

携 帯 機 器 用 非 接 触 充 電 シ ス テ ム

安倍 秀明[†] 田村 秀樹[†] 北村 浩康[†] 井上 博允[†] 坂本 浩^{††} 原田 耕介^{††}[†]松下電工 (株)、〒571-8686 大阪府門真市大字門真1048^{††}熊本工業大学、〒866 熊本県熊本市池田4-22-1

あらまし 最近では、水まわりで使用する機器や頻りに着脱を行う携帯機器の充電に、接点不良防止や置くだけで電力伝送ができるという特徴を活かして、電磁誘導による非接触充電が一般化されてきている。磁気結合を利用した分離着脱式トランスの1次コイルが充電器側に、2次コイルが負荷側に設けられる。1次コイル側と2次コイル側との電気的絶縁距離は各ハウジングの厚さを含めて数mmになる。このため結合係数の低下とともに必然的に漏れインダクタンスが生じており、2次電池への充電電流を低下させる。このため分離着脱式トランスのサイズは大きくなり、回路の効率も低下する。この対策のために分離着脱式トランスの結合係数の向上と、漏れインダクタンスを補償して充電電流を最大にする負荷整合の技術が実用化のきざしをにぎる。本論文では、この結合係数の向上と負荷整合の効果に関して報告している。また、非接触充電に特有な比較的低い結合係数と漏れインダクタンスの存在が、充電電流にどのように関係しているのかを代表的な6種類の整流方式の場合について報告している。

キーワード 磁気結合充電器、漏れインダクタンス、結合係数、負荷整合、整流回路

A Non-contact Charging System for Portable Appliances

Hideaki ABE[†], Hideki TAMURA[†], Hiroyasu KITAMURA[†], Hiromitsu INOUE[†],
Hiroshi SAKAMOTO^{††} and Koosuke HARADA^{††}[†]Matsushita Electric Works, Ltd.1048,Kadoma,Osaka 571-8686 , Japan^{††}Department of Electronics,Kumamoto Institute of Technology,
4-22-1,Ikeda,Kumamoto 860-0082 ,Japan

Abstract Recently, rechargeable batteries have been widely used for compact electronic devices such as an electric shaver and a cordless telephone. A detachable transformer is used in the non-contact charging system. The detachable transformer has low coupling factor, and has leakage inductance. To make the system size more smaller, two kinds of technology are required. One is improvement of the coupling factor of the detachable transformer, and the other is the load matching of the circuit. This paper describes the basic circuits of the non-contact charging system. The technologies of improvement of the coupling factor and the effect of load matching using a capacitor connected to the secondary coil are also presented.

key words magnetic coupled charger, leakage inductance ,coupling factor ,load matching, rectification circuit

1 まえがき

電磁誘導を利用した無接点の非接触充電方式は、電動シェーバや電動歯ブラシのような水まわりで使用する携帯機器や、充電台と頻りに着脱するような携帯電話などの商品に広く採用されている。これらは充電器と、2次電池を有する負荷とのエネルギー伝送を分離着脱式のトランスによる磁気結合で実現している。接点不良防止や感電への不安を取り除くだけでなく、適当な範囲内で対向させればよいので充電台に機器を置くだけで充電できるという簡単着脱機能も使い勝手をよくしている。このような長所を有する磁気結合式非接触充電システムは、分離着脱式トランスの1次コイルと2次コイルを数mmの絶縁ギャップを介して配置する構造になっている。そのためトランスの結合係数が低下し、漏れインダクタンスが存在する。これらは2次電池への充電電流を低下させる原因となる。本報告では最初に結合係数と漏れインダクタンスを考慮した非接触充電の基本回路について動作条件と充電電流の関係式を求めている。これは整流方式によって異なり、6種類の整流方式において計算値を実測値と比較評価している。

非接触充電では結合係数が低く漏れインダクタンスが無視できないため、接点結合式充電システムと同等の充電電流を供給するには磁気結合面を広くしたり、1次コイル電流の増加が必要である。しかしこれはトランスの大型化と、回路損失の増大につながる。分離着脱式トランスの小型化には結合係数の増大化が必要であり、本報告では次にこの結合係数の増大技術について報告している。回路効率の改善にはソフトスイッチング回路などの高効率回路の採用だけでは不十分であり、漏れインダクタンスによる電圧降下を補償し、充電電流を最大限にとりだすための負荷整合技術が必要となる。本報告では最後に、2次コイルに並列接続したコンデンサを利用した負荷整合の効果を示している。

2 非接触充電システムの構成

図1に丸洗いでできる電気シェーバを示す。図2は内部構造図である。無接点化により、水洗い可能を強調させるだけでなく、置くだけで充電できる省力操作を可能にし、さらに待機電力セーブや、金属異物検出機能を備えている。2次電池電圧は2～3V、充電出力は約5Wである。

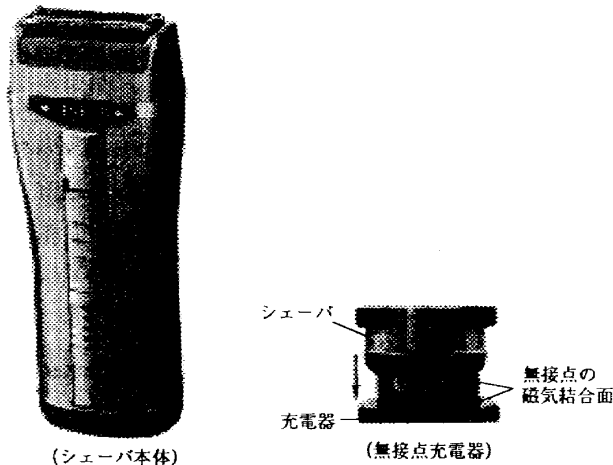


図1 非接触充電式シェーバ

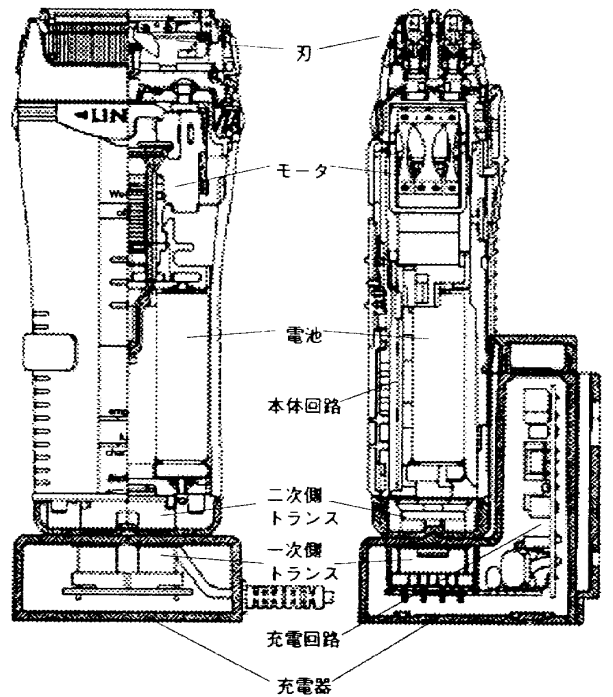


図2 外観と内部構造

3 非接触充電システムの等価回路

図3に、ハーフブリッジ型のソフトスイッチング回路を使った非接触充電の基本回路構成を示す。分離着脱トランスの1次コイルの電圧波形は方形波として近似できるため、電圧振幅を E_1 とすると、等価回路は図4で示すことができる。2次起電力 E_2 と、漏れインダクタンス L_{02} を使うと、さらにこれを2次側に換算した基本等価回路 (図5) で表わすことができる。 E_2 、 L_{02} は実測で求められ、また式(1)、(2)で表わされる。ここで L_1 は1次コイルの自己インダクタンス、 L_2 は2次コイルの自己インダクタンス、 M は相互インダクタンス、そして k は結合係数を示している。

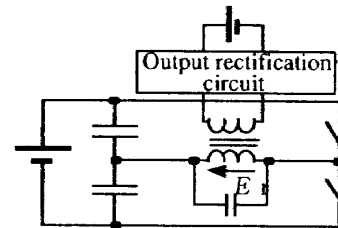


図3 非接触充電の基本回路

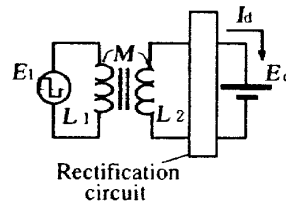


図4 等価回路

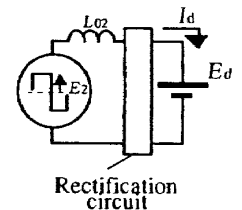


図5 基本等価回路

$$E_2 = \frac{M \cdot E_1}{L_1} = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot E_1 \quad (1)$$

$$L_{02} = L_2 \cdot (1 - k^2) \quad (2)$$

4 整流方式と平均充電電流の関係

本章では出力整流方式の違いによる、回路各部の波形と平均充電電流の式を示す。

4.1 電流平滑回路をもたない場合

本項では整流電流を平滑化せずそのまま充電電流として使う場合について3通りの代表的整流方式について示す。

4.1.1 半波整流回路を使用した場合

図6に基本回路、図7にその等価回路、図8に各部の波形を示す。充電電流 I_d は不連続な電流となる。その平均充電電流 I_{ave} は式(3)で与えられる。

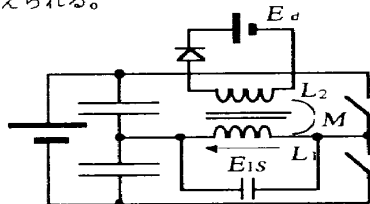


図6 基本回路

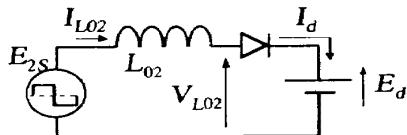


図7 等価回路

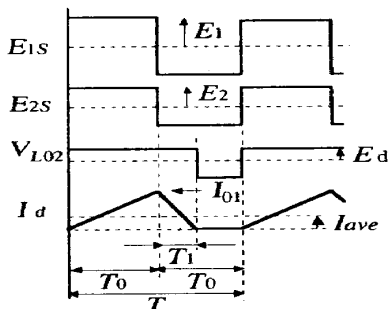


図8 各部の波形

$$I_{ave} = \frac{1}{8fL_{02}} \cdot \left(E_2 - E_d + \frac{(E_2 - E_d)^2}{E_2 + E_d} \right) \quad (3)$$

ここで、 $f = \frac{1}{2 \cdot T_0}$ (4)

4.1.2 センタタップ整流回路を使用した場合

図9に基本回路、図10にその等価回路、図11に各部の波形を示す。充電電流 I_d は連続な電流となる。一つの起電力による充電電流は半波整流の式と同じ形になる。平均充電電流 I_{ave} はその2倍になり、式(5)で与えられる。

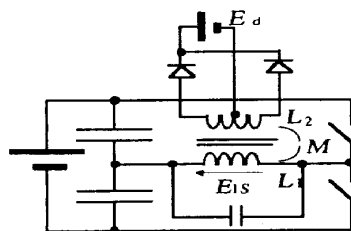


図9 基本回路

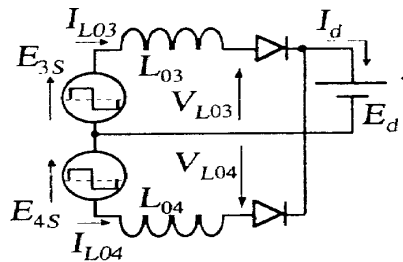


図10 等価回路

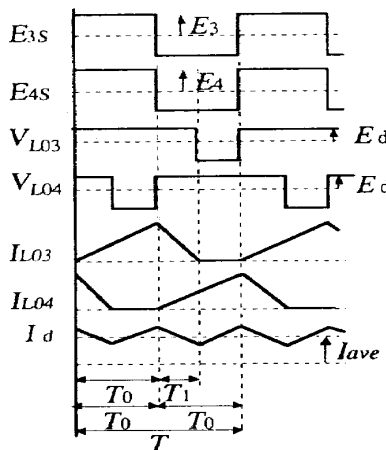


図11 各部の波形

$$I_{ave} = \frac{1}{4fL_{03}} \cdot \left(E_3 - E_d + \frac{(E_3 - E_d)^2}{E_3 + E_d} \right) \quad (5)$$

ここで、

$$E_3 = E_4 = \frac{M \cdot E_1}{2 \cdot L_1} \quad (6)$$

$$L_{03} = L_{04} = \frac{L_{02}}{2} \quad (7)$$

4.1.3 ブリッジ整流回路を使用した場合

図12に基本回路、図13にその等価回路、図14に各部の波形を示す。充電電流 I_d は連続な電流となる。平均充電電流 I_{ave} は式(8)で与えられる。

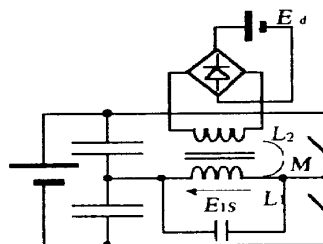


図12 基本回路

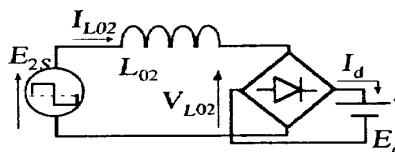


図13 等価回路

$$I_{ave} = \frac{E_2^2 - E_d^2}{8fL_{02} E_2} \quad (8)$$

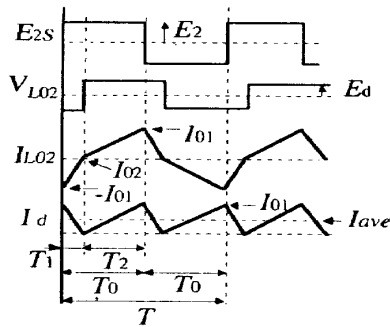


図14 各部の波形

4.2 チョークインプット平滑回路を使用する場合

本項では整流電流をチョークコイルで平滑化して充電電流に使う場合について3通りの代表的整流方式について述べる。ここでは、チョークコイルのインダクタンスを大きくとり、充電電流 I_d のリプルが無視できるとしている。また、ダイオードの順電圧降下を E_r として考慮している。

4.2.1 半波整流回路を使用した場合

図15に基本回路、図16にその等価回路、図17に各部の波形を示す。期間 T_1 は(9)式で与えられる。従って期間 T_2 は(10)式で表わされる。電圧 E_L の波形において電池電圧 E_d と2次起電力 E_2 及び E_r との関係は(11)式で表わされる。これより(12)式が得られ、(10)式を代入すると(13)式となる。これを整理すると(14)式となり、従って平均充電電流 I_{ave} は(15)式として求められる。 E_r が無視できる場合には(16)式となる。

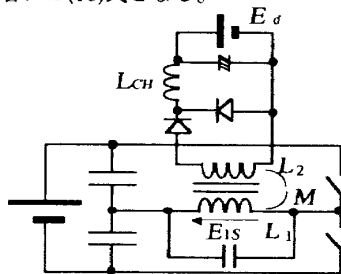


図15 基本回路

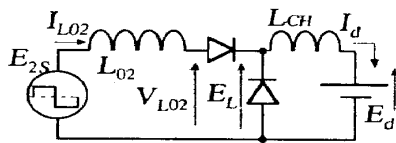


図16 等価回路

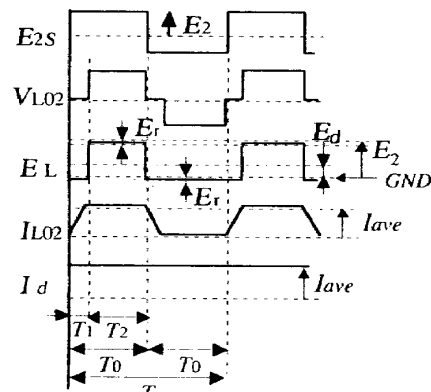


図17 各部の波形

$$T_1 = \frac{L_{02} \cdot I_d}{E_2} \tag{9}$$

$$T_2 = T - T_1 = \frac{1}{2 \cdot f} - \frac{L_{02} \cdot I_d}{E_2} \tag{10}$$

$$E_d = (E_2 - E_r) \cdot \frac{T_2}{T} - E_r \cdot \frac{T - T_2}{T} \tag{11}$$

$$E_d + E_r = \frac{T_2}{T} \cdot E_2 \tag{12}$$

$$E_d + E_r = f \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} - \frac{L_{02} \cdot I_d}{E_2} \right) \cdot E_2 = \frac{E_2}{2} - f \cdot L_{02} \cdot I_d \tag{13}$$

$$f \cdot L_{02} \cdot I_d = \frac{E_2}{2} - E_d - E_r \tag{14}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{\frac{E_2}{2} - E_d - E_r}{f \cdot L_{02}} \tag{15}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{\frac{E_2}{2} - E_d}{f \cdot L_{02}} \tag{16}$$

4.2.2 センタタップ整流回路を使用した場合

図18に基本回路、図19にその等価回路、図20に各部の波形を示す。期間 T_1 は(17)式で与えられる。従って期間 T_2 は(18)式で表わされる。電圧 E_L の波形において E_d と E_3 及び E_r との関係は(19)式で表わされる。これより(20)式が得られ、(18)式を代入すると(21)式となる。従って平均充電電流 I_{ave} は(22)式として求められる。 E_r が無視できる場合には(23)式となる。

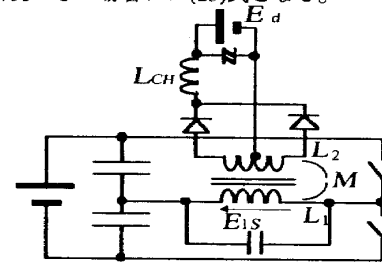


図18 基本回路

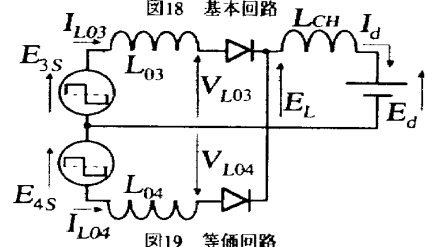


図19 等価回路

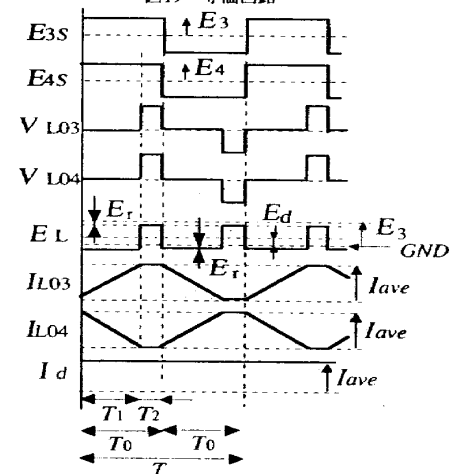


図20 各部の波形

$$T_1 = \frac{L_{03} \cdot I_d}{E_3} \tag{17}$$

$$T_2 = \frac{T}{2} - T_1 = \frac{1}{2 \cdot f} - \frac{L_{03} \cdot I_d}{E_3} \tag{18}$$

$$E_d = (E_3 - E_r) \cdot \frac{2 \cdot T_2}{T} - E_r \cdot \frac{T - 2 \cdot T_2}{T} \tag{19}$$

$$E_d + E_r = \frac{2 \cdot T_2}{T} \cdot E_3 \tag{20}$$

$$E_d + E_r = f \cdot 2 \cdot E_3 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} - \frac{L_{03} \cdot I_d}{E_3} \right) = E_3 - 2 \cdot f \cdot L_{03} \cdot I_d \tag{21}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{E_3 - E_d - E_r}{2 \cdot f \cdot L_{03}} \tag{22}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{E_3 - E_d}{2 \cdot f \cdot L_{03}} \tag{23}$$

ここで、

$$E_3 = E_4 = \frac{M \cdot E_1}{2L_1} \tag{24}$$

$$L_{03} = L_{04} \tag{25}$$

4.2.3 ブリッジ整流回路を使用した場合

図21に基本回路、図22にその等価回路、図23に各部の波形を示す。期間T1は(26)式で与えられる。従って期間T2は(27)式で表わされる。電圧ELの波形においてEdとE2及びErとの関係は(28)式で表わされる。これより(29)式が得られ、これに(27)式を代入すると(30)式となる。これを整理すると(31)式となり、従って平均充電電流Iaveは(32)式として求められる。Erが無視できる場合には(33)式となる。

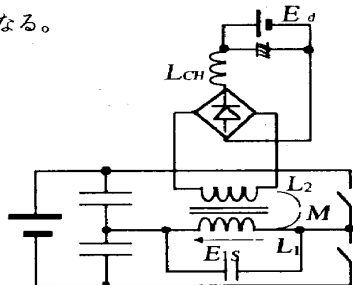


図21 基本回路

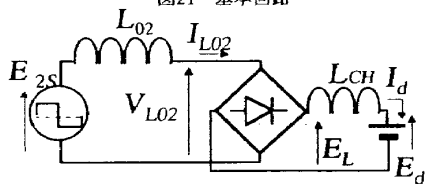


図22 等価回路

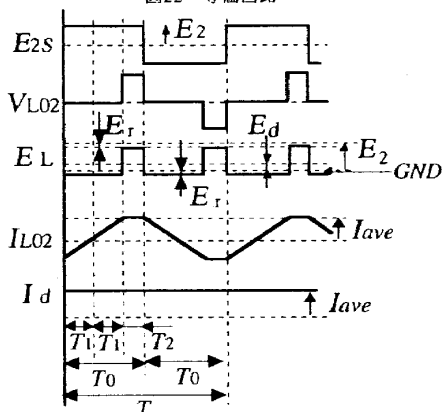


図23 各部の波形

$$T_1 = \frac{L_{02} \cdot I_d}{E_2} \tag{26}$$

$$T_2 = T_0 - 2 \cdot T_1 \tag{27}$$

$$E_d = \frac{T_2}{T_0} \cdot (E_2 - E_r) - E_r \cdot \frac{T_0 - T_2}{T_0} \tag{28}$$

$$E_d + E_r = \frac{T_2}{T_0} \cdot E_2 - E_r \tag{29}$$

$$E_d + E_r = \frac{E_2}{T_0} \cdot (T_0 - 2 \cdot T_1) = E_2 - 4 \cdot f \cdot T_1 \cdot E_2 \tag{30}$$

$$E_d + E_r = E_2 - 4 \cdot f \cdot L_{02} \cdot I_d \tag{31}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{E_2 - E_d - E_r}{4 \cdot f \cdot L_{02}} \tag{32}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{E_2 - E_d}{4 \cdot f \cdot L_{02}} \tag{33}$$

4.3 各整流方式における充電電流特性

同一仕様の分離着脱トランスを用いた場合の、各整流方式に対する平均充電電流を計算値と実験値と比較する。周波数をパラメータとしている。表1に分離着脱トランス仕様を示す。電池電圧Edは、2.8V一定とおいた。

表1 分離着脱トランスの特性

g	2mm	3mm	4mm
L1	1.83mH	1.62mH	1.49mH
L2	24 μH	21 μH	20 μH
M	122 μH	92 μH	74 μH
k	0.58	0.5	0.43
L02	16 μH	16 μH	16 μH

4.3.1 充電電流を平滑しない場合の各整流方式における特性

図24～図26に各整流方式別の、コア対向部ギャップ長さに対する充電電流特性を示す。ただし2次電池電圧Edが低いため、整流ダイオードの順方向電圧降下が無視できないため、半波、センタタップ方式では0.3Vを、ブリッジ方式では0.6VをEdに加算して計算している。

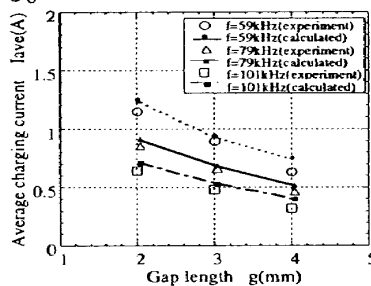


図24 半波整流 (チョークコイルなし) での特性

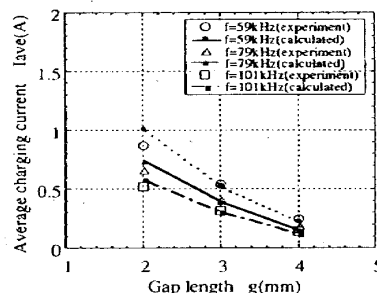


図25 センタタップ整流 (チョークコイルなし) での特性

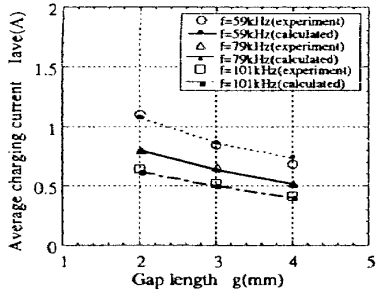


図26 ブリッジ整流 (チョークコイルなし) での特性

4.3.2 充電電流を平滑した場合の各整流方式における特性

図27~図29に各整流方式別の、コア対向部ギャップ長さに対する充電電流特性を示す。2次電池電圧Edが低く整流ダイオードの順方向電圧降下が無視できないため、半波、センタタップ方式では0.3Vを、ブリッジ方式では0.6VをErとして計算している。

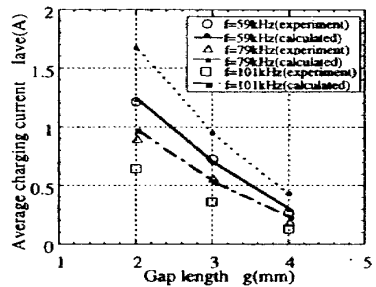


図27 半波整流 (チョークコイルインプット) での特性

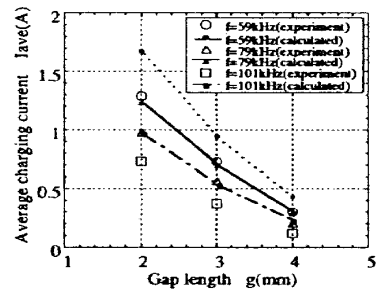


図28 センタタップ整流 (チョークコイルインプット) での特性

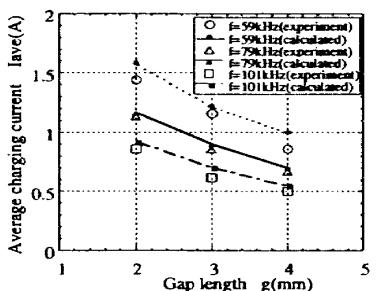


図29 ブリッジ整流 (チョークコイルインプット) での特性

各整流方式において計算値と実験値はおおよそ一致しており、これらの計算式が充電電流の推定に有効であると考えられる。

5 分離着脱トランスと結合係数

5.1 分離着脱トランスの漏れ磁束

結合係数の低下は1次側コイルで発生する磁束のうち、2次側コイルに錯交する磁束の割合の低下を意味する。分離着脱トランスでは、1次側コイルで発生させた磁束を大気やハウジング材料などの電気的絶縁物を通して2次側コイルに錯交させている。

図30に、この様子をコの字形のコアを対向させて構成した分離着脱式トランスの例で示す。この図は、実際には3次的に分布している磁束を、2次的に仮定した磁路に集約させて示している。コアは、大気やプラスチックなどに比べて透磁率が高く、磁束を通しやすいため1次側と2次側のコア間のギャップgがなければ1次側からみた磁気抵抗を小さくできるが、数mmというギャップ長を必要とする場合には、コア対向部に大きな磁気抵抗Rgを生じる。磁束の量を想定するために、各部の磁気抵抗と、1次コイルの起磁力を使って等価磁気回路を描くと図31のようになる。1次側コイルで発生する総磁束Φ3のうち、2次側コイルに錯交する磁束Φ1の割合は式(34)で表わされる。磁気回路が1次側と2次側で対象とすると式(35)で表わされる。この式に対しコアの磁気抵抗R2は大気やプラスチックなどの磁気抵抗より十分小さいとみなすと、式(36)の近似式で表わすことができる。

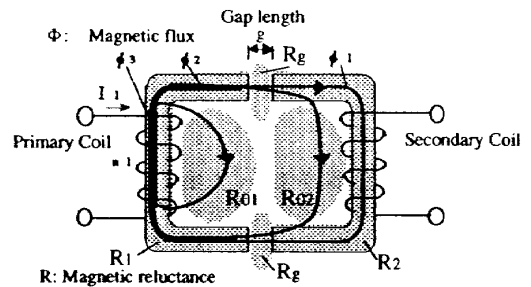


図30 コの字型コアを持つ分離着脱トランス

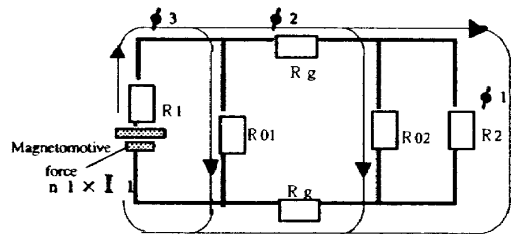


図31 等価磁気回路

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_3} = \frac{R_{02}}{R_2 + R_{02}} \cdot \frac{R_{01}}{R_{01} + 2 \cdot R_g + \frac{R_2 \cdot R_{02}}{R_2 + R_{02}}} \quad (34)$$

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_3} = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_{02}} \cdot \left(\frac{2 \cdot R_2 \cdot R_g}{R_{02}} + 2 \cdot R_2 + 2 \cdot R_g \right)} \quad (35)$$

ただし、 $R_{02} = R_{01}$ $R_2 = R_1$

$$\frac{\Phi_1}{\Phi_3} \approx \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot R_g}{R_{02}}} \quad (36)$$

この式より、コア対向部の磁気抵抗Rgと、コイル自身の漏れ磁気抵抗R02 (=R01) の比が2次コイルへの磁束錯交割合を決めていることが分かる。仮定磁路においては、コア対向部のギャップ長の増大にたいしギャップ部磁気抵抗Rgのみが増加し、2次コイルへの磁束錯交割合を減少させる。非接触充電においては、ギャップ長は、電気的絶縁厚みだけでなく、ハウジング強度確保のための材料厚みにより決まる。分離着脱トランスサイズは、磁気抵抗R01、R02の高抵抗化と、Rgの低抵抗化が小型化のかぎを握る。

5.2 コイル配置と結合係数

各コイル自身での磁気抵抗 R_{01} 、 R_{02} の高抵抗化は、コイル配置の工夫により改善できる。表2にコイル配置別の結合係数の実験値と、有限要素法を使ったシミュレーション計算値を示す。1次コイルと2次コイルを各2つのボビンに分けて巻き、各コア端部にて対向させる配置は、コイルをコアの中央に集中配置する場合よりも飛躍的に結合係数を上げられることがわかる。各(1)、(3)のコイル配置に対する磁束ベクトルシミュレーションを図32、と、図33に示す。図33の配置では図32に比べて仮定磁路における磁気抵抗 R_{01} 、 R_{02} に対応する部分の漏れ磁束が減少している様子が見える。これは等価的に磁気抵抗 R_{01} 、 R_{02} を高抵抗化できたことを意味する。また(3)の配置は、コアの全長に渡ってコイルを均等に巻いたものと、ほぼ同一の効果になっている。視覚的に漏れ磁束分布を観る方法としては、分離着脱トランスの1次コイルに直流電流を流し、工夫して配置した紙面上に撒いた鉄粉の分布を観察する方法がある。数10kHz程度の高周波を利用する非接触充電においては、この方法でも傾向をみる事ができる。

表2 コイル配置と結合係数

	(1)		(2)		(3)	
	Calculated	Experiment	Calculated	Experiment	Calculated	Experiment
k	0.43	0.33	0.51	0.41	0.69	0.56
L_1	0.81mH	0.95mH	0.35mH	0.43mH	0.35mH	0.41mH
L_2	0.81mH	0.90mH	0.83mH	0.90mH	0.35mH	0.42mH
M	0.35mH	0.31mH	0.27mH	0.26mH	0.24mH	0.24mH

k :Coupling factor L_1 : Primary self inductance
 L_2 : Secondary self inductance M :Mutual inductance

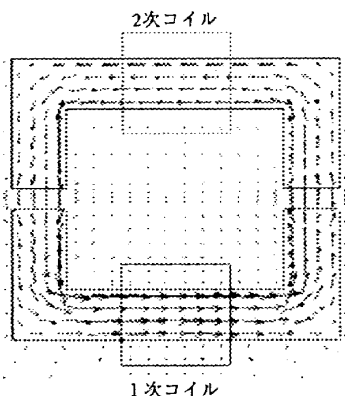


図32 磁束ベクトルシミュレーション (配置 (1))

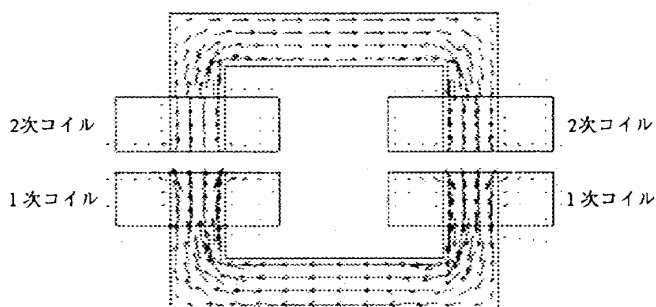


図33 磁束ベクトルシミュレーション (配置 (3))

5.3 コア対向部面積と結合係数

ギャップ部磁気抵抗 R_g は、コアの磁気抵抗 R_1 、 R_2 と直列にはいるが、 $R_g \gg R_1$ (もしくは R_2) であるから、コア部の磁束密度を問題にする必要がなければ、コアの断面積を減少できることが予測される。ただし、 R_g はコア端部の対向部面積に依存するため、対向部の断面積の維持は必要である。図34は図32に対して、コア対向部断面積を同一のまま、コアの断面積を約半分にしたものについてシミュレーションしたものである。結合係数の結果を実験値とあわせて表3に示す。いずれもほぼ同一の結合係数となることを示している。

表3 コア形状と結合係数

	(1)		(4)	
	Calculated	Experiment	Calculated	Experiment
k	0.43	0.33	0.43	0.33
L_1	0.81mH	0.95mH	0.76mH	0.85mH
L_2	0.81mH	0.90mH	0.76mH	0.85mH
M	0.35mH	0.31mH	0.33mH	0.28mH

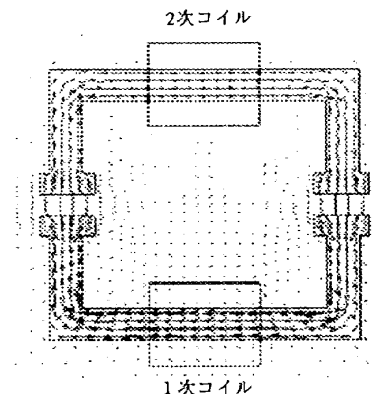


図34 磁束ベクトルシミュレーション (配置 (4))

5.4 ギャップ部磁気抵抗の削減と結合係数

ギャップ部磁気抵抗 R_g は、一般にコア対向部間のギャップ長に比例し、対向部断面積に反比例する傾向がある。磁気抵抗を減らすにはコア対向部断面積を広げることが効果がある。しかし、注意しなければならないことは、コア対向部断面積を広げることによって、磁気抵抗 R_{01} 、 R_{02} も小さくなることである。 R_g と、 R_{01} または R_{02} の比をより小さくできるような、形状、サイズの工夫が結合係数向上のポイントになる。

6 負荷整合

非接触充電においては漏れインダクタンスが必然的に存在するため、充電器側から電力をとりだすことに限界がある。必要な充電電流を確保するために、1次側コイルの励磁電流が大きくなり、分離着脱式トランスや、スイッチング素子の損失を増大させ、結果として回路の小型化を阻害する。この漏れインダクタンスを補償して、充電器側から最大限に充電電流を取り出すことをここでは負荷整合と言っている。その有力な手段として、2次コイルに並列接続するコンデンサがある。

6.1 2次コイル並列容量による負荷整合の効果

分離着脱式トランスの2次側コイルに並列にコンデンサC₂を設けた場合の充電電流特性の傾向を図35に示す。回路条件や駆動条件に対して、最も充電電流が取り出せる容量値C_{2max}が存在する。条件によってはコンデンサを設けない場合に比べて、2倍以上の出力増大が可能である。

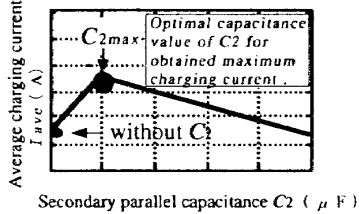


図35 並列容量C₂による充電電流の傾向

6.2 半波整流における負荷整合

出力整流に半波整流を使う場合の負荷整合について分離着脱式トランスの2次側コイルに並列にコンデンサC₂を設けた基本回路を図36に示す。

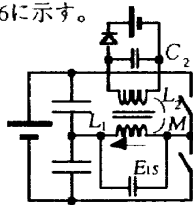


図36 基本回路

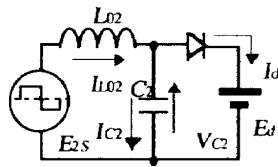


図37 等価回路

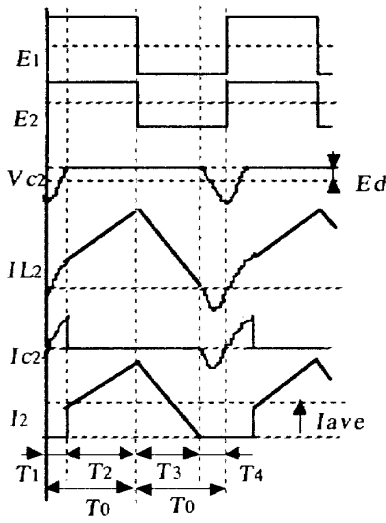


図38 各部の波形

2次起電力を用いた等価回路を図37に示す。図38に各部波形を示す。この回路の動作モードは期間T₁~T₄の4状態に分けられそれぞれの等価回路は図39~図42で表わされる。

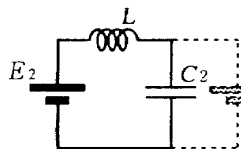


図39 期間 T₁

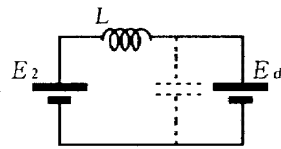


図40 期間 T₂

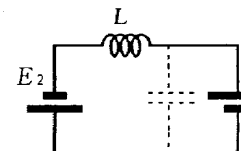


図41 期間 T₃

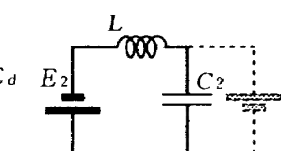


図42 期間 T₄

6.3 負荷整合の効果

表4の回路動作条件において整合用コンデンサの容量値C₂を変化させた場合の平均充電電流の実測特性を図43に示す。最適なC₂の値を選択すれば、C₂を設けない場合に比べて充電電流をより大きく取り出せることが分かる。平均充電電流を最大にする最適値C_{2max}は、2次電池電圧にも依存していることが分かる。

表4 動作条件 (Edを変化)

E ₁	140V
f	58kHz
g	4mm
L ₁	1.49mH
L ₂	19.6μH
M	74.2μH
L ₀₂	15.71μH

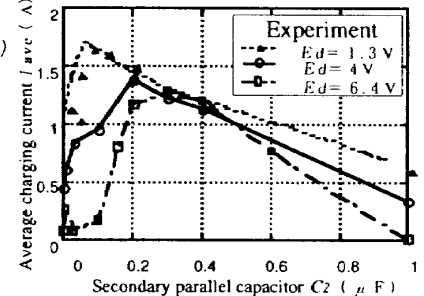


図43 I_{ave}-C₂特性(Edを変化)

7 むすび

非接触充電技術において、システムサイズを従来の接点式と同等まで近づけるには非接触充電特有の分離着脱式トランスの小型化がカギをにぎる。このトランスの結合係数の改善と、漏れインダクタンスを補償して充電電流を最大限にとりだすための負荷整合技術が小型、実用化のための有力な解決法である。本報告では最初に、結合係数と漏れインダクタンスの、充電電流との関係を示すとともに式の有効性を確認した。次にコイル位置やコア形状による結合係数の改善について述べた。最後に2次コイルに並列に接続したコンデンサによる負荷整合の効果を示した。

本研究を応用して分離着脱トランスを、コイル配置、コア形状の改善によりその体積を半減し、さらに負荷整合により、30%以上の体積削減を行った。また負荷整合技術は1次側回路の効率も改善するため、回路全体の効率も5%程度向上し、電池電圧2~3V程度を対象とする携帯機器用非接触充電システム全体の効率は60%を超えた。これらの効果により非接触充電システムとして実用レベルの小型化が実現し、充電出力5W程度の充電式シェーバをはじめ、各種の非接触充電応用商品が商品化されている。

謝辞

本研究の実用化にあたり、応用開発に御尽力を頂きましたパーソナル・ライフ事業部の前川多喜夫部長、山下幹弘氏、電器生技・部品総合部の和田澄夫部長、井坂篤課長、電器R&Dセンターの秋定昭輔氏に謝意を表わす。

参考文献

- [1] Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A novel converter for non-contact with electromagnetic coupling", IEEE Trans. on MAGNETICS, vol.29, No.6, pp.3228-3230, November 1993.
- [2] Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A novel high power converter for non-contact charging with magnetic coupling", IEEE Trans. on MAGNETICS, vol.30, No.6, pp.4755-4757, November 1994.
- [3] H. Abe, H. Sakamoto and K. Harada, "A Non-Contact Charger Using a Resonant Converter with Parallel Capacitor of the Secondary Coil," APEC 98 session 3.3.7, Volume 1, pp. 136-141, February 1998.
- [4] 松下電工技報 第62号 (ウェルネス家電特集) Mar.1998
「シェーバ用非接触充電技術の開発」 pp. 29-34,
「電動ハブラシ「デンタルバイワン EW182/187」の開発」 pp. 57-61
- [5] 安倍秀明、坂本浩、原田耕介: 「非接触充電における整流方式と負荷整合について」、電気学会マグネティクス研究会資料MAG-98-131