

Application Examples

Space Vector Modulation of a Three Phase Rectifier using PLECS

Dr. John Schönberger

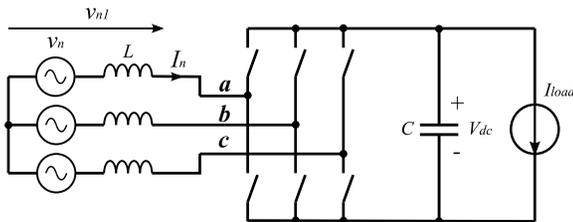
PLECSを使用した三相整流器の空間ベクトル変調

Version: 04-13

1 はじめに

空間ベクトル変調(Space Vector Modulation: SVM)は、従来のPWM変調に比べてスイッチング損失が少なく、DCバスをより有効に活用できるため、モータドライブや3相整流器の制御によく使用されます。ここでは、PLECSに実装された3相昇圧型整流器の空間ベクトル変調について説明します。昇圧整流器の回路図を図1に示します。電源は50Hz電源であり、負荷は無限インダクタのように動作する定電流源です。

図1: 三相整流器の回路図



2 空間ベクトル変調

3相昇圧整流器の制御目標は、正弦波入力電流を生成し、DC出力電圧を調整することです。電流制御は、相電流 I_n を測定し、インダクタ中性点電圧 v_{nl} を制御して相電流がその基準値に追従するように強制させる内部電流制御ループを使用して実現されます。電流リファレンスは、DC電圧と力率制御を実装する外部制御ループによって提供されます。リファレンス電流は、DC電圧と力率制御を実装する外部制御ループによって提供されます。

空間ベクトル制御では、インダクタ中性点電圧は $\alpha\beta$ または dq ドメインのベクトル量として制御されます。この例では、 dq ドメインで制御が実行されます。 dq 制御の利点は、 dq ドメインでAC量としてDC量として扱えることです。したがって、PI制御器を使用してAC入力電流を調整する場合、トラッキングエラーは発生しません。

2.1 スwitchingベクトル

三相整流器の場合、まずインダクタに正弦波電流を誘導するために必要なAC側電圧を計算します。この参照ベクトル v_{nl} は、利用可能なスイッチングベクトルを時間平均することによって生成されます。整流器ブリッジに特定のスイッチの組み合わせを利用することにより、整流器のAC側にスイッチングベクトルが作成されます。

図2に $\alpha\beta$ 平面のベクトルとして示されている線間電圧ベクトルを加算または減算して、固有のスイッチング状態の組み合わせのスイッチングベクトルを取得します。入力ラインを短絡することはできず、出力で連続電流を維持する必要があるため、スイッチング状態は8つの組み合わせに制限されます。図3は整流ブリッジに適用される2つのスイッチング状態の例(100)と(110)を示しています。スイッチング状態(100)では、 $V_{ab} = V_{dc}$ 、 $V_{bc} = 0$ 、 $V_{ca} = -V_{dc}$ です。この状態の結果として得られるスイッチングベクトルは、これらの線間電圧ベクトルを合計することによって導出できます。図4にスイッチングベクトル(100)と(110)のグラフを示します。 $\alpha\beta$ 平面におけるスイッチングベクトルの完全なセットは、スイッチングベクトルの各ペアによって囲まれるセクタとともに図5に示します。ベクトル(000)と(111)は両方とも電圧ベクトルはゼロです。

図2: $\alpha\beta$ ドメインにおける線間電圧のベクトル

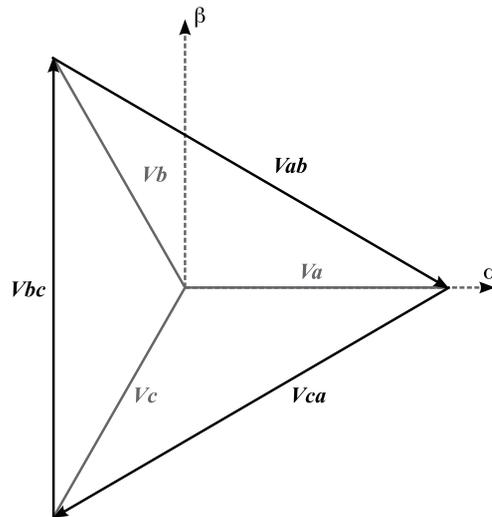


図3: スイッチング状態(100)と(110)

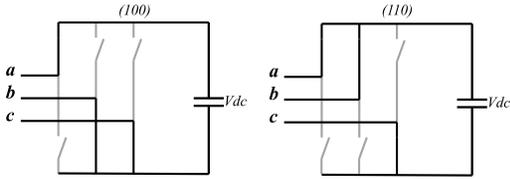


図4: 線間電圧ベクトルの和によるスイッチングベクトル(100)と(110)の導出

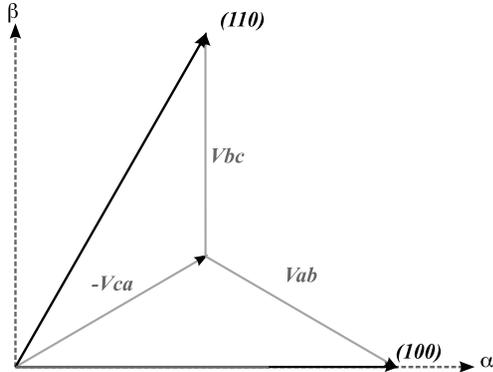
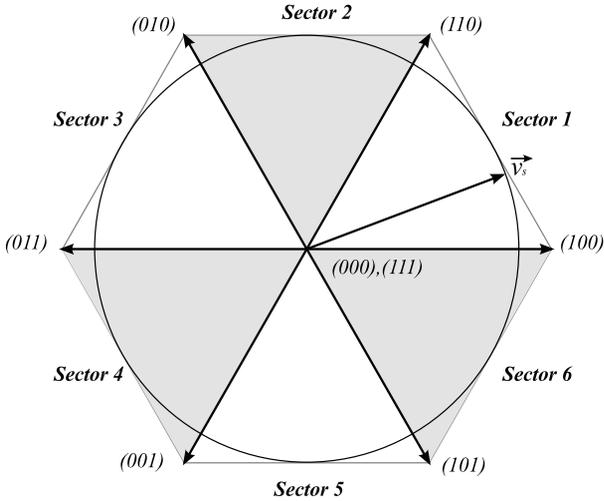


図5: 利用可能なスイッチングベクトルとセクタ定義



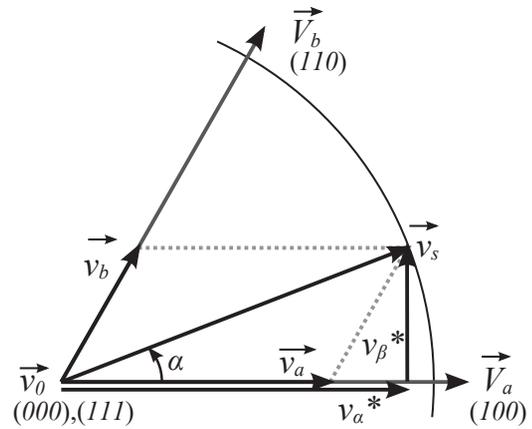
2.2 空間ベクトル \vec{v}_s の分解能

空間ベクトル \vec{v}_s は、目的の電流フローを実現するために必要なインダクタ中性電圧、またはコンバータのAC側電圧を表します。この参照ベクトルは電流コントローラによって生成され、 $\alpha\beta$ 座標に変換されます。したがって、基準電圧ベクトルは次のように表されます:

$$\vec{v}_s = v_{\alpha^*} + jv_{\beta^*} \tag{1}$$

基準ベクトル \vec{v}_a 、 \vec{v}_b 、および \vec{v}_0 で示される利用可能なスイッチングベクトルを時間平均することによって解決されます。図6はセクタ1におけるベクトル \vec{v}_s の分解能を示しています。

図6: スイッチングサイクル全体に渡るにわたるスイッチングベクトル \vec{V}_a 、 \vec{V}_b 、および \vec{V}_0 の時間平均による、セクタ1で計算されたベクトル \vec{v}_s の分解能



$$\begin{aligned} \vec{v}_s &= \vec{v}_a + \vec{v}_b + \vec{v}_0 & (2) \\ &= \frac{t_a}{t_s} \vec{V}_a + \frac{t_b}{t_s} \vec{V}_b + \frac{t_0}{t_s} \vec{V}_0 \\ &= \tau_a \vec{V}_a + \tau_b \vec{V}_b + \tau_0 \vec{V}_0 \end{aligned}$$

$|\vec{V}_a| = |\vec{V}_b| = \frac{2}{3}V_{dc}$ の関係と組み合わせて正弦定理を使用すると、スイッチングベクトル \vec{V}_a 、 \vec{V}_b 、および \vec{V}_0 の相対的なオン時間は次のように計算できます:

$$\tau_a = \frac{\sqrt{3}|\vec{v}_s|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \tag{3}$$

$$\tau_b = \frac{\sqrt{3}|\vec{v}_s|}{V_{dc}} \sin(\alpha) \tag{4}$$

$$\tau_0 = 1 - \tau_a - \tau_b \tag{5}$$

ここで α は \vec{v}_s と扇形の始点との間の角度です。

2.3 変調方式

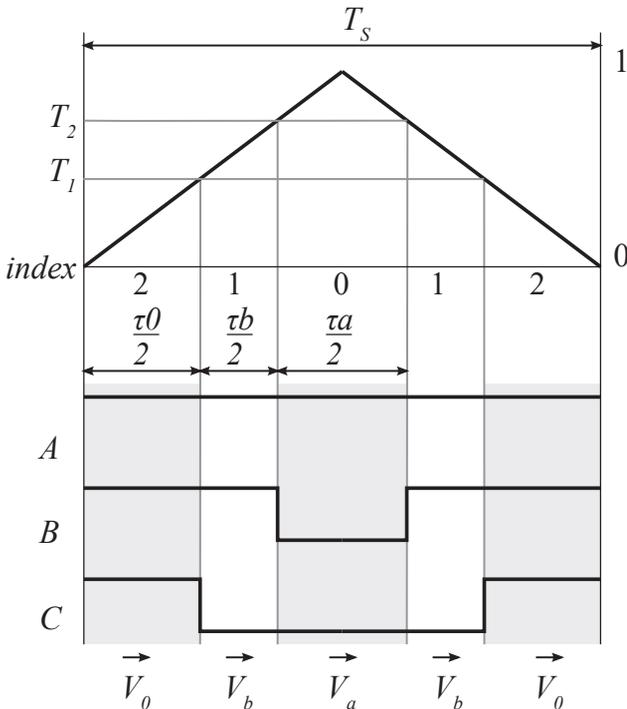
空間ベクトル \vec{v}_s は、スイッチングベクトル \vec{V}_a 、 \vec{V}_b 、および \vec{V}_0 をそれぞれのオンタイム値に対して指定したシーケンスで適用することによって生成されます。スイッチングベクトルが適用される

順序は、変調方式またはスイッチングシーケンスと呼ばれます。空間ベクトル変調器には、ゼロベクトル切り替え方式と対称変調方式という2つの一般的な変調方式が実装されています。

2.3.1 ゼロベクトル切り替え方式

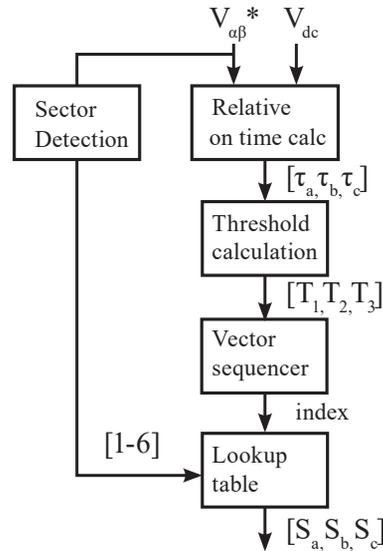
ゼロベクトル切り替え変調では、スイッチングシーケンス中に2つの使用可能なゼロベクトルのうち1つだけを使用するため、1つのスイッチレグはスイッチングされるのではなく、DCバスの正または負のレールにクランプされます。したがって、この変調方式により、単一のスイッチング期間中に発生するスイッチ遷移の数が最小限に抑えられます。図7にゼロベクトル切り替え変調を使用したセクタ1での基準ベクトルの生成を示します。

図7: 交互ゼロベクトル変調を使用したセクタ1の参照ベクトル \vec{v}_s の分解能



空間ベクトル変調器は、利用可能なスイッチングベクトルを順序付けるステートマシンに基づいています。空間ベクトル変調器の内部動作は図8に示されており、1つの PLECS C言語入力ブロックで実装されています。

図8: 空間ベクトル変調器の内部動作。サイクルの開始時に、相対的なオン時間とPWMしきい値が計算されます。サイクル中、PWMベースのベクトルシーケンスとルックアップテーブルを使用してスイッチングシーケンスが作成されます。



スイッチングサイクルの開始時に、基準電圧 θ の角度に基づいてセクタが検出され、式(3)~(5)に基づいて相対的なオン時間が計算されます。ステートマシンに必要なPWMしきい値 T_1 および T_2 は、相対的なオン時間から次のように計算されます:

$$T_1 = \tau_0$$

$$T_2 = \tau_0 + \tau_b \tag{6}$$

スイッチングサイクル中に、PWM発生器に基づくベクトルシーケンスがスイッチングベクトル遷移時間を生成します。PWM発生器は、PWMしきい値が搬送波と交差する瞬間を検出するために反復的なゼロクロッシングアルゴリズムを必要としない、非常に効率的な実装に基づいています。これらの遷移時間は、スイッチングサイクルの開始時に事前に計算され、ステートマシンはこれらの瞬間にのみソルバによって呼び出されます。

スイッチングベクトルのシーケンスに、2つのPWM出力値が合計されてインデックス信号が生成されます($index \in [0, 1, 2]$)。インデックス信号はセクタ値と組み合わせて使用され、ルックアップテーブルに格納されている補正したスイッチングベクトル $[V_0, V_a, V_b]$ を抽出します。ゼロベクトル切り替え変調方式に使用されるスイッチングベクトルを表1に示します。

表1: ゼロベクトル切り替え変調に使用するスイッチングベクトル

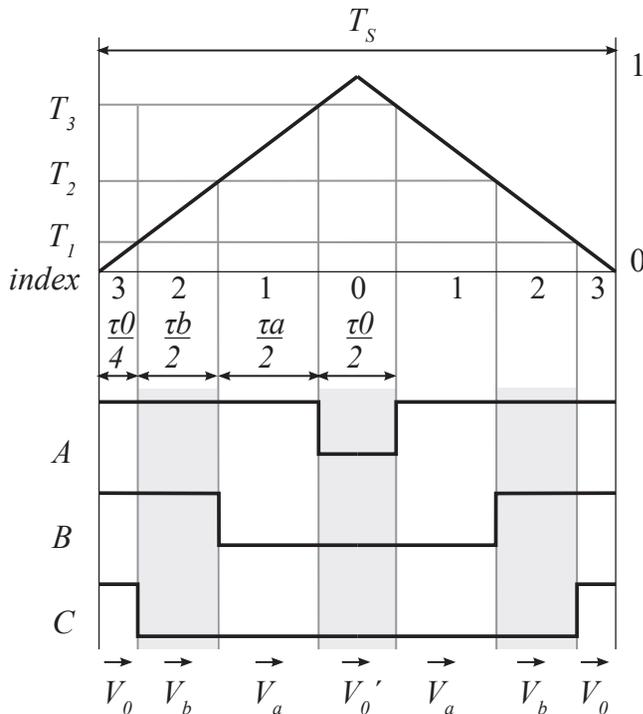
		index		
		0 = V_a	1 = V_b	2 = V_0
sector	1	100	110	111
	2	110	010	000
	3	010	011	111
	4	011	001	000
	5	001	101	111
	6	101	100	000

図7から、ゼロベクトル切り替え変調によるスイッチングシーケンスは5つのタイムスライスで構成され、4回のスイッチ転流が発生することがわかります。スイッチング遷移の数を最小限に抑えるために、各スイッチングセクタでゼロベクトルが交互に使用されます。奇数セクタではゼロベクトル(111)を使用し、偶数セクタではゼロベクトルは(000)です。

2.3.2 対称変調方式

図9に対称変調のためのセクタ1での参照ベクトルの生成を示します。交互ゼロベクトルと対称変調の主な違いは、対称変調では、単一のスイッチングシーケンス中に両方のゼロベクトルが適用されることです。1つのゼロベクトルはスイッチングサイクルの開始時と終了時に適用され、もう1つのゼロベクトルはスイッチングサイクルの途中に適用されます。結果として得られるスイッチングシーケンスは7つのタイムスライスで構成されます。

図9: 対称変調を使用したセクタ1の参照ベクトル \vec{v}_s の分解能。



対称変調には追加の PWMしきい値が必要です。PWMしきい値は次のように計算されます:

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\tau_0}{2} \\
 T_2 &= \frac{\tau_0}{2} + \tau_b \\
 T_3 &= \frac{\tau_0}{2} + \tau_b + \tau_a
 \end{aligned}
 \tag{7}$$

対称変調によるスイッチング損失は、スイッチの転流回数が多くなるため、ゼロベクトル切り替え変調による損失よりも高くなります。ただ、この変調方式には重要な利点が1つあります。両方のゼロベクトルを使用するため、生成される出力電圧のTHD成分は低くなります。

3 制御方法

整流器コントローラのブロック図を図10に示します。内側の制御ループはP+I dq 電流コントローラで構成され、外側のDC電圧制御ループは基準電流 i_d^* を調整して整流器のDC出力を制御します。力率制御は i_q^* の制御によって実装できますが、この例では、力率1の動作を実現するために i_q^* をゼロに設定しています。

3.1 電流制御

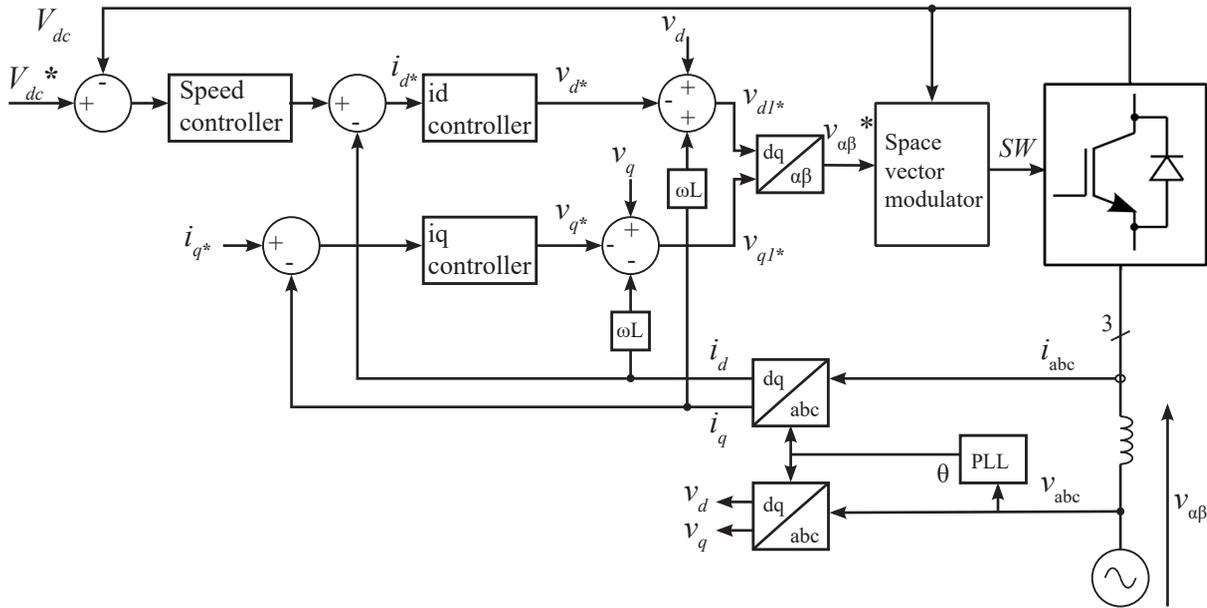
dq ドメインに実装された電流制御ループは、必要な入力電流を生成するために必要なインダクタ中性電圧を計算します。線電流に対して実行される dq 変換については付録に記載されています。 d 軸は供給電圧角度 θ と一致します。 dq 制御ループは、PI制御器を使用して、必要な動作点で入力インダクタに必要な電圧降下を決定する構造になっています。インダクタ中性点電圧 $v_{d1}^* + jv_{q1}^*$ は、入力電圧からインダクタ電圧降下を減算することによって算出されます。 dq 電流の制御構造は次のように導出されます:

線間抵抗を無視すると、整流器のAC端子の電圧は次のように表されます:

$$v_{n1} = v_n - L \frac{di_n}{dt}
 \tag{8}$$

ここで、下付き文字 n はA、B、Cの各相を表します。この式を dq ドメインに変換すると、 $\omega L i_{d,q}$ 項は dq 変換によって導入されたクロスカップリング項であることがわかります。

図10: dq電流制御による整流器制御システムのブロック図



$$v_{d1} = v_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega L i_q \tag{9}$$

$$v_{q1} = v_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega L i_d \tag{10}$$

したがって、整流器のAC側電圧の基準値は、次の式で表すことができます:

$$v_{d1}^* = v_d + \omega L i_q - v_{Ld} \tag{11}$$

$$v_{q1}^* = v_q - \omega L i_d - v_{Lq} \tag{12}$$

したがって、dq電流コントローラの役割は、dq電流が基準値を追従するように適切なインダクタ電圧を制御することです。定常状態での電源電圧条件下では $v_q = 0$ となるため、式(12)では無視できることに注意してください。

電流制御ループの合計出力 $v_{d1}^* + jv_{q1}^*$ は、AC電源とACインダクタ間の電圧を表し、これはコンバータのAC端子電圧に相当します。この基準値は、空間ベクトル変調器の要求に応じて $\alpha\beta$ 値に変換されます。

3.2 電流制御

dqドメインの有効電力と無効電力は次のように表されます:

$$P = v_d i_d + v_q i_q \tag{13}$$

$$Q = v_d i_q - v_q i_d \tag{14}$$

図6に示すように、d軸は電源電圧ベクトルと一致しているため、 v_d は一定で、 v_q はゼロになります。したがって、有効電力と無効電力は、それぞれ i_d と i_q を制御することによって制御できます。この例の整流器では、 $Q = 0$ に設定することで力率が1に設定されます。したがって、 $i_q^* = 0$ となります。DCバスの電圧レベルは、 i_d^* で実際の電力フローを制御することによって調整されます。

4 付録

変圧

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_\alpha \\ y_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t & -\sin \omega_1 t \\ \sin \omega_1 t & \cos \omega_1 t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_d \\ y_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \cos(\phi - 120^\circ) & -\sin(\phi - 120^\circ) \\ \cos(\phi + 120^\circ) & -\sin(\phi + 120^\circ) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

改訂履歴:

04-13

初版



☎ +41 44 533 51 00

+41 44 533 51 01

✉ Plexim GmbH

Technoparkstrasse 1

8005 Zurich

Switzerland

@ info@plexim.com

<http://www.plexim.com>

Pleximへの連絡方法:

Phone

Fax

Mail

Email

Web



☎ +81 3 5282 7047

+81 3 5282 0808

✉ ADVAN AUTOMATION CO.,LTD Mail

1-9-5 Uchikanda, Chiyoda-ku

Tokyo, 101-0047

Japan

@ info-advan@adv-auto.co.jp

<https://adv-auto.co.jp/>

アドバンオートメーションへの連絡方法:

Phone

Fax

Email

Web

Application Examples

© 2002–2013 by Plexim GmbH

このマニュアルで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。