

非接触給電における定電流充電について

安倍 秀明[†] 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 電磁誘導を利用した非接触充電方式では分離着脱式トランスを使用する。このため、トランスには漏れインダクタンスが存在する。この漏れインダクタンスによる誘導リアクタンスは充電電流に大きく影響する。そのため、電池電圧が大きく変化すると充電電流も大きく変化する。従って電圧の異なる電池への定電流充電を行う場合には、精密なフィードバック制御が必要となる。これは、信号伝送と制御機能の追加によるシステムサイズの増大とコストアップをもたらす。筆者らは、部品数を増大させずに広い電池電圧範囲に対応した定電流の非接触充電システムを検討した。その結果、具体回路方式と回路条件を見いだしたので報告する。

キーワード 磁気結合充電器、漏れインダクタンス、定電流充電

Constant-current Charge of the Non-contact Load Dispatching

Hideaki ABE[†], 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 A non-contact charging method using electro magnetic induction has a detachable transformer. Therefore the transformer has leakage inductance. Inductive reactance based on the leakage inductance influences strongly the charging current. Therefore, the charging current will change inversely proportional to the voltage of the cell. Consequently, in the case of constant-current charge to the cell that voltage varies widely, precision feedback control will become necessity. This causes increase of the system-size and cost by adding the function of signal and control to the system. We studied a constant-current charge of the non-contact energy transfer with respect to the wide region of the cell voltage without adding circuit parts. As a result, concrete method and the condition are founded.

key words magnetic coupled charger, leakage inductance, constant-current charge

1 まえがき

一般に電磁誘導を利用した非接触充電において、充電電流を決定するインピーダンスは、電池の内部抵抗よりも漏れインダクタンスによるリアクタンスが支配的となっている。また平均充電電流は漏れインダクタンスと2次電池電圧に反比例する。2次電池の充電には比較的定電流充電が多く行われているが、従来方式による充電電流制御は、電池内部抵抗よりも十分大きな抵抗で電流を固定化する簡易的な方法と、充電電流を検出しインダクタを使ったスイッチングによるPWM制御等での電流安定化フィードバックを行う方法が一般的である。非接触充電においては分離着脱式トランスを利用する関係で漏れインダクタンスが必然的にもなっている。実用的な非接触充電システムを構築する場合、一般に高周波駆動での漏れインダクタンスによる誘導リアクタンスは電池内部抵抗よりも十分大きいために、このインダクタンスが電流固定化のためのインピーダンスとして容易に利用できる。しかし、充電電流増大に伴う電池電圧の増加や、不特定本数の直列接続された組み電池などへの充電には、定電流化が難かしくなる。従って、特に後者の場合のような大幅に電池電圧が変わる場合への対応には、通常よりも精密なフィードバック制御を必要とすることになる。また非接触充電のための電流検出フィードバックは、この信号経路も無接点で構成しなければならず、制御回路の追加以外に信号カップリング構造の工夫などを必要とし、サイズ価格共に増大する。筆者らはこの定電流充電において電池電圧が10倍程度変化しても電流を一定値に維持できるフィードバックレスのシンプル回路を検討した。本論文はこの定電流充電の新しい方式と条件について検討したものである。

2 非接触充電における充電電流の基礎特性

Fig.1に非接触充電の基本回路を、Fig.2にその等価回路を示す。また分離着脱式トランスの概観図をFig.3に、それらの仕様をTable 1に示す。この回路の各部の波形はFig.4のようになっている。

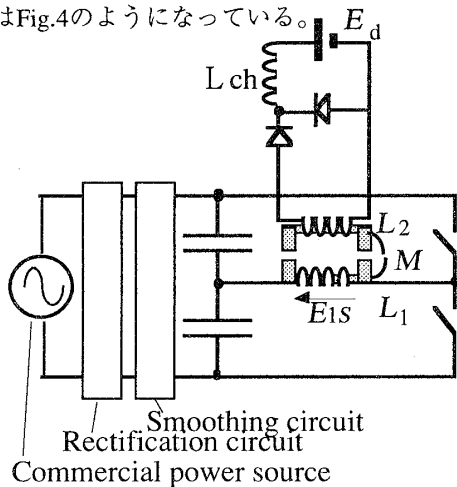


Fig. 1 Basic circuit of non-contact charging.

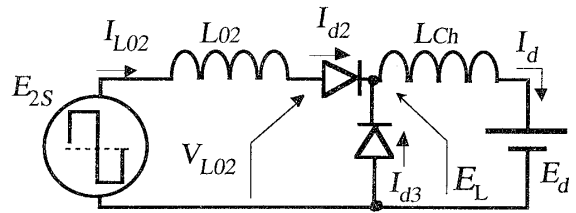


Fig. 2 Equivalent circuit.

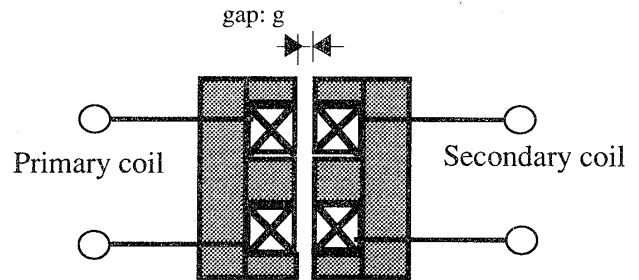


Fig. 3 Detachable transformer.

Table 1 Circuit condition.

Parameter	Values
Primary voltage	E1 (V) 70
Cell voltage	Ed (V) parameter
Carrier frequency	f (kHz) 110
Gap length	g (mm) 2
Primary inductance	L1 (mH) 0.101
Secondary inductance	L2 (μH) 9.23
Mutual inductance	M (μH) 18.44
Leakage inductance	L02 (μH) 5.98

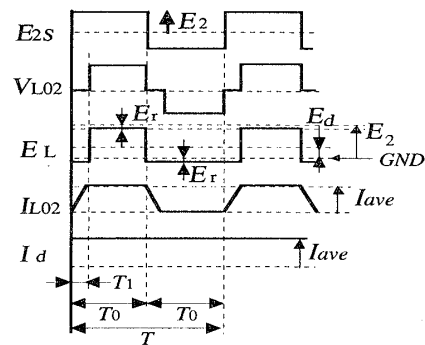


Fig. 4 Waveforms of the circuit.

各要因の関係は式 (1) ~ (6) のようになっており充電電流は式 (7) として求められる。整流器の電圧降下 E_r を無視できれば充電電流は式 (8) となる。ここで E_1 はFig.1における1次コイル電圧振幅を、 E_2 はFig.2の2次側換算等価回路における電圧源の振幅を、 L_1, L_2, M, k は各々分離着脱式トランスの1次インダクタンス、2次インダクタンス、相互インダクタンス、結合係数である。 L_{02} は2次側換算等価回路における漏れインダクタンス、 E_d は2次電池の電圧である。 T_0 は半周期であり、2次誘起電圧の駆動周波数は f である。

$$T_1 = \frac{L_{02} \cdot I_d}{E_2} \tag{1}$$

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

$$E_d = (E_2 - E_r) \cdot \frac{T_2}{T} - E_r \cdot \frac{T - T_2}{T} \tag{3}$$

$$E_d + E_r = \frac{T_2}{T} \cdot E_2 \tag{4}$$

$$E_d + E_r = f \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f} - \frac{L_{02} \cdot I_d}{E_2} \right) \cdot E_2 = \frac{E_2}{2} - f \cdot L_{02} \cdot I_d \tag{5}$$

$$f \cdot L_{02} \cdot I_d = \frac{E_2}{2} - E_d - E_r \tag{6}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{E_2 - E_d - E_r}{2 \cdot f \cdot L_{02}} \tag{7}$$

$$I_d = I_{ave} = \frac{E_2 - E_d}{2 \cdot f \cdot L_{02}} \tag{8}$$

ここで E_2 および、 L_{02} は下式の関係がある。

$$E_2 = \frac{M \cdot E_1}{L_1} = k \cdot \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot E_1 \tag{9}$$

$$L_{02} = L_2 \cdot (1 - k^2) \tag{10}$$

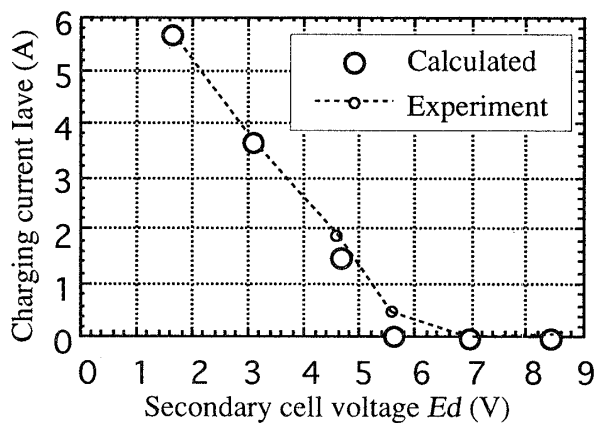


Fig. 5 Characteristics of I_{ave} vs. E_d .

式 (7) を使い、電池電圧 E_d に対する充電電流特性を求める。 E_r は 0.5V としている。計算値と、実測値の関係を Fig. 5 に示す。 E_d が 5.5V 程度までは電池電圧に反比例して充電電流が低下していることがわかる。 E_d が 5.5V 以上になると 2 次誘起電圧 E_2 が 2 次電池電圧と整流器電圧降下の和よりも小さくなるため充電電流はとりだせなくなっている。

3 非接触充電における充電電流の実用化特性

非接触充電システムを実用化する場合、特に高出力化を狙う場合には、2 次コイルに並列接続したコンデンサを使った負荷整合技術が必要となる。この場合における充電電流特性を調べる。 Fig. 6 に、非接触充電の基本回路を、 Fig. 7 にその等価回路を示す。この回路の各部の波形の一例は Fig. 8 のようになっている。

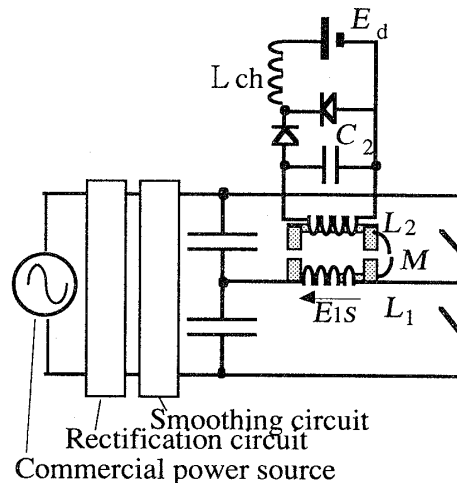


Fig. 6 Basic circuit of non-contact charging with C_2 .

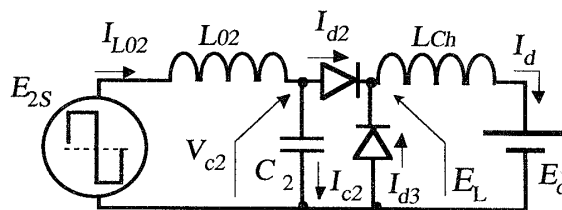


Fig. 7 Equivalent circuit with C_2 .

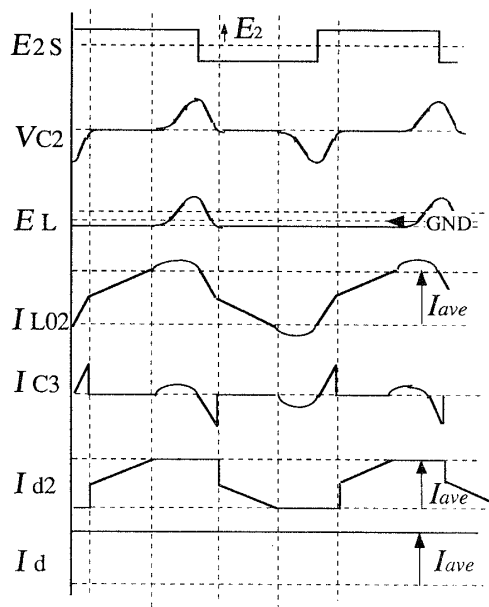


Fig. 8 Waveforms of the circuit with C_2 .

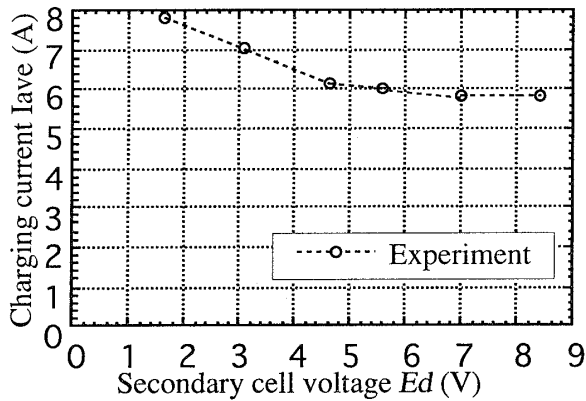


Fig. 9 Characteristics of Iave vs. Ed.

各々の2次電池電圧Edにおいて2次側並列コンデンサの値を最適化し、充電電流を最大にとりだせるように負荷整合を行った場合の充電電流特性をFig.9に示す。この特性では、電池電圧Edが4.5V程度までは電池電圧に反比例して充電電流が低下していることがわかる。しかしEdが4.5V以上になると電池電圧の変化にほとんど依存せず充電電流が一定値になっていることが分かる。この領域に着眼し性質やメカニズムを検討すれば、負荷整合のメリットを生かしつつ充電電流の安定化方策の発見が期待できる。

4 非接触充電における定電流充電方式と条件

電池電圧に依存しない定電流充電の具体方策を求めするためにさらに詳しい調査を行い、具体回路と、その条件を見出し、さらに、これらの関係を定量化して汎用性をもたせる。

4.1 充電電流特性の詳細検討

Fig.10に2次コイル並列容量値を横軸に、充電電流を縦軸とし、2次電池電圧をパラメータとして求めた実験特性を示す。この特性から図中のC2の値がC2 (const)になる場合に、充電電流Iaveがほぼ一定電流のIave(const)となっていることが分かる。このC2 (const)の条件が分かればFig.7で示される等価回路に対応した実用回路において部品の追加なしで定電流化が実現できる。電池電圧Edが大きい場合の(例えば、Ed=10V)の放物線状の特性のピーク値と、C2 (const)の数値を考察すると、2次誘起電圧と漏れインダクタンスL02とC2との直列共振回路の、2次誘起電圧の駆動周波数に依存した同調条件になっていることが分かった。すなわち(11)式の条件を満たすC2の値がC2 (const)である。

$$C_2 = \frac{1}{L_{02}} \cdot \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2} \quad (11)$$

4.2 定電流充電条件における電流値の定量化

(11)式の条件下における波形を観察し、充電電流値Iave(const)を求める。Fig.11にEdが低い場合、Fig.12にEdが中程度の場合、Fig.13にEdが高い場合の各部の波形図を示す。Ic2と、IL02の各電流波形が異なるが、出力充電電流Idの平均値IaveはIave(const)である。これらの波形解析からIave(const)を求める場合、Fig.12の場合が容易であることが分かった。その理由は、Fig.12に示した各動作期間の初期値のいくつかはゼロとなる条件を満たし、解析の容易化が行なえるためである。

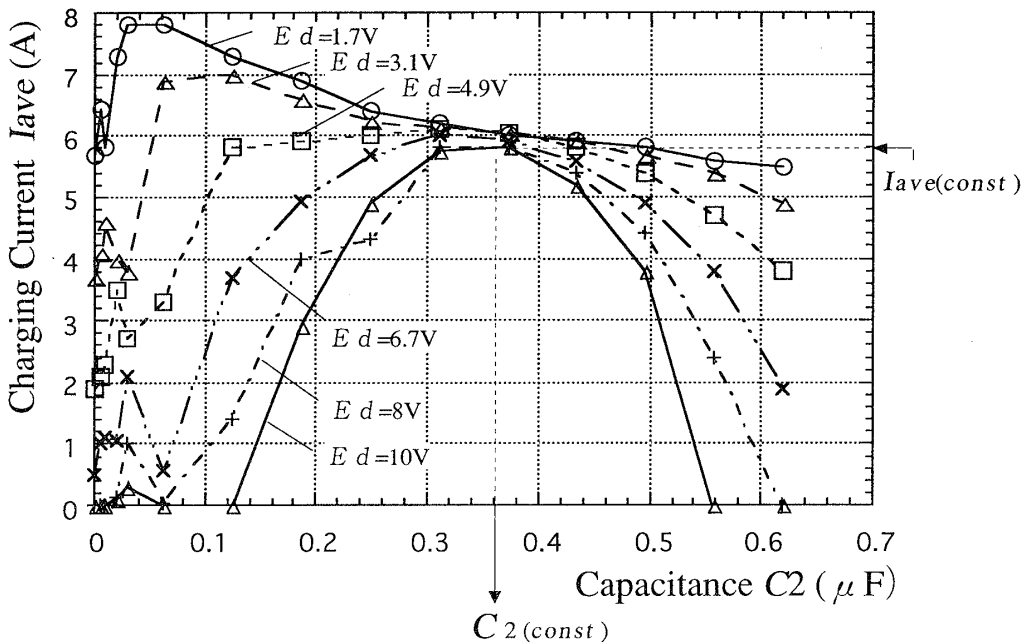


Fig. 10 Characteristics of Iave vs. C2.

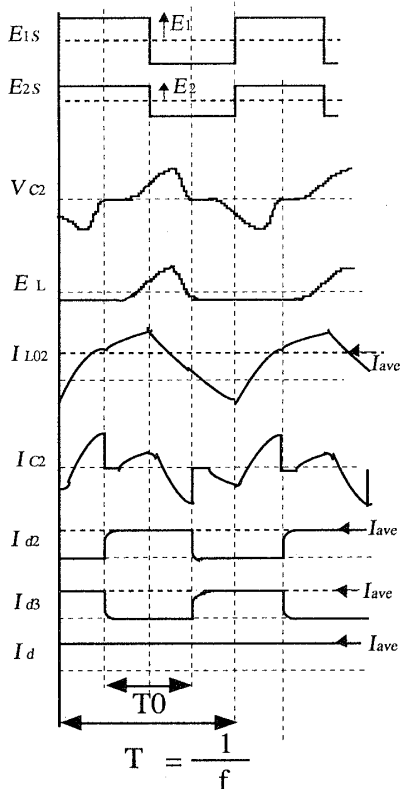


Fig. 11 Waveforms of the circuit
(When E_d is selected as a small value.)

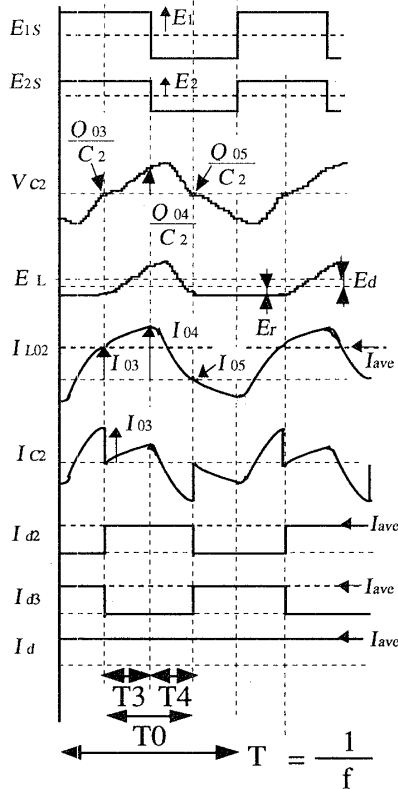


Fig. 12 Waveforms of the circuit
(When E_d is selected as a medium value.)

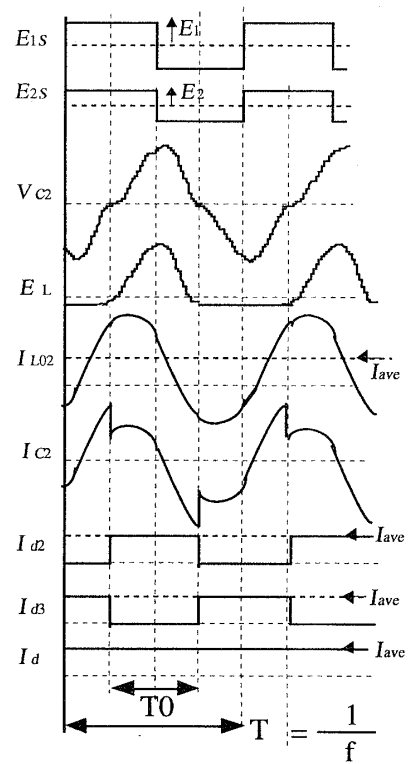


Fig. 13 Waveforms of the circuit
(When E_d is selected as a large value.)

Fig.12の状態において波形の対象性を考えると図示のT3、T4期間を検討すればよい。平均充電電流 I_{ave} はちょうど I_{03} と同じ値となっている。T3、T4期間の各等価回路をFig.14、Fig.15に示す。

<期間T3>

$I_{03}=I_{ave}, Q_{03}=0$ より、漏れインダクタンスに流れる電流 I_{L02} とコンデンサ C_2 に蓄積される電荷 Q は、(12)、(13)式で表される。

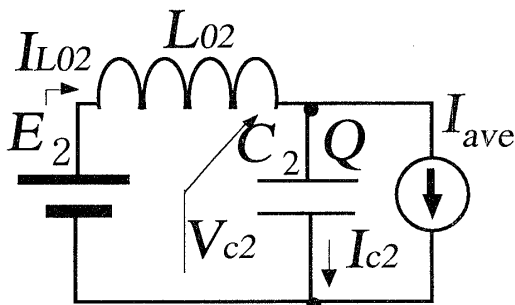


Fig. 14 Equivalent circuit at period T3.

$$I_{04} = I_{ave} + E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} \cdot \sin \omega \cdot T_3 \quad (12)$$

$$Q_{04} = C_2 \cdot E_2 - C_2 \cdot E_2 \cdot \sin \left(\omega \cdot T_3 + \frac{\pi}{2} \right) \quad (13)$$

ここで、

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \quad (14)$$

<期間T4>

$I_{05}=0, Q_{05}=0$ より、漏れインダクタンスに流れる電流 I_{L02} とコンデンサ C_2 に蓄積される電荷 Q は、(15)、(16)式で表される。

$$I_{05} = 0 = I_{ave} + \sqrt{\left(-E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} - \frac{Q_{04}}{\sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \right)^2 + (I_{04} - I_{ave})^2} \cdot \sin \left(\omega \cdot T_4 + \tan^{-1} \left(\frac{I_{04} - I_{ave}}{-E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} - \frac{Q_{04}}{\sqrt{L_{02} \cdot C_2}}} \right) \right) \quad (15)$$

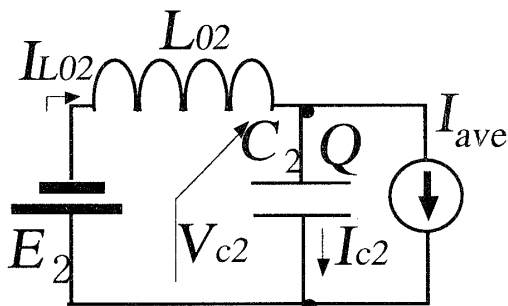


Fig. 15 Equivalent circuit at period T4.

$$Q_{05} = 0 = -C_2 \cdot E_2 + \sqrt{\left((I_{04} - I_{ave}) \cdot \sqrt{L_{02} \cdot C_2} \right)^2 + (Q_{04} + C_2 \cdot E_2)^2} \cdot \sin \left(\omega \cdot T_4 + \tan^{-1} \left(\frac{Q_{04} + C_2 \cdot E_2}{(I_{04} - I_{ave}) \cdot \sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \right) \right) \quad (16)$$

ここで、T3とT4は1/4fとみなせるからI04,Q04にこの関係を適用すると(17)、(18)式で表される。これを式(15)に代入して整理すると平均充電電流Iaveは(19)式で表される。

$$I_{04} = I_{ave} + E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} \cdot \sin \frac{\omega}{4 \cdot f} \quad (17)$$

$$Q_{04} = C_2 \cdot E_2 - C_2 \cdot E_2 \cdot \sin \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (18)$$

$$I_{ave} = \frac{-\sqrt{\left(E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} \cdot \left(\sin \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} + \frac{\pi}{2} \right) - 2 \right) \right)^2 + \left(E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} \cdot \sin \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} \right) \right)^2}}{\sin \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} + \pi + \tan^{-1} \left(\frac{\sin \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} \right)}{\sin \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} + \frac{\pi}{2} \right) - 2} \right) \right)} \quad (19)$$

次に Fig.12が成り立つ時の電池電圧を求める。電池電圧E dは式(20)で表される。これは図示のEL電圧波形の平均値がE dに等しいとする条件である。またEL電圧は、Vc2電圧波形の半波整流電圧である。従って、式(20)のVx1、Vx2、Vx3は、T3期間のVc2の電圧積分値、T4期間のVc2の電圧積分値、1周期間のダイオード電圧降下分の積分値である。これらは式(21)～(23)として表される。EL電圧は、Vc2電圧波形の半波整流電圧であるからEL(T3)とEL(T4)は式(24)、(25)で表すことができる。従って式(21)は(26)式として、式(22)は(27)式として求められる。従って、E dが求められる。

$$E_{Lave} = f(V_{x1} + V_{x2} + V_{x3}) = E_d \quad (20)$$

$$V_{x1} = \int_0^{T_3} E_L(T_3) dt \quad (21)$$

$$V_{x2} = \int_0^{T_4} E_L(T_4) dt \quad (22)$$

$$V_{x3} = \int_0^{2T_0} E_L(E_r) dt = -\frac{E_r}{f} \quad (23)$$

$$E_{L(T3)} = E_2 - E_2 \cdot \sin \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) \quad (24)$$

$$E_{L(T4)} = -E_2 + \frac{1}{C_2} \cdot \sqrt{\left((I_{04} - I_{ave}) \cdot \sqrt{L_{02} \cdot C_2} \right)^2 + (Q_{04} + C_2 \cdot E_2)^2} \cdot \sin \left(\omega \cdot t + \tan^{-1} \left(\frac{Q_{04} + C_2 \cdot E_2}{(I_{04} - I_{ave}) \cdot \sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \right) \right) \quad (25)$$

$$V_{x1} = \int_0^{T_3} E_L(T_3) dt = \left[E_2 \cdot t + \frac{E_2}{\omega} \cdot \cos \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2} \right) \right]_0^{T_3} \\ = \frac{E_2}{4 \cdot f} + \frac{E_2}{\omega} \cdot \cos \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} + \frac{\pi}{2} \right) \quad (26)$$

$$V_{x2} = \int_0^{T_4} E_L(T_4) dt \\ = \left[-E_2 \cdot t - \frac{1}{C_2 \cdot \omega} \cdot A \cdot \cos(\omega \cdot t + B) \right]_0^{T_4} \\ = \frac{-E_2}{4 \cdot f} - \frac{1}{C_2 \cdot \omega} \cdot A \cdot \cos \left(\frac{\omega}{4 \cdot f} + B \right) + \frac{1}{C_2 \cdot \omega} \cdot A \cdot \cos(B) \quad (27)$$

ここで、

$$A = \sqrt{\left((I_{04} - I_{ave}) \cdot \sqrt{L_{02} \cdot C_2} \right)^2 + (Q_{04} + C_2 \cdot E_2)^2} \\ B = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{04} + C_2 \cdot E_2}{(I_{04} - I_{ave}) \cdot \sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \right)$$

4.3 計算式の評価

式(11) (19) (20)を使いC2(const)、Iave(const)、E dを求めると、各々0.34μF、5.74A、2.36Vとなり、実験値によく一致していることが確認された。なお、電圧降下Erは0.5Vとして計算した。

5 出力電流が非平滑の場合の定電流充電について

これまでの、整流電流をチョークコイルで平滑化した場合の定電流化の方式とその条件を検討し、良好な結果を得たが、チョークコイルを使用せず脈流のまま充電電流として利用する半波整流方式の定電流充電について検討する。

5.1 出力に半波整流を使用する非接触充電回路

出力にチョークコイルを使わない半波整流回路を持つ実用回路構成をFig.16に示す。電圧形、半共振、全波形の共振形インバータである。[1] Fig.17にその等価回路を示す。これは、1次コイルの正弦波状電圧に比例した正弦波状の2次誘起電圧で構成されている。さらにこれをFig.18の等価回路に変換する。これは、正弦波状の2次誘起電圧を方形波に換算して構成している。Vcsの振幅Vcの方形波振幅E2への変換はVcの平均振幅をE1として(28)式で与えられる。

$$E_2 = \frac{2 \cdot M \cdot E_1}{L_1 \cdot \pi} \tag{28}$$

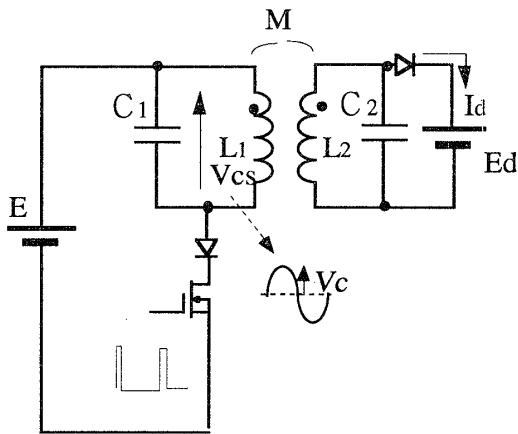


Fig. 16 Basic circuit of non-contact charging.

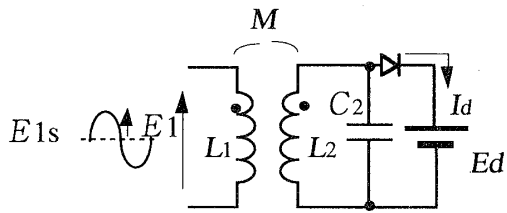


Fig. 17 Equivalent circuit.

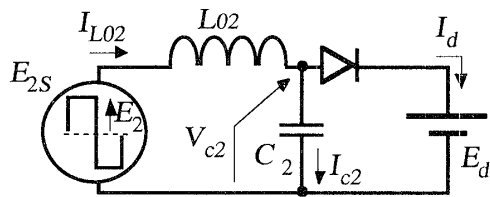


Fig. 18 Equivalent circuit
(Using square waveform E2s converted from E1s.)

5.2 充電電流特性

Fig.19に示したトランスを使いTable 2の条件で動作させたときの2次コイル並列容量C2に対する平均充電電流Iaveの特性をFig.20に示す。この場合、Edの変化に対する定電流度は先に述べたチョークインプット整流式の場合に比べて多少劣っているように見えるが、それでも電池本数1本あたりに対し、充電電流の変化は10%程度である。この方式で特徴的なのは定電流化されている領域が広いことである。(11)式の条件では、C2が0.09μF程度になりこの領域内に入っている。しかし効率を考えるとできるだけ多くの電流を取りだせるC2max(const)の値を設定するほうが望ましい。

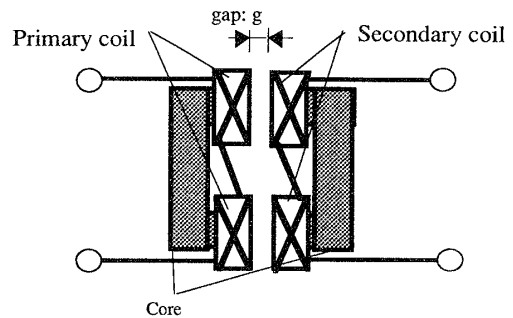


Fig. 19 Detachable transformer.

Table 2 Circuit condition.

Parameter	Values
Primary voltage	Vc (V) 150
Cell voltage	Ed (V) parameter
Carrier frequency	f (kHz) 67
Gap length	g (mm) 3.8
Primary inductance	L1 (mH) 1.46
Secondary inductance	L2 (μH) 63.5
Mutual inductance	M (μH) 40.8
Leakage inductance	L02 (μH) 62.4
Drop voltage	Er (V) 0.95

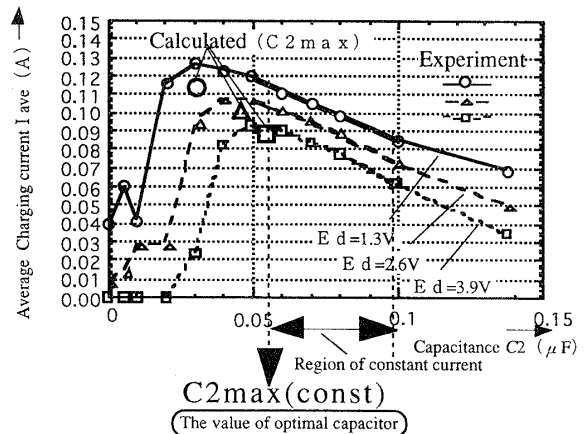


Fig. 20 Characteristics of Iave vs. C2.

$C_{2max}(const)$ の値は対象とする電池電圧の最大値における(図では、3.9V)負荷整合条件をみたせばよいことが分かる。この場合では各部の波形はFig.21のようになっており式(29)により C_{2max} を求め、式(30)により I_{avemax} が求められる。[2] この計算による各電池電圧に対する計算値を大きなシンボルで図示している。

本例では、 $E_d=3.9V$ の場合の負荷整合条件を満たす C_{2max} を設定すれば、定電流化を最大効率のもとで行なえる。

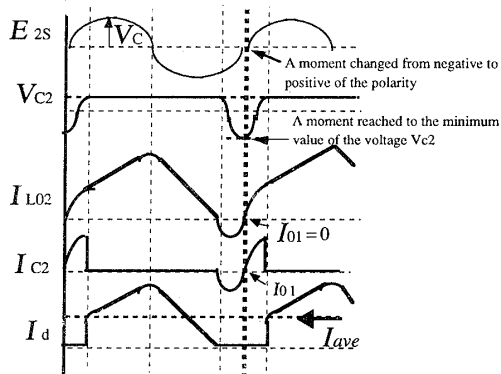


Fig. 21 Waveforms of the circuit

$$C_{2max} = \frac{E_d^2}{L_{02} \cdot f^2} \cdot \left(\frac{1}{A_1 + A_2} \right)^2 \quad (29)$$

ここで、

$$A_1 = \pi \cdot (E_2 + E_d + \alpha \cdot (E_d - E_2))$$

$$A_2 = (E_d + 3 \cdot E_2) \cdot \sin(\pi \cdot \alpha)$$

$$\alpha = \frac{\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{E_2 - E_d}{E_d + 3 \cdot E_2}}{\pi}$$

$$I_{ave\ max} = \frac{1}{2 \cdot T_0}$$

$$\left((T_0 - T_1) \cdot I_{02} + \frac{1}{2} \cdot (T_0 - T_1)^2 \cdot \frac{E_2 - E_d}{L_{02}} + \frac{1}{2} \cdot L_{02} \cdot \frac{I_{03}^2}{E_2 + E_d} \right) \quad (30)$$

ここで、

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \quad T_0 = \frac{1}{2 \cdot f} \quad T_1 = \frac{\pi \cdot \alpha}{\omega}$$

$$I_{02} = \left(E_2 \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{02}}} + \frac{C_2 \cdot (2 \cdot E_2 + E_d)}{\sqrt{L_{02} \cdot C_2}} \right) \cdot \sin(\omega \cdot T_1)$$

$$I_{03} = \frac{(T_0 - T_1) \cdot (E_2 - E_d)}{L_{02}} + I_{02}$$

6 まとめ

以上に非接触給電における定電流充電について、フィードバック制御を使わず部品点数を維持したまま実現できる具体回路と、その条件および特性の考察を行ってきた。本論文では出力電流の整流に半波整流回路を使い、電流平滑の有無に対応する2つの定電流化方式を提案し良好な結果を得た。また、他のセンタタップ整流やブリッジ整流における定電流化の検討も現在行っているところである。本提案方式の利点は、部品数を増やさないことであるが、さらに精密な定電流化が必要な場合は本提案に無接点信号による出力電流モニタのフィードバック制御を適用すれば、追加部品も最小に押さえられ、良好な性能を発揮できると考えている。

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] 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.