コモンソース形アクティブクランプ回路を用いた DC-DC コンバータのノイズ低減法

学生員 李 戈* 正員 二宮 保*
正員 庄山 正仁*

Noise Reduction of Common-Source Type Active-Clamped DC-DC Converters

Ge Li*, Student Member, Tamotsu Ninomiya*, Member, Masahito Shoyama*, Member

Several topologies of active-clamped DC-DC converters have been proposed before. This paper compares the common-mode noise properties of the conventional type using a pulse transformer for a gate driver and the common-source type proposed recently. Using a noise measuring system composed of LISN (Line Impedance Stabilization Network) and EMSCAN (Electromagnetic Scanning System), it was clarified that the common-source type has the superiority on noise reduction to the conventional one.

キーワード: DC-DC コンバータ, コモンソース形アクティブクランプ回路, コモンモードノイズ, 近傍磁界放射ノイズ

Keywords: DC-DC converter, Common-source type active-clamp circuit, Common-mode noise, Near-field radiated noise

1. まえがき

スイッチング電源は、電子通信機器用電源として広範囲に使用されており、小形・軽量、高効率などの利点を持っている。その反面、スイッチングサージやノイズを発生することが欠点であり、それらの抑制が重要である。スイッチングサージを抑えるためにアクティブクランプ方式⁽¹⁾⁽²⁾が極めて有効であることは周知のことであるが、従来の回路構成ではクランプスイッチの駆動に、通常、パルストランスが用いられ、ノイズ伝搬の原因になることが指摘されている。

最近、アクティブクランプ方式において、2つの MOS-FET スwitch のソースを共通にし、パルストランスを用いないで駆動する構成法が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。ここでは、この方式をコモンソース形 (Common-Source Type) と呼ぶことにする。この回路方式は、駆動回路を簡単に行けるという特長の他に低ノイズ化に有効であることが予想されている。しかし、この方式のノイズ低減機構やその効果については、これまで十分に検討されていない。

本稿では、両極性整流方式フォワードコンバータにアクティブクランプ回路を適用する場合において、従来方式とコ

モンソース方式を取り上げ、擬似電源回路網 (LISN: Line Impedance Stabilization Network) による伝導ノイズ測

(a) 従来形
(a) Conventional type

(b) コモンソース形
(b) Common-source type

図1 アクティブクランプ方式 DC-DC コンバータ
Fig. 1. Active-clamp DC-DC converter.

*九州大学 大学院 システム情報科学研究府
〒812-8581 福岡県福岡市東区箱崎 6-10-1
Department of Electrical and Electronic Systems Engineering,
Kyushu University
6-10-1, Hakozaki, Higasi-ku, Fukuoka 812-8581

定を行い、コモンモードノイズ特性を比較した⁽⁵⁾⁽⁶⁾。その結果、コモンソース形にはコモンモードノイズ電流を回路内部に閉じ込める機構があり、従来形に比べて 20 dB 程度コモンモードノイズを低減できることが明らかになった。

一方、上記の閉じ込められたノイズ電流による放射ノイズへの影響を考察するため、近傍磁界測定装置 (EMSCAN) による放射ノイズ測定を行った。さらに、高周波等価回路によりノイズ電流周波数を求め、実験結果と比較検討した。その結果、閉じ込められたノイズ電流の経路および各寄生要素の影響を明らかにすることができた。

2. 回路構成と回路動作

〈2・1〉 回路構成 図 1(a) に、従来のアクティブクランプ回路を用いた DC-DC コンバータを示す。そこでは、クランプスイッチのゲート信号がパルス幅変調 (PWM) で絶

(a) スイッチ Q_1 と Q_2 の DS 間電圧波形
(a) Drain-source voltage waveforms of Q_1 and Q_2

(b) 主スイッチの電圧・電流波形
(b) Voltage and current of main switch Q_1 during turn-on

(c) 負荷特性
(c) Load characteristic

図 2 コモンソース形 DC-DC コンバータの基本動作特性

Fig. 2. Basic characteristics of common-source type active-clamp converter.

縁されて送られている。このパルス幅変調の存在により伝導ノイズや放射ノイズが伝搬し易くなっていると考えられる。図 1(b) は、コモンソース形アクティブクランプ回路を用いた DC-DC コンバータを示す。この回路構成では、トランス一次側に巻線を追加して電圧クランプループを設け、2つの N チャンネル MOSFET のソースが共に回路グランドに接続されるようになっている。従って、パルス幅変調が不要となり、駆動回路が簡単にでき、ノイズに強い構成になると考えられる。ここで、一次側の 2つの巻線間の漏れインダクタンスが大きくなれば電圧サージが問題となり、スイッチ両端に RC スナバを追加することが必要となる。しかし、この場合には 2つの巻線の巻回数を同じにすることができ、バイファイラ巻のような漏れインダクタンスを小さく抑える巻き方を採用しているため、図 2(a)の実験波形に示すように、電圧サージの発生は十分小さく、ほとんど問題ないと考えられる。更に、ここでは、主スイッチの ZVS 動作範囲を広くするために二次側に可飽和磁心 SR を挿入している⁽⁷⁾。

本稿で考察対象にした回路のパラメータを以下に示す。

入力電圧:	48 V
出力電圧/電流:	5 V/10 A
スイッチング周波数:	$f_s = 100 \text{ kHz}$
PWM コントロール IC:	μpc1909 (NEC)
SR1, SR2:	MS12 (東芝)
Q_1, Q_2 :	IRF640 (IRF) (200 V/18 A)
D_1, D_2 :	S20SC4M (新電元) (40 V/20 A)
C_{in} :	880 μF /50 V
C_c :	1 μF
T_1 の 1 次・2 次巻線比:	7 : 1
L :	100 μH
C_o :	1000 μF /16 V

〈2・2〉 コモンソース形アクティブクランプ方式 DC-DC コンバータの基本動作特性 図 2(a) に 2つのスイッチ Q_1 と Q_2 のドレーン・ソース間電圧波形を示し、図 2(b) に主スイッチ Q_1 のターンオン時の電圧・電流波形を示す。その結果、両スイッチ共に、ソフトスイッチングを達成していることが分かる。図 2(c) は負荷特性を示しており、出力電圧 5 V、負荷電流 0~10 A の変動に対し、出力電圧変動率は 1.7%、最高効率 は 92.5% が得られた。

3. コモンモードノイズ特性

〈3・1〉 ノイズ測定システム 図 3 に、今回用いたノイズ測定システムを示す。スイッチング電源の発生ノイズをコモンモード伝導ノイズおよび近傍放射ノイズとして測定する。

コモンモードノイズの測定には、擬似電源回路網 (LISN) によって測定される⁽⁸⁾。通常、この LISN は商用交流と測定対象との間に挿入される。しかし今回の実験では、DC-DC コンバータのコモンモードノイズを相対的に評価することを目的としているため、LISN を直流電源と DC-DC

コンバータの間に挿入することにより、コモンモードノイズ特性の簡易評価システムを構成している。測定方法については、図3中の入力端子とフレームグランド (FG: Frame Ground) との間に挿入された抵抗 (50Ω) に流れるノイズ電流を電圧に変換したものを「雑音端子電圧」と呼び、この電圧成分をスペクトラム・アナライザにより評価する。

一方、近傍放射ノイズは、近傍磁界測定装置 (EMSCAN) によって測定される。この EMSCAN は、多数個の微小ループアンテナから構成されており、ノイズ電流が作る磁界を測定し、その結果をスペクトラム・アナライザを用いて信号処理することによって、ノイズの周波数および発生位置パターンを表示することができる。

〈3・2〉 DC-DC コンバータの実験回路 図4(a), (b)に、それぞれの DC-DC コンバータに対するノイズ測定時の実験回路を示す。ここで、DC-DC コンバータの製品として通常挿入されている入力ノイズフィルタを用いている。また、両者のコンバータ回路は、アクティブクランプ回路以外は同一構成にしている。更に、半導体スイッチの放熱板の等価接地容量 C_{P1} , C_{P2} を想定している。

〈3・3〉 雑音端子電圧の実験結果 コモンモードノイズの測定周波数範囲は 150 kHz – 30 MHz である。

図3 ノイズ測定システム

Fig. 3. Noise measurement system.

図5 雑音端子電圧の周波数スペクトラム (元回路)

Fig. 5. Experimental results of the conducted noise spectrum.

図6 雑音端子電圧の周波数スペクトラム (放熱板・接地間に 470 pF を付加した場合)

Fig. 6. Experimental results of the conducted noise spectrum with additional capacitances of 470 pF .

(a) 従来形
(a) Conventional type

(b) コモンソース形
(b) Common-source type

図4 コモンモードノイズ実験回路 (C_{P1} , C_{P2} : 放熱板・接地面浮遊容量)

Fig. 4. Experimental circuit configurations for common-mode noise measurement.

コモンモードノイズ電流の低減機構が以下のように説明できる。

図 7(a) の従来形アクティブクランプ方式コンバータにおいて、主スイッチ Q_1 のターンオフ時に、ドレイン電位の

図 7 コモンモードノイズ電流に着目した等価回路
Fig. 7. Noise current path during turn off of Q_1 .

図 8 各部の電圧と電流波形 (コモンソース形)
Fig. 8. Waveforms of surge voltage and noise current in different branches (common-source type).

急峻な上昇により接地容量 C_{P1} を流れるコモンモードノイズ電流が発生する。このノイズ電流は Y コンデンサを流れる電流 $i_{CF3+CF4}$ と入力側に戻る電流 i_{com} に分かれる。この比較的大きな i_{com} がコモンモードノイズ電流として測定評価される。

一方、図 7(b) のコモンソース形のアクティブクランプ方式コンバータにおいて、トランス一次側の 2 つの巻線巻回数が同じであるから、主スイッチのターンオフ時には各 MOSFET のドレイン電位が互いに逆向きに等量 ΔV だけ変化する。すなわち、主スイッチのドレイン電位が ΔV 上昇するときに、クランプスイッチのドレイン電位が ΔV 低下することになり、接地容量 C_{P1} を流れるコモンモードノイズ電流がクランプスイッチのドレインの接地容量 C_{P2} に吸い込まれる状況が発生する。その結果、コモンソース形では、入力側に戻るコモンモードノイズ電流が著しく抑制されていると考えられる。従来形においては、上述のようなクランプスイッチのドレイン電位変動が生じないので、コモンモードノイズ電流の大部分は入力側に戻ることになる。

このことを、実験で検証するために、コモンモードノイズ電流パスを調べた。図 7(b) に示すように、接地容量として MOSFET のドレインと FG 間に外部からキャパシタ C_{P1} , C_{P2} を付加し、それぞれのキャパシタの電流 i_{CP1} , i_{CP2} 及び Y コンデンサ電流 $i_{CF3+CF4}$, 入力側に戻るコモンモードノイズ電流 i_{com} を測定し、図 8 に示している。この結果により、上述のコモンモードノイズ低減機構を確認することができる。

図 9 近傍磁界放射ノイズの周波数スペクトラム
Fig. 9. Near-field radiated noise spectrum.

図 10 近傍放射ノイズの発生位置マッピング
Fig. 10. Spatial scanning data of magnetic field on the converter boards.

表 1 パラメータ値

Table 1. Parameters values.

Symbol	Parameters
C_{P1}, C_{P2}	200pF
C_{Q1}, C_{Q2}	150pF
$L1$	70 μ H
M	66 μ H

図 11 主スイッチ・ターンオフ時の高周波等価回路

Fig. 11. High-frequency equivalent circuit for common-mode conducted noise.

4. 近傍磁界放射ノイズの特性

〈4・1〉近傍磁界放射ノイズの実験結果 次に、近傍磁界測定装置(EMSCAN)⁽⁹⁾による測定結果を示し、近傍放射ノイズ特性を考察する。測定周波数範囲は500 kHz~30 MHzである。

まず始めに、EMSCANに含まれる多数個のループアンテナのうち100ポイントの測定結果を加算平均したものを図9に示す。即ち、基板全体を等間隔に100ポイント選び、その部位に対応した近傍放射ノイズの周波数スペクトラムを加算平均したものである。この結果より、コモンソース形は従来形に比べて12 MHz以上の高域周波数に対して10 dB程度低くなっており、優れたノイズ抑制能力を有していることがわかる。一方、数 MHz 近傍で大きなノイズ発生要因のあることが分かる。

〈4・2〉近傍磁界放射ノイズの発生機構の解析 次に、近傍磁界放射が強い周波数成分に対して、それらの発生部位を探索し、発生機構を解明する。

図9に示す従来形の発生ノイズの中で7.3 MHz, 14.5 MHzの成分が大きい。そこで、これらの周波数成分の発生部位をEMSCANで調べた結果を図10(a)に示す。その結果、このノイズ発生はクランプスイッチの駆動に用いられるパルストランス(T2)に起因しているものと思われる。

一方、コモンソース形において、大きなノイズ成分となる2.91 MHz及び6.69 MHzの発生部位を調べた結果を図10(b)に示す。この結果より、2つのMOSFETおよびトランス近傍のノイズ電流が大きくなっていることがわかり、前章で述べたように接地容量 C_{P1} , C_{P2} を通り、2つのMOSFETに閉じ込められたノイズ電流が近傍磁界放射ノイズの原因になっているものと考えられる。

このことを確認するために、図7で示された上記ノイズ電流のパスを高周波等価回路で表すと、図11(a)となり、更に、ノイズフィルタのキャパシタンス分 C_{F3} , C_{F4} が接地容量 C_{P1} , C_{P2} などに比べて十分大きいと仮定すると図11(b)の簡単な等価回路が得られる。

但し、

$$C_{\alpha} = C_{P1} + C_{Q1} \quad C_{\beta} = C_{P2} + C_{Q2}$$

図 12 放熱板の接地容量と近傍磁界放射ノイズ周波数の関係

Fig. 12. Effect of stray capacitances on near-field radiated noise frequency.

とおく。

図11(b)より回路方程式を導出し、ラプラス変換を適用すると、次式を得る。

$$\left\{ \begin{aligned} \left(sL_1 + \frac{1}{sC_{\alpha}} \right) I_1(s) + sMI_2(s) &= \frac{V_1}{s} \\ sMI_1(s) + \left(sL_1 + \frac{1}{sC_{\beta}} \right) I_2(s) &= \frac{V_2}{s} \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

但し、 V_1 , V_2 は等価的なキャパシタの初期電圧を表す。

式(1)より、周波数は特性方程式、

$$\left(sL_1 + \frac{1}{sC_{\alpha}} \right) \left(sL_2 + \frac{1}{sC_{\beta}} \right) - s^2M^2 = 0 \dots\dots (2)$$

即ち、

$$s^4 + s^2 \frac{1}{(L_1 - kM)} \left(\frac{1}{C_{\alpha}} + \frac{1}{C_{\beta}} \right) + \frac{1}{(L_1^2 - M^2)C_{\alpha}C_{\beta}} = 0 \dots\dots (3)$$

の根を求めることによりノイズ電流 i_1 , i_2 の周波数 f_{n1} , f_{n2} を求めることができる。

各寄生素子のパラメータとして、表1の値を想定すると $f_{n1} = 0.73$ MHz, $f_{n2} = 9.51$ MHzが得られる。実験結果の $f_{n1} = 0.83$ MHz, $f_{n2} = 9.45$ MHzとは良好な一致を示している。

更に、外部からキャパシタを付加して MOSFET 放熱板の接地容量を増加したときのノイズ周波数の変化を解析結果と比較し、図 12 に示す⁽¹⁰⁾。両者の結果が良好な一致を示すことから、高周波ノイズ等価回路の妥当性が確認できた。

5. まとめ

以上、DC-DC コンバータにアクティブクランプ方式を適用するに当って、クランプスイッチの駆動にパルストランスを用いる従来形と 2 つの MOSFET スwitch のソースを共通にしたコモンソース形をコモンモードノイズ特性と近傍磁界放射ノイズの観点から比較検討した。更に、高周波等価回路によるノイズ解析を行い、ノイズ低減機構と発生機構を調べた。

その結果、コモンモード伝導ノイズ特性に関しては、コモンソース形が従来形と比べて 20 dB 程度低減できることがわかった。更に、コモンソース形においては、コンバータ回路内にコモンモードノイズ電流を閉じ込める機構があることが明らかになり、これがノイズ低減の原因となることが確認された。一方、この閉じ込められたノイズ電流が放射ノイズの原因となりうることが近傍磁界放射ノイズ測定により明らかとなった。

この放射ノイズの抑制にはノイズ電流が流れる電流ループを小さくする方法などが有効であり⁽¹¹⁾、詳細な検討は今後の課題である。

謝 辞

本研究の一部は、日本学術振興会未来開拓学術研究推進事業研究プロジェクト「100 kHz 以下低周波帯の電磁環境制御」の援助を受けており、関係各位に謝意を表す。
(平成 14 年 10 月 17 日受付, 平成 15 年 4 月 4 日再受付)

文 献

- (1) B. Carsten: "High power smps require intrinsic reliability", *PCF81 Proc.*, pp.118-132 (1981-9)
- (2) P. Vinciarelli: "Optimal resting of the transformers core in single ended forward converters", US Patent #4,441,146 (Filed 1982-2, Issued; 1984-4)
- (3) E. Takegami: "Forward converter with active clamp circuit", US Patent #6,061,254 (Filed 1999-4, Issued; 2000-5)
- (4) B. Carsten: "Design techniques for transformers active reset circuitry high frequencies and power levels", *HFPC'90 Proc.*, pp.235-246 (1990-5)
- (5) G. Li, T. Ninomiya, M. Shoyama, and T. Segawa: "Noise characteristics of DC-DC converters with active clamp circuits", *Proc. of the 2000 Commun. Society Conf. of IEICE*, Vol.2, p.213 (2000-9) (in Japanese)
李 戈・二宮 保・庄山正仁・瀬川 毅:「アクティブクランプ方式 DC-DC コンバータのノイズ特性」, 通学会ソサエティ大会, Vol.2, p.213 (2000-9)
- (6) G. Li, M. Shoyama, T. Ninomiya, and T. Inoue: "Common-mode noise reduction in DC-DC converters by common-source type active-clamp technique", *PESC'01 Record*, pp.1773-1778 (2001-6)
- (7) O. Arakawa, T. Kusaka, and T. Yamada: "Noise suppressor for switching circuits amosnubber", *TOSHIBA Review*, Vol.45, No.6, pp.527-530 (1990-6) (in Japanese)
荒川 清・日下隆夫・山田大樹:「スイッチングノイズ抑制素子・ア

モスナバ」, 東芝レビュー, 45, 6, pp.527-530 (1990-6)

- (8) C.R. Paul: "Introduction to electromagnetic compatibility", John Wiley & Sons, Inc. pp.481-489 (1992)
- (9) R. Ono and T. Marayama: "Noise reduction techniques for PEN Computer: Re-examination of circuit patterns and components", *Nikkei electronics*, No.580, pp.161-166 (1993-5) (in Japanese)
小野禮史・丸山 隆:「ベン・コンピュータの雑音対策, 回路パターンや部品を見直す」, 日経エレクトロニクス, No.580, pp.161-166 (1993-5)
- (10) G. Li, T. Ninomiya, M. Shoyama, and T. Inoue: "Common-mode noise reduction mechanism in common-source type active-clamp DC-DC converter", *Record of 2001 Joint Conference of Electrical and Electronics Engineers in Kyushu*, p.445 (2001-9) (in Japanese)
李 戈・二宮 保・庄山正仁・井上徳成:「アクティブクランプ方式 DC-DC コンバータのコモンモードノイズ低減機構」, 電気関係学会九州支部連合大会, p.445 (2001-9)
- (11) G. Li, T. Ninomiya, and M. Shoyama: "Noise reduction by the common-source active-clamp circuit using MOS-FET module in DC-DC converter", *JIASC 2002*, Vol.1, pp.637-640 (2002-8) (in Japanese)
李 戈・二宮 保・庄山正仁:「MOS-FET モジュールを用いたコモンソースアクティブクランプ回路による DC-DC コンバータのノイズ低減について」, 平 14 電気学会産業応用部門大会, 1, pp.637-640 (2002-8)

李 戈 (学生員) 1994 年中国・瀋陽工業大学電子工学科卒。2001 年九州大学大学院修士課程修了。同年同大学院博士課程入学。スイッチング電源, 雑音解析などの研究に従事。2001 年度電気学会論文発表賞 B 賞受賞。

二宮 保 (正員) 1967 年九州大学工学部電子工学科卒。1969 年同大学院修士課程修了。同年同大電子工学科助手, 同大講師, 助教授を経て 1988 年同大教授となり, 現在に至る。工学博士。スイッチング電源, 雑音解析, 信頼性工学などの研究に従事。IEEE Fellow。

庄山 正仁 (正員) 1981 年九州大学工学部電子工学科卒。1986 年同大学院博士課程修了。同年同大電子工学科助手, 1990 年同大助教授となり, 現在に至る。工学博士。スイッチング電源, パワーエレクトロニクス, 雑音解析, EMC などの研究に従事。IEEE 会員。