

ゲイン切換機能を持つデジタル制御方式昇降圧形 DC-DCコンバータ

浅野 睦喜*・松本 晋一郎**
黒川 不二雄**・松尾 博文**

A New Digitally Controlled Buck-Boost Type DC-DC Converter with Changeover Function of the Feedback Gain

by

Mutsuyoshi ASANO* , Shinichiro MATSUMOTO**
Fujio KUROKAWA** , Hirofumi MATSUO**

Among various type circuits, the buck-boost type dc-dc converter have been widely used as power supplies for electronic systems, in which the output power is relatively small under 100 W, because of its simple circuit construction, small number of components, and the isolation between the input and output. However, the buck-boost type dc-dc converter has a deteriorative problem in practical use that the output voltage of the dc-dc converter increases extraordinarily when the reactor current is discontinuous under the light load condition. The purpose of this paper is to present a new control method to solve the above problem, in which the digital control circuit is composed of digital circuit and its feedback gain is changed-over as the operation mode of the dc-dc converter varies, and to analyse the output characteristics of this digitally controlled dc-dc converter theoretically. As a result, the regulation and dynamic characteristics are clarified and the regulation characteristics is improved in the discontinuous reactor current region.

1. まえがき

昇降圧形DC-DCコンバータは、回路構成が簡単で部品点数が少なく入出力間の絶縁が可能であるなどの利点を持つため、100W以下の比較的小電力の電子機器用電源として広く用いられている。しかし、この昇降圧形回路では、フィードバックゲインを大きくするとリアクトル電流連続領域において回路動作が不安定になりやすい^{1), 2)}。一方、このようなリアクトルのエネルギー蓄積作用を利用したDC-DCコンバータにおいては、負荷電流が小さくなるとエネルギー蓄積用リアクトルを流れる電流が不連続となり、出力電

圧が異常に上昇するという欠点が存在する³⁾。この出力電圧の異常な上昇は、リアクトル電流連続領域の回路条件を基に設計した小さなフィードバックゲインでは抑制できないことがある。通常、ダミー抵抗や補助スイッチ⁴⁾を用いてリアクトル電流を常に連続にしてこの現象を除去したり、あるいは出力キャパシタの容量を大きくし、回路動作の安定性を増すことによりフィードバックゲインを増大して、出力電圧の上昇を抑えている。このことは電力効率の低下や回路の大形化を招くことになる。

本論文では、リアクトル電流不連続領域では回路動

平成7年4月30日受理

*海洋生産科学研究科 (Marine Production Science and Engineering)

**電気情報工学科 (Department of Electrical Engineering and Computer Science)

作が本質的に安定である^{3), 5)}ことに着目して, 昇降圧形DC-DCコンバータの電流連続領域と不連続領域とでフィードバックゲインを切り換えることにより無負荷から全負荷まで出力電圧の安定化が可能な新しい方法を提案し, 理論的考察を行う。この場合, 制御回路は操作性に富み柔軟な制御が可能なデジタル回路で構成する。まず, 従来のデジタル制御回路の構成について簡単に述べる。次に, デジタル制御方式昇降圧形DC-DCコンバータの静特性および動特性について検討する。そしてこの回路の安定限界とデジタル制御回路の積分ゲインとの関係を明らかにし, これに基づきリアクトル電流連続領域と不連続領域における積分ゲインを決定する。またゲイン切換機能を持つデジタル制御方式昇降圧形DC-DCコンバータの制御回路の構成について述べ, その動作特性を示す。その結果, 本回路方式によれば, 出力キャパシタの容量を特に増大することなく昇降圧形DC-DCコンバータにおいて, 無負荷から全負荷まで出力電圧は十分に安定化でき, 定常偏差が生じないことが分かった。

2. 従来のデジタル制御方式昇降圧形DC-DCコンバータの特性

ここではデジタル制御方式昇降圧形DC-DCコンバータの静特性および動特性について検討し, 回路設計上の問題点を明らかにする。Fig. 1はデジタル制御方式昇降圧形DC-DCコンバータの基本回路である。ここでmはリアクトルの一次側と二次側の巻数比である。この図において制御回路部はFig. 2のデジタル制御回路で構成されている。Fig. 2の制御回路はP (比例), I (積分) およびD (微分) の制御回路から構成されている。このデジタル制御の各回路部の動作については既に詳述されている⁶⁾。これによれば, DおよびI制御回路部では, 現在の周期のデジタル微分および積分の演算値を用いて次の周期の修正された基準値 N_{RM} を設定するため, 1周期遅れの制御が行われる。したがって, DC-DCコンバータ

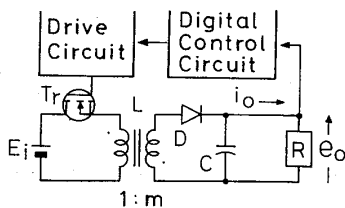


Fig. 1 Basic circuit configuration of the digitally controlled buck-boost type dc-dc converter.

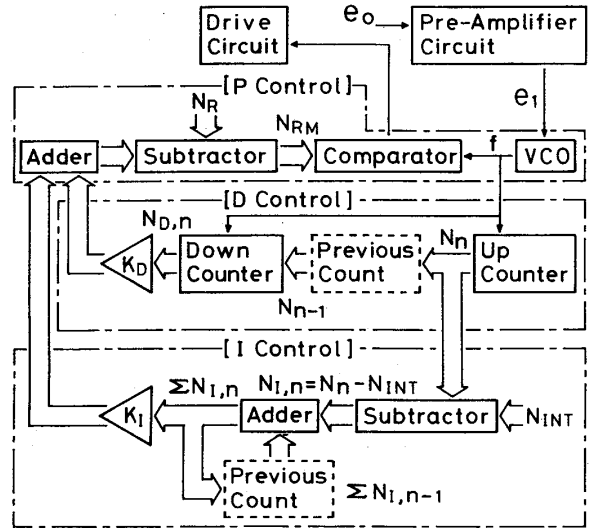


Fig. 2 Configuration of the conventional digital control circuit.

の主スイッチ T_r のオン時間 T_{on} と出力電圧 e_o との間の伝達関数 $\{\Delta T_{on}/T_s\}/e_o$ は

$$\frac{\Delta T_{on}(s)/T_s}{\Delta e_o(s)} = -H(s) = -H_p \left\{ 1 + \left(s\tau_D + \frac{1}{s\tau_I} \right) e^{-sT_s} \right\} \dots\dots(1)$$

のように近似される。上式で s および T_s はラプラス演算子および主スイッチ T_r のスイッチング周期 $\Delta T_{on}(s)$ および $\Delta e_o(s)$ はそれぞれ T_{on} および e_o の微小変化分 ΔT_{on} および Δe_o のラプラス変換である。また, H_p , τ_D および τ_I はそれぞれ比例感度, 微分時間および積分時間であり, 次のように表される。

$$H_p \approx \frac{AGN_R}{f^* T_s} \dots\dots(2)$$

$$\tau_D \approx \frac{K_D \beta f^* T_s^2}{N_R} \dots\dots(3)$$

$$\tau_I \approx \frac{N_R}{K_I \beta f^*} \dots\dots(4)$$

式(2)から式(4)において, N_R , f^* および βT_s はそれぞれP制御回路部において予め設定された基準のパルス数, VCOの電圧対周波数特性の曲線上の平衡点における発振周波数およびD-I制御回路部におけるパルス計数時間である。また, G および A はVCOおよび前置増幅回路のゲイン, K_D および K_I はそれぞれD-I制御回路部における微分ゲインおよび積分ゲインである。Fig.1のDC-DCコンバータのリアクトル電流連続領域における状態平均化法による等価回路¹⁾ および式(1)を考慮し式(1)において

$$e^{-sT_s} \approx 1 - sT_s \dots\dots(5)$$

なる近似を取り, また,

$$T_{on} = \frac{N_R}{f^*} \dots\dots\dots (6)$$

K_I の関係が次のように求められる。

$$K_D \leq \frac{m^2 f^* f_s LC}{\beta AG (T_s - T_{on}) (mE_i + E_o)} \dots\dots\dots (7)$$

とすれば, ラウス・フルビッツの安定判別式より K_D ,

$$K_I \leq \frac{f^*}{\beta AG f_s} \frac{1}{\left(1 - \frac{f_s}{f^*} N_R\right) (mE_i + mE_o) T_s} \left\{ \left(1 - \frac{f_s}{f^*} N_R\right)^2 + m^2 \frac{r}{R} \left(1 - \frac{f_s}{f^*} N_R\right) (mE_i + E_o) \frac{GAN_R f_s}{f^{*2}} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

$$1 + \frac{m^2 - \left(1 - \frac{f_s}{f^*} N_R\right) (mE_i + E_o) T_s K_D \beta GA / (f_s f^* LC)}{\left\{ m^2 \left(\frac{r}{L} + \frac{1}{RC}\right) + \frac{1}{LC} \left(1 - \frac{f_s}{f^*} N_R\right) (mE_i + E_o) \left(\frac{K_D \beta GA}{f_s f^*} - T_s \frac{GAN_R f_s}{f^{*2}}\right) \right\} T_s}$$

またリアクトル電流不連続領域における伝達関数⁷⁾および式(1)より, 不連続領域における系の安定限界は

$$K_D \leq \frac{T_2 f_s f^*}{2 m \beta T_s E_i AG} \dots\dots\dots (9)$$

$$K_I \leq \frac{\frac{2 m T_s E_i AG N_R f_s}{f^{*2}} \left(CRT_2 + \frac{2 T_s K_D \beta f^*}{N_R f_s^2} \right) - 2 T_s^2 CR - \left\{ \frac{2 m T_s E_i AG N_R f_s}{f^{*2}} \right\}^2 \frac{K_D \beta f^*}{N_R f_s^2}}{\beta f^* \frac{2 m T_s^2 E_i CRT_2 AG f_s}{f^{*2}}} \dots\dots\dots (10)$$

となる。

制御回路部にオーバフローあるいはアンダフローが生じた場合の基準値の修正値 N_{RM} ⁶⁾ より次のように求められる。

このときのリアクトル電流連続領域および不連続領域における負荷電流 I_o の変化に対する積分制御による出力電圧安定化の範囲はそれぞれの領域における昇降圧形コンバータの入出力電圧の関係式^{1), 7)} および I

リアクトル電流連続領域:

$$\frac{1}{m^2 r} \left\{ 1 - \frac{N_R - K_I (2^{QI} - 1)}{f^* T_s} \right\}^2 \left[m \frac{N_R - K_I (2^{QI} - 1)}{f^* T_s - \{N_R - K_I (2^{QI} - 1)\}} E_i - E_o \right] \leq I_o$$

$$\leq \frac{1}{m^2 r} \left\{ 1 - \frac{N_R + K_I (2^{QI} - 1)}{f^* T_s} \right\}^2 \left[m \frac{N_R + K_I (2^{QI} - 1)}{f^* T_s - \{N_R - K_I (2^{QI} - 1)\}} E_i - E_o \right] \dots\dots\dots (11)$$

リアクトル電流不連続領域:

$$I_o \geq \frac{\{N_R + K_I (2^{QI} - 1)\}^2 m^2 E_i^2}{2 L T_s f^{*2}} \dots\dots\dots (12)$$

Fig.3 に出力平滑キャパシタ C をパラメータにした場合の系の安定限界を示す。この場合, 回路条件は $E_i = 10V$, $E_o = 10V$, $L = 145\mu H$, $R = 2.5\Omega$, $A = 1$, $f_s = 20kHz$, $f^* = 63MHz$, $G = 22MHz/V$, $N_R = 1636$, $\beta = 0.96$, $m = 1$ である。実線は式(7)および式(8)より求められた安定化範囲の境界であり, これらの線に囲まれた領域が安定領域である。Fig.4 に示した出力電圧安定化特性より境界電流の $I_c = 0.43A$ から全負荷時の負荷電流 $4.0A$ までのリアクトル電流連続領域において, 出力電圧を安定化するためには K_I は 0.11 で十分であり, この場合 K_D を 5 以上に設定すれば $C = 1000\mu F$ でも安定な回路動作が得られる。しかし, 安定な動作が得られるための最大の K_I である 0.5 を選ん

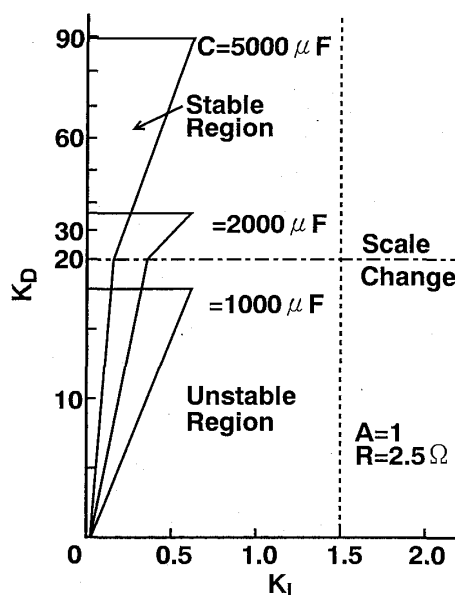


Fig. 3 Boundaries of stability in the K_D - K_I plane, taking C as a parameter.

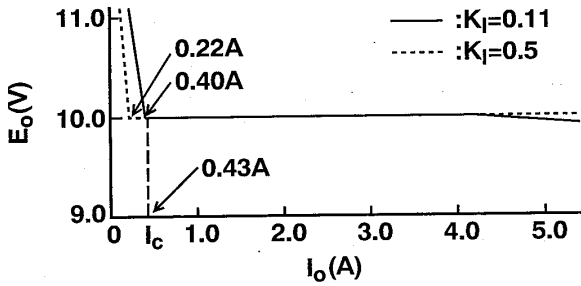


Fig. 4 Regulation characteristics, taking K_I as a parameter.

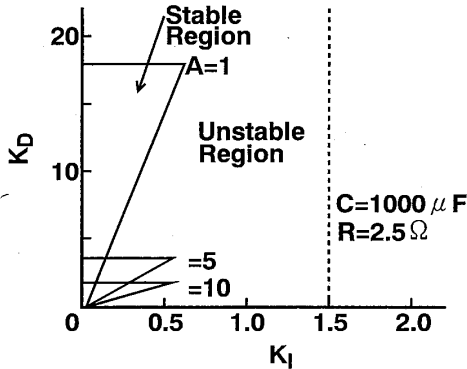


Fig. 5 Boundaries of stability in the K_D - K_I plane, taking A as a parameter.

でもFig.4に示すようにリアクトル電流不連続領域において出力電圧を安定化することはできない。さらに制御回路の入力インピーダンスを $4\text{ k}\Omega$ とし、負荷抵抗 R を開放した場合に出力電圧を安定化するためには

K_I は1.5に増加する必要がある。このFig.3より $K_I=1.5$ においては出力平滑キャパシタ C を増加しても安定な領域は存在しない。また、Fig.5に示すように前置増幅器のゲイン A を増加しても同様の結果が得られる。図における回路条件は $C=1000\mu\text{F}$ であり、 A を除いた他の回路条件はFig.3と同じである。一方、リアクトル電流不連続領域では主回路が一次遅れの系⁽⁷⁾となるため式(9)および式(10)における K_D および K_I の安定範囲は十分に大きい。そこで本論文ではこのことに着目して、連続領域と不連続領域とで K_I を適切な値に切り換えることにより、出力電圧の異常な上昇を抑制する方法について検討する。

3. ゲイン切換機能を持つデジタル制御方式昇降圧形DC-DCコンバータ

Fig.6は、積分制御回路部の積分ゲインを切り換えるための制御回路の構成図である。また、ここでは過渡特性を考慮して、微分制御回路部の微分ゲイン K_D の切換回路も付加している。図においては、まず、負荷電流 i_o が検出され、電圧に変換される。この値を VCO_C で周波数 f_c に変換し、さらにカウンタによりパルス数 $N_{C,n}$ に変換する。この場合、切換点における誤動作を防ぐためにRSフリップフロップ回路によりヒステリシス特性を持たせている。このため、負荷電流のヒステリシス特性の上限 I_{oH} および I_{oL} に対応した設定値 N_H および N_L をコンパレータで比較することにより、

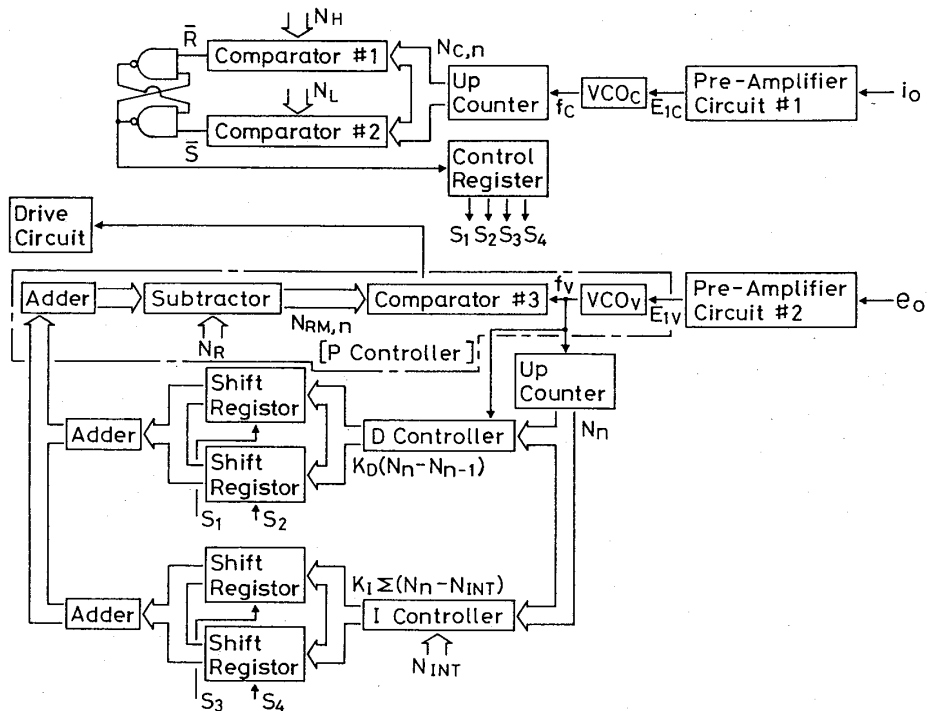


Fig. 6 Configuration of a new digital control circuit with changeover function of the feedback gain.

R S フリップフロップからコントロールレジスタに“H”あるいは“L”の信号が送られる。コントロールレジスタではこの“H”あるいは“L”の信号に対応して $S_1 \sim S_4$ の信号を微分および積分制御回路に設けられたシフトレジスタに送る。微分および積分制御回路で演算処理した値は各回路部における2つのシフトレジスタにより乗除算され、さらにアダーにより加減算される。このようにして、リアクトル電流連続領域では、比較的小きな K_I を選択し、不連続領域では大きな K_I に切り換えることにより出力電圧 E_o の安定化が図れる。

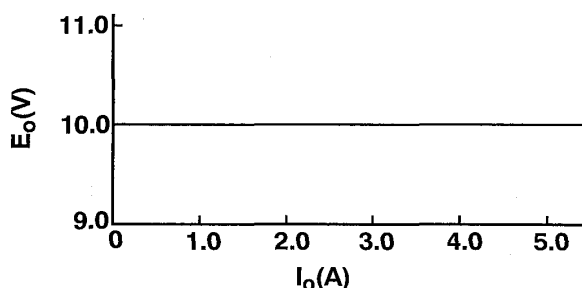


Fig. 7 Regulation Characteristics of new digitally controlled buck-boost type dc-dc converter with changeover function of the feedback gain.

Fig.7にこの方式による出力電圧安定化特性を示す。図において $K_D = 5$, $A = 1$ であり、 R を除く他の回路条件はFig.3と同じである。積分ゲイン K_I は無負荷から全負荷 ($I_o = 4$ A) まで出力電圧を十分に安定化するために連続領域では0.11に不連続領域では約14倍の1.5に切り換えている。この場合のヒステリシスの幅 ($I_{oH} - I_{oL}$) は10mAとしている。Fig.4と比較して、リアクトル電流不連続領域での出力電圧 E_o の異常上昇は十分抑えられていることがわかる。また、積分制御回路部の働きにより出力電圧の定常偏差は無負荷から全負荷まで零に抑えられている。

4. むすび

以上、昇降圧形DC-DCコンバータに対して、デジタル制御回路を適用し、リアクトル電流連続領域および不連続領域で積分ゲインを切り換える制御を行い、次の有用な結果を得た。

(1) リアクトル電流不連続領域での出力電圧の上昇を抑制することができ、広範囲の負荷電流において出力電圧の安定化を図ることができる。デジタル積分制御回路の働きにより、この場合の定常偏差は生じない。

(2) ダミー抵抗が不要となり、電力効率の大幅な改善が期待できる。

(3) ダミー抵抗や電力回生用の補助スイッチを必要としないため、回路構成が簡単になる。

(4) デジタル制御回路を用いているため、ゲインの変更、切換点の設定等が容易に行える。

現在、本方式の過渡特性についての詳細な検討を行っており、次の機会に報告したい。

最後に、本稿をまとめるに際して資料の整理、図面の作成などに協力頂いた本学技官川原学氏に感謝します。

文 献

- (1) 松尾博文, 原田耕介: “エネルギー蓄積用リアクトルをもつスイッチングレギュレータの動特性”, 信学論 (C), J61-C,5, pp.301-308 (1978-05).
- (2) 松尾博文: “スイッチングレギュレータの動特性について”, 電気学会電子回路機能と技術シンポジウム資料, 5 (1979-03).
- (3) 松尾博文, 原田耕介: “リアクトル電流不連続領域におけるDC-DCコンバータの特性”, 信学論 (C), J61-C,1, pp.33-40 (1978-01).
- (4) 松尾博文, 原田耕介: “電力回生を可能にした蓄積形スイッチングレギュレータについて”, 電学論 (B), 53-13, 2, pp.107-114 (1978-02).
- (5) Lee F.C.Y. and Yu Y.: “Modeling of switching regulator power stages with and without zero inductor-current dwelltime”, IEEE Trans. Ind. Electron. Contr. Instrum., IECI-26, pp.142-150 (Aug. 1979).
- (6) 松尾博文, 黒川不二雄: “デジタル制御方式DC-DCコンバータの安定化特性の解析”, 信学論 (C), J69-C,5, pp.678-687 (昭61-05).
- (7) 松尾博文, 原田耕介: “リアクトル電流不連続領域におけるDC-DCコンバータの特性”, 信学論 (C), J61-C,1, pp.33-40 (昭53-01).