

2 相式降圧形 DC-DC コンバータへの フィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調制御の適用

Two phase buck DC-DC Converter using Feed-forward Delta-Sigma Modulation

金谷浩太郎[†] 田中駿祐[†] 岡田考志[†] 高井伸和[†] 小堀康功[†] 小林春夫[†]
小田口貴宏[‡] 山口哲二[‡] 上田公大[‡] 松田順一[§]

[†]群馬大学

[‡]AKM テクノロジー

[§]旭化成パワーデバイス

Kotaro Kaneya[†], Shunsuke Tanaka[†], Takashi Okada[†], Nobukazu Takai[†], Yasunori Kobori[†], Haruo Kobayashi[†]
Takahiro Odaguchi[‡], Tetsuji Yamaguchi[‡], Kimio Ueda[‡], Jun-ichi Matsuda[§]

[†]Gunma University

[‡]AKM Technology Corp.

[§]Asahi-Kasei Power Devices Corp.

1 はじめに

電源回路は電子機器への安定した直流供給が必要不可欠である。また、アプリケーションの負荷の変動に対して即座に対応するためには高速過渡応答が要求される。直流電源は通常交流電源より変換され、アプリケーションへと適用される。ここで DC-DC コンバータは供給される直流電源を適切な電圧とすることでアプリケーションを使用可能としている。この DC-DC コンバータには多くの場合、PWM 制御が適用されているが、最近ではその高速応答特性の良さから $\Delta\Sigma$ 変調にも注目が集まっている。

しかし、 $\Delta\Sigma$ 変調の特徴はリプルが大きいことである。この論文では高速過渡応答を実現するためフィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調器について着目するとともに、そのリプル低減のため 2 相型降圧形コンバータへの適用について提案する。ここでのシミュレーションは $\Delta\Sigma$ 変調器を含めすべて spectre で行った。

2 $\Delta\Sigma$ 変調

ここでは $\Delta\Sigma$ 変調の基本構成とその動作について説明する。また、今回制御回路として使用するフィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調器の特徴について説明する。

2.1 $\Delta\Sigma$ 変調の原理

図 1 に基本となる $\Delta\Sigma$ 変調器のブロック図を示す。 $\Delta\Sigma$ 変調器はアナログ入力信号を積分器、AD コンバータ、フィードバック部の DA コンバータより構成され、出力のデジタル信号を得る [1]。

図 2 に $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号と積分器の出力信号の関係を示す。 $\Delta\Sigma$ 変調器に入力した 0 から V_{fs} まで変化する直流信号は、積分器によって積分される。次に積分器出力を AD コンバータによって比較し、しきい値より大きくなったところで AD コンバータのデジタル出力が 0 から V_{fs} へと変化する。この時、デジタル出力によりフィードバック部である DA コンバータが動作することで積分器の入力に負の電圧を足し合わせる。これにより積分器の出力電圧は低下し、AD コンバータのしきい値より小さくなる事でデジタル出力は V_{fs} から 0 へと変化する。例として、 $\Delta\Sigma$ 変調器への入力信号を $3/7V_{fs}$ とすると $\Delta\Sigma$ 変調器信号はオンオフ比が 3:4 で出力され、平均すると $3/7V_{fs}$ の信号と見なせる。このようにして入力信号を平均して出力するのが $\Delta\Sigma$ 変調器である。

2.2 ΔΣ変調の種類

ΔΣ変調器の構成には様々な種類が存在する [2]。主に3つ例を挙げると、1つ目は積分器の方式について、連続時間方式か離散時間方式かである。離散時間ΔΣ変調器は高精度であるが、消費電力は大きく、低速・低周波信号しか扱えない。それに対して連続時間ΔΣ変調器は低精度であるが、低消費電力で高速・高周波信号を扱える。2つ目は単純な帰還方式か、または信号の外乱を事前に予測し、出力信号に変化を加えるフィードフォワード型であるかである。フィードフォワード型は伝達関数を考えると、信号伝達に遅れが生じないため高速応答を実現できる。しかし、その動作可能な帯域幅が十分にとれる範囲は限られるため不安定な制御となってしまうおそれが生じる。図3にフィードフォワード型のブロック図を示す。本来、ΔΣ変調器はアナログ入力信号の変化に対して負帰還を施して出力が変化するが、アナログ入力信号を積分器の出力にも加えることで、入力の変化がより早く出力信号に反映する。3つ目は構成段数による次数のちがいである。ΔΣ変調器は次数を増やす事でより低域除去を向上する事ができるが、構成段数が増え、回路規模が大きくなるというデメリットがある。これらの条件より今回使用したのは、離散時間積分器を用いて、正帰還を加えた1次のΔΣ変調器である。この構成の理由としては、精度の高い離散時間方式、応答速度の速いフィードフォワード型と構成の簡単な1次型で回路を実現するためである。

2.3 ΔΣ変調の出力信号

DC-DCコンバータの制御信号となるΔΣ変調器の出力信号について説明する。図4にタイミングチャートを示す。CLKによりサンプリングした信号はΔΣ変調器の入力の大きさによってオン期間とオフ期間の出現頻度が変わる。アナログ入力信号が大きい場合、その平均値を出力するとオン期間が長くなる。逆に、アナログ入力信号が小さい場合、その平均値の出力はオン期間が短くなる。このようにΔΣ変調器の出力のオン期間とオフ期間は自動的に切り替わる。デューティの期間固定によりΔΣ変調器の出力信号の周波数、つまり平均スイッチング周波数 f_{SW} はサンプリング周波数 f_S と平均時比率 D から次式のようになる [3]。

$$\begin{aligned} f_{SW} &= Df_S \quad 0 \leq D \leq 0.5 \\ \text{または} \\ f_{SW} &= (1 - D)f_S \quad 0.5 \leq D \leq 1 \end{aligned} \quad (1)$$

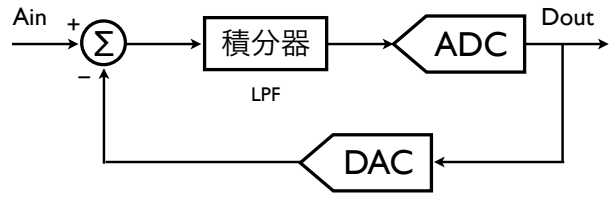


図1: ΔΣ変調器のブロック図

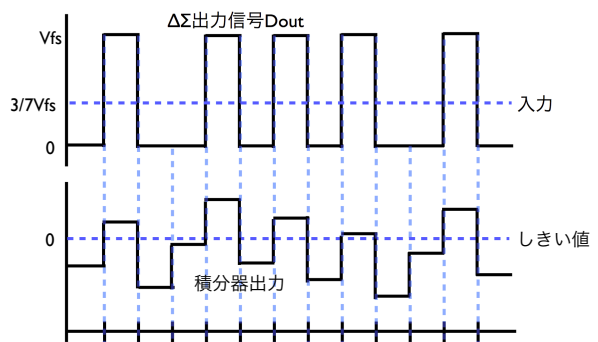


図2: 積分器出力とΔΣ変調器出力

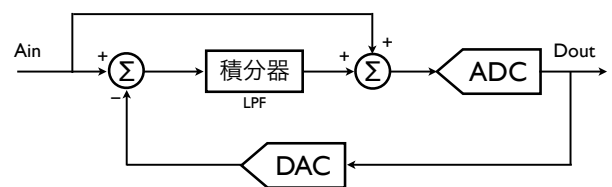


図3: フィードフォワード型ΔΣ変調器のブロック図

3 2相式降圧形 DC-DC コンバータへの適用

ここでは2相式降圧形 DC-DC コンバータについての説明と、ΔΣ変調制御回路の適用方法を説明する。

3.1 ΔΣ変調を適用した DC-DC コンバータの出力

前節にてΔΣ変調の出力信号について説明した。この出力信号を DC-DC コンバータのスイッチング信号として適用する場合、デューティ期間の変動の影響でスイッチのオン期間が長い状態と短い状態が生じる。図5に DC-DC コンバータのインダクタ電流とΔΣ変調出力の関係を示す。DC-DC コンバータ

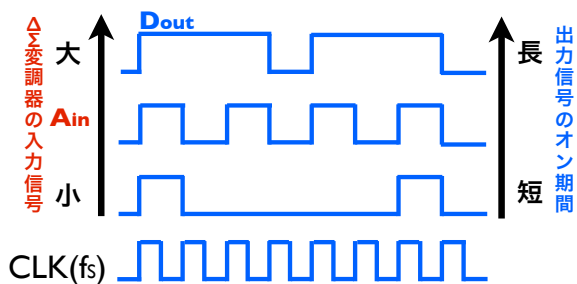


図 4: $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号

はオン期間でインダクタを充電、オフ期間でインダクタを放電することで、目標収束値への電圧変換を実現する。そのため、オン期間の変化により充電期間が変化し、リップルが大きくなる。このリップルを低減するため、多相式 DC-DC コンバータへの適用を提案する。

3.2 2 相式降圧形 DC-DC コンバータ

$\Delta\Sigma$ 変調器のリップルの低減を目指して、パワーステージには 2 相式の DC-DC コンバータを使用する。図 6 にその回路図を示す。2 相式とすることで DC-DC コンバータの出力電圧に生じるリップルを、位相の異なる 2 出力を重ねて相殺する。1 相の DC-DC コンバータの出力部を一つにまとめ、出力平滑コンデンサ C をつけた構成になっている。

3.3 スイッチング信号の分周

コンバータを制御する 2 つのスイッチ S_1 、 S_2 のための信号を作るために、図 7 に示すように $\Delta\Sigma$ 変調器の出力を分周して用いる。図 8 に $\Delta\Sigma$ 変調器の出力信号の D が 0.75、0.5、0.33 の場合についてスイッチング信号との関係を示す。スイッチング信号のデューティ D は分周回路を通して S_1 、 S_2 に交互に振り分けられるため、1 つの DC-DC コンバータでは見かけ D が 0~0.5 の間で変化する事になる。各出力 D において、スイッチング信号の周波数は変わる事がわかる。このような制限を受ける事で 2 相式降圧形 DC-DC コンバータの平均スイッチング周波数 f_{SW} は次式のようにになる。

$$f_{SW} = Df_s \quad 0 \leq D \leq 0.5 \quad (2)$$

以上の式から、 $\Delta\Sigma$ 変調器の出力はサンプリング周波数 f_s の半分以下で出力される事がわかる。

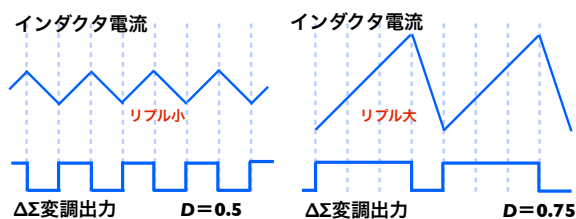


図 5: DC-DC コンバータのインダクタ電流と $\Delta\Sigma$ 変調出力

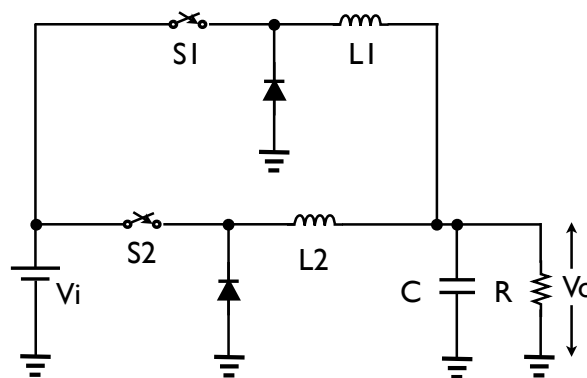


図 6: 2 相式降圧形 DC-DC コンバータの回路図

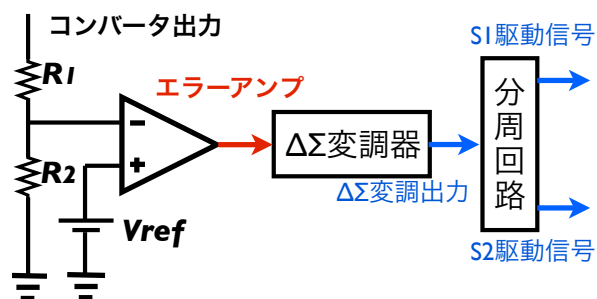
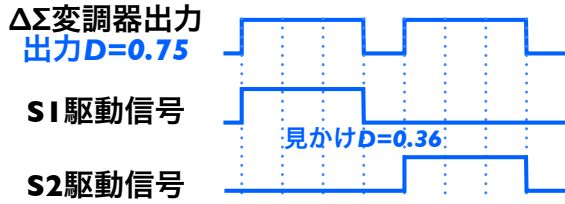
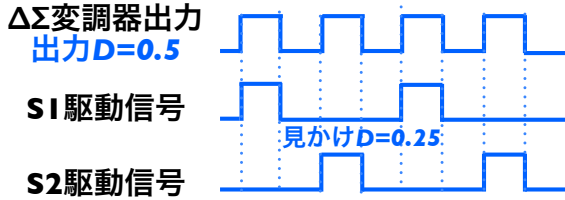


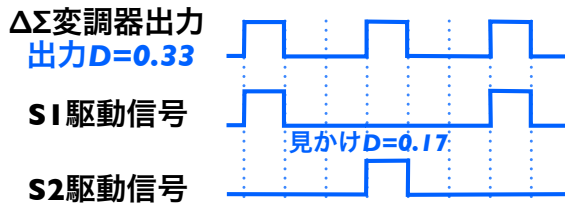
図 7: 制御回路としての適用方法



[1] ΔΣ変調器出力 $D = 0.75$



[2] ΔΣ変調器出力 $D = 0.5$



[3] ΔΣ変調器出力 $D = 0.33$

図 8: ΔΣ変調器出力と分周した駆動信号

4 シミュレーション

ここでは実際にフィードフォワード型ΔΣ変調を適用した2相式降圧形DC-DCコンバータのシミュレーションについて述べる。また、従来方式のPWM制御を適用した2相式降圧形DC-DCコンバータと結果を比較する事でその性能を確認する。

4.1 回路条件

2相式降圧形DC-DCコンバータのパラメータと分圧回路の抵抗 R_1 、 R_2 、サンプリング周波数 f_s としての入力CLK、比較電圧 V_{ref} を表1に示す。また、制御回路として用いたフィードフォワード型ΔΣ変調器を図9に示す。図9のΔΣ変調器にてPhにはCLKが入力され、PhはPhと同期している。それに対してPh2はPhに排他的な信号となっている。エラーアンプに入力するコンバータ出力は R_1 、 R_2 により1/6に分圧されており、 V_{ref} は1Vとなっている。これよりDC-DCコンバータ出力信号は6Vに収束する。比較対象となるPWM制御においてコンパレータの比較電圧の三角波の周波数は1MHzとする。

表 1: パラメータ

Parameter	Value	Parameter	Value
V_i	12V	R_1	5k ohm
L_1, L_2	22μH	R_2	1k ohm
C	440μF	V_{ref}	1V
R	20 ohm	CLK	2MHz

4.2 シミュレーション結果の比較

ここまで示した条件を用いて、シミュレーションを行った。図10にΔΣ変調器を適用した場合、図11にPWM制御を適用した場合の出力特性を示す。今回は出力に流す電流を2ms時点で300mAから1Aに増やす。その後3ms時点で再び1Aから300mAへと出力に流す電流を少なくし、負荷変動の応答特性を確認する。図10より、300mAの負荷電流が流れているときリプルは2.3mVであり、1Aの負荷電流では6mVとなった。また負荷応答速度は300mAから1Aへ変わる時は45μs、1Aから300mAへ変わる時は85μsとなった。図11より、300mAの負荷電流が流れているときリプルは2mVであり、1Aの負荷電流では12mVとなった。また負荷応答速度は300mAから1Aへ変わる時は45μs、1Aから300mAへ変わる時は300μsとなった。結果を比較すると、高負荷時の出力電圧リプルはPWM制御程度の大きさになるが、低負荷時の大電流が流れる状態ではそのリプルが低減されていることがわかる。また、応答特性では高負荷時への移行においてPWM制御よりも7倍近く早く収束しており、ΔΣ変調器の特徴である高速応答特性が実現している。

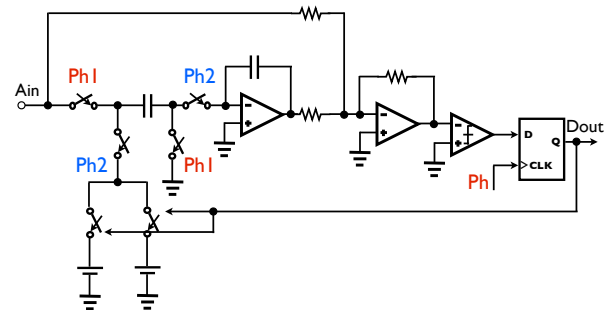


図 9: ΔΣ変調器出力と分周した駆動信号

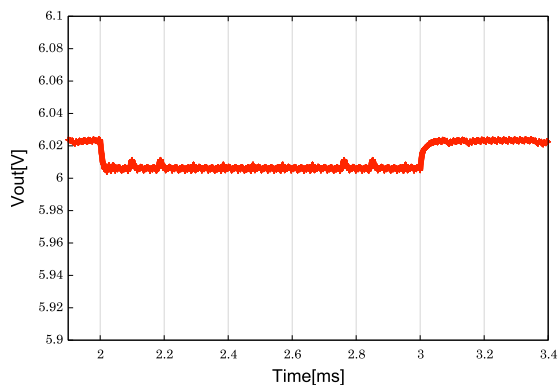


図 10: フィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調制御の負荷変動特性

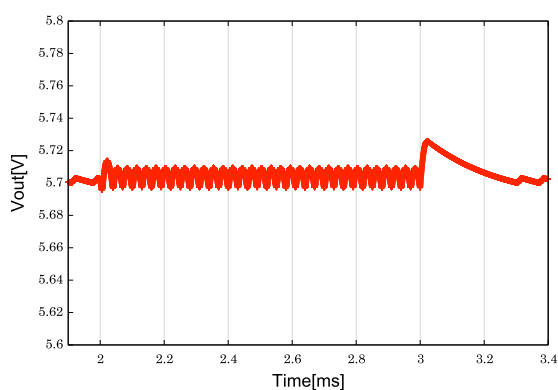


図 11: PWM 制御の負荷変動特性

5 まとめ

この論文では 2 相式降圧形 DC-DC コンバータへのフィードフォワード型 $\Delta\Sigma$ 変調制御回路の適用について説明した。高速過渡応答を実現する事が可能である $\Delta\Sigma$ 変調方式であるが、その出力リプルは大きいものとなる。そこで 2 相式降圧形 DC-DC コンバータに適用する事で従来方式の PWM 制御と比較しリプルの低減を実現した。シミュレーション結果から従来方式の PWM 制御と比較しリプルは低減され、従来方式よりも優れた高速過渡応答を実現した。今後の改善点としては、出力に現れるオフセット電圧を位相補償によって低減する。また、出力に今以上の大きな電流を流した状態での負荷変動を行い、高速応答特性について検討する。

参考文献

- [1] 谷口研二 著、“LSI 設計者のための CMOS アナログ回路入門”, pp.277 292, 2005
- [2] Hong Gao, Lin Xing, Yasunori Kobori, Zhao Feng, Haruo Kobayashi, Shyunsuke Miwa, Atsushi Motozawa, Zachary Nosker, Kiichi Niitsu, Nobukazu Takai, Isao Nakanishi, Kenji Nemoto, Jun-ichi Matsuda, “DC-DC Converter with Continuous-Time Feed-Forward Sigma-Delta Modulator Control ” *IEEE Asia Pacific Conference on Circuit and Systems, Kaohsiun, Taiwan*(Dec.2012)
- [3] 今村康秀 田中哲郎 吉田宏, ” $\Delta\Sigma$ 変調制御を用いた DC-DC コンバータの特性について” 電子情報通信学会技術研究報告.EE, 電子通信エネルギー技術 Vol. 102(643), pp.89-94, 2003-0206
- [4] 原田耕作 二宮保 顧文健, ”スイッチングコンバータの基礎” コロナ社、1997.
- [5] 馬場新太郎 ”電源回路設計 成功のかぎ” CQ 出版株式会社 2009.