

PLECS *DEMO MODEL*

Current Controlled Z-Source Inverter

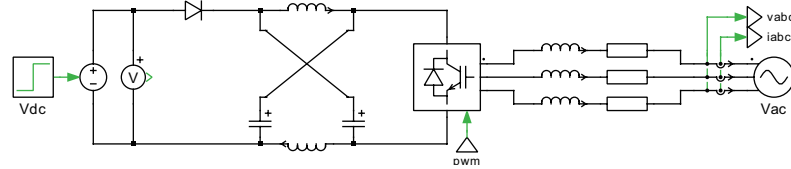
Zソースインバータの電流制御

Last updated in PLECS 4.5.1

1 概要

このデモでは、燃料電池アプリケーションで使用する電流制御三相Zソースインバータを紹介します。図1にZソースインバータの電気回路を示します。Zソースインバータの独自のインピーダンスネットワークにより、インバータは降圧モードと昇圧モードの両方で動作します。

図1: Zソースインバータの電気回路



2 モデル

インピーダンスソース(またはインピーダンス給電)パワーコンバータは、Zソースインバータ(またはコンバータ)とも略され、X字に接続した分割インダクタとキャパシタで構成されるインピーダンスネットワークを使用して、メインコンバータ回路を電源(または負荷)に接続します。従来の電圧形や電流形コンバータの代わりに、DC-AC、AC-DC、AC-ACおよびDC-DC電力変換を実装するために使用できます。

このデモモデルは、燃料電池電源からのDC電圧を三相AC出力に変換するZソースインバータの例を示しています。従来の電圧形インバータ(Voltage Source Inverter: VSI)は、追加のDC-DC昇圧ステージがなければ、DC電圧を超えるAC出力電圧を生成できません。Zソースインバータは、セクション2.1で定義した昇降圧係数に応じて、DC電圧より高い、または低いAC出力電圧を生成できます。逆電流を防ぐには、DC電源と直列にダイオードが必要です。

2.1 動作原理

従来のVSIでは、DC電圧が負荷に印加されると、6つのアクティブなスイッチング状態が可能(3相レグそれぞれにおいて、上部または下部のスイッチのいずれか1つのみが導通)と、2つのゼロ状態(負荷端子がすべての上部または下部のスイッチを介して短絡)が考えられます。Zソースインバータには、負荷端子が一つまたは2つ、あるいは3相レグすべての上部と下部のスイッチの両方を介して短絡した場合、追加のゼロ状態になります。このシュートスルーゼロ状態は、インバータに独自の昇降圧機能を提供します。DC電圧が必要なAC電圧を生成するのに十分に高い場合、シュートスルーゼロ状態は非アクティブになります。それ以外の場合、インバータへの等価DC入力電圧は、シュートスルー状態を使用して昇圧されます[1]。

対称Zソースネットワークの場合、インバータブリッジが T_0 の期間はシュートスルー状態にあり、 T_1 の期間の8つの非シュートスルー状態の1つがスイッチング周期 T にわたって:

$$\frac{V_C}{V_{dc}} = \frac{T_1}{T_1 - T_0}$$

ここで、 V_C はインバータブリッジの平均DCリンク電圧、 V_{dc} は入力電圧です。インバータブリッジのピークDCリンク電圧 $\hat{v}_i$ は次のとおりです:

$$\hat{v}_i = \frac{T}{T_1 - T_0} V_{dc} = B \cdot V_{dc}$$

ここで、 B はシュートスルーゼロ状態から生じるブースト係数です:

$$B = \frac{1}{1 - 2 \frac{T_0}{T}} \geq 1$$

インバータからの出力ACピーク相電圧 $\hat{v}_{ac}$ は次のとおりです:

$$\hat{v}_{ac} = M \cdot \frac{\hat{v}_i}{2} = M \cdot B \cdot \frac{V_{dc}}{2}$$

ここで、 M は変調指数です。

昇降圧係数 B_B は次のように計算されます:

$$B_B = M \cdot B = (0 \sim \infty)$$

キャパシタ電圧 V_C は次のように計算されます:

$$V_C = \frac{1 - \frac{T_0}{T}}{1 - 2 \frac{T_0}{T}} V_{dc}$$

したがって、シュートスルーデューティ比 d は次のようになります:

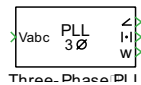
$$d = \frac{T_0}{T} = \frac{V_C - V_{dc}}{2 V_C - V_{dc}}$$

2.2 制御

位相同期ループ

PLECSコンポーネントライブラリは、[図2](#)に示す3相PLL(Three-Phase)コンポーネントを提供します。これには、三相入力信号の位相角を検出する低帯域幅の比例積分(Proportional Integral :PI)コントローラを備えています。この位相情報を使用して、AC出力電流と電圧を回転座標系(dq)に変換します[\[4\]](#)。

図2: 3相PLLブロック



電流コントローラ

AC側のdq座標系では、

$$v_d = L \frac{d}{dt} i_d + R i_d + E_m - \omega L i_q$$

$$v_q = L \frac{d}{dt} i_q + R i_q + \omega L i_d$$

ここで、 v_d と v_q は電圧、 i_d と i_q は電流、 E_m はA相電圧のピーク値です。クロスカップリング項 $\omega L i_q$ および $\omega L i_d$ は、abcからdqへの変換の結果です。シンプルな1次プラントを実現するために、 q および d 軸電流を分離するコントローラのフィードフォワードとして提供されます。

クロスカップリング項がキャンセルされると、 dq 座標系内のCurrent controllerのプラント伝達関数は次のようになります:

$$\frac{i_d(s)}{v_d(s)} = \frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{V_C/2}{sL + R}$$

Current controllerは、上記のプラント伝達関数に基づいて、 K ファクタ法を使用して解析的に調整されます。 K ファクタ法はループ形成技術であり、指定された位相マージンとクロスオーバー周波数に合わせてコントローラを正確に設計できます。 K ファクタ法を使用したコントローラの設計については、[2]で説明しています。

望ましいクロスオーバー周波数 ω_c が1,000Hzの場合、システムの位相は-89.95°です。必要な位相マージンが65°の場合、必要な位相ブースト(Φ_{boost})は64.95°です。したがって、Type IIコントローラが使用されます。Type IIコントローラの伝達関数は次のとおりです:

$$G_c(s) = \frac{K_c}{s} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

ここで、 K_c はコントローラのゲイン、 ω_z はゼロの位置、 ω_p は極の位置です。 k 、 ω_z 、 ω_p の値は次の式から計算されます:

$$k = \tan \left(\frac{\Phi_{\text{boost}}}{2} + 45^\circ \right); \omega_z = \frac{\omega_c}{k}; \omega_p = k \cdot \omega_z$$

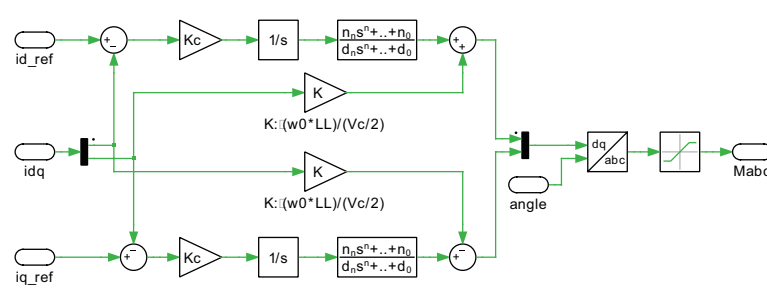
$$\frac{1}{K_c} = \text{abs} \left(\frac{1}{j\omega_c} \cdot \frac{1 + \frac{j\omega_c}{\omega_z}}{1 + \frac{j\omega_c}{\omega_p}} \cdot G_p(j\omega_c) \right)$$

フライバックコンバータの K_c の値は502として計算します。

電流コントローラの出力は、三相正弦波信号のセット $\{M_a, M_b, M_c\}$ です。

図3は、電流コントローラの実装を示しています。

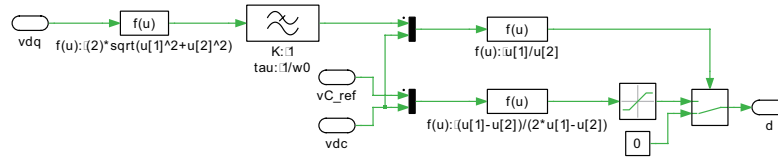
図3: 電流コントローラ



シュートスルーデューティ計算器

昇降圧係数 B_B が1より大きい場合、Shoot-through duty calculatorは、図4に示すように、開ループのシュートスルーデューティ比 d を計算します。

図4: Shoot-through duty calculator



2.3 PWM変調器

[3]で説明されているように、シュートスルー状態は、従来のVSIの既存のパルス幅変調(Pulse Width Modulation: PWM)状態パターンに対称的に挿入されます。 $M_{\max} = \max\{M_a, M_b, M_c\}$ 、 $M_{\text{mid}} = \text{mid}\{M_a, M_b, M_c\}$ 、 $M_{\min} = \min\{M_a, M_b, M_c\}$ の3相正弦波信号 $\{M_a, M_b, M_c\}$ のセットの場合、シュートスルー状態は次のように挿入されます:

$$M_{\max}(SX) = M_{\max} + d$$

$$M_{\max}(SY) = M_{\max} + \frac{d}{2}$$

$$M_{\text{mid}}(SX) = M_{\text{mid}} + \frac{d}{2}$$

$$M_{\text{mid}}(SY) = M_{\text{mid}} - \frac{d}{2}$$

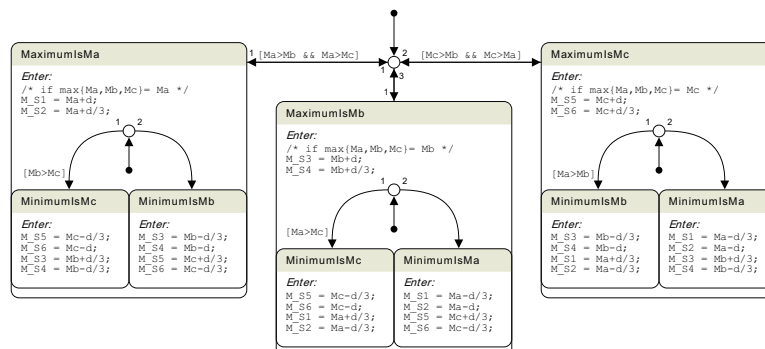
$$M_{\min}(SX) = M_{\min} - \frac{d}{2}$$

$$M_{\min}(SY) = M_{\min} - d$$

ここで、 $\{SX, SY\} = \{1, 2\}$ 、 $\{3, 4\}$ 、または $\{5, 6\}$ は、IGBTインバータのスイッチ1～6を示します。

図5に示すように、ステートマシンブロックを使用して上記の一連の方程式を評価します。その後、新しく計算された変調指数を使用してキャリアベースの実装を通じてPWM信号が生成されます。

図5: State Machine Modulator

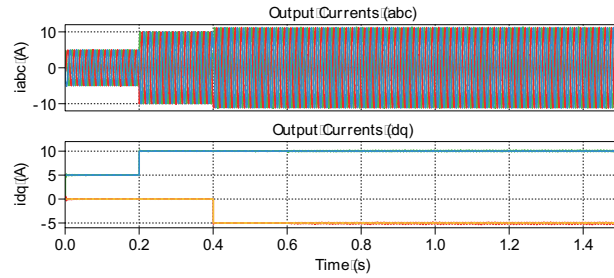


2.4 シミュレーション

添付したモデルを使用してシミュレーションを実行し、PWM信号、出力AC電流、およびZネットワークのキャパシタ電圧を観察します。

0.2秒で、d軸AC電流リファレンスが5Aから10Aに増加し、0.4秒で、q軸AC電流リファレンスが-5Aに変更されます。図6に示すように、出力dq電流がリファレンス信号に追従していることを確認します。

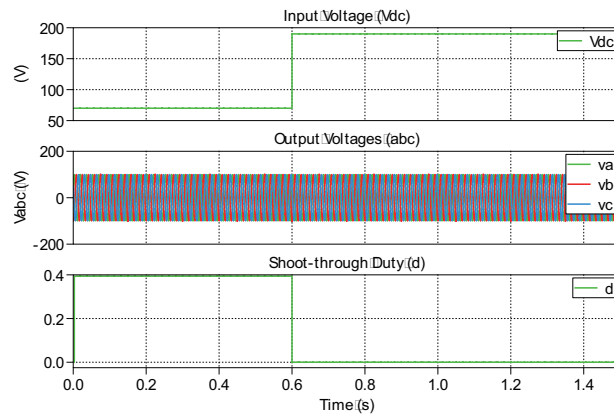
図6: Zソースインバータの出力電流



出力AC相電圧は $\frac{100}{\sqrt{3}}$ Vで、0.6秒まで(図7を参照)、入力DC電圧は70Vです。したがって、昇降圧係数 B_B は次のようになります:

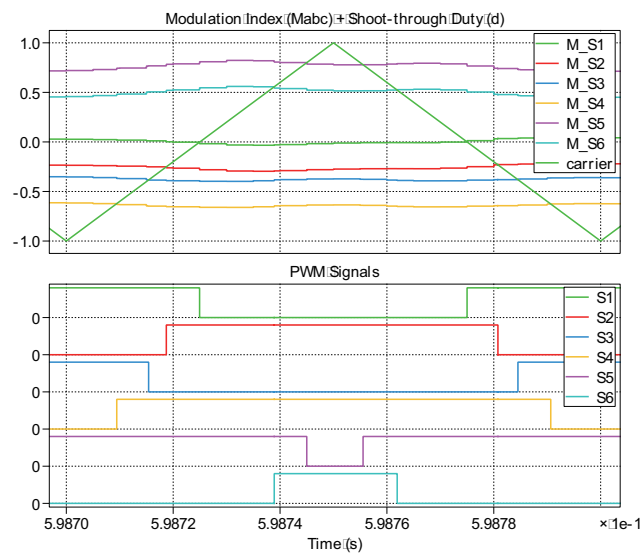
$$M \cdot B = \frac{2 \cdot \hat{v}_{ac}}{V_{dc}} = \frac{2 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 70} = 1.65$$

図7: Zソースインバータの入出力電圧



昇降圧係数が1より大きいため、シュートスルーデューティが有効になります。Zソースインバータは昇圧モードで動作します。図8から、シュートスルー期間が元のスイッチングの瞬間を中心に対称的に配置されていることがわかります。

図8: シュートスルーが有効になっているZソースインバータのPWM変調

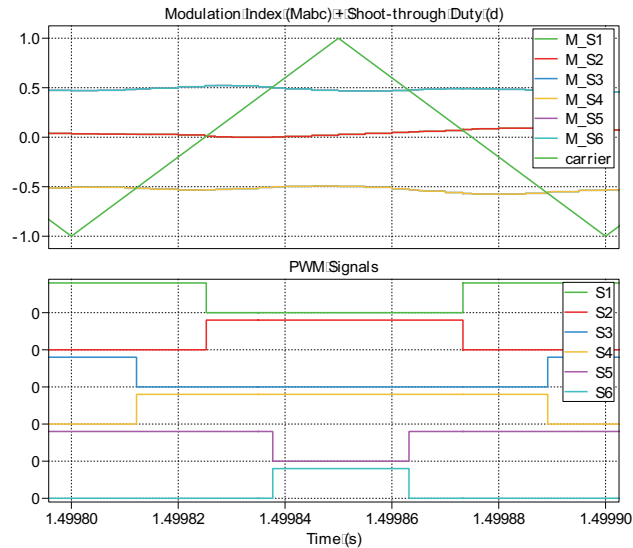


0.6秒で(図7を参照)、入力DC電圧が70Vから190Vに昇圧され、新しい変調指数は次のように計算されます:

$$M \cdot B = \frac{2 \hat{v}_{ac}}{V_{dc}} = \frac{2 \cdot 100}{\sqrt{3} \cdot 190} = 0.61$$

図9からわかるように、昇降圧係数は1未満であるため、シュートスルーデューティ比はゼロになります。このとき、Zソースインバータは降圧モードで動作し、従来のPWM変調方式を使用します。

図9: シュートスルーが無効になっているZソースインバータのPWM変調



3 まとめ

このモデルは、電流制御の3相Zソースインバータに焦点を当て、連続コントローラの手法やState Machine Modulatorなど、いくつかのPLECS制御器ドメインコンポーネントを使用しています。ステートマシンブロックは、Current controllerによって生成された3相正弦波変調指数信号の最大値と最小値を評価し、適切なシュートスルーデューティ値を挿入して新しい比較信号を生成します。

参照

- [1] Fang Zheng Peng, “Z-source inverter,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, March-April 2003. Click to access online: [IEEE Xplore webpage](#).
- [2] Raja Ayyanar, “Videos on k-factor controller design.” Click to access online: [k-factor control design method: part 1](#) and [k-factor control design method for dc dc part2](#).
- [3] Poh Chiang Loh, D. M. Vilathgamuwa, Y. S. Lai, Geok Tin Chua and Y. Li, “Pulse-width modulation of Z-source inverters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1346-1355, Nov. 2005. Click to access online: [IEEE Xplore webpage](#).
- [4] E. J. Bueno, F. J. Rodriguez, F. Espinosa and S. Cobrecas, “SPLL design to flux oriented of a VSC interface for wind power applications,” in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005, IECON 2005.*, Raleigh, NC, 2005, pp. 6 pp. Click to access online: [IEEE Xplore webpage](#).

改訂履歴:

PLECS 4.3.1 初版

PLECS 4.5.1 新しいライブラリ ブロックでPLLコンポーネントを更新



Pleximへの連絡方法:

☎ +41 44 533 51 00	Phone
+41 44 533 51 01	Fax
✉ Plexim GmbH	Mail
Technoparkstrasse 1	
8005 Zurich	
Switzerland	
@ info@plexim.com	Email
http://www.plexim.com	Web



アドバンオートメーションへの連絡方法:

☎ +81 3 5282 7047	Phone
+81 3 5282 0808	Fax
✉ ADVAN AUTOMATION CO.,LTD	Mail
1-9-5 Uchikanda, Chiyoda-ku	
Tokyo, 101-0047	
Japan	
@ info-advan@adv-auto.co.jp	Email
https://adv-auto.co.jp/	Web

PLECS Demo Model

© 2002–2023 by Plexim GmbH

このマニュアルに記載されているソフトウェアPLECSは、ライセンス契約に基づいて提供されています。ソフトウェアは、ライセンス契約の条件の下でのみ使用またはコピーできます。Plexim GmbHの事前の書面による同意なしに、このマニュアルのいかなる部分も、いかなる形式でもコピーまたは複製することはできません。

PLECSはPlexim GmbHの登録商標です。MATLAB、Simulink、およびSimulink Coderは、The MathWorks、Inc.の登録商標です。その他の製品名またはブランド名は、それぞれの所有者の商標または登録商標です。