

Application Examples

Multi-Physical Domain Modeling of a DFIG Wind Turbine System using PLECS

Min Luo

PLECSによるDFIG風力タービンシステムのマルチ物理ドメインモデリング

Version: 02-14

1 はじめに

コストとエネルギー効率に優れた風力発電は、タービンの出力を二重給電誘導発電機(DFIG)に接続し、さまざまな速度で運転します。電気技術者にとって、このようなシステム内の電気機械、パワーエレクトロニクスコンバータ、磁気フィルタなどの電磁コンポーネントが最も重要ですが、DFIG風力タービンは、互いに強く相互作用する複数の物理ドメインを含む複雑な設計です。たとえば、電気システムは、コンバータの冷却システムや、ロータブレード、シャフト、ギアボックスなどの機械部品の影響を受けます。つまり、コンポーネントの選択と制御スキームの設計の際には、設計が動的で効率的かつ費用対効果の高いものになるよう、システム全体のパフォーマンスを最適化するために、ドメイン間の相互影響を考慮する必要があります。システム全体の正確なモデルを作成することに加えて、実際の動作および障害状態をモデル化することも重要です。迅速な試作と性能予測のために、コンピュータベースのシミュレーションが技術開発プロセスで広く採用されてきました。スイッチング電源を含めたこのような複雑なシステムをモデル化するには、強力な堅牢なシミュレーションツールが必要です。さらに、システムシミュレーションの研究を通じて得られた洞察に基づいて複数の反復的な機能強化を開発できるようにするには、高速ソルバが不可欠です。

PLECSは、パワーエレクトロニクスエンジニア向けに開発されたシミュレーションプラットフォームであり、複数の物理ドメインと関連する制御を備えたシステムの非常に効率的かつ堅牢なモデリングを可能にします。このアプリケーションノートでは、PLECSを使用して詳細に設計された DFIG風力タービンシステムを紹介します。このシステムでは、電気、磁気、熱、機械、信号処理、制御システムなどのさまざまな物理ドメインライブラリのコンポーネントを連結し、マルチドメイン相互作用の影響を研究します。

2 システムの概要

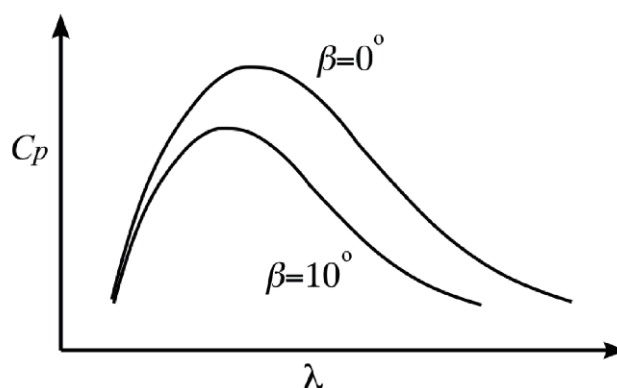
2.1 風力

風力タービンは、システムの機械設計上の考慮により、利用可能な風力の一部しか機械力に変換できません。この機械力は次のように表されます:

$$P_{mech} = \frac{1}{2} \rho A C_p v^3 \quad (1)$$

ここで、 ρ は空気の密度、 A はタービンブレードの掃引面積、 C_p はタービンの性能係数、 v は風速です。機械力の定常計算には、[図1](#)に示すように、典型的な $C_p(\lambda, \beta)$ 曲線[\[1\]](#)を使用できます。

図1: 典型的な性能係数と先端速度比の曲線



この曲線では、 β はブレードのピッチ角を表し、 λ は先端速度比で次のように表されます:

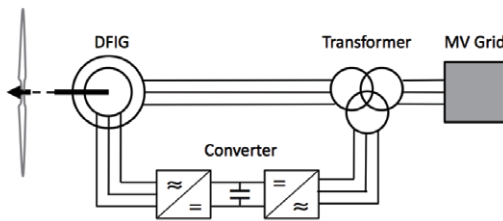
$$\lambda = \frac{\Omega R}{v} \quad (2)$$

ここで、 Ω はタービンの機械的回転速度、 R はタービンの半径です。与えられた風速とブレードのピッチ角の下で最大の機械力入力を達成するためには、タービン回転速度を一定に維持する必要があります。通常の動作ではピッチ角は一定に保たれますが、強風などの特殊な場合には風力タービンを損傷から保護するため、ピッチ制御が作動して余分な風力を放出します。

2.2 電磁システム

DFIG風力タービンの電気部分は、誘導機で構成されています。機械のステータ端子は三巻線変圧器を介して中電圧グリッドに直接接続され、ロータは、共通のDCリンクバスを備えた背中合わせ (back-to-back: BTB) 構成の2つのAC-DCコンバータで構成されるパワーエレクトロニクスコンバータの一端から励起します。コンバータのグリッド側は、変圧器の三次巻線を通してロータ電力をグリッドに供給します。システムの概要を図2に示します。

図2: DFIGによる風力タービンのシステム概要



限られた可変速度範囲(例えば±30%)では、コンバータは総電力のパーセンテージ(20~30%)のみを処理する必要があります[2]、定常状態では次のように表されます:

$$P_r = \frac{s}{1-s} P_{mech} \quad (3)$$

ステータ上の電力フローは次のように表されます:

$$P_s = \frac{P_{mech}}{1-s} \quad (4)$$

上記の両方の式において、 s は機械のスリップであり、次のように定義されます:

$$s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \quad (5)$$

ここで、 ω_1 はグリッドと同期したステータの電気回転周波数であり、 ω は機械の電気回転速度です。DFIG構成は、もう1つの一般的なオプションであり、コンバータが全電力範囲を使用する永久磁石同期電動機(Permanent Magnet Synchronous Motor: PMSM)を使用する構成と比較して、コスト効率が大幅に高く、損失が少なくなります。

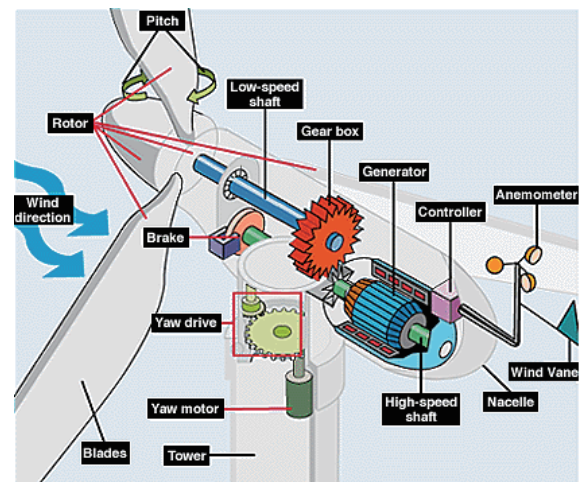
2.3 冷却システム

風力タービンの動作中は、コンバータ内の半導体デバイス(IGBTおよびダイオード)の伝導損失とスイッチング損失により、電力が消費されます。電力損失は、グリッドに供給できる利用可能な電力を減少させるだけでなく、ジャンクション温度の上昇にもつながり、半導体デバイスを破壊する可能性があります。したがって、コンバータシステムでは適切な冷却システムを使用し、可能な限り多くの熱伝導が半導体から伝達されるようにする必要があります。

2.4 機械システム

風力タービンの回転部品は機械システムと電気システムを結合します。3枚のブレードは風トルクをギアボックスに接続されたハブシャフトに伝達します。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加速して誘導機のロータのシャフトに伝達します。部品間の結合は、材料特性により弾性効果と減衰効果を示し、ベアリング上で摩擦が発生し、これも動力損失につながります。

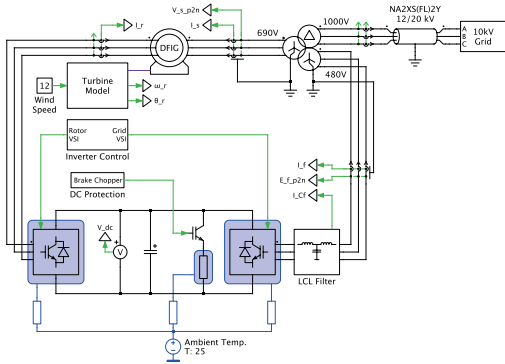
図3: 風力タービンの機械システム



3 PLECSによるモデリング

2MW DFIG風力タービンモデルはPLECSで設計されており、トップレベルの回路図を図4に示します。システムのコンポーネントは、電気、磁気、機械、信号処理および制御システムなど、さまざまな物理ドメインのライブラリから取得されます。

図4: PLECSのDFIG風力タービンモデルの概略図

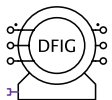


3.1 電気ドメイン

巻線型誘導機、パワーエレクトロニクスコンバータ、LCLフィルタ、長距離送電線、中電圧(MV)グリッドはすべて電気ドメインでモデル化されています:

- 誘導機:** 巻線型ロータ誘導機モデル(誘導機(スリップリング)ライブラリコンポーネント)は、静止座標系(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と、ステータ巻線と直列に外部インダクタンス(この場合は変圧器の漏れインダクタンス)を接続することが容易になります。ただし、電気インタフェースが電流源(可変)としてモデル化されているため、外部インダクタをロータ巻線に接続することはできません。

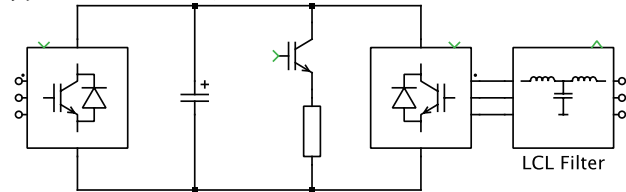
図5: PLECSの誘導機(スリップリング)コンポーネント



- 電力コンバータ:** ロータ電力の制御にはback-to-back(BTB)トポロジが選択され、3レグの2-レベルIGBTブリッジ2個が

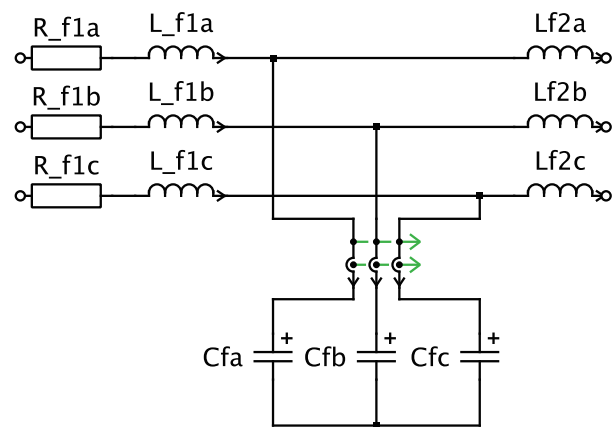
DCリンクキャパシタを介して接続されます。保護上の理由から、チョップパIGBTと制動抵抗がDCリンクに接続され、キャパシタ電圧を安全なレベルにクランプします。過電圧状態の場合、スイッチはオンになってDCリンクキャパシタを放電し、電圧が公称値に戻るとオフになります。ロータ側インバータは誘導機のロータに直接接続され、グリッド側インバータはLCLフィルタを介して変圧器の三次巻線に接続されます。インバータのIGBTは、システムレベルでの高速シミュレーションを保証するために理想的なスイッチとしてモデル化されています。

図6: BTBコンバータモデル



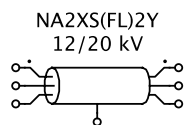
- フィルタ:** LCLフィルタは、グリッド側インバータの PWM変調によって発生する電流リップルを平滑化するために使用します。再生可能エネルギー発電のグリッドコードによれば、インダクタンスと静電容量の値を選択する際には、特定のTHD規格を満たす必要があります。インダクタのみのフィルタと比較すると、LCLフィルタははるかに小さいインダクタンス値で高調波を抑制でき、重量と体積が減少するため、電力密度が高くなります。しかし、キャパシタによって2つの共振周波数がシステム内に導入され、安定性の問題が発生する可能性があります[3]。

図7: LCLフィルタモデル



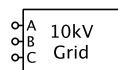
- 伝送線路:** 風力発電能力は地域の地形に大きく影響されます。風力タービンは高電圧から中電圧(HV/MV)変電所から遠く離れた場所に設置されることが多いため、風力発電を上位の送電網に送る送電線(欧州では通常、地中ケーブル)の長さは数十キロメートルに及ぶことがあります。このような長距離のケーブルをモデル化するには、複数のPI-Section Line(capacitor-inductor-capacitor):CLC)を直列に接続するか、電流と電圧の進行波の動作を模倣します。PLECSの伝送線路モデルでは両方のオプションが提供されており、さまざまな要件に基づいて選択できます。PI-Section Line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になります。これにより、多数の状態変数が作成され、シミュレーションの速度が大幅に低下する可能性があります。進行波の解析解に基づくDistributed Parameter Lineの実装では、ケーブルの一端から他端まで伝搬する電流または電圧波形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。しかし、PI-Section Lineの実装とは異なり、電力損失は集中抵抗としてモデル化され、3つの相間で対称的なパラメータ(インダクタンスなど)のケースのみをモデル化できます。

図8: PLECSの3相伝送線路コンポーネント



- MVグリッド:** 中電圧グリッドは、線間電圧が10 kVrmsの3相電圧源として簡略化されています。

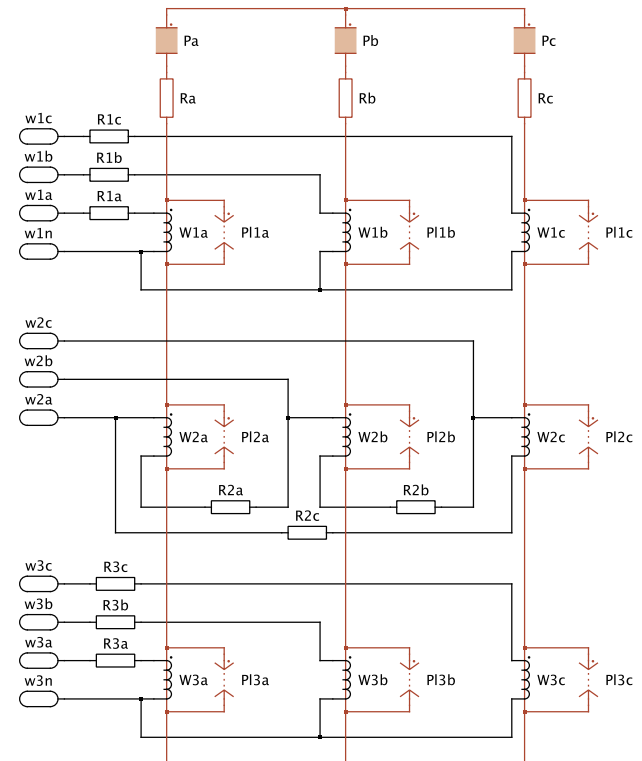
図9: 中電圧グリッドモデル。



3.2 磁気ドメイン

3相3巻線変圧器は、10kV中電圧グリッドとDFIGの低電圧端子を接続します。DFIGのステータ側には690V(線間実効値)の電圧が選択され、ロータ側には400Vが使用されます。ゼロシーケンス成分の影響を排除するために、巻線は10kV側にΔ接続、低電圧側に中点接地Y接続を備えています。変圧器は、PLECS磁気回路ブロックライブラリのコンポーネントを使用してモデル化されます。

図10: PLECS磁気ドメインにおける変圧器モデル



PLECSの磁気モデリングは、ユーザが指定した形状の巻線と集中コア部品を使用して磁気回路を直接キャプチャすることにより、このようなコンポーネントをモデリングする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され、PLECS内で互いに接続されて磁気回路を形成します[5]。磁気構造のモデリングに磁場解析を使用する有限要素解析(FEA)ツールとの共同シミュレーションと比較すると、この集中磁気回路法では、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できます。また、飽和やヒステリシスによって生じる非線形性など、磁気構造を純粋に電氣的等価回路としてモデル化するよりも詳細な情報も提供します[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把握する際に、より明確な概要を把握できるようになります。このモデルでは、積層材料を使用したYYΔ接続の3レッグ鉄心変圧器をデザインし、各レッグは磁気パーミアンスとしてモデル化しています。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成分によって表されます。巻線コンポーネントは、電気ドメインと磁気ドメイン間のインタフェースとして機能し、漏れ磁場

は、磁気ドメイン内の巻線に並列に接続された漏れパーミアン스로モデル化されます。完全なモデルは図10に示しています。ここでは、線形パーミアンス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トできます。

3.3 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調査できます。PLECSの理想スイッチ手法により、高速かつ堅牢なシミュレーションが実現します。IGBT(およびダイオード)の正確な導通損失とターン・オフ損失の計算は、データシートの値を簡単に入力できるルックアップテーブルによって実現します。

図11: 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ます。

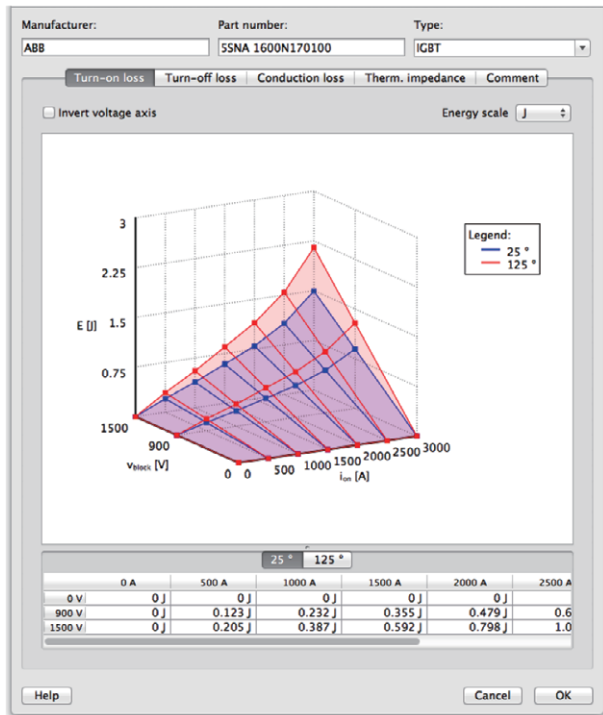
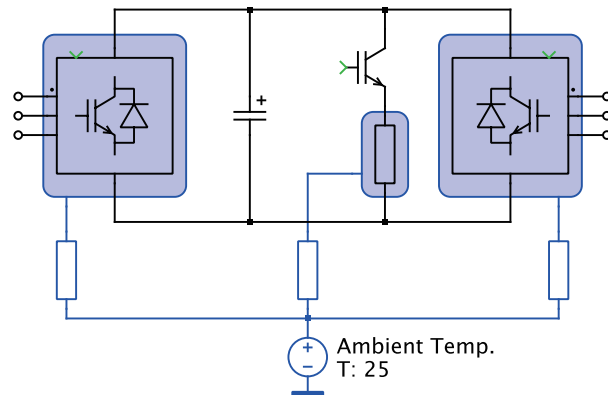


図11は、データシート[ABB's IGBT module 5SNA1600N170100]から取得した値を使用したPLECSのターン・オン損失の2次元ルックアップテーブルを示しています。データシートには損失エネルギーと伝導電流の関係を示す曲線が記載されていますが、阻止電圧条件は1つ(1500V)のみです。他の阻止電圧の損失値

は0Vから直線的に補外され、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し、接合部からケースへの熱エネルギー伝達特性を指定できます。

PLECSのヒートシンクコンポーネントは、ドメイン内に含まれるコンポーネントによって生成される電力損失を吸収します。これらの損失は冷却システムに送られ、この場合は単純に熱抵抗としてモデル化されます。周囲温度は一定の温度シンクとしてモデル化されます。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、冷却システムのサイズが適切であることを確認できます。半導体ダイのメジャーおよびマイナー温度サイクルは、寿命および信頼性の分析に使用できます。

図12: 熱ドメインでモデル化した冷却システム。



3.4 機械ドメイン

ブレード上の空力トルクの変動、そしてその結果として誘導機のロータ上の電気トルクの変動が風力タービンのドライブトレインに伝播します。結果として生じる回転速度の変動は電気ドメインに乱れを生じさせる可能性があり、振動を減衰させるにはドライブトレインのねじり特性に大きく依存します。このモデルは、このようなシステムの共振の影響を調査するために、風力エネルギーを使用して機械システムに摂動を加えます。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のトルクを伝えます。ギアボックスは特定のギア比を使用して、誘導機のロータシャフト上のハブシャフトの回転速度を高めます。ベアリングで摩擦が発生し、さらなる電力損失が発生します。このモデルの機械部分は、図13と図14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]で構成されています。

図13: PLECSの機械ドメインでモデル化された完全なドライブトレイン

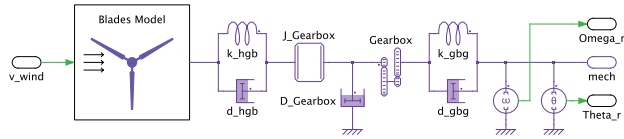
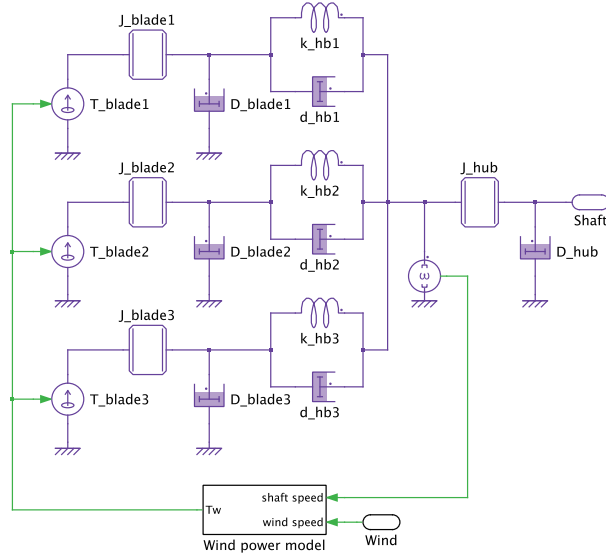


図14: プロペラドライブトレインモデル



3つのブレードの慣性はJ_blade1、J_blade2、J_blade3として表示され、J_hubはハブの慣性、J_Gearboxはギアボックスの慣性であり、誘導機のロータの慣性は機械コンポーネントのマスク下に含まれています。バネ定数k_hb1、k_hb2、k_hb3、k_hgb、k_gbgは隣接する質量間の弾性をモデル化し、d_hb1、d_hb2、d_hb3、d_hgb、d_gbgは相互減衰を表します。J_blade1、J_blade2、J_blade3、J_hub、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化します。

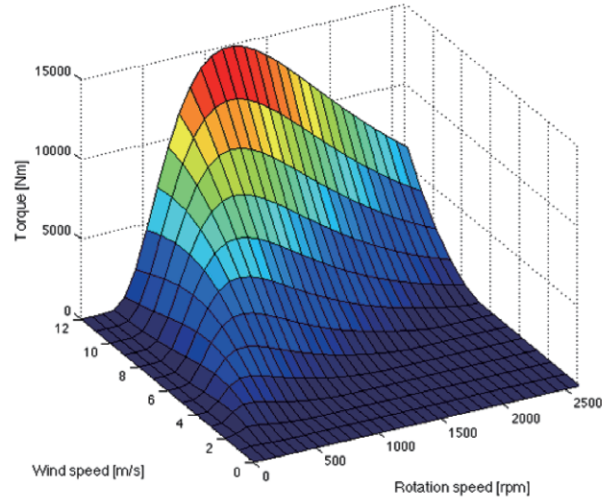
風速とプロペラ回転速度に応じた風力トルク入力を用意しています。前述のように、典型的な $C_p(\lambda, \beta)$ 曲線はこれをモデル化するために採用することができ、図15に示すように風速とタービン回転速度に対する風力トルクの曲面に変換することができます。

3.5 制御設計

[2]で説明されているように、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。機械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、ロータの回転速度と、

誘導機のステータ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軸電流制御の基準信号を提供する外側の低速ループで構成されます。同様の構造が無効電力制御にも利用されます。

図15: 風力トルクと風速およびタービン回転速度の関係



電流制御は、磁束指向の方法で実装されます。ここで、ロータ電流は、定常状態中のDC値である回転座標系のd軸とq軸に分解されます。パラメータ選択のために、状態空間モデルが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ステータ側に変換されます:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_1 \Psi_s \quad (6)$$

$$v_R = R_R i_R + \frac{d\Psi_R}{dt} + j\omega_2 \Psi_R \quad (7)$$

ここで、

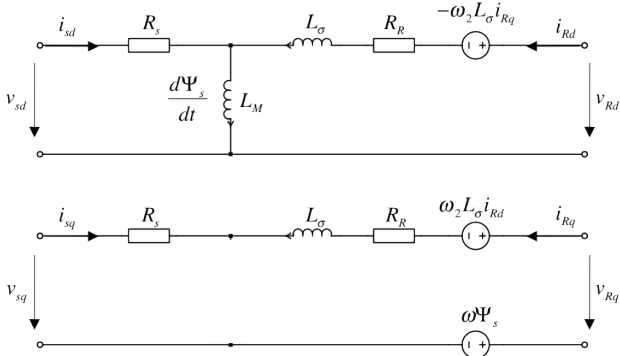
$$\Psi_s = L_M (i_s + i_R) \quad (8)$$

$$\Psi_R = (L_M + L_\sigma) i_R + L_M i_s \quad (9)$$

$$\omega_2 = \omega_1 - \omega \quad (10)$$

ステータ磁束が基準ベクトルとして選択されているため、上記の式ではステータ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16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。

図16: 回転座標系における誘導機の状態空間モデル



ステータ電圧と磁束鎖交の式をロータ電圧の式に代入すると、次のようになります:

$$v_R = (R_R + R_s + j\omega_2 L_\sigma) i_R + L_\sigma \frac{di_R}{dt} + E \quad (11)$$

ここで逆起電力 E は次の式に等しくなります:

$$E = v_s - \left(\frac{R_s}{L_M} + j\omega \Psi_s \right) \quad (12)$$

d-q軸の方程式を個別に書き直すと、次のようになります:

$$v_{Rd} = (R_R + R_s) i_{Rd} - \omega_2 L_\sigma i_{Rq} + L_\sigma \frac{di_{Rd}}{dt} + v_{sd} - \frac{R_s}{L_M} \Psi_s \quad (13)$$

$$v_{Rq} = (R_R + R_s) i_{Rq} + \omega_2 L_\sigma i_{Rd} + L_\sigma \frac{di_{Rq}}{dt} + v_{sq} - \omega \Psi_s \quad (14)$$

上記2つの方程式は、ロータ電圧 v_R を入力変数とするロータ電流 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、外乱とみ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。得られる電流コントローラの最終的な構造を図17と図18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(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17: 機械側インバータのD軸電流コントローラ

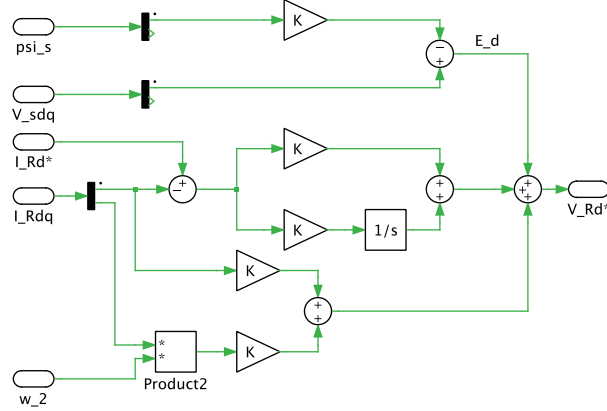
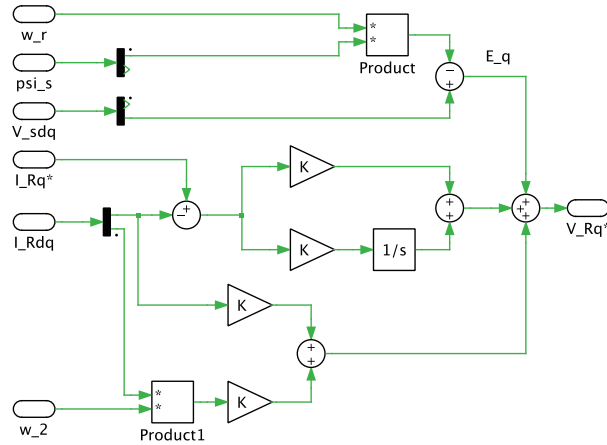


図18: 機械側インバータのQ軸電流コントローラ



ステータ磁束鎖交 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、ステータ電流と電圧を入力変数として使用する推定アプローチが代わりに採用されています[8]。実装された状態空間モデルに基づいて、PIコントローラの比例ゲインと積分ゲインは次のように選択されます:

$$K_p = \alpha_c L_\sigma \quad (15)$$

$$K_i = \alpha_c (R_R + R_s + R_a) \quad (16)$$

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次のように関連付けられます:

$$\alpha_c = \frac{\ln(9)}{t_{rise}} \quad (17)$$

また、"active damping: 動的減衰"としても知られる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

に減衰されるように、仮想抵抗 R_a が導入されています。 R_a は次のように定義されます:

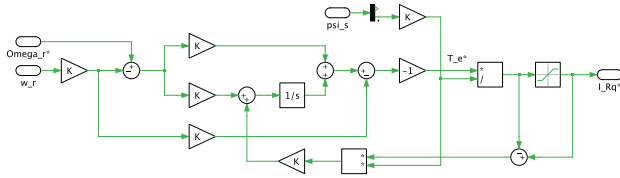
$$R_a = \alpha_c L_\sigma - R_R - R_s \quad (18)$$

q軸電流のリファレンス信号は速度コントローラによって提供され、その設計は風力タービンの簡略化された機械モデルに基づいています:

$$\frac{J_{total}}{n_p} \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_{wind} \quad (19)$$

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_e は誘導機のロータに適用される電気トルク、 T_{wind} はギアボックスの高速側に変換された風力トルクです。ここでは、外乱の減衰を改善するために"active damping: 動的減衰"項も導入されています。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。

図19: 機械側インバータの速度制御



速度コントローラの出力では、基準トルクは次のように電流信号に変換されます:

$$I_{Rd}^* = \frac{2T_e}{3n_p \Psi_s} \quad (20)$$

実際の風力タービンシステムでは、タービン電力コントローラは多くの場合、最大電力点追従(Maximum Power Point Tracking: MPPT)方式を使用して速度コントローラにリファレンス信号を提供します。ただし、この場合、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方式はモデル化されず、代わりに速度リファレンスとして定数値が与えられます。

d軸の電流コントローラのリファレンス信号はReactive power controller(無効電力コントローラ)によって与えられます。ドイツ電気技術者連合[9]によれば、風力発電機は故障時に誘導性

または容量性の無効電力注入の観点から電圧サポートを提供する必要があります。誘導機のステータ端子が吸収する瞬間皮相電力は、複素ベクトルの形式で表すことができます:

$$S_s = 3 v_s i_s^* = 3 \left(R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_l \right) i_s^* \quad (21)$$

ステータの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:

$$Q_s = 3 \omega_l (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (22)$$

ステータ磁束指向システムでは、ステータ磁束のq軸成分はゼロのため、上記の式は次のようになります:

$$Q_s = 3 \omega_l \Psi_s i_{sd} = 3 \omega_l \left(\frac{\Psi_s}{L_M} - i_{Rd} \right) \quad (23)$$

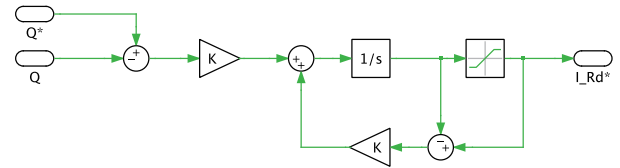
これは次のように書き換えられます:

$$i_{Rd}^* = \frac{\Psi_s}{L_M} - \frac{Q_s}{\omega_l} \quad (24)$$

このようにして、無効電力とd軸ロータ電流の間に静的な代数関係が確立され、図20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:

$$K_{iQ} = -\frac{\alpha_Q}{3\omega_l \Psi_s} \quad (25)$$

図20: 機械側インバータの無効電力コントローラ



ここで、 α_Q は目的の帯域幅です。ステータ抵抗は通常小さいという事実を考慮すると、上記の式のステータ磁束 Ψ_s は $\omega_l V_{g,nom}$ に置き換えることができます。ここで、 $V_{g,nom}$ は誘導機のステータ側の公称グリッドピーク電圧です。

グリッド側インバータはDCリンク電圧を一定のレベルに維持します。機械側インバータと同様に、グリッド側インバータには、

電圧制御用の外側ループと電流制御用の内側ループの2ループ構成が設定されています。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されます。方向リファレンスは位相ロックループ(Phase Locked Loop: PLL)によって提供されます。

AC出力端子にはLCLフィルタが選択されます。現在、このタイプは、磁気部品のサイズが小さいため、純粋なインダクタンスフィルタと比較して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。インバータ出力端子の最大リップル電流 I_{hfp} (ピークツーピーク)を考えると、[図7](#)のインダクタンス L_{f1a} 、 L_{f1b} 、および L_{f1c} は次のように決定できます：

$$L_{f1} = \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \frac{2/3 V_{dc} - V_{g3}}{I_{hfp} f_{sw}} \frac{\sqrt{3} V_{g3}}{V_{dc}} \quad (26)$$

ここで、 V_{g3} は変圧器の三次巻線の公称電圧(ピーク値)です。インダクタンス値 L_{f1} と L_{f2} の比率は、全体的な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 $L_{f2} = 0.15 L_{f1}$ の値が選択されたと仮定します。グリッド演算子のTHD要件(公称グリッド電流 I_{gpp} のピークツーピーク値とリップル I_{hfp} の比率)に従って、静電容量値は次のように計算できます：

$$C_f = 1 \frac{1}{L_{f2} (2\pi f_{sw} 10^{\frac{k_A}{40} dB})^2} \quad (27)$$

ここで減衰 k_A は次のように表されます：

$$k_A = 20 \log_{10} \left(THD \frac{I_{gpp}}{I_{hfp}} \right) \quad (28)$$

4 モデルパラメータとシミュレーション計画

[\[10\]](#)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。ここではロータパラメータを巻数比を使用してステータに変換しています。

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_r	1/2.6
ステータ漏れ L_{σ}	0.12 mH
ロータ漏れ L'_{σ}	0.05 mH
主インダクタンス L_m	2.9 mH
ステータ抵抗 R_s	0.022 Ω
ロータ抵抗 R'_r	0.0018 Ω

上記の[表1](#)の物理パラメータから[図16](#)の等価回路へ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：

$$L_M = \gamma L_m \quad (29)$$

$$L_{\sigma} = \gamma L_{s\sigma} + \gamma^2 L'_{r\sigma} \quad (30)$$

$$R_R = \gamma^2 R_r \quad (31)$$

ここで、

$$\gamma = (L_{s\sigma} + L_m) / L_m \quad (32)$$

前述のLCLフィルタの設計プロセスの結果、コンバータ側と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と計算され、静電容量値は57 μ Fになります。タービン変圧器から10kVの高電圧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型[\[10\]](#))のモデルが構築されます。単位長さあたりの抵抗、自己インダクタンス、中性容量はそれぞれ0.206 Ω /km、0.363mH/km、0.25 μ F/kmです。相互インダクタンスと結合容量は、セルフニュートラル値の3分の1であると想定されます。2MW風力タービンの機械的パラメータの例は[\[10\]](#)と[\[7\]](#)で単位当たりの値で示されており、単位当たりの値から実際の値への変換は[\[11\]](#)で説明しています。

表2: 風力タービンの機械的パラメータ

ロータ慣性 J_g	75 kgm ²
ギアボックス慣性 J_{gb}	4.26 $\times 10^5$ kgm ²
ハブ慣性 J_h	6.03 $\times 10^4$ kgm ²
ブレード慣性 J_b	1.13 $\times 10^6$ kgm ²
ロータ摩擦 D_g	0.81 Nms/rad
ギアボックス摩擦 D_{gb}	1.78 $\times 10^4$ Nms/rad
ハブ摩擦 D_h	8.11 $\times 10^3$ Nms/rad
ブレード摩擦 D_b	1.08 $\times 10^3$ Nms/rad
ギアボックスからロータへの剛性 k_{gbg}	4.67 $\times 10^7$ Nms/rad
ハブからロータへの剛性 k_{hgb}	1.39 $\times 10^1$ Nms/rad
ブレードからハブロータへの剛性 k_{bhh}	1.07 $\times 10^1$ Nms/rad
ギアボックスからロータへの減衰 d_{gbg}	0.81 $\times 10^3$ Nms/
ハブからギアボックスへの減衰 d_{hgb}	2.84 $\times 10^6$ Nms/rad
ブレードからハブロータへの減衰 d_{bhh}	3.24 $\times 10^6$ Nms/rad

シミュレーション中は、次のサンプルシナリオが連続して実行されます：

- 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に同期しています。生成された有効電力の大部分は、誘導機のステータ巻線を介してグリッドに注入されますが、ゼロスリップ状態により、抵抗損失を除いてロータには実質的に電力が流れません。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、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タービンの回転速度は175rad/sに加速され、指定した風速12m/sで最大の発電量が達成されます。実際の実装で使用される外部MPPTループは、このモデルには存在しません。速度基準の段階的変化は、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用にマシンを設定するための架空のものです。
- グリッド障害:** 12秒後、制御可能な電圧源を使用してモデル化された10kV中電圧グリッドで三相短絡故障が発生します。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秒のゼロ電圧サグですが、他の2つのオプションは、[図21](#)に示すように、2007年ドイツ電気技術者連合格規[\[9\]](#)に記載されています。

シミュレーションの持続時間は25秒に設定されています。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ではありません。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(5kHz)に比べて比較的長いです。スイッチング周波数と半導体の電力損失による電流リップルが特定のアプリケーションにとって重要でない場合は、平均化されたコンバータモデルを使用してシミュレーションを高速化できます。平均化されたモデルは、[図22](#)に示すように、制御された電圧および電流源によって確立され、マスクからオプションで選択できます。

図21: グリッド障害発生時の電圧プロファイル

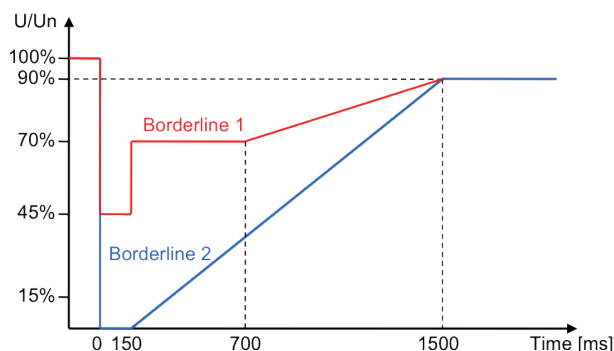
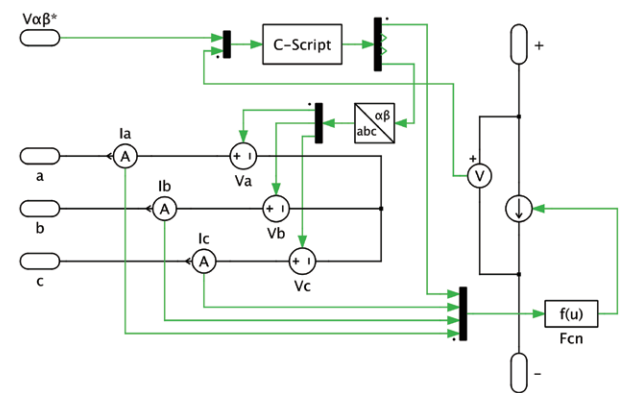


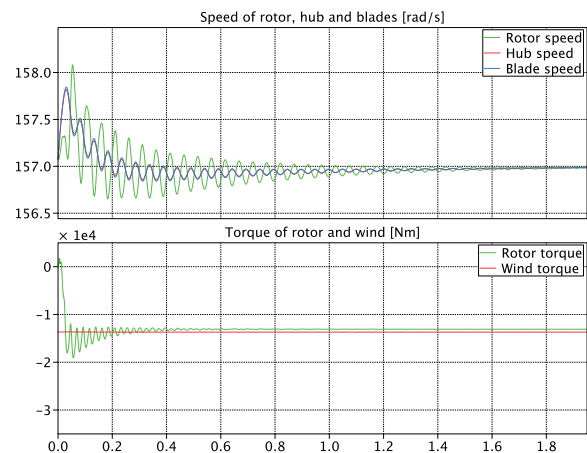
図22: 三相インバータの平均モデル



5 結果と考察

上記のシナリオをシミュレートすることにより、設計のロバスト性が観察され、制御技術の改善が可能になります。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にわたって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に、[図23](#)に示すように、機械部品間の弾性および損失結合により、減衰振動が観察されます。

図23: 風力タービン起動時の機械的振動



速度リファレンスのステップ変更が適用されると、速度コントローラは、ブレードに適用される風力トルクよりも高いトルクリファレンスを機械側インバータのq軸電流コントローラに生成し、タービン

が加速します。回転速度とトルクの挙動を図24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25に示すように、スリップ率が-11%になり、有効電力の約10%がロータ巻線から伝達されます。

図24: 加速時の機械的反応

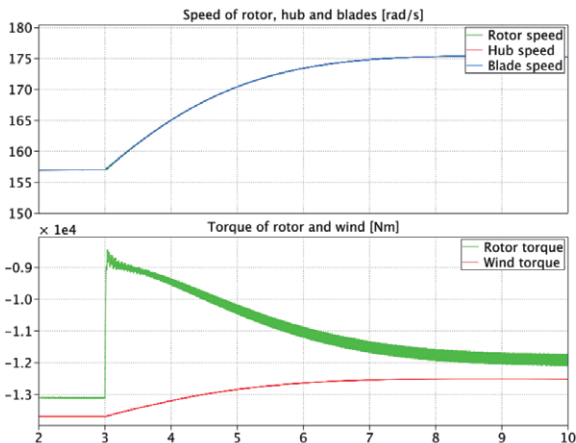
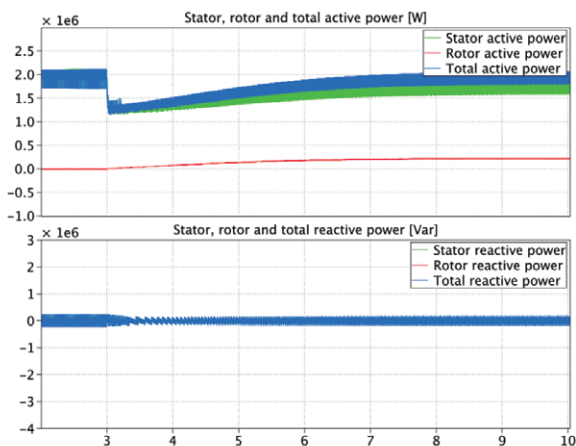
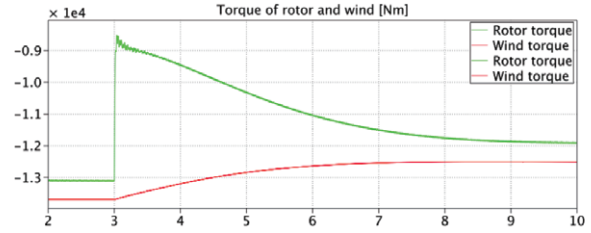


図25: 加速中のステータとロータからの有効電力と無効電力の流れ



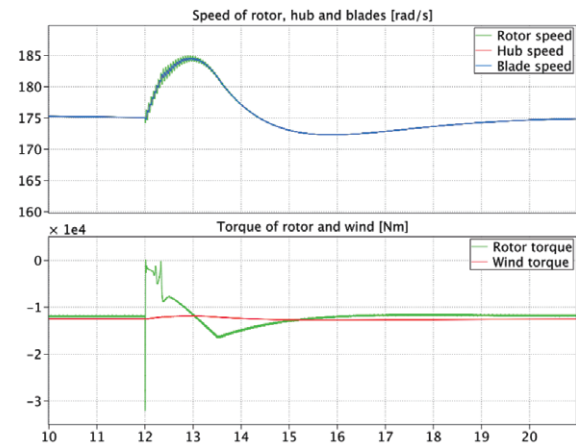
シミュレーションに平均化されたモデルを選択した場合、電気トルク波形にはリップルがなく、理想スイッチを備えたモデルのトルク波形の平均値と一致します(図26を参照)。

図26: 平均モデルにおける誘導機の電気トルク



"低電圧ライドスルー"(low voltage ride through: LVRT)動作として知られる最悪のグリッド側障害状態における風力タービンのパフォーマンスを評価するために、図19のborderline 2のシナリオが、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、ステータ磁束は非常に小さな値まで減少し、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完全に蓄えられ、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、ステータ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27に示すように、速度はリファレンス値175rad/sに戻ります。

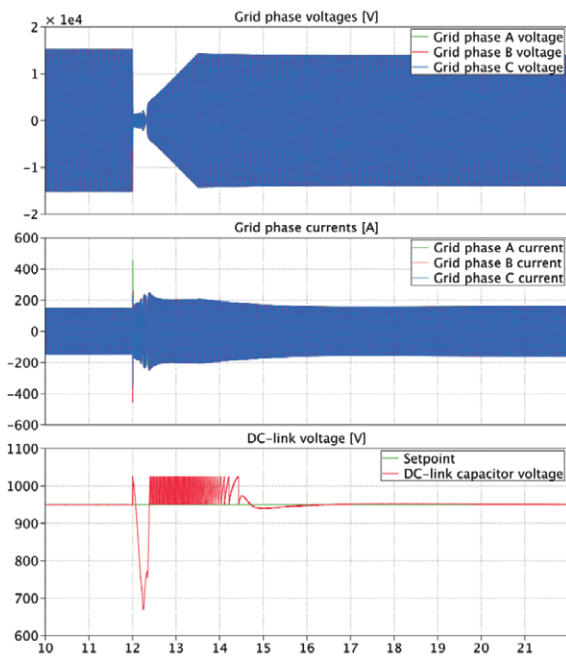
図27: グリッド障害時の機械的過渡現象



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28に示します。変圧器端子の交流電圧は、中間の送電線のインダクタンスによりグリッド

が固定されているため、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、その後は電流コントローラの入力飽和するため、一定範囲以下に維持されます。変圧器の三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送送できなくなるため、障害発生後の最初の数秒間はDCリンク電圧がほとんど制御されません。DCリンクキャパシタは、純粋に機械側インバータによって充電または放電されます。機械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28: グリッド障害時の電氣的過渡現象



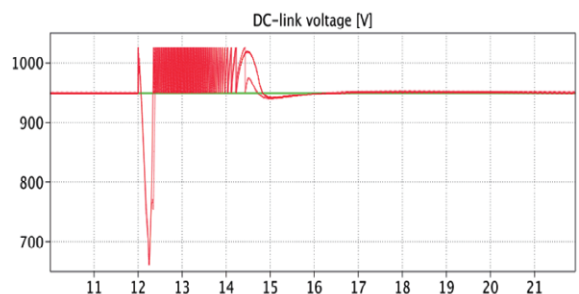
故障発生直後は、ロータのq軸電圧 v_{Rq} と電流 i_{Rq} は通常運転時と同じ値のままです。したがって、故障前とほぼ同じ量の有効電力がキャパシタを充電し、電圧が急速に上昇します。ただし、電圧は公称電圧(950V)の108%を超えることはなく、チョッパ回路の作動により安全なレベルにクランプされます。速度コントローラは、回転速度を175rad/sに戻すために、q軸電流のより高いリファレンス値を電流コントローラに送りますが、失敗します。

その結果、逆起電力 $\omega\psi_s$ 値がほぼゼロになるため、電流コントローラは障害前と比較して逆極性のq軸電圧 v_{Rq} を適用します。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、 v_{Rq} の極性が故障前の極性に戻り、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送送できないため、キャパシタに流入する正味電力はまだ余剰

であり、電圧はさらに上昇します。チョッパ回路のため、グリッド電圧が完全に回復し、グリッド側インバータが再び十分な電力を送送できるようになるまで、電圧はその後数秒間、制限値と公称値の間で振動します。

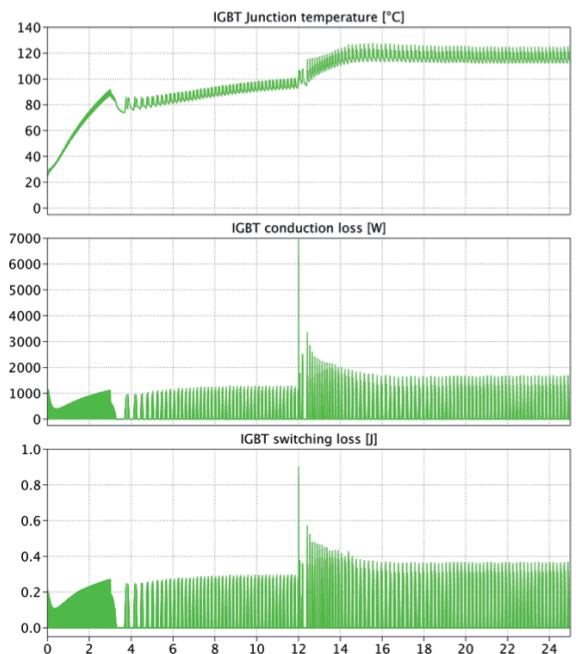
この障害シナリオを平均インバータモデルでシミュレートすると、スイッチング周期が障害状態中の過渡現象と同程度であるため、結果は完全スイッチングモデルの場合とわずかに異なります。平均化モデルを使用してシミュレーション速度を加速する場合は、この問題を考慮する必要があります。[図29](#)に示すように、明るい赤色の曲線は切り替えられたモデルに対応します。

図29: 平均化インバータモデルとスイッチングインバータモデルの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30](#)に示します。これらの波形を表示するには、スイッチングインバータモデルを有効にする必要があることに注意してください。

図30: 1つのIGBTのジャンクション温度、伝導損失、およびスイッチング損失。



6 結論

このレポートでは、完全なDFIG風力タービンモデルのモデリングとシミュレーションについて説明しました。PLECSを使用すると、過度のシミュレーション時間を必要とせずに、複数の物理ドメインからの過渡効果を単一のシステムモデルで評価できるため、物理ドメイン間の相互作用に関連する問題を調査および解決するための効果的で正確な手段が提供されます。このような完全に統合されたモデルにより、パワーエレクトロニクス設計者はハードウェアを構築する前にシステムについてより深い洞察を得ることができ、時間とコストの節約につながります。

7 参考文献

- [1] J. Schönberger, “Modeling a dfig wind turbine[1] J. Schönberger, “Modeling a dfig wind turbine system using plects,” in Application Note of Plexim GmbH.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. Mueen, 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,”

改訂履歴:

02-14

初版



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

Application Examples

© 2002–2014 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。