

# パワー サプライ デザイン セミナー

GaN (窒化ガリウム) 向けに  
最適化した遷移モード PFC

池田 幸司

日本テキサス・インスツルメンツ

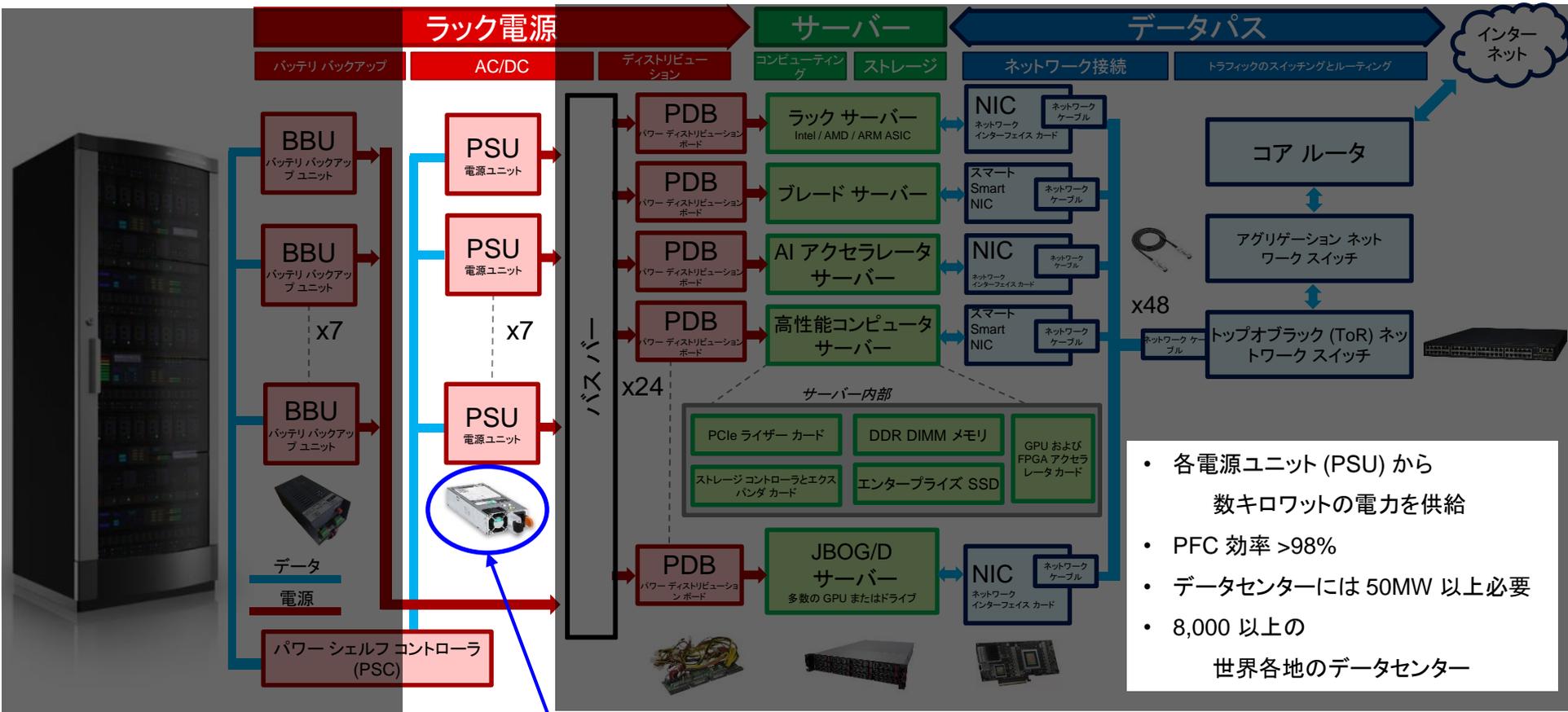
営業技術本部 フィールド アプリケーション エンジニア



# アジェンダ

- アプリケーション
- 昇圧コンバータ
  - トポロジのレビュー
  - 導通モード
- 制御方式
  - コンスタント オンタイム(COT)
  - ゼロ電流検出 (ZCD)
  - ゼロ電圧検出 (ZVD)
- 実験結果
- 結論

# 代表的なエンタープライズ データセンター システム



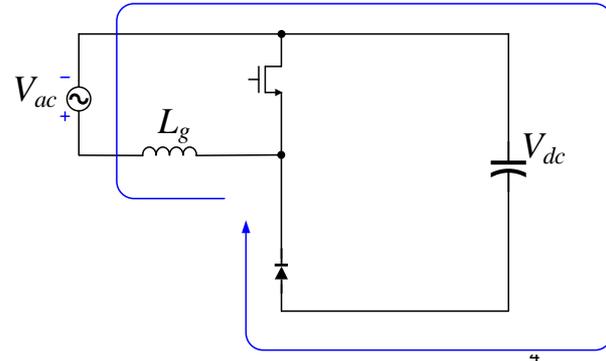
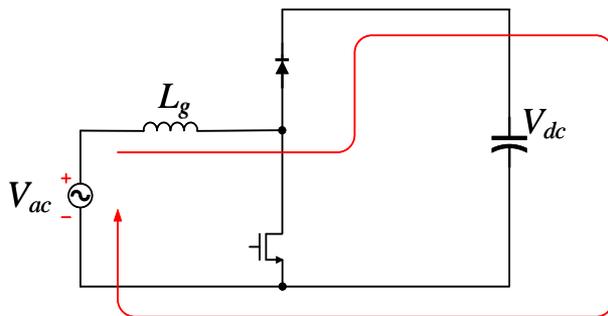
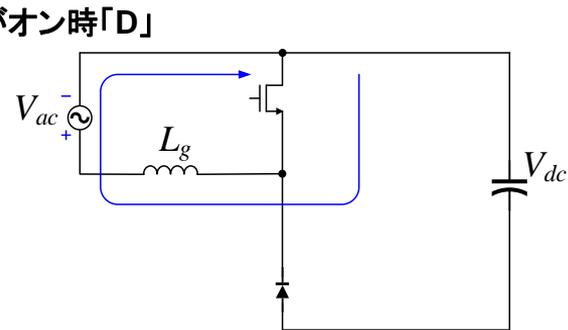
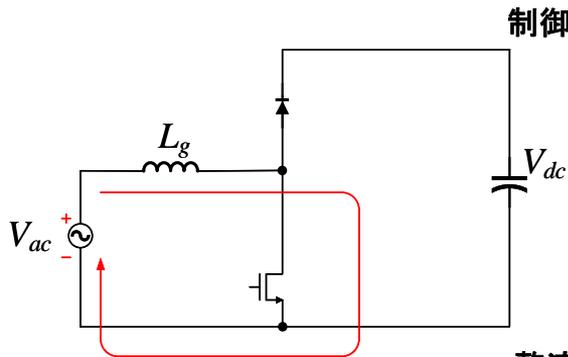
力率補正 (PFC) 回路

# トータムポール PFC – PFC に 1 つの昇圧コンバータを使用

1/2サイクル(正)

1/2サイクル(負)

- 1つの昇圧コンバータで入力電流を制御することはできるでしょうか？
- 半周期ごとに回路を再構成できるようにすれば、可能です



# トータムポール PFC

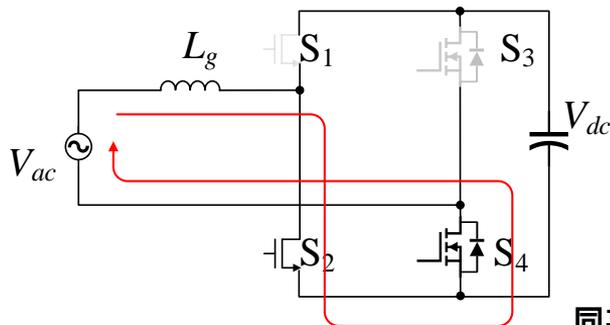
## 長所

- 最大効率
- 導通損失を最小化

## 短所

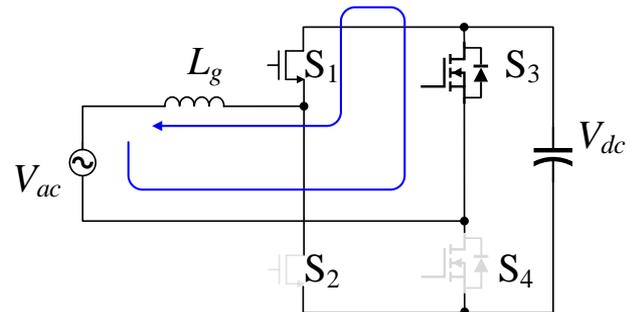
- 制御の複雑さ
- 通常、ワイドバンドギャップ半導体が必要
- 電流センシング
- 同相電磁干渉 (EMI)

1/2サイクル (正)

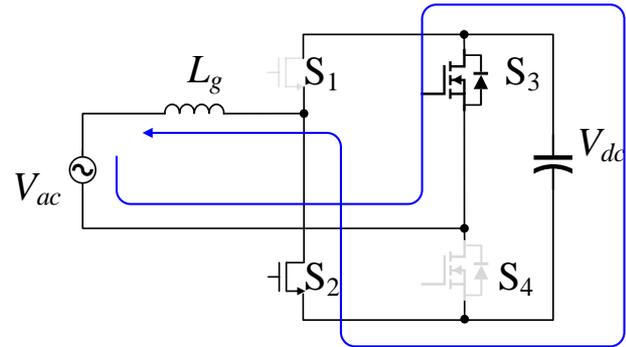
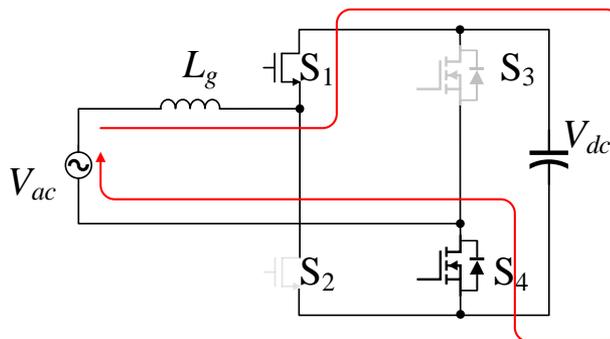


1/2サイクル (負)

制御 FETがオン時「D」

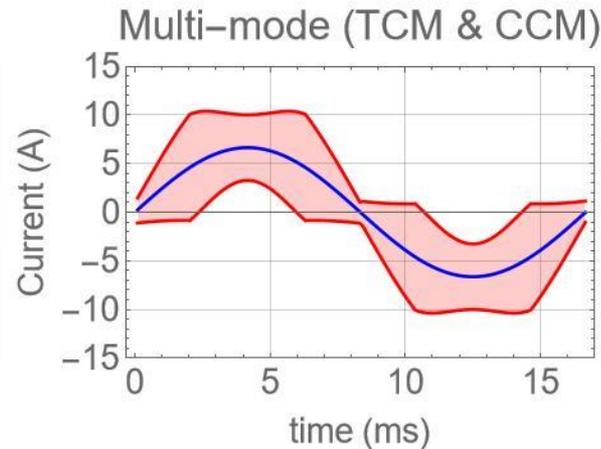
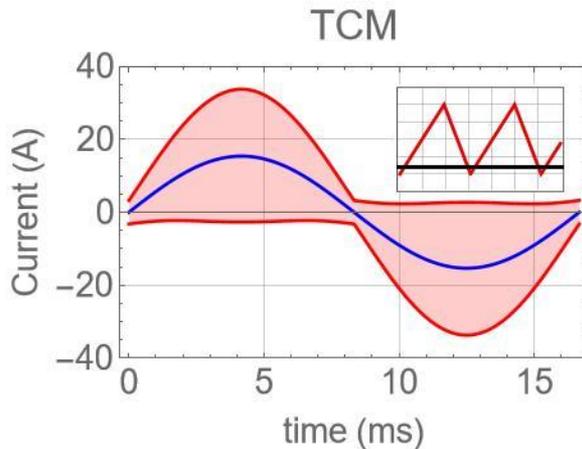
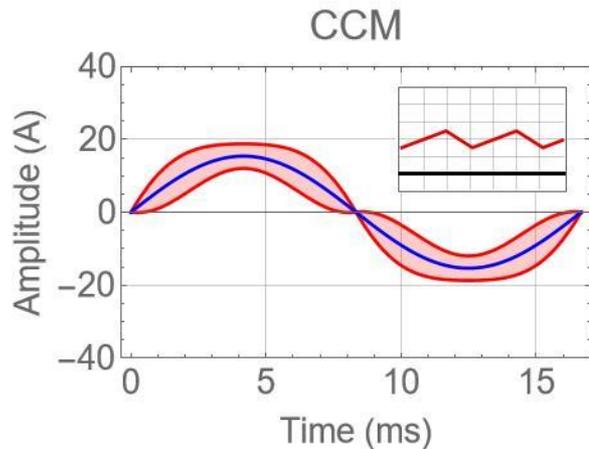


同期整流器がオン時「1-D」



[CCM トータムポール PFC に関する論文](#)

# PFCの導通モード



— Ripple Current Envelope — Average Current

## 連続導通モード (CCM)

- ハードスイッチングと逆回復
- 導通損失が小さい
- リップル電流が小さい
- シンプルな制御

## 遷移導通モード (TCM)

- ゼロ電圧スイッチング (ZVS)
- より大きい導通損失
- リップル電流が大きい
- 制御が複雑

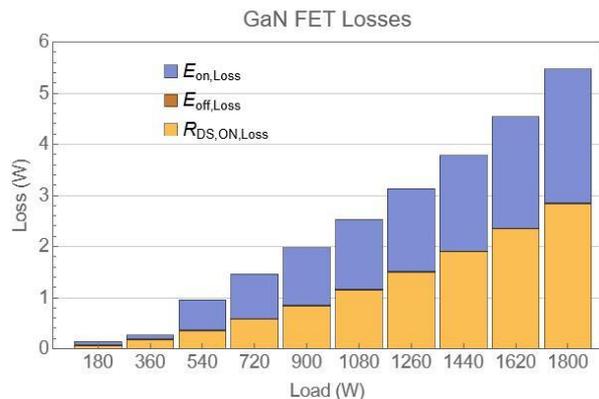
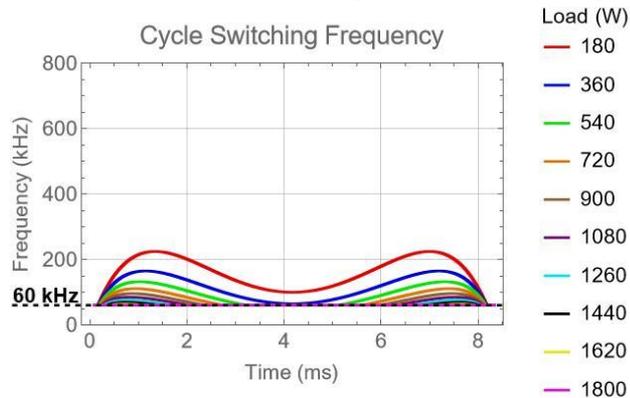
## マルチモード

- CCM/TCM の組み合わせ
- それぞれの利点を活用する試み
- 制御が複雑

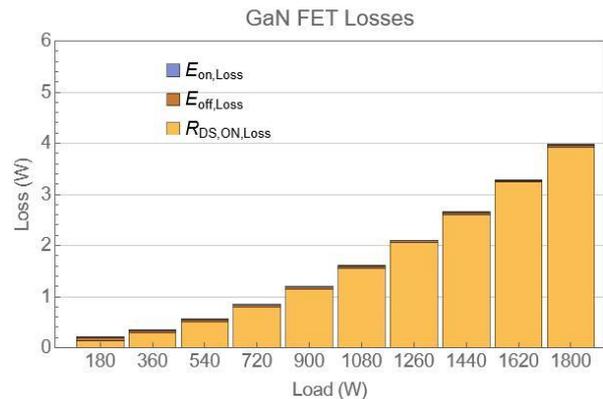
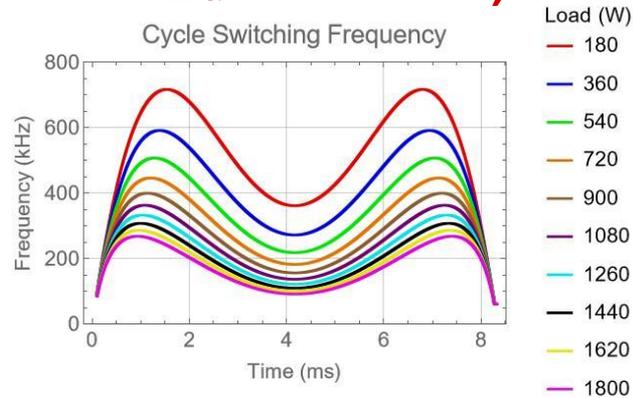
# 導通モードが FET 損失に与える影響

## マルチモード(CCM/TCM)

トポロジ	CCM/TCM	TCM
インダクタ	150 $\mu$ H	25 $\mu$ H
$f_s$ 範囲	60kHz ~ 250kHz	75kHz ~ 750kHz
FET 損失	大	小
インダクタの体積	大	小
EMI フィルタのサイズ	小	大

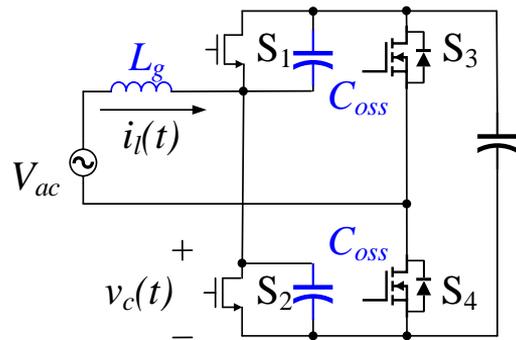


## 遷移モード(TCM)

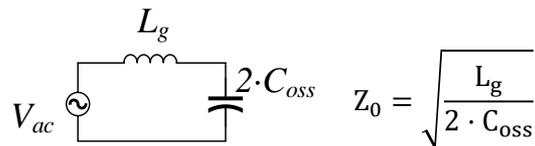


# 遷移モード制御の制約

## TCM コンバータ



## ZVS 等価回路



$$i_l(t) = 2 \cdot C_{oss} \cdot \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$$v_{ac}(t) - v_c(t) = L_g \frac{di_l(t)}{dt}$$

## • PFC の要件

### – 条件 1: ゼロ電圧スイッチング (ZVS)

- ターンオン前に、 $v_c(t) = v_{OUT}$  で、 $S_1$  が ZVS を達成
- ターンオン前に、 $v_c(t) = 0$  で、 $S_2$  が ZVS を達成

### – 条件 2: 低い全高調波歪 (THD)

$$\bullet v_{ac}(t) = \sqrt{2} \cdot v_{ac,rms} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$$

$$\bullet \left\langle I_{L_g}(t) \right\rangle_{T_s} = \frac{v_{ac}(t)}{R_e}, R_e = \frac{v_{ac,rms}^2}{P_{out}}$$

## • よく知られた等価回路のソリューション

$$- v_c(t) = i_l(t_0) \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + (v_c(t_0) - v_{ac}(t_0)) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

$$- i_l(t) = \frac{(v_{ac}(t_0) - v_c(t_0))}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + i_l(t_0) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

## • マイコンを利用して必要なタイミングで制御

$$\left\langle I_{L_g}(t) \right\rangle_{T_s} : L_g \text{ に流れる電流をスイッチング サイクルで平均化した電流}$$

# 制御タイミングの定義

## 制御パラメーター

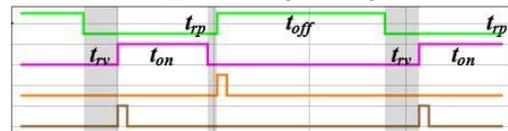
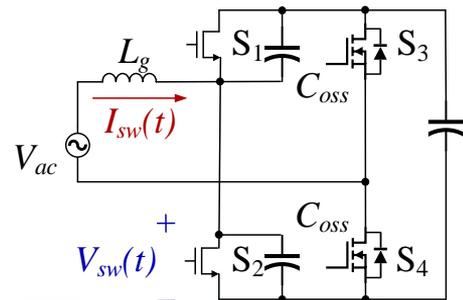
- $t_{on}$  - 制御 FET のターンオン時間
- $t_{off}$  - 同期整流 (SR) のターンオン時間
- $t_{rp}$  - 制御 FET のターンオフと同期整流 (SR) のターンオンの間のデッドタイム
- $t_{rv}$  - 同期整流 (SR) のターンオフと制御 FET のターンオンの間のデッドタイム

## 正の AC ½ サイクル

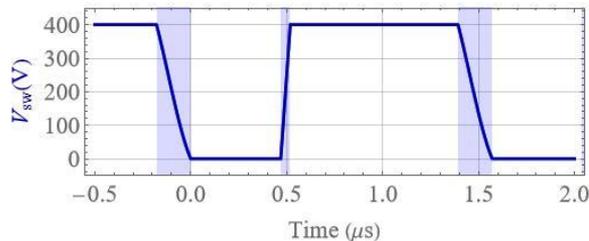
- S1 - 同期整流
- S2 - 制御 FET

## 負の AC ½ サイクル

- S1 - 制御 FET
- S2 - 同期整流



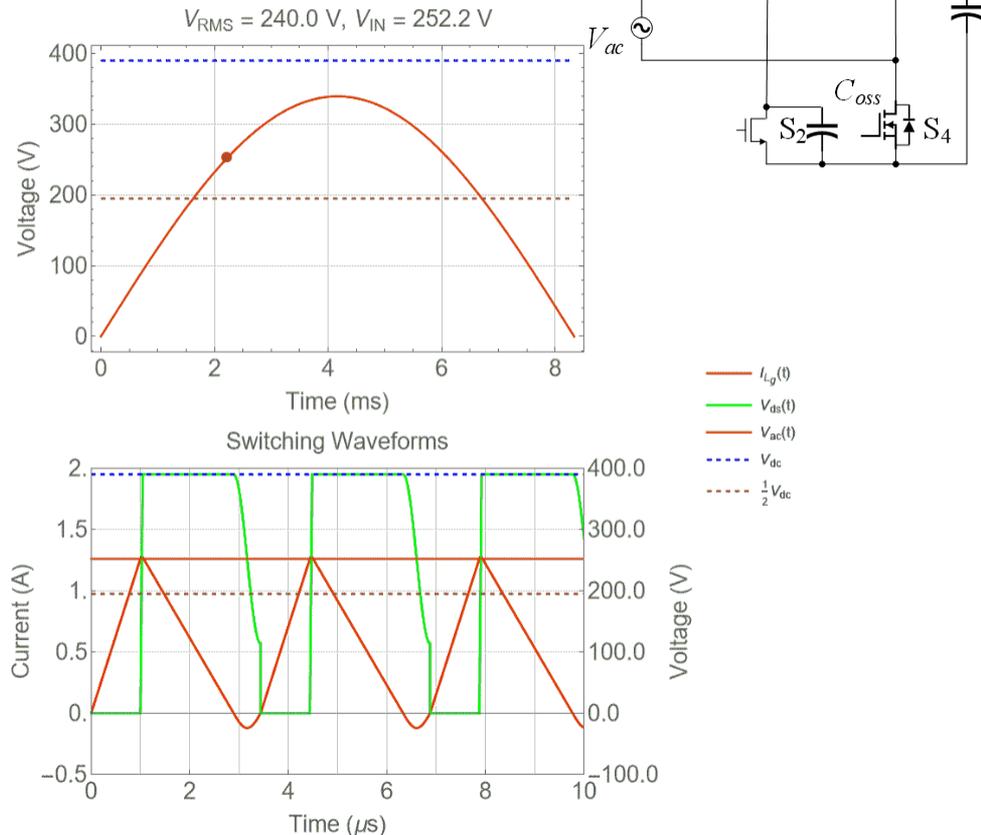
- $V_{hs,g}$ , High Side Gate
- $V_{ls,g}$ , Low Side Gate
- $V_{hs,zvd}$ , High Side ZVD
- $V_{ls,zvd}$ , Low Side ZVD



# 遷移モード制御 – COT

- コンスタント オンタイム (COT) 制御
  - $\langle I_{Lg}(t) \rangle_{T_s} = \frac{V_{ac}(t)}{2 \cdot L_g} t_{on}$
- 非連続導通モード (DCM)と連続導通モード(CCM)の境界で動作
- スwitching周波数の変動が大きい
- サイクルごとにインダクタ電流が負になる
- ZVS
  - $V_{IN} < 1/2 V_{OUT}$  – すべての負荷で ZVS を実現
  - $V_{IN} > 1/2 V_{OUT}$  – ZVS が失われる
- 低 THD は難しい

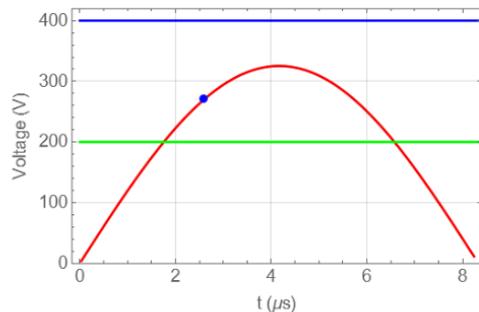
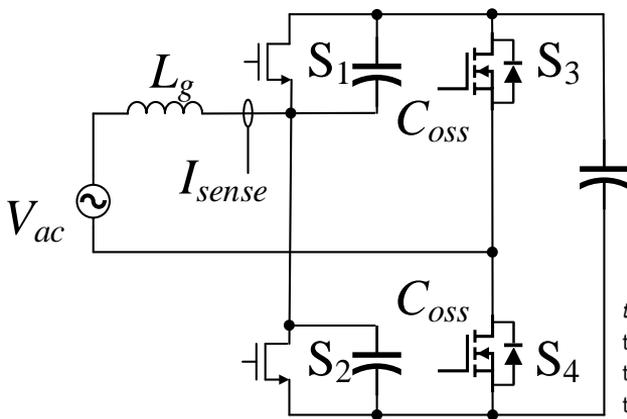
$\langle I_{Lg}(t) \rangle_{T_s}$  :  $L_g$ に流れる電流をswitching サイクルで平均化した電流



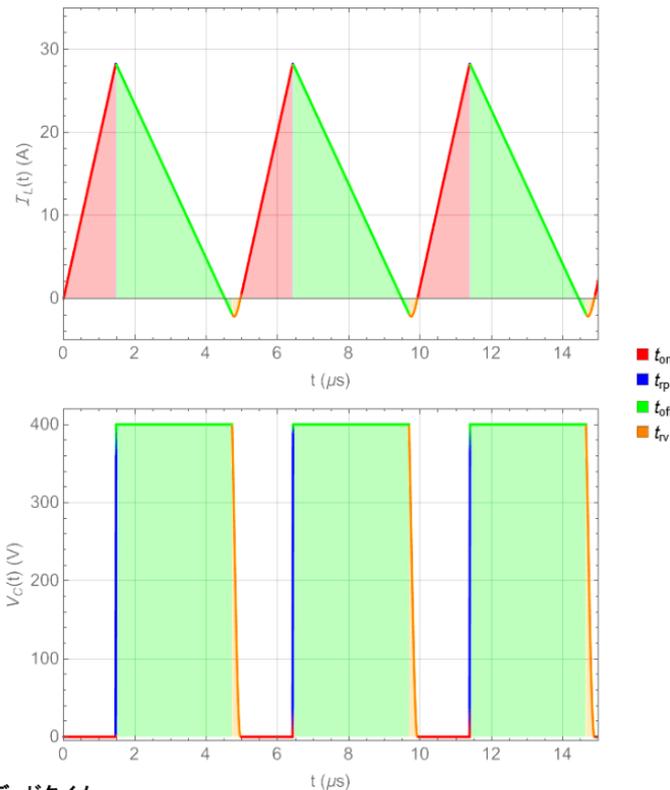
Note: Time base in zoomed plots is relative to: 2.2 ms.

# 遷移モード制御 – ZCD

- $V_{IN} > 1/2 V_{OUT}$  で ZVS が失われる問題を解決
- 要件:
  - 高精度の ZCD
  - 堅牢なアルゴリズム

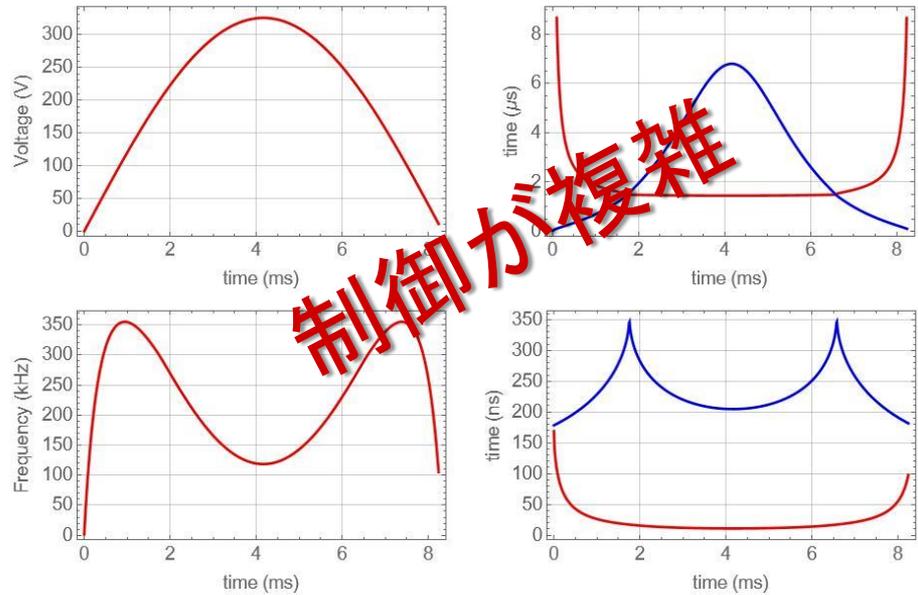
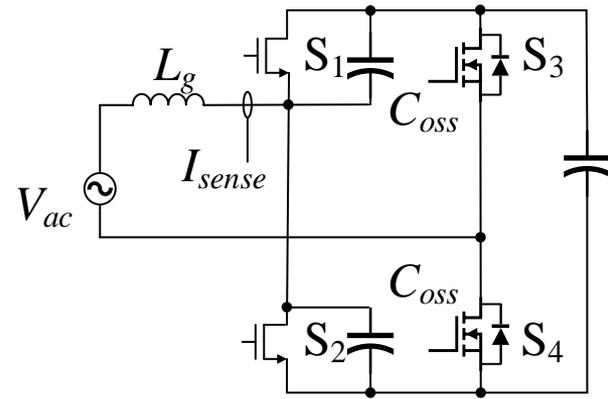


- $t_{on}$  – 制御 FET のターンオン時間
- $t_{off}$  – 同期整流 (SR) のターンオン時間
- $t_{rp}$  – 制御 FET のターンオフと同期整流 (SR) のターンオンの間のデッドタイム
- $t_{rv}$  – 同期整流 (SR) のターンオフと制御 FET のターンオンの間のデッドタイム

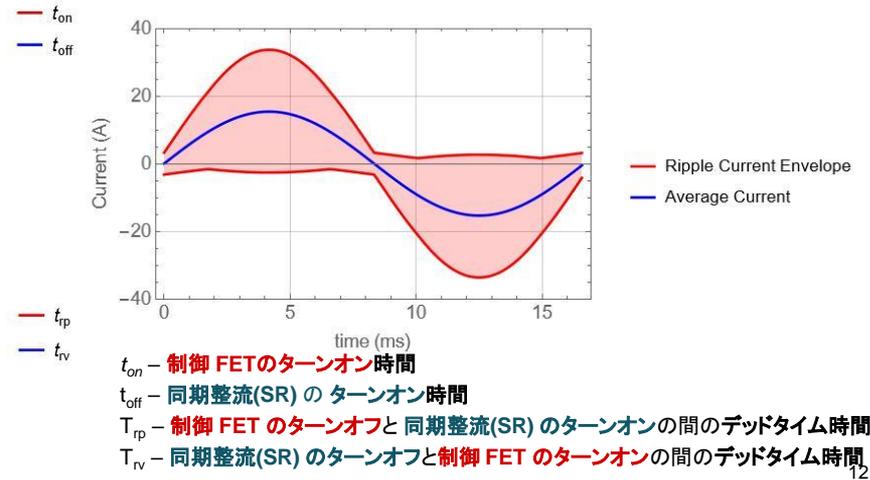


# ZCD ソリューション

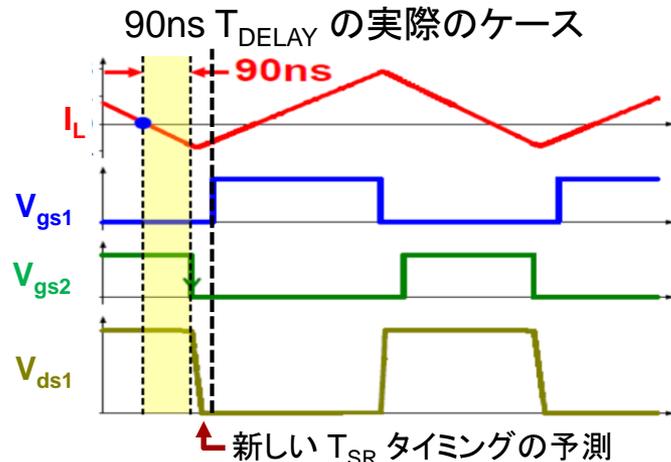
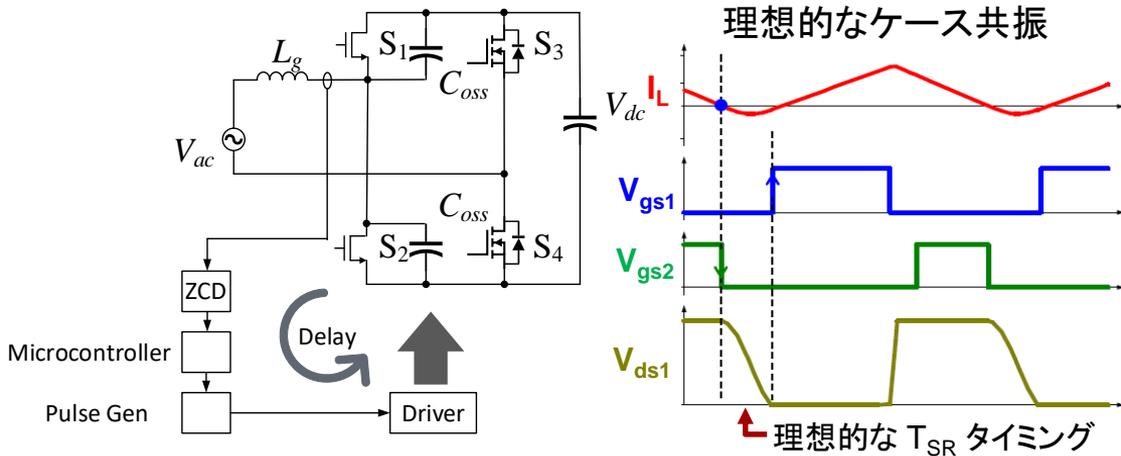
- $V_{AC} < 1/2 V_{DC}$  自然な ZVS
- $V_{AC} > 1/2 V_{DC}$  追加の SR 時間が必要
- **正しいタイミングソリューションが得られない**



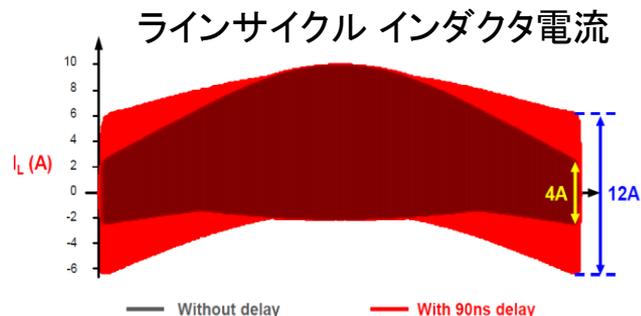
制御が複雑



# ZCD – タイミングに関する課題

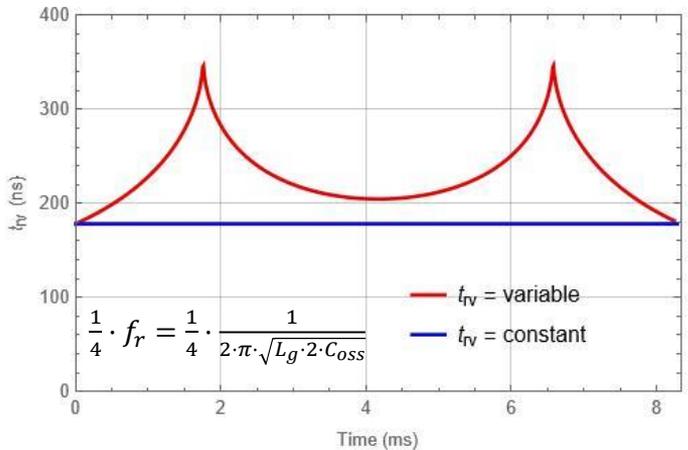


- 正確な ZCD タイミングが必要
  - 高帯域幅、低遅延のセンサが必要
  - 遅延による応答時間の制限
- 追加の計算による遅延の補正が必要
- THD と不要な導通損失が増加



# ソリューションを得るための手法: 手順 1 – タイミングの簡素化

- $t_{rv}$  を一定値にすることによる簡素化
- 周波数の変動は同様
- リップル電流は同様



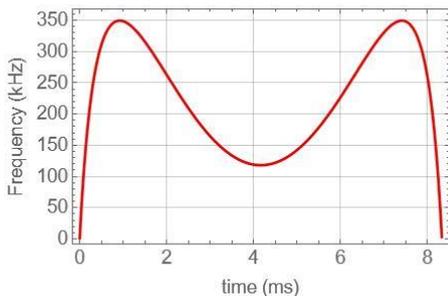
$t_{on}$  – 制御 FET のターンオン時間

$t_{off}$  – 同期整流 (SR) のターンオン時間

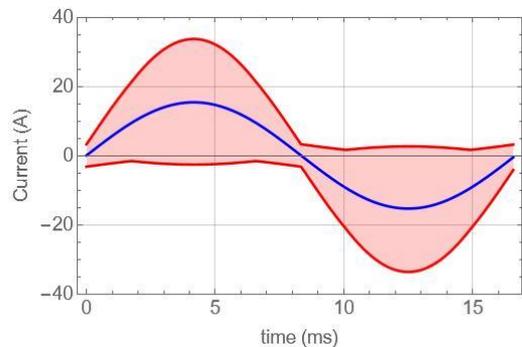
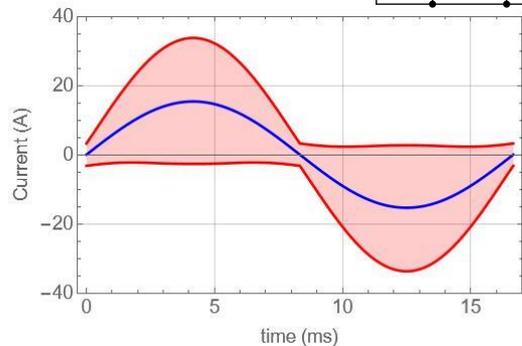
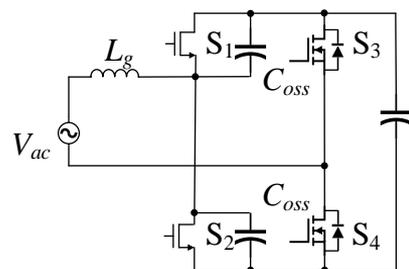
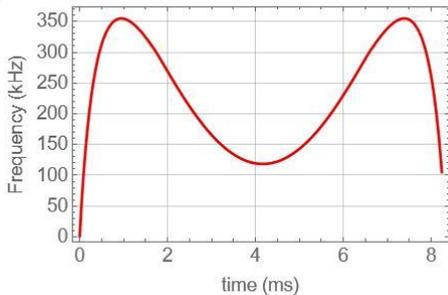
$t_{rp}$  – 制御 FET のターンオフと同期整流 (SR) のターンオンの間のデッドタイム

$t_{rv}$  – 同期整流 (SR) のターンオフと制御 FET のターンオンの間のデッドタイム

## $t_{rv}$ 一定時間の場合

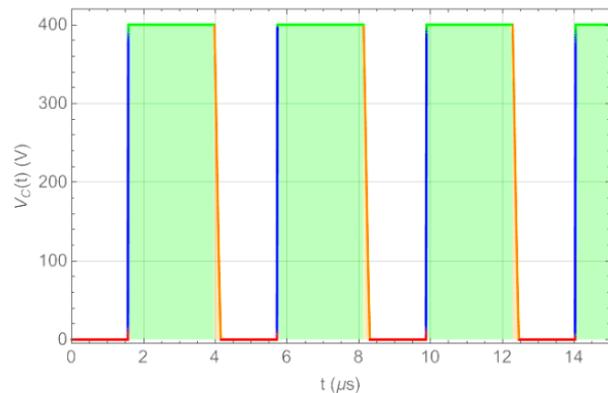
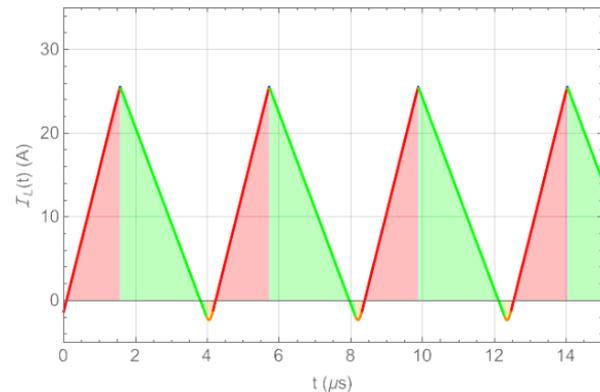
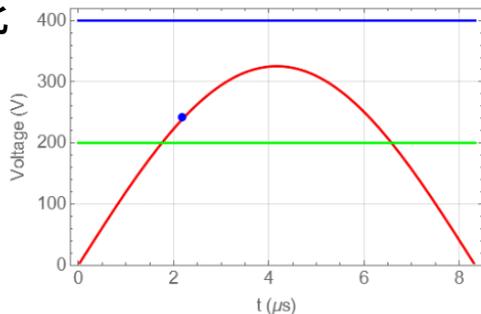
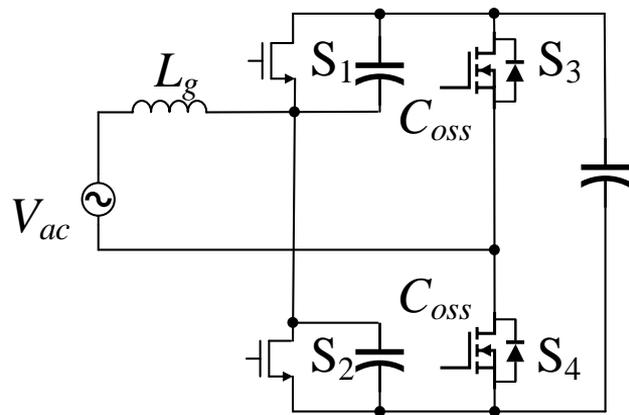


## $t_{rv}$ 可変時間の場合



# TCM – 一定時間の $t_{rv}$

- 正確なソリューションではない
- ZVD フィードバック
  - 別のタイミング変数を除外
  - 正確なソリューションを有効化



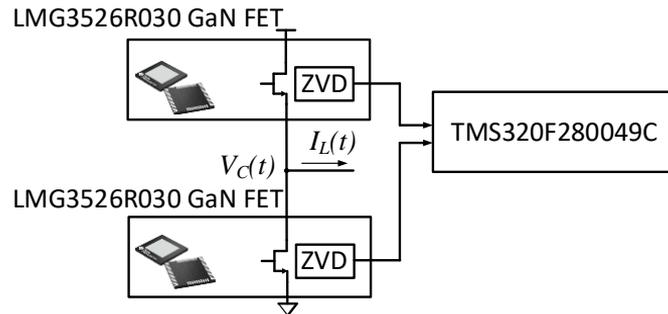
- $t_{on}$  – 制御 FET のターンオン時間
- $t_{off}$  – 同期整流 (SR) のターンオン時間
- $t_{rp}$  – 制御 FET のターンオフと同期整流 (SR) のターンオンの間のデッドタイム
- $t_{rv}$  – 同期整流 (SR) のターンオフと制御 FET のターンオンの間のデッドタイム

# ソリューションを得るための手法: 手順 2 - ZVD フィードバック

- ZVS によってターンオンしたかどうかを示す

## ステータス ビット出力

- 500kHz で、GaNスイッチが ZVS を達成します
- 1.3MHz で、GaNスイッチの ZVS が失われます

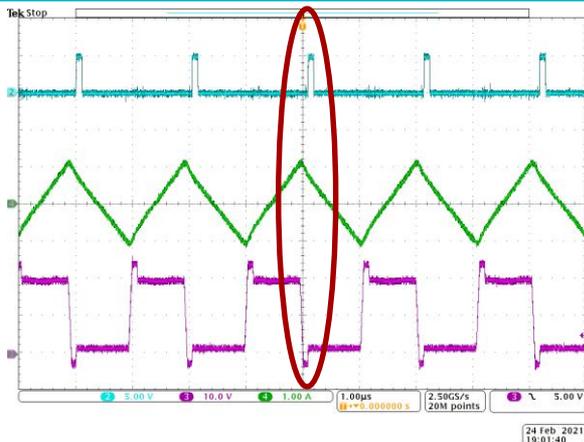


ゼロ電圧検出(ZVD)パルスは、ターンオン時にデバイスで ZVS が達成されたことを示します

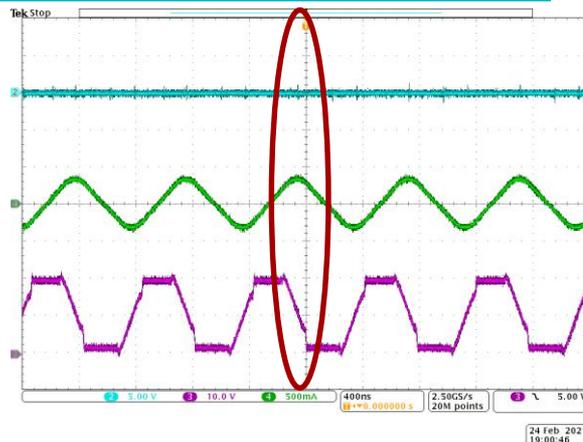
ローサイド FET  
ZVD Flag  
(5V/div)

$I_L$  (1 A/div)

$V_{ds}$  (10 V/div)

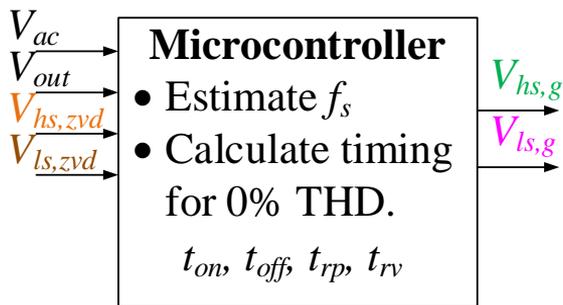
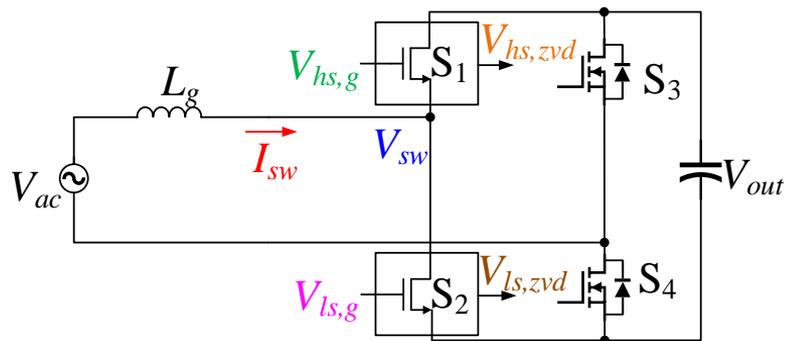


20 V, 500kHz

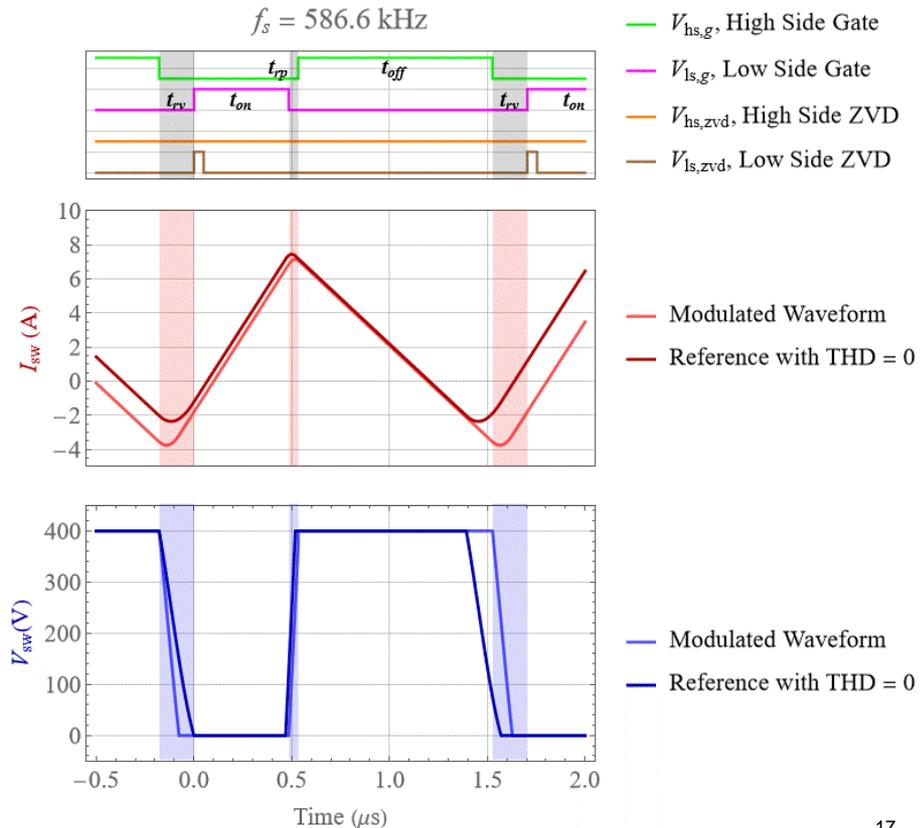


20 V, 1.3MHz

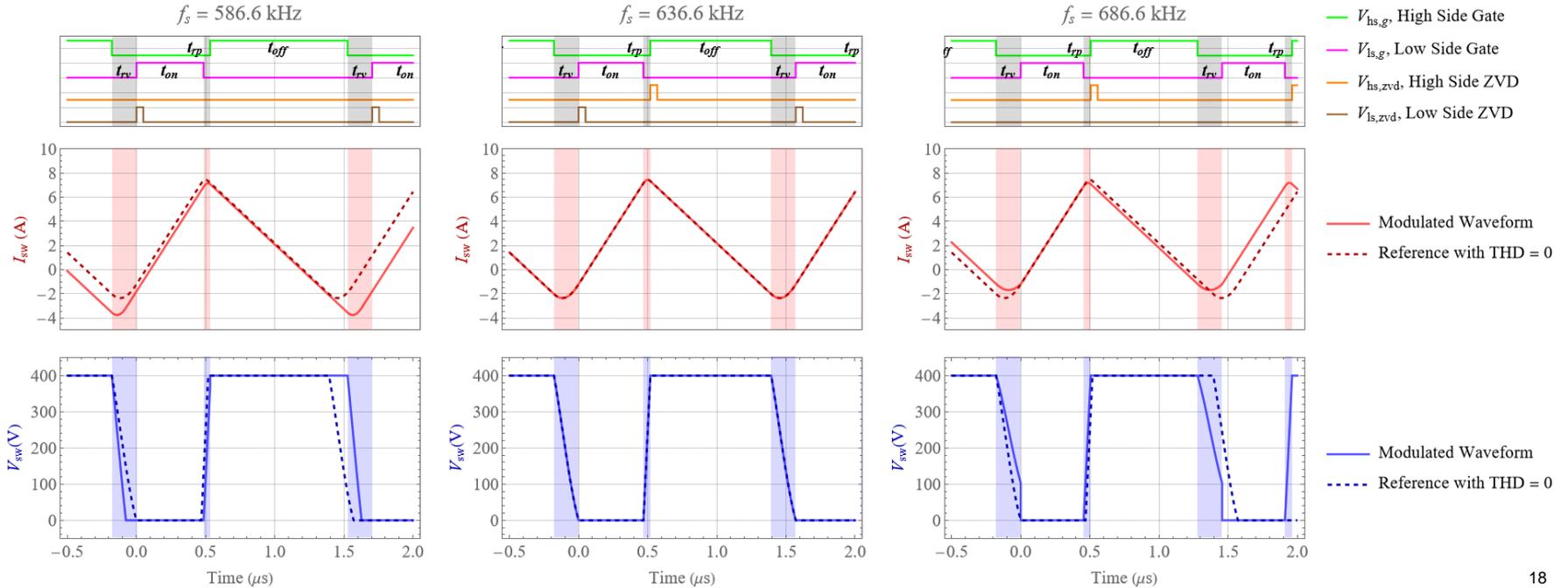
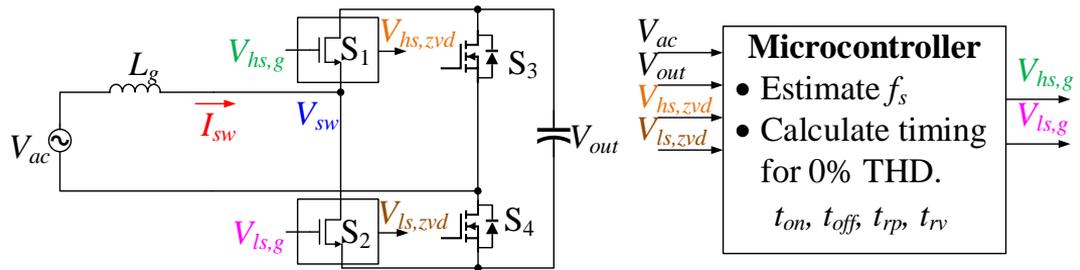
# 正確なソリューション: ZVD フィードバックと一定時間 $t_{rv}$



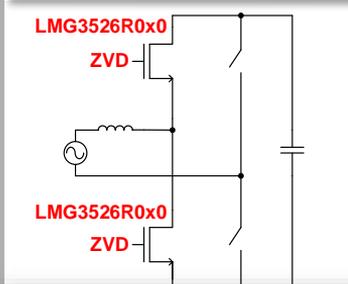
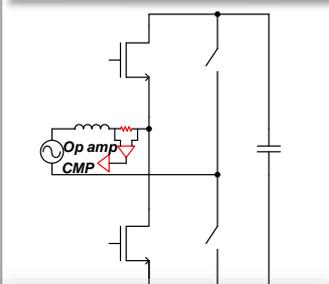
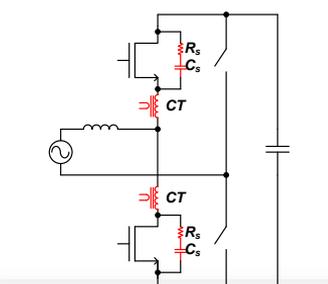
- 制御の複雑さを低減
  - $t_{rv}$  を一定時間
  - ZVD フィードバックによって  $f_s$  が決まります
- マイコンで ZVS と高力率を実現できます



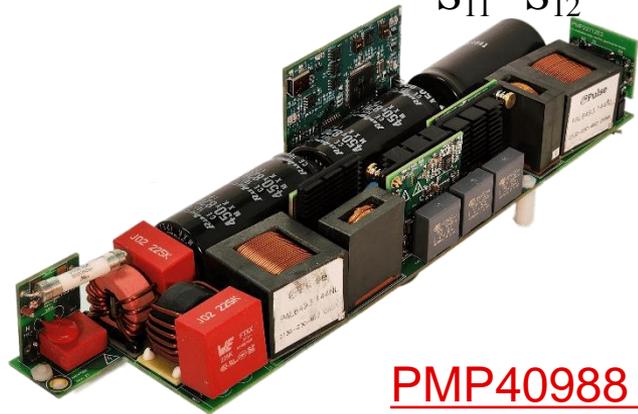
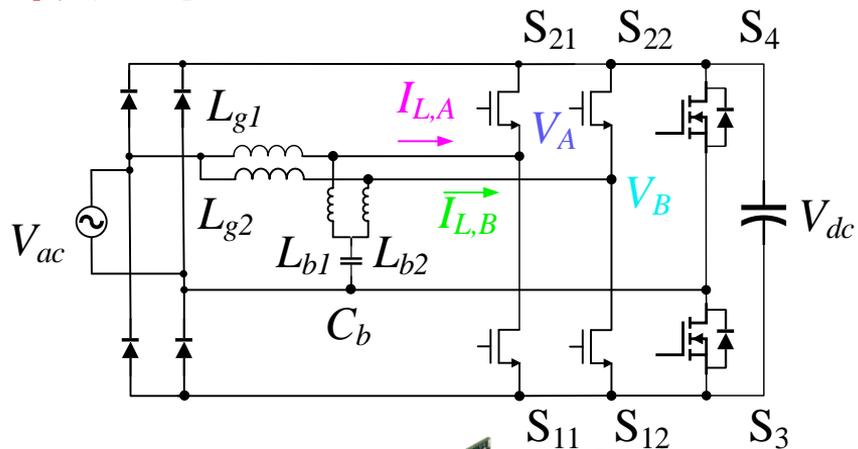
# 周波数ディザリング



# ZVD の利点と他のソリューションとの比較

	TI の GaN ZVD の特長 LMG3526R0X0	シャント抵抗方式	電流トランス方式
回路図			
周辺回路	<ul style="list-style-type: none"> <li>1つのチャンネルにアイソレータを追加</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>1つのシャント抵抗</li> <li>1つの高帯域オペアンプ</li> <li>1つの高速コンパレータ</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>2つの電流トランス</li> <li>2つのコンパレータ</li> <li>クランプ回路: 2つの高電圧コンデンサ、2つの抵抗</li> </ul>
周辺回路のコスト	低	高	低
効率への影響	影響なし	シャント損失によって効率が低下	電流トランスとスナバ回路の損失によって効率が低下
フットプリントサイズ	フットプリントはほぼ増加しない	大	大
制御の複雑さ	シンプル	複雑	複雑

# 設計例 – 5kW PFC

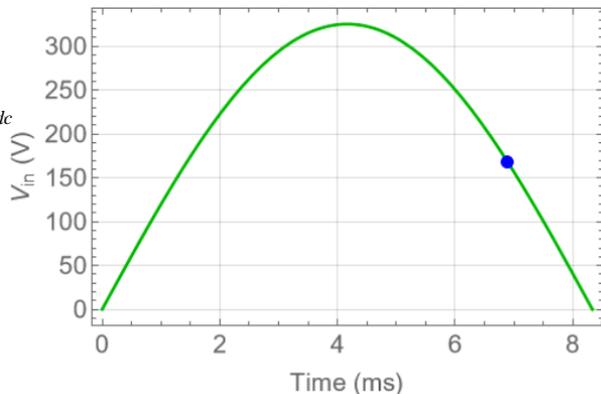
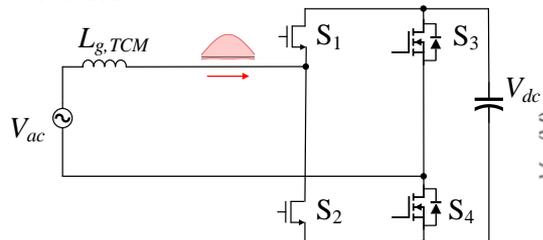


[PMP40988 link](#)

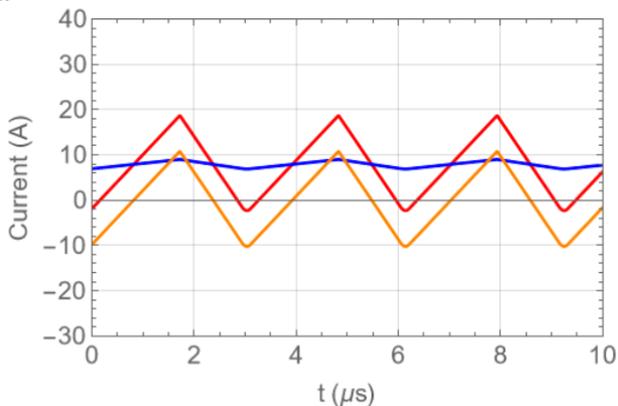
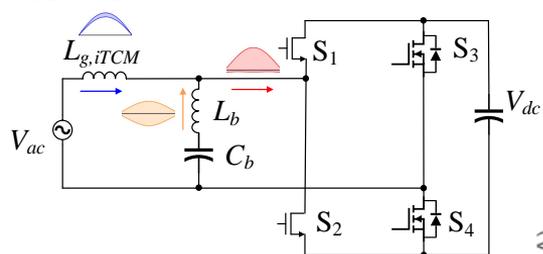
パラメータ	値
AC 入力	208V ~ 264V
ライン周波数	50Hz ~ 60Hz
DC 出力電圧	400 V
最大出力電力	5kW
全負荷時の保持時間	20ms
$L_g$ 低周波インダクタ	140 $\mu$ H
$L_b$ 高周波インダクタ	14 $\mu$ H
$C_b$ 高周波ブロッキング コンデンサ	1.5 $\mu$ F
THD	<5%
EMI	EN55022 Class A
動作スイッチング周波数	可変 75kHz ~ 1.2MHz
マイコン	TI TMS320F280049C
高周波 GaN FET ( $S_{11}, S_{12}, S_{22}, S_{21}$ )	TI LMG3526R030
内部寸法	38 mm $\times$ 65 mm $\times$ 263 mm
電力密度	120 W/インチ <sup>3</sup>

# iTCM と TCM の設計比較

## TCM

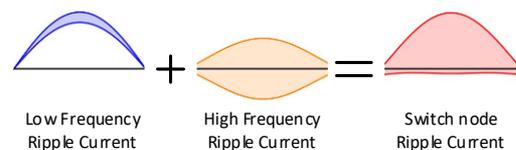


## iTCM



## iTCM の利点

- インダクタの最適化
  - $L_b$  (フェライト) – ピーク電流が減少
  - $L_{g,iTCM}$  インダクタ (鉄粉) – 低リップル
    - $L_{g,TCM}$  高周波リップルの場合はフェライト
- 高周波リップルが入力をバイパスするため、差動モード EMI が改善される
  - EMI フィルタのサイズを低減
  - $L_{g,iTCM}$  差動モード フィルタの一部を形成
- $L_{g,TCM} = L_{g,iTCM} \parallel L_b$

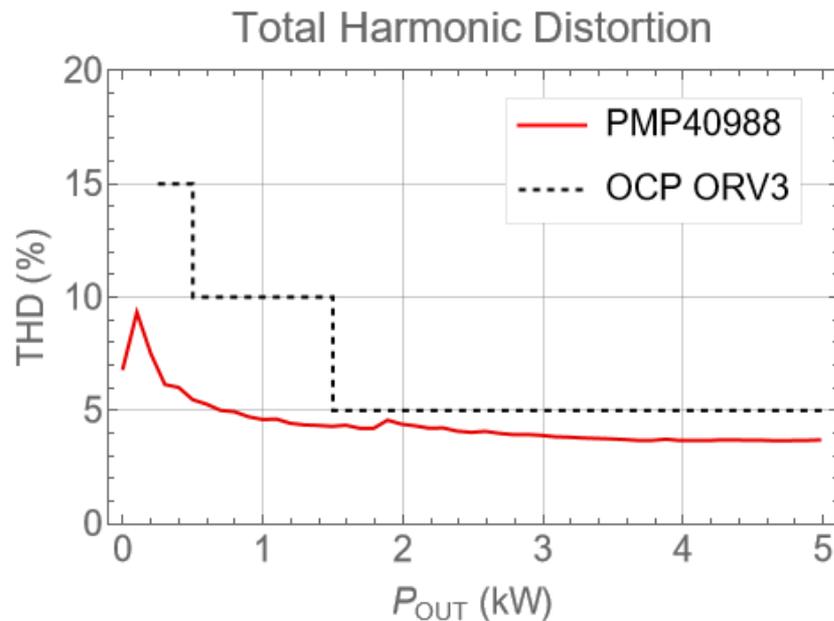
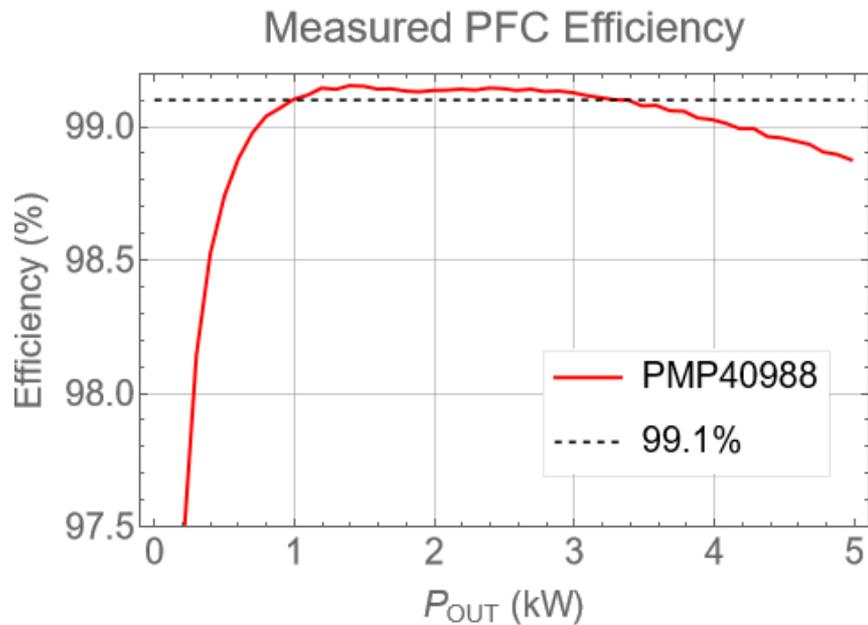


Low Frequency  
Ripple Current

High Frequency  
Ripple Current

Switch node  
Ripple Current

# Phase Shedding による効率と THD

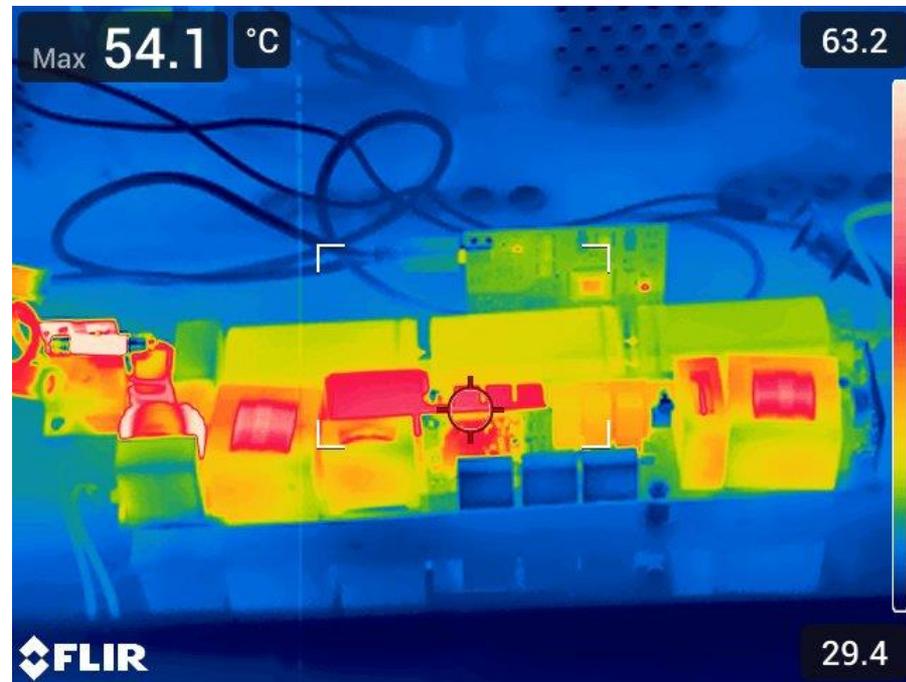
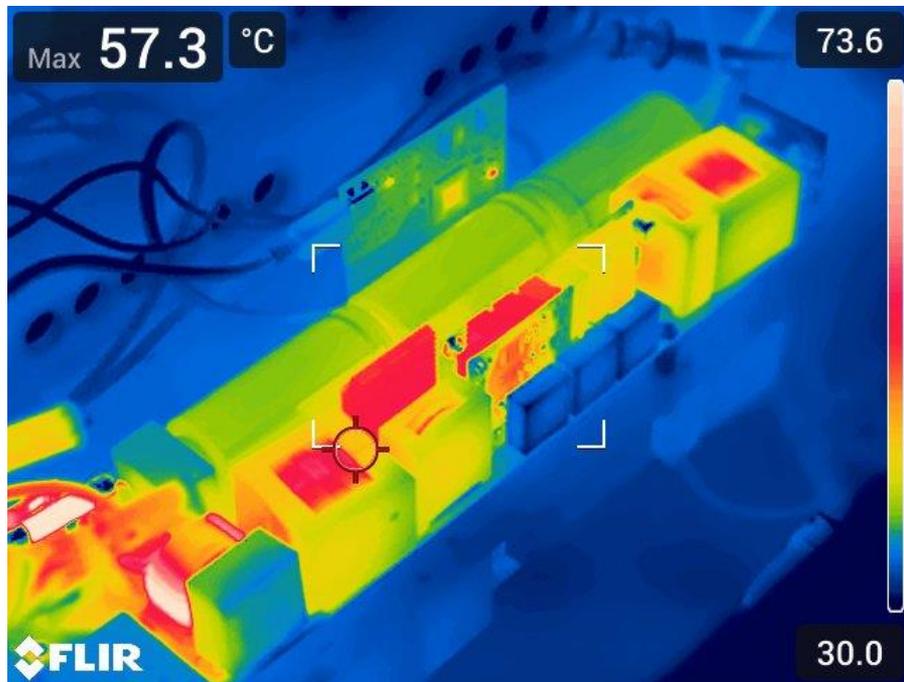


$V_{IN}$ : 230V でのPhase切り替えの閾値: 1.8kW

# 全負荷時の熱画像

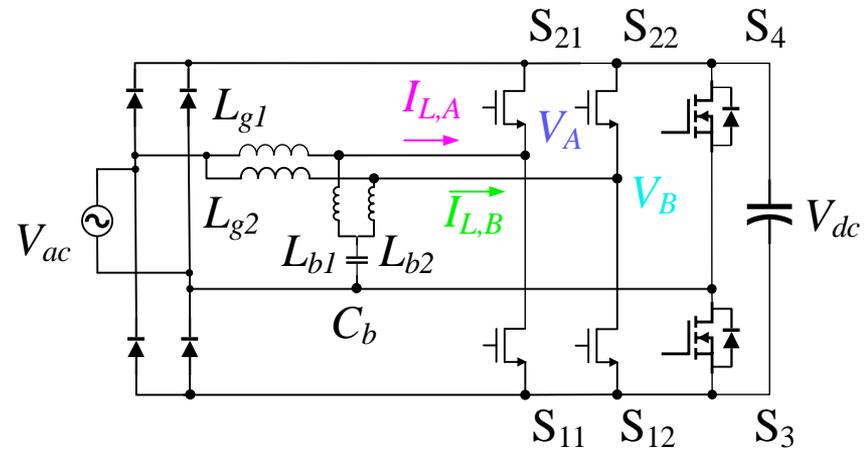


$V_{IN} = 230V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400V$   
 $I_{OUT} = 12.5A$   
38 CFM ファン



# 実験結果 - 全負荷

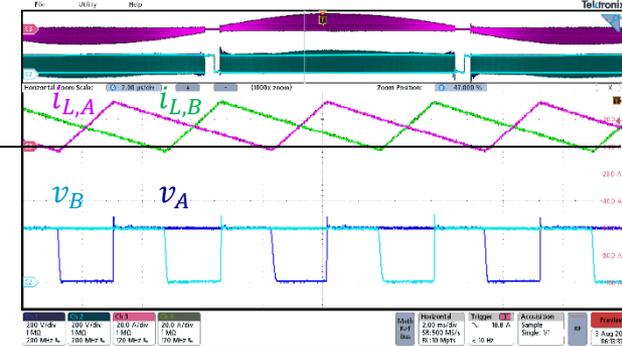
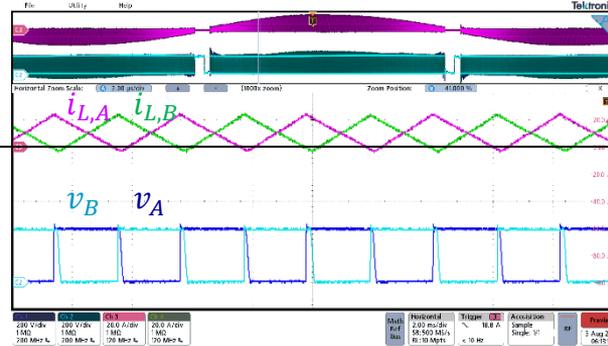
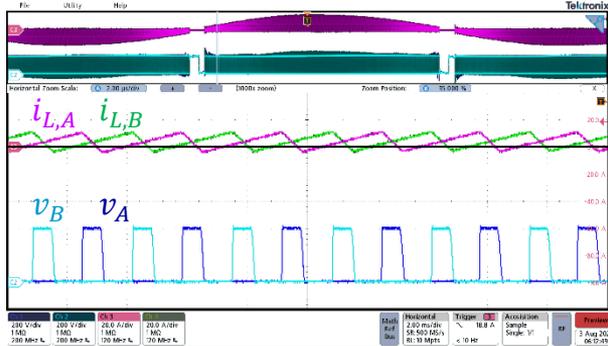
$V_{IN} = 230 \text{ VRMS}$     $V_{OUT} = 400 \text{ V}$     $P = 5 \text{ kW}$



$V_{IN} \ll V_{OUT}/2$

$V_{IN} = V_{OUT}/2$

$V_{IN} \gg V_{OUT}/2$



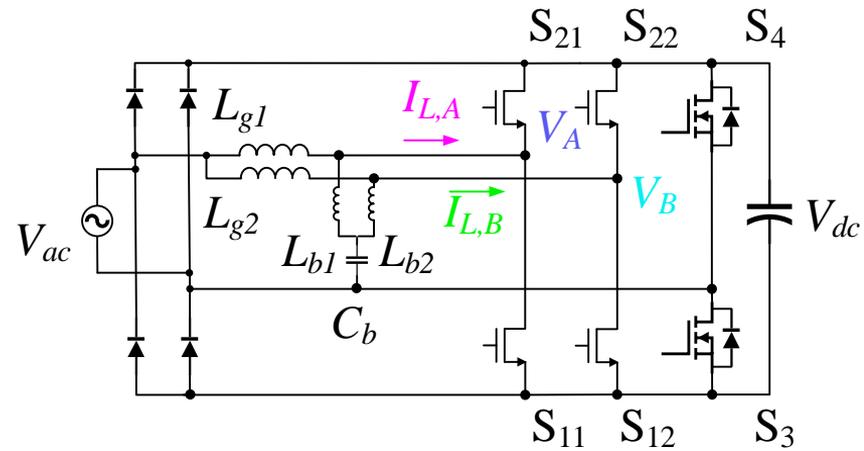
200V/div、20A/div、2μs/div

200V/div、20A/div、2μs/div

200V/div、20A/div、2μs/div

# 実験結果 - 無負荷

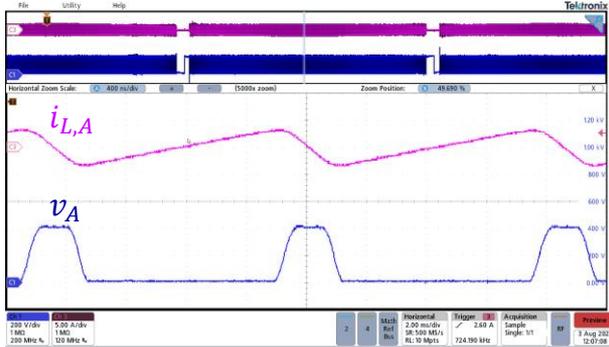
$V_{IN} = 230 \text{ VRMS}$     $V_{OUT} = 400 \text{ V}$     $P = 0 \text{ kW}$



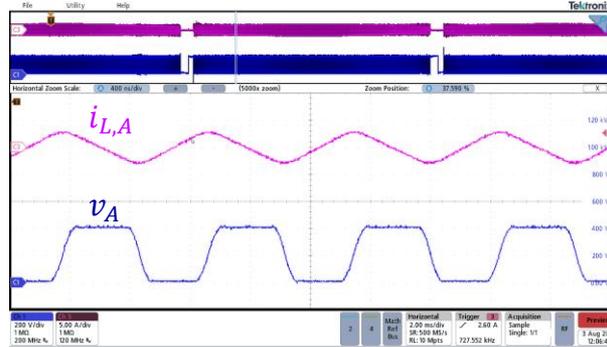
$V_{IN} \ll V_{OUT}/2$

$V_{IN} = V_{OUT}/2$

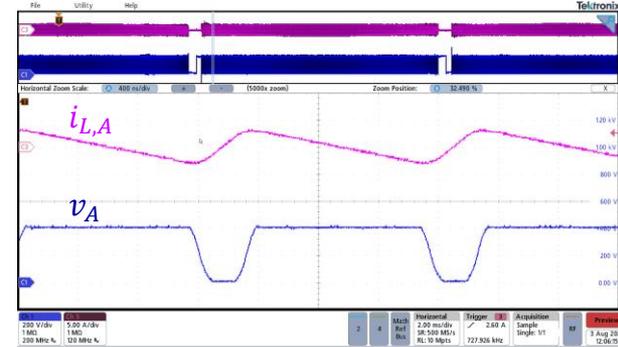
$V_{IN} \gg V_{OUT}/2$



200V/div、5A/div、400ns/div



200V/div、5A/div、400ns/div

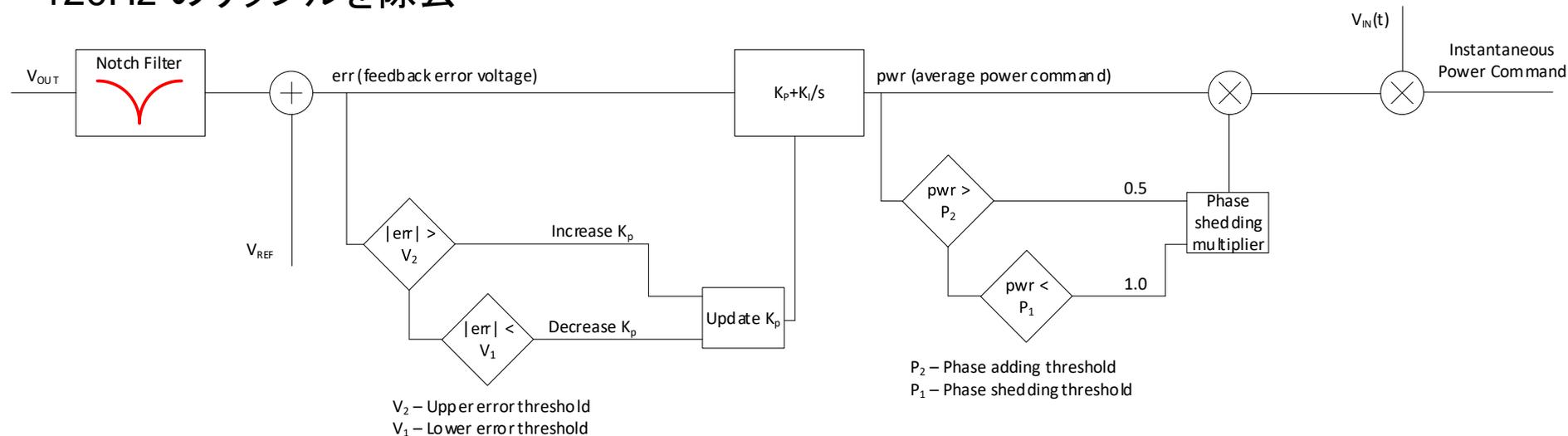


200V/div、5A/div、400ns/div

# 電圧ループ補償回路

ノッチフィルタによって  
120Hz のリップルを除去

追加のゼロがある積分器と  
同等の標準比例積分コントローラ

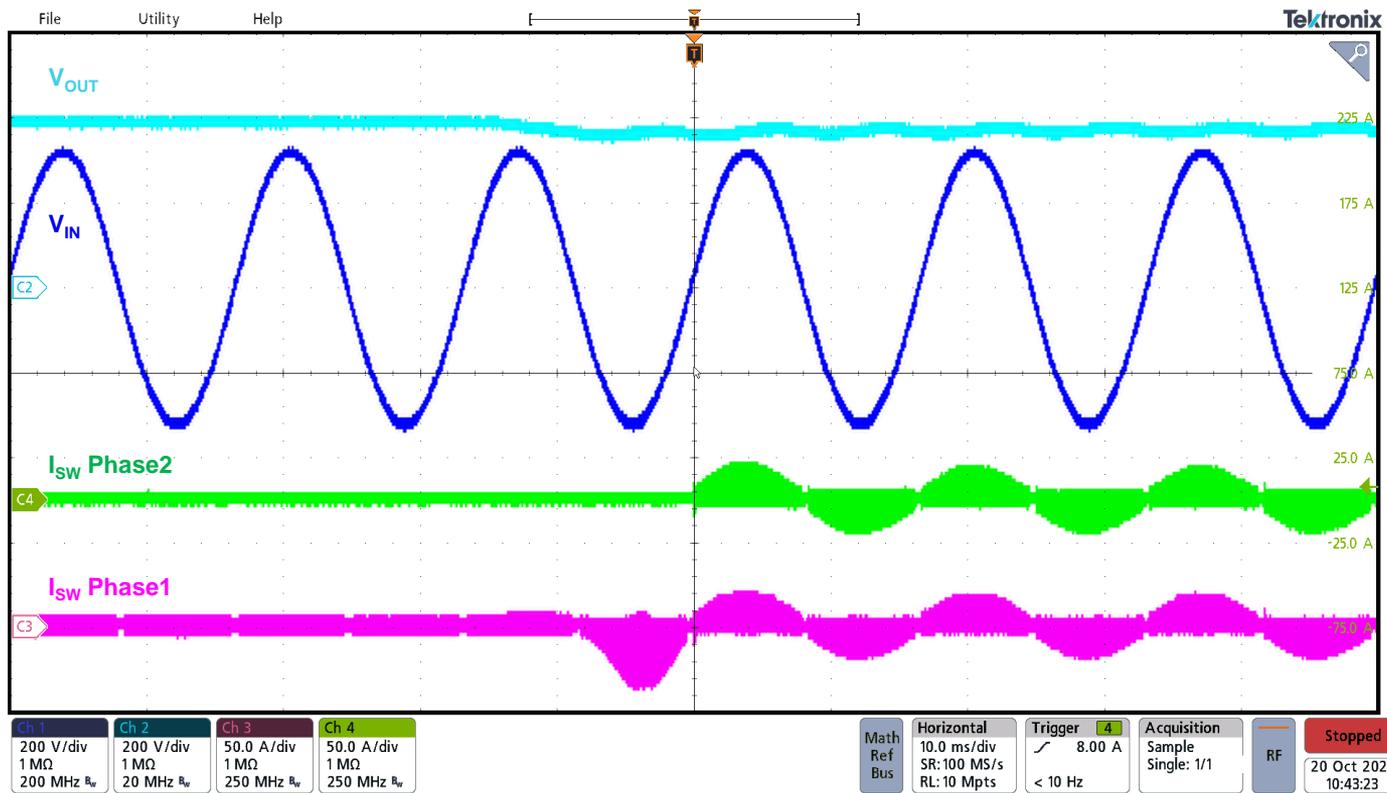


出力がターゲットと大きく異なる場合に  
 $K_p$  を動的に変更して過渡応答を高速化

動作しているPhase数によって  
各 Phase への電力コマンドを  
フィードフォワード調整

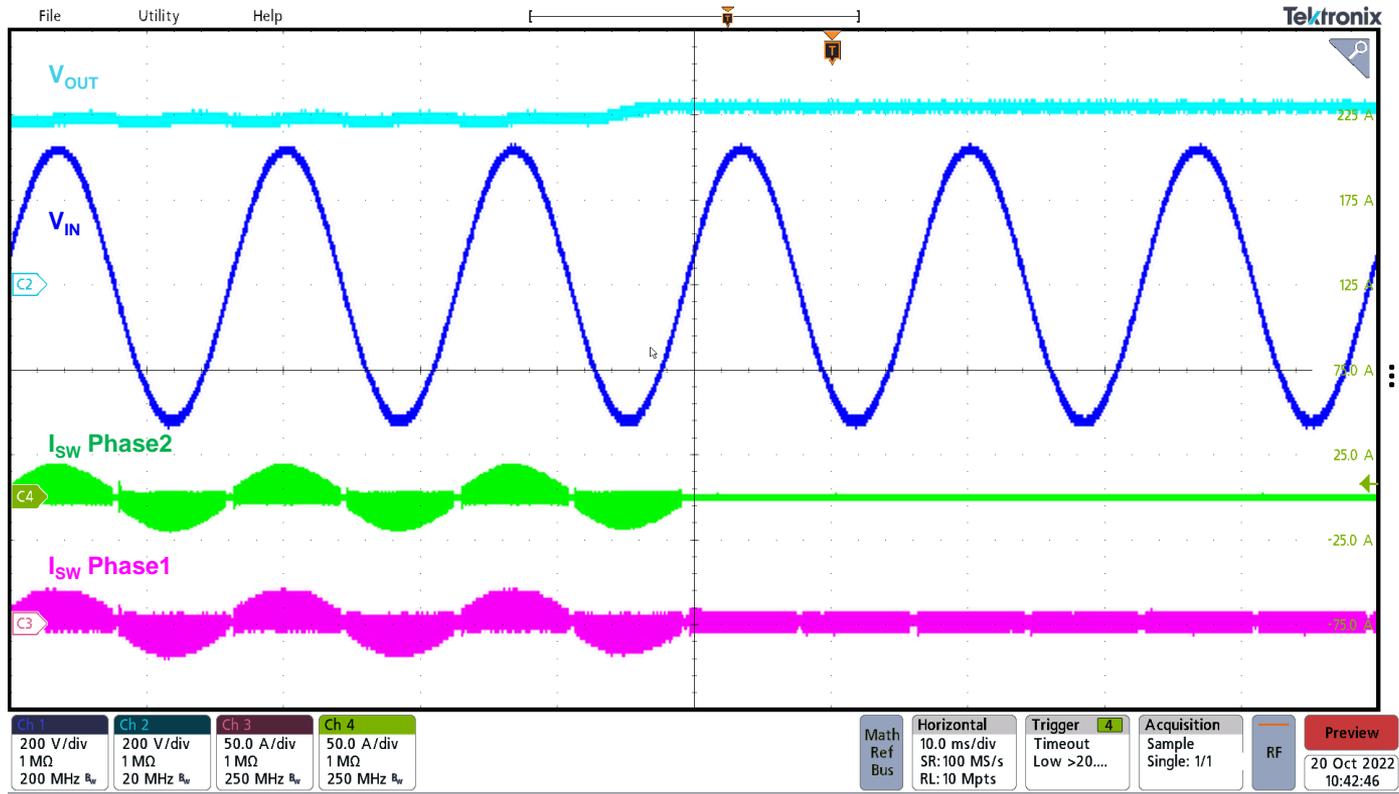
# 負荷応答: 40W → 2.5kW

$V_{IN} = 230V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400V$   
 $I_{OUT} = 0.1A \sim 6.25A$



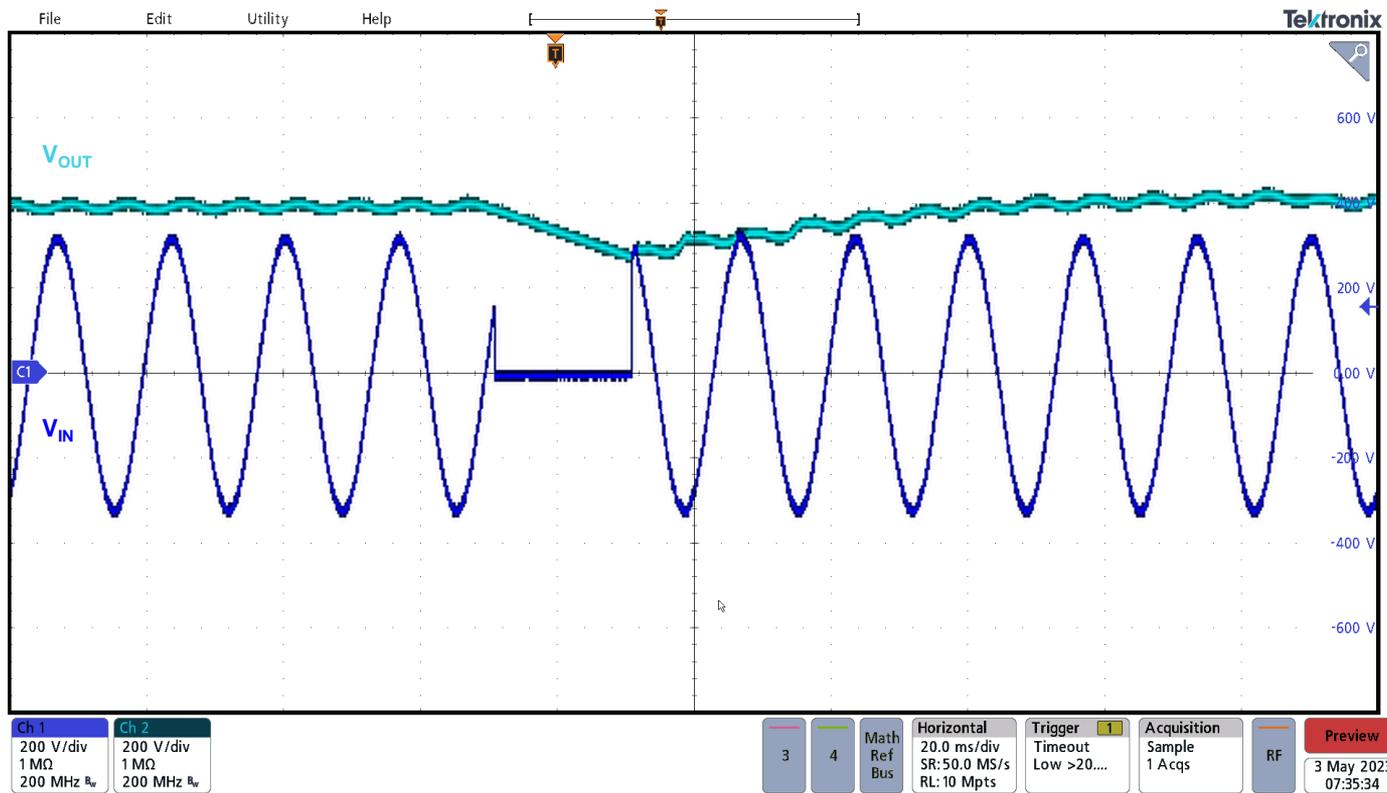
# 負荷応答: 2.5kW → 40W

$V_{IN} = 230V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400V$   
 $I_{OUT} = 6.25A \sim 0.1A$



# AC 入力の瞬停と復帰

$V_{IN} = 230V_{AC}$   
 $V_{OUT} = 400V$   
 $I_{OUT} = 12.5A$   
瞬停期間 = 20ms  
位相 = 30度



# まとめ

- 計算上、シンプルな遷移モードPFC 制御：
  - ラインと負荷範囲全体で ZVS を達成
  - 非常にすぐれた THD を達成
  - 制御に電流センサが不要
- 可変周波数と理想的なインターリーブを使用した、2 phase インターリーブ ソリューション
  - 効率 >99.1%
  - THD <5%
- 新しい ZVD 対応 GaN FET の使用
- 費用対効果の優れた C2000™ マイコンの使用で ZVD を実現

# 参考資料

- Ryan Fernandes、Olivier Trescases 『A Multimode 1-MHz PFC Front End with Digital Peak Current Modulation』 (英語)、IEEE Transactions on Power Electronics 31、no. 8 (2016 年 8 月): pp. 5694 ~ 5708. doi で公開 10.1109/TPEL.2015.2499194
- Shu Fan Lim、Ashwin M. Khambadkone 『A Multimode Digital Control Scheme for Boost PFC with Higher Efficiency and Power Factor at Light Load』 (英語) 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)、2012 年 2 月 5 ~ 9 日、pp. 291 ~ 298. doi で公開 10.1109/APEC.2012.6165833
- Daniel Rothmund、Dominik Bortis、Jonas Huber、Davide Biadene、Johann W. Kolar 『10kV SiC-Based Bidirectional Soft-Switching Single-Phase AC/DC Converter Concept for Medium-Voltage Solid-State Transformers』 (英語) 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)、2017 年 4 月 17 ~ 20 日、pp. 1 ~ 8. doi で公開 10.1109/PEDG.2017.7972488
- Zhengyang Liu 2017 年 『Characterization and Application of Wide-Band-Gap Devices for High Frequency Power Conversion』 (英語) 博士論文、バージニア工科大学 <http://hdl.handle.net/10919/77959>



© 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、

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