

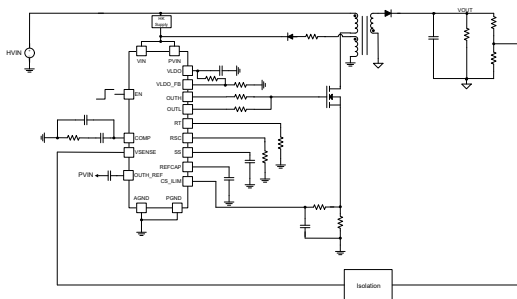
TPS7H502x-SP および TPS7H502x-SEP 放射線耐性 1MHz 電流モード PWM コントローラ (統合ゲートドライバ付き)

1 特長

- 耐放射線性能:
 - 吸収線量 (TID) 100krad(Si) までの放射線耐性保証 (RHA)
 - シングル イベント ラッチアップ (SEL)、シングル イベント バーンアウト (SEB)、シングル イベント ゲート ラプチャー (SEGR) 耐性: LET = 75MeV-cm²/mg
 - LET = 75MeV-cm²/mg まで、SET (シングル イベント過渡) および SEFI (シングル イベント機能割り込み) 特性を評価済み
- コントローラ段とドライバ段の両方で 4.5V ~ 14V の入力電圧範囲
- 専用ゲートドライバ電圧入力ピン (PVIN) により、シリコンと GaN 両方のデバイスを駆動
 - 12V における 1.2A のピークソースおよびシンク能力
 - VLDO リニアレギュレータ出力を GaN の駆動用に PVIN へ接続するオプション
 - 4.5V~5.5V のプログラマブルリニアレギュレータ (VLDO)
- 温度、放射線、ラインおよび負荷レギュレーションの全範囲で 0.6V ±1% の電圧リファレンス
- スイッチング周波数: 100kHz~1MHz
- 外部クロック同期機能
- 調整可能なスロープ補償とソフトスタート機能
- ASTM E595 に準拠したガス排出試験済みのプラスチックパッケージ

2 アプリケーション

- 人工衛星の電源
- 通信ペイロード
- レーダー画像処理ペイロード
- 衛星用電源システム (EPS)



代表的なアプリケーション回路

3 概要

TPS7H502x は、放射線耐性が保証された電流モードのシングルエンド PWM コントローラで、統合されたゲートドライバを内蔵しており、シリコンおよび窒化ガリウム (GaN) パワー半導体ベースのコンバータ設計の両方で利用できます。TPS7H502x は、ソフトスタート、イネーブル、調整可能なスロープ補償などのいくつかの主要な機能を統合しながら、コンパクトなパッケージ サイズを維持しています。このコントローラは、0.6V ±1% の電圧リファレンス公差を備えており、高精度なパワー コンバータ設計をサポートします。

TPS7H502x は、SYNC ピンを通じて外部クロックを使用して動作させることも、RT ピンを使用して内部オシレータをユーザーが決定した周波数で設定して動作させることもできます。このデバイスは、最大 1MHz の周波数でスイッチングできます。コントローラのドライバ段は、4.5V から 14V の広い入力電圧範囲を持ち、ピークソースおよびシンク電流は最大 1.2A をサポートします。プログラム可能なレギュレータ VLDO は、GaN FET と連携して動作するために、ドライバ ステージ (PVIN) の入力に直接接続して、適切に制御されたゲート電圧を供給することもできます。プログラム可能なレギュレータは、4.5V から 5.5V の電圧範囲を持っています。TPS7H5020 デバイスの最大デューティサイクルは 100% で、TPS7H5021 の最大デューティサイクルは 50% です。このコントローラは、フライバック、フォワード、昇圧など、多くの電力コンバータトポロジをサポートしています。

製品情報

部品番号 (1)	グレード	パッケージ (2) (3)
5962R2420101PYE(4)	QMLP-RHA	24 ピンのプラスチック 4.40mm × 7.80mm 質量 = 100.6mg
5962R2420102PYE(4)		
TPS7H5020MPWPTSEP(5)	SEP	
TPS7H5021MPWPTSEP(4)		

- 詳細は、[デバイスオプション表](#)をご覧ください。
- パッケージ サイズ (長さ×幅) は公称値であり、ピンは含まれません。
- 質量は公称値です。
- 製品プレビュー。
- 事前情報。



目次

1 特長.....	1	8.3 機能説明.....	22
2 アプリケーション.....	1	8.4 デバイスの機能モード.....	37
3 概要.....	1	9 アプリケーションと実装.....	39
4 デバイス比較表.....	3	9.1 アプリケーション情報.....	39
5 デバイスのオプション表.....	4	9.2 代表的なアプリケーション.....	39
6 ピン構成および機能.....	5	9.3 電源に関する推奨事項.....	46
7 仕様.....	7	9.4 レイアウト.....	46
7.1 絶対最大定格.....	7	10 デバイスおよびドキュメントのサポート.....	50
7.2 ESD 定格.....	7	10.1 ドキュメントのサポート.....	50
7.3 推奨動作条件.....	8	10.2 ドキュメントの更新通知を受け取る方法.....	50
7.4 熱に関する情報.....	8	10.3 サポート・リソース.....	50
7.5 電気的特性.....	9	10.4 商標.....	50
7.6 品質適合検査.....	12	10.5 静電気放電に関する注意事項.....	50
7.7 代表的特性.....	13	10.6 用語集.....	50
8 詳細説明.....	20	11 改訂履歴.....	50
8.1 概要.....	20	12 メカニカル、パッケージ、および注文情報.....	51
8.2 機能ブロック図.....	21		

4 デバイス比較表

デバイス	デューティ サイクル制限(公称値)
TPS7H5020 ⁽¹⁾ ⁽²⁾	100%
TPS7H5021 ⁽³⁾ ⁽²⁾	50%

- (1) 事前情報 (SEP)。
- (2) 製品プレビュー (QMLP)。
- (3) 製品プレビュー (SEP)。

5 デバイスのオプション表

ジェネリック型番	放射線定格 ⁽¹⁾	グレード ⁽²⁾	パッケージ	発注用製品型番
TPS7H5020-SP	最大 100krad (Si) RLAT の TID および DSEE フリー (LET = 75MeV-cm ² /mg まで)	QMLP-RHA	24 ピン HTSSOP PWP	5962R2420101PYE ⁽³⁾
TPS7H5020-SEP	最大 50krad (Si) RLAT の TID および DSEE フリー (LET = 43MeV-cm ² /mg まで)	宇宙向けに強化されたプラスチック	24 ピン HTSSOP PWP	TPS7H5020MPWPTSEP ⁽⁴⁾
TPS7H5021-SP	最大 100krad (Si) RLAT の TID および DSEE フリー (LET = 75MeV-cm ² /mg まで)	QMLP-RHA	24 ピン HTSSOP PWP	5962R2420102PYE ⁽³⁾
TPS7H5021-SEP	最大 50krad (Si) RLAT の TID および DSEE フリー (LET = 43MeV-cm ² /mg まで)	宇宙向けに強化されたプラスチック	24 ピン HTSSOP PWP	TPS7H5021MPWPTSEP ⁽³⁾

- (1) デバイスの製品フォルダを参照し、関連する TID および SEE レポートにおける完全な放射線試験結果をご確認ください。
- (2) 部品のグレードについて詳細は、[SLYB235](#) をご覧ください。
- (3) 製品プレビュー。
- (4) 事前情報。

6 ピン構成および機能

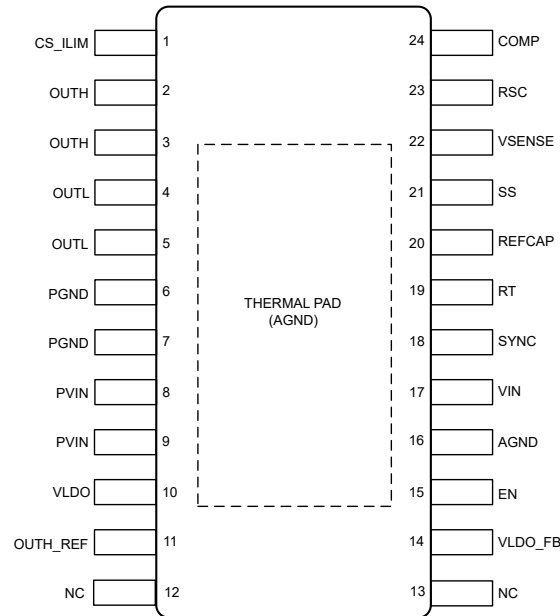


図 6-1. PWP パッケージ
24 ピン HTSSOP (サーマルパッド付き)
(上面図)

表 6-1. ピンの機能

ピン		I/O	説明
名称	HTSSOP		
CS_ILIM	1	I	PWM 制御およびサイクルごとの過電流保護のための電流検出 CS_ILIM 端子の電圧が 1V を超えると、PWM コントローラで過電流がトリガーされます。CS_ILIM で検出される波形は、PWM コンバータの入力にある COMP/CCSR 電圧と比較して 150mV のオフセットを含んでいます。
OUTH	2, 3	O	ドライバ段のソース電流出力。電力トランジスタのゲートには、短く低インダクタンスの経路で接続します。OUTH と GaN FET のゲートの間に抵抗を使用して、ターンオン速度を調整できます。
OUTL	4, 5	O	ドライバ段のシンク電流出力。電力トランジスタのゲートには、短く低インダクタンスの経路で接続します。OUTL ピンとトランジスタのゲート端子の間に抵抗を挿入することで、ターンオフ時の動作速度を調整できます。
PGND	6, 7	—	ドライバ段の電源グランド。電力トランジスタのソースに接続します。プリント基板レベルで AGND に接続します。
PVIN	8, 9	I	ドライバ段電圧入力。PVIN の電圧範囲は 4.5V から 14V です。電力トランジスタのゲートに供給される電圧は、PVIN の入力電圧とほぼ等しくなります。単一電源動作の場合、このピンを VIN に接続できます。また、VLDO に接続することで、4.5V ~ 5.5V の範囲で安定化されたゲート駆動電圧を電力トランジスタのゲートに供給することもできます。
VLDO	10	O	内部レギュレータのプログラマブル出力。規定された GaN 対応ドライバ電圧を得るために、PVIN に接続できます。4.5V から 5.5V の範囲で、VLDO から VLDO_FB への抵抗と VLDO_FB から AGND への別の抵抗で構成される抵抗分圧回路を使用して電圧を設定できます。正常に動作させるためには、これらの抵抗を常に実装する必要があります。AGND との間に少なくとも 1μF の外部コンデンサが必要です。

表 6-1. ピンの機能 (続き)

ピン		I/O	説明
名称	HTSSOP		
OUTH_REF	11	O	OUTH ドライバ ステージのリターン OUTH_REF の電圧は、通常、PVIN に印加されている電圧より 6V 低くなっています。PVIN の電圧が 6V 以上の場合、OUTH_REF と PVIN の間に 220nF のコンデンサを接続します。これにより、過渡応答が改善され、放射線による単一事象過渡障害 (SET) の可能性を最小限に抑えることができます。PVIN 電圧が 6V 未満の場合、プリント基板レベルで OUTH_REF を PGND に接続します。
VLDO_FB	14	I	VLDO フィードバックピン。VLDO 出力電圧の設定に使用します。VLDO と AGND の間に分圧抵抗を使用して、公称 1.2V に設定します。適切な動作のためには、抵抗デバイダに常に実装する必要があります。
EN	15	I	イネーブル。EN ピンに 0.6V を超える電圧を接続すると、デバイスが有効になります。さらに、入力低電圧誤動作防止 (UVLO) 機能は、VIN と GND の間に接続した抵抗デバイダを使用して調整できます。
AGND	16	—	グラウンド。コントローラ回路のリターンです。プリント基板レベルで PGND に接続します。
VIN	17	I	コントローラ入力電圧。VIN の電圧範囲は 4.5V から 14V です。内部制御回路に電力を供給します。単一電源動作では PVIN に接続できます。
SYNC	18	I	外部クロック入力。SYNC は 100kHz から 1MHz の外部クロックを受け付けます。外部クロックには、40%~60% のデューティサイクルを使用します。コントローラ出力のスイッチング周波数は、外部クロックの周波数と同じです。RT は、抵抗で設定される周波数が外部クロック周波数と一致するように実装する必要があります。
RT	19	I/O	コントローラのスイッチング周波数プログラミング。コントローラのスイッチング周波数を設定するために、RT から GND に抵抗を接続します。外部クロック入力を使用する場合でも、抵抗は引き続き接続する必要があり、外部クロックの周波数に合わせて適切な値を選定する必要があります。
REFCAP	20	O	1.2V 内部レギュレータ出力。AGND との間に 470nF の外付けコンデンサが必要です。外部回路によって負荷を接続しないでください。
SS	21	I/O	ソフト スタート。このピンに接続された外部コンデンサによって、内部電圧リファレンスの立ち上がり時間が設定されます。トラッキングとシーケンシングに使用できます。
VSENSE	22	I	エラー アンプの反転入力。コンバータの出力からの抵抗デバイダによって、通常 0.6V に設定されるフィードバックピンです。
RSC	23	I/O	コントローラのスロープ補償設定。RSC から AGND に接続された抵抗によって、目的のスロープ補償が設定されます。
COMP	24	I/O	エラー アンプ出力。出力は CCSR の係数で分圧され、このスケーリングされた電圧が PWM コンバータへの入力となります。このピンに周波数補償を接続します。
NC	12, 13	—	接続なし。このピンは内部接続されていません。これらのピンは、電荷の蓄積を防ぐために GND に接続できます。
サーマル パッド	—	—	サーマル パッド。AGND への内部接続。放熱性を向上させるために、プリント基板上の 1 つ以上のグラウンド プレーンに接続します。

7 仕様

7.1 絶対最大定格

動作温度範囲内(特に記載がない限り)⁽¹⁾

	最小値	最大値	単位
VIN	-0.3	16	V
PVIN	-0.3	16	V
SYNC	-0.3	7.5	V
EN	-0.3	7.5	V
RT	-0.3	3.6	V
VSENSE	-0.3	3.6	V
SS	-0.3	3.3	V
RSC	-0.3	3.6	V
COMP ⁽²⁾	-0.3	6.0	V
	-0.3	VLDO+0.3	
CS_ILIM	-0.3	7.5	V
OUTH ⁽²⁾	-0.3	16	V
	-0.3	PVIN+0.3	
OUTL	-0.3	16	V
OUTH_REF	-0.3	10	V
VLDO ⁽²⁾	-0.3	7.5	V
	-0.3	VIN+0.3	
VLDO_FB	-0.3	1.9	V
REFCAP ⁽²⁾	-0.3	1.9	V
	-0.3	VLDO+0.3	
動作時接合部温度	-55	150	°C
保存温度	-65	150	°C

- (1) 「絶対最大定格」の範囲外の動作は、デバイスの永続的な損傷の原因となる可能性があります。「絶対最大定格」は、これらの条件において、または「推奨動作条件」に示された値を超える他のいかなる条件でも、本製品が正しく動作することを暗に示すものではありません。「絶対最大定格」の範囲内であっても「推奨動作条件」の範囲外で使用した場合、本デバイスは完全に機能するとは限らず、このことが本デバイスの信頼性、機能、性能に影響を及ぼし、本デバイスの寿命を縮める可能性があります。
- (2) ピンの絶対最大電圧は、提示された 2 つの条件のうち低い方に従うべきです。

7.2 ESD 定格

		値	単位
V _(ESD)	静電放電	人体モデル (HBM)、ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 に準拠、すべてのピン ⁽¹⁾	±1000
		デバイス帯電モデル (CDM)、ANSI/ESDA/JEDEC JS-002 に準拠、すべてのピン ⁽²⁾	±250

- (1) JEDEC のドキュメント JEP155 に、500V HBM では標準の ESD 管理プロセスで安全な製造が可能であると規定されています。
- (2) JEDEC のドキュメント JEP157 に、250V CDM では標準の ESD 管理プロセスで安全な製造が可能であると規定されています。

7.3 推奨動作条件

動作温度範囲内 (特に記述のない限り)

	最小値	公称値	最大値	単位
VIN	4.5		14	V
PVIN	4.5		14	V
SYNC	0		7	V
EN	0		7	V
COMP ⁽¹⁾	0		2.3	V
VSENSE	0	0.6	1	V
VLDO_FB	0	1.2	1.3	V
SS	0		1.5	V
CS_ILIM	0		1.5	V
OUTH, OUTL	0		14	V
入力電圧スルーレート(VIN)			0.03	V/μs
入力電圧スルーレート(PVIN)			0.03	V/μs
動作時接合部温度	-55		125	°C

(1) 詳細については、『[電流検出とPWM生成](#)』を参照してください。

7.4 熱に関する情報

熱評価基準 ⁽¹⁾		TP7H502x	単位
		HTSSOP	
		24ピン	
R _{θJA}	接合部から周囲への熱抵抗	26.6	°C/W
R _{θJC(bot)}	接合部からケース(底面)への熱抵抗	0.9	°C/W
R _{θJB}	接合部から基板への熱抵抗	7.7	°C/W
R _{θJC(top)}	接合部からケース(上面)への熱抵抗	18.0	°C/W
Ψ _{JT}	接合部から上面への特性パラメータ	0.2	°C/W
Ψ _{JB}	接合部から基板への特性パラメータ	7.7	°C/W

(1) 従来および最新の熱評価基準の詳細については、『[半導体およびICパッケージの熱評価基準](#)』アプリケーションレポートを参照してください。

7.5 電気的特性

$T_A = -55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$, $PVIN=VIN = 4.5\text{V} \sim 14\text{V}$, $VLDO = 5\text{V}$, OUT は無負荷 (特に記述のない限り)

パラメータ	テスト条件	サブグループ ⁽¹⁾	最小値	標準値	最大値	単位		
電源電圧および電流								
IDD	動作電源電流	OUT は無負荷、 $PVIN = VIN$	$f_{SW} = 100\text{kHz}$	1, 2, 3	6.8	10	mA	
			$f_{SW} = 500\text{kHz}$	1, 2, 3	8.5	15.5		
			$f_{SW} = 1\text{MHz}$	1, 2, 3	10.3	18		
		OUT の $C_{LOAD} = 1000\text{pF}$, $PVIN = VIN$	$f_{SW} = 100\text{kHz}$	1, 2, 3	8.5	12		
			$f_{SW} = 500\text{kHz}$	1, 2, 3	14.5	20		
			$f_{SW} = 1\text{MHz}$	1, 2, 3	22.5	28		
		$C_{LOAD} = 1000\text{pF}$ (OUT, $VIN=12\text{V}$, $PVIN=VLDO = 5\text{V}$)	$f_{SW} = 100\text{kHz}$	1, 2, 3	7	10		
			$f_{SW} = 500\text{kHz}$	1, 2, 3	10	13		
			$f_{SW} = 1\text{MHz}$	1, 2, 3	13.5	20		
I_{start}	起動電流	$VIN = 3.5\text{V}$	1, 2, 3	3.8	5	mA		
$I_{DD(dis)}$	スタンバイ電流	$EN = 0\text{V}$	1, 2, 3		7	mA		
VLDO	内部リニアレギュレータの出力電圧	$C_{VLDO} = 1\mu\text{F}$	$5\text{V} \leq VIN \leq 14\text{V}$, $RVT = 10\text{k}\Omega$, $RVB = 3.74\text{k}\Omega$	1, 2, 3	4.36	4.49	4.62	V
			$5.5\text{V} \leq VIN \leq 14\text{V}$, $RVT = 10\text{k}\Omega$, $RVB = 3.24\text{k}\Omega$	1, 2, 3	4.84	4.99	5.14	
			$6\text{V} \leq VIN \leq 14\text{V}$, $RVT = 10\text{k}\Omega$, $RVB = 2.87\text{k}\Omega$	1, 2, 3	5.31	5.48	5.65	
VLDO_DO	内部リニアドロップアウト電圧	$I_{VLDO} = 25\text{mA}$, $C_{VLDO} = 1\mu\text{F}$	1, 2, 3		0.4	V		
I_VLDO	最大 VLDO 出力電流	VLDO は、無負荷時の VLDO の 96% 以上であること。 $C_{VLDO} = 1\mu\text{F}$	$VIN = VLDO + 0.5\text{V}$	1, 2, 3	30 ⁽⁴⁾		mA	
			$VIN = VLDO + 1\text{V}$	1, 2, 3	60 ⁽⁴⁾			
			$VIN \geq 7\text{V}$	1, 2, 3	95 ⁽⁴⁾			
イネーブルおよび低電圧誤動作防止								
V_{ENR}	イネーブル立ち上がりスレッシュホールド		1, 2, 3	0.57	0.63	0.66	V	
V_{ENF}	イネーブル立ち下がりスレッシュホールド		1, 2, 3	0.48	0.52	0.55	V	
I_{EN}	イネーブル入力リーク電流	$VIN = 14\text{V}$	$EN = 1\text{V}$	1, 2, 3	0.1	100	nA	
			$EN = 7\text{V}$	1, 2, 3	1.5	250	nA	
$PVIN_{UVLOR}$	$PVIN$ UVLO の立ち上がり		1, 2, 3	3.65	3.76	3.95	V	
$PVIN_{UVLOF}$	$PVIN$ UVLO の立ち下がり		1, 2, 3	3.45	3.56	3.75	V	
VIN_{UVLOR}	VIN UVLO の立ち上がり		1, 2, 3	3.85	3.96	4.15	V	
VIN_{UVLOF}	VIN UVLO の立ち下がり		1, 2, 3	3.65	3.76	3.95	V	
$VLDO_{UVLOR}$	VLDO UVLO の立ち上がり		1, 2, 3	3.65	3.77	3.95	V	
$VLDO_{UVLOF}$	VLDO UVLO の立ち下がり		1, 2, 3	3.45	3.59	3.75	V	
ソフトスタート								
I_{SS}	ソフトスタート電流	$SS = 0.3\text{V}$	1, 2, 3	2.0	2.8	3.3	μA	
エラー アンブ								

7.5 電気的特性 (続き)

T_A = -55°C ~ 125°C、P_{VIN}=V_{IN} = 4.5V ~ 14V、V_{LDO} = 5V、OUT は無負荷 (特に記述のない限り)

パラメータ		テスト条件		サブグループ ⁽¹⁾	最小値	標準値	最大値	単位
EA _{gm}	エラー アンプの相互コンダクタンス	-10μA < I _{COMP} < 10μA、V _(COMP) = 1V		1、2、3	1150	1750	2650	μA/V
EA _{DC}	DC ゲイン	V _{SENSE} = 0.6V			13000			V/V
EA _{ISRC}	エラー アンプのソースおよび電流	V _(COMP) = 1V、100mV 入力オーバードライブ		1、2、3	95		195	μA
EA _{ISNK}	エラー アンプのシンク電流	V _(COMP) = 1V、100mV 入力オーバードライブ		1、2、3	95		195	μA
EA _{ro}	エラー アンプ出力抵抗				8			MΩ
EA _{OS}	エラー アンプ入力オフセット電圧			1、2、3	-4.5		5.5	mV
EA _{IB}	誤差アンプ入力バイアス電流			1、2、3			25	nA
EA _{BW}	帯域幅			1、2、3	7.5			MHz
発振器								
SYNC _{IL}	Low レベルでの同期	V _{LDO} = 4.5V	V _{IN} < 5V	1、2、3			0.8	V
			V _{IN} ≥ 5V	1、2、3			0.8	
		V _{LDO} = 5.5V	V _{IN} < 6V	1、2、3			0.8	
			V _{IN} ≥ 6V	1、2、3			0.8	
SYNC _{IH}	High レベルでの同期	V _{LDO} = 4.5V	V _{IN} < 5V	1、2、3	3.5			V
			V _{IN} ≥ 5V	1、2、3		3.5		
		V _{LDO} = 5.5V	V _{IN} < 6V	1、2、3		3.5		
			V _{IN} ≥ 6V	1、2、3		3.5		
f _{SYNC}	周波数範囲内での同期			4、5、6	100		1000	kHz
D _{SYNC}	デューティ サイクルでの同期 (TPS7H5020)	外部クロックのデューティ サイクル		4、5、6	40%		60%	
D _{SYNC}	デューティ サイクルでの同期 (TPS7H5021) ⁽⁵⁾	外部クロックのデューティ サイクル		4、5、6	48%		52%	
DT _{INT}	外部クロックから内部クロックまでの検出時間	RT 実装済み		9、10、11		2	5	(1/f _{sw}) s
DT _{EXT}	内部クロックから外部クロックへの検出時間	RT 実装済み		9、10、11		2	5	(1/f _{sw}) s
f _{sw}	RT にプログラムされたスイッチング周波数	RT = 1.18MΩ 1.07MΩ		4、5、6	80	95	110	kHz
		RT = 560kΩ 511kΩ		4、5、6	180	195	220	
		RT = 210kΩ 205kΩ		4、5、6	475	500	550	
		RT = 100kΩ 90.9kΩ		4、5、6	950	1000	1100	
電圧リファレンス								
VREF	内部基準電圧 ⁽²⁾	COMP、COMP = VSENSE で測定	T _A = 25°C	1	0.597	0.600	0.603	V
			T _A = -55°C	3	0.594	0.598	0.602	
			T _A = 125°C	2	0.597	0.601	0.604	
REFCAP	REFCAP 電圧	C _{REFCAP} = 470nF		1、2、3	1.211	1.223	1.235	V
電流検出								
CCSR	COMP と CS_ILIM の比	RSC = オープン		1、2、3	1.94	2.0	2.06	
V _{CS_ILIM}	電流制限 (過電流) スレッショルド			1、2、3	0.96	1.0	1.04	V
	CS_ILIM から OUT までの遅延	CS_ILIM = 1V から OUT 立ち下りの 90% まで				65	115	ns

7.5 電気的特性 (続き)

T_A = -55°C ~ 125°C、P_{VIN}=V_{IN} = 4.5V ~ 14V、V_{LDO} = 5V、OUT は無負荷 (特に記述のない限り)

パラメータ		テスト条件		サブグループ ⁽¹⁾	最小値	標準値	最大値	単位	
スロープ補償									
SC	スロープ補償	f _{SW} = 100kHz, RSC = 1.18MΩ				0.029		V/μs	
		f _{SW} = 200kHz, RSC = 562kΩ				0.072			
		f _{SW} = 500kHz, RSC = 100kΩ				0.306			
		f _{SW} = 1000kHz, RSC = 49.9kΩ				0.605			
サーマル シャットダウン									
T _{SD}	サーマル シャットダウン エントリ					185		°C	
T _{SD_HYS}	サーマル シャットダウン ヒステリシス					15		°C	
ゲートドライバ									
V _{OL}	Low レベル電圧	I _{OL} = 50mA		1, 2, 3		0.08	0.15	V	
P _{VIN} - V _{OH}	High レベル出力電圧	I _{OH} = 50mA		1, 2, 3		0.13	0.25	V	
t _{R_OUT}	OUT の立ち上がり時間	C _{LOAD} = 1000pF, 10% ~ 90%	VIN = P _{VIN} = 4.5V	9, 10, 11		7	16	ns	
			VIN = P _{VIN} = 5V	9, 10, 11		7	16		
			VIN = P _{VIN} = 12V	9, 10, 11		9.5	20		
			VIN = P _{VIN} = 14V	9, 10, 11		11	20		
			VIN = 12V, P _{VIN} = V _{LDO}	9, 10, 11		8.5	16		
		C _{LOAD} = 220pF, 10% ~ 90%	VIN = 12V, P _{VIN} = V _{LDO}	9, 10, 11		4.5	12		
t _{F_OUT}	OUT の立ち下がり時間	C _{LOAD} = 1000pF, 90% ~ 10%	VIN = P _{VIN} = 4.5V	9, 10, 11		6.5	16	ns	
			VIN = P _{VIN} = 5V	9, 10, 11		6.5	16		
			VIN = P _{VIN} = 12V	9, 10, 11		9.5	20		
			VIN = P _{VIN} = 14V	9, 10, 11		10.5	20		
			VIN = 12V, P _{VIN} = V _{LDO}	9, 10, 11		6.5	16		
		C _{LOAD} = 220pF, 90% ~ 10%	VIN = 12V, P _{VIN} = V _{LDO}	9, 10, 11		5	12		
I _{OH}	ピークソース電流	P _{VIN} = 4.5V		1, 2, 3		0.55		A	
		P _{VIN} = 5V		1, 2, 3		0.7			
		P _{VIN} = 12V		1, 2, 3		1.2			
		P _{VIN} = 14V		1, 2, 3		1.2			
		VIN = 12V, P _{VIN} = V _{LDO}	V _{LDO} = 4.5V		1, 2, 3		0.55		
			V _{LDO} = 5V		1, 2, 3		0.7		
			V _{LDO} = 5.5V		1, 2, 3		0.85		

7.5 電気的特性 (続き)

$T_A = -55^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ 、 $PVIN=VIN = 4.5\text{V} \sim 14\text{V}$ 、 $VLDO = 5\text{V}$ 、 OUT は無負荷 (特に記述のない限り)

パラメータ		テスト条件		サブグループ ⁽¹⁾	最小値	標準値	最大値	単位
I_{OL}	ピークシンク電流	PVIN = 4.5V		1, 2, 3	0.7			A
		PVIN = 5V		1, 2, 3	0.8			
		PVIN = 12V		1, 2, 3	1.3			
		PVIN = 14V		1, 2, 3	1.3			
		VIN = 12V, PVIN = VLDO	VLDO = 4.5V	1, 2, 3	1.05			
			VLDO = 5V	1, 2, 3	1.3			
VLDO = 5.5V	1, 2, 3		1.55					
R_{OH}	プルアップ抵抗	OUT から 100mA		1, 2, 3	2.6	4.7	Ω	
R_{OL}	プルダウン抵抗	OUT に 100mA を印可		1, 2, 3	1.6	2.8	Ω	
V_{UCLAMP}	電源なし OUT クランプ電圧	スイッチングが無効化、OUT に 1mA プルアップを印加	PVIN = 0V	1, 2, 3	0.7	1	V	
			0V < PVIN < 5V	1, 2, 3	1.8	2.5		
PWM とデューティ サイクル								
T_{LEB}	リーディング エッジのブランキング時間	VIN が 5V 以上 14V 以下の範囲で、OUT が立ち上がりの 10% に達してからブランキング終了まで		9, 10, 11	35	80	ns	
t_{on_min}	最小オン時間 ⁽³⁾			9, 10, 11	135	165	ns	
t_{off_min}	最小オフ時間 (TPS7H5020) ⁽³⁾			9, 10, 11	55	65	ns	
D_{MAX}	最大デューティサイクル (TPS7H5021) ⁽⁵⁾			9, 10, 11	43%	46%	50%	

- (1) サブグループは QML 部品に適用されます。サブグループの定義については、[セクション 7.6](#) を参照してください。
- (2) 誤差アンプのオフセットを含めるように、COMP ピンで測定されます。
- (3) 詳細については、「[最小オン時間およびオフ時間](#)」を参照してください。
- (4) VLDO は、少なくとも指定されたテスト条件で、この電流をサポートできます。ただし、PVIN を VLDO に接続してコントローラを動作させる場合は、最も安定した動作を確保するために、VLDO から取り出す外部電流をこの値より低く抑えることを推奨します。
- (5) TPS7H5021 は製品プレビュー デバイスです。この仕様は、情報提供のみを目的として提供されています。

7.6 品質適合検査

MIL-STD-883、方法 5005 - グループ A

サブグループ	説明	温度 ($^{\circ}\text{C}$)
1	静的テスト	25
2	静的テスト	125
3	静的テスト	-55
4	動的テスト	25
5	動的テスト	125
6	動的テスト	-55
7	機能テスト	25
8A	機能テスト	125
8B	機能テスト	-55
9	スイッチング テスト	25
10	スイッチング テスト	125
11	スイッチング テスト	-55

7.7 代表的特性

典型的な特性は、PVIN=VIN が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。

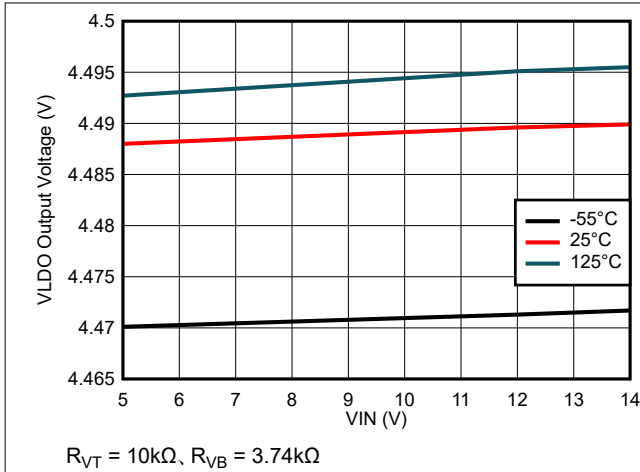


図 7-1. 内部リニア レギュレータの出力電圧と入力電圧との関係

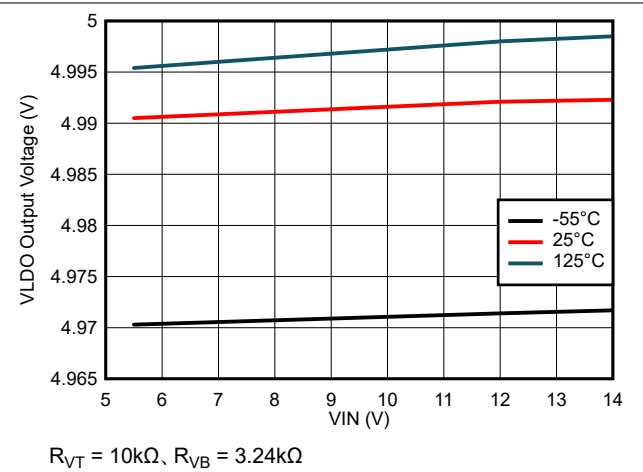


図 7-2. 内部リニア レギュレータの出力電圧と入力電圧との関係

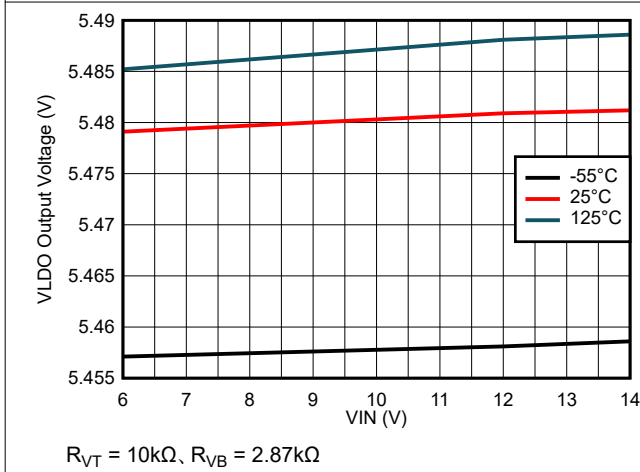


図 7-3. 内部リニア レギュレータの出力電圧と入力電圧との関係

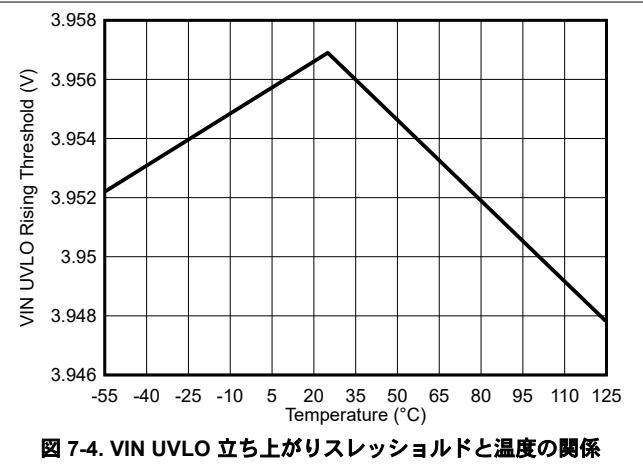


図 7-4. VIN UVLO 立ち上がりスレッシュホールドと温度の関係

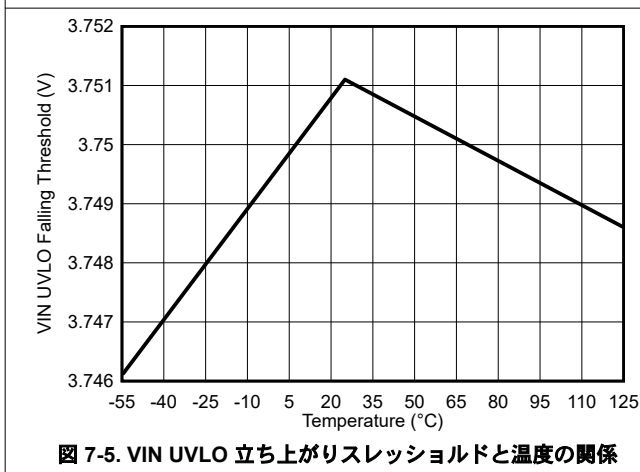


図 7-5. VIN UVLO 立ち上がりスレッシュホールドと温度の関係

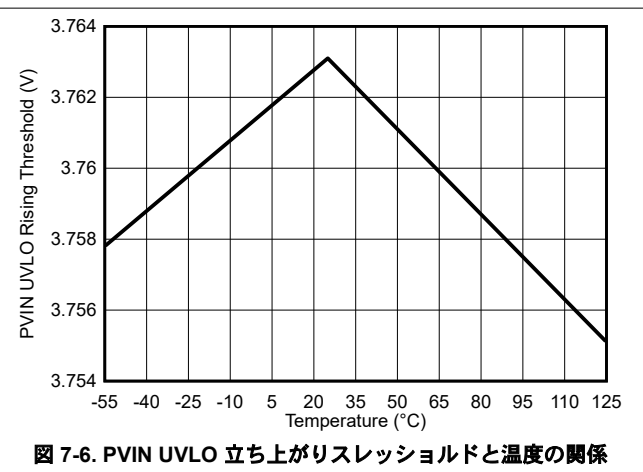


図 7-6. PVIN UVLO 立ち上がりスレッシュホールドと温度の関係

7.7 代表的特性 (続き)

典型的な特性は、PVIN=VIN が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。

ADVANCE INFORMATION

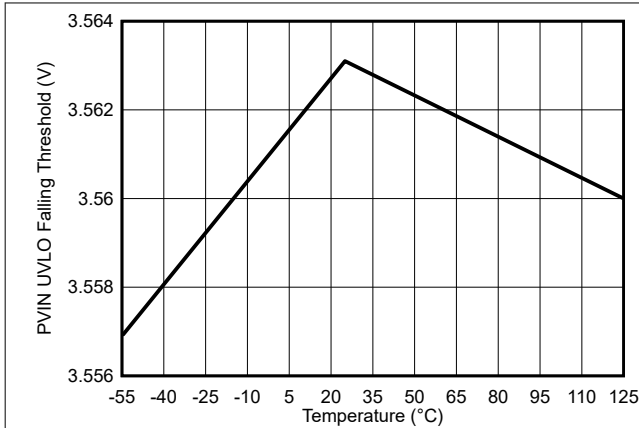
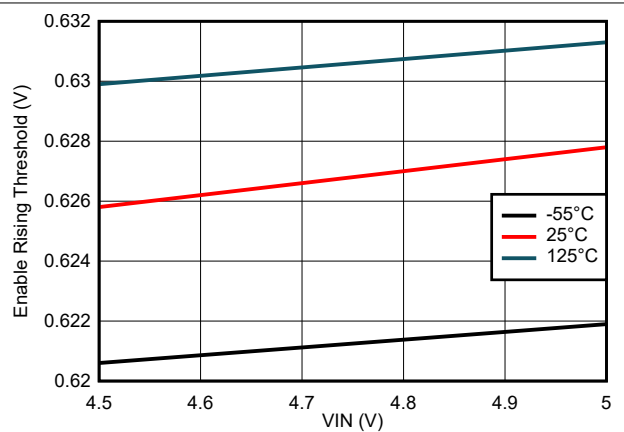
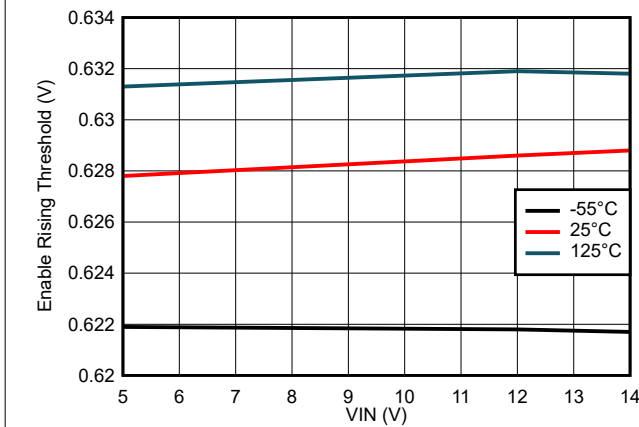


図 7-7. PVIN UVLO 立ち上がりスレッシュホールドと温度の関係



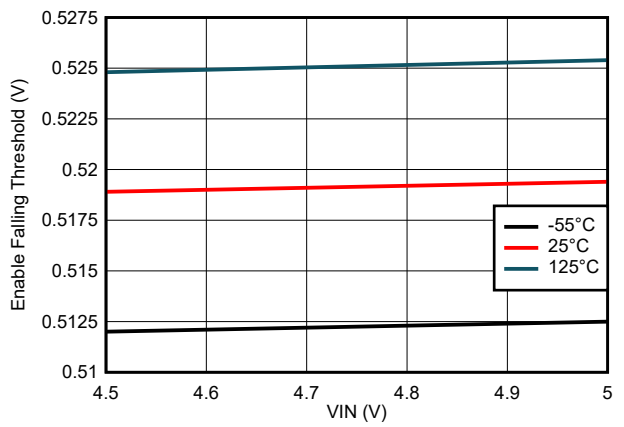
VIN = 4.5V~5V

図 7-8. イネーブル立ち上がりスレッシュホールドと入力電圧との関係



VIN = 5V~14V

図 7-9. イネーブル立ち上がりスレッシュホールドと入力電圧との関係



VIN = 4.5V~5V

図 7-10. イネーブル立ち下がりスレッシュホールドと入力電圧との関係

7.7 代表的特性 (続き)

典型的な特性は、PVIN=VIN が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。

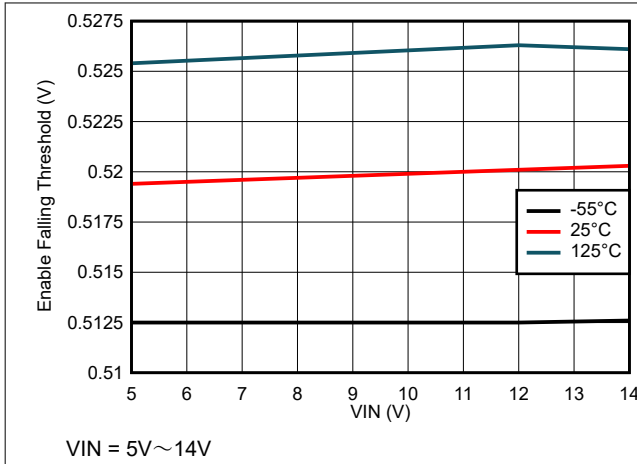


図 7-11. イネーブル立ち下がりスレッシュホールドと入力電圧との関係

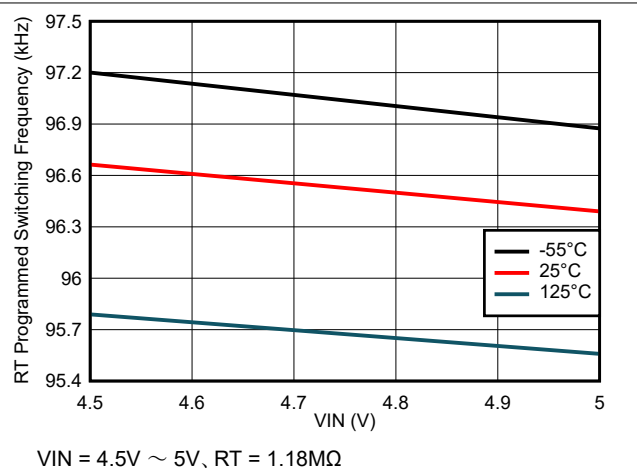


図 7-12. スイッチング周波数と入力電圧との関係

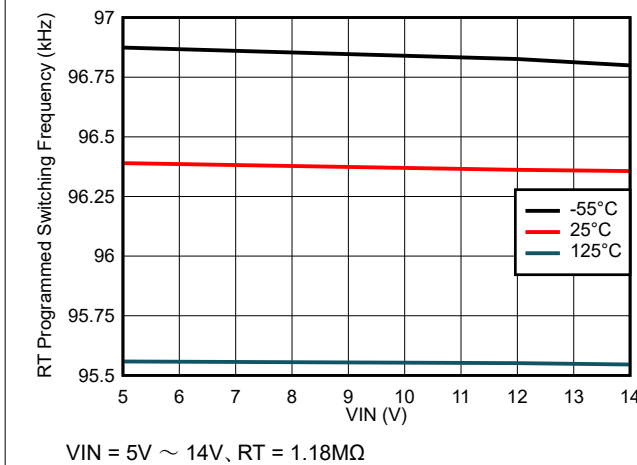


図 7-13. スイッチング周波数と入力電圧との関係

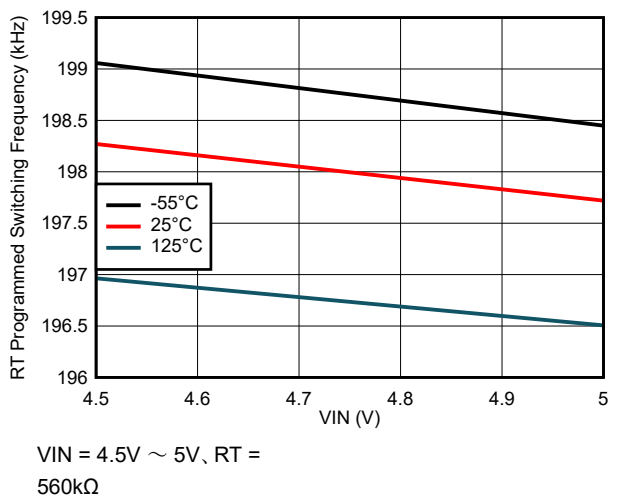
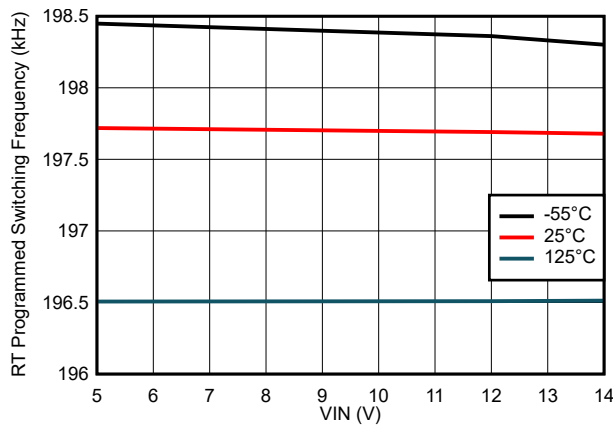


図 7-14. スイッチング周波数と入力電圧との関係

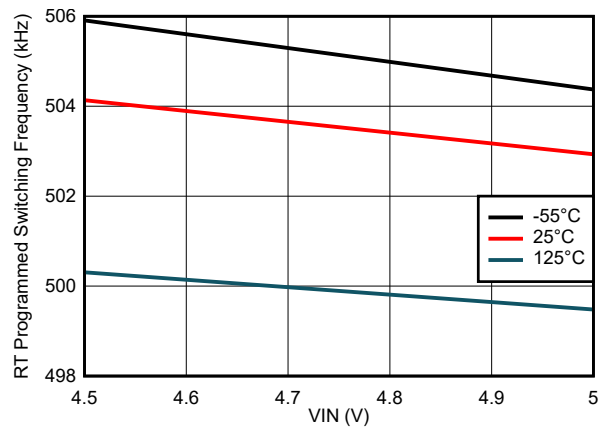
7.7 代表的特性 (続き)

典型的な特性は、PVIN=VIN が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。



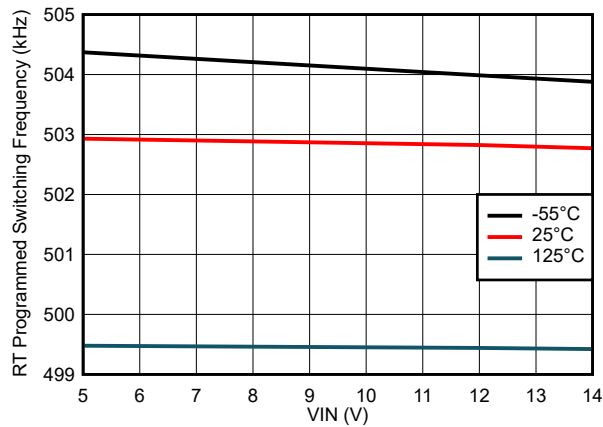
VIN = 5V ~ 14V, RT = 560kΩ

図 7-15. スイッチング周波数と入力電圧との関係



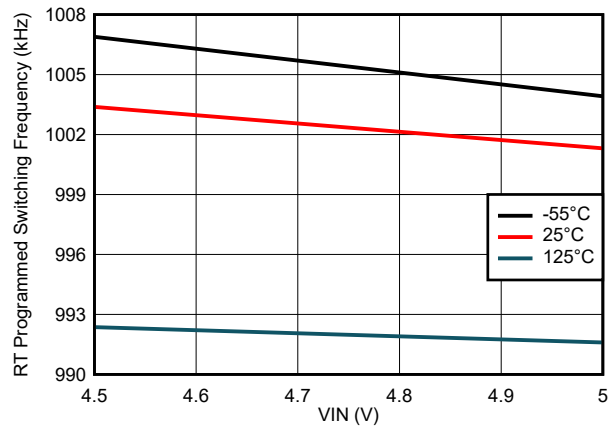
VIN = 4.5V ~ 5V, RT = 210kΩ

図 7-16. スイッチング周波数と入力電圧との関係



VIN = 5V ~ 14V, RT = 210kΩ

図 7-17. スイッチング周波数と入力電圧との関係



VIN = 4.5V ~ 5V, RT = 100kΩ

図 7-18. スイッチング周波数と入力電圧との関係

7.7 代表的特性 (続き)

典型的な特性は、 $P_{VIN}=V_{IN}$ が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。

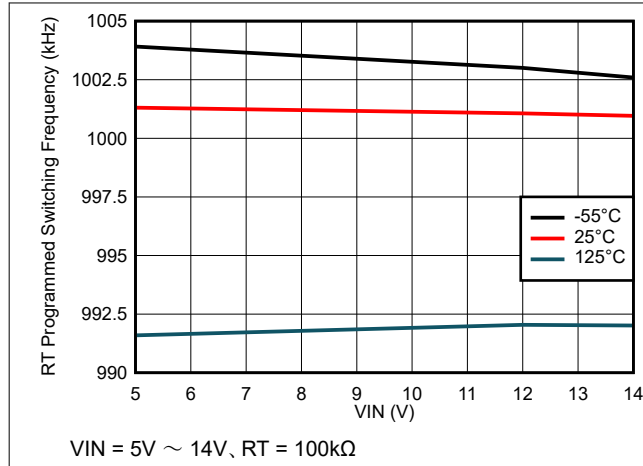


図 7-19. スイッチング周波数と入力電圧との関係

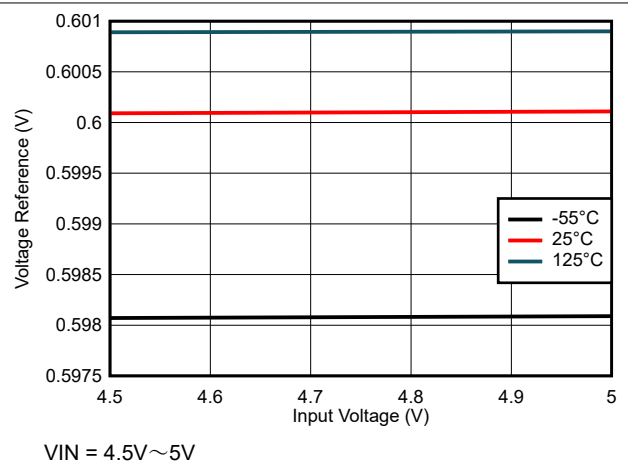


図 7-20. リファレンス電圧と入力電圧との関係

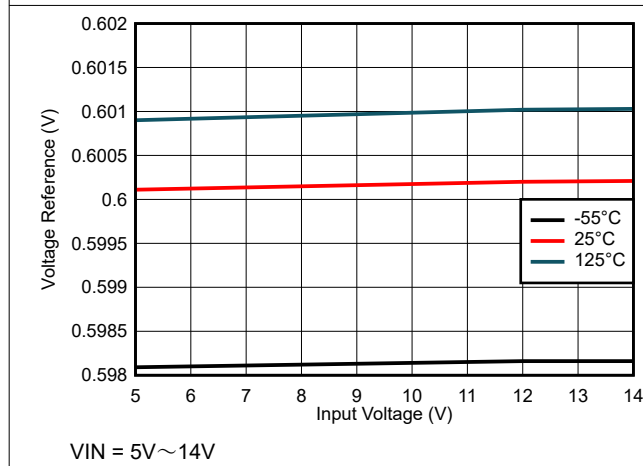


図 7-21. リファレンス電圧と入力電圧との関係

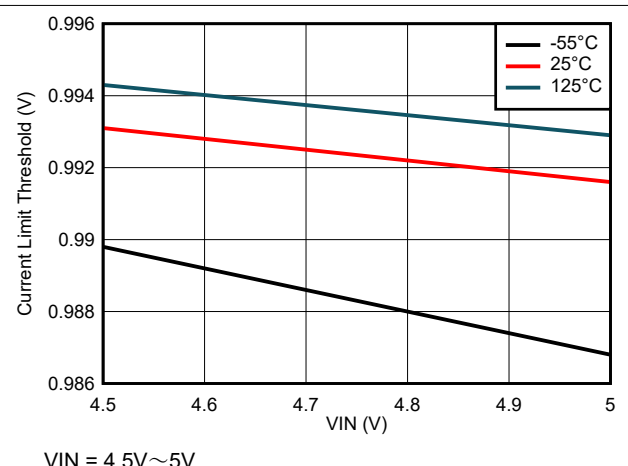
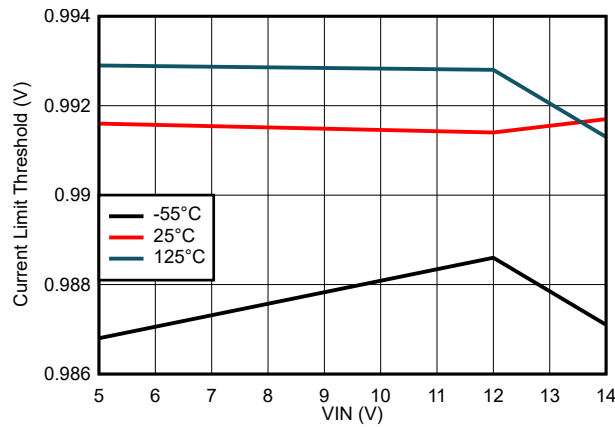


図 7-22. 電流制限スレッシュホールドと入力電圧との関係

7.7 代表的特性 (続き)

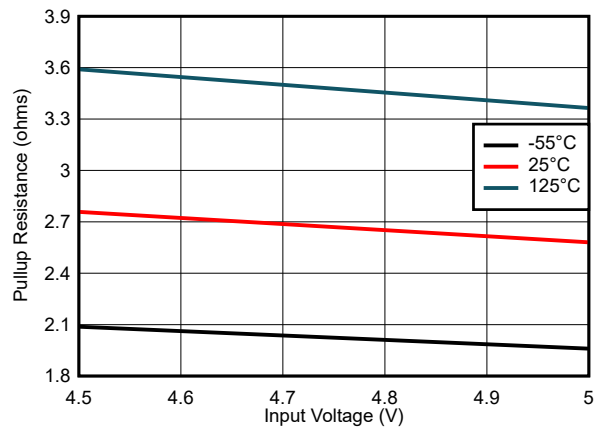
典型的な特性は、PVIN=VIN が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。

ADVANCE
 INFORMATION



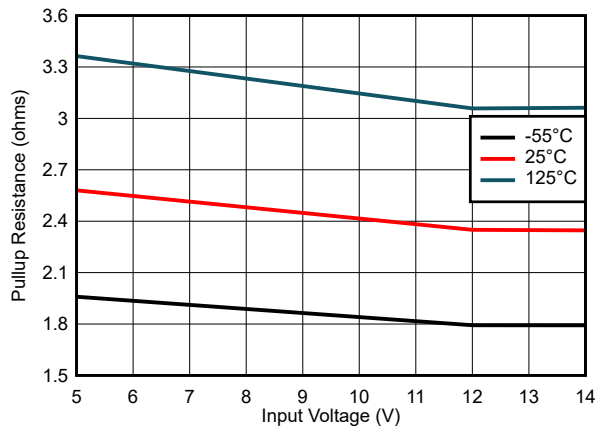
VIN = 5V~14V

図 7-23. 電流制限スレッシュホールドと入力電圧との関係



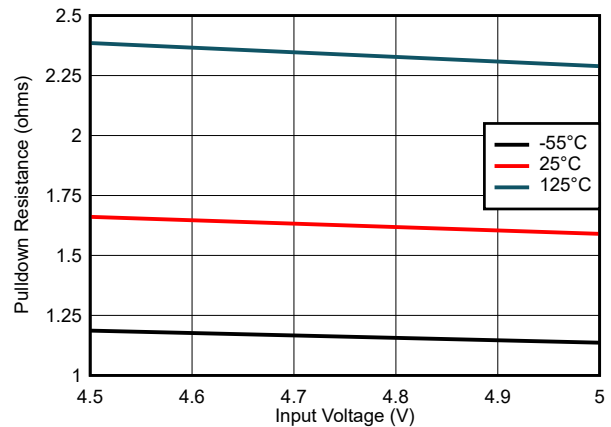
VIN = 4.5V~5V

図 7-24. プルアップ抵抗と入力電圧との関係



VIN = 5V~14V

図 7-25. プルアップ抵抗と入力電圧との関係

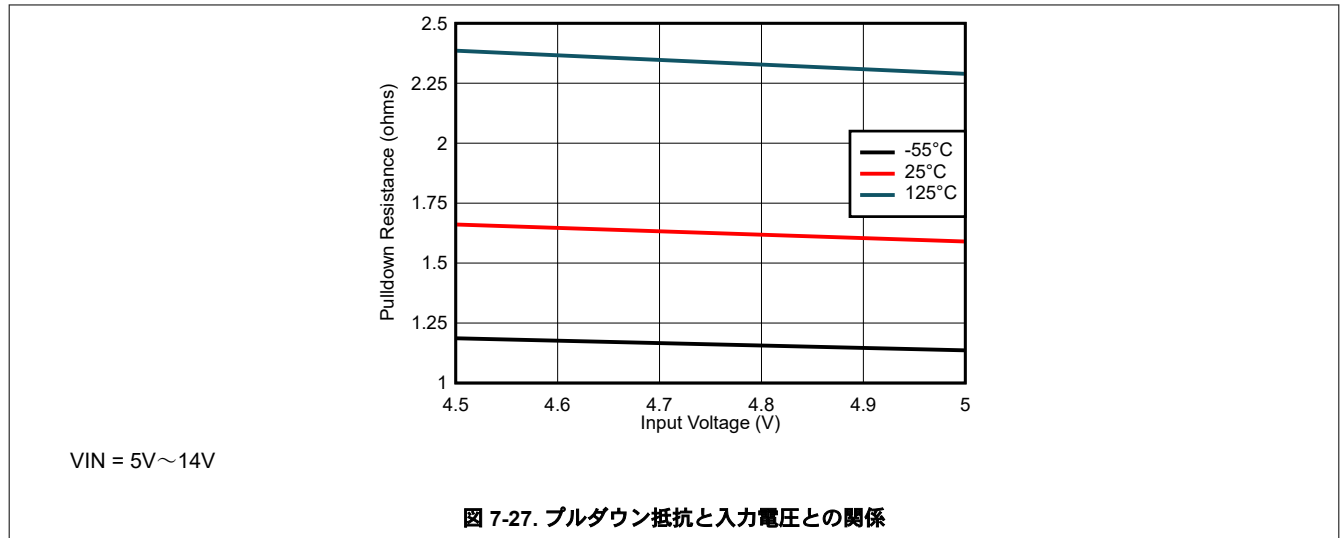


VIN = 4.5V~5V

図 7-26. プルダウン抵抗と入力電圧との関係

7.7 代表的特性 (続き)

典型的な特性は、 $P_{VIN}=V_{IN}$ が 4.5V から 14V の範囲で、スイッチング周波数が 500kHz、温度が $T_A = -55^\circ\text{C}$ 、 25°C 、 125°C の場合で示されています (特に記載がない限り)。



8 詳細説明

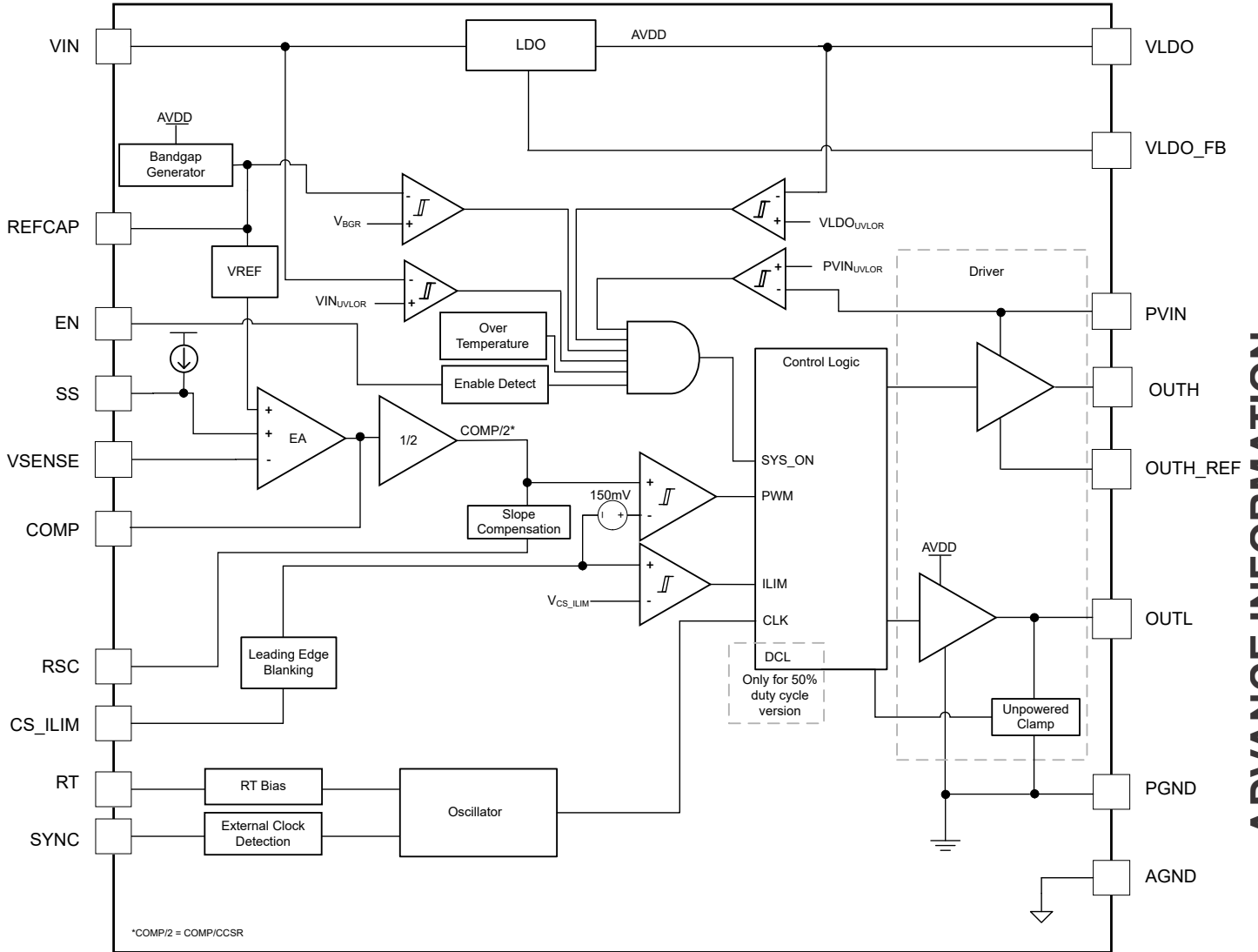
8.1 概要

TPS7H502x は、放射線耐性が強化された電流モードのシングルエンド PWM コントローラで、統合されたゲートドライバを内蔵しています。このデバイスは、すべての動作モードで最大 1MHz の動作が可能です。このコントローラは、宇宙用パワー コントローラの設計に使用することを目的としており、フライバック、フォワード、ブーストなどのトポロジに対応できます。TPS7H5020 の公称最大デューティ サイクルは 100% であり、TPS7H5021 の公称 50% のデューティ サイクル制限があります。

このコントローラは、 $0.6V \pm 1\%$ の電圧リファレンスを搭載しており、高精度なコンバータ設計を可能にします。ソフトスタート、イネーブル、調整可能なスロープ補償などの機能がコントローラに組み込まれており、全体的なコンバータ設計を簡素化し、外部コンポーネントの必要数を最小限に抑えます。このコンバータは、SYNC ピンを通じて外部クロックと同期させることもできます。外部クロックの同期範囲は 100kHz から 1MHz であり、これは内部発信器モードでの周波数範囲と同じです。

コントローラは、VIN ピンと PVIN ピンを通じて、それぞれコントローラ電圧とドライバ段用の別々の電圧入力を提供します。これらの入力の電圧範囲は 4.5V から 14V であり、ユーザーに大きな柔軟性を提供します。統合されたドライバは、シリコン FET (典型的な 12V のゲート電圧) および GaN パワー半導体デバイス (典型的な 5V のゲート電圧) の両方で使用できます。GaN デバイスを駆動する場合、VLDO レギュレータ出力は PVIN に直接接続することができ、ユーザーが希望する場合は、PVIN に別の電源を使用することもできます。VLDO は 4.5V~5.5V の範囲でプログラム可能です。

8.2 機能ブロック図



ADVANCE INFORMATION

8.3 機能説明

8.3.1 入力電圧 (VIN) および VLDO

定常状態動作中は、TPS7H502x の入力電圧は 4.5V ~ 14V の間にする必要があります。VIN と AGND の間には、少なくとも 0.1μF のバイパス キャパシタンスが必要です。入力バイパス コンデンサは、コントローラにできるだけ近くに配置する必要があります。VIN、EN、および GND の間に接続された抵抗分圧回路を使用して、入力電圧の UVLO を調整できます。

VIN に印加される電圧は、VLDO の電圧を生成する内部レギュレータの入力として機能します。VLDO の出力は、4.5V から 5.5V の範囲でプログラム可能です。これにより、VLDO を PVIN に接続し、コントローラを使用して GaN パワー半導体デバイスを駆動できます。VLDO をプログラムする際、抵抗分圧回路は 2 つの抵抗で構成されます：VLDO と VLDO_FB の間の R_{VT} と、VLDO_FB と AGND の間の R_{VB} 。式 1 を使用して、適切な R_{VB} 抵抗を選択できます。

$$R_{VB} = \frac{V_{REFCAP}}{V_{LDO} - V_{REFCAP}} \times R_{VT} \quad (1)$$

ここで

- $V_{REFCAP} = 1.223V$ (標準値)
- VLDO は、内部レギュレータの希望する出力電圧で、4.5V から 5.5V の範囲内です。
- R_{VT} は、VLDO と VLDO_FB の間に配置され、ユーザーによって選択された上側の抵抗値 (例: 10kΩ) です。

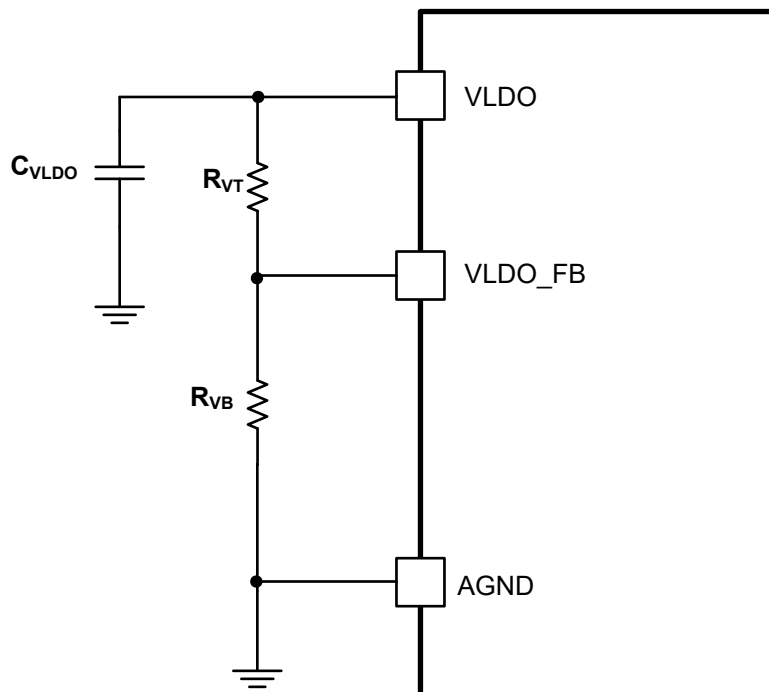


図 8-1. VLDO 出力電圧をプログラミングする構成

VLDO がドライバ段への入力として使用されないアプリケーションでは、VLDO を 5V に設定するための抵抗を選択することが推奨されます。抵抗 R_{VT} および R_{VB} は、常に実装する必要があります。VLDO レギュレータの最大ドロップアウト電圧は 0.4V です。VLDO レギュレータのヘッドルーム電圧が増加すると、その出力電流容量も増加しますが、入力電圧が 7V に達するまで続きます。これで、VLDO レギュレータの最大電流能力を実現できます。詳細については、「電気的特性」をご覧ください。これは、VLDO が GaN FET を駆動するために PVIN に規定された入力電圧を供給するアプリケーションにおいて重要になります。FET に要求されるゲート電流は、次のように決まります：

$$I_g = Q_g \times f_{sw} \quad (2)$$

ここで

- I_g は GaN FET のゲート電流
- Q_{Qg} は GaN FET の総ゲート電荷量(メーカーのデータシートに掲載)
- f_{sw} は、電源コンバータのスイッチング周波数

このシナリオでは、VLDO が FET に供給する外部電流は、レギュレータの能力を超えてはなりません。VLDO に接続することの推奨容量は $1\mu\text{F}$ です。デバイスの EN ピンは VLDO にも接続できます。

8.3.2 ドライバの入力電圧 (PVIN)

TPS7H502x のドライバ段の入力電圧範囲は $4.5\text{V} \sim 14\text{V}$ です。デバイスの OUT ピンに供給される電圧は、PVIN に供給される電圧とほぼ等しくなります。そのため、コントローラはシリコン MOSFET および GaN FET ベースのパワーコンバータ設計の両方に適切なゲート電圧を供給するために使用できます。シリコン MOSFET の場合、標準ゲート電圧は $10\text{V} \sim 12\text{V}$ です。GaN パワー半導体デバイスは通常、 4.5V から 6V のゲート電圧を必要とします。必要なゲート電圧は選択されたスイッチング デバイスに依存するため、コントローラはユーザーが特定のアプリケーションに適した電圧をドライバステージに供給できる機能を提供します。PVIN は、単一電源動作のために VIN に直接接続できます。この構成は、シリコン MOSFET または GaN FET のいずれかを駆動するために使用できます。この構成では、VLDO が内部回路に 5V を供給するように R_{VT} と R_{VB} を選択することを推奨します。VLDO 出力のプログラムの詳細については、「[入力電圧 \(VIN\) および VLDO](#)」を参照してください。

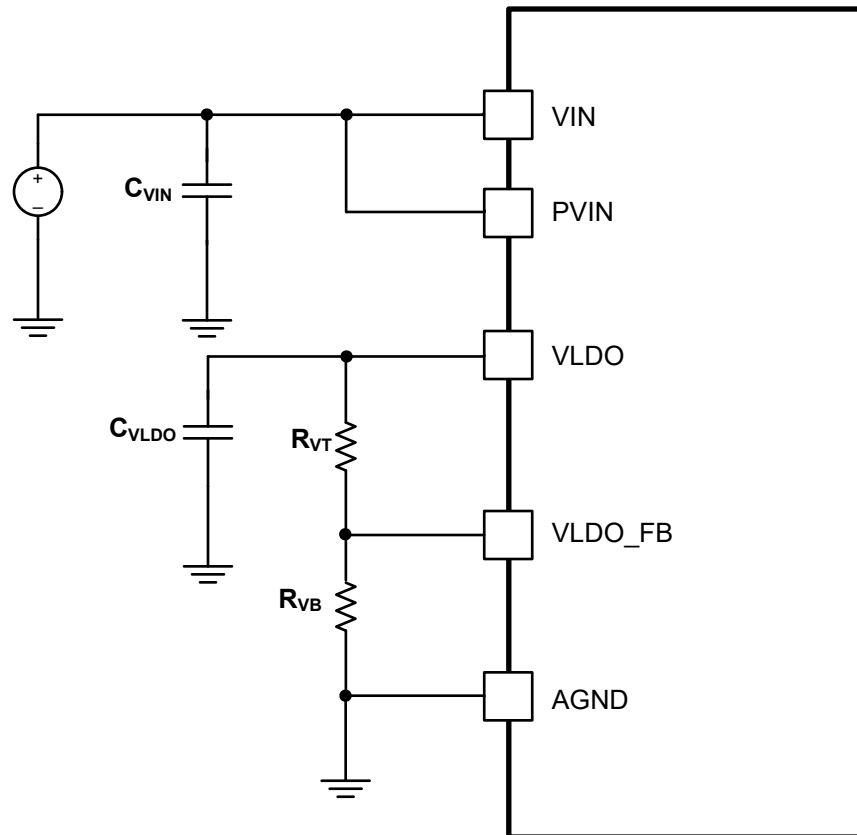


図 8-2. PVIN と VIN の間の接続の構成

VLDO は、 4.5V から 5.5V の規定されたゲートドライブ電圧を得るために、PVIN に接続することもできます。PVIN と PGND の間には、 $1\mu\text{F}$ の最小容量を推奨します。PVIN が VLDO に接続されると、これには VLDO で必要な $1\mu\text{F}$ のキャパシタンスが含まれる場合があります。追加の容量も使用できますが、VLDO レギュレータの適切な安定性を維持するため、合計容量が $4.7\mu\text{F}$ を超えないようにする必要があります。

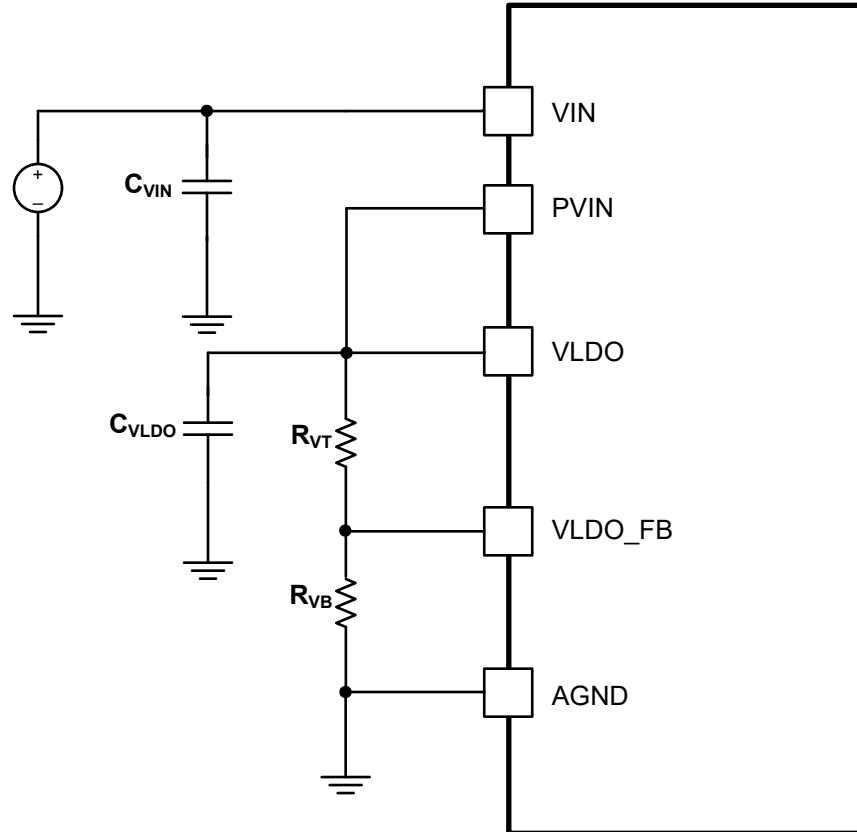


図 8-3. PVIN と VLDO の接続構成

8.3.3 スタートアップ

コントローラの出力がスイッチングを開始する前に、以下の条件を満たす必要があります。

- VLDO は、立ち上がり UVLO スレッシュホールドを超えます
- VIN は、立ち上がり UVLO スレッシュホールドを超えます
- PVIN は、立ち上がり UVLO スレッシュホールドを超えます
- 内部 1.2V バンドギャップ電圧を利用できます
- イネーブル信号 EN は立ち上がり電圧スレッシュホールドを上回っています
- デバイスの結合温度は、サーマル シャットダウンのスレッシュホールド未満です。

前述のすべての条件が満たされると、ソフトスタート プロセスが開始されます。

8.3.4 イネーブルおよび低電圧誤動作防止 (UVLO)

TPS7H502x を EN ピンで有効化するためのいくつかの方法があります。このピンは VLDO に直接接続することができ、VLDO の電圧が EN ピンの立ち上がりエッジ電圧スレッシュホールドを超えると、デバイスが有効化されることになります。このピンは、シーケンシングが必要な場合に外部で生成された信号や互換性のある PGOOD 信号で駆動することもできます。最後に、図 8-4 に示すように、2 つの抵抗を使用して、VIN がユーザーが設定した閾値を超えたときにコントローラを有効化するようにプログラムできます。2 つの抵抗は分圧回路として構成され、1 つは VIN と EN の間に、もう 1 つは EN と AGND の間に配置されます。

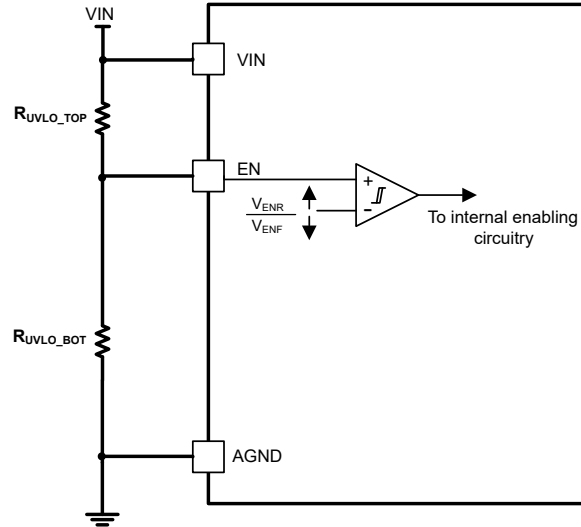


図 8-4.2 2つの外部抵抗を使用したピン構成の有効化

式 3 を使って、ユーザーはデバイスの希望する最大起動電圧に基づいて、選択した R_{UVLO_BOT} の値に対する R_{UVLO_TOP} の値を計算できます。これらの選択された抵抗を使用して、式 4 を使って最小スタートアップ電圧を決定できます。

$$R_{UVLO_TOP} = R_{UVLO_BOT} \times \left(\frac{V_{START_MAX}}{V_{ENR_MAX}} - 1 \right) \quad (3)$$

$$V_{START_MIN} = V_{ENR_MIN} \times \left(\frac{R_{UVLO_TOP}}{R_{UVLO_BOT}} + 1 \right) \quad (4)$$

図 8-4 の 2 つの抵抗構成では、入力電圧が特定のスレッシュホールドを下回ると、コントローラは過電圧ロックアウトによりシャットダウンします。これは、EN ピンのヒステリシスによるものです。シャットダウンが予想される電圧を決定するには、式 5 および式 6 を使用します。

$$V_{STOP_MAX} = V_{ENF_MAX} \times \left(\frac{R_{UVLO_TOP}}{R_{UVLO_BOT}} + 1 \right) \quad (5)$$

$$V_{STOP_MIN} = V_{ENF_MIN} \times \left(\frac{R_{UVLO_TOP}}{R_{UVLO_BOT}} + 1 \right) \quad (6)$$

R_{UVLO_TOP} と R_{UVLO_BOT} の値を選択するときは、ユーザーが注意する必要があることに注意してください。適切な動作を確保するために、これらの抵抗の選定を最適化することが推奨されます。UVLO 値は、すべての状況でデバイスが期待通りにオンになることを確実にするために、入力電圧の 75% 以下である必要があります。UVLO をこれより高く設定すると、デバイスのターンオンで問題が発生する可能性があります。図 8-5 は、12V レール上での期待される起動電圧と UVLO 電圧を示しており、最大起動電圧は公称入力電圧の 90% です。この場合、入力電圧が公称値の 75% から 65% の間に低下すると、ターンオフが発生します。

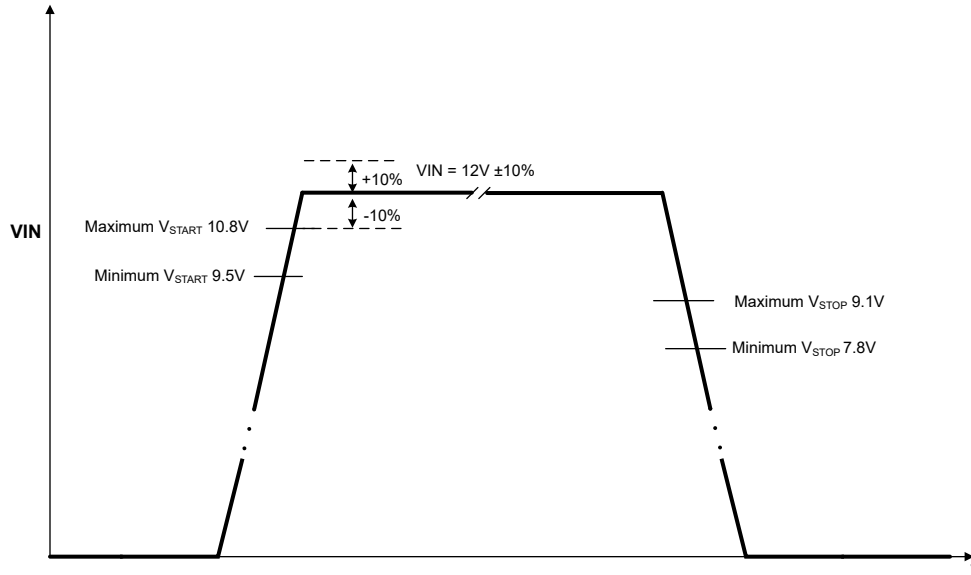


図 8-5. VIN = 12V の 2 つの抵抗構成における起動電圧と UVLO 電圧

8.3.5 基準電圧

コントローラは、内部で 1.2V のバンドギャップ リファレンスを生成し、これがさまざまな制御ロジック ブロックで使用されます。これは、定常状態動作時に REFCAP ピンに印加される電圧です。この電圧は 0.6V に分圧され、エラー アンプのリファレンスを生成します。エラー アンプのリファレンス電圧は、エラー アンプのオフセットを考慮して COMP ピンで測定し、「仕様」に示すようにレギュレーションを ±1% 以内に維持します。この基準電圧の許容公差が小さいため、高精度のパワー コンバータを設計できます。適切な電氣的動作を確保し、デバイスの堅牢な単一事象トランジエント (SET) 性能を保証するために、REFCAP ピンには 470nF のコンデンサを GND に接続する必要があります。

8.3.6 エラー アンプ

TPS7H502x コントローラは、相互コンダクタンスの誤差増幅器を使用しています。エラーアンプは、VSENSE ピンの電圧を SS ピンの電圧または内部の 0.6V 電圧リファレンスの低い方と比較します。エラー アンプの相互コンダクタンスは、通常動作時で 1500μA/V です。周波数補償ネットワークは、COMP ピンと AGND の間に接続されます。誤差増幅器の DC ゲインは通常 14,500V/V です。

8.3.7 出力電圧プログラミング

電力コンバータの V_{OUT} から VSENSE ピンへの抵抗分圧回路を使用して設定されます。出力電圧は、公称基準電圧 0.6V に分割する必要があります。R_{BOTTOM} の選択には、式 7 を使用できます。

$$R_{\text{BOTTOM}} = \frac{V_{\text{REF}}}{V_{\text{OUT}} - V_{\text{REF}}} \times R_{\text{TOP}} \quad (7)$$

ここで

- V_{REF} = 0.6V (標準値)
- V_{OUT} は希望する出力電圧
- R_{TOP} はユーザーが選択する上側抵抗の値 (例: 10kΩ)

R_{BOTTOM} および R_{TOP} に許容誤差の小さい抵抗 (1% 以下) を使用して、出力電圧設定ポイントの精度を向上させることを推奨します。

8.3.8 ソフトスタート(SS)

ソフトスタート回路は、定常状態プログラム済み出力に達するまで、コンバータの出力電圧を徐々に上昇させます。ソフトスタート中、エラー アンプは SS ピンの電圧が V_{REF} より高くなるまでの間、ソフト スタート ピンの電圧を基準として使用します。SS ピンの電圧が V_{REF} を上回ると、ソフト スタート期間が終了します。

SS ピンと AGND の間に接続されたコンデンサが、PWM コントローラのソフトスタート時間を制御します。次の式を使って、目的のソフト スタート時間のコンデンサを選択できます。

$$t_{SS} = \frac{C_{SS} \times V_{REF}}{I_{SS}} \quad (8)$$

ここで

- t_{SS} は、必要なソフト スタート時間です
- V_{REF} は 0.6V (標準値) の電圧リファレンス
- I_{SS} は、2.8 μ A のソフト・スタート充電電流 (標準値)

8.3.9 スイッチング周波数および外部同期

TPS7H502x コントローラには、デバイスのスイッチング周波数を設定するための 2 つのモードがあります: 内部オシレータモードと外部同期モードです。デバイスは、RT ピンと SYNC ピンの状態に基づいて、これらのモードのいずれかに設定されます。SYNC でクロック入力 that 検出された場合、その入力は外部同期モードで動作します。それ以外の場合、デバイスは内部発振器で動作し、RT から AGND への抵抗によって決定された周波数で動作します。RT は両方の動作モードに設定する必要があります。

表 8-1. 発振器のモードと構成

モード	RT	SYNC	スイッチング周波数
内部発振器	AGND との間に抵抗を実装しました。	フローティング	RT 値に応じて 100kHz ~ 1MHz の範囲で構成できます。
外部同期	AGND との間に抵抗を実装しました。SYNC の入力クロック周波数と一致するように選択する必要があります。	100kHz ~ 1MHz の外部クロックの入力。	同期入力クロックに同期しました。スイッチングは、外部クロックと 1:1 の周波数と位相が一致します。

8.3.9.1 内部発振器モード

RT ピンから AGND への抵抗が、デバイスのスイッチング周波数を設定します。TPS7H502x コントローラは、名目上のスイッチング周波数範囲が 100kHz から 1MHz です。内部発振器モードでは、RT ピンに実装する必要があります。式 9 に、目的のスイッチング周波数に基づいた RT 値の計算を示します。図 8-6 の曲線は、TPS7H502x で指定されたスイッチング周波数に対応する RT 値を示しています。

$$RT = \frac{112390}{f_{sw}} - 14.2 \quad (9)$$

ここで

- RT は k Ω 単位です
- f_{sw} は kHz 単位です

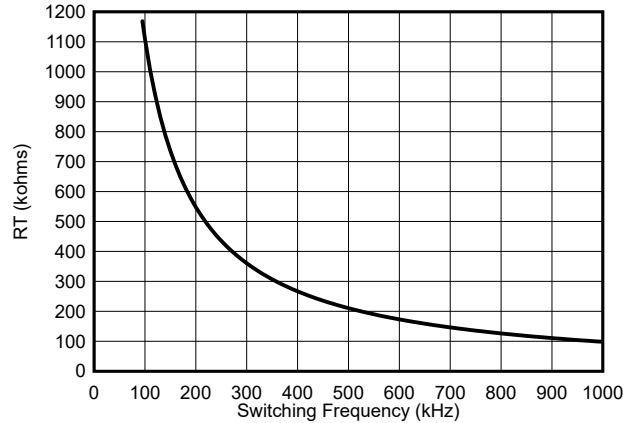


図 8-6. RT とスイッチング周波数

8.3.9.2 外部同期モード

コントローラは、SYNC ピンにクロックを入力することで外部同期モードで使用できます。印加する外部クロックは、目的のスイッチング周波数に設定する必要があります。外部クロックは、100kHz から 1MHz の範囲で、デューティサイクルが 50% である必要があります。50% のデューティサイクルを持つ外部クロックを使用することが推奨されます。このモードでは、コントローラは SYNC ピンに入力されたクロック信号と位相を合わせてスイッチングします。SYNC ピンはコントローラの入力としてのみ機能することに注意してください。

外部同期モードで動作する場合、RT ピンには AGND への抵抗を接続する必要があります。RT 抵抗で設定されたスイッチング周波数は、外部クロック周波数の $\pm 10\%$ の範囲内である必要があります。スイッチング周波数は外部クロック周波数と 1:1 の関係にあります。コントローラが SYNC ピンにクロックが適用される前に内部発信器モードで動作している場合、クロックが適用されてから検出と切り替えが行われるまでに約 2~5 サイクルかかります。外部同期モードで動作していてクロックが失われた場合、検出が行われるまでに約 2~5 サイクルかかり、その後内部発信器への切り替えが行われます。

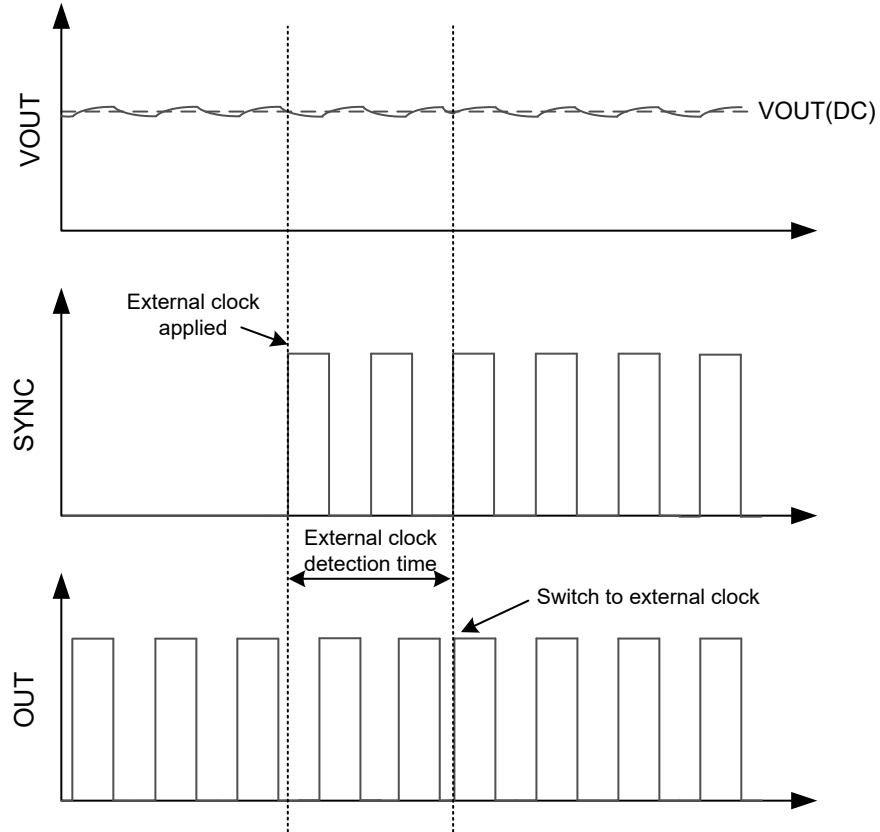


図 8-7. 内部クロックから外部クロックへの遷移

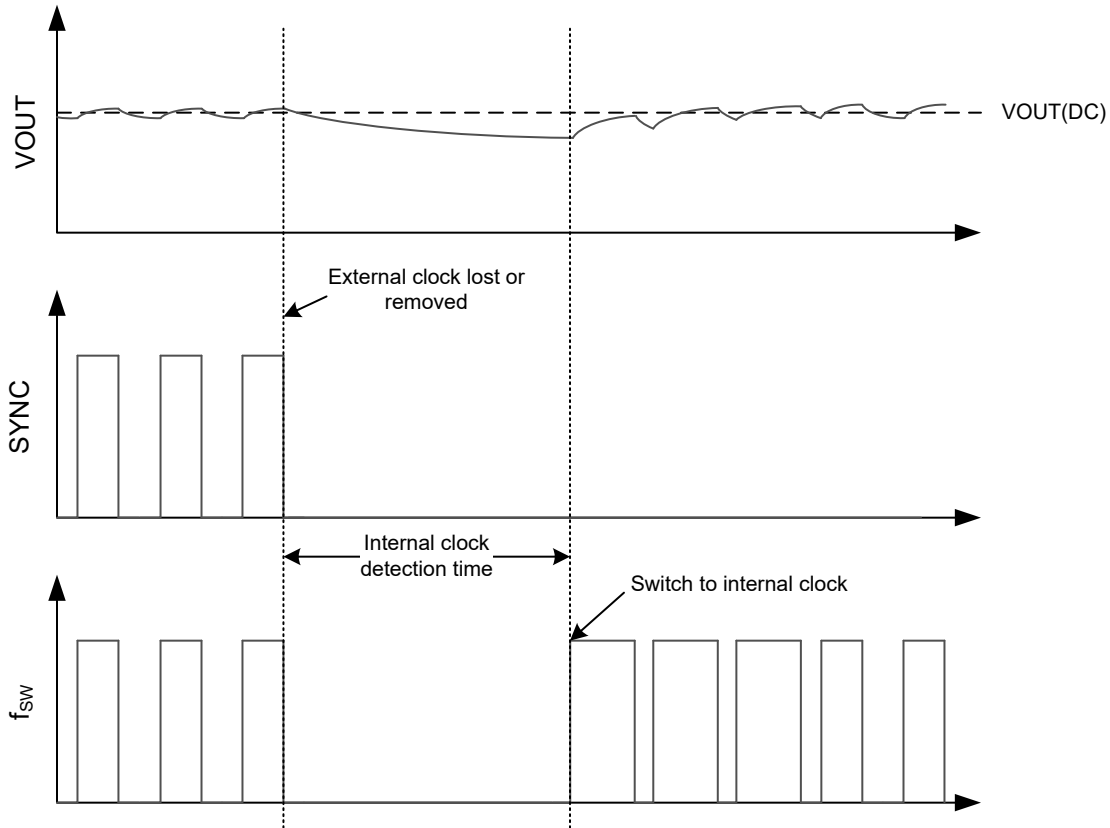


図 8-8. 外部から内部へのクロック遷移

8.3.10 デューティ サイクルの制約

TPS7H5020 コントローラの最大デューティ サイクルは公称 100% です。このコントローラでは、出力は 100% デューティ サイクルに対応できますが、「[最小オン時間とオフ時間](#)」に記載されているように、コントローラの最小オフ時間に基づいて最大デューティ サイクルを設定することをお勧めします。

TPS7H5021 コントローラの最大デューティ サイクルは公称 50% です。このデューティ サイクル制限に関連する仕様については「[仕様](#)」を参照してください。このデバイスで外部同期発振器モードを使用する場合、デバイスの仕様を確実に満たすため、正確な 50% のデューティ サイクルを持つ外部クロックを供給することをお勧めします。デューティ サイクル範囲が $50 \pm 2\%$ を超える外部クロックを使用すると、最適でない最大デューティ サイクルが得られる場合があります。

表 8-2. TPS7H502x 最大デューティ サイクル

デバイス	最大デューティ サイクル (公称)
TPS7H5020	100%
TPS7H5021	50%

8.3.11 最小オン時間、最小オフ時間

TPS7H502x の出力には、最小オン時間としておおよそ 120ns (標準値) があります。最小オン時間は、出力がオン状態を維持する最小の時間です。そのため、最小オン時間は、電源コンバータ設計の入力から出力への変換比に制約を課す可能性があります。最小オン時間の制限を克服するためには、コンバータのスイッチング周波数およびトランスの巻数比 (該当する場合) の慎重な選定が必要です。単一スイッチの順方向、フライバック、およびブースト コンバータで連続導通モードを使用する場合、以下の式を使用して、主電源スイッチのオン時間が設計に適切であることを確認できます。

フォワードの場合:

$$t_{on_min} < \frac{V_{OUT} + V_D}{(V_{IN} \times N_{SP}) \times f_{SW}} \quad (10)$$

ここで

- t_{on_min} はコントローラの最小オン時間で、最大値は **130ns** です
- V_{OUT} は、コンバータの希望する出力電圧です
- V_{IN} はコンバータの入力電圧です
- V_F は整流ダイオードの順方向電圧です
- N_{PS} は、トランスの一次側と二次側の巻数比です
- N_{SP} は、トランスの 2 次 / 1 次巻線比です (N_{PS} の逆数)
- f_{SW} はコンバータのスイッチング周波数です

フライバックの場合:

$$t_{on_min} < \frac{(V_{OUT} + V_D) \times N_{PS}}{(V_{IN} + (V_{OUT} + V_D) \times N_{PS}) \times f_{SW}} \quad (11)$$

昇圧の場合:

$$t_{on_min} < \frac{V_{OUT} + V_D - V_{IN}}{(V_{OUT} + V_D) \times f_{SW}} \quad (12)$$

同様に、最小オフ時間もコンバータの動作に制限を加えます。最小オフ時間は、次のオン動作前に出力がオフの状態に維持される最小の時間です。出力が通常の PWM 動作によりスイッチング サイクル中にオフになった場合、出力は少なくとも **40ns** (標準値) の間、オフ状態を維持します。ほとんどのアプリケーションでは、コンバータの定常状態でのデューティサイクルは **100%** よりはるかに低く、出力はこの期間よりもずっと長くオフの状態を維持することができます。TPS7H5021 では、デューティサイクルが **50%** の標準最大値に制限されているため、コントローラの最小オフ時間は問題にはなりません。

パワーコンバータ設計で TPS7H5020 を使用する場合、最小オフ時間を考慮する必要がある状況があります。具体的には、このようなケースはデューティサイクルが **100%** に近く、次のスイッチング サイクルの開始時にターンオフが発生する場合に発生します。これらのアプリケーションでは、コンバータのフィードバックループによって決定される意図されたオフ時間が、コントローラの最小オフ時間よりも短くなります。そのため、コントローラの最小オフ時間が次のスイッチング サイクルでの出力オン動作を遅延させます。これはすべての動作周波数で考慮する必要がありますが、最小オフ時間がスイッチング周期の中でより大きな割合を占める高周波数では、効果がより顕著になります。例えば、**1MHz** のスイッチング周波数では、デューティサイクルが **96%** (標準値) を超えると、次のサイクルのオン動作が遅延します。定常状態でコンバータの期待される動作を維持するために、式 13 に示すように、ユーザーはコンバータ設計に最大デューティサイクルを設定できます。

$$D_{MAX} < 1 - (t_{off_min} \times f_{SW}) \quad (13)$$

ここで

- D_{MAX} は、次のサイクルでのオン動作遅延を避けるために推奨される最大コンバータ デューティサイクルです
- t_{off_min} はコントローラの最小オフ時間で、最大制限は **60ns** です
- f_{SW} は、電源コンバータのスイッチング周波数

8.3.12 パルス スキップ

TPS7H502x コントローラには、スタートアップ時や過渡期間、特に高周波動作時におけるコントローラの最小オンタイムに関連するコンバータの動作問題を防ぐために、パルス スキップ モードが実装されています。このモード中、出力は定期的にスイッチングを停止します。高周波動作時に最小オンタイムが長すぎると、ソフトスタート期間中に電流の暴走などの問題を引き起こす可能性があります。パルス スキップは、スタートアップ期間中のピーク電流を低減することによって、この問題を解決できます。高周波コンバータ設計では、コンバータの V_{IN} と V_{OUT} の比率が最小オンタイムよりも小さい必要な

デューティ サイクルを引き起こす場合、コントローラの出力は要求される出力電圧を維持するためにパルスをスキップします。パルス スキップは、以下の両方の条件が存在する場合に発生します。

- COMP ピンの電圧は、システム クロックの立ち上がりエッジで 0.3V 未満です
- 前のデューティ サイクルは 50% 未満でした

TPS7H5021 の場合、デューティ サイクルは常に 50% 未満であるため、パルス スキップを開始するためには最初の条件のみが必要です。

8.3.13 リーディング エッジのブランキング時間

OUT が高くなると、リーディング エッジブランキング時間が実装され、一次電源スイッチの最初のターンオン後に、検出された電流波形における過渡現象やノイズが電流検出ループに検出されないようにします。リーディング エッジブランキング時間は 35ns (標準値) に固定されています。CS_ILIM ピンに RC フィルタを使用して、コンバータのスイッチング周波数よりもカットオフ周波数が十分に大きい場合、ノイズをさらに除去することもできます。一般的な目安は、目標カットオフをスイッチング周波数の 10 倍とすることです。

8.3.14 電流センスと PWM 生成 (CS_ILIM)

CS_ILIM ピンは、パワー コンバータのメイン スイッチ電流を反映した信号によって駆動されます。電流信号は、COMP ピンの入力範囲と互換性がある必要があります。図 8-9 に示すように、COMP ピンの電圧はピーク電流のリファレンスとして使用されます。コントローラの出力である OUT は、内部クロック信号によってオンになり、検出された電流信号のピークが COMP/CCSR ピンの電圧 (おおよそ COMP/2) に達するとオフになります。このピーク電流検出信号は、PWM コンパレータで COMP/CCSR と比較される際に、150mV のオフセット電圧が含まれていることに注意してください。CS_ILIM ピンは、コントローラの電流制限の設定にも使用されます。スロープ補償が RSC ピンを使用して実装されている場合、スロープ補償ランプは COMP/CCSR 信号から減算され、スロープ補償された COMP/CCSR 電圧とピーク電流検出信号が交差した時点で OUT がオフになります。ユーザーが内部エラー アンプをバイパスして COMP ピンを外部から駆動する場合、このピンで使用可能な電圧範囲は最大でおおよそ 2.3V です。CS_ILIM の電流制限をアクティブにするスレッシュホールドは 1V であり、COMP は CCSR によってスケールダウンされるため、COMP に印加される外部電圧が 2.3V を超えると、PWM コンパレータおよびフィードバック ループはそれに応答しなくなります。

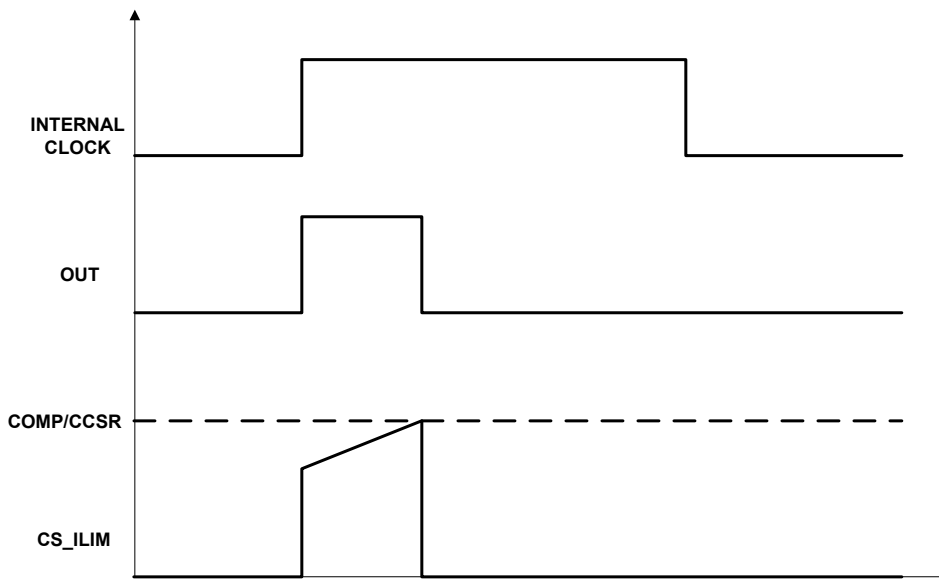


図 8-9. ピーク電流モード制御と PWM 生成

CS_ILIM から AGND に接続された抵抗は、PWM の適切な動作と過電流保護の両方のために電流を検出するために使用されます。電氣的仕様では、電流制限のスレッシュホールド V_{CS_ILIM} が 1V (標準値) に設定されています。これは、このピ

ンの電圧がしきい値に達すると、デバイスが電流制限モードに入り、出力 (OUT) がオフになることを示しています。式 14 は、選択した電流制限値に対するセンス抵抗の値を決定するための計算式を示しています。

$$R_{CS} = \frac{V_{CS_ILIM}}{I_{LIM}} \quad (14)$$

I_{LIM} の値は、電流をどこで、どのように検出するかを考慮する必要があることに注意してください。ソース側のプライマリ FET から AGND 間に検出抵抗を設けた、1 次側制御の絶縁型コンバータの場合、負荷電流に基づいて I_{LIM} を適切に計算する必要があります。トポロジにかかわらず、 R_{CS} の値を決定する際は、通常動作時のピーク電流と過電流トリップポイントとの間に十分なマージンがあることを確認する必要があります。

8.3.15 ゲートドライバの出力

TPS7H502x は、4.5V から 14V のゲート電圧を必要とするパワー半導体デバイスを駆動するために使用できるため、シリコン MOSFET と GaN FET ベースのパワーコンバータの両方に適したコントローラです。ゲートドライバ段は分割出力を備えています。これらの出力は OUTH と OUTL で、順にソーシング出力とシンク出力です。これらの分割出力は、駆動されている電源デバイスのターンオンまたはターンオフ経路に追加の抵抗を配置することで、ターンオンおよびターンオフ速度を独立して調整する柔軟性を提供します。これらの出力は、PVIN の 12V 入力で 1.2A (標準) をソーシングおよびシンクすることができます。

8.3.16 電源なしの電圧クランプ

TPS7H502x には、ゲートドライバ出力に電圧クランプが含まれています。このクランプは、VIN が約 2V 未満の場合にのみ動作します。VIN の電圧が低い場合、内部の OUTL ドライバは十分に電力が供給されず、そのためドライバ出力を積極的に低く引き下げることができません。これにより、ドライバ出力が高インピーダンス状態になる可能性があり、電源なしの電圧クランプが追加されてこの問題を軽減しました。この電源なしクランプは、コントローラが無効になっている間のみ動作します。

コンバータのバス電圧 VBUS は、コントローラの入力 VIN が低い状態で上昇し始めることがあります。OUTL と PGND の間に十分に低いインピーダンスがない場合、バス電圧のスルーレート (dV/dt) により、ゲートドレイン容量 C_{GD} を通じて FET が意図せずオンになる可能性があります。 C_{GD} を流れる誘導電流は、ゲート-ソース間容量 C_{GS} を FET のゲート-ソース閾値を超えるまで充電し、これにより VBUS から PGND への不正な電流が流れることがあります。電力が供給されていない電圧クランプは、ドライバに十分な電圧が供給され、コントローラが有効化されるまで、FET のゲート電圧を制限します。電圧クランプの値は、「仕様」表に表示されます。コントローラが有効化されると、電圧クランプは無効化され、コントローラとドライバの正常な動作には干渉しません。クランプを非アクティブにする条件は、「スタートアップ」に示すように、デバイスの起動に必要な条件と同じであることに注意してください。外部プルダウン抵抗を OUT と PGND の間に接続することで、電力供給されていない電圧クランプを補完し、意図しないターンオンに関連する問題をさらに軽減することができます。使用する場合は、10kΩ から 50kΩ までの範囲のプルダウン抵抗を推奨します。外部抵抗を追加すると、デバイスの静止電流および動作電流がわずかに増加することに注意してください。小さい抵抗を使用すると、これらの電流の増加が大きくなります。

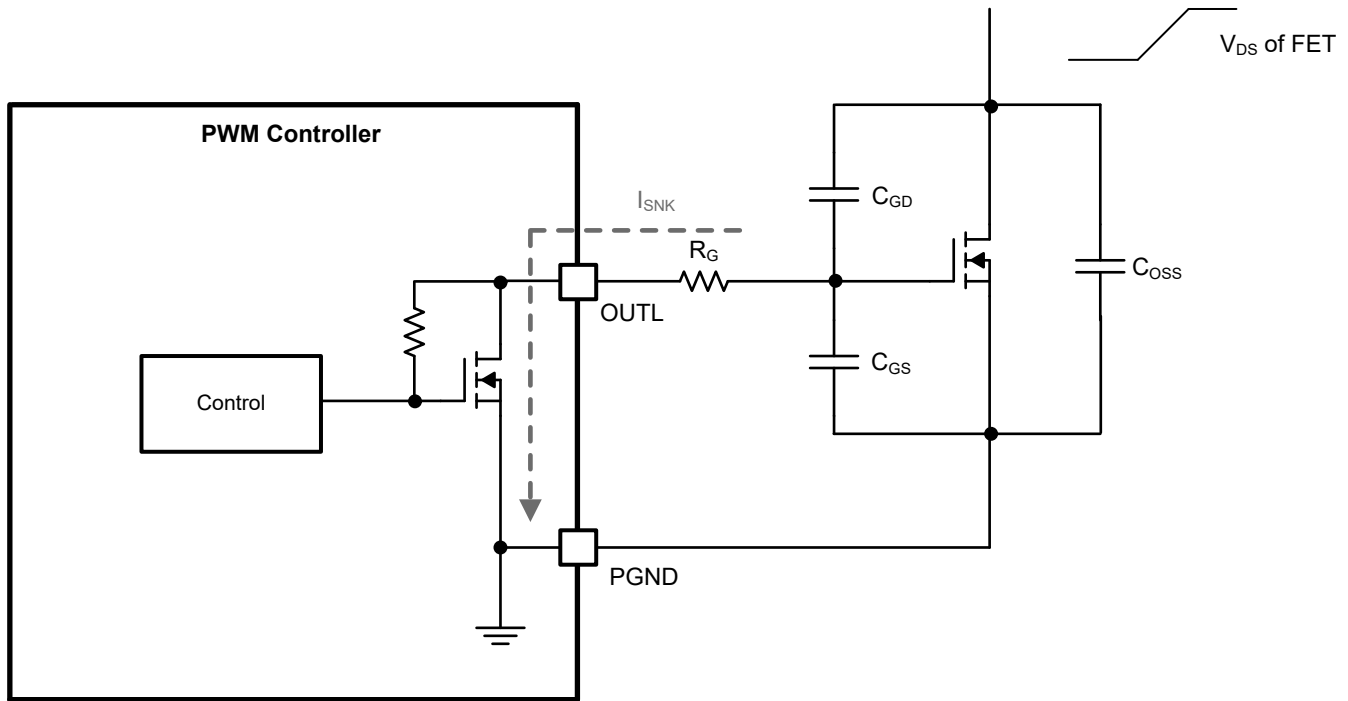


図 8-10. 電源なしの電圧クランプ

8.3.17 ソース ドライバのリターン (OUTH_REF)

ドライバのソース・ドライバ (OUTH) ステージのリターンは OUTH_REF ピンに出力されており、特定の動作条件下で 220nF の外部コンデンサを接続できます。OUTH_REF の電圧は、PVIN の電圧よりおおよそ 6V 低くなります。このピンと PVIN の間に外部コンデンサを接続することにより、ドライバの過渡性能が改善されるだけでなく、放射線誘発単一事象トランジェント (SET) に対する抑制効果も得られます。OUTH_REF コンデンサは、PVIN に外部電圧が 6V 以上適用される場合にのみ必要であることに注意してください。PVIN が 6V 未満の場合、OUTH_REF は PGND に直接接続できます。

表 8-3. OUTH_REF の接続

ドライバの入力電圧	構成
PVIN < 6V	OUTH_REF を PGND に接続します。
PVIN ≥ 6V	OUTH_REF と PVIN の間に 220nF のコンデンサを接続します

8.3.18 勾配補償 (RSC)

スイッチング電源コンバータ設計でピーク電流モード制御を使用する場合、主電源スイッチのデューティサイクルが 50% を超えると、コンバータが不安定な状態に入る可能性があります。基本的に、コンバータは、ピーク電流と平均電流の誤差が次のスイッチングサイクルごとに増加する状態になります。この不安定性は、サブハーモニック振動として知られ、スロープ補償を加えることで緩和できます。TPS7H502x では、スロープ補償は電圧ランプの形で行われ、エラー アンプ出力を CCSR (COMP と CS_ILIM の比) で割った値から差し引かれます。全デューティ サイクル範囲での安定性を確保するための最小スロープ補償は $0.5 \times m$ に等しく、ここで m はインダクタの降下電流スロープです。推奨されるスロープ補償は $1 \times m$ で、この値を超える増加は安定性の改善にはつながりません。

フォワード コンバータおよびブースト コンバータでは、スロープ補償を出力インダクタ電流の降下スロープに等しく設定できます。フライバック コンバータでは、スロープ補償はフライバック トランスの電流の降下スロープを使用して計算されます。絶縁型トポロジでは、検出された電流波形がトランスの巻数比も考慮する必要があることに注意してください。

フォワードの場合:

$$SC = \frac{V_{OUT} \times R_{CS} \times A_{CS}}{L_{OUT} \times N_{PS}} \quad (15)$$

フライバックの場合:

$$SC = \frac{V_{OUT} \times R_{CS} \times A_{CS}}{L_{PRI} \times N_{PS}} \quad (16)$$

昇圧の場合:

$$SC = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \times R_{CS} \times A_{CS}}{L} \quad (17)$$

ここで

- SC はスロープ補償値で、V/μs 単位です
- L_{OUT} は出力インダクタの値(μH 単位) (フォワード)
- L_{PRI} は 1 次側インダクタンス値(μH 単位) (フライバック)
- L は、μH 単位のインダクタ値(昇圧)
- N_{PS} はトランスの巻数比
- R_{CS} は、電流検出トランスの 2 次巻線の巻数
- A_{CS} は電流センス段に関連するゲインであり、使用する場合は電流検出アンプとトランスも含まれます
- V_{OUT} はレギュレートされた出力電圧
- V_{IN} は最大入力電圧

TPS7H502x コントローラでは、RSC ピンから AGND への抵抗を使用して、希望するスロープ補償を設定できます。式 18 は、RSC の適切な抵抗値を決定するための計算を示しています。

$$RSC = \frac{29.5}{SC^{1.07}} \quad (18)$$

ここで

- SC は、希望するスロープ補償の値(V/μs 単位)です
- RSC は kΩ 単位です

8.3.19 周波数補償

TPS7H502x は相互コンダクタンス型エラー アンプ (OTA) を使用しているため、Type 2A または Type 2B の周波数補償を適用できます。2 種類の補償方式の主な違いは、Type 2A が高周波ノイズの減衰を目的として、R_{COMP} および C_{COMP} と並列にコンデンサ C_{HF} を追加していることです。これらの部品は、コントローラの COMP ピン (OTA の出力) と AGND の間に接続されます。

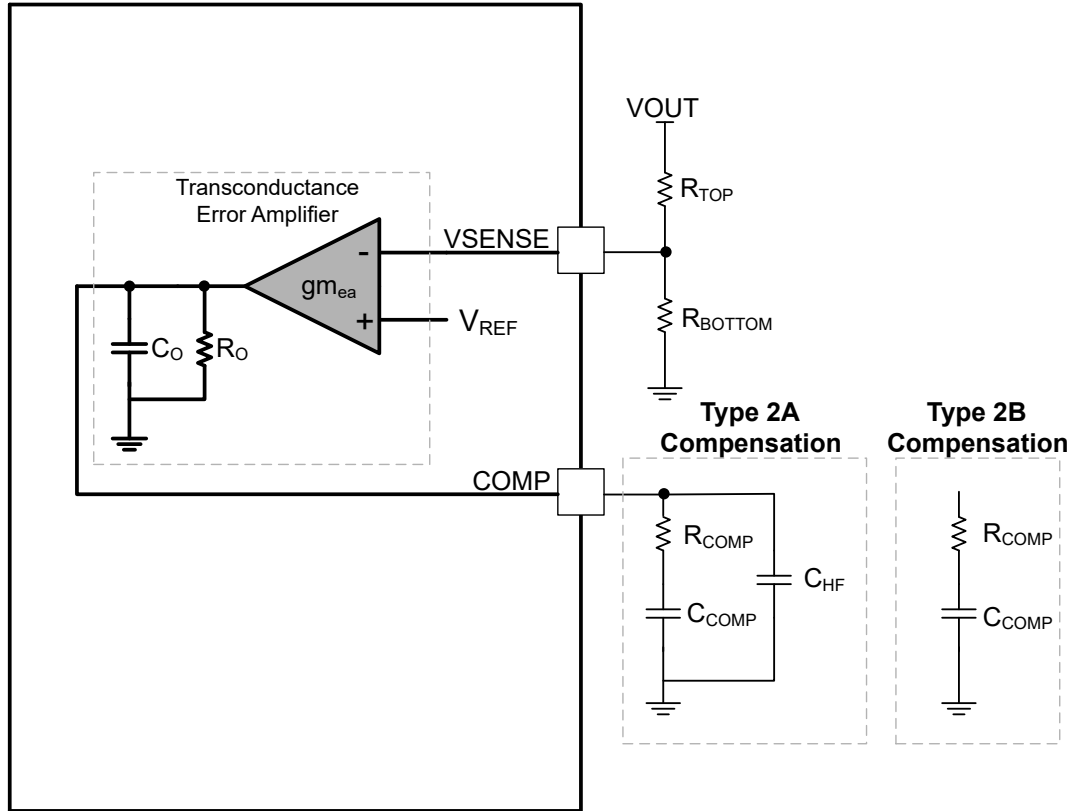


図 8-11. TPS7H502x 周波数補償オプション

TPS7H502x がサポートするトポロジに対しては、以下の手順と式を使用して補償部品を選定できます。特に記載がない限り、式中のすべてのパラメータは標準単位（つまり、H はインダクタンス、F は静電容量、Hz は周波数など）で表されています。

- コンバータの目的のクロスオーバー周波数 (f_c) を選択します。ブーストコンバータおよびフライバックコンバータには、右半平面 (RHP) ゼロが存在し、これがコンバータの目標クロスオーバー周波数を制限することに注意してください。これらのトポロジでは、クロスオーバー周波数は RHP ゼロ周波数の $1/4 \sim 1/10$ の範囲に設定します。フォワードコンバータでは、クロスオーバー周波数はスイッチング周波数の $1/10$ 以下に設定します。
- パワーステージの相互コンダクタンス G_M を計算します。
 - フォワードコンバータの場合：

$$G_M = \frac{N_{PS}}{A_{CS} \times R_{CS}} \quad (19)$$

- フライバックコンバータの場合：

$$G_M = \frac{(1 - D_{MAX}) \times N_{PS}}{A_{CS} \times R_{CS}} \quad (20)$$

- 昇圧コンバータの場合：

$$G_M = \frac{(1 - D_{MAX})}{A_{CS} \times R_{CS}} \quad (21)$$

ここで

- N_{PS} は、トランスの一次側と二次側の巻数比です
- A_{CS} は、電流センスステージに関連するゲインです。

- R_{CS} は電流検出抵抗の値で、単位は Ω です。
 - D_{MAX} は、アプリケーションの最大デューティサイクルです。
3. 目標クロスオーバー周波数を達成するために、エラーアンプネットワークのゲイン A_{VM} を計算します。

$$A_{VM} = \frac{2\pi \times f_C \times C_{OUT}}{G_M} \quad (22)$$

ここで

- f_C は選択されたクロスオーバー周波数です
 - $C_{OUT\ min}$ は最小出力キャパシタンスです
 - G_M は、パワーステージの相互コンダクタンスです。
4. 必要なゲイン A_{VM} 、エラーアンプの相互コンダクタンス g_{MEA} 、およびフィードバック抵抗値に基づいて、 R_{COMP} を計算します。

$$R_{COMP} = \frac{A_{VM}}{g_{mea} \times K_{FB}} \quad (23)$$

ここで

$$K_{FB} = \frac{R_{BOTTOM}}{R_{BOTTOM} + R_{TOP}} \quad (24)$$

5. エラー・アンプ・ネットワークのゼロは、目標クロスオーバー周波数のおおよそ 1/10 に設定します。

$$f_{ZEA} = \frac{1}{2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP}} = \frac{f_C}{10} \quad (25)$$

したがって、次のようになります。

$$C_{COMP} = \frac{1}{2\pi \times (0.1 \times f_C) \times R_{COMP}} \quad (26)$$

6. 補償回路の高周波のポールを設定します。フォワードコンバータでは、これをコンバータの ESR ゼロの周波数と同じに設定できます。ブーストコンバータおよびフライバックコンバータの場合は、ESR ゼロと RHP ゼロのうち、低い方に設定します。

$$f_{HF} = \frac{1}{2\pi \times R_{COMP} \times C_{HF}} = f_{Z_ESR} \text{ or } f_{RHPZ} \quad (27)$$

したがって、次のようになります。

$$C_{HF} = \frac{1}{2\pi \times f_{Z_ESR} \times R_{COMP}} \quad (28)$$

または

$$C_{HF} = \frac{1}{2\pi \times f_{RHPZ} \times R_{COMP}} \quad (29)$$

ここで説明した手順は、部品選定のための出発点として意図されていることに注意してください。周波数補償は反復的なプロセスとなることが多く、最適な値は通常、コンバータのハードウェアテストによって得られます。

8.3.20 サーマル シャットダウン

接合部温度が標準 185°C を超えると内部のサーマル シャットダウン回路がデバイスのスイッチングを強制停止します。接合部温度が標準 170°C を下回ると、デバイスはパワーアップシーケンスを再び開始します。

8.4 デバイスの機能モード

TPS7H502x シリーズは、固定周波数のピーク電流モード制御を使用しています。コントローラは、コンバータのピーク電流とデューティサイクルを調整します。内部発振器は電源スイッチのゲートドライバ出力のターンオンを開始します。外部電源スイッチの電流は外部抵抗を通じて検出され、内部コンパレータを介して比較されます。COMP ピンで生成された電

圧は、内部の抵抗を通じて降圧されます。検出された電流が降圧された COMP 電圧に達すると、電力スイッチがオフになります。

ADVANCE INFORMATION

9 アプリケーションと実装

注

以下のアプリケーション情報は、テキサス・インスツルメンツの製品仕様に含まれるものではなく、テキサス・インスツルメンツはその正確性も完全性も保証いたしません。個々の目的に対する製品の適合性については、お客様の責任で判断していただくことになります。また、お客様は自身の設計実装を検証しテストすることで、システムの機能を確認する必要があります。

9.1 アプリケーション情報

TPS7H502x は、放射線耐性が保証された PWM コントローラで、統合されたゲートドライバを備えています。このドライバは、入力電圧範囲が 4.5V から 14V で、最大 1MHz のプログラム可能なスイッチング周波数を提供します。さらに、統合されたドライバは、コントローラのプログラム可能な LDO を活用し、その出力から PVIN への接続を行うことで、GaN FET と連携して動作するように構成できます。シリコン MOSFET と組み合わせてドライバを使用するために、PVIN には最大 14V の高い入力電圧を使用できます。コントローラは、フライバック、フォワード、昇圧など、さまざまな電源トポロジをサポートできますが、これらに限定されません。

9.2 代表的なアプリケーション

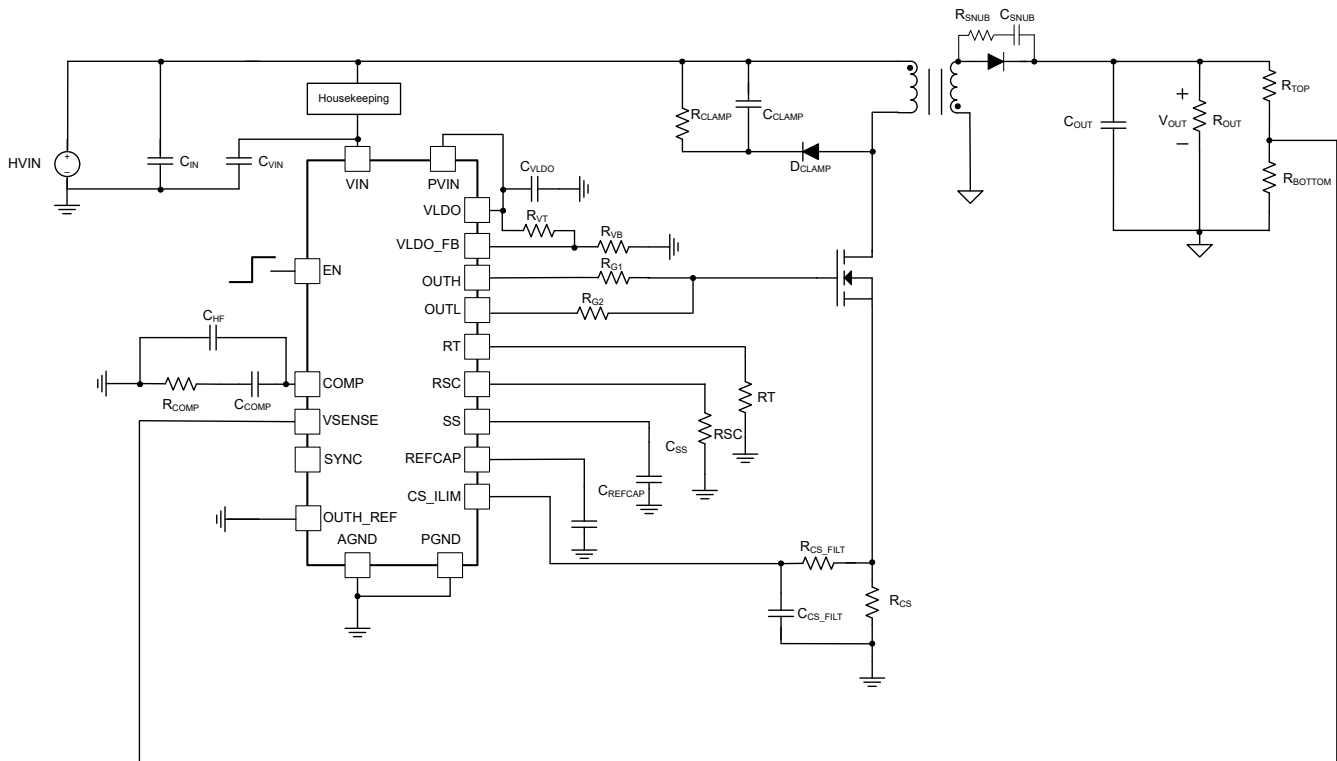


図 9-1. 代表的なアプリケーション回路図

9.2.1 設計要件

提供された例では、GaN パワー半導体デバイスを一次スイッチング FET として使用したフライバック コンバータの設計が詳述されています。目的は、TPS7H5020 のコンポーネント選定方法と、コンバータのパワーステージにおける主要なコンポーネントの選定方法を示すことです。

表 9-1. 設計パラメータ

設計パラメータ	値
入力電圧範囲	22V ~ 36V、公称 28V
出力電圧	5V ±10%
最大出力電流	4A
スイッチング周波数	500kHz
ターゲット帯域幅	~4kHz
全負荷ステップ (4A) 過渡応答	≤ 375mV

9.2.2 詳細な設計手順

9.2.2.1 スwitchング周波数

フライバック コンバータは、500kHz のスイッチング周波数で動作するように設計されました。宇宙規格のコンバータ設計では、このスイッチング周波数において GaN パワーデバイスがシリコン製の対抗デバイスに対して優れた利点を持つことが明確に示されています。式 30 を使用すると、目的の周波数に必要な RT 抵抗を決定できます。f_{sw} の値は kHz 単位、RT は kΩ 単位であることに注意します。

$$RT = \frac{112390}{f_{sw}} - 14.2 \quad (30)$$

$$RT = \frac{112390}{500} - 14.2 = 210.5k\Omega \quad (31)$$

設計には、標準的な抵抗値として 210kΩ が理想的です。利用可能性のため、205kΩ の値はわずかに小さくなりました。

9.2.2.2 出力電圧設定用抵抗の選定

このコンバータの出力電圧は 5V です。VSENSE に接続された帰還分圧抵抗は、目的の V_{OUT} に対応するよう選択します。R_{TOP} に 10kΩ の抵抗が選定された場合、分圧器の下側抵抗の値を計算できます。

$$R_{BOTTOM} = \frac{V_{REF}}{V_{OUT} - V_{REF}} \times R_{TOP} \quad (32)$$

$$R_{BOTTOM} = \frac{0.6V}{5V - 0.6V} \times 10k\Omega = 1.36k\Omega \quad (33)$$

必要な R_{TOP} と R_{BOTTOM} の値は、それぞれ 10kΩ と 1.37kΩ です。

9.2.2.3 ドライバ PVIN 構成

この設計例では、意図されたパワー半導体デバイスは GaN FET です。このため、VLDO はドライバの PVIN に接続されます。VLDO は 4.5V から 5.5V に設定可能であり、この例では名目上の駆動電圧として 5V が選定されています。VLDO を 5V 動作に設定するために、VLDO_FB と GND の間に適切な抵抗を選定するために式 34 が使用されます。

$$R_{VB} = \frac{V_{REFCAP}}{V_{LDO} - V_{REFCAP}} \times R_{VT} \quad (34)$$

$$R_{VB} = \frac{1.225V}{5V - 1.225V} \times 10k\Omega = 3245\Omega \quad (35)$$

R_{VB} の値は 3.24kΩ に選定されます。PVIN が VLDO に接続され、6V 未満の場合、OUTH_REF は表 8-3 に従って直接 GND に接続する必要があります。

9.2.2.4 ソフトスタート コンデンサの選択

この設計では、ソフトスタート時間は、突入電流を制限するのに十分な時間があるよう選択されています。選定されたソフトスタート用コンデンサの値は **33nF** です。この値に基づいて、ソフトスタート時間を計算できます。

$$t_{SS} = \frac{C_{SS} \times V_{REF}}{I_{SS}} \quad (36)$$

$$t_{SS} = \frac{33nF \times 0.6V}{2.8\mu A} = 7.07ms \quad (37)$$

ソフトスタート時間は、設計の場合約 **7.1ms** です。

9.2.2.5 トランスの設計

トランスの巻線比と1次側インダクタンスは、コンバータの目標仕様に基づいて決定されます。巻線比は、最大デューティサイクル **35%** に基づいて計算されます。

$$N_{PS_MAX} = \frac{V_{IN_MIN} \times D_{MAX}}{(V_{OUT} + V_D) \times (1 - D_{MAX})} \quad (38)$$

$$N_{PS_MAX} = \frac{22V \times 0.35}{(5V + 0.7) \times (1 - 0.35)} = 2.08 \quad (39)$$

設計には巻線比 **2** が選定されました。実際の巻線比に基づいて、最小および最大デューティサイクルを計算できます。

$$D_{MIN} = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times N_{PS}}{(V_{OUT} + V_D) \times N_{PS} + V_{IN_MAX}} \quad (40)$$

$$D_{MIN} = \frac{(5V + 0.7V) \times 2}{(5V + 0.7V) \times 2 + 22V} = 0.241 \quad (41)$$

$$D_{MAX} = \frac{(V_{OUT} + V_D) \times N_{PS}}{(V_{OUT} + V_D) \times N_{PS} + V_{IN_MIN}} \quad (42)$$

$$D_{MAX} = \frac{(5V + 0.7V) \times 2}{(5V + 0.7V) \times 2 + 22V} = 0.341 \quad (43)$$

1次側インダクタンスは、**20%** の電流リップルに基づいて計算しました。

$$L_P = \frac{V_{IN_MAX}^2 \times D_{MIN}^2}{V_{OUT} \times I_{OUT} \times f_{SW} \times \%RIPPLE} \quad (44)$$

$$L_P = \frac{36V^2 \times 0.24^2}{5V \times 4A \times 500kHz \times 0.2} = 37.3\mu H \quad (45)$$

実際の設計で選定された一次インダクタンスは **30μH** で、これにより実際のリップルはおおよそ **25%** となります。以下の方程式は、トランスの適切な設計に必要な一次および二次電流を計算する方法を詳述しています。これらの式は、トランスの物理構造を定義するのに役立ちます。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT} \times \%RIPPLE}{V_{IN_MAX} \times D_{MIN}} \quad (46)$$

$$I_{RIPPLE} = \frac{5V \times 4A \times 0.25}{36V \times 0.24} = 0.58A \quad (47)$$

$$I_{PRI_PEAK} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN_MIN} \times D_{MAX} \times \eta} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \quad (48)$$

$$I_{PRI_PEAK} = \frac{5V \times 4A}{22V \times 0.35 \times 0.85} + \frac{0.58A}{2} = 3.35A \quad (49)$$

$$I_{PRI_RMS} = \sqrt{D_{MAX} \times \left(\frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN_MIN} \times D_{MAX}} \right)^2 + \frac{I_{RIPPLE}^2}{3}} \quad (50)$$

$$I_{PRI_RMS} = \sqrt{0.35 \times \left(\frac{5V \times 4A}{22V \times 0.35} \right)^2 + \frac{0.58A^2}{3}} = 1.57A \quad (51)$$

$$I_{SEC_RMS} = \sqrt{(1 - D_{MAX}) \times I_{OUT}^2 + \frac{(I_{RIPPLE} \times N_{PS})^2}{3}} \quad (52)$$

$$I_{SEC_RMS} = \sqrt{(1 - 0.35) \times 4A^2 + \frac{(0.58A \times 2)^2}{3}} = 3.29A \quad (53)$$

9.2.2.6 1 次側パワー スイッチの選択

フライバックトポロジでは、FET のドレインに印加可能な最大電圧が、式 54 に従って計算されます。

$$V_{DS} = (V_{IN_MAX} + V_L) + N_{PS} \times (V_{OUT} + V_D) \quad (54)$$

$$V_{DS} = (36V + 12V) + 2 \times (5V + 0.7V) = 59.4V \quad (55)$$

アプリケーションには、少なくとも 60V 定格の FET が必要です。実際には、過渡的なスパイクとリングングに対応できるように、より電圧定格の高い FET を選択する必要があります。さらに、FET の電流定格は、トランスの設計で計算した 1 次側電流よりも高くする必要があります。選択した GaN デバイスは、電圧定格が 200V で、電流定格は 22A です。

9.2.2.7 出力ダイオードの選択

2 次側でダイオードが発生する最大電圧ストレスは、式 56 を使用して計算できます。

$$V_{D_STRESS} = V_{OUT} + \frac{V_{IN_MAX}}{N_{PS}} \quad (56)$$

$$V_{D_STRESS} = 5V + \frac{36V}{2} = 23V \quad (57)$$

最大予想電圧は 23V ですが、トランジェント電圧スパイクを考慮して余裕を持たせるために、より高い定格を選択する必要があります。出力ダイオードに RC スナバが必要な場合があり、これは電源ダイオードのターンオフ時におけるリングングの範囲と大きさによって異なります。ダイオードの定格電流は、コンバータの最大負荷電流を処理できる十分な容量である必要があります。ダイオードは、最大動作条件を大幅に上回る余裕を持たせるために、80V および 15A の定格で選定されました。

9.2.2.8 RCD クランプ

コンバータおよびプリント基板内の漏れインダクタンスや寄生容量が FET のドレインで過剰なリングを引き起こし、最終的に問題となる可能性があるため、RCD クランプが使用され、リングの大きさと周波数を FET の選択された電圧定格内で十分に減衰させます。

一般的に、これらの値はテスト時に最適化されます。リングングはプリント基板の寄生成分に大きく依存するためです。しかし、出発点として、次の方程式を使用して、許容されるオーバーシュートに基づいてクランプ抵抗 R_{CLAMP} 、およびコンデンサ C_{CLAMP} の値をそれぞれ決定することができます。

$$V_{CLAMP} = K_{CLAMP} \times N_{PS} \times (V_{OUT} + V_D) \quad (58)$$

パラメータ K_{CLAMP} は、目標のオーバーシュート値を定義します。たとえば、許容されるオーバーシュートを 50% にすると、 K_{CLAMP} を 1.5 に設定します。

次に、トランスの漏れインダクタンス $L_{LEAKAGE}$ および 1 次側ピーク電流 I_{PRI_PEAK} を使用して、クランプ抵抗を概算できます。クランプコンデンサの値は、その後で決定できます。 ΔV_{CLAMP} は、クランプ容量の許容リップルを希望するクランプ電圧の割合として定義することに注意してください。たとえば、2% のリップルの場合、 ΔV_{CLAMP} は 0.02 に設定されます。

$$R_{CLAMP} = \frac{V_{CLAMP}^2}{\frac{1}{2} \times L_{LEAKAGE} \times I_{PRI_PEAK}^2 \times \frac{V_{CLAMP}}{V_{CLAMP} - N_{PS} \times (V_{OUT} + V_D)} \times f_{SW}} \quad (59)$$

$$C_{CLAMP} = \frac{1}{\Delta V_{CLAMP} \times V_{CLAMP} \times R_{CLAMP} \times f_{SW}} \quad (60)$$

9.2.2.9 出力容量選択

一般に、コンバータに必要な出力容量を決定するために使用できる計算には 2 種類あります。最初の設計は式 61 に示すように、設計の出力電圧リップル要件を満たすために必要な出力キャパシタンスの量を決定します。最初に式 63 に示すように、最悪の負荷遷移に対して出力で許容される最大電圧偏差を満たすために必要なキャパシタンスの量を計算します。2 つの計算が実行された後、これらのうち最大の値を設計の出力キャパシタンスとして選択する必要があります。計算は、出力電圧の 2% の目標電圧リップルおよび出力電圧 7.5% の最大許容電圧偏差に対して示されています。

$$C_{OUT} > \frac{I_{OUT} \times D_{MAX}}{V_{RIPPLE} \times f_{SW}} \quad (61)$$

$$C_{OUT} > \frac{4A \times 0.35}{100mV \times 500kHz} = 28\mu F \quad (62)$$

$$C_{OUT} > \frac{\Delta I_{STEP}}{2\pi \times \Delta V_{OUT} \times f_C} \quad (63)$$

$$C_{OUT} > \frac{4A}{2\pi \times 375mV \times 4kHz} = 424.4\mu F \quad (64)$$

計算に基づき、少なくとも出力容量の 425 μ F が必要です。コンデンサを選定する際には、経年変化、温度、および DC バイアスを考慮して必要なキャパシタンスの低減 (デレーティング) を考慮します。

宇宙用コンバータ設計では、出力キャパシタンスを選定する際に別の考慮事項があります。これは、放射線によって引き起こされる単一事象過渡 (SET) の影響です。単一の高エネルギー粒子の衝突は、コントローラの PWM 変動に一時的な変動を引き起こし、それがコンバータの出力電圧過渡を引き起こす可能性があります。したがって、上記の値は電圧リップルおよび/または負荷過渡に対応する最小値を提供しますが、適切な SET 軽減のためには追加のキャパシタンスが必要になる可能性があります。この設計例では、総出力容量の約 470 μ F を採用しました。

必要に応じて、追加の出力フィルタを使用して、出力段のノイズをさらに低減できます。この出力フィルタは、追加のインダクタと少量のセラミックキャパシタンスで構成されています。フィルタのインダクタンスは、追加されたセラミックキャパシタンスと、設計に必要とされることが決定された大容量出力キャパシタンスの間に配置されます。このアプローチは、必要な部品のサイズや数を大幅に増加させることなく、出力電圧リップルを劇的に低減できます。2 次側フィルタ設計の鍵となるのは、共振周波数をターゲットクロスオーバー周波数より高く、かつスイッチング周波数および大容量出力キャパシタンスの ESR ゼロよりも十分低く選択することです。式 65、式 66、式 67 は、ESR ゼロに加え、追加の出力フィルタの共振周波数と減衰を決定するために使用できます。

$$f_{resonant} = \frac{1}{2\pi \times L_f \times C_{OUT_BULK}} \quad (65)$$

$$f_{zero} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT_BULK} \times ESR_{BULK}} \quad (66)$$

$$Att_{fsw} = 40\log_{10}\left(\frac{f_{sw}}{f_{resonant}}\right) - 20\log_{10}\left(\frac{f_{sw}}{f_{zero}}\right) \quad (67)$$

出力フィルタにより高周波でピークが発生する場合、抵抗を使用してこのピーク効果を減衰できます。式 68 と式 69 をピークの周波数と、適切な減衰を提供するために必要な抵抗の値を決定するために使用できます。

$$\omega_o = \frac{2 \times (C_{OUT_CER} + C_{OUT_BULK})}{L_f \times C_{OUT_CER} \times C_{OUT_BULK}} \quad (68)$$

$$R_f = \frac{R_{OUT} \times L_f \times (C_{OUT_CER} + C_{OUT_BULK}) - \frac{L_f}{\omega_o}}{\frac{R_{OUT} \times (C_{OUT_CER} + C_{OUT_BULK})}{\omega_o} - (L_f \times C_{OUT_CER})} \quad (69)$$

9.2.2.10 電流センス抵抗

CS_ILIM と GND の間に接続される電流検出抵抗を選定する際には、考慮すべき事項やトレードオフがあります。一般的に、抵抗はコンバータが選択した最大電流でサイクル毎の制限に入るように単純に選定されます。例えば、電流検出抵抗が過電流保護が最大負荷電流の 125% で作動するように選定された場合、この設計では 5A に相当します。式 48 を使用すると、対応するピーク 1 次側電流は約 4.1A になります。R_{CS} の対応する値は、次の式に基づいて求められます。ここで、V_{CS_ILIM} はコントローラの電流制限スレッシュホールドです。

$$R_{CS} = \frac{V_{CS_ILIM}}{I_{LIM}} \quad (70)$$

重要な点は、電流検出抵抗が一次 FET のソースとグラウンドの間に接続されている場合、そのセンス抵抗にかかる電圧が FET に印加されるゲートソース間電圧から差し引かれる可能性があることとなります。これは、ドライバが FET のソースではなくグラウンドを基準としている場合です。したがって、GaN FET を駆動する際には、ユーザーはセンス抵抗にかかる電圧降下に注意する必要があります。コントローラを使用して GaN デバイスを駆動する際に、PVIN を VLDO に接続すると、プログラム可能な VLDO 出力をより高い電圧に設定でき、その結果、センス抵抗の電圧を補償するために FET に適用される V_{GS} が大きくなります。過電流のリスクが低い場合は、R_{CS} 電圧を最小化するために検出抵抗を小さくすることもできます。この設計では、電流検出抵抗は 100mΩ に選定されました。これは、1 次側 GaN FET に約 10A の I_{LIM} 値に相当します。

コントローラには、FET のターンオン時にノイズ スパイクによる不正確な PWM または電流動作の可能性を減らすためのリーディング エッジ ブランキングが備わっていますが、検出された電流信号からノイズをさらに除去するためにローパス RC フィルタが必要です。フィルタのカットオフ周波数は、選択したスイッチング周波数の少なくとも 1 桁上に設定することが推奨されます。

9.2.2.11 周波数補償部品の選択

フライバック コンバータの極とゼロは、以下の式で決定できます。フライバック コンバータには、右半平面ゼロも存在することに注意してください。

$$f_{Z_ESR} = \frac{1 + D_{MAX}}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{ESR}} \quad (71)$$

$$f_{Z_ESR} = \frac{1 + 0.35}{2\pi \times 470\mu F \times 4m\Omega} = 114.3kHz \quad (72)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}}} \quad (73)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times 470\mu F \times \frac{5V}{4A}} = 270.9Hz \quad (74)$$

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{\frac{V_{\text{OUT}}}{I_{\text{OUT}}} \times (1 - D_{\text{MAX}})^2}{2\pi \times \frac{L_{\text{PRI}}}{N_{\text{PS}}^2} \times D_{\text{MAX}}} \quad (75)$$

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{\frac{5\text{V}}{4\text{A}} \times (1 - 0.35)^2}{2\pi \times \frac{30\mu\text{H}}{2^2} \times 0.35} = 32.0\text{kHz} \quad (76)$$

安定性を確保するために、エラーアンプの極と零点を適切に配置するために、**Type 2A** 補償ネットワークを使用できます。この補償技法は、連続導通モードで動作するフライバック用であることに注意してください。クロスオーバー周波数は、通常、RHP ゼロ周波数の 1/4 から 1 桁下の範囲に設定されます。この設計では、4kHz のクロスオーバー周波数を目標としています。エラーアンプのネットワークゲインは、目目標クロスオーバー周波数を達成するために設定され、 R_{COMP} に依存します。 R_{COMP} の方程式は、式 20、式 22、式 23 から導出され、式 77 に示されています。 R_{FB} の値は、式 24 に示すように計算されます。

$$R_{\text{COMP}} = \frac{2\pi \times f_{\text{C}} \times C_{\text{OUT}} \times A_{\text{CS}} \times R_{\text{CS}}}{(1 - D_{\text{MAX}}) \times N_{\text{PS}} \times K_{\text{FB}} \times g_{\text{m}}} \quad (77)$$

$$R_{\text{COMP}} = \frac{2\pi \times 4\text{kHz} \times 470\mu\text{F} \times 1 \times 0.1\Omega}{(1 - 0.35) \times 2 \times 0.12 \times 1750\frac{\mu\text{A}}{\text{V}}} = 4326.88\Omega \quad (78)$$

エラーアンプのゼロはクロスオーバー周波数の 1/10 に設定されるため、 C_{COMP} の値を選択できます。

$$C_{\text{COMP}} = \frac{1}{2\pi \times (0.1 \times f_{\text{C}}) \times R_{\text{COMP}}} \quad (79)$$

$$C_{\text{COMP}} = \frac{1}{2\pi \times (0.1 \times 4\text{kHz}) \times 4.32\text{k}\Omega} = 91.96\text{nF} \quad (80)$$

最後に、高周波のポールは、ESR ゼロと RHP ゼロのうち低い方に設定されます。この具体的なケースでは、RHP ゼロは小さくなります。

$$C_{\text{HF}} = \frac{1}{2\pi \times f_{\text{RHPZ}} \times R_{\text{COMP}}} \quad (81)$$

$$C_{\text{HF}} = \frac{1}{2\pi \times 32\text{kHz} \times 4.32\text{k}\Omega} = 1.15\text{nF} \quad (82)$$

標準部品の値を使用して、 R_{COMP} 、 C_{COMP} 、 C_{HF} の初期値をそれぞれ 4.32 k Ω 、100nF、1nF としました。これらの計算値が、出発点となることに注意してください。周波数補償は、設計の最終的な補償値を決定するために、シミュレーションとテストの両方で調整されることがよくあります。

9.2.3 アプリケーション曲線

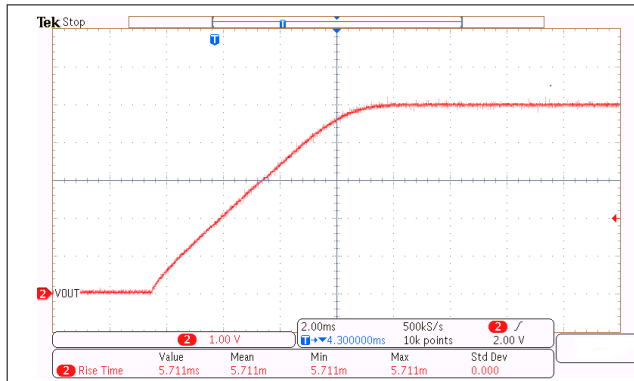


図 9-2. フライバック コンバータの V_{OUT} 起動

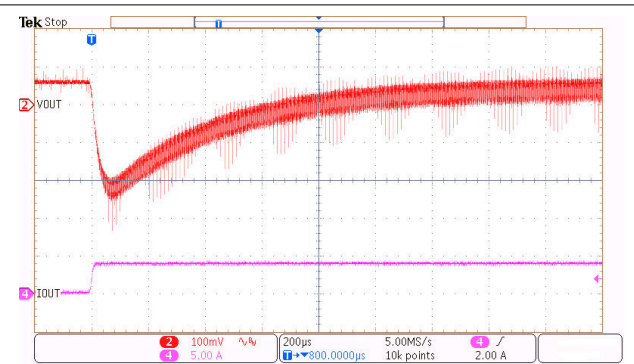


図 9-3. フライバック コンバータの 4A 負荷ステップ 応答

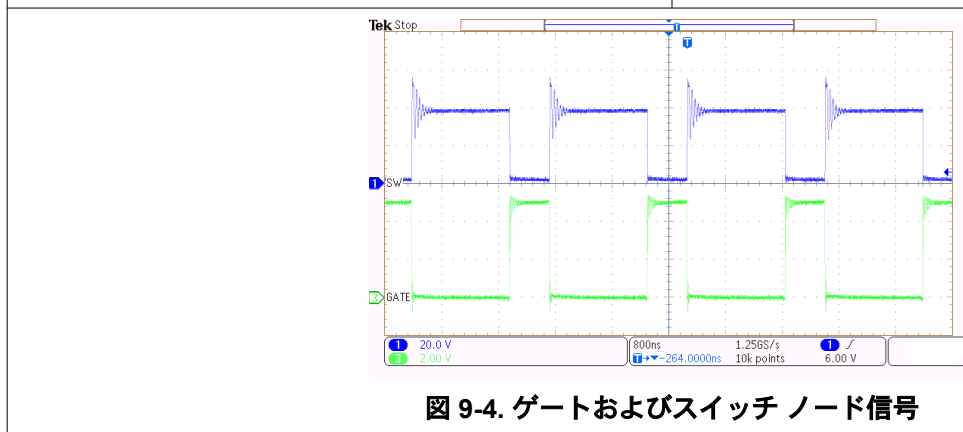


図 9-4. ゲートおよびスイッチ ノード信号

9.3 電源に関する推奨事項

TPS7H502x-SP コントローラは、4.5V ~ 14V の入力電源電圧範囲で動作するように設計されています。最高の電気的性能を得るため、コントローラの入力電源は適切に安定化し、適切にバイパスされる必要があります。VIN から GND への最小入力バイパス キャパシタンスとして 0.1 μ F が必要ですが、ノイズおよび放射線性能を改善するために追加のキャパシタンスを使用することもできます。バイパス用にはセラミック コンデンサ (X7R 以上) を使用することが推奨され、これらのコンデンサはコントローラにできるだけ近く、低インピーダンスのパスで GND に接続するべきです。入力供給が TPS7H502x-SP コントローラから数インチ以上離れている場合は、追加のバルクコンデンサを使用するべきです。

PVIN 電源は、4.5V~14V の入力電源電圧範囲で動作するように設計されています。PVIN は VIN に接続することも、VLDO に接続することも、別のユーザー生成の電圧レールに接続することもできます。ここでは、1 μ F の最小バイパスコンデンサを推奨します。PVIN が VLDO に接続されている場合、合計バイパス容量が 4.7 μ F を超えないようにする必要があります。

9.4 レイアウト

9.4.1 レイアウトのガイドライン

TPS7H502x シリーズを使用したコンバータ設計の信頼性を高めるために、以下のレイアウト ガイドラインに従う必要があります。

- フィードバック配線は、電源用磁気部品 (インダクタやパワートランス) およびスイッチ ノードなどの他のノイズを誘導する配線から、できるだけ離してプリント基板 (PCB) 上に配線します。フィードバックの配線を電力用の磁気部品 (インダ

クタやトランス)の下に配線する場合は、その配線が別の層にあり、少なくとも 1 層のグランド層を挟んでいることを確認してください。

- 最良のノイズ性能を得るとともに、寄生容量を低減してスイッチング損失を抑えるために、コンバータのスイッチ ノードの銅の面積を最小限に抑えます。フィードバック配線などのノイズに敏感な信号は、このノードから離して配線してください。このノードは高い dv/dt を持つスイッチング信号を含んでいるためです。
- 電力ステージ内のすべての高 di/dt および高 dv/dt のスイッチング ループは、その配線経路を最小限に抑える必要があります。これにより、EMI の低減、電源デバイスへのストレスの軽減、ならびに制御ループへのノイズの結合を抑制できます。
- 高周波で高い di/dt 電流を含むパワーステージのパワー グラウンドとは、コントローラのアナログ グラウンドを分離させます。これら 2 つのグランドは、PCB レイアウトの単一の点で接続する必要があります。パワー半導体スイッチのソース端子、パワーステージの一括入力コンデンサのリターン、ならびに出力コンデンサのリターンはすべて、プリント基板のパワー グラウンドに接続する必要があります。
- PCB 上のすべての大電流トレースは、できるだけ短く、直線的に、そして可能な限り幅広く設計する必要があります。適切なルールは、配線をアンペアあたり 15mil (0.381 mm) 以上にする事です。
- VIN、PVIN、REFCAP、および VLDO 用のすべてのフィルタリング コンデンサおよびバイパス コンデンサは、コントローラのできるだけ近くに配置します。スルーホール タイプのコンデンサと比較してノイズの結合を低減できるため、低 ESR および低 ESL の表面実装型セラミックコンデンサの使用を推奨します。バイパス コンデンサ接続、PVIN ピン、およびグランドによって形成されるループの面積は、最小限に抑えるよう注意が必要です。各バイパス コンデンサは、GND に対して良好で低インピーダンスな接続を行う必要があります。
- 外部補償用コンポーネントは、コントローラの COMP ピンの近くに配置します。表面実装部品も推奨します。
- ノイズの結合を低減するために、VSENSE の電圧を生成するための抵抗デバイダ回路は、デバイスの近くに配置するようにします。VSENSE ピンに対する浮遊容量は最小限に抑えます。
- OUTH と OUTL は、パワー半導体デバイスのゲートを駆動するために使用されます。これらのピンに接続された PCB パターンは、高 dv/dt 信号を伝達します。ノイズの結合を低減するために、これらの PCB パターンは、VSENSE、COMP、RT、および CS_ILIM に接続された配線から離して配線します。
- OUTH および OUTL、ゲート抵抗、および駆動されるパワー半導体デバイスのゲートは、短く低インダクタンスの配線で接続します。FET は、可能な限りコントローラの近くに配置します。
- 入力電源バスで過度なリングングを防ぐために、MOSFET または GaN FET の近くに低 ESR コンデンサを配置するなど、適切なデカップリング手法が必要です。
- コントローラのリーディング エッジ ブランキング時間を利用することに加えて、CS_ILIM への電流検出信号入力には RC フィルタが必要となる場合があります。検出された電流信号に存在する可能性のあるリングングやスパイクをフィルタリングするため、抵抗とコンデンサは CS_ILIM 端子の近くに配置します。
- サーマル パッドは、複数のビアを使用してプリント基板のグランド プレーンに接続します。これらのビアがテント処理または充填されていない限り、ビアの上に直接、半田ペーストを塗布することは避けることが推奨されます。

9.4.2 レイアウト例

ADVANCE INFORMATION

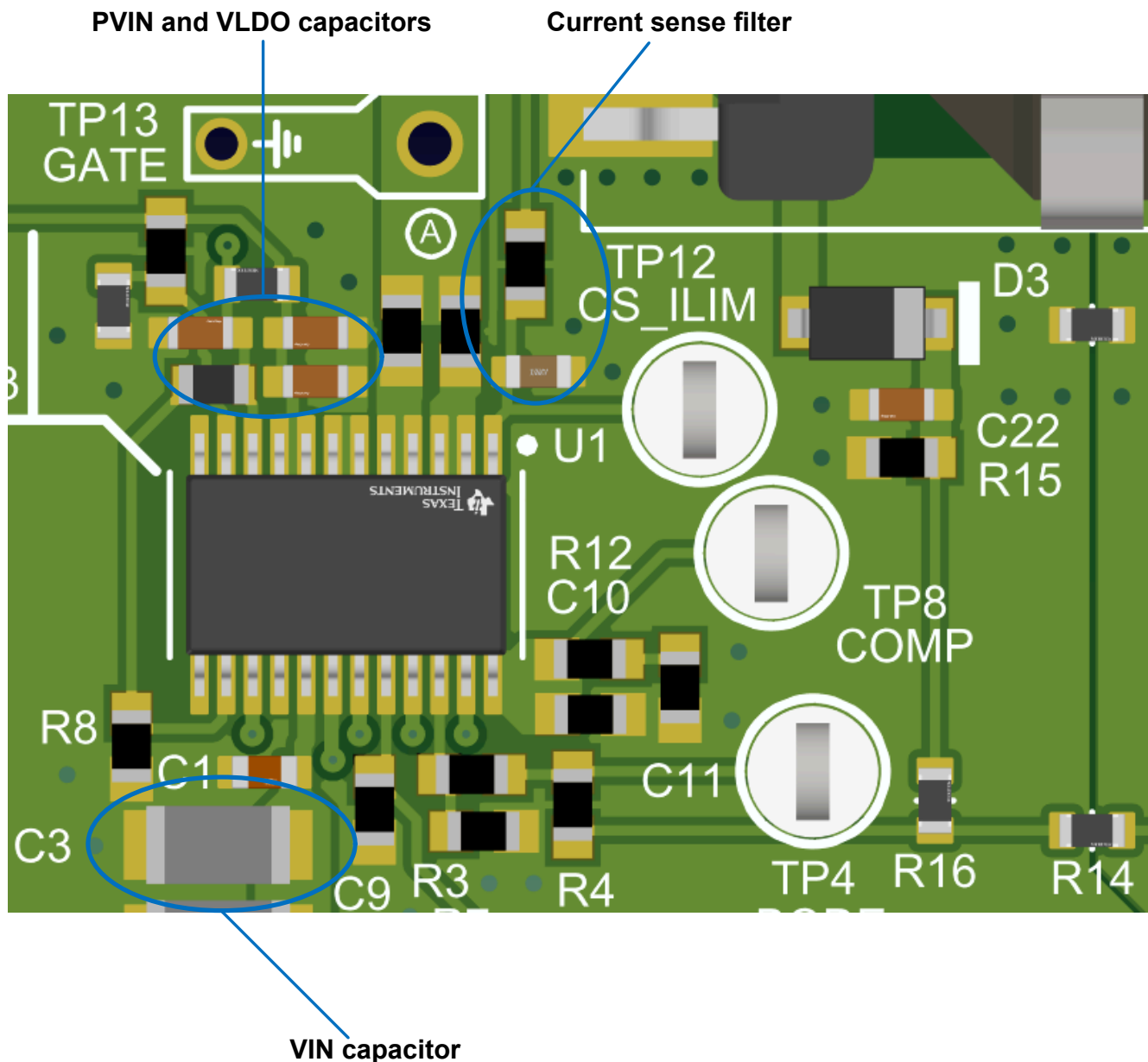
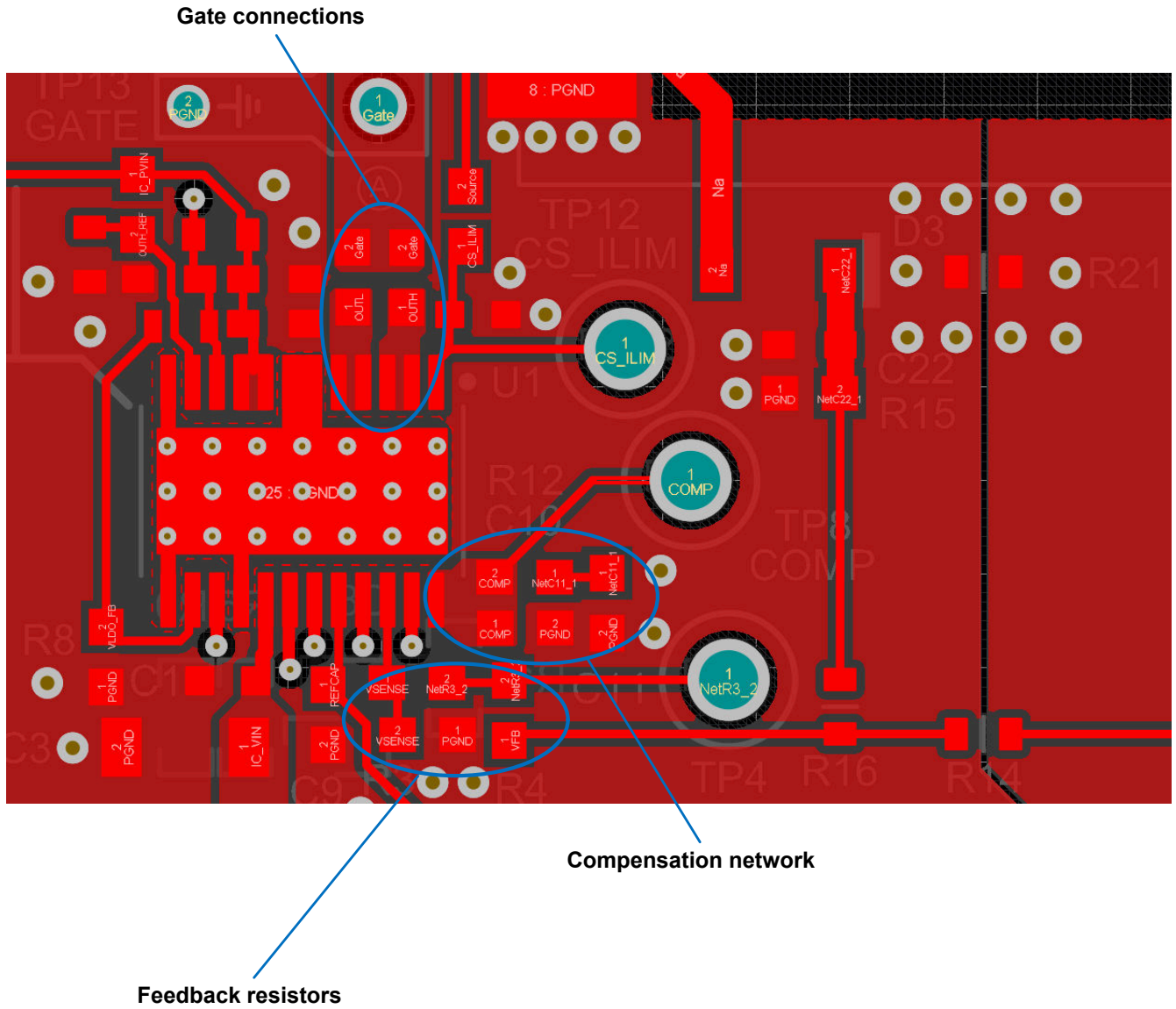


図 9-5. TPS7H5020FLYEVm の 3D レイアウト ビュー



ADVANCE INFORMATION

図 9-6. TPS7H5020FLYEVM の上面レイアウトビュー

10 デバイスおよびドキュメントのサポート

10.1 ドキュメントのサポート

10.1.1 関連資料

関連資料については、以下を参照してください。

- テキサス・インスツルメンツ、『[TPS7H5020EVM 評価基板](#)』ユーザー ガイド
- テキサス・インスツルメンツ、『[TPS7H5020-SEP 総電離線量 \(TID\) 放射線レポート](#)』

10.2 ドキュメントの更新通知を受け取る方法

ドキュメントの更新についての通知を受け取るには、www.tij.co.jp のデバイス製品フォルダを開いてください。[通知] をクリックして登録すると、変更されたすべての製品情報に関するダイジェストを毎週受け取ることができます。変更の詳細については、改訂されたドキュメントに含まれている改訂履歴をご覧ください。

10.3 サポート・リソース

[テキサス・インスツルメンツ E2E™ サポート・フォーラム](#) は、エンジニアが検証済みの回答と設計に関するヒントをエキスパートから迅速かつ直接得ることができる場所です。既存の回答を検索したり、独自の質問をしたりすることで、設計に必要な支援を迅速に得ることができます。

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

10.4 商標

テキサス・インスツルメンツ E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

10.5 静電気放電に関する注意事項



この IC は、ESD によって破損する可能性があります。テキサス・インスツルメンツは、IC を取り扱う際には常に適切な注意を払うことを推奨します。正しい取り扱いおよび設置手順に従わない場合、デバイスを破損するおそれがあります。

ESD による破損は、わずかな性能低下からデバイスの完全な故障まで多岐にわたります。精密な IC の場合、パラメータがわずかに変化するだけで公表されている仕様から外れる可能性があるため、破損が発生しやすくなっています。

10.6 用語集

[テキサス・インスツルメンツ用語集](#) この用語集には、用語や略語の一覧および定義が記載されています。

11 改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

日付	改訂	注
March 2025	*	初版

12 メカニカル、パッケージ、および注文情報

以降のページには、メカニカル、パッケージ、および注文に関する情報が記載されています。この情報は、指定のデバイスに使用できる最新のデータです。このデータは、予告なく、このドキュメントを改訂せずに変更される場合があります。本データシートのブラウザ版を使用されている場合は、画面左側の説明をご覧ください。

重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、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、テキサス・インスツルメンツ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 テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(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 テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的のみ、テキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツ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 © 2025, Texas Instruments Incorporated

PACKAGING INFORMATION

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package Pins	Package qty Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
PTPS7H5020PWPTSEF	Active	Preproduction	HTSSOP (PWP) 24	250 SMALL T&R	-	Call TI	Call TI	-55 to 125	

⁽¹⁾ **Status:** For more details on status, see our [product life cycle](#).

⁽²⁾ **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.

⁽³⁾ **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the [TI RoHS Statement](#) for additional information and value definition.

⁽⁴⁾ **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

⁽⁵⁾ **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.

⁽⁶⁾ **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

Important Information and Disclaimer: The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

GENERIC PACKAGE VIEW

PWP 24

PowerPAD™ TSSOP - 1.2 mm max height

4.4 x 7.6, 0.65 mm pitch

PLASTIC SMALL OUTLINE

This image is a representation of the package family, actual package may vary.
Refer to the product data sheet for package details.



4224742/B

重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、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、テキサス・インスツルメンツ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テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(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、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テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかるテキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツ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 © 2025, Texas Instruments Incorporated