

電磁界共鳴結合共振器を用いた 複共振形ZVSワイヤレス給電システムの動作解析

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 新しい電磁界共鳴結合共振器を用いた複共振形ZVSワイヤレス給電システムを提案する。システムの動作および特性を明らかにするために、共鳴結合回路を統一的に解析する手法として、4次元時空間における電磁界の振る舞いを2次元空間にモデル化する複共振回路による解析、調波共鳴解析 (HRA)、 F パラメータ共鳴解析 (FRA) を提案する。これらによりシステムの特性を明らかにすると共に、電力効率と伝送効率は特性が異なることを示す。動作シミュレーションでは、0.4mで450W以上の電力伝送が可能であること、ZVS動作により10.50MHz動作で電力効率81.5%、出力81.6Wが達成可能なことを解析的に示す。

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、HRA、FRA、有限要素法

A Novel Analysis of Multi-Resonant ZVS Wireless Power Transfer System Using Electromagnetic Field Resonant Coupling Resonators

Tatsuya HOSOTANI

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

Abstract A novel multi-resonant ZVS wireless power transfer system using electromagnetic field resonant coupling resonators is presented. I propose 3 analytical techniques to analyze the coupling resonant circuit in electromagnetic field systematically. The first is the analysis by use of 2-dimensional space multi-resonant circuit that is modeled on the behavior of the electromagnetic field in 4-dimensional space time. The second is the harmonic resonance analysis (HRA), the third is F -parameter resonance analysis (FRA). I clarify that power efficiency and transfer efficiency differ in each characteristics. I show that in the simulation the transmission power of above 450W at 0.4m can be got and high efficiency of 81.5% and power of 81.6W at 10.50MHz is achieved by utilization of ZVS operation technique.

Keyword Zero voltage switching, Electromagnetic field resonance, Multi-resonant circuit, 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]-[5]}。2007年にMITより発表された周波数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ZVS (Zero Voltage Switching) 電流共振コンバータを開発し^{[7],[8]}、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^[9]。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いう意味では、MITでの実験は我々の実験と酷似する。MITでは、コルピッツ発振装置により高周波電流を出力しており、電力効率は非常に低い。一方、筆者らは、世界に先駆けて非線形スイッチング技術を用いた共鳴型ワイヤレス給電技術を開発し、実用化を推進している。

一般に、MHzやGHzの高周波を用いる無線通信システムでは、通信品質を確保するために、反射電力はエネルギー源 (電源) に戻らないように構成し、熱として消費させる。また、電源の出力インピーダンスは50Ωで設計され、伝送路と50Ωに

てインピーダンス整合を行う。しかし、整合によっても負荷には最大で50%の電力しか供給できず、電源部分のみで50%の電力を失い、全く実用的ではない。給電システムでは、特別な用途は別にして、電力効率の向上は必要不可欠である。

今日まで近接距離における非接触給電においては、電磁誘導型のコンバータ技術が応用されている。一方、筆者らは、比較的距離が離れたワイヤレス給電でもパワーエレクトロニクスを応用することを提案する。空間での磁気結合を利用する場合、電力伝送デバイスの小型化を考慮すると、MHzなどの高周波動作が好ましい。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扱う高周波無線通信技術の狭間とも位置付けられ、「高周波パワーエレクトロニクス」とも言うべき新しい技術分野として扱える。

本稿では、高効率なワイヤレス給電システムの実用化を目的として、電磁界共鳴結合共振器を用いた複共振形ZVSワイヤレス給電システムを提案し、動作や特性を明らかにする。提案システムは、入力から出力まで直接的に電力を伝送する構成により高効率化を図ることができる。解析では、共鳴結

合回路を統一的に解析する手法として、4次元時空間での電磁界の振る舞いを平面的な2次元空間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手法、および調波共鳴解析 (HRA, Harmonic Resonance Analysis) 手法とFパラメータ共鳴解析 (FRA, F-parameter Resonance Analysis) 手法を提案し、システム特性を明らかにする。特に、これまで報告されてきた伝送路の特性^{[10][11]}は、給電システムの特性とは異なり、電力効率と伝送効率は区別する必要があることを示す。本稿により今後の研究開発や実用化が活発に議論され、導かれることを期待する。

2. 複共振形 ZVS ワイヤレス給電システム

2.1 複共振形ZVS電力伝送回路の構成

共鳴型ワイヤレス給電の解析では、3次元空間における磁界と電界に対して、時間的な変化を加えた4次元時空間での振る舞いを解析する必要がある。筆者は、4次元時空間における電磁界共鳴結合を電圧と電流の時間的変化にモデル化して平面的な2次元空間により解析する複共振回路 (Multi-resonant circuit) を用いた解析を提案する。提案する複共振形ZVSワイヤレス給電システムの一部を図1に示す。送電コイル n_p と受電コイル n_s を電力伝送デバイスとして用い、共振器コイル間に形成される電磁界共鳴結合を用いて電力を伝送する。提案システムでは、共振器コイルにスイッチング素子を直接的に接続して構成する。送電コイル n_p と受電コイル n_s のそれぞれにおいて、自己インダクタンスを L_p , L_s とし、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_p , C_s とする。共振キャパシタ C_r , C_{rs} は外部部品で構成する。送電側LC共振回路を漏れインダクタンス L_r , 共振キャパシタ C_r , 浮遊容量 C_p にて構成し、受電側LC共振回路を漏れインダクタンス L_{rs} , 共振キャパシタ C_{rs} , 浮遊容量 C_s 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、寄生容量と寄生ダイオードを図示する。

提案システムでは、送電側と受電側の双方にLC共振回路を構成し、反射電力を電力損失としない構成によって、電力効率を向上する。

2.2 複共振形ZVS電力伝送回路の動作

提案システムにおける理想的なスイッチング動作波形を図2に示す。FET Q_1 , Q_2 のゲート・ソース間電圧を電圧 v_{gs1} , v_{gs2} , ドレイン・ソース間電圧を電圧 v_{ds1} , v_{ds2} として、共振キャパシタ C_p 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

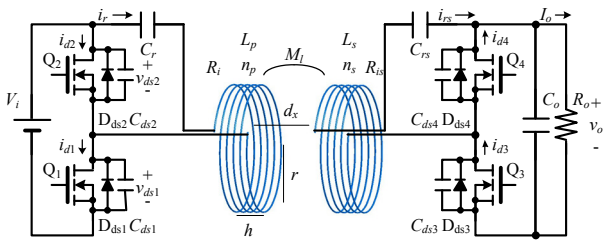


Fig. 1 Multi-resonant ZVS wireless power transfer system using electromagnetic field resonant coupling coils.

i_{d3} , i_{d4} とする。送電側のFET Q_1 , Q_2 を短いデッドタイム t_d を挟んで交互にオンオフし、直流入力電圧 V_i を交流台形波電圧に変換する。電磁界共鳴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り、受電側のFET Q_3 , Q_4 は、整流動作を行い交流台形波電圧は直流電圧 v_o に変換され、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。

入力インピーダンスは誘導性となるように設計し、遅れ電流によって、デッドタイム t_d においてZVS動作を実現してスイッチング損失を低減する。スイッチング周期に対するオン期間の比率である時比率 D ($D = t_{on}/T_s$, $0 < D < 1$) は、できるだけ0.5に近づけ、デッドタイム t_d は、ZVS動作に必要な最小値が好ましい。本稿では、スイッチング周波数 f_s を調整するPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御を電力制御のために用いる。

2.3 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、2つのヘリカルコイルで構成し、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器として扱う。送電コイル n_p と受電コイル n_s は同じ形状とし、材質は銅、巻数 $n_p = n_s = 5$, 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。共振器コイルは、ムラソフソフトウェア製の有限要素法解析ソフトFemtet[®]を用いて解析し、磁界解析、電界解析、電磁界解析のそれぞれを適宜用いる。磁界解析によりコイル間距離 $d_x = 0.1\text{m}$ での磁界強度を解析した結果を図3(a), 電界解析による電界強度を解析した結果を図3(b)に示す。磁界解析より自己インダクタンス L_p は $7.55\mu\text{H}$, 電界解析よりコイルの浮遊容量 C_p は 3.54pF となる。また、電磁界解析に基づき内部抵抗は $678\text{m}\Omega$ とする。更に、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4に示す。距離 d_x が大きくなると結合係数 k は非常に小さくなり、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。

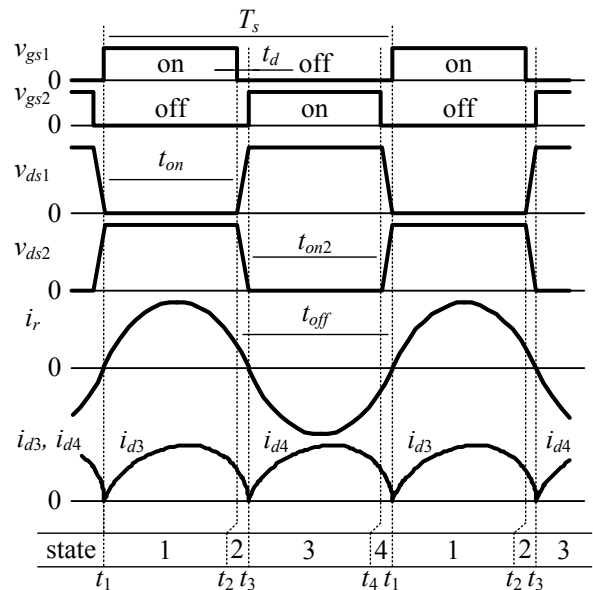


Fig. 2 Switching waveforms.

3. 共鳴結合回路の統一的解析法 (HRA/FRA手法)

3.1 調波共鳴解析 (HRA)

形成される電磁界共鳴結合を含めた電力伝送回路を2次元空間にモデル化する複共振回路を図5に示す。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、各周波数成分を考慮して複共振回路の特性を解析する。解析では、デッドタイムは十分に短い期間として省略し、時比率 $D=0.5$ として解析する。スイッチング動作により得られる方形波電圧 $v_{isq}(t)$ は次式となる。

$$v_{isq}(t) = \begin{cases} V_i & (0 \leq t < T_s/2) \\ 0 & (T_s/2 \leq t < T_s) \end{cases}, \quad v_{isq}(t+T_s) = v_{isq}(t) \quad (1)$$

電圧 $v_{isq}(t)$ をフーリエ級数展開して電圧 $v_{isqf}(t)$ を得る。

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

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{1 - \cos(\pi n)}{\sqrt{2(1-\cos(\pi n))}} \right], \quad \omega_s = 2\pi/T_s \quad (3)$$

共鳴現象を用いて電力を伝送する共鳴結合方式では、複共振回路に流入する電流波形は正弦波となる。周波数が互いに異なる電流と電圧が同時に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。つまり、電圧波形が方形波、電流波形が正弦波となる場合、フーリエ級数展開した各周波数成分に対して基本波のみが電力を消費し、高調波成分は電力を消費しない。このため入力電圧波形を基本波 $v_{iac}(t)$ を用い

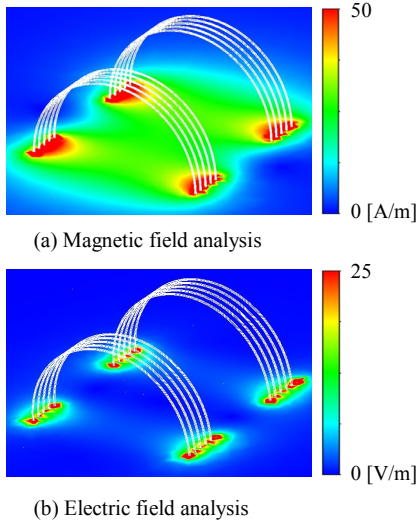


Fig.3 Analysis results of the two resonant coils.

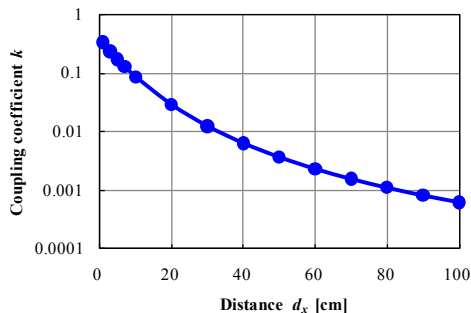


Fig. 4 Coupling coefficient for the two coils.

て解析する。基本波 $v_{iac}(t)$ は次式で表される。

$$v_{iac}(t) = (2V_i/\pi) \sin(\omega_s t) \quad (4)$$

同様に、受電側から出力される基本波交流電圧 $v_{oac}(t)$ と基本波交流電流 $i_{oac}(t)$ は、交流電圧 $v_{iac}(t)$ との位相差 ϕ 、直流出力電圧 V_o 、直流出力電流 I_o を用いて次式で表される。

$$v_{oac}(t) = (2V_o/\pi) \sin(\omega_s t - \phi) \quad (5)$$

$$i_{oac}(t) = (\pi I_o/2) \sin(\omega_s t - \phi) \quad (6)$$

受電側において直流電圧が供給される直流負荷 R_o は、電力消費量が等価な交流実効抵抗負荷 R_{ac} に変換する。電圧 $v_{oac}(t)$ の実効値を $v_{oac\ rms}$ 、電流 $i_{oac}(t)$ の実効値を $I_{oac\ rms}$ とすると、実効抵抗負荷 R_{ac} は、直流出力電圧 v_o に接続される抵抗 R_o を用いて次式で表される。

$$R_{ac} = v_{oac\ rms} / I_{oac\ rms} = (\sqrt{2}V_o/\pi) / (\pi I_o/\sqrt{2}) = 2R_o/\pi^2 \quad (7)$$

共鳴結合回路を解析するHRA手法では、交流入力電圧を式(4)に示す交流電圧 $v_{iac}(t)$ とし、交流負荷を式(7)に示す実効抵抗負荷 R_{ac} に設定して複共振回路を解析する。

3.2 Fパラメータ共鳴解析 (FRA)

高周波動作では多くの寄生要素が回路素子のように振る舞う。電磁界共鳴結合を含めて2次元モデル化する複共振回路は、実際には、複数のキャパシタやインダクタを含んだ複雑な回路となり複雑になる。そこで複雑な複共振回路をシンプルに解析する手法として、Fパラメータ共鳴解析 (FRA, F-parameter Resonance Analysis) 手法を提案して活用する。

図5に示す複共振回路では、相互インダクタンス L_m は、送電側と受電側で等しく分割して表している。端子1-1'と2-2'間は、送電側共振回路、端子2-2'と3-3'間は、受電側共振回路、端子1-1'と3-3'間は全体の複共振回路となる。 $j\omega \rightarrow s$ とし、各共振回路におけるFパラメータ F_p , F_s , F_{all} は、次式で表される。

$$F_p = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC_r} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_r + R_i \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2sL_m} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{2sL_m} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & sL_{rs} + R_{is} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC_{rs}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{ac}} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$F_{all} = F_p F_s \quad (10)$$

ここで、Fパラメータの要素を次式にて定義する。

$$F = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \quad (11)$$

前式より伝達関数 $H_p(s)$, $H_s(s)$, $H_{all}(s)$, 入力インピーダンス Z_p , Z_s , Z_{all} , 電圧利得 M_p , M_s , $M_{all}(=v_o/V_i)$ は次式となる。

$$H_p(s) = 1/F_{p11}, \quad H_s(s) = 1/F_{s11}, \quad H_{all}(s) = 1/F_{all11} \quad (12)$$

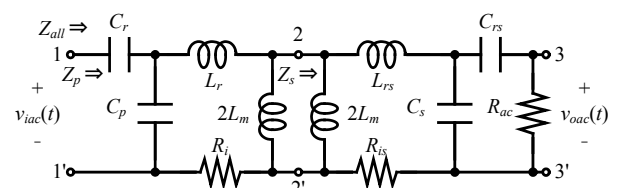


Fig.5 Multi-resonant circuit.

$$Z_p = \left| \frac{F_{p11}}{F_{p21}} \right|, \quad Z_s = \left| \frac{F_{s11}}{F_{s21}} \right|, \quad Z_{all} = \left| \frac{F_{all11}}{F_{all21}} \right| \quad (13)$$

$$M_p = \left| 1/F_{p11} \right|, \quad M_s = \left| 1/F_{s11} \right|, \quad M_{all} = \left| 1/F_{all11} \right| \quad (14)$$

ここで、送電側と受電側の回路パラメータが等しく、 $L_p=L_s$ 、 $C_r=C_{rs}$ が成り立つとすると磁気結合係数 k を用いて相互インダクタンス L_m と漏れインダクタンス L_r は次式で表わされる。

$$L_m = kL_p, \quad L_r = (1-k)L_p \quad (15)$$

共鳴現象を用いた電磁界共鳴結合を形成するには、複共振回路の入力インピーダンスのリアクタンスがほぼ0となり、インピーダンスの大きさが極小付近となることが必要である。

また電力特性は、式(14)の電圧利得により解析し、PFM制御により調整する。よって電圧利得特性は、制御周波数範囲において単調に変化することが好ましい。

ZVS動作を実現するには、複共振回路を誘導性インピーダンスにして、電圧に対する遅れ電流を生成し、デッドタイムにおいてFETの寄生容量 C_{ds1} 、 C_{ds2} の充放電を行う。図2のように Q_1 がターンオフする時刻を t_2 、共振電流 $i_r(t)$ が0Aとなる時刻を t_3 、デッドタイムを t_d 、FET Q_1 、 Q_2 の両端から見た等価容量を $C_{ds\ all}$ ($=C_{ds1}+C_{ds2}$)として、ZVS動作の条件式は次式となる。

$$\int_{t_2}^{t_3} i_r(t)dt \geq 2C_{ds\ all} V_i, \quad t_d \leq t_3 - t_2 \quad (16)$$

前式で等号が成り立つときは最小の共振電流でFETはターンオフし、ターンオフ損失が低減される。スイッチング損失は最小となり、最適ZVS (Optimum ZVS) 動作が実現できる。

4. HRA, FRA手法を用いた電磁界共鳴結合の解析

4.1 入力インピーダンス特性と電圧利得特性の解析

提案システムの特性を把握するため、複共振回路の入力インピーダンス Z_{all} と電圧利得 M_{all} を解析する。入力インピーダンス Z_{all} により共振周波数、電圧利得 M_{all} により給電電力を解析する。3次元モデルの送電コイル L_p 、受電コイル L_s の回路パラメータには、Femtet[®]により得られた $L_p=7.55\mu\text{H}$ 、 $C_p=3.54\text{pF}$ 、 $R_r=678\text{m}\Omega$ を用いる。電気設計仕様としては、入力電圧を $V_i=100\text{V}$ とし、スイッチング周波数は10MHz程度を想定する。式(13)より Z_{all} のリアクタンスが0となる共振周波数を解析して、複共振回路の固有共振周波数 f_r が10.0MHzとなるように共振キャパシタ C_r の値を設計し、結果として、 $C_r=30\text{pF}$ を得る。

まず、負荷抵抗 R_o を $R_o=50\Omega$ と一定にして伝送距離 d_x を変化させた場合について複共振回路の特性を解析する。式(13)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_e と虚部のリアクタンス I_m の周波数特性をそれぞれ図6(a), (b)に示す。図6(a)より、実部のレジスタンス R_e は、固有共振周波数 f_r 付近で距離 d_x が大きくなるに従って徐々に小さくなる。一方、図6(b)より、距離 $d_x=0.2\text{m}$ 以下では、虚部のリアクタンス 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。共振周波数 f_r は、電磁界共鳴結合を含む複共振回路が有する固有共振周波数となり、伝送距離 d_x や負荷 R_o に関わらず周波数は変化

しない。一方、共振周波数 f_{r1} と f_{r2} は、距離 d_x が大きくなるに従って固有共振周波数 f_r に近づき、距離 $d_x=0.3\text{m}$ 付近にて共振周波数が1つになる臨界特性となり、距離 $d_x=0.4\text{m}$ 以上では単峰特性となる。また、入力インピーダンス Z_{all} が誘導性となる周波数領域は、双峰特性では共振周波数 f_{r1} から固有共振周波数 f_r までと共振周波数 f_{r2} 以上となる。単峰特性では、固有共振周波数 f_r 以上となる。

次に、入力インピーダンス Z_{all} の大きさと電圧利得 M_{all} の周波数特性をそれぞれ図7(a), (b)に示す。 Z_{all} と M_{all} は、共に距離 $d_x=0.2\text{m}$ 以下では、極値が3つでピークが2つ存在する双峰特性となり、距離 $d_x=0.3\text{m}$ 付近にて極大値とピークが1つになる臨界特性、距離 $d_x=0.4\text{m}$ 以上では単峰特性となる。図7(b)より、電圧利得 M_{all} は、双峰特性となる距離 $d_x=0.1\text{m}$ から距離と共に大きくなり、距離 $d_x=0.4\text{m}$ 付近の単峰特性にて最大となる。出力電圧 v_o と出力電力 P_o も最大となる。さらに距離 d_x が大きくなると電圧利得 M_{all} は減少し、出力電力 P_o も減少する。

4.2 SCATとPSpiceによるHRA/FRA手法の検証

提案システムに関して、電子回路シミュレーションPSpice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) ver. 15.7、および、スイッチングコンバータ解析ツールSCAT (Switching Converter Analysis Tool) ver. K.492を用いて解析する。また、提案するHRA/FRA手法の有効性を検証する。PSpiceを用いた解析では、共振器コイル間の伝送路を解析することを目的とする。入力電源を交流電源、出力を交流出力に設定して、電源周波数を変化させる交流スイープ解析を行う。一方、SCATを用いた解析では、提案システムを解析することを目的とする。基本特性を把握するため、受電側整流回路はダイオード D_3 、 D_4 とし、入力電源を直流電源、出力を直流出力に設定してスイッチング周波数を変化させるスイープ解析を行う時比率 $D=0.49$ 、寄生容量 $C_{ds1}=C_{ds2}=100\text{pF}$ とし、FETのオン抵抗は $100\text{m}\Omega$ 、オフ抵抗は $1\text{M}\Omega$ 、FETの寄生ダイオードと整流ダイ

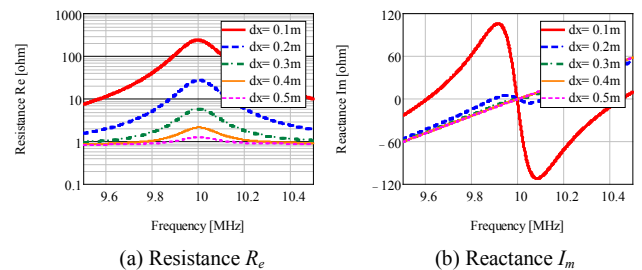


Fig.6 Resistance and reactance characteristics.

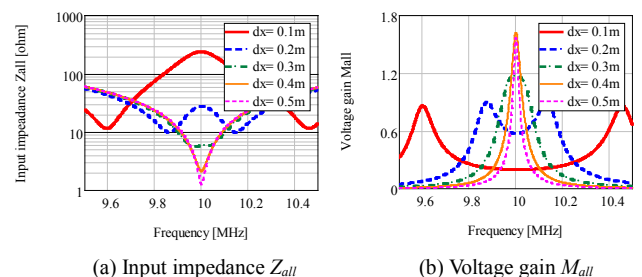


Fig.7 Input impedance and voltage gain characteristics.

オードの順方向電圧降下は0.7Vと設定する．FETのスイッチング速度は理想的な瞬時として能動状態は考慮しない．提案するHRA/FRA手法での解析回路は図5とし，距離 $d_x=0.2\text{m}$ に対する電圧利得 M_{all} について，PSpiceを用いた解析回路を図8(a)，SCATを用いた解析回路を図8(b)，提案するHRA/FRA手法，PSpice，SCATのそれぞれを用いた解析結果を図8(c)に示す．提案するHRA/FRA手法の結果はPSpiceの結果とよく一致しており，HRA/FRA手法は妥当である．また，出力電力に対して電力用半導体素子での電力損失の割合が十分小さい条件では，非線形スイッチング給電システムの電力解析において，システムの直流-直流電圧変換比と伝送路の交流-交流電圧変換比はほぼ一致し，HRA/FRA手法を用いた解析論理は有効である．

5. スイッチング動作シミュレーション

5.1. スイッチング動作波形の解析

SCATを用いた動作シミュレーションにより提案システムの特性を明らかにする．スイッチング周波数 f_s を共振周波数に同調させた場合の共振電流の波形を解析する．図8(b)に示すように共振キャパシタ C_r ， C_{rs} ，すなわち共振器コイル n_p ， n_s に流れる共振電流を i_r ， i_{rs} とし，漏れインダクタンス L_r ， L_{rs} に流れる共振電流を i_L ， i_{Ls} ，相互インダクタンス L_m ， L_{ms} に流れる共振電流を i_m ， i_{ms} とする．距離 $d_x=0.2\text{m}$ における各共振周波数 f_{r1} ， f_r ， f_{r2} は，それぞれ9.87MHz，10.00MHz，10.13MHzとなり，このときのスイッチング動作波形を図9に示す．電圧利得 M_{all} が大きくなる共振周波数 f_{r1} ， f_{r2} 付近での共振電流の振幅

は，固有共振周波数 f_r 付近での電流振幅よりも大きい．また，2つの共振器コイルに流れる電流 i_r と電流 i_{rs} の位相は，奇モード(odd mode)の共振周波数 f_{r1} 付近ではほぼ逆相となり，偶モード(even mode)の共振周波数 f_{r2} 付近ではほぼ同相となる．

各共振周波数 f_{r1} ， f_r ， f_{r2} における出力電圧 v_o はそれぞれ88.3V，56.9V，86.0Vとなり，負荷への給電電力はそれぞれ156W，64.7W，148Wとなる．共振周波数 f_{r1} ， f_{r2} 付近では電磁界共鳴結合が形成されて比較的大きな電力の伝送が可能である．

5.2 距離一定における出力電力特性と電力効率特性

コイル間距離を $d_x=0.2\text{m}$ 一定として，負荷 R_o を変化させた場合を解析する．電力効率は，電源電圧 V_i の入力電力と負荷の出力電力(消費電力)の比で求める．得られた出力電力を図11(a)，電力効率を図11(b)に示す．出力電力は，負荷 R_o が大きくなると双峰特性から単峰特性へと変化し， $R_o=500\Omega$ において350W以上が得られる．一方，電力効率は， $R_o=100\Omega$ において最大値は75%以上を得る．

5.3 負荷一定における出力電力特性と電力効率特性

負荷 $R_o=50\Omega$ 一定として，距離 d_x を0.1mから0.5mと変化させた場合を解析する．得られた出力電力を図12(a)，電力効率を図12(b)に示す．出力電力は，距離 d_x が大きくなると双峰特性から単峰特性へと変化し， $d_x=0.4\text{m}$ で450W以上が得られる．

一方，電力効率では，双峰特性においては75%程度の最大電力効率が得られるものの，臨界特性となる $d_x=0.3\text{m}$ 以上の単峰特性においては，距離と共に電力効率は急激に低下する．

5.4 電力効率と伝送効率の特性での差異とZVS動作

まず，提案システムの電力効率と共振器コイル間の伝送効率を比較する．システムの電力効率はSCATにより，伝送路の

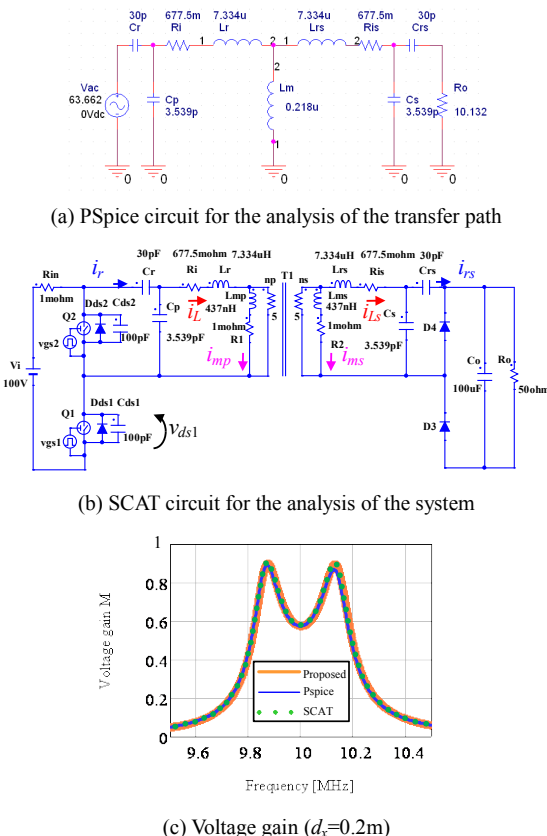


Fig.8 Voltage gain by proposed HRA, PSpice and SCAT.

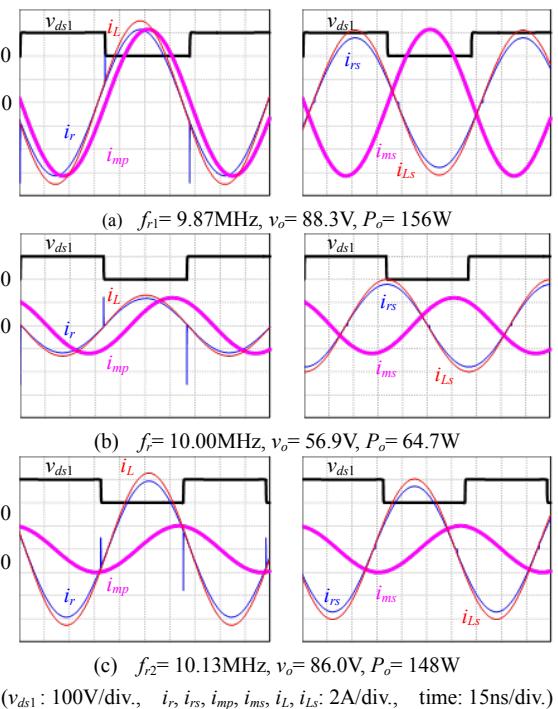


Fig.9 Switching waveforms at $d_x=0.2\text{m}$.

伝送効率はPSpiceにより、図8の回路に基づいて解析し、結果を図12(a)に示す。 $d_x=0.1m$ の双峰特性では、固有共振周波数 f_r 付近で伝送効率は高くなるが、電力効率は低下する。これは出力電力に対する電力用半導体素子での電力損失の割合が増加するためである。 $d_x=0.3m$ の単峰特性でも特性は一致せず、電力効率と伝送効率は異なる特性であることが明示できる。

次に、電力効率を向上するためFET Q_1 , Q_2 におけるZVS動作、スイッチング損失の低減を検討する。FET Q_1 , Q_2 の寄生容量 C_{ds1} , C_{ds2} を変化させた場合の電力効率を図12(b)に示す。時比率 $D=0.49$ において、寄生容量 C_{ds1} が増加すると電力効率は低下する。これは $C_{ds\ all}$ が大きく、デッドタイム t_d が短いため式(16)に示すZVS条件式が成立せず、FET Q_1 , Q_2 でのスイッチング損失が増加するためである。一方、 $C_{ds}=100pF$ において、 $D=0.40$ では、共振周波数 $f_{r1}=9.60MHz$ と $f_{r2}=10.45MHz$ のそ

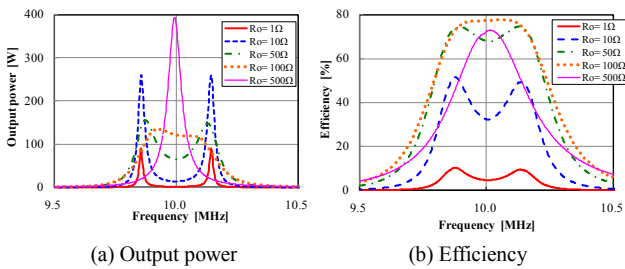


Fig. 10 Output power and efficiency characteristics ($d_x = 0.2m$).

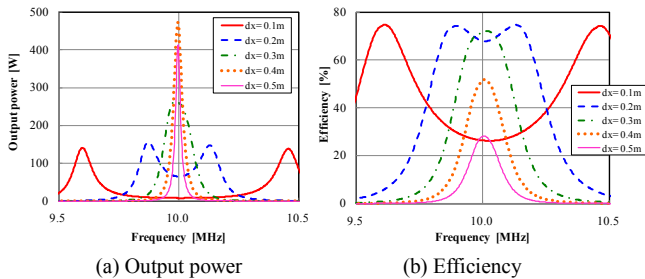


Fig. 11 Output power and efficiency characteristics ($R_o = 50\Omega$).

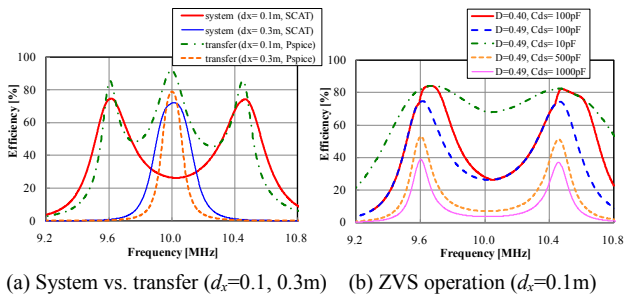
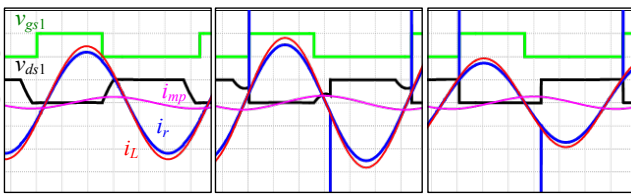


Fig. 12 Efficiency characteristics.



(a) ZVS, 10.50MHz ($\eta = 81.5\%$, 81.6W) (b) Quasi-zvs, 10.45MHz ($\eta = 78.1\%$, 129W) (c) Non-zvs, 10.40MHz ($\eta = 67.3\%$, 74.2W)
($v_{ds1} : 100V/div.$, $i_r, i_L, i_{mpr} : 2A/div.$, time: 15ns/div.)

Fig. 13 ZVS operation waveforms ($d_x = 0.1m, D = 0.40$).

れぞれよりやや高い周波数においてZVS動作が可能となり、 $D=0.49$ の場合と比較して電力効率は向上する。

ZVS動作を確認するために、 $d_x=0.1m$, $D=0.40$ にて、リアクタンスが(a)誘導性の10.50MHz, (b)抵抗性の共振周波数 $f_{r1}=10.45MHz$, (c)容量性の10.40MHzでのスイッチング動作波形を図13に示す。(a)はZVS動作, (b)は準ZVS動作, (c)は非ZVS動作となる。それぞれ順に、電力効率は、81.5%, 78.1%, 67.3%, 出力電力は、81.6W, 129W, 74.2Wとなる。非ZVS動作と比較してZVS動作では、14.2%の高効率化を達成している。

6. まとめ

- 高効率なワイヤレス給電システムの実用化を目的に、電磁界共鳴型給電システムを提案し、特性を明らかにした。
- (1) 提案システムは、共振器コイルにFETを直接的に接続して、コイル間で電磁界共鳴結合を形成して電力を伝送する。
 - (2) 有限要素法解析システムFemtet®により磁界、電界、電磁界解析を行い、等価的な電気回路定数を示した。
 - (3) 4次元時空間における電磁界共鳴結合を2次元平面にモデル化する複共振回路による解析、調波共鳴解析(HRA)、Fパラメータ共鳴解析(FRA)を提案し、システムの特性を解明した。
 - (5) 電磁界共鳴結合での等価的な電流波形を示し、システムにおいて、距離一定での負荷変化特性、負荷一定での距離変化特性を明らかにした。距離0.4mで450W以上を伝送する。
 - (6) 電力効率と伝送効率は特性が異なることを明示した。また、ZVS動作によってスイッチング損失を低減して電力効率を14.2%向上し、10.50MHz、出力81.6Wで電力効率81.5%が達成可能なことを動作シミュレーションにより解析的に示した。
- 提案するワイヤレス給電システムは、高い電力効率の達成が可能である。実用化を目指して更なる解析と実験を進める。

文 献

- [1] 細谷達也, “電磁界共鳴結合コイルを用いた複共振形 ZVS ワイヤレス給電システム”, マグネティックス研究会, MAG-12-030, pp.43-48, 2012.
- [2] 細谷達也, “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.
- [3] 細谷, 大林, 藤原, 石原, “電磁界共鳴結合を用いた複共振形 ZVS 電力伝送システム”, マグネティックス研究会, MAG-11-070, pp.47-52, 2011.
- [4] 大林, 細谷, 藤原, 石原, “電磁界共鳴結合を用いた複共振形 ZVS ワイヤレス電力伝送システム”, パワーエレクトロニクス学会, 2011.
- [5] T.Hosotani, I. Awai, “A Novel Analysis of ZVS Wireless Power Transfer System Using Coupled Resonators”, IEEE IMWS-IWPT Proc., pp.235-238, 2012.
- [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] 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.
- [8] 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コンバータ”, 電学論, vol.117-A, no.2, pp.140-147, 1997.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 萩原, “電磁結合による非接触電力伝送の原理について”, 電学論, vol.131-D, no.5, pp.708-713, 2011.