

出力安定化機能を有するシンプルな非接触充電回路

安倍 秀明[†] 田村 秀樹[†] 秋定 昭輔[†] 山下 幹弘[†] 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 電動シェーバや電動歯ブラシのような水まわりで使うパーソナルケア用携帯機器には、電磁誘導を利用した無接点の非接触充電方式が採用されている。これらの機器はユーザの広範囲の移動に対しても常に利用できることが望まれ、ビジネスや旅行で海外に出かけることが日常となっている近年では、世界中の商用電源で利用できることが望ましい。一方、小型携帯機器用の非接触充電にはできるだけシンプルな回路方式が要求されている。筆者らは、低出力の非接触充電に適したシンプルな回路と分離着脱式トランス特有の低い結合係数を利用して、AC100~240Vまでの全電圧入力に対し出力安定化のできるメカニズムを考案した。試作実験の結果良好な結果を得たので報告する。

キーワード 磁気結合充電器、漏れインダクタンス、出力安定化、世界商用電源、電圧共振型コンバータ

A Simple Non-contact Charging Circuit Having Function of Output Stabilization

Hideaki ABE[†], Hideki TAMURA[†], Syousuke AKISADA[†], Mikihiro YAMASHITA[†],
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 The non-contact charging technologies are widely used for the charger of the portable appliances such as an electric shaver and an electric toothbrush. These chargers are required to use in the global commercial source. Moreover the non-contact charger using a magnetic coupling is required the simple circuit structure to carry easily. We studied a new simple circuit mechanism which stabilizes the output current over the wide range of global commercial source, and obtained satisfactory result.

key words magnetic coupled charger, leakage inductance, output stabilization, global commercial source, voltage resonant converter

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、充電台と頻繁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。パーソナルケアを行なう携帯機器は、ユーザの広範囲の移動に対しても常に利用できることが望まれる。近年では、ビジネスや旅行で海外に出かけることが日常となっているためこれら携帯機器用の充電器もグローバルに使用できることが要望される。すなわち世界の標準商用電源である、AC100、120、220、240Vのどの電圧入力に対しても使用でき、安定した出力を得られることが望ましい。従来からこれらへの対応は、100V系と200V系の2系統を整流方式の切り換えにより対応するものなどがある。非接触充電システムにおいてもこれらの方式は問題なく採用できるが、小型携帯機器用の非接触充電回路にはできるだけシンプルで部品点数の少ない方式が望まれる。筆者らは、低出力の非接触充電に適したシンプルな回路と、分離着脱式トランス特有の低い結合係数を利用してAC100~240Vまでの全電圧入力に対し出力安定化のできるメカニズムを考案し、試作実験の結果良好な結果を得た。

2 非接触充電を採用している携帯機器

図1、2に電動歯ブラシと電動シェーバの例を示す。充電出力は0.1W~数W程度である。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たものもある。無接点の電力伝送は、充電器側と携帯機器側とに分離して配置している着脱式トランスによる磁気誘導で行なっている。簡単に着脱でき、表面の汚れや水滴の除去が容易にできるように磁気結合面は平面对向式となっている。電気的絶縁やハウジング厚さのためコア対向部のギャップは2~4mm程度必要とされる。

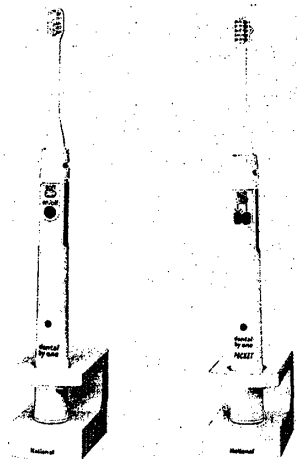


図1 非接触充電式電動歯ブラシ

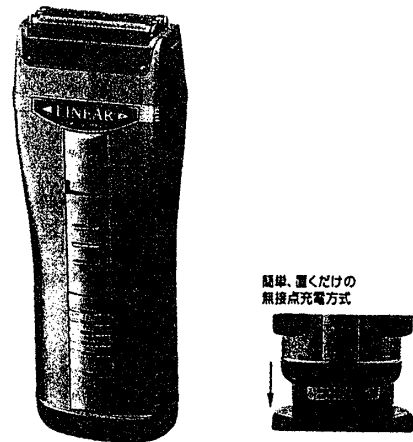


図2 非接触充電式シェーバ

3 分離着脱式トランス

図3に、C-Cコアを使用した分離着脱式トランスの構成例を示す。コア対向部のギャップのため結合係数が0.5前後程度と低くなっている。そのため漏れインダクタンスが必然的に存在する。

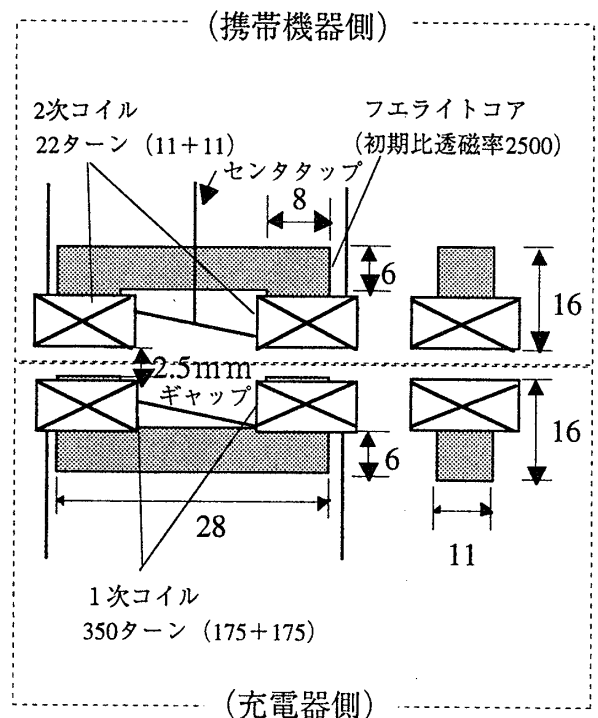


図3 分離着脱式トランス

4 実用基本回路

図4に、1石電圧共振型のインバータで構成した基本回路を示す。非接触充電では漏れインダクタンスが共振のためのインダクタンスとして使えるため、ソフトスイッチング機能が容易に取り込める。

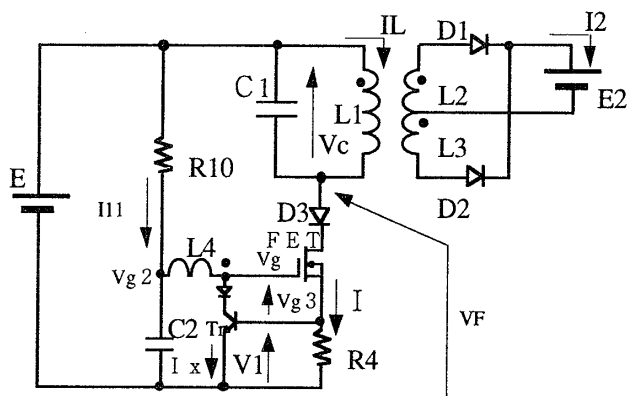


図4 基本回路

図5に波形図を示す。以下に回路動作を説明する。

(期間T1)

- ・電源Eの投入とともに、 I_{11} の電流によりC2が充電されバイアス電圧 V_{g2} が緩やかに上昇する。

(期間T2)

- ・ $V_{g2} = V_g = V_{g3}$ であり、FETのゲート電圧 V_{g3} がFETをオンさせる電圧に近づくときFETのオン抵抗が減少し始め、 $I (=I_L)$ が流れ始める。(ただし最初のみコンデンサC1への充電電流が流れる)
- ・FETのオンにともない1次コイル電圧 V_c に電圧($\cong E$)が加えられ、コイルL1と磁気結合しているフィードバックコイルL4への誘導電圧が発生しバイアス電圧 V_{g2} と加算されて V_g 、 V_{g3} は、さらに大きくなりFETは安定なON状態となる。
- ・ $I (=I_L)$ が流れ始めると、電流の増加にともない、 $V_1 = I \cdot R_4$ の電圧降下が生じる。

(期間T3)

- ・ V_1 が約0.7V程度に達すると、制御トランジスタTrがオンし、 I_x が流れる。
- ・ I_x はコンデンサC2の放電電流となり V_{g2} を低下させるため V_{g3} も低下する。

(期間T4)

- ・FETのゲート電圧 V_{g3} が小さくなり、FETのオン抵抗が増大しはじめ、オフ状態になりかけると I が I_{dmax} をピークとしてターンオフしはじめ、電位VFが上昇を始める。これにともない、L4の誘起電圧が減少を始める。従って V_{g3} がさらに低下しFETは急速にオフとなる。

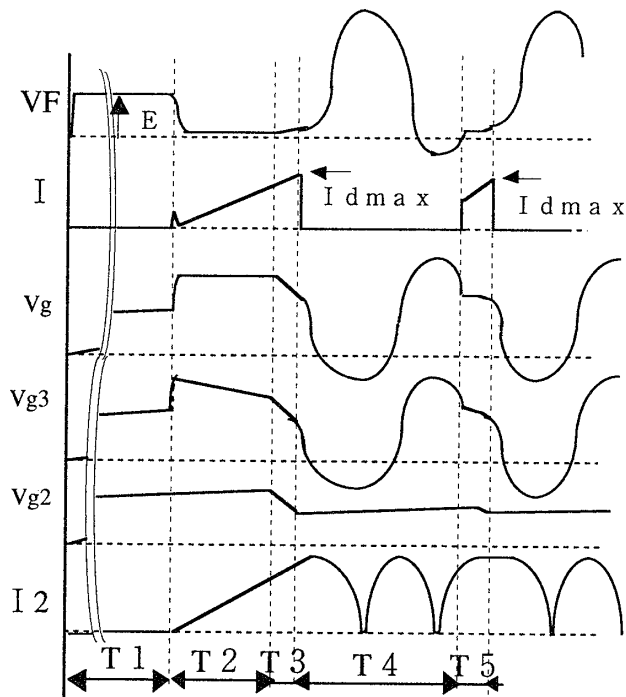


図5 各部の波形

- ・FETがオフになると1次コイル電流 I_L は I_{dmax} の値でC1へ転流し、L1とC1のみの共振動作になる。電圧 V_c と電流 I_L は正弦波状の自由振動を行ない、共振の1周期間の終了時には、電位VFは再び低下してGNDレベルに近づく。
- ・これにともないL4の誘起電圧が上昇しゲート電圧 V_g はVFがGND以下の状態で再びFETをオン状態にし、ゼロ電圧スイッチングが行われる。 $VF < GND$ であるが、ダイオードD3があるため電源側への再生電流は阻止される。

(期間T5)

- ・電位VFが正になると、D3が導通し、 $I (=I_L)$ が流れ始める。以後は、期間T2からの動作の繰り返しとなり、高周波発振を継続する。

5 入力電圧変動に対する出力安定化の考え方

商用電源電圧AC100V、120V、220V、240Vの全電圧に対応することは、電圧精度($\pm 10\%$)を考慮すると、それを整流平滑した電圧範囲として、125V~380V程度までの究めて広範囲の直流入力に対する安定化機能が必要となる。非接触充電において充電器に機器が置かれ充電状態になっている場合には、分離着脱式トランスの1次2次間のギャップは一定となっているため、1次コイルの電圧振幅を一定に保つことができれば出力充電電流も一定とできる。図4の回路においては、1次コイルとスイッチング素子の間に、ダイオードD3を設けてあるため、1次コイルと共振コンデンサによる共振周波数で決まる周期に対しスイッチング期間が短い場合には、1次コイル電圧波形を正弦波状とみなすことができる。

したがってこの正弦波状電圧の振幅を一定に保つことができれば、出力充電電流も安定化できると考えられる。1次コイル電圧の振幅は、電源電圧Eとスイッチングのターンオフ時に1次コイルに流した電流 I_{dmax} により決定される。

以下に具体的に検討する。図6に、図4に示した1石電圧共振型インバータの動作を検討するための基本回路を示す。t=0でスイッチをオンし、t=Tでオフした場合には、各電圧や電流が図7に示した振動波形となる。ここでR1は1次コイルの抵抗を、R3はコンデンサCの等価抵抗分を表す。ただしR1とR3は各L1、Cのリアクタンスに比べ十分小さいとする。

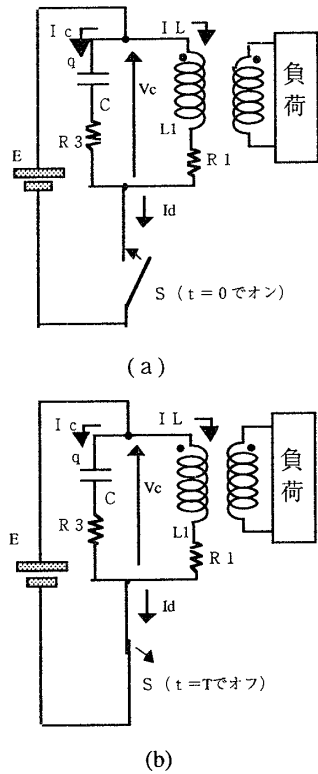


図6 基本回路

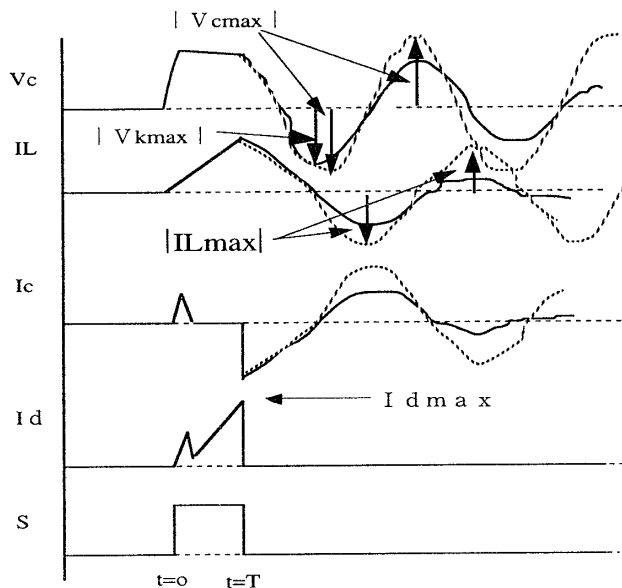


図7 波形図

1次コイル電圧Vc (コンデンサ電圧) とコイル電流IL、およびコンデンサ電流Icの波形において、実線で示した波形は、負荷に電力が供給されている場合であり減衰振動になる。点線は無負荷およびR1、R3での回路損失がない場合であり、LC共振回路による非減衰の正弦波の自由振動となる。負荷が一定の場合には、1周期間におけるVcの平均電圧振幅 $|V_{kmx}|$ は、無負荷および回路損失がない状態におけるVcの振幅 $|V_{cmax}|$ に一定の係数(1以下)をかけたものに等しくなる。従って、無負荷および回路損失がない状態におけるVcの振幅を一定に保つようすれば、負荷状態においても出力の安定化が可能となる。次に共振回路のエネルギーがゼロの初期状態において、スイッチ投入によりエネルギーがどのようにチャージされるかを以下に検討する。図6(a)においてt=0でsがオンになると、図7に示す様に、まずコンデンサCに電流が流れ、急速にVc≒Eに充電される。一方、コイルに流れる電流は、L/Rの時定数に従いt=0時点より少しづつ上昇を始める。T秒後のCとLの各々の蓄積エネルギーPc(T)、PL(T)は、式(1)、(2)で示され、この合計が、全蓄積エネルギーPとなり式(3)で示される。これよりPL(T)はIdmaxの2乗に比例し、Idmaxを任意の値に管理できれば、Pを制御できる。この蓄えられた全エネルギーPは、スイッチのオフにより、無負荷の場合、図7の点線で示したような一定振幅の自由振動波形となる。このVcおよびILの振幅は、R1、R3の影響を無視すればエネルギー保存則より $|V_{cmax}|$ 、 $|IL_{max}|$ として式(4)、(5)で求められる。負荷や損失の大きさにより実際の振幅は、点線に対し実線で示した減衰振動となる。実際の回路では、1周期毎にエネルギー減少分をスイッチングによるIdmaxの制御で補うことで一定振幅の連続発振とすることができる。従って、入力電圧Eが変化した場合の1次コイルの電圧振幅(=Vc)の安定化には、常にスイッチング時の共振回路への総蓄積エネルギー(Cへの静電エネルギーとL1への磁気エネルギーの和)を一定にするように、ターンオフ時の電流Idmaxを制御すればよい。

$$P_c(T) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot E^2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau_2}}\right)^2 \doteq \frac{1}{2} \cdot C \cdot E^2 \quad (1)$$

$$P_L(T) = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot \left(\frac{E}{R_1}\right)^2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau_1}}\right)^2 \\ = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (I_{dmax})^2 \quad (2)$$

ここで、

$$\tau_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad \tau_2 = C \cdot R_3$$

$$P = P_L(T) + P_C(T) \quad (3)$$

$$I_a = \frac{R_4 + R_5}{R_1(R_2 + R_4 + R_5) + R_2(R_4 + R_5)} E \quad (6)$$

$$I_b = \frac{R_1 R_4}{R_1 R_2 + (R_1 + R_2)(R_4 + R_5)} I \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{R_4 + R_5}{R_1(R_2 + R_4 + R_5) + R_2(R_4 + R_5)} E + \frac{R_1 R_4}{R_1 R_2 + (R_1 + R_2)(R_4 + R_5)} I \quad (8)$$

$$I = I_{dmax} = \left\{ \frac{V_1}{R_2} - \frac{R_4 + R_5}{R_1(R_2 + R_4 + R_5) + R_2(R_4 + R_5)} \cdot E \right\} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2 + (R_1 + R_2)(R_4 + R_5)}{R_1 \cdot R_4} \quad (9)$$

(9) 式から抵抗R1、R2、R4、R5を調整することで入力電圧Eの変化レベルに対する、ターンオフ前のコイル電流 (= I_{dmax}) の変化レベルを設定できることが分かる。

6.3 出力安定度の評価

図12に直流入力電圧可変に対して、1次コイル電圧および充電電流を安定化するために、R1、R2、R4、R5を具体的に設定した回路図を示す。

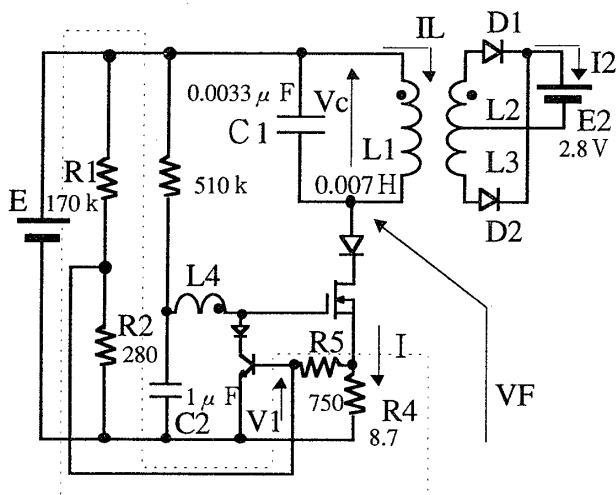


図12 入力電圧変動に対する出力安定化を施した回路

6.3.1 出力安定化を行っていない場合

まず、安定化を行っていない場合の回路 (図12にてR5 = 0としR1、R2をはずしたもの) における電源電圧Eに対する1次コイル電圧特性と、平均充電電流特性を図14、図15に示す。入力電圧の約3倍の変化(125V~380V)に対し、1次コイル電圧は約2倍(200V~400V)に、充電電流は約10倍(0.1A~1.1A)に変化している。図16、図17に電源電圧140V、290Vに対するスイッチング電流I、電位VF、充電電流I2の各部波形を示す。なお、測定波形と特性データとして使用した数値の関係を図13に示す。1次コイル電圧振幅Vcとは、V_{cp-p}の1/2の振幅 (V_{c0-p}) を表わしている。

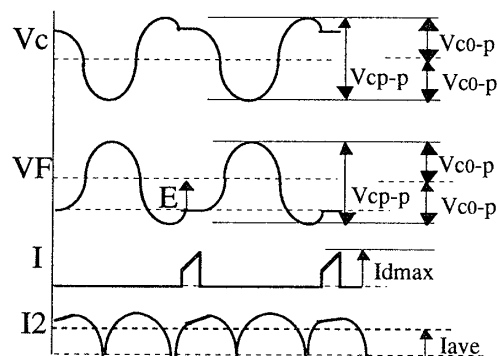


図13 各部波形と特性データとの関係

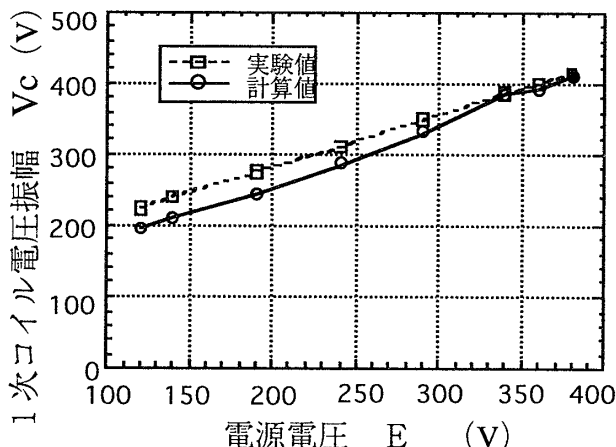


図14 1次コイル電圧振幅-電源電圧特性

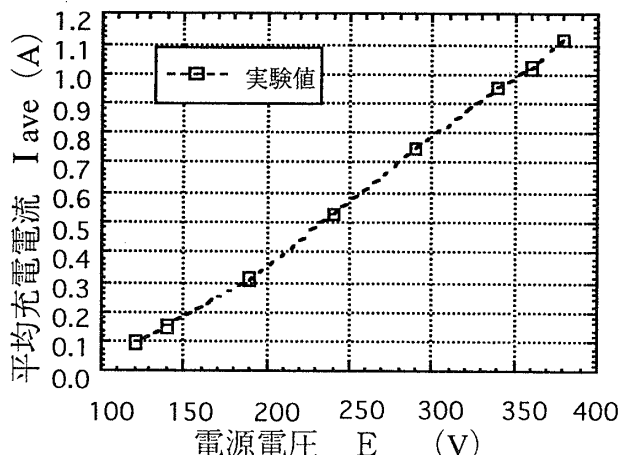


図15 平均充電電流-電源電圧特性

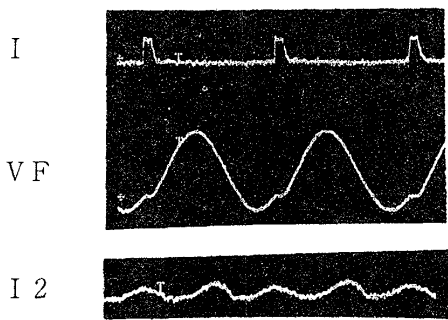


図16 電源電圧DC140Vにおける波形

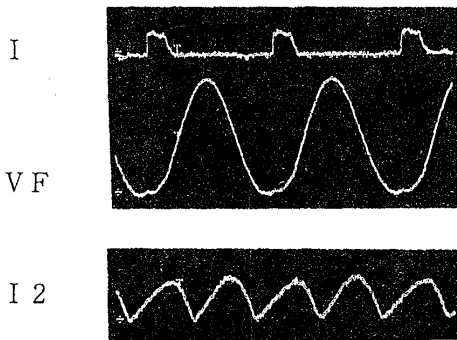


図17 電源電圧DC290Vにおける波形

6.3.2 出力安定化を施した場合

これに対し、図12の定数で安定化をおこなった場合の電源電圧Eに対する1次コイル共振電圧特性と、出力電流特性を図18、図19に示す。入力電圧の約3倍の変化(125V~380V)に対し、共振電圧は±10%の変動に、充電電流は±5%の変動内に収まっている。図20は入力電圧変動に対するターンオフ直前のコイル電流 I_{dmax} の変化を示したものである。図21、図22に電源電圧140V、290Vに対する各部波形を示す。電源電圧Eが大きくなるとともに、 I_{dmax} を小さく制御できていることが分かる。

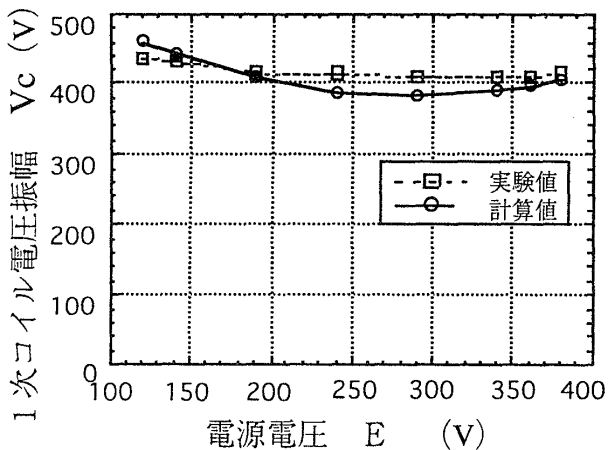


図18 1次コイル電圧振幅-電源電圧特性

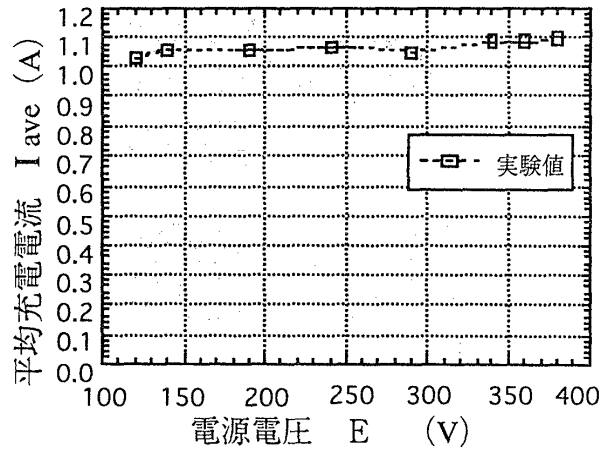


図19 平均充電電流-電源電圧特性

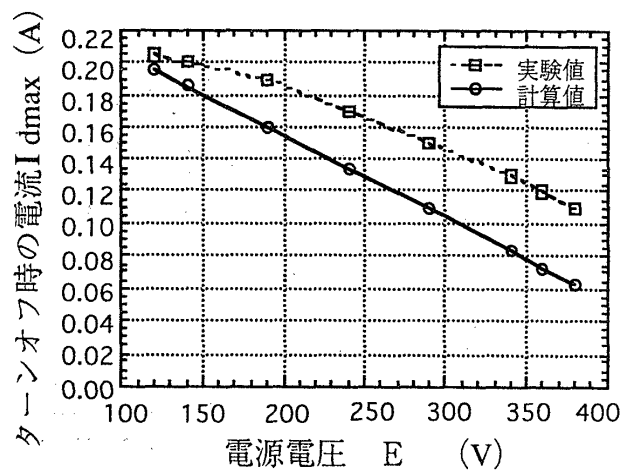


図20 I_{dmax} -電源電圧特性

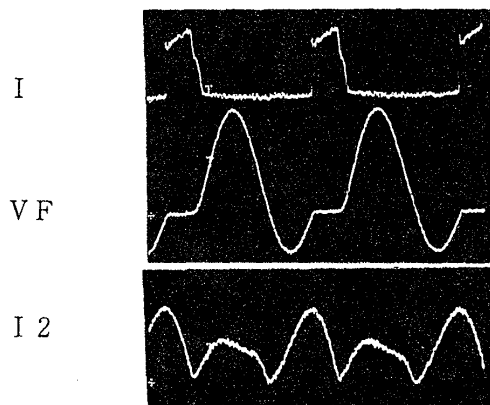


図21 電源電圧DC140Vにおける波形

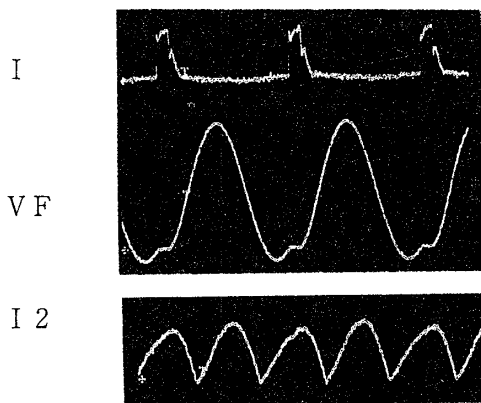


図22 電源電圧DC290Vにおける波形

7 応用システム

制御トランジスタのベース・エミッタ入力部にバイアス電圧を与えてコイル電流 I_{max} を制御し、出力の安定化を行うしくみは図23のように、直接2次側の電圧または、電流の情報をフィードバックして安定化制御を行う場合にも応用できる。

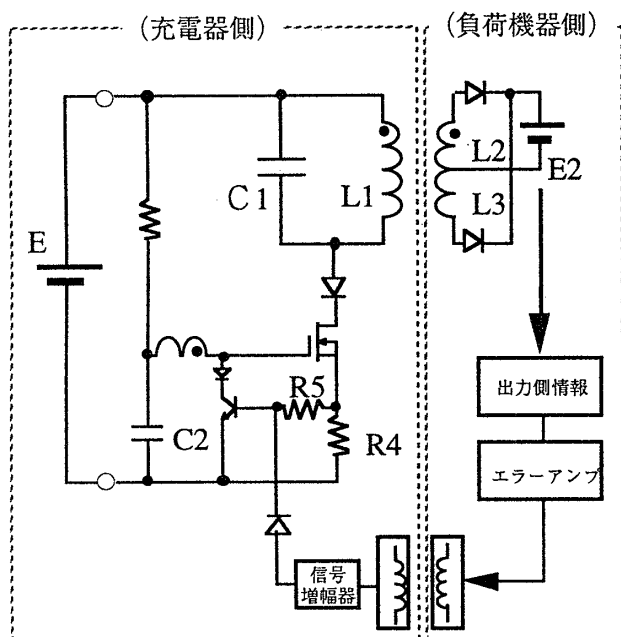


図23 負荷側からの制御システム

8 むすび

非接触充電システムにおいて、世界標準電源 (AC 100、120、220、240V) の全電圧範囲の入力に対応したシンプルな実用回路について検討を行った。その結果、分離着脱式トランスの持つ漏れインダクタンスを積極的に利用した1石電圧共振型のインバータ回路において、その共振回路への総蓄積エネルギーを常に一定に保つ考え方に基づき、わずか抵抗3本の追加のみで±10%以内の出力変動に抑えられるメカニズムを見出した。課題としては負荷急変時を含めた、スイッチング素子に対する電圧ストレスの軽減である。

参考文献

- [1] 坂本浩、原田耕介：「C級自励コンバータによる非接触給電について」電気学会マグネティックス研究会資料MAG-92-180
- [2] 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.
- [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 (ウエルネス家電特集) Mar.1998 「シェーバ用非接触充電技術の開発」 pp. 29-34
- [5] 松下電工技報 第62号 (ウエルネス家電特集) Mar.1998 「電動ハブラシ『デンタルバイワン EW182/187』の開発」 pp. 57-61