

高速サンプリングとスイッチング周波数における 電流応答限界に関する基礎検証

学生員 渋谷 貴之 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

An Experimental Evaluation of a Current Response Regarding High-Speed Sampling and Switching Frequency

Takayuki Shibuya, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper describes the relation among sampling frequency, switching frequency and current response on a PI controller. The performance is discussed with boost-up chopper. As a result, the current response does not improve even if the sampling frequency is more than 10 times of the switching frequency. To obtain higher current response, the switching frequency is increased.

キーワード : FPGA, 昇圧チョップ, デジタル制御, 電圧リミット

Keywords : FPGA, Boost-up chopper, Digital controller, Voltage limit

1. はじめに

近年, 携帯電話, パソコン, デジタル家電などに用いられる回路の小型化, 高効率化に対する要求が高まっている。回路の小型化には, 高速応答化が一つの手段であるが, 制御応答は処理による遅延時間とハードウェア上の制約による操作量の上限により制限される。デジタル制御ではマイコンや DSP などの処理の遅れが大きいいため, 近年, FPGA を用いて制御遅れを改善する方法⁽¹⁾や検出遅れを減少させる方法⁽²⁾が研究されている。

本論文では FPGA を用いて高速フィードバック制御を行い, 高速サンプリングによる応答の限界について検討する。ここでは, PI 制御器で制御される昇圧チョップの電流制御系を例として扱い, 実験により定量的に考察を行う。その結果, 高速サンプリング, キャリア周波数 f_c と応答限界の関係を明確にする。

2. 検討方法

図1に昇圧チョップと電流制御系の制御システム図を, (1)式に I_m^* から I_m までの伝達関数を示す。

$$G(s) = \frac{K_p/T_i L(1+sT_i)(1+sT_d)}{T_d s^3 + s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \dots\dots\dots(1)$$

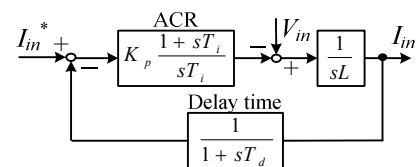
ただし, $\omega_n = \sqrt{K_p/T_i L}$, $\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{K_p T_i/L}$ である。

電流応答において電流変化の傾き di/dt は入力電圧とインダクタンスによって制限される。すなわち, 応答限界は,

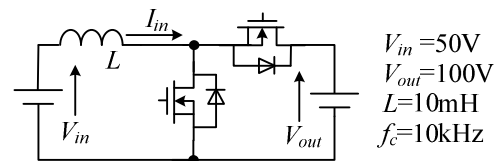
これらによって制限される。この応答限界は, 任意の制動係数 ζ を設定し, 固有角周波数 ω_n を変化させ, 指令値をステップ変化させたときの電流応答から検討できる。いま, 検出における遅延時間 T_d はゼロとすれば, 二次系の電流応答において理論的な応答限界は, (1)式から二次系の時間応答を求め, $t=0$ で微分して直線近似することにより得られ, (2)式となる。

$$\omega_n = \frac{V_{in}}{L(i^* - i_m)\sqrt{1-\zeta^2}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{\zeta^2}{\sqrt{1-\zeta^2}} \right) \dots\dots\dots(2)$$

高速サンプリングや高周波スイッチングにより, 遅れ時間(無駄時間)を低減することで限界応答を高めることができるが(2)式が最大値となる。



(a) Control diagrams.



(b) Boost chopper.

図1 制御システム図

Fig. 1 Control system.

3. 実験結果

図2, 図3, 図4にPI調節器のサンプリング周波数 $f_s=50$ kHz, 100 kHz, 1 MHzとした時の電流応答波形を示す。PI調節器は図中に示す固有角周波数になるように図1を基にゲインを設計した。このとき, (2)式より求めた応答限界は $\omega_n=14200$ rad/secである。図2, 図3, 図4において, ω_n が7000 rad/secのとき, 電流応答はほぼ同じであることから, 応答限界よりも低い ω_n では f_s をあげてもPI制御の応答はほぼ変化がなく。サンプリング周波数を上げて意味がない。

一方, 応答限界付近の13000 rad/sでは $f_s=50$ kHzでは行き過ぎ量 A_{max} は0.62 A, $f_s=100$ kHzでは0.56 A, $f_s=1$ MHzでは0.27 Aであることから, サンプリング周波数が高いほど行き過ぎ量が小さくなり, 高速サンプリングの効果が見られる。これは f_s により遅れ時間 T_d が減少し, 制動係数 ζ が大きくなるためである。

ω_n が応答限界よりも高い20000 rad/secの時, $f_s=50$ kHzでは, 不安定になるが, 高速サンプリングにすることで, 安定化が図れている。つまり, 高速サンプリングにすることで, 制御余裕が改善できている。なお, $f_s=1$ MHzで応答波形が歪んでいるが, これはPI制御の電圧指令がキャリアと重なることで, 何度もキャリアと交差し, キャリア周波数以上のスイッチングが行われているためである。よって, この場合, 100 kHz以上はサンプリング周波数を上げててもキャリアの制約により意味がない。

図5に $\omega_n=13000$ rad/sec, $f_s=1$ MHz, $f_c=10$ kHz, 50 kHz, 100 kHzにおける電流応答波形を示す。電流応答が $f_c=10$ kHzではリップルが多い。 $f_c=50$ kHzに上げると応答はほぼ変わらないが, リップルは1/5になる。 $f_c=100$ kHzでは $f_c=50$ kHzとほぼ同等の応答が得られている。つまり, キャリア周波数はスイッチング損失低減の観点から低い方が良いので, 50 kHz以上にしても意味がない。定格電圧100 V 定格電流5 Aとしたとき, インダクタンスの時定数は $T_L=0.5$ msecとなるが, キャリア周期 $T_c=1/25T_L$ 以上であればよい。

4. まとめ

本論文では, 実験においてサンプリング周波数50 kHz, 100 kHz, 1 MHzにおける電流応答特性について考察を行った。さらにキャリア周波数を10 kHz, 50 kHz, 100 kHzにおいて実験を行い, サンプリング周波数はキャリアの10倍, キャリア周波数はキャリア周期をリアクトル時定数の1/25以上にしても制御応答はほぼ変わらない。なお, 本研究の一部は平成21年度産業技術研究助成事業の支援を受けており, 関係各位に感謝の意を表します。

文 献

(1) 郭, 城石, 一ノ倉:「FPGAを用いた高速デジタルPIコントローラの構成とDC/DCコンバータへの応用」, 信学技報 EE, 電子通信エネルギー技術 103(199), 1-6, 2003-07-10

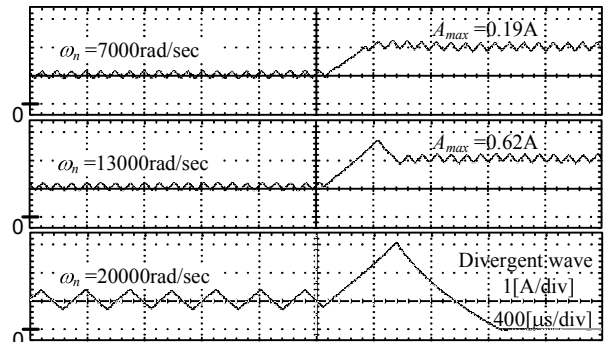


図2. 入力電流応答波形($f_s=50$ kHz)

Fig. 2. Waveforms of input current response ($f_s=50$ kHz).

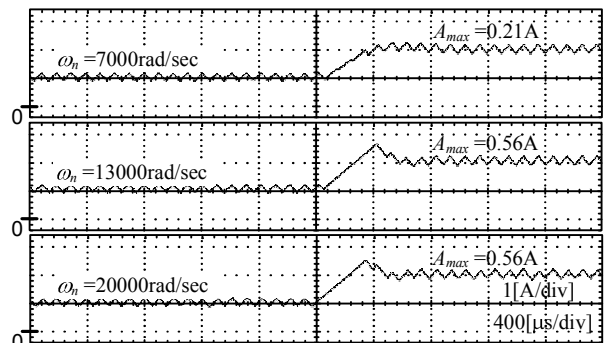


図3. 入力電流応答波形($f_s=100$ kHz)

Fig. 3. Waveforms of input current response ($f_s=100$ kHz).

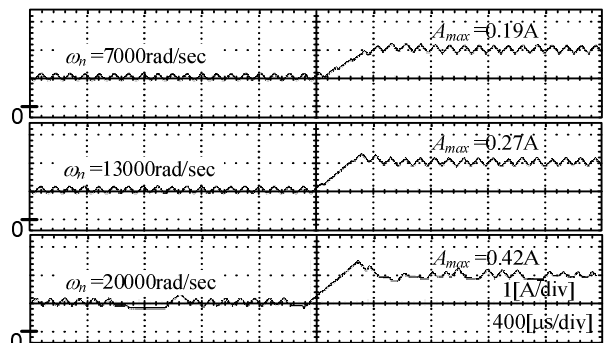


図4. 入力電流応答波形($f_s=1$ MHz)

Fig. 4. Waveforms of input current response ($f_s=1$ MHz).

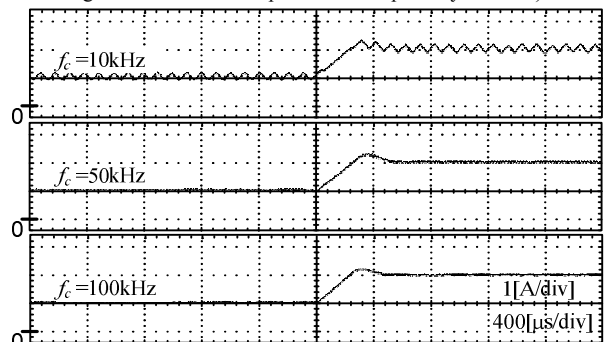


図5. 入力電流応答波形($f_s=1$ MHz, $\omega_n=13000$ rad/sec)

Fig. 5. Waveforms of input current response ($f_s=1$ MHz, $\omega_n=13000$ rad/sec).

(2) 福田, 古川:「適応デジタル信号処理を利用した電圧形PWMインバータの電流追従制御」, 電学論 D, 123(1), 15-20, 2003-01-01