

SiC パワー MOSFET の静特性／動特性評価

Static and dynamic characterization of Silicon carbide power-MOSFET

● 佐藤 宣夫
電気電子情報工学科
准教授

● 山本 秀和
電気電子情報工学科
教授

● 2014年9月19日受付

● Nobuo SATOH
Dept. of Electrical Electronics and Computer Engineering,
Associate Professor

● Hidekazu YAMAMOTO
Dept. of Electrical Electronics and Computer Engineering,
Professor

● Received : 19 September 2014

We evaluated and compared the dynamic properties of the megahertz switching of two kinds of commercial valve devices during high-speed operation. The two devices were a silicon (Si) power MOSFET (2SK2847, Toshiba) and a silicon carbide (SiC) power MOSFET (SCT2080KE, Rohm). Because the purpose for both the use and the package side were similar, our focus was mainly on how the Si and SiC materials contributed to the device performance. We evaluated the conversion efficiency in terms of both the energizing loss and the switching loss. Results showed that the SiC power MOSFET had a high withstand voltage and a high threshold voltage and that the electrical resistance of the conduction state was smaller than that of the Si power-MOSFET. The experimentally obtained switching loss of the SiC power MOSFET was smaller than that of the Si power MOSFET at 1-MHz frequency operation.

キーワード : power MOSFET, static characteristic, dynamic characteristic, high-speed operation.

1. 緒言

スイッチング電源回路における動作周波数の高周波化により、一周周期当たりで扱うエネルギー量が減少し、インダクタやキャパシタの体積サイズを縮小できる⁽¹⁾。このことから電源自体の小型・軽量化⁽²⁾が図られ、電源回路における達成目標の1つとされている 10 W/cm^3 が実現可能と考えられている⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。

一方で、高周波動作下では、回路内の寄生インピーダンスの影響が顕在化する。つまり回路配線パターンやその構成素子の寄生成分に起因するサージ電圧やテール電流、それらのリング現象によりスイッチング損失が発生し、さらにその損失による発熱により素子の破壊を誘引するため、それらの抑制は対策すべき課題である。

本研究報告では、比較的小容量な DC-DC コンバータ回路⁽⁶⁾ で用いられるバルブデバイスとして、高速スイッチング動作が可能⁽⁷⁾ と考えられるパワー MOSFET (電界効果トランジスタ) に着目 (図1 参照)⁽⁸⁾⁽⁹⁾ する。特に、一般的な半導体材料であるシリコン (Si) 製、また近年開発されているワイドバンドギャップ半導体であるシリコン

カーバイド (SiC) 材料デバイス⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾ に対して、それぞれ静特性ならびに動特性の評価を行う。具体的には、動作周波数を 1 MHz とした高速スイッチング時における波形観測と損失の評価から、それらを比較検討する。

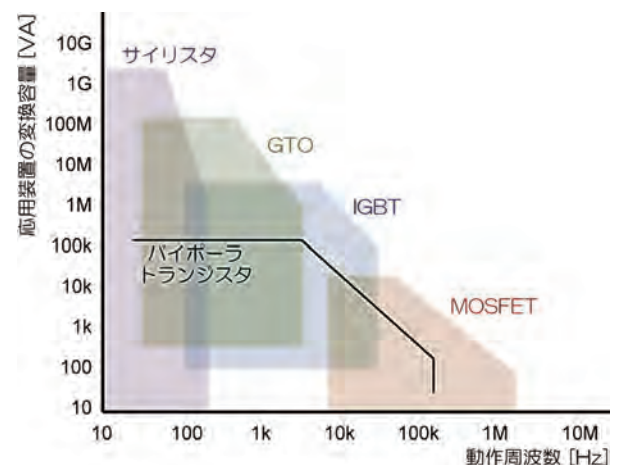


図1. パワー半導体の動作周波数と電力の相関。

2. 評価するパワー MOSFET について

パワー MOSFET は電力制御用スイッチとして用いられている。特に、動作速度、利得、可制御電力などの点で優れている。n チャンネルエンハンスメント形が多く用いられており、その特徴をまとめると、以下の通りである。

- (1) 電圧制御素子なので、駆動電力が小さい。
- (2) キャリヤ蓄積効果がないのでスイッチング特性が良い。
- (3) 二次降伏現象がないので安全動作領域が広い。

本研究で評価したパワー MOSFET は、Si 製の 2SK2847 (Toshiba 社製) 及び SiC 製の SCT2080KE (Rohm 社製) であり、寄生インピーダンスを考慮するために、共に TO-247 パッケージ品のものを比較する。今回用いたパワー MOSFET について、それぞれの特徴を以下に紹介する。

<2.1> Si 製パワー MOSFET (2SK2847)

DC-DC コンバータ、モータドライブ用に市販されているパワー MOSFET であり、n チャンネル形である。絶対最大定格は、ドレイン-ソース間電圧: $V_{DSS}=900$ V, ドレイン電流: $I_D=8$ A, $I_{DP}=24$ A@pulse, チャンネル温度: $T_{ch}=150^\circ\text{C}$ である。またオン抵抗: $R_{DS}=1.1$ Ω , 入力容量: $C_{iss}=2040$ pF, 帰還容量: $C_{rss}=45$ pF, 出力容量: $C_{oss}=190$ pF, スwitching 時間 (上昇時間 t_r , ターンオン時間 t_{on} , 下降時間 t_f , ターンオフ時間 t_{off}) は、それぞれ 25 ns, 60 ns, 20 ns, 95 ns である。図 2 に使用した Si 製パワー MOSFET の外観を示す。

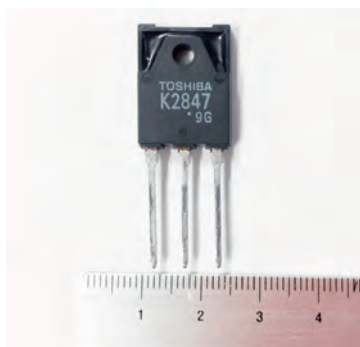


図2. 2SK2847の外観。

<2.2> SiC 製パワー MOSFET (SCT2080KE)

DC-DC コンバータ、太陽光発電、誘導加熱、モータドライブ用途として、市販されている MOSFET である。絶対最大

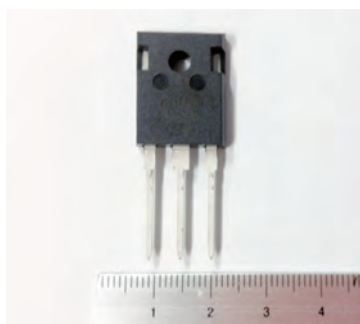


図3. SCT2080KE の外観。

定格は、ドレイン-ソース間電圧: $V_{DSS}=1200$ V, ドレイン電流: $I_D=35$ A, $I_{DP}=80$ A@pulse, チャンネル温度: $T_{ch}=150^\circ\text{C}$ である。またオン抵抗: $R_{DS}=80$ m Ω , 入力容量: $C_{iss}=2080$ pF, 帰還容量: $C_{rss}=77$ pF, 出力容量: $C_{oss}=16$ pF である。ここで出力容量だけが 2SK2847 より 1 桁以上小さいことに留意する。またスイッチング時間 (上昇時間 t_r , ターンオン時間 t_{on} , 下降時間 t_f , ターンオフ時間 t_{off}) は、それぞれ 35 ns, 36 ns, 22 ns, 76 ns である。図 3 に使用した SiC 製パワー MOSFET の外観を示す。

3. 実験手法

本節では、パワー MOSFET の静特性ならびに動特性評価を行った際の実験装置・器具について述べる。

<3.1> 静特性評価

半導体カーブトレーサ装置 (CS-3300, 岩通計測社製) を用いる。装置仕様は、最大ピーク電圧 3,000 V, 最大ピーク電流 1,000 A を有する。本研究報告で評価するパワー MOSFET において、特に耐電圧特性も十分に計測できる装置である。図 4 に装置外観を示す。



図4. CS-3300の外観 (岩通計測社 Website より)。

<3.2> 動特性評価

パワー MOSFET のスイッチング特性評価のための測定回路を図 5 に示す。ここで MOSFET のゲート駆動を行う制御回路側とドレイン-ソースを接続した主回路側において扱われる電圧と電流の値が大きく異なるため、絶縁ゲートドライバによる動作を実現する必要がある⁽⁹⁾。

入力電源 V_{in} を直流 15 V (PMC35-2A, KIKUSUI 社製)、負荷抵抗 R を 4.7 Ω (無誘導負荷) に設定することで出力は約

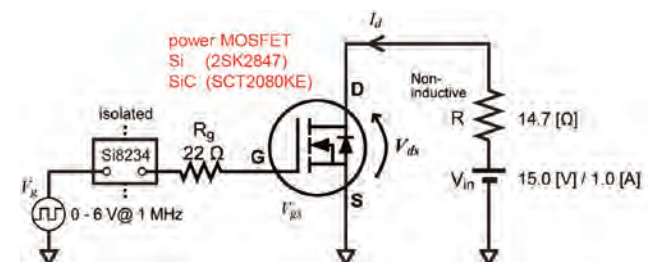


図5. 動特性評価回路の模式図

15 Wとした。ここでゲート抵抗 R_g は22 Ω として、ソケットによりMOSFETを交換してスイッチング損失を比較する。ゲートの入力信号 V_g にはファンクションジェネレータ (AFG3022, Tektronix社製)により周波数1MHz, 振幅0-6 Vの矩形波を用いて、高周波スイッチング動作を行った。また本報告の測定回路は、各線路の寄生インダクタンス, 寄生キャパシタンスを極力減らすように製作した。

スイッチング特性の測定と評価のため、パワー MOSFET を1MHz スwitchングした際のゲート電圧 V_g , ゲート-ソース間電圧 V_{gs} , ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} , ドレイン電流 I_d をそれぞれ、絶縁型オシロスコープ (TDS2024B, Teltronix社製)を用いて観測した。実験・測定用装置群の外観を図6として示す。

高周波動作の評価における電流プローブ遅延補正について述べる。観測波形の周期が大変短いことから、特に電流プローブの電流検出遅延により、スイッチング現象観測とその損失の算出に誤差を生じる懸念がある。そのため、電流プローブによる計測遅延量を正しく見積り、それを補正する必要がある。これまでに行なってきた検討で、電圧プローブと電流プローブの間に生じる遅延時間(位相差)をそれぞれの電圧及び電流波形の観測と比較により13 nsと算出している。また使用した電



図6. 動特性評価装置群の外観

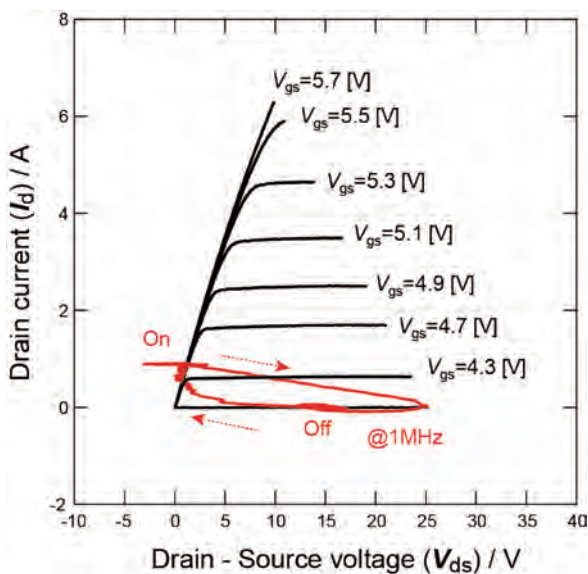


図7. 2SK2847の静特性およびスイッチング軌跡

流プローブのカタログ(性能表)では、電圧プローブの遅延時間が6.1 ns, 電流プローブの遅延時間が19 nsと掲載されており、それらの遅延時間の差は12.9 nsであることから、実測値との差異はないことを確認している。以下の本報告での実験結果はすべて電流プローブ遅延を補正した時間波形である。

4. 結果と考察

<4.1> Si製パワー MOSFET (2SK2847)

図7の各ゲート-ソース間電圧 V_{gs} の V_{ds} - I_d 特性において、ある電圧以上の電圧がドレイン-ソース間に印加されると電流が急激に上昇をはじめており、これは降伏領域が示されていることに他ならない。本報告の動特性評価を取得する際には、ゲート-ソース間電圧 V_{gs} を15 Vに設定することで、線形領域の使用かつブレイクダウン電圧以下の使用を確保している。

また図7では、1 MHzでのスイッチング動作を行った際の動作点の軌跡をMOSFETの静特性に重ねて示している。ターンオン時は、比較的スムーズな軌跡を描いており、損失が小さいと考えられる。しかしながら、ターンオフ時は軌跡がサージ電圧により大きく膨らんでおり、大きな損失が発生していることが確認できる。このことからターンオフ時の損失がスイッチング損失の大半を占めており、損失を抑制するには、サージ電圧のケアが肝要であることが分かる。

ゲート抵抗 $R_g=22 \Omega$ での1 MHz (15 W)動作時の電圧と電流の波形群を図8として示す。ここではまず V_g と V_{gs} を比較すると、制御信号となる V_g (0 ~ 6 V)に応じた V_{gs} (0 ~ 15 V)

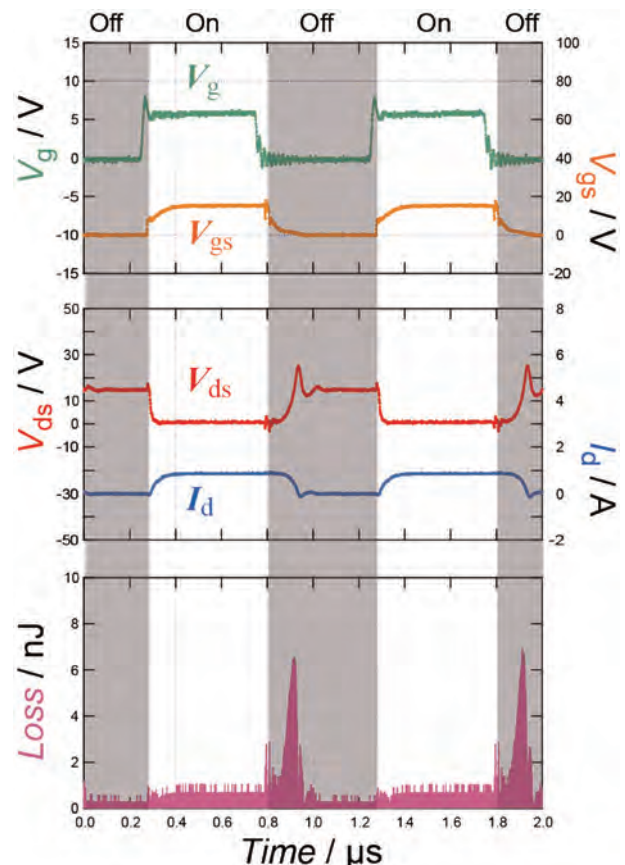


図8. 1MHz スwitchング時の電圧, 電流波形

電圧が観測されており、1 MHz 時の絶縁ゲートドライブ制御を達成している。ただ、僅かながらゲート信号にオーバーシュートが発生していることも合わせて確認できる。

続いて、 V_{ds} についてはオーバーシュートが発生しており、最大 25 V まで達している。これは入力電圧 V_{in} の約 2 倍に相当するサージ電圧である。またサージ電圧の発生に伴う振動現象（約 12.6 MHz）が観測された。このリングング現象の発生要因は、MOSFET の寄生容量と電線路の寄生インダクタンスの影響と考えられる。最後に、 V_{ds} および I_d の掛け算から算出される損失は 0.82 W であった。

<4.2> SiC 製パワー MOSFET (SCT2080KE)

図 9 に、各ゲート-ソース間電圧 V_{gs} の V_{ds} - I_d 特性を示す。先と同様に、閾値電圧以上ではドレイン電流が急激に上昇していることが確認される。

先ほどと同様に、ゲート抵抗 $R_g=22 \Omega$ での 1 MHz (15 W) 動作時の電圧と電流の波形を図 10 に示す。ドレイン-ソース間電圧 V_{ds} については、大きくオーバーシュートが発生しており、最大 26 V まで達している。これは入力電圧 V_{in} の約 2 倍に相当する。またサージ電圧の発生に伴う振動現象（約 10.6 MHz）が観測された。このようなリングング現象が生じる理由も、先ほどと同様に MOSFET の寄生容量と線路の寄生インダクタンスの影響であると考えられる。最後に、 V_{ds} および I_d の掛け算から算出される損失は 0.55 W であった。

高周波動作を行った際の動作点の軌跡を MOSFET の静特性に重ねて示したものを共に図 9 に示す。ターンオン時は軸に沿った軌跡を描いており、損失が小さいが、それと比べターンオフ時は軌跡がサージ電圧により大きく膨らんでおり、大きな損失が発生していることが確認できる。このことからターンオフ時の損失がスイッチング損失の大半を占めていることが確認される。

今後の課題として、このようなスイッチング損失を抑制するためには、まずサージ電圧を抑制するためのスナバ回路⁽¹²⁾ 損

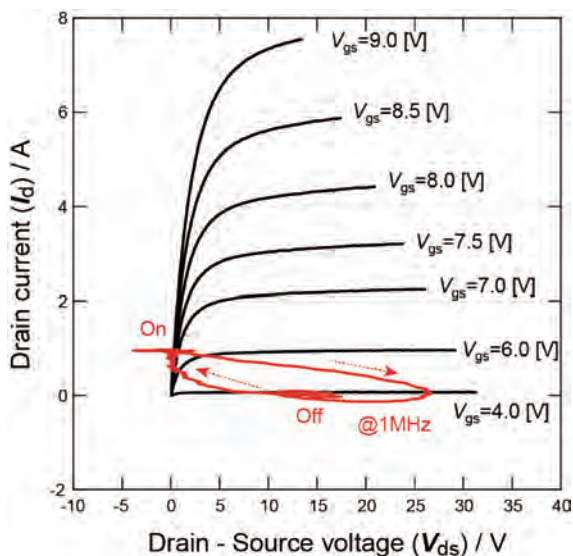


図9. SCT2080KE の静特性およびスイッチング軌跡

失を抑制する必要がある。つまり、サージ電圧の発生要因と考えられる MOSFET の寄生インダクタンス (4.5 節に詳述) を可能な限りケアして、最小化することが肝要であることが確認された。さらにソフトスイッチング技術⁽¹³⁾ の導入による、極限的なスイッチング損失の抑制についても検討を重ねていく必要がある。

<4.3> ターンオフ時間について

今回使用したパワー MOSFET の 2SK2847 では、再掲になるが、下降時間 t_f 、ターンオフ時間 t_{off} は、それぞれ 20 ns、95 ns である。また同様に SCT2080KE では、下降時間 t_f 、ターンオフ時間 t_{off} は、それぞれ 22 ns、76 ns である。このように約 100 ns を有しており、約 0.1 μ s であると換言できる。

ここで図 8 および図 10 で示した動特性 (スイッチング特性) の結果からは、ゲート-ソース間電圧 V_{gs} がオフになってから、0.1 μ s 後にドレイン電流 I_d がオフ状態になっている様子が確認できる。

<4.4> Si 製と SiC 製の比較

一連の結果から、Si 製と SiC 製の静特性および動特性 (スイッチング特性) には、顕著な差異が観測された。特に、(1) オン抵抗の違いから 2SK2847 では導通損が大きい、(2) スwitching 損失についての詳細はまだ不明であるが SCT2080KE が大きい、(3) サージ電圧は若干ではあるが、SCT2080KE の方が大きくなっている、(4) MOSFET による損失としては、SiC 製の SCT2080KE が優れている (0.82 W に対して 0.55 W で

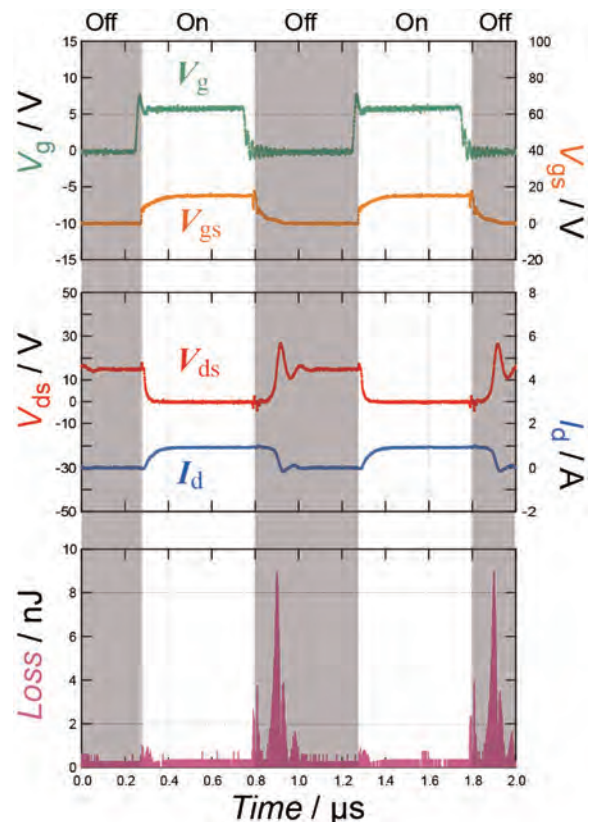


図10. 1MHz スwitching 時の電圧、電流波形

あり67%に留まっている) ことなどが挙げられる。

ただし、今回使用したSK2847およびSCT2080KEの耐電圧(900V, 1200V)や電流容量(8A, 35A)が異なっている。それらが同じ値であり、かつ材料や構造がまったく同じのディスクリットデバイスは存在しないことから、比較検討を難しくしている点もあるが、SiC製MOSFETは、高耐圧/大電流を実現しており、オン抵抗が小さいために低損失であるが、高いサージ電圧(やリングング)が発生しやすい傾向にあることが実験的に確認された。

<4.4> パワー MOSFET 用ソケットおよび回路の寄生インピーダンス

ここでは、リングング現象にのみ着目する。それらの周波数として、2SK2847では12.6MHz、SCT2080KEでは10.6MHzであり、その大小関係に注目する。まず今回、使用しているパワーMOSFET用ソケットの寄生インピーダンスを図11に示す。また実験事実としては、パワーMOSFETの種類を交換しただけでリングング周波数が変化している。さらにソケットと回路におけるゲート、ドレイン、ソースのワイヤが有する数nH程度の寄生インダクタンスは変化することは想定されない。以上のことから、リングング周波数の大小関係が2SK2847>SCT2080KEとなる要素として、帰還容量(C_{rss})の差45pF<77pFが最も影響していることが推察される。このことから、パワーMOSFETの帰還容量がリングング周波数を決める要因であることが示唆される。

今後は、SiとSiCの材料物性は基より、デバイス構造の違い、寄生インピーダンスにより決定されるサージ電圧とテール電流の発生とその振動現象は、回路内を伝搬して回路素子の故障を誘発する可能性があるため、合わせて精査していく必要がある。

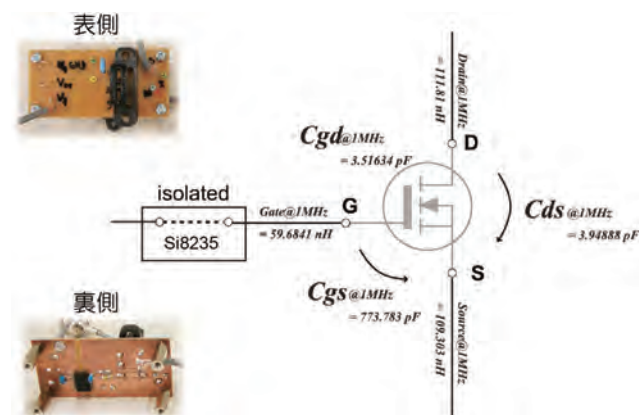


図11. 静特性プロット上の動特性

5. 結言

本研究報告では、スイッチング電源回路に用いられるバルブデバイスとして、パワーMOSFETに着目し、Si製とSiC製の2種類において、それらの静特性および動特性に着目して評価を行った。

まず静特性評価からはワイドギャップ半導体材料デバイスの長である導通損の低減が確認された。続いて、描かれるスイッチング軌跡から見積もられるスイッチング損失は、静特性には一切現れない評価指標であることから、その有意性を確認した上で、特にSiC製パワーデバイスでは大きなサージ電圧の発生に伴うと考えられる損失増大が実験的に確認され、またリングング現象がパワーMOSFETの寄生容量(特に帰還容量)に依存していることも合わせて確認された。

今後の電力変換効率の向上のためには、パワー半導体デバイスとしてのバルブデバイスだけではなく、整流作用を有するダイオード、さらには回路構成に伴う寄生成分を含めた回路設計指針を確立していく必要がある。

謝辞

本研究の一部は、私立大学戦略的研究基盤形成支援事業(文部科学省)および科研費採択者助成金(千葉工業大学)を受けたことを記し、謝意を表す。

参考文献

- (1) H. Ohashi, I. Omura, S. Matsumoto, Y. Sato, H. Tadano, and I. Ishii: "Power Electronics Innovation with Next Generation Advanced Power Devices", IEICE trans. on Comm., Vol. E87-B, No. 12 2004: 3422-3429.
- (2) D. Murthy, M. K. Kazimierczuk: "Performance evaluation of flyback converter", Proc. Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo 2005: 408-416.
- (3) J. Biela, U. Badstueener, J. W. Kolar: "Design of a 5kW, 1 U, 10 kW/dm³ Resonant DC-DC Converter for Telecom Application", IEEE Trans. on Power Electronics 2009; 24 (7): 824-831.
- (4) R. Simanjorang, H. Yamaguchi, H. Ohashi, K. Nakao, T. Ninomiya, S. Abe, M. Kaga, A. Fukui: "High-Efficiency High-Power DC-DC Converter for Energy and Space Saving of Power-Supply System in a Data Center", Proceedings of Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Texas, USA, 2011; 600-605.
- (5) Y. Hayashi, M. Mino: "High-density Bidirectional Rectifier for Next Generation 380-V DC Distribution System", Proceedings of Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Florida, USA, 2012; 2455-2460.
- (6) 電気学会半導体電力変換システム調査専門委員会編:「パワーエレクトロニクス回路」, オーム社, (2000).
- (7) L. F. Casey, M. F. Schlecht: "A high-frequency, low volume, point of load power supply for distributed power systems", IEEE Trans. on Power Electronics 1988 3 (1): 72-82.
- (8) 佐藤 守男:「スイッチング電源設計」, 日刊工業新聞社 (2010).
- (9) 武田泰樹ら:「高効率・低雑音の電源回路設計」, CQ 出版社 (2010).
- (10) 須田 淳:「ワイドギャップ半導体の研究: グリーン・エレクトロニクス」CQ 出版社 (2012)
- (11) 山本秀和:「パワーデバイス」コロナ社 (2012)
- (12) K. Harada, T. Ninomiya: "Optimum Design of RC Snubbers for Switching Regulators", IEEE Trans. on Aero. and Elec. Sys. 1979; AES-15:209-218.
- (13) M. Kazimierczuk: "Generalization of conditions for 100% efficiency and nonzero output power in power amplifiers and frequency multipliers", IEEE Trans. on Circuits and Systems, 33 (1986) 805-807.