

SiC MOSFET

800V 三相出力 LLC DC/DC 共振コンバータ回路

シリコンカーバイド (SiC) MOSFET をスイッチング素子として採用し、絶縁トランスを用いた三相出力の 5 kW LLC 共振タイプの DC/DC コンバータを紹介します。SiC MOSFET が持つ 1200 V の耐電圧特性により、入力電圧を 800V まで高め、トランジスタのスイッチング周波数は 600V で約 200kHz に、800V で 160kHz とすることで、絶縁トランスや入出力コンデンサの大きさを大きく低減しました。一方では、シリコン系 (Si) MOSFET ほど十分に小さくないオン抵抗 $R_{DS(on)}$ の導通損失を改善するために、三相回路トポロジを採用することで各相の電流を低減し、出力電力を最大 5kW まで高めることができました。更に三相間の電流バランス機能を有した変圧器を採用し、各相間で生じる最大ピーク電流の差異を効果的に抑制し、入出力コンデンサの静電容量を最小化する技術も取り入れました。これらの技術により、5kW 時 97.6%の変換効率を達成した斬新な LLC コンバータ事例を紹介します。

なお、この斬新なインバータ回路はパワーアシストテクノロジー株式会社様 (<https://www.power-assist-tech.co.jp/>) と共同開発しました[29]。

LLC 共振コンバータの特徴と三相出力回路トポロジ

LLC共振DC/DCコンバータ(以降LLC dc/dc)は、ゼロ電圧スイッチング (以降ZVS) パルス幅変調 (以降PWM) 技術により、スイッチング電源特有のスイッチング損失問題を回避するための魅力的な候補回路設計[1]~[7]です。ZVSを搭載したLLC dc/dcは、インダクタとコンデンサの直列接続によって発生する自発的な共振を利用しており、共振によって生成される疑似正弦波状の電流は、予期せぬ電圧スパイクを防ぎます。つまり、ZVS とゼロ電流スイッチング(ZCS)を備えた LLC dc/dc は追加回路を必要としないため、ZVS PWMコンバータ[8]で課題となっていた整流ダイオードの逆回復電流による電圧スパイクなどを解決し、回路設計を簡単にすることができます。

しかし、自然発生的な電流共振は、スイッチングデバイスの動作範囲を制限します。LLC dc/dcのトランジスタは、高周波数によるスイッチング動作により、高い共振周波数を作り出し、出力電圧の適応可能な範囲を拡大[9]することが可能になり、更に受動部品を小型化できます。それゆえに、SiC MOSFET、GaN デバイスやSi MOSFET などの高周波スイッチング デバイスが、LLC dc/dcに適している[10]と言えます。

また、高性能なLLC dc/dcであるためには可能な限り高い電力変換効率を達成する必要があります。低電圧かつ高電流の電力変換は、一般にジュール熱損失のために変換効率を低下させます。したがって、出力回路を並列化し、高い入力電圧を採用することによって、大電流を分散させてジュール熱損失を低減しました。今回採用した三相出力回路トポロジにより、単相回路の電流は全電流の1/3に減少します。したがって、入力と出力の電流リップルはコンデンサで吸収できますが、ZVS PWMでは電流リップルを減少させるLCフィルタが必要となります[11]。

一方、高入力電圧に関しては、Si MOSFET または GaN デバイスはスイッチングデバイスとしては適していません。スイッチング特性は IGBT より優れていますが、電圧許容範囲は IGBT よりも低くなっているからです。量産化されている Si MOSFET および GaN デバイスのブレイクダウン電圧 (BV) は一般的に 650 V 未満であり、650 V を超える BV を持つこれらのデバイスは、通常、数百ミリオームを超える $R_{DS(on)}$ を持っています[12]~[13]。更に、電源システムの安全な動作のために電源の電圧許容範囲は入力電圧よりも大きくなければなりません。したがって、600 V を超える入力電圧は、Si MOSFET または GaN デバイスの一般的な電圧許容範囲を満たしていません。したがって、これらのデバイスで高い入力電圧を実現するためには、マルチレベルコンバータを選択する必要がありますが、多くのスイッチングデバイスが必要になり、複雑な制御システムと製造コストが激増 [14]~[18] します。

ところが、SiC MOSFETは高いスイッチング速度と高いBV[19]の両方の要件を満たすことができます。SiC MOSFETのこれらの有利なデバイス特性は、高いスイッチング速度と高いBVによって実現される高い入力電圧の適用によって、結果としてより小さな電力変圧器を使い電力変換効率の高いLLC dc/dcを効果的に小型化できます。

本アプリケーションノートでは、絶縁変圧器を備えた三相出力回路LLC dc/dcを構成 (Figure 1) し、1200VのBVを有するSiC MOSFETを採用した利点を説明します。最大200 kHzを超えるスイッチング周波数により、一般に電源の大きな容量を占める絶縁変圧器のサイズが大幅に小型化され、高いBVは600V~800Vもの高い入力電圧を可能にし、三相出力回路構成は回路の最大電流を減少させ、電力変換効率を改善することを可能にしました。更に、変圧器はこれらの三相回路電流を均衡にする技術を付加し、回路の最大ピーク電流を抑制します。これにより入出力コンデンサを小型化します。次章より回路動作の詳細な説明と実機検証結果に紹介します。



Figure 1. A view of the 5-kW LLC dc/dc using SiC MOSFETs.

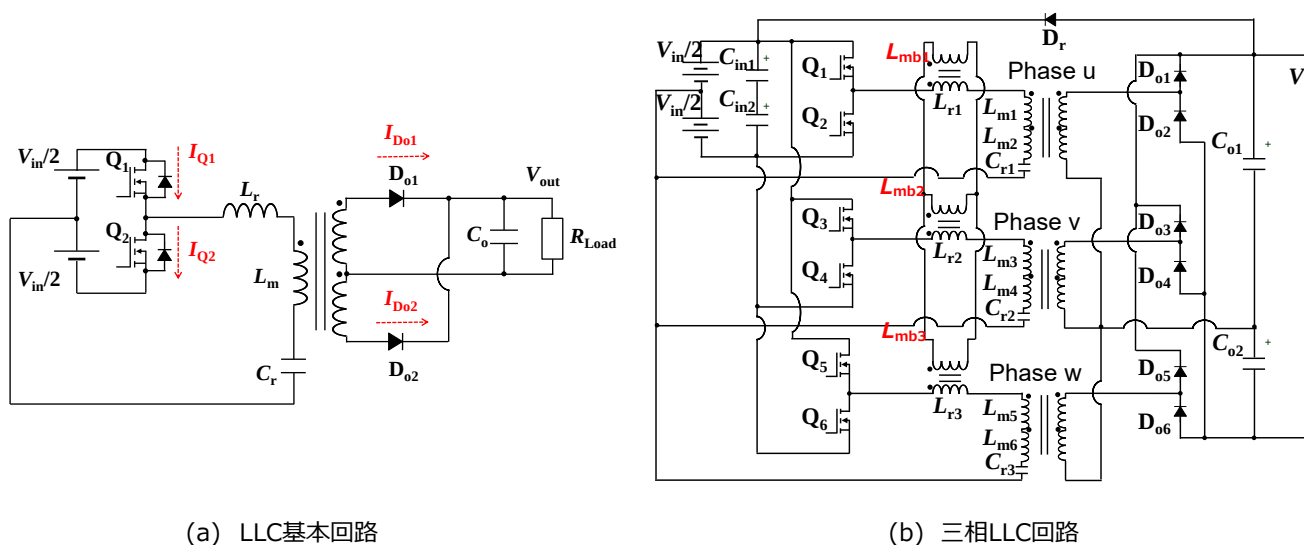


Figure 2. Circuit diagram of LLC dc/dc converter

動作原理と回路構成

図2(a)にLLC dc/dcの基本回路を示します。LLC回路は基本的に2つのスイッチ Q_1 と Q_2 を持つハーフブリッジで構成されています。これらのスイッチは共振インダクタンス L_r 、絶縁変圧器の励磁インダクタンス L_m 、および共振コンデンサ C_r が直列に接続され、これらの受動部品が共振タンクとして構成されたインターリーブ型の回路構成図を示します。

Q_1 と Q_2 は、約50%デューティサイクルで交互にスイッチングしており、 Q_1 と Q_2 の両方のターンオフ時のデッドタイムは、 Q_1 と Q_2 の短絡を避けるために設けられており、このデッドタイム期間中にソフトスイッチング動作をしています。

LLC dc/dcの Q_1, Q_2 における電圧および電流波形をFigure 3に示します。 Q_k ($k=1, 2$)におけるゲートソース電圧 V_{gk} 、ドレイン-ソース電圧 V_{Qk} 、ドレイン電流 I_{Qk} 、そして二次側ダイオード D_{ok} の順方向電流 I_{Dok} を表します。

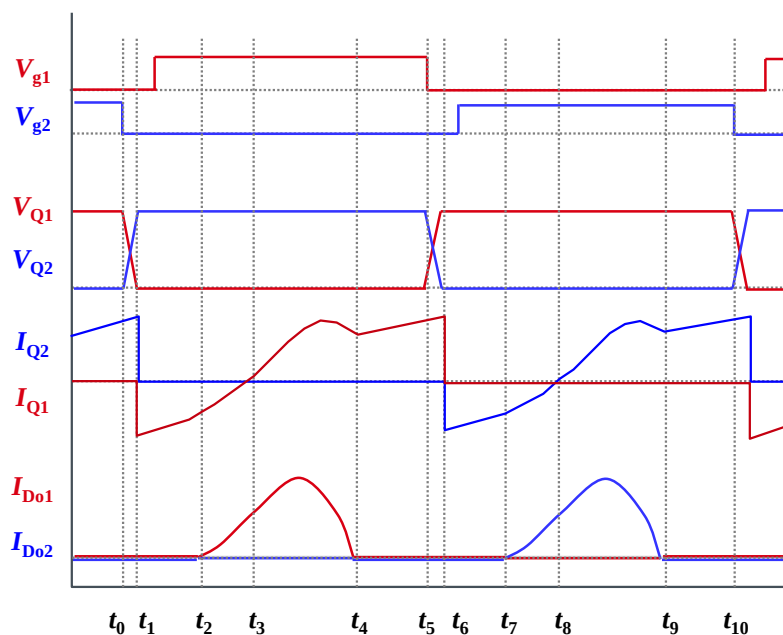


Figure 3. Q_1, Q_2 の電圧・電流波形

回路の動作方法を以下に説明します。

Term1 ($t_0 - t_1$): Q_2 がOFFして始まる期間です。 V_{Q2} は $(L_m + L_r)$ と C_r の共振に伴って増加し、 V_{Q1} が0に達するまで続きます。

Term2 ($t_1 - t_2$): V_{Q1} が0に達すると、この期間が始まります。逆電流が Q_1 のボディダイオード D_{o1} に流れ始めます。ZVSは、この逆電流が流れている間に、 Q_1 がONに変わることによって実現されます。 $(L_m + L_r)$ と C_r の共振は、 D_{o1} が順方向に電圧印加されるように L_m で電圧を発生させます。

Term3 ($t_2 - t_3$): $I_{D_{o1}}$ は L_r と C_r の間で共振するように流れ始めます。この共振は $I_{D_{o1}}$ を増加させ、電力を供給します。

Term4 ($t_3 - t_4$): 期間4は、 I_{Q1} が負の値から正の値になったときに始まります。この期間中、 $I_{D_{o1}}$ は、 L_r - C_r 共鳴により自発的に減少し、 $I_{D_{o1}}$ が0になるまで続きます。

Term5 ($t_4 - t_5$): この期間では、共振が $(L_m + L_r)$ と C_r 間で継続され、 Q_1 がOFFになるまで続きます。

Term6 ($t_6 - t_{10}$): Q_1 と Q_2 が回路内での役割を変えて、期間1から期間5が繰り返されます。

効率を向上させるために図2(b)に示す三相LLC構成を採用し、各相はそれぞれ120度の位相差をもってスイッチングしています[20]-[22]。この三相LLC dc/dcは、 Q_j , D_{oj} , L_{mj} ($j=1-6$)、および L_{ri} , C_{ri} ($i=1-3$)は、図2(a)と同じように動作します。

全く同じ特性を持つ変圧器は実際には作製不可能なため、アンバランスな変圧器による各相の電流は、結果として不均衡になり、出力コンデンサの電流リップルを大きくします。この不均衡問題を軽減する方法は、例えば[21]および[22]に示されていますが、追加部品が必要です。そこで、追加部品を回避するために、図2(b)に示すように並列接続された変圧器に L_{mbi} を隣接させます。これらの追加した変圧器を、以下電流バランス変圧器と呼びますが、この電流バランス変圧器は各相の電流を均等化するように作用し、入出力コンデンサ C_{ink} , C_{ok} の小型化に貢献します。また、ピーク電流の抑制は、出力コンデンサの信頼性劣化を回避する方法[23]を提供します。

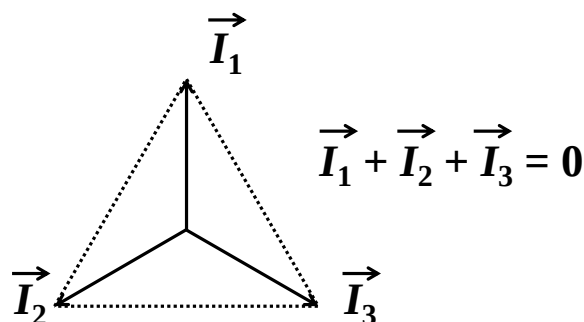


Figure 4. 三相電流バランスポロジ

各相120度の位相シフトは、図4のように全電流が常にゼロであることを意味し、その結果、 L_{mbi} は有効な磁束を作り出しません。したがって、 L_{mbi} は L_{mj} 、 L_{ri} 、および C_{ri} がどのように共鳴するかに影響しません。

図2に示すダイオード D_r は出力電力を入力側に戻し、入力電源はシステムの電力損失に相当する電力のみを供給し、電力変換効率の正確な測定につながります[24]。

今回の設計事例では、出力電圧 V_o と入力電圧 V_{in} はほぼ同じであるため、 V_o/V_{in} として定義されるゲインは約1です。ゲイン=1の場合、二次漏れインダクタンスと抵抗成分を考慮に入れたLLC dc/dcのゲイン方程式に従って、期待される出力電力を得るためにスイッチング周波数(f_{sw})で調整することができますので Q_j の f_{sw} を調整し出力電圧を設定しています。

変圧器の設計

可能な限り小さい変圧器を設計するために、次の点に注意が必要です。

- ・飽和磁束密度以下で動作させる
- ・コア損失 P_{core} を最小限に抑えるために、動作時の最大磁束密度をできるだけ低くする
- ・電源ユニットを小型化するために、一次側巻数 N_p と二次側巻数 N_s と有効コア面積 A_e を小さくする

動作中の磁束密度は、コア損失 P_{core} に直結するため、適切なトランスの設計を行うためには小さくしなければなりません。デューティ50%での最大磁束密度 B_m は、一般に式(1)で表わされます[25]。

$$B_m = \frac{V_{in}}{8f_{sw}N_pA_e} \quad (1)$$

この式(1)から、一定の V_{in} の下で B_m を減らすためには、少なくとも f_{sw} 、 N_p 、 A_e のうちの一つを大きくしなければならないことが分かります。しかし、 N_p または A_e を大きくすることは、変圧器のサイズを大きくすることにつながるため、電源を小型化するためには適切な選択肢とは言えません。つまり、 f_{sw} を増やすことで変圧器のサイズを大きくすることなく B_m を小さく出来、SiC MOSFETはこの要求に応えることができます。

今回、Si IGBT実現できなかった約200kHzの f_{sw} を600V時に、800V時は160kHzに設定しました。そして、変圧器のコア材料として、抵抗率が高く、渦電流損失が小さい高周波 f_{sw} に適したパワーフェライトPC40(TDK製)[35]を選択しました。このPC40コア材の飽和流束密度 B_s は100°C時380mTであり、200kHz動作時に P_{core} を低減し、 B_s に到達しないように、 B_m を150mTとしました。その結果、選択したコア部品PC40EER28L-Z(TDK製)の実効体積 V_e は6.15 cm³となりました。

600V時の変圧器の設計を具体的に説明します。設計に必要なパラメータは次のようになります。

- 1) $V_{in} = 600 \text{ V}$
- 2) $V_o = 600 \text{ V}$
- 3) 最大 $B_m = 150 \text{ mT}$
- 4) $f_{sw} = 200 \text{ kHz}$
- 5) $A_e = 0.814 \text{ cm}^2$

これらの諸元より式(1)から、 N_p が30.71ターンと求まります。コア材の発熱を分散するために、2つのトランスを直列に接続し、それぞれの N_p を16ターンとしました。 N_s/N_p は V_o/V_{in} (= 1) と等しいため、 N_s は N_p と同じ16ターンとなります。 C_{ri} の値はコンデンサのサイズを小さく保つために100 nF未満としました。このために、 f_{sw} を約200kHzに設定すれば、 L_{ri} 値は6μH以上で十分となります。変圧器を作製後、 L_r 値を測定すると約12μH

でした。したがって、 C_r の必要な値は200kHzの共振 f_{sw} を作成するために約60nFと計算されます。 L_r/L_m として定義されるSは、0.1に設定しました[26]。そのため、直列接続されている2つの L_{mj} 値を約120 μ Hに設定しました。

Si IGBTは最大50 kHzで動作することが示されています[27]。50kHzの f_{sw} では、これまで検討してきたコア材料(PC40EEE57/ 47-Z)を使用すると、変圧器の A_e と V_e はそれぞれ3.44 cm²と35.1cm³になり、200kHzのスイッチング周波数では V_e を82%小さくすることができます。

表1に、600V時と800V時のLLC dc/dcの設計諸元をまとめました。

Table 1. LLC dc/dc の設計諸元

Item	Condition	
Input Voltage (V_{in})	600 V	800 V
Input capacitances (C_{in1}, C_{in2})	2200 μ F	150 μ F
Switching transistors (Q_i $i=1\sim6$)	SiC MOSFET (SCT2080KE) (BV=1200 V, Ron=80 m Ω)	←
Magnetic inductances (L_{mi} $i=1\sim6$)	55.6 μ H, 55.1 μ H, 64.3 μ H 51.8 μ H, 56.2 μ H, 57.5 μ H	94.6 μ H, 93.3 μ H, 94.0 μ H, 94.0 μ H, 93.1 μ H, 95.4 μ H
Resonant inductances (L_{ri} $i=1\sim3$)	12.0 μ H, 11.6 μ H, 11.6 μ H	19.4 μ H, 21.2 μ H, 20.2 μ H
Resonant capacitances (C_{ri} $i=1\sim3$)	60 nF	30 nF
Secondary diodes (D_{oi} $i=1\sim6$)	SiC SBD (SCS210KG) (BV=1200 V)	←
Output capacitances (C_{oi} $i=1,2$)	270 μ F	150 μ F
Output Voltage (V_o)	600 V	800 V

効率と損失

図5は、600V設計時におけるLLC dc/dcの出力電力毎の電力変換効率です。電力変換効率は入力電源が運転中に供給するエネルギー量の使用により算出されていますが、今回提案した回路方式は出力電力をそのまま入力側へ回生している(図2に示すダイオードDr経路)ので V_o は V_{in} に等しく、その供給しているエネルギー量がLLC dc/dcの電力損失とみなすことができます。

電力変換効率の最大値は5kW時97.6%を達成しています。スイッチング周波数 f_{sw} はSiC MOSFETの高速スイッチング特性のために、182kHz-217kHzに達しています。

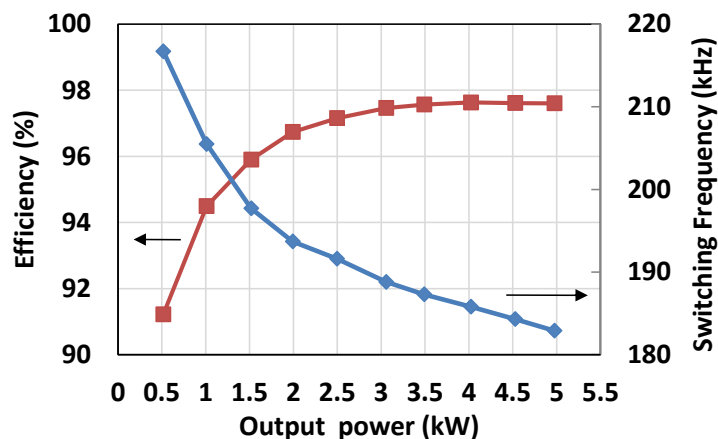


Figure 5. 600V設計時の効率とスイッチング周波数

図6(a)と(b)は、800V設計における、それぞれ V_{in} を変化させた時に出力電力毎の電力損失(P_{loss})と電力変換効率 η_p を示しています。図6(a)に示すように高い V_{in} は P_{loss} の増加率を抑えており、 P_{loss} 値は、 $V_{in}=600$ Vでは3kW以上、 $V_{in}=700$ Vで4kW以上の動作においては、電

力供給できないほど大きくなっています。

図6(b)に示すように、変換効率も600V時で97%に達することが困難な状況で3kWまででしたが、800V時は5kW出力で変換効率98.1%に達し、現実的な電力損失となっています。

なお、ここで示した600V時の変換効率は、800Vでの設計諸元で設計した変圧器を使用した場合であって、600V時の設計諸元で設計した変圧器の場合の電力変換効率は5kWで97.6%でした。

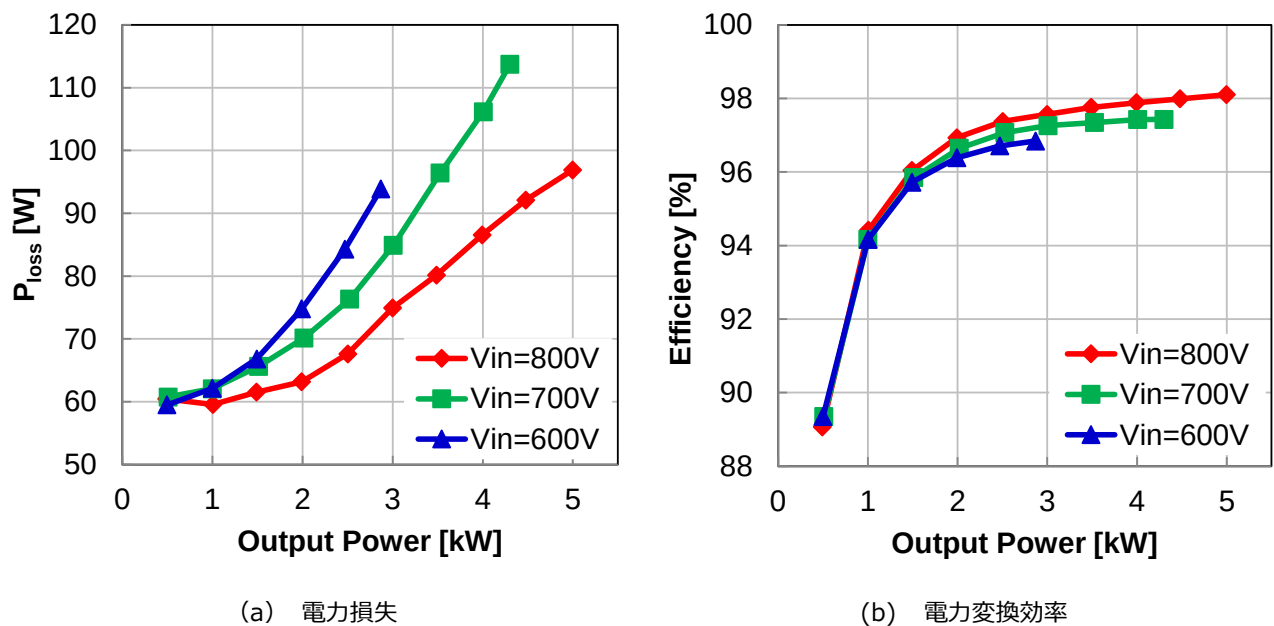


Figure 6. 800V設計時の効率特性

各部のスイッチング波形

図7は、SiC MOSFET Q_1 のドレイン-ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D の測定波形を示します。同図(a)が600V設計時で、(b)が800V設計時です。スイッチング周波数は、(a)が約200kHz、(b)が約160kHzとなっています。また、 V_{DS} は I_D が負側に流れている非常に短い期間に変化を完了しており、どちらの波形からもZVS動作していることが容易にわかります。

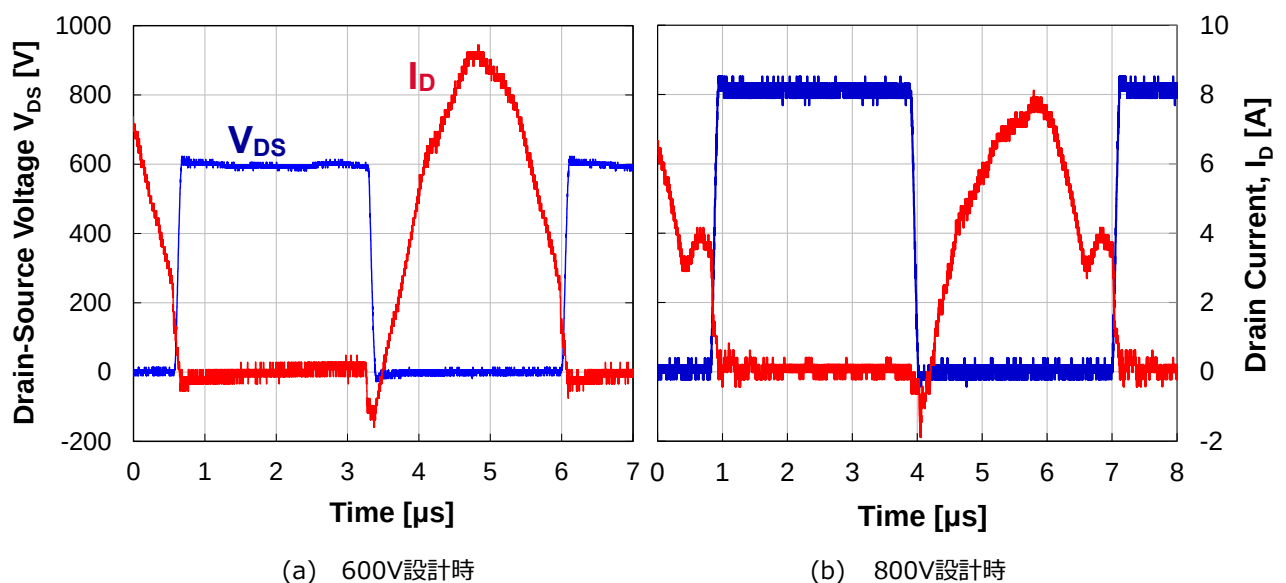


Figure 7. V_{DS} , I_D 波形

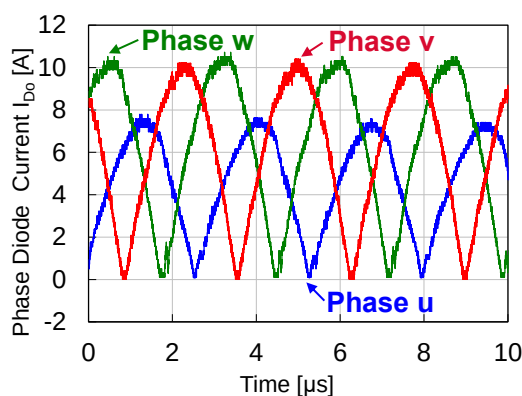
図8、図9は、電流バランス回路の有無による出力ダイオード電流の違いを示してあり、図8は600V設計時で、(a)、(b)は各相の二次側ダイオードの電流をまとめて表示してあり、(a)が電流バランス回路無し、(b)が電流バランス回路を付加した場合です。同図(c)、(d)は各相ダイオードを合算した総電流であり、出力コンデンサ C_{o1} 、 C_{o2} に流れるリップル電流になります。図9は800V設計時の波形であり、図8と同じ内容です。

いずれの場合も、電流バランス回路が無い場合は、ひとつの相のみ電流が小さくなったり、大きくなったりしており、電流が不均衡に供給されていることがわかります。一方、電流バランス回路を付加することで、すべての相でほぼ均等な電流が流れています。リップル電流のpeak-to-peak値 ΔI_{ripple} は、不均衡な図8(c)で最大6.45Ap-p、図9(c)で最大6.46Ap-pとなっていますが、電流バランス回路が付加された図8(d)では4.31Ap-pで、図9(d)では3.75Ap-pと、いずれの電圧においても3分の2以下に低減されています。

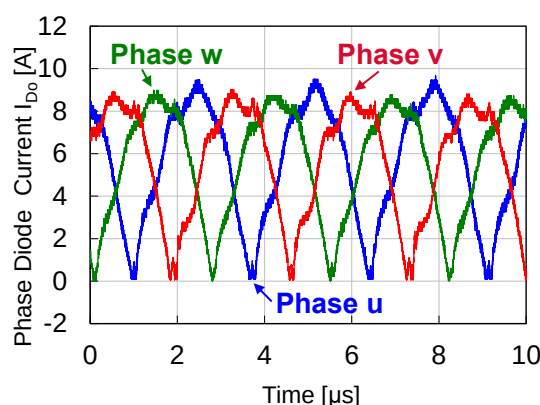
C_m として定義した入力静電容量 C_{in} または出力静電容量 C_o の最小値を式(2)に示します。この式からも ΔI_{ripple} が小さいほど、 C_{in} または C_o をより小さい値にすることが可能であり、結果として小型化につながるようになります。

$$C_m = \frac{\Delta I_{ripple} \times T_{on}}{\Delta V_{ripple}} \quad (2)$$

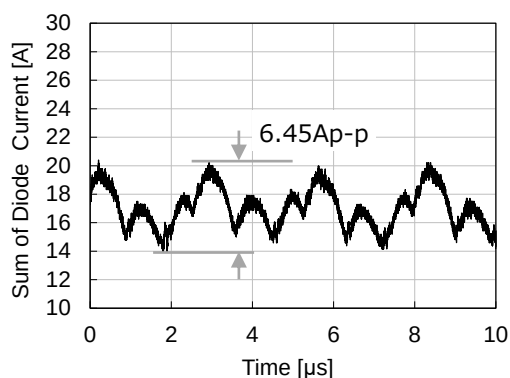
式(2) ΔV_{ripple} はコンデンサ電圧のpeak-to-peak値の最大値を示しており、 T_{on} は Q_i のオン時間を示しています。 ΔV_{ripple} は通常印加電圧に対して設定され、例えば0.1%に設定した場合、600V時は0.6V、800V時は0.8Vとなりますが、先ほどの ΔI_{ripple} 値で C_m を計算すると、電流不均衡時は600V時で29.5 μ F、800V時で25.5 μ Fになり、電流均衡時は600V時で19.7 μ F、800V時で14.8 μ Fとなり、いずれの電圧においても電流均衡により出力コンデンサの静電容量は半減します。



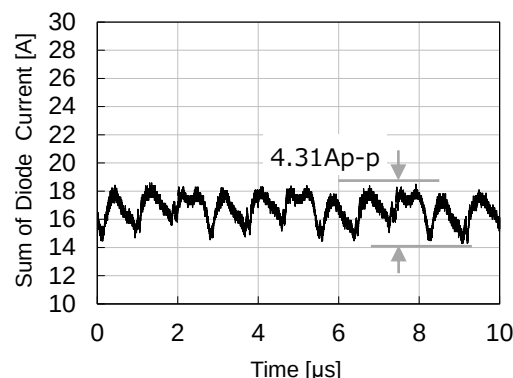
(a) 各相二次側ダイオード電流（不均衡）



(b) 各相二次側ダイオード電流（均衡）

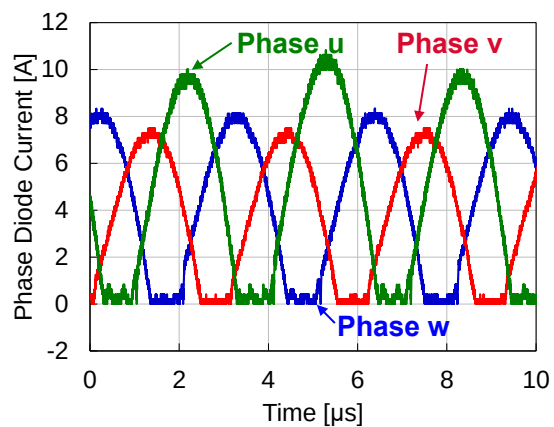


(c) 二次側ダイオード総電流（不均衡）

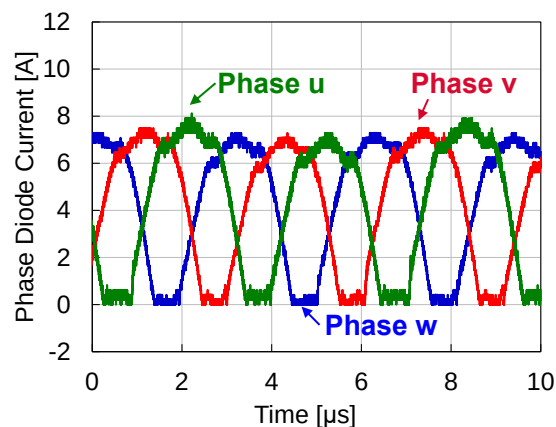


(d) 二次側ダイオード総電流（均衡）

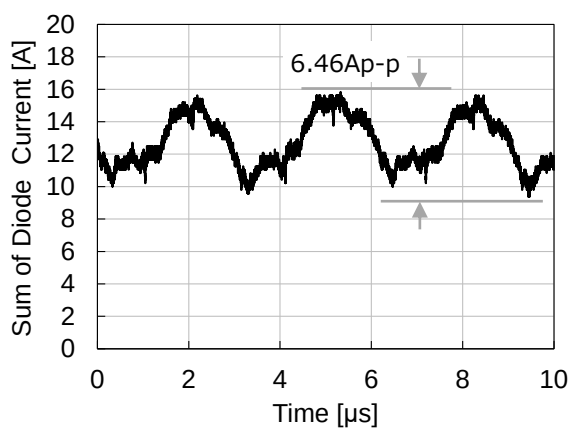
Figure 8. 出力リップル電流波形（600V時）



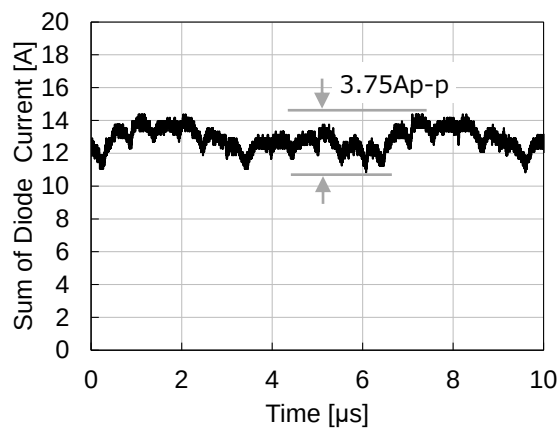
(a) 各相二次側ダイオード電流（不均衡）



(b) 各相二次側ダイオード電流（均衡）



(c) 二次側ダイオード総電流（不均衡）



(d) 二次側ダイオード総電流（均衡）

Figure 9. 出力リップル電流波形（800V時）

損失分析

図10は5kW出力電力時のSiC MOSFETを使用したLLC dc/dcの損失内訳を示しています。同図(a)が600V時、(b)が800V時です。

まず、トランジスタの導通損失 ($I_D^2 \cdot R_{DS(ON)}$) ですが、使用したSiC MOSFETのオン抵抗 $R_{ds(ON)}$ はジャンクション温度 T_j によって変化します。今回の評価ではMOSFETにヒートシンクを取り付け冷却ファンで強力に放熱させたため、 T_j は50℃程度に止まっておりました。そこで、 $T_j=50℃$ 時の $R_{DS(ON)}$ が約90mΩ[28]であり、 $V_{in}=600V$ におけるSiC MOSFETのドレイン電流 I_D は4.5A、 $V_{in}=800V$ 時の I_D は3.75Aだったため、トランジスタの導通損失 ($I_D^2 \cdot R_{DS(ON)}$) に使用数量(6個)を乗じることで求められ、使用したSiC MOSFET総損失は、600V時に10.9W、800V時に7.59Wとなります。二次側ダイオードの導通損失は、平均電流が、600V時2.94Aで順方向電圧は1.1V、800V時2.62Aで同1.05Vになるため、使用数量(6個)を乗じて総損失を求めると、600V時19.4W、800V時16.5Wと計算されます。

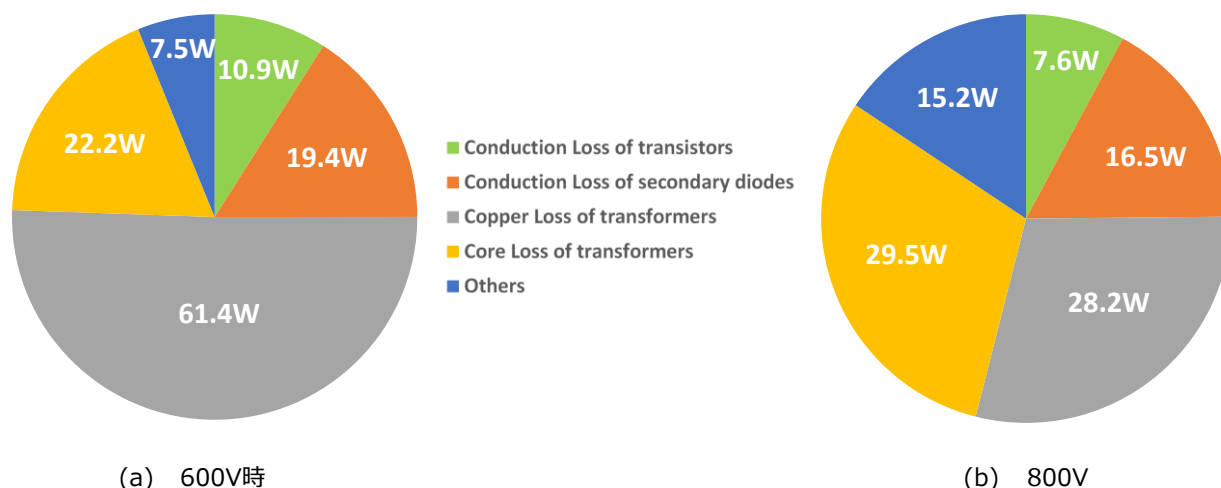


Figure 10. 損失分析（電力値）

次に使用された変圧器の導通損失（銅損）ですが、巻線銅の総抵抗は周波数特性を持っており、600V時のスイッチング周波数183kHzに対し1.66Ω、800V時は同160kHzに対し1.21Ωとなっていました。変圧器を流れる電流の実効値が600V時6.08Arms、800V時4.83Armsであることから、変圧器の銅損は600V時61.4W、800V時28.2Wとなりました。800V時の銅損が大きく減少したのは、同じ出力電力に対して出力電圧が高い800V時が出力電流を小さくなったことによるものであります。

また、変圧器におけるもう一つの大きな損失であるコア損失は次のように計算しました。まず、600V時ですが、式(1)から $A_e=0.814cm^3$ 、 $N_p=16$ ターン、 $f_{sw}=182.9kHz$ 、および直列接続された変圧器のそれぞれの入力電圧は300Vであることから、 B_m は157mTと計算できます。この B_m からTDK製PC40EER28L-Zのデータシートに記載されている B_m -コア損失特性から22.2Wを求めることができます。同様に800V時を計算すると、 B_m は181mTとなり、コア損失29.5Wとなります。

これらの損失と実測による総損失との差は依然として残っており、その差は600V時3.2W、800V時12.2Wですが、これらの損失は主にSiC MOSFETのスイッチング損失、および電流バランス変圧器のコア損失、入出力コンデンサのESR損失などが含まれています。

最後に600V時と800V時の損失構成比を図11に示します。SiC MOSFETを使用することで、その導通損失は全体の10%程度と小さくなりましたが、変圧器の総損失（銅損＋コア損失）が600V時で全体の約58%、800V時には約83%も占めており、変圧器の損失をいかに低減するかが今後の課題と言えます。

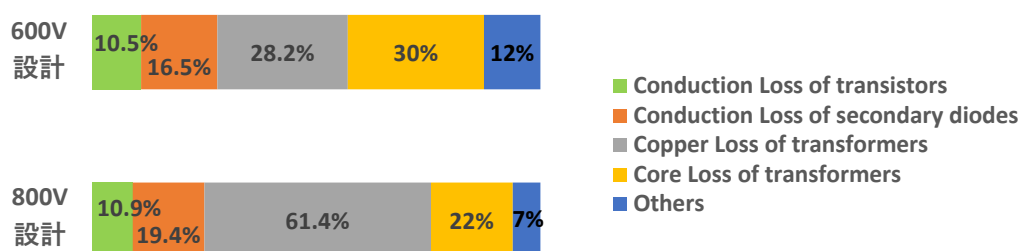


Figure 11. 損失分析（比率）

まとめ

SiC MOSFETを使った三相5kW LLC dc/dcコンバータで、スイッチング周波数は600V時に約200kHzに達し、Si IGBTでは実現できなかった絶縁トランスの体積削減が実現できました。SiC MOSFETの高いBVは、800Vまでの V_{in} を可能にしました。

一方、三相構成による1相当たりの電流が減少し、LLC dc/dcは高い電力変換効率を維持し、高周波によるスイッチング損失の増加を回避しました。また、各相間の相電流のバランスを取るための追加の電流バランス変圧器が回路ピーク電流を抑制することで電流リップルを抑え、 C_{in} と C_o を最小化できる回路方式も提案できました。

これらの回路事例が参考になれば幸いです。

1 2 3 4 5 6 7 8

A

TO CNS1 + DC800V +

CNP1

CNP2

CNP3

TO CNS2

TO CNS3 GND

U1 78L05UA

U2

U3 78L05UA

U4

U5 78L05UA

U6

U7 78L05UA

U8

U9 78L05UA

U10

U11 78L05UA

U12

U13

U14

U15

U16

U17

U18

U19

U20

U21

U22

U23

U24

U25

U26

U27

U28

U29

U30

U31

U32

U33

U34

U35

U36

U37

U38

U39

U40

U41

U42

U43

U44

U45

U46

U47

U48

U49

U50

U51

U52

U53

U54

U55

U56

U57

U58

U59

U60

U61

U62

U63

U64

U65

U66

U67

U68

U69

U70

U71

U72

U73

U74

U75

U76

U77

U78

U79

U80

U81

U82

U83

U84

U85

U86

U87

U88

U89

U90

U91

U92

U93

U94

U95

U96

U97

U98

U99

U100

U101

U102

U103

U104

U105

U106

U107

U108

U109

U110

U111

U112

U113

U114

U115

U116

U117

U118

U119

U120

U121

U122

U123

U124

U125

U126

U127

U128

U129

U130

U131

U132

U133

U134

U135

U136

U137

U138

U139

U140

U141

U142

U143

U144

U145

U146

U147

U148

U149

U150

U151

U152

U153

U154

U155

U156

U157

U158

U159

U160

U161

U162

U163

U164

U165

U166

U167

U168

U169

U170

U171

U172

U173

U174

U175

U176

U177

U178

U179

U180

U181

U182

U183

U184

U185

U186

U187

U188

U189

U190

U191

U192

U193

U194

U195

U196

U197

U198

U199

U200

U201

U202

U203

U204

U205

U206

U207

U208

U209

U210

U211

U212

U213

U214

U215

U216

U217

U218

U219

U220

U221

U222

U223

U224

U225

U226

U227

U228

U229

U230

U231

U232

U233

U234

U235

U236

U237

U238

U239

U240

U241

U242

U243

U244

U245

U246

U247

U248

U249

U250

U251

U252

U253

U254

U255

U256

U257

U258

U259

U260

U261

U262

U263

U264

U265

U266

U267

U268

U269

U270

U271

U272

U273

U274

U275

U276

U277

U278

U279

U280

U281

U282

U283

U284

U285

U286

U287

U288

U289

U290

U291

U292

U293

U294

U295

U296

U297

U298

U299

U300

U301

U302

U303

U304

U305

U306

U307

U308

U309

U310

U311

U312

U313

U314

U315

U316

U317

U318

U319

U320

U321

U322

U323

U324

U325

U326

U327

U328

U329

U330

U331

U332

U333

U334

U335

U336

U337

U338

U339

U340

U341

U342

U343

U344

U345

U346

U347

U348

U349

U350

U351

U352

U353

U354

U355

U356

U357

U358

U359

U360

U361

U362

U363

U364

U365

U366

U367

U368

U369

U370

U371

U372

U373

U374

U375

U376

U377

U378

U379

U380

U381

U382

U383

U384

U385

U386

U387

U388

U389

U390

U391

U392

U393

U394

U395

U396

U397

U398

U399

U400

U401

U402

U403

U404

U405

U406

U407

U408

U409

U410

U411

U412

U413

U414

U415

U416

U417

U418

U419

U420

U421

U422

U423

U424

U425

U426

U427

U428

U429

U430

U431

U432

U433

U434

U435

U436

U437

U438

U439

U440

U441

U442

U443

U444

U445

U446

U447

U448

U449

U450

U451

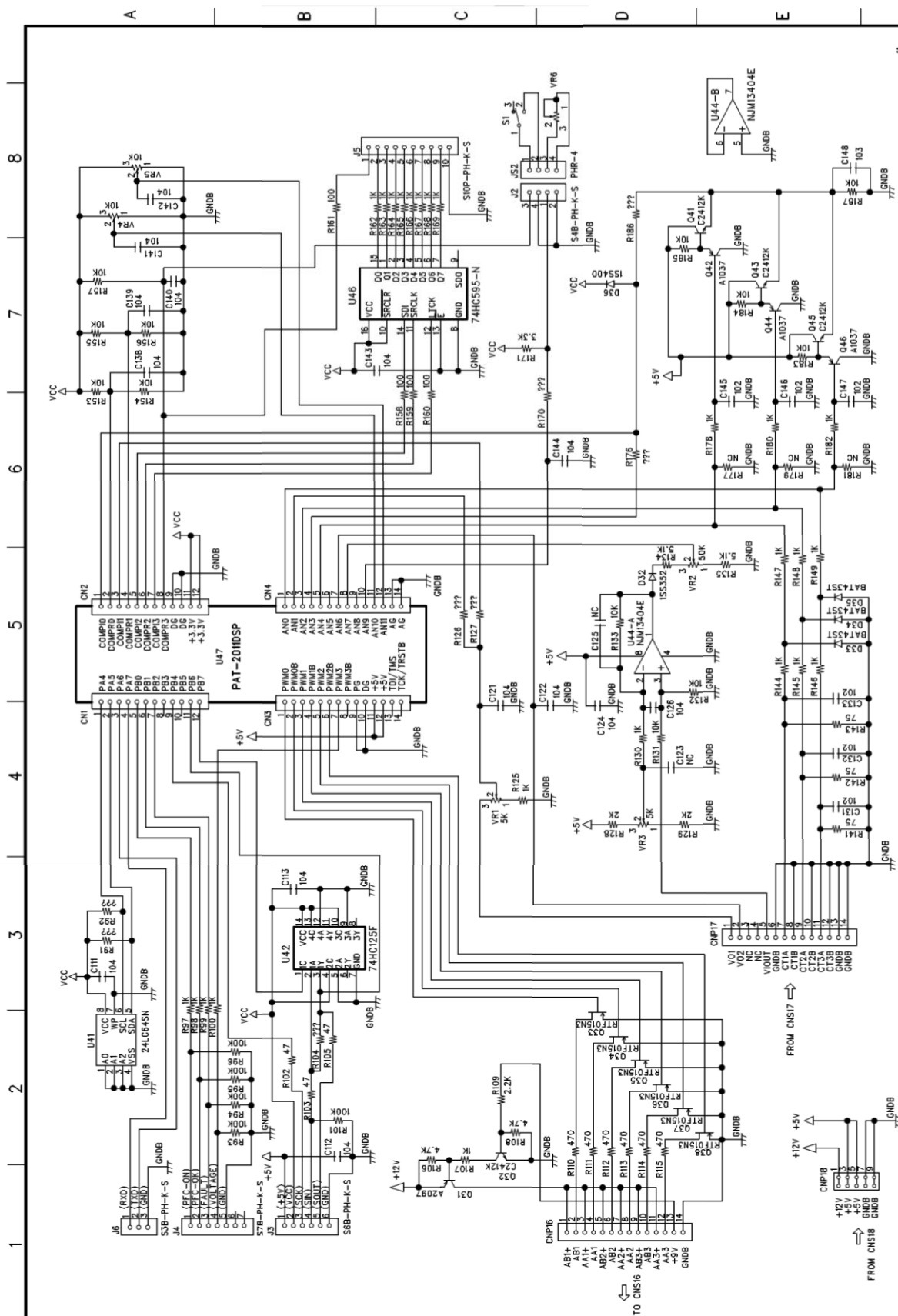
U452

U453

U454

2022.3





#4

SHEET 3/4

MATERIAL

TREATMENT

APPLICATIONS

800V PSU

DRAWN

H.MASUOKA

CHECKED

M.TSURUYA

APPROVED

S.HAYASHI

DATE

2014/04/26

SCALE

NOT

TITLE

PAT037 CC

DWG.NO.

90256-21101-00

3/3

POWER ASSIST TECHNOLOGY CO.,LTD.

(c) Control (CC) PCB

参考資料：

- [1] R. S. Yang, L. K. Chang, and H. C. Chen "An isolated full-bridge dc-dc converter with 1-MHz bidirectional communication channel," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 4407–4413, Sep. 2011.
- [2] M. D. Seeman, "GaN devices in resonant LLC converter," *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 2, no. 1, pp. 36–41, Mar. 2015.
- [3] J. Y. Lee, Y. S. Jeong, and B. M. Han "An isolated dc/dc converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2926–2934, Jul. 2011.
- [4] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable dc link control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6041–6049, Nov. 2014.
- [5] S. Zong, H. Luo, W. Li, and C. Xia, "Theoretical evaluation of stability improvement brought by resonant current loop for paralleled LLC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4170–4180, Jul. 2015.
- [6] M. H. Ryu, H. S. Kim, J. W. Baek, H. G. Kim, and J. H. Jung, "Effective test bed of 380-V dc distribution system using isolated power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4525–4536, Jul. 2015.
- [7] Z. Hu, Y. Qiu, L. Wang, and Y. F. Liu, "An interleaved LLC resonant converter operating at constant switching frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2931–2943, Jun. 2014.
- [8] J. R. Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS-PWM dc-to-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 486–492, Oct. 1993.
- [9] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 462–472, Feb. 2011.
- [10] M. D. Seeman, S. R. Bahl, D. I. Anderson, and G. A. Shah, "Advantages of GaN in a high-voltage resonant LLC converter," in *Proc. 29th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Mar. 2014, pp. 476–483.
- [11] X. Ruan, B. Li, J. Wang, and J. Li, "Zero-voltages-switching PWM three-level converter with current-doubler-rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1523–1532, Nov. 2004.
- [12] CoolMOS™ Selection Guide, "Common CoolMOS™ Applications and Topologies," Infineon Technologies Co. [Online]. Available: <http://www.infineon.com/dgdl/Infineon+++Product+Brochures+-+Selection+Guide+-+CoolMOS.pdf?fileId=db3a30432f91014f012f95fc7c24399d>
- [13] "600-V GaN Devices Are Offered In PQFNs Plus TO-220 s For Low-Power Designs," Transphorm's TPH3002LD, TPH3002LS, TPH3002PD and TPH3002PS, 600-V GaN HEMT devices, How2Power Today, Apr. 2014 [Online]. Available: http://www.how2power.com/newsletters/1404/products/H2PToday1404_products_Transphorm.pdf?NOREDIR=1
- [14] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-level LLC series resonant dc/dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 781–789, Jul. 2005.
- [15] I. O. Lee and G. W. Moon, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2966–2979, Jun. 2012.
- [16] B. M. Song, R. McDowell, and A. Bushnell, "A three-level dc-dc converter with wide-input voltage operations for ship-electric-power distribution systems," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 32, no. 5, pp. 1856–1863, Oct. 2004.
- [17] R. T. H. Li, M. Vancu, F. Canales, and D. Aggeler, "High performance dc-dc converter for wide voltage range operation," in *Proc. 7th Int. IEEE Power Electron. Motion Control Conf.*, Jun. 2012, pp. 1151–1158.
- [18] S. Saravanan, J. Mohan, and V. Kumar, "Analysis of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications," *J. Eng. Res. Appl.*, vol. 4, no. 4, pp. 79–84, Apr. 2014.
- [19] "SiC power devices and modules Rev.03," Application Note, Rohm Co., Nov. 2020 [Online]. Available: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/sic/common/sic_appli-e.pdf
- [20] M. Kobayashi and M. Yamamoto, "Current balance performance evaluations for transformer-linked three phase dc-dc LLC resonant converter," in *Proc. Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. (ICRERA)*, Nov. 2012, pp. 1–3.
- [21] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE'09)*, Sep. 2009, pp. 1145–1152.
- [22] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Analysis of multi-phase LLC resonant converters," in *Proc. IEEE Power Electron. Conf. (COBEP'09)*, 2009, pp. 464–471.
- [23] "General descriptions of aluminum electrolytic capacitors," Nichicon Co., Tech. Note 8101E [Online]. Available: <http://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/aluminum.pdf>
- [24] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 535–542, Mar. 2007.
- [25] R. Stuler, J. Uherek, and L. Seifert, "Implementing a 12 V/240 W power supply with the NCP4303B, NCP1605, and NCP1397B," On Semiconductor Co., AND8460/D, Jun. 2012 [Online]. Available: http://www.onsemi.jp/pub_link/Collateral/AND8460-D.PDF
- [26] H. Ding, "Design of resonant half-bridge converter using IRS2795(1,2) control IC," International Rectifier Co., AN-1160 [Online]. Available: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1160.pdf>
- [27] B. Rubino, G. Catalisano, L. Abbatelli, and S. Buonomo, "Comparative analysis of driving approach and performance of 1.2 kV SiC MOSFETs, Si IGBTs, and normally-off SiC JFETs," STMicroelectronics Co., Tech. Art. TA0349 [Online]. Available: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/technical_article/DM00087447.pdf
- [28] Datasheet, SCT2080KE, Rohm Co., Mar. 2021 [Online]. Available: <https://www.rohm.co.jp/products/sic-power-devices/sic-mosfet/sct2080ke-product>
- [29] Y. Nakahara, H. Otake, T. M. Evans, T. Yoshida, M. Tsuruya, and K. Nakahara, "Three phase LLC series resonant DC/DC converter using SiC MOSFETs to realize high-voltage and high-frequency operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2103–2110, Apr. 2016.

ご 注 意

- 1) 本資料の記載内容は改良などのため予告なく変更することがあります。
- 2) 本資料に記載されている内容は製品のご紹介資料です。ご使用に際しては、別途最新の仕様書を必ずご請求のうえ、ご確認ください。
- 3) ロームは常に品質・信頼性の向上に取り組んでおりますが、半導体製品は種々の要因で故障・誤作動する可能性があります。
万が一、本製品が故障・誤作動した場合であっても、その影響により人身事故、火災損害等が起こらないようご使用機器でのディレーティング、冗長設計、延焼防止、バックアップ、フェイルセーフ等の安全確保をお願いします。定格を超えたご使用や使用上の注意書が守られていない場合、いかなる責任もロームは負うものではありません。
- 4) 本資料に記載されております応用回路例やその定数などの情報につきましては、本製品の標準的な動作や使い方を説明するものです。
したがって、量産設計をされる場合には、外部諸条件を考慮していただきますようお願いいたします。
- 5) 本資料に記載されております技術情報は、製品の代表的動作および応用回路例などを示したものであり、ロームまたは他社の知的財産権その他のあらゆる権利について明示的にも黙示的にも、その実施または利用を許諾するものではありません。上記技術情報の使用に起因して紛争が発生した場合、ロームはその責任を負うものではありません。
- 6) 本資料に掲載されております製品は、耐放射線設計はなされていません。
- 7) 本製品を下記のような特に高い信頼性が要求される機器等に使用される際には、ロームへ必ずご連絡の上、承諾を得てください。
・輸送機器（車載、船舶、鉄道など）、幹線用通信機器、交通信号機器、防災・防犯装置、安全確保のための装置、医療機器、サーバー、太陽電池、送電システム
- 8) 本製品を極めて高い信頼性を要求される下記のような機器等には、使用しないでください。
・航空宇宙機器、原子力制御機器、海底中継機器
- 9) 本資料の記載に従わないために生じたいかなる事故、損害もロームはその責任を負うものではありません。
- 10) 本資料に記載されております情報は、正確を期すため慎重に作成したものです。万が一、当該情報の誤り・誤植に起因する損害がお客様に生じた場合においても、ロームはその責任を負うものではありません。
- 11) 本製品のご使用に際しては、RoHS 指令など適用される環境関連法令を遵守の上でご使用ください。
お客様にかかる法令を順守しないことにより生じた損害に関して、ロームは一切の責任を負いません。
本製品の RoHS 適合性などの詳細につきましては、セールス・オフィスまでお問合せください。
- 12) 本製品および本資料に記載の技術を輸出又は国外へ提供する際には、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」など適用される輸出関連法令を遵守し、それらの定めにしたがって必要な手続を行ってください。
- 13) 本資料の一部または全部をロームの許可なく、転載・複写することを堅くお断りします。



ローム製品のご検討ありがとうございます。
より詳しい資料やカタログなどご用意しておりますので、お問合せください。

ROHM Customer Support System

<http://www.rohm.co.jp/contact/>