

Power Supply Design Seminar

3 相産業用システムの AC/DC 電力変換トポロジの比較



Reproduced from
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar
SEM2600
Topic 7
Riccardo Ruffo, Kelvin Le and Harald Parzhuber
Literature Number: JAJ097

Power Supply Design Seminar resources
are available at:
www.ti.com/psds

本書では、3相産業用アプリケーション向けの2レベルと3レベルの各AC/DCコンバータを比較し、2レベル、T型、ANPC (active neutral-point clamped: アクティブ中性点クランプ)、NPC (neutral point clamped: 中性点クランプ)、フライングコンデンサの各トポロジに注目しています。評価対象として、効率、電磁干渉 (EMI)、動作原理、電源切り替えの選択肢、DCリンクコンデンサのストレスなどに関するシステムのトレードオフを取り扱うほか、多様なトポロジに対応する部品表 (BOM) の影響について説明します。

電力変換システムの概要

概要: AC/DC コンバータ搭載の最終製品

近年、再生可能エネルギー (太陽光および風力)、エネルギーストレージシステム、電気自動車 (EV) の導入が加速しており、世界はより持続可能な未来へと向かっています。このような急速な普及は、エネルギーの生成、貯蔵、送電から配電ネットワークに至るまで、エネルギーエコシステム全体に大きな影響を及ぼします。

図1に、持続可能なエコシステムモデルを示します。この例の最終製品には、風力タービン、ソーラーパネル、エネルギーストレージシステム、オフボードEVチャージャ、自動車からグリッドへの電力供給機能を備えたオンボードチャージャが含まれます。この種の最終製品に関連する重要な課題には、グリッドの安定性、電力品質、エネルギー供給に要する時間、効率などがあります。

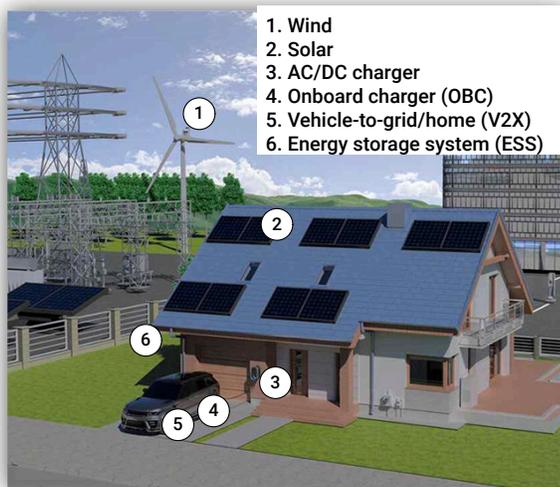


図1. 持続可能なエコシステムモデル

図2に示したように、これらの機器タイプ (ハイブリッドインバータ、車両からグリッドへの接続、EVオンボードチャージャ) に共通するサブシステムがAC/DCコンバータです。AC/DC

コンバータの性能は、システム全体の安定性 (または信頼性)、電力品質、エネルギー供給速度 (EVの充電時間など)、効率に大きく寄与するものです。AC/DCコンバータについて詳しく見てみましょう。

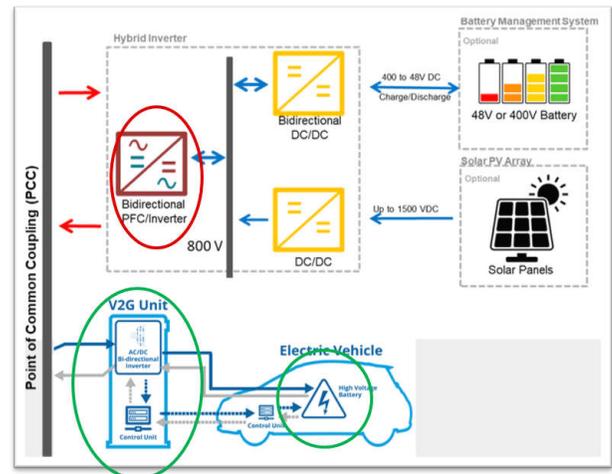


図2. グリッドに接続されたAC/DCの概略図

概要: 既存のAC/DCトポロジ

昇圧トポロジは、3相産業用アプリケーションで使用される最も一般的なトポロジであるため、このセクションでは昇圧トポロジについてのみ説明します。ただし、詳細に説明する前に、図3に示す、3相昇圧AC/DC段の一般的な例についてを見てみましょう。ブロック図に示されている要素は、グリッド側の共通結合点、EMIフィルタ段、昇圧AC/DC段、VDC+とVDC-におけるDC負荷です。

昇圧AC/DCトポロジを用いる場合、多くの利点があります。

- 高効率 (昇圧トポロジによりアプリケーション電流が低減され、その結果 I^2R 損失も減少する)。
- 誘導性結合によりグリッドへのEMIノイズの流入が減衰。
- DCリンクの静電容量性動作により、グリッドからのサージに対してより効果的に対処することが可能。

昇圧AC/DCコンバータの基本要件は次のとおりです。

- 昇圧力率補正 (PFC) ($V_{DC} \gg \sqrt{2} V_{LL}$)、ここでは V_{DC} は DC リンクの DC 電圧、 V_{LL} はグリッドのライン間電圧です。
- グリッド側の誘導性動作。
- DC 側の静電容量性動作。

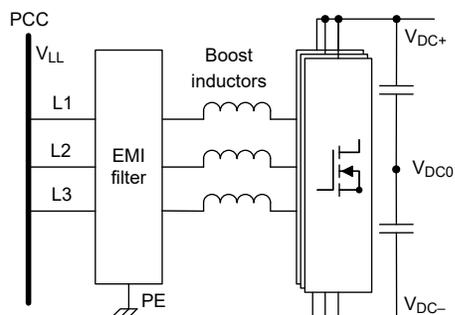


図3. 昇圧 AC/DC のブロック図

概要: 単相と 3 相の比較

所定の電力要件に対して、3 相コンバータは単相コンバータよりも電流が少なく、サイズも小さく、電力リップルも少なくなります。たとえば、11kW の単相 PFC は 48A が必要ですが、11kW の 3 相 PFC は各相 16A で済みます。電流が少なければ損失も少ないため、このようなシステムの電力密度は向上します。

単相コンバータでは DC リンクに電力リップルが発生しますが、平衡された 3 相コンバータでは電力リップルは発生しません。図 4 と図 5 に、それぞれ単相と 3 相の PFC の例を示します。図 5 では、青色の矩形はスイッチングセルを示しています。これについては、いくつかの一般的な AC/DC トポロジについて **3 相昇圧コンバータのトポロジ: 概要と動作原理** で説明します。図 5 では、グリッドの中性点が高周波において事実上 DC リンクの間中点 (VDC0) に接続されていることに注意してください。

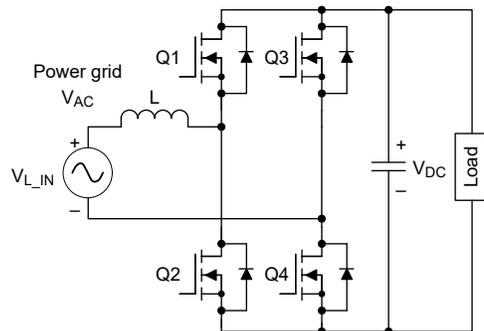


図4. 単相、2 レベル PFC

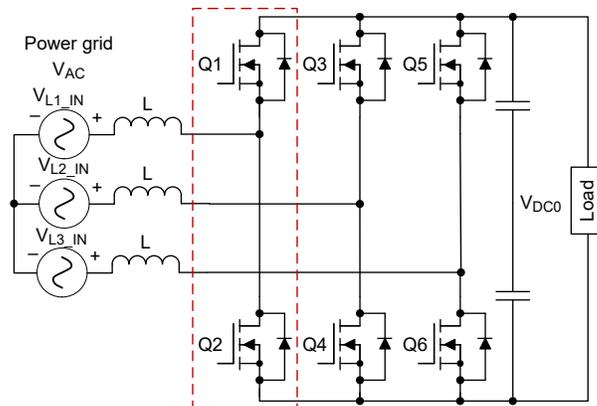


図5. 2 レベルトポロジのスイッチングセルが示された 3 相 PFC

3 相昇圧コンバータのトポロジ: 概要と動作原理

AC/DC 電力段のマルチレベルトポロジの概要

産業用アプリケーションで採用されている最も一般的な AC/DC トポロジをいくつか紹介します。簡単にするため、以下の回路図では、これらのトポロジのスイッチセルのみを示しています (したがって、3 本のレグのうち 1 本のみを示しています)。2 レベルおよび 3 レベルの FC トポロジでは、DC リンクへの 2 つの接続 (VDC+ および VDC-) を必要とします。T 型、Vienna、ANPC、NPC の各トポロジでは、DC リンクへの 3 つの接続 (VDC+, VDC0、VDC-) を必要とします。

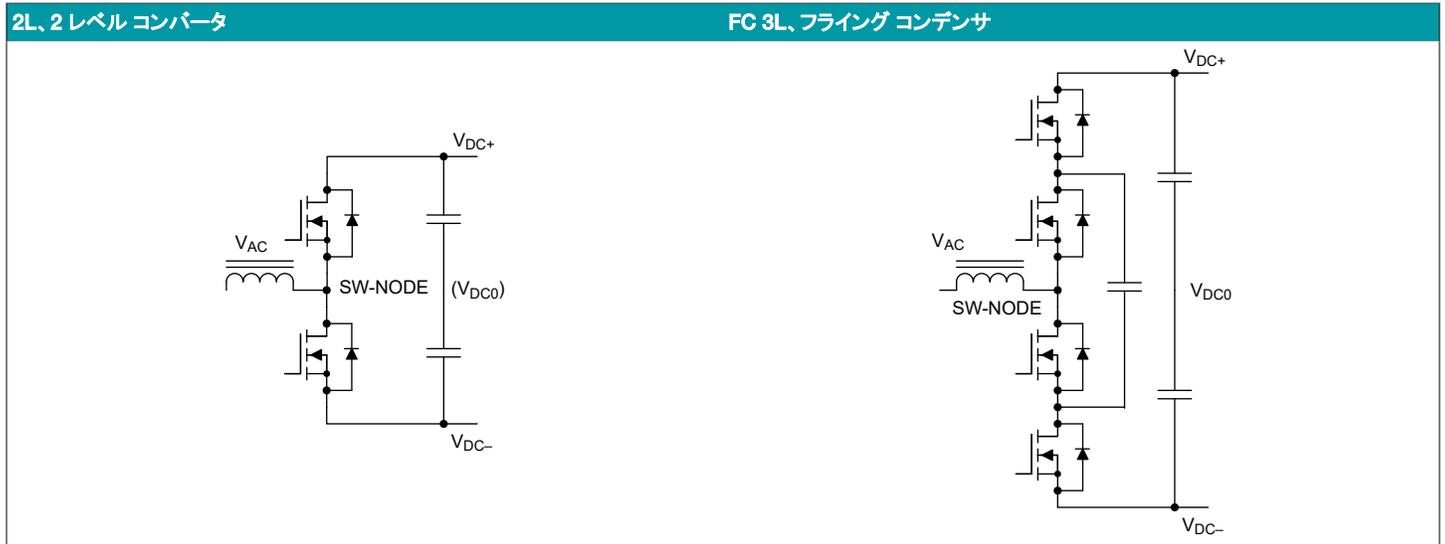


表 1. DC リンクへの 2 つの接続を必要とするトポロジ

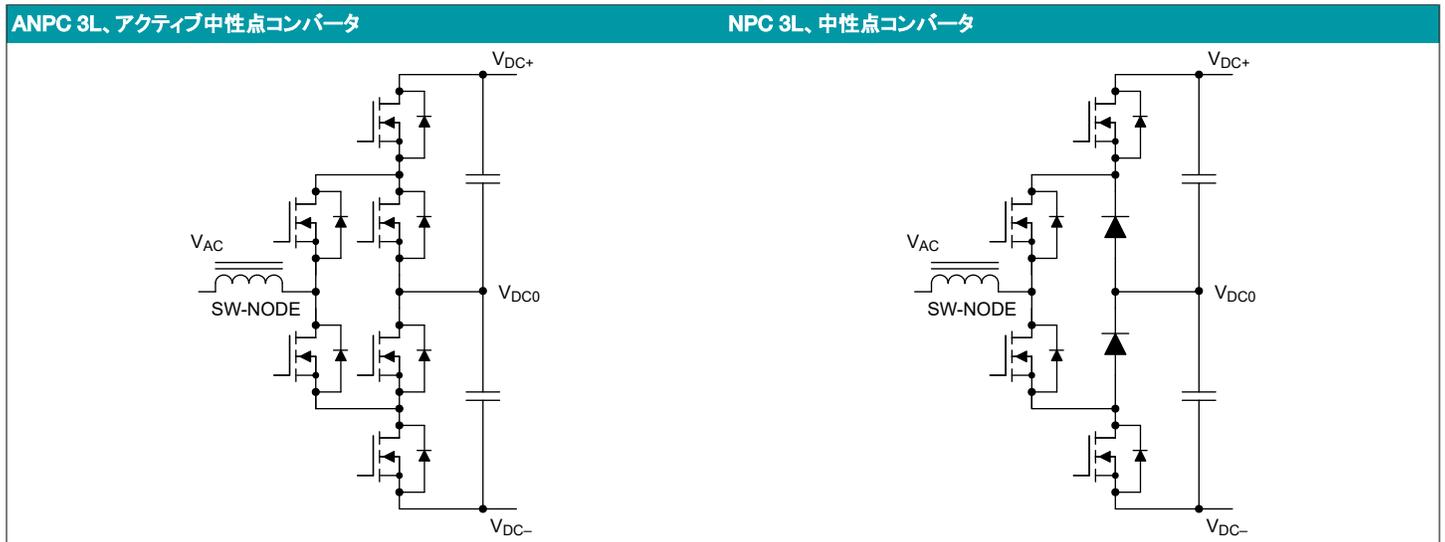


表 2. DC リンクへの 3 つの接続を必要とするトポロジ

2レベルインバータの基本動作原理

図6に、 V_{AC} が V_{DC0} を基準としている2レベルインバータの基本動作を示します。これは、インバータモードとPFCモードを可能にする双方向トポロジです。図7と図8に、2つのサイクルにおけるインバータモードのスイッチング特性を示します。図8では、正のスイッチングノード電流は、グリッド V_{AC} に流入するインダクタ電流を示しています。

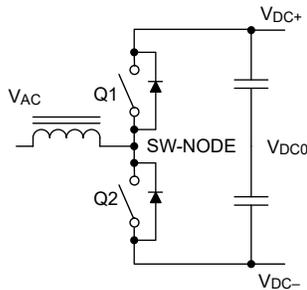


図6. 2レベルインバータのシングルスイッチングセルの概略図

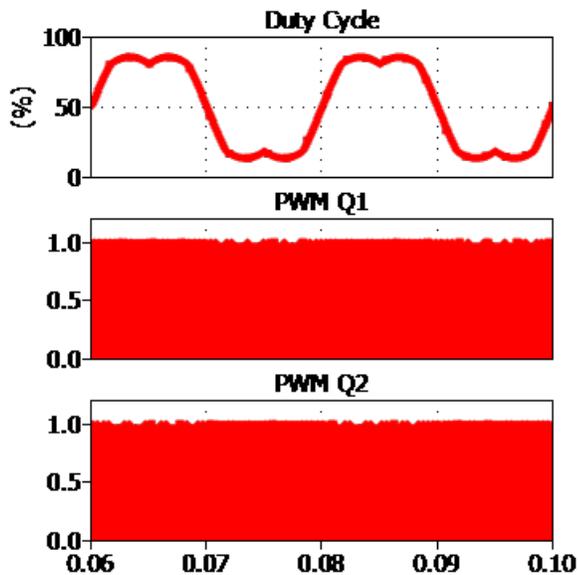


図7. スwitchング デューティ サイクルおよびゲートドライバのパルス幅変調 (PWM) 信号

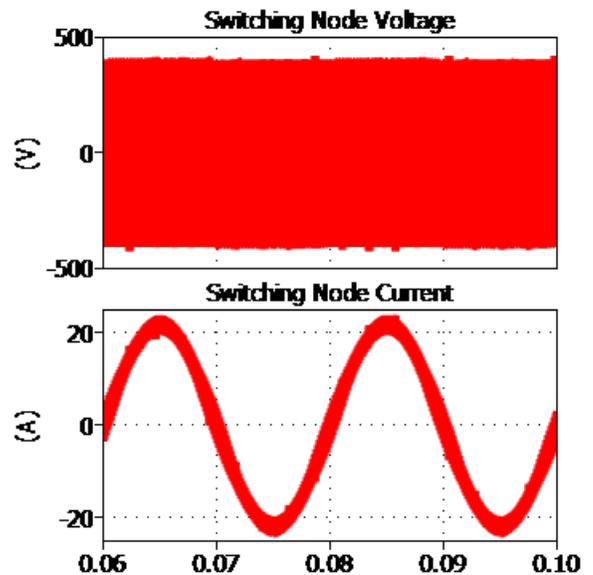


図8. スwitchング電圧および電流

正の正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) で、デューティサイクルが50% 以上の場合、Q1 と Q2 は f_{PWM} でスイッチングしています。出力電圧はPWMのデューティサイクルによって定義されます (Q1 が Q2 よりも頻繁にオンになる)。

図9に、正の正弦波のPWMプロファイルの例を示します。スイッチング遷移中の貫通電流を防止するため、Q1 と Q2 の間にデッドタイムがあります。負の正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) で、デューティサイクルが50% 未満の場合、Q1 と Q2 は f_{PWM} でスイッチングしています。ここでも、出力電圧はPWMのデューティサイクルによって定義されます (Q1 が Q2 よりも頻繁にオフになる)。

図10に、負の正弦波のPWMプロファイルの例を示します。

図11に示すように、正弦波のゼロクロスでは、デューティサイクルは50% 近くになります。この2レベルトポロジでは、出力リップル周波数 (f_{RIPPLE}) は f_{PWM} に等しくなります。 f_{RIPPLE} は、磁気部品やコンデンサなどのフィルタリング部品のサイズを定義するものです。さらに、Q1 と Q2 は V_{DC} 定格である必要があります。たとえば、 V_{DC} が800Vの場合、スイッチは1,200V 定格である必要があります。

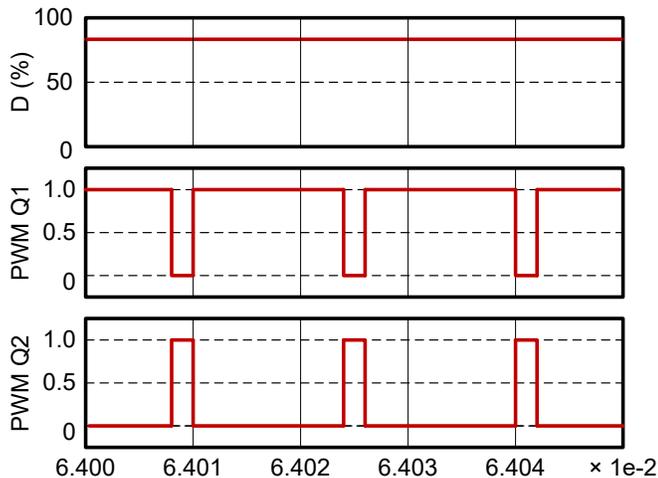


図9. グリッド位相電圧が正の場合の PWM プロファイル

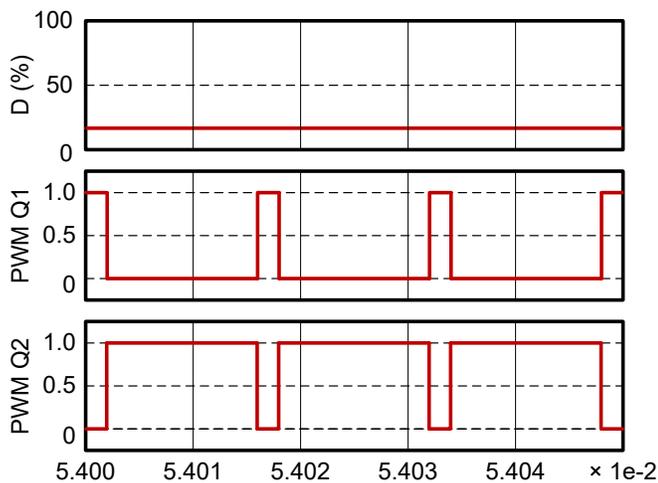


図10. グリッド位相電圧が負の場合の PWM プロファイル

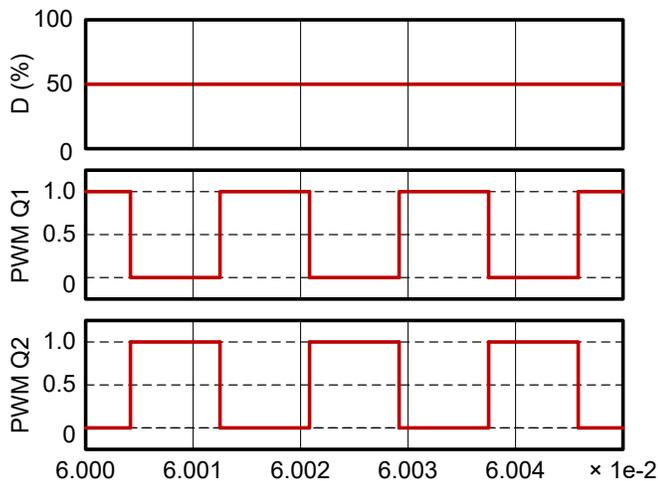


図11. ゼロクロス時の PWM プロファイル

3レベルT型インバータの基本動作原理

図12に、インバータモードとPFCモードを可能にする双方向トポロジである3レベルT型インバータの基本動作を示します。正の正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) の場合、Q4は永続的にオン状態、Q2は永続的にオフ状態になっています。赤色で表示されたQ1とQ3は f_{PWM} でスイッチングしています(図12を参照)。想定通り、Q1とQ3の間のデッドタイムを考慮する必要があります。負の正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) の場合、Q3は永続的にオン状態、Q1は永続的にオフ状態になっています。青色で表示されたQ2とQ4は f_{PWM} でスイッチングしています(図13を参照)。ここでも、Q2とQ3の間のデッドタイムを考慮する必要があります。このトポロジでは、出力 f_{RIPPLE} は f_{PWM} に等しくなります。Q1とQ2は V_{DC} 定格 (V_{DC} 800Vの場合、スイッチは1,200V定格が必要)、Q3とQ4は V_{DC} の半分の定格 (V_{DC} 800Vの場合、スイッチは600V定格が必要) である必要があります。

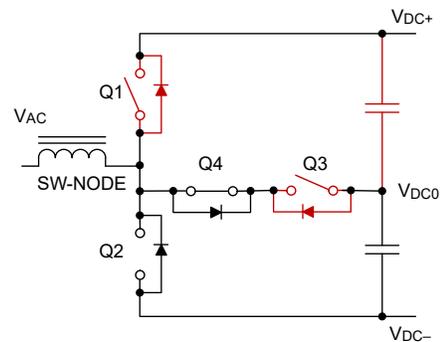


図12. グリッド電圧が正の場合のT型インバータシングルスイッチングセルの概略図(整流中のデバイスは赤色)

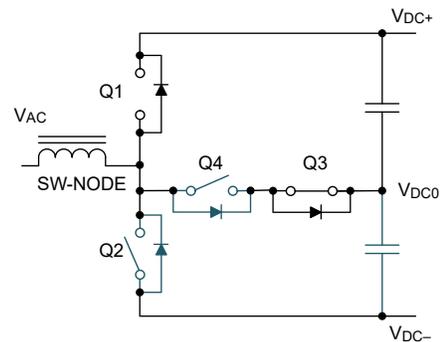


図13. グリッド電圧が負の場合のT型インバータシングルスイッチングセルの概略図(整流中のデバイスは青色)

図 14 と図 15 に、2 つのサイクルにおけるインバータ モードのスイッチング特性を示します。想定通り、出力電圧には 3 つのレベル (V_{DC+} 、 V_{DC-} 、 V_{DC0}) があります。また、3 レベルインバータの電流リップルは 2 レベルインバータよりも少なくなっています。

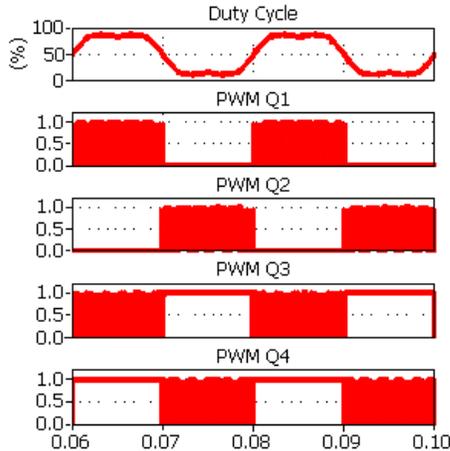


図 14. スwitching デューティ サイクルおよびゲートドライバ PWM 信号

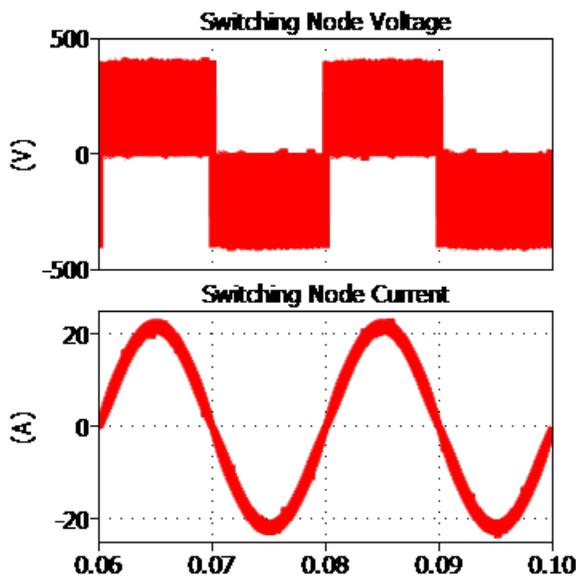


図 15. スwitching 電圧および電流

PFC モードにおける 3 レベル Vienna 整流器の基本動作原理

図 16 に、3 レベル Vienna 整流器の基本動作を示します。これは、PFC モードのみを可能にする単方向トポロジです。図 18 と図 19 に、2 つのサイクルにおける PFC モードのスイッチング特性を示します。図 19 では、PFC モード (グリッド V_{AC}

に流れる電流を正電流と定義) により、電流が負になっています。

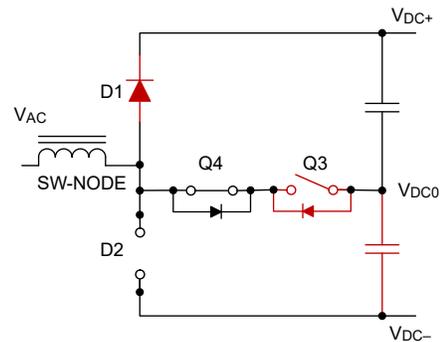


図 16. 正のグリッド サイクル中の Vienna 整流器シングル スwitching セルの概略図 (整流中のデバイスは赤色)

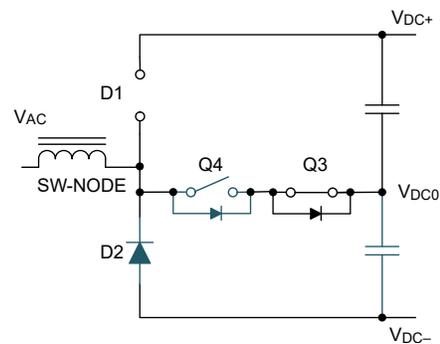


図 17. 負のグリッド サイクル中の Vienna 整流器シングル スwitching セルの概略図 (整流中のデバイスは青色)

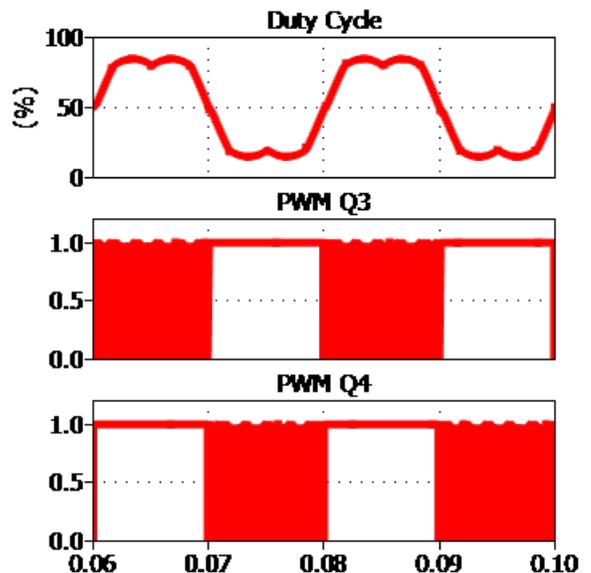


図 18. スwitching デューティ サイクルおよびゲートドライバ PWM 信号

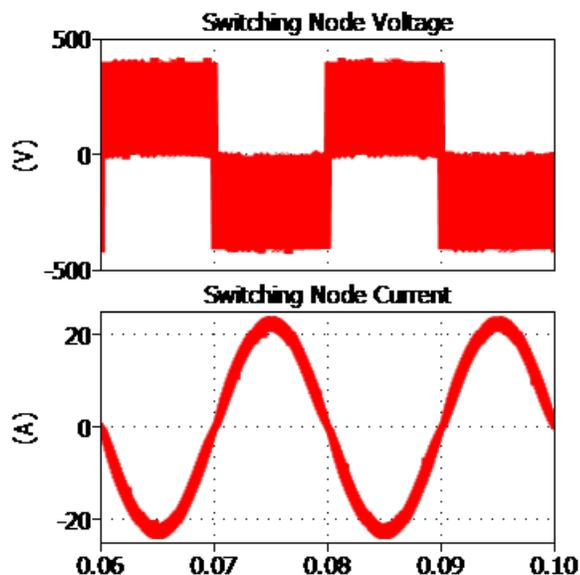


図 19. スイッチング電圧および電流

正の正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) の場合、Q4 は永続的にオン状態になっており、赤色で表示された Q3 は f_{PWM} でスイッチングしています (図 16 を参照)。負の正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) の場合、Q3 は永続的にオン状態になっており、青色で表示された Q4 は f_{PWM} でスイッチングしています (図 17 を参照)。T 型と同様に、Vienna 整流器の f_{RIPPLE} は f_{PWM} に等しくなります。D1 と D2 は V_{DC} 定格が必要であり (たとえば、800V の V_{DC} バスの場合は 1,200V 定格のデバイスが必要)、一方で Q3 と Q4 は V_{DC} の半分の定格で対応できます (たとえば、800V_{DC} バスには 600V 定格のデバイスが必要)。このように、Vienna 整流器の動作は T 型とよく似ています。

3 レベル ANPC インバータの基本動作原理

図 20 に、インバータモードと PFC モードを可能にする双方向トポロジである 3 レベル ANPC インバータの基本動作を示します。

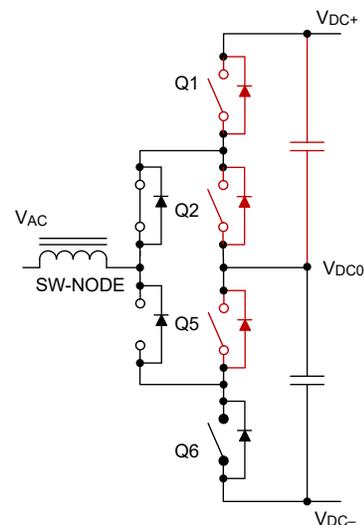


図 20. グリッド電圧が正の場合の ANPC インバータシングルスイッチングセルの概略図 (整流中のデバイスは赤色)

正の正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) の場合、Q3 は永続的にオン状態、Q4 はオフ状態になっています (図 20 を参照)。赤色で表示された Q1 と Q2 は f_{PWM} でスイッチングしています。また、Q5 は Q1 と一緒にスイッチングすることで、Q4 と Q6 の間で V_{DC} の半分を維持します。負の正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) の場合、Q4 は永続的にオン状態、Q3 はオフ状態になっています (図 21 を参照)。青色で表示された Q5 と Q6 は f_{PWM} でスイッチングしています。また、Q2 は Q6 と一緒にスイッチングすることで、Q1 と Q3 の間で V_{DC} の半分を維持します。この場合、 f_{RIPPLE} は f_{PWM} と等しくなりますが、Q3 と Q4 は f_{AC} (50 または 60Hz) でスイッチングしています。すべてのスイッチは、 V_{DC} の半分の定格 (800V~600V) で対応できます。T 型とは対照的に、ANPC インバータには特別な要件があり、電圧を V_{DC} の半分に平衡させるためにシャットダウンシーケンスが必要です。

図 22 と図 23 に、2 つのサイクルにおける ANPC インバータモードのスイッチング特性を示します。

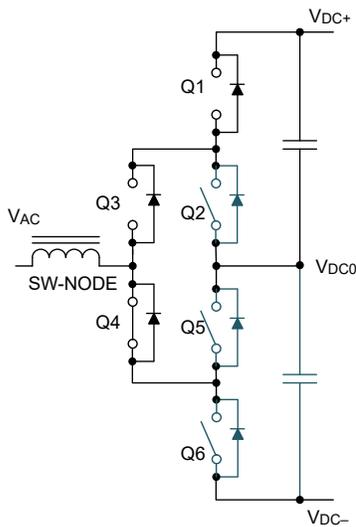


図 21. グリッド電圧が負の場合の ANPC インバータシングルスイッチングセルの概略図 (整流中のデバイスは青色)

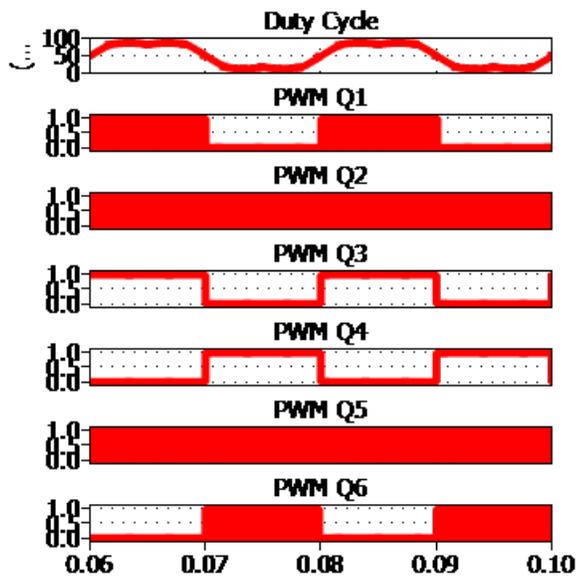


図 22. スwitching デューティ サイクルおよびゲートドライバ PWM 信号

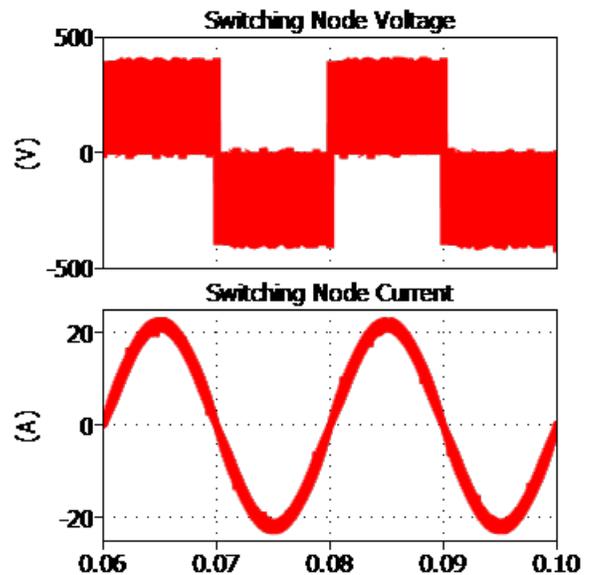


図 23. スwitching 電圧および電流

3 レベル NPC インバータの基本動作原理

図 24 に、インバータモードと PFC モードを可能にする双方向トポロジである 3 レベル NPC インバータの基本動作を示します。

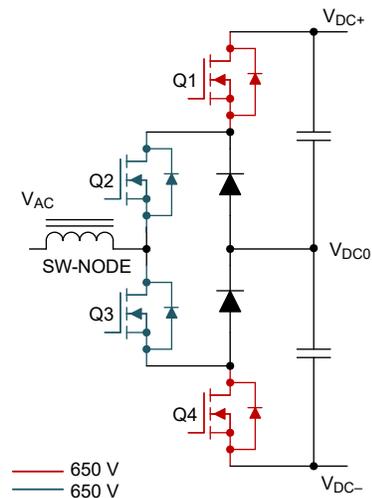


図 24. グリッド電圧が正の場合の NPC インバータシングルスイッチングセルの概略図 (整流中のデバイスは赤色)

正の正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) の場合、Q2 は永続的にオン状態、Q4 はオフ状態になっています (図 24 を参照)。赤色で表示された Q1 と Q3 は f_{PWM} でスイッチングしています。インダクタ電流の方向に応じて、Q1 がオフで Q3 がオンのときに D5 または D6 のいずれかがアクティブ (フリーホイール) になります。たとえば、インダクタ電流がスイッチ ノードから

V_{AC} に流れる場合、D5 は順バイアス、D6 は逆バイアスになります。一方、インダクタ電流が V_{AC} からスイッチ ノードに流れる場合、D6 は順バイアス、D5 は逆バイアスになります。負の正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) の場合、Q3 は永続的にオン状態、Q1 はオフ状態になっています (図 25 を参照)。青色で表示された Q4 と Q2 は f_{PWM} でスイッチングしています。出力 f_{RIPPLE} は f_{PWM} に等しくなります。に説明したように、インダクタ電流の方向に応じて、D5 または D6 のいずれかをアクティブ (フリーホイール) にすることができます。ANPC インバータと同様に、すべてのスイッチは V_{DC} の半分の定格で対応できます (たとえば、 $800V_{DC}$ バスには $600V$ 定格のデバイスが必要)。このトポロジでは、電圧を V_{DC} の半分に平衡させるためにシャットダウン シーケンシングも必要です。

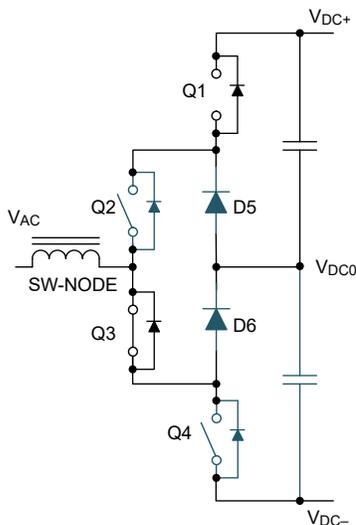


図 25. グリッド電圧が負の場合の NPC インバータシングルスイッチングセルの概略図 (整流中のデバイスは青色)

図 26 と図 27 に、2 つのサイクルにおけるインバータモードのスイッチング特性を示します。

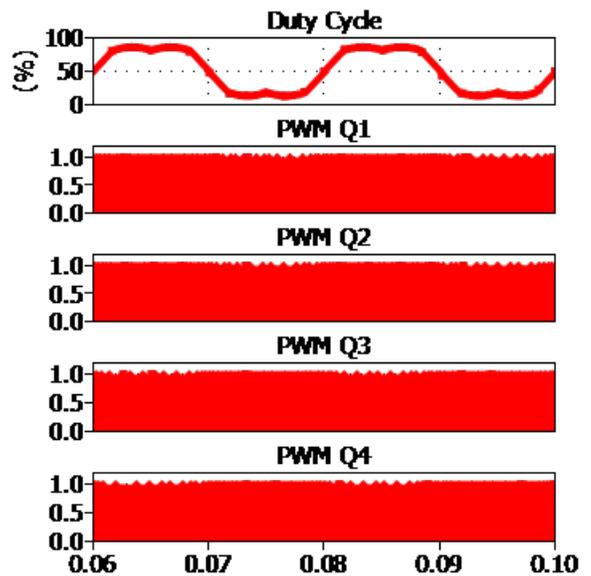


図 26. スwitching デューティ サイクルおよびゲートドライバ PWM 信号

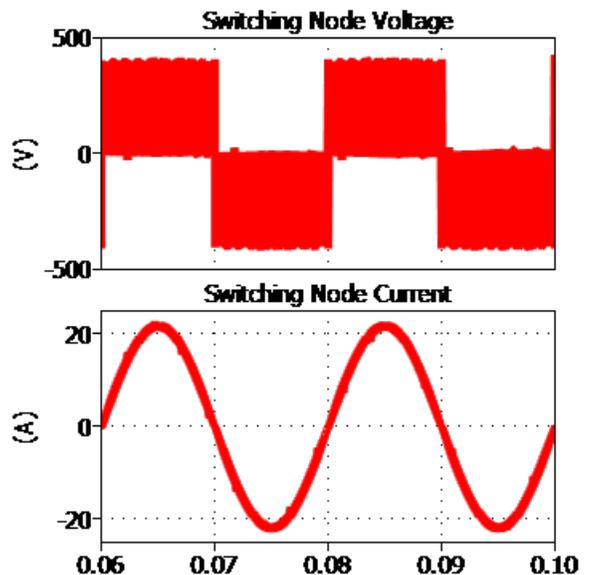


図 27. スwitching 電圧および電流

3レベル FC インバータの基本動作原理

図 28 に、インバータモードと PFC モードを可能にする双方向トポロジである 3レベル FC インバータの基本動作を示します。図 29 と 図 30 に、2つのサイクルにおけるインバータモードのスイッチング特性を示します。

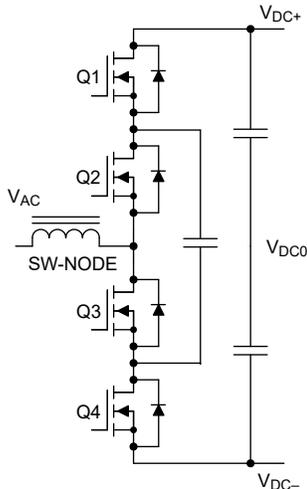


図 28. 3レベル FC インバータのシングルスイッチングセルの概略図

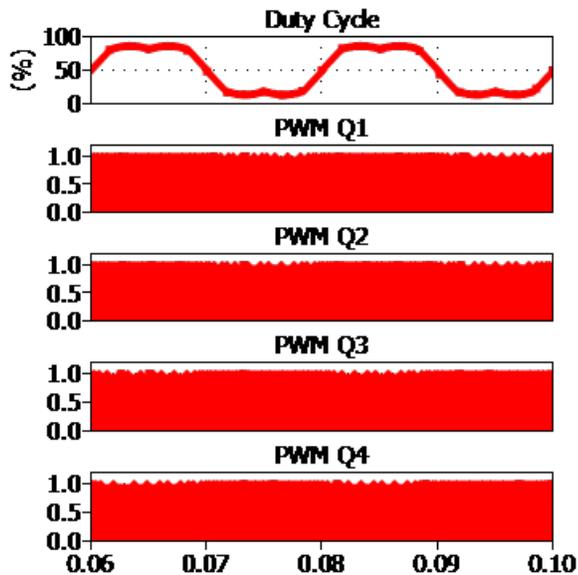


図 29. スwitchング デューティ サイクルおよびゲートドライバ PWM 信号

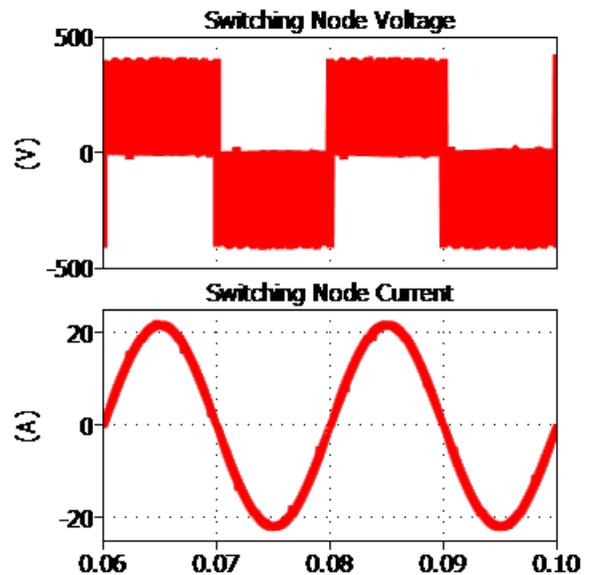


図 30. スwitchング電圧および電流

このトポロジでは、すべての電界効果トランジスタ (FET) は f_{PWM} でスイッチングしています。スイッチ ペア Q1 と Q4、Q2 と Q3 は互いに相補的であるため、2 組のデッドタイムが必要です。正の正弦波 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$) の場合、正のピーク時に Q1 と Q4、Q2 と Q3 は互いに 180 度位相がシフトしています。Q1 と Q2 は、Q3 と Q4 よりもオン状態にある時間が長いです (図 31 を参照)。負の正弦波 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$) の場合、負のピーク時に Q1 と Q4、Q2 と Q3 は互いに 180 度位相がシフトしています。Q1 と Q2 は、Q3 と Q4 よりもオフ状態にある時間が長いです (図 32 を参照)。ゼロクロス時には、Q1 と Q4、Q2 と Q3 のデューティ サイクルはそれぞれ 50% になります (図 33 を参照)。

これまでのトポロジとは対照的に、 f_{RIPPLE} は f_{PWM} の 2 倍に相当するため、磁気部品やコンデンサで使用するフィルタ部品が小型化されます。3レベル FC の場合、すべてのスイッチは V_{DC} の半分の定格で対応できます (たとえば、800V_{DC} バスには 600V 定格のデバイスが必要です)。FC を V_{DC} の半分まで初期充電することが重要です。さらに、各 FC を DC バス電圧の半分に充電した状態を維持するためには、電圧を能動的に制御する必要があるため、制御方式が複雑になります。ANPC インバータや NPC インバータと同様に、3レベル FC インバータでは、電圧を V_{DC} の半分に平衡させるためにシャットダウン シーケンシングが必要です。

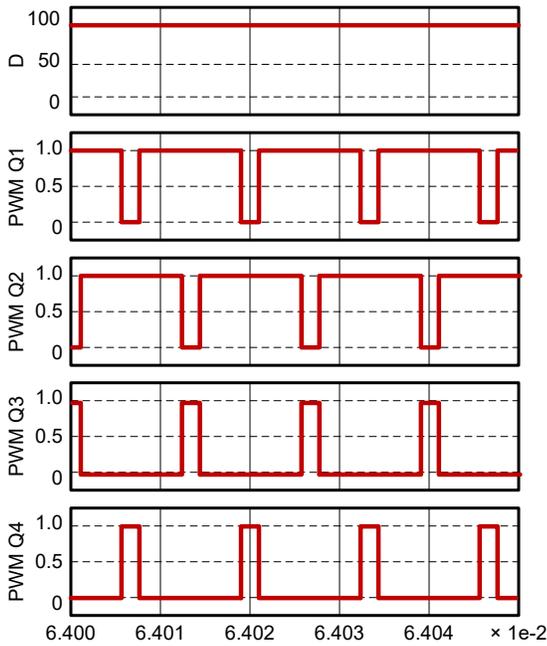


図 31. グリッド位相電圧が正の場合の PWM プロファイル

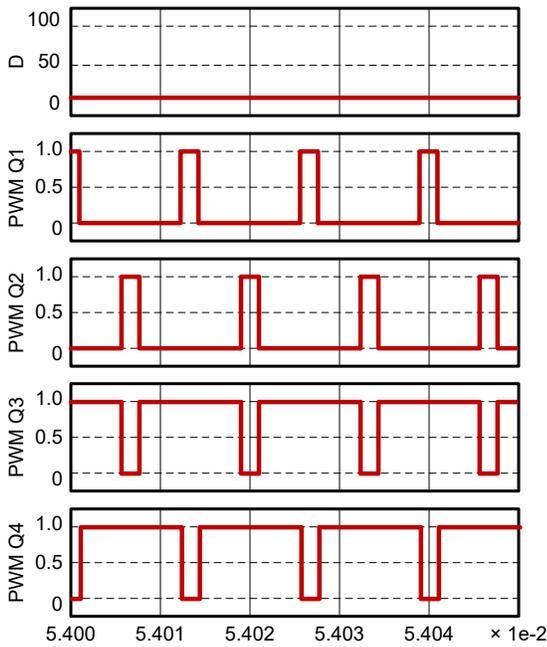


図 32. グリッド位相電圧が負の場合の PWM プロファイル

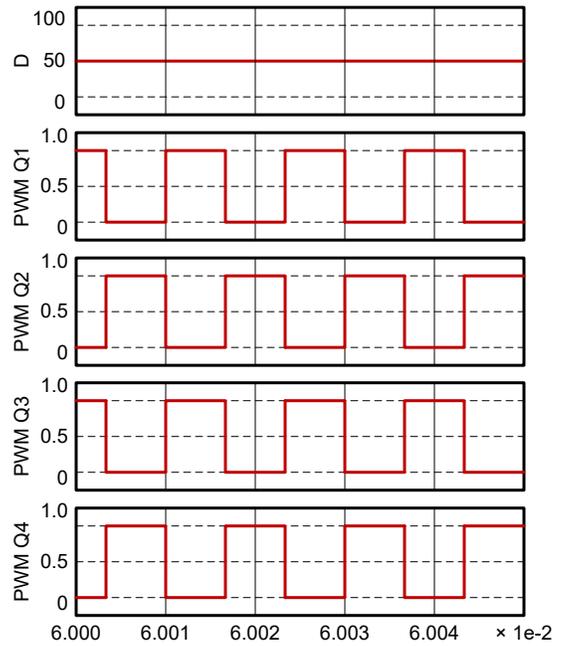


図 33. ゼロクロス時の PWM プロファイル

電源トポロジの比較

3 相コンバータを設計する場合の考慮事項:

- 入力フィルタリング
- 出力フィルタリング
- アクティブ部品の選定
- 制御
- ドライバ
- 測定

コンバータのサイズ、効率、コストが大まかに決定される要因:

- アクティブ部品と冷却
- 出力フィルタリング (コンデンサ)
- 入力フィルタリング (EMI フィルタリング)

適用する手法

電力損失、DC リンクの 2 乗平均平方根 (RMS) 電流、Vienna、T 型、ANPC、NPC、FC の各コンバータの同相ノイズを比較してみましょう。調査の一貫性を保つために、800V_{DC} と 400V_{AC} で 11kVA の定電力を設定しました。これらのコンバータは異なるスイッチング周波数でスイッチングを行います、常にアクティブ部品の消費電力を 130W に保つことを目標としています。

AC/DC コンバータは固定された皮相電力で動作しますが、力率が変化することで、PFC、インバータ、容量性、誘導性の動作が生じます。図 34 に、対称型システムにおける 3 相インバータの 4 象限動作ポイントを示します。AC/DC コンバータを PFC、誘導性負荷、インバータ、容量性負荷としてそれぞれ動作させた場合の 3 相電流、電圧、および対応する位相シフトを示します。電流と電圧の振幅は一定であるため、皮相電力は一定です。

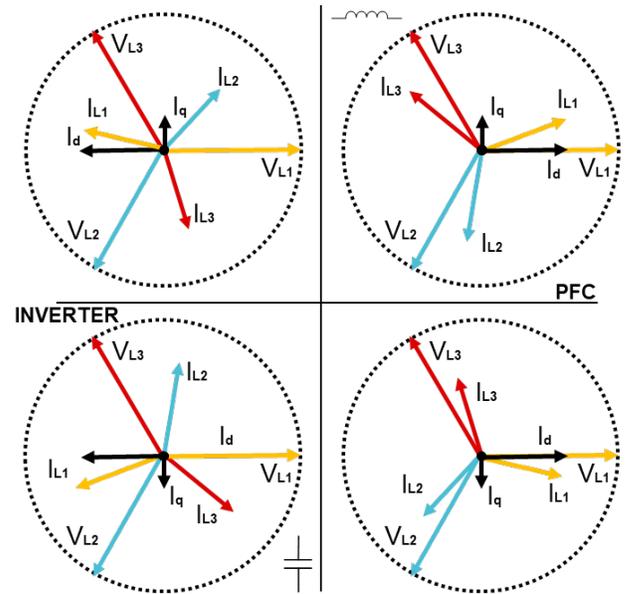


図 34. 3 相コンバータの動作領域

同期リファレンス フレーム制御方式を適用し、振幅を一定に保ちながら電圧に対して電流を制御することで、有効電力と無効電力を高精度で制御することができました (図 35 を参照)。

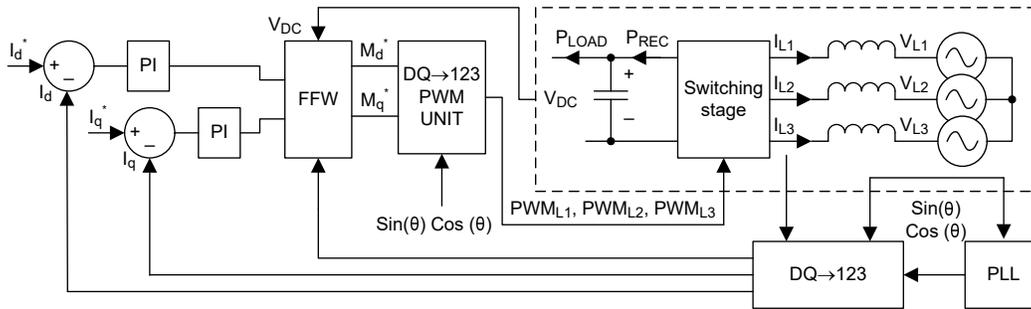


図 35. 電流制御ループを備えた同期リファレンス フレーム制御のブロック図

図 35:

- フェーズ ロック ループ (PLL) は、グリッドとコンバータの同期を行います。PLL は、グリッド電圧の測定値を計算することで、グリッドに対するリファレンス角度を提供します。
- クラーク変換とパーク変換は、PLL から得られた角度を使用して、3 相変数を直交変数に変換します (123 -> DQ)。直交電流は、有効電力と無効電力を直接制御し、皮相電力 (I_d と I_q) を制御します。
- フィード フォワード (FFW) により、電流制御ループの応答が速くなり、システムの帯域幅が固定されるとともに、DC リンク電圧の正規化とグリッド電圧の追加が内部で処理されます。
- 2 つの比例積分 (PI) 制御ループが I_d と I_q の電流を制御します。

また、図 35 に、 I_d^* と I_q^* を変化させて、3 相コンバータの電流を制御する方法も示しています。式 1 と式 2 は、 I_d と I_q の各値を表しています。

$$I_d^* = I_{ref} \times \cos(\theta) \quad (1)$$

$$I_q^* = I_{ref} \times \sin(\theta) \quad (2)$$

ここで、 I_{ref} はグリッド電流 (この場合は $16A_{RMS}$)、と θ は電流と電圧の間の望ましい位相差を示します。

実際のシナリオでは、 θ は -180 度 \sim 180 度の範囲で変化することで、PFC、インバータ、誘導性と容量性の動作を実現できます。

アクティブ部品の電力損失の比較

部品損失の測定

時間領域シミュレーションを実行した場合、図 36 に示すように、各トポロジで使用される各アクティブ部品の導通損失とスイッチング損失は時間によって変化します。

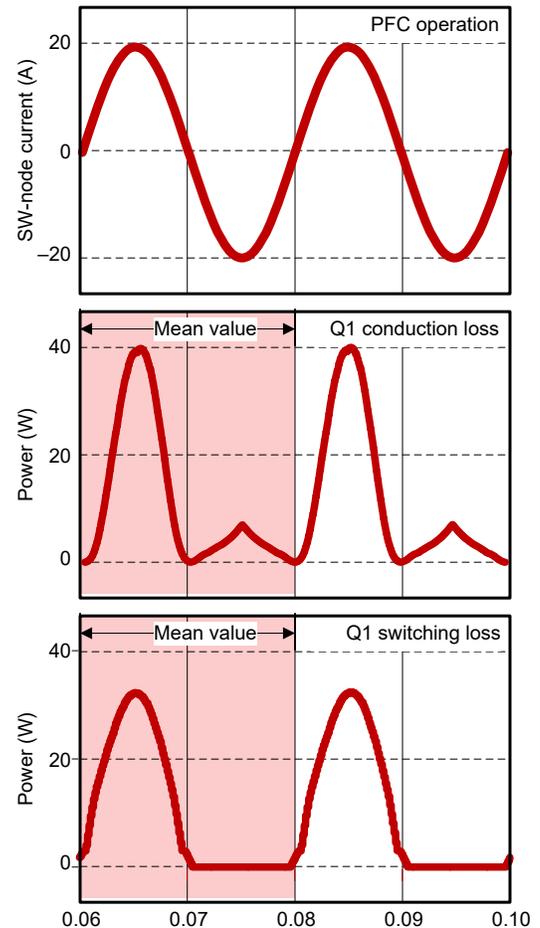


図 36. アクティブ部品の導通損失およびスイッチング損失

図 36 では、 I_{SW} は 3 相 2 レベル コンバータのスイッチング ノード電流と、Q1 の導通損失とスイッチング損失を表しています (図 37 を参照)。

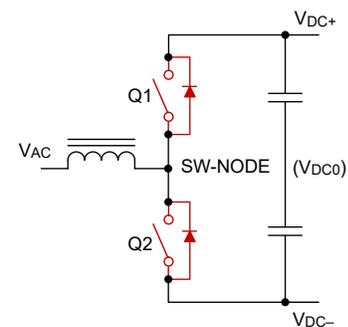


図 37. 2 レベル コンバータ シングル レグの概略図

図 36 から、導通損失とスイッチング損失は、電流も変化するため、電氣的周期 (20ms) に対して時間によって変化することがわかります。前半 (0.06 秒~0.07 秒) では、スイッチング損失と導通損失が電流と同じ傾向を示しています。後半 (0.07 秒~0.08 秒) では、Q1 が常にソフト スwitchングしているため、スイッチング損失はゼロです。

一方、空間ベクトル変調のため、導通損失は適切な正弦波ではありません (図 37 を参照)。このようにして瞬時電力の平均値を計算すると、導通損失とスイッチング損失の平均値が得られます。図 36 の赤色の矩形は、損失の平均値が計算された領域を示しています。

2 レベル コンバータのアクティブ部品の損失解析

図 37 に示すように、2 レベルの 3 相コンバータは 3 つの基本スイッチングセルで構成されています。電力定格 11kVA のコンバータで、ドレイン - ソース間オン抵抗 $R_{DS(on)}$ が 75m Ω 、Q1 と Q2 の両方に対してブロッキング電圧が 1.2kV のシリコンカーバイド (SiC) デバイスを選択しました。スイッチング周波数が 60kHz の場合、6 つのスイッチによるアクティブ部品の損失は合計 130W です。図 38 と図 39 に、力率に対する Q1 と Q2 の導通損失とスイッチング損失をそれぞれ示します (図 37 を参照)。スイッチング損失とは、デバイスのターンオン損失とターンオフ損失を指します。

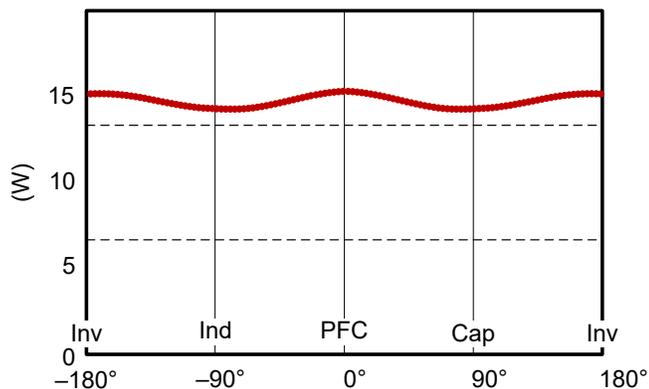


図 38. 11kW で動作している場合の力率に対する 2 レベル コンバータの Q1 と Q2 の導通損失

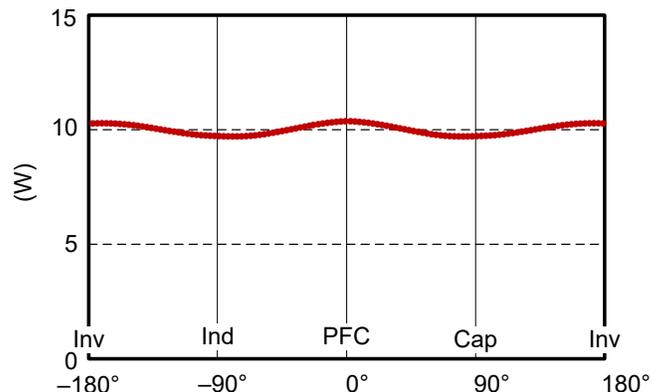


図 39. 力率 (動作角度) に対する 2 レベル コンバータの Q1 と Q2 のスイッチング損失

コンバータ自体の正弦波動作により、上部スイッチと下部スイッチの導通損失とスイッチング損失は同じになります。周期の半分の間、電流が Q1 を通過し、残りの半分が Q2 を通過するため、損失は等しくなります。コンバータの力率を変化させても、導通損失とスイッチング損失の両方に大きな違いはありません。これらの結果から、2 レベルの 3 相コンバータは、力率を変化させても、効率と消費電力の点で、ほとんど同じように動作すると結論づけることができます。言い換えれば、PFC やインバータとして動作しても、デバイスを選択に大きな変化はないということです。このトポロジは、同じパワー スwitch を選択しても最適化されています。

3 レベル T 型および Vienna 整流器

電力定格が 11kVA の 3 レベル T 型インバータでは、Q1 と Q2 には $R_{DS(on)}$ が 75m Ω 、ブロッキング電圧が 1.2kV、Q3 と Q4 には $R_{DS(on)}$ が 60m Ω 、ブロッキング電圧が 650V の SiC デバイスを選択しました (図 40 を参照)。スイッチング周波数が 100kHz の場合、12 個のスイッチによるアクティブ部品の平均合計損失は 130W です。

Vienna 整流器では、D1 と D2 にはブロッキング電圧 1.2kV、30A 定格の SiC ダイオードを、Q3 と Q4 には 60m Ω 、650V の SiC MOSFET を選択しました (図 40 を参照)。95kHz でのスイッチングで目標損失を達成しました。

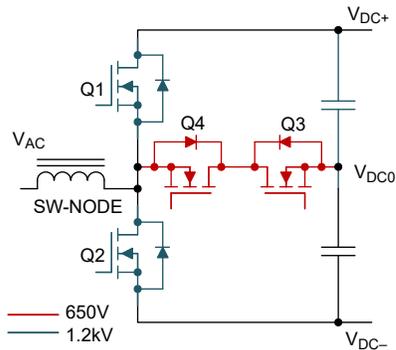


図 40. 3レベル T型シングルレグの概略図 (1.2kV の部品は青色、650V の部品は赤色)

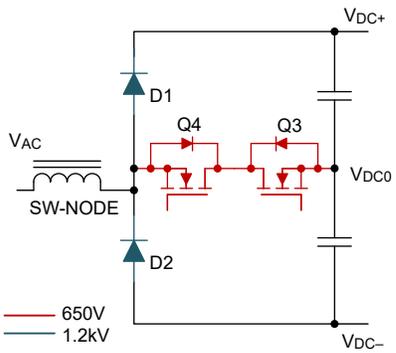


図 41. 3レベル Vienna シングルレグの概略図 (1.2kV の部品は青色、650V の部品は赤色)

図 42～図 45 は、力率に対する Q1、Q2、Q3、Q4 の導通損失とスイッチング損失を示しています。

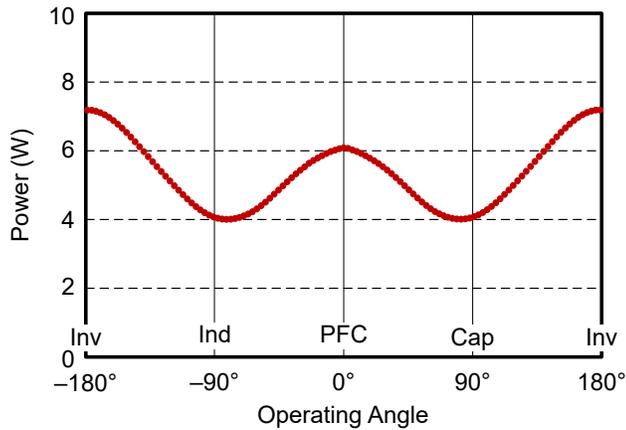


図 42. 力率に対する T 型コンバータの Q1 と Q2 の導通損失

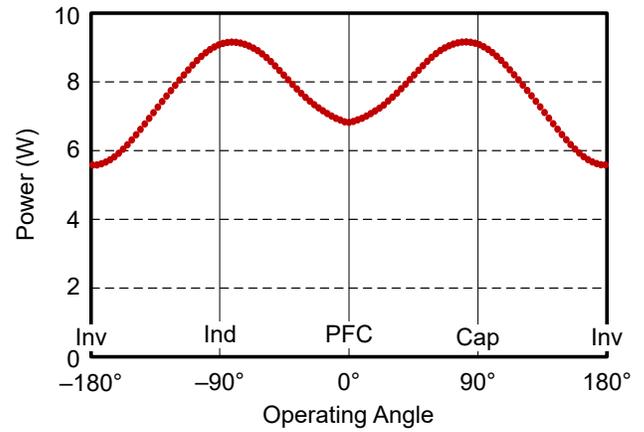


図 43. 力率に対する T 型コンバータの Q3 と Q4 の導通損失

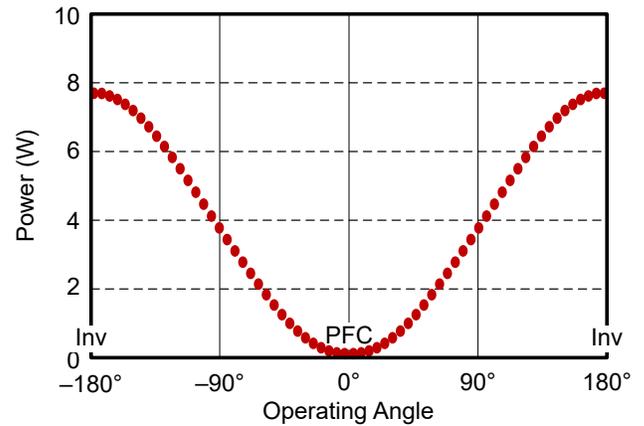


図 44. 力率に対する T 型コンバータの Q1 と Q2 のスイッチング損失

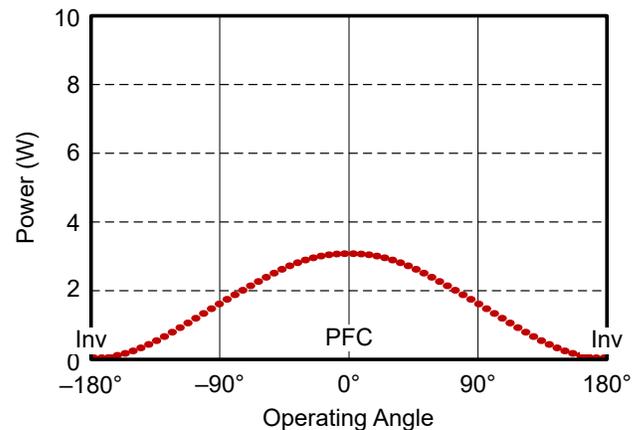


図 45. 力率に対する T 型コンバータの Q3 と Q4 のスイッチング損失

図 42 と 図 43 から、Q1、Q2、Q3、Q4 の導通損失が必ずしもゼロではないことがわかります。Q1 と Q2 は PFC として動作する際に損失が少なく、Q3 と Q4 は無効電力をグリッドに供給する際に損失が大きくなります (容量性と誘導性)。図 44 と 図 45 から、T 型コンバータをインバータとして動作させた場合、Q3 と Q4 にはスイッチング損失が発生しませんが、Q1 と Q2 では最大損失が測定されることがわかります。さらに、スイッチング周波数が高い場合 (60kHz~100kHz) でも、Q1 と Q2 のスイッチング損失は 2 レベル コンバータに比べてはるかに低くなります。これは、Q1 と Q2 が 800V ではなく 400V でスイッチングしているからです。太陽光発電 (PV) アプリケーションのように、コンバータがインバータとして動作する場合、Q3 と Q4 にワイド バンドギャップ デバイスを使用する必要はありませんが、アンチパラレル ダイオードを搭載した絶縁型ゲートバイポーラトランジスタやシリコン スーパー Junction MOSFET のような低コストのデバイスを使用することもできます。

コンバータが PFC モードで動作しているとき、Q1 と Q2 のスイッチング損失はありません。この場合、Q1 と Q2 に対して低コストのオプションを検討することができるため、このタイプのコンバータは単方向 DC 充電ステーションのようなアプリケーションにとって非常に魅力的です。Q1 と Q2 を Vienna 整流器のようにダイオードで代用すると、BOM コストは削減できますが、最適な無効電力補償が犠牲になります。図 46~ 図 48 に、Vienna 整流器の損失を示します。

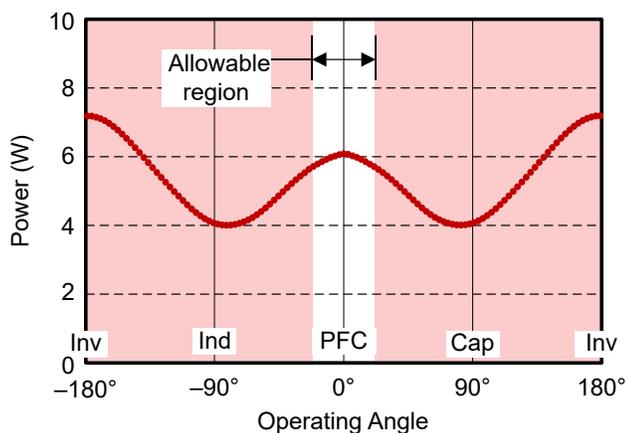


図 46. Vienna 整流器の D1 と D2 の導通損失

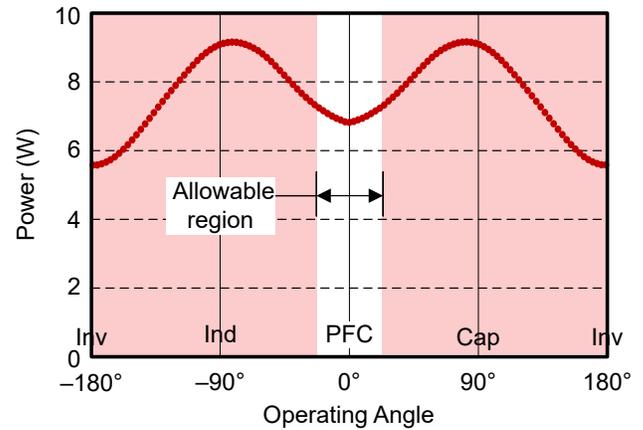


図 47. Vienna 整流器の Q3 と Q4 の導通損失

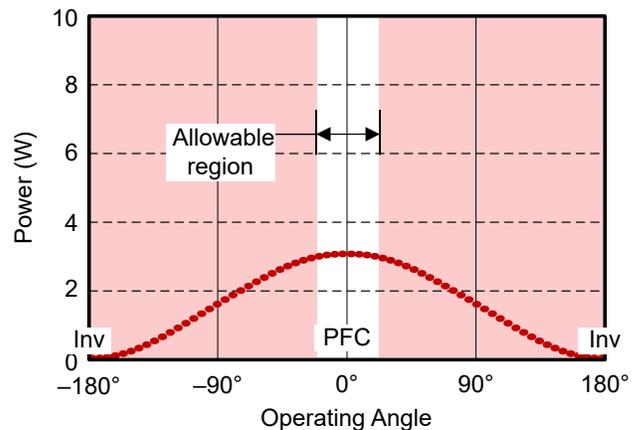


図 48. Vienna 整流器の Q3 と Q4 のスイッチング損失

3 レベル NPC コンバータ

電力定格が 11kVA の 3 レベル NPC コンバータでは、Q1 と Q2 には $R_{DS(ON)}$ が $3\text{m}\Omega$ 、ブロッキング電圧が 600V の SiC デバイス、ダイオードには 30A、650V 定格の SiC ショットキーバリア ダイオード (SBD) を選択しました (図 49 を参照)。このコンバータは 98kHz で動作するため、130W の電力損失が生じます。

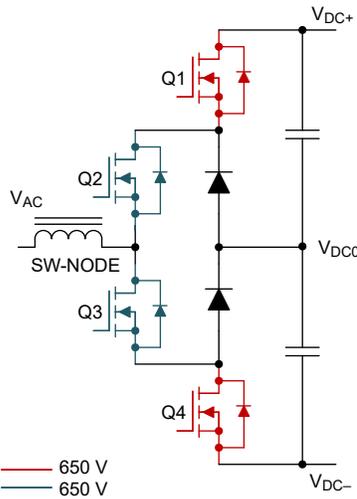


図 49. 3 レベル NPC シングル レグの概略図

図 49 に示す全てのアクティブ部品の導通損失とスイッチング損失を導き出しました。各結果を図 50～図 53 に示しています。

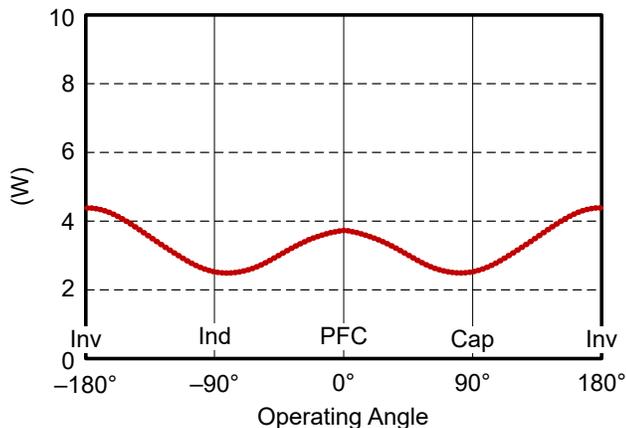


図 50. 力率に対する NPC コンバータの Q1 と Q4 の導通損失

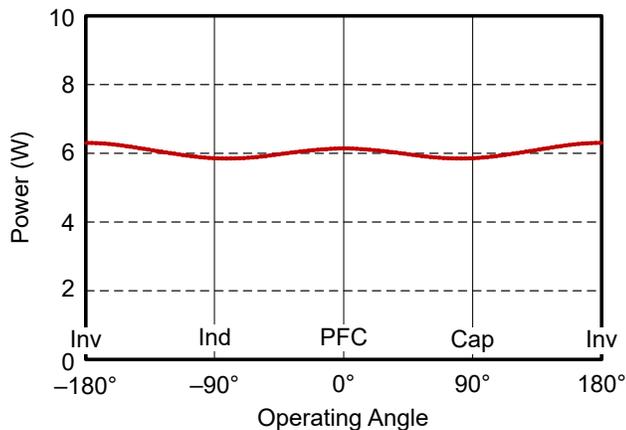


図 51. 力率に対する NPC コンバータの Q2 と Q3 の導通損失

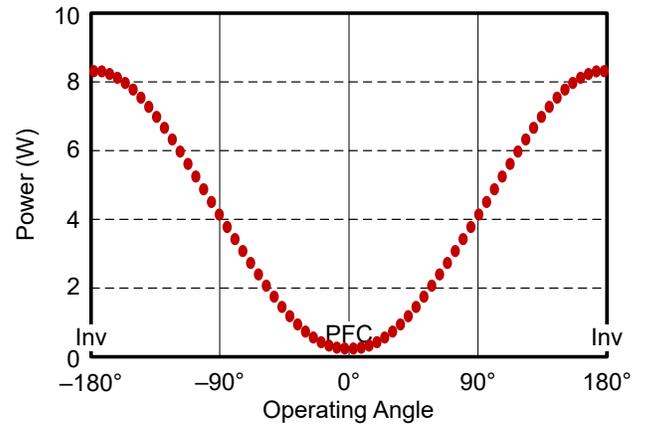


図 52. 力率に対する NPC コンバータの Q1 と Q4 のスイッチング損失

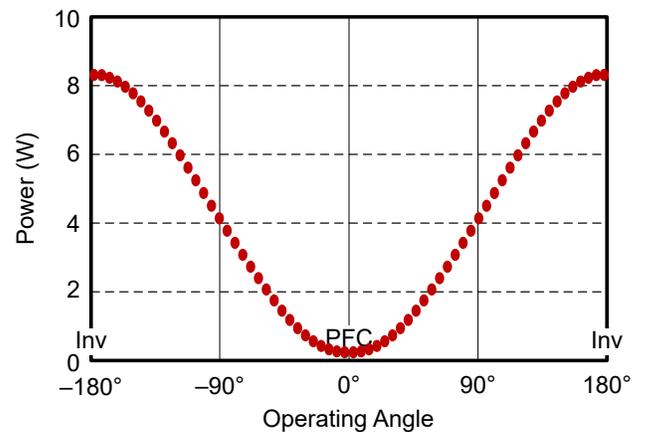


図 53. 力率に対する NPC コンバータの Q2 と Q3 の導通損失

Q1、Q2、Q3、Q4 は常に導通損失を示しています。グリッドと DC リンク間の電圧比に起因する Q1、Q4、Q2、Q3 の導通損失には重要な違いがあります。DC リンクの電圧が高い場合、Q2 と Q3 の消費電力が増加し、設計が適切でない場合には単一のデバイスが過熱する可能性があります。AC/DC 電圧比に基づいて、AC/DC 電圧比が高い場合には Q2 と Q3 の $R_{DS(on)}$ が低いスイッチング デバイスを選択できます。

スイッチング損失グラフは、アクティブ デバイスのピーク時のスイッチング損失が等しいことを示しています。3 レベル NPC コンバータが PFC として動作する場合、Q1 と Q4 にはスイッチング損失がないため、SiC 以外の低コストなデバイスを選択できます。同様に、3 レベル NPC コンバータがインバータとしてのみ機能する場合、Q2 と Q3 にシリコン デバイスを使用できます。

3 レベル ANPC コンバータ

電力定格が 11kVA の 3 レベル ANPC コンバータでは、 $R_{DS(ON)}$ が 35mΩ の SiC デバイスを選択しました。高周波動作の Q1、Q2、Q5、Q6 には 650V のブロッキング電圧を持ち、低周波動作の Q3、Q4 には 35mΩ、650V の定格電圧を持つデバイスを選びました。図 54 を参照してください。

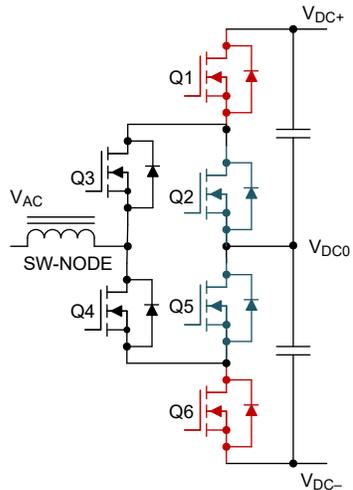


図 54. 3 レベル ANPC シングル レグの概略図。すべての部品は 600V 定格で、Q1、Q2、Q5、Q6 は高周波スイッチです。

このコンバータは 108kHz で動作するため、130W の電力損失が生じます。図 55～図 58 は、力率に対するスイッチング損失と導通損失を示しています。

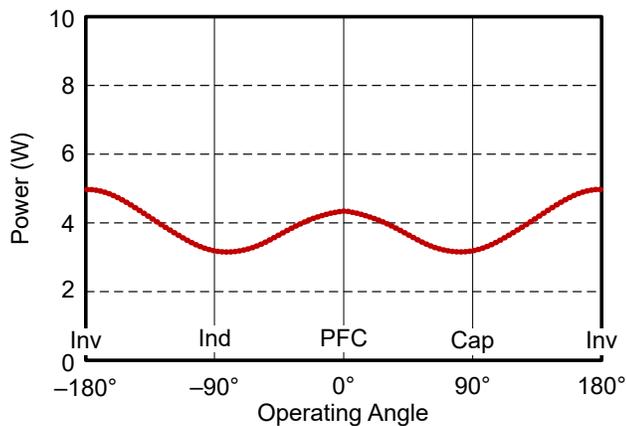


図 55. 力率に対する ANPC コンバータの Q1 と Q6 の導通損失

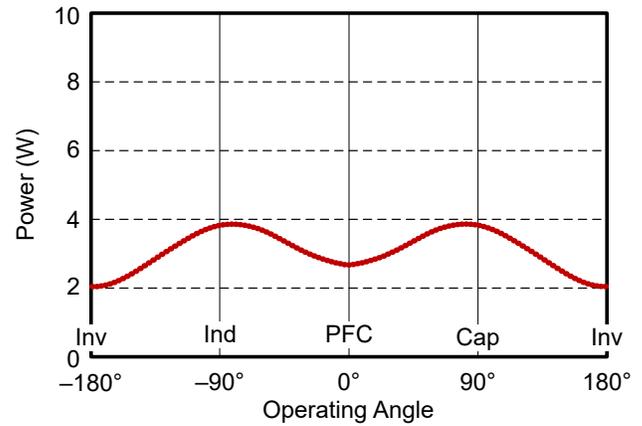


図 56. 力率に対する ANPC コンバータの Q2 と Q5 の導通損失

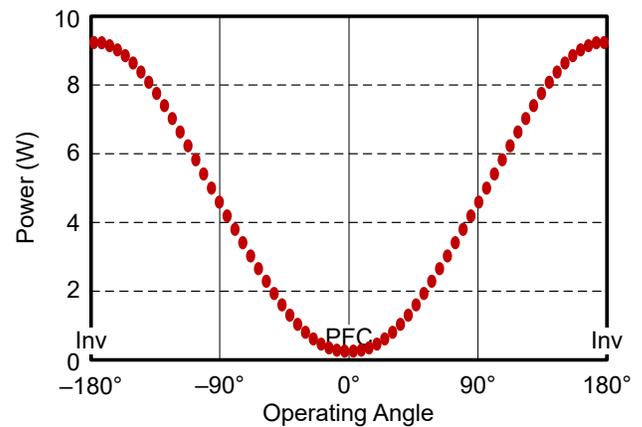


図 57. 力率に対する ANPC コンバータの Q1 と Q6 のスイッチング損失

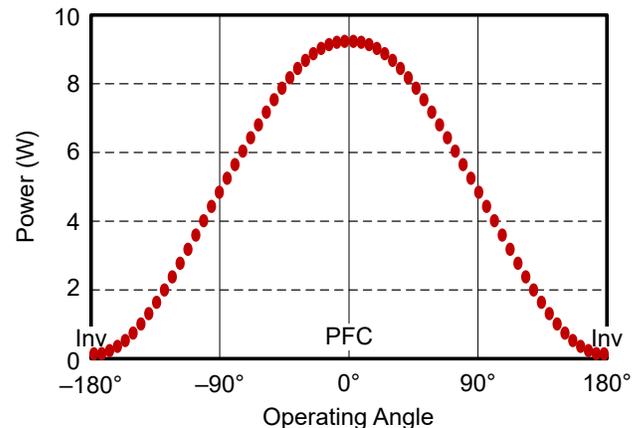


図 58. 力率に対する ANPC コンバータの Q2 と Q5 のスイッチング損失

Q1、Q2、Q5、Q6 は常に導通損失を示しています。NPC コンバータと比較して、Q1 と Q4、Q2 と Q3 の導通損失には重要な違いはありません。スイッチング損失グラフは、アクティブデバイスのピーク時のスイッチング損失が等しいことを示して

います。コンバータが PFC として動作し、Q1 と Q6 にスイッチング損失がない場合、SiC 以外のデバイスを選択することができます。同様に、コンバータがインバータとしてのみ動作する場合、Q2 と Q5 に SiC 以外のデバイスを選択することができます。

3 レベル FC コンバータ

このトポロジでは、すべてのスイッチに対して 35mΩ、600V 定格のデバイスを選択しました。図 59 を参照してください。このトポロジで選択したスイッチング周波数は 69kHz で、これにより消費電力は 130W になります。スイッチの導通損失は、図 60 に示すように外挿されています。

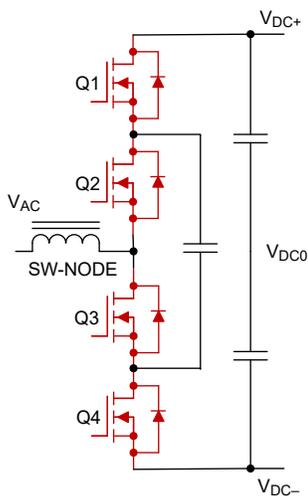


図 59. 3 レベル FC シングル レグの概略図。すべてのスイッチは 600V 定格 です (Q1、Q2、Q3、Q4)。

図 60 から、4 つのデバイスと動作モードすべてで導通損失がほぼ一定であることがわかり、デバイス全体で損失が最適化されていることが推測できます。導き出されたスイッチング損失 (図 61 を参照) は、PFC 動作とインバータ動作に大きな違いがないことを示しています。

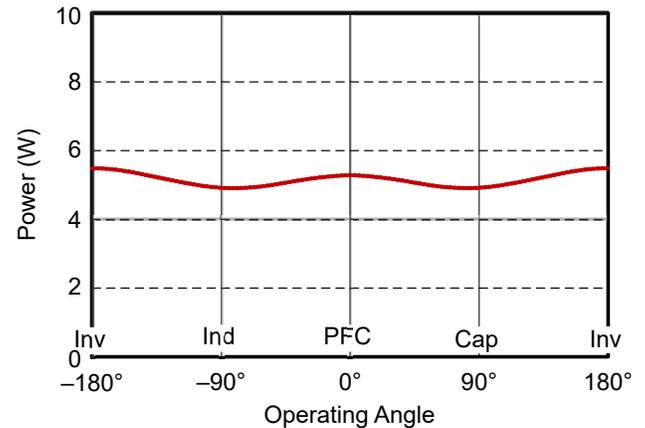


図 60. 力率に対する FC コンバータの Q1、Q2、Q3、Q4 の導通損失

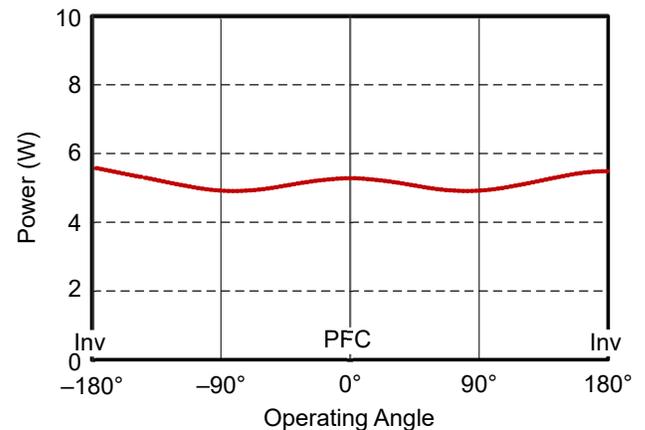


図 61. 力率に対する FC コンバータの Q1、Q2、Q3、Q4 のスイッチング損失

コンデンサのリプル電流

適用する手法 で提案した同じ手法を適用して、すべてのコンバータをフルパワーで動作させ、力率に基づいて DC リンクコンデンサを流れるリプル電流を分析し、各コンバータトポロジのフィルムコンデンサ、電解コンデンサ、セラミックコンデンサに関する情報を収集しました。

2 レベルトポロジ

力率を変化させて、グリッドに流れる RMS 電流を同じに保ち、DC リンクコンデンサに流れる RMS 電流を測定して、2 レベルコンバータを動作させました (図 62 を参照)。2 レベルコンバータの場合、コンデンサに流れる RMS 電流に大きな変化はありませんでした。

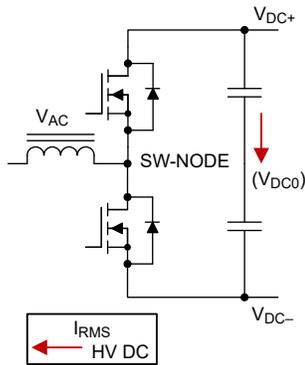


図 62. 電流の 2 レベル概略図

図 63 から、RMS 電流の大半は高周波数で構成されていることがわかりました (低周波数成分はごくわずかです)。したがって、DC リンクコンデンサの設計には、フィルムコンデンサとセラミックコンデンサの組み合わせが適しています。

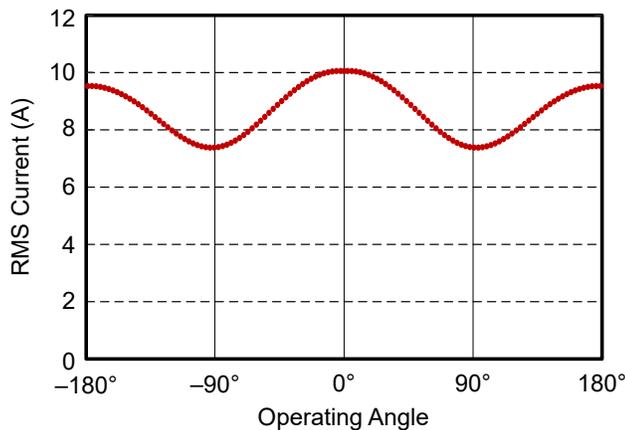


図 63. DC リンクコンデンサに流れる高周波 RMS リップル電流

DC 中間点がない 3 レベルトポロジ

力率を変化させ、グリッドに流れる RMS 電流を同じに保ち、DC リンクコンデンサに流れる RMS 電流を測定して、3 レベル FC コンバータを動作させました (図 64 を参照)。

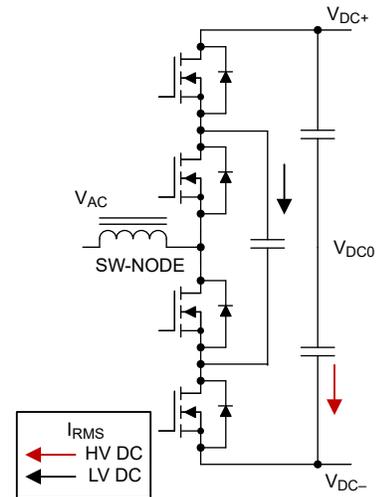


図 64. DC リンクとフライングコンデンサに電流が流れる 3 レベル FC の概略図

図 65 から、DC リンクと FC の両方について、RMS 電流の大半は高周波数で構成されていることがわかりました (低周波数成分はごくわずかです)。したがって、DC リンクコンデンサの設計には、フィルムコンデンサとセラミックコンデンサの組み合わせが適しています。FC の場合、セラミックコンデンサを選択すると、電源ループ内の寄生インダクタンスが減少します。

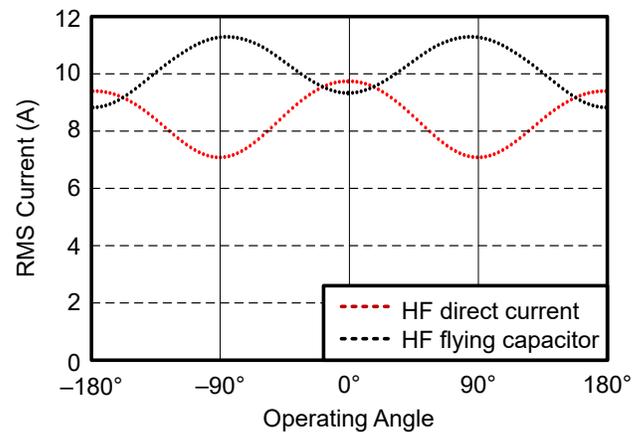


図 65. 力率に対する DC リンクコンデンサおよび FC に流れる高周波リップル電流

3レベルトポロジの DC 中間点

力率を変化させて、グリッドに流れる RMS 電流を同じに保ち、DC リンクコンデンサに流れる RMS 電流を測定して、3レベルコンバータを動作させました (図 66 を参照)。

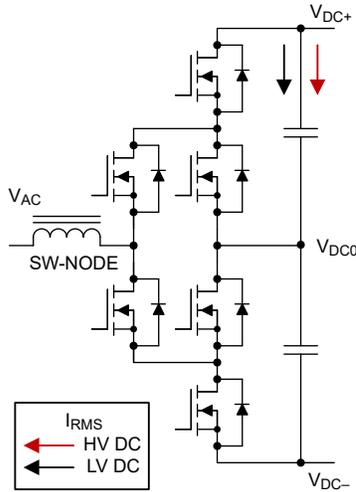


図 66. DC リンクに流れる電流を示す 3レベル ANPC の概略図

中間点 (VDC0) がある 3レベルコンバータすべてで、同じ結果が得られました。図 67 から、DC リンクに高周波成分と低周波成分の両方が観察され、このトポロジにはセラミックコンデンサ、フィルムコンデンサ、電解コンデンサが必要であるこ

とがわかります。低周波数成分が最も少ないため、多くのコンデンサを必要とせず、コンバータが PFC として動作するかインバータとして動作するかにかかわらず、設計の最適化が可能です。

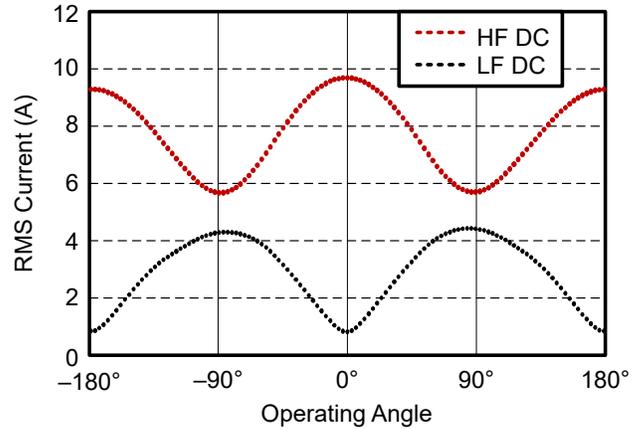


図 67. 高周波成分と低周波成分に分割された DC リンクに流れる電流を示す 3レベル ANPC の概略図

同相ノイズの比較

同相ノイズ電圧を求めるために、中間点のリファレンス VDC0 に対するスイッチング ノード電圧を測定しました。図 68 と式 3 に、同相ノイズの測定と計算の方法を示します。

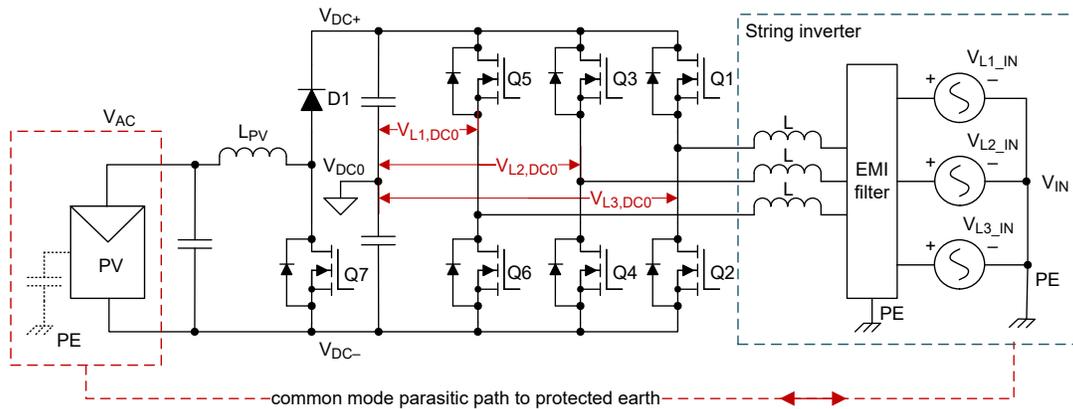


図 68. 3 相インバータがグリッドに注入するノイズの概略図

$$V_{CM} = \frac{(V_{L1,DC0} + V_{L2,DC0} + V_{L3,DC0})}{3} \quad (3)$$

3相コンバータがスイッチングすると、寄生電流を生じる同相電圧が生成されます。同相ノイズは、とりわけグラウンドへの表面容量性結合が著しく高い太陽光発電アプリケーションでは、大きな影響を与える可能性があります。ソーラーパネルの寄生コンデンサは、通常 200nF/kWp (取り付け時のキロワット電力ピーク) です。寄生容量が大きいと、安全性に関する問題が発生したり、残留電流デバイスが不要なトリガを引き起こす可能性があります。

2 レベル コンバータ

DC リンク電圧とトポロジの種類に起因する同相電圧の影響を明らかにするため、異なる力率と負荷でさまざまなテストを実施しました。

図 69 に、2 レベル コンバータで生成される同相電圧を示します。図 70 は、図 69 の一部を拡大したものです。

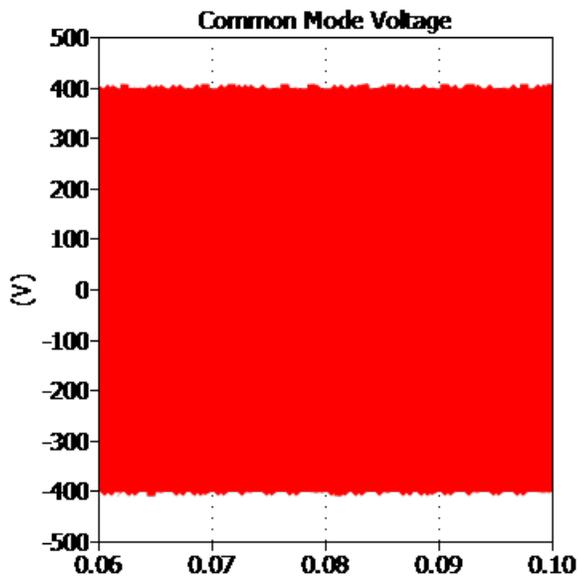


図 69. 2 レベル コンバータ動作時に測定された同相ノイズ

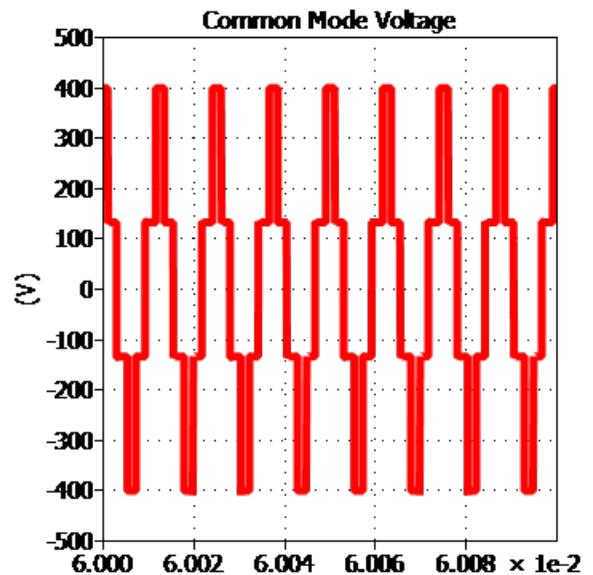


図 70. 図 69 の拡大部分

800V_{DC} リンクを使用した場合、400V という高いピーク同相電圧と 310V_{RMS} という RMS 電圧が測定されました。これにより、高い同相ノイズを抑制するためにサイズの大きな同相フィルタが必要になる可能性があります。

3 レベル コンバータ

異なる力率と負荷でさまざまなテストを実施しました。すべてのテストにおいて、同相電圧は主に DC リンク電圧値に影響され、負荷には影響されませんでした。本書で説明しているように、3 レベル コンバータ間のノイズに目立った違いは認められませんでした。

図 71 に、3 レベル コンバータによって生成される同相電圧を示します。図 72 は、図 71 の一部を拡大したものです。

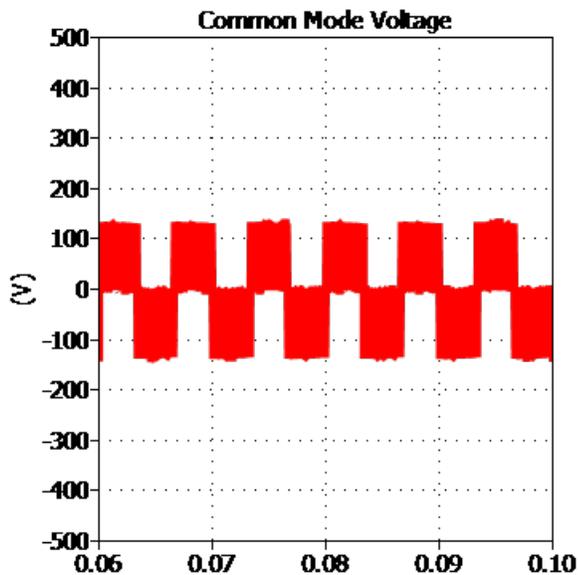


図 71. 3レベルコンバータ動作時に測定された同相ノイズ

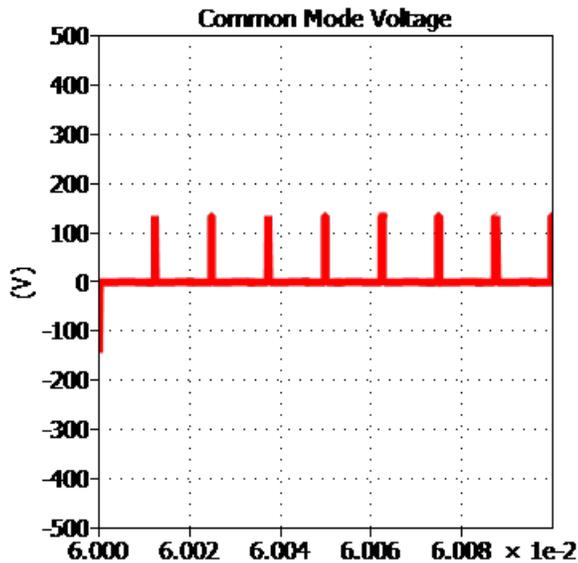


図 72. 図 71 の拡大部分

図 71 と図 72 に注目すると、800V_{DC} リンクでピーク電圧が 133V、RMS 電圧が 74V_{RMS} であることから、2レベルコンバータに比べて同相ノイズが大幅に改善されていることがわかります。これは、入出力 EMI フィルタのコスト削減と小型化につながるものです。

BOM の比較

ここでは、全高調波歪み、EMI、効率に関して、すべてのトポロジがほぼ同じ性能を示すと仮定して、昇圧コンバータのさまざまな BOM コストを比較してみます。

図 73 では、BOM を 4 つのカテゴリにグループ化しました。

- パワー スイッチ: 高電圧シリコン MOSFET または SiC MOSFET などのパワー デバイス
- 受動部品: 同相チョーク、フィルム コンデンサ、PFC インダクタ
- 電解コンデンサ: DC リップル除去に使用される高電圧の電解コンデンサ
- 半導体: ゲートドライバ、絶縁型電源、電流測定デバイス、電圧測定デバイス、マイクロコントローラ

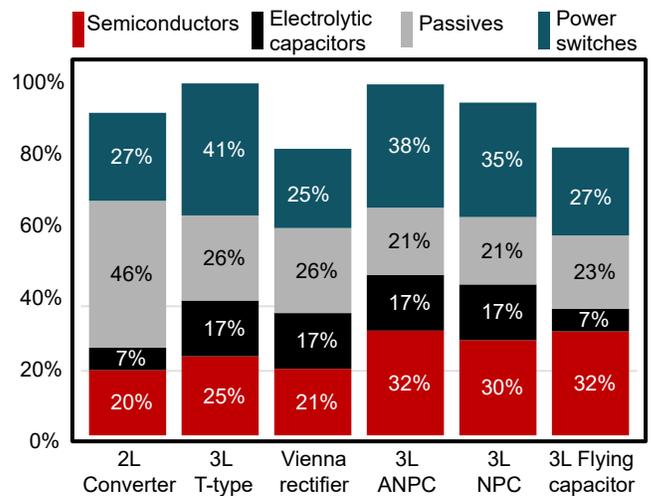


図 73. BOM の比較

コストのリファレンス モデルは 2 レベル コンバータで、コスト 100% として計上しています。電解コンデンサを含めた受動部品は、相対的な総コストの 53% を占めています。パワー スイッチはわずか 27% を占めています。Vienna 整流器は、受動部品、コンデンサ、スイッチのコストが最も低いため、相対的なコストが最も低くなっています。NPC コンバータ、T 型コンバータ、ANPC コンバータは同じようなコストです。また、これらのコンバータの電力密度はほぼ同等です。FC3L は受動部品のコストが低いため、コストを大幅に削減できます。このトポロジは経済的に高電力密度を実現するうえで非常に魅力的なものです。

実験結果の比較

T 型コンバータ、2 レベル コンバータ、および Vienna 整流器

『10kW、双方向 3 相 3 レベル (T 型) インバータおよび PFC のリファレンス デザイン』を、2 レベルおよび 3 レベルのコンバータ、Vienna 整流器として動作させました。これは定格 11kW のコンバータです。このコンバータを PFC モードで 800V、50kHz で動作させました。

T 型コンバータとして動作させる場合の仕様は、650V で 60mΩ (SiC)、1,200V で 75mΩ (SiC) です。2 レベル コンバータとして動作させる場合の仕様は、1,200V で 75mΩ (SiC) です。Vienna 整流器として動作させる場合の仕様は、1,200V で 40A (SBD SiC)、650V で 60mΩ (SiC) です。

図 74 に、実験で得られた効率曲線を示します。

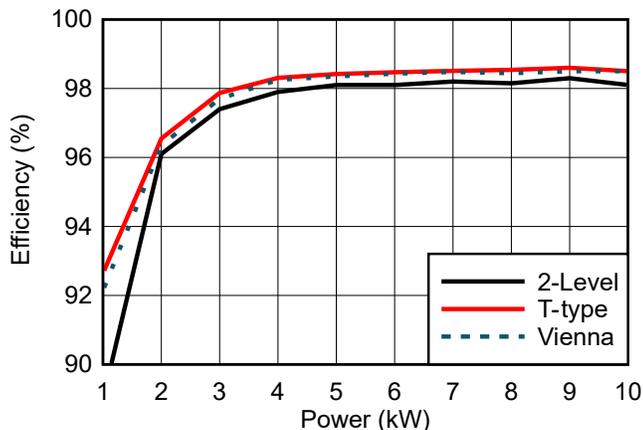


図 74. 『10kW、双方向 3 相 3 レベル (T 型) インバータおよび PFC のリファレンス デザイン』を T 型 2 レベル Vienna 整流器として動作させた場合の効率の結果

すべての電力定格で、98% を上回る効率を達成しました。T 型コンバータと Vienna 整流器は、スイッチング電圧が半分になるためスイッチング損失が小さくなり、2 レベル コンバータに比べて効率が高くなります。負荷が大きい場合、T 型コンバータは同期整流機能により優れた性能を発揮します。

PWM 1 手法で動作する ANPC

『GaN ベース、11kW、双方向、3 相 ANPC のリファレンス デザイン』を 3 レベル コンバータとして動作させました。これも定格 11kW のコンバータです。このコンバータを PFC モードで 800V、100kHz で動作させました。

動作時の仕様は次のとおりです。

- 低周波数スイッチ向けのシリコン スーパージャンクション MOSFET (40mΩ、600V 定格)。
- 高周波スイッチ向けの GaN (30mΩ、600V GaN)。

図 75 に、実験で得られた効率曲線を示します。

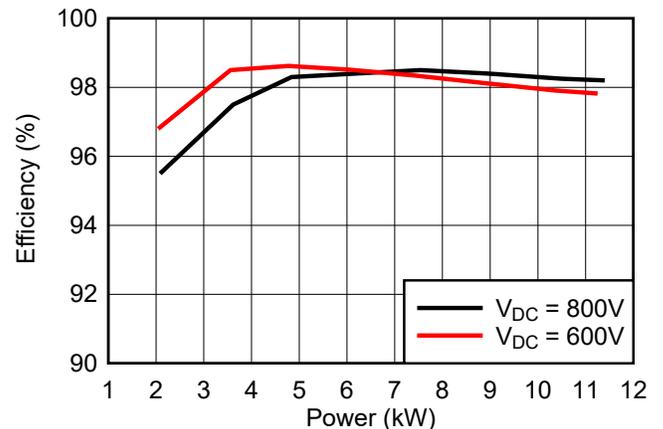


図 75. 『GaN ベース、11kW、双方向、3 相 ANPC のリファレンス デザイン』を PWM 1 手法で動作させた ANPC コンバータとして使用した場合の効率の結果

DC リンク電圧が高く、負荷が少ない場合、効率が低下します。一方、DC リンク電圧が高く、負荷が大きい場合、効率は大幅に向上します。

結論

マルチレベルのトポロジでは受動部品の小型化が可能で、3 レベル インバータでは 2 レベル インバータに比べて 50% も小型化できます。これにより FET のスイッチング損失と導通損失が大幅に低減され、同じ DC バス電圧でブロッキング電圧が半分の FET を使用することで効率が向上します。いずれの 3 レベルトポロジもスイッチング電圧を 2 レベル インバータの半分に抑え、全体的な EMI を低減しています。

重要なお知らせ:ここに記載されているテキサス・インスツルメンツ社および子会社の製品およびサービスの購入には、TI の販売に関する標準の使用許諾契約への同意が必要です。お客様には、ご注文の前に、TI 製品とサービスに関する完全な最新情報のご入手をお勧め致します。TI は、アプリケーションに対する援助、お客様のアプリケーションまたは製品の設計、ソフトウェアのパフォーマンス、または特許の侵害に対して一切責任を負いません。ここに記載されている他の会社の製品またはサービスに関する情報は、TI による同意、保証、または承認を意図するものではありません。

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス・デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、または [ti.com](#) やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated