

琉球大学学術リポジトリ

スライディングモードによる無停電電源装置（UPS）の出力電圧制御

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2008-03-31 キーワード (Ja): キーワード (En): UPS, Output Voltage Control, Robust control, Sliding Mode Control 作成者: 上里, 勝實, 千住, 智信, 松原, 淳, 宜保, 直樹, Uezato, Katsumi, Senjyu, Tomonobu, Matsubara, Atsushi, Gibo, Naoki メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/5480

スライディングモードによる無停電電源装置 (UPS) の出力電圧制御

上里勝實* 千住智信* 松原 淳** 宜保直樹***

Output Voltage Control of Uninterruptible Power Supply
by Using Sliding Mode Control.Katsumi UEZATO* Tomonobu SENJYU*
Atsushi MATSUBARA** Naoki GIBO***

Abstract

The output voltage of UPS is distorted by abrupt load current. Conventional control methods to adjust output voltage, PI controller, states feedback control, dead beat control method, so on, are proposed as the control method which controls the inverter switches to generate the required pulse width modulated (PWM) pattern to produce low total harmonic distortion (THD) sinusoidal output voltage. The control methods, however, must regard robustness of the controller associated with LC filter. Because of the system parameter deviation, undesirable voltage fluctuation arises.

This paper adopts sliding mode control to control the output voltage of UPS. This method is robust with respect to parameter deviation and nonlinearity of the system. As the most valuable feature of author's proposed method is that the feedback gain is changed with state variable by adaptation process, hence the system has good voltage control quality even if the system is subjected to unexpected load disturbance. This useful features and validity are shown in simulations.

Key Words : UPS, Output Voltage Control, Robust control, Sliding Mode Control.

1. まえがき

近年、情報化社会は急速に発展拡大しており、今後
もより高度に、そして広範囲に発展していくものと思
われる。高度情報化社会の構築、産業構造や都市機能

の高度化、生活様式が多様化などの流れの中で、電気
の品質への要求も高まってきた。

わが国の電力供給信頼度は、諸外国に比べて相当高
い水準にあるが、停電や電圧低下の社会に与える影響
は大きくなっている。特に、情報化社会において重要

受付：1992年5月11日

*工学部電気工学科

Dept. of Electrical Engineering, Fac. of Eng.

**沖縄電力株式会社

Okinawa Electric Power Co., Ltd.

***大学院工学研究科電気・情報工学専攻

Graduate Student, Electrical and Information Engineering

であるコンピュータ等の情報、通信機器に与える影響は大きい。これらの機器は、電源側の一瞬の停電や、電圧低下によって誤動作を起こしたり、停止してしまうことがある。上記の問題を解決するため、これらの重要な負荷には無停電電源装置(UPS:Uninterruptible Power Supply)が用いられている。

ところが、上述したような負荷は、従来の電気機器と異なり、非線形負荷で代表されるスイッチングレギュレータ方式の電源回路を内蔵しており、UPSシステムからみるとコンデンサインプット形整流負荷である。従って、電源となるUPSに高調波を含んだ歪波電流が流れ、出力電圧が歪んでしまうという問題が生じる。通常のUPSは、交流入力電源を整流、平滑し、バッテリーをバックアップパワーとして並列に接続し、更にインバータで交流電圧をつくる。そのため、UPSの出力電圧歪を抑制する手段として、従来は、1) 直流電圧を制御する方式、2) インバータの半導体の導通時間を変えて、パルス幅を制御する方式（PWM制御）、3) 交流出力に定電圧制御装置などを設ける方式⁹⁾、などが用いられているが、ほとんどが2)の方式を採用しており、現在PWM制御としてデットビート制御方式¹⁰⁾等の種々の制御法が提案されている。

しかし、これらの方法では機器パラメータの変動で出力電圧に誤差を生じ、また急激な負荷変動が生じた場合、良好な制御特性が得られない。よって本研究では、状態空間内に設定した超平面によって制御構造が

切り換わる、いわゆるVSS理論に基づいたスライディングモード制御法¹¹⁾によるUPSの出力電圧制御法を提案する。この制御法は、制御特性が超平面に拘束されるため、パラメータ変動、非線形性、雑音などに対してロバストなシステムを実現できる。また本研究では本システムに関するシミュレーションを行い、その有効性を確認する。

2. UPSシステム

2.1 UPSの概要

UPSはUninterruptible Power Supplyの略称であり、交流無停電電源システムとして、「変換装置、エネルギー蓄積装置（蓄電池等）および必要に応じてスイッチを組み合わせるにより、交流入力電源の停電に際し、負荷電力の連続性を確保することのできる交流電源システム」と定義されている¹²⁾。また、Constant Voltage Constant FrequencyであることからCVCFとも呼ばれている。当初UPSは、回転形が主流であり、電動機で電気エネルギーをいったん機械エネルギーに変換し、再び発電機で電気エネルギーに変換していた。現在では、サイリスタの実用化以降、半導体によるインバータ方式の静止形が全面的に用いられている。静止形は、回転形のようにエネルギーの変換が無いので、損失が少ないのが最大の特徴¹³⁾である。

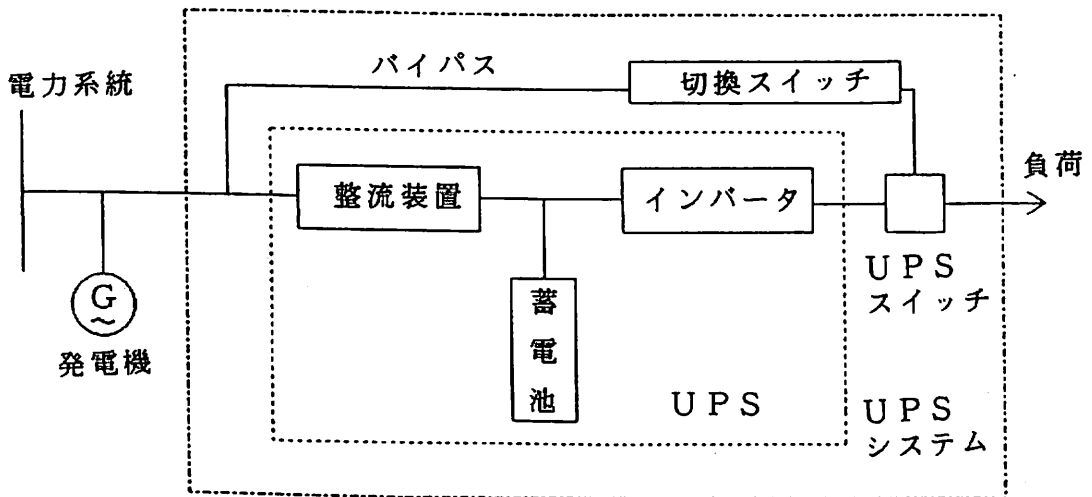


Fig. 1. Diagram of UPS system.

UPSの代表的な構造を図1に示す。

図1は商用交流入力を変換装置で直流に変換し、これをインバータにより安定な交流電源に変換し負荷へ出力する。バックアップパワーとしてバッテリーが整流装置に並列に接続されているが、長時間の停電に備えてディーゼルエンジン発電機も用いられている。そのため商用電源に瞬時電圧低下、停電が起こっても負荷に安定した電力を供給できる。図1のような構造については種々の回路構成が提案されており、UPSの使用目的や設備容量によりその構成は決定されている。

2. 2 PWMインバータ

UPSに用いられるインバータは、商用電源の代わりにコンピュータなどの負荷に電力を供給するので、出力交流波形は正弦波でなければならない。インバータの出力電圧波形は方形波であるので、その基本波分のみをフィルタにより取り出し供給する。しかし、方形波の電圧波形には3次以上の全ての調波分が含まれており、低次のものほど含有率も高く、これをフィルタで除去するにはフィルタが大きくなり経済的でない。また、高調波はインバータの諸特性（効率、電圧変動）にも影響を与える。よって、ほとんどの場合インバータのスイッチング作用を利用して半サイクル内に複数のパルスが発生させ、このパルス波形を正弦波状に変

調することで低次の高調波を除去している。これをPWM (Pulse Width Modulation) 制御と呼んでいる。インバータで作られる出力電圧波形は、PWM制御による波形であっても正弦波ではないのでフィルタが設けられるが、この方法を用いると高調波含有成分は低くなり、出力電圧波形を正弦波にするためのフィルタが小形化できる。

2. 3 非線形負荷による影響

今日のエレクトロニクス機器の内部回路は、ほとんど直流電源で動いているため、機器内部に交流入力を直流に変換するための整流回路を有している。この整流回路としては主に整流器と並列に平滑コンデンサが接続されたコンデンサインプット型整流回路が用いられている。UPSシステムにつながる負荷はコンピュータ等の情報、通信機器であり、上述の整流回路を有するため非線形負荷となる。図2に単相のコンデンサインプット型整流回路を示す。UPSシステムにつながる負荷が非線形負荷であるため、平滑コンデンサCの両端電圧よりも入力電圧が低い期間は、負荷電流は流れない。このため、負荷電流が正弦波に対して大きく歪み、この結果UPS側に高調波電流を流してしまい、UPSシステムのフィルタで整形された出力電圧波形が歪んでしまう。

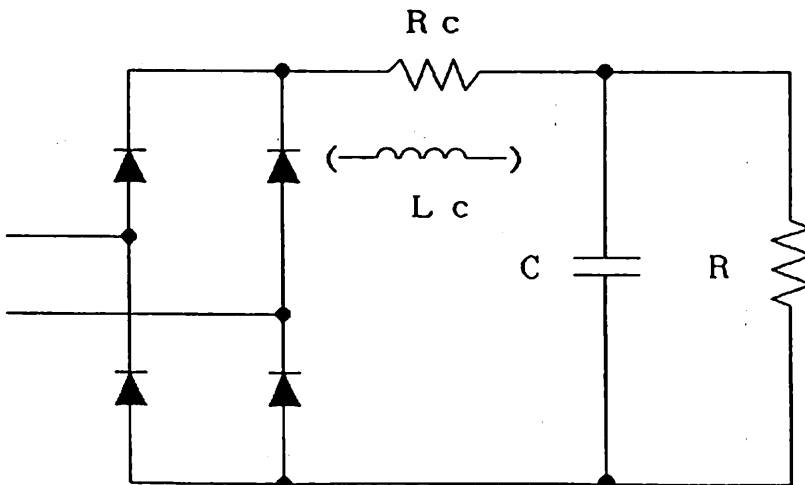


Fig. 2. Single-phased capacitor input type rectifier circuit.

3. スライディングモードの適用

ムに適用する. 図3に本研究で対象にするUPSのシステム構成図を示す.

本章ではスライディングモード制御をUPSシステ

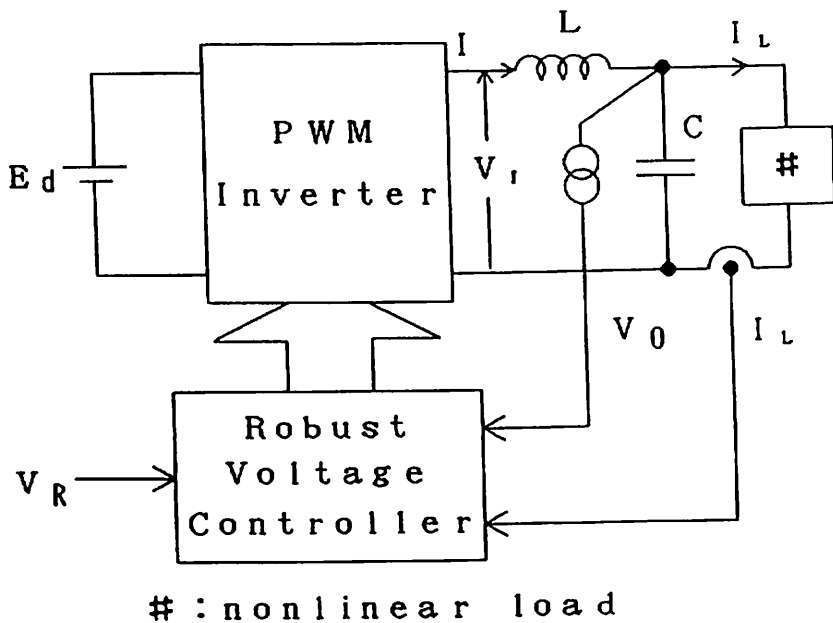


Fig. 3. System configuration.

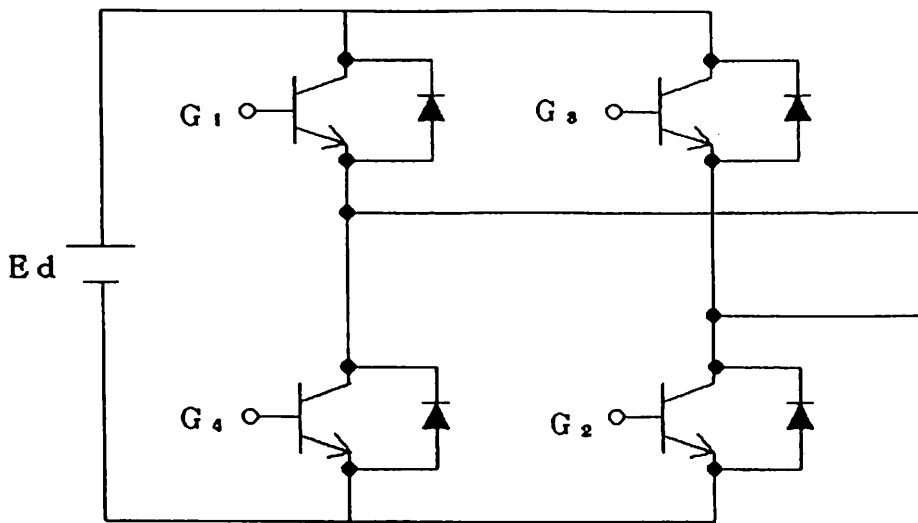


Fig. 4. PWM inverter.

これは、単相のUPSであり、直流電源 E_d を図4に示すPWMインバータで交流に変換し、LCフィルタにより高調波成分を除去した電圧を、非線形負荷に出力するものである。扱う非線形負荷は、図2に示したコンデンサインプット型整流回路である。また、このシステムは、出力電圧 V_o と負荷電流 I_L を検出し、電圧調整器により指令電圧 V_R と一致するような信号をPWMインバータのスイッチング素子に入力し、PWMインバータより制御入力 V_i を出力する。

図3のシステム方程式を次式で表す。

$$\ddot{V}_o = -\frac{1}{LC} V_o - \frac{1}{C} \dot{I}_L + \frac{1}{LC} V_i \quad (1)$$

出力電圧 V_o と指令電圧 V_R との誤差 e を次のように定義する。

$$e \equiv V_o - V_R \quad (2)$$

次に誤差 e を零にするための制御入力を(3)式に示す。

$$V_i = \phi_1 e + \phi_2 \dot{e} + \hat{L}\hat{C}\ddot{V}_R + \hat{L}\dot{I}_L + V_R \quad (3)$$

ただし、 ϕ_1, ϕ_2 はフィードバックゲイン
 \hat{L} は L の定格値、 \hat{C} は C の定格値

ここでスライディングモードの導入を行うため、切り換え超平面 s を次式のように設定する。

$$s = \lambda e + \dot{e} \quad (4)$$

このとき傾き λ は Hurwitz の条件を満たすため次のようになる。

$$\lambda > 0$$

$v(s) = s^2/2$ をリヤプノフのテスト関数とするため、その時間微分 $s\dot{v}$ は、(1), (2), (3), (4) 式より次式のように表せる。

$$\begin{aligned} s\dot{v} = & s^2 \left[\lambda + \frac{1}{LC} \phi_2 \right] \\ & + se \left[-\lambda^2 + \frac{1}{LC} \phi_1 - \frac{\lambda}{LC} \phi_2 - \frac{1}{LC} \right] \\ & + s \left\{ \left[\frac{\hat{L}\hat{C}}{LC} - 1 \right] \dot{V}_R + \frac{1}{C} \left[\frac{\hat{L}}{L} - 1 \right] \dot{I}_L \right\} \quad (5) \end{aligned}$$

(5)式における右辺第3項はパラメータ誤差による外乱と考えられる。

ここで、機器パラメータ L, C と定格値 \hat{L}, \hat{C} との変動および誤差は周波数の変化や飽和の影響によってある範囲幅に限定されるため、次のようにそれらの範囲を限定する。

$$C_{\min} < \hat{C} < C_{\max}, L_{\min} < \hat{L} < L_{\max}$$

次にスライディングモード存在条件 ($s\dot{v} < 0$) を満たすようなフィードバックゲイン ϕ_1, ϕ_2 を決定する。(5)式の右辺第1項を負にするために、 ϕ_2 を(6)式のように定める。

$$\phi_2 < -L_{\max} C_{\max} \lambda \quad (6)$$

ここで第2, 3項も負にするためにフィードバックゲイン ϕ_1 を設定しなければならないが、これについては、 ϕ_1 を

$$\phi_1 = \begin{cases} \alpha & \text{if } se > 0 \\ \beta & \text{if } se < 0 \end{cases} \quad (7)$$

とし、I) α, β をそれぞれ固定値とした場合と、II) α, β をそれぞれ可変値とした場合に分けて考える。

I) α, β をそれぞれ固定値とした場合

(5)式を負とするため第2項により、 ϕ_1 は次の条件を満足する値に設定する。

$$\phi_1 = \begin{cases} \alpha < \min_{L,C} \phi_2 \lambda + LC \lambda^2 + 1 & \text{if } se > 0 \\ \beta > \max_{L,C} \phi_2 \lambda + LC \lambda^2 + 1 & \text{if } se < 0 \end{cases} \quad (8)$$

このとき、(5)式において第1項と第2項との和の絶対値が、第3項の取り得る最大の絶対値よりも大となるようにあらかじめゲイン (ϕ_1, ϕ_2, λ) を与えることにより、存在条件を満たすことができる。

II) α, β をそれぞれ可変値とした場合

(5)式の第2項と第3項の和を負にするために、 ϕ_1 は次式を満足するようにする。

$$\phi_1 = \begin{cases} \alpha < \min_{L,C} \left\{ -\frac{1}{|e|} [(\hat{L}\hat{C}-LC)\ddot{V}_r + (\hat{L}-L)\dot{I}_L] + \phi_2 \lambda + LC\lambda^2 + 1 \right\} & \text{if } se > 0 \\ \beta > \max_{L,C} \left\{ \frac{1}{|e|} [(\hat{L}\hat{C}-LC)\ddot{V}_r + (\hat{L}-L)\dot{I}_L] + \phi_2 \lambda + LC\lambda^2 + 1 \right\} & \text{if } se < 0 \end{cases}$$

(9)

本電圧制御システムのブロック図を図5に示す。この場合 Gain Controller により (9) 式を満たすような ϕ_1 をオンラインで計算するため、 α 、 β は可変値となる。また、必要に応じてゲインを大きくするため、I の場合 (α 、 β を固定値) に比べて不必要なハイゲインとなることがない。一般にデジタル制御では、不必要にハイゲインとすることにより不安定になることが知られている。本手法は、システムが必要とするゲインの十分値をオンラインにより時々刻々求めるため、システムが不安定になることを緩和することができる。また、ゲインを低減することもできるため、チャタリングの影響を小さくすることも可能である。

以上で存在条件は満たせたので、次に到達条件を考えるが、これは (6) 式を満たせばその十分条件は満たされる。よってパラメータ L 、 C に対してロバストな出力電圧制御システムが設計できる。

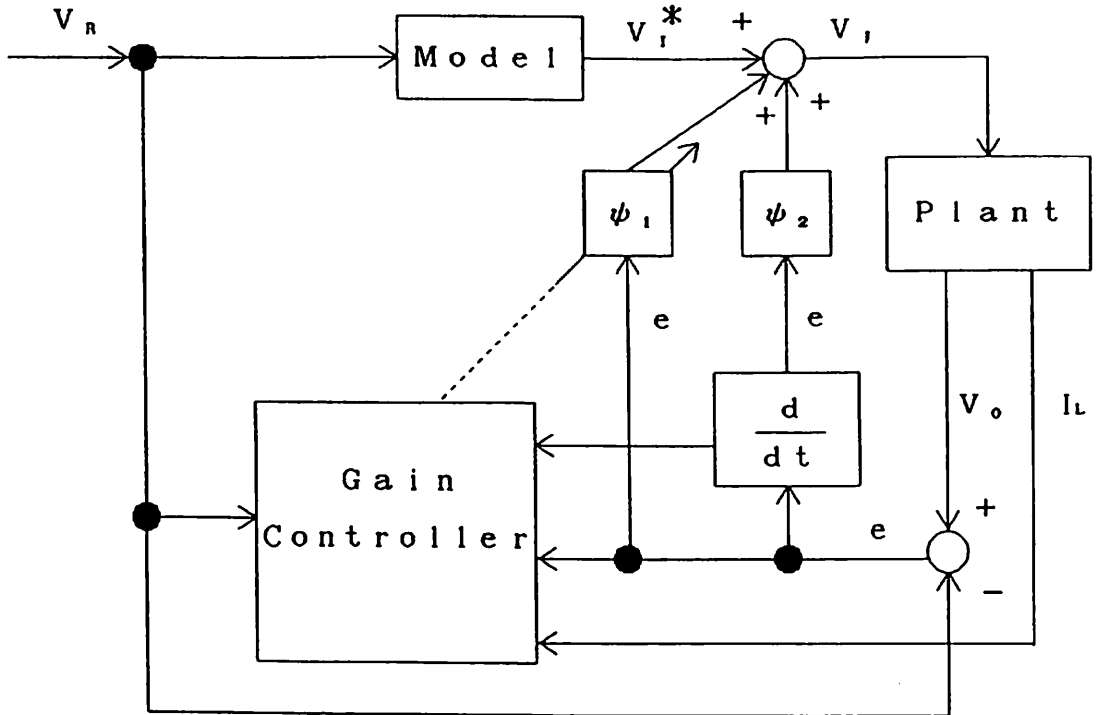


Fig. 5. Block diagram of control system.

4. シミュレーション結果及び考察

この章では、3章で設計したUPS出力電圧制御システムのシミュレーション結果を、大きく3つに分けて示す。また、扱う負荷は3章でも述べたような図2の非線形負荷を想定している。

4.1 ゲイン α , β が固定値の場合

ここでは、(8)式で表した ϕ_1 , (6)式の ϕ_2 を用いて出力電圧 V_o , 負荷電流 I_L , 及びインバータ出力電流 I に関するシミュレーションを行った。図6にその結果を示す。負荷は非線形負荷を想定している。

図6は定格値と機器パラメータ(L, C)に誤差が有る場合である。シミュレーションは、出力電圧 V_o , 負荷電流 I_L , インバータ出力電流 I , 指令値 V_R について行っており、 V_R の波形は破線で表し、他の波形は実線で表している。シミュレーションにおける条件とパラメータ値を表1に示す。

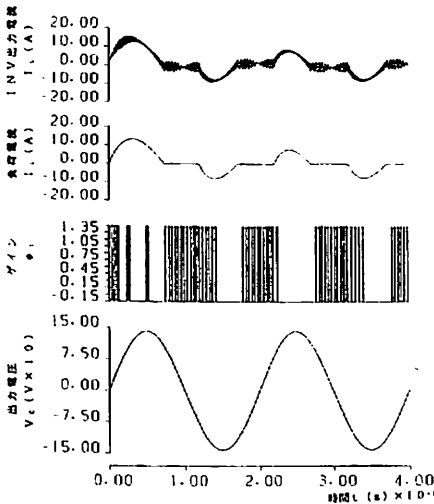


Fig. 6. Output waveforms with alternative gain.

表1 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-1 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L}=0.9 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C}=3.0 \times 10^{-5}$ [F]
$L=0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C=2.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{s1n}=0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{s1n}=1.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{s2n}=1.0 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{s2n}=4.0 \times 10^{-5}$ [F]
$V_n = \sqrt{2} \times 100 \sin(\omega t)$, $\omega: 2 \times \pi \times f$	
$\phi_g = -1.65 \times 10^{-4}$, $\lambda = 0.40 \times 10^4$	
$\alpha = -0.15$, $\beta = 1.5$	
サンプリング周期 $T=0.1$ [ms], 周波数 $f=50$ [Hz]	

ゲイン ϕ_1 は、負荷電流の値に応じて激しく変動しているが、出力電圧はほぼ正弦波となり、良好な制御が行われていることがわかる。

4.2 ゲイン α , β が可変値の場合

次に、(9)式, (6)式の ϕ_1 , ϕ_2 を用いてシミュレーションを行った。 $\phi_1(\alpha, \beta)$ はオンラインで計算する。この計算は図5のシステムブロック図に示したように、必要な要素をフィードバックして(9)式により行うが、このときゲインの余裕となる値(以下 δ とする)をそのゲイン計算値へ付加または減じる。 $\alpha < (9)$ 式, $\beta > (9)$ 式であるので、 α に対する δ を δ_1 , β に対する δ を δ_2 とする。

また、本節ではさらに以下に示すように、4つのシミュレーションを行い、出力電圧波形に与えるそれぞれの影響を調べる。

- I) フィードバックゲイン ϕ_1 のゲイン加減値 δ を变化した場合
- II) フィードバックゲイン ϕ_2 を变化した場合
- III) 切り換え超平面の傾き λ を变化した場合
- IV) パラメータ誤差を变化した場合
- V) サンプリング周期の影響

サンプリング周期, 指令電圧 V_R , 周波数 f は4.1節で用いたものと同値である。

I) フィードバックゲイン ϕ_1 の余裕値 δ を变化した場合

δ の値を変えてシミュレーションを行った結果を図7, 図8に示し、変化させる δ の値はその都度示す。また使用するパラメータとその条件の値を表2に示す(パラメータ誤差有り)。

図7の波形を見ると出力電圧波形に歪が生じているのがわかる。図8は、歪の無いほぼ指令値に追従した出力電圧波形が得られている。この結果より、 ϕ_1 のゲインの余裕値 δ は、その絶対値がほぼ零に近づくほ

表2 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-2 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L}=0.9 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C}=3.0 \times 10^{-5}$ [F]
$L=0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C=2.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{s1n}=0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{s1n}=1.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{s2n}=1.0 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{s2n}=4.0 \times 10^{-5}$ [F]
$V_n = \sqrt{2} \times 100 \sin(\omega t)$, $\omega: 2 \times \pi \times f$	
$\phi_g = -1.65 \times 10^{-4}$, $\lambda = 0.40 \times 10^4$	

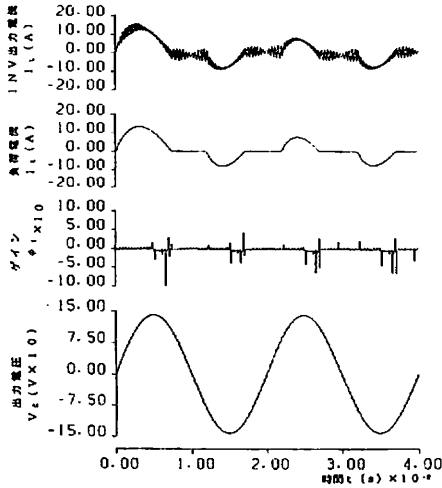


Fig. 7. Influence of gain margin δ . (δ is large) ($\delta_1 = -0.6, \delta_2 = 0.8$)

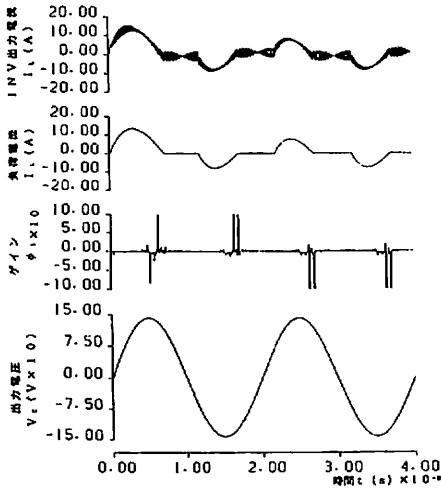


Fig. 8. Influence of gain margin δ . (δ is small) ($\delta_1 = -0.6 \times 10^{-4}, \delta_2 = 0.8 \times 10^{-5}$)

ど良好な制御が行えることがわかる。また、結果は示していないが、 λ の値を本シミュレーションで用いた値より小さな値を用いると、ゲインの余裕値 δ は本シミュレーションで用いた絶対値より大きな値が取れ、安定化のためには δ は λ が大きいほどより小さい値でなければならないことがわかった。

II) フィードバックゲイン ϕ_2 を変化した場合

ここではフィードバックゲイン ϕ_2 に3つの値を用

いてシミュレーションを行った。その結果を図9、図10に示す。使用する ϕ_2 の値はその都度示す。 ϕ_2 は(6)式に示したようにその値は漠然とした範囲であるが、 ϕ_1 の δ 同様に ϕ_2 の値による出力電圧特性を示す。使用するパラメータとその条件の値を表3に示す(パラメータ誤差有り)。

表3 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-3 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L} = 0.9 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C} = 3.0 \times 10^{-6}$ [F]
$L = 0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C = 2.5 \times 10^{-6}$ [F]
$L_{min} = 0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{min} = 1.5 \times 10^{-6}$ [F]
$L_{max} = 1.1 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{max} = 4.5 \times 10^{-6}$ [F]
$\delta_1 = -0.7 \times 10^{-2}$	$\delta_2 = 0.7 \times 10^{-4}$
$\lambda = 0.5 \times 10^4$	

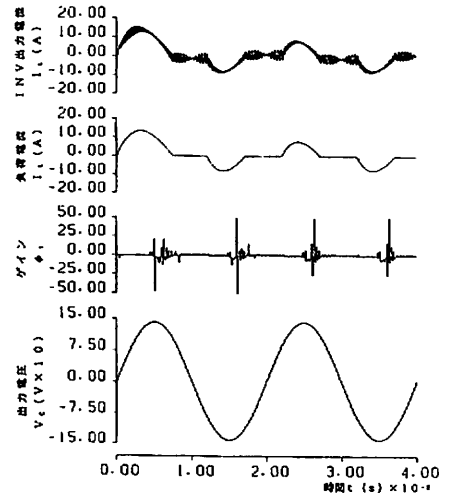


Fig. 9. Influence of ϕ_2 . (ϕ_2 is large) ($\phi_2 = -2.5 \times 10^{-4}$)

図9は、ほぼ良好な出力電圧が得られているが、図10のように ϕ_2 の値が大きくなると、波形に歪が生じているのがわかる。このとき(6)式の $L_{max} C_{max} \times \lambda$ の値は、2.475であるので ϕ_2 のゲイン加減値も δ 同様にその絶対値が零に近いと制御が良好に行えることがわかる。これは、 ϕ_2 の値が固定されていることで、Iでも述べたように、ゲイン加減値が大きいと過度なハイゲインになるものと考えられる。

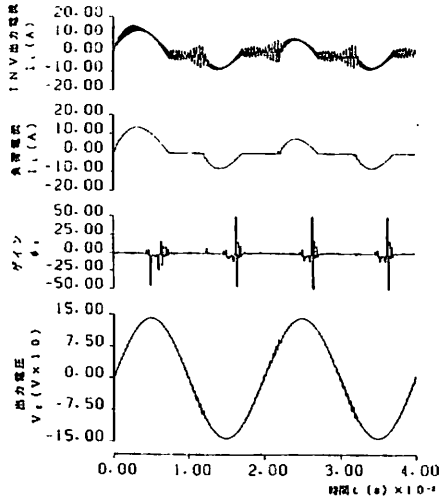


Fig.10. Influence of ϕ_1 .
(ϕ_2 is small)
($\phi_2 = -3.0 \times 10^{-4}$)

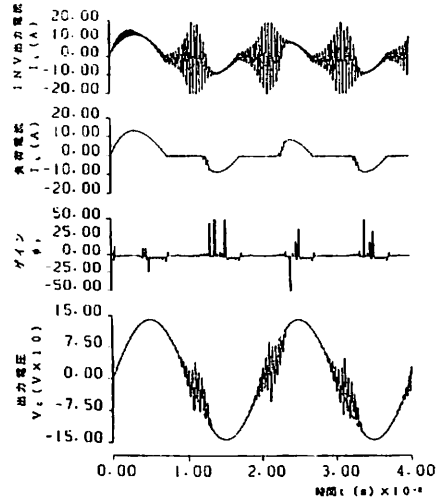


Fig.12. Influence of λ .
(λ is large)
($\lambda = 0.6 \times 10^4$, $\phi_2 = -3.25 \times 10^{-4}$)

Ⅲ) 切り換え超平面の傾き λ を変化した場合

ここでは、切り換え超平面の傾き λ を3つの値を用いてシミュレーションを行ったので、その結果を図11、図12、図13に示す。また、 λ 及び ϕ_2 (λ によって最適値が変化するため) はその都度示し、使用するパラメータとその条件の値を表4に示す(パラメータ誤差有り)。

図11の出力電圧波形はほぼ指令値 V_R に追従しており良好な結果が得られているが、図12では、出力電圧波形は大きく脈動した波形となっている。

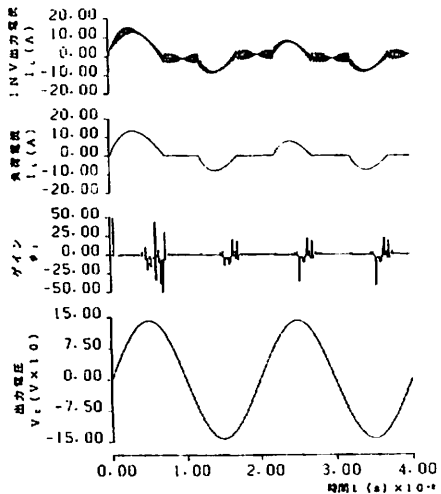


Fig.11. Influence of λ .
(λ is medium)
($\lambda = 0.4 \times 10^4$, $\phi_2 = -2.2 \times 10^{-4}$)

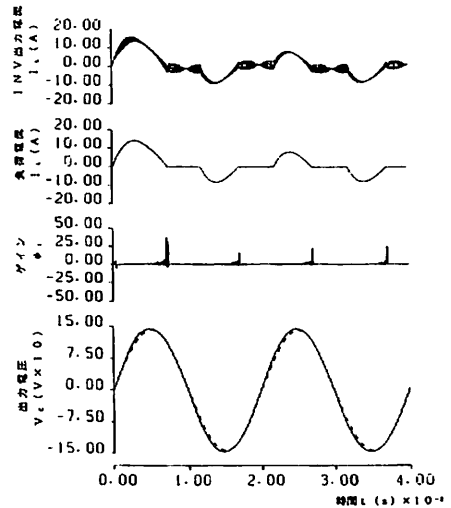


Fig.13. Influence of λ .
(λ is small)
($\lambda = 0.1 \times 10^4$, $\phi_2 = -2.2 \times 10^{-4}$)

表4 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-4 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L} = 0.9 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C} = 3.0 \times 10^{-6}$ [F]
$L = 0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C = 2.5 \times 10^{-6}$ [F]
$L_{a11} = 0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{a11} = 1.5 \times 10^{-6}$ [F]
$L_{a22} = 1.2 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{a22} = 4.5 \times 10^{-6}$ [F]
$\delta_1 = -0.6 \times 10^{-4}$	$\delta_2 = 0.8 \times 10^{-6}$

図13は、位相がずれた波形となっており、また、出力電圧のピーク値が指令値 V_R よりも高くなっている。

図12の脈動の原因は、 λ が大きくなっているために、 ϕ_2 が過度なハイゲインとなっていることが考えられる。図13については、 λ が小さいために指令値と出力電圧の誤差 e が、切り換え超平面上で零に収束する速度が遅くなるので、位相のずれとピーク値に誤差が生じているものと考えられる。

以上のことより、良好な制御特性を得るためには、 λ はある範囲内に限定され、本制御システムにおいては、

$$0.1 \times 10^4 < \lambda < 0.6 \times 10^4$$

の範囲に存在し、図11に用いた値 (0.4×10^4) が適当であると考えられる。

IV) パラメータ誤差を変化した場合

ここでは、パラメータ変動に対する制御特性を調べるため、図14では、誤差が無い状態での良好な結果を示し、図15ではパラメータ誤差を生じた時 (λ , ϕ_1 のゲイン余裕値 δ , ϕ_2 は図14での値と同値) の出力波形を示す。また、この方法とは逆に図16にパラメータ誤差がある状態での良好な結果を示し、図17ではパラメータ誤差が無い状態 (λ , ϕ_1 のゲイン余裕値 δ , ϕ_2 は図16での値と同値) での出力波形を示す。

使用する定格値、 λ の値は、上記4つのシミュレーションとも同じで、表5のような値である。

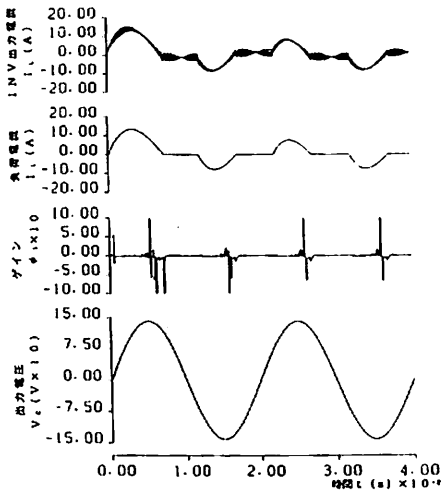


Fig.14. Output waveforms with no parameter error.

$$(\phi_2 = 2.6 \times 10^{-4}, \delta_1 = -0.6 \times 10^{-2}, \delta_2 = 0.8 \times 10^{-2})$$

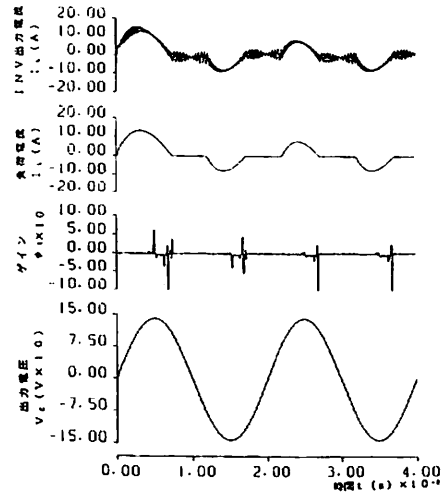


Fig.15. Output waveforms with parameter error.

$$(\phi_2 = 2.6 \times 10^{-4}, \delta_1 = -0.6 \times 10^{-2}, \delta_2 = 0.8 \times 10^{-2}, L = 0.75 \times 10^{-2} \text{ [H]}, C = 2.5 \times 10^{-5} \text{ [F]})$$

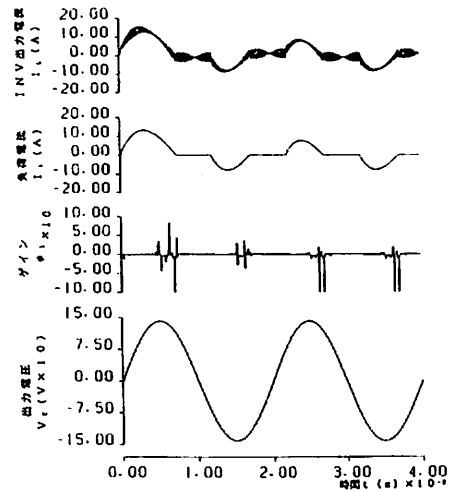


Fig.16. Output waveforms with parameter error.

$$(\phi_2 = 2.25 \times 10^{-4}, \delta_1 = -0.6 \times 10^{-2}, \delta_2 = 0.8 \times 10^{-2}, L = 0.75 \times 10^{-3} \text{ [H]}, C = 2.5 \times 10^{-5} \text{ [F]})$$

図14、図15の結果よりパラメータ誤差が無い状態でフィードバックゲイン ϕ_2 、及び ϕ_1 のゲイン加減値 δ を設定すると、パラメータ誤差が生じた場合に出力電圧にわずかな脈動が生じているのがわかる。

これとは逆にパラメータ誤差がある場合に ϕ_2 , δ を設定すると、パラメータ誤差が無い状態でも良好な出力電圧波形が得られることがわかる。本制御システム

を設計するためには、あらかじめパラメータ誤差が有るものとして ψ_2 , δ を設定することが必要である。このことよりパラメータ変動に対してロバストな制御系が構成できる。

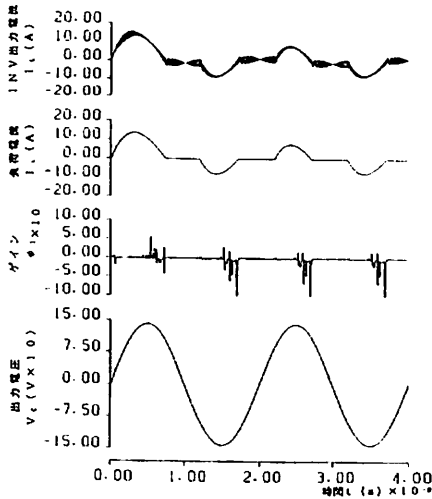


Fig.17. Output waveforms with no parameter error. ($\psi_2=2.25 \times 10^{-4}$, $\delta_1=-0.6 \times 10^{-4}$, $\delta_2=0.8 \times 10^{-5}$)

表5 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-5 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L}=0.8 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C}=3.0 \times 10^{-5}$ [F]
$L=0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C=2.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{a1n}=0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{a1n}=1.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{a2n}=1.1 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{a2n}=4.5 \times 10^{-5}$ [F]
$\delta_1=-0.6 \times 10^{-4}$, $\delta_2=0.8 \times 10^{-5}$, $\lambda=0.45 \times 10^4$	

ここではパラメータ誤差がある場合の L, C の値は定格値以下の値を用いている。ここには示していないが定格値以上の値を用いても、パラメータ誤差が無いときのような良好な結果が得られている。また、定格値を本シミュレーションよりもある程度小さな値を用いて、パラメータ変動の範囲や、フィードバックゲインの設定を考慮にいれ、シミュレーションを行ったが、パラメータ誤差が無いときでも出力電圧波形に歪が生じた。これは本制御法を用いた場合でも、LC フィルタをある程度の大きさ以下にすると、インバータの出力電圧に含まれる高調波成分が、フィルタで完全に除去できないため良好な出力電圧波形が得られないことを表しているものと考えられる。

V) サンプリング周期を変化した場合の影響

これまでのシミュレーションは、サンプリング周期を 0.1 [ms] で行ない良好な制御特性を得ることができた。ここでは、サンプリング周期を変えることによって制御特性にどのような影響を与えるか検討する。図 18 では、これまで用いてきたサンプリング周期よりも長くし、図 19 では短くした値を用いている。また、図 20 では、サンプリング周期を短くし、パラメータ誤差もこれまでより大きくしている (L については 27.7%, C については 30% の誤差)。

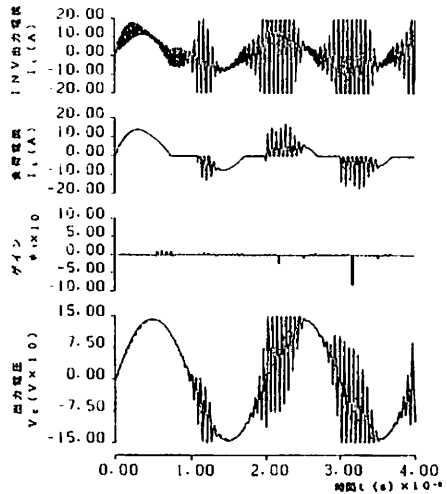


Fig.18. Influence of longer sampling period. (sampling period $T=0.2$ [ms], $L=0.75 \times 10^{-3}$ [H], $C=2.5 \times 10^{-5}$ [F])

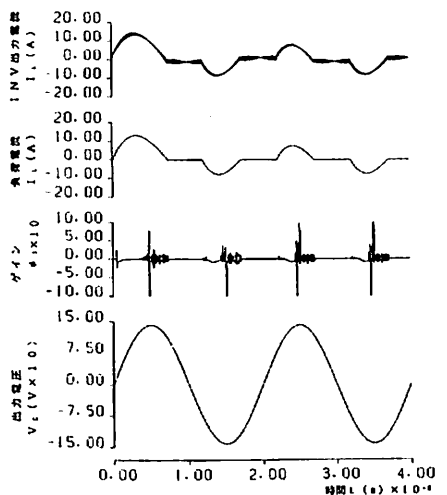


Fig.19. Influence of sampling period. (sampling period $T=0.05$ [ms], $L=0.75 \times 10^{-3}$ [H], $C=2.5 \times 10^{-5}$ [F])

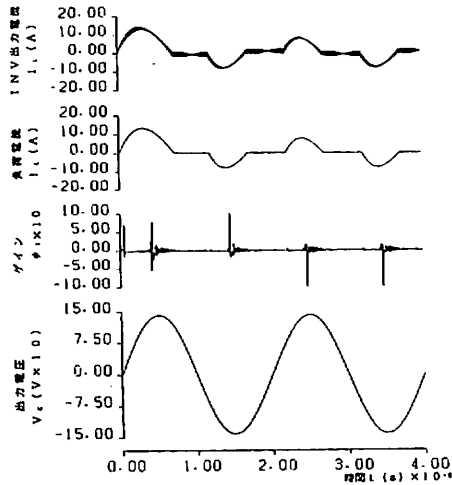


Fig.20. Influence of sampling period. (sampling period $T=0.05$ [ms], $L=0.65 \times 10^{-3}$ [H], $C=2.5 \times 10^{-5}$ [F])

表6 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-6 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L}=0.9 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C}=3.0 \times 10^{-5}$ [F]
$L=0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C=2.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{min}=0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{min}=1.5 \times 10^{-5}$ [F]
$L_{max}=1.1 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{max}=4.5 \times 10^{-5}$ [F]
$\delta_1=-0.6 \times 10^{-4}$	$\delta_2=0.8 \times 10^{-5}$
$\phi_2=-2.25 \times 10^{-4}$	$\lambda=0.45 \times 10^4$

シミュレーションで使用するサンプリング周期は図示しており、パラメータ、フィードバックゲインの値は表6に示す。

図18より、サンプリング周期を長くすると、良好な制御特性は得られないことがわかる。これとは逆に、サンプリング周期を短くすると図19のように良好な結果が得られ、またこのときパラメータ誤差をさらに大きくした（図20）にもかかわらず、出力電圧は指令値に追従していることがわかる。

フィードバックゲイン ϕ_1 は、図18では変化が少ないのに対し、図19、図20では大きく変化している事がわかる。図19、図20では同一時間内に、より多く制御入力を得られるので指令値への追従性が良くなり、このような良好な結果が得られたものと考えられる。

サンプリング周期はフィードバック制御においては計算機内での計算量が増えると、その演算時間で与えられる。よって、現実には演算時間を速くすることが重要となる。

4. 3 1 サンプルの制御遅れの場合

これまでのシミュレーションは制御入力 V_i が状態変数 θ 、 I_L の測定と同時に計算できるものとして考えてきた。しかし、実際には、計算機内におけるフィードバック係数の計算や、状態変数にフィードバック係数を掛けるときの演算時間があり、この演算時間の遅れにより理論通りに制御則が実現できない場合がある。この場合、サンプリング周期が短ければ、1 サンプル前の制御入力データを利用することが考えられる⁹⁾。

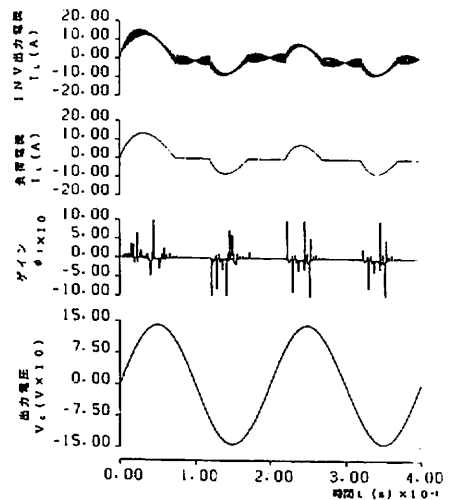


Fig.21. Output waveforms with no computation time.

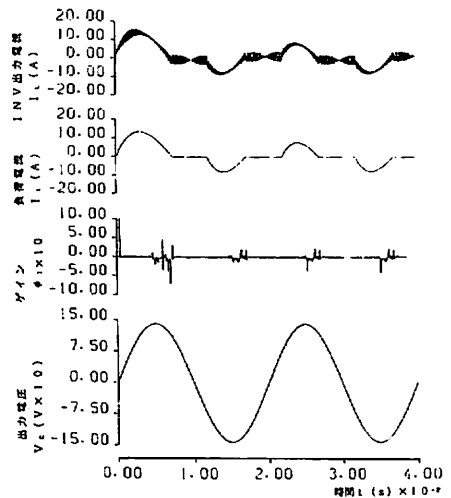


Fig.22. Output waveforms with no computation time.

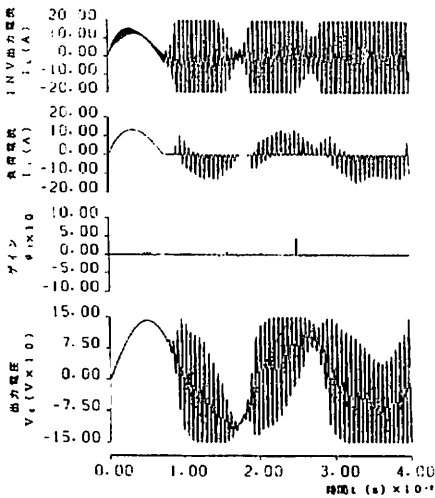


Fig.23. Output waveforms using one sampling ahead directive value. (no delay in directive value)

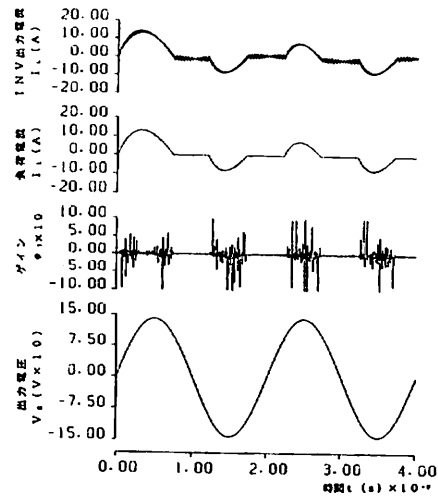


Fig.25. Output waveforms using one sampling ahead directive value. (with one sampling delay in directive value) (sampling period $T=0.05$ [ms])

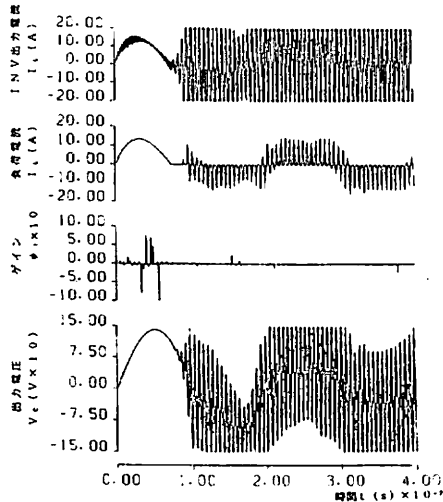


Fig.24. Output waveforms using one sampling ahead directive value. (with one sampling delay in directive value)

ここでは状態変数 e , I_L に対して, 1 サンプル前の制御入力 V_i を利用した場合と, 演算遅れがなく理想の場合との比較を行う。また, 誤差 e (出力電圧と指令値の誤差) における指令値が遅れた場合と遅れが無い場合についても検証してみた。

図21, 図22には, 演算時間の遅れが無い制御入力の場合の波形を示す。尚, 前者は指令値に遅れが無い波形で, 後者は指令値に1 サンプルの遅れがあるものを用いている。図23, 図24には演算時間遅れを考慮に

いれ1 サンプル前の制御入力を用いた波形を示す。尚, 前者は指令値に遅れが無い波形で, 後者は指令値に1 サンプルの遅れがある波形である。また, サンプリング周期を短くしたときの影響を検討するため,

サンプリング周波数 $T = 0.05$ [ms]

とし, 指令値 V_R に遅れがあり, 制御入力 V_i が1 サンプル遅れたときのシミュレーション結果を図25に示す。シミュレーションに用いたパラメータとその条件を表7に記す。

表7 シミュレーションにおける条件とパラメータ値
Table-7 Value of condition and parameter for simulation.

$\hat{L} = 0.9 \times 10^{-3}$ [H]	$\hat{C} = 3.0 \times 10^{-6}$ [F]
$L = 0.75 \times 10^{-3}$ [H]	$C = 2.5 \times 10^{-6}$ [F]
$L_{a11} = 0.6 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{a11} = 1.5 \times 10^{-6}$ [F]
$L_{a22} = 1.0 \times 10^{-3}$ [H]	$C_{a22} = 4.0 \times 10^{-6}$ [F]
$\delta_1 = -0.6 \times 10^{-4}$	$\delta_2 = 0.8 \times 10^{-6}$
$\phi_2 = -2.2 \times 10^{-4}$	$\lambda = 0.4 \times 10^4$
サンプリング周期 $T = 0.1$ [ms]	
$V_R = \sqrt{2} \times 100 \times \sin(\omega t)$, $\omega : 2\pi \times f$	

図21, 図22の波形より, 演算遅れがなく理想状態の場合は, 指令値に遅れがあっても, またなくても良好な結果が得られている。図23, 図24の波形では, 演算時間遅れを考慮にいれ1 サンプル前の制御入力を用いると指令値に遅れがあっても, 遅れがなくても出力電

圧波形が大きく脈動し、指令値に追従していないことがわかる。出力電圧の不安定化は、電流が零となる時間から始まっており興味深い現象である。この結果については、フィードバックゲイン ϕ_1 がオンラインで計算され、時間と共に変化するため1サンプル制御入力が遅れると、制御入力 V_1 の安定性が保証されず指令値に追従できなくなってしまうためと思われる。しかし、サンプリング周期 T を短くすると、図25より良好な結果が得られている。よって、演算遅れを考慮した場合、制御入力を1サンプル遅らせる方法は、サンプリング周期をさらに短くすることによって、安定性は向上するといえる。

5. あとがき

本論では、非線形負荷による高調波電流によって生じるUPSの出力電圧波形歪みの問題を解決し、パラメータ変動や負荷変動に対してロバストな制御システムを実現するために、ロバスト制御法の1つであるスライディングモード制御法によるPWMインバータの出力電圧制御法を提案した。そしてシミュレーションによりその有効性を検証した。

この結果、非線形負荷を接続し、機器パラメータがある範囲幅で変動しても、本制御法を用いることで、UPSの出力電圧が指令値に追従し、良好な制御が行えることが確認できた。良好な制御を行うために今回は、フィードバックゲイン、切り換え超平面の傾き λ の適当な値をシミュレーションにより、試行錯誤で決定した。これらの値は、フィードバックゲインが過度

なハイゲインとならないようにうまく設定することにより、制御系の安定化が実現できる。

また、演算時間の遅れによりシステムが不安定になることが明らかになった。この問題は、サンプリング周期を短くすることによって解決できた。

今後の課題としては、実システムを構成し実験により本制御法の有効性を確認することである。

参考文献

- (1) 定由「無停電電源装置（UPS）導入実戦ガイド」電気書院
- (2) Cokhale, Kawamura, Hoft 「Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis」IEEE TRANSACTION ON INDUSTRY APPLICATION, VOL. IA-23, No.5, SEPTEMBER/OCTOBER 1987
- (3) 原島, 橋本「Sliding Mode とその応用 I, II」システムと制御, Vol.29, No2, pp.94~103, No4, pp.242~250, 1985
- (4) 地福, 天野「UPSの技術動向」電学論D, 107巻11号, 昭62
- (5) 無停電電源装置調査専門委員会編「無停電電源装置の動向」電気学会技術報告（II部）第372号
- (6) 千住, 上里「PWMインバータのロバスト電流制御法」, 電気学会リニアドライブ研究会資料, LD-92-23, pp.61~70（平4-3）
- (7) 美多, 原, 近藤「基礎デジタル制御」コロナ社