

パワー サプライ デザイン セミナー

三相産業用システムの AC/DC
電力変換トポロジの比較

佐藤 健弘

日本テキサス・インスツルメンツ 営業技術本部
フィールドアプリケーションエンジニア



目次

- 電力変換システムの概要
- 三相ブーストコンバータトポロジの概要と動作原理
- 電力損失、同相ノイズ、コンデンサのストレスの比較
- 実験結果 (2 レベル、T 型、Vienna、アクティブ中性点クランプ [ANPC])
- 結論

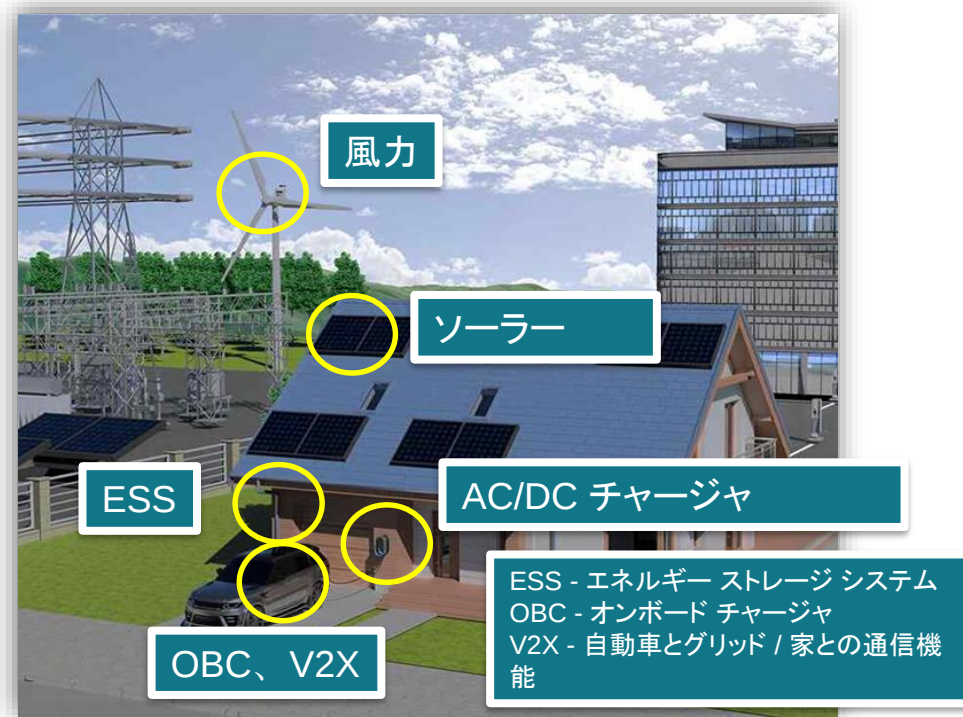
概要: AC/DC コンバータ搭載の最終製品

持続可能なエネルギー開発と安全性を実現するため、以下に対する需要が増加しています

- 再生可能エネルギー: 風力と太陽光
- エネルギー ストレージ システム
- 電気自動車 (EV) とチャージャ

最終製品に関する主な課題:

- グリッドの安定性 / 信頼性
- 電力品質
- 高速で効率的な EV 充電



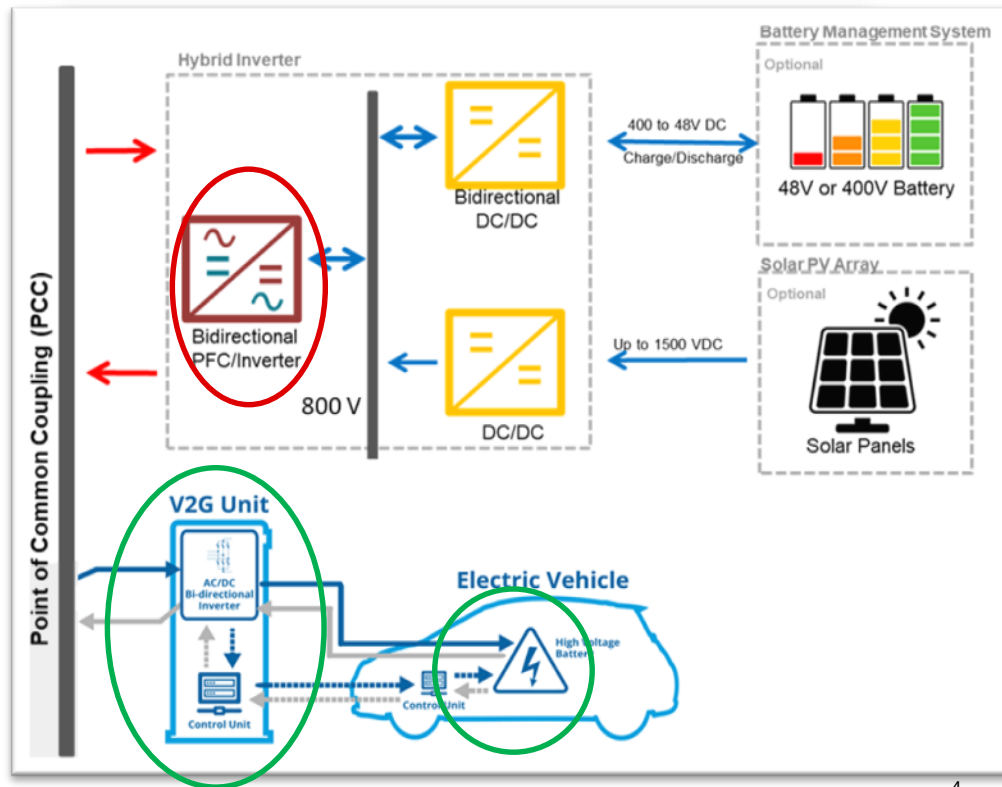
概要: AC/DC コンバータ搭載の最終製品

持続可能なエネルギー開発と安全性を実現するため、以下に対する需要が増加しています

- 再生可能エネルギー: 風力と太陽光
- エネルギー ストレージ システム
- 電気自動車 (EV) とチャージャ

最終製品に関する主な課題:

- グリッドの安定性 / 信頼性
- 電力品質
- 高速で効率的な EV 充電



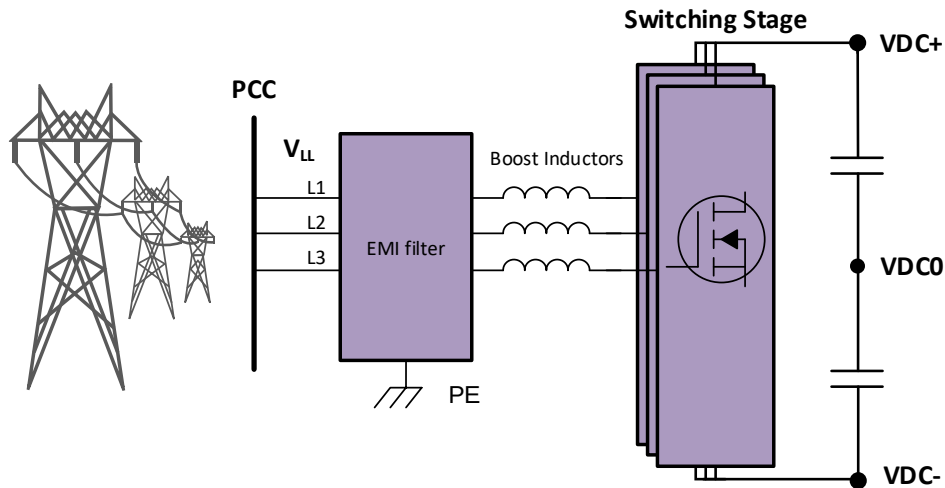
概要: 既存の AC/DC トポロジ

AC/DC ブースト コンバータの利点:

- 高効率 (小電流)
- グリッドに注入される電磁干渉 (EMI) ノイズの低減
- グリッドからのサージ電圧への適切な対処が可能

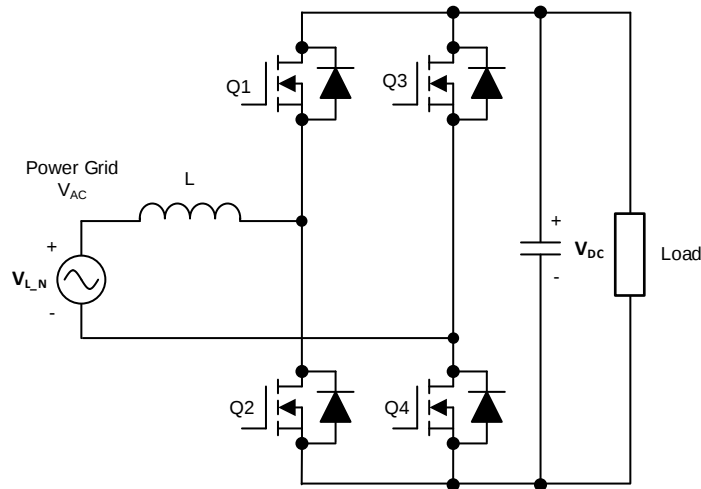
AC/DC ブースト コンバータの要件:

- 昇圧力率補正 (PFC) ($V_{DC} \gg \sqrt{2} V_{LL}$)
- グリッド側の誘導性動作
- DC 側の静電容量性動作
- 三相交流の利点: 電流、サイズ、電力リップル

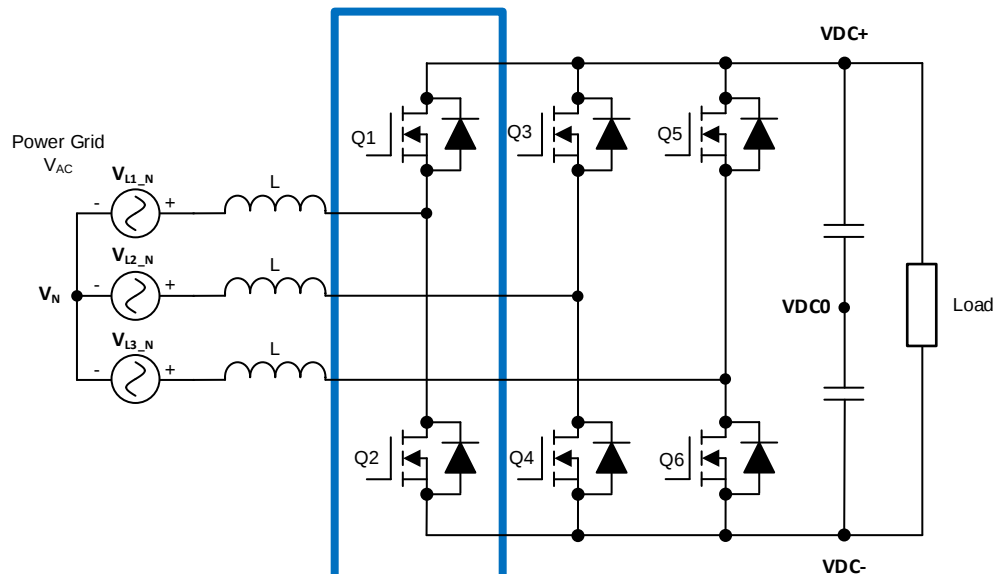


概要

単相、2 レベル PFC



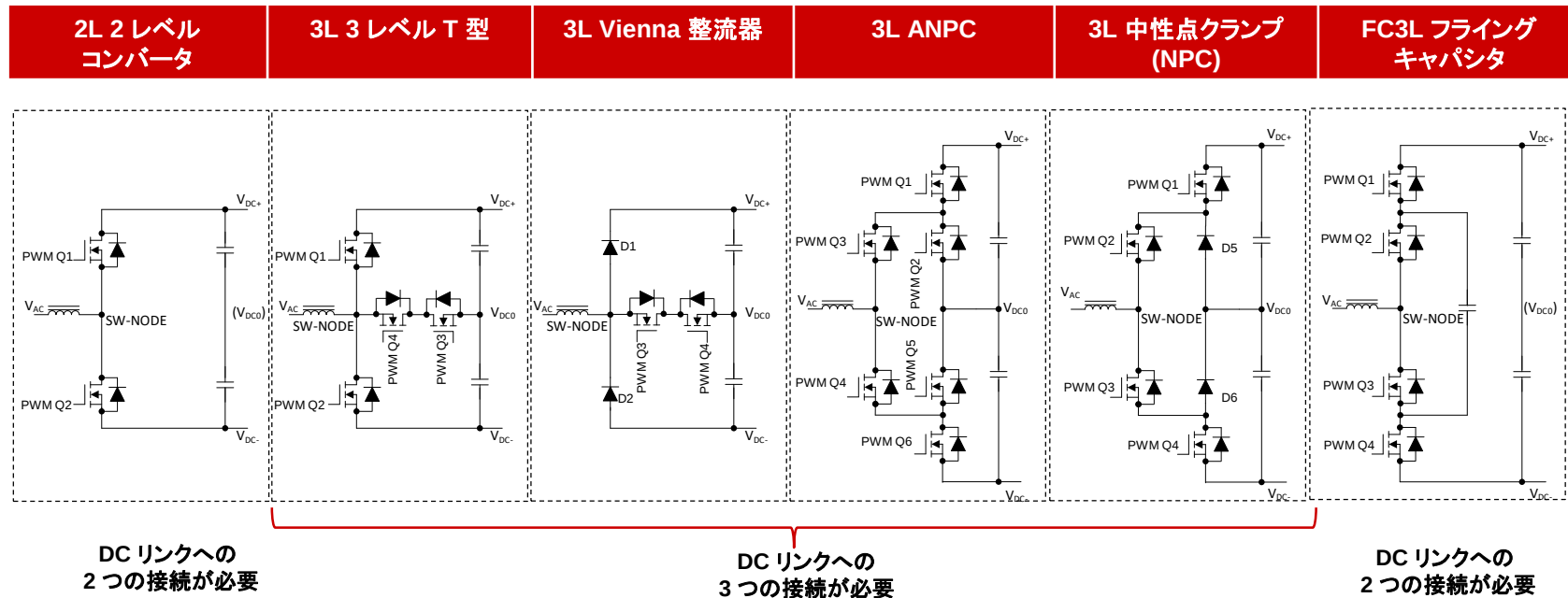
三相、2 レベル PFC



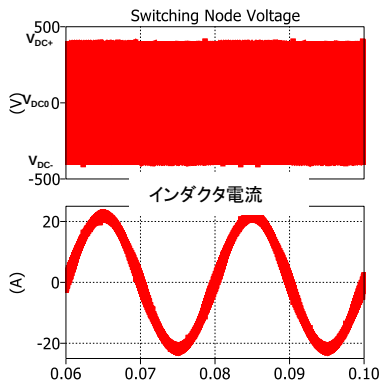
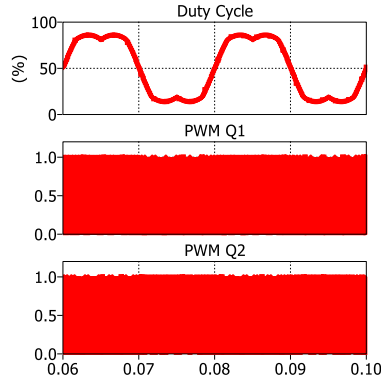
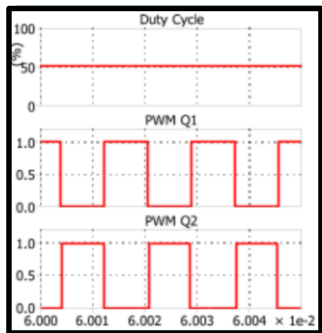
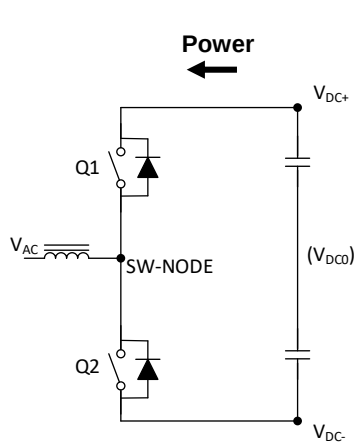
スイッチングセル

注: グリッドのニュートラルは、高周波では仮想的に中性点に接続されます

AC/DC 電源の出力段でのマルチレベルトポロジの概要



2L コンバータ: 基本的な動作原理 (インバータ)



正弦波の正側 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$): デューティサイクルが 50%を上回る:

- Q1 と Q2 はスイッチング周波数 (f_{PWM}) でスイッチングを行います
- 出力電圧はパルス幅変調器 (PWM) のデューティサイクルによって決まります (Q1 は Q2 よりオンの時間が長い)
- Q1とQ2の遷移期間にはデッドタイムが必要

正弦波の負側 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$): デューティサイクルが 50%を下回る

- Q1 と Q2 はスイッチング周波数 (f_{PWM}) でスイッチングを行います
- 同じく、出力電圧は PWM のデューティサイクルによって決まります (Q1 は Q2 よりオフの時間が長い)

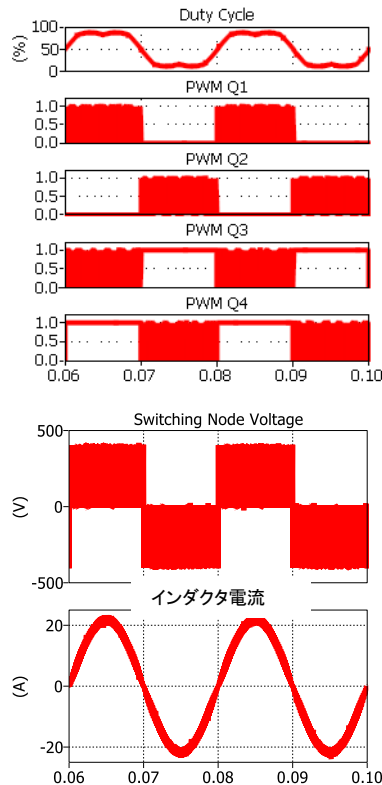
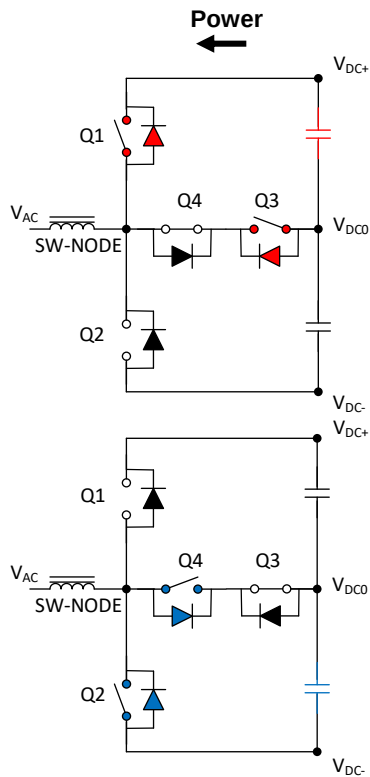
ゼロクロス領域でのデューティサイクルは 50% になります

出力リップル周波数 ($f_{HF-RIPPLE}$) は f_{PWM} に等しい:

- 出力リップル周波数 (f_{RIPPLE}) によってフィルタの各部品 (磁気部品とコンデンサ) のサイズが決まります

Q1 と Q2 は V_{DC} 電圧以上の耐圧が必要 ($V_{DC} = 800V$ 、**1,200V 定格**)

3L T 型: 基本的な動作原理 (インバータ)



正弦波の正側 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$): デューティサイクルが 50% を上回る:

- Q4 が常時オン状態、Q2 は常時オフ
- 赤色の Q1 と Q3 は f_{PWM} のスイッチングを行います
- 以下に関して、Q1 と Q3 の間のデッドタイムを考慮する必要があります

正弦波の負側 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$): デューティサイクルが 50% を下回る:

- Q3 が常時オン状態、Q1 は常時オフ
- 青色の Q2 と Q4 は f_{PWM} のスイッチングを行います
- 以下に関して、Q2 と Q3 の間のデッドタイムを考慮する必要があります

出力リップルの周波数 $f_{HF-RIPPLE}$ は f_{PWM} に等しい:

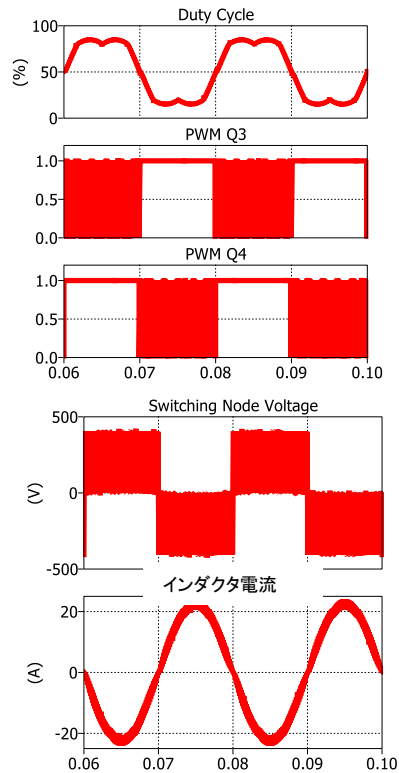
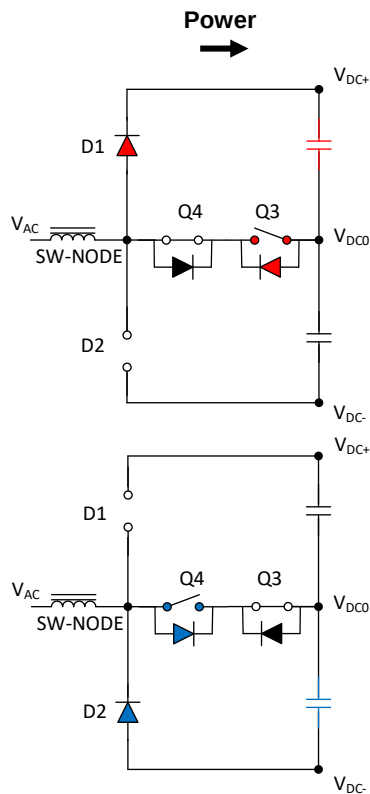
- $F_{HF-RIPPLE}$ によってフィルタの各部品 (磁気素子とコンデンサ) のサイズが決まります

Q1とQ2は V_{DC} 以上の耐圧が必要 ($V_{DC} = 800V$ 、 $1,200V$ 定格)

Q3とQ4は $1/2 V_{DC}$ 以上の耐圧とすることが可能です

($V_{DC} = 800V$ 、 $600V$ 定格)

3L Vienna 整流器: 基本的な動作原理 (PFC)



正弦波の正側 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$): デューティサイクルが 50% を上回る:

- PFC 動作によって電流が負になる
- Q4 が常時オン状態
- 赤色の Q3 は f_{PWM} でスイッチングを行います

正弦波の負側 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$): デューティサイクルが 50% を下回る:

- PFC 動作によって電流が正になる
- Q3 が常時オン状態
- 青色の Q4 は f_{PWM} でスイッチングを行います

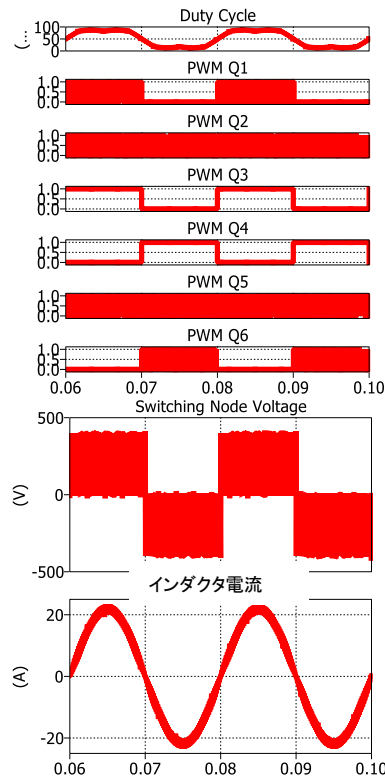
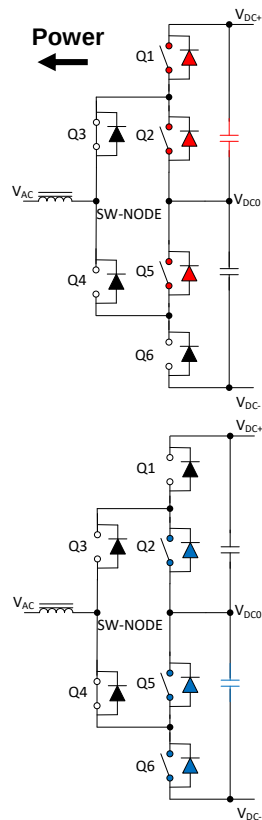
出力リップルの周波数 $f_{HF-RIPPLE}$ は f_{PWM} に等しい:

- $f_{HF-RIPPLE}$ によってフィルタの各部品 (磁気素子とコンデンサ) のサイズが決まります

D1 と D2 を V_{DC} 定格にする必要があります ($V_{DC} = 800V$ 、 $1,200V$ 定格)

Q3 と Q4 は $1/2 V_{DC}$ 定格とすることが可能です ($V_{DC} = 800V$ 、 $600V$ 定格)

3L ANPC: 基本的な動作原理 (インバータ)



正弦波の正側 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$): デューティ サイクルが 50%を上回る:

- Q3 は常時オン状態、Q4 はオフ
- 赤色の Q1 と Q2 は f_{PWM} のスイッチングを行います
- さらに、Q5 は Q1 とのスイッチングを行います

正弦波の負側 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$): デューティ サイクルが 50% を下回る:

- Q4 は常時オン状態、Q3 はオフ
- 青色の Q5 と Q6 は f_{PWM} のスイッチングを行います
- さらに、Q2 は Q6 とのスイッチングを行います

出力リップルの周波数 $f_{HF-RIPPLE}$ は f_{PWM} に等しい:

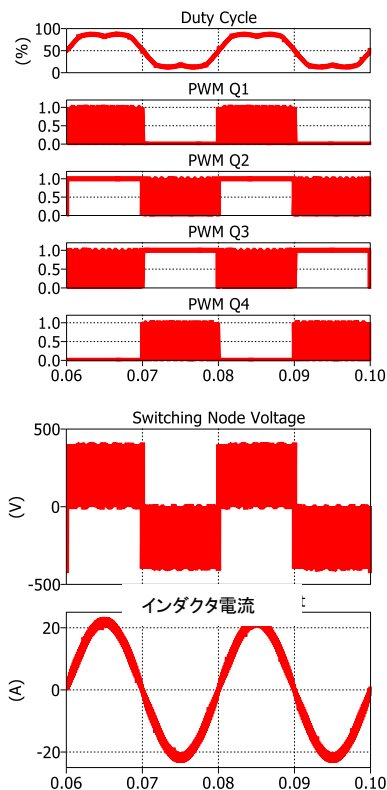
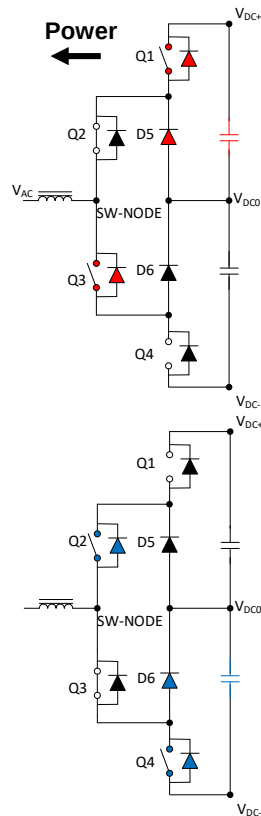
- 同じく、 $f_{HF-RIPPLE}$ によってフィルタの各部品のサイズが決まります

すべてのスイッチを $1/2 V_{DC}$ 定格とすることが可能です ($V_{DC} = 800V, 600V$ 定格)

Q3 と Q4 は f_{AC} (50 Hz または 60 Hz) でスイッチングを行います

シャットダウン シーケンシングが不可欠 - 電圧を $1/2 V_{DC}$ にバランシング

3L NPC: 基本的な動作原理 (インバータ)



正弦波の正側 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$): デューティ サイクルが 50%を上回る:

- Q2 は常時オン状態、Q4 はオフ
- 赤色の Q1 は f_{PWM} でスイッチングを行います

正弦波の負側 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$): デューティ サイクルが 50%を下回る:

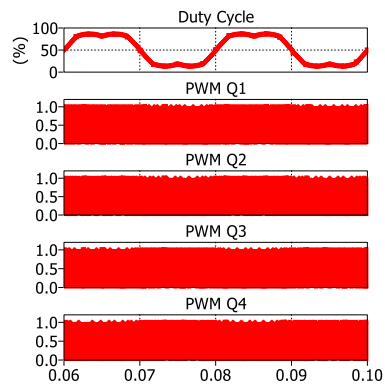
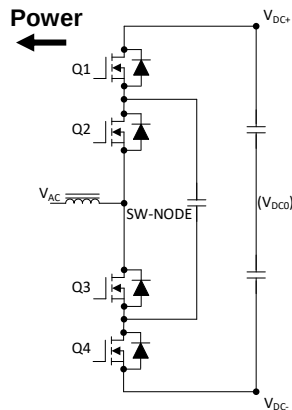
- Q3 は常時オン状態、Q1 はオフ
- 青色の Q4 は f_{PWM} でスイッチングを行います

出力リップルの周波数 $f_{HF-RIPPLE}$ は f_{PWM} に等しい:

すべてのスイッチを $1/2 V_{DC}$ 定格とすることが可能です
($V_{DC} = 800V, 600V$ 定格)

シャットダウンシーケンシングが不可欠 – 電圧を $1/2 V_{DC}$ にバランスング

FC3L: 基本的な動作原理 (インバータ)



すべての FET が f_{PWM} のスイッチングを行います

Q1 と Q4 のペアと Q2 と Q3 のペアは相補的に動作する

正弦波の正側 ($V_{DC0} \leq V_{AC} \leq V_{DC+}$): デューティ サイクルが 50%を上回る:

- Q1 と Q4 および Q2 と Q3 が互いに 180 度の位相シフトを行い、Q1 と Q2 は Q3 と Q4 よりオン状態の時間が長くなります

正弦波の負側 ($V_{DC-} \leq V_{AC} \leq V_{DC0}$): デューティ サイクルが 50%を下回る:

- Q1 と Q4 および Q2 と Q3 が互いに 180 度の位相シフトを行い、Q1 と Q2 は Q3 と Q4 よりオフ状態の時間が長くなります

ゼロクロス時:

- Q1 と Q4 および Q2 と Q3 のデューティ サイクルはそれぞれ 50% です

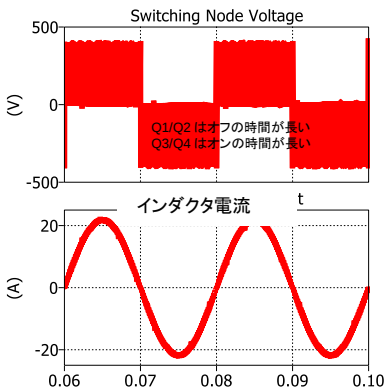
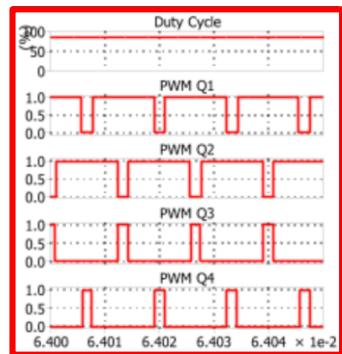
出力リップルの周波数 $f_{HF-RIPPLE}$ は $2 \times f_{PWM}$ に等しい:

- フィルタの各部品 (磁気素子とコンデンサ) のサイズが小さくなる

すべてのスイッチを $1/2 V_{DC}$ 定格とすることが可能です ($V_{DC} = 800V, 600V$ 定格)

フライング キャパシタを $1/2 V_{DC}$ に初期充電することが不可欠です

シャットダウンシーケンシングが不可欠 - 電圧を $1/2 V_{DC}$ にバランシング



比較の概要

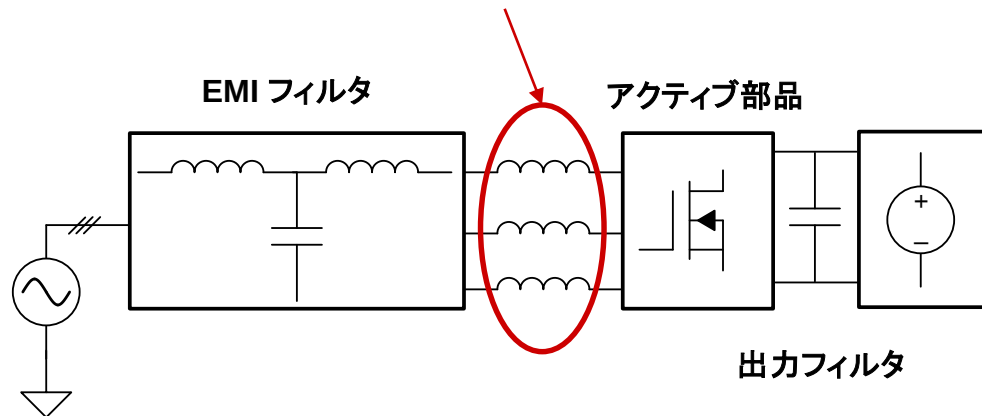
- 三相コンバータを設計する場合の考慮事項:

- 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
- 制御回路
- ドライバ
- 検出回路

- コンバータのサイズ、効率、コストを以下の要素によって概略的に推定します:

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

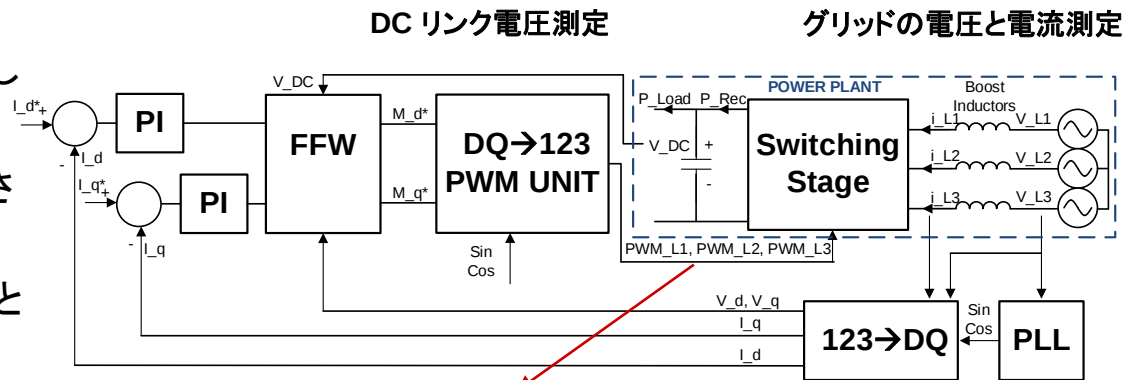
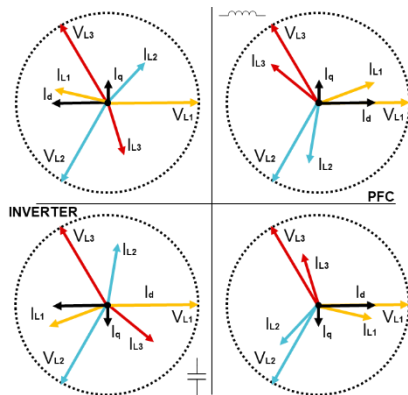
3 レベル コンバータを使用する場合、必要なインダクタンスが半分になります



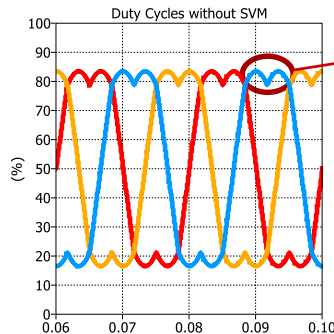
- 11kVA システムを対象とした調査
- 電力損失の最大許容値は 130W

電力損失の比較:適用する手法

- 三相コンバータは PFC またはインバータとして動作可能
- PFC として動作する場合とインバータとして動作する場合の損失の違い
- 電力損失は構成部品にどのように分散されるか
- 対象となる 11kW インバータ: 電流振幅と位相角度を一定に維持



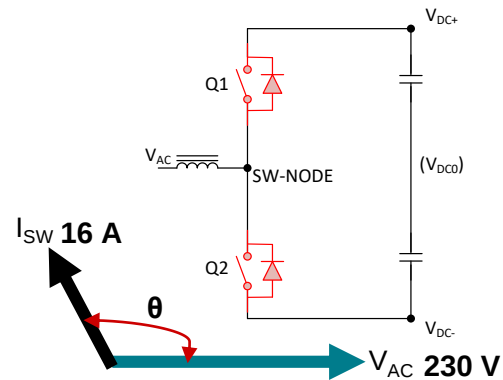
スイッチング段のデューティサイクル



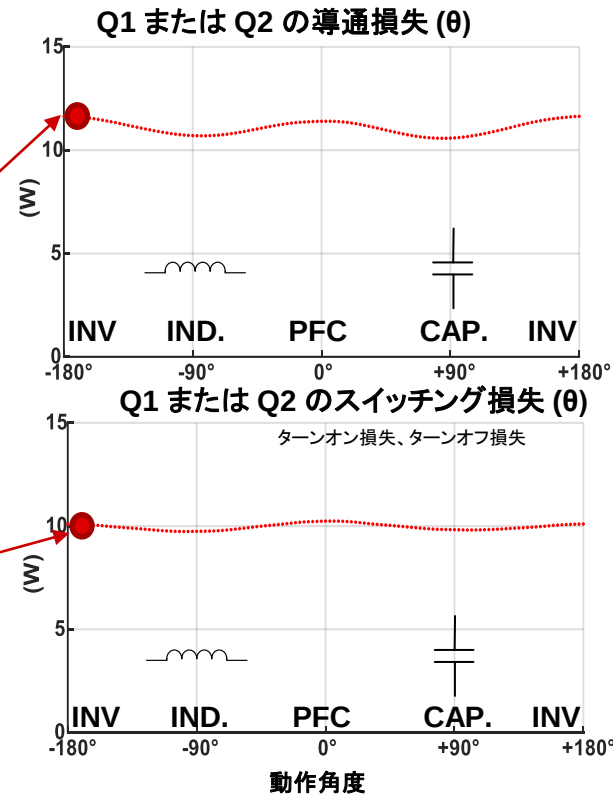
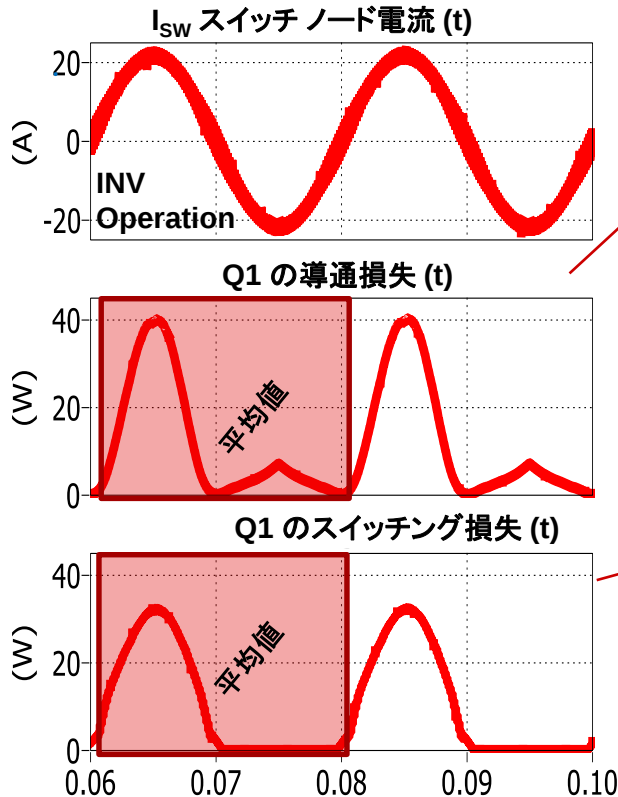
空間ベクトル変調に起因する
第3高調波により、形状は
正弦波になりません

**EV 向けの DC 充電アプリケーションで電流
センシング機能を設計する際の検討事項**

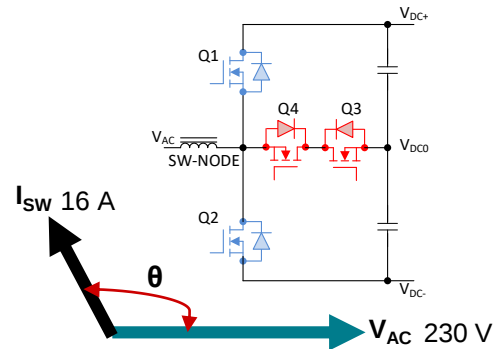
電力損失の比較: 2 レベルコンバータ



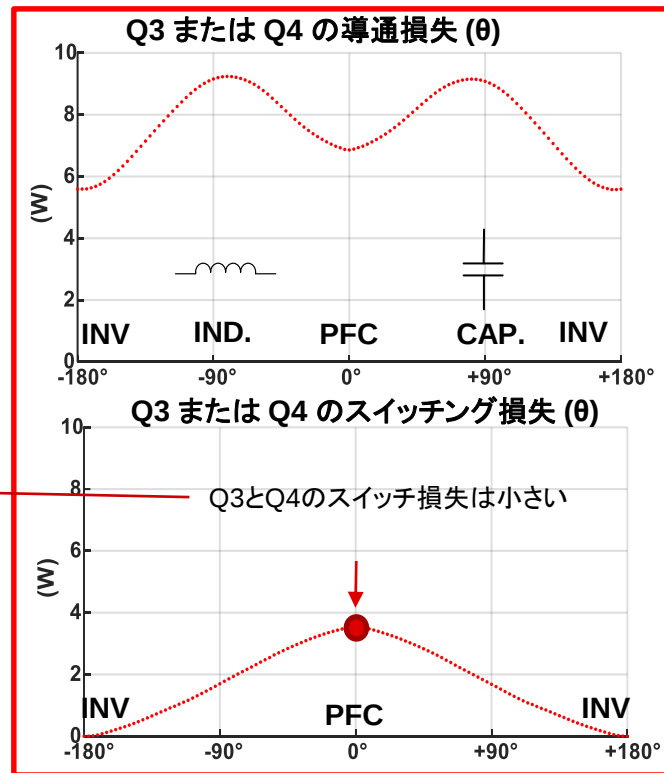
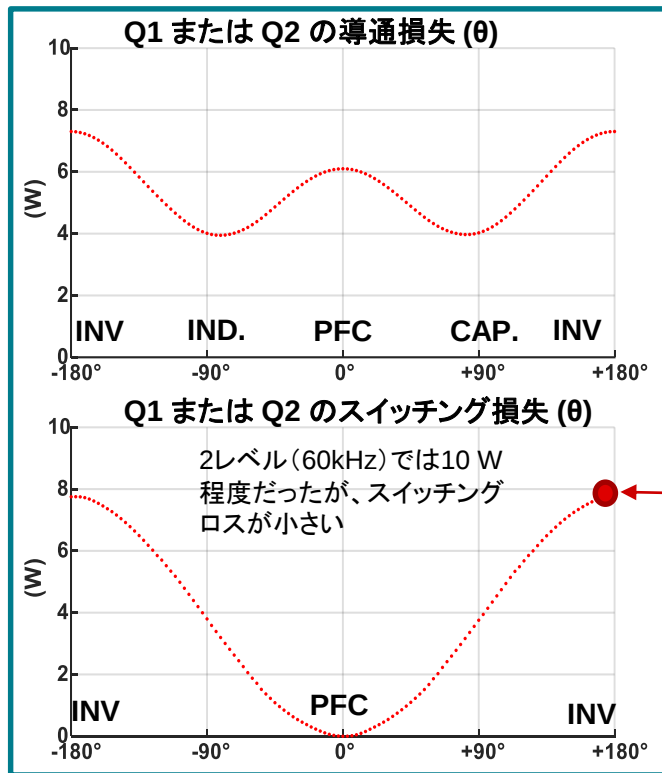
- 双方向 (11kVA)
- SiC FET: 75mΩ、1.2kV
- 合計損失: 60kHz 時 130W
- 導通損失とスイッチング損失はシミュレーション値
- 半周期のスイッチング損失は無効
- PFC動作とインバータ動作で損失は変わらない



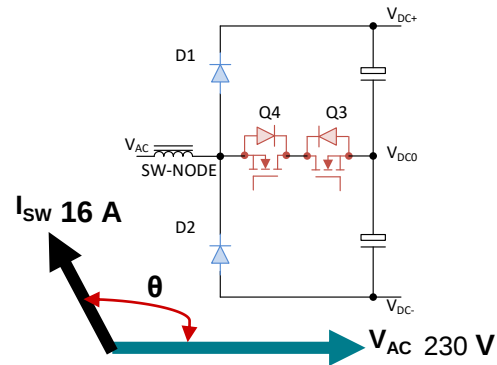
電力損失の比較:T 型



- 双方向 (11kVA)
- SiC FET: 75mΩ/1.2kV
- SiC FET: 60mΩ/650V
- 合計損失: 100kHz 時 130W
- 0 度では Q1 と Q2 のスイッチング損失なし
- ±180 度では Q3 と Q4 のスイッチング損失なし

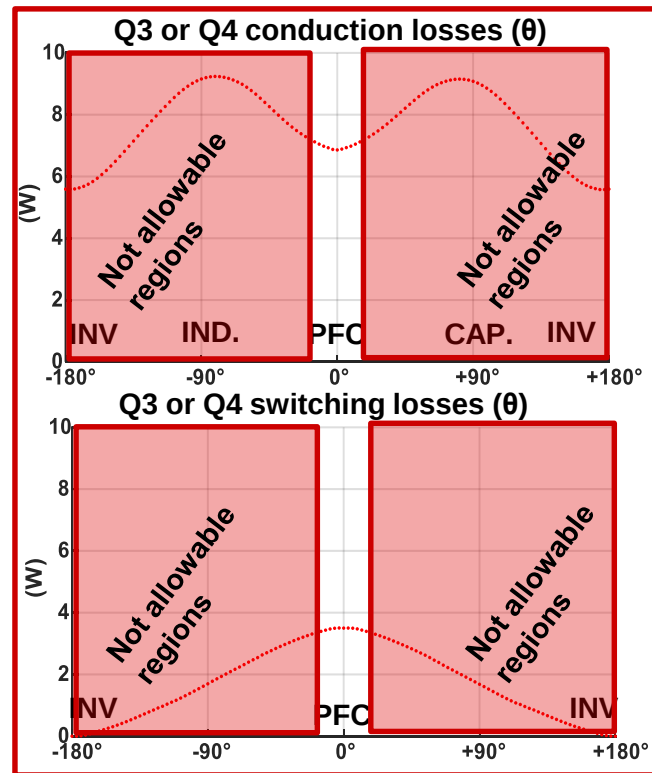
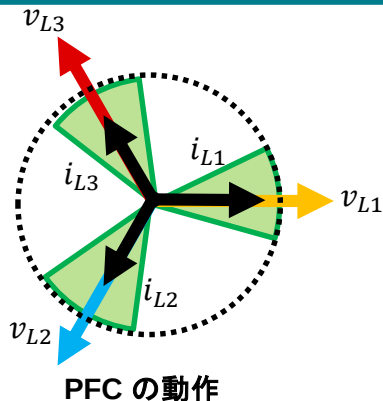
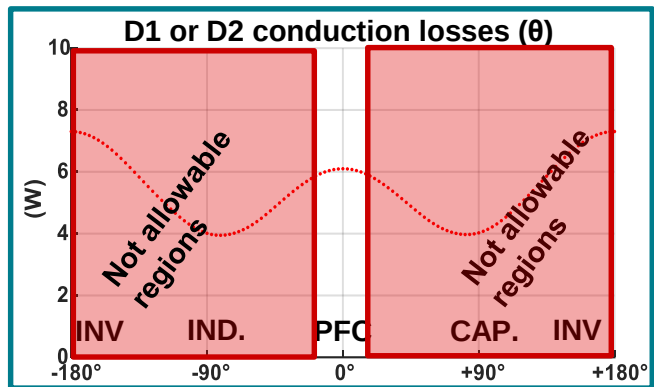


電力損失の比較: Vienna 整流器

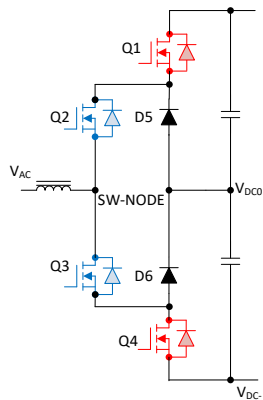


- 単方向 (11kVA)
- SiCダイオード: 30A/1.2kV
- SiC FET: 60mΩ/650V、
- 合計損失: 95kHz 時 130W

- Q3 と Q4 は常にスイッチング損失あり
- コンバータの動作限度角度は $\pm 30^\circ$ 度

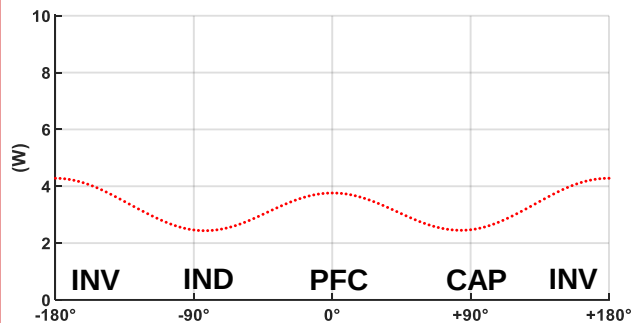


電力損失の比較: NPC

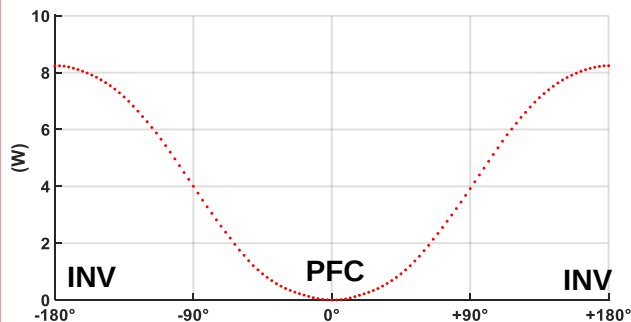


- 双方向 (11kVA)
- SiC ダイオード: 30A/650V
- SiC FET: 35mΩ/650V
- 合計損失: 98kHz 時 130W
- PFC動作では Q1 と Q4 のスイッチング損失なし
- インバーター動作では Q2 と Q3 のスイッチング損失なし

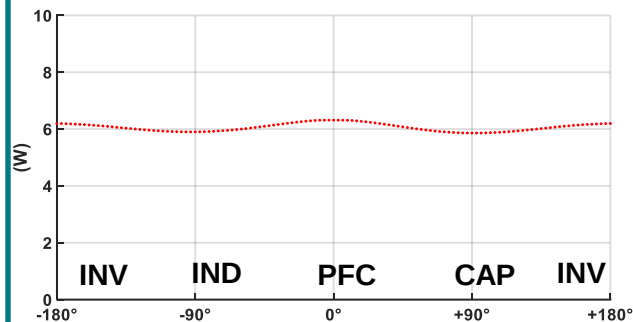
Q1 または Q4 の導通損失 (θ)



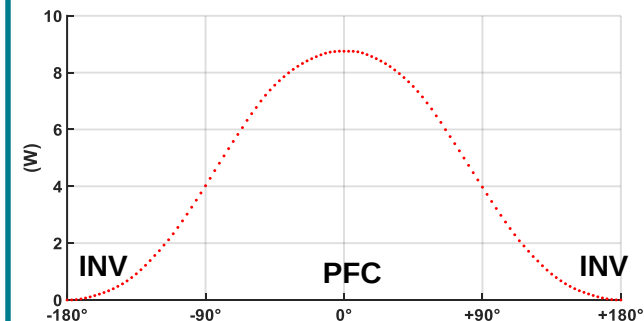
Q1 または Q4 のスイッチング損失 (θ)



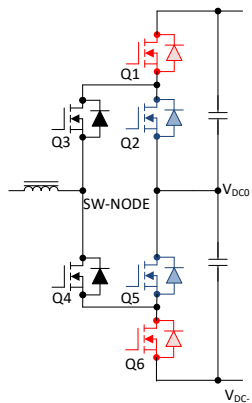
Q2 または Q3 の導通損失 (θ)



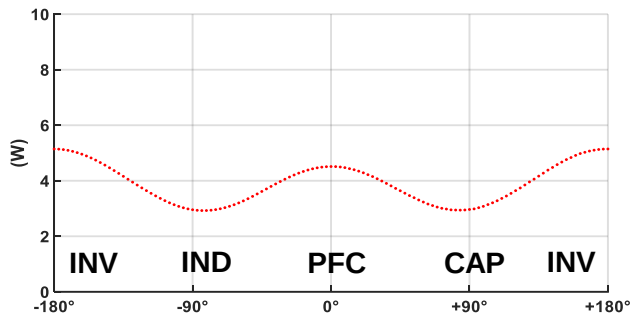
Q2 または Q3 のスイッチング損失 (θ)



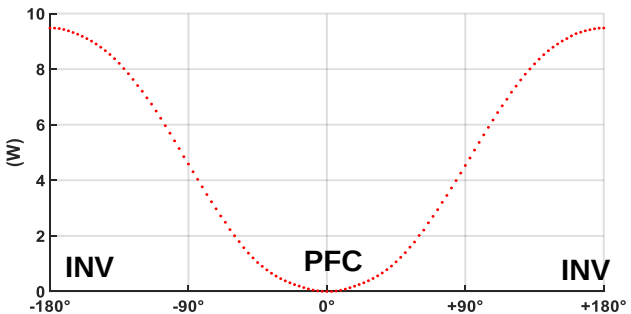
電力損失の比較: ANPC PWM 1



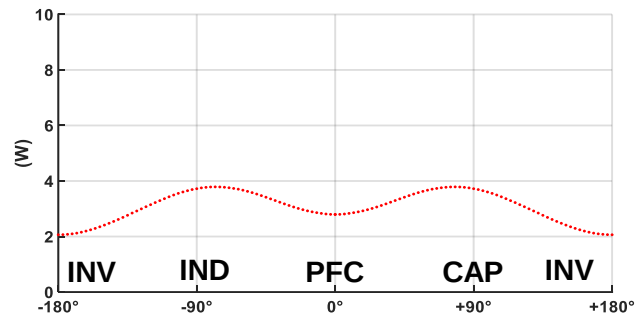
Q1 または Q6 の導通損失 (θ)



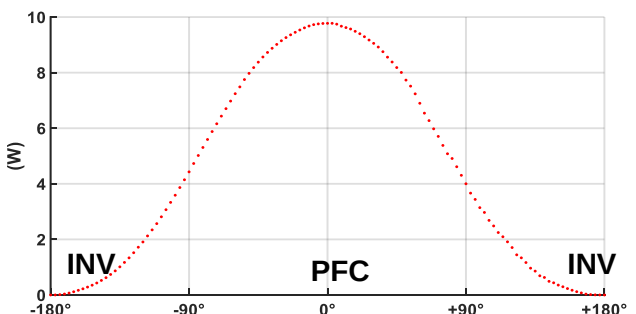
Q1 または Q6 のスイッチング損失 (θ)



Q2 または Q5 の導通損失 (θ)

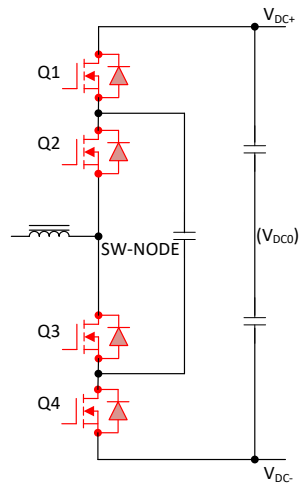


Q2 または Q5 のスイッチング損失 (θ)

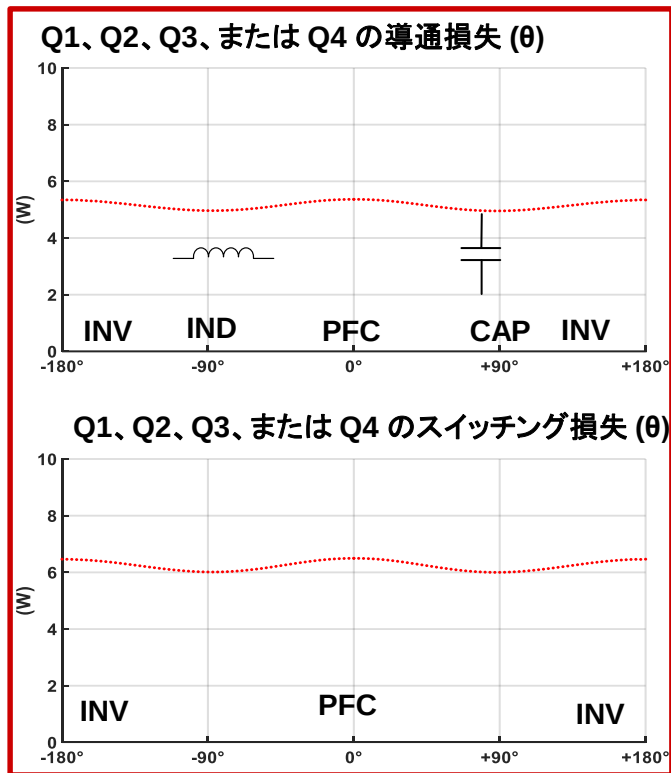


- 双方向 (11kVA)
- SiC FET: 35m Ω /650V
- Si FET: 35m Ω , 650V
- 合計損失: 108kHz 時 130W
- PFC動作では Q1 と Q4 のスイッチング損失なし
- インバーター動作では Q5 と Q6 のスイッチング損失なし

電力損失の比較: フライング キャパシタ

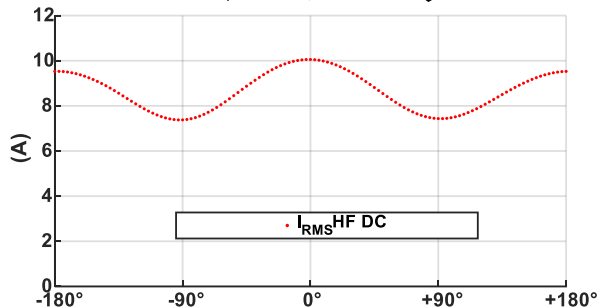


- 双方向 (11kVA)
- SiC FET: 35mΩ/600V
- 合計損失: 69kHz 時 130W
- 導通損失とスイッチング損失はPFC動作とインバーター動作でほぼ同じ
- 一般的に、このトポロジではリップル周波数が 2 倍になることによりスペース効率が向上します

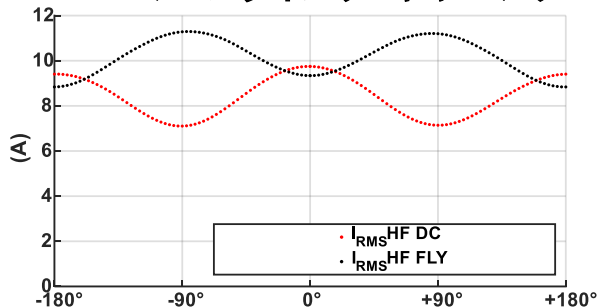


三相 AC/DC での電流リップルの比較

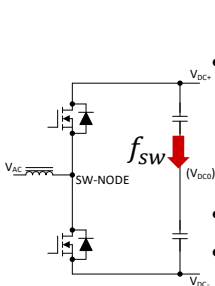
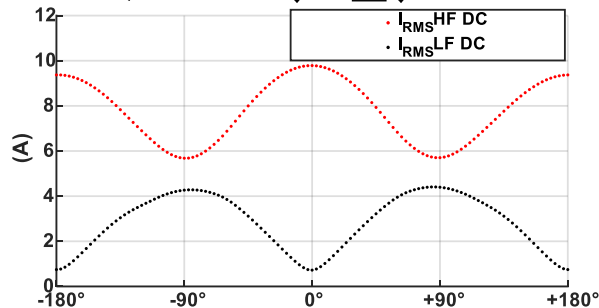
2 レベル コンバータ



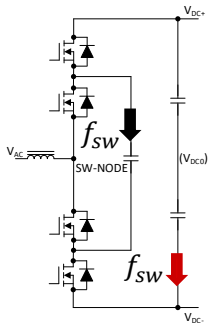
3 レベル フライング キャパシタ



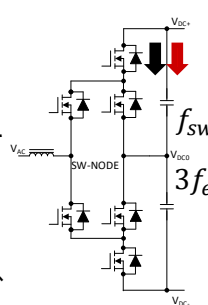
3 レベル ANPC、T 型、NPC



- グリッドが対称型の場合、三相 AC から流入する DC 電力は電力リップルを発生させません
- 電解コンデンサは最小
- フィルム コンデンサによってリップル電流をフィルタリング



- グリッドが対称型の場合、三相 AC から流入する DC 電力は電力リップルを発生させません
- 電解コンデンサは不要
- フィルム コンデンサによってリップル電流をフィルタリング
- フライング キャパシタはスイッチング周波数でのみ使用

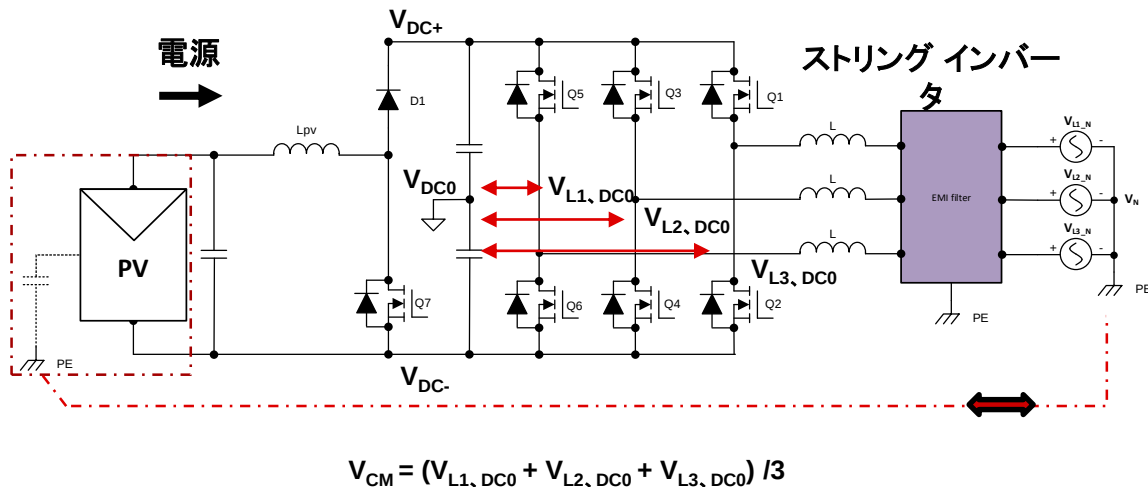


- 半周期のコンデンサの充電と放電が引き起こす低周波の電力リップルがあります
- 無効電力によって電解コンデンサが必要
- フィルム コンデンサによってリップル電流をフィルタリング

同相ノイズの比較: 概要

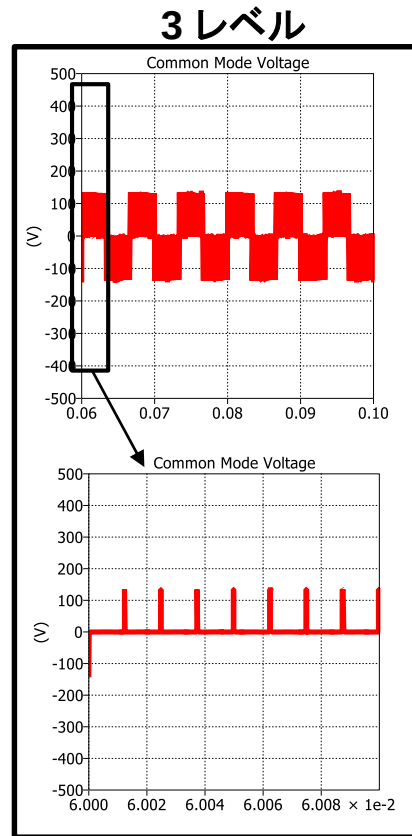
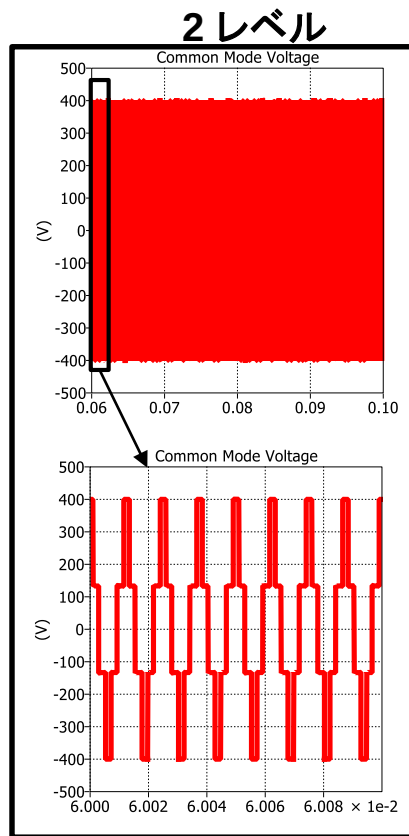
アプリケーションによって、同相モード電圧が非常に重要になることがあります:

- 太陽光パネルは地表に露出している表面があります
- 雨天時には、太陽光発電 (PV) パネルの寄生静電容量が 200nF/kWp (nF/ピーク定格電力) に達することがあります
- 三相インバータのスイッチング動作によって、ノイズ電流を生み出す同相モード電圧が生成される可能性があります
- 安全性に関連する問題と残留電流検出器の誤作動が発生する可能性があります

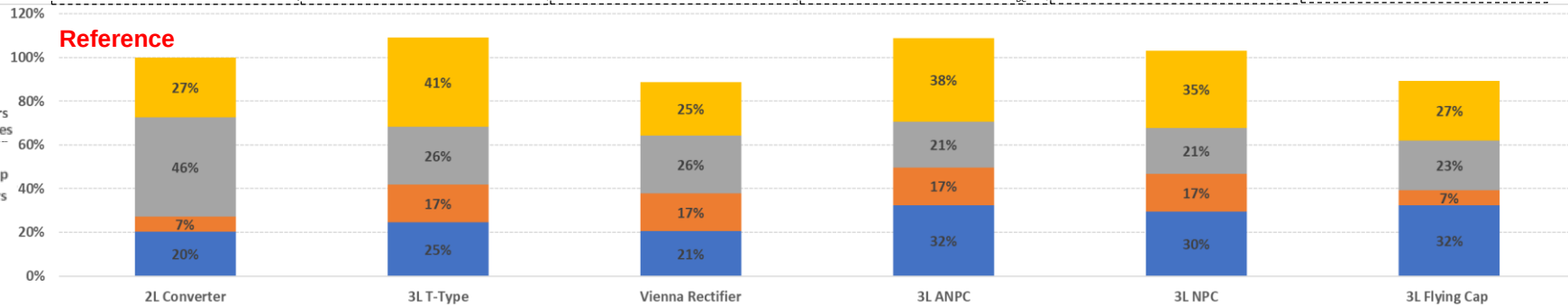
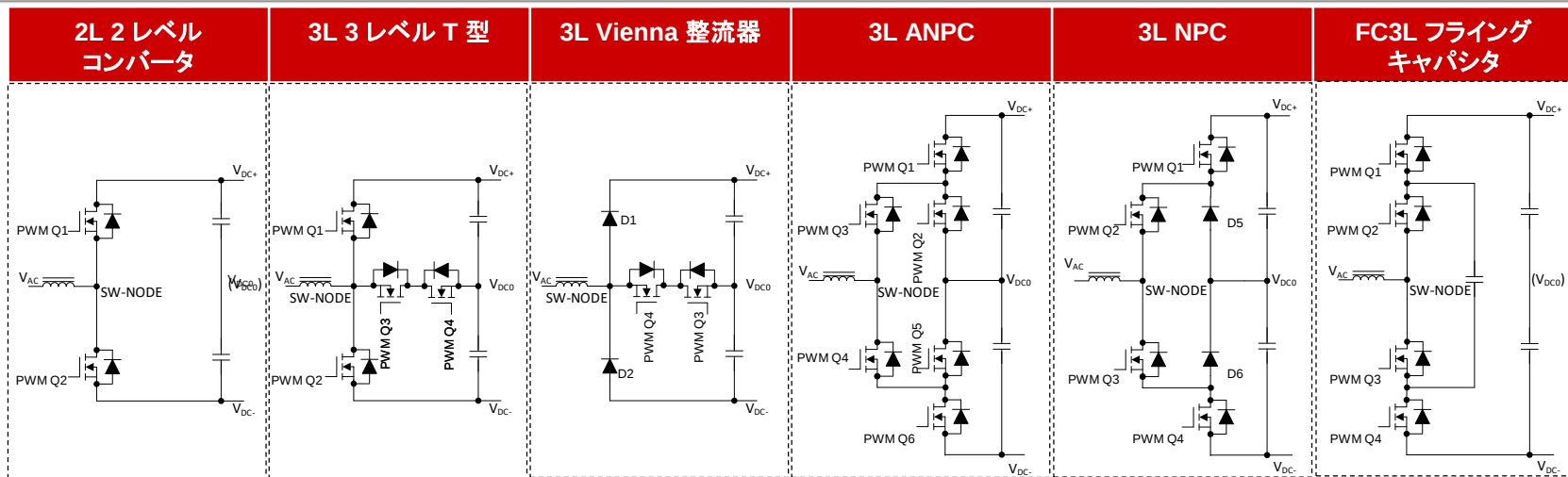


同相ノイズの比較: 結果

- 近似値では、3レベルコンバータは常に同じ同相ノイズを示します (Vienna、T 型、ANPC、NPC)
- 2レベルで適用されるピーク同相電圧は3レベルの3倍になります。
 - $800V_{DC}$ 時:
 - 2レベル AC/DC で $400V$ ピーク
 - 3レベル AC/DC で $400V/3$ ピーク
- 2レベルで適用される RMS 同相電圧は3レベルの3倍になります。
 - $800V_{DC}$ 時:
 - 2レベル AC/DC で $310V_{RMS}$
 - 3レベル AC/DC で $74V_{RMS}$
- PV アプリケーションで2レベルコンバータでは EMI フィルタに大きな減衰特性が必要

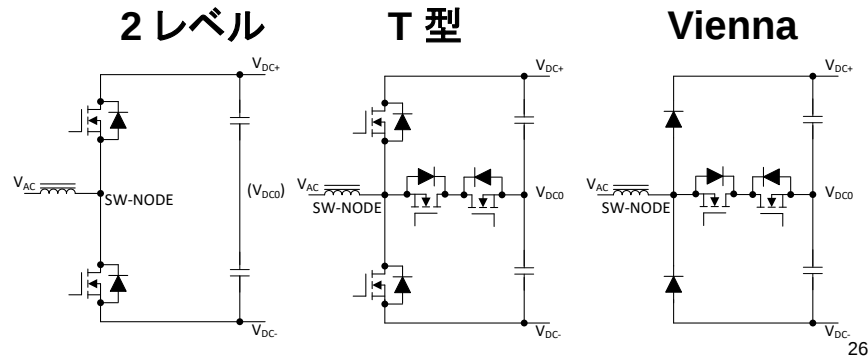
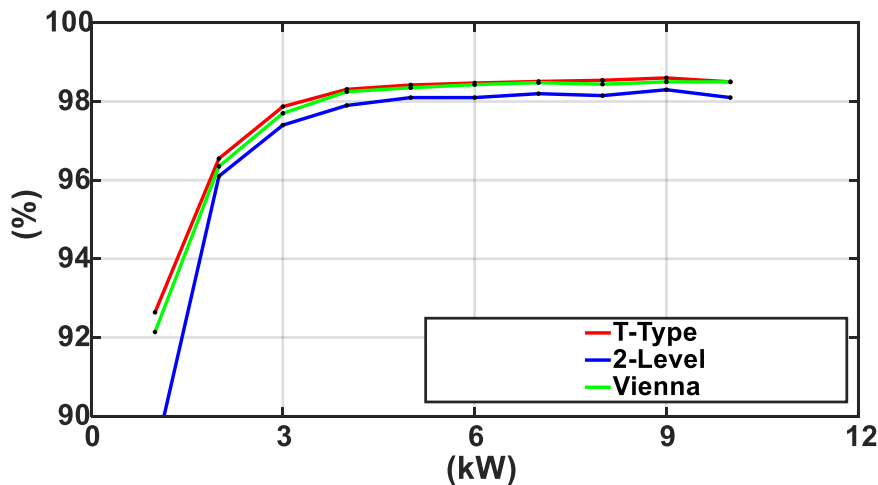


構成部品の比較



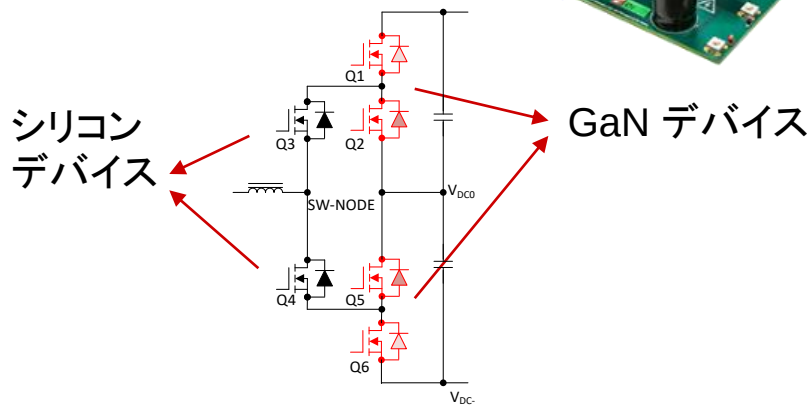
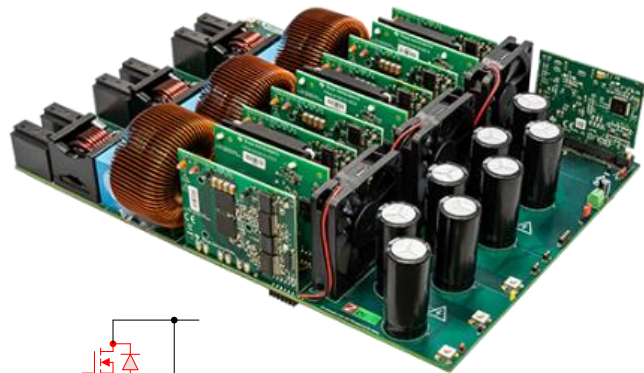
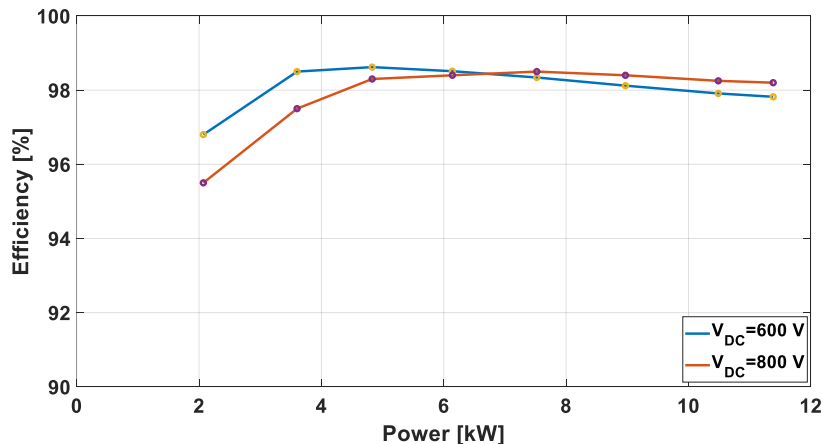
実験結果: TIDA-01606

- 10kW、双方向、三相 3 レベル (T 型) インバータと PFC のリファレンス デザインには、SiC デバイス (50kHz) に基づく 11kW コンバータが含まれます。
 - T 型として動作する場合、650V 60mΩ (SiC) および 1,200V 75mΩ (SiC)
 - 2 レベル コンバータとして動作する場合、1,200V 75mΩ (SiC)
 - Vienna 整流器として動作する場合、1,200V 40A SBD (SiC)、650V 60mΩ (SiC)



実験結果: TIDA-010210

- GaN 使用、11kW、双方向、三相 ANPC のリファレンス デザインには、GaN デバイスに基づく 11kW コンバータ (100kHz) が含まれます。
 - Q3,Q4: Si FET(Super-Juncion): 40mΩ/600V
 - Q1,Q2,Q5,Q6: GaN FET: 30mΩ/600V
- DC リンク電圧が高く、負荷が低い場合、効率が低下します
- DC リンク電圧が高く、負荷が高い場合、効率が高まります



結論

- マルチレベルトポロジ:
 - 3 レベル インバータは 2 レベル インバータと比べて受動部品を最大 50% 小型化できます
 - マルチレベルトポロジは、DCバス電圧に対する耐圧が半分の FET を使用することが可能であり、スイッチング損失と導通損失が大幅に減少させることができるため効率が改善されます
 - 3 レベルトポロジはスイッチング電圧を 2 レベル インバータの半分に維持するため、総合的にEMI を低減できます



© Copyright 2024 Texas Instruments Incorporated. All rights reserved.

This material is provided strictly “as-is,” for informational purposes only, and without any warranty.
Use of this material is subject to TI’s **Terms of Use**, viewable at [TI.com](https://www.ti.com)

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、TI は一切の責任を拒否します。

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