゼロに到達すると補助スイッチ Q_2 のドレインソース間電圧はエネルギー蓄積コンデンサ C_e 両端の電圧と出力電圧によりクランプされる。

• State 2 : $[t_1 < t < t_2]$

主スイッチ Q_1 のターンオン期間である。主スイッチ Q_1 のドレイン・ソース間の電荷が完全に引き抜かれ、主スイッチ Q_1 のボディダイオードが導通した時にターンオンすることにより、ゼロ電圧スイッチング (ZVS)

図 3 スイッチング動作波形

Fig. 3. Switching operation waveform

動作が行われる。また、この期間には負荷側にエネルギーの転送が行われる。トランスの漏れインダクタの作用により、一定の傾きを持ち電流が立ち上がるため、整流ダイオードのリカバリ特性が改善される。同時に、インダクタ L_i はエネルギーが蓄積される動作状態である。

• State 3 : $[t_2 < t < t_3]$

前の状態に続き、主スイッチ Q_1 のオン期間である。トランスの漏れインダクタにより、主スイッチ Q_1 電流は t_3 の時点で出力電流と等しいある一定の電流に到達した後、トランスの励磁インダクタには励磁電流が流れると同時に、負荷側にエネルギーを供給する。前の状態と同様にインダクタ L_i はエネルギーが蓄積される動作状態である。

• State 4 : $[t_3 < t < t_4]$

主スイッチ Q_1 のターンオフと補助スイッチ Q_2 のターンオン期間である。主スイッチ Q_1 がターンオフすると主スイッチ Q_1 の寄生容量に充電電流が流れると同時に、主スイッチ Q_1 両端の電圧はエネルギー蓄積コンデンサ C_e とアクティブクランプ用コンデンサ C_a によりクランプされる。また、補助スイッチ Q_2 の寄生容量に蓄積された電荷はトランス T の励磁インダクタ及び漏れインダクタにより引き抜かれ、ゼロに達すると補助スイッチ Q_2 のボディダイオードが導通

状態になる。この時に補助スイッチ Q_2 をターンオンすることによりゼロ電圧スイッチング (ZVS) 動作が行われる。

● State 5 : $[t_4 < t < t_5]$

主スイッチ Q_1 のオン, 補助スイッチ Q_2 のオン期間である。この場合, トランス T の励磁インダクタ及びアクティブクランプ用コンデンサ C_a , エネルギー蓄積コンデンサ C_e から構成するエネルギーの還流ループを形成する。一方, インダクタ L_i に蓄積されたエネルギーは蓄積コンデンサ C_e に転送しされる。同時に, 出力平滑インダクタ L_o はリセットされると同時に負荷へエネルギーを供給する。

補助スイッチ Q_2 がターンオフすると Stage 1 に戻り, State 1 ~ State 5 が繰り返されるスイッチング動作が行われる。

〈3・1〉 動作解析

動作解析では, 定常状態における主スイッチ Q_1 のオン状態 (Mode 1) とオフ状態 (Mode 2) についてのみ考慮し, その等価回路を図 4 に示す。トランス T の励磁インダクタンスを L_m , 一次側と二次側の巻数比を $n = (n_1, n_3) : n_2$ として, 二次側を一次側に変換している。また, 一次巻線 n_1 と三次巻線 n_3 の巻数は等しいとした。図 4 において, 出力インダクタ L_o , 平滑用キャパシタ C_o , エネルギー蓄積用インダクタ L_i , エネルギー蓄積用キャパシタ C_e 及びクランプキャパシタ C_a を低周波変数とし, それぞれ定電流源 $\hat{i}_L, \hat{i}_i$, 定電圧源 $\hat{v}_c, \hat{v}_e, \hat{v}_a$ とし, 式 (1) のように定義する。

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_L & n\hat{e}_o & \hat{i}_i & \hat{v}_e & \hat{v}_a \end{bmatrix}^T \dots\dots\dots (1)$$

拡張状態平均化法^[8]を用い, 状態方程式 (2) に対して 1 スwitchング周期 T_s 平均値を求めると, 式 (3) のように係数 **A**, **B** が求まる。

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}E_i \dots\dots\dots (2)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \frac{-r_L}{L_o} & \frac{-1}{n^2 L_o} & 0 & \frac{D}{n^2 L_o} & 0 \\ \frac{n^2}{C} & \frac{-1}{C_o R} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-2D'}{L_i} & \frac{D'}{L_i} \\ \frac{-D}{C_e} & 0 & \frac{2D'}{C_e} & \frac{-(D-D')^2}{C_e r_t} & \frac{-D'(D-D')}{C_e r_{t2}} \\ 0 & 0 & \frac{-D'}{C_a} & \frac{-D'(D-D')}{C_a r_t} & \frac{-D}{C_a r_t} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_i} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \dots\dots\dots (3)$$

定常状態では $d\hat{\mathbf{x}}/dt = 0$ とおくことにより, 定常値 **X** は次式となる。

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}E_i \dots\dots\dots (4)$$

(a) モデル 1 (Q_1 :on, Q_2 :off, D_1 :on, D_2 :off)
(a) Model1 (Q_1 :on, Q_2 :off, D_1 :on, D_2 :off)

(b) モデル 2 (Q_1 :off, Q_2 :on, D_1 :off, D_2 :on)
(b) Mode2 (Q_1 :off, Q_2 :on, D_1 :off, D_2 :on)

図 4 等価回路

Fig. 4. Equivalent circuit

$$\begin{bmatrix} \frac{I_L}{n} \\ \frac{nE_o}{nE_o} \\ I_i \\ V_e \\ V_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D}{n^2(r_L + R) + D^2 r_t} \\ \frac{Dn^2 R}{n^2(r_L + R) + D^2 r_t} \\ \frac{D^2}{n^2(r_L + R) + D^2 r_t} \\ \frac{n^2(r_L + R)}{n^2(r_L + R) + D^2 r_t} \\ \frac{(D - D')n^2(r_L + R) - D^2 r_t}{D'[n^2(r_L + R) + D^2 r_t]} \end{bmatrix} E_i \quad (5)$$

内部抵抗 r_t, r_L を無視し簡略化すると,

$$\begin{bmatrix} \frac{I_L}{n} \\ \frac{nE_o}{nE_o} \\ I_i \\ V_e \\ V_a \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \frac{D}{n^2 R} \\ \frac{D}{D^2} \\ \frac{D^2}{n^2 R} \\ \frac{1}{1 - 2D} \\ \frac{1 - 2D}{1 - D} \end{bmatrix} E_i \dots\dots\dots (6)$$

主スイッチ Q_1 の電圧 v_{ds1} は, 蓄積用キャパシタ電圧 V_e とクランプキャパシタの電圧 V_a によりクランプされる。式 (6) を用いて v_{ds1} を入力電圧 E_i , 出力電圧 E_o , 巻数比 n で表すと下記の式 (7) になる。

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= 2V_e - V_a \\ &= \frac{E_i^2}{E_i - nE_o} \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

スイッチ両端電圧は式 (7) に示すようにスイッチングの

ターンオフ時には常にクランプされるため、回路上の寄生インダクタなどに起因するサージ電圧によるスイッチの電圧ストレスが低減される。

〈3・2〉 高周波トランスの B-H 特性 コンバータに用いられている高周波トランスの B-H ヒステリシス特性における動作領域は高周波トランスを設計する上で重要なことである。図 5.(b) に時間領域におけるトランス磁束密度を得るためのインダクタモデルを示す。このモデルにおいて、 $i_C = v_L$, $C = NA$ と定義する。ここで、N は巻数、A はコア断面積を示す。時間領域におけるトランスの磁束密度は下記の関係式から得ることができる。

$$v_C = \frac{1}{C} \int i_C dt = \frac{1}{NA} \int v_L dt = B \cdots \cdots (8)$$

つまり、 v_C の意味はテスラであるコアの磁束密度の数値と等しい値である。また、等価回路において下記の式 (9) で定義する。

$$\begin{aligned} i_C &= v_L, v_R = v_C, i_L = \frac{l}{N} i_R, \\ C &= NA, R = \mu_e \mu_o \cdots \cdots (9) \end{aligned}$$

ここで、 l は磁路長、 μ_e はコアの透磁率である。DC/DC コンバータのスイッチング動作波形から、式 (9) により線形抵抗 R に置き換わるコアの非線形 B-H 特性を正確に評価することができる [8]。

図 5.(a) にスイッチング動作が行われる際、従来形と結合形コモンソースアクティブクランプ DC/DC コンバータの高周波トランスの B-H ヒステリシス特性を示す。従来形の高周波トランスの磁束変化は B-H ヒステリシス動作領域において 1 相限で軌跡を描いているのに対し、結合形では原点を中心に 1 相限と 3 相限で対称的に動作していることが確認され、高周波トランスの更なる小形化が期待できる。

〈3・3〉 周波数応答特性 上記の式 (2) において、入力電圧 E_i 、時比率 D 、負荷抵抗 R などにそれぞれ微小変動 $E_i \rightarrow E_i + \Delta E_i$, $D \rightarrow D + \Delta D$, $R \rightarrow R + \Delta R$ を与えることにより、コンバータの動特性を調べることができる [7]。各変数における ΔD のみに対する応答は下記の式 (10) に表す。

$$\begin{aligned} \frac{\Delta X(s)}{\Delta D(s)} \Big|_{\Delta E_i \rightarrow 0, \Delta R \rightarrow 0} \\ = (sI - A)^{-1} \left(\frac{\partial A}{\partial D} X + \frac{\partial B}{\partial D} E_i \right) \cdots \cdots (10) \end{aligned}$$

ここで、出力電圧のレギュレーション特性 $\Delta V_o(s)/\Delta D(s)$ に対して従来形と結合形の動特性比較を行う。図 6.(a)(b) に従来形と結合形の周波数特性 $\Delta V_o(s)/\Delta D(s)$ をそれぞれ示す。図 6.(a) に示す従来形では 300Hz 付近で通常の DC/DC コンバータの 2 次系周波数特性が存在するのに対して、結合形では 5 次系の周波数特性が確認されている。特に結合形では 500Hz 付近において、位相が 180 度大きく反転するため、従来形に比べて更なる不安定要素が含まれている。コンバータレギュレーションを行う際のフィード

(a) トランスの B-H ヒステリシス特性
(a) B-H hysteresis characteristic of transformer

(b) 時間領域磁束密度モデル
(b) Model of time-domain flux density

図 5 B-H ヒステリシス特性とモデル
Fig. 5. B-H hysteresis characteristic and the model

(a) 従来形 $\Delta V_o(s)/\Delta D(s)$
(a) Conventional type $\Delta V_o(s)/\Delta D(s)$

(b) 結合形 $\Delta V_o(s)/\Delta D(s)$
(b) Complex type $\Delta V_o(s)/\Delta D(s)$

図 6 動特性

Fig. 6. Dynamic response

バック設計において、電流モード制御などを含むフィードバック系に工夫する必要がある。

表 1 回路パラメータ

Table 1. Circuit parameters.

Input voltage E_i	48V
Input voltage variation range E_i	36~72V
Output voltage E_o	12V
Switching frequency f_s	100kHz
Turn ratio $n_1 : n_2 : n_3$	15:10:15
Energy storage capacitance C_e	220 μ F
Clamp capacitance C_a	94nF
Smoothing capacitance C_o	3300 μ F
Smoothing inductance L_o	120 μ H

(a) スイッチ Q_1 の電圧電流波形
(a) Waveforms of main switch Q_1

(b) 補助スイッチ Q_2 の電圧電流波形
(b) Waveforms of auxiliary switch Q_2

図 7 スイッチング波形 (実験結果)

Fig. 7. Switching waveform (Experimental)

4. 実験結果

図 2 に示す回路において Table1 で示す回路パラメータを用いて実験を行った. 図 7(a),(b) に定格入力電圧 48V, 出力 12V/6A 時の主スイッチ Q_1 及び補助スイッチ Q_2 の電圧・電流波形を示す. 両スイッチともにスイッチのターンオフ時に電圧サージが抑制され, それぞれ約 80V, 70V にクランプされていることがわかる. また, ターンオン時の主スイッチと補助スイッチ両方共, 両端電圧がゼロになってから電流が立ち上がっており, ZVS 動作が確認されている. また, ワールドワイド入力電圧 36V~72V に対応しながら, 平坦な効率特性を維持し, 定格入力電圧 48V においては最高効率 92.7% が確認されている.

5. まとめ

本論文では, 結合形コモンソースアクティブクランプ DC/DC コンバータについて解析および実験結果より諸特性を明らかにした.

(1) 簡単な等価モデルを構築し, 拡張状態平均化法を用い動作解析を行った結果, 解析結果と実測結果はほぼ一致しており, モデル及び解析の妥当性が示された.

(2) コモンソース方式のアクティブクランプ回路により, パルストランスを用いず簡単な駆動回路となり, 主スイッチ及び補助スイッチ両方ともにスイッチングターンオフ時には電圧クランプ動作が行われ, サージ電圧が抑制された. また, 主スイッチ及び補助スイッチ両方ともにスイッチングには ZVS 動作を実現した.

(3) 高周波トランス B-H ヒステリシス特性は結合形では原点を介し, 1 相限と 3 相限で対称的な特性が示され, 高周波トランス更なる小形化が期待できる.

(4) 出力電圧レギュレーション動特性において, 結合形では出力電圧安定化するためのフィードバックの設計に工夫が必要である.

(5) ワールドワイド入力電圧 (36~72V) に対して高効率特性が得られた. 特に, 定格入力電圧 48V において最高効率 92.7% が得られた.

[謝 辞]

本研究の遂行に当たりご協力して頂いた同志社大学大学院院生三浦 究君に謝意を表す.

文 献

- (1) 二宮 保, 庄山 正仁: 「高周波スイッチングコンバータと EMI」, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会, 1-O6-4, pp149-152 (2006)
- (2) B.Barn: APEC'86 Record, pp.58-70(1986)
- (3) M.Shoyama, G.Li, T.Ninomiya, IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol.50, No.6, pp.1095-1099 (2003)
- (4) G.Li, M.Shoyama, T.Ninomiya, T.Inoue: "Common-mode noise reduction in DC-DC converters by Common-Source type active-clamp technique", PESC'01 Record, pp.1773-1778 (2001)
- (5) 金春峰, 張峰, 二宮保: 「新しい高効率ソフトスイッチング AC-DC コンバータ」, H14 年電気学会産業応用部門大会, pp.205-206 (2002)
- (6) 三浦究, 金春峰, 石原好之, 戸高敏之: 「コモンソースアクティブクランプ複合形 DC-DC コンバータの動作特性」, H18 年電気学会全国大会, No.4-618
- (7) 原田耕介, 二宮保, 顧文建: 「スイッチングコンバータの基礎」, コロナ社 (1992)
- (8) J.Liu, T.G.Wilson, R.C.Wong, R.Wunderlich, F.C.Lee: "A Method for Inductor Core Loss Estimation in Power Factor Correction Applications", PESC'02 Record.

質疑

1 【結合形とすることにより、従来形に対して、入力電圧の範囲がどれほど広がったのでしょうか？】（質問者：三菱電機 東聖）

従来形に対して、結合形とすることによりワールド・ワイド（36V-72V）の広範囲入力電圧に対応できるようになりました。ここで、単純に入力電圧範囲だけではなく、ワールド・ワイド入力電圧に対応しながら高効率特性を維持するというのが大きなポイントになります。

2 【図6の動特性において500Hz近傍の位相急変はどのような理由で引き起こされているのか？】（質問者：三菱電機 東聖）

図6. の動特性において500Hz近傍での位相急変は、主に図2に示す回路図のインダクタ L_i とエネルギー蓄積コンデンサ C_i からなる固有共振周波数より起こるものです。

3 【実験ではどのような制御で図6の不安定要素を改善しているか？】（質問者：三菱電機 東聖）

実験では、フィードバック制御を簡単にするため、カットオフ周波数を500Hz以内の300Hz付近で設定することにより、安定した出力電圧を得ることにしました。

4 【メインスイッチターンオフ時のサージ電圧について、ノイズの影響が懸念されるが、サージ低減にたいする具体的な対策はあるか】

（質問者：(株) ジーエス・ユアサ 遠藤浩輝）

図7. に示すようにメインスイッチのターンオフ時において、補助スイッチからなるアクティブクランプ動作によりきちんと75V付近で電圧クランプ動作が行われていることがわかります。その結果、サージ低減対策とか特に必要ありません。