



PLECS *DEMO MODEL*

Double Fed Induction Generator Wind Turbine

DFIG風力タービン

Last updated in PLECS 4.7.1

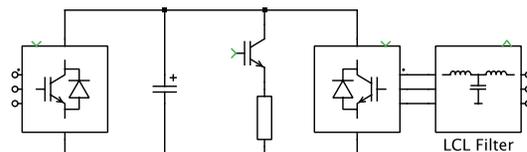
- 誘導機:** 巻線型誘導機モデル(電動機ライブラリ -> 誘導機(スリップリング))は、固定参照フレーム(クラーク変換)に基づいています。クラーク変換を適切に実装することで、外部インダクタンスを固定子巻線と直列に接続することが容易になります。ただし、回転子巻線への外部インダクタンスの接続は、電気インタフェースが制御電流源としてモデリングされているため不可能です。

図2: PLECS誘導機コンポーネント



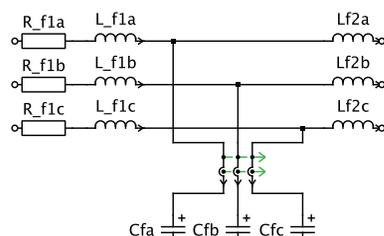
- 電力変換機** 回転子の電力を制御するためにBTB(back to back)コンバータ方式を採用し、2つの3レグ、2レベルIGBTブリッジがDCリンクキャパシタを介して相互に接続されます。保護上の理由から、チョップIGBTとブレーキ抵抗がDCリンクに接続され、キャパシタの電圧を安全なレベルに留めます。スイッチは、過電圧状態の場合にDCリンクを放電するためにオンになり、電圧が公称値に戻るとオフになります。回転子側のインバータは誘導機の回転子に直接接続され、グリッド側のインバータはLCLフィルタを介して変圧器の3次巻線に接続されます。インバータのIGBTは理想的なスイッチとしてモデリングされ、システムレベルでの高速シミュレーションを保証します。

図3: BTBコンバータモデル



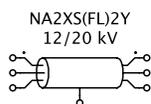
- フィルタ:** LCLフィルタは、グリッド側インバータのPWM変調によって生じる電流リップルを平滑化するために使用します。再生可能エネルギーのためのグリッドコードによると、インダクタンスとキャパシタンスの値を選択する際に、特定のTHD基準を満たす必要があります。インダクタンスのみのフィルタと比較して、LCLフィルタははるかに小さいインダクタンス値で高調波を抑制することができ、重量と体積が減少することで、電力密度が向上します。ただし、キャパシタによって2つの共振周波数がシステムに導入され、安定性の問題が発生する可能性があります[3]。

図4: LCLフィルタモデル



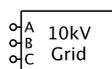
- 伝送線路** 風力発電能力は、地域の地理に大きく影響されます。風力タービンは、高電圧から中電圧(HV/MV)の変電所から離れた場所に配置されることが多いため、風力発電を上位グリッドに伝送する送電線(通常、ヨーロッパでは地中ケーブル)の長さは数十キロメートルにもなります。このような長距離のケーブルをモデリングするには、複数のPIセクション(キャパシタ - インダクタ - キャパシタ)を直列に接続するか、電流と電圧の進行波の動作を再現します。どちらのオプションも、PLECSにある伝送線路モデルで提供しており、さまざまな要件に応じて選択できます。PIセクションの実装はユーザにとって直感的ですが、正確なケーブルモデルを実装するには多くのセクションが必要です。これにより、多数の状態変数が作成され、シミュレーションが大幅に遅くなる可能性があります。進行波の解析解に基づく分布定数線路の実装では、電流または電圧波形がケーブルの一方の端から他方の端に伝搬する際の遅延時間を計算し[4]、状態変数の増加に関連するシミュレーション速度の問題を回避します。ただし、PIセクションの実装とは異なり、電力損失を集中抵抗器としてモデリングし、3相間で対称的なパラメータ(インダクタンスなど)の場合のみをモデリングできます。

図5: PLECS伝送線路コンポーネント



- 中電圧グリッド**: 中電圧グリッドは、線間電圧が10kVrmsの三相電圧源として簡略化しています。

図6: 中電圧グリッドモデル

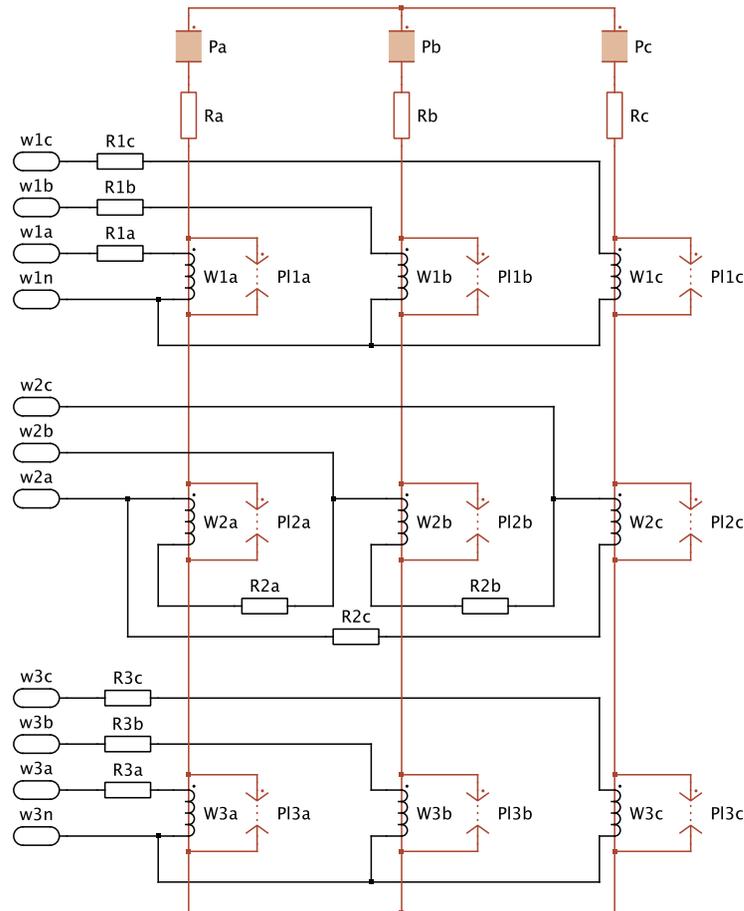


2.2 磁気ドメイン

3相変圧器(3コイル)は、10 kV中電圧グリッドとDFIGの低電圧端子を接続します。DFIGの固定子側には690V(線間実効値)の電圧を選択し、回転子側には400Vを使用します。ゼロシーケンス成分の影響を排除するために、巻線は10kV側で Δ 接続、低電圧側で中点接地したY接続となっています。変圧器は、PLECSの磁気ライブラリのコンポーネントを使用してモデリングします。PLECSの磁気モデリングは、巻線と集中コア部品を使用して磁気回路を直接表現することで、このようなコンポーネントをモデリングするための強力な方法を提供します。これらのコア部分は集中パーミアンスとして表現し、PLECS内で相互に接続して磁気回路を構成します[5]。磁気構造のモデリングに磁場解析を使用している場合、有限要素解析(FEA)ツールとのコシミュレーションと比較すると、この集中磁気回路法は、シミュレーション時間を大幅に増加させることなく、磁気コンポーネントモデルをシステムレベルのシミュレーションに統合することができます。また、磁気構造を純粋に電氣的な等価回路としてモデリングするよりも、飽和やヒステリシスによって引き起こされる非線形性など、より細かな情報が得られます[6]。さらに、電気ドメインと磁気ドメインを分離することで、ユーザは実際のハードウェア構造を検討する際に、より明確な概要を把握できます。

このモデルでは、積層材料を使用したYYΔ接続の3レグの鉄心変圧器を設計し、各レグを磁気パーミアンスとしてモデリングしています。渦電流による電力損失は、パーミアンスに直列接続された磁気抵抗コンポーネントによって表されます。巻線コンポーネントは、電気と磁気ドメイン間のインタフェースとして機能し、漏れフィールドは漏れパーミアンスとしてモデリングし、磁気ドメイン内の巻線に並列接続されます。完全なモデルを図7に示します。ここでは、線形パーミアンスのコアコンポーネントを、飽和パーミアンスまたはヒステリシスパーミアンスに置き換えて、非線形効果をシミュレーションします。

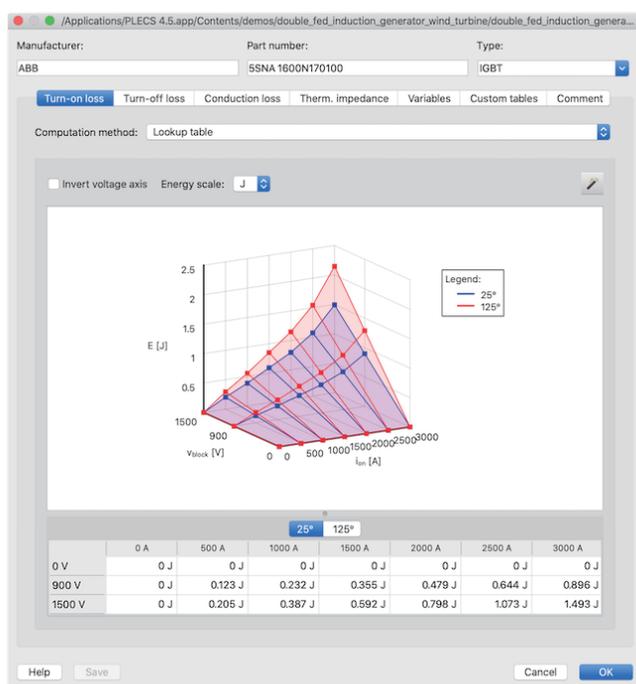
図7: PLECS磁気ドメインの変圧器モデル



2.3 熱ドメイン

電圧形インバータの半導体電力損失は、コンバータの設計において重要な役割を果たしており、PLECSの熱ドメインを使用して解析することができます。PLECSの理想スイッチによるアプローチは、高速でロバストなシミュレーションを実現します。IGBT(およびダイオード)の正確な導通損失とスイッチング損失の計算は、データシートの値を簡単に取り込めるルックアップテーブルで実現できます。図8は、ABB社のIGBTモジュール5SNA1600N170100データシートから得られた値を使用した、PLECSのターンオン損失の2次元ルックアップテーブルです。ただし、データシートには、損失エネルギーと導通電流の関係を示す曲線が表示されていますが、これは1つの阻止電圧条件(1500V)のみです。他の阻止電圧における損失値は、0Vから直線的に外挿されます。これは、実際に許容可能な近似値として検証されています。電力損失を決定する際の温度依存性を確立することができ、ジャンクションからケースへの熱エネルギー伝達特性を指定することができます。

図8: PLECSの熱ルックアップテーブルインターフェース。これはIGBTのターンオン損失テーブルを示しています

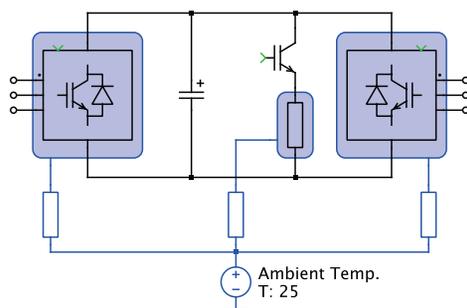


PLECSのヒートシンクコンポーネントは、内部コンポーネントから発生する電力損失を吸収します。これらの損失は、この場合は熱抵抗としてモデリングした冷却システムに送られます。周囲温度は一定温度のシンクとしてモデリングします。シミュレーション中、IGBTのジャンクション温度を監視して、冷却システムが適切なサイズであることを確認できます。半導体ダイのメジャーとマイナーの温度周期は、寿命と信頼性の分析に使用できます。

スイッチ損失算出コンポーネントは、インバータモデルの"Switched model with Thermal"サブシステム内に配置され、総損失を簡単に計算できます。詳細については、このブロックのヘルプを参照してください。

熱モデリングとデバイスの損失と効率の計算の詳細については、PLECSのdemosライブラリの"Buck Converter with Thermal Model"デモモデルを参照してください。

図9: 熱ドメインでモデリングした冷却システム



Note 熱シミュレーションの結果はモデル初期化コマンド内でSwitched model with thermalが使用されている場合、このデモモデルで利用できます。

2.4 機械ドメイン

ブレードの空力トルクの変動と、ひいては誘導機の回転子の電気トルクの変動は風力タービンのドライブトレインに伝播します。その結果、生じる回転速度の変動は、電気ドメインの外乱を引き起こす可能性があり、振動を減衰させるドライブトレインのねじれ特性に大きく依存します。このモデルでは、風源を使用して機械システムを摂動させ、システム共振の影響を調査します。3枚のブレードは、ギアボックスに接続されたハブシャフトに風トルクを伝達します。ギアボックスは、特定のギア比を使用して、ハブシャフトの回転速度を誘導機の回転子シャフトに伝達します。ベアリングで摩擦が発生し、追加の電力損失につながります。このモデルの機械部分は、[図10](#)と[図11](#)に示すように、互いに弾性的に結合された多数の集中慣性[7]で構成しています。

図10: PLECSの機械ドメインでモデルリングした完全なドライブトレイン

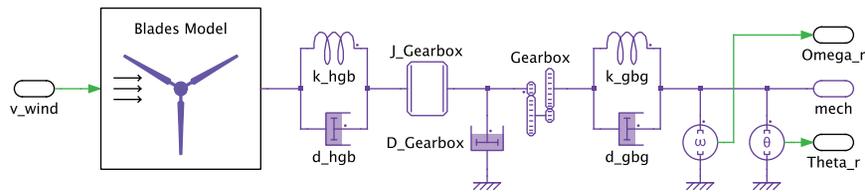
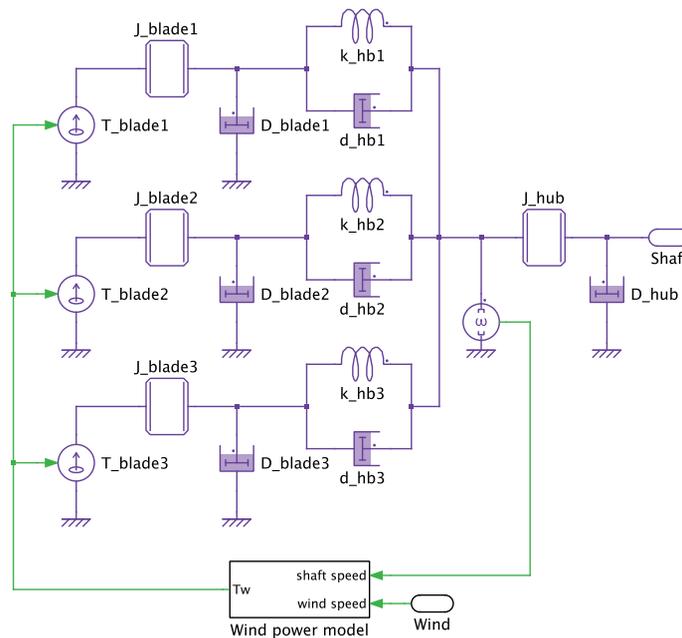
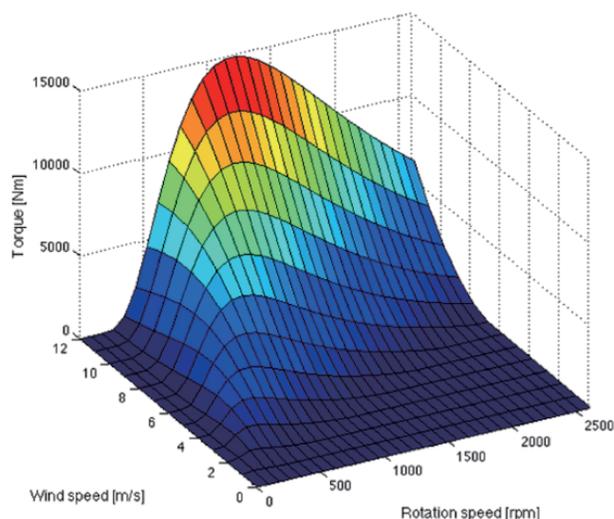


図11: プロペラドライブトレインモデル



3枚のブレードの慣性は J_{blade1} 、 J_{blade2} 、および J_{blade3} として示しており、 J_{hub} はハブの慣性、 $J_{Gearbox}$ はギアボックスの慣性で、誘導機の回転子の慣性は機械コンポーネントマスクの下に含まれています。ばね定数 k_{hb1} 、 k_{hb2} 、 k_{hb3} 、 k_{hgb} 、および k_{ggb} は隣接する質量間の弾性をモデルリングし、 d_{hb1} 、 d_{hb2} 、 d_{hb3} 、 d_{hgb} 、および d_{ggb} は相互減衰を表します。 J_{blade1} 、 J_{blade2} 、および J_{blade3} 、 J_{hub} 、および $J_{Gearbox}$ は、個々の質量でトルク損失を生成するシステム内の摩擦をモデルリングします。風速とプロペラ回転速度に応じた風力トルク入力を提供します。前述のように、これをモデルリングするために典型的な $C_p(\lambda, \beta)$ 曲線を採用でき、[図12](#)に示すように風力トルクに対する風速およびタービン回転速度の関係を曲面に変換できます。

図12: 風トルクに対する風速およびタービン回転速度の関係



3. 制御設計

[2]で説明しているように、アクティブダンピングとアンチwindアップを備えた比例積分 (PI) コントローラを使用して、マシン側とグリッド側のインバータを制御します。マシン側インバータの主なタスクは、DFIGトルクを調整することで、回転子の回転速度と、誘導機の固定子巻線を介してグリッドに注入されるDFIG無効電力を調整することです。速度制御方式は、回転子電流を調整する内側の高速電流ループと、q軸電流制御のリファレンス信号を供給する外側の低速ループで構成しています。同様の構造が無効電力制御にも利用されます。電流制御は、磁束指向の方法で実装され、回転子電流は、回転フレームのd軸とq軸(定常状態のDC値)に分解されます。パラメータ選択のため、誘導機の状態空間モデルは複素ベクトルの形式で導出されます。物理変数は、巻数比を使用して固定子側に変換されます:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_1 \Psi_s,$$

$$v_R = R_R i_R + \frac{d\Psi_R}{dt} + j\omega_2 \Psi_R,$$

ここで、

$$\Psi_s = L_M (i_s + i_R),$$

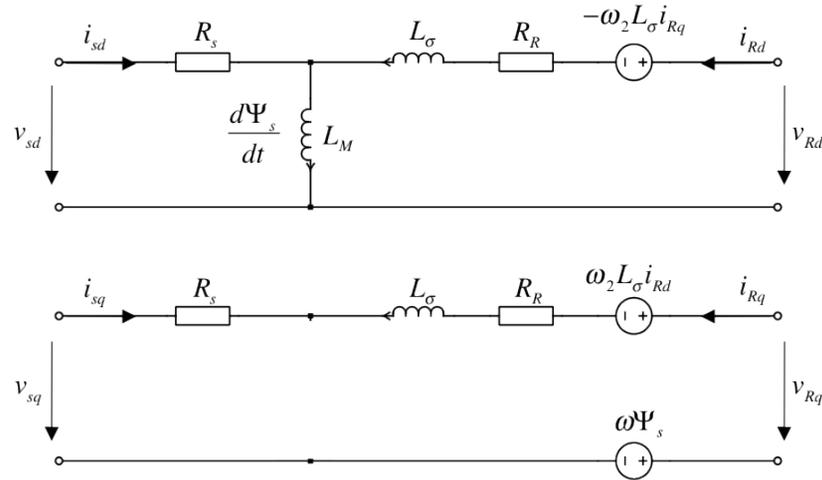
$$\Psi_R = (L_M + L_\sigma) i_R + L_M i_s,$$

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega$$

固定子磁束が基準ベクトルとして選択されているため、上記の式では固定子漏れインダクタンスが除去されていることに注意してください。状態空間モデルは、図13に示すように、それぞれd軸とq軸の回路図として表すことができます。固定子電圧と鎖交磁束の式を回転子電圧の式に代入すると、次のようになります:

$$v_R = (R_R + R_s j\omega_2 L_\sigma) i_R + L_\sigma \frac{di_R}{dt} + E,$$

図13: 回転フレームにおける誘導機の状態空間モデル



ここで、逆起電力(electromotive force: EMF) E は次のようになります:

$$E = v_s - \left(\frac{R_s}{L_M} + j\omega \Psi_s \right)$$

d-q軸の式を個別に書き直すと、次のようになります:

$$v_{Rd} = (R_R + R_s) i_{Rd} - \omega_2 L_\sigma i_{Rq} + L_\sigma \frac{di_{Rd}}{dt} + v_{sd} - \frac{R_s}{L_M} \Psi_s$$

$$v_{Rq} = (R_R + R_s) i_{Rq} - \omega_2 L_\sigma i_{Rd} + L_\sigma \frac{di_{Rq}}{dt} + v_{sq} - \omega \Psi_s$$

上の2つの式は、回転子電圧 v_R を入力変数とする回転子電流 i_R の状態空間モデルを表しています。逆起電力の変動はトラッキングエラーにつながる可能性があり、他の直交軸からのクロスカップリング項と同様に、外乱と見なすことができます。このような外乱は、フィードフォワード制御によって効果的に抑制できます。完成した電流コントローラの構造を図14と図15に示します。電流コントローラの出力は空間ベクトルパルス幅変調器(space vector pulse-width modulator: SVPWM)に与えられ、IGBTブリッジの3相端子用のPWM信号を生成します。

図14: マシン側インバータのd-axis current controller

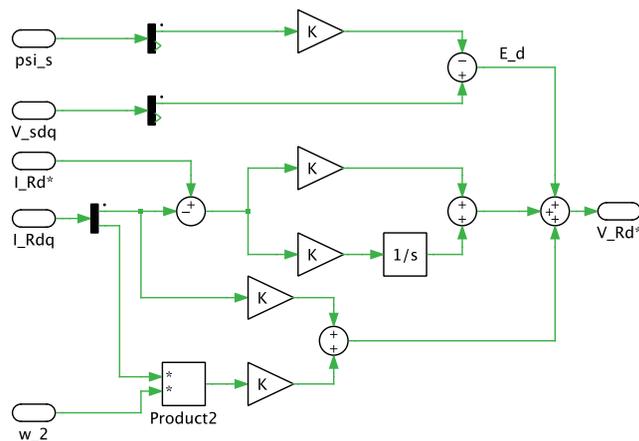
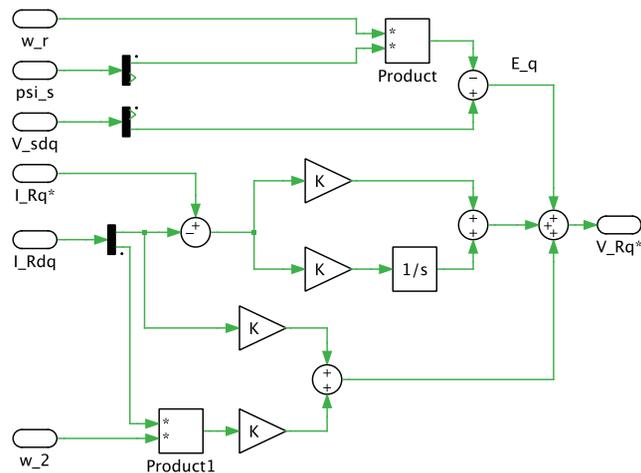


図15: マシン側インバータのq-axis current controller



固定子磁束鎖交数 Ψ_s は逆起電力のフィードフォワード項に存在しますが、これはハードウェア実装では簡単に測定できません。したがって、代わりに固定子電流と電圧を入力変数として使用する推定手法を採用しています[8]。実装した状態空間モデルに基づいて、PIコントローラの比例および積分ゲインは次のように選択します:

$$K_p = \alpha_c L_\sigma,$$

$$K_i = \alpha_c (R_R + R_s + R_a)$$

ここで、 α_c は閉ループシステムの目的の帯域幅です。次のように、ステップ応答の立ち上がり時間に関連付けることができます:

$$\alpha_c = \frac{\ln(9)}{t_{\text{rise}}}$$

また、フォワード制御方式と同じ時定数で外乱(逆起電力の推定誤差など)が確実に減衰するように、仮想抵抗 R_a が導入されています。これは"アクティブダンピング"とも呼ばれます:

$$R_a = \alpha_c L_a - R_r - R_s$$

q軸電流のリファレンス信号は、Speed controllerによって提供されます。このコントローラ的设计は、風力タービンの単純化されたマシンモデルに基づいています:

$$\frac{J_{\text{total}}}{n_p} \frac{d\omega}{dt} = T_c - T_{\text{wind}}$$

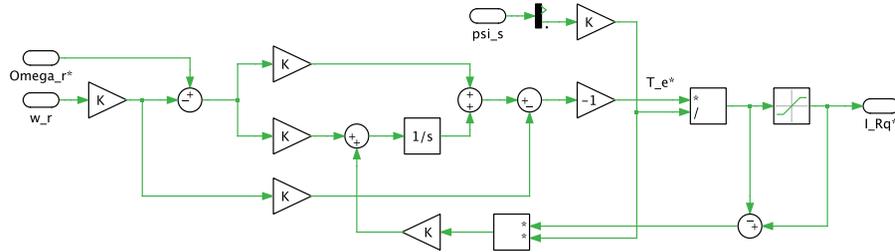
ここで、 J_{total} はギアボックスの高速側に変換されるすべての質量の慣性の合計、 n_p は極対数、 T_c は誘導機の高速側にかかる電気トルク、 T_{wind} はギアボックスの高速側に変換される風力トルクです。ここでは、外乱の減衰を改善するためにアクティブダンピング項も導入しています。レギュレータ出力のクランプによるオーバーシュートの問題を回避するために、アンチwindアップ方式を使用します。

Speed controllerの出力では、リファレンストルクは次のようにして電流信号に変換します:

$$i_{Rq}^* = \frac{2 T_c}{3 n_p \Psi_s}$$

実際の風力タービンシステムでは、タービンの電力のコントローラは、多くの場合、最大電力点追従(maximum power point tracking: MPPT)方式を使用して、Speed controller にリファレンス信号を提供します。ただし、このケースではシミュレーションの時間範囲が比較的短いことを考慮して、MPPT方式はモデリングしておらず、代わりに速度リファレンスとして定数値を与えます。

図16: マシン側インバータのSpeed controller



d-axis current controllerのリファレンス信号は、Reactive power controllerによって与えられます。ドイツの送電システム運用者の規制[9]によると、風力発電機は、障害状態での誘導性または容量性の無効電力注入に関して電圧供給を行う必要があります。誘導機の固定子端子が吸収する瞬時皮相電力は、複素ベクトルの表すことができます:

$$S_s = 3 v_s i_s^* = 3 (R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_1) i_s^*$$

固定子磁束鎖交がわずかにしか変化しないという仮定の下で、無効電力は微分項を無視してd-qフレームで表すことができます:

$$Q_s = 3\omega_1(\Psi_{sd} i_{sd} + \Psi_{sq} i_{sq})$$

固定子磁束指向システムでは、固定子磁束のq軸成分はゼロであるため、上記の式は次のようになります:

$$Q_s = 3 \omega_1 \Psi_s i_{sd} = 3 \omega_1 (\frac{\Psi_s}{L_M} - i_{Rd})$$

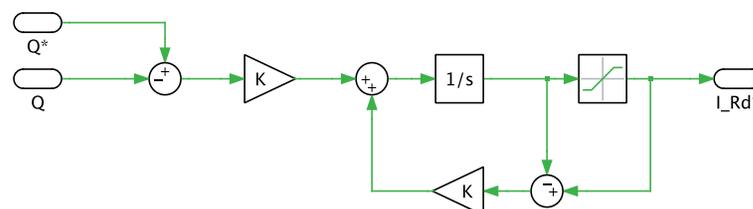
これは次のように書き直されます:

$$i_{Rd}^* = \frac{\Psi_s}{L_M} - \frac{Q_s}{\omega_1}$$

このようにして、無効電力とd軸回転子電流の間に静的な代数関係が確立され、図17に示すように積分コントローラ(Iコントローラ)が適用されます。Iコントローラの積分係数は、次のように与えられます:

$$K_{iQ} = \frac{\alpha_Q}{3 \omega_1 \Psi_s}$$

図17: マシン側インバータのReactive power controller



ここで、 α_0 は目的の帯域幅です。固定子抵抗は通常小さいということを考慮すると、上の式の固定子磁束 Ψ_s は $\omega_1 \cdot V_{g, \text{nom}}$ で置き換えることができます。ここで、 $V_{g, \text{nom}}$ は誘導機の固定子側の公称グリッドピーク電圧です。グリッド側のインバータは、DCリンク電圧を一定レベルに維持します。マシン側インバータと同様に、グリッド側インバータも、電圧制御用の外側ループと電流制御用の内側ループを備えた2ループ構成になっています。電流制御ループはd-qフレームで実装され、グリッド電圧と同期しています。ここで、方向参照はフェーズロックループ(Phase Locked Loop: PLL)によって提供されます。

AC出力端子にはLCLフィルタを選択します。現在、このタイプは、純正のインダクタンスフィルタと比較して磁気部品のサイズが小さいため、スイッチング周波数の電流リップルを減衰させる魅力的なソリューションであると考えられています。図4のインダクタンス L_{f1a} 、 L_{f1b} 、 L_{f1c} は、インバータ出力端子の最大リップル電流 $I_{h\text{fpp}}$ (peak-to-peak)を考慮して、次のように決定します:

$$L_{f1} = \cos(\pi/6) \cdot \frac{2/3 V_{\text{dc}} - V_{g3}}{I_{h\text{fpp}} f_{\text{sw}}} \cdot \frac{\sqrt{3} V_{g3}}{V_{\text{dc}}}$$

ここで、 V_{g3} はトランスの3次巻線の公称電圧(ピーク値)です。インダクタンス値 L_{f1} と L_{f2} の比率は、全体のサイズとコストを最適化するための操作変数として扱うことができます。このモデルでは、最適化の結果として $L_{f2} = 0.15L_{f1}$ の値が選択されたと仮定しています。グリッドオペレータのTHD要件(公称グリッド電流 I_{gpp} のピークトゥピーク値とリップル $I_{h\text{fpp}}$ の比率)に従って、静電容量値は次のように計算できます:

$$C_f = \frac{1}{L_{f2} (2\pi f_{\text{sw}} 10^{\frac{k_A}{40}})}$$

ここで、減衰 k_A は次のように与えられます:

$$k k_A = 20 \log_{10} \left(THD \frac{I_{\text{gpp}}}{I_{h\text{fpp}}} \right)$$

4 シミュレーション

[10]による二次給電誘導機の電氣的パラメータを以下の表1に示します。この表では、回転子パラメータが巻数比を使用して固定子側に変換されています。

表1: 誘導機の電氣的パラメータ

極対 n_p	2
巻数比 n_s/n_p	1/2.6
固定子漏れ L_{st}	0.12mH
回転子漏れ L'_{rt}	0.05mH
主インダクタンス L_m	2.9mH
固定子抵抗 R_s	0.022Ω
回転子抵抗 R'_r	0.0018Ω

上記の表1の物理パラメータから図13の等価回路の物理パラメータへの変換は、次の式によって実現されます:

$$L_M = \gamma L_m$$

$$L_{\sigma} = \gamma L_{s\sigma} + \gamma^2 L'_{r\sigma}$$

$$R_R = \gamma^2 R_r$$

ここで、

$$\gamma = (L_{s\sigma} + L_m) / L_m$$

前述のLCLフィルタの設計プロセスの結果、コンバータ側およびグリッド側のインダクタのインダクタンス値は、それぞれ0.48mHと0.044mHとして計算され、キャパシタンス値は57mFです。タービン変圧器から10kVスティッフグリッドへの接続には、分散パラメータラインコンポーネントを使用して10kV中電圧ケーブル(N2XSF2Y [10])のモデルが、確立されます。抵抗、自己インダクタンス、および単位長あたりの静電容量は、それぞれ0.206Ω/km、0.363mH/km、および0.25mF/kmです。相互インダクタンスと結合容量は、自己インダクタンスと静電容量の3分の1と仮定します。例としての2MWの風力タービンの機械的パラメータは、[10] および[7]に単位あたりの値で示されており、単位あたりの値から実際の値への変換は[11]で説明されています。

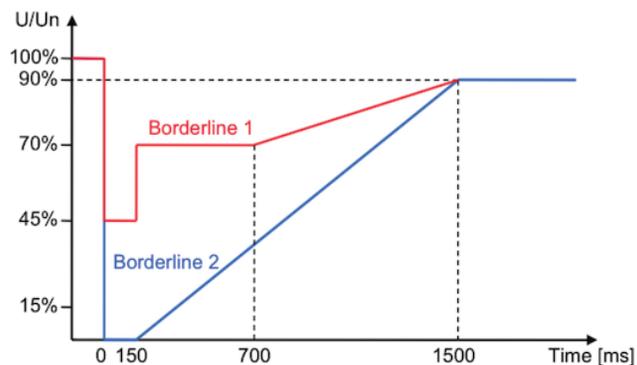
表2: 風力タービンの機械的パラメータ

回転子慣性 J_g	75 kgm ²
ギアボックス慣性 J_{gb}	4.26 · 10 ⁵ kgm ²
ハブ慣性 J_{sh}	6.03 · 10 ⁴ kgm ²
ブレード慣性 J_b	1.13 · 10 ⁶ kgm ²
回転子摩擦 D_g	0.81 Nms/rad
ギアボックス摩擦 D_{gb}	1.78 · 10 ⁴ Nms/rad
ハブ摩擦 D_h	8.11 · 10 ³ Nms/rad
ブレード摩擦 D_b	1.08 · 10 ³ Nms/rad
ギアボックスから回転子への剛性 k_{gbg}	4.67 · 10 ⁷ Nm/rad
ハブから回転子への剛性 k_{hgb}	1.39 · 10 ¹ Nm/rad
ブレードからハブ回転子への剛性 k_{bh}	1.07 · 10 ¹ Nm/rad
ギアボックスから回転子への減衰 d_{gbg}	0.81 · 10 ³ Nms/rad
ハブからギアボックスへの減衰 d_{hbg}	2.84 · 10 ⁶ Nms/rad
ブレードからハブ回転子への減衰 d_{bgb}	3.24 · 10 ⁶ Nms/rad

シミュレーション中、次のサンプルシナリオを連続して実行します:

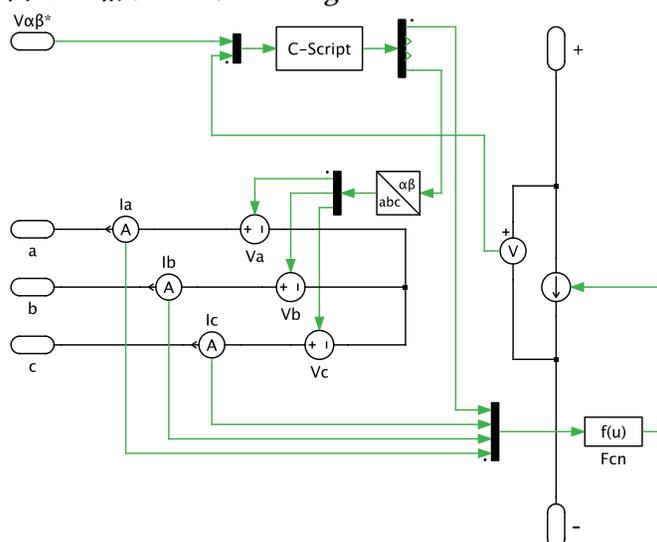
- 初期状態:** シミュレーションの開始時に、発電機は157rad/sで動作します。これはグリッド周波数と同期しています。発電された有効電力の大部分は、誘導機の固定子巻線を介してグリッドに注入されますが、ゼロスリップ状態のため、抵抗損失を除いて実質的に回転子には電力が流れません。この段階ではまだ無効電力発電は作動していません。
- 加速:** 3秒後、指定した風速12m/sで最大発電量を達成するため、タービンの回転速度は、速度コントローラのリファレンス入力のステップジャンプにより175rad/sに加速します。前述の通り、実際の実装で使用する外部MPPTループは、このモデルには存在しません。速度リファレンスの段階的変化は、システムの安定性を証明するための極端なテストケースを設定する架空のものです。
- グリッド障害:** 12秒後、電圧源(可変)を使用してモデリングした10kV中電圧グリッドで三相短絡障害が発生します。残留電圧のプロファイルに関する3つの障害オプションを選択できます。最初のオプションは0.2秒のゼロ電圧降下ですが、他の2つのオプションは、図18に示すように、2007年ドイツ伝送コード標準[9]に記載されています。

図18: グリッド障害発生時の電圧プロファイル



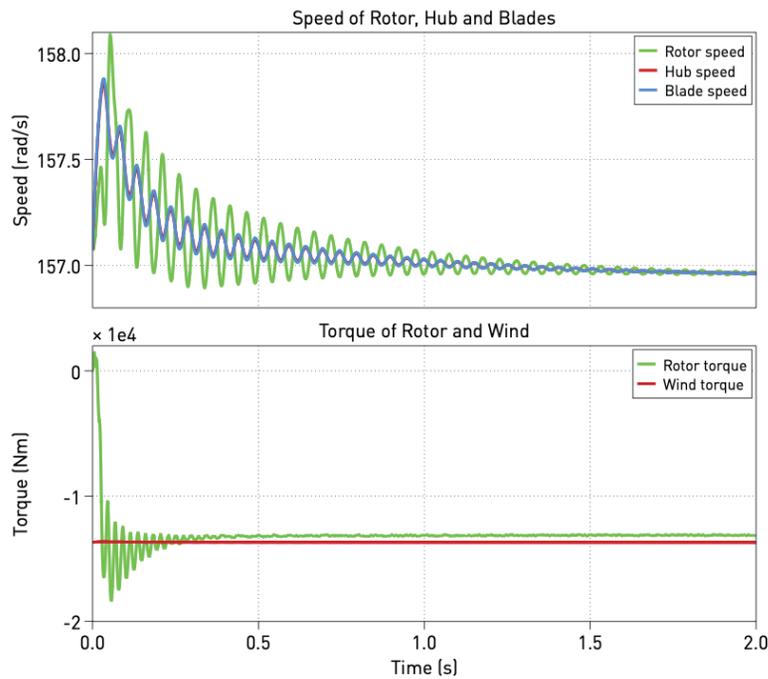
シミュレーションの時間は25秒に設定しています。これは、特に機械部分を考慮して、システム全体の観点から反応を調査するのに十分なはずですが、ただし、この時間枠は、BTB (Back To Back)コンバータのスイッチング周波数(5 kHz)に比べると比較的に長くなります。スイッチング周波数による電流リップルと半導体の電力損失が特定のアプリケーションにとって重要でない場合は、Averaged modelを使用してシミュレーションを高速化できます。Averaged modelは、図19に示すように、電圧源(可変)および電流源(可変)によって構築され、オプションでマスクから選択できます。

図19: 三相インバータのAveraged model



上記シナリオのシミュレーションを実行することで、設計のロバスト性を確認し、制御技術の改善を図ることができます。システム内のさまざまなパラメータは、タービンの全動作範囲で望ましい結果が得られるように選択されます。シミュレーションの開始時は、図20に示すように、機械部品間の弾性結合と損失結合による減衰振動が観察されます。

図20: 風力タービン起動時の機械的振動



速度指令のステップ変化が適用されるとSpeed controllerは、マシン側インバータのq-axis current controllerに対して、ブレードに印加する風力トルクよりも高いトルク指令値を生成するためタービンが加速します。回転速度とトルクの挙動を図21に示します。ハブとブレードの速度値は、ギアボックスの高速側(誘導機シャフト側)に変換されています。約7秒後、誘導機の電気トルクと風力トルクが釣り合った状態になり、回転速度は175rad/sのままになります。その結果、図22に示すように、スリップ率が11%になり、有効電力の約10%が回転子巻線から伝達されます。

図21: 加速時の機械的反応

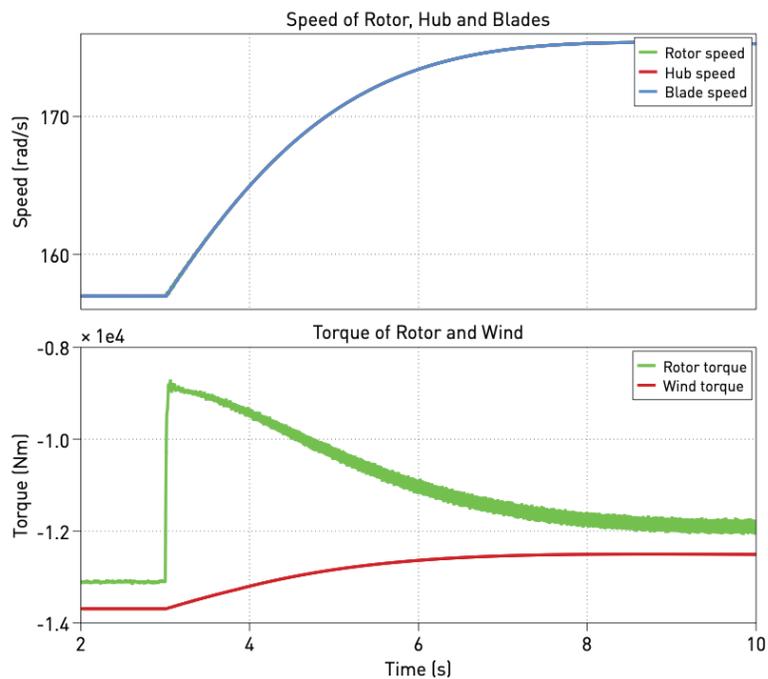
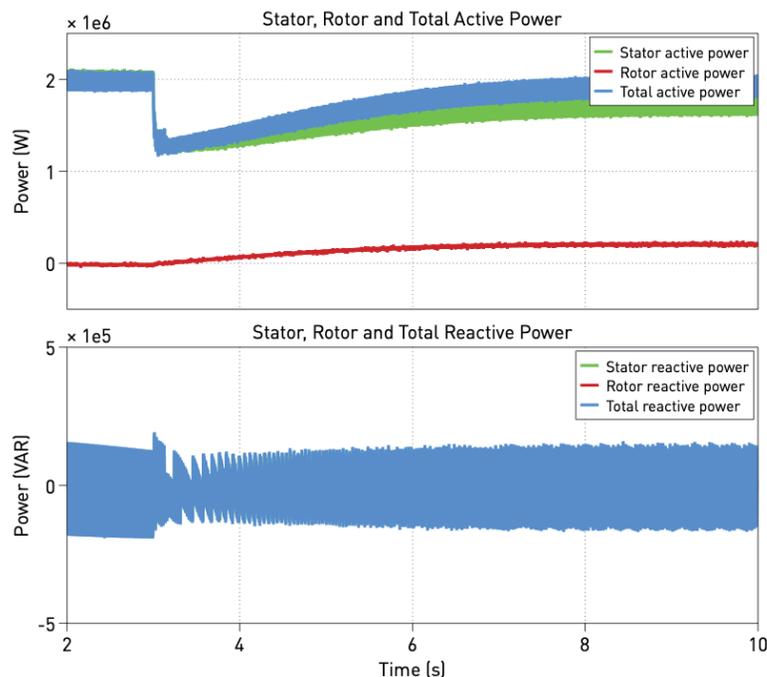
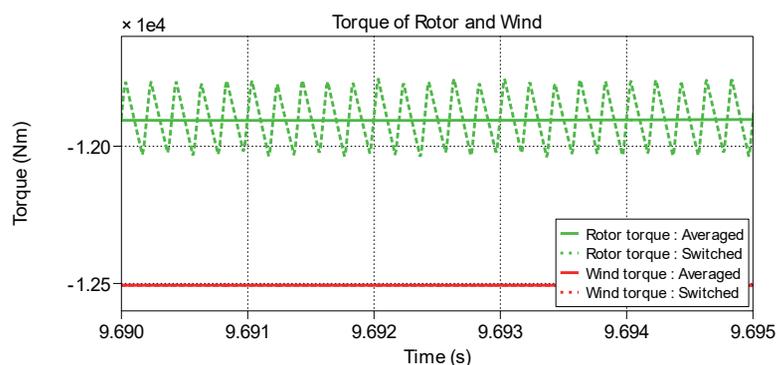


図22: 加速中の固定子と回転子から流れる有効電力と無効電力



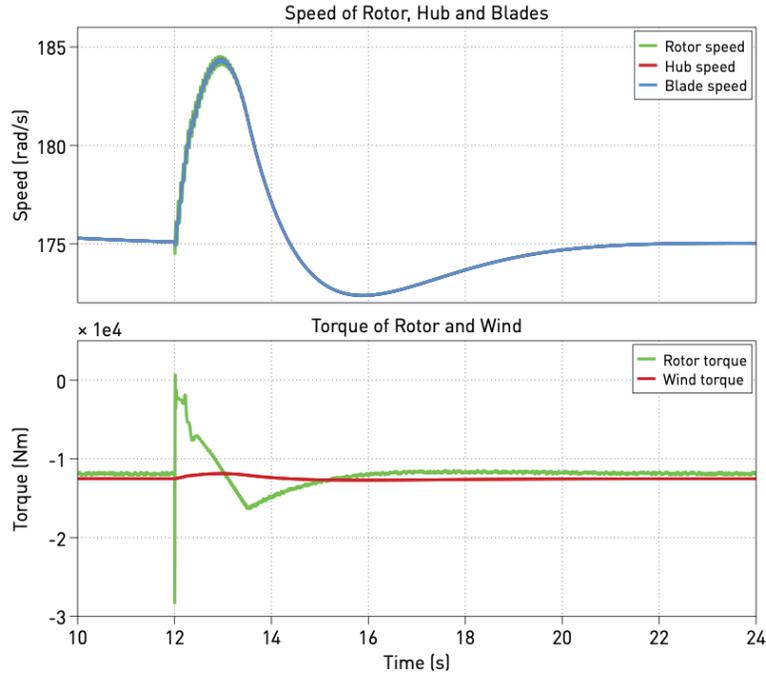
シミュレーションにAveraged modelを選択した場合、電気トルク波形にはリップルがなく、理想スイッチを備えたモデルのトルク波形の平均値と一致します(図23を参照)。

図23: Averaged modelにおける誘導機の電気トルク



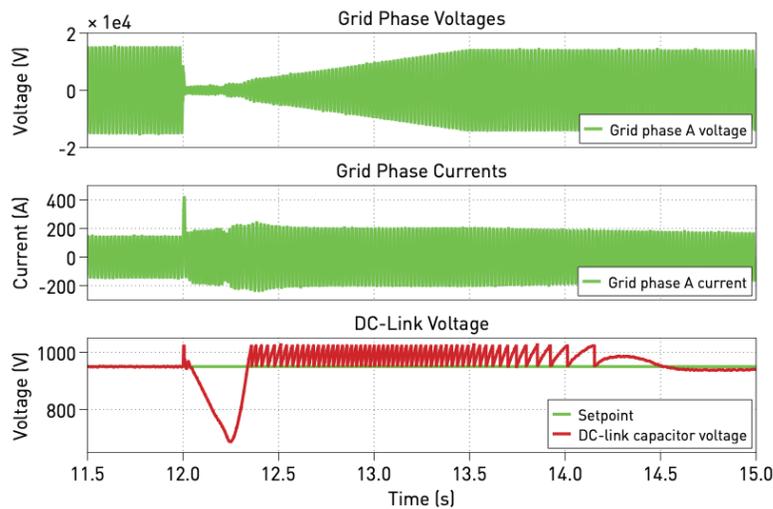
最悪の場合のグリッド側障害状態における風力タービンの性能を評価するために、"低電圧ライドスルー"(low voltage ride through: LVRT)動作として知られる図19のborderline 2のシナリオをグリッド短絡時の電圧プロファイルに対して設定されます。グリッド電圧が14秒でゼロに低下すると、固定子磁束は非常に小さな値に減少し、誘導機は電気トルクを生成できなくなります。これが起こると、ブレードが風から吸収した力は、回転する機械部品に運動エネルギーの形で十分に蓄えられ、タービンが加速します。0.15秒後に障害が解消されて電圧が回復し始めると、固定子磁束は徐々に回復し、電気トルクを再び生成して風による駆動トルクを打ち消すことができます。その結果、図24に示すように、速度は基準値175rad/sに戻ります。

図24: グリッド障害時の機械的過渡現象



変圧器の一次巻線(10kV側)の電圧と電流の電氣的過渡現象、およびBTBコンバータのDCリンク電圧を 図25 に示します。変圧器端子のAC電圧間にある送電線のインダクタンスによりグリッドがスティッフなめ、ゼロにはなりません。AC電流は、障害発生直後に大きなピークを示しますが、その後は電流コントローラの入力が飽和するため、一定の範囲以下を維持します。変圧器の3次巻線での電圧降下により、グリッド側のインバータも電力を伝送できなくなるため、障害発生後の最初の数秒間はDCリンク電圧がほぼ制御不能になります。次に、DCリンクキャパシタは、機械側インバータによってのみ充放電されます。マシン側インバータからの有効電力の過渡現象は、 図13 のq軸等価回路を使用して解析できます。

図25: グリッド障害時の電氣的過渡現象

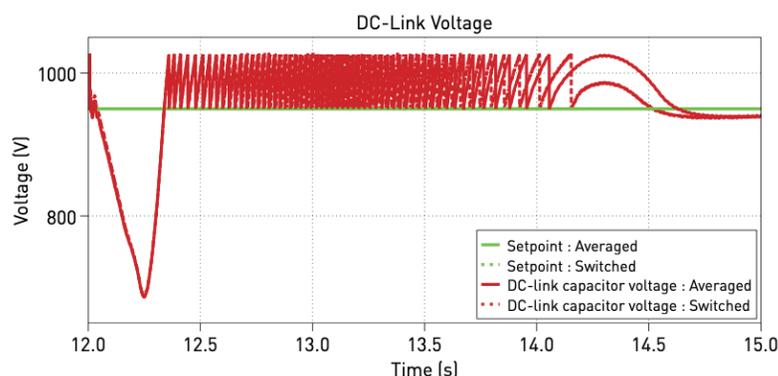


したがって、障害前とほぼ同じ量の有効電力がキャパシタに充電され、電圧が急速に上昇します。ただし、電圧は公称電圧(950V)の108%を超えることはなく、チョップ回路の作動により安全なレベルにクランプされます。Speed controllerは、q軸電流のより高いリファレンス値を電流コントローラに送り、回転速度を175rad/sに引き戻そうとしますが、失敗します。

その結果、電流コントローラは、逆起電力 $\omega\psi_s$ の値がほぼゼロであるため、障害前とは逆極性のq軸電圧 vR_q を印加します。したがって、有効電力は短時間負になり、キャパシタが放電され、電圧は約12.3秒で低下します。その後、グリッド電圧が回復すると、逆起電力 $\omega\psi_s$ が上昇するため、 vR_q の極性が障害前の極性に戻り、有効電力が正になり、キャパシタが効果的に再充電されます。この時点では、グリッド側のインバータはまだ大量の電力を伝送できないため、キャパシタに流入する正味電力はまだ余っており、電圧はさらに上昇します。チョップ回路のため、グリッド電圧が完全に回復し、グリッド側のインバータが再び十分な電力を伝送できるようになるまで、電圧は次の数秒間、制限値と公称値間で振動します。

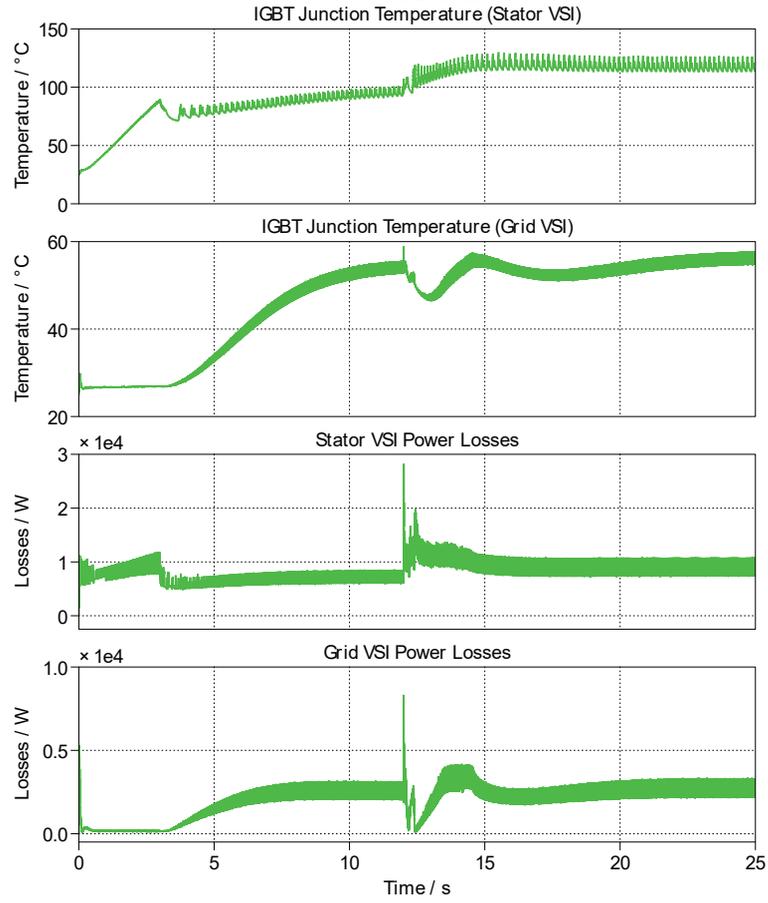
この障害シナリオが平均化インバータモデルでシミュレーションした場合、スイッチング周期が障害時の過渡現象とほぼ同程度であるため、フルスイッチングモデルを使用した場合と結果がわずかに異なります。Averaged modelを使用してシミュレーションを高速化する場合は、この問題を考慮する必要があります。図26に示すように、明るい赤色の曲線はSwitched model with thermalに対応しています。

図26: インバータのAveraged modelとSwitched model with thermalのDCリンク電圧の比較



シミュレーション全体における1つのIGBTのジャンクション温度と損失を含む熱情報を図27に示します。これらの波形を表示するには、インバータモデルをSwitched model with thermalにする必要があることに注意してください。

図27: 1つのIGBTのジャンクション温度と総電力損失



参考文献

- [1] J. Schönberger, “Modeling a DFIG wind turbine system using plects,” in *Application Note of Plexim GmbH*.
- [2] A. Petersson, *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2005.
- [3] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Aalborg: John Wiley & Sons, Ltd, 1. edition ed., 2011.
- [4] H. Dommel, “Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiple networks”, in *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, pp. Vol. PAS88, No. 4.
- [5] J. van Vlerken and P. Blanken, “Lumped modeling of rotary transformers, heads and electronics for helical-scan recording”, in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), IEEE 13th Workshop on, 2012*.
- [6] J. Allmeling, W. Hammer, and J. Schönberger, “Transient simulation of magnetic circuits using the permeance-capacitance analogy”, in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), IEEE 13th Workshop on, 2012*.
- [7] S. M. Mueeen, M. H. Ali, R. Takahashi, T. Murata, J. Tamura, Y. Tomaki, A. Sakahara, and E. Sasano, “Blade-shaft torsional oscillation minimization of wind turbine generator system by using statcom/ess”, in *Power Tech, 2007 IEEE Lausanne*, pp. 184-189.
- [8] Analog Devices Inc., “Flux and speed estimation for induction machines”, in *Application Note AN331-29*.
- [9] Verband der Netzbetreiber VDN e.V. beim VDEW, “Network and system rules of the German transmission system operators”, in *Transmission Code, 2007*.
- [10] T. Thiringer, J. Paixao, and M. Bongiorno, “Monitoring of the ride-through ability of a 2 MW wind turbine in Tvaaker, Halland”, in *Elforsk rapport 09:26*.
- [11] A. G. G. Rodriguez, A. G. Rodriguez, and M. B. Payan, “Estimating wind turbines mechanical constants”, in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ, Sevilla, 2007*.

改訂履歴:

- PLECS 4.3.1 初版
- PLECS 4.5.5 ドキュメントとグラフィックの更新
- PLECS 4.7.1 スイッチ損失算出でモデルを更新



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



KEISOKU ENGINEERING SYSTEM

計測エンジニアリングシステム株式会社

<https://kesco.co.jp>

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。