GN012 アプリケーションノート

GaN E-HEMTの
ゲートドライバ回路設計

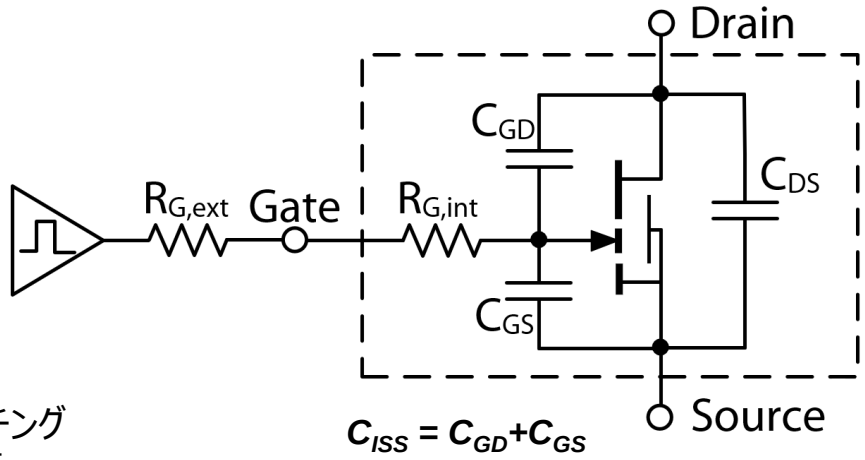
March 08, 2022

GaN Systems Inc.

シンプルにドライブできるGaNの技術–Simple-driven GaN Technology-

Si(シリコン）MOSFETとの共通点

- エンハンスメントモード（ノーマリーオフ）
- 電圧駆動 – C_{ISS} の充放電による駆動
- ゲート電流はリーク電流 I_{GSS} のみ
- ゲート抵抗 R_G により、V_{DS}のスルーレートは容易に制御可能
- Siドライバを使用できる



Si MOSFETとの相違点

- ゲート電荷量（Q_G）が低い:ドライブロスが少なく高速のスイッチング
- 高いゲインであり、低いゲートソース電圧 V_{GS} ：5-6V 推奨値
- ゲート閾値 $V_{G(th)}$ が低い：typ. 1.5V

他のE-HEMTとの比較

- ロバストなゲート: +10/-20V 最大定格
- ゲートドライブに直流電流は不要
- ゲートドライブのためにダイオードやトランジスタは不要

Gate Bias Level	GaN Systems GaN E-HEMT	Si MOSFET	IGBT	SIC MOSFET
Maximum rating	-20/+10V	-/+20V	-/+20V	-8/+20V
Typical gate bias values	0 or-3/+5-6V	0/+10-12V	0 or -9/+15V	-4/+15-20V

❖ GaN HEMTは**ドライブが容易**です

650VGaN HEMT用　ゲートドライバ

- GaN Systems GaN HEMTは ほとんどのSiデバイス用ゲートドライバできる.
- ゲートドライバの電源電圧(V_{DD}) が V_{GS}のオン電圧の推奨値＋6Vより高い場合は,V_{GS}を負側にバイアスし、V_{GS}の印加電圧を V_{DD}/ 0 V　から +6/-(V_{DD}-6) Vに変換する.　その方法はP7を参照.
- ゲートドライバのV_{DD} は12V以下を推奨する.

よく用いられるソリューション:

ゲートドライバ		構成	絶縁	備考
SILICON LABS	Si8271	シングルスイッチ	Yes	出力ソースシンク分離
	Si8273/4/5	ハーフブリッジ	Yes	プログラマブルデッドタイム調整
ANALOG DEVICES	ADuM4121ARIZ	シングルスイッチ	Yes	ミラークランプ内蔵
BROADCOM	ACPL-P346	シングルスイッチ	Yes	ミラークランプ内蔵
HEYDAY INTEGRATED CIRCUITS	HEY1011	シングルスイッチ	Yes	ゲート電源回路内蔵
ON Semiconductor	NCP51820	ハーフブリッジ	No	ブートストラップ電源管理マネージメント
RENESAS	RAA226110	シングルスイッチ	No	プログラム可能なソース電流と調整可能な過電流保護

100V/80VGaN HEMT用 ゲートドライバ

- GaN Systems GaN HEMTは ほとんどのSiデバイス用ゲートドライバできる.
- ゲートドライバの電源電圧(V_{DD}) が V_{GS}のオン電圧の推奨値＋6Vより高い場合は,V_{GS}を負側にバイアスし、V_{GS}の印加電圧を V_{DD}/ 0 V から +6/-(V_{DD}-6) Vに変換する. その方法はP7を参照.
- ゲートドライバのV_{DD} は12V以下を推奨する.

よく用いられるソリューション:

ゲートドライバ		適用構成	ソース/シンク分離出力	ブートストラップ電圧マネージメント	備考
ON Semiconductor	NCP51810	ハーフブリッジ	Yes	Yes	高速
力智電子 POWER INTELLECT	uP1966A	ハーフブリッジ	Yes	Yes	汎用
Texas Instruments	LMG1205	ハーフブリッジ	Yes	Yes	汎用
MINDCET.	MDC9010	ハーフブリッジ	Yes	Yes	大電流

GaN HEMT用　ゲートドライバIC（１）

- GaN Systems GaN HEMTは ほとんどのSiデバイス用ゲートドライバできる.
- ゲートドライバの電源電圧(V_{DD}) が V_{GS}のオン電圧の推奨値＋6Vより高い場合は,V_{GS}を負側にバイアスし、V_{GS}の印加電圧を V_{DD}/ 0 V　から +6/-(V_{DD}-6) Vに変換する.　その方法はP7を参照.
- ゲートドライバのV_{DD} は12V以下を推奨する.

よく用いられるソリューション:

適用構成	コントローラ		主な機能
プライバック - アダプタ - チャージャ - 他低電力AC/DC	ON Semiconductor	**NCP1342**	650V, 擬似共振
	Texas Instruments	**UCC28600**	600V, 擬似共振
	ON Semiconductor	**NCP1250**	650V, 固定周波数
同期整流降圧 DC/DC (48V/12V)	Analog Devices	**LTC7800**	60V, 同期整流制御, 動作周波数~2.2MHz

GaN HEMT用　ゲートドライバIC（２）

- GaN Systems GaN HEMTは ほとんどのSiデバイス用ゲートドライバできる.
- ゲートドライバの電源電圧(V_{DD}) が V_{GS}のオン電圧の推奨値＋6Vより高い場合は,V_{GS}を負側にバイアスし、V_{GS}の印加電圧を V_{DD}/ 0 V　から +6/-(V_{DD}-6) Vに変換する.　その方法はP7を参照.
- ゲートドライバのV_{DD} は12V以下を推奨する.

よく用いられるソリューション:

適用構成	コントローラ		主な機能
LLC - アダプタ - チャージャ - フラットパネルディスプレイ - 産業用	ON Semiconductor	**NCP13992**	600V, 電流モード制御
		NCP1399	600V, 電流モード制御, オフモード動作
	Texas Instruments	**UCC256404**	600V, バーストモード最適化, 低可聴ノイズと低電力スタンバイ機能
		UCC256301	600V, ハイブリッドヒステリシスモード, 低電力スタンバイ機能,ワイド動作周波数
PFC - パソコン電源 - 家電用 - LEDドライバ	ON Semiconductor	**NCP1615 / NCP1616**	700V, 臨界モード動作
	Texas Instruments	**UCC28180**	プログラマブル周波数設定, 電流連続モード動作, ACラインの高圧検出不要
PFC + LLC	MPS Monolithic Power Systems, Inc.	**HR1203**	700V, 電流連続/不連続マルチモードPFC制御, デッドタイム調整とバーストスイッチングLLC

ゲートドライバの回路構成

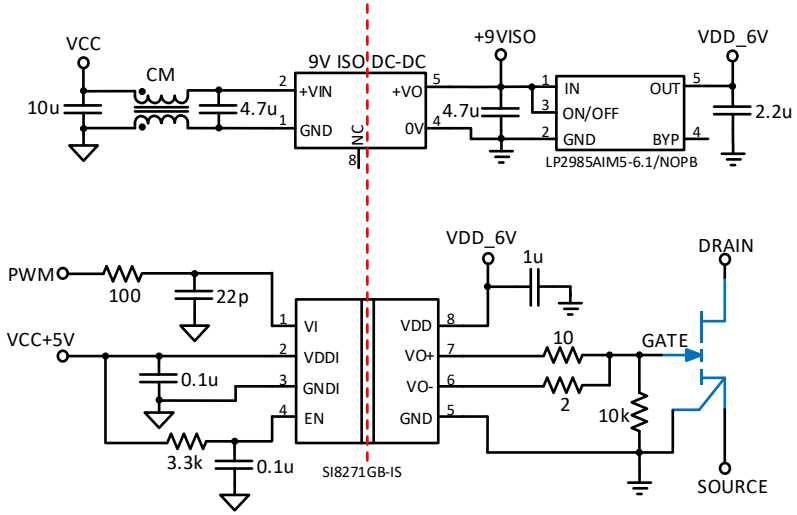
- シングルスイッチドライバ
  - 絶縁
    - $V_{GS(OFF)} = 0V$ ―シングルスイッチ絶縁ドライバ
    - $V_{GS(OFF)}$負電圧
      - EZDrive®
      - ゲート電圧を正負する分離回路を用いる
      - デジタルアイソレータ＋非絶縁ドライバ
  - 非絶縁
    - $V_{GS(OFF)} = 0V$
    - $V_{GS(OFF)}$負電圧 ―EZDrive®
- ハーフ/フルブリッジドライバ
  - 絶縁 ―シングルスイッチ絶縁ドライバを２つ使用する
  - 非絶縁
    - $V_{GS(OFF)} = 0V$ ―ブートストラップ ドライバ
    - $V_{GS(OFF)}$負電圧 ―ブートストラップドライバ ＋ EZDrive®
- GaN 並列動作 ―GaN HEMTの並列動作のドライバ回路

＊$V_{GS(OFF)}$；オフ時のゲート電圧

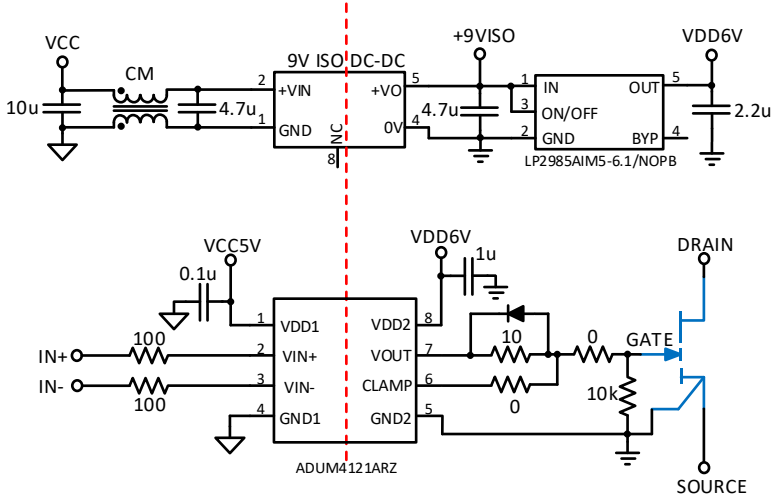
＊ $V_{GS(OFF)}$ に負電圧が必要な時とは？

シングルGaN→絶縁→$V_{GS(OFF)}$ 0V→シングル絶縁ドライバ

- $V_{GS(OFF)}$ = 0 Vは、低電圧または低電力のアプリケーション、またはデッドタイムロスの影響が大きい場合に用いられる.
- コモンモードチョークを用いるとノイズ耐性が高まる.



例I: スイッチのON/OFFに対して、出力が分離されたドライバ (SI8271)

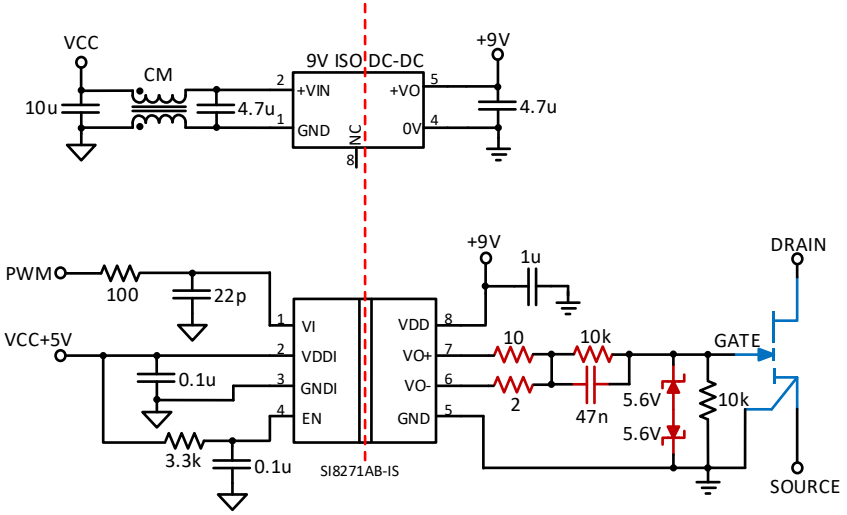


例II: スイッチのON/OFFに対して、1つの出力のドライバ (ADUM4121)

< BACK

シングルGaN→ 絶縁 → $V_{GS(OFF)}$ 負電圧→ EZDrive®

- V_{GS} の負電圧は、47nFのコンデンサで供給される
- ブートストラップ回路に適用できる
- 1kW ～ 100kWの電力範囲に使用可能である
- コモンモードチョークを用いるとノイズ耐性が高まる.



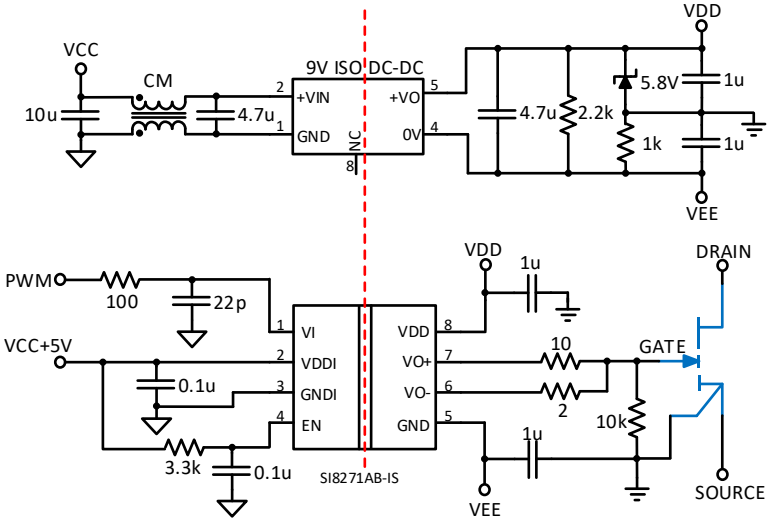
例: SI8271 EZDrive® 回路circuit (V_{GS}=+6V/-3V)

GaN EZDrive®の詳細な情報はアプリケーションノートGN010を参照ください: https://gansystems.com/

< BACK

シングルGaN→絶縁 →$V_{GS(OFF)}$負電圧→電圧分離回路

- 負のV_{GS} は電圧分離回路でつくられる (5.8Vツェナーダイオードと1 k Ωの抵抗)
- 比較的ロバストでレイアウトが容易である
- 低電力から高電力まで適用できる (1kW ~ 100kW)
- コモンモードチョークを用いるとノイズ耐性が高まる

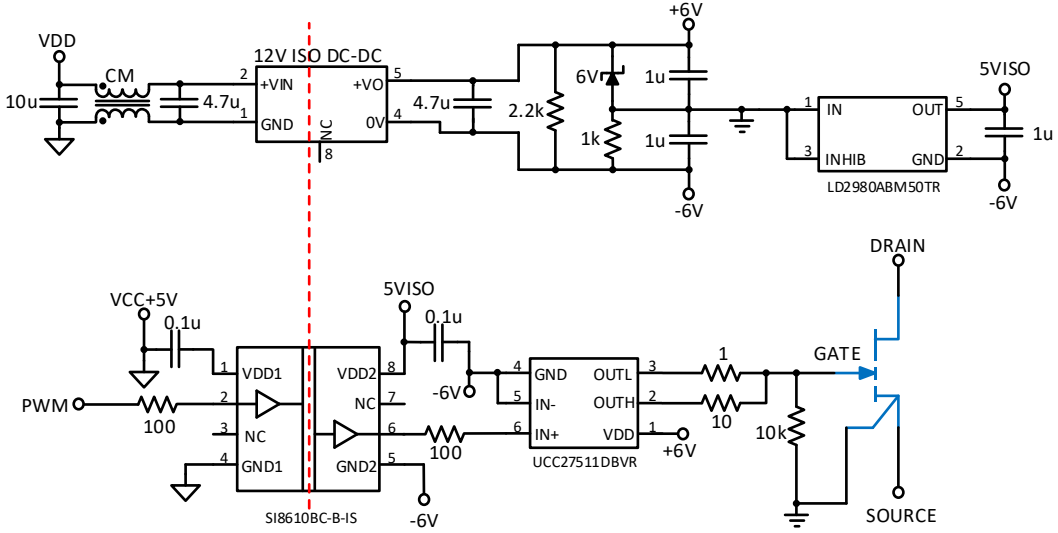


Example: SI8271 driving circuit with voltage divider (V_{GS}=+6V/-3V)

< BACK

シングルGaN→絶縁→$V_{GS(OFF)}$負電圧→デジタルアイソレータ+非絶縁ドライバ

- 非絶縁のゲートドライバまたはシンク電流の大きいバッファを用いるために信号部をデジタルアイソレータにより絶縁する
- 高電力のアプリケーションに用いられる: 例 EVモータードライブ、PVインバータ等
- コモンモードチョークを用いるとノイズ耐性が高まる

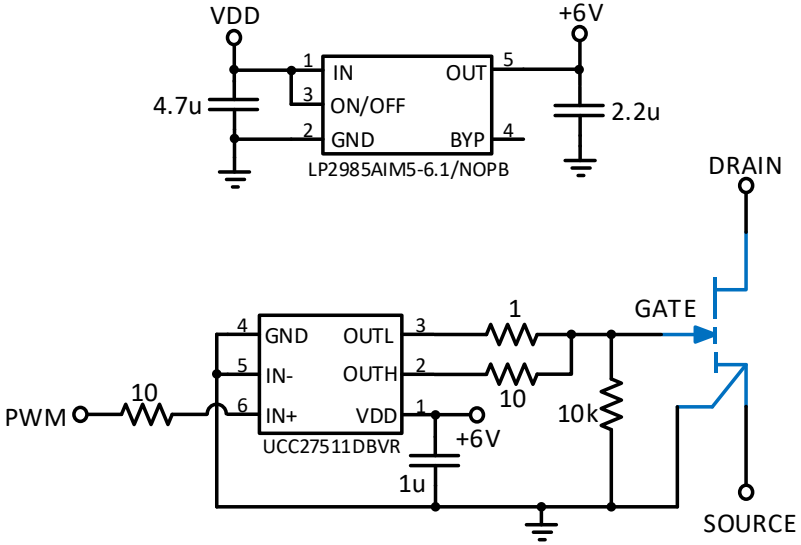


例: SI8610 (デジタルアイソレータ) + UCC27511(非絶縁ドライバ) (V_{GS}=+6V/-6V)

< BACK

シングル GaN → 非絶縁 → $V_{GS(OFF)}$ 0V

- シングルエンドのアプリケーションに用いる (E級電圧共振, プライバック, プッシュプル等)
- または入力信号部にデジタルアイソレータを用いて絶縁し、ハイサイドドライブに用いることができる.

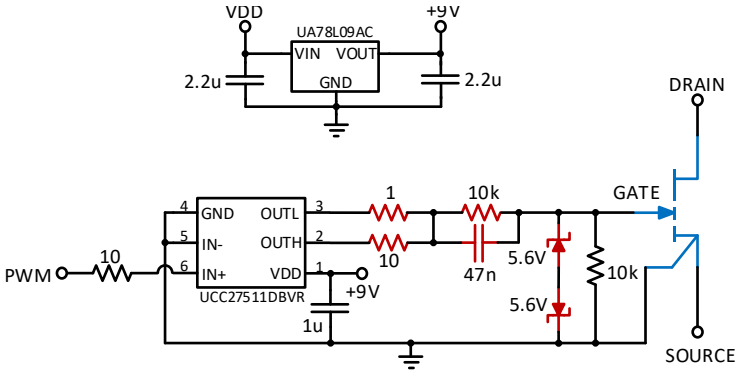


例: UCC27511 のドライブ回路 (V_{GS}=+6V/0V)

< BACK

シングルGaN→ 非絶縁 →$V_{GS(OFF)}$ 負電圧→ EZDrive®

- V_{GS} の負電圧は、47nFのコンデンサにより供給される
- ブートストラップ回路を適用できる
- コモンモードチョークを用いるとノイズ耐性が高まる.



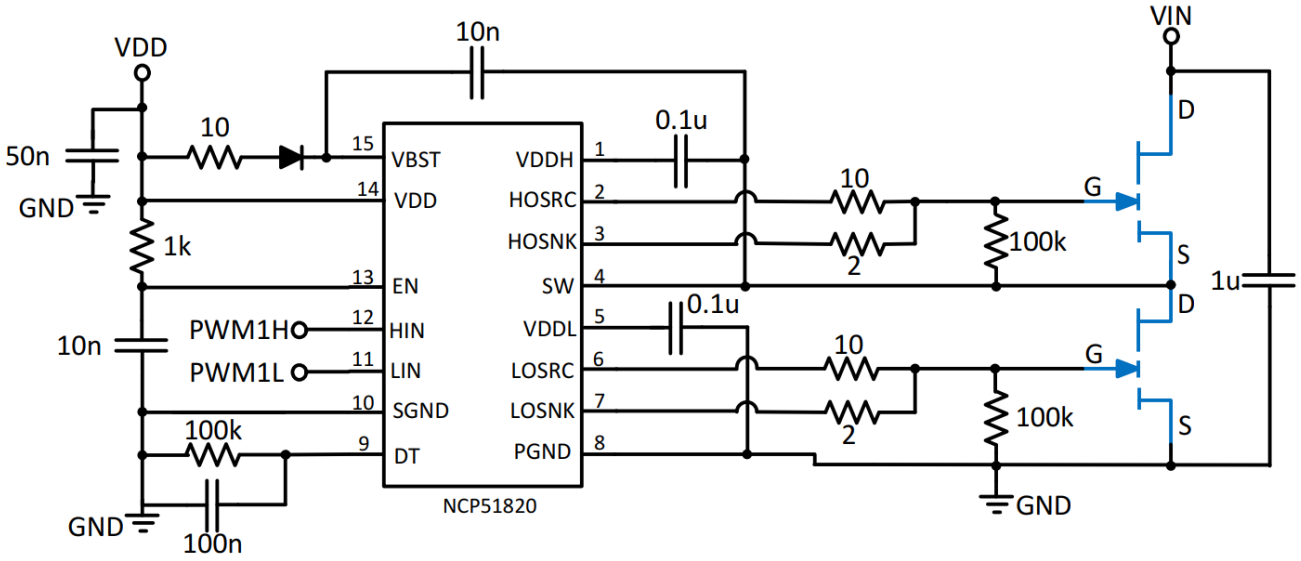
例: UCC27511 のドライブ回路 (V_{GS}=+6V/-3V))

GaN EZDrive®の詳細情報はアプリケーションノートGN010を参照ください: https://gansystems.com/

< BACK

ハーフ/フルブリッジ → $V_{GS(OFF)}$0V → ブートストラップ

- 低電力のアプリケーションに用いる.
- ブートストラップダイオードは　接合容量C_Jが小さいファストリカバリダイオード を選択する.

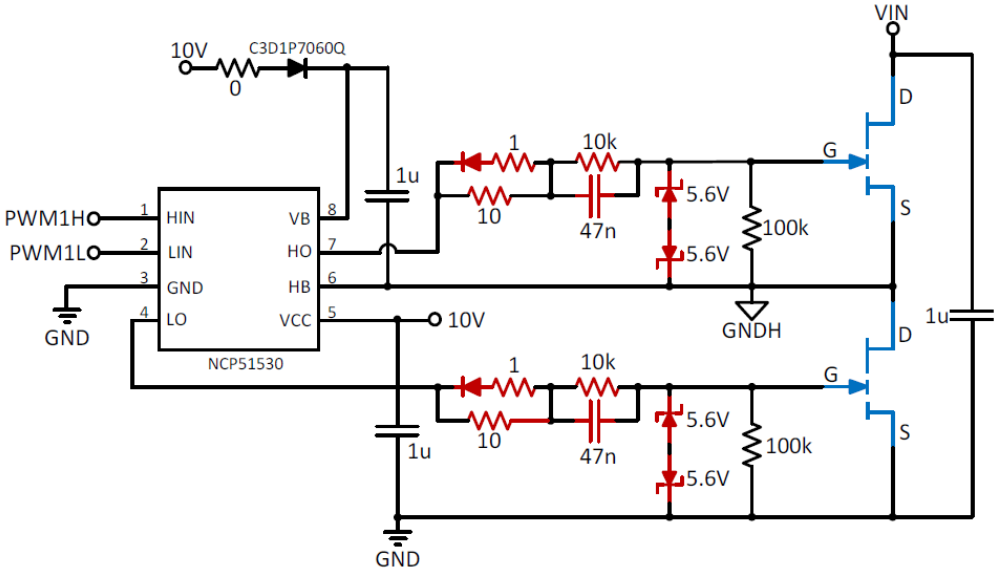


例: NCP51820 ブートストラップドライブ回路 (V_{GS}=+6V/0V)

< BACK

ハーフ/フルブリッジ→$V_{GS(OFF)}$負電圧→ブートストラップ+EZDrive®

- EZDrive® は47nF のコンデンサで負電圧をつくり、ターンオフ電圧に用いる.
- ターンオン／オフのスルーレートは外付けのゲート抵抗で調整でき、EMIの最適にできる.
- 低電力のアプリケーションに適する.



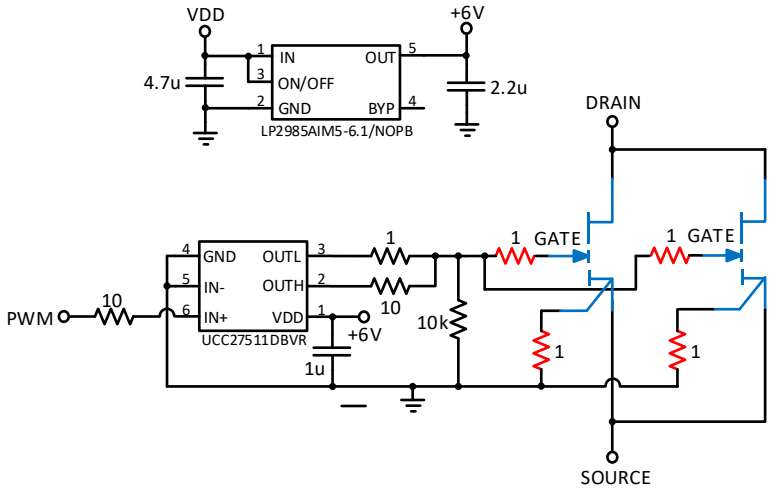
例: NCP51530 EZdrive®を用いたブートストラップドライブ回路 (V_{GS}=+6V/-3V)

GaN EZDrive®の詳細情報はアプリケーションノートGN010を参照ください: https://gansystems.com/

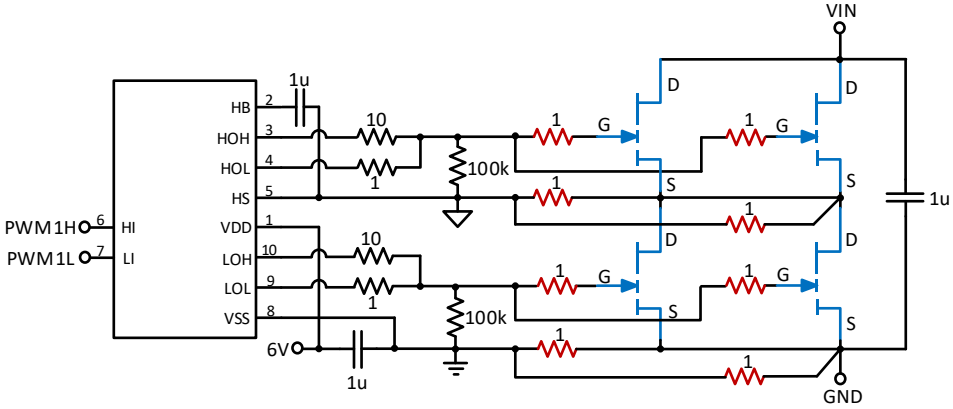
< BACK

GaN HEMT　並列動作のゲートドライブ回路

- GaN HEMTの並列動作では、ゲートとソースに1Ωの抵抗を追加する (下図の 赤の箇所)



例: UCC27511 シングルエンドの非絶縁並列ドライブ回路 (V_{GS}=+6V/0V)



例: ハーフブリッジ用ブートストラップ並列ドライブ回路(V_{GS}=+6V/0V)

GaNの並列動作の詳細情報はアプリケーションノートGN004を参照ください: https://gansystems.com/

< BACK

付録

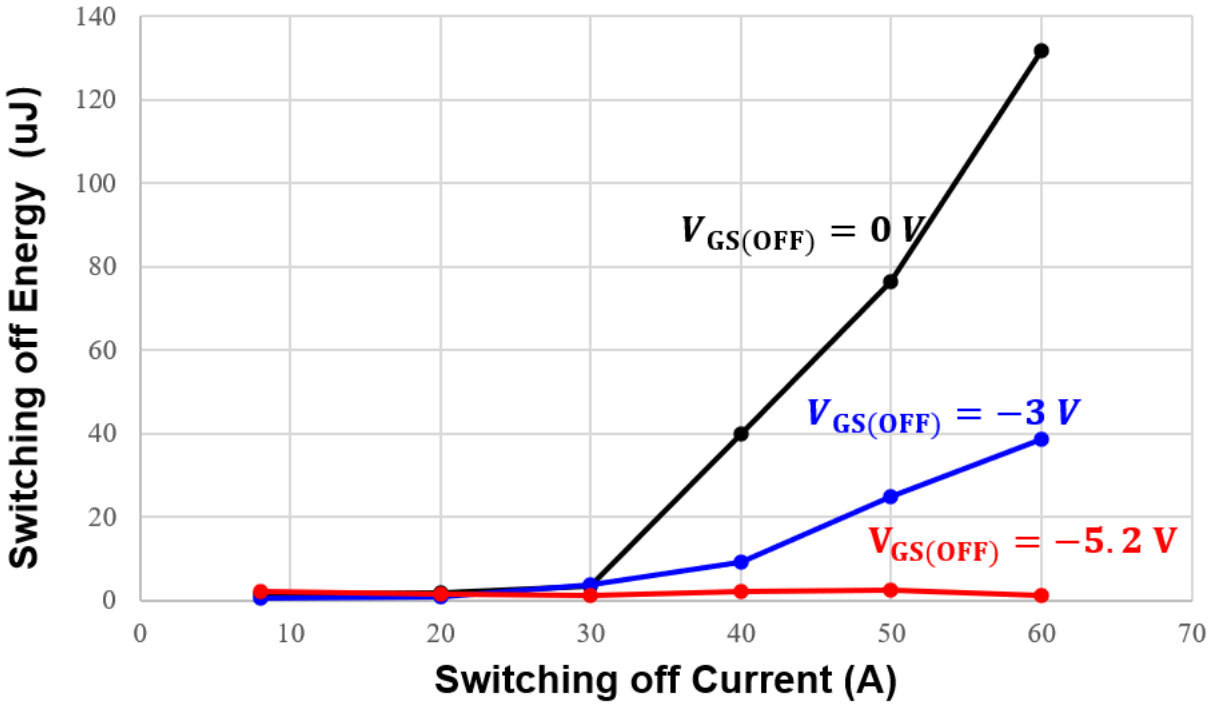
- ゲートドライブにおける$V_{GS(OFF)}$ について
- 負の$V_{GS(OFF)}$が必要な場合は?
- $V_{GS(OFF)}$ とスイッチングロスの関係
- スイッチングロスとデッドタイムロスとのトレードオフ

$V_{GS(OFF)}$に負電圧が必要な時とは?

- $V_{GS(OFF)}$ を負電圧にするとノイズ耐性を高めることができる.
- $V_{GS(OFF)}$ を負電圧にするとスイッチングロスを低減できる-特に高電流のスイッチングの場合-
- デッドタイムロスは$V_{GS(OFF)}$の負電圧が大きいと増加する.
  (逆導通時の損失が増加するためで、アプリケーションノートGN001のP８を参照)
- スイッチングオフロスとデッドタイムロスの間には、 $V_{GS(OFF)}$の選定により、トレードオフの関係がある.
  0.5kW以上のアプリケーションでは、まず $V_{GS(OFF)}$ ＝-3Vで検討されることを推奨する.

< BACK

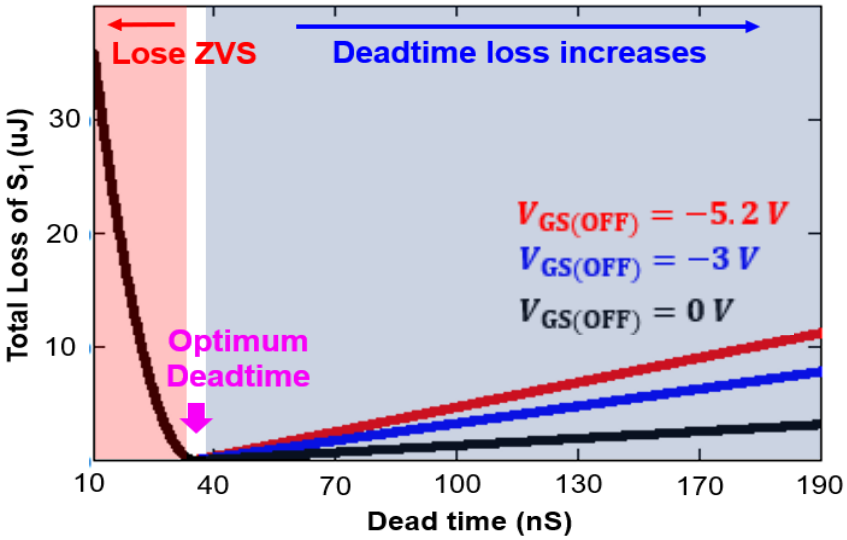
$V_{GS(OFF)}$ vs スイッチングオフロス



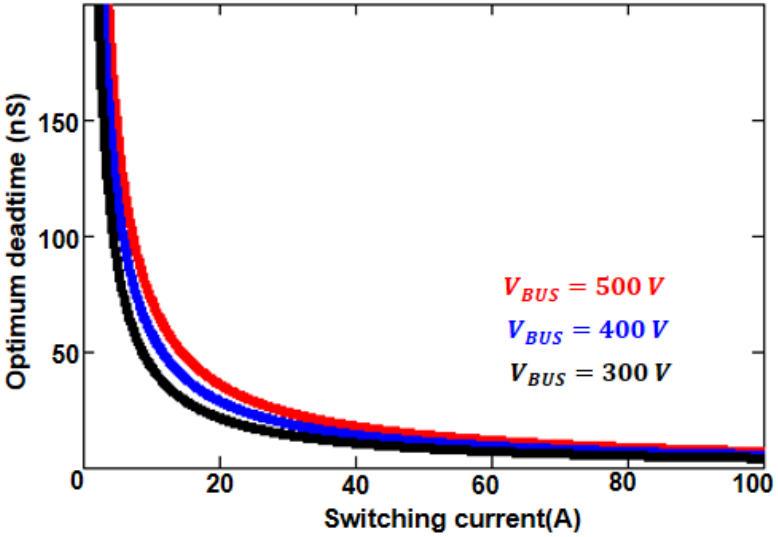
GS66516B　$V_{GS(OFF)}$を変えた場合のスイッチング電流とスイッチングオフロスの関係 V_{BUS}=400V, 25℃, R_G=1Ω

スイッチング電流が大きい時は、$V_{GS(OFF)}$ の負電圧を用いることでスイッチングオフロスが低減される

$V_{GS(OFF)}$ とZVS（ゼロ電圧スイッチング）の境界及びデッドタイムロス



GS66516B デッドタイムとトータルロスの関係
at I_D=10A, 25 ℃



スイッチング電流とデッドタイムの最適値
at V_{BUS}=400V

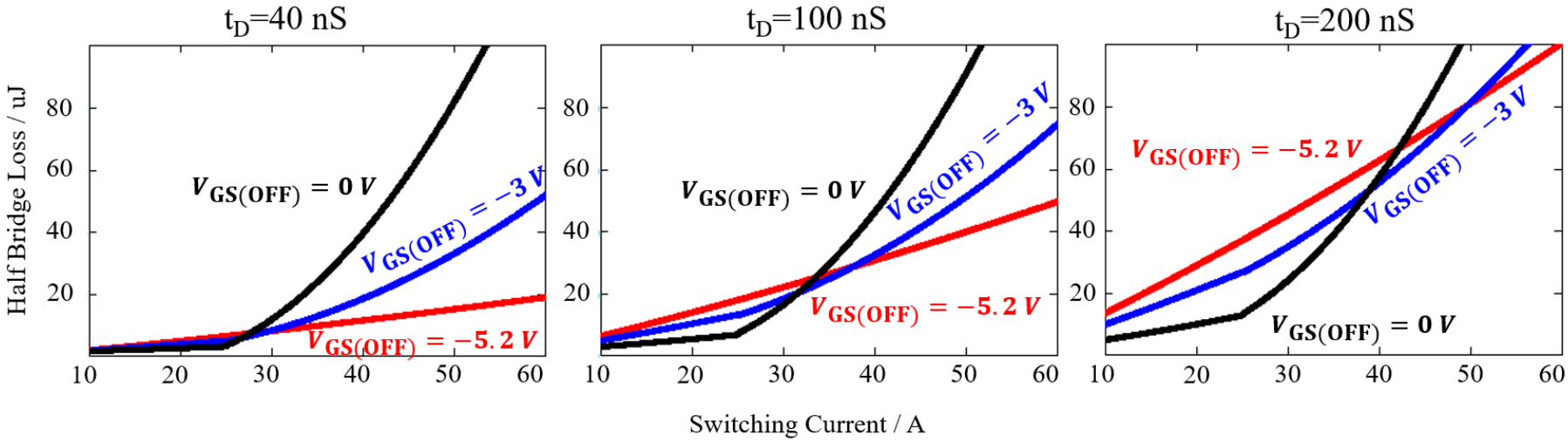
ZVSの境界条件:

$$t_d > \frac{C_{eq} \cdot V_{bus}}{i_{Switching}} \quad (1)$$

$$0.5 \cdot L \cdot {i_{Smin}}^2 > i_{Smin} \cdot V_{SD} \cdot \left(t_d - \frac{C_{eq} \cdot V_{DC}}{i_{Smin}}\right) + 0.5 \cdot C_{eq} \cdot {V_{DC}}^2 \quad (2)$$

- **デッドタイムロスは負の$V_{GS(OFF)}$が大きいと増加する**
- **デッドタイムが短いとZVSができず損失が発生し、デッドタイムが長いとデッドタイムロスが大きくなる**

スイッチングロスとデッドタイムのトレードオフ



ターンオフゲート電圧VGSOFFの違いによる　スイッチング電流とハーフブリッジのロスの関係
デッドタイムt_D(a) t_D=40 nS, (b) t_D=100 nS, (c) t_D=200 nS.

- **負の$V_{GS(OFF)}$ は高電力で使用する際、効率を高くできる**
- **正確なデッドタイムコントロールは高電力のシステムの重要なポイントとなる**

Tomorrow's power today™

Product and application support at

gansystems.com