

デジタル制御を適用した双方向 H ブリッジ昇降圧コンバータにおける一巡伝達関数の周波数特性評価

井上 研[†] 舟木 剛[†]

[†] 大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻

1. はじめに

スイッチング電源分野においてもデジタル制御が取り入れられるようになった[1]. デジタル制御は数値演算により実現されるため, 設定変更が容易である. 本研究では H ブリッジ昇降圧コンバータにデジタル制御の適用を試みた.

2. H ブリッジ昇降圧コンバータ

回路図を図 1 に示す. H ブリッジ昇降圧コンバータを $V_{out}/V_{in} < 1$ ならば Buck(降圧)モード, $1 < V_{out}/V_{in}$ ならば Boost(昇圧)モードで動作させる.

3. 制御設計

制御ブロック図を図 2 に載せる. デューティ D (表 1 参照)に対する出力電圧 V_{out} の伝達関数 $G_{dv} = \Delta V_{out} / \Delta D$ を状態平均化法により表 2 のように求めた[2]. 補償器 G_c の設計にはコンバータの周波数特性をキャンセルし積分器の特性を持たせる極零相殺法を用いた[2]. 実測値で 6dB から 20dB のゲイン余裕, 45 度から 60 度の位相余裕を持つことを仕様とした. 設計値と実測値では図 4 に示す通りゲイン余裕, 位相余裕に違いが見られるため, これを予め考慮に入れ, ω_1 は Buck モード時にゲイン余裕 10dB, 位相余裕 62 度, Boost モード時にゲイン余裕 12dB, 位相余裕 68 度となるように設定した. ゲイン余裕, 位相余裕を必要以上に大きくするとクロスオーバー周波数が低くなってしまい, 図 3 のように整定時間(出力電圧が定常値 $\pm 50\text{mV}$ に入るまでの時間)が長くなってしまった. 連続時間領域で設計したこの補償器を極・零整合法によって離散化し, デジタルフィルタとして MCU に実装した. Buck モード($V_{in}=15\text{V}$, $V_{out}=12\text{V}$, $I_{out}=3\text{A}$, $f_{sw}=500\text{kHz}$)時のゲイン余裕を 10dB, 位相余裕を 62 度となるように設定した補償器を Boost モード($V_{in}=9\text{V}$, $V_{out}=18\text{V}$, $I_{out}=1\text{A}$, $f_{sw}=500\text{kHz}$)で使用するとゲイン余裕, 位相余裕が負となり定常状態で発振してしまっ. デジタル制御の場合, 各モードによって補償器の伝達関数を設定可能なため, 図 4 のように先の仕様を満たすことができ, 所望の電源特性を得ることができる.

4. まとめと今後の予定

H ブリッジ昇降圧コンバータにおいて動作モードごとに補償器のパラメータを設定することにより所望のゲイン余裕, 位相余裕を得ることができる. ただし, 制御設計値は実測値に対して位相余裕, ゲイン余裕の誤差が

あった. モデル誤差をなくすこととモード切替時におけるスムーズな制御切り替えが今後の課題である.

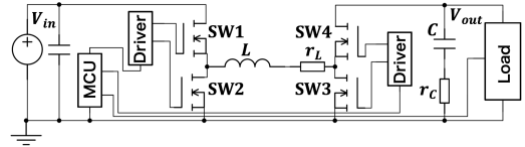


図1. 検討対象回路(Hブリッジ昇降圧コンバータ)

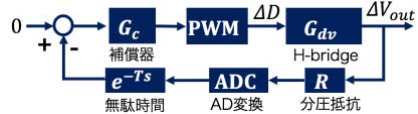


図2. ブロック図

表1 各モードのSW1~4とデューティDの関係

	SW1	SW2	SW3	SW4
Buck	D	$1 - D$	0	1
Boost	1	0	D	$1 - D$

表2. Buck モード, Boost モードの伝達関数

	Buck モード	Boost モード
$G_{dv} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta D}$	$\frac{V_{in} \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}{1 + 2\delta_1 \frac{s}{\omega_{n1}} + \left(\frac{s}{\omega_{n1}}\right)^2}$	$\frac{V_{out} \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{RHPZ}}\right)}{V_{in} \left(1 + 2\delta_2 \frac{s}{\omega_{n2}} + \left(\frac{s}{\omega_{n2}}\right)^2\right)}$
G_c	$\frac{\omega_1}{s} \frac{1 + 2\delta \frac{s}{\omega_{n1}} + \left(\frac{s}{\omega_{n1}}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}$	$\frac{\omega_1}{s} \frac{1 + 2\delta \frac{s}{\omega_{n2}} + \left(\frac{s}{\omega_{n2}}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}}\right)}$

$$\omega_{n1} = 1/\sqrt{LC}, \omega_{n2} = V_{in}/(V_{out}\sqrt{LC}), \delta_1 = (r_L + r_C)/2 \cdot \sqrt{C/L}, \delta_2 = (V_{out}r_L + V_{in}r_C)/(2V_{in}) \cdot \sqrt{C/L}, \omega_{esr} = 1/(Cr_C), \omega_{RHPZ} = V_{in}^2/(L I_{out} V_{out})$$

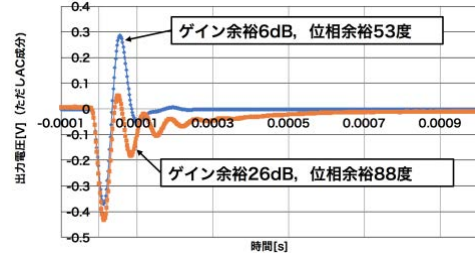


図3. 負荷急変に対する出力電圧の応答

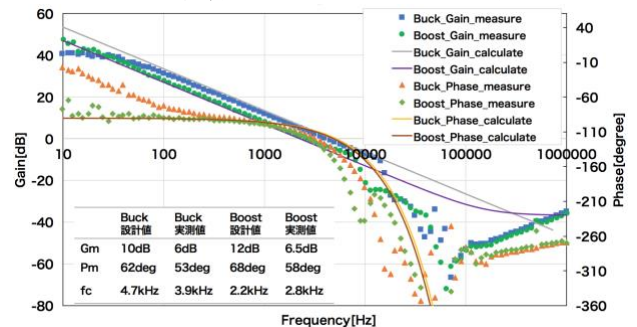


図4. Buckモード, Boostモードの一巡伝達関数の周波数特性(実測値)

参考文献

- [1] 野崎, 信学ソ大会, 通信(2), pp"5-65"-5-66", 2008
- [2] 安部ほか, 電気関係学会九州支部連合大会講演論文集, vol. 2010, No. 0, pp99-100, 2010