

カロリー法による WPT 向け MHz 駆動インバータでの発生損失の実験的検証

学生員 山口 正通 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Loss Measurement of Megahertz Inverter for WPT System Using Calorimetric Power Loss Measurement

Masamichi Yamaguchi, Student Member, Keisuke Kusaka, Member,
Jun-ichi Itoh, Senior member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a power loss, which occurs in resonant load inverter with megahertz operation for a Wireless Power Transfer (WPT) system. The loss is measured by the calorimetric method to measure the loss accurately in the megahertz operation. The loss can be measured with an error of 10% when the loss is 23W by temperature control using a Peltier device. The gate drive loss and the conduction loss of the GaN devices are measured by calorimetric measurement. From the measurement results, another loss, which is not drive loss or conduction loss, occurs in the inverter circuit in megahertz operation.

キーワード：高周波インバータ, カロリー法

Keywords : High frequency inverter, calorimetric power loss measurement

1. はじめに

電気自動車(EV)の給電方式として、充電ケーブルを車両に接続することで給電を行う有線式が広く用いられている。しかし、充電の度に重量のあるケーブルの脱着が必要なことから利便性に欠けるといった課題や、比較的電流の大きなケーブルを頻繁に脱着させることに対して安全面での懸念がある。そのため、充電時にケーブルを必要としないワイヤレス給電(WPT: Wireless Power Transfer)システム⁽¹⁻²⁾の開発が期待されている。

現在標準化⁽³⁾がすすめられている 85 kHz 帯電力伝送では、伝送コイルにフェライト等の磁性材料を使用するため重く、車両の運動性能に与える影響が大きい。そのため近年、ISM (Industrial scientific and medical band)帯である MHz 帯を用いた WPT システムへの期待が再度高まっている⁽⁴⁾。MHz 帯 WPT システムでは空芯コイルを用いることが可能となるため、地上側及び車両側伝送コイルの軽量化を図ることができる。

MHz 帯を適用した WPT システムでは、高周波動作に適した電力変換回路の主素子として GaN デバイスが用いられる⁽⁵⁾。GaN デバイスには、寄生インダクタンス低減等の点から表面実装デバイス(SMD: Surface Mount Device)のパッケージが採用されることが主流であるが、SMD は放熱用サーマルパッドの面積が小さいため回路の放熱設計が重要とな

る。特に WPT システムでは急速充電のための大容量化が求められており、大容量化にあたって基板の放熱設計が適切でない場合、主素子の接合部温度を定格値内に収めるために追加の冷却対策が必要になるといった問題が生じる。

これまで筆者らは、6.78MHz 帯で動作する WPT システム向け負荷共振インバータの試作より、MHz 駆動回路の高パワー密度化に向けた基板寄生成分と放熱設計に関する検討を行ってきた⁽⁶⁻⁷⁾。その過程で、主回路のデバイスは ZVS(Zero voltage switching)動作を達成しているものの、発熱量が放熱設計より大幅に増大するという課題が生じていた。発熱量が増大する原因としては、基板の放熱性能が設計値よりも低いか損失そのものが設計値より大きいことが考えられるが、原因特定には素子や回路で発生する損失を正確に評価する必要がある。しかし、MHz 駆動の電力変換回路では素子のドレイン-ソース間電圧や通流する電流の位相がナノ秒オーダーで変化するため、出力電圧や電流の実測値から正確に損失を評価することが難しい。

そこで本論文では、WPT システム向け MHz 駆動インバータにおける発生損失量の特定を目的として、カロリー法による損失測定を行う。駆動回路における損失と素子の導通損失をそれぞれ実測し、MHz 駆動時に発生する全損失量からそれぞれ差し引くことで、駆動回路と導通損失以外の損失がどの程度発生しているのかを検証する。

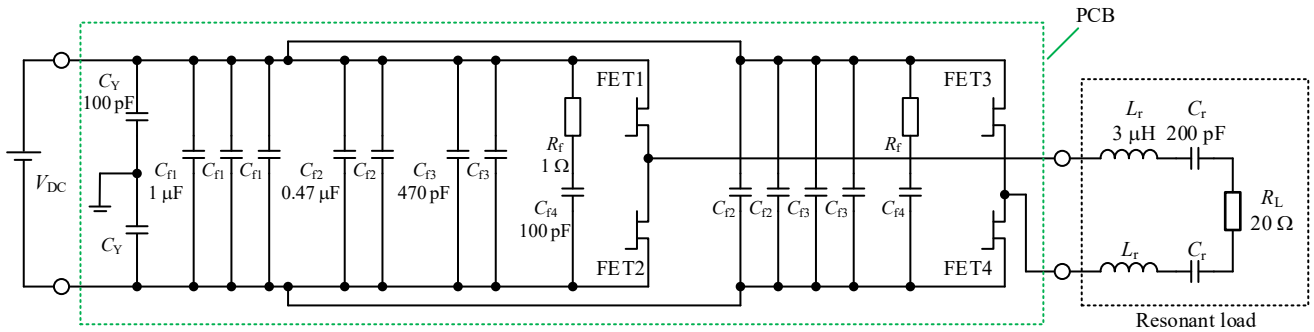


Fig. 1. Megahertz resonant inverter.

Table 1. Experiment condition.

Parameter	Symbol	Value
DC link voltage	V_{DC}	315 V
Switching frequency	F_s	6.5 MHz
Output power	P	2 kW

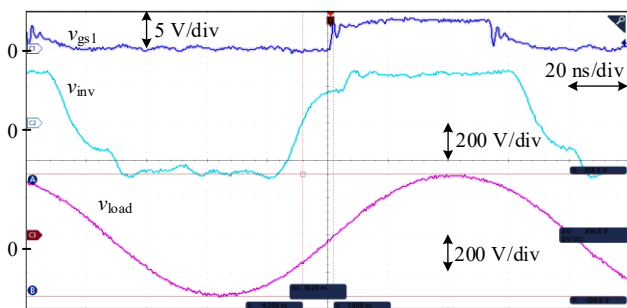


Fig. 2. Output voltage and current of inverter.

2. 測定対象

図1に、本稿で測定対象とする MHz 駆動の負荷共振インバータを示す。フルブリッジインバータに対して、WPT システムの1次側共振タンクに該当する RLC 負荷を接続した構成をとる。主素子には、GaN デバイス (PGA26E07BA: 600V, 26A, Panasonic) を使用し、6.78 MHz 帯でのスイッチング動作を行う。表1に実機における実験条件を、図2にインバータの出力電圧波形と負荷抵抗端における電圧波形を示す。

各スイッチは、デッドタイム期間中に電荷を充放電することでターンオン時の ZVS 動作を達成する。通常、ZVS 動作達成時、スイッチング損失は無視できるものとして考える。主素子において発生する損失としては、スイッチング損失の他に導通損失を考慮する必要がある。図3に、実機における回路の発熱を示す。中央の熱が集中している箇所は、基板裏面に GaN デバイスが実装されている箇所であり、基板表面とはサーマルビアで接続されている。また、ゲート駆動用の絶縁 DC/DC コンバータ IC も発熱源であると確認できる。

3. カロリー法による MHz インバータ損失測定

〈3・1〉恒温槽一台でのカロリー法 図4に、恒温槽一台でのカロリー法による損失測定の概要図を示す⁽⁸⁾。測定対象を恒温槽内にて運転し、ペルチェ素子により恒温槽の内部温度 T_{in} を一定に保つよう温度制御を行う。この時、測定対象から発生する損失量 P_{Loss} は、恒温槽内の熱交換器が吸

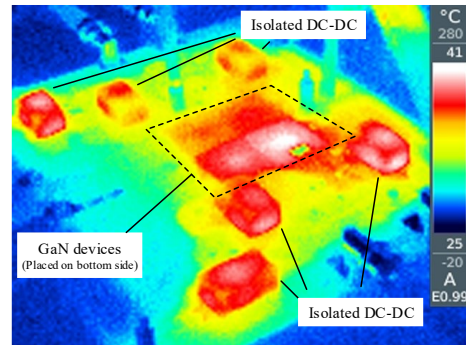


Fig. 3 Heat distribution on circuit.

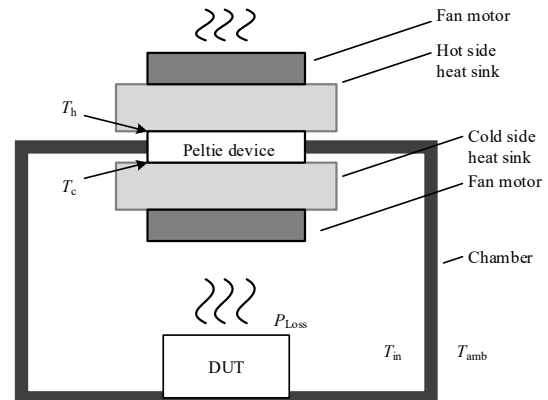


Fig. 4 Calorimetric power loss measurement.

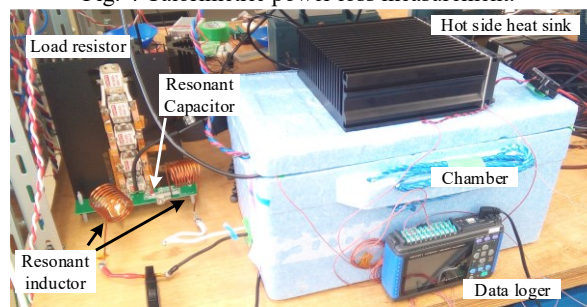


Fig. 5 Loss measurement site.

熱する熱量より算出する。

図5に、本稿での測定に使用する測定環境を示す。恒温槽は、厚さ 20mm の発泡スチロール材により構成される。恒温槽内部から外部への発泡スチロール材を通した熱流を最小限に抑えるため、恒温槽の内部温度 T_{in} は外部温度 T_{amb} との差がゼロになるよう温度制御を行う。なお、恒温槽内部の温度制御器には PI 制御器を使用する。

図6に PI 制御器のブロック線図を示す。外部温度との温

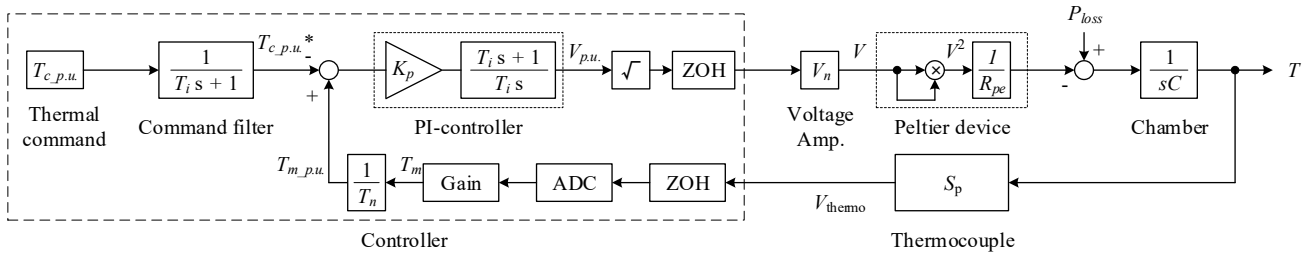


Fig. 6. Control system of thermo for Calorimetric Power Loss Measurement.

度差を指令値 $T_{c,p,u}$ とし、出力は恒温槽内の温度 T である。制御対象である恒温槽内の熱容量 C は、恒温槽内の空気の色積を元に算出する。PI 制御器のゲインは、2 次標準形に基づく応答周波数 f_i と減衰係数 ζ に基づき設定する。

ペルチェ素子吸熱面での吸熱量 u_c は、(1) で表される。

$$u_c = S_p T_c I_p - \frac{T_h - T_c}{R_p} - \frac{1}{2} r_p I_p^2 \quad \dots\dots\dots (1).$$

ここで、 S_p はペルチェ素子のゼーベック係数、 T_c はペルチェ素子吸熱面の絶対温度、 T_h は発熱面の絶対温度、 I_p はペルチェ素子に流れる電流、 R_p はペルチェ素子の熱抵抗を表す。第 1 項は吸熱面での熱起電力と電流の積による吸熱量、第 2 項はペルチェ素子自体を介して恒温槽内部から外部へ放出される熱量、第 3 項は素子に流れる電流により吸熱面に発生する熱量を表す。恒温槽内部には、ペルチェ素子と測定対象の他に、吸熱面での熱量を循環させるファンにおいて発生する損失 P_{FC} が存在するため、測定対象で発生する損失 P_{loss} は(2)より算出する。

$$P_{loss} = S_p T_c I_p - \frac{T_h - T_c}{R_p} - \frac{1}{2} r_p I_p^2 - P_{FC} \quad \dots\dots\dots (2).$$

表 2 に、PI 制御器の定数と測定に使用するペルチェ素子の各定数を示す。ゼーベック係数 S_p は、発熱面と吸熱面の温度を熱電対で観測した上で、マルチメータを使用して測定した値である。また熱抵抗 R_p も同様に、片面に既知の熱源を接触させた上で、熱電対で観測した素子両面の温度差より算出した値である。本稿では、回路で発生する損失の要因を切り分けるため、次の測定を行う。

〈3・2〉 駆動回路における損失測定 駆動回路では FET の入力容量 C_{iss} の充放電時に損失が発生するため、スイッチング周波数が高いほど損失が増大する。駆動回路での損失を主回路で発生する損失と切り分けるため、主回路の DC リンクに電圧を印加していない状態で損失測定を行い、駆動回路で発生する損失を測定する。なお、FET の C_{iss} はドレインソース間電圧 V_{ds} により変化するため、厳密には C_{iss} の変動を考慮する必要がある。しかしながら、今回使用する素子の C_{iss} は、0V 時に 550pF 程度、400V 時に代表値が 405pF であり、容量の変動が損失量に与える影響は小さい。そのため、本稿では C_{iss} の変化は考慮せずに測定を行う。

〈3・3〉 FET 導通損失測定 MHz 駆動時の損失原因を切り分ける上で、FET の導通損失を確認する必要がある。そこ

Table 2. Parameter of measurement site.

Peltier device		
Thermopower	S_p	0.0564 V/K
Thermal resistance of Peltier device	R_p	1.58 K/W
Resistance of Peltier device	r_p	3 Ω
PI controller		
Respon frequency	f_r	0.002 Hz
Attenuation coefficient	ζ	0.5
Thermal capacitance in Chamber	C	31.5 J/K

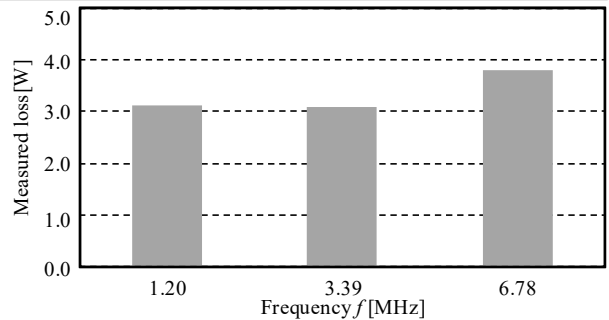


Fig. 7 Measured loss in drive circuit.

で、H ブリッジの対向する素子 2 つをターンオンさせ、直流電流を流した際の損失を測定する。なお、電流値は MHz 駆動時の出力電流の実効値と同じ値となるよう設定することで、MHz 駆動時との動作条件を合わせる。

〈3・4〉 MHz 駆動時の損失測定 スwitching 周波数 6.78MHz でインバータを ZVS 動作させた際の損失測定を行う。測定結果より、事前に測定した駆動回路の損失と導通損失を差し引くことで、駆動回路と導通損失以外に発生する損失量を明らかにする。

4. 測定結果

〈4・1〉 測定精度の検証 測定環境の精度を確認するため、値が既知の抵抗を用いて損失測定を行った。その結果、恒温槽内に 23W の電力を与えた際に(2)に基づき算出した損失値は 20.7W であり、誤差率 10% で損失値が一致することを確認した。

〈4・2〉 駆動回路における損失 図 7 に、 $V_{DC}=0V$ 時における駆動回路の損失測定結果を示す。6.78 MHz 時の損失は 3.8 W であり、周波数を低減させた測定でも損失量に大きな変化は見られない。本稿での測定環境における誤差が 2W 程度あることを考慮すると、損失量の絶対値が小さいために有意な差がみられないものと考えられる。

〈4・3〉 FET 導通損失 図 8 に, FET の導通損失測定結果を示す。損失量は電流値の二乗に比例しており, 4.6A 通流時に 6.0W である。電流 4.6A 通流時に素子 1 つあたりの損失が 3.0W とすると, オン抵抗は 0.14Ω であり, データシート上のオン抵抗代表値 0.056Ω と比較して倍程度の差となる。オン抵抗そのものが微小であり損失量の絶対値も比較的小さな範囲であるため, 測定誤差の影響や測定回路の配線抵抗や端子ネジ止め時の接触抵抗が影響した可能性がある。しかし, 回路の出力電力に対しては誤差が十分小さいことから, 本結果を FET での導通損失として検討を行う。

〈4・4〉 MHz 駆動時の損失 図 9 に, 6.78MHz 駆動時の損失測定結果を, 図 10 に入力電力を基準とした回路の効率を示す。効率は, 以下の(3)により算出される。

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{Loss}}{P_{in}} \times 100\% \quad \dots\dots\dots (3).$$

入力電力 60W 時が電流実効値 1.6A, 60W 時が 3.2A, 545W 時が 4.6A に相当する。入力電力 545W 時の損失は 22.9W であり, 入力電力を基準にした回路の効率は 545W 時に 96.4% である。入力電力 545W 時の損失から駆動回路の損失と導通損失を差し引いた値は 16.4W となり, 全損失の半分以上を占める損失量である。この差分は, 出力電力が増大する程, 大幅に拡大することが確認できる。ZVS 動作は達成しているためデバイスのスイッチング損失以外の損失原因を検討する必要がある。基板上のキャパシタや素子の寄生キャパシタなどの充放電に起因している可能性があるほか, プリント基板上の配線抵抗値が表皮効果により増大している可能性も考慮すべきである。

5. まとめ

WPT システム向け MHz 駆動インバータ回路における発生損失の評価を目的として, カロリー法による損失測定を行った。恒温槽内の温度制御による損失測定により, 損失量 23W 時に 10%の誤差で損失が算出可能であることを確認した。また, 駆動回路で発生する損失とデバイスのオン抵抗による導通損失をそれぞれ確認した。

回路を 6.78MHz で駆動させた際, 駆動回路における損失とデバイスの導通損失以外に損失が発生していることが判明した。入力電力 545W 時には発生損失の半分以上となる 16.4W の損失が発生している可能性があることが判明した。ZVS 動作を達成しているため, デバイスにおけるスイッチング損失以外の損失原因があることが考えられ, 今後さらなる検討が必要である。

本研究の一部は, 内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦略的イノベーション創造プログラム (SIP) 「IoT 社会のエネルギーシステム」(管理人: JST) によって実施されました。

文 献

(1) D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi and P. T. Balsara,

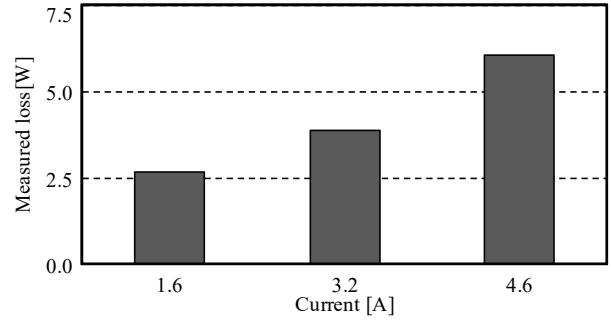


Fig. 8 Conduction loss at GaN-devices,.

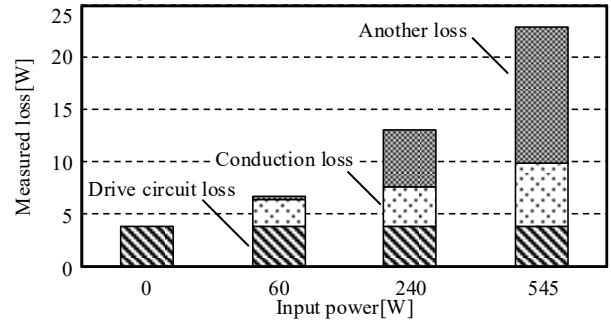


Fig. 9 Total loss of inverter circuit with 6.78MHz working.

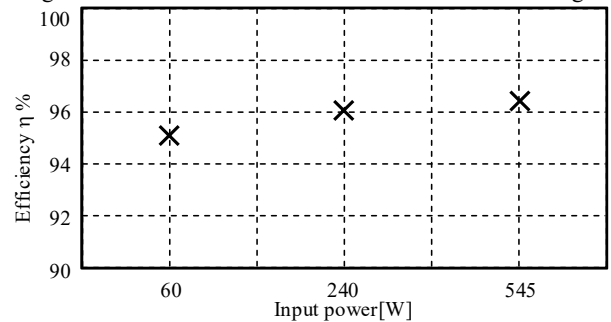


Fig. 10 Efficiency of inverter circuit with 6.78MHz working.

"Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges", in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no. 1, pp. 3-37(2018)

(2) K. Kusaka and J. Itoh: "Development Trends of Inductive Power Transfer Systems Utilizing Electromagnetic Induction with Focus on Transmission Frequency and Transmission Power", IEEJ Journal of I. A., Vol. 137, No.5, pp. 328-339(2017)

(3) “電波法施行規則の一部を改正する省令 (平成 28 年総務省令第 15 号)”, 総務省, 2016.

(4) L. Jiang and D. Costinett, "Comprehensive Design for 6.78 MHz Wireless Power Transfer Systems", 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, pp. 906-913(2018)

(5) L. Jiang and D. Costinett, "A High-Efficiency GaN-Based Single-Stage 6.78 MHz Transmitter for Wireless Power Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 8, pp. 7677-7692(2019)

(6) M. Yamaguchi, K. Kusaka and J. Itoh, "Parasitic Parameters Analysis and Design of Snubber Circuit on PCB for High-frequency Wireless Power Transfer," 2020 IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia), pp. 1-4(2020)

(7) 山口正通・日下佳祐・伊東淳一, “PCB 基板放熱構造と配線寄生成分との関係性に関する一検討”, 電気学会半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会, SPC-20-145(2020)

(8) K. Mitsugi, Y. Noge and M. Deng, "Simple Calorimetric Power Loss Measurement System Using Single Chamber and Peltier Device with Ambient Temperature Tracking Control," 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 393-398(2020)