

# [招待論文] 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

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** 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を論じる。ワイヤレス給電での課題や有用技術を述べ、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を提案する。中距離用と近距離用の電力伝送デバイスを有限要素法を用いて解析する。共鳴結合回路を統一的に解析する手法として、調波共鳴解析(HRA)と $F$ パラメータ共鳴解析(FRA)を提案する。解析を基に設計して実験を行い、出力240Wにて効率95.5%を達成した。共鳴結合方式では、電力伝送に関与しないエネルギーは、送受電回路のそれぞれにおいて共振エネルギーとして保存できることを実証した。

**キーワード** ゼロ電圧スイッチング、電磁界共鳴、磁界共鳴、電界共鳴、複共振、 $F$ パラメータ、有限要素法、Femtet

## A Novel Design Theory for Wireless Power Transfer System with Electromagnetic Field Resonant Coupling Using Soft-Switching Technique

Tatsuya HOSOTANI

Murata Manufacturing Co., Ltd. Nagaokakyou-shi, Kyoto, 617-8555 Japan

E-mail: hosotani@murata.co.jp

**Abstract** A novel design theory for wireless power transfer system using soft-switching technique is presented. A new multi-resonant ZVS wireless power transfer system with electromagnetic field resonant coupling is proposed. By use of the finite element method, we calculate the circuit parameters of the power transfer devices. Two new analytical techniques called "Harmonic resonance analysis" and " $F$ -parameter resonance analysis" are proposed. In the experiment, we have achieved high efficiency of 95.5% at 240W. The energy which does not use for the electric power transfer is saved as the resonant energy both in the transmitting circuit and the in receiving circuit.

**Keyword** Zero voltage switching, Electromagnetic field resonance, Magnetic field resonance, Electric field resonance, Multi-resonance,  $F$ -parameter, Finite element method, Femtet.

### 1. はじめに

2007年にMIT (マサチューセッツ工科大学) から磁界共鳴型のワイヤレス給電が発表され<sup>[1]</sup>, ワイヤレス給電の研究開発は活発化している<sup>[2][4]</sup>. MITから発表された技術は、磁気共鳴 (Magnetic resonances) と適切でない専門用語が用いられ、全く新しい技術と理解した人も多い。しかし、パワーエレクトロニクスや高周波無線通信技術などに関連する応用技術である。周波数10MHz、伝送距離2mの実験では、送受電を行う電力伝送デバイスの伝送効率は、40~50%と比較的高い。しかし、システム全体での電力効率は15%と非常に低い。伝送距離1mでも伝送効率は約90%だが、電力効率は約30%となる。電力損失のほとんどは高周波交流電流を出力するコルピッツ発振装置で発生している。電力を扱うワイヤレス給電の実用化では、電力効率の向上を図ることは必要不可欠である。

本稿では、ワイヤレス給電システムの実用化を目的として、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について論じる。ワイヤレス給電での課題や有用技術について述べ、電磁界共鳴結合を用いた複共振形ZVS (Zero voltage switching) 電力伝送システムを提案する。本システムは、入力から出力まで直接的に電力を伝送することにより高効率化を図る。共鳴結合回路を統一的に解析する新しい手法として、調波共鳴解析と $F$ パラメータ共鳴解析の2つを提案し、解析を基に設計して実験した結果を報告する。

### 2. パワーエレクトロニクスと高周波無線通信技術

#### 2.1. 無線通信システムとワイヤレス給電

無線通信システムはワイヤレス給電システムとして、そのままの利用は適さない。電力効率の向上が困難となる。無線通信の目的は、電気信号を減衰させることなく、適切に伝送することであり、信号伝送効率を重視する。しかし、エネルギーを扱う給電システムでは、システム全体の電力効率を重視する必要がある。入射波や反射波を分析して信号伝送効率

を評価するだけでは不十分である。エネルギーの変換や伝送を行うシステムでは、電力効率、入力電力に対する消費電力の比として定義されており、入力電力は、消費電力である出力電力と電力損失との和である。すなわち、定義上、電力効率は有効電力の比であり、無効電力は関係していない。

また、通信技術では信号雑音比であるS/N比 (signal-noise ratio) が高くなるように設計して、雑音の悪影響を抑制している。広く用いられるA級増幅回路は、入力信号に対する出力波形の再現性に優れ、波形の歪みも小さい。しかし電力効率は、理論上の最大値でも50%であり、実用では更に低くなる。ワイヤレス給電では、出力波形の歪みも重要ではない。

更にシステム全体としての課題もある。通信システム全体の構成は、信号出力部、伝送部、負荷部と大きく3つに分けられる。各部の接合には、50Ω系などのインピーダンス整合を用いる。しかし、例えば、送電側の信号出力部の出力インピーダンスを50Ω、受電側の負荷部を50Ωとすると、システム全体としての電力効率は、理論上の最大値でも50%である。残りの50%のエネルギーは電力損失として失われる。

地球に優しく、発電エネルギーを有効に活用するワイヤレス給電システムの構築には電力損失の低減を図る必要がある。

## 2.2. パワーエレクトロニクスの応用

電力効率の向上には、パワーエレクトロニクス (パワエレ) の応用が有用である。パワエレ・システムと無線通信システムの比較を表1に示す。パワーエレクトロニクスとは、FET (Field Effect Transistor)などの電力用半導体素子をスイッチとして用いて電力を変換・制御する技術の総称である。電力用半導体素子は、オンとオフのみで動作するため、原理的に電力損失の発生はない。時比率や周波数を調整することで連続的な電力の変換と制御が可能となる。理論上、電力効率の最大値は100%であり、出力インピーダンスは0Ωとなる。図1に一般的なスイッチング電源の構成を示す。スイッチング電源は、あらゆる電子機器の電源装置として用いられている。

## 2.3. ソフトスイッチング技術

共鳴型ワイヤレス給電システムでは、動作周波数の高周波化が期待される。高周波化により、共振器やコイルなどの電力伝送デバイスが小型化できるからである。しかし、高周波化はスイッチング電源の電力効率を著しく低下させる。入力した商用交流 (AC) 電圧を整流平滑して直流電圧 (DC) とし、絶縁して所望の直流 (DC) 電圧に変換するAC-DC-DCの絶縁型スイッチング電源では、動作周波数の多くは100kHz程

Table. 1 Power electronics system and communication system.

	パワエレ・システム	無線通信システム
目的	電力効率の向上.	適切な信号伝送.
効率	電力効率 (=消費電力/入力電力).	伝送効率 (=透過波/入射波).
入力	直流電圧 (商用交流電圧).	高周波信号電圧.
出力, 負荷	電圧一定. 複数.	インピーダンス一定. 単数.
インピーダンス整合	ほぼ 0Ω. (理論電力効率 100%)	ex. 50Ω. (理論電力効率 50%)
制御対象	出力電力 (負荷は変化).	出力信号 (信号は変化).

度である。10MHzでのスイッチング損失は、100kHzの場合の100倍になる。スイッチング損失は動作周波数に比例し、電力効率を低下させて熱となる。スイッチングサージは、電磁雑音となって周辺機器に電磁干渉などの悪影響を与える。スイッチング素子を高速に動作させると電磁雑音は更に増加する。

高周波スイッチング動作にともなう問題に対する抜本的な解決策がソフトスイッチングである。ソフトスイッチングでは、有限のスイッチング時間において、半導体スイッチ素子における電圧と電流の重なりを小さくして電力損失を低減し、電磁雑音の発生を抑制する。代表的な技術としてZVS (Zero Voltage Switching) 動作とZCS (Zero Current Switching) 動作があり、原理的にスイッチング損失を無くすることができる。

特にZVS動作は、スイッチ素子の両端の寄生キャパシタを回路動作に取り込んだ共振動作により、スイッチング動作における電圧の変化を緩やかにできる。電磁雑音の発生を抑制できるため、高周波動作に適する。ソフトスイッチングは、スイッチング損失と電磁雑音を低減できる優れた技術である。

## 2.4. 電気絶縁と電磁誘導型非接触給電

スイッチング電源に要求される重要な役割の一つに電気絶縁がある。電源は、私たちの生活空間と電力会社に存在する発電所などとの間に位置する。生活空間は電氣的に守られた領域であり、発電所などの大きなエネルギー源と電氣的に絶縁する必要がある。図1に示すように、電氣的な絶縁機能はトランスが担う。トランスは、電磁誘導作用を利用した電気エネルギーを伝送する電磁装置である。一般には、磁気結合が高い密結合を目標とする。巻線電流により発生する磁束を閉じ込めるために透磁率の高いフェライトなどの磁心を用いる。インダクタンスは格段に大きくなり、磁気結合は高くなる。

一方、トランスにおける磁気飽和を防止するため、磁心により形成される磁路に物理的な空間である空隙 (ギャップ) を設けて磁気抵抗を大きくする。ギャップを利用して入力側と出力側を離すことは、電磁誘導型非接触給電の出発点と考える。ギャップは大きいほど磁気結合は低くなり、疎結合となる。疎結合の場合、磁気結合に関与しない漏れ磁束のエネルギーの扱いが電力効率の向上において重要となる。

## 2.5. 無電極ランプ点灯回路とZVS電流共振コンバータ

1994年、筆者らは無電極ランプ点灯回路を開発し、13.56MHzのISMバンドを想定した10MHz級の点灯実験に成功した<sup>[5]</sup>。ランプの外側に巻いたコイルに高周波電流を流して高周波電磁界を発生させ、水銀蒸気を励起させてランプを点

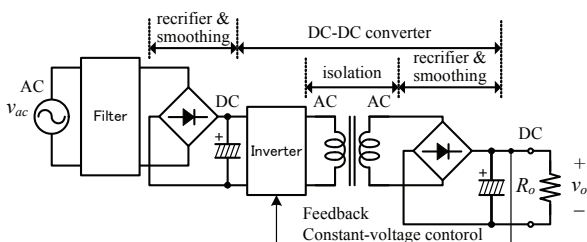


Fig.1 Isolated switching power supply (AC-DC-DC converter).

灯させる。点灯原理を図2に示す。ZVSとZCSの長所を合わせた最適ZVS動作 (Optimum ZVS), またはZV-ZCS (ZV-ZC Switching) 動作技術を開発して電力効率91.8%を達成した。

同じく1994年, 世界に先駆けて10MHz級ZVS電流共振コンバータを国際会議などで報告した<sup>[6], [7]</sup>。トランスの漏れインダクタンスや電力用半導体素子の寄生容量といった寄生要素を回路動作に取り込み, 複共振回路を構成して共振動作とZVS動作を行う。磁気結合に関与しない漏れ磁束のエネルギーを共振動作によって無効電力として扱い, 電力効率の向上を図った。10MHz級動作実験では, 出力32.2W, 電力効率85.2%, 1MHz級では, 出力120W, 電力効率93.5%を達成している。

近年, ZVS電流共振コンバータは, 高効率を特長として, 動作周波数100kHz程度で, 世界中で設計されるようになった。

### 2.6. 空心トランスの実験とMITの実験

著者らは, 開発した10MHz級電流共振ZVSコンバータに空心トランスを用いる研究にも取り組んだ。2007年のMITの発表より10年以上前である。10MHz級動作実験では, 出力20.4W, 電力効率77.7%を達成した<sup>[8]</sup>。

空心トランスの実験は, MITの実験と比較して共通点は, ①動作周波数が10MHzである, ②2つのコイルは空間において磁気結合する, ③2つのコイルに同じ周波数の共振電流を流して電力を伝送する, などとなり, MITの実験と酷似する。違いは目的である。MITの実験では, 長い伝送距離を目標として大型の共振器コイルを用いたため, 磁気結合は非常に低い。

一方, 筆者らは, 高い電力効率を目標とした。高い磁気結合を目標とした小型のコイルと共振キャパシタを用いた。

MITでは, 共振器間の結合を研究した。一方, 筆者らは結合だけでなく更に, ①直流入力電源から高周波交流電流への変換, ②受電した交流電流の整流平滑動作, ③電力の制御を研究している。入力電源のほとんどは直流電圧か商用交流電圧であり, ほとんどの電子機器は直流電圧で動作する。ワイヤレス給電システムでは, 直流-高周波交流の変換と電力制御は必要不可欠である。共振器間の結合だけでは不十分である。

## 3. 新しいワイヤレス給電システム

### 3.1. ワイヤレス給電システムの構成

提案する複共振形ZVSワイヤレス電力伝送システム<sup>[4]</sup>の構成を図3(a), 現行の給電システムの構成を図3(b)に示す。現行システムでは, 送電装置は, 商用交流電源から始まり, 絶縁を得るための電源装置, 高周波電流を出力する発振装置, 整合装置, 及び送電デバイスとなる。受電装置は, 受電デバイ

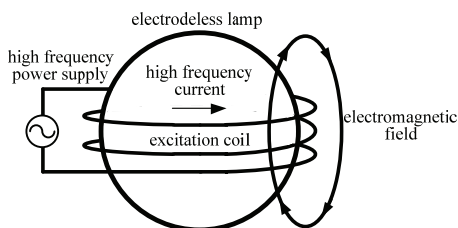


Fig.2 Principle of electrodeless lamp.

スから始まり, 整流平滑回路, 負荷との整合を行うDC-DCコンバータなどとなる。負荷がバッテリーなどの場合は, 更に充電回路なども必要となる。現行システムでは, 多くの電力変換装置を必要とする。仮に, 電力伝送デバイスの伝送効率を90%, 5つの電力伝送装置が必要とし, 各伝送装置の効率を80%とすると, 給電システムの電力効率は,  $0.9 \times 0.8^5$ により約30%となる。 $0.9 \times 0.85^5$ でも, 約40%となり非常に低い。

提案する給電システムでは, 送電側は, 商用交流電源を整流平滑した電圧を入力電源電圧として直接的に電力を送電し, 受電側は, 整流平滑した電圧が所望の直流電圧となるように電力を制御する。提案システムでは, 現行方式と比較して, 多くの電力変換・伝送機構を削減することにより, 電力効率を飛躍的に向上させることが可能である。

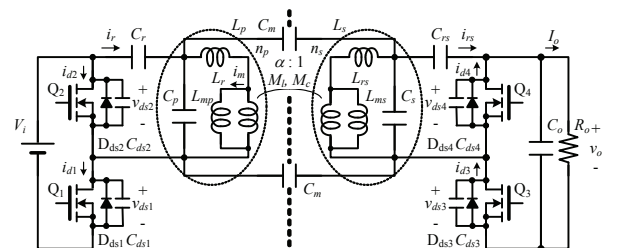
### 3.2. 電磁界共鳴結合方式

複数のワイヤレス電力伝送デバイスの間において, 等価的に相互インダクタンスを形成して共鳴 (共振) 電流を流して電力を伝送する方式を磁界共鳴結合方式, 相互キャパシタンスに共振電流を流して電力を伝送する方式を電界共鳴結合方式と呼ぶ。また, 相互インダクタンスと相互キャパシタンスの双方を利用する方式, または, 磁界共鳴結合と電界共鳴結合の2つを包括して, 電磁界共鳴結合方式と呼ぶ。

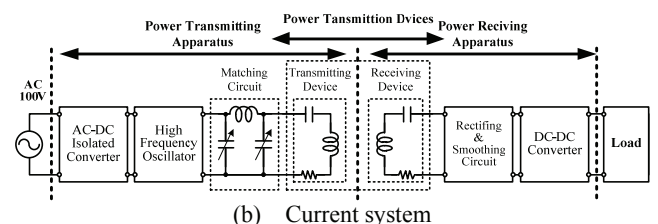
提案する電力伝送システムでは, 電力伝送デバイス間に等価的に形成される相互インダクタンスや相互キャパシタンス, そして漏れインダクタンスや浮遊容量などの寄生要素を積極的に回路パラメータとして回路動作に取り込む。複数のLC共振回路を含む複共振回路 (Multi-Resonant circuit) を構成して動作をさせる。特に, 送受電間の距離が接近する近距離用の電力伝送デバイスでは, 相互キャパシタンスの影響は比較的大きく, 高周波動作では重要な役割を果たす。一方, 遠距離用の電力伝送デバイスでは, この限りではない。

### 3.3. 複共振形ZVS電力伝送システムの回路構成

複共振形ZVS電力伝送回路では, 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る。図3(a)では送電コイル



(a) Multi-resonant ZVS wireless power transmission system.



(b) Current system  
Fig.3 Proposed wireless power transmission systems.

$n_p$ と受電コイル $n_s$ に関して、自己インダクタンスを $L_p$ ,  $L_s$ , 漏れインダクタンスを $L_r$ ,  $L_{rs}$ , 相互インダクタンスを $L_{mp}$ ,  $L_{ms}$ , コイルの浮遊容量を $C_p$ ,  $C_s$ , 相互キャパシタンスを $C_m$ として、回路パラメータで表している。スイッチ素子 $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_4$ にはFETを用いる。近距離用の電力伝送回路では、キャパシタ $C_r$ ,  $C_{rs}$ は外部部品とする。それぞれ、直流電圧を保持しながら共振キャパシタとして動作する。 $L_r$ と $C_r$ は送電側のLC共振回路、 $L_{rs}$ と $C_{rs}$ は受電側のLC共振回路を構成する。FET  $Q_1$ ,  $Q_2$ は、短いデッドタイムを挟んで交互にオンオフし、直流入力電圧 $V_i$ を方形波（台形波）交流電圧に変換する。FET  $Q_3$ ,  $Q_4$ は、同期整流素子として動作する。整流損失を低減して方形波交流電圧を直流電圧 $v_o$ に整流する。また複共振回路を誘導性インピーダンスとして電流を電圧より遅らせて、デッドタイム期間での転流により、 $Q_1$ ,  $Q_2$ にてZVS動作を行う。

更に、本システムは長距離用の新しい給電システムを提案できる。長距離間の中継点ごとに図3(a)に示す受電側の回路ブロックを備えたシステムを構成する。図3(a)に示す受電回路は、FET  $Q_3$ ,  $Q_4$ を共振素子、受電コイル $n_s$ を送電コイルとして用いれば送電回路として動作できる。すなわち、回路ブロックは、送電、中継、受電のいずれの回路としても利用できる。中継点ごとに回路ブロックを設置して、エネルギーを順次に伝送することで、長距離の電力伝送が可能となる。

### 3.4. 複共振形ZVS電力伝送回路の動作

1スイッチング周期 $T_s$ においてFET  $Q_1$ が導通する期間をオン期間 $t_{on}$ , その他の期間をオフ期間 $t_{off}$ , FET  $Q_2$ が導通する期間をオン期間 $t_{on2}$ とする。スイッチング周波数 $f_s$ を制御するPFM (Pulse Frequency Modulation) 制御では、2石のFET  $Q_1$ ,  $Q_2$ が導通する期間の比率であるオン期間比率 $D_a$  ( $= t_{on}/t_{on2}$ ,  $0 < D_a \leq 1$ ) を $D_a = 1$ となるように固定する。2石のFETがともにオフとなるデッドタイムは、ZVS動作を実現するために必要な最小値に設定し、オン時比率 $D$ はほぼ0.5とする。伝送電力の制御には、スイッチング周波数 $f_s$ を変化させる。スイッチ素子 $Q_1$ ,  $Q_2$ 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、送電側共振キャパシタ $C_r$ に流れる共振電流を $i_r$ , 受電側の整流スイッチ素子 $Q_3$ ,  $Q_4$ に流れる電流を電流 $i_{d3}$ ,  $i_{d4}$ とする。相互インダクタンス $L_{mp}$ ,  $L_{ms}$ が十分に大きい場合のスイッチング動作波形を図4に示す。共振電流 $i_r$ は、ほぼ正弦波波形となる。

### 3.5. 中距離用電力伝送デバイスの有限要素法解析

電力伝送デバイスの電気回路定数を求めるために、有限要素法を用いて解析する。解析には、ムラタソフトウェア製の有限要素法解析システムFemtet<sup>®</sup>を用いる。中距離用の電力伝送デバイスのモデルとして、2つのヘリカルコイルについて解析する。ヘリカルコイルは、コイルの自己インダクタンス $L_p$ と浮遊容量 $C_p$ を利用して共振する共振器となる。2つの共振器コイルは磁界共鳴結合方式により電力伝送を行う。電源から共振器コイルに給電する方法としては、直接的に給電する直接給電方式と給電コイルを介して間接的に給電する間接給電

方式がある。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 $r = 100\text{mm}$ , コイル高さ $h = 50\text{mm}$ , 線径 $\phi = 2\text{mm}$ とする。ヘリカルコイルの3次元解析モデルを図5(a), コイル間距離 $d_x$ を変化させた場合の磁気結合係数 $k$ の解析結果を図5(b)に示す。解析より、自己インダクタンス $L_p$ は $L_p = 7.55\mu\text{H}$ , 抵抗値は $18.8\text{m}\Omega$ となる。コイル間距離 $d_x$ が大きくなると磁気結合係数 $k$ は非常に小さくなり、電力伝送に関与する相互インダクタンス $L_m$ は非常に小さくなる。これにともない漏れインダクタンス $L_r$ はほぼ自己インダクタンス $L_p$ とほぼ等しくなる。電力効率の向上には、漏れインダクタンス $L_r$ を浮遊容量 $C_r$ と共振させてエネルギーを保存させる。

磁界解析により得られたコイル間距離 $d_x = 100\text{mm}$ での磁界の分布を図6(a), 電界解析により得られた電界の分布を図6(b)に示す。電界解析によるヘリカルコイルの浮遊容量 $C_r$ の解析値は、 $C_r = 3.54\text{pF}$ となる。

### 3.6. 近距離用電力伝送デバイスの有限要素法解析

接近した近距離の電力伝送デバイスのモデルとして、2つのコイルを共振インダクタとして用いる共鳴結合トランスを解析する<sup>[9]</sup>。図3(a)に示すように、2つの送受電コイル $n_p$ ,  $n_s$ は、それぞれ外部部品の共振キャパシタ $C_r$ ,  $C_s$ とでLC共振回路を形成する。送電コイル $n_p$ と受電コイル $n_s$ の自己インダクタンスをそれぞれ $L_p$ ,  $L_s$ とし、磁気結合係数 $k$ を解析する。コイルの材質は銅、巻数はそれぞれ $n_p = 24$ ,  $n_s = 3$ , コイル内径は $11 \times 18\text{mm}$ の楕円形、線材断面は $1.0 \times 1.8\text{mm}$ の長方形とする。接近した電力伝送デバイスにおいて磁気結合を大きくするには、磁路にフェライトを用いるのが有効である。フェライト磁心を用いた場合と空心の場合を解析する。共鳴結合トランスの3次元解析モデルを図7(a), コイル間距離 $d_x$ を変化させた場合の磁気結合係数 $k$ の解析結果を図7(b)に示す。距離 $d_x$ が小さい場合、フェライトを用いた場合は理想トランスに近い密結合トランスとなる。一方、空心では $L_p = 9.32\mu\text{H}$ となる。磁気結合係数 $k$ は0.2程度以下となり、電力伝送に関与する相互インダクタンス $L_m$ は非常に小さい。

磁界解析により得られたコイル間距離 $d_x = 10\text{mm}$ での磁束密度の分布を図8に示す。図8では、フェライト磁心を用いた場合と空心の場合での磁束密度の分布を示している。フェラ

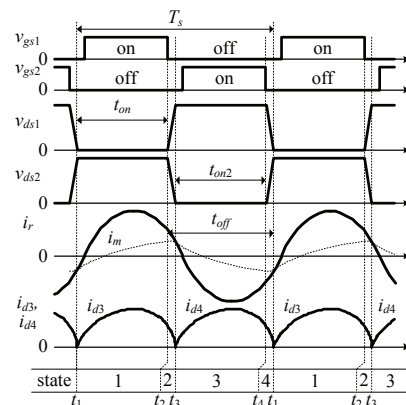


Fig.4 Switching waveforms.

イト磁心を用いた場合、磁束密度は大きい。一方、空心の場合は、コイルを結合するように磁束密度は分布する。フェライト磁心を用いた場合での電界解析により、巻線容量は、 $C_p=75\text{pF}$ 、相互キャパシタンスは、 $C_m=5.0\text{pF}$ となる。

#### 4. 共鳴結合回路の統一的解析手法 (HRA/FRA手法)

##### 4.1. 磁界共鳴結合の等価回路解析

提案するシステムにおいて形成される電磁界共鳴結合の等価回路を含む複共振回路を図9に示す。送受電コイルの自己インダクタンス $L_p$ 、 $L_s$ を用いて $\alpha$ を次式で定義する。

$$\alpha = \sqrt{L_p / L_s} \quad (1)$$

受電側のキャパシタ $C_{ms}$ 、 $C_{rs}$ 、交流電流が流れる負荷 $R_{ac}$ を送電側に変換した $C_{s1}$ 、 $C_{rs1}$ 、 $R_{ac1}$ は比率 $\alpha$ を用いて次式となる。

$$C_{s1} = C_s / \alpha^2, \quad C_{rs1} = C_{rs} / \alpha^2, \quad R_{ac1} = \alpha^2 R_{ac} \quad (2)$$

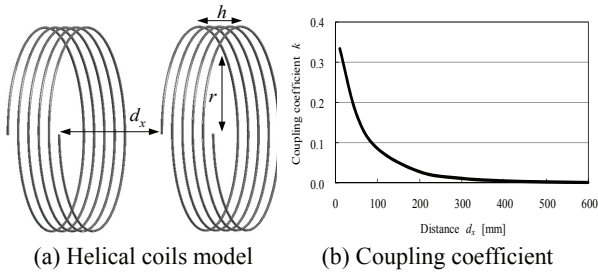


Fig.5 Magnetic coupling coefficient of the helical coils.

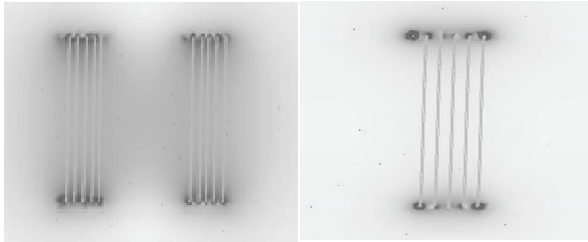


Fig.6 Magnetic field intensity and electric field intensity of the helical coils at  $d_x=100\text{mm}$ .

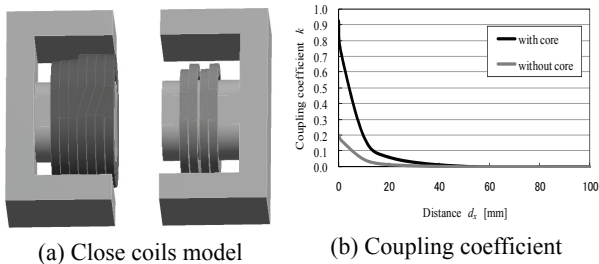


Fig.7 Magnetic coupling coefficient of the close coils.

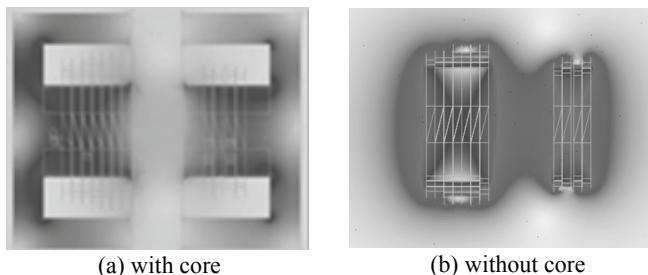


Fig.8 Magnetic flux density of the close coils at  $d_x=10\text{mm}$ .

ここでは、磁界共鳴結合のみについて解析する。磁界共鳴結合の解析では、キャパシタ $C_m$ 、 $C_p$ 、 $C_{s1}$ を省略する。簡易解析として、送電側と受電側の回路パラメータは等しく、 $L_p=L_s$ 、 $C_r=C_{rs1}$ として解析する。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。

$$L_m = kL_p, \quad L_r = (1-k)L_p \quad (3)$$

送電側、受電側の独立した固有共振周波数 $f_r$ はリアクタンスが0となる共振条件により次式で表される。

$$f_r = 1 / (2\pi \sqrt{L_p C_r}) \quad (4)$$

次に、 $R_{ac1}=0$ としたときの複共振回路の共振周波数 $f_{r1}$ 、 $f_{r2}$  ( $f_{r1} < f_{r2}$ )は、入力インピーダンス $Z_{all}$ のリアクタンスが0となる共振条件により次式で表される。

$$f_{r1} = f_r / \sqrt{1+k}, \quad f_{r2} = f_r / \sqrt{1-k} \quad (5)$$

更に、結合係数 $k$ と共振周波数 $f_r$ は次式で表わされる。

$$f_r = \sqrt{\frac{2f_{r1}^2 f_{r2}^2}{f_{r1}^2 + f_{r2}^2}}, \quad k = \frac{f_{r2}^2 - f_{r1}^2}{f_{r1}^2 + f_{r2}^2} \quad (6)$$

##### 4.2. 伝送効率と $k \cdot Q$ 及び結合係数 $k$

結合モード理論<sup>[1]</sup>では、伝送効率の向上には、 $\kappa / \Gamma$ を大きくすると示される。 $\kappa / \Gamma$ は、2つのコイルの結合係数 $k$ と共振の鋭さ $Q$ の積 $k \times Q$ で表され、次式の関係を得る。ここで、 $\omega_r$ は共振角周波数、 $R_i$ と $R_r$ は内部抵抗と放射抵抗を表す。

$$\frac{\kappa}{\Gamma} = kQ = \frac{L_m}{L_p L_s} \frac{\omega_r L_p}{R_i + R_r} = \frac{\omega_r L_m}{R_i + R_r} \quad (\because L_p = L_s) \quad (7)$$

式(7)より、共振角周波数 $\omega_r$ と相互インダクタンス $L_m$ を大きく、抵抗分を小さくすれば、 $kQ$ は大きくなる。これは、パワーエレクトロニクスでは基本的な事項として扱われている。

更に結合係数 $k$ を考察する。簡単のため、半径 $r_1$ 、 $r_2$ の2つの円形コイルが中心距離 $d_x$ を隔てて同軸に正対する場合を考える。相互インダクタンス $L_m$ は、Neumannの公式から真空の透磁率 $\mu_0$ と完全楕円積分関数 $K(\beta)$ 、 $E(\beta)$ として次式のように求められる。

$$L_m = \mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \left\{ \left( \frac{2}{\beta} - \beta \right) K(\beta) - \frac{2}{\beta} E(\beta) \right\} \quad (8)$$

$$K(\beta) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{f(\varphi)} d\varphi, \quad E(\beta) = \int_0^{\pi/2} f(\varphi) d\varphi \quad (9)$$

$$f(\varphi) = \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}, \quad \beta = \sqrt{4r_1 r_2 / \{(r_1 + r_2)^2 + d_x^2\}} \quad (10)$$

コイル半径 $r_1$ 、 $r_2$ を $r$ 、導線の線径を $\phi$ 、比透磁率を $\mu_s$ とし、 $\gamma = 2r / d_x$ とすれば結合係数 $k$ は次式で表される。

$$k = \frac{L_m}{L_p} = \left\{ \left( \frac{2}{\beta} - \beta \right) K(\beta) - \frac{2}{\beta} E(\beta) \right\} / \left\{ \log \frac{8r}{\phi} - 2 + \frac{\mu_s}{4} \right\} \quad (11)$$

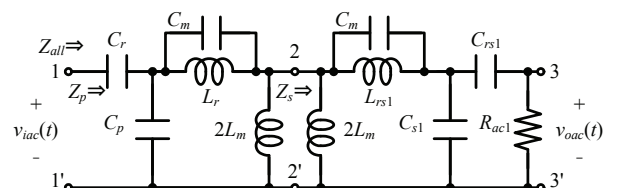


Fig.9 Multi-resonant circuit.

$$\beta = \sqrt{\gamma^2 / (\gamma^2 + 1)} \quad (12)$$

前式より、結合係数  $k$  は  $\gamma$  の関数であり、{(コイル直径) / (コイル間距離)} を大きくすると、結合係数  $k$  は大きくなる。伝送距離  $d_x$  を長くするにはコイル半径  $r$  を大きくすることが有効であることが分かる。

以上のように送電側と受電側の回路パラメータが等しい場合は、比較的シンプルに解析できる。しかし、送電側と受電側の回路パラメータが異なる場合や寄生要素を考慮する場合は、非常に複雑な解析となる。複雑な複共振回路をシステムチックに解析する手法を次項で提案する。

### 4.3. 調波共鳴解析 (Harmonic Resonance Analysis)

複共振回路の周波数特性を解析する。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  $D=0.5$  として周波数特性を解析する。2石のFETを交互にオンオフして得られる方形波電圧  $v_{isq}(t)$  は次式となる。

$$v_{isq}(t) = \begin{cases} V_i & (0 \leq t < T_s/2) \\ 0 & (T_s/2 \leq t < T_s) \end{cases}, \quad v_{isq}(t+T_s) = v_{isq}(t) \quad (13)$$

電圧  $v_{isq}(t)$  をフーリエ級数展開すると電圧  $v_{isqf}(t)$  を得る。

$$v_{isqf}(t) = \frac{V_i}{2} + \frac{V_i}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sqrt{2(1-\cos(\pi n))} \sin(n\omega_s t + \theta) \right\} \quad (14)$$

$$\theta = \{1 - \cos(\pi n)\} / \sqrt{2(1-\cos(\pi n))}, \quad \omega_s = 2\pi / T_s \quad (15)$$

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。このために電源電圧波形をフーリエ級数展開した式(14)の基本波のみを扱うことで簡易的に解析できる。周波数ごとの調波、特に基本波を重視して共鳴(共振)回路を設計解析する手法を提案し、調波共鳴解析(HRA, Harmonic Resonance Analysis)手法と呼ぶ。方形波電圧  $v_{isqf}(t)$  の基本波交流電圧  $v_{iac}(t)$  は次式となる。

$$v_{iac}(t) = (2V_i / \pi) \sin(\omega_s t) \quad (16)$$

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  $\phi$ 、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。

$$v_{oac}(t) = (2V_o / \pi) \sin(\omega_s t - \phi) \quad (17)$$

$$i_{oac}(t) = (\pi I_o / 2) \sin(\omega_s t - \phi) \quad (18)$$

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。

$$R_{ac} = \frac{v_{oac(rms)}}{I_{oac(rms)}} = \frac{\sqrt{2}V_o / \pi}{\pi I_o / 2\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi^2} \frac{v_o}{I_o} = \frac{4}{\pi^2} R_o \quad (19)$$

共鳴結合回路を解析するHRA手法では、複共振回路に流入する交流電圧を式(16)の基本波電圧  $v_{iac}(t)$  とし、複共振回路に接続する出力抵抗を式(19)の実効抵抗負荷  $R_{ac}$  として解析する。

### 4.4. Fパラメータ共鳴解析 (F-parameter Resonance Analysis)

提案するHRA手法を用いて共鳴結合回路を解析する。複数のLC共振回路から構成される複共振回路の周波数特性を解析する。一方、複共振回路は複数のキャパシタやインダクタ

で構成され、複雑な回路となるため解析は困難である。そこで複雑な複共振回路をシンプルに設計解析する手法として、Fパラメータを用いた共鳴回路の解析法を提案し、Fパラメータ共鳴解析(FRA, F-parameter Resonance Analysis)手法と呼ぶ。

図9に示す端子1-1'と2-2'間の送電側共振回路、端子2-2'と3-3'間の受電側共振回路、端子1-1'と3-3'間の全体となる複共振回路において、 $j\omega \rightarrow s$  とした共振回路のFパラメータを  $F_p$ ,  $F_s$ ,  $F_{all}$  とすると、それぞれ次式となる。ただし、相互インダクタンス  $L_m$  は、送電コイルと受電コイルで等しく分割している。

$$F_p = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC_r} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_p & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sL_r + sC_m} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2sL_m} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{2sL_m} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sL_r + sC_m} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_{s1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{sC_{rs1}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{ac1}} & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

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

ここで、Fパラメータの要素を次式で定義する。

$$F = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \quad (23)$$

上式より、伝達関数  $H_p(s)$ ,  $H_s(s)$ ,  $H_{all}(s)$ 、入力インピーダンス  $Z_p$ ,  $Z_s$ ,  $Z_{all}$ 、及び電圧利得  $M_p$ ,  $M_s$ ,  $M_{all}$  は、次式となる。

$$H_p(s) = 1/F_{p11}, \quad H_s(s) = 1/F_{s11}, \quad H_{all}(s) = 1/F_{all11} \quad (24)$$

$$Z_p = \left| \frac{F_{p11}}{F_{p21}} \right|, \quad Z_s = \left| \frac{F_{s11}}{F_{s21}} \right|, \quad Z_{all} = \left| \frac{F_{all11}}{F_{all21}} \right| \quad (25)$$

$$M_p = \left| 1/F_{p11} \right|, \quad M_s = \left| 1/F_{s11} \right|, \quad M_{all} = \left| 1/F_{all11} \right| \quad (26)$$

求めた入力インピーダンスと電圧利得の周波数特性を分析して、複共振回路の解析を基にして開発設計に活用する。共鳴現象を起こすためには、複共振回路の入力インピーダンスは極小となる必要がある。また、受電側にて所望の出力電圧を得るためには、電圧利得特性に基づいてスイッチング周波数  $f_s$  を制御するPFM制御を行う。この場合は、電圧利得特性は、制御周波数の範囲において単調に変化することが好ましい。

更に、ZVS動作を行うためには、複共振回路を誘導性インピーダンスとして、デッドタイムを調整する必要がある。

## 5. 共鳴結合による電力伝送回路の回路解析

### 5.1. 伝送距離を重視した中距離用伝送デバイスでの設計

図5に示す中距離用の共振器コイルを用いて、図3(a)に示す提案回路をHRA手法とFRA手法を用いて解析する。更に、回路解析ソフトSCAT (Switching Converter Analysis Tool)を用いて回路動作をシミュレートする。共振器コイルの解析結果より、 $L_p=L_s=7.55\mu\text{H}$ 、 $C_r=C_{rs}=3.54\text{pF}$ 、抵抗値は  $18.8\text{m}\Omega$  とする。他の定数は省略する。解析条件は、入力電圧  $V_i=100\text{V}$ 、負荷  $R_o=10\Omega$ 、 $D=0.49$ 、 $C_{ds1}=C_{ds2}=150\text{pF}$  とする。式(4)より固有共振周波数  $f_r$  は、 $f_r=30.8\text{MHz}$  となる。伝送距離  $d_x=100\text{mm}$  の場合を解析する。図5(b)より結合係数  $k$  は  $k=0.0863$  となる。式(25)より複共振回路の入力インピーダンス  $Z_p$ ,  $Z_s$ ,  $Z_{all}$ 、式(26)より電圧

利得 $M_p$ ,  $M_s$ ,  $M_{all}$ について解析した結果を図10(a)に示す. 入力インピーダンス $Z_{all}$ は共振周波数 $f_r$ ,  $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ において極値となり, 電圧利得 $M_{all}$ は共振周波数 $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ において極大となる.

また, スwitching周波数 $f_s$ を各共振周波数 $f_r$ ,  $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ に同調させて, 送電コイル $L_p$ , 相互インダクタンス $L_m$ , 受電コイル $L_s$ のそれぞれに流れる共振電流 $i_r$ ,  $i_m$ ,  $i_{rs}$ の波形を解析した結果をそれぞれ図10(b), (c), (d)に示す. 固有共振周波数 $f_r$ 付近ではほとんど共振電流は流れず, 共振周波数 $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ 付近では, 大きな共振電流が流れる. 送電と受電のそれぞれのコイルに流れる共振電流の位相は, 奇モード(odd mode)となる共振周波数 $f_{r1}$ では逆相となり, 偶モード(even mode)となる共振周波数 $f_{r2}$ では同相となる. 偶モードの共振周波数 $f_{r2}$ では, 共振電流 $i_r$ ,  $i_m$ ,  $i_{rs}$ の全ての位相は同相となる. 各共振周波数 $f_r$ ,  $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ での出力電圧はそれぞれ1.6V, 48.6V, 82.0Vとなり, 伝送電力はそれぞれ0.072W, 236W, 672Wとなる. これより共振周波数 $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ 付近では, 磁界共鳴結合が形成され, 電力伝送が可能となることが示される. また, 共振周波数 $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ から離れた20MHzと50MHzでは, 出力電力は, 0.01mW程度以下と非常に小さい.

## 5.2. 電力効率を重視した近距離用伝送デバイスでの設計

共鳴結合回路では, 抵抗分を無視した場合, 送電側, 受電側の双方の回路において, 電力伝送に関与しないエネルギーは, 共振エネルギーとして保存される. 一方, 実際の回路では抵抗分は存在し, 共振電流は減衰振動となる. 電力効率を重視する場合は, 結合係数は大きい方が好ましい.

ここでは, 電力効率を重視した電力伝送回路を設計する. 近接した近距離用電力伝送モデルをフェライト磁心を用いて設計する. 図7(a)に示す近距離用電力伝送デバイスを用いて, 伝送距離0.225mmにて設計する. スwitching周波数 $f_s$ は80kHz程度を想定する. 設計仕様は, 入力電圧 $V_i=380V$  (380~420V), 出力電圧 $V_o=48V$ , 出力電流 $I_o=10A$  (0~10A)とする. 磁界及び電界の解析により得られた解析値と試作モデ

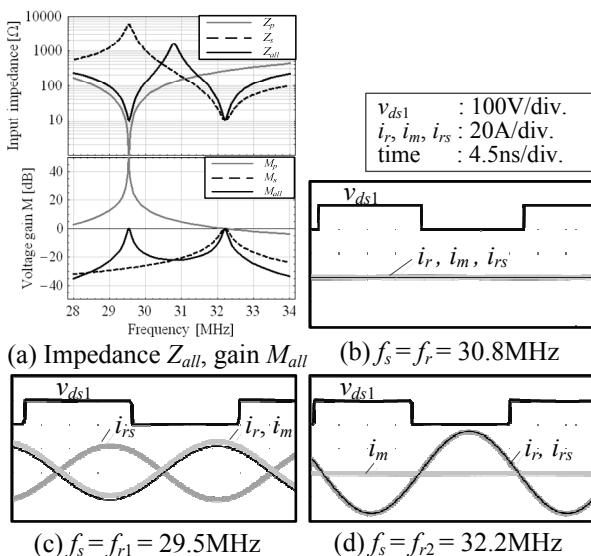


Fig.10 Impedance and gain characteristics and current waveforms.

ルの測定値を表2に示す. 解析値と測定値は良く一致し, 解析の有効性が確認できる. これらの解析値は以降の解析に用いる.

## 5.3. 複共振回路のインピーダンス特性と電圧利得特性

式(4)より送電側における固有共振周波数 $f_r$ は,  $f_r=29.8\text{kHz}$ となる. 式(5)より共振周波数 $f_{r1}$ ,  $f_{r2}$ は,  $f_{r1}=21.5\text{kHz}$ ,  $f_{r2}=100.5\text{kHz}$ となる. 式(25)より入力インピーダンス $Z_p$ ,  $Z_s$ ,  $Z_{all}$ を解析する. インピーダンスの周波数特性の解析結果を図11に示す.  $R_o=0.1\Omega$ の場合, インピーダンス $Z_{all}$ は, インピーダンス $Z_p$ と $Z_s$ の交点近くの80kHz付近にて極小となる. 一方,  $R_o=4.8\Omega$ では, インピーダンス $Z_p$ と $Z_s$ の交点は低周波側に移動し, インピーダンス $Z_{all}$ は, 固有共振周波数 $f_r=29.8\text{kHz}$ 付近で極小となる. インピーダンス $Z_{all}$ が極小となる共振周波数 $f_{rall}$ は,  $R_o$ が大きくなるに伴い, 共振周波数 $f_{r2}$ 付近から共振周波数 $f_r$ 付近へと移動している.

次に, 式(26)を用いて複共振回路の電圧利得 $M_{all}$ について解析する. 電圧利得 $M_{all}$ の周波数特性を図12に示す.  $R_o=0.1\Omega$ の場合, 電圧利得 $M_{all}$ はインピーダンス $Z_{all}$ が極小となる80kHz付近で極大となる. 一方,  $R_o=4.8\Omega$ では, 電圧利得 $M_{all}$ はインピーダンス $Z_{all}$ が極小となる固有共振周波数 $f_r=29.8\text{kHz}$ 付近で極大となる. 抵抗 $R_o$ の増加に伴い電圧利得 $M_{all}$ が極大となる共振周波数は低下する. 伝送する電力を制御するには入出力電圧比に応じた電圧利得 $M_{all}$ を得るようにスwitching周波数 $f_s$ を制御する. 図12(b)より,  $R_o=4.8\Omega$ の場合, スwitching周波数 $f_s$ に対する電圧利得 $M_{all}$ の変化は, 80kHz付近で単調減少であり, PFM制御に適する.

## 6. 実験結果

### 6.1. 実験波形

解析を基に電力伝送回路を設計して実験を行う. 電気仕様

Table. 2 Parameters of the close coils.

	$L_p$ [ $\mu\text{H}$ ]	$L_s$ [ $\mu\text{H}$ ]	$k$	$C_p$ [pF]	$C_m$ [pF]	$C_r$ [nF]	$C_{rs}$ [ $\mu\text{F}$ ]
analysis	303.3	4.8	0.912	75.0	5.0	94.0	50.0
measure	304.6	4.5	0.904	74.0	6.0		

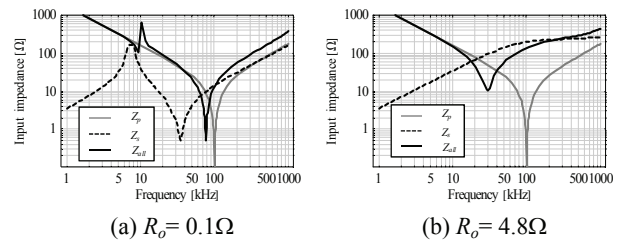


Fig.11 Input impedance characteristics.

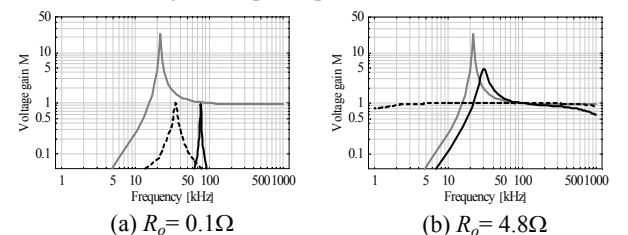


Fig.12 Voltage gain characteristics.

は、定格入力電圧 $V_i=380V$  (380~420V), 定格出力電圧 $V_o=48V$ , 定格出力電流 $I_o=10A$  (0~10A)とする。回路設計では、共振キャパシタに村田製作所製の積層セラミックコンデンサを用いて小型化する。一次側 $C_r$ は、温度特性とDCバイアス特性に優れた630V耐圧94nF, 二次側 $C_{rs}$ は、100V耐圧50 $\mu$ Fを用いる。

回路解析ソフトSCATを用いて動作波形を解析する。出力電流 $I_o=8A$ での解析波形と測定波形を図13に示す。電圧 $v_{ds1}$ の波形よりFET Q<sub>1</sub>の電圧ストレスは入力電圧と同等で低ストレスである。また、電圧 $v_{ds1}$ が0VになってからFET Q<sub>1</sub>がターンオンしており、ZVS動作が確認できる。解析波形と測定波形はよく一致しており、Femtet<sup>®</sup>により解析した回路パラメータを用いて回路解析をする手法の有効性が確認できる。

### 6.2. HRA手法の検証

式(26)により得られた電圧利得 $M_{all}$ を用いて解析値と実験値を比較する。実験では、定格出力48V, 10Aにて入力電圧 $V_i$ を380Vから420Vまで変化をさせて電圧利得 $M_{all}$ とスイッチング周波数 $f_s$ を測定する。結果を図14に示す。解析値と実験値は良く一致している。Femtet<sup>®</sup>を用いて電力伝送デバイスを解析し、HRA手法とFRA手法により複共振回路を解析するという統一的な共鳴回路の解析手法が有効であることが確認できる。

### 6.3. 制御特性と効率特性

出力電力の制御には2つの制御を提案する。スイッチング周波数 $f_s$ を制御するPFM制御と新しく提案するオン期間比制御 (ORM, On-period Ratio Modulation) であり<sup>[10]</sup>, 固定のスイッチング周波数 $f_s$ にて2石のFETの導通期間の比率 $D_o$ を制御する。定格入力電圧 $V_i=380V$ にて出力電圧 $v_o=48V$ に制御して、出力電流を0Aから10Aまで変化させた場合の効率特性を図15に示す。最大負荷では、ORM制御もPFM制御も同様の回路動作となって効率は同等となる。一方、軽負荷の出力26WではORM制御の方が効率は11%高い。ORM制御において、出力240Wにて効率95.5%, 定格480Wでは効率94.4%を達成した。

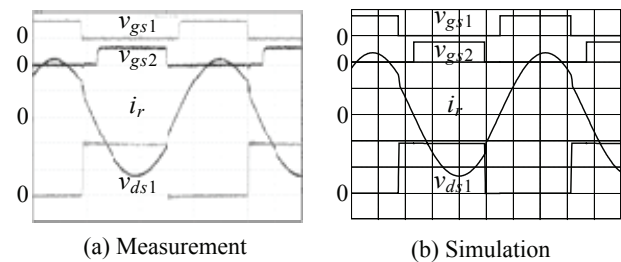


Fig.13 Switching waveforms.

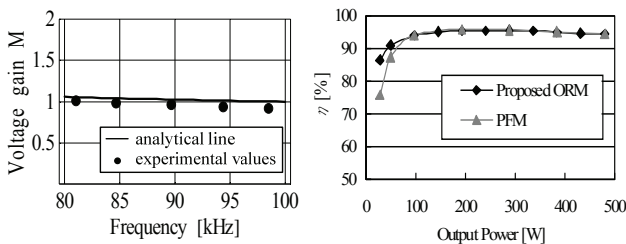


Fig.14 Gain characteristics. Fig.15 Efficiency characteristics.

また、磁気結合係数は表2より0.904である。電力効率95.5%はこの値を越えている。共鳴結合方式では、電力伝送に関与しないエネルギーは、送電と受電のそれぞれの回路において共振エネルギーとして保存できることを実証した。

## 7. まとめ

ワイヤレス給電での課題や有用技術を述べた。実用化を目的として、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を提案し、設計理論について論じた。

- (1) 提案システムは、現行システムに比べ多くの電力変換機構を削減することで電力効率の飛躍的な向上が可能である。
- (2) 電磁界共鳴結合方式では、相互インダクタンスだけでなく、相互キャパシタンスをも電力伝送に利用する。送受電側の双方のLC共振回路を共鳴させて共鳴結合回路を形成する。
- (3) 有限要素法解析システムFemtet<sup>®</sup>を用いた磁界解析と電界解析により、中距離用と近距離用の2つの電力伝送デバイスを解析し、磁界分布、電界分布、及び電気回路定数を求めた。
- (4) 共鳴結合回路の統一的な解析手法として、調波共鳴解析 (HRA) 及びFパラメータ共鳴解析 (FRA) を提案した。
- (5) 中距離用電力伝送デバイスによる共鳴結合回路の諸特性と共振電流の波形を解析した。共振電流は、固有共振周波数 $f_r$ 付近でほとんど流れず、共振周波数 $f_{r1}, f_{r2}$ 付近で大きくなる。
- (6) 解析値と実験値はよく一致し、解析の妥当性を確認した。実験では、出力240Wにて効率95.5%, 最大480Wを達成した。
- (7) 共鳴結合方式では、電力伝送に関与しないエネルギーは、送電、受電のそれぞれの回路において、共振エネルギーとして保存できることを実証した。

## 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," in Science Express on 7 June, vol.317, no.5834, pp.83-86, 2007.
- [2] 栗井, "共鳴型ワイヤレス電力伝送の新しい理論", IEEJ Trans. EIS, Vol.130, No.6, pp.966-971, 2010.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 細谷, 原田, 石原, 戸高, 岡本, "10MHz級零電圧スイッチングインバータによる無電極ランプ点灯回路", 照明学会誌, 第79巻, 第11号, 1995.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 澤田, 細谷, 藤原, 石原, "電流複共振ZVSハーフブリッジコンバータにおけるトランスの動作解析", マグネティックス研究会, MAG-10-147, pp.17-22, 2010.
- [10] 細谷, 澤田, 藤原, 石原, "固定周波数で動作する電流複共振ZVSハーフブリッジコンバータ", 信学技報, EE2010-62, pp. 39-44, 2011.