

RT Box
DEMO MODEL

Dual Active Bridge Converter
DABコンバータ

Last updated in RT Box Target Support Package 3.1.1

1 はじめに

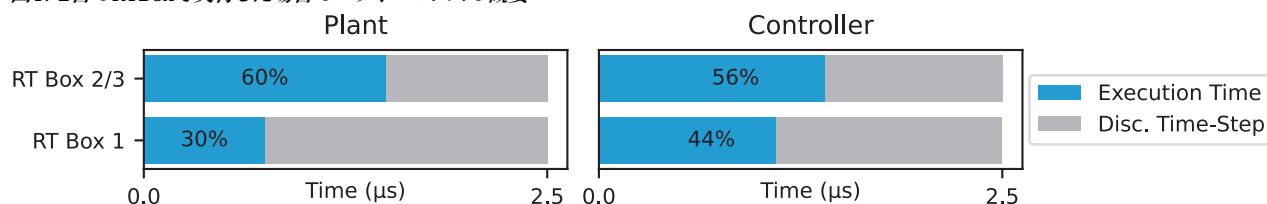
このRT Boxデモモデルは、バッテリー充電アプリケーション用のDual Active Bridge(DAB)DC/DCコンバータを特徴としています。次章では、PLECSの電気回路と制御器ドメインを使用した電力ステージと制御の実装について詳しく説明します。このデモモデルには次の機能があります:

- DABは、800VDC入力から200V、100kWhのバッテリーパックに最大50kWを供給します。DABパワー ステージは、PLECSライブラリのNanostepセクションにあるDABコンバータコンポーネントを使用して実装します。RT BoxのNanostepソルバは、1桁台の範囲のナノ秒の時間ステップでコンバータをシミュレートします。小さなステップサイズは、DABなどの誘導性ACリンクを備えた高周波DC/DCコンバータを正確にモデル化するために重要です。DABでは、電力転送が電流とPWM信号間の位相シフトに非常に敏感です。
- 閉ループ電流コントローラは、DAB電流と位相シフト角度の関係に基づいた非線形フィードフォワード動作を備えたPIレギュレータです。コントローラは、400Hzの閉ループ電流制御帯域幅を実現するように設計されています。PIレギュレータの出力は、変圧器の一次側および二次側のPWM信号の位相シフトを設定します。
- 閉ループ電流制御のために、DAB電流オーバーサンプリングと移動平均フィルタ(Moving Average Filter: MAF)を実装しています。PWM周波数は40kHzで、コントローラは400kHzで実行されるため、オーバーサンプリングとフィルタリングを使用します。
- プラントとコントローラモデルは個別のサブシステムに実装しています。これにより、同じモデルをPLECSのオフラインシミュレーションとRT Boxのリアルタイムシミュレーションの両方で使用できるようになります。このデモでは、プラントモデルが1台のRT Boxで実行され、別のRT Boxを使用して仮想プロトタイピング構成でデジタル制御システムをシミュレートします。2台のRT Boxは、完全な閉ループシミュレーションで接続されています。

このドキュメントでは、プラントモデルと電流制御設計について説明し、特に位相シフト変調技術のモデリングとオーバーサンプリングを実装するための技術的ソリューションに重点を置いています。

Nanostepソルバのステップサイズは、RT Boxハードウェアに基づいて固定されます。RT Boxは、FPGA上で実行される数値アルゴリズムに加えて、電気回路のシミュレーションと制御アルゴリズムの実行にCPUコアも使用します。CPUコアの離散化ステップサイズは、回路とコントローラのダイナミクスに合わせて適切に設定する必要があります。この特定のモデルでは、次の離散化ステップと実行時間が達成されます。

図1: 2台のRTBoxで実行した場合のパフォーマンスの概要



1.1 要求仕様

このデモモデルを実行するには、次の製品が必要です(www.plexim.comから入手可能):

- [PLECS RT Box](#)2台と[PLECS](#)および[PLECS Coder](#)ライセンス1つずつ
- [RT Box Target Support Package](#)
- [RT Box User Manual](#)のクイックスタートガイドに記載されている、PLECSとRT Boxの設定手順に従います
- RT Boxのフロントパネル同士を接続するための37ピンD-Subケーブル2本

注意 このモデルには、以下からアクセスできるモデル初期化コマンドが含まれています:

PLECS Standalone: シミュレーションメニュー -> シミュレーション・パラメータ... -> 初期化

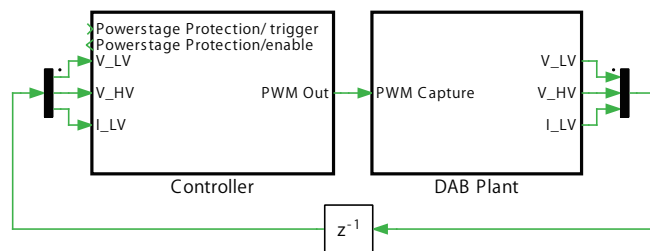
PLECS Blockset: Simulinkモデルウィンドウで右クリック -> モデルプロパティ -> コールバック -> InitFcn*

2 モデル

デモモデルの最上位レベルの回路図を図2に示します。モデルは"DAB Plant"および"Controller"の2つのサブシステムに分かれています。両方のサブシステムでコンポーネントを右クリックし、**サブシステム -> 実行の設定...**から**コード生成機能の有効化**にチェックすると、コード生成が有効になります。"DAB Plant"サブシステムは1台目のRT Boxで実行され、"Controller"サブシステムは2台目のRT Boxで実行されます。

閉ループ制御の遅延の継承は、オフライン シミュレーションでモデル化されます。したがって、サンプル時間が1つのControllerの取得ステップ($T_{disc.Acq}$)に等しい遅れ要素ブロック(z^{-1})がオフラインシミュレーションに追加されます。

図2: DAB PlantとControllerモデルのトップレベルの回路図



2.1 Plantモデル

図3は"DAB Plant"の回路モデルを示しています。これは、低電圧(LV)側の200Vdcバッテリーパックと高電圧(HV)側の800Vdc電源に接続されたDABで構成されています。表1は、このデモモデルで使用する物理パラメータを示しています。

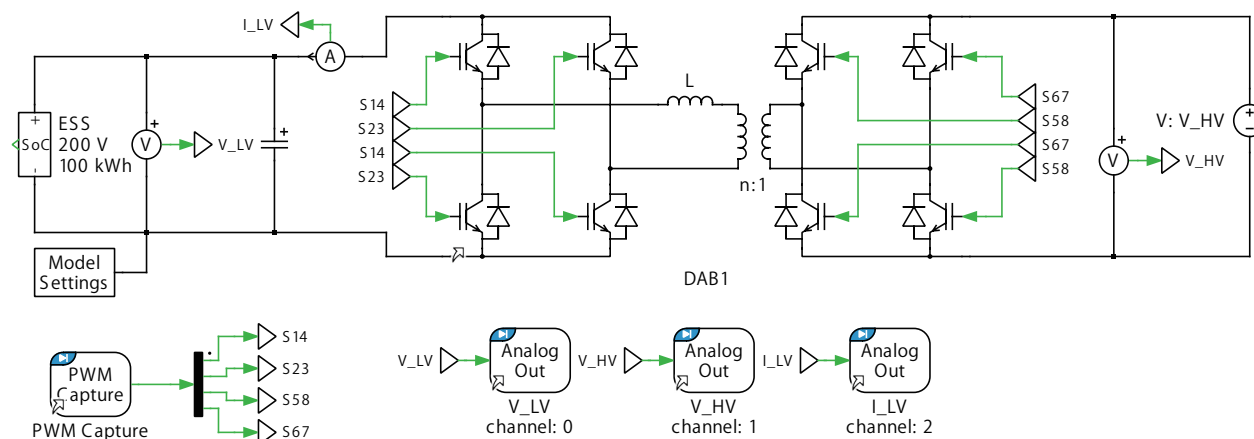
表1: 物理パラメータ

$V_{LV,nom}$	$V_{HV,nom}$	C_{LV}	$I_{LV,nom}$	P_{nom}	R_{lk}	L_{lk}	f_{sw}	$E_{ESS,nom}$
200V	800V	10mF	250A	50kW	100mΩ	1.75 μH	40kHz	100kWh

プラント モデルは、RT Box Target Support Libraryの次のブロックを使用して、RT Boxの物理的な入力ポートと出力ポートにアクセスします:

- PWM Captureブロックは、Nanostepソルバ実行間隔で入力のスวิตチング信号をサンプリングします。サンプリング間隔は、RT Box 1およびCEでは7.5ナノ秒、RT Box 2および3では4ナノ秒です。サンプリングされたスวิตチング信号は、PLECSライブラリの"電気回路ブロック"の"Nanostep"サブライブラリにある"DABコンバータ"コンポーネントにマッピングされます。DABの"回路名"パラメータとPWM Captureブロックの"Offline behavior"はどちらもNanostepオプションに設定されています。

図3: DAB Plantモデルの回路図



- Analog Outブロックは、バッテリー電流、入力電圧、出力電圧など、Controllerサブシステムに必要なアナログ信号を供給します。Analog Outコンポーネントには、RT Boxのアナログ出力の飽和を回避し、接続されたハードウェアやコントローラのI/O要件と一致するように設定されたスケールおよびオフセットパラメータが含まれています。適切なスケール係数は、PLECSのオフラインシミュレーションで決定できます。グリッド側電圧の場合、公称電圧値は800Vです。電圧信号の電圧偏差と過渡現象に対応するために、50%の電圧マージンを追加します。コントローラのRT Boxアナログ入力電圧範囲は、ユーザが**Coderオプション**ウィンドウの**ターゲット**タブで指定した±10Vです。したがって、アナログ出力パラメータは次のように設定します:

$$V_{HV, scale} = V_{Range-AO} / V_{HV, max} = 20 / 1200$$

$$V_{HV, offset} = -V_{Range-AO} / 2 = -10 \text{ V}$$

$$V_{LV, scale} = V_{Range-AO} / V_{LV, max} = 20 / 300$$

$$V_{LV, offset} = V_{Range-AO} / 2 = -10 \text{ V}$$

$$I_{LV, scale} = V_{Range-AO} / (I_{LV, max} \cdot 2) = 20 / (750 \cdot 2)$$

および

$$I_{LV, offset} = 0$$

この仮想プロトタイピングのセットアップでは、どのI/Oチャンネルを構成するかは重要ではありませんが、"Controller"と"DAB Plant"サブシステム間でチャンネルIDを一致させる必要があることに注意してください。

バッテリーパックモデルは、次の特性を持つパナソニックUR18650Aセルに基づいて構築しています:

表2: セルのパラメータ

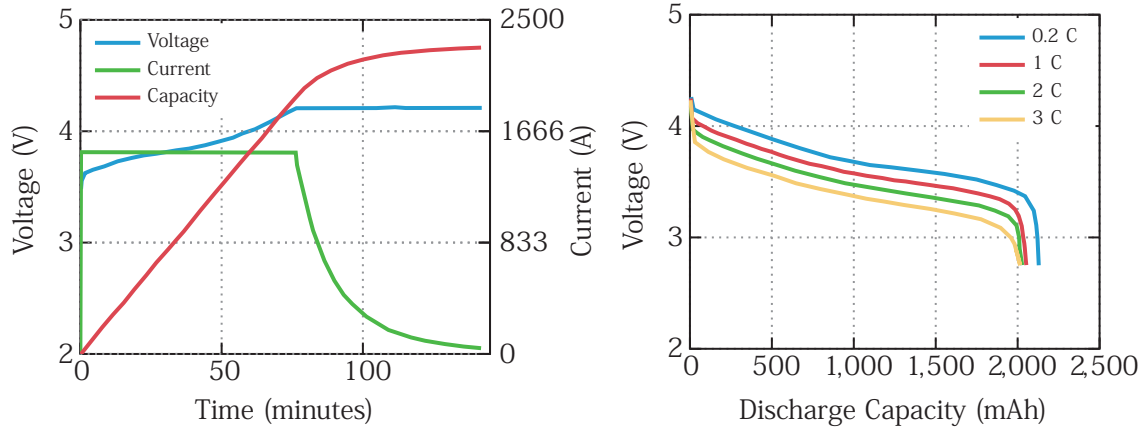
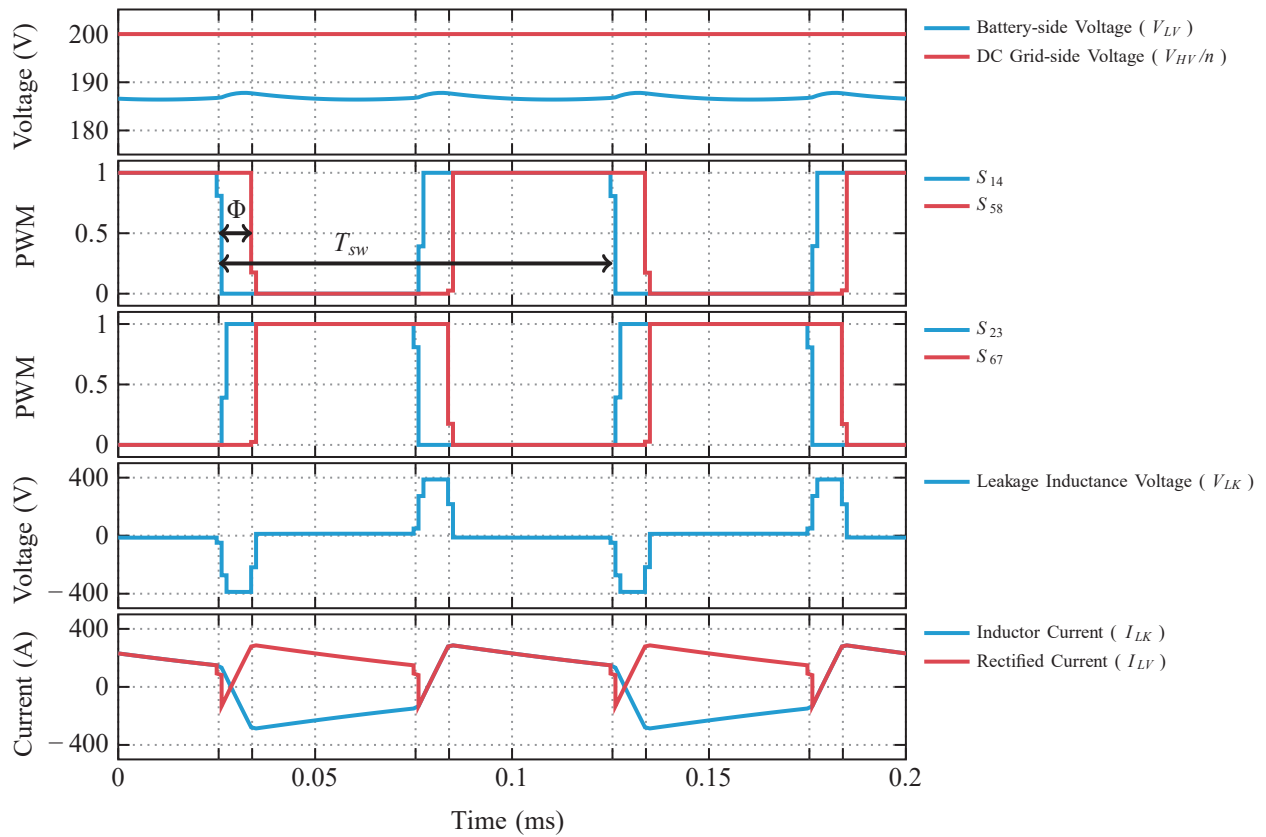
Rated Capacity	Nominal Voltage	Charging: CC-CV, Std. 1505 mA, 4.20V
2250mAh	3.6V	3h

セルの充電特性を図4に示します。200V、50kW、100kWhのバッテリーパックは、239個の並列セルブランチ(各ブランチに56個のセルが直列)でモデル化されています。

DABコンバータは、中周波変圧器(Medium Frequency Transformer: MFT)によって相互接続された2つのフルブリッジ(Full Bridge: FB)で構成されています。MFTは、図3に示すように、変圧器の巻線抵抗と漏れインダクタンスを表す抵抗誘導インピーダンスと直列に接続された理想的な変圧器でモデル化されています。

DAB を制御するにはいくつかの異なる方法がありますが、一般的には位相シフト変調を使用することです。DABは、HV FBとLV FBの両方に対して一定のデューティ比で動作し、HVおよびLV PWMキャリア間の位相シフトを使用して電流を制御します。図5は位相シフト変調で動作するDABの典型的な波形を示しています。

図4: パナソニックUR18650A電池セルの充放電特性

図5: RT Box 1で動作中のDAB電圧および電流波形(10kHz, 1.25 μ sのシミュレーションステップサイズ)

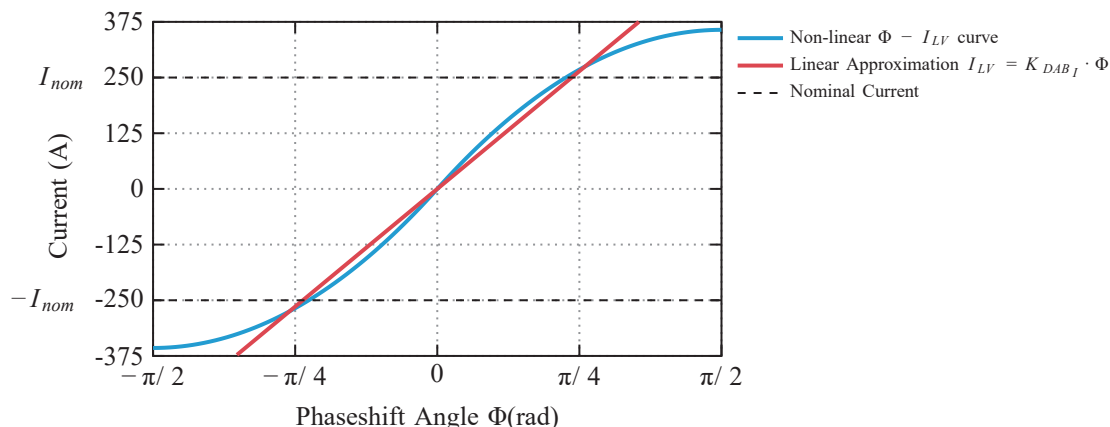
平均キャリア周期の場合、低電圧端子から引き出される電流は次のように表されます:

$$\langle I_{LV}(\Phi, V_{HV}, t) \rangle_{T_c} \equiv \frac{V_{HV} \cdot (\pi - \Phi) \cdot \Phi}{2 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \quad \forall \quad 0 \leq \Phi \leq \pi \quad (1)$$

ここで、 V_{HV} は HV DAB端子の電圧、 f_{sw} はスイッチング周波数、 L はMFTの漏れインダクタンス、 n はMFTの巻数比、 $T_c = 1/f_{sw}$ はキャリア周期、 Φ はLVおよびHV FBのスイッチに適用されるPWM間の相対位相シフト角です。

$\Phi=0$ の場合、出力はゼロで、電流は Φ とともに非線形に増加し、 $\Phi=\pi/2$ で最大値に達します。位相シフト角がさらに大きくなると、出力は減少し、 $\Phi=\pi$ でゼロになります。図6は、位相シフト角(Φ)の関数としてのバッテリー側電流(I_{LV})を示しています。式(1)を解析すると、バッテリー電流(I_{LV})は V_{LV} に依存しないことがわかります。

図6: 位相シフト角 Φ の関数としての非線形 I_{LV} 式

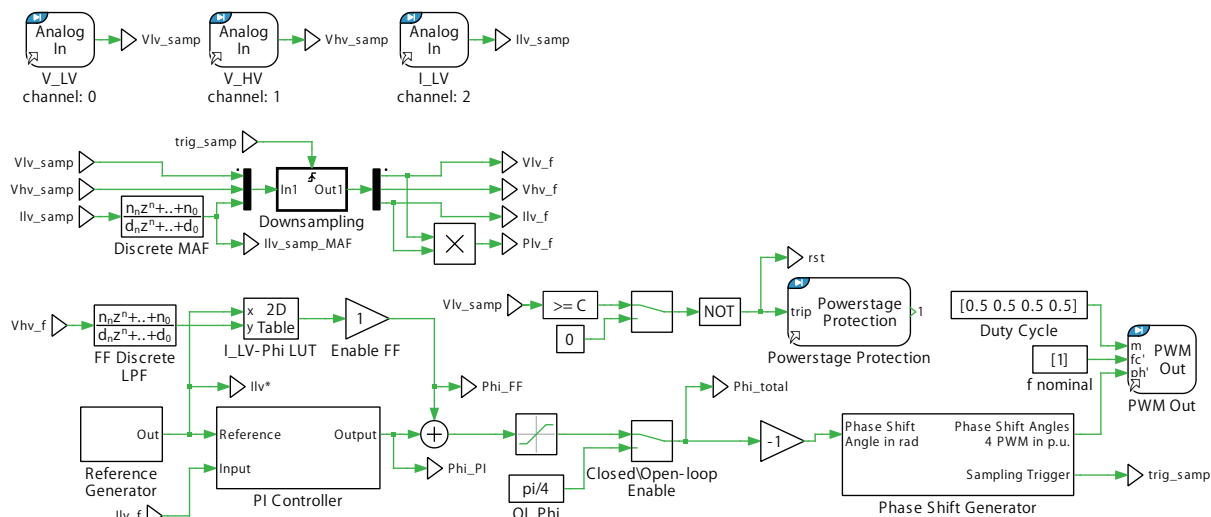


2.2 Controller

図7は、Controller実装を含むPLECS回路図を示しています。Controllerの主な機能を以下に要約します:

- ・ 入力信号 I_{LV} のオーバーサンプリング実装。
- ・ スイッチングサイクルあたりの平均 I_{LV} の計算。
- ・ ルックアップテーブルベースのフィードフォワード + PI電流レギュレータ。
- ・ PIチューニング用に設計された400Hzの制御帯域幅。

図7: Controllerモデルの回路図



"Controller"サブシステムには、RT Box Target Support Libraryの次のコンポーネントが含まれています:

- ・ *Analog In*ブロックは、"DAB Plant"サブシステムからのアナログ信号を提供します。入力信号は、*Analog Out*ブロックと同様にスケールリングおよびオフセットできます。このモデルでは、*Analog In*のスケールリング係数は*Analog Out*のスケールリング係数の逆数に設定しています。"Controller"サブシステムの電流値と電圧値は、電力ステージのスケールしていない電圧と電流の測定値に対応します。

- *PWM Out*ブロックは、デジタル出力コネクタで適切なPWM信号を生成するために使用します。このモデルではデューティ比と周波数変調は使用しません。したがって、すべてのPWM信号に定数でデューティ比0.5および周波数40kHzを与えています。位相シフト角コマンド(Φ^*)の目的は以下の通りです:

オーバーサンプリングの実装とフィルタリング

DAB Plantに高次/複雑な物理フィルタが導入されるのを避けるために、フィルタキャパシタの前のFB入力でのスイッチングDC電流が制御のフィードバックとして使用されています。この方法では、スイッチング周期の平均コンバータ電流を正確に計算するために、オーバーサンプリング方式を使用する必要があります。この実装では、Controllerの構造が複雑になりますが、コンバータモデルの実行が高速化されます。

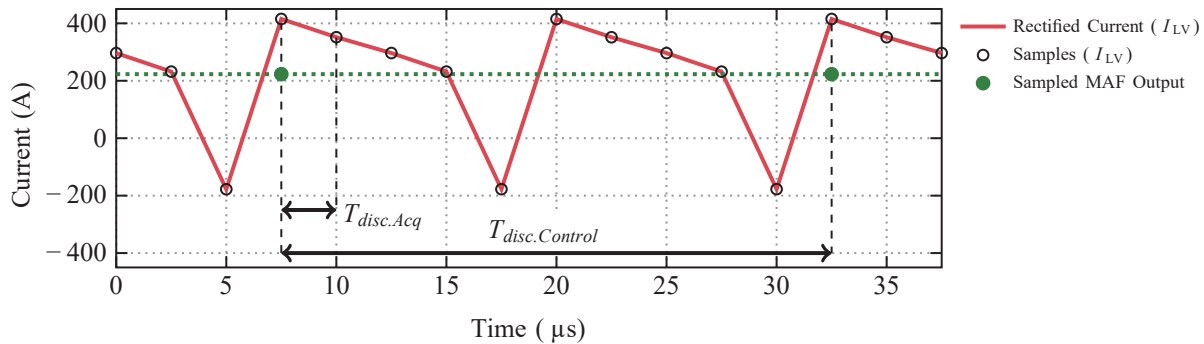
I_{LV} は $2.5 \mu s (T_{disc.Acq})$ 、400kHzスイッチング周波数(f_{sw})の場合、スイッチングサイクルごとに10回サンプリングします。MAFは、切り替え期間中の平均 I_{LV} を取得するために使用します。平均 I_{LV} 電流は、制御実行時間ステップと同期して、スイッチングサイクルごとに1回サンプリングします。

MAFは次のように表される離散伝達関数を使用して実装します:

$$\frac{\overline{I_{LV}}(z)}{I_{LV}(z)} = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (2)$$

ここで、 N はスイッチング周期ごとのサンプル数です。その後、DAB電流測定を制御実行と同期させるため、MAFの出力は $25 \mu s (T_{disc.Control})$ ごとに1回発行します。

図8: I_{LV} 電流のオーバーサンプリングと平均化



PWM生成

制御は、電流を調整するためにFBに適用する位相シフト角度を計算します。PWMキャリア間の位相シフトを動的に調整できる、RT Box Target Support Libraryの*PWM Out(Variable)*ブロックを使用します。ブロックは、各PWMチャンネルのキャリア位相シフト値を0~1(p.u.)で受け入れます(つまり、0は0°の位相シフト、1は360°の位相シフトを意味します)。PWM Out(Variable)ブロックで定義された最初のチャンネルはマスタとして機能するため、残りのチャンネルに指定された位相シフトは、マスタチャンネルに対する位相シフトを設定します。ブロックは負の位相シフト値を受け入れないことに注意してください。

位相シフト角度をラジアンからp.u.に適応させ、負の値を考慮するために、このデモモデルでは次の実装が提供されています:

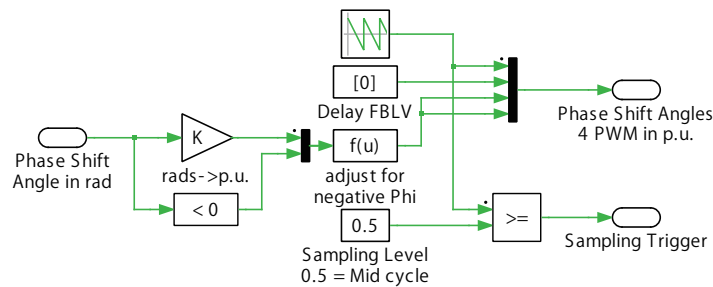
$$\Phi_{p.u.} = \text{sign}(\Phi_{rad}) + \frac{1}{2\pi} \cdot \Phi_{rad} \quad \text{sign}(\Phi_{rad}) = \begin{cases} 0, & \text{if } \Phi_{rad} \geq 0 \\ 1, & \text{if } \Phi_{rad} < 0 \end{cases} \quad (3)$$

DAB実装では、各FBごとに2つずつ、合計4つの異なるPWM信号を生成する必要があります。同じFBの2つのPWM信号は180°位相シフトされています。LV FBのPWM信号に対して、HV FBのPWM信号には追加の位相シフトが適用されます。合計で4つの位相シフト角度を指定する必要があります。

サンプリング周期とスイッチング周期が等しい実装の場合、最初の(マスタ)PWMチャンネルに提供される位相シフトは通常ゼロに設定されます。ただし、オーバーサンプリングの場合、最初のPWMをシフトする必要があります。その理由は次のとおりです: "PWM Out(Variable)"ブロックで構成されたカウンタはブロックが実行されるたび、このデモのケースでは $T_{disc.Acq}$ ごとに再始動します。 $T_{disc.Acq}$ がスイッチング周期 $T_{disc.Control}$ よりも大幅に小さいため、PWM出力信号が適切に生成されません。この動作に対応するため、マスタPWMがシフトされます。最小0、最大値1、周波数 f_{sw} 、デューティ比0、位相遅れ0のシンプルな三角波発生器を使用します。

図9はPhase Shift Generatorの実装を示しています。

図9: Phase Shift Generatorサブシステムの回路図



プラントの線形化

図6に示すように、 Φ - I_{LV} 式はコントローラ設計のために線形化されています。式(1)から導かれる、電流の変動(ΔI_{LV})と位相シフト角($\Delta\Phi$)との間の小信号表現は次のように与えられます:

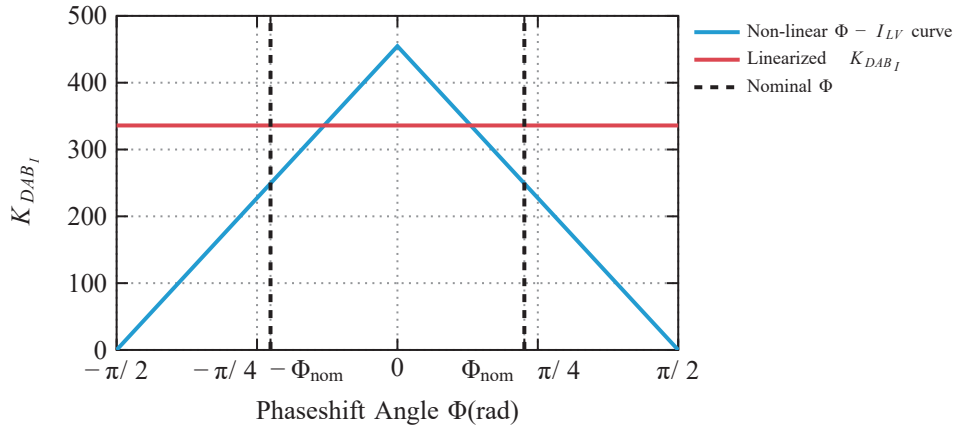
$$\Delta I_{LV}(t) = \frac{V_{HV}}{2 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_{sw} \cdot n} \cdot (\pi - 2 \cdot \Phi) \cdot \Delta\Phi(t) = K_{DAB_I} \cdot \Delta\Phi(t) \quad \forall \quad 0 \leq \Phi \leq \pi \quad (4)$$

図10は、さまざまな動作点における K_{DAB_I} 値を示しています。ここで、 K_{DAB_I} は位相角の線形関数としての電流ゲインです。PIレギュレータの調整目的では、 K_{DAB_I} の線形近似を使用すると、比較的低い閉ループ制御帯域幅を持つシステムの閉ループダイナミクスをモデル化するのに十分な精度があることが判明しています[2]。

フィードフォワードコントローラ

周波数変調または位相シフト変調電力コンバータは、フィードフォワード制御を備えたコントローラに適しています。このデモでは、バッテリー電流(I_{LV})と制御動作(Φ)の関係は式(1)で与えられます。必要な制御アクションは、さまざまな動作条件(V_{HV} の異なる値など)に対して事前に計算できます。制御アクションを計算する式は次のとおりです:

$$\Phi_{FF} = \frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot f_{sw} \cdot |I_{LV}^*|}{V_{HV}/n}} \right] \cdot \text{sign}(I_{LV}^*) \quad \forall \quad |I_{LV}^*| \leq |I_{LV,MAX}| \quad (5)$$

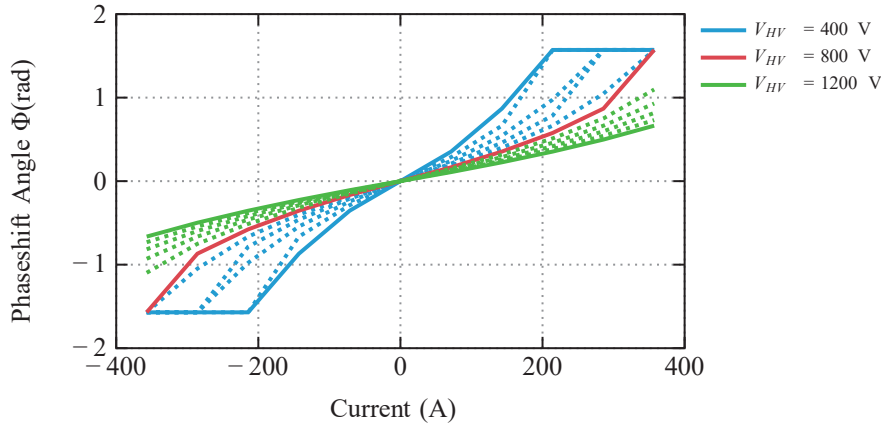
図10: 異なる位相シフト角度に対する K_{DAB_I} 値

ただし、

$$\text{sign}(I_{LV}^*) = \begin{cases} 1, & \text{if } I_{LV}^* \geq 0 \\ -1, & \text{if } I_{LV}^* < 0 \end{cases} \quad (6)$$

フィードフォワード制御アクションは、必要なバッテリー電流を供給するために位相シフト角度を適切に近似します。PIレギュレータは、フィードフォワード関数からの推定位相シフトと測定された変数 I_{LV} 間の差を解決します。計算値と測定値の差は、パラメータの変動(例: 温度による L の変動)、DABモデルにおける考慮されていない損失、および2つの事前計算されたフィードフォワード値間の補間近似値によって生じます。このデモモデルでは、 I_{LV} と V_{HV} の関数として、 Φ_{FF} の事前計算値を実装するためにルックアップテーブルを使用しています。

図11: フィードフォワードルックアップテーブルのデータポイント

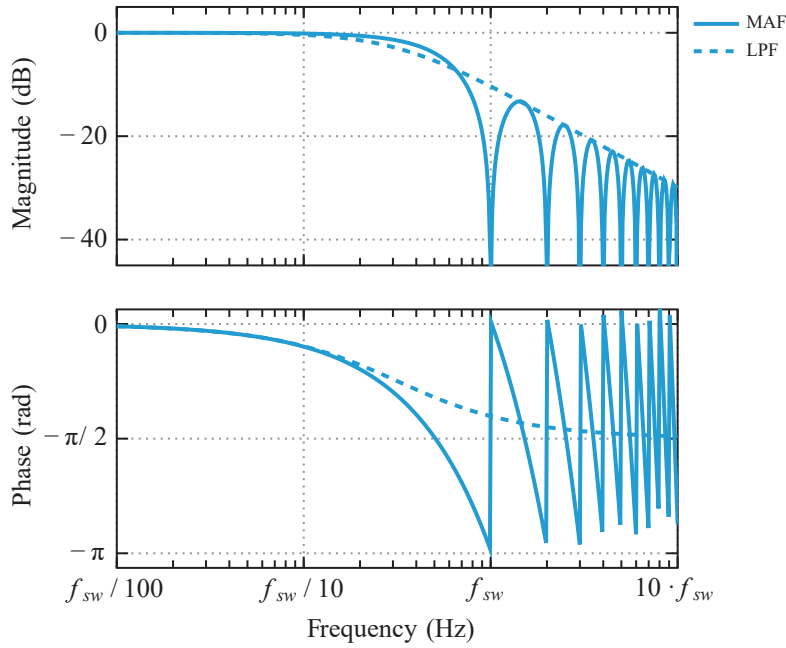


フィードフォワード制御パスで使用される測定信号は、高周波外乱による不安定性の問題を回避するために、離散ローパスフィルタ(Low Pass Filter: LPF)を使用してフィルタリングされます。

PI Controllerのチューニング

このデモではPIレギュレータの調整に[2]に示した調整手法を使用しました。閉ループ伝達関数を導出するために、MAFは単純なLPFとして近似されます。LPFとMAFの周波数応答の比較を図12に示します。

図12: 実装された移動平均フィルタとローパスフィルタ近似の周波数応答



LPFの式は、sドメインにおけるMAF式の一次パデ近似から得られます。どちらの式も以下の通りです:

$$G_{MAF}(s) = \frac{\bar{x}(s)}{x(s)} = \frac{1 - e^{-T_s \cdot s}}{T_s \cdot s} \quad (7)$$

および

$$G_{LPF}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{1}{\frac{T_s}{2} \cdot s + 1} \quad (8)$$

ここで、 T_s はMAFウィンドウの長さであり、このモデルではスイッチング周期に等しくなります。

MAF近似が得られると、開ループ伝達関数は式(9)で示されます。PIレギュレータのチューニング手順では、フィードフォワード制御パスが考慮されていないことに注意してください。

$$I_{LV}(s) = [I_{LV}^*(s) - I_{LV}(s)] \cdot PI(s) \cdot K_{DAB1} \cdot G_{LPF}(s) \quad (9)$$

PIレギュレータの伝達関数($PI(s) = k_p + k_i/s$)を変形し、LPFカットオフ周波数として $\omega_{LPF} = 2/T_s$ を使用すると、開ループ伝達関数は次のようになります:

$$I_{LV}(s) = [I_{LV}^*(s) - I_{LV}(s)] = k_p \cdot \frac{s + k_i/k_p}{s} \cdot K_{DAB1} \cdot \frac{\omega_{LPF}}{s + \omega_{LPF}} \quad (10)$$

$k_p/k_i = \omega_{LPF}$ を選択して極零点相殺技術を採用し、閉ループ伝達関数を計算します:

$$\frac{I_{LV}(s)}{I_{LV}^*(s)} = \frac{k_p \cdot K_{DAB1} \cdot \omega_{LPF}}{s + k_p \cdot K_{DAB1} \cdot \omega_{LPF}} \quad (11)$$

極零点相殺により、システムは1次伝達関数に簡素化されます。このシナリオでは、目的の電流制御閉ループ帯域幅 ω_{CL} を実現するように k_p を選択できます。PIレギュレータゲインの選択は、次の式で計算されます：

$$k_p = \frac{\omega_{CL}}{K_{DAB1} \cdot \omega_{LPF}} \quad (12)$$

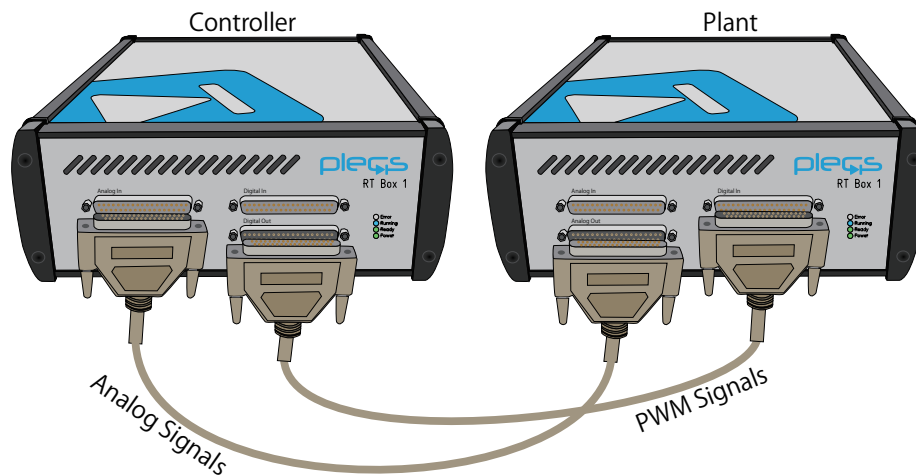
および

$$k_i = k_p \cdot \omega_{LPF} \quad (13)$$

3 シミュレーション

このモデルは、コンピュータ上のオフラインモードでも、PLECS RT Box上のリアルタイムモードでも実行できます。リアルタイム操作を行うには、[図13](#)に示すように2台のRT Box("Plant"と"Controller"と呼ばれる)をセットアップする必要があります。図ではセットアップにRT Box1を使用していますが、他のRT Boxも可能です。

図13: デモモデルのリアルタイム操作のためのハードウェア構成の例。RT Boxのすべてのバージョンで実行できます。



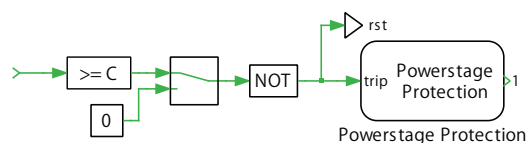
2台のRT Boxでリアルタイムモデルを実行するには、以下の手順に従ってください：

- 1 "Plant" RT BoxのAnalog Outインタフェースを"Controller" RT BoxのAnalog Inインタフェースに接続し、"Plant" RT BoxのDigital Inインタフェースを"Controller" RT BoxのDigital Outインタフェースに接続します (例: [図13](#)に示す2本のDB37ケーブルを使用)。
- 2 **Coderオプション...**ウィンドウの**システム**リストから、"DAB Plant"を選択し、"Plant" RT Boxに**ビルド**します。次に、"Controller"を選択し、"Controller" RT Boxに**ビルド**します。
- 3 モデルがアップロードされたら、**Coderオプション...**ウィンドウの**外部モード**タブから、"Controller" RT Boxに接続し、**自動トリガを有効化**にします。

注意 以下に示すように、"Plant"と"Controller"のRT Box両方が起動して実行すると、"Controller"サブシステムの手動切替スイッチがデフォルトの"on"の位置にある場合、切り替えが有効になります。

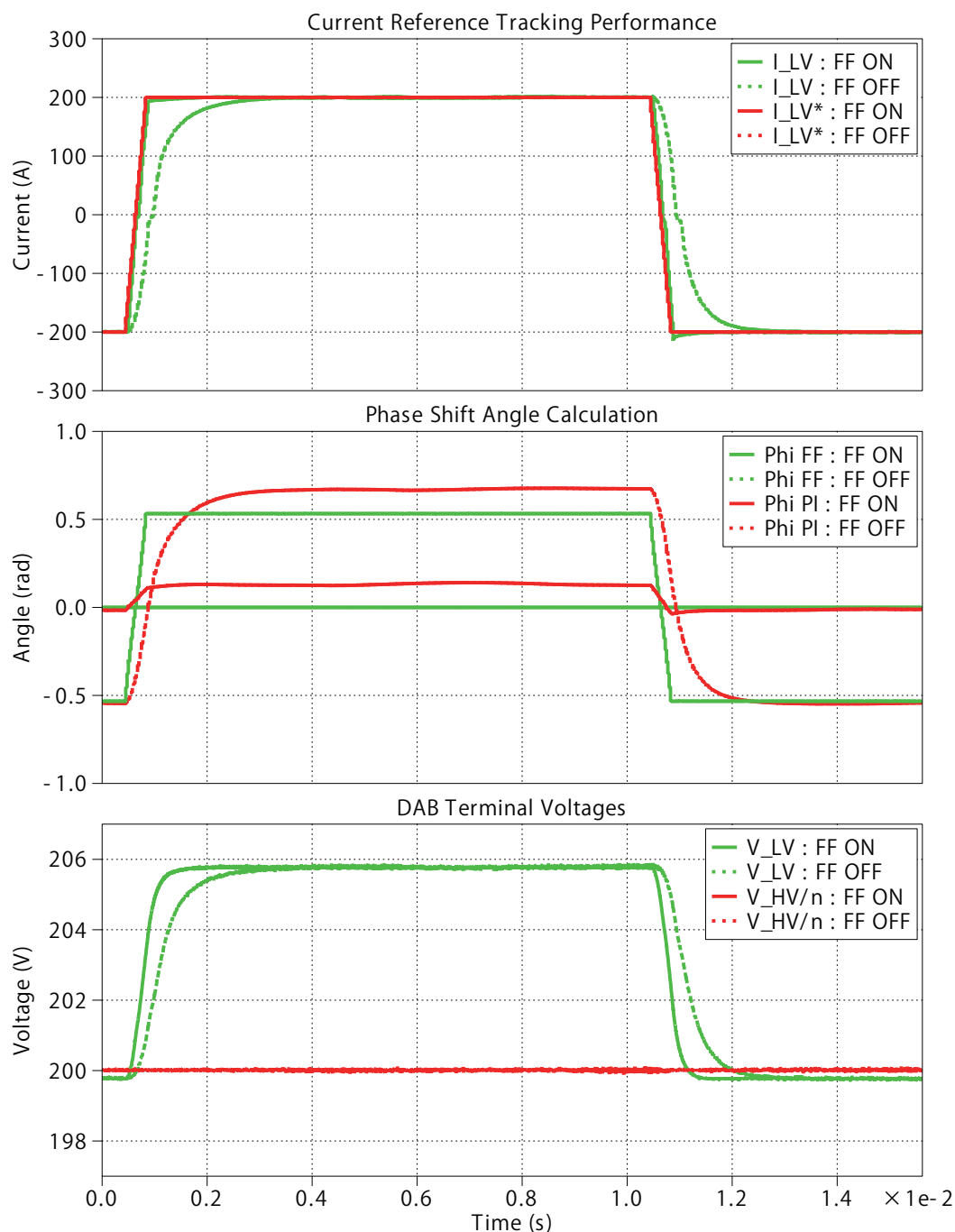
外部モードでは、これを"off"の位置に変更すると、すべてのPWMが安全状態にトリップし、PIコントローラの積分部分が初期状態にリセットされます。

安全状態は、PWM OutブロックのProtectionタブのSafe stateで構成します。



ここで、DAB電流リファレンスはバッテリーの充電または放電のどちらを意図しているかに応じて、2つの値の間で切り替えられます。この値は、"Controller"サブシステムの"Reference Generator"ブロック内の" I_{L_refmax} "定数ブロックと" I_{L_refmin} "定数ブロックの値を変更することで、最大値(250A)と最小値(-250A)の間で変更できます。閉ループ電流制御ループのステップ応答を図14に示します。フィードフォワード動作が無効になっている場合、コントローラは設計された400Hz帯域幅で電流を追跡していることがわかります。

図14: フィードフォワードを有効/無効にしたリファレンス電流のステップテスト



4 まとめ

このRT Boxデモモデルは、バッテリー充電アプリケーション用の位相シフト変調に基づく閉ループ電流制御を備えたDAB DC/DCコンバータを示しています。デモモデルは、オフラインシミュレーションとして実行することも、HILまたはラピッドコントロールプロトタイピングテスト用にリアルタイムで実行することもできます。"Controller"サブシステムは、スイッチング周期の1/10に相当する $2.5\ \mu\text{s}$ の離散化ステップサイズで実行し、脈動電流のオーバーサンプリング手法の実装が可能になります。"DAB Plant"サブシステムは、離散化ステップサイズ $2.5\ \mu\text{s}$ で実行します。RT Box 1での実際の実行時間はコントローラの場合は $1.2\ \mu\text{s}$ ですが、プラントモデルの場合は $2.3\ \mu\text{s}$ で実行します。

5 参考文献

- [1] J. Allmeling, and N. Felderer, "Sub-cycle average models with integrated diodes for real-time simulation of power converters," *IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, 2017.
- [2] F. D. Freijedo, E. Rodriguez, and D. Dujic, "Stable and Passive High-Power Dual Active Bridge Converters Interfacing MVDC Grids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 12, pp. 9561-9570, Dec. 2018.

改訂履歴:

RT Box Target Support Package 1.8.3	初版
RT Box Target Support Package 2.0.5	プラントに新しいサブステップイベントパワー素子モジュールを追加
RT Box Target Support Package 2.1.7	ライブラリからPID制御器コンポーネントを使用
RT Box Target Support Package 2.2.1	Powerstage Protectionブロックを使用してスイッチングを有効/無効に設定
RT Box Target Support Package 3.1.1	DABをNanostep実装に変更し、ドキュメントを更新



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 6285 0250	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

RT Box Demo Model

© 2002–2025 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。