

制御時間比率が変化する SIDO 電源の検討

白石 尚也, 築地 伸和, 須永 祥希, 浅石 恒洋, 小堀 康功, 高井 伸和, 小林 春夫 (群馬大学)

Naoya Shiraishi, Nobukazu Tsukiji, Yoshiki Sunaga, Koyo Asaishi, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, Haruo Kobayashi (Gunma University)

キーワード : スイッチング電源、DC-DC コンバータ、単一インダクタ多出力電源回路、電圧制御、鋸歯状波、一巡伝達特性
(Keywords : Switching converter, DC-DC Converter, Single Inductor Multi-Output Power Supply Circuit, Voltage control, Sawtooth wave, Loop transfer characteristic)

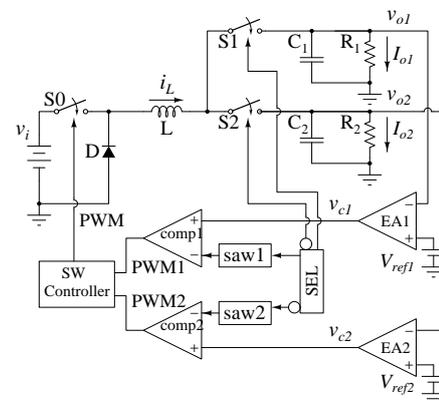
1. はじめに

電子機器の小型化の要求から、電源回路にも小型化が求められている。解決策として 1 つのインダクタより多数の電圧を出力する、単一インダクタ多出力 (Single Inductor Multi Output : SIMO) 電源が研究されている [2]~[3]。基本的な SIMO は、各出力の負荷電流を時分割で排他的に制御することでインダクタを共有する。しかし、基本的な SIMO は 1 つの出力だけで大きな負荷電流が必要になるときに対応できない問題があった。文献 [1] では、上記の課題解決のために、単一インダクタ 2 出力 (Single Inductor Dual Output : SIDO) 電源において、一定であった出力端子の制御時間比率を可変にする制御方式について検討している。しかし、従来方式で提案された鋸歯状波のピーク値を一定にする制御を用いた SIDO では、条件によって出力が不安定になる問題があった。

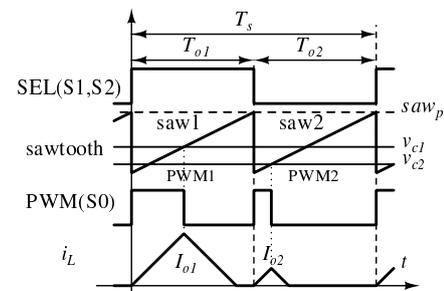
本論文では上記の原因について鋸歯状波が一巡伝達特性に与える影響について考察し、問題点を明らかにする。この問題を解決するために、鋸歯状波のピーク値ではなく、傾きを一定にする鋸歯状波を用いた新方式を提案する。さらに、傾きを一定にした鋸歯状波の特徴を利用した、三角波と SR-FF を用いた新たな制御時間信号生成回路を提案する。インダクタ電流は不連続モード (DCM) を採用した。シミュレーションの結果、従来方式と比較して様々な条件でも安定性を保証できることと、より大きな負荷電流の供給量差での安定した動作を確認した。

2. 基本的な SIDO 電源回路

2.1 基本的な SIDO 電源の構成と動作原理 基本的な降圧-降圧形 SIDO コンバータの全体構成の概略図を図 1(a) に示し、動作波形の一例を図 1(b) に示す。図 1(b) は、ハイサイドコンバータ (v_{o1} 側出力部) の負荷電流 I_{o1} が、ローサイドコンバータ (v_{o2} 側出力部) の負荷電流 I_{o2} より大きい場合であり、その時の各スイッチング信号 (SEL, PWM1, PWM2) と鋸歯状波 (saw1, saw2)、エラーアンプ EA1、EA2 の出力 (v_{c1} , v_{c2})、インダクタ電流 (i_L) の波形を示している。 i_L は DCM の場合である。 T_s が一周期であり、 T_{o1} がハイサイドコンバータ、 T_{o2} がローサイドコンバータの制御時間である。SEL は、図 1(a) の S1、S2 を制御する信号



(a) 回路構成の概略図
(a) Schematic diagram of the circuit configuration

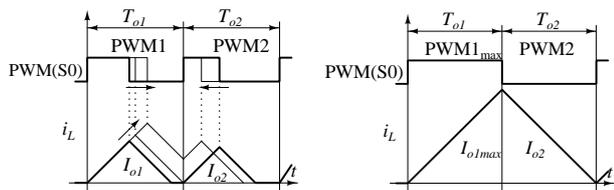


(b) SEL, saw, v_c , PWM, i_L 波形の一例
(b) Waveform examples of SEL, saw, v_c , PWM, i_L

図 1 基本的な降圧-降圧形 SIDO コンバータ
Fig. 1. Basic buck-buck SIDO converter

であり、基本的な SIDO コンバータにおいて、制御時間比 $T_{o1}:T_{o2}$ は 1:1 の割合で固定である。

図 1(b) の saw1 (saw2) は SEL 信号を入力とし、図 1(a) の saw1, saw2 ブロックで生成される。期間 T_{o1} の PWM を PWM1、期間 T_{o2} の PWM を PWM2 とする。PWM1、PWM2 はそれぞれ v_{c1} , v_{c2} と saw1, saw2 をコンパレータ comp1、comp2 で比較することで生成される。インダクタ電流 i_L は S0 の ON/OFF により増減し、その面積によって



(a) I_{o1} が増加するときのPWM1、(b) I_{o1} が最大値になった場合のPWM2幅の変化
 (a) Change of width of PWM1, (b) Width of PWM1, PWM2 when I_{o1} increases
 PWM1、PWM2幅
 I_{o1} is maximum value

図2 基本的なSIDOコンバータにおける I_{o1} の増加によるPWM1、PWM2幅の変化

Fig. 2. Change of width of PWM1, PWM2 due to increase of I_{o1} in basic SIDO converter

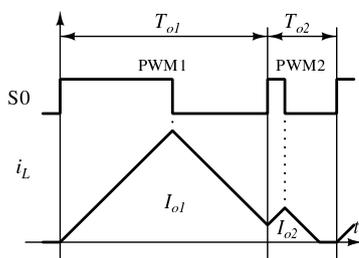


図3 $T_{o1}:T_{o2}$ が変化する場合のPWM1、PWM2幅と I_{o1} 、 I_{o2} の関係

Fig. 3. Relation between width of PWM1, PWM2 and I_{o1} , I_{o2} when $T_{o1}:T_{o2}$ changes

I_{o1} 、 I_{o2} の値が決定される。負荷電流が多いハイサイドコンバータの v_{c1} は v_{c2} より高く、PWM1の幅はPWM2より広い。

2.2 基本的なSIDO電源の問題点 ここで、さらに多くの I_{o1} を供給したい場合を考える。このときのPWM1、PWM2と i_L の変化を図2に示す。図2(a)に示すように、 I_{o1} を増加させるためにPWM1が増加していくと、 i_L が0になる前に T_{o2} に移行する状態になる。このとき、PWM2は一定の I_{o2} を保持するために減少していく。 I_{o1} が更に増加しPWM1が $PWM1_{max}$ となった場合を図2(b)に示す。PWM2を0にしても図2(a)と比べ、過剰な I_{o2} になっている様子が見える。また、 I_{o1} の最大値 I_{o1max} は、 T_{o1} によって制限されているため、これ以上の I_{o1} は供給できない。上記の状態では、 I_{o1} と I_{o2} に大きく差がある場合に、両コンバータに所望の負荷電流を供給できず、一定の出力電圧を保持できない。ここで、 $T_{o1}:T_{o2}$ が変化する場合のPWM1、PWM2と i_L の変化を図3に示す。図3に示すように、 $T_{o1}:T_{o2}$ が I_{o1} と I_{o2} によって変化するれば、 I_{o2} は所望の値を保持でき、更に大きな I_{o1} が供給できる。次節に制御時間比率の変動にともなう、saw1、saw2の扱いについて考察する。

3. 鋸歯状波と一巡伝達特性の検討

制御時間比率が変化した場合、図1(a)のsaw1 (saw2) プロ

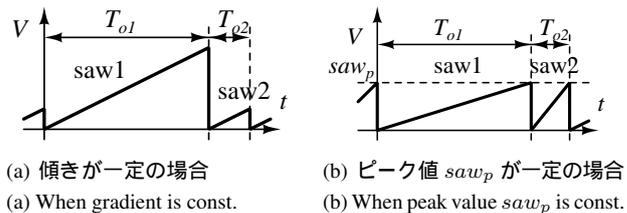


図4 制御時間比率の変化に伴う鋸歯状波の変化
 Fig. 4. Change of sawtooth due to control time ratio

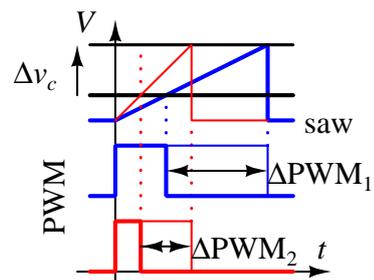


図5 saw1の傾きの違いによる $\Delta PWM1$ の変化
 Fig. 5. Variation of $\Delta PWM1$ due to difference of gradient of sawtooth

ックに入力される信号のH/L時間が変動するため、saw1、saw2に影響を与える。文献[1]では、図4(b)に示すようにピーク値を一定にする制御を行っていた。図4(b)から、鋸歯状波の傾きが変化していることがわかる。傾きが変化するとPWM生成部のゲイン特性が変化する。図5に示すように、同じ v_c の変化量 Δv_c に対するPWMの変化量 ΔPWM は、sawの傾きで異なる(ΔPWM_1 と ΔPWM_2)。 v_c の変化に対するPWMの変化 $\Delta PWM / \Delta v_c$ はPWM生成部のゲイン特性として表されるが、sawの傾きが変化するとゲイン特性が変化し、全体の一巡伝達特性に影響を与えることになる。ゲイン特性が変化すると、安定性の指標である位相余裕に影響を与えるため、鋸歯状波のピーク値を一定にする制御は、条件によって安定性が損なわれる可能性があることがわかる。

4. 提案方式

4.1 提案方式の構成 提案方式では、ゲイン特性を変化させず、どのような制御時間比率に変化した場合でも安定性を保証するために、鋸歯状波の傾きを一定にする方式を採用する。図4(a)に示すように、鋸歯状波の傾きを一定にすることで、どのような条件でも伝達特性を一定にでき、あらゆる $T_{o1}:T_{o2}$ においても系の安定化を実現できる。また、鋸歯状波の傾きが変わると、同じPWM幅を生成するための v_c の値が複数あった。図6(a)に一例を示す。同じ i_L の面積(I_{o1})を生成するためのPWM1の幅は1つであるのに対し、同じPWM1の幅を生成するための v_{c1} は、 T_{o1} によって鋸歯状波の傾きが変化している影響で、複数存在していることがわかる。鋸歯状波の傾きを一定にす

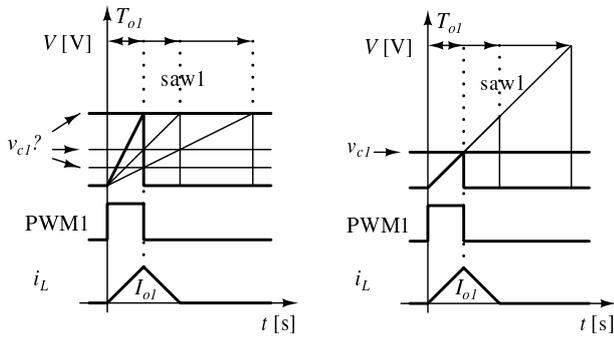


図6 sawtoothの傾きによる v_c の値の変化
Fig. 6. Variation of v_c due to gradient of sawtooth

図7 提案方式 SEL 信号生成回路の概略図

Fig. 7. Schematic diagram of SEL signal generator circuit in proposed method

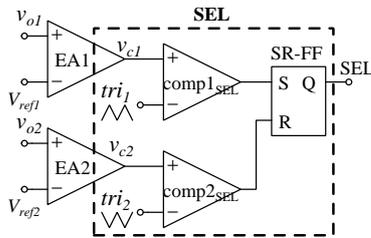
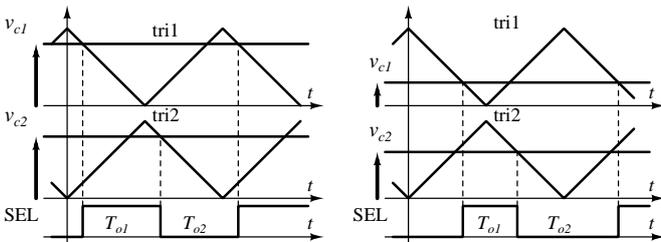


図8 v_{c1}, v_{c2} の値に対する $T_{o1}:T_{o2}$ の変化

Fig. 8. Variation of $T_{o1}:T_{o2}$ due to value of v_{c1}, v_{c2}



(a) v_{c1} と v_{c2} が等しい場合
(a) In case of v_{c1} is equal to v_{c2}
(b) v_{c1} と v_{c2} に差がある場合
(b) In case of there is a gap between v_{c1} and v_{c2}

図9 三角波の振幅、 Δv_{c1} 、 ΔT_{o1} の関係

Fig. 9. Relation between amplitude of triangle wave, Δv_{c1} and ΔT_{o1}

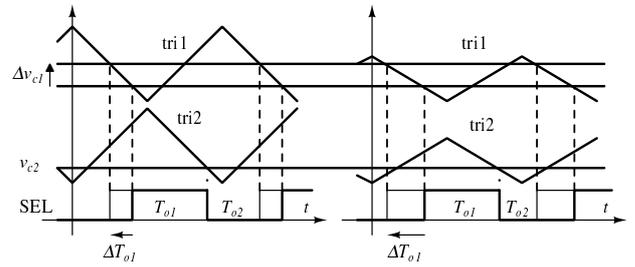


表1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation conditions

Table 1. Simulation conditions

入力電圧 v_{in}	10V
出力電圧 v_{o1}	5.0V
出力電圧 v_{o2}	4.0V
負荷電流 I_{o1}	0.1~10A
負荷電流 I_{o2}	0.1~10A
参照電圧 V_{ref1}	5V
参照電圧 V_{ref2}	4V
インダクタ L	0.5 μ H
出力容量 C	470 μ F
動作周波数 f	200kHz

が等しい場合、 $T_{o1}:T_{o2}=1:1$ の SEL 信号を生成できる。図 8(b) に示すように、 v_{c1} と v_{c2} に差がある場合は、値によって $T_{o1}:T_{o2}$ は変化する。図 9 に示すように、tri1 (tri2) の振幅によって、 Δv_{c1} に対する、 ΔT_{o1} は変化する。tri1、tri2 の設計の際には、まず仕様によって決まる I_{o1} と I_{o2} の最大値から、 i_L の最大面積を求める。その面積 (負荷電流) を生成するために必要な制御時間を求める。鋸歯状波の傾きを一定にすることで、 I_{o1} 、 I_{o2} から v_{c1} と v_{c2} は一意に決定されるため、その v_{c1} 、 v_{c2} と tri1、tri2 から i_L の面積を生成できるだけの $T_{o1}:T_{o2}$ となるように tri1 と tri2 の振幅を設計する。

5. シミュレーション結果

提案方式の動作を確認するために、図 1(a) に示す降圧-降圧形 SIDO コンバータの saw1、saw2 ブロックには saw1、saw2 の傾きを一定にする鋸歯状波生成回路を、SEL ブロックには図 7 に示す提案回路を用いて、シミュレーションを行った。表 1 にシミュレーションパラメータを示す。まず、負荷電流を $I_{o1}=0.5A$ 、 $I_{o2}=0.5A$ とし、一巡伝達特性を検証した。ただし、DCM では負荷電流に伴い一巡伝達特性が変化するため、上記のシミュレーションでは、負荷電流を 0.5A で固定し、制御時間比率を提案方式の制御ループで決定するのではなく、回路プールを切り、意図的に変化させている。また、 $T_{o1}:T_{o2}$ はおよそ 1:1 から 1:10 に変化させている。従来方式と提案方式において、 $T_{o1}:T_{o2}$ の変化に対するハイサイドコンバータの一巡伝達特性の変化をそれぞれ図 10、図 11 に示す。両図ともに、制御時間比率が 1

ることで、図 6(b) に示すように、どのような T_{o1} でも v_{c1} の値は一意に決定される。次節でこの v_{c1} 、 v_{c2} が一意に決まることを利用した新しい SEL 信号生成回路を提案する。

4.2 提案方式における SEL 信号生成回路 図 7 に提案方式における SEL 信号生成回路の概略図を示す。tri1 と tri2 は互いに半周期位相差のある三角波であり、 v_{c1} 、 v_{c2} と tri1、tri2 をそれぞれ comp1_{SEL}、comp2_{SEL} で比較し S、R 信号を得る。S、R 信号の立ち上がりを SR-FF で検出することで SEL 信号を得る。図 8(a) に示すように、 v_{c1} と v_{c2}

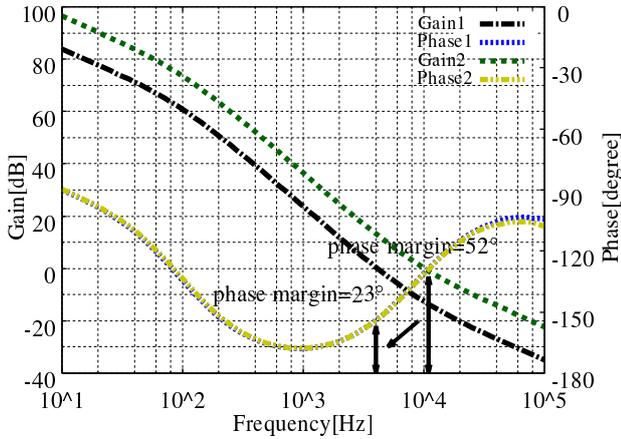


図 10 従来方式における一巡伝達特性
Fig. 10. Loop transfer characteristics in conventional method

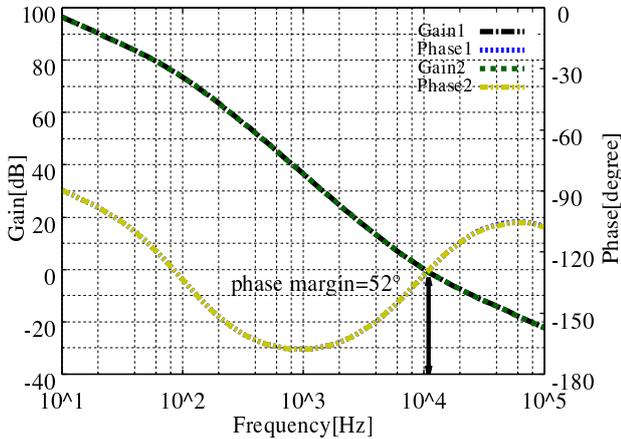


図 11 提案方式における一巡伝達特性
Fig. 11. Loop transfer characteristics in proposed method

: 10 の場合が Gain1、Phase1 であり 1 : 1 の場合が Gain2、Phase2 である。図 10 では、 $T_{o1}:T_{o2}$ の変化に対して、ゲイン特性が変化している。位相余裕が約 52° から約 23° とおよそ 30° 減少し、安定性を欠いていることがわかる。図 11 ではゲイン特性が変化しておらず、位相余裕を一定に保つことができ、安定性を保持できている。次に提案回路において、負荷電流を $I_{o1}=10A$ 、 $I_{o2}=0.1A$ ($I_{o1}:I_{o2}=100:1$) とした場合と、 $I_{o1}=1A$ 、 $I_{o2}=1A$ ($I_{o1}:I_{o2}=1:1$) とした場合、 $I_{o1}=0.1A$ 、 $I_{o2}=10A$ ($I_{o1}:I_{o2}=1:100$) とした場合の SEL、 i_L の波形をそれぞれ図 12、図 13、図 14 に示す。図 13 において、負荷電流比 $I_{o1}:I_{o2}$ が 1:1 のとき、制御時間比 $T_{o1}:T_{o2}$ はほぼ 1:1 となっている。図 12、図 14 において、 $I_{o1}:I_{o2}$ が 100:1、1:100 と差がある場合は、 $T_{o1}:T_{o2}$ を変動させ負荷電流の大きい側の制御時間が増加している。この動作により、大きな負荷電流差でも安定して所望の負荷電流を供給することができる。

6. まとめ・今後の課題

本論文では、従来方式で提案された鋸歯状波の傾きを変

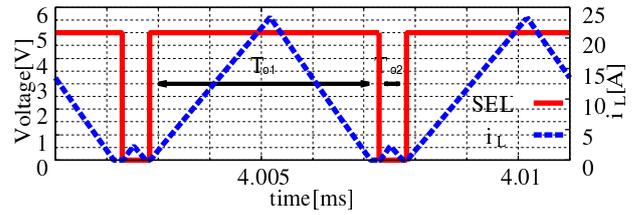


図 12 $I_{o1} = 10A, I_{o2} = 0.1A$ ($I_{o1}:I_{o2}=100:1$) の場合の SEL、 i_L 波形
Fig. 12. Waveforms of SEL and i_L ($I_{o1} = 10A, I_{o2} = 0.1A$)

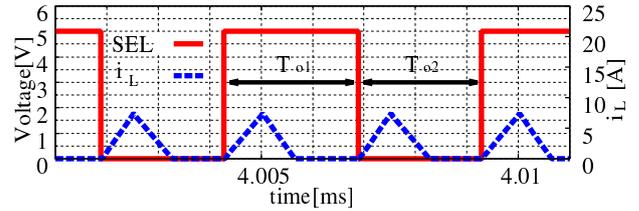


図 13 $I_{o1} = 1A, I_{o2} = 1A$ ($I_{o1}:I_{o2}=1:1$) の場合の SEL、 i_L 波形
Fig. 13. Waveforms of SEL and i_L ($I_{o1} = 1A, I_{o2} = 1A$)

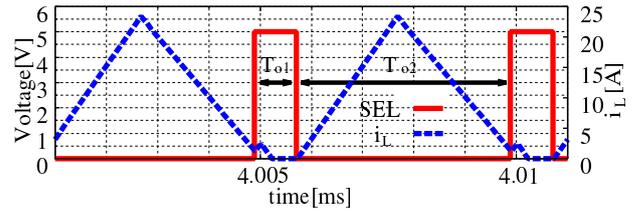


図 14 $I_{o1} = 0.1A, I_{o2} = 10A$ ($I_{o1}:I_{o2}=1:100$) の場合の SEL、 i_L 波形
Fig. 14. Waveforms of SEL and i_L ($I_{o1} = 0.1A, I_{o2} = 10A$)

化させる方式の問題点を述べ、一巡伝達特性を一定に保ち、様々な条件下でも安定性を保証できる新方式を提案した。シミュレーションの結果、提案方式では一巡伝達特性を変化させずに、位相余裕を一定に保ち、安定性を保持できることを確認した。また $I_{o1}:I_{o2} = 10A:0.1A$ (100:1) の電流差での動作を確認した。今後の課題は、インダクタ電流連続モードでの動作を検証することである。

参考文献

- (1) 高井伸和, 白石尚也, 小堀康功, 築地伸和, 金谷浩太郎, 田中駿祐, 小林春夫, “ 大きい負荷電流差に対応可能な単一インダクタ 2 出力 DC-DC Converter の提案, ” 電子情報通信学会論文誌, J-98-A, No.8, pp.502-509, Ang 2015.
- (2) W. Xu, X. Zhu, Z. Hong, and D. Killat, “ Design of Single-inductor dual-output switching converters with average current mode control, ” IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, pp.902-905, December 2008.
- (3) W.H. Ki, and D. Ma, “ Single-Inductor multiple-output switching converters, ” Power Electronics Specialists Conference, vol.1, pp.226-231, June 2001.