

# 状態平均化に基づく共振形コンバータのための新しい過渡解析手法

楊 永霞\*<sup>1</sup> 秋山季夫\*<sup>2</sup> 松井幹彦\*<sup>3</sup>

## A Novel Transient Analysis Method for Resonant Converters Based on State-Averaging Technique

Yong-xia YANG Toshio AKIYAMA Mikihiro MATSUI

**Abstract :** The parallel resonant link high frequency power conversion technique based on PDM (pulse density modulation) control scheme is advantageous for realizing a light weight and low EMI (electromagnetic interference) converter due to its soft switching operation. In this kind of circuits, the design of LC tanks for resonant link and that of control loops to maintain the voltage equilibrium of the link are the most significant points in considering the transient responses. This paper presents a novel state-averaging analysis method suited for resonant type converters. By using this method, a high frequency parallel resonant link can be equivalently considered as a dc link, which makes the transient analysis and/or design of the system easier. The validity of the proposed modeling method is confirmed by some simulation and experimental results.

### 1. まえがき

トランスやフィルタなどを含めて、電力変換システムの小形・軽量化を図る上で動作周波数の高周波化が有効である。そこでこれらの要求の特に強い航空・宇宙産業では20kHz以上の高周波での電力供給システムが検討されてきた<sup>(1)(2)</sup>。しかし、最近では地上や工場などへの局所的な高周波配電や<sup>(3)(4)</sup>、電動機駆動系への適用も試みられており<sup>(5)</sup>、より実用的なシステムの回路方式や、解析・設計・制御法の検討が待たれている。しかし、単相LC並列共振リンク回路を高周波(HF)ACリンクとして利用するこのようなシステムでは、過渡現象を解析する時に、いわゆるd-q変換が適用できず、そのままではパワーフローに基本波の2倍周波での脈動成分(2 $\omega$ 成分)を含むこと

になり解析が複雑となる。また、複数のタンク回路を有するシステムでは状態方程式の次数が高くなり、過渡解析や制御、タンク回路の設計等がより困難となる。

そこで、筆者らはPDM (pulse density modulation :パルス密度変調)により電力制御を行う高周波リンク電力変換システムを対象として、その過渡解析と制御を容易にする目的で以下の検討を行う。

- (1) スイッチング動作そのものよりも、その結果生じるマクロなパワーフローの解析を行うことを目的として、確率的なスイッチング関数を導入し、PDM制御時などの解析にも拡張が容易な状態平均化モデルを導出する。
- (2) 次に、このモデルの妥当性を直流側電流制御誤差に基づいてPDM動作を行う電流制御系により確認した後、HFリンク電圧の閉ループ制御系に適用し、過渡解析や制御・設計に有効であることを示す。

\*1 本学大学院 電子工学専攻修士課程2年在学

\*2 本学電子工学科平成7年卒 ユニデン株式会社勤務

\*3 本学電子工学科 助教授

1995年10月9日受理

## 2. 基本回路の構成と動作

### 2.1 基本回路

図1は、LC並列共振タンク回路を高周波リンクとして利用した電流形インバータ・コンバータ回路である。ここで、Rはタンク回路の損失を表す抵抗である。また、スイッチ $S_1 \sim S_8$ には、IGBT等の自己消弧形デバイスが用いられる。変換装置での電力調整は全て零電圧スイッチングによるPDM制御で行われる。PDMパルスパターンは、共振タンク回路の電圧極性とDC電流の制御誤差信号の極性とに応じてオンラインで発生される。

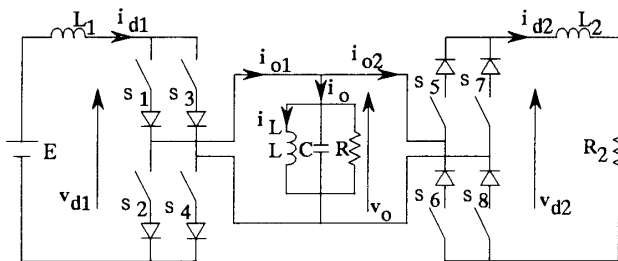


図1 高周波リンクインバータ・コンバータ回路  
(DC→高周波AC→DC)

### 2.2 状態方程式の導出

図1の回路の各スイッチングモードにおけるデバイスのオフ・オン状態は(0, 1)で表現することができ、これらは表1のように $s_p$ 、 $s_N$ の二つの関数にまとめて表すことができる。

インバータとコンバータでは、動作モードのス

表1 インバータ部のスイッチング関数

Mode		$s_1$	$s_2$	$s_3$	$s_4$	$s_p$	$s_N$
クロスモード	1+	1	0	0	1	1	0
	1-	0	1	1	0	0	1
短絡モード	2+	1	1	0	0	1	1
	2-	0	0	1	1	0	0

スイッチング関数は全く同じであるが、制御誤差信号の極性に対するクロスモードと短絡モードの選択条件が逆となる部分のみ異なる。

ここで、図1の基本回路に対して状態変数を $[v_o, i_L, i_{d1}, i_{d2}]^T$ にとると、インバータ側のスイッチング関数 $s_{p1}$ 、 $s_{N1}$ とコンバータ側のスイッチング関数 $s_{p2}$ 、 $s_{N2}$ を用いて以下の状態方程式が導かれる。但し、 $v_o$ 、 $i_L$ 、 $i_{d1}$ 、 $i_{d2}$ はそれぞれHFリンク電圧、タンク回路のLに流れる電流、一次側および二次側の電流を表わす。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_o \\ i_L \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/RC & & & \\ & 1/L & & \\ - (s_{p1} - s_{N1}) / L_1 & & & \\ & & (s_{p2} - s_{N2}) / L_2 & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_L \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/C & (s_{p1} - s_{N1})/C \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \end{bmatrix} \quad *$$

$$* \begin{bmatrix} - (s_{p2} - s_{N2}) / C \\ 0 \\ 0 \\ -R_2 / L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_L \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/L_1 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad \dots (1)$$

図2は、 $i_{d1}$ 、 $i_{d2}$ を各々の誤差極性に基づいてPDMにより瞬時値制御した時の応答の一例を(1)式を用いてシミュレーションしたものである。上から順に、インバータDC入力側、高周波ACリンク部、コンバータDC出力側の各電力変換段における電圧、電流波形をそれぞれ示している。但し、具体的なPDMパターン発生回路については参考文献(4)に譲る。

まず $0 \leq t < 1.25$  (ms)の期間Aでは、インバータ、コンバータ共に直流側電流指令値として10(A)を設定し、リンク電圧を零の状態から立ち上げる。定常状態では入出力共に1(kW)となり、リンク電圧が一定値に平衡する。続いて、 $1.25 \leq t \leq 2.5$  msの期間Bでは、コンバータ

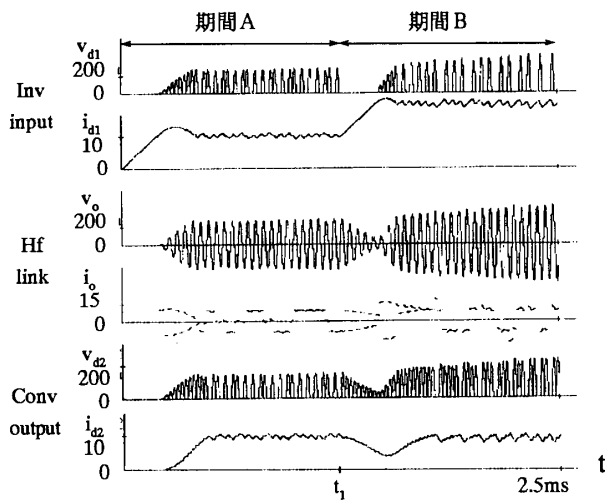


図2 基本回路の応答

(条件/期間A :  $R_L = 10 \Omega$ ,  $i_{d1}^* = i_{d2}^* = 10 A$   
 期間B :  $R_L = 20 \Omega$ ,  $i_{d1}^* = 20 A$ ,  $i_{d2}^* = 10 A$ )

の出力側に接続された負荷抵抗の値を  $10 (\Omega)$  から  $20 (\Omega)$  に切り換え、これに伴い入力電流指令値も入出力の電圧平衡を満たすように理想的なフィードフォワードを行い、 $10 (A)$  から  $20 (A)$  に切り換えている。PDMにより  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  共に指令値に追従する様子が認められる。なお、この例では高周波ACリンク部の電圧  $v_o$  の振幅については特にフィードバック制御を行っていないため、期間Bでは期間Aに比べてより高い電圧で平衡している。 $v_o$  の振幅の変動を抑制するための閉ループ制御については、後に4章で述べる。

### 3. 状態平均化モデルの導出

#### 3.1 状態平均化法

先に述べた通常の  $(0, 1)$  スイッチング関数を用いたモデル化ではLCタンク回路をそのまま二次の要素として扱うため、システムの規模が大きくなるとモデルの次数が高くなる。また高周波リンク部は単相であるために、本質的にパワーフローに角周波数  $2\omega$  の脈動電力が含まれるが、スイッチングの影響を無視して、よりマクロな視野で見た場合、平均的な電力の授受に寄与するのは脈動成分を除いた電力であると考えられる。

そこで以下では、従来チョップやスイッチングコンバータの解析手法として用いられる状態平均化の考え方に基いて、過渡解析モデルを導出する。既に共振形コンバータの解析や設計に、状態平均化の考え方を取り入れている例として、石田ら<sup>(6)</sup> および石岡ら<sup>(7)</sup> による報告があるが、PDMにより直流側の瞬時電流制御を行った場合の振舞いについては十分な検討がなされていない。これらをふまえて、以下ではPDM瞬時電流制御を前提としてモデルを導出する。

#### 3.2 状態平均化モデルの導出<sup>(8)(9)</sup>

図1の回路の高周波リンク部は交流量であるので、そのまま状態量の平均化を行うと定常状態では出力電圧は零となり、必要な情報が失われる。そこで、現実のコンバータのスイッチング関数に変換を施し、パワーフローが全く等価で、定常状態でもリンク部が直流となるような仮想回路を媒介として導入する。

##### 3.2.1 仮想回路

先に表1で定義したスイッチング関数は  $(0, 1)$  の2値であるため、4つの動作モードを表現するのに  $s_p$ ,  $s_N$  の2つの関数を必要とした。以下では記述の簡単化のため、次式で定義される3値のスイッチング関数  $d$  を、インバータ、コンバータのそれぞれに対して導入する。

$$d_1(t) = s_{p1}(t) - s_{N1}(t) \quad \dots (2)$$

$$d_2(t) = s_{p2}(t) - s_{N2}(t) \quad \dots (3)$$

$d_1$ ,  $d_2$  はそれぞれ、表1のクロスモード  $1^+$ ,  $1^-$  および短絡モード ( $2^+$  および  $2^-$ ) に対応して  $1, -1, 0$  の3値をとる。

次に、次式で定義される新たなスイッチング関数  $d_1'$ ,  $d_2'$  を持つ図3の回路を仮想回路として導入する。

$$d_1'(t) = d_1(t) \cdot \text{sign}\{v_o(t)\} \quad \dots (4)$$

$$d_2'(t) = d_2(t) \cdot \text{sign}\{v_o(t)\} \quad \dots (5)$$

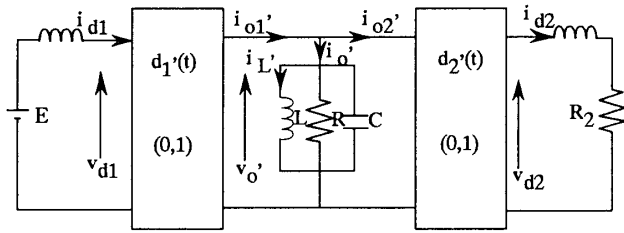


図3 仮想回路 (DC→脈動DC→DC)

ここでsignは $v_o$ の極性に依りて $\pm 1$ の値をとる符号関数である。 $d_1'$ 、 $d_2'$ は、表1のクロスモード(1<sup>+</sup>、1<sup>-</sup>)、短絡モード(2<sup>+</sup>、2<sup>-</sup>)に対応して1、0の2値をとり、共振リンク部の電圧 $v_o'$ の極性は常に正となる。しかし、瞬時パワーフローに関しては、図1に示される元の回路のそれと全く等価となるので、この仮想回路の諸量を状態平均化することにより、求めるモデルを導出できる。

3.2.2 状態平均化等価回路

図3の仮想回路の各状態量においてHFリンク側半周期での平均値をとった上で周波数を無限大と考えることにより、任意の瞬時における平均値 $\bar{i}_{d1}(t)$ 、 $\bar{i}_{d2}(t)$ などを定義する。また同時に、スイッチング関数はその期待値により確率的に表現し、 $\bar{d}_1'(t)$  ( $0 \leq \bar{d}_1' \leq 1$ )、 $\bar{d}_2'(t)$  ( $0 \leq \bar{d}_2' \leq 1$ )と記す。このようにして得られたモデルを図4に示す。変換装置のDC側端子電圧の平均値の変化に着目すると、並列共振回路は後に詳しく述べるように等価的にコンデンサ $C_{eq}$ と抵抗 $R_{eq}$ で表現される。この $C_{eq}$ に蓄えられる静電エネルギーは実際の回路においてLCタンク回路の持つエネルギーの全体に等しく、 $R_{eq}$ で消費される電力はタンク回路の平均損失電力に等しい。これら $C_{eq}$ と $R_{eq}$ は、後に導出されるようにそれぞれタンクパラメータC、Rに依存するパラメータであり、このことからCとRのみが状態平均化された系の応答を支配することが明らかである。一方、もう一つのタンクパラメータLはHFリンク部の共振周波数を決定する働きはあるものの、マクロな系の応答には全く影響を与えないことがわかる。

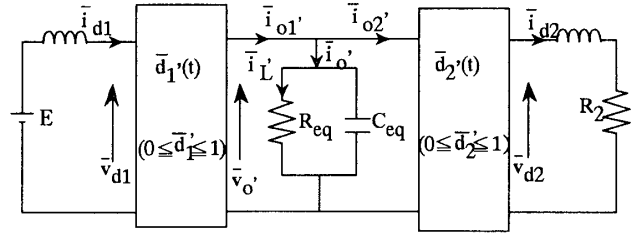
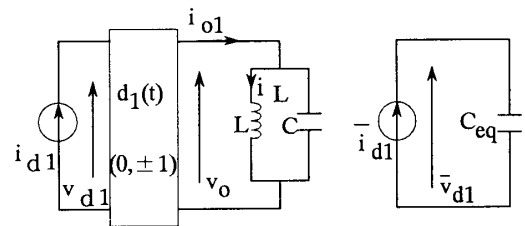


図4 状態平均化等価回路 (DC→DC→DC)

次に、上述の等価パラメータ $C_{eq}$ と $R_{eq}$ を定量的に明らかにする。

3.2.3 等価静電容量 $C_{eq}$ と等価損失抵抗 $R_{eq}$

いま、図1の回路で出力側のコンバータを切り離し、入力側インバータとタンク回路のみについて考える。



(a) 実際の回路 (b) 等価回路 ( $\bar{d}_1' = 1$ )

図5 LC並列共振タンク回路

直流側入力電流 $i_{d1}$ が時刻 $t = 0$ においてステップ的に $I_o$ に増加したと仮定して、この時の入力端子電圧 $v_{d1}$ のHF側半周期毎の平均値の変化の様子から、直流側から見たタンク回路の等価回路を導くことができる。ここで、検討を容易にするため、タンク回路の損失抵抗Rを一旦切り離して理想的な無損失並列共振回路を考え、等価パラメータ $C_{eq}$ を導いた後に、回路の損失すなわち有効電力フローが実際の回路と等しくなるように $R_{eq}$ を決定するものとする。

インバータ部のスイッチングモードに短絡モードがなく、 $v_o \geq 0$ においてクロスモード1<sup>+</sup>、 $v_o < 0$ においてクロスモード1<sup>-</sup>で動作させる時、図5(a)に示されるタンク回路への入力電流 $i_{o1}$ は、図6(b)のようになる。そこで、

$0 \leq t \leq \pi\sqrt{LC}$  の区間1でのタンク回路の応答を求めると、

$$C \frac{d}{dt} v_o + i_L = I_o \quad \dots \quad (6)$$

$$L \frac{d}{dt} i_L = v_o \quad \dots \quad (7)$$

但し、 $v_o(0) = 0, i_L(0) = -I_1$  を解くことにより、次式を得る。

$$i_L = I_o - (I_o + I_1) \cos \frac{1}{\sqrt{LC}} t \quad \dots \quad (8)$$

$$v_o = (I_o + I_1) \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \frac{1}{\sqrt{LC}} t \quad \dots \quad (9)$$

以下、続く区間2についても同様に応答を求め、これを図示した結果を図6(b), (c)にそれぞれ示す。(c)のコンデンサ電圧  $v_o$  の振幅は、1区間を経る毎に増加し、これに伴って  $v_o$  の全波整流波形である(d)のDC側電圧  $v_{d1}$  のピーク値も直線的に増加する。ここで、 $v_{d1}$  の区間毎の平均値を取ると、 $v_{d1}$  の応答は実線の階段波で表される。

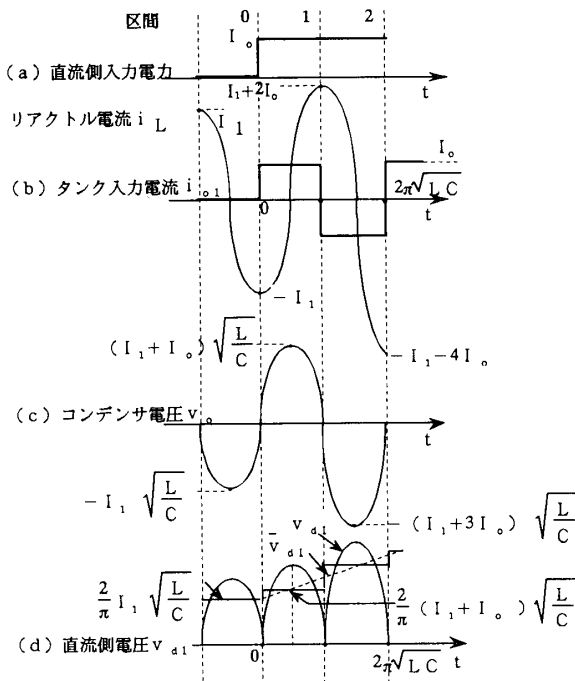


図6 直流側から見たタンク回路の応答

更に、状態平均化の手法に基づいてタンク回路の共振周波数を十分高いと仮定すると、各区間の期間は無限小となり、 $v_{d1}$  の応答波形は一点鎖線の直線で表される  $\overline{v_{d1}}$  となる。その増加率  $k$  は、次式に示されるように  $L$  には無関係な値となる。

$$\begin{aligned} k &= \frac{\overline{\Delta v_{d1}}}{\Delta t} \\ &= \frac{2}{\pi} I_o \sqrt{\frac{L}{C}} / \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \\ &= \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{I_o}{C} \quad \dots \quad (10) \end{aligned}$$

いま、直流側から見たタンク回路の等価回路を、図5の(b)のように等価静電容量  $C_{eq}$  で与えるものとする、次の関係が成り立つ。

$$\overline{v_{d1}} = \overline{v_{d1}(0)} + \frac{I_o}{C_{eq}} t \quad \dots \quad (11)$$

従って、(10)、(11)式の比較により、等価静電容量  $C_{eq}$  は次式で与えられる。

$$C_{eq} = \frac{\pi^2}{4} C \quad \dots \quad (12)$$

ところで、以上の考察では図4の等価回路において、電源側とタンク回路が直結されている場合、すなわち図4に示される確率スイッチング関数  $\overline{d_1}$  が1一定の場合についてタンクの振る舞いを明らかにした。一般には変換装置においてPDMにより電力調整が行われるが、この場合には  $\overline{d_1}$  の時間的变化を考慮することにより、双方の電圧、電流を関係付けることができる。

一方、損失抵抗  $R_{eq}$  は次の要領で求められる。図1の回路の定常状態におけるHFリンク電圧実効値を  $V_o$  とするとき、図4の等価回路の定常状態における  $\overline{v_o}$  は、 $(2\sqrt{2}/\pi) \cdot V_o$  で与えられる。そこで、両者の平均消費電力を等しくするよう  $R_{eq}$  を決定すると、次式で与えられる。

$$R_{eq} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 R = \frac{8}{\pi^2} R \quad \dots (13)$$

### 3.3 シミュレーションおよび実験

#### 3.3.1 確率スイッチング関数の計算アルゴリズム

状態平均化モデルにおいて、電流制御ループを構成した場合の応答においては、確率スイッチング関数  $\bar{d}_1'(t)$ 、 $\bar{d}_2'(t)$  が状態量の変化に伴って、刻々と変化する。この  $\bar{d}_1'(t)$ 、 $\bar{d}_2'(t)$  を直流電流の制御誤差信号より逐時求めるためのフローチャートを図7に示す。制御誤差が予め設定した許容誤差  $\epsilon$  の範囲にある場合には、時刻  $l$  きざみ後も  $\bar{i}_d = \bar{i}_d^*$  を実現するために必要な  $\bar{d}'$  の推定値  $\hat{d}'$  を一旦計算し、これが実現可能ならば  $\bar{d}'$  として設定する。一方、 $\bar{i}_d$  が不足または過剰の場合には、 $\bar{d}'$  をそれぞれ0、1に設定する。

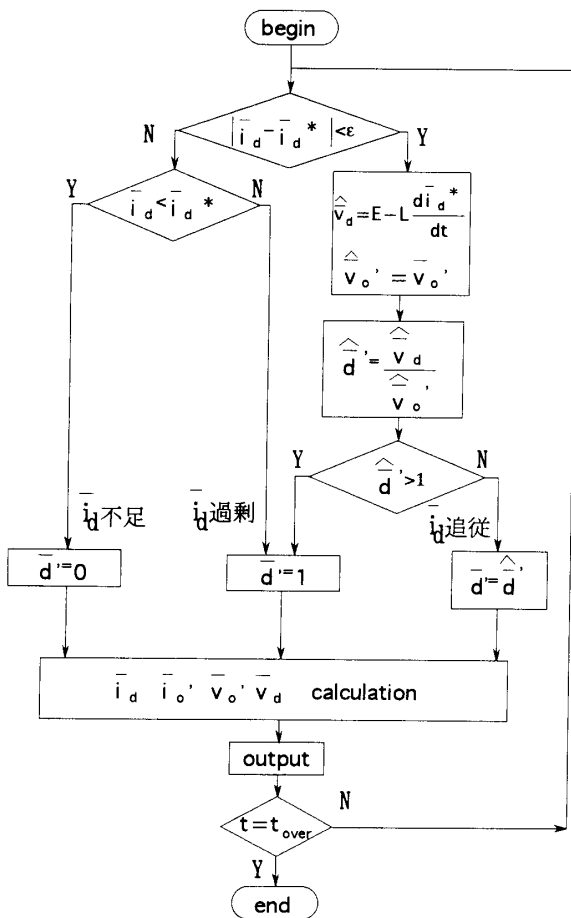


図7 確率スイッチング関数の計算フローチャート

#### 3.3.2 シミュレーション

図4および図7で与えられるモデルの妥当性を検証するため、先に示した図2と全く同じ条件でシミュレーションを行った結果を図8に示す。提案モデルに基づく図8の過渡応答形にはスイッチングリップが全く現れないが、実際の回路応答である図2の特徴を的確に表現しており、同モデルの妥当性が認められる。

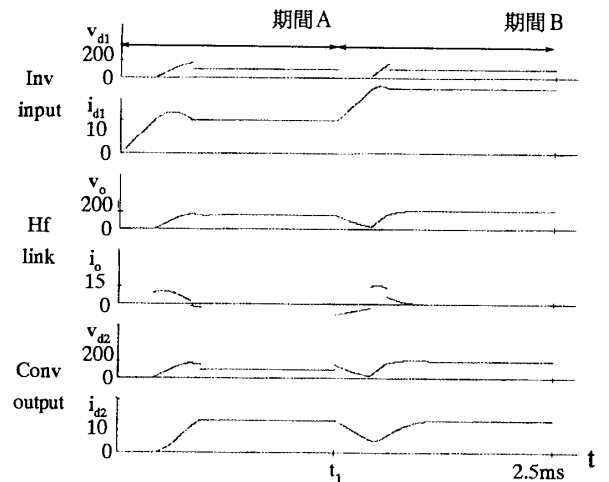


図8 状態平均化等価回路の応答

(条件 / 期間A :  $R_L = 10 \Omega$   $i_{d1}^* = i_{d2}^* = 10 A$ )

条件 / 期間B :  $R_L = 20 \Omega$   $i_{d1}^* = 20$   $i_{d2}^* = 10 A$ )

#### 3.3.3 実験

(1) 式の状態方程式に基づく図2のシミュレーション結果が妥当であることを裏付ける目的で、インバータによりタンク回路に並列に接続されたR-L負荷に電力を供給した場合の応答波形について、実験とシミュレーションとの比較を行った。但し、タンクの損失抵抗は無視している。結果を図9および図10に示す。動作条件として、 $0 \leq t < 1.25$  (ms)の期間Aでは電流指令値2 (A)を設定し、続いて $1.25 \leq t \leq 2.5$  (ms)の期間Bでは電流指令値を7 (A)に増加した。PDMパターンはオンラインで発生されるため、細部の波形は異なるものの、 $i_{d1}$ の立ち上がり時間や、

$v_o$  の変化の様子はよく一致し、シミュレーションが妥当であることを示している。

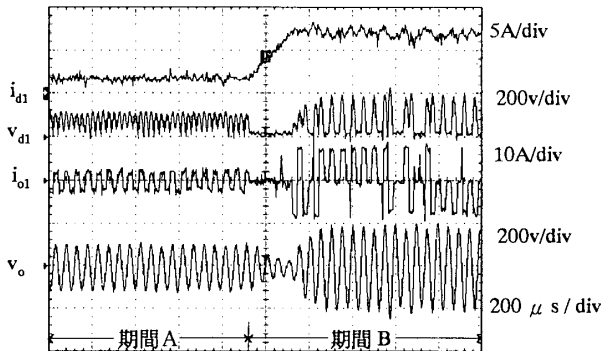


図9 実験結果

(条件 / 期間A :  $i_d^* = 2\text{ A}$  期間B :  $i_d^* = 7\text{ A}$ )

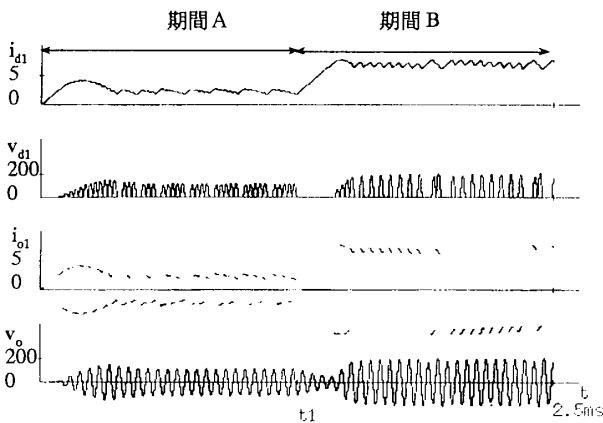


図10 シミュレーション結果 (条件/図9に同じ)

#### 4. HFリンク電圧の閉ループ制御系への適用例

これまでに示した図2や図10の応答波形は、いずれもHFリンク電圧については閉ループ制御を行っていないため、動作条件の変化に伴い $v_o$ が大きく変動していた。そこで、 $v_o$ を検出し、その全波整流波形 $|v_o|$ の平均値を指令値 $V^*$ に保つよう閉ループ制御系を構成した一例を図11に示す。また図12に、スイッチング動作を考慮した通常の応答波形と、状態平均化モデルによる応答波形

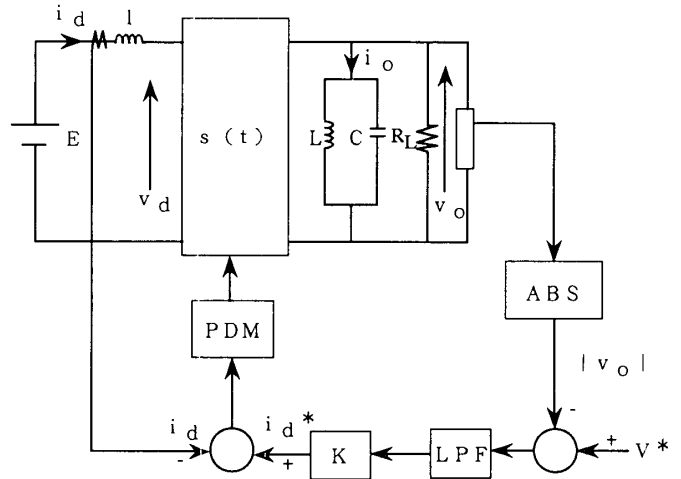
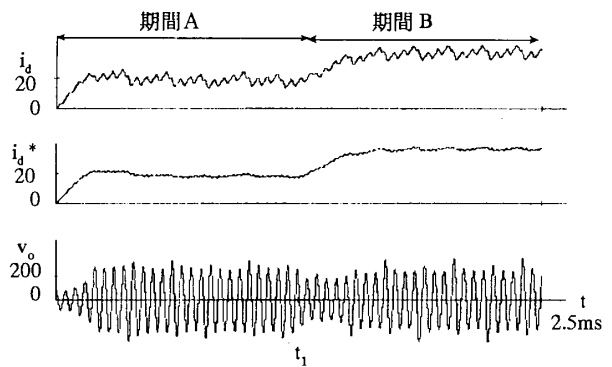
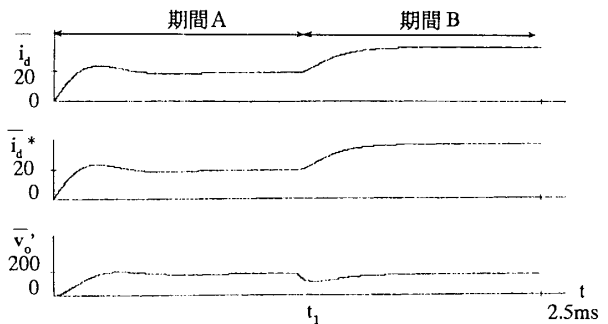


図11 HFリンク電圧の閉ループ制御

( $E = 100\text{ v}$ ,  $l = 0.5\text{ mH}$ ,  $L = 28.8\text{ μH}$ ,  $C = 2.2\text{ μF}$ ,  $V^* = 180\text{ v}$ ,  $K = 4$ , LPF時定数 $\tau = 3.6\text{ ms}$ )



(a) スwitchingを考慮した応答波形



(b) 状態平均化モデルによる応答波形

図12 HFリンク電圧閉ループ系の応答波形例

(条件 / 期間A :  $R_L = 20\text{ Ω}$ ,  $V^* = 180\text{ v}$   
 / 期間B :  $R_L = 10\text{ Ω}$ ,  $V^* = 180\text{ v}$ )

のシミュレーション結果を示す。電圧の閉ループ制御を行なった場合にも、この様に両者における  $i_d$  の応答は、よく一致している。ところで、この例では比例ゲインに  $|v_o|$  に含まれる高周波成分を減衰させるための一次LPF (時定数  $\tau$  の低域通過フィルタ) を組合せただけの最も簡単なコントローラを用いているため、電圧指令  $V^*$  への追従性は比例ゲインの値に依存する。しかし、 $K$  を大きくし過ぎると  $v_o$  確立の初期における  $i_d^*$  の増加率  $KV^*/\tau$  [A/sec] が、実際の  $i_d$  が可能な最大増加率  $E/l$  [A/sec] を越えてしまい、安定に  $v_o$  を確立することができない。そこで、電圧制御の定常偏差(オフセット)を許容値以内とする条件より  $K$  を決め、同時に  $i_d^*$  の増加率を抑制する条件より  $\tau$  を決めることとなり、結局、定常偏差と応答性のトレードオフにより  $K$ 、 $\tau$  の両パラメータを決定することになる。先の図11の  $K$ 、 $\tau$  の値はこのようにして設定したものである。更に、系の応答性や安定性は主回路の並列共振リンク部の  $C$  の値にも大きく依存するため、主回路および制御回路をまとめた形で記述し、最適設計を行なう必要がある。そのような目的に対して、ACリンク部をDCリンク部として簡略化できる本論文で提案した手法は、極めて有効であると考えられる。

## 5. まとめ

本稿では、並列共振形PDMコンバータについて、パワーフローに着目した確率的なスイッチング関数の導入により、マクロな応答を効率よく解析できる状態平均化モデルの導出法を示した。得られた結果を要約すると以下のようなになる。

- 1) 高周波ACリンク部は解析の容易なDCリンク部に置き換わり、図1の例では回路全体を等価なパワーフローを持つ図4のチョップ回路として解析できた。
- 2) 提案モデルは、リンク電圧の安定化制御を行なった場合にもよくその過渡応答を表現で

きていることから、タンク回路と制御パラメータの最適設計に有効であるとの見通しが得られた。

なお、本稿では主回路として図1のインバータ(コンバータ)を取り上げ、入力(出力)が直流の場合の最も簡単な一例について提案法の基本的な考え方と有効性を示した。本法は、電力変換装置を表現する確率的スイッチング関数をマトリクス形式で定義することにより、入力(出力)が三相交流の場合にも容易に拡張が可能であり、特に誘導モータや同期モータを組合せた系の解析への応用が期待できる。今後、本法の拡張と応用について更に検討を進める予定である。

## 参考文献

- (1) I. G. Hansen: "Description of a 20 kilohertz Distribution System", Presented at 21st Intesociety Energy Conversion Engineering Conf (IECEC), San Diego, CA, pp. 25-29 (1986)
- (2) P. K. Sood and T. A. Lipo: "Power Conversion Distribution System using a High-Frequency AC Link", IEEE Trans. on IA, Vol. IA-24, No. 2, pp. 228-300 (1988)
- (3) 松井、石川「高周波電流形並列共振インバータのPDM電力制御」電気学会電力変換研究会SPC-94-36, p. 63 (1994)
- (4) 秋山、松井「並列共振リンクによる高周波電力供給システム」電気学会電力変換研究会SPC-95-12, p. 29 (1995)
- (5) S. K. Sul and T.A.Lipo: "Field-Oriented Control of an Induction Machine in a High Frequency Link Power System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 4, pp. 436-445 (1990)
- (6) 石田、北野、堀「直列共振形高周波リンクDC-ACコンバータのオープンループ・リアルタイム制御法」電学論 Vol. 112-D, No. 9, p. 77 (1992)
- (7) 石岡、河村「高周波リンクDC-DCコンバータの高効率化」電気学会電力変換研究会SPC-93-20, p. 69 (1993)
- (8) 松井「共振形高周波リンクコンバータの過渡解析法についての一提案」平成7年電気学会全国大会No. 739, p. 4/99 (1995)
- (9) 楊、松井「並列共振リンクコンバータの状態平均化解析」平成7年電気学会産業応用部門全国大会No. 223, p. 3/79-80 (1995)