

E 級インバータと DC/DC コンバータを用いた MHz 帯動作の WPT における負荷と結合係数変動時での最大効率化

高山 航太郎* 羅 煒森
居村 岳広 堀 洋一（東京理科大学）

Maximum Efficiency at Varying Load and Coupling Coefficient in WPT
with MHz Band Operation Using Class-E Inverter and DC/DC Converter

Kotaro Takayama*, Luo Weisen
Takehiro Imura, Yoichi Hori (Tokyo University of Science)

We will use circuit analysis to prove maximum efficiency in WPT for MHz band operation in circuits with Class E inverters and DC/DC converters that can handle load and distance variations, while satisfying zero-voltage switching (ZVS) and considering distance and load.

キーワード：ワイヤレス電力伝送，E 級インバータ，DC/DC コンバータ，メガヘルツ（MHz），最大効率，ゼロ電圧スイッチング（ZVS）

(Wireless power transfer (WPT), class-E inverter, megahertz (MHz), DC/DC Converter, Maximum efficiency, Zero-voltage switching (ZVS))

1. 序論

ワイヤレス充電器は、送電側に送電コイル、受電側に受電コイルを備え、ワイヤレス電力伝送（WPT）によって充電を行う⁽¹⁾。このように電力伝送を行うことによってケーブルがなくても充電できるようになるため高い利便性を確保することができる。現在の WPT は、共振周波数と動作周波数を kHz 帯に設定して電力の送受電を行うことが一般的で、充電器で使用されていたり、電気自動車での活躍が期待されていたりする⁽²⁾⁻⁽⁷⁾。しかし、共振周波数と動作周波数を kHz 帯に設定する問題点として機器の小型化できないことが挙げられる。この問題を解決するために共振周波数と動作周波数を MHz 帯にして WPT を行うことによってコンデンサやコイルなどの機器の値を小さくする研究が行われている⁽⁸⁾。

MHz 帯の WPT の問題点としては kHz 帯の WPT に比べ、周波数が高いためにインバータでスイッチを切り替える回数が多くなり、スイッチング損失が大きくなってしまいうというものがある。しかし、ゼロ電圧スイッチング（ZVS）やゼロ微分スイッチング（ZDS）を満たすことで改善することが可能である。また、別の問題点として充電できる条件が限られているというものがある。この問題を解決するために、インピーダンス整合ネットワーク（IMN）を用いたり、

DC/DC コンバータを用いたりして制御を行う方法がある⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。IMN を使う方法では、受電部から送電部にフィードバック制御を行う必要があるが、DC/DC コンバータを用いる方法は、受電側の制御で完結するため通信を不要にでき、利便性が高い。しかし、今までの研究では IMN を用いて結合係数変動や負荷抵抗変動に対しての最大効率を求めているものがある一方で、DC/DC コンバータを用いて回路全体の最大効率を求めているものはない⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。

本稿では、結合係数変動や負荷抵抗変動に対応できる E 級インバータ、DC/DC コンバータを用いた回路での MHz 帯動作の WPT において E 級インバータの特徴である ZVS と ZDS をともに満たした条件下で距離や負荷を考慮した最大効率化について回路解析を用いて立証する。

2. 回路構成

〈2・1〉 **回路構成** 図 1 に回路と動作波形を示す。

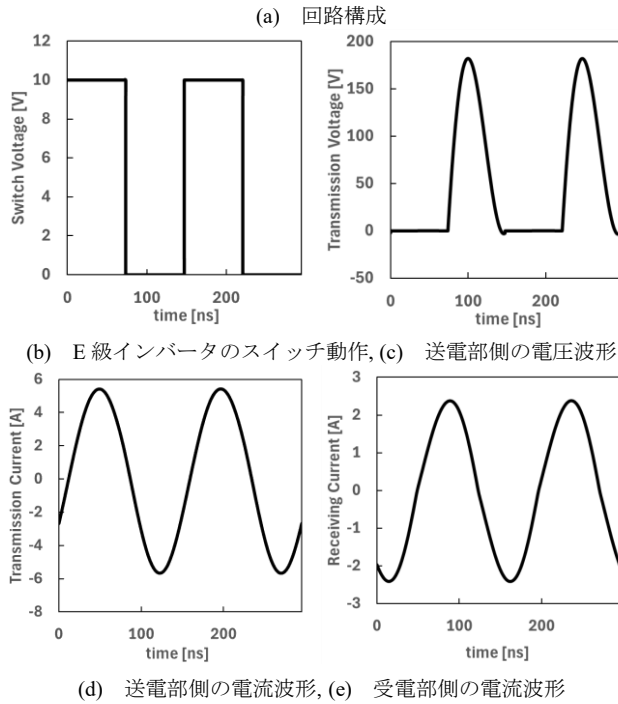
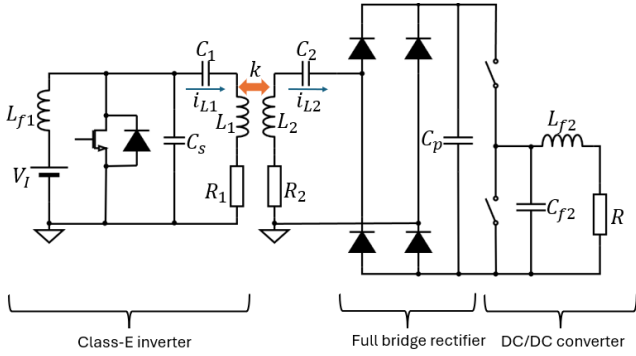


図 1 回路概要

Fig. 1. Circuit overview.

回路構成として E 級インバータ、フルブリッジ整流器、DC/DC コンバータを用いている。ここで V_i は入力電圧、 L_{f1}, L_{f2} はどちらもチョークコイル、 L_1, L_2 はそれぞれ送電コイル、受電コイルで R_1, R_2 はそれぞれのコイルの内部抵抗である。 C_1, C_2 はそれぞれ送電部、受電部の共振コンデンサである。 C_s は E 級インバータのシャントキャパシタ、 C_p, C_{f2} はそれぞれフルブリッジ整流器と DC/DC コンバータの整流コンデンサである。 S_1 はスイッチングデバイスでありデューティ比 0.5 で動作している。フルブリッジ整流器を使用した理由としては、今回の回路では幅広い用途での使用を検討していきたいため高電圧用途でも使用可能であるハーフブリッジ整流器とフルブリッジ整流器のどちらかを選択する必要があるが、フルブリッジ整流器の方がより効率がよいためである。

〈2・2〉 前提条件 回路では以下のことを前提として考える。

- 回路内の L_{f1}, L_{f2} は十分に大きく、チョークコイルとなり流れる電流は直流であるとみなす。
- C_p は十分に大きく、電流の交流成分はすべて C_p に流れると考える。
- E 級インバータと DC/DC コンバータで扱うスイッチは理想的であり、on 抵抗が 0Ω 、off 抵抗が無限大となる。
- コイル L_1, L_2 に流れる電流 i_{L1}, i_{L2} はそれぞれ正弦波であるとし、

$$i_{L1} = I_{m1} \sin(\theta + \phi) \quad (1)$$

$$i_{L2} = I_{m2} \sin\left(\theta + \phi + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2)$$

として考える。ここで、 I_{m1}, I_{m2} はそれぞれ i_{L1}, i_{L2} の電流の振幅であり、 ω は角動作周波数、 ϕ は E 級インバータのスイッチを駆動するゲート駆動電圧からの位相シフトである。

〈2・3〉 回路計算 図 1(a) 回路構成にある DC/DC コンバータを簡略化し、その部分を等価抵抗で表した回路図を図 2 に示す。

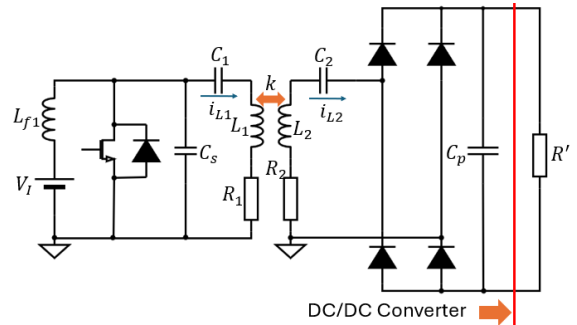


図 2 DC/DC コンバータを簡略化した等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit with simplified DC/DC converter.

このときの等価抵抗 R' すると R' は

$$R' = \frac{R}{D_2^2} \quad (3)$$

で与えられる。ここで、 D_2 は DC/DC コンバータ側のデューティ比である。図 2 の等価回路にあるフルブリッジを簡略化した等価回路を図 3 に示す。

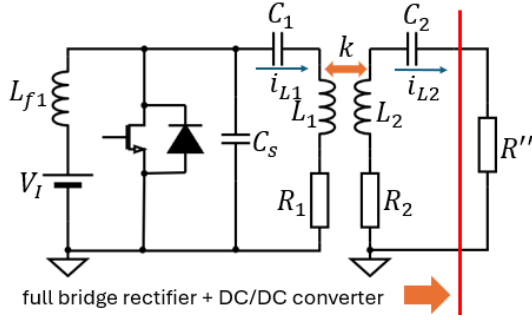


図3 フルブリッジを簡略化した等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit with simplified full bridge rectifier.

フルブリッジに流れる電流は、 i_{L2} より R'' に流れる電流 i' はフーリエ級数変換により、

$$i' = \frac{2I_{m2}}{\pi} - \sum_{m=1}^n \frac{4 \cos 2m\phi}{\pi(2m+1)(2m-1)} I_{m2} \cos 2m(\theta + \phi) \quad (4)$$

が得られる。この電流の式の直流成分が抵抗に流れる分の電流成分と一致するので、負荷抵抗での電流を I_0 とすると、

$$I_0 = \frac{2I_{m2}}{\pi} \quad (5)$$

と考えることができる。ダイオードの損失を考慮するためこのときの等価抵抗 R'' は、

$$R'' = \frac{8}{\pi^2} \left(R' + \frac{\pi V_F}{I_{m2}} + \frac{\pi^2 R_F}{4} \right) \quad (6)$$

である。ここで、 V_F はダイオードの降下電圧、 R_F はダイオードの寄生抵抗である。最終的に求められる等価回路を図4に示す。

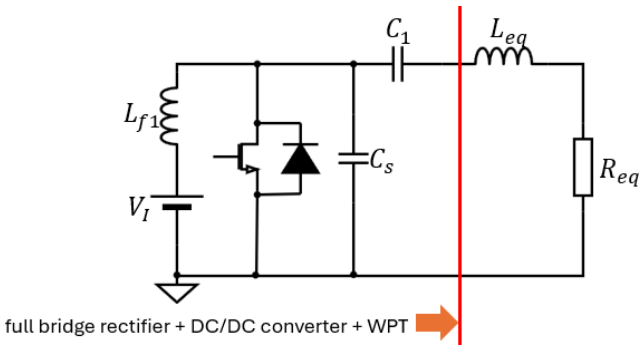


図4 最終的に求められる等価回路

Fig. 4. The final equivalent circuit.

この等価回路から導くことができる R_{eq} , L_{eq} の値は、先行研究⁽¹³⁾から以下のように求められる。

$$R_{eq} = \frac{k^2 \omega^2 L_1 L_2 (R'' + R_2)}{(R'' + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} + R_1 \quad (7)$$

$$L_{eq} = \frac{k^2 L_1 \left\{ (R'' + R_2)^2 - \frac{L_2}{C_2} + \left(\frac{1}{\omega C_2} \right)^2 \right\}}{(R'' + R_2)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)^2} + L_1 (1 - k^2) \quad (8)$$

ここで、 k は結合係数である。図4の等価回路がZVS条件を達成した回路にするために、スイッチング電圧 v_s は、

$$v_s(2\pi) = 0 \quad (9)$$

を満たす必要がある。また先行研究⁽¹⁴⁾から v_s は、

$$v_s = \int_0^{2\pi} i_{cs} d(\omega t) = \begin{cases} 0 & (0 < \omega t \leq 2\pi D_1) \\ \frac{I_l(\omega t - 2\pi D_1) + I_{m1}[\cos(\omega t + \phi) - \cos(2\pi D_1 + \phi)]}{\omega C_1} & (2\pi D_1 < \omega t \leq 2\pi) \end{cases} \quad (10)$$

と表せる。ここで、 I_l はチョークコイル L_{f1} に流れる電流である。また i_{cs} は、 C_s に流れる電流であり、

$$i_{cs} = \begin{cases} 0 & (0 < \omega t \leq 2\pi D_1) \\ I_l - I_{m1} \sin(\omega t + \phi) & (2\pi D_1 < \omega t \leq 2\pi) \end{cases} \quad (11)$$

で表せるものである。(10)式から

$$I_{m1} = I_l \frac{2\pi(1 - D_1)}{\cos(2\pi D_1 + \phi) - \cos \phi} \quad (12)$$

である。また入力電圧 V_I は、

$$V_I = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s d(\omega t) = \frac{(1 - D_1)D'}{\omega C_1 \tan(\pi D_1 + \phi) \sin \pi D} I_l \quad (13)$$

$$D' = [(1 - D_1)\pi \cos \pi D + \sin \pi D] \quad (14)$$

という関係を持っている。等価抵抗 R_{eq} の電圧の振幅 V_{Req} は、(10)式より、

$$V_{Req} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s \sin(\omega t + \phi_1) d(\omega t) = -\frac{2 \sin \pi D_1 \sin(\pi D_1 + \phi)}{\pi(1 - D_1)} V_I \quad (15)$$

である。また等価インダクタンス L_{eq} の電圧の振幅 V_{Leq} は、(10)式より、

$$V_{Leq} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_s \cos(\omega t + \phi_1) d(\omega t) = \omega L_b I_{m1} \frac{-2(1 - D_1)^2 \pi^2 + 1 - 2 \cos \phi \cos(2\pi D_1 + \phi) + \cos 2(\pi D_1 + \phi) [\cos 2\pi D_1 - \pi(1 - D_1) \sin 2\pi D_1]}{2(1 - D_1)\pi \cos(\pi D_1 + \phi) D'} \quad (16)$$

$$\frac{\omega L_b}{R_{eq}} = \frac{2(1 - D_1)^2 \pi^2 - 1 + 2 \cos \phi \cos(2\pi D_1 + \phi) - \cos 2(\pi D_1 + \phi) [\cos 2\pi D_1 - \pi(1 - D_1) \sin 2\pi D_1]}{4 \sin \pi D_1 \cos(\pi D_1 + \phi) \sin(\pi D_1 + \phi) D'} \quad (17)$$

と求められる。(12), (13), (15)式から

$$\omega C_s R_{eq} = \frac{2 \sin \pi D_1 \cos(\pi D_1 + \phi) \sin(\pi D_1 + \phi) D'}{\pi^2(1 - D_1)} \quad (18)$$

得られる。これにより C_1 , C_s は以下のように求められる。

$$C_s = \frac{2 \sin \pi D \cos(\pi D_1 + \phi) \sin(\pi D_1 + \phi) D'}{\pi^2(1 - D_1) \omega R_{eq}} \quad (19)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2(L_{eq} - L_b)} \quad (20)$$

これにより R_{eq} を設定することによって C_1, C_5 が求められる。
また、出力電力 P_{out} は以下のように求められる。

$$P_{out} = \frac{4R'k^2L_1L_2\omega^2}{\pi^2(R'' + R_2)^2} I_{m1}^2 \quad (21)$$

これにより効率 η は以下のように求められる。

$$P_{R_1} = \frac{R_1}{2} I_{m1}^2 \quad (22)$$

$$P_{R_2} = \frac{R_2k^2L_1L_2\omega^2}{2(R'' + R_2)^2} I_{m1}^2 \quad (23)$$

$$P_D = \frac{4V_F}{\pi} \left(\frac{k\sqrt{L_1L_2}\omega}{R'' + R_2} I_{m1} \right) + \frac{R_Fk^2L_1L_2\omega^2}{2(R'' + R_2)^2} I_{m1}^2 \quad (24)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{R_1} + P_{R_2} + P_D} \quad (25)$$

ここで、 P_{R_1}, P_{R_2}, P_D はそれぞれ R_1, R_2 ,フルブリッジ整流器のダイオードでの損失である。この値から最適なパラメータを求めることができる。

また、先行研究により ZDS を達成するために

$$\left. \frac{dv_s}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=2\pi} = 0 \quad (26)$$

を満たす必要があるので、(10)式より

$$\tan \phi = \frac{\cos 2\pi D_1 - 1}{2\pi(1 - D_1) + \sin 2\pi D_1} \quad (27)$$

を満たす必要がある。

3. シミュレーション

〈3・1〉 **前提条件** 本節では、負荷変動や結合係数変動に対応できる E 級インバータ、DC/DC コンバータを用いた回路での MHz 帯動作の WPT において ZVS を満たしながら負荷や結合係数を考慮した最大効率化が行うことができるかをシミュレーションによって確認する。今回の回路のパラメータを表 1 に示す。

〈3・2〉 **シミュレーション結果** 結合係数 $k = 0.01, 0.05, 0.1$ のときの出力電力と効率の理論式による結果とシミュレーションによる結果の設計曲線を図 5, 6 に示す。ただし、負荷抵抗は 10Ω であるためにシミュレーションではとることのできる R_{eq} に限りがある。また、 R_{eq} は送電部の内部抵抗を含めた値となっているため最小値は $R_{eq} = 0.5 \Omega$ となる。

表 1 パラメータ数値

Table 1. Parameter value.

パラメータ	理論式	シミュレーション
f	6.78 MHz	6.78 MHz
V_I	50 V	50 V
D_1	0.5	0.5
V_F	0.7 V	0.7 V
R_F	0.5 Ω	0.5 Ω
R_1	0.5 Ω	0.5 Ω
R_2	0.5 Ω	0.5 Ω
L_1	5 μ H	5 μ H
L_2	5 μ H	5 μ H
C_2	110 pF	110 pF
L_{f1}	-	500 μ F
L_{f2}	-	500 μ F
C_{f2}	-	4.7 μ F
C_p	-	4.7 μ F

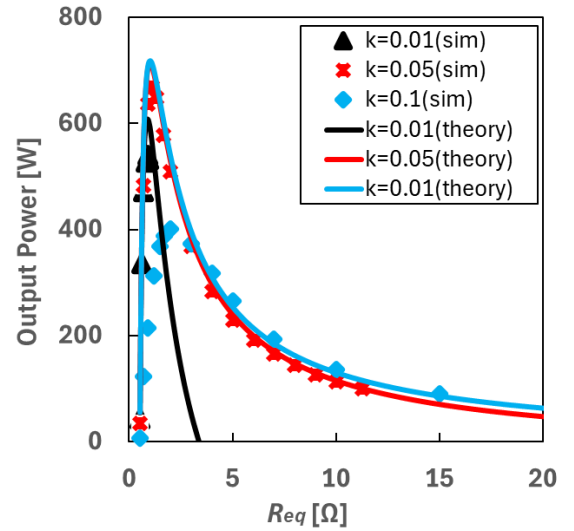


図 5 ZDS 条件を満たし結合係数を固定した場合 R_{eq} に対する理論式とシミュレーションによる出力電力の設計曲線

Fig. 5. Design curves of output power of theoretical equations and simulations as functions of R_{eq} for fixed coupling coefficients when ZDS condition is satisfied.

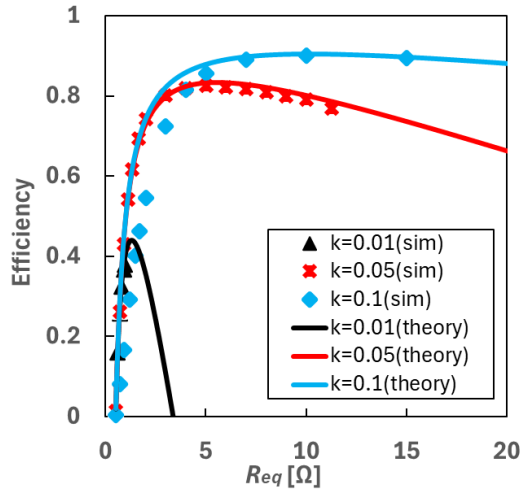


図 6 ZDS 条件を満たし結合係数を固定した場合 R_{eq} に対する理論式とシミュレーションによる効率の設計曲線

Fig. 6. Design curves of efficiency of theoretical equations and simulations as functions of R_{eq} for fixed coupling coefficients when ZDS condition is satisfied.

理論式による結果とシミュレーションによる結果の解析波形の最大効率点が一致することがわかる。しかし、 R_{eq} が小さいときに理論式による結果とシミュレーションによる結果が一致しないことがわかる。この原因としては、 R_{eq} が小さくなると、式(5)で反比例の関係である受電部の負荷抵抗が大きくなりすぎてしまい、 Q 値が小さくなってしまったために正弦波条件が満たされていないからだと考えられる (図 5、6 参照)。

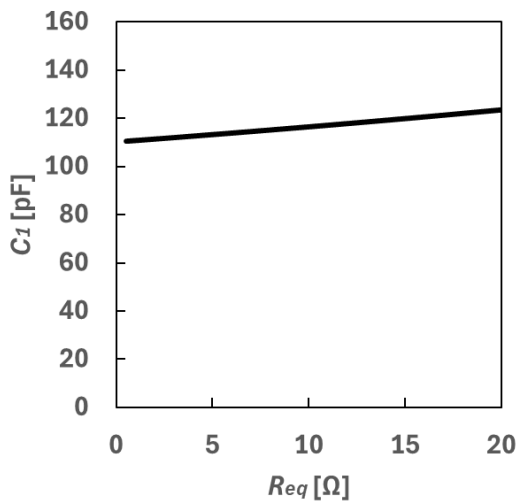


図 7 ZDS 条件を満たした場合 R_{eq} に対する C_1 の設計曲線

Fig. 7. Design curve of C_1 as functions of R_{eq} when ZDS condition is satisfied.

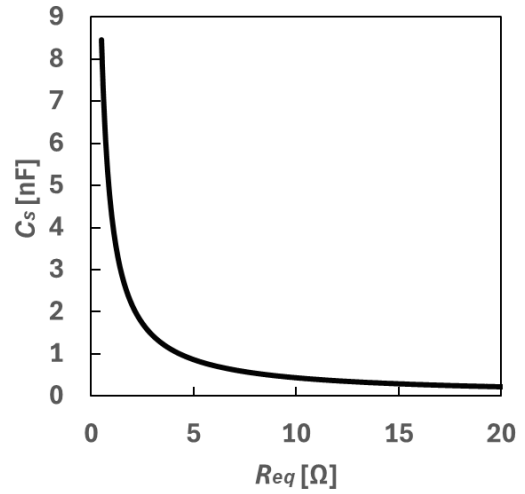


図 8 ZDS 条件を満たした場合 R_{eq} に対する C_s の設計曲線

Fig. 8. Design curve of C_s as functions of R_{eq} when ZDS condition is satisfied.

図 7、8 は、 R_{eq} の変化に伴い、式(17)、(18)を用いて C_s と C_1 は最適値に毎度修正を加えており、その変化である。 C_1 と C_s は結合係数の変化によっては変動がなく、 R_{eq} の変化のみに影響を受ける (図 7、8 参照)。

また、 $k = 0.05$ のときに負荷変動した場合での出力電力と効率を図 9、図 10 に示す。

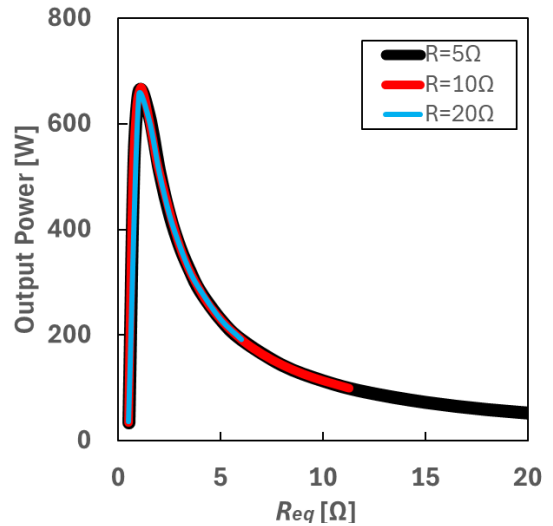


図 9 $k = 0.05$ のときに負荷抵抗を固定した場合 R_{eq} に対するシミュレーションによる出力電力の設計曲線

Fig. 9. Design curves of output power of simulations as functions R_{eq} for fixed load resistances when $k = 0.05$.

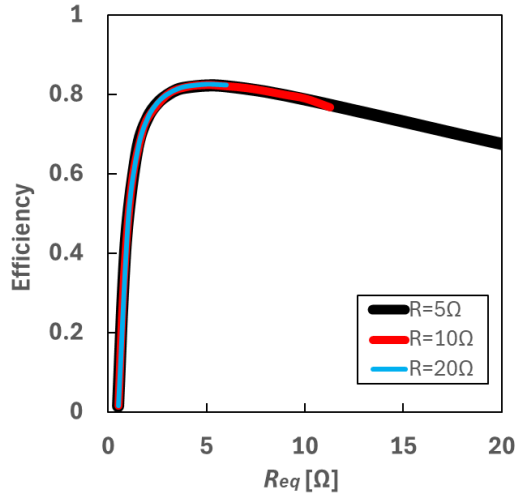


図 10 $k = 0.05$ のときに負荷抵抗を固定した場合
 R_{eq} に対するシミュレーションによる効率の設計曲線

Fig. 10. Design curves of efficiency of simulations as functions R_{eq}
for fixed load resistances when $k = 0.05$.

負荷抵抗が変動してしまう場合には R_{eq} の範囲が変化してしまうものの DC/DC コンバータのデューティ比を変化させることによって R_{eq} を任意の値に設定でき、 R_{eq} が等しい場合には負荷抵抗が異なっても効率や出力電力がほとんど変化しない。このため DC/DC コンバータを用いることで負荷変動に対応することができている (図 9、10 参照)。

4. 結論

本稿では、結合係数変動や負荷抵抗変動に対応できる E 級インバータ、DC/DC コンバータを用いた回路での MHz 帯動作の WPT において E 級インバータの特徴である ZVS と ZDS をともに満たした条件下で結合係数や負荷抵抗を考慮した最大効率化について回路解析を行った。

理論式の計算から結合係数が増加する場合では増加する度に最大効率が異なる。それに対してデューティ比を変更することによって R_{eq} を変化させることができ、最大効率を得られる R_{eq} にすることができた。また負荷抵抗が増加する場合では、ある結合係数に対しての最大効率を得られる R_{eq} が一意に決まっており、負荷抵抗が増加する場合でもデューティ比を変更することによって最大効率を得られる R_{eq} にすることができた。これらのことはシミュレーションでも検証することができ、シミュレーション環境において送電周波数 6.78 MHz で負荷抵抗 10 Ω、結合係数 0.05 のときにシステム効率 82.4 % を達成した。

文 献

- (1) X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim and Z. Han: "Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications", IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, no. 2, pp. 1413-1452, Secondquarter 2016.
- (2) T. Imura and Y. Hori: "Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer Using Equivalent Circuit and Neumann Formula", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 10, pp. 4746-4752, Oct. 2011.
- (3) R. Zhang and C. K. Ho: "MIMO Broadcasting for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 12, no. 5, pp. 1989-2001, May 2013.
- (4) S. Moon, B. -C. Kim, S. -Y. Cho, C. -H. Ahn and G. -W. Moon: "Analysis and Design of a Wireless Power Transfer System With an Intermediate Coil for High Efficiency", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 11, pp. 5861-5870, Nov. 2014.
- (5) Yungtaek Jang and M. M. Jovanovic: "A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 3, pp. 520-527, June 2003.
- (6) Chwei-Sen Wang, O. H. Stielau and G. A. Covic: "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, Oct. 2005.
- (7) J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart and J. F. Sanz: "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 2140-2149, June 2009.
- (8) Y. Wang, Z. Sun, Y. Guan and D. Xu: "Overview of Megahertz Wireless Power Transfer", Proceedings of the IEEE, vol. 111, no. 5, pp. 528-554, May 2023.
- (9) Y. Shao, H. Zhang, M. Liu and C. Ma: "Explicit Design of Impedance Matching Networks for Robust MHz WPT Systems With Different Features", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 9, pp. 11382-11393, Sept. 2022.
- (10) Y. Komiyama A. Komanaka, H. Ota, Y. Ito, T. Mishima, T. Uematsu, A. Konishi, W. Zhu, K. Nguyen and H. Sekiya: "Analysis and Design of High-Frequency WPT System Using Load-Independent Inverter With Robustness Against Load Variations and Coil Misalignment", IEEE Access, vol. 12, pp. 23043-23056, 2024.
- (11) Y. Shao, N. Kang, H. Zhang, R. Ma, M. Liu and C. Ma: "A Lightweight and Robust Drone MHz WPT System via Novel Coil Design and Impedance Matching", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 59, no. 3, pp. 3851-3864, May-June 2023.
- (12) Y. Liu and H. Feng: "Maximum Efficiency Tracking Control Method for WPT System Based on Dynamic Coupling Coefficient Identification and Impedance Matching Network", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 4, pp. 3633-3643, Dec. 2020.
- (13) T. Nagashima, X. Wei, E. Bou, E. Alarcón, M. K. Kazimierczuk and H. Sekiya: "Steady-State Analysis of Isolated Class-E2 Converter Outside Nominal Operation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 4, pp. 3227-3238, April 2017.
- (14) M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski: Resonant Power Converter, 2nd ed. Hoboken NJ, USA: Wiley, 2011.