

アクティブインピーダンス回路のスイッチング周波数の決定法に関する検討

◎山下 一祥, 大島 慶太, 日下 佳祐, 渡辺 大貴, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

1. はじめに

アクティブインピーダンス回路は半導体スイッチによって電流制御を行うことで, 受動素子の振る舞いを模擬する。電力変換器内のインダクタをアクティブインピーダンス回路で代替することにより, 回路体積の削減が期待できる。使用可能な周波数の上限は, アクティブインピーダンス回路の電流制御帯域で制限される。より広い帯域を実現するにはスイッチング周波数を増加させる必要があり, 帯域とスイッチング損失の間にはトレードオフの関係が存在する^[1]。本論文ではアクティブインピーダンス回路の電流制御設計において, 連続系で設計したものを双一次変換によって離散化した場合と, 離散系で有限整定制御とした場合を比較検討する。それぞれの方法について制御帯域と必要なスイッチング周波数の関係を調査した結果を報告する。

2. 制御設計

図 1 に提案する仮想インピーダンスを実現する回路を示す。フルブリッジインバータを用いて, 入力電圧 V_{in} に応じてインピーダンス方程式に基づいて入力電流指令を求め, 入力電流を制御することで仮想的に所望のインピーダンスを実現する。

図 2 に電流制御系のブロック図を示す。 $C(z)$ は PI 補償器を, $F(z)$ は零極相殺のためのフィルタを示している。PI 制御を用いて入力電流 I_{in} を入力電流指令値 I_{cmd} に追従させる。

まず, 連続系から再設計する方法 (以下再設計) について説明する。閉ループ伝達関数がバタワース特性となるように設計する。PI 補償器とプラントの閉ループ伝達関数より, 所望のカットオフ周波数 f_n が得られるよう, 比例ゲイン K_{cp} と積分ゲイン K_{ci} をそれぞれ(1)式, (2)式に設定する。

$$K_{cp} = 2 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot L \cdot 2\pi f_n \dots\dots\dots (1)$$

$$K_{ci} = L \cdot (2\pi f_n)^2 \dots\dots\dots (2)$$

ここで, T は制御周期, L はインダクタンスである。ステップ入力を与えられたときの比例出力と積分出力が等しくなるまでの時間として, 積分時間 T_i を(3)式で定義する。

$$T_i = \frac{K_{cp}}{K_{ci}} = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 2\pi f_n} \dots\dots\dots (3)$$

なお, 積分時間 T_i が制御周期 T より小さくなるようなカットオフ周波数は実現できない。この制約より, 再設計において設定可能な最大のカットオフ周波数 f_{max} は(4)式となる。

$$f_{max} = \frac{2}{\sqrt{2} \cdot 2\pi} \cdot \frac{1}{T} = 0.225 \cdot f_{sw} \dots\dots\dots (4)$$

ここで, f_{sw} はスイッチング周波数である。

次に離散系における有限整定制御 (以下離散設計) について説明する。インバータによる PWM 及び電流検出を零次ホールドとして考慮し, 離散系のプラントモデルを導出する。追従可能な信号の次数を再設計と揃えるため, 離散 PI 補償器として検討する。離散系では全ての極を原点に配置した場合に最速で整定する。従って, 補償器と離散系のプラントモデルで構成される閉ループ伝達関数の極を原点に配置する。比例ゲイン K_{dp} , 積分ゲイン K_{di} をそれぞれ(5)式, (6)式に設定する。

$$K_{dp} = \frac{2L}{T} \dots\dots\dots (5)$$

$$K_{di} = \frac{L}{T^2} \dots\dots\dots (6)$$

3. シミュレーション結果

I_{cmd} を正弦波状に変化させ, 周波数応答を取得する。ゲインの算定には, シミュレーションにより求めた実電流波形の基本波成分を用いる。

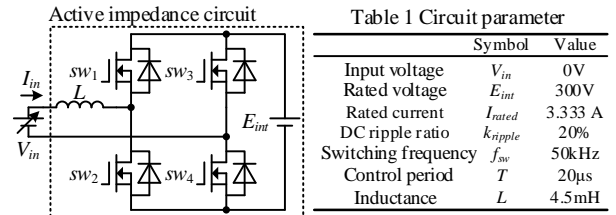


Fig. 1. Circuit diagram of active impedance

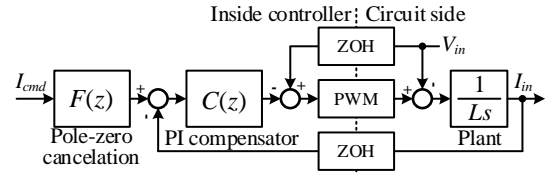


Fig. 2. Block diagram of current control

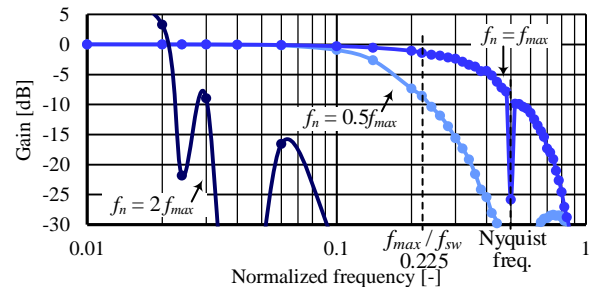


Fig.3 Gain characteristics of current controller based on bilinear transform

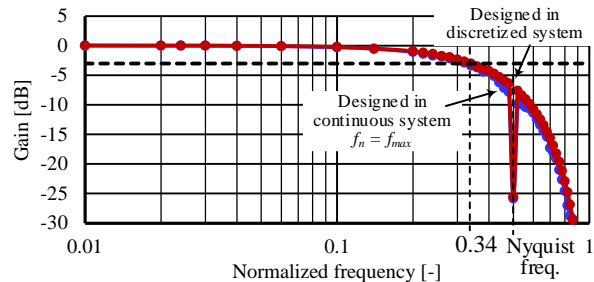


Fig.4 Comparison of bilinear transform and deadbeat control

制御設計によるゲイン特性の違いを観測するため, 電流指令値は演算結果のデューティが飽和しない範囲で設定する。本条件では入力電流指令値 I_{cmd} を $0.167A (0.05p.u.)$ に設定した。

図 3 に再設計においてカットオフ周波数 f_n を f_{max} の 0.5 倍, 1 倍, 2 倍に設定した場合のゲイン曲線を示す。なお, 横軸はスイッチング周波数 f_{sw} で正規化している。ナイキスト周波数においては, ゲインが急激に落ち込む。カットオフ周波数 f_n を f_{max} より大きい周波数に設定した場合, 制御が破綻する。従って再設計では設定したいカットオフ周波数の約 4.44 倍 (1/0.225) 以上のスイッチング周波数が必要となる。

図 4 に再設計で f_n を f_{max} に設定した場合と離散設計の比較を示す。再設計と離散設計でゲイン特性は概ね一致する。ゲイン低下の許容量を $-3dB$ とすると, 制御帯域の上限はスイッチング周波数に対して 0.34 倍である。

以上より, スwitching 周波数は最低でも電流制御帯域の約 2.94 倍 (1/0.34) 以上に設定する必要があることが判明した。今後は位相特性について検討を行う予定である。

参考文献

1. 渋谷, 伊東: 新潟支所研究発表会, No.IV-06, pp.62 (2011)
2. K. P. Gokhale, A. Kawamura and R. G. Hofst: IEEE Trans. on Industry Applications, vol.IA-23, no.5, pp.901-910, Sept.1987