

# 共振を伴う磁気結合回路へのパルスと方形波電圧印加の 違いによる挙動解析

安倍秀明・秋山稔博・尾崎 保・小原弘士・辻本豊彦・工藤 均・藪田 明

パナソニック株式会社 エコソリューションズ社 〒571-8686 大阪府門真市大字門真 1048

E-mail: abe.hideaki@jp.panasonic.com

**あらまし** 電磁誘導を利用するワイヤレス給電分野では、多様な視点で研究アプローチが進められている。筆者らは、システム全体の高効率化のために、ソフトスイッチング高周波インバータをワイヤレス給電システムに適用してきた。この方式は複数の形態があり、共振回路を伴う磁気結合コイルへ印加する電圧波形も多様となる。本稿では、これらの代表的な形態を示すと同時に、パルスの電圧を印加する 1 石電圧共振型インバータによる駆動と、方形波電圧が印加される多石の電流共振型インバータによる駆動において、その挙動メカニズムを解析し、設計の留意点やシステム全体の高効率化と小型化等への寄与を考察する。

**キーワード** ワイヤレス電力伝送, 磁気結合, 共振, ソフトスイッチング, インバータ, 固有周波数

## Behavior Analysis when Added Pulse and Square Pulse Voltage to Magnetic-coupled Coil with Resonance

Hideaki ABE Toshihiro AKIYAMA Mamor OZAKI Hiroshi KOHARA Toyohiko TSUJIMOTO  
Hitoshi KUDO and Akira YABUTA

Eco Solutions Company, Panasonic Corporation, 1048 Kadoma, Osaka, 571-8686, Japan

E-mail: abe.hideaki@jp.panasonic.com

**Abstract** In the field of wireless power transfer using electromagnetic induction, study approach is pushed forward in a variety of viewpoints. We applied soft switching high frequency inverter to a wireless power transfer system for high efficiency of the system. This method has plural forms, and voltage wave patterns to apply to the magnetic-coupled coil with the resonance circuit become various. In this report, we show these practical forms and analyze behavior mechanism of the resonance type inverter using a pulse voltage and a square pulse voltage.

**Keyword** Wireless Power Transmission, Magnetic Coupling, Resonance, Soft Switching, Inverter, Natural frequency

### 1. まえがき

電磁誘導を利用するワイヤレス給電分野では、負荷電流に伴う 2 次コイル出力電圧の低下補償や、1 次コイル入力電圧の昇圧化、コイル間電力伝送の高効率化のために共振回路が併用される。入力側には、ソフトスイッチングを行う高周波インバータが一般に使用される。このソフトスイッチングも共振をたくみに利用している。両者の共振応用は共に、高効率化とノイズ低減等の大きな効果を有する。高周波インバータの方式は多様な形態があり、この出力電圧、すなわち 1 次コイル側の駆動電圧波形も、図 1 に示すように多様な波形となる。[1]-[5]

本稿では、これらの代表的な印加電圧波形を持つ高周波インバータの回路形態を示すと同時に、このなかで (a) のパルスの電圧を印加する 1 石共振型インバータによる駆動と、(b) の方形波電圧が印加される多石

の共振型インバータによる駆動において、その回路挙動の詳細なメカニズムを解析する。過渡時、定常時の各部の波形や周期等から、インバータと共振回路を伴う磁気結合部に対し、損失、電圧の大きさ、ノイズ、効率等に関して考察を行う。また解析式で出現する固有周波数に関する考察も行う。

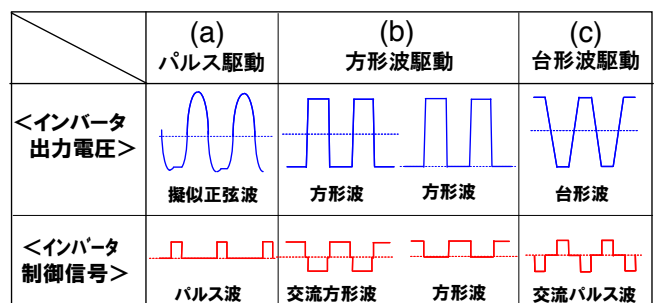


図 1 WPT 用インバータ方式

## 2. WPT 駆動用ソフトスイッチングインバータ

図2に電磁誘導を利用するワイヤレス電力伝送(WPT: Wireless Power Transfer)システムに使われるソフトスイッチング高周波インバータの具体構成例を示す。図1の(a)~(c)に対応している。(a)はパワートランジスタを1つ使い、直流電圧をパルス駆動して擬似正弦波を得る形態の電圧共振型インバータである。ダイオードを省略する場合もある。[1][2] (b)(b)'はパワートランジスタを2つ使う電流共振型のハーフブリッジインバータである。部分共振型のタイプもある。2つのトランジスタが交互にスイッチすることで方形波電圧を出力する。[4][5] 4つのパワートランジスタを使ったフルブリッジ構成でも方形波電圧を構成できる。(c)は多石のインバータであるが、ソフトスイッチングを行うためのコンデンサを1次コイルの並列共振コンデンサと共用させて、台形波上の電圧が1次コイルに加わる部分共振型の形態である。[4] 本稿では(a)と(b), (b)'の形態の挙動メカニズムを解析する。

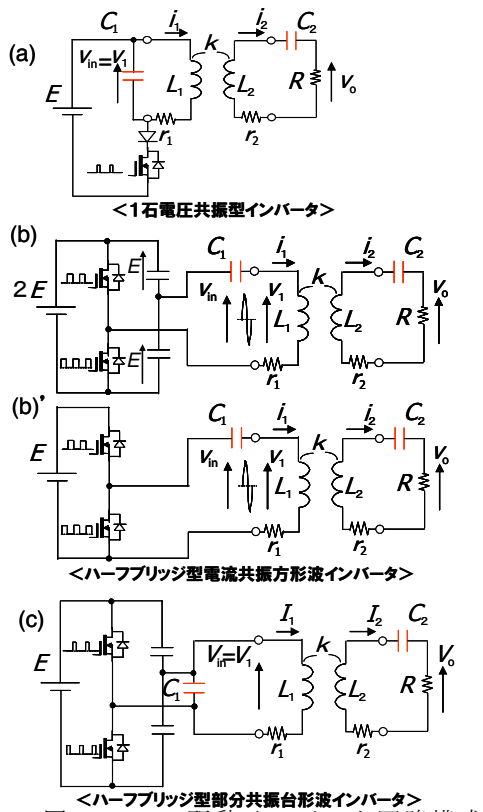


図2 WPT 駆動インバータ回路構成

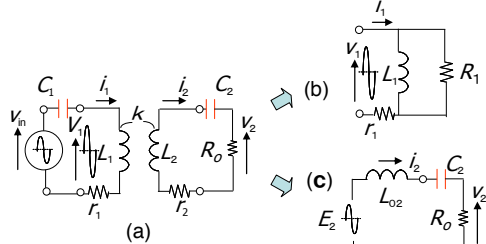


図3 磁気結合回路の等価回路と負荷抵抗換算

## 3. 1次換算等価回路化

挙動の解析においてパラメータ数を絞るため、1次コイルから負荷側を見た等価回路に変換する。図3(a)に共振回路を伴う磁気結合の線形回路を示す。この回路を、(b)の1次側換算等価回路と、(c)の2次側換算等価回路で表す。2次側の直列共振コンデンサが、2次換算等価漏れインダクタンス  $L_{02}$  との共振条件の近傍に設定されることを前提とする。この場合、等価回路(c)の負荷抵抗  $R_0$  と2次コイル抵抗  $r_2$  での消費電力が、等価回路(b)の1次換算の等価負荷抵抗  $R_1$  での消費電力と等しくなる条件は(1)式となり、1次側から負荷側を見た(b)の等価回路が同定できる。

$$R_1 = \frac{\left(\omega L_{02} - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2 + (R_0 + r_2)^2}{(R_0 + r_2) k^2 \frac{L_2}{L_1}} \quad (1)$$

## 4. 1石電圧共振型インバータ駆動方式

### 4.1 回路形態

図4に1石電圧共振型インバータによるWPT回路を示す。1次コイルに並列共振回路が形成され同時に共振作用により、高周波インバータのソフトスイッチングが行われる。図5に動作波形を示す。この形態は、1周期の  $T_1$  区間のみインバータから磁気結合部側へエネルギーが供給されるパルス電圧印加となる。

エネルギー供給時は、1次コイルに励磁電流を流し磁気(電磁)エネルギーを蓄積しながら、負荷電力も供給する。インバータからのエネルギー供給の休止期間  $T_2$  はインダクタンスに蓄積された磁気エネルギーと並列共振コンデンサ  $C_1$  に蓄積された静電エネルギーが共振回路の自由振動電流に伴って、1次コイル電流を正弦波状に流し負荷に電力を供給する。

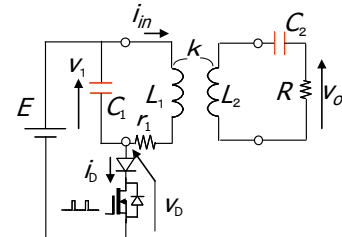


図4 1石電圧共振型インバータ WPT

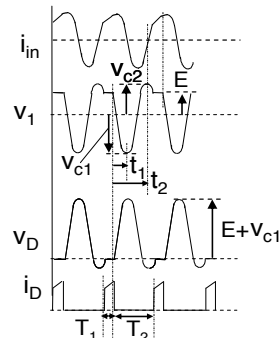


図5 動作波形

この形態の重要点は、高周波インバータがゼロ電圧スイッチング (ZVS)動作を行うことである。ZVS は、パワートランジスタのスイッチング損をほぼゼロにし、導通損のみにできる顕著な損失低減効果と、スイッチング時のリングングを抑制し高調波成分を小さくするノイズ低減効果を併せ持つ。ZVS 実現には、蓄積された磁気エネルギーが、負荷供給エネルギー分と回路損失分とを賄える量である必要がある。また、1 次コイル電圧  $V_1$  振幅の設定では、必要な大きさの 2 次コイル誘起電圧確保と、パワートランジスタの耐圧選定の両面に留意する必要がある。さらにシステム全体の高効率動作が必要である。これらの把握のためにインバータと磁気結合回路をあわせた挙動解析が必要になる。

## 4.2 回路挙動解析

図 6 に 1 石電圧共振型インバータの 1 次換算等価回路と 2 つの動作モードに対応する等価回路を示す。

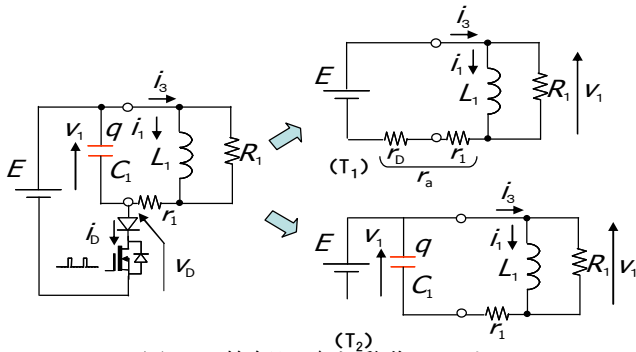


図 6 等価回路と動作モード

図 7 は、図 6 の等価回路に対応する各部の電圧、電流波形を SCAT (計測技術研究所製) による回路シミュレーション波形で示した一例である。周期  $T$  に対し  $T_1$  期間と  $T_2$  期間の動作モードが存在する。

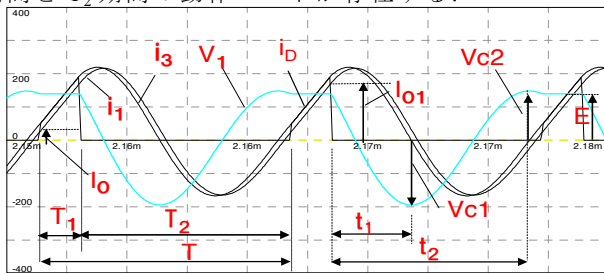


図 7 各部の電圧、電流波形シミュレーション

$T_1$  期間に電源側から電気エネルギーが供給される。 $T_1$  終了時では、1 次コイル電流  $I_{o1}$  により磁気エネルギー  $E_m$  が蓄積されている。同時に  $C_1$  に静電エネルギー  $E_s$  が蓄積されている。これらは式(2)(3)で表される。[3]  $T_2$  期間は、電源側からの電気エネルギーの供給は遮断される。この間は、 $E_m, E_s$  両者のエネルギーが電力源となり、自由振動を伴いながら負荷に電力を供給する。

$$E_m = \frac{1}{2} L_1 I_{o1}^2 \quad (2)$$

$$E_s = \frac{1}{2} C_1 E^2 \quad (3)$$

### 4.2.1. 期間 $T_1$ の解析

$T_1$  期間の等価回路 (図 6 ( $T_1$ )) から、 $i_1, i_3$  の式は(4)(5)で表される。 $r_D$  は半導体部品の導通時等価抵抗である。

$$i_1(t) = \frac{E}{r_a} + \left( I_0 - \frac{E}{r_a} \right) e^{-\frac{R_1 r_a}{L_1 (R_1 + r_a)} t} \quad (4)$$

$$i_3(t) = \frac{E}{R_1 + r_a} + i_1(t) \left( 1 - \frac{r_a}{R_1 + r_a} \right) \quad (5)$$

### 4.2.2. 期間 $T_2$ の解析

$T_2$  期間の等価回路は、図 6 の ( $T_2$ ) となる。電流  $i_1, i_3$ 、電荷  $q$ 、電圧  $V_1$  の式は、振動モードにおいて(6)~(11)で表される。 $\omega$  は自由振動における固有角周波数であり、負荷抵抗やコイル抵抗の関数となる。このため固有角周波数は、LC 単独の共振周波数よりも低い数値となる。

$$i_1(t) = e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{\omega} (-\alpha A_2 + A_3) \sin \omega t + A_2 \cos \omega t \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ここで} \\ \omega &= \sqrt{\frac{R_1}{L_1 C_1 (R_1 + r_1)} - \frac{1}{4} \left( \frac{L_1 + C_1 R_1 r_1}{L_1 C_1 (R_1 + r_1)} \right)^2} \\ \alpha &= \frac{L_1 + C_1 R_1 r_1}{2 L_1 C_1 (R_1 + r_1)} \\ A_2 &= I_{o1} \\ A_3 &= \frac{R_1 q_0 + L_1 I_{o1}}{C_1 L_1 (R_1 + r_1)} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$q(t) = e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{\omega} (-\alpha B_2 + B_3) \sin \omega t + B_2 \cos \omega t \right\} \quad (8)$$

$$V_1(t) = \frac{q(t)}{C_1} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} -i_3(t) &= \frac{dq}{dt} \\ &= -e^{-\alpha t} \left\{ \left[ \omega B_2 - \frac{\alpha}{\omega} (\alpha B_2 - B_3) \right] \sin \omega t + (2\alpha B_2 - B_3) \cos \omega t \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ここで} \\ B_2 &= q_0 \\ B_3 &= \frac{R_1 r_1}{L_1 (R_1 + r_1)} q_0 - \frac{R_1}{R_1 + r_1} I_{o1} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

解析式に対応する過渡現象を SCAT によるシミュレーション波形で図 8 に示す。電荷  $q$  の初期値  $q_0$  は  $C_1 \cdot E$  であり、1 次コイル電流の初期値は  $I_{o1}$  である。 $V_1$  が最大振幅  $V_{c1}$  を持つ時刻  $t_1$  と、ZVS が行なわれる  $V_{c2}$  となる時刻  $t_2$  は共に  $V_1$  が極値を持つ条件から求められる。すなわち、式(10)が 0 となる条件である。これは  $\omega t$  が式(12)の条件となる場合である。

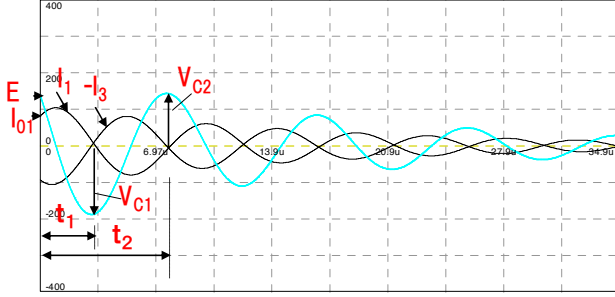


図8 T<sub>2</sub>期間等価回路の過渡現象

$$\alpha t = \tan^{-1} \left\{ \frac{B_3 - 2\alpha B_2}{\omega B_2 - \frac{\alpha}{\omega}(\alpha B_2 - B_3)} \right\} \quad (12)$$

(12)式から,  $t_1, t_2$  が式(13) (14)で求められる。

$$t_1 = \frac{1}{\omega} (\omega t + \pi) \quad (13)$$

$$t_2 = \frac{1}{\omega} (\omega t + 2\pi) \quad (14)$$

これを(8)(9)式に代入することで  $V_{c1}, V_{c2}$  の電圧値が求められる。ZVS条件は,  $V_{c2}$  が電源電圧  $E$  以上であればよい。別の見方では (2)式の磁気エネルギー  $E_m$  が,  $T_2$  期間内で消費される等価負荷抵抗  $R_1$  とコイル抵抗  $r_1$  での損失よりも大きい条件であればよい。また, パワートランジスタに加わる電圧  $V_D$  の最大値は  $E + |V_{c1}|$  となるため, これを考慮した部品選定が必要である。

#### 4.2.3. 効率に関する考察

本形態の効率を求める。図9にエネルギー収支を示す。期間  $T_1, T_2$  において各成分に関し, 解析する。

期間  $T_1$  すなわち電源  $E$  からの給電時では, (15)式の関係が成立する。期間  $T_2$  は期間  $T_1$  終了時に  $L_1$  に蓄積された磁気エネルギー  $W_{L1}$  全てが, 負荷と各コイル抵抗で消費される状態を想定する。期間  $T_2$  では, 各電圧電流波形が正弦波状となり線形回路として等価に近似できるので, 式(16)の効率理論式が適用できる。〔6〕

$$\left. \begin{aligned} v_1(t) &= \frac{R_1 E}{R_1 + r_a} e^{-\alpha t} & \alpha &= \frac{R_1 r_a}{L_1 (R_1 + r_a)} \\ W_{L1} &= \int_0^t v_1 i_1 dt = \frac{L_1 E^2}{2r_a^2} (1 - 2e^{-\alpha t} + e^{-2\alpha t}) \\ W_{R1} &= \int_0^t \frac{v_1^2}{R_1} dt = \frac{L_1 E^2}{2(R_1 + r_a)r_a} (1 - e^{-2\alpha t}) \\ W_{ra} &= \int_0^t i_1^2 r_a dt = \frac{E^2}{r_a} \left[ t + \frac{R_1 L_1}{2(R_1 + r_a)r_a} (1 - e^{-2\alpha t}) + \frac{2L_1}{r_a} (e^{-\alpha t} - 1) \right] \\ W_{Ro} &= W_{R1} \frac{R_o}{R_o + r_2} & W_{rD} &= W_{ra} \frac{r_D}{r_1 + r_D} \\ W_{r1} &= W_{ra} \frac{r_1}{r_1 + r_D} & W_{r2} &= W_{R1} \frac{r_2}{R_o + r_2} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

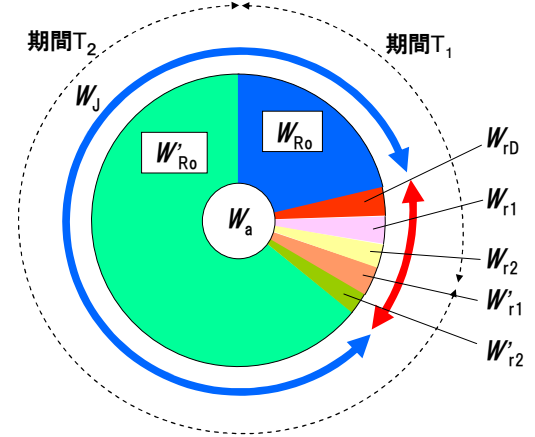


図9 エネルギー収支

ここで,

$W_J$ : 1 周期 ( $T_1 + T_2$ ) での負荷消費電力量 (J)

$W_{Ro}$ : 期間  $T_1$  での負荷消費電力量 (J)

$W'_{Ro}$ : 期間  $T_2$  での負荷消費電力量 (J)

$W_{rD}$ : 期間  $T_1$  でのパワートランジスタ導通損失量 (J)

$W_{r1}$ : 期間  $T_1$  での 1 次コイル損失量 (J)

$W'_{r1}$ : 期間  $T_2$  での 1 次コイル損失量 (J)

$W_{r2}$ : 期間  $T_1$  での 2 次コイル損失量 (J)

$W'_{r2}$ : 期間  $T_2$  での 2 次コイル損失量 (J)

$$\eta_r = \frac{R_o}{R_o + r_2 + r_1 \left( \frac{(1 - \omega^2 L_2 C_2)^2 + \omega^2 C_2^2 (R_o + r_2)^2}{\omega^2 C_2^2 k^2 L_1 L_2} \right)} \quad (16)$$

これを利用すると式(17)が得られる。

$$\left. \begin{aligned} W_{L1} &= W'_{Ro} + W'_{r2} + W'_{r1} \\ W'_{Ro} &= W_{L1} \cdot \eta_r \\ W'_{r1} + W'_{r2} &= W_{L1} \cdot (1 - \eta_r) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

ここで効率を求めるために(18)式を定義する。

$$\left. \begin{aligned} W_a &= W_{Ro} + W'_{Ro} + W_{r1} + W_{r2} + W_{rD} + W'_{r1} + W'_{r2} \\ W_T &= W_a - W_{rD} \\ W_J &= W_{Ro} + W'_{Ro} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

パワートランジスタの損失を含めた総合効率  $\eta_a$  とこれを除いた磁気結合部の伝送効率  $\eta_T$ ,  $T_1$  期間のみの総合効率  $\eta(T_1)$  は, (19)~(21)式として得られる。

$$\eta_a \approx \frac{W_J}{W_a} \quad (19)$$

$$\eta_T \approx \frac{W_J}{W_T} \quad (20)$$

$$\eta_{(T1)} \approx \frac{W_{Ro}}{W_{R1} + W_{ra}} \quad (21)$$

表 1 : 計算仕様

$k_1$	$L_1(\text{H})$	$L_2(\text{H})$	$R_0(\Omega)$	$r_D(\Omega)$	$r_1(\Omega)$	$r_2(\Omega)$
0.22	0.000293	0.00101	150	1	1	2
$E(\text{V}_{\text{dc}})$	$f(\text{kHz})$	$C_1(\text{nF})$	$C_2(\text{nF})$			
140	100	7	2.46			

表 1 の諸元で計算すると,1 次換算等価抵抗  $R_1=1210 \Omega$  となり,効率は  $\eta_a=0.964, \eta_T=0.967$  が得られた.また,  $T_1$  期間のみの総合効率  $\eta_{a(T1)}$  は,0.969 であった.

#### 4.2.4. パルス電圧印加方式の効果

パルス電圧印加の形態では,磁気結合の視点から見れば,1 次コイル電流波形は並列共振コンデンサ  $C_1$  の効果で正弦波に近い波形となる. また  $V_1$  の電圧波形も正弦波状の波形となる. インバータの視点では, ZVS のために必要な共振に,漏れインダクタンスがそのまま利用でき,容量が  $C_1$  と共用できて省部品となる. スwitching 損失をほぼゼロにでき,システム効率が向上すると共に,高周波ノイズが抑制できるためノイズ対策部品も削減できる. この形態では,パルス幅を可変して  $I_{01}$  と周波数を変え,負荷電力を制御できる. 効率も他方式と同様の高効率が得られる. 解析式で出現する固有周波数  $\omega$  においては,本方式では周期や波形に直接影響を与えるため,設計上の留意点として重要である.

### 5. 電流共振型方形波インバータ駆動方式

#### 5.1. 交流方形波印加の回路形態

図 10 に,図 2 の (b) の電流共振型インバータによる WPT 形態を示す. この例では 1 次コイルに直列共振回路を使用し,インバータは,上下の各パワートランジスタの交互のオン期間を少しのデッドタイムを設けて行うことで ZCS (ゼロ電流スイッチング) を伴った交流の方形波電圧を出力する. このシステムは,電源から交流的にエネルギーが供給される形態となる.

この形態では図 11 の等価回路で示した 2 つの動作モードが存在する.

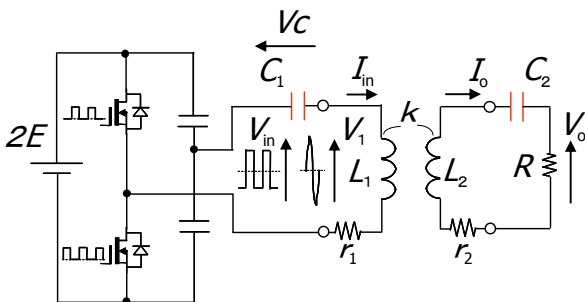


図 10 電流共振型 (交流) 方形波インバータ回路

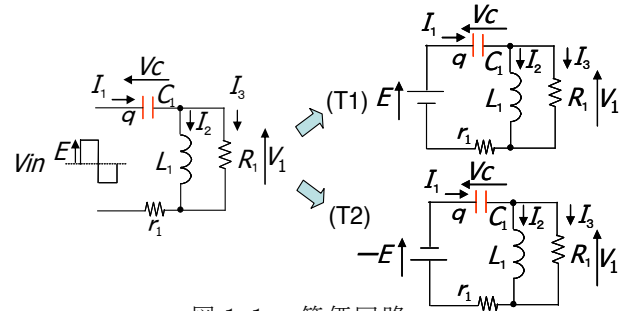


図 11 等価回路

#### 5.2 回路挙動解析

図 11 の左側等価回路の動作波形例を図 12 に示す. 定常状態では,期間  $T_1$  と  $T_2$  の極性が逆になるだけなので,  $T_1$  のみの挙動を調べればよい.

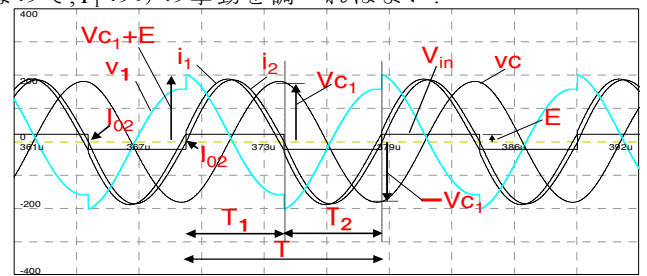


図 12 動作波形

$T_1$  期間の等価回路は,図 11 の ( $T_1$ ) となる. 電流  $i_1, i_2$ , 電荷  $q$ , 電圧  $V_c, V_1$  の各部の式は,振動モードにおいて(22)~(28)で表される. 定常状態では,期間  $T_1$  と  $T_2$  とは極性が逆になるだけなので,期間  $T_1$  の電流  $i_2$  と電荷  $q$  の初期値  $i_{02}, q_0$  と,期間  $T_2$  の電流  $i_2$  と電荷  $q$  の初期値は,絶対値が同じで極性が反転した状態となる.

$$i_2(t) = e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{\omega} (-\alpha D_2 + D_3) \sin \omega t + D_2 \cos \omega t \right\} \quad (22)$$

ここで

$$\omega = \sqrt{\frac{R_1}{L_1 C_1 (R_1 + r_1)} - \frac{1}{4} \left( \frac{L_1 + C_1 R_1 r_1}{L_1 C_1 (R_1 + r_1)} \right)^2} \quad (23)$$

$$\alpha = \frac{L_1 + C_1 R_1 r_1}{2 L_1 C_1 (R_1 + r_1)}$$

$$D_2 = I_{02}$$

$$D_3 = \frac{E R_1 C_1 + L_1 I_{02} - R_1 q_0}{L_1 C_1 (R_1 + r_1)}$$

$$q(t) = F_1 + e^{-\alpha t} \left\{ \frac{1}{\omega} (-\alpha F_2 + F_3) \sin \omega t + F_2 \cos \omega t \right\} \quad (24)$$

$$i_1(t) = \frac{dq}{dt} = -e^{-\alpha t} \left[ \omega F_2 - \frac{\alpha}{\omega} (\alpha F_2 - F_3) \right] \sin \omega t + (2\alpha F_2 - F_3) \cos \omega t \quad (25)$$

$$V_c(t) = \frac{q(t)}{C_1} \quad (26)$$

$$V_1(t) = E - \frac{q(t)}{C_1} \quad (27)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ここで} \\ F_1 &= C_1 E \\ F_2 &= q_0 - C_1 E \\ F_3 &= \frac{L_1 R_1 I_{02} + r_1 R_1 q_0 - C_1 r_1 R_1}{L_1 (R_1 + r_1)} \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

本形態では、線形回路の計算式の利用で各部波形の数値や効率が近似的に推定可能であり表1の諸元では伝送効率 $\eta_T$ が、0.961となる。〔6〕 方形波の交流電圧印加形態では、インピーダンス整合とインバータのZCSやZVSの両方に留意して駆動周波数を最適化する必要がある。等価回路や解析解、動作波形から、駆動周波数に関して3つの切り口が見えてくる。共振周波数と固有周波数、入力力率が1となる周波数である。図11において定常状態の解析解を求めることは多くの場合困難であるが、固有周波数( $\omega/2\pi$ )駆動の場合は解ける。図12の波形はこれに対応し、 $I_{02}=0$ となり、 $T_1 (=1/2f)$ 後の $C_1$ 電圧 $V_{c1}$ は(29)式で与えられる。

$$V_{C1} = \frac{q(T_1)}{C_1} = E \frac{1 + e^{-\alpha(\pi/\omega)}}{1 - e^{-\alpha(\pi/\omega)}} \quad (29)$$

### 5.3. 方形波印加での回路形態と挙動解析

図13に、図2の(b')の電流共振型インバータによるWPT形態を示す。この例は図11の形態に対し電圧印加が、交流方形波ではなく単方向の方形波となる。図14に等価回路、図15に定常状態での動作波形を示す。固有周波数( $\omega/2\pi$ )駆動の場合、 $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$ の値は(30)(31)式で与えられる。

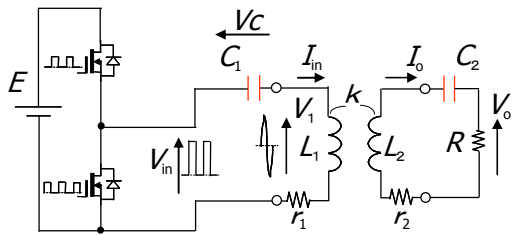


図13 電流共振型方形波インバータ回路

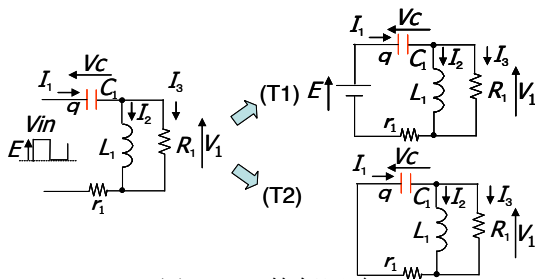


図14 等価回路

$$V_{C1} = E \frac{1 + e^{-\alpha(\pi/\omega)}}{1 - e^{-2\alpha(\pi/\omega)}} \quad (30)$$

$$V_{C2} = -e^{-\alpha(\pi/\omega)} V_{C1} \quad (31)$$

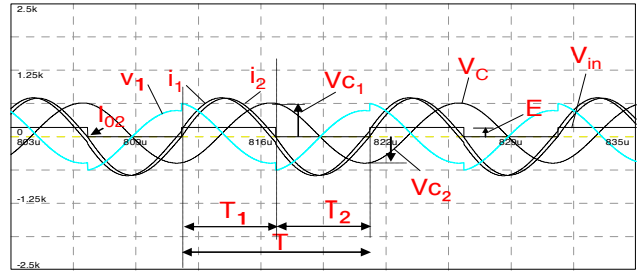


図15 動作波形

### 5.4 方形波電圧印加方式の効果

方形波電圧印加の形態では、磁気結合の視点では、1次コイル電流波形は $C_1$ の効果で正弦波に近い波形となる。インバータ視点では、 $C_1$ と漏れインダクタンスやパワートランジスタの寄生容量等でZCSやZVSが可能となる。従ってシステム効率が向上し、高周波ノイズが抑制できノイズ対策部品も削減できる。この形態では、周期やパルス幅可変で負荷電力制御が可能になる。解析式で出現する固有周波数 $\omega/2\pi$ においては、インバータを自励発振させる場合などに利用できる。

### 6. まとめ

共振を伴う磁気結合給電において、パルスの電圧を印加する1石電圧共振型インバータによる駆動と、方形波電圧が印加される2石の電流共振型インバータ駆動を例に挙げて、その回路挙動を解析し基本原理や留意点を確認した。そして損失低減や、電圧の大きさ、ノイズ、効率面等に関して両方式ともに磁気結合給電に適していることを確認した。また解析式に出てくる固有周波数と回路動作の関わりについても考察した。

### 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クス研究会資料 MAG92-180 (1992)
- [2] Hideaki Abe, Hiroshi Sakamoto and Koosuke Harada, "A non-contact charger using resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil", APEC'98, vol.1, pp.136-141, (1998)
- [3] 安倍秀明・田村秀樹・秋定昭輔・山下幹弘・坂本浩・原田耕介：「出力安定化機能を有するシンプルな非接触充電回路」信学技報 EE98-85(1999)
- [4] 安倍秀明 坂本浩 原田耕介：「磁気結合コイルの正確な位置あわせを不要にした非接触給電」電子情報通信学会論文誌 VOL.J86-B NO.6 pp.987-996(2003)
- [5] 安倍秀明 辻本豊彦 藪田 明 工藤 均：「中継共振コイル利用を含む非接触給電の効率・電圧伝達特性の推定と各種磁気結合形態での特性比較」,2013年電気学会産業応用部門大会 1-101 (2013)
- [6] 安倍 秀明・入江 健一・辻本 豊彦・後藤 弘通・坂本 慎司・藪田 明：「複数の2次コイルで受電する機器のワイヤレス給電に適用可能な等価回路」,信学技報,EE2012-25(2012-11)