

# E<sup>2</sup>級 DC-DC コンバータを用いた磁界共鳴型無線電力伝送システムの 解析的設計

永島 和治<sup>†</sup> 井上 一秀<sup>†</sup> 魏 秀欽<sup>††</sup> 関屋 大雄<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 千葉大学大学院融合科学研究科 〒 263-8522 千葉県千葉市稲毛区弥生町 1-33

<sup>††</sup> 福岡大学工学部 〒 814-0180 福岡市城南区七隈八丁目 19-1

E-mail: <sup>†</sup>nagashima@chiba-u.jp

**あらまし** 本論文では、E<sup>2</sup>級 DC-DC コンバータを用いた磁界共鳴型無線電力伝送システムを提案し、その解析的設計方法を示す。E 級インバータを送電器、E 級整流器を受電器として用い、それぞれで E 級動作条件を達成することで、設計されたシステムは高伝送効率を達成することができる。設計した回路の PSpice シミュレーションにより、設計方法の妥当性を示すとともに、動作周波数 5 MHz、出力電力 5 W、コイル間距離 30 cm において 65.9 % の伝送効率を達成することを示す。さらに、設計段階で得られた解析式を用いて伝送効率を導出し、DC-DC 構成の無線電力伝送システムが AC-AC 構成のシステムと同様の伝送効率で議論できることを示す。

**キーワード** 磁界共鳴, E<sup>2</sup>級 DC-DC コンバータ, 解析的設計, E 級動作条件, 伝送効率

## Analytical Design for Resonant Inductively Coupled Wireless Power Transfer With Class-E<sup>2</sup> DC-DC Converter

Tomoharu NAGASHIMA<sup>†</sup>, Kazuhide INOUE<sup>†</sup>, Xiuqin WEI<sup>††</sup>, and Hiroo SEKIYA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Advanced Integration Science, Chiba University 1-33, Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba, 263-8522, Japan

<sup>††</sup> Faculty of Engineering, Fukuoka University 8-19-1, Nanakuma, Jonan-ku, Fukuoka 814-0180, Japan  
E-mail: <sup>†</sup>nagashima@chiba-u.jp

**Abstract** This paper presents a resonant inductive coupling wireless power transfer (RIC-WPT) system with a class-E<sup>2</sup> dc-dc converter along with its analytical design procedure. By using the class-E inverter as a transmitter and the class-E rectifier as a receiver, the designed WPT system can achieve a high power-conversion efficiency because of the class-E ZVS/ZDS conditions satisfied in both the inverter and the rectifier. By carrying out the PSpice simulation of the design example, the validity of the design procedure is shown. In the simulation results, the system achieved 65.9 % overall efficiency at 5 W (50 Ω) output power, coil distance 30 cm, and 5 MHz operating frequency. Additionally, the overall efficiency of the system is derived from the analytical expressions. We show that the analytical expression of the efficiency of the DC-DC system is equal to that of the AC-AC system.

**Key words** Inductive resonant coupling, class-E<sup>2</sup> DC-DC converter, analytical design procedure, class-E switching conditions, overall efficiency

### 1. はじめに

近年、無線電力伝送システム [1]-[7] の研究が盛んである。磁界共鳴型結合 [1], [2] は、無線電力伝送システムの一つの結合方法であり、電気自動車 [3] や生体インプラント [4] の無線充電などに広く応用され始めている。無線電力伝送システム

において高伝送効率（全体効率）を達成するため、無線結合部での損失を減らすことも重要であるが、送電器および受電器における電力変換効率を高めることも重要となる。高伝送効率を達成するため、[5]-[7] では、E 級インバータもしくは DE 級インバータを送電器として用いている。E 級インバータおよび DE 級インバータは、スイッチオンの瞬間のスイッ

This article is a technical report without peer review, and its polished and/or extended version may be published elsewhere.

チ電圧が零 (Zero Voltage Switching:ZVS) かつその傾きも零 (Zero-derivative Switching:ZDS) となる E 級動作条件を満たすことで、高動作周波数下において高電力変換効率を達成できる。しかしながら、[5]-[7] では、受電器、すなわち整流器の高電力変換効率は考慮されていない。システム全体として、高効率を達成するためには、インバータだけではなく整流器の高電力変換効率化も重要である。

高電力変換効率を達成できる DC-DC コンバータの一つに、E 級インバータと E 級整流器で構成される E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータがある [8]。インバータのスイッチオン時および整流器のスイッチオフ時に E 級動作条件を達成することで、高動作周波数下において高電力変換効率を達成できる。[9] では、E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータを適用した磁気結合型無線電力伝送システムの数値的設計が示されている。しかしながら、設計者にとって回路の挙動を直観的に理解できる解析式による設計も重要である。

本論文では、E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータを用いた磁界共鳴型無線電力伝送システムを提案し、その解析的設計方法を示す。E 級インバータを送電器、E 級整流器を受電器として用い、それぞれで E 級動作条件を達成することで、設計されたシステムは高伝送効率を達成することができる。設計した回路の PSpice シミュレーションにより、設計方法の妥当性を示すとともに、動作周波数 5 MHz、出力電力 5 W、コイル間距離 30 cm において 65.9 % の伝送効率を達成することを示す。さらに、設計段階で得られた解析式を用いて伝送効率を導出し、DC-DC 構成の無線電力伝送システムが AC-AC 構成のシステムと同様の伝送効率で議論できることを示す。

## 2. E<sup>2</sup>DC-DC コンバータを用いた無線電力伝送システム

図 1(a) に、E 級インバータ、E 級整流器、および 2 つの共振コイルで構成される E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータを用いた磁気共鳴型無線電力伝送システムを示す。本システムは、E 級インバータと E 級整流器が磁氣的に結合しているため E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータの拡張版と考えることができる。インバータ及び整流器において E 級動作条件を満たすことで、システム全体の高伝送効率化が期待できる。

### 2.1 E 級インバータ

E 級インバータは、直流供給電圧  $V_{DD}$ 、チョークコイル  $L_C$ 、スイッチとして動作する MOSFET  $S$ 、シャントキャパシタ  $C_S$ 、およびインピーダンス変換回路  $X_s - X_p$  から構成される。インピーダンス変換回路は、送電コイル  $L_1$  を共振させ、シャントキャパシタより右側の負荷を最適負荷にするという 2 つの役割を有している。本論文における、最適負荷というのは与えられた供給電圧で所望の出力電力を得るための負荷のことを言う。インバータのスイッチ、すなわち MOSFET は、駆動電圧  $v_g$  によりスイッチオン・オフを行う。スイッチオフの期間では、チョークコイルに流れる電流と共振回路 (インピーダンス変換回路) に流れる電流の差がシャントキャパシタに流れ込み、その電流がスイッチ電圧  $v_s$

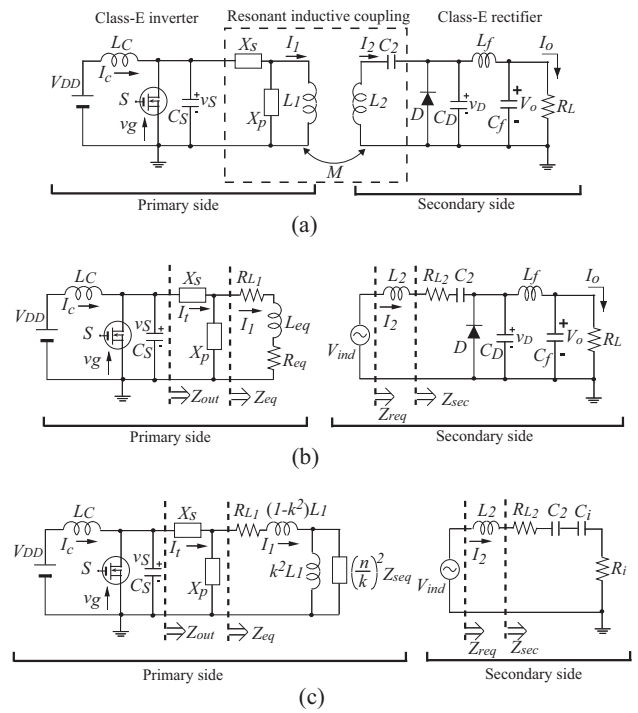


図 1 磁界共鳴型 E<sup>2</sup> 級無線電力伝送システム. (a) システムの概要図. (b) 等価回路 1. (c) 等価回路 2

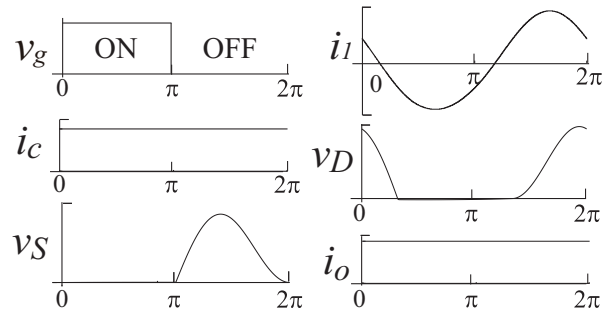


図 2 E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータの波形.

を発生させる。E 級インバータにおいて最も重要な動作は、図 2 の  $v_s$  に示すように、スイッチオン時に E 級動作条件を満たすことである。E 級動作条件は以下の式で表現される。

$$v_s(2\pi) = 0 \quad \text{and} \quad \frac{dv_s}{d\theta} \Big|_{\theta=2\pi} = 0, \quad (1)$$

ここで、 $\theta = \omega t = 2\pi f t$  は角時間であり、 $f$  は動作周波数である。この E 級動作条件を満たすことで、E 級インバータは高動作周波数下において高電力変換効率を達成できる。通常、E 級インバータは高 Q 値の共振回路を持つため、送電コイルに流れる電流  $i_1$  は図 2 に示すように、正弦波とみなすことができる。

### 2.2 E 級整流器

E 級整流器は、スイッチング素子としてダイオード  $D$ 、並列キャパシタ  $C_D$ 、ローパスフィルタ  $L_f - C_f$ 、および負荷抵抗  $R_L$  から構成される。ダイオードが半波整流動作をし、整流された電圧がローパスフィルタにより直流電圧に変換される。図 2 のダイオード電圧  $v_D$  に示すように、スイッチオフ時のダイオード電圧が零かつその傾き ( $dv_D/d\theta$ ) も零と

なる E 級動作条件を達成することで、高電力変換効率を達成する。E 級インバータと E 級整流器の回路構成を見てわかるように、E 級整流器の波形は E 級インバータの波形を反転させたものと等価である。

### 3. 解析的設計手順

本章では、E<sup>2</sup> 級 DC-DC コンバータを用いた磁気共鳴型無線電力伝送システムの解析的設計手順を紹介する。初めに E 級整流器の設計を行い、その後、受電器全体と送電コイルをインバータの負荷における等価インピーダンスとして表現する。最後に、E 級動作条件及び、最適負荷条件を満たす E 級インバータの設計を行う。

#### 3.1 解析の仮定

解析は以下の仮定に基づいて行う。

(1) MOSFET およびダイオードは理想的なスイッチとする。すなわち、切り替え時間は零、オフ抵抗は無敵大かつオン抵抗は零とする。

(2) 入力電流が一定となるようチョークコイル  $L_C$  は十分大きいものとする。

(3) 送電コイルに流れる電流が正弦波となるよう、共振回路の Q 値は十分高いものとする。

(4) 全ての受動素子は線形動作する。また、送電・受電コイル以外の素子の寄生抵抗は存在しない。

(5) 回路は  $0 \leq \theta \leq 2\pi$  の期間で動作する。MOSFET は  $0 \leq \theta < 2\pi D_t$  でオン、 $2\pi D_t \leq \theta < 2\pi$  でオンとする。ここで、 $D_t$  は、MOSFET のオン時比率である。

#### 3.2 受電器の設計

図 1(b) および (c) のモデルを用いて受電器側を設計する。[8] より、並列キャパシタ  $C_D$  は負荷抵抗  $R_L$  とダイオードのオン時比率  $D_r$  の関数として以下の式から求まる。

$$C_D = \frac{1}{2\pi\omega R_L} \left\{ 1 - \cos(2\pi D_r) - 2\pi^2(1 - D_r)^2 + \frac{[2\pi(1 - D_r) + \sin(2\pi D_r)]^2}{1 - \cos(2\pi D_r)} \right\}. \quad (2)$$

図 1(c) に示すように、E 級整流器は、キャパシタ  $C_i$  と  $R_i$  の等価回路として考えることができる [8]。入力キャパシタン  $C_i$  と入力抵抗  $R_i$  は、

$$C_i = \pi C_D \left[ \pi(1 - D_r) + \sin(2\pi D_r) - \frac{1}{4} \sin(4\pi D_r) \cos(2\phi_r) - 2\pi(1 - D_r) \cdot \sin \phi \sin(2\pi D_r - \phi_r) - \frac{1}{2} \sin(2\phi_r) \sin^2(2\pi D_r) \right]^{-1}, \quad (3)$$

$$R_i = 2 \cdot R_L \cdot \sin^2 \phi_r. \quad (4)$$

と表わせる。ここで  $\phi_r$  は入力電流  $I_2$  とダイオード電圧  $v_D$  の位相差である。 $\phi_r$  は以下の式より求まる。

$$\tan \phi_r = \frac{1 - \cos(2\pi D_r)}{2\pi(1 - D_r) + \sin(2\pi D_r)}. \quad (5)$$

$C_2$  は  $L_2$  および  $C_i$  と共振するためのキャパシタである。そのため、 $C_2$  は以下の式から求まる。

$$C_2 = \frac{C_i}{\omega^2 L_2 C_i - 1}. \quad (6)$$

出力電流  $I_o$  より、整流器の入力電流  $I_2$  は、

$$I_2 = \frac{I_o}{\sqrt{2} \sin \phi_r}. \quad (7)$$

となる。誘導電圧  $V_{ind}$  のインピーダンス  $Z_{req}$  は、

$$Z_{req} = R_{L_2} + R_i + j \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_i} \right), \quad (8)$$

となる。共振状態では、 $Z_{req}$  の虚数部が零となるため、 $V_{ind}$  は以下の式から求まる。

$$V_{ind} = I_2 \cdot (R_{L_2} + R_i). \quad (9)$$

#### 3.3 送電器の設計

磁気結合部はトランスと考えることができたため、本論文では図 1(c) に示すトランスの等価モデルを考える。その等価モデルより、インバータにおける受電器と送電コイルを含む等価インピーダンス  $Z_{eq}$  は以下の式で表わせる。

$$Z_{eq} = R_{eq} + R_{L_1} + jX_{eq}, \quad (10)$$

ここで、

$$R_{eq} = \frac{n^2 k^2 \omega^2 L_1^2 (R_{L_2} + R_i)}{(R_{L_2} + R_i)^2 + \left( n^2 \omega L_1 - \frac{C_2 + C_i}{\omega C_2 C_i} \right)^2}, \quad (11)$$

$$X_{eq} = \frac{k^2 \omega L_1 \left[ (R_{L_2} + R_i)^2 - \frac{n^2 L_1 (C_2 + C_i)}{C_2 C_i} + \left( \frac{C_2 + C_i}{\omega C_2 C_i} \right)^2 \right]}{(R_{L_2} + R_i)^2 + \left( n^2 \omega L_1 - \frac{C_2 + C_i}{\omega C_2 C_i} \right)^2 + \omega L_1 (1 - k^2)}, \quad (12)$$

であり、 $k$  は  $L_1$  と  $L_2$  間の結合係数、 $n = \sqrt{L_2/L_1}$  である。送電コイルに流れる電流  $I_1$  は

$$I_1 = \frac{V_{ind}}{\omega k \sqrt{L_1 L_2}}. \quad (13)$$

となる。

E 級動作条件と最適負荷を満足させるため、 $Z_{eq}$  はインピーダンス変換回路  $X_s - X_p$  により、 $Z_{out} = R_{opt} + jX_{opt}$  に変換される。 $Z_{eq}$  の値により、 $X_p$  と  $X_s$  の素子が決まる。[10] より、 $R_{opt}$  と  $X_{opt}$  は以下の式で求まる。

$$R_{opt} = \frac{2 \sin^2(\pi D_t) \sin^2(\pi D_t + \phi_t) V_{DD}^2}{\pi^2 (1 - D_t)^2 I_1^2 (R_{eq} + R_{L_1})}, \quad (14)$$

$$X_{opt} = R_{opt} \left\{ 2\pi^2 (1 - D_t)^2 - 1 + 2 \cos \phi_t \cos(2\pi D_t + \phi_t) - \cos 2(\pi D_t + \phi_t) \cdot [\cos(2\pi D_t) - \pi(1 - D_t) \sin(2\pi D_t)] \cdot [4 \sin(\pi D_t) \cos(\pi D_t + \phi_t) \sin(\pi D_t + \phi_t) \cdot [(1 - D_t) \pi \cos(\pi D_t) + \sin(\pi D_t)]]^{-1} \right\}, \quad (15)$$

ここで、 $D_t$  はスイッチオン時比率、 $\phi_t$  はスイッチ電圧  $v_S$  と共振電流  $i_t$  との位相差である。 $\phi_t$  は、

$$\tan \phi_t = \frac{\cos(2\pi D_t) - 1}{2\pi(1 - D_t) + \sin(2\pi D_t)}. \quad (16)$$

となる.

$Z_{eq}$  は, インピーダンス変換回路  $X_s - X_p$  より  $Z_{out}$  に変換される.  $Z_{out}$  の実数部および虚数部はそれぞれ,

$$\text{Re}[Z_{out}] = R_{opt} = \frac{(R_{eq} + R_{L1})X_p^2}{(R_{eq} + R_{L1})^2 + (X_{eq} + X_p)^2}, \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[Z_{out}] &= X_{opt} \\ &= \frac{(R_{eq} + R_{L1})^2 X_p + X_p X_{eq} (X_{eq} + X_p)}{(R_{eq} + R_{L1})^2 + (X_{eq} + X_p)^2} + X_s. \end{aligned} \quad (18)$$

となる. (17) と (18) より,  $X_p$  および  $X_s$  は以下の式で求まる.

$$\begin{aligned} X_p &= \frac{R_{opt} X_{eq}}{R_{eq} + R_{L1} - R_{opt}} \\ &\cdot \left[ 1 \pm \sqrt{1 + \frac{(R_{eq} + R_{L1} - R_{opt})[(R_{eq} + R_{L1})^2 + X_{eq}^2]}{R_{opt} X_{eq}^2}} \right], \end{aligned} \quad (19)$$

$$X_s = X_{opt} - \frac{R_{eq}^2 X_p + X_p X_{eq}^2 + X_p^2 X_{eq}}{R_{eq}^2 + (X_{eq} + X_p)^2}. \quad (20)$$

$X_p$  は 2 つの解を持つため, 2 タイプのインピーダンス変換回路が考えられる. 実装の観点から適切な方を選ぶこととする.

[10] より, ショットキャパシタンス  $C_S$  とチョークコイルのインダクタンス  $L_C$  は

$$\begin{aligned} C_S &= \frac{1}{\omega \pi^2 (1 - D_t) R_{opt}} \{ 2 \sin(\pi D_t) \cos(\pi D_t + \phi_t) \\ &\cdot \sin(\pi D_t + \phi_t) [(1 - D_t) \pi \cos(\pi D_t) + \sin(\pi D_t)] \}. \end{aligned} \quad (21)$$

$$L_C = \frac{R_{opt}}{f} \left( \frac{2\pi^2}{4} + 1 \right). \quad (22)$$

となる.

#### 4. 設計例

本章では, 前章の設計手順に基づいた設計例を示す. 設計仕様として, 動作周波数  $f = 5$  MHz, 供給電圧  $V_{DD} = 24$  V, 出力電力  $P_o = 5$  W, 出力抵抗  $R_L = 50$   $\Omega$ , スイッチ及びダイオードのオン時比率  $D_t = D_r = 0.5$ , コイル間距離  $d_{coils} = 30$  cm を与える. ローパスフィルタ  $L_f - C_f$  はリップルが十分小さくなるように, それぞれ  $100$   $\mu$ H,  $0.47$   $\mu$ F とする. また, 送電・受電コイルはソレノイドコイルとし, それらの設計仕様として, コイルの直径  $D_{coil} = 30$  cm, コイルの高さ  $h_{coil} = 7$  cm を与える. 自己インダクタンス, 寄生抵抗, 及び結合係数は FEM シミュレータ (村田ソフトウェア:Femtet) を用い, それぞれの計算結果は  $L_1 = 29.8$   $\mu$ H,  $L_2 = 29.8$   $\mu$ H,  $R_{L1} = 3.27$   $\Omega$ ,  $R_{L2} = 3.32$   $\Omega$ ,  $k = 0.0201$  となった. 全ての設計仕様が得られたので, 前章の設計手順に従って設計を行った. 得られた設計値を表 1 に示す.

本設計例では, インピーダンス変換回路  $X_s - X_p$  は以下のように求まる.

- 1) ケース 1:  $X_p = -2113$  and  $X_s = -1628$ .
- 2) ケース 2:  $X_p = -601.6$  and  $X_s = 1733$ .

表 1 設計仕様および設計値

	Analytical	Simulated
$L_C$	63.7 $\mu$ H	-
$L_f$	100.0 $\mu$ H	-
$C_S$	127 pF	-
$C_{X_S}$	19.6 pF	-
$C_{X_P}$	15.1 pF	-
$C_2$	35.3 pF	-
$C_D$	202 pF	-
$C_f$	0.47 $\mu$ F	-
$R_L$	50.0 $\Omega$	-
$L_1$	-	29.8 $\mu$ H
$L_2$	-	29.8 $\mu$ H
$k$	-	0.0201
$r_{L1}$	-	3.27 $\Omega$
$r_{L2}$	-	3.32 $\Omega$
$f$	5 MHz	-
$V_{DD}$	24.0 V	-
$P_o$	5.00 W	4.70 W
$d_{coils}$	30 cm	-
$\eta$	-	65.9 %

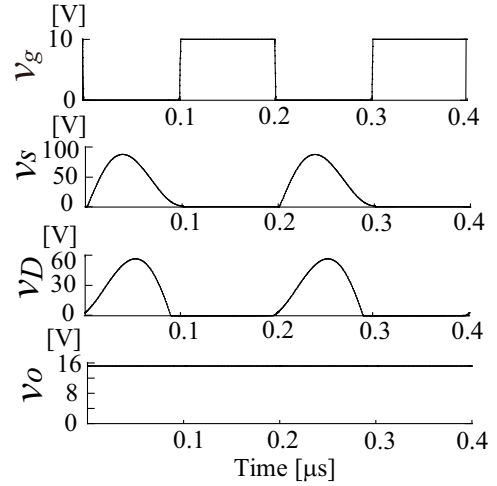


図 3 設計例の PSpice シミュレーション波形.

E 級インバータには直列共振回路が必要なため, 送電コイルと直列にキャパシタが接続されるケース 1 を選択する.  $X_p$  と  $X_s$  の素子値はそれぞれ,  $C_{X_p} = -1/\omega X_p = 15.1$  pF,  $C_{X_s} = -1/\omega X_s = 19.6$  pF である. また, PSpice シミュレーションでは, MOSFET として Vishay 社の SUD06N10-225L, ダイオードとして STMicroelectronics 社の STTH3R02 を用いた.

図 3 に, 設計した回路の PSpice シミュレーションによる波形を示す. スイッチ電圧  $v_S$  およびダイオード電圧  $v_D$  が E 級動作条件を満足していることが確認でき, また, 出力電力は  $P_o = 4.70$  W となった. これらの結果より設計手順の妥当性を確認できる. さらに, システムは 5 MHz において 65.9 % の高伝送効率を達成した.

#### 5. 解析式による伝送効率

本章では, 3 章で導出した解析式を用い, 伝送効率を導出する.

受電器側の電力変換効率を, 図 1(c) のモデルで考える.

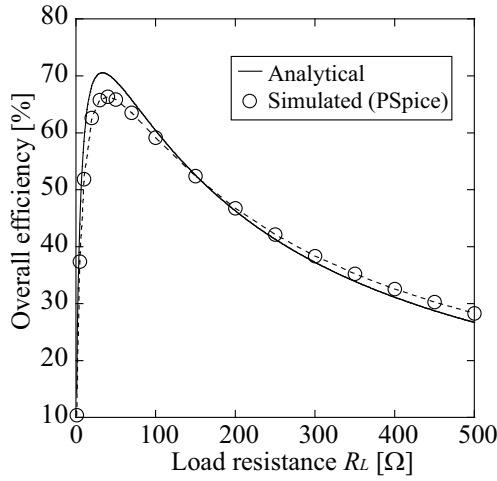


図4 負荷抵抗  $R_L$  と伝送効率の関係。

$L_2$ ,  $C_2$  および  $C_i$  が共振しているとすれば,  $Z_{req}$  は実数部  $R_i$  のみとなる. また, ダイオードのスイッチング損失および導通損失が零と仮定すれば, その時の電力変換効率は,

$$\eta_{req} = \frac{R_i}{R_i + R_{L_2}} \quad (23)$$

となる.

送電器の電力変換効率は図1(b)のモデルで考える. 受電器および送電コイルを含む等価インダクタンス  $L_{eq}(=X_{eq}/\omega)$  が共振し, MOSFET のスイッチング損失および導通損失が零と仮定すれば, 電力変換効率は以下の式から求まる.

$$\eta_{inv} = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_{L_1}} \quad (24)$$

結果として, システム全体の効率は,

$$\eta_{all} = \eta_{inv} \cdot \eta_{req} = \frac{R_{eq}R_i}{(R_{eq} + R_{L_1})(R_i + R_{L_2})}. \quad (25)$$

となる.

図4は, 横軸に負荷抵抗  $R_L$  をとり, それぞれの負荷抵抗で再設計した際の伝送効率を示したものである. 解析式(25)から得られる伝送効率は, PSPice シミュレーションにより得られる伝送効率と良好な一致を示している. また, 図4からわかるように, 伝送効率は負荷抵抗に大きく依存し, 伝送効率を最大化する負荷抵抗が存在することがわかる.

さらに, 伝送効率(25)は, 図5に示す, AC-AC 構成における磁界共鳴型無線電力伝送システムの伝送効率と等価である. すなわち, 本論文でシステムとして用いた DC-DC 構成のシステムであっても, AC-AC 構成のシステムと同様の議論ができることを示唆している.

## 6. まとめ

本論文では,  $E^2$  級 DC-DC コンバータを用いた磁界共鳴型無線電力伝送システムを提案し, その解析的設計方法を示した.  $E$  級インバータを送電器,  $E$  級整流器を受電器として用い, それぞれで  $E$  級動作条件を達成することで, 設計されたシステムは高伝送効率を達成することができる. 設計した回路の PSPice シミュレーションにより, 設計方法の妥当

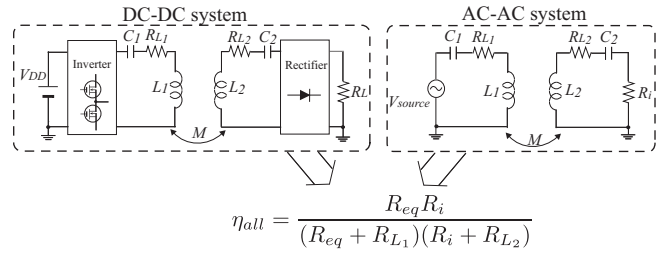


図5 DC-DC システムと AC-AC システムの伝送効率.

性を示すとともに, 動作周波数 5 MHz, 出力電力 5 W, コイル間距離 30 cm において 65.9 % の伝送効率を達成することを示した. さらに, 設計段階で得られた解析式を用いて伝送効率を導出し, DC-DC 構成の無線電力伝送システムが AC-AC 構成のシステムと同様の伝送効率で議論できることを示した.

## 謝 辞

本研究の一部は, 科学研究費補助金 (No. 258797, No. 23760253), テレコム先端技術研究支援センターの補助を受けて行われた. ここに深謝の意を表する.

## 文 献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *Sci. Express*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jul. 2007.
- [2] E. Bou, E. Alarcon, and R. Sedwick, "Maximizing efficiency through impedance matching from a circuit-centric model of non-radiative resonant wireless power transfer," in *Proc. IEEE ISCAS*, pp. 29–32, May 2013.
- [3] C. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, Oct. 2005.
- [4] G. Wang, W. Liu, M. Sivaprakasam, and G. A. Kendir, "Design and analysis of an adaptive transcutaneous power telemetry for biomedical implants," *IEEE Trans. Circuits Systems I, Reg. Papers*, vol. 52, no. 10, pp. 2109–2117, Oct. 2005.
- [5] Z. N. Low, R. Chinga, R. Tseng, and J. Lin, "Design and test of a high-power high-efficiency loosely coupled planar wireless power transfer system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1801–1812, May 2009.
- [6] T. Nagashima, X. Wei, T. Suetsugu, and H. Sekiya, "Inductively coupled wireless power transfer with class-DE power amplifier," in *Proc. IEEE APCCAS*, pp. 73–76, Dec. 2012.
- [7] D. Murthy-Buller, A. Bauer, W. Kerin, and M. K. Kazimierczuk, "Inverter using loosely coupled inductors for wireless power transfer," in *Proc. IEEE MWSCAS*, pp. 1164–1167, Aug. 2012.
- [8] M. K. Kazimierczuk and J. Jozwik, "Resonant DC/DC converter with class-E inverter and class-E rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 468–478, Nov. 1989.
- [9] T. Nagashima, K. Inoue, X. Wei, E. Bou, E. Alarcon, and H. Sekiya, "Inductively coupled wireless power transfer with class- $E^2$  DC-DC converter," in *Proc. European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, Sept. 2013.
- [10] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, New York, NY: John Wiley & Sons, 1995.