

## TPS5420-Q1 車載、2A、広入力範囲、降圧 SWIFT™ コンバータ

### 1 特長

- 車載アプリケーション認定済み
- 幅広い入力電圧範囲: 5.5V ~ 36V
- 最大 2A の連続 (3A のピーク) 出力電流
- 110mΩ の MOSFET スイッチを内蔵し、最大 95% の高効率を実現
- 広い出力電圧範囲: 1.5% の初期精度で最低 1.22V まで調整可能
- 内部補償により外付け部品を最小化
- 500kHz の固定スイッチング周波数により、フィルタを小型化
- 入力電圧フィードフォワードにより、ラインレギュレーションと過渡応答を向上
- 過電流制限、過電圧保護、サーマルシャットダウンによりシステムを保護
- 動作時の接合部温度範囲: -40°C ~ 125°C
- 小型の 8 ピン SOIC パッケージで供給
- **WEBENCH® Power Designer** により、TPS5420-Q1 デバイスを使用するカスタム設計を作成

### 2 アプリケーション

- 工業用および車載オーディオ用の電源
- バッテリーチャージャ、ハイパワー LED 電源
- 12V/24V の分散型電源システム

### 3 説明

DC/DC レギュレータの SWIFT™ コンバータファミリに属する TPS5420-Q1 は、大出力電流の PWM コンバータであり、低抵抗のハイサイド N チャンネル MOSFET を内蔵しています。他の特長としては、過渡条件で電圧調整の精度を維持できる高性能な電圧誤差増幅器、入力電圧が 5.5V に達するまで起動を抑える低電圧ロックアウト回路、突入電流を制限するように内部的に設定されるスロースタート回路、過渡応答を改善するための電圧フィード・フォワード回路などがあります。ENA ピンにより、シャットダウン時の消費電流を 18μA (標準値) まで低減できます。また、アクティブ “High” イネーブル、過電流制限、過電圧保護、サーマルシャットダウンの機能も備えています。設計の複雑さを回避し、外部部品点数を減らすために、TPS5420-Q1 の帰還ループは内部的に補償されます。

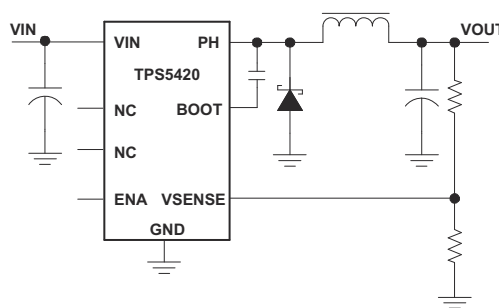
TPS5420-Q1 デバイスは、8 ピンの SOIC パッケージで供給されます。TI は評価基板および SWIFT コンバータデザイナー ソフトウェア ツールを提供し、短い開発サイクルで、高性能な電源設計を迅速に行えるよう支援しています。

#### パッケージ情報

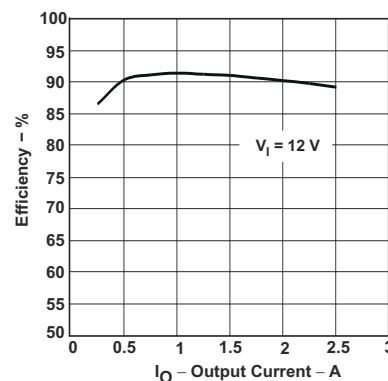
部品番号	パッケージ <sup>(1)</sup>	パッケージサイズ <sup>(2)</sup>
TPS5420-Q1	D (SOIC, 8)	4.9mm × 6mm

- (1) 詳細については、[セクション 10](#) を参照してください。
- (2) パッケージサイズ (長さ × 幅) は公称値であり、該当する場合はピンも含まれます。

Simplified Schematic



Efficiency vs Output Current



## 目次

<b>1 特長</b> .....	<b>1</b>	<b>7 アプリケーションと実装</b> .....	<b>12</b>
<b>2 アプリケーション</b> .....	<b>1</b>	7.1 使用上の注意.....	12
<b>3 説明</b> .....	<b>1</b>	7.2 代表的なアプリケーション.....	12
<b>4 ピン構成および機能</b> .....	<b>3</b>	7.3 電源に関する推奨事項.....	23
<b>5 仕様</b> .....	<b>3</b>	7.4 レイアウト.....	23
5.1 絶対最大定格.....	3	<b>8 デバイスおよびドキュメントのサポート</b> .....	<b>25</b>
5.2 ESD Ratings.....	4	8.1 デバイス サポート.....	25
5.3 推奨動作条件.....	4	8.2 ドキュメントのサポート.....	25
5.4 熱に関する情報.....	4	8.3 ドキュメントの更新通知を受け取る方法.....	25
5.5 電気的特性.....	4	8.4 サポート・リソース.....	25
5.6 代表的特性.....	6	8.5 商標.....	25
<b>6 詳細説明</b> .....	<b>8</b>	8.6 静電気放電に関する注意事項.....	26
6.1 概要.....	8	8.7 用語集.....	26
6.2 機能ブロック図.....	9	<b>9 改訂履歴</b> .....	<b>27</b>
6.3 機能説明.....	9	<b>10 メカニカル、パッケージ、および注文情報</b> .....	<b>28</b>
6.4 デバイスの機能モード.....	11		

## 4 ピン構成および機能

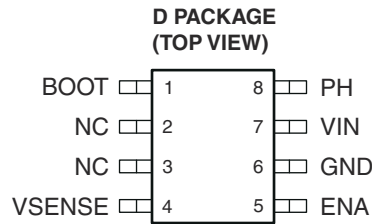


図 4-1. D パッケージ、8 ピン SOP (上面図)

表 4-1. ピンの機能

端子		説明
名称	番号	
BOOT	1	ハイサイド FET ゲートドライバ用ブースト キャパシタ接続端子。BOOT ピンと PH ピンの間に 0.01 $\mu$ F の低 ESR キャパシタを接続します。
NC	2, 3	内部未接続
VSENSE	4	レギュレータ用フィードバック電圧検出端子。出力電圧デバイダに接続。
ENA	5	オン/オフ・コントロール。0.5V 以下でスイッチング停止。1.3V 以上でスイッチング開始。ENA はフローティングのままにしてもかまいません。このピンは、内部で 1.5M $\Omega$ プルアップ抵抗に接続されています。このピンは抵抗を介してグラウンドに接続しないでください。
GND	6	グラウンド
VIN	7	入力電源電圧。高品質、低 ESR のセラミック・キャパシタを、できるだけデバイスパッケージに近づけて VIN ピンと GND ピンの間に接続する。
PH	8	ハイサイド パワー MOSFET のソース。外部インダクタおよびダイオードに接続される。

## 5 仕様

### 5.1 絶対最大定格

動作時接合部温度範囲内 (特に記述のない限り) <sup>(1)</sup>

		最小値	最大値	単位
入力電圧	VIN <sup>(2)</sup> から GND へ	-0.3	40	V
入力電圧	ENA から GND へ	-0.3	7	V
入力電圧	VSENSE から GND へ	-0.3	3	V
出力電圧	BOOT から PH へ <sup>(3)</sup>	-0.3	6	V
出力電圧	BOOT から GND へ	-0.3		V
出力電圧	PH から GND へ (定常状態) <sup>(2)</sup>	-0.6	40	V
出力電圧	PH から GND へ、(過渡 10ns 未満)	-1.2		V
ソース電流	PH	内部的に制限		
ソース電流	PH リーク電流		10	$\mu$ A
T <sub>J</sub>	動作時の仮想接合部温度	-40	150	°C
T <sub>stg</sub>	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意味する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」の範囲外で使用すると、デバイスが完全に機能しない可能性があり、デバイスの信頼性、機能、性能に影響を及ぼし、デバイスの寿命を縮める可能性があります。セクション 5.3
- (2) VIN ピンの電圧が絶対最大定格に近づくと、PH ピンの電圧が絶対最大定格を越える可能性があります。
- (3) BOOT と PH の間の絶対最大電圧とは、BOOT と PH の間に印加できる最大電圧のことです。

## 5.2 ESD Ratings

		値	単位
V <sub>(ESD)</sub>	静電放電	人体モデル (HBM)、AEC Q100-002 HBM ESD 分類レベル 2 準拠 <sup>(1)</sup>	±2000
		デバイス帯電モデル (CDM)、AEC Q100-011 CDM ESD 分類レベル C5 準拠	±750

(1) AEC Q100-002 は、HBM ストレス試験を ANSI/ESDA/JEDEC JS-001 仕様に従って実施しなければならないと規定しています。

## 5.3 推奨動作条件

動作時接合部温度範囲内 (特に記述のない限り)

		最小値	公称値	最大値	単位
入力電圧	入力電圧範囲	5.5		36	V
T <sub>J</sub>	動作時接合部温度	-40		125	°C

## 5.4 熱に関する情報

熱評価基準 <sup>(1)</sup>		TPS5420 -Q1	単位
		D (SOIC)	
		8ピン	
R <sub>θJA</sub>	接合部 周囲間の熱抵抗 (カスタム ボード) <sup>(2)</sup>	75	°C/W
R <sub>θJA</sub>	接合部から周囲への熱抵抗 (JESD 51-7) <sup>(3)</sup>	106	°C/W
R <sub>θJC(top)</sub>	接合部からケース (上面) への熱抵抗	54	°C/W
R <sub>θJB</sub>	接合部から基板への熱抵抗	55	°C/W
Ψ <sub>JT</sub>	接合部から上面への特性パラメータ	15	°C/W
Ψ <sub>JB</sub>	接合部から基板への特性パラメータ	56	°C/W
R <sub>θJC(bot)</sub>	接合部からケース (底面) への熱抵抗	該当なし	°C/W

- 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 ノートを参照してください。
- 基板レイアウトと追加情報については、TPS5420 の『[評価基板ユーザー ガイド](#)』を参照してください。熱設計情報については、「最大周囲温度」セクションを参照してください。
- この表に示す R<sub>θJA</sub> の値は他のパッケージとの比較にのみ有効であり、設計目的に使用することはできません。これらの値は JESD 51-7 に従って計算されており、4 層 JEDEC 基板上でシミュレーションされています。これらの値は、実際のアプリケーションで得られた性能を表すものではありません。たとえば、評価基板の R<sub>θJA</sub> は 75°C/W です。設計情報については、「最大周囲温度」セクションを参照してください。

## 5.5 電気的特性

T<sub>J</sub> = -40°C ~ +125°C、V<sub>IN</sub> = 5.5V ~ 36V。代表値は、T<sub>J</sub> = 25°C および V<sub>IN</sub> = 12V です (特に記述のない限り)。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
<b>電源電圧 (VIN ピン)</b>						
I <sub>Q(VIN)</sub>	VIN 静止電流	非スイッチング、V <sub>SENSE</sub> = 2V、PH ピン オープン		2	4.4	mA
I <sub>SD(VIN)</sub>	VIN のシャットダウン時消費電流	シャットダウン、ENA = 0 V		15	50	μA
<b>UVLO</b>						
V <sub>INUVLO(R)</sub>	VIN UVLO 立ち上がりスレッショルド	V <sub>VIN</sub> 立ち上がり		5.3	5.5	V
V <sub>INUVLO(H)</sub>	VIN UVLO ヒステリシス			0.35		V
<b>電圧リファレンス</b>						
V <sub>FB</sub>	FB 電圧	T <sub>J</sub> = 25°C	1.202	1.221	1.239	V
V <sub>FB</sub>	FB 電圧	T <sub>J</sub> = -40°C ~ 125°C	1.196	1.221	1.245	V
<b>発振器</b>						
f <sub>SW</sub>	スイッチング周波数		400	500	600	kHz
t <sub>ON(min)</sub>	最小 ON パルス幅			150	200	ns

## 5.5 電気的特性 (続き)

$T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{IN} = 5.5\text{V} \sim 36\text{V}$ 。代表値は、 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$  および  $V_{IN} = 12\text{V}$  です (特に記述のない限り)。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$D_{MAX}$	最大デューティ サイクル	$f_{SW} = 500\text{kHz}$	85%	89%		
<b>イネーブル (ENA ピン)</b>						
$V_{EN(R)}$	ENA 電圧立ち上がりスレッシュホールド				1.3	V
$V_{EN(F)}$	ENA 電圧立ち下がりスレッシュホールド		0.5			V
$V_{EN(H)}$	ENA 電圧ヒステリシス			325		mV
$t_{SS}$	内部スロースタート時間 (0 ~ 100%)		5.4	8	10	ms
<b>過電流保護</b>						
$I_{HS(OC)}$	ハイサイド ピーク電流制限		3	4	6.5	A
	再スタート前のヒカッパ時間		13	16	21	ms
<b>出力 MOSFET</b>						
$R_{DSON(HS)}$	ハイサイド MOSFET オン抵抗	$V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{BOOT-SW} = 4.5\text{V}$		100	230	m $\Omega$
$R_{DSON(HS)}$	ハイサイド MOSFET オン抵抗	$V_{IN} = 5.5\text{V}$ 、 $V_{BOOT-SW} = 4.0\text{V}$		125		m $\Omega$
<b>サーマル シャットダウン</b>						
$T_{J(SD)}$	サーマル シャットダウンのスレッシュホールド (1)	温度上昇	135	162		$^{\circ}\text{C}$
$T_{J(HYS)}$	サーマル シャットダウン ヒステリシス (1)			14		$^{\circ}\text{C}$

(1) パラメータは、設計、統計分析、相関パラメータの製造試験によって規定されています。実製品の検査は行っていません。

### 5.6 代表的特性

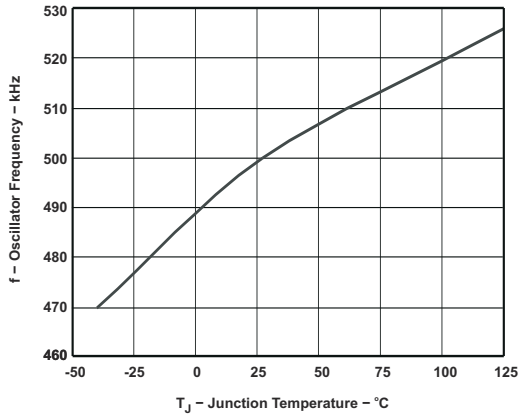


図 5-1. 発振周波数と接合部温度との関係

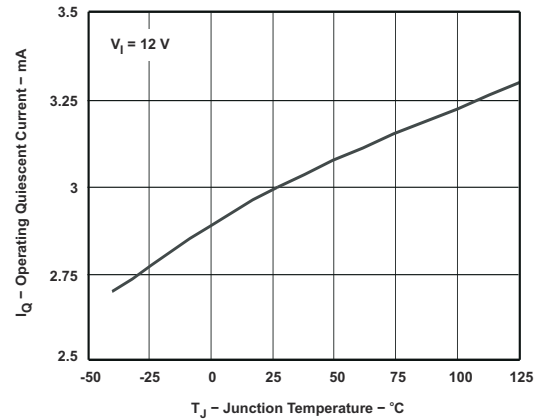


図 5-2. 動作時の静止電流と接合部温度との関係

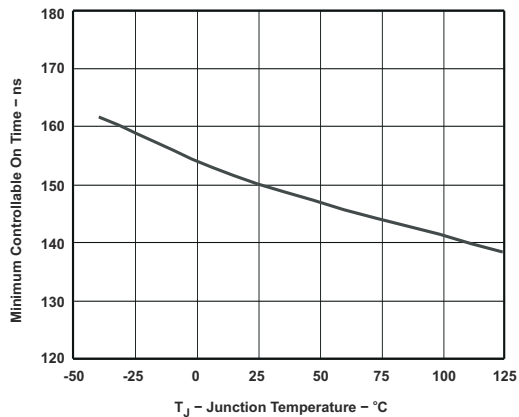


図 5-3. 制御可能な最小オン時間と接合部温度との関係

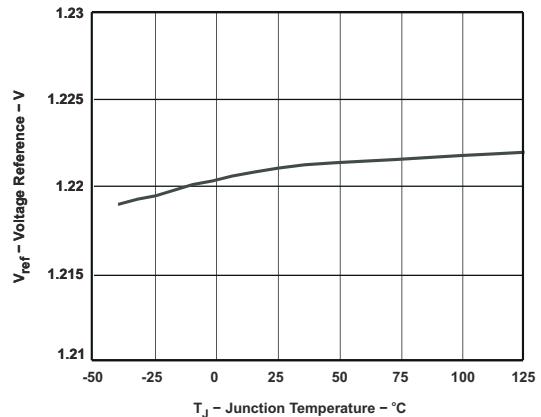


図 5-4. 電圧リファレンスと接合部温度との関係

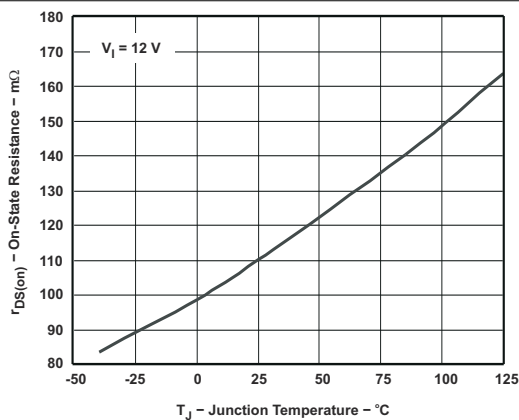


図 5-5. オン状態抵抗と接合部温度との関係

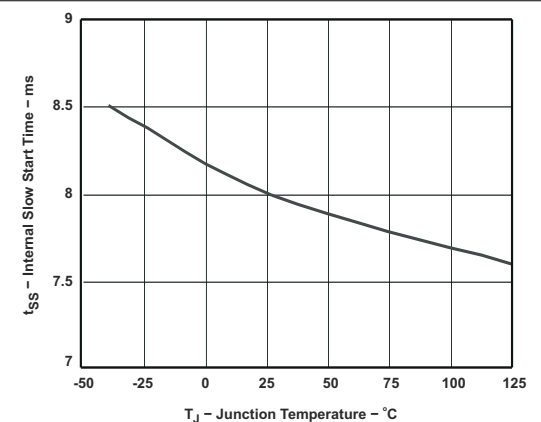


図 5-6. 内部スロースタート時間と接合部温度との関係

## 5.6 代表的特性 (続き)

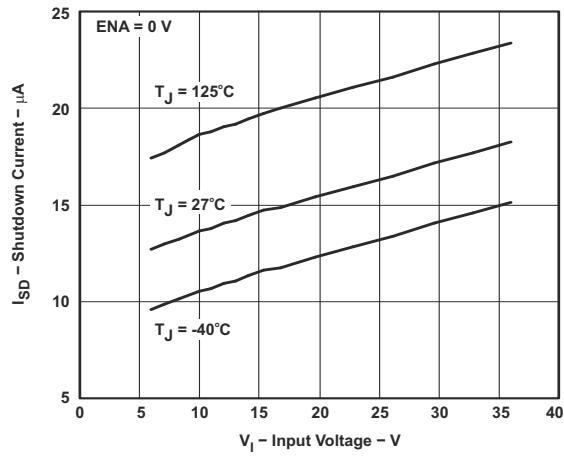


図 5-7. シャットダウン時の静止電流と入力電圧との関係

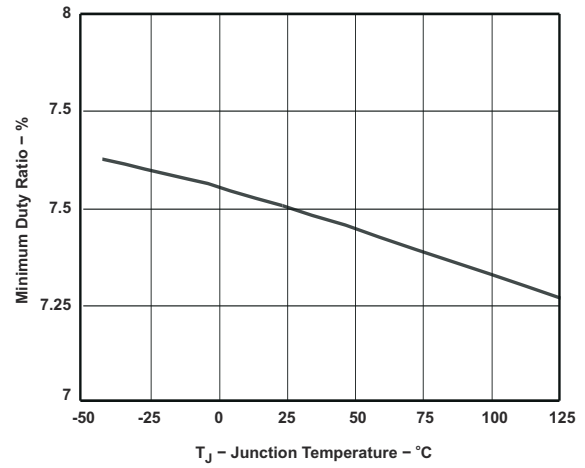


図 5-8. 制御可能な最小デューティ比と接合部温度との関係

## 6 詳細説明

### 6.1 概要

TPS5420-Q1 は、ハイサイド N チャネル MOSFET を内蔵した、36V、2A 降圧 (バック) レギュレータです。これらのデバイスは、電圧フィード フォワードを備えた一定周波数電圧モード制御を実装しており、ラインレギュレーションとライン過渡応答を改善します。補償機能を内蔵しているため、設計が簡単であり、外付け部品数を減らせます。

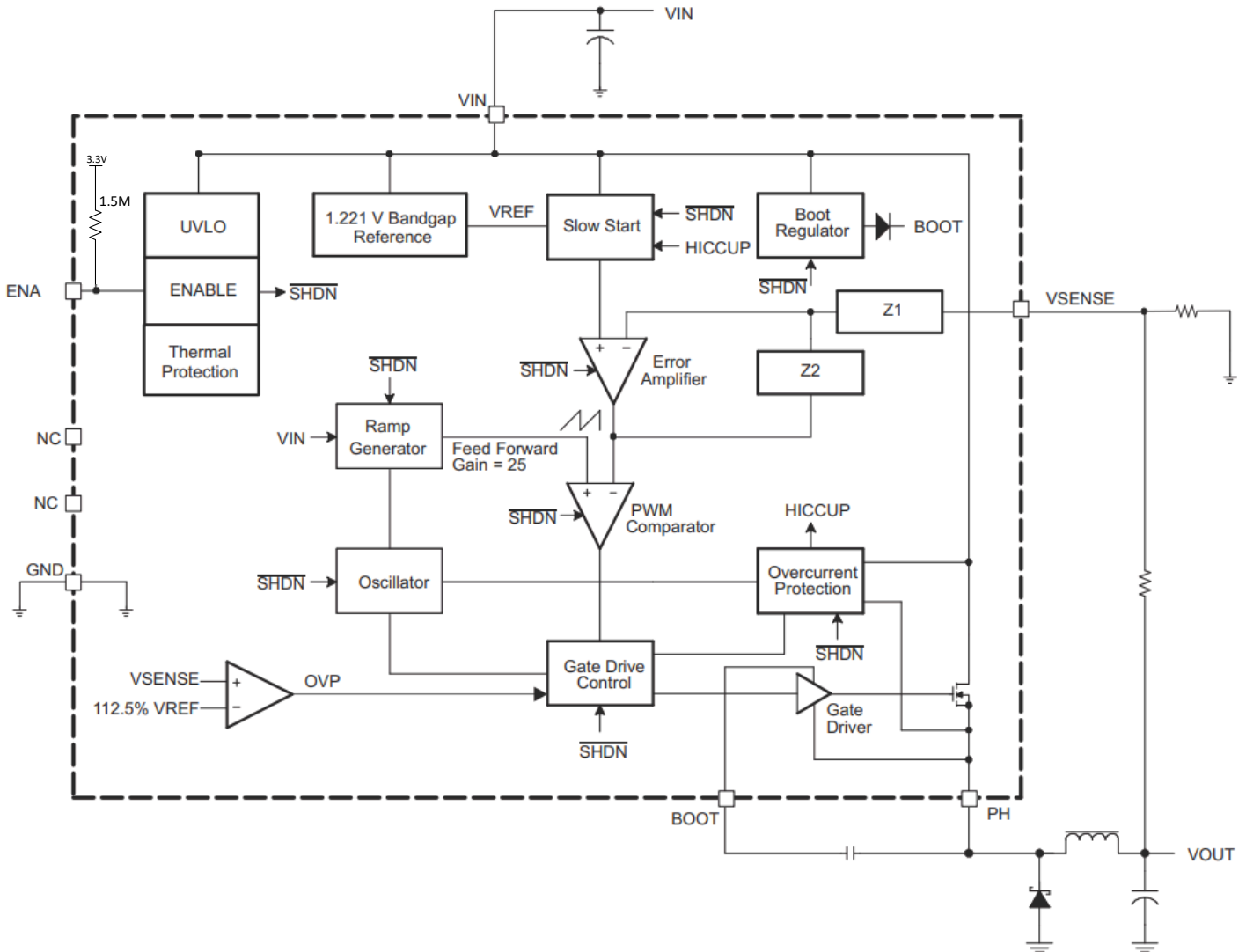
内蔵の 110mΩ ハイサイド MOSFET は、2A の連続電流を負荷に供給できる高効率の電源設計をサポートします。内蔵ハイサイド MOSFET のゲート駆動バイアス電圧は、BOOT ピンと PH ピンの間に接続されるブートストラップ キャパシタによって供給されます。TPS5420-Q1 は、ブートストラップ再充電ダイオードを内蔵しているため、外付け部品数を削減できます。

TPS5420-Q1 のデフォルトの入力スタートアップ電圧は 5.3V (標準値) です。ENA ピンを使用して TPS5420-Q1 をディスエーブルにすると、消費電流は 18μA に低減されます。内部 1.5MΩ プルアップ抵抗により、ENA ピンがフローティングの場合でも動作が可能になります。ENA ピンとグランドとの間に抵抗を接続しないでください。TPS5420-Q1 には内部スロースタート回路が搭載され、起動中に出力の上昇を低速にすることで、突入電流と出力電圧オーバーシュートを低減します。

最小出力電圧は、1.221V の内部帰還リファレンスに等しくなります。過電圧保護 (OVP) コンパレータにより、出力の過渡過電圧が最小限に抑えられます。OVP コンパレータが作動すると、ハイサイド MOSFET はオフになり、出力電圧が目標値の 112.5% を下回るまでオンになりません。

サイクル単位の内蔵過電流保護機能は、内蔵ハイサイド MOSFET のピーク電流を制限します。連続的な過電流フォルト条件が発生した場合、TPS5420-Q1 は hiccup モードの過電流制限に移行します。過熱保護機能は、デバイスを過熱から保護します。

## 6.2 機能ブロック図



## 6.3 機能説明

### 6.3.1 発振周波数

内部的なフリーランニングオシレータは、PWMスイッチング周波数を500kHzに設定します。500kHzのスイッチング周波数では、出力リップルが同じ条件でもインダクタンスが低くなるため、出力インダクタ・サイズが小さくなります。

### 6.3.2 電圧リファレンス

基準電圧システムは、温度に対し安定なバンドギャップ回路の出力をスケールリングすることで高精度の基準信号を生成します。量産テスト時に、バンドギャップ回路とスケールリング回路は、室温で出力が1.221Vになるようにトリミングされます。

### 6.3.3 イネーブル(ENA)と内部スロースタート時間

ENAピンは、レギュレータの電氣的なオン/オフを制御します。ENAピンの電圧がスレッショルド電圧を超えると、レギュレータが動作を開始し、内部スロースタートが上昇し始めます。ENAピンの電圧がスレッショルド電圧よりも低くなると、レギュレータはスイッチングを停止し、内部スロースタートはリセットされます。ENAピンがグランドまたは0.5Vより低い電圧に接続されると、レギュレータはディスエーブルになり、シャットダウンモードがアクティブになります。シャットダウンモードでのTPS5420-Q1の静止電流は18μA(標準)です。

ENA には内部 1.5MΩ プルアップ抵抗があるため、ユーザーは ENA ピンをオープンにすることができます。アプリケーションで ENA ピンの制御が必要な場合は、ピンとのインターフェイスに、オープン・ドレインまたはオープン・コレクタの出力ロジックを使用してください。ENA ピンは抵抗を介してグランドに接続しないでください。起動時の突入電流を制限するために、内部スロースタート回路を使用して、リファレンス電圧を 0V から最終値まで直線的に上昇させます。内部スロースタート時間は 8ms (標準) です。

### 6.3.4 低電圧誤動作防止 (UVLO)

TPS5420-Q1 は、VIN (入力電圧) が UVLO スタート スレッシュホールド電圧よりも低いときにデバイスをディスエーブルの状態に維持するために、UVLO 回路を内蔵しています。電源の立ち上がり時には、VIN が UVLO スタート・スレッシュホールド電圧を超えるまで、内部回路は非アクティブ状態に保持され、内部スロースタートは接地されます。UVLO スタート・スレッシュホールド電圧に達すると、内部スロースタートがリリースされ、デバイスは起動を開始します。デバイスは、VIN が UVLO ストップ・スレッシュホールド電圧より低くなるまで動作します。UVLO コンパレータのヒステリシスは 330mV (標準) です。

### 6.3.5 ブースト・キャパシタ (BOOT)

0.01μF の低 ESR セラミック コンデンサを、BOOT ピンと PH ピン間に接続します。このキャパシタは、ハイサイド MOSFET にゲート駆動電圧を供給します。温度に対して容量値が安定しているため、X7R または X5R グレードを推奨します。

### 6.3.6 出力フィードバック (VSENSE)

レギュレータの出力電圧は、外部の抵抗分圧回路の中心電圧を VSENSE ピンにフィードバックすることで設定されます。定常状態の動作では、VSENSE ピンの電圧は、基準電圧の 1.221V と同じになります。

### 6.3.7 内部補償

TPS5420-Q1 には、レギュレータの設計を簡潔にするために内部補償が装備されています。TPS5420-Q1 では電圧モード制御が採用されているため、クロスオーバー周波数と位相マージンが高くなるようにタイプ 3 の補償回路がチップ上に設計されており、高い安定性を実現しています。詳細については、「詳細な情報」セクションの「内部補償回路」を参照してください。

### 6.3.8 ボルテージ・フィード・フォワード

内蔵のボルテージ フィード フォワードにより、入力電圧が変化しても DC 電力段のゲインは一定になります。これにより、安定性の分析が非常に簡単になり、過渡応答が大幅に改善されます。ボルテージ フィード フォワードにより、ピーク・ランプ電圧が入力電圧とは逆方向に変化するため、以下の式のように、変調器および電力段のゲインはフィード フォワードゲインで一定になります。

$$\text{Feed Forward Gain} = \frac{V_{IN}}{\text{Ramp}_{pk-pk}} \quad (1)$$

TPS5420-Q1 のフィード・フォワード・ゲインは 25 (標準値) です。

### 6.3.9 パルス幅変調 (PWM) 制御

レギュレータには、固定周波数の PWM 制御方式が採用されています。まず、帰還電圧 (VSENSE ピンの電圧) が、誤差電圧を生成する高ゲインの誤差増幅器および補償回路により、一定の基準電圧と比較されます。次に、誤差電圧は、PWM コンパレータにより、ランプ電圧と比較されます。この方式により、誤差電圧の大きさは、パルス幅 (デューティ サイクル) に変換されます。最後に、PWM 出力がゲート駆動回路に送られ、ハイサイド MOSFET のオン時間が制御されます。

### 6.3.10 過電流保護

過電流保護は、ハイサイド MOSFET のドレイン-ソース間の電圧を検出することで実行されます。ドレイン-ソース間の電圧は、過電流スレッシュホールド制限値に相当する電圧レベルと比較されます。ドレイン-ソース間の電圧が過電流スレッシュホールド

制限値を超えた場合、過電流インジケータがセットされます。システムは、ターンオン ノイズによる誤作動を回避するために、各サイクルの最初のリーディング エッジブランキング時間内は過電流インジケータを無視します。

過電流インジケータがセットされると、過電流保護がトリガされます。ハイサイド MOSFET は、伝播遅延の後、サイクルの残り時間の間オフになります。この過電流制限方式は、サイクルごとの電流制限と呼ばれます。

短絡などの深刻な過負荷状態では、サイクルごとの電流制限を使用しても過電流の暴走が発生することがあります。その場合、電流制限の 2 番目のモード、つまり hiccup モードの電流制限が使用されます。hiccup モードの過電流保護中は、基準電圧は接地され、ハイサイド MOSFET は hiccup 期間の間オフになります。hiccup 期間が完了すると、レギュレータはスロースタート回路の制御により再起動されます。

### 6.3.11 過電圧保護 (OVP)

TPS5420-Q1 には OVP 回路があり、出力故障状態から復帰するときの電圧オーバーシュートが最小限に抑えられます。OVP 回路には、VSENSE ピン電圧をスレッショルド ( $112.5\% \times V_{REF}$ ) と比較する過電圧コンパレータが内蔵されています。VSENSE ピンの電圧がこのスレッショルドより高くなると、ハイサイド MOSFET は強制的にオフにされます。VSENSE ピンの電圧がこのスレッショルドより低くなると、ハイサイド MOSFET は再びオンになります。

### 6.3.12 サーマル シャットダウン

TPS5420-Q1 は、内部のサーマル シャットダウン回路により過熱から保護されます。接合部温度がサーマル・シャットダウンのトリップ・ポイントを超えると、基準電圧は接地され、ハイサイド MOSFET はオフになります。接合部温度がサーマル・シャットダウンのトリップ・ポイントを  $14^{\circ}\text{C}$  下回った時点で、本製品はスロースタート回路の制御により自動的に再起動されます。

## 6.4 デバイスの機能モード

### 6.4.1 最小入力電圧

TI は、 $5.5\text{V}$  を上回る入力電圧で TPS5420-Q1 を動作させることを推奨します。VIN の UVLO スレッショルドの標準値は  $5.3\text{V}$  であり、デバイスは UVLO 電圧まで入力電圧が低下しても動作できます。実際の UVLO 電圧より低い入力電圧では、デバイスはスイッチングを行いません。ENA がフローティングになっているか、ま外部で  $1.3\text{V}$  を超える電圧にプルアップされている場合、 $V_{(VIN)}$  が UVLO スレッショルドを超えると TPS5420-Q1 はアクティブになります。スイッチングがイネーブルになり、ソフト スタート シーケンスが開始されます。TPS5420-Q1 は、内部スロースタート時間全体にわたって、内部リファレンス電圧を  $0\text{V}$  から最終値まで直線的に上昇させます。

### 6.4.2 ENA 制御

イネーブルのスタート スレッショルド電圧は  $1.3\text{V}$  (最大値) です。ENA を  $0.5\text{V}$  の最小ストップ スレッショルド電圧未満に保持すると、TPS5420-Q1 はディスエーブルになり、VIN が UVLO スレッショルドを超えてもスイッチングは禁止されます。この状態では、静止時電流は減少します。 $V_{(VIN)}$  が UVLO スレッショルドよりも高いときに ENA の電圧が最大スタート スレッショルドを上回ると、デバイスはアクティブになります。スイッチングがイネーブルになり、ソフト スタート シーケンスが開始されます。TPS5420-Q1 は、内部スロースタート時間全体にわたって、内部リファレンス電圧を  $0\text{V}$  から最終値まで直線的に上昇させます。

## 7 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、TI の製品仕様に含まれるものではなく、TI ではその正確性または完全性を保証いたしません。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。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。

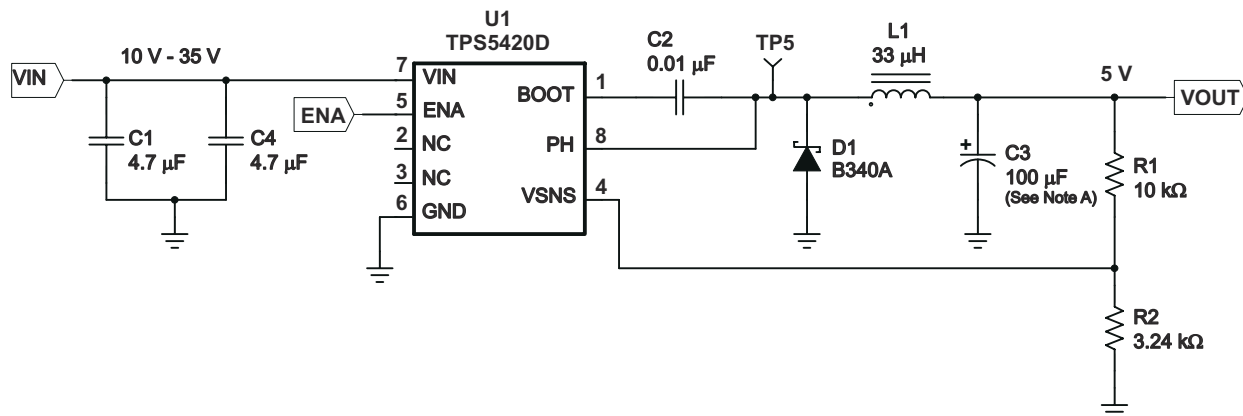
### 7.1 使用上の注意

TPS5420-Q1 は、ハイサイド MOSFET を内蔵した、2A の降圧レギュレータです。このデバイスは通常、高い DC 電圧を低い DC 電圧に変換するために使用され、最大出力電流は 2A です。アプリケーションの例としては、セットトップ ボックス向けの高密度ポイントオブロード レギュレータ、ハイパワー LED 電源、その他の分散型電源システムなどがあります。TPS5420-Q1 の部品の値を選択するには、以下の設計手順を使用します。この手順は、高周波スイッチングレギュレータの設計例を示しています。あるいは、WEBENCH 回路設計および選択シミュレーション サービス ソフトウェアを使用して、完全な設計を生成することもできます。設計図を生成する際、WEBENCH 回路設計および選択シミュレーション サービスソフトウェアは、反復的な設計手順を使用し、コンポーネントの包括的なデータベースにアクセスします。

### 7.2 代表的なアプリケーション

#### 7.2.1 アプリケーション回路

図 7-1 に、TPS5420-Q1 の代表的なアプリケーションの回路図を示します。TPS5420-Q1 は、公称出力電圧 5V で最大 2A の出力電流を供給できます。



A. C3 = タンタル AVX TPSD107M010R0080

図 7-1. アプリケーション回路、10V ~ 35V 入力、5V 出力

#### 7.2.1.1 設計要件

ここで説明する設計の例で使用している入力パラメータは、以下のとおりです。

設計パラメータ <sup>(1)</sup>	数値の例
入力電圧範囲	10V ~ 36V
出力電圧	5V
入力リップル電圧	300mV
出力リップル電圧	30mV
出力電流定格	2A

設計パラメータ <sup>(1)</sup>	数値の例
動作周波数	500kHz

(1) その他の設計条件としては、小さなサイズで、部品の厚みを薄くするように設定することです。

### 7.2.1.2 詳細な設計手順

以下の設計手順を使用して TPS5420-Q1 の部品値を選択できます。または、SWIFT コンバータ デザイナー ソフトウェアを使用して完全な設計を生成することもできます。SWIFT コンバータ デザイナー ソフトウェアは、反復的な設計手順を使用し、包括的な部品データベースにアクセスして設計を生成します。ここでは、設計手順について簡単に説明します。

設計プロセスを開始するには、いくつかのパラメータを決定する必要があります。設計者は、以下を把握する必要があります。

- 入力電圧範囲
- 出力電圧
- 入力リップル電圧
- 出力リップル電圧
- 出力電流定格
- 動作周波数

#### 7.2.1.2.1 WEBENCH® ツールによるカスタム設計

[ここをクリック](#)すると、WEBENCH® Power Designer により、TPS5420-Q1 デバイスを使用するカスタム設計を作成できます。

1. 最初に、入力電圧 ( $V_{IN}$ )、出力電圧 ( $V_{OUT}$ )、出力電流 ( $I_{OUT}$ ) の要件を入力します。
2. オプティマイザのダイヤルを使用して、効率、占有面積、コストなどの主要なパラメータについて設計を最適化します。
3. 生成された設計を、テキサス・インスツルメンツが提供する他の方式と比較します。

WEBENCH Power Designer では、カスタマイズされた回路図と部品リストを、リアルタイムの価格と部品の在庫情報と併せて参照できます。

通常、次の操作を実行可能です。

- 電気的なシミュレーションを実行し、重要な波形と回路の性能を確認する
- 熱シミュレーションを実行し、基板の熱特性を把握する
- カスタマイズされた回路図やレイアウトを、一般的な CAD フォーマットで出力する
- 設計のレポートを PDF で印刷し、設計を共有する

WEBENCH ツールの詳細は、[www.ti.com/ja-jp/WEBENCH](http://www.ti.com/ja-jp/WEBENCH) でご覧になれます。

#### 7.2.1.2.2 スイッチング周波数

TPS5420-Q1 のスイッチング周波数は、内部的に 500kHz に設定されています。スイッチング周波数を調整することはできません。

#### 7.2.1.2.3 入力コンデンサ

TPS5420-Q1 には、入力デカップリング コンデンサと、アプリケーションによってはバルク入力コンデンサが必要となります。デカップリング コンデンサの推奨値は 10 $\mu$ F です。高品質の X5R または X7R セラミック タイプが必要です。一部のアプリケーションでは、入力電圧定格と電流リップル定格を超えない場合、値の小さいデカップリング コンデンサを使用できます。電圧定格は、最大入力電圧 (リップルを含む) よりも高くなければなりません。この設計では、50V 定格を維持しつつ、より小型の 1812 ケースを使用するために、C1 と C4 の 2 つの 4.7 $\mu$ F コンデンサを使用しています。

この入力リップル電圧は、式 2 で概算することができます。

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT(MAX)} \times 0.25}{C_{BULK} \times f_{SW}} + (I_{OUT(MAX)} \times ESR_{MAX}) \quad (2)$$

ここで、 $I_{OUT(MAX)}$  は最大負荷電流、 $f_{SW}$  はスイッチング周波数、 $C_1$  は入力キャパシタの値、 $ESR_{MAX}$  は入力キャパシタの最大直列抵抗です。

最大 RMS リップル電流についても確認する必要があります。ワーストケース条件での値は、式 3 で概算できます。

$$I_{CIN} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{2} \quad (3)$$

この場合、入力リップル電圧は 118mV、RMS リップル電流は 1A と計算されます。入力キャパシタ両端の最大電圧は、 $V_{IN\ max} + \Delta V_{IN}/2$  となります。選択した入力デカップリング コンデンサは定格が 50V で、各コンデンサのリップル電流容量は 500kHz において 3A であるため、十分な余裕があります。実際に測定される入力リップル電圧は、入力電圧源の出力インピーダンスやレイアウトに関連する寄生成分の影響により、計算値より大きくなる場合があります。

#### 注意

いかなる状況でも、電圧と電流の最大定格を超えてはなりません。

また、TPS5420-Q1 回路が入力電圧源から約 2 インチ (5.08cm) 以上離れている場合は特に、多少のバルク容量が必要になる場合があります。このコンデンサの値はそれほど重大ではありませんが、リップル電圧を含めた最大入力電圧を処理できる定格が必要で、入力リップル電圧が許容範囲に収まるよう出力をフィルタリングする必要があります。

#### 7.2.1.2.4 出力フィルタ部品

出力フィルタとして L1 と C2 の 2 つの部品を選択する必要があります。TPS5420-Q1 は内部補償デバイスであるため、フィルタ部品のタイプと値の範囲に制限がかかります。

##### 7.2.1.2.4.1 インダクタの選択

出力インダクタの最小値を計算するには、式 4 を使用します。

$$L_{MIN} = \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(max)} \times K_{IND} \times I_{OUT} \times F_{SW} \times 0.8} \quad (4)$$

$K_{IND}$  は、最大出力電流に対するインダクタのリップル電流の量を示す係数です。インダクタのリップル電流量を決定する際、3 つの点を考慮する必要があります。それは、ピーク ツー ピークのリップル電流が出力リップル電圧の振幅に影響を与えること、リップル電流がピーク スイッチ電流に影響を与えること、さらに回路が不連続になるポイントがリップル電流量によって決定されることです。TPS5420-Q1 を使用する設計では、 $K_{IND}$  が 0.2 から 0.3 である場合に、良い結果を得ることができます。適切な出力キャパシタと組み合わせ、ピーク スイッチ電流が電流制限設定ポイントを下回っており、不連続動作になる前に低い負荷電流を供給できる場合、低出力リップル電圧が得られます。

この設計例では、 $K_{IND} = 0.2$  を使用し、最小インダクタ値は 31μH となります。この設計で使用する次に高い標準値は 33μH です。

出力フィルタ インダクタについては、RMS 電流および飽和電流の定格を超えないことが重要です。RMS インダクタ電流は、式 5 から求められます。

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{I_{OUT(MAX)}^2 + \frac{1}{12} \times \left( \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \times L_{OUT} \times F_{SW} \times 0.8} \right)^2} \quad (5)$$

ピーク インダクタ電流は、式 6 から求められます。

$$I_{L(PK)} = I_{OUT(MAX)} + \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{1.6 \times V_{IN(MAX)} \times L_{OUT} \times F_{SW}} \quad (6)$$

この設計の場合、RMS インダクタ電流は 2.002A、ピークインダクタ電流は 2.16A です。選択したインダクタは、Coilcraft の MSS1260-333 型です。公称インダクタンスは 33 $\mu$ H です。このインダクタの飽和電流定格は 2.2A、RMS 電流定格は 2.7A であり、これらの要件を満たしています。TPS5420-Q1 で使用するインダクタの値は、10 $\mu$ H ~ 100 $\mu$ H の範囲です。

#### 7.2.1.2.4.2 コンデンサの選択

出力キャパシタの設計で重要な要因は、DC 電圧定格、リップル電流定格、および等価直列抵抗 (ESR) です。DC 電圧定格とリップル電流定格は、超えることができません。ESR とインダクタリップル電流によって出力リップル電圧が決まるため、ESR は重要です。出力キャパシタの実際の値は重要ではありませんが、実用上の制限がいくつかあります。設計上の目的とする閉ループのクロスオーバー周波数と、出力フィルタの LC コーナー周波数との関係に注意してください。内部補償の設計の観点から、閉ループのクロスオーバー周波数は 3kHz ~ 30kHz の範囲内に維持することをお勧めします。この周波数の範囲では、十分な位相ブーストが得られ、動作が安定します。この設計例では、目的とする閉ループのクロスオーバー周波数は 2590Hz ~ 24kHz の範囲であり、出力キャパシタの ESR ゼロよりも低くなっています。これらの条件では、閉ループのクロスオーバー周波数は、以下の式によって LC コーナー周波数に関連付けられます。

$$f_{CO} = \frac{f_{LC}^2}{85 V_{OUT}} \quad (7)$$

また、出力フィルタに対して必要となる出力キャパシタの値は、以下のようになります。

$$C_{OUT} = \frac{1}{3357 \times L_{OUT} \times f_{CO} \times V_{OUT}} \quad (8)$$

目的のクロスオーバー周波数が 18 kHz で 33 $\mu$ H のインダクタを使用している場合、出力キャパシタの計算値は 100 $\mu$ F になります。ESR ゼロがループクロスオーバーよりも大きくなるように、キャパシタのタイプを選択する必要があります。最大 ESR は、以下の式で求められます。

$$ESR_{MAX} = \frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times f_{CO}} \quad (9)$$

出力キャパシタの最大 ESR は、設計の初期パラメータの指定に従って、出力リップルの量も決定します。出力リップル電圧は、インダクタのリップル電流に出力フィルタの ESR を乗じた値です。キャパシタのデータシートに記載されている最大 ESR の仕様が、許容可能な出力リップル電圧となることを確認してください。

$$V_{PP(MAX)} = \frac{ESR_{MAX} \times V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{N_C \times V_{IN(MAX)} \times L_{OUT} \times F_{SW} \times 0.8} \quad (10)$$

ここで、

$\Delta V_{PP}$  は要求されるピーク・ツー・ピーク出力リップルです。

$N_C$  は並列に配置された出力キャパシタの数です。

$F_{SW}$  はスイッチング周波数です。

出力キャパシタの最小 ESR も考慮する必要があります。良好な位相マージンを得るためには、ESR が最小値においてゼロになる場合、その ESR ゼロ点は 24kHz および 54kHz の内部補償の極よりも高くないようにする必要があります。

選択する出力キャパシタは、目的の出力電圧とリップル電圧の半分を加算した値よりも高い定格にする必要があります。ディレーティングした量もこの計算に含める必要があります。出力キャパシタの最大 RMS リップル電流は、式 11 で求められます。

$$I_{\text{COUT(RMS)}} = \frac{1}{\sqrt{12}} \times \left[ \frac{V_{\text{OUT}} \times (V_{\text{IN(MAX)}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN(MAX)}} \times L_{\text{OUT}} - F_{\text{SW}} \times 0.8 \times N_{\text{C}}} \right] \quad (11)$$

ここで、

$N_{\text{C}}$  は並列に配置された出力コンデンサの数です。

$F_{\text{SW}}$  はスイッチング周波数です。

この設計例では、単一の 100 $\mu\text{F}$  出力キャパシタを C3 として選択しています。計算で求めた RMS リップル電流は 143mA であり、必要な最大 ESR は 88m $\Omega$  です。これらの要件を満たすコンデンサは、定格 10V、最大 ESR 80m $\Omega$ 、リップル電流定格 1.369A の AVX TPSD107M010R0080 です。このコンデンサを用いると、式 10 より、ピークツーピーク出力リップルは 26mV になります。0.1 $\mu\text{F}$  の小容量セラミック バイパス コンデンサを追加することもできますが、この設計には含まれていません。

アプリケーションによっては、その他のタイプのキャパシタを TPS5420-Q1 と併用することができます。

#### 7.2.1.2.5 出力電圧の設定ポイント

TPS5420-Q1 の出力電圧は、VSENSE ピンと出力との間に接続される抵抗デバイダ (R1 と R2) によって設定されます。以下の式 12 を使用して、出力電圧が 5V のときの R2 の抵抗値を計算します。

$$R2 = \frac{R1 \times 1.221}{V_{\text{OUT}} - 1.221} \quad (12)$$

TPS5420-Q1 を用いた設計では、R1 の値を 10k $\Omega$  から開始してください。この場合、R2 は 3.24k $\Omega$  となります。

#### 7.2.1.2.6 ブート・キャパシタ

ブートキャパシタは 0.01 $\mu\text{F}$  である必要があります。

#### 7.2.1.2.7 キャッチ ダイオード

TPS5420-Q1 は、PH と GND の間に外付けのキャッチ ダイオードを接続して動作するよう設計されています。選択するダイオードは、アプリケーションの絶対最大定格を満たす必要があります。逆電圧は、PH ピンの最大電圧である  $V_{\text{INMAX}} + 0.5\text{V}$  よりも高い必要があります。ピーク電流は、 $I_{\text{OUTMAX}}$  にインダクタのピークツーピーク電流の 1/2 を加算した値よりも大きい必要があります。高い効率を得るには、順方向電圧降下を小さくする必要があります。注意すべき点として、キャッチ ダイオードの導通時間は通常、ハイサイド FET のオン時間よりも長いいため、ダイオードのパラメータは全体的な効率向上に寄与します。また、選択したデバイスが電力損失を減らせることを確認してください。この設計では、Diodes, Inc. の B340A を選択しています。このダイオードは、逆方向電圧が 40V、順方向電流が 3A、順方向電圧降下が 0.5V です。

#### 7.2.1.2.8 出力フィルタ部品の選択

式 11 を使用すると、インダクタの最小値は 17.9 $\mu\text{H}$  となります。この設計例では、18 $\mu\text{H}$  を選択します。

セラミック出力フィルタ キャパシタを使用する場合は、推奨される LC 共振周波数を 7kHz 以下にする必要があります。出力インダクタはすでに 18 $\mu\text{H}$  に選択されているため、出力キャパシタの最小値は次のように制限されます。

$$C_O (\text{MIN}) \geq \frac{1}{(2\pi \times 7000)^2 \times L_O} \quad (13)$$

キャパシタの最小値は  $29\mu\text{F}$  と計算されます。この回路でこれより大きな値のキャパシタを使用すると、より良い過渡応答を実現できます。**C3** と **C4** には、それぞれ  $47\mu\text{F}$  の出力コンデンサを 1 個使用します。セラミック キャパシタの実際の静電容量が、印加電圧により減少することに注意してください。この例では、出力電圧が  $3.3\text{V}$  に設定されており、この影響を最小限に抑えています。

#### 7.2.1.2.9 外部補償回路

セラミック出力キャパシタを使用する場合は、閉ループ システムを安定させるために付加的な回路が必要です。この回路の場合、外付けコンポーネントは **R3**、**C5**、**C6**、および **C7** です。これらのコンポーネントの値を決定するには、まず、出力フィルタの LC 共振周波数を計算します。

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_O \times C_O (\text{EFF})}} \quad (14)$$

この例では、実効共振周波数は  $4109\text{Hz}$  と計算できます。

**R1**、**R2**、**R3**、**C5**、**C6**、および **C7** によって構成される回路には 2 つの極と 2 つのゼロ点があり、これらを使用してフィードバック回路の全体的な応答をカスタマイズし、セラミック出力キャパシタの使用に対応します。極とゼロ点の場所は、次の式で求めることができます。

$$F_{p1} = 500000 \times \frac{V_O}{F_{LC}} \quad (15)$$

$$F_{z1} = 0.7 \times F_{LC} \quad (16)$$

$$F_{z2} = 2.5 \times F_{LC} \quad (17)$$

最後の極は非常に高い周波数に位置するので、考慮に値しません。式 17 で定義されている 2 番目のゼロ点 (**Fz2**) は、周波数の通倍値に 2.5 を使用します。場合によっては、この値を多少高くするか低くする必要があります。2.3~2.7 の範囲の値で適切に動作します。**R1** と **R2** の値は、式 12 を使用して計算される  $3.3\text{V}$  の出力電圧によって決まります。この設計では、**R1** =  $10\text{k}\Omega$ 、**R2** =  $5.90\text{k}\Omega$  です。**Fp1** =  $426\text{Hz}$ 、**Fz1** =  $2708\text{Hz}$ 、**Fz2** =  $8898\text{Hz}$  の場合、**R3**、**C6**、**C7** の値は式 18、式 19、および式 20 を使用して決定されます。

$$C7 = \frac{1}{2\pi \times F_{p1} \times (R1 \parallel R2)} \quad (18)$$

$$R3 = \frac{1}{2\pi \times F_{z1} \times C7} \quad (19)$$

$$C6 = \frac{1}{2\pi \times F_{z2} \times R1} \quad (20)$$

この設計では、最も近い標準値を使用し、**C7** を  $0.1\mu\text{F}$ 、**R3** を  $590\Omega$ 、**C6** を  $1800\text{pF}$  にしています。**C5** を追加すると、負荷レギュレーションの性能が向上します。**C5** は、2 番目の極に対応する周波数のポイントで **C6** と実質的に並列になるため、**C6** に対して相対的に小さい値、つまり **C6** の値の 1/10 未満にする必要があります。この例では、 $150\text{pF}$  で適切に動作します。

TPS5420-Q1 の外部補償および、その他の電圧範囲の広い SWIFT コンバータ デバイスの詳細については、『TPS5410/20/30/31 をアルミニウム / セラミック出力コンデンサと組み合わせて使う方法』アプリケーション ノートを参照してください。

### 7.2.1.2.10 詳細情報

#### 7.2.1.2.10.1 出力電圧の制限

TPS5420-Q1 の内部設計により、任意の与えられた入力電圧に対して、出力電圧の上限と下限が設定されます。出力電圧設定点の上限は、最大デューティ・サイクルの 87% に制限され、以下の式で求められます。

$$V_{OUTMAX} = 0.87 \times \left( (V_{INMIN} - I_{OMAX} \times 0.230) + V_D \right) - (I_{OMAX} \times R_L) - V_D \quad (21)$$

ここで、

$V_{INMIN}$  は最小入力電圧です。

$I_{OMAX}$  は最大負荷電流です。

$V_D$  はキャッチ ダイオードの順方向電圧です。

$R_L$  は出力インダクタの直列抵抗です。

この式では、内部のハイサイド FET に対する最大オン抵抗を想定しています。

下限は、最小制御可能オン時間 (最大で 200ns) によって制限されます。特定の入力電圧と最小負荷電流に対応する最小出力電圧の概数は、次の式で求めることができます。

$$V_{OUTMIN} = 0.12 \times \left( (V_{INMAX} - I_{OMIN} \times 0.110) + V_D \right) - (I_{OMIN} \times R_L) - V_D \quad (22)$$

ここで、

$V_{INMAX}$  は最大入力電圧です。

$I_{OMIN}$  は最大負荷電流です。

$V_D$  はキャッチ ダイオードの順方向電圧です。

$R_L$  は出力インダクタの直列抵抗です。

この式では、ハイサイド FET のオン抵抗の公称値を仮定し、動作周波数設定点のワースト ケースの変動を想定しています。デバイスの動作制限付近で動作する設計の場合、正しく機能することを確認する必要があります。

#### 7.2.1.2.10.2 内部補償回路

回路の例で使用されている設計の式は、TPS5420-Q1 を使用する回路の生成に使用できます。これらの設計は特定の前提条件に基づいており、出力キャパシタは限定された ESR 値の範囲内から常に選択されています。別のタイプのキャパシタを使用する場合にも、TPS5420-Q1 の内部補償に適合する可能性があります。以下の式 23 で内部電圧モードタイプ 3 の補償回路の公称周波数応答を求めることができます。

$$H(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi \times Fz1}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi \times Fz2}\right)}{\left(\frac{s}{2\pi \times Fp0}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi \times Fp1}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi \times Fp2}\right) \times \left(1 + \frac{s}{2\pi \times Fp3}\right)} \quad (23)$$

ここで、

$Fp0 = 2165\text{Hz}$ ,  $Fz1 = 2170\text{Hz}$ ,  $Fz2 = 2590\text{Hz}$

Fp1 = 24kHz、Fp2 = 54kHz、Fp3 = 440kHz

Fp3 は、理想的でない寄生容量の影響を表します。

この情報と目的の出力電圧、フィードフォワード ゲインおよび出力フィルタ特性を組み合わせると、閉ループの伝達関数が導かれます。

#### 7.2.1.2.10.3 熱に関する計算

以下の式は、連続導通モード動作でのデバイスの消費電力を推定する方法を示しています。デバイスが不連続モードで動作していて、その負荷が軽い場合には、この式は使用しないでください。

**導通損失:**  $P_{con} = I_{OUT}^2 \times R_{ds(on)} \times V_{OUT}/V_{IN}$

**スイッチング損失:**  $P_{sw} = V_{IN} \times I_{OUT} \times 0.01$

**静止時電流損失:**  $P_q = V_{IN} \times 0.01$

**全体の損失:**  $P_{tot} = P_{con} + P_{sw} + P_q$

与えられた  $T_A \Rightarrow$  予測接合部温度:  $T_J = T_A + R_{th} \times P_{tot}$

与えられた  $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C} \Rightarrow$  予測最大周囲温度:  $T_{AMAX} = T_{JMAX} - R_{th} \times P_{tot}$

### 7.2.1.3 アプリケーション曲線

性能グラフ (図 7-2 ~ 図 7-8) は、図 7-1 の回路のもので (特に記述のない限り  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )。

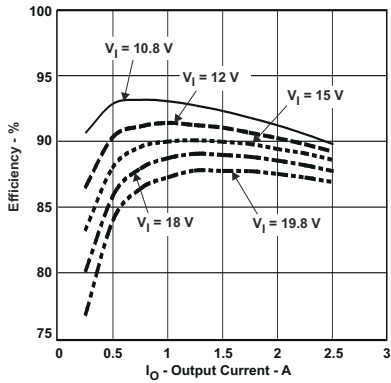


図 7-2. 効率と出力電流との関係

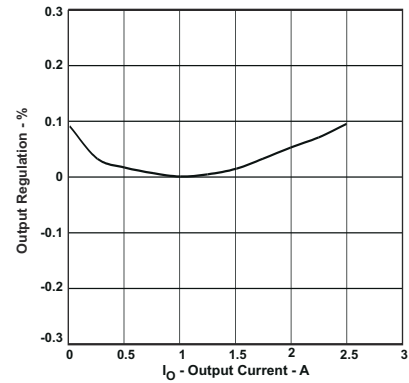


図 7-3. 出力レギュレーションと出力電流との関係

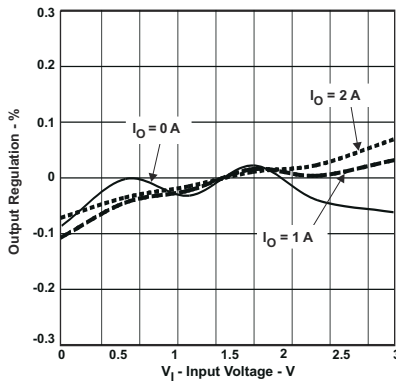


図 7-4. 入力レギュレーションと入力電圧との関係

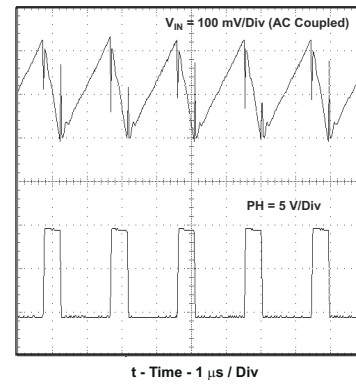


図 7-5. 入力電圧リップルと PH ノード、 $I_O = 3\text{ A}$

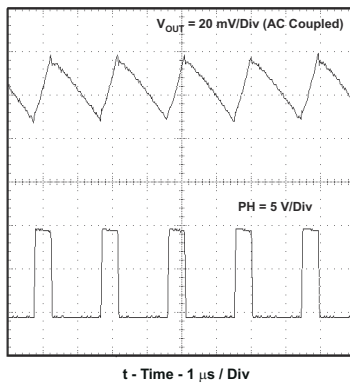


図 7-6. 出力電圧リップルと PH ノード、 $I_O = 3\text{ A}$

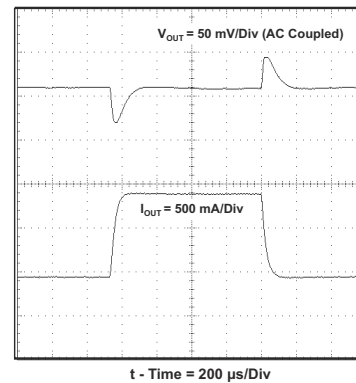


図 7-7. 過渡応答、 $I_O$  ステップ 0.5A から 1.5A

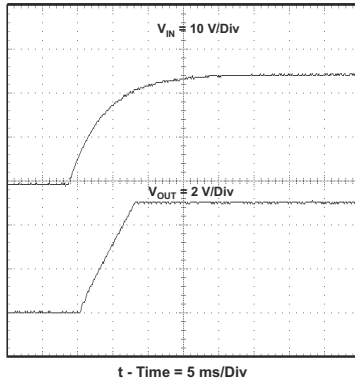


図 7-8. 起動と波形、VIN および VOUT

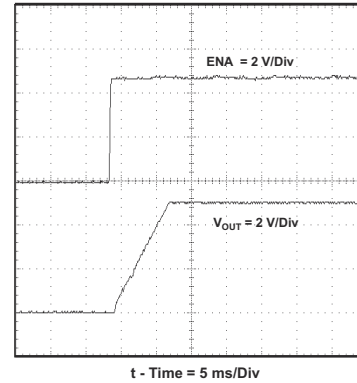
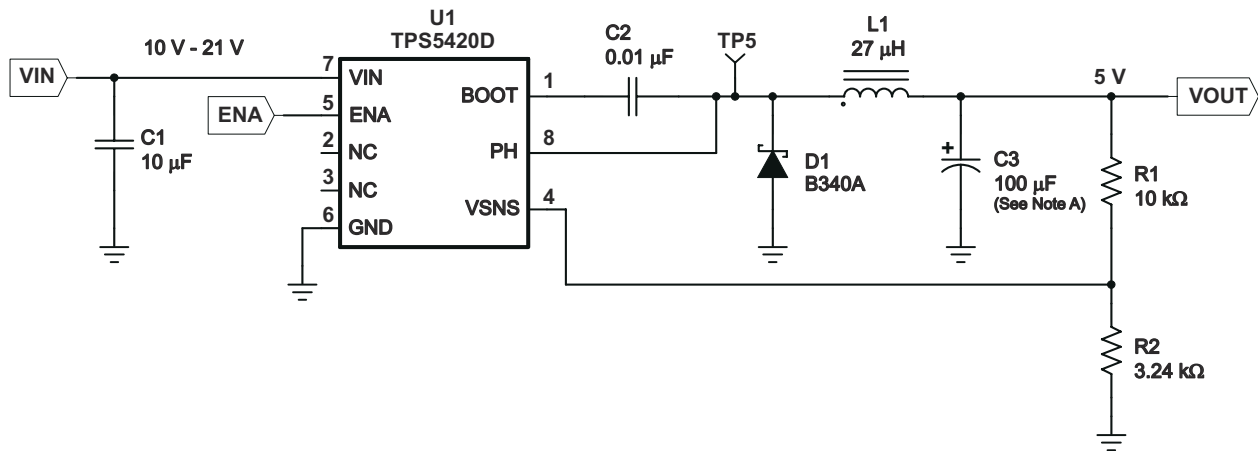


図 7-9. 起動波形、ENA および VOUT

### 7.2.2 追加回路

図 7-10 に、広い入力電圧範囲を使用するアプリケーション回路を示します。設計パラメータは、設計例で使われているパラメータと同様ですが、より大きい値の出力インダクタと、より低い閉ループクロスオーバー周波数を使用しています。



A. C3 = タンタル AVX TPSD107M010R0080

図 7-10. 10V ~ 21V 入力、5V 出力のアプリケーション回路

### 7.2.3 セラミック出力フィルタ キャパシタを使用する回路

図 7-11 に、入力および出力フィルタにすべてセラミック コンデンサを使用したアプリケーション回路を示します。この回路は 10V ~ 24V の入力から 3.3V の出力を生成します。設計パラメータは、設計例で使用されているパラメータと同様ですが、設計例と比べると、出力フィルタ キャパシタの値が大きく、回路を安定させるために追加された内部補正コンポーネントの設計が異なります。

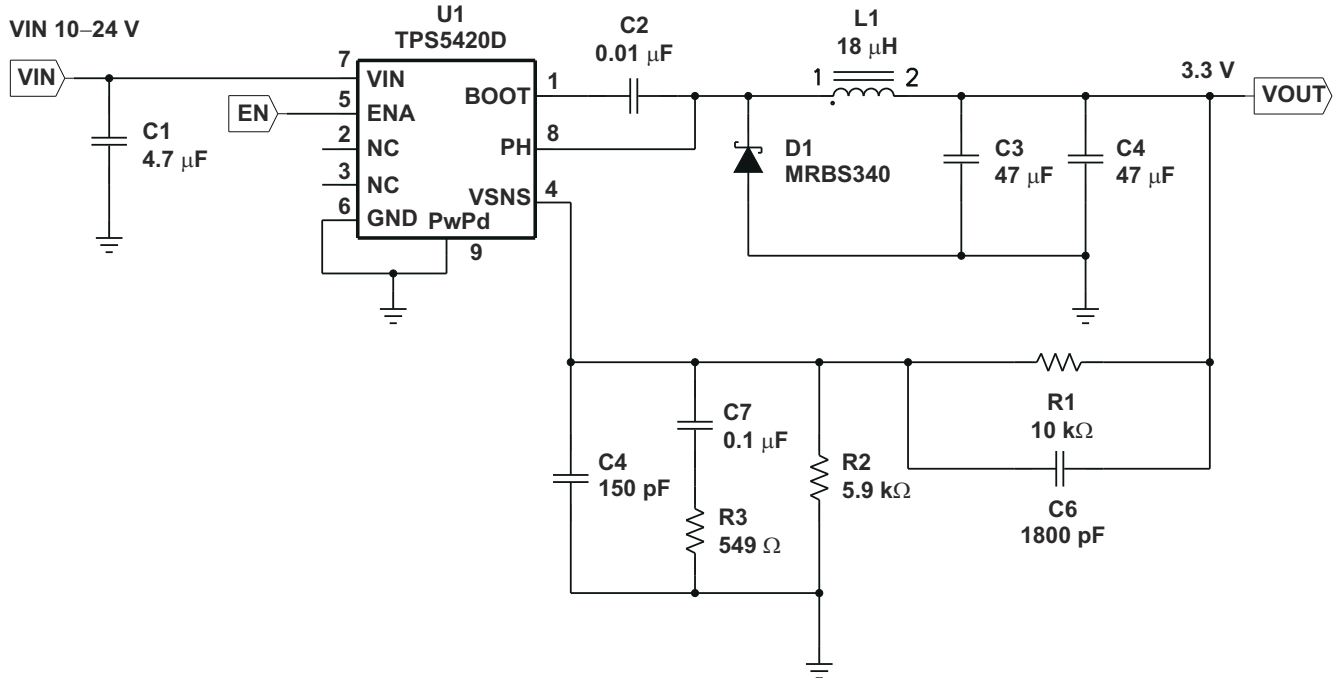


図 7-11. セラミック出力フィルタ キャパシタ回路

### 7.3 電源に関する推奨事項

TPS5420-Q1 は、5.5V~36V 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。この入力電源は、入力電源電圧範囲内に維持する必要があります。入力電源が TPS5420-Q1 から数インチ以上離れて配置される場合は、セラミックバイパスコンデンサに加えて、コンバータのバルク容量が必要となることがあります。通常は、100µF の電解コンデンサを使用します。

### 7.4 レイアウト

#### 7.4.1 PCB のレイアウトガイドライン

低 ESR のセラミック・バイパス・キャパシタを、VIN ピンに接続します。バイパス キャパシタ接続、VIN ピン、および TPS5420-Q1 のグランド ピンによって形成されるループ領域を最小限に抑えるように注意する必要があります。そのためには、VIN パターンに隣接するデバイスの下側のトップサイド グランド領域を広げ、できるだけ VIN ピンに近づけてバイパス・キャパシタを設置するのが最善の方法です。推奨される最小のバイパス キャパシタンスは、X5R または X7R クラスの誘電体が使用されている 4.7µF のセラミック キャパシタです。

デバイスの GND ピンとキャッチ ダイオードのアノードを接続するためには、IC の直下の最上層にグランド領域が必要です。GND ピンは、図 7-12 に示すように、デバイスの下のグランド領域に接続することによって PCB のグランドに接続する必要があります。

PH ピンは、出力インダクタ、キャッチ・ダイオード、およびブート キャパシタに接続する必要があります。PH の接続はスイッチング ノードであるため、インダクタは PH ピンの近くに配置し、PCB 導体の面積をできるだけ小さくして過度の容量性カップリングを避ける必要があります。キャッチ ダイオードもデバイスの近くに配置し、出力電流ループ領域の面積を最小化する必要があります。図に示すように、位相ノードと BOOT ピンの間にはブート・キャパシタを接続します。ブート・キャパシタは IC に近づけて配置し、導体パターンはできるだけ短くしてください。図に示すように部品を配置し接続すると正常に動作しますが、これとは別の接続を行うことも可能です。

VOUT パターンと GND の間には、図に示すように出力フィルタ・キャパシタを接続します。PH ピン、Lout、Cout、および GND によって形成されるループは、実用上可能な限り小さくすることが重要です。

出力電圧を設定するために、抵抗デバイダ回路を使用して、VOUT パターンを VSENSE ピンに接続します。このパターンは、PH パターンから少し離して配線してください。IC パッケージのサイズとデバイスのピン配置の関係で、このパターンを出力キャパシタの下に配線しなければならない場合があります。出力キャパシタの下に配線を通したくない場合は、別の層で配線できます。

図 7-12 に示すようなグランド接続方法を使用している場合は、別の層へのビア接続を使用して ENA ピンに配線します。

### 7.4.2 レイアウト例

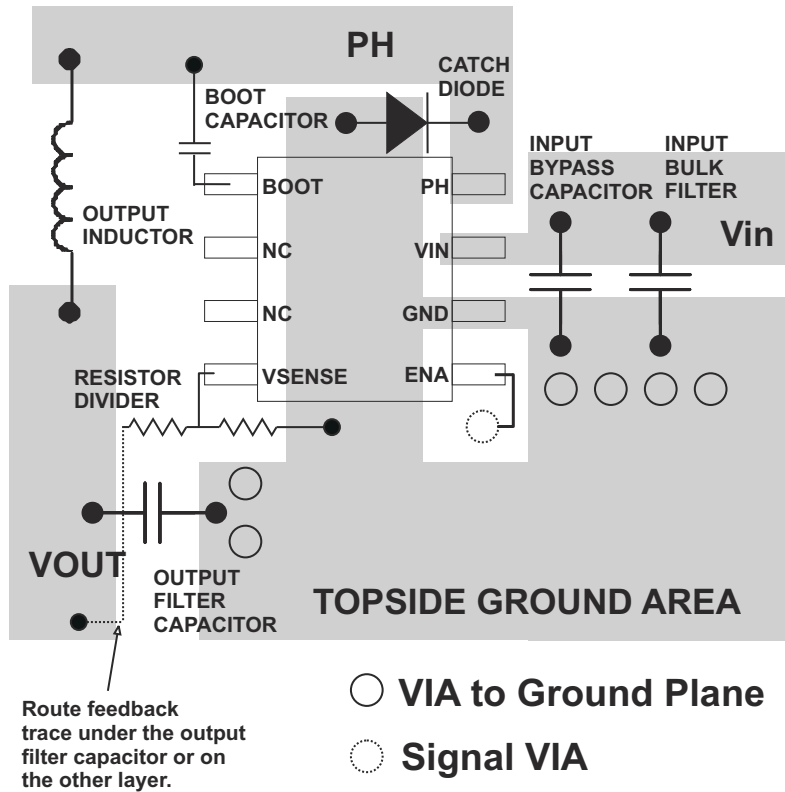


図 7-12. 設計レイアウト

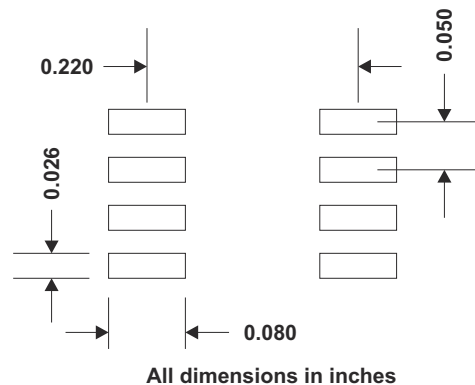


図 7-13. TPS5420-Q1 のランド・パターン

## 8 デバイスおよびドキュメントのサポート

### 8.1 デバイス サポート

#### 8.1.1 開発サポート

##### 8.1.1.1 WEBENCH® ツールによるカスタム設計

[ここをクリック](#)すると、WEBENCH® Power Designer により、TPS5420-Q1 デバイスを使用するカスタム設計を作成できます。

1. 最初に、入力電圧 ( $V_{IN}$ )、出力電圧 ( $V_{OUT}$ )、出力電流 ( $I_{OUT}$ ) の要件を入力します。
2. オプティマイザのダイヤルを使用して、効率、占有面積、コストなどの主要なパラメータについて設計を最適化します。
3. 生成された設計を、テキサス・インスツルメンツが提供する他の方式と比較します。

WEBENCH Power Designer では、カスタマイズされた回路図と部品リストを、リアルタイムの価格と部品の在庫情報と併せて参照できます。

通常、次の操作を実行可能です。

- 電氣的なシミュレーションを実行し、重要な波形と回路の性能を確認する
- 熱シミュレーションを実行し、基板の熱特性を把握する
- カスタマイズされた回路図やレイアウトを、一般的な CAD フォーマットで出力する
- 設計のレポートを PDF で印刷し、設計を共有する

WEBENCH ツールの詳細は、[www.ti.com/ja-jp/WEBENCH](http://www.ti.com/ja-jp/WEBENCH) でご覧になれます。

### 8.2 ドキュメントのサポート

#### 8.2.1 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、『[TPS5410/20/30/31 をアルミニウム / セラミック出力コンデンサと組み合わせて使う方法](#)』アプリケーション ノート

### 8.3 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](http://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。

### 8.4 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。

### 8.5 商標

SWIFT™ and テキサス・インスツルメンツ E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

WEBENCH® is a registered 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。

## 8.6 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。

## 8.7 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。

## 9 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。

<b>Changes from Revision C (January 2024) to Revision D (April 2026)</b>	<b>Page</b>
• 車載仕様を含めるようにドキュメントのタイトルを更新.....	1
• 「特長」内の古い SWIFT ドキュメントのリンクを削除 .....	1
• 「特長」に WEBENCH リンクを追加 .....	1
• 「ピン構成および機能」に、内部 1.5MΩ のプルアップ抵抗に関する情報を追加して、ENA ピンの説明を更新 .....	3
• 「絶対最大定格」セクションに注 3 を追加.....	3
• 「熱に関する情報」セクションに表の注 3 を追加.....	4
• 現在の規格に準拠するように、「詳細説明」セクションを更新 .....	8
• 概要セクションを追加。.....	8
• 機能ブロック図で、5uA 電流ソースを削除し、1.5MΩ プルアップ抵抗を追加.....	9
• 「イネーブル (ENA) と内部スロースタート時間」セクションを更新。既存の情報を削除し、内部 1.5MΩ プルアップ抵抗の情報を追加 .....	9
• デバイスの機能モードセクションを更新.....	11
• 現在の規格に準拠するため、「アプリケーションと実装」セクションを追加 .....	12
• 「アプリケーション情報」セクションを追加 .....	12
• 「WEBENCH® ツールを使用したカスタム設計」セクションを追加.....	14
• 「電源に関する推奨事項」セクションを追加.....	23
• 「WEBENCH® ツールを使用したカスタム設計」セクションを追加.....	25

<b>Changes from Revision B (June 2008) to Revision C (January 2024)</b>	<b>Page</b>
• ドキュメント全体にわたって表、図、相互参照の採番方法を更新.....	1
• 特定のパラメータ名を含まない新しい形式に更新し、最小および最大列を追加。ヘッダーに TJ を明記。信号名の代わりにピン名を使う。BOOT 電圧と PH 電圧を出力電圧として表示。脚注を更新し、注 2 を削除。ESD 仕様を別の表に移動。.....	3
• BOOT と GND の間の電圧の絶対最大定格の最大値を削除。.....	3
• 個別の ESD 表を追加.....	4
• CDM の ESD レーティングを追加、MM を削除.....	4
• 推奨動作 $V_I$ 入力電圧を追加.....	4
• 「消費電力定格」表を更新し、より詳細な「熱に関する情報」表を追加.....	4
• 代表的な仕様の EC 表のヘッダーに条件を追加、パラメータ名と、パラメータの説明で使われるピン名を追加。脚注を追加。.....	4
• EC 表で次の標準仕様を削除。IQ(VIN)、ISD(VIN)、VINUVLO(H)、VEN(H)、RDSON(HS)。.....	4

## 10 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。

**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)
<a href="#">TPS5420QDRQ1</a>	Active	Production	SOIC (D)   8	2500   LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	(5420Q, 5420Q1)
TPS5420QDRQ1.A	Active	Production	SOIC (D)   8	2500   LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	(5420Q, 5420Q1)

(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.

**OTHER QUALIFIED VERSIONS OF TPS5420-Q1 :**

- Catalog : [TPS5420](#)

- Enhanced Product : [TPS5420-EP](#)

NOTE: Qualified Version Definitions:

- Catalog - TI's standard catalog product
- Enhanced Product - Supports Defense, Aerospace and Medical Applications

**TAPE AND REEL INFORMATION**

**QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE**


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
TPS5420QDRQ1	SOIC	D	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8.0	12.0	Q1

**TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS**


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
TPS5420QDRQ1	SOIC	D	8	2500	353.0	353.0	32.0



# EXAMPLE BOARD LAYOUT

D0008A

SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT



LAND PATTERN EXAMPLE  
 EXPOSED METAL SHOWN  
 SCALE:8X



SOLDER MASK DETAILS

4214825/C 02/2019

NOTES: (continued)

- 6. Publication IPC-7351 may have alternate designs.
- 7. Solder mask tolerances between and around signal pads can vary based on board fabrication site.

# EXAMPLE STENCIL DESIGN

D0008A

SOIC - 1.75 mm max height

SMALL OUTLINE INTEGRATED CIRCUIT



SOLDER PASTE EXAMPLE  
BASED ON .005 INCH [0.125 MM] THICK STENCIL  
SCALE:8X

4214825/C 02/2019

NOTES: (continued)

8. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.
9. Board assembly site may have different recommendations for stencil design.

## 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](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。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。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

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

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日 : 2025 年 10 月