

[特別講演] 高周波パワーエレクトロニクスによる ZVS共鳴型ワイヤレス給電の結合係数を用いた設計理論

細谷 達也

(株)村田製作所 〒617-8555 京都府長岡京市東神足1-10-1
E-mail: hosotani@murata.co.jp

あらまし 新しい学際技術分野として高周波パワーエレクトロニクスを提唱する。有望技術としてワイヤレス給電に期待する。提案するZVS共鳴型ワイヤレス給電システムに関して、結合係数を用いた新しい設計理論について論じる。2つの共振コイルについて、伝送距離、位置、対向角度のそれぞれが変化した場合の設計を示す。解析では、提案する複共振回路解析 (MRA) を用いて時間領域と周波数領域の双方において解析する。周波数領域解析では、調波共鳴解析 (HRA)、 F パラメータ共鳴解析 (FRA) によりシステム特性を明らかにする。解析設計に基づいた10MHz級動作実験では、シンプルなループコイルとGaN FETを用い、により、伝送電力74.9W、システム全電力効率74.0%が達成できることを実証する。

キーワード ゼロ電圧スイッチング、電磁界共鳴、複共振回路、MRA、HRA、FRA、有限要素法

A Novel Design Theory Using Coupling Coefficient for the ZVS Resonant Wireless Power Transfer with High-Frequency Power Electronics

Tatsuya HOSOTANI

Murata Manufacturing Co., Ltd. Nagaokakyo-shi, Kyoto, 617-8555 Japan
E-mail: hosotani@murata.co.jp

Abstract We advocate high-frequency power electronics as a new interdisciplinary technical field. We expect wireless power transfer technology. We present a novel design theory using coupling coefficient for the ZVS resonant wireless power transfer. We study the system design when for two coils a distance, a position, and an angle change. We analyze the system characteristics from the both sides of a time domain and a frequency domain by use of a multi-resonance analysis (MRA), a harmonic resonance analysis (HRA), and a F -parameter resonance analysis (FRA). In the 10MHz-class operation experiment, we use two simple loop coils and GaN FETs. We've achieved 74.9W of the transmission power, and 74.0% of the total power efficiency. We prove our proposed switching system is high efficiency system.

Keyword Zero voltage switching, Electromagnetic field resonance, Multi-resonant circuit, MRA, HRA, FRA, Finite element method

1. はじめに

近年、共鳴型ワイヤレス給電の開発は加速している^{[1][7]}。2007年にMIT (Massachusetts Institute of Technology) の研究者より報告された周波数10MHz、距離2mの実験では、伝送効率は40~50%だが電力効率は15%と低い^[6]。一方、筆者らは1994年に10MHz級ゼロ電圧スイッチング (ZVS, zero voltage switching) 電流複共振コンバータを開発し^{[8],[9]}、空心トランスを用いた10MHz級実験にて電力効率77.7%を達成している^[10]。MITでの実験は、2つのコイルが空間で磁気結合し、10MHz級の共振電流により電力を伝送するところでは、我々の実験に酷似するが、コルピッツ発振装置を用いて高周波電流を供給しており電力効率は大きく低い。筆者らは、世界に先駆けて共鳴方式のスイッチングワイヤレス給電を開発し、実用化に向けた開発を推進している。特別な用途は別にして、システムにおける電力効率の向上は必要不可欠である。

今日、民生機器を始めとしたあらゆる電気機器にスイッチング電源装置が用いられている。筆者らは、空間を介して電力を供給するワイヤレス給電においてもスイッチング技術を用いること、パワーエレクトロニクスを応用することを推進

する。ワイヤレス給電では、伝送路に磁気部品を用いることが困難な場合や電力伝送デバイスに小型化が求められる場合が多く、MHz以上の高周波動作が期待される。これらの周波数帯域は、静磁界、静電界を扱うパワーエレクトロニクスと電磁波を用いる通信技術の狭間にあるとも位置付けられ、新しい「高周波パワーエレクトロニクス」とも言うべき学際技術として扱うことができる。

本稿では、新しい価値創造を目指した新しい学際技術分野として、「高周波パワーエレクトロニクス」を提唱する。有望技術としてワイヤレス給電に期待する。高効率なシステムの実用化を目的として、共鳴方式のスイッチングワイヤレス給電を提案し、結合係数を用いた新しい設計理論について論じる。2つの共振コイルについて、伝送距離、位置、角度のそれぞれが変化した場合のシステム特性を解析する。提案する複共振回路解析 (MRA, Multi-Resonance Analysis)、調波共鳴解析 (HRA, Harmonic Resonance Analysis)、 F パラメータ共鳴解析 (FRA, F -parameter Resonance Analysis) を用いて^{[11][5]}、時間領域と周波数領域の双方において解析する。実験では、シンプルなループコイルとGaN FETを用いた10MHz級動作により、高効率な電力伝送が可能であることを実証する。

2. 高周波パワーエレクトロニクス

2.1 高周波パワーエレクトロニクスの提唱

新しい価値創造を目指した新しい技術分野として、「高周波パワーエレクトロニクス」を提唱する。概念を図1に示す。「パワーエレクトロニクス」、「高周波エレクトロニクス」、「パワーデバイス」の3つの技術分野を柱とし、技術融合と相乗効果により技術発展を期待する新しい学際分野である。パワーエレクトロニクスは、1973年にDr. Newellによって示された。電力用半導体素子をスイッチとして用い、電力の変換と制御を行う技術の総称である。高周波エレクトロニクスは、電磁波工学、半導体工学等を手段として、通信を目的に様々なデバイスやシステムを開発する技術である。パワーデバイスは、電力用半導体工学や電気材料工学等を手段として、電力を扱う様々な電力用電子部品を開発する技術と言える。各技術分野の強みを活かした技術融合と相乗効果により新しい技術革新を起こすことに期待する。

2.2 高周波化の課題と最適ZVS動作

パワーエレクトロニクスでは、通信技術に比べてゆっくりと動作周波数の高周波化は進んでいる。高周波化により小型の電子部品を用いてスイッチング電源装置の小型化を図る。一方、高周波化に伴い、スイッチング損失や磁気部品の損失など電力損失は増大し、高速スイッチング動作は、サージ、ノイズの発生を増大させる。半導体素子の信頼性を低下させるだけでなく、電磁干渉の要因となる。電力を扱う技術では、発熱問題や信頼性問題を解決する必要がある、技術難易度は圧倒的に高くなる。電源技術は、情報化社会の要であり、小型軽量化とともに様々な課題を解決する必要がある。

高速スイッチングの課題解決にはソフトスイッチングが有効である。スイッチング期間において高周波の共振現象を利用してスイッチング損失を低減する技術である。特に、高周波動作における最上級技術として最適ZVS動作 (Optimum zero voltage switching) が提案され、高周波スイッチング動作において驚異的な高効率な性能を達成する^{[7],[8]}。

2.3 高周波と高速の違い

通信技術では「高周波」、パワーエレクトロニクスでは「高速」を重視する傾向がある。通信技術に用いる線形電力増幅回路は、半導体素子の電圧を高周波 (数10MHz~数GHz) で正弦波状に低速動作させる。一方、スイッチング回路では、半導体素子を低周波 (数10kHz~数MHz) で高速動作させる。高速技術は、スイッチング期間と電圧変化量に関わる。例えば、10MHzの1%の期間で通信回路の100倍の電圧をスイッチングする場合、10000倍の動作周波数が求められ、100GHzに相当する。マイクロ波の技術領域を包括しており、異分野技術交流により新しい価値創造、新技術、新製品が期待できる。

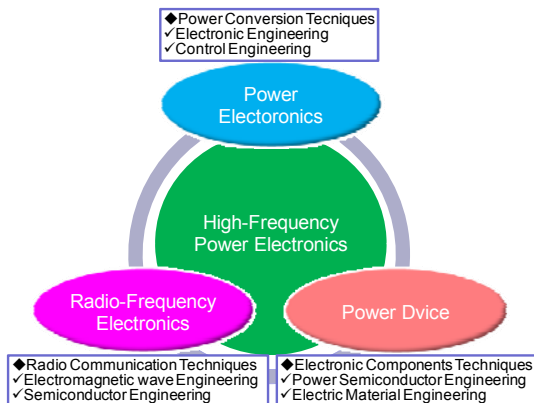


Fig. 1 High-frequency power electronics.

3. 新しい共振型スイッチングワイヤレス給電

3.1 共振型スイッチングワイヤレス給電の提案

MITなど、これまでに報告されている共振型ワイヤレス給電では、50Ω系通信技術の応用がほとんどである。一方、筆者らは、新たに共振方式のスイッチングワイヤレス給電を開発し、実用化を推進している。これを図2(a)に示す。図2(b)の一般技術では、例えば50Ω系の高周波電圧源を用いる。一方、提案構成では直流電圧源を電力源としてスイッチングする。50Ω系の高周波電圧源では、電力効率は理論上の最大でも50%が限界であり、システムの電力効率は著しく低い。また、50Ωを0Ωに変えたとしても0Ωと見なせ、MHzを超え、大電力を扱う高周波電圧源を得ることは技術的に至難である。

筆者らは、スイッチング技術と電磁界共振技術を融合して直流電圧源からのワイヤレス給電技術を開発している。「電磁界共振」とは、送電側と受電側に構成される共振回路を結合させるために電磁界を周期的に変化させて共振させる現象と定義している。高速スイッチング動作における電力損失低減には、最適ZVS動作などの高度な回路技術を駆使する。

3.2 共振器を用いた複共振形ZVSワイヤレス給電システム

提案する複共振形ZVSワイヤレス給電システムの一例を図3に示す。電力伝送デバイスとして共振コイルを用いたシステムである。送電コイル n_p と受電コイル n_s との間に電磁界共振結合を形成して電力を伝送する。スイッチング素子は共振コイルに直接的に接続する。送受電コイル n_p, n_s において、自己インダクタンスを L_p, L_s 、等価的な漏れインダクタンスを L_r, L_{rs} 、相互インダクタンスを L_{mp}, L_{ms} 、コイル浮遊容量を C_r, C_{rs} とする。送電側LC共振回路を漏れインダクタ L_r 、浮遊容量 C_r 、受電側LC共振回路を漏れインダクタ L_{rs} 、浮遊容量 C_{rs} により構成する。スイッチ素子 Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 にはFETを用い、スイッチ素子 Q_3, Q_4 は同期整流素子として動作する。

4. スwitchingワイヤレス給電の時間領域解析

4.1 時間領域における動作解析

理想的なスイッチング動作波形を図4に示す。FET Q_1, Q_2 のゲート電圧を v_{gs1}, v_{gs2} 、ドレイン電圧を v_{ds1}, v_{ds2} として、キャパシタ C_r に流れる共振電流を i_r 、FET Q_3, Q_4 に流れる電流を電流 i_{d3}, i_{d4} とする。送電側FET Q_1, Q_2 は、デッドタイム t_d を挟んで交互にオンオフし、直流入力電圧 V_i を台形波電圧に変換する。電磁界共振により正弦波電流が生成されて共振電流 i_r の波形はほぼ正弦波となる。受電側のFET Q_3, Q_4 は、整流動

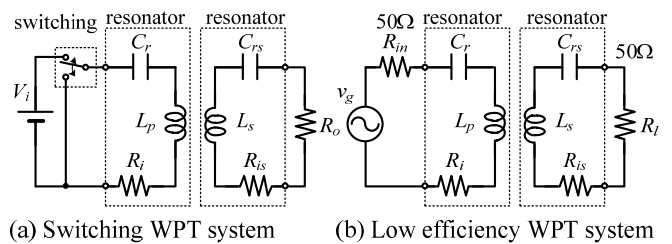


Fig. 2 A novel switching wireless power transfer system.

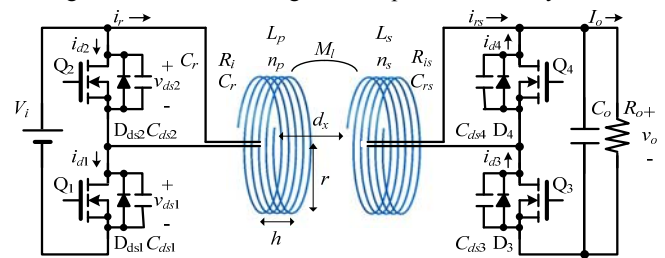


Fig. 3 Multi-resonant ZVS wireless power transfer system using electromagnetic field resonant coupling coils.

作を行い台形波電圧は直流電圧 v_o に変換される。電流 i_{d3} , i_{d4} の波形はほぼ半波の正弦波となる。FETを用いた同期整流技術により整流損失を低減する。

スイッチング回路から見た入力インピーダンスは誘導性となるように設計する。デッドタイム t_d において遅れ電流によってZVS動作を実現し、スイッチング損失を低減する。デッドタイム t_d は、ZVS動作に必要な最小値が好ましく、時比率 D ($D = t_{on}/T_s$, $0 < D < 1$) は、0.5に近づける。電力の制御にはスイッチング周波数 f_s を調整するPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御が適用できる。

4.2 常微分状態方程式による回路解析

送電側と受電側の電流の位相差に応じて、1スイッチング周期 T_s において表1のように6つの状態が考えられる。解析では、送電側と受電側の共振コイルは等しく $L_p = L_s$, $C_r = C_{rs}$, $R_r = R_{rs}$ とする。磁気結合係数 k を用いて漏れインダクタンス L_r と相互インダクタンス L_m は次式で表わされる。

$$L_r = (1-k)L_p, L_m = kL_p \quad (1)$$

表1に示す入力電圧 v_{ie} と出力電圧 v_{io} を用いて、結合係数 k を用いてスイッチング等価回路は図5で表され、次式を得る。

$$v_{ie} = kL_p \frac{d(i_r - i_{rs})}{dt} + \left\{ \frac{1}{C_r} \int i_r dt + R_i i_r + (1-k)L_p \frac{di_r}{dt} \right\} \quad (2)$$

$$kL_p \frac{d(i_r - i_{rs})}{dt} = v_{oe} + \left\{ \frac{1}{C_r} \int i_{rs} dt + R_i i_{rs} + (1-k)L_p \frac{di_{rs}}{dt} \right\} \quad (3)$$

表1に示すデッドタイムでの電圧 v_{ied} は、スイッチ素子 Q_1 , Q_2 の出力容量を C_{ds} として次式で表される。

$$v_{ied} = V_i / 2 - \int i_r dt / (2C_{ds}) \quad (4)$$

4.3 最適ZVS動作

ZVS動作のためには、共振回路のインピーダンスを誘導性にして遅れ電流を生成し、デッドタイムにFETの出力容量 C_{ds1} , C_{ds2} の充放電を行い転流させる。電圧が0Vとなる状態でターンオンしてZVS動作を実現し、ターンオン損失を低減する。図4のようにFET Q_1 がオフする時刻 t_2 , 電流 i_r が0Aとなる時刻 t_3 , デッドタイム t_d より、ZVS動作の条件式は次式となる。

$$\int_{t_2}^{t_3} i_r(t) dt \geq 2C_{ds} V_i, \quad t_d \leq t_3 - t_2 \quad (5)$$

上記2つの等号が成立するときは最適ZVS動作となる。最小の電流でFETをターンオフしてオフ損失を低減する。スイッチング損失はオンとオフの両方が低減されて最小となる。

4.4 共役複素数根による共振周波数の解析

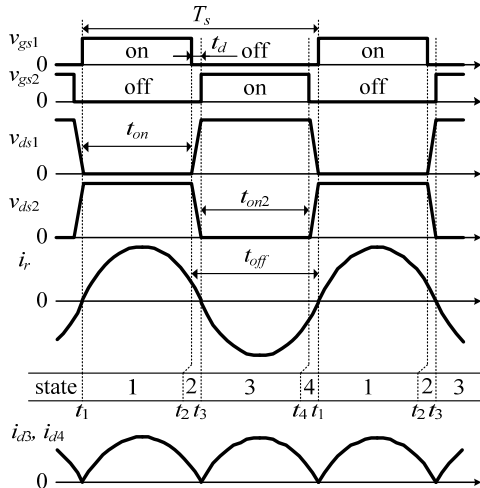


Fig. 4 Switching waveforms.

共振コイルの自己共振周波数 f_r は、リアクタンスが0となる共振条件より求められ、 $R_r=0$ の場合は次式となる。

$$f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = 1 / (2\pi \sqrt{L_p C_r}) \quad (6)$$

式(2), (3)にて共役複素数根となる場合は、電流 i_r は減衰振動となる。 $R_r=0$ では共振周波数 f_{r1} , f_{r2} ($f_{r1} < f_{r2}$)は次式となる。

$$f_{r1} = f_r / \sqrt{1+k}, \quad f_{r2} = f_r / \sqrt{1-k} \quad (7)$$

更に結合係数 k と回路の固有共振周波数 f_{r1} は次式で表される。

$$f_r = \frac{\sqrt{2} f_{r1} f_{r2}}{\sqrt{f_{r2}^2 + f_{r1}^2}}, \quad k = \frac{f_{r2}^2 - f_{r1}^2}{f_{r1}^2 + f_{r2}^2} \quad (8)$$

4.5 共役複素数根の解析

式(6)で示される共振周波数 f_{r1} , f_{r2} の近傍では、回路インピーダンスは近似的にLCR直列回路と見なすことができる。シンプルに解析するため、等価的な定数として L_e , C_e , R_e を用い、方形波電圧源の振幅を V_i , 電流を $i_r(t)$, キャパシタの電荷を $q_e(t)$ とする。オン期間での微分回路方程式は次式となる。

$$L_e \frac{d^2 q}{dt^2} + R_e \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C_e} = V_e \quad (9)$$

電流 $i_r(t)$ と電荷 $q_e(t)$ の初期値を i_{r0} , q_{e0} として次式を得る。

$$q_e(t) = e^{-\alpha t} \left\{ (q_{e0} - C_e V_i) \cosh \gamma t + \frac{\alpha \sinh \gamma t}{\gamma} + \frac{i_{r0} \sinh \gamma t}{\gamma} \right\} + C_e V_i \quad (10)$$

$$i_r(t) = e^{-\alpha t} \left\{ \cosh \gamma t + \frac{\alpha \sinh \gamma t}{\gamma} - (q_{e0} - C_e V_i) \omega_e^2 \frac{\sinh \gamma t}{\gamma} \right\} \quad (11)$$

$$\alpha = \frac{R_e}{2L_e}, \omega_e^2 = \frac{1}{L_e C_e}, \gamma = \sqrt{\alpha^2 - \omega_e^2}, Q_e = \frac{1}{R_e} \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} \quad (12)$$

共振の鋭さ Q_e により次の3つの場合に分けることができる。

(a) $Q_e > 0.5$ の場合は、 $\omega_e > \alpha$ となり振動的な不足制動となる。 γ は虚数となり、 $\gamma = j\beta$ として次式となる。

$$\cosh \gamma t = \cosh j\beta t = \cos \beta t, \quad \sinh \gamma t / \gamma = \sin \beta t / \beta \quad (13)$$

(b) $Q_e = 0.5$ の場合は、 $\omega_e = \alpha$ となり臨界的な制動となる。 γ は実数となり、次式となる。

$$\gamma = 0, \quad \sinh \gamma t / \gamma = t \quad (14)$$

(c) $Q_e < 0.5$ の場合は、 $\omega_e < \alpha$ となり、非振動的な過制動となる。 γ は実数となり、 $\alpha > \gamma$ となる。

共鳴方式などにて、電流振幅を大きくして電力を伝送する場合は(a)振動的とし、電流振幅を抑制して実効電流を低減して電力を伝送するには、(c)非振動的として回路を設計する。

5. 周波数領域解析による共鳴結合の統一的解析

5.1 電力伝送デバイスのFemtet[®]による解析

電力伝送デバイスとなる送電コイル n_p と受電コイル n_s は、自己インダクタンス L_p と浮遊容量 C_p が共鳴動作に関与する共振

Table 1 Equivalent input voltage v_{ie} and output voltage v_{oe}

no	state	v_{ie}	v_{io}	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
1	on-period 1	V_i	v_o	on	off	on	off
2	on-period 2	V_i	0	on	off	off	on
3	off-period 1	0	0	off	on	off	on
4	off-period 2	0	v_o	off	on	off	on
5	deadtime 1	v_{ied}	v_o	off	off	on	off
6	deadtime 2	v_{ied}	0	off	off	off	on

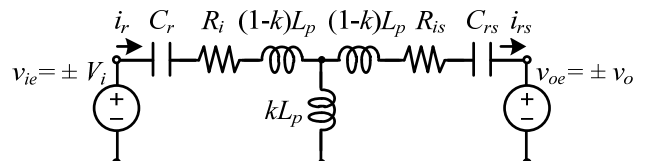


Fig. 5 Equivalent circuit with coupling coefficient k .

器となる。送受電コイル n_p, n_s は、材質は銅、巻数 $n_p=n_s=5$ ターン、コイル半径 $r=10\text{cm}$ 、コイル高さ $h=5\text{cm}$ 、線径 $\phi=2\text{mm}$ とする。ムラタソフトウェア製の有限要素法解析ソフトFemtet[®]を用いて、磁界と電界の静解析を行う。距離 $d_x=10\text{cm}$ での磁界強度と電界強度を図6(a)(b)に示す。磁界解析より自己インダクタンス $L_p=7.55\mu\text{H}$ 、電界解析よりコイルの浮遊容量 $C_p=3.54\text{pF}$ となる。内部抵抗 R_i は $678\text{m}\Omega$ が得られる。式(6)より自己共振周波数 f_r は、次式で求められる。

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_p C_p}) = 30.8(\text{MHz}) \quad (15)$$

パラメトリック解析を用いた磁界解析により、距離 d_x を変化させた場合の結合係数 k を図7(a)、解析モデルを図7(b)に示す。距離 d_x が大きくなると結合係数 k は小さくなり、漏れインダクタンス L_r は自己インダクタンス L_p とほぼ等しくなる。

5.2 自己共振と外部キャパシタを用いた共振の解析

送受電コイル n_p, n_s の単独でのインピーダンス周波数特性をANSYS製のHFSSを用いて解析する。結果を図8に示す。30MHz付近に自己共振周波数 f_r があり、静解析により求めた式(15)の値とほぼ一致する。共振周波数 f_r が僅かに低いのは、式(12)、(13)より内部抵抗 R_i による影響であることが示される。

動作周波数を10MHz級とするために、共振コイルの両端に $C_{pa}=30\text{pF}$ を接続して解析したインピーダンス周波数特性を図9に示す。このとき共振周波数 f_r の計算値は次式となる。

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_p(C_p + C_{pa})}) = 10.0(\text{MHz}) \quad (16)$$

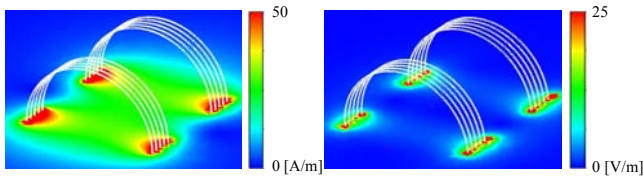
図8と図9を比べて、共振キャパシタを接続することで共振コイルの自己共振周波数を調整できることが示される。

5.3 共振結合の統一解析法 (MRA/HRA/FRA) [1][5]

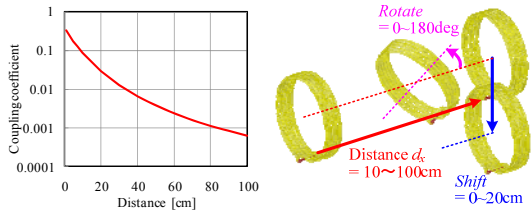
共振結合回路の統一解析法として複共振回路解析(MRA)、調波共振解析(HRA)、 F パラメータ共振解析(FRA)を提案する。複共振回路解析(MRA)では、4次元時空間の電磁界の振る舞いを2次元にモデル化した複共振回路(Multi-resonant circuit)を用いて、電圧と電流の時間的変化を解析する。共振コイルに直列に共振キャパシタ C_r を接続した場合、形成される電磁界共振結合を含めた複共振回路は図10となる。

HRA手法では、2石のFETを交互にオンオフして得られる台形波電圧をフーリエ級数展開し、各周波数成分により諸特性を解析する。スイッチング動作により得られる台形波電圧をフーリエ級数展開した電圧 $v_{isqf}(t)$ は次式となる。

$$v_{isqf}(t) = \frac{V_i}{2} + \frac{V_i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sqrt{2(1 - \cos(\pi n))} \sin(n\omega_s t + \theta) \right\} \quad (17)$$



(a) Magnetic field analysis (b) Electric field analysis
Fig. 6 Electromagnetic field analysis near two resonant coils.



(a) Coupling coefficient k (b) Analytical model
Fig. 7 Coupling coefficient k for two resonant coils.

$$\theta = \cos^{-1}[\{1 - \cos(\pi n)\} / \sqrt{2(1 - \cos(\pi n))}], \quad \omega_s = 2\pi / T_s \quad (18)$$

共振現象を用いる共振方式では、複共振回路に流入する電流はほぼ正弦波となる。周波数が異なる電流と電圧が存在しても瞬時電力の周期積分値は0となり電力は消費されない。このため入力電圧波形の基本波 $v_{iac}(t)$ を用いて解析する。

また、受電側において直流電圧が供給される直流負荷抵抗 R_o は、電力消費量が等価となる交流実効抵抗負荷 R_{ac} に変換する。基本波電圧 $v_{iac}(t)$ 、交流抵抗 R_{ac} は次式となる。

$$v_{iac}(t) = (2V_i / \pi) \sin(\omega_s t), \quad R_{ac} = 2R_o / \pi^2 \quad (19)$$

FRA解析では、複数のLC共振回路から構成される複雑な複共振回路を F パラメータによりシンプルに解析する。端子1-1'から見た F パラメータを $j\omega \rightarrow s$ として表すと次式を得る。

$$F_p = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC_p} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_r + R_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2sL_{mp}} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{2sL_{ms}} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_{rs} + R_{is} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC_{rs}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{ac}} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$F_{all} = F_p F_s \quad (22)$$

F パラメータの要素を用いて入力インピーダンス Z_{all} および電圧変換率($=v_o/V_i$)を得る電圧利得 M_{all} は次式で表わされる。

$$Z_{all} = |F_{11} / F_{21}|, \quad M_{all} = |1 / F_{11}| \quad (23)$$

共振現象を用いた電磁界共振結合を形成するには、複共振回路の入力インピーダンス Z_{all} においてリアクタンス L_m がほぼ0となり、大きさが極小付近となることが必要である。出力電力は、式(23)の電圧利得により解析することができ、スイッチング周波数を調整することで電力は制御できる。

6. ワイヤレス給電システムの電力特性解析

6.1 入力インピーダンス特性と電圧利得特性の解析

システムの諸特性を解析する。回路パラメータはFemtet[®]により得られた $L_p=7.55\mu\text{H}$ 、 $C_p=3.54\text{pF}$ 、 $R_i=678\text{m}\Omega$ 、 $C_r=30\text{pF}$ を用い、入力電圧 $V_i=50\text{V}$ 、動作周波数 $f_s=10\text{MHz}$ 程度を想定する。

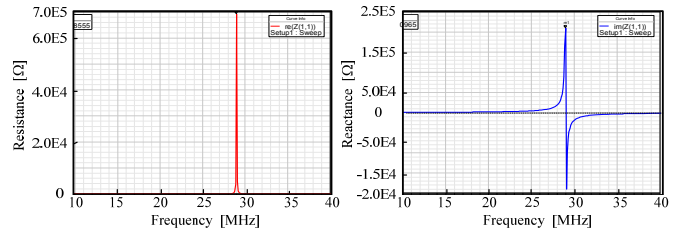


Fig. 8 Impedance characteristics of a resonant coil.

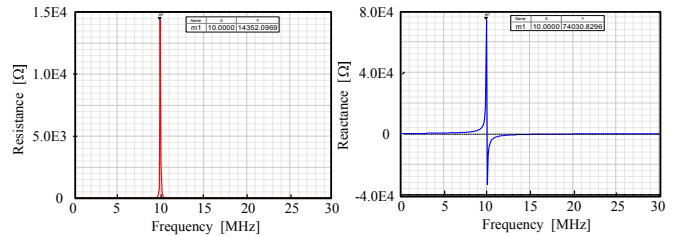


Fig. 9 Impedance characteristics of a resonant coil with 30pF.

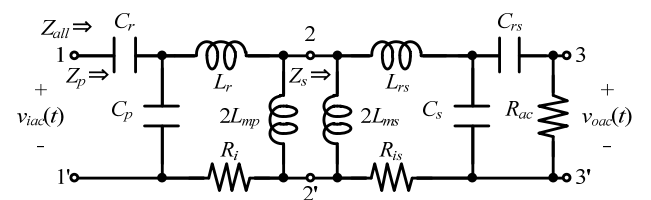


Fig. 10 Multi-resonant circuit.

抵抗 $R_o=50\Omega$ として距離 d_x を10~50cmと変化させた場合を解析する。式(23)より、入力インピーダンス Z_{all} に対する実部のレジスタンス R_{re} と虚部のリアクタンス I_m の周波数特性をそれぞれ図11(a), (b)に示す。レジスタンス R_{re} は、複共振回路の固有共振周波数 f_r 付近では距離 d_x が大きくなるに従い小さくなる。一方、距離 $d_x=0.2m$ 以下では、リアクタンス I_m が0となる周波数は3つ存在して双峰特性となる。 $I_m=0$ となる周波数を低い方から順に共振周波数 f_{r1} , f_r , f_{r2} と定義する。

入力インピーダンス Z_{all} の大きさと電圧利得 M_{all} の周波数特性を図12(a), (b)に示す。 Z_{all} と M_{all} は、共に距離が大きくなるに伴い双峰特性、臨界特性、単峰特性と変化する。電圧利得 M_{all} は、単峰特性となる距離 $d_x=0.4m$ 付近にて最大となり、出力電圧 v_o 、出力電力 P_o も最大となる。

図12(b)より得られたAC入力電圧 v_{iac} に対するAC出力電圧 v_{oac} の電圧利得 M_{all} を電圧変換比率として用い、 $V_i=50V$ としてDC出力電圧 v_o を計算した結果を図13(a)に示す。また、スイッチングコンバータ解析ツールSCAT ver. K.492を用いた非線形

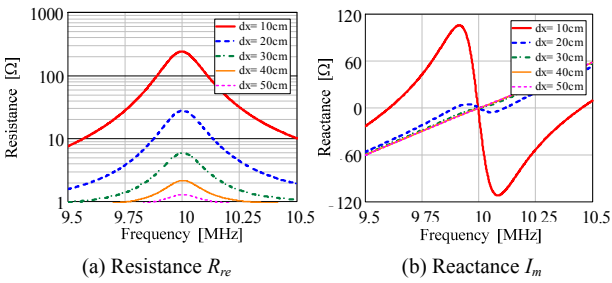


Fig.11 Resistance and reactance characteristics.

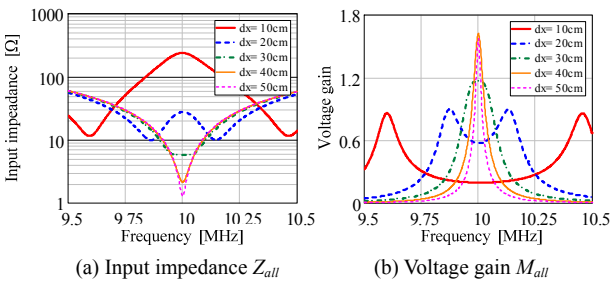


Fig.12 Input impedance and voltage gain characteristics.

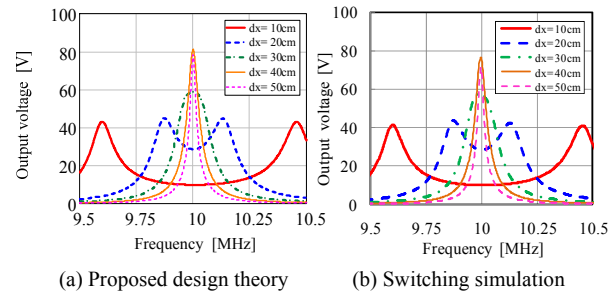


Fig.13 Output voltage by a proposed theory and a simulator.

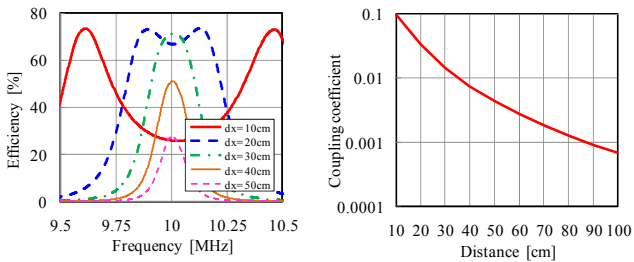


Fig.14 Whole power efficiency and coupling coefficient.

回路シミュレーションによるDC-DC変換での直流出力電圧の解析結果を図13(b)に示す。解析では、整流素子にダイオードを用い、FETのオン抵抗は100mΩ、寄生容量 $C_{ds}=100pF$ 、ダイオードの順方向電圧降下は0.7Vとする。図13(a)と(b)は良く一致し、給電システムのDC-DC電圧変換をAC-AC電圧変換として解析する統一的な本解析手法の妥当性と有効性が示される。

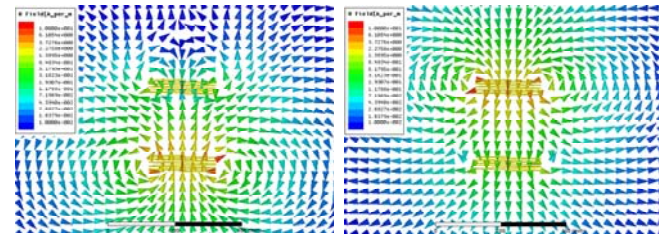
SCATによるシステムの全電力効率特性の解析結果を図14(a), HFSSによる10MHzのフルウェーブ解析により結合係数 k を解析した結果を図14(b)に示す。SCATによる解析では、スイッチング速度は瞬時として扱われるために電力損失は少なく見積もられるが、システムの最高全電力効率は70%を超える。MITの研究報告では電力効率は15%であり、提案システムは圧倒的な高効率特性を得ることが可能である。

また、図7(a)と図14(b)を比べると静解析と10MHzのフルウェーブ解析とで結合係数は、ほぼ一致することが示される。

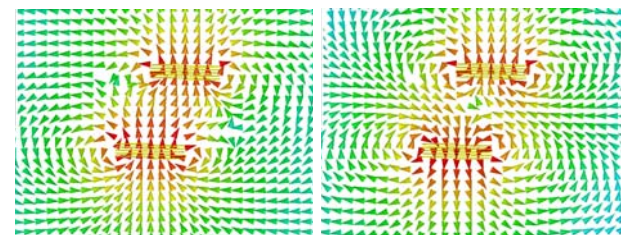
6.2 結合係数 k による位置ずれと傾きに対する解析

2つの共振コイルに対して、中心軸のずれである位置ずれと対向角度の変位である傾きについて、結合係数 k を用いてシステムの諸特性を解析する。解析では、抵抗 $R_o=50\Omega$ 、距離 $d_x=20cm$ として、位置ずれでは、0~20cmの変位、傾きでは、0~180degの変位を解析する。HFSSを用いて(a)低周波共振周波数 f_{r1} と(b)高周波共振周波数 f_{r2} それぞれの磁界強度の分布について(1)距離 $d_x=20cm$, (2)距離 $d_x=20cm$ で位置ずれ10cm, (3)距離 $d_x=20cm$ で傾き45deg.の場合を図15(1)(2)(3)に示す。低周波共振周波数 f_{r1} と高周波共振周波数 f_{r2} を比べると2つの共振コイルを鎖交するベクトルの向きは異なる。低周波共振周波数 f_{r1} では、送電コイルと受電コイルの電流は逆位相となりコイル対向面に垂直な磁気壁を形成し、高周波共振周波数 f_{r2} では、電流は同位相となりコイル対向面に水平な電気壁を形成する。

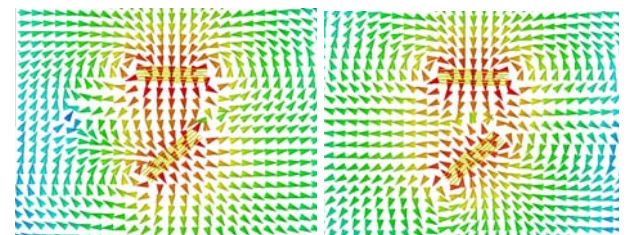
位置ずれと距離 $d_x=20cm$ での傾きについて、HFSSを用いた



(1) $d_x = 20cm$ (Shift = 0cm, Rotate = 0deg.)



(2) Shift = 10cm ($d_x = 20cm$, Rotate = 0deg.)



(3) Rotate = 45deg. (Shift = 0cm, $d_x = 20cm$)

(a) Low resonant frequency f_{r1} (b) High resonant frequency f_{r2}
Fig.15 Magnetic field analysis near two resonant coils.

10MHzのフルウェーブ解析により、結合係数 k を解析した結果を図16(1)に示し、得られた結合係数 k を用いて設計理論に基づいて計算した出力電圧を図16(2)、出力電力を図16(3)に示す。位置ずれでは、変位に反して結合係数 k は小さくなる。また結合係数 k が小さい場合は、変化率は小さい。一方、傾きの変位では、90degにおいて結合係数 k はほぼ0となり結合しないことが分かる。また、図16(2)、(3)に示す出力電圧、出力電力よりシステム特性は明らかになる。結合が大きい場合は双峰特性、小さい場合は単峰特性となることが示される。

更に、SCATを用いたシステムの全電力効率特性の解析結果を図17(a)(b)に示す。システムの最高全電力効率は70%を超え、高効率特性を得ることが可能である。また、図16と図17を比較することで、伝送電力と全電力効率は、それぞれが最大となる条件は一致しないことが明示される。

7. GaN FETを用いた10MHz級スイッチング動作実験

結合係数 k を用いた設計理論に基づいてシステムを設計し、高周波動作が期待されるGaN FETを用いた実験による検証を行う。実験では、共振キャパシタには、村田製作所製の中高圧積層セラミックコンデンサ、整流素子には、ショットキーバリアダイオード、スイッチング素子には、研究段階の試作サンプルであるローム製ノーマルオフ型GaN FETを用いる。100V耐圧、20Aパルス耐圧、オン抵抗0.21Ω、スレッシュホールド電圧0.8Vである。上昇、降下時間はともに6nsであり、高速スイッチング動作が期待できる。

電力伝送デバイスには基礎的検討として磁界を発生させる最小単位のシンプルなループコイルを用いる。半径5cm、線径1mmの2つのループコイルを接近させて実験する。スイッチング周波数 $f_s=8.2\text{MHz}$ 、負荷 $R_o=50\Omega$ における実験により得られた伝送電力特性とシステム電力効率特性を図18に示す。入力電圧60Vでは、出力電圧61.2V、最大伝送電力74.9W、システム電力効率73.3%、また、入力電圧50Vでは、出力電圧51.0V、伝送電力52.0W、最高システム電力効率74.0%を達成している。

8. まとめ

新しい価値創造を目指した新しい技術分野として、「高周波パワーエレクトロニクス」を提唱し、新しく提案するスイッチングワイヤレス給電に関して結合係数を用いた設計理論を論じた。電磁界解析により電力伝送デバイスの結合係数が得られれば、給電システムの電力設計が可能であり、出力電圧、伝送電力、システムの全電力効率が解析できる。

さらに、設計理論に基づいてGaN FETを用いた10MHz動作実験を行い、システムの全電力効率74.0%、伝送電力74.9Wに成功した。これまでにない画期的な成果である。

今後、ワイヤレス給電の更なる技術発展と市場における新しいアプリケーションの展開を期待する。

文 献

[1] 細谷, 大林, 藤原, “ループコイルを用いた電磁界共鳴型複共振器ZVSワイヤレス給電システムの設計”, 信学技報, PE2012-17, pp.9-14, 2012年10月.
 [2] 大林, 細谷, 藤原, “ループコイルを用いた電磁界共鳴型複共振器ZVSワイヤレス給電システムの検討”, マグネティクス研究会, MAG-12-103, 2012.
 [3] 細谷, “電磁界共鳴結合共振器を用いた複共振器ZVSワイヤレス給電システムの動作解析”, 信学技報, WPT2012-5, 2012年.
 [4] T.Hosotani, I. Awai, “A Novel Analysis of ZVS Wireless Power Transfer System Using Coupled Resonators”, IEEE IMWS-IWPT Proc., pp.235-238, 2012.
 [5] 細谷, “ソフトスイッチング技術を用いた新しい共鳴型ワイヤレス給電システムの設計理論”, 信学技報, WPT2011-22, 2011.
 [6] A.Kurs, A.Karalis, R.Moffatt, J.D.Joannopoulos, P.Fisher, and M.Soljacic, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” in Science Express on 7 June, vol.317, no.5834, pp.83-86, 2007.
 [7] 居村, 岡部, 内田, 堀, “等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究”, The Institute of Electrical Engineers of Japan, vol.130, no.1, pp.84-92, 2010.

[8] T.Hosotani, K.Harada, Y.Ishihara, T.Todaka, “A novel ZVS multi-resonant converter with rectifiers’ deadtime control operated in 20 MHz range”, IEEE INTELEC Proc., pp.115-122, 1994.
 [9] 細谷, 原田, 石原, 戸高, “整流デッドタイムを有する10MHz級零電圧スイッチング電流共振形コンバータ”, 電学論, vol.117-A, no.2, pp.140-147, 1997.
 [10] 田中, 夏目, 原田, 石原, 戸高, “10MHz級DC-DCコンバータにおける絶縁用トランスの検討”, 信学技報, PE95-69, 1996.

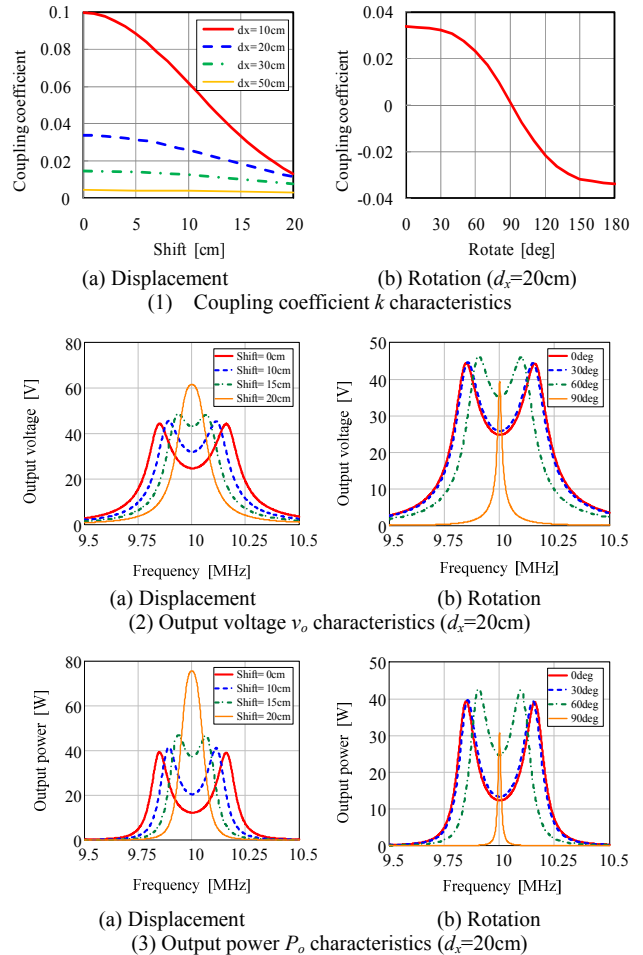


Fig.16 Power system characteristics by proposed theory.

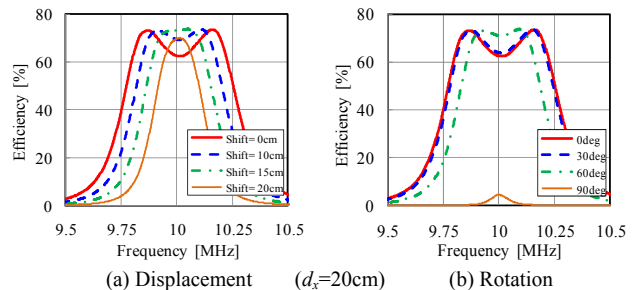


Fig.17 Whole power efficiency characteristics by SCAT.

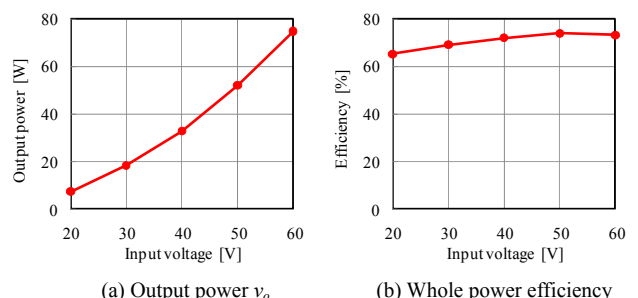


Fig.18 Experimental whole power efficiency at 8.2MHz.