



降圧型コントローラ SOT23パッケージ

特 長

- 最大効率95%の降圧型コントローラ
- 動作入力電圧範囲: 1.8V~6.5V
- 可変出力電圧範囲: 1.2V~ V_I
- 広い負荷電流範囲で高効率を実現
- 100%の最大デューティ・サイクルによる低ドロップアウト電圧
- ソフトスタート機能内蔵
- 静止時消費電流: 20 μ A (Typ)
- 過電流保護
- SOT23パッケージ

アプリケーション

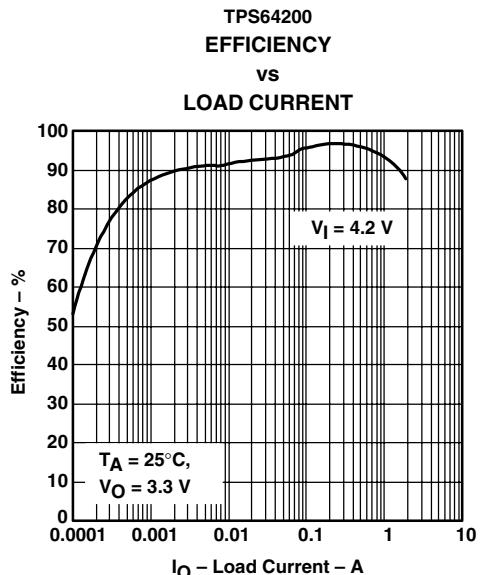
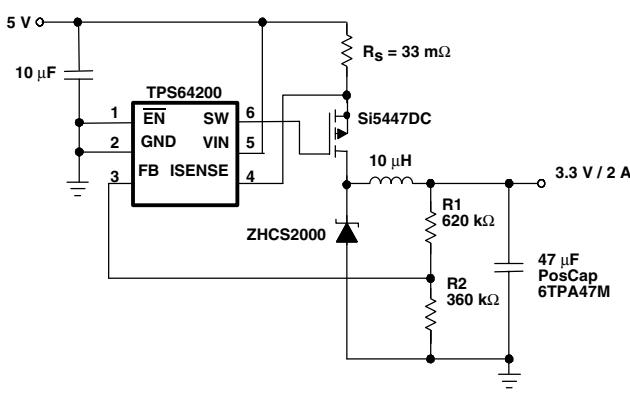
- USBより電源供給される周辺機器
- 電子手帳、PDA、携帯用PC
- 低電圧DSP用電源
- デジタル・カメラ

- ハード・ディスク・ドライブ
- ポータブル・オーディオ・プレーヤー

概 要

TPS6420xは、非同期式の降圧型コントローラで、5Vまたは3.3Vバスから電源が供給されるシステム、あるいは、1セルのリチウム・イオン・バッテリーまたは2セルから4セルのニッカド、ニッケル水素、アルカリ・バッテリーから電源が供給されるアプリケーションに最適です。この降圧型コントローラは外付けのPチャネルMOSFETを使用するため設計の柔軟性が高くなっています。広い負荷電流範囲にわたって最大の効率を実現するために、このコントローラでは最小オン時間/最小オフ時間によるコントロール方式が使用されており、静止時消費電流は僅か20 μ Aです。最小オン時間が標準600ns (TPS64203の場合) であるため、小型のインダクタ及びコンデンサの使用が可能になります。ディスエーブル時には、消費電流は1 μ Aより低くなります。TPS6420xのパッケージは6pinのSOT23 (DBV) で、動作温度範囲は-40°C~85°Cです。

TYPICAL APPLICATION CIRCUIT



Spartanは、Xilinxの商標です。

この資料は、Texas Instruments Incorporated (TI) が英文で記述した資料を、皆様のご理解の一助として頂くために日本テキサス・インスツルメンツ (日本TI) が英文から和文へ翻訳して作成したものです。
資料によっては正規英語版資料の更新に対応していないものがあります。
日本TIによる和文資料は、あくまでもTI正規英語版をご理解頂くための補助的参考資料としてご使用下さい。
製品のご検討およびご採用にあたりましては必ず正規英語版の最新資料をご確認下さい。
TIおよび日本TIは、正規英語版にて更新の情報を提供しているにもかかわらず、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。



静電気放電対策

静電気放電はわずかな性能の低下から完全なデバイスの故障に至るまで、様々な損傷を与えます。すべての集積回路は、適切なESD保護方法を用いて、取扱いと保存を行うようにして下さい。高精度の集積回路は、損傷に対して敏感であり、極めてわずかなパラメータの変化により、デバイスに規定された仕様に適合しなくなる場合があります。

ORDERING INFORMATION

PLASTIC SOT23-6(1) (2) (DBV)	OUTPUT VOLTAGE	MINIMUM ON-TIME	MINIMUM OFF-TIME	MARKING
TPS64200DBVR	Adjustable 1.2 V to V_I	ON time = 1.6 μ s	OFF time = 600 ns	PJAI
TPS64201DBVR	Adjustable 1.2 V to V_I	Variable minimum on time	OFF time = 600 ns	PJBI
TPS64202DBVR	Adjustable 1.2 V to V_I	Variable minimum on time	OFF time = 300 ns	PJCI
TPS64203DBVR	Adjustable 1.2 V to V_I	ON time = 600 ns	OFF time = 600 ns	PJDI

(1) 末尾の記号Rはテープ/リールでの供給を示しており、個数はリール当たり3000個です。
(2) 末尾の記号Tは小型テープ/リールでの供給を示しており、個数はリール当たり250個です。

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

over operating free-air temperature range unless otherwise noted(1)

Supply voltage, V_{IN}	-0.3 V to 7 V
Voltage at \overline{EN} , SW , $ISENSE$	-0.3 V to V_{IN}
Voltage at FB	-0.3 V to 3.3 V
Maximum junction temperature, T_J	150°C
Operating free air temperature, T_A	-40°C to 85°C
Storage temperature, T_{SGT}	-65°C to 150°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	300°C

(1) 絶対最大定格以上のストレスは、製品に恒久的・致命的なダメージを製品に与えることがあります。これはストレスの定格のみについて示してあり、このデータシートの「推奨動作条件」に示された値を越える状態での本製品の機能動作を意味するものではありません。絶対最大定格の状態に長時間置くことは、本製品の信頼性に影響を与えることがあります。

PACKAGE DISSIPATION RATINGS

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ C$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ C$	$T_A = 70^\circ C$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ C$ POWER RATING
SOT23-6	400 mW	4 mW/ $^\circ C$	220 mW	180 mW

(注) 6ピンSOT23パッケージの接合部/周囲間の熱抵抗は250°C/Wです。

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

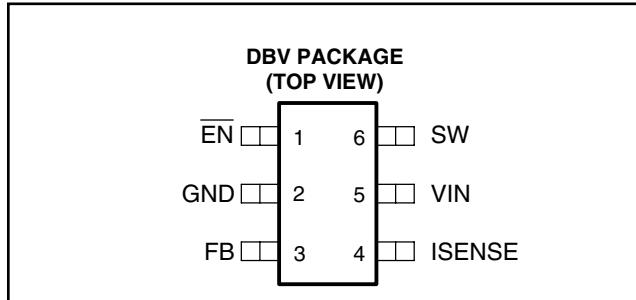
	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage at V_{IN}	1.8	6.5		V
Operating junction temperature	-40	125		°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{IN} = 3.8 \text{ V}$, $V_O = 3.3 \text{ V}$, $EN = V_{IN}$, $T_A = 40^\circ\text{C}$ to 85°C (unless otherwise noted)

SUPPLY CURRENT						
PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	
V_I		Input voltage range	1.8	6.5	V	
$I(Q)$		Operating quiescent current	$I_O = 0 \text{ mA}$	20	35 μA	
$I(SD)$		Shutdown current	$\bar{EN} = V_I$	0.1	1 μA	
OUTPUT/CURRENT LIMIT						
V_O		Adjustable output voltage range	V_{FB}	V_I	V	
V_{FB}		Feedback voltage	1.213		V	
Feedback leakage current			0.01	0.2	μA	
Feedback voltage tolerance			-2	+2	%	
$V_{(SENSE)}$		Reference voltage for current limit	90	105	120 mV	
ISENSE leakage current			0.01	0.2	μA	
Line regulation		Measured with circuit according to Figure 1	0.6		%/V	
Load regulation		Measured with circuit according to Figure 1 $V_I = 3.8 \text{ V}$	0.6		%/A	
η	Efficiency	Measured with circuit according to Figure 1 $V_I = 3.8 \text{ V}$, $V_O = 3.3 \text{ V}$, $I_O = 1000 \text{ mA}$	94%			
		Measured with circuit according to Figure 1 $V_I = 3.8 \text{ V}$, $V_O = 1.2 \text{ V}$, $I_O = 800 \text{ mA}$	80%			
Start-up time		$I_O = 0 \text{ mA}$, Time from active EN to V_O , $C_O = 47 \mu\text{F}$	0.25		ms	
GATE DRIVER (SW-PIN)						
$r_{DS(ON)}$	P-channel MOSFET on-resistance	$V_I \geq 2.5 \text{ V}$	4		Ω	
		$V_I = 1.8 \text{ V}$	6			
$r_{DS(ON)}$	N-channel MOSFET on-resistance	$V_I \geq 2.5 \text{ V}$	4		Ω	
		$V_I = 1.8 \text{ V}$	6			
I_O	Maximum gate drive output current, SW			150	mA	
ENABLE						
V_{IH}	\bar{EN} high level input voltage	Device is off	1.3		V	
V_{IL}	\bar{EN} low level input voltage	Device is operating		0.3	V	
	\bar{EN} trip point hysteresis		115		mV	
I_{lkg}	\bar{EN} input leakage current	$\bar{EN} = \text{GND}$ or V_{IN}	0.01	0.2	μA	
$V_{(UVLO)}$	Undervoltage lockout threshold		1.7		V	
ON TIME and OFF TIME						
t_{on}	Minimum on time	TPS64200, TPS64201, TPS64202	1.36	1.6	1.84	μs
		TPS64203 only	0.56	0.65	0.74	
	Reduced on time 1	TPS64201, TPS64202		0.80		μs
	Reduced on time 2	TPS64201, TPS64202		0.40		μs
	Reduced on time 3	TPS64201, TPS64202		0.20		μs
t_{off}	Minimum off time	TPS64200, TPS64201, TPS64203	0.44	0.55	0.66	μs
		TPS64202 only	0.24	0.3	0.36	

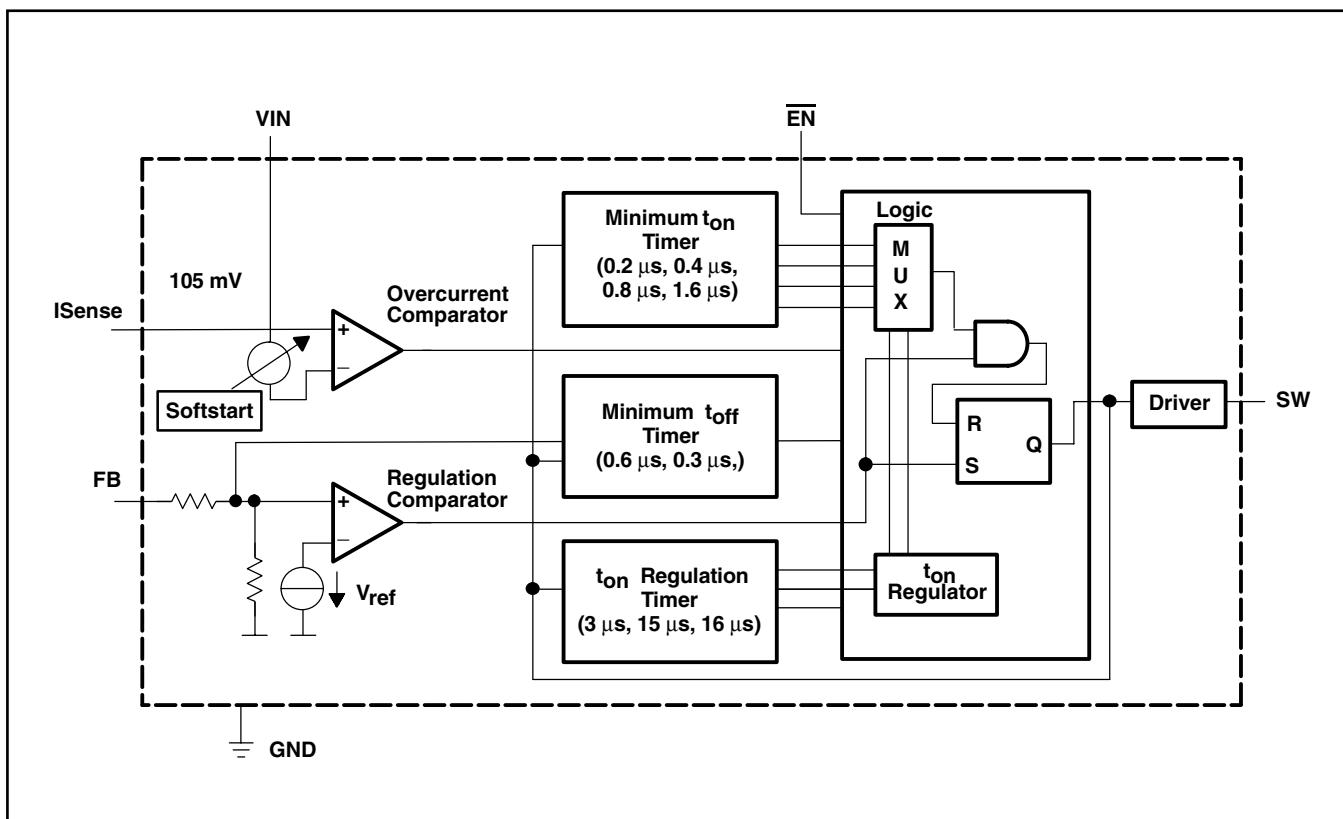
PIN ASSIGNMENTS



端子機能

TERMINAL NAME	NO.	I/O	DESCRIPTION
EN	1	I	イネーブル端子。このピンがロジック“L”レベルの場合コンバータはイネーブル、また、ロジック“H”レベルの場合にはコンバータはシャットダウン・モードになり消費電流は1μAより低くなります。
FB	3	I	フィードバック端子。出力電圧を設定するためこのピンに外付けの分圧器を接続します。
GND	2	I	グランド
SW	6	O	このピンは外付けPチャネルMOSFETのゲートに接続します。
ISENSE	4	I	電流検出入力端子。VINとISENSE間に電流検出抵抗を接続します（オプション）。
VIN	5	I	電源電圧入力端子。

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



代表的特性

特記無き場合、全ての特性図は以下に示される回路をもとに生成されています。3.3V以外の出力電圧では出力の分圧器はそれに応じて変更されます。TPS64203についての特性図は図25に示されているアプリケーション回路を用いた場合のものです。

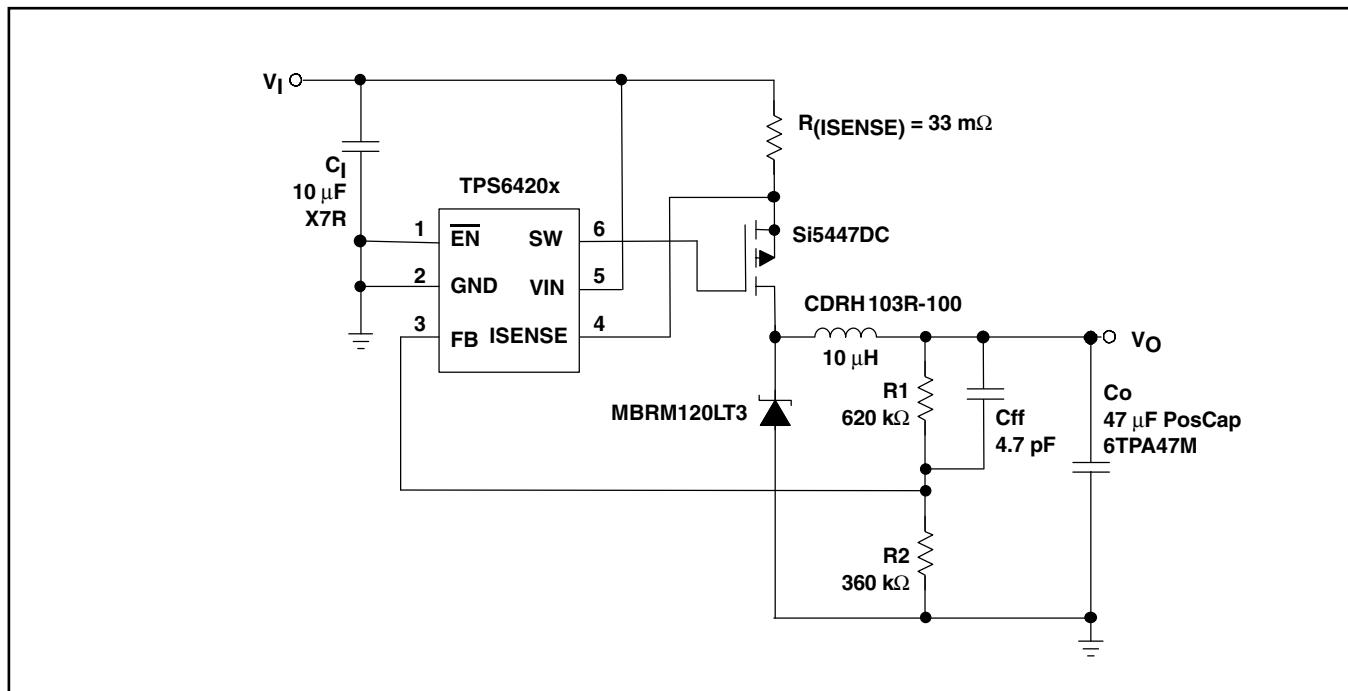


図1. Basic Application Circuit For a 2-A Step-Down Converter

TABLE OF GRAPHS

FIGURE	
2 – 5	Efficiency
6 – 9	Output voltage
10 – 13	Switching frequency
14	Operating quiescent current
15	Output voltage ripple
16	Line transient response
17	Load transient response
18	Start-up timing

TPS64200
EFFICIENCY
vs
LOAD CURRENT

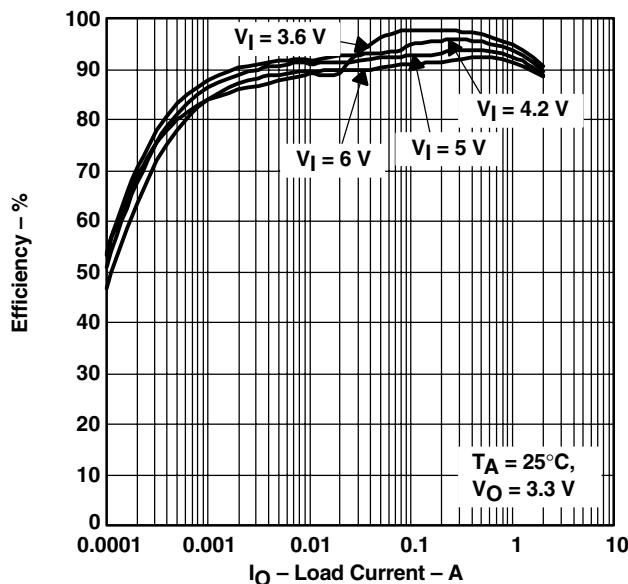


図 2

TPS64201
EFFICIENCY
vs
LOAD CURRENT

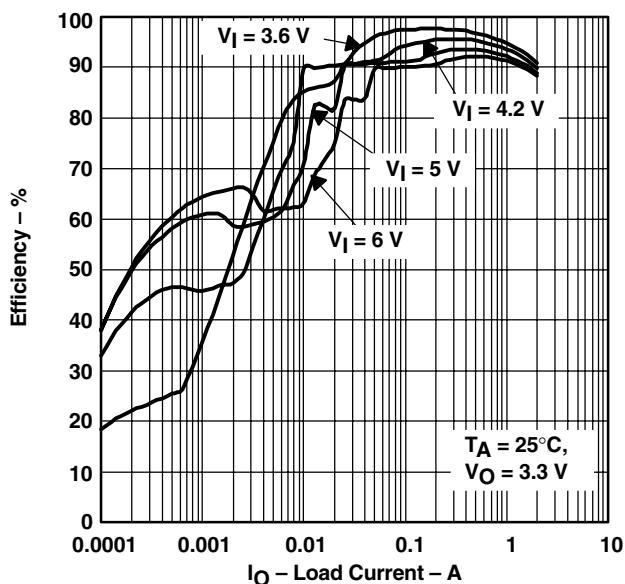


図 3

TPS64202
EFFICIENCY
vs
LOAD CURRENT

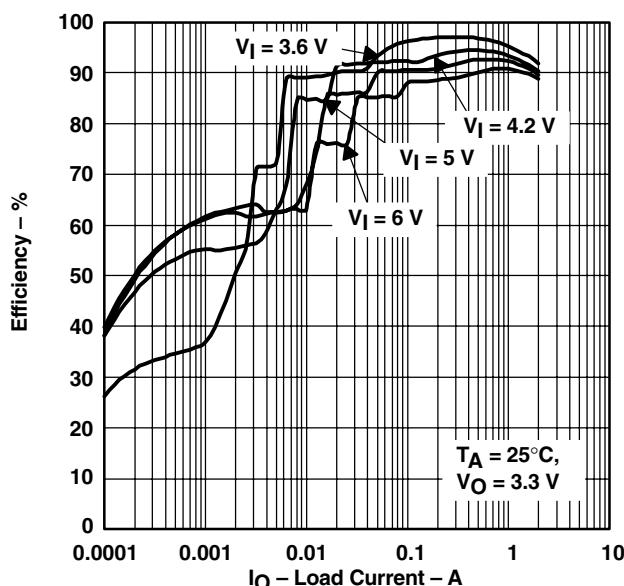


図 4

TPS64203
EFFICIENCY
vs
LOAD CURRENT

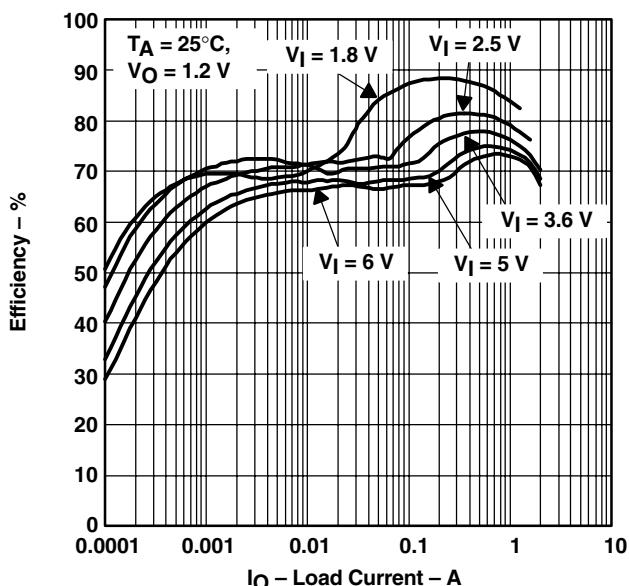


図 5

TPS64200
OUTPUT VOLTAGE
vs
OUTPUT CURRENT

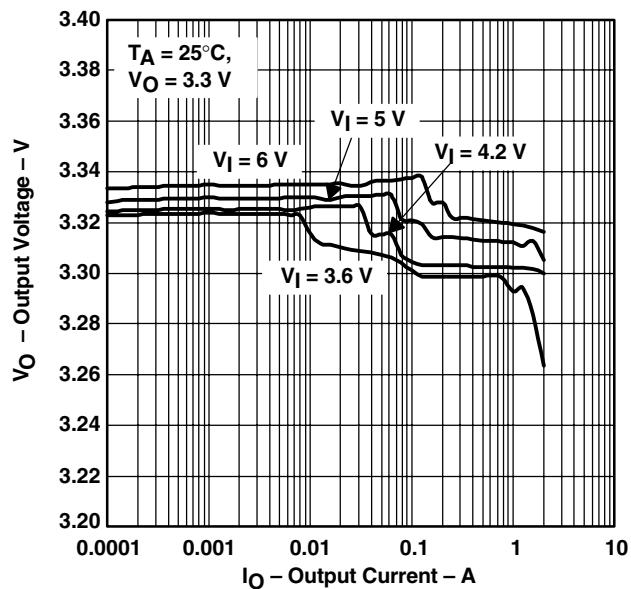


図 6

TPS64201
OUTPUT VOLTAGE
vs
OUTPUT CURRENT

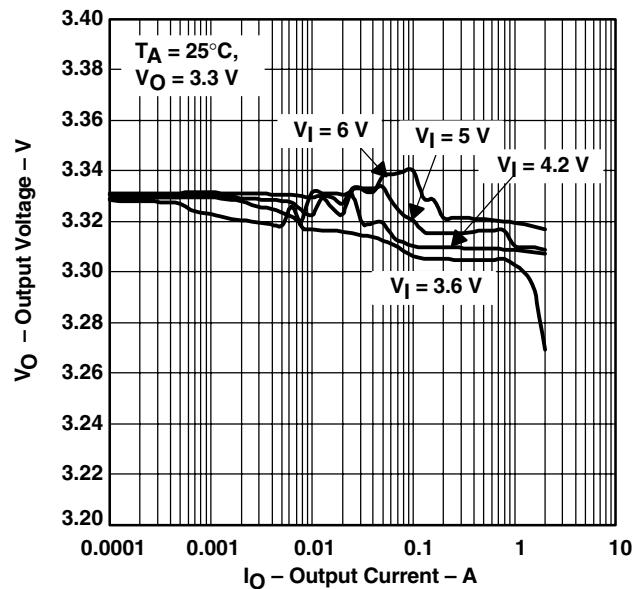


図 7

TPS64202
OUTPUT VOLTAGE
vs
OUTPUT CURRENT

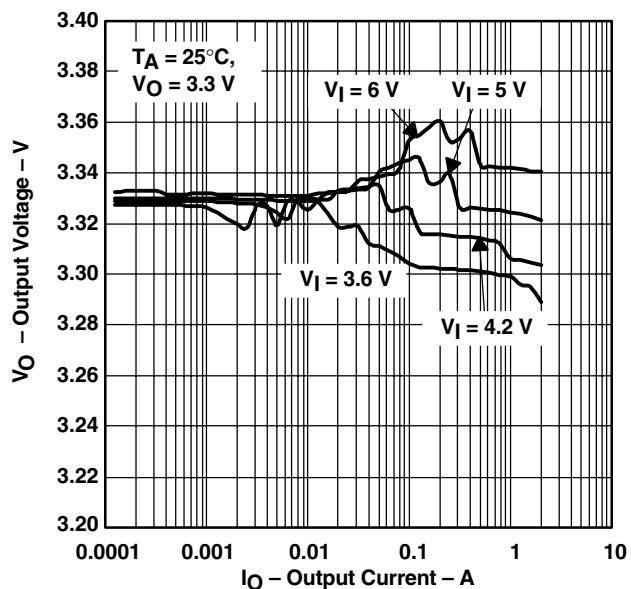


図 8

TPS64203
OUTPUT VOLTAGE
vs
OUTPUT CURRENT

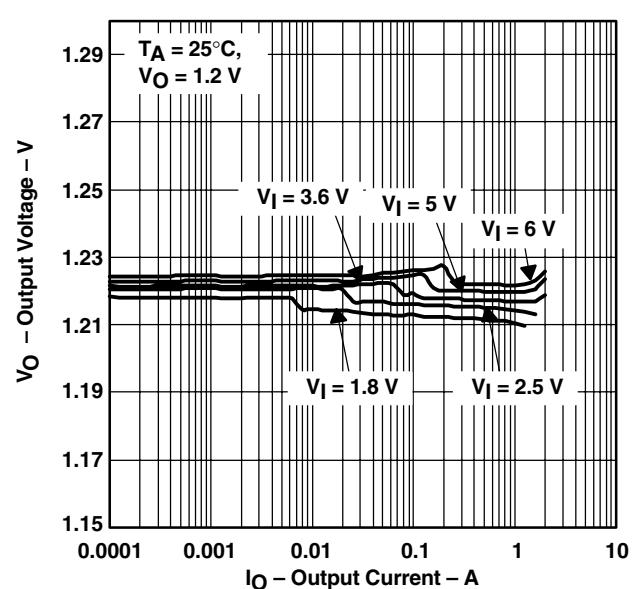


図 9

TPS64200
SWITCHING FREQUENCY
vs
OUTPUT CURRENT

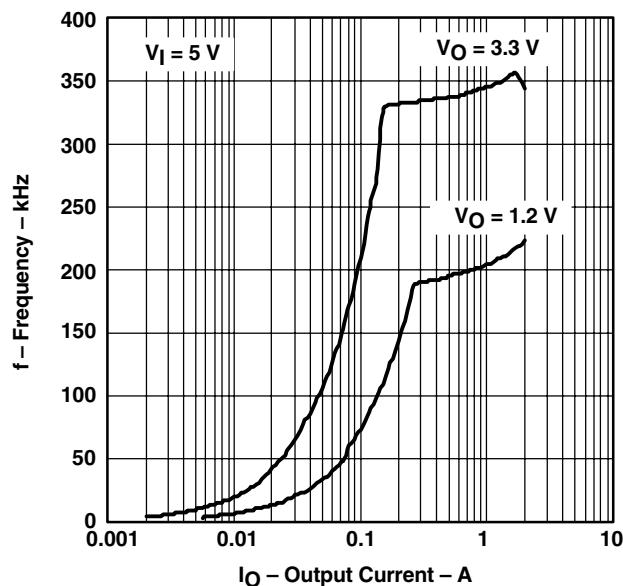


図 10

TPS64201
SWITCHING FREQUENCY
vs
OUTPUT CURRENT

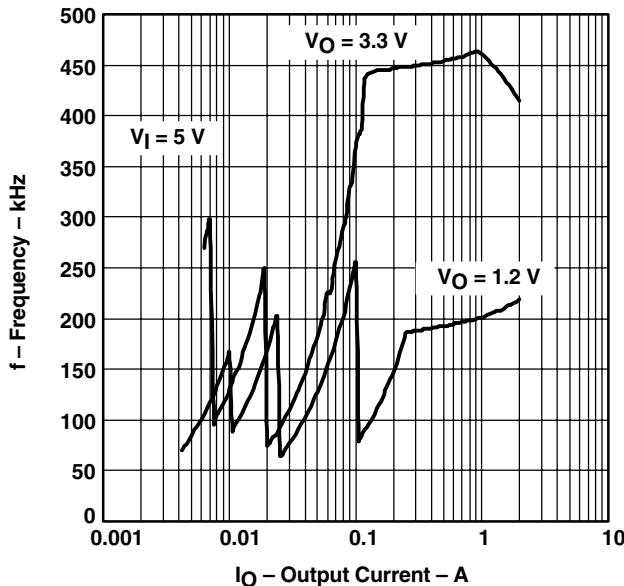


図 11

TPS64202
SWITCHING FREQUENCY
vs
OUTPUT CURRENT

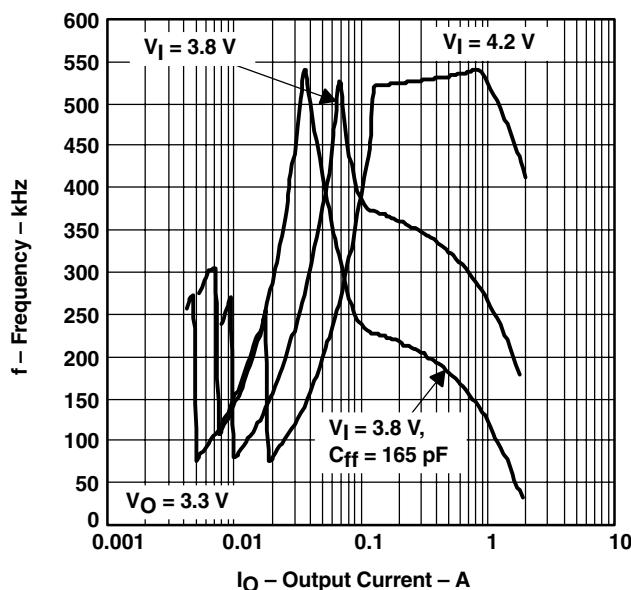


図 12

TPS64203
SWITCHING FREQUENCY
vs
OUTPUT CURRENT

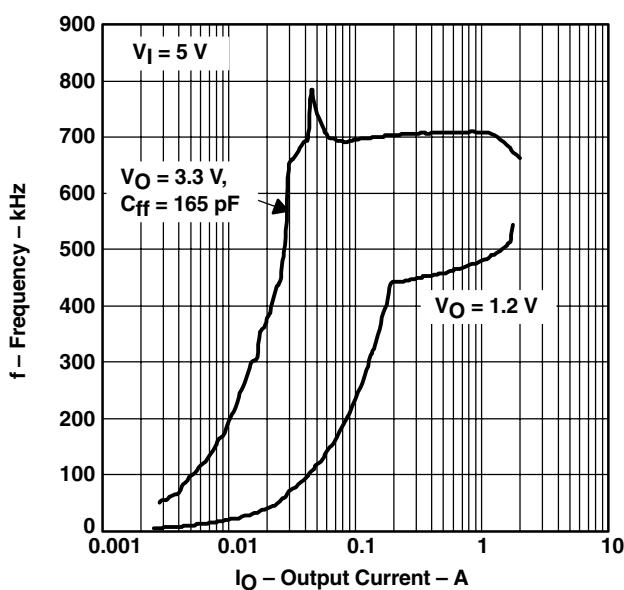


図 13

TPS642000
OPERATING QUIESCENT CURRENT
vs
INPUT VOLTAGE

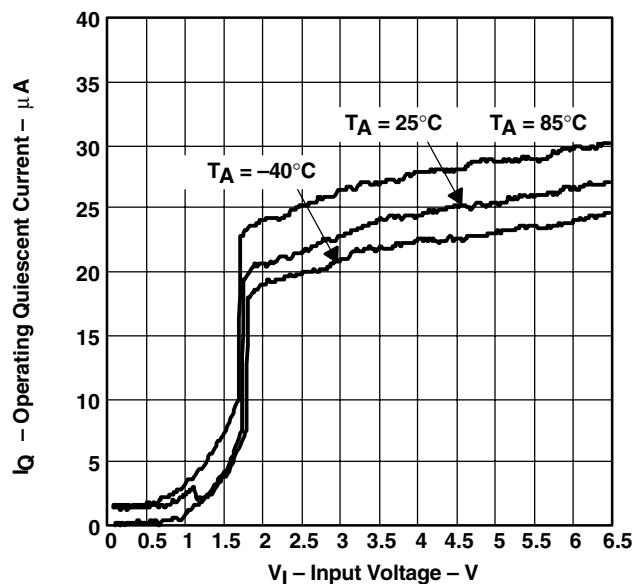


図 14

TPS64200
OUTPUT VOLTAGE RIPPLE

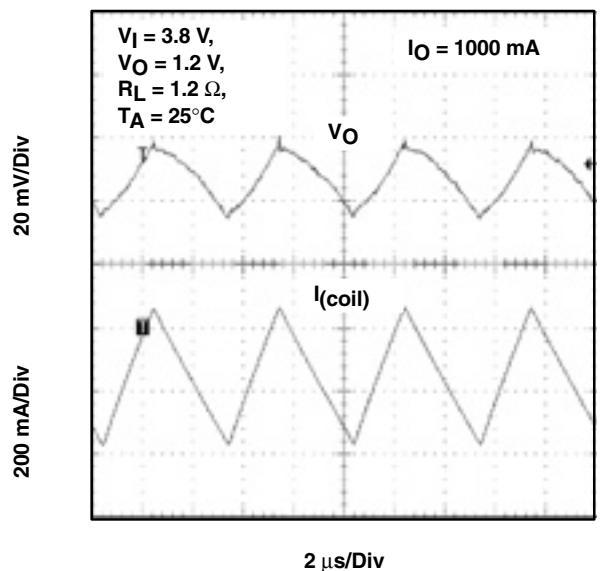


図 15

TPS64200
LINE TRANSIENT RESPONSE

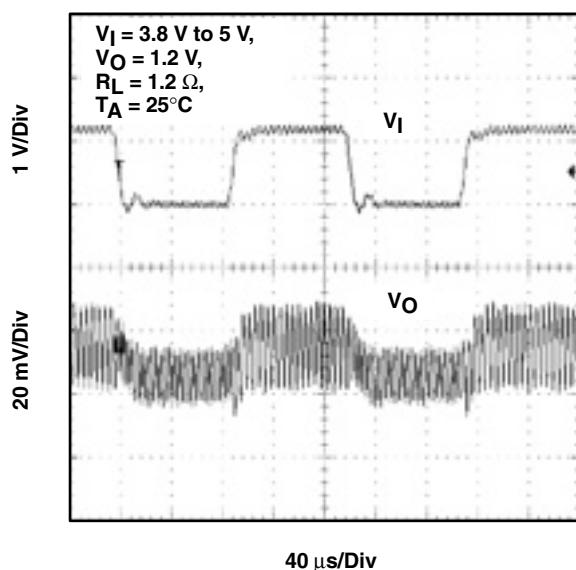


図 16

TPS64203
LOAD TRANSIENT RESPONSE

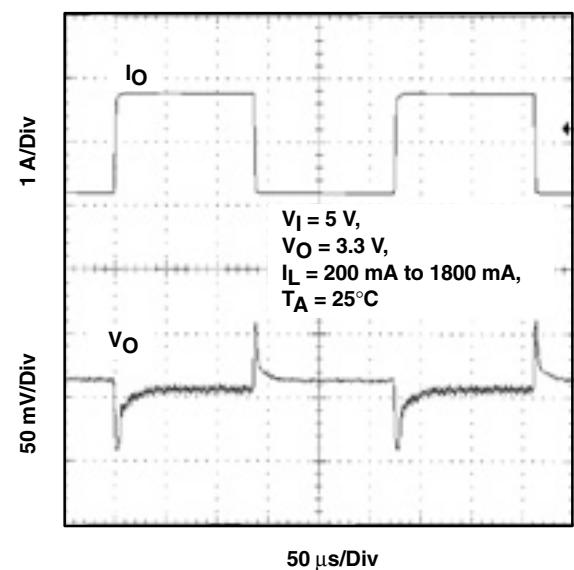
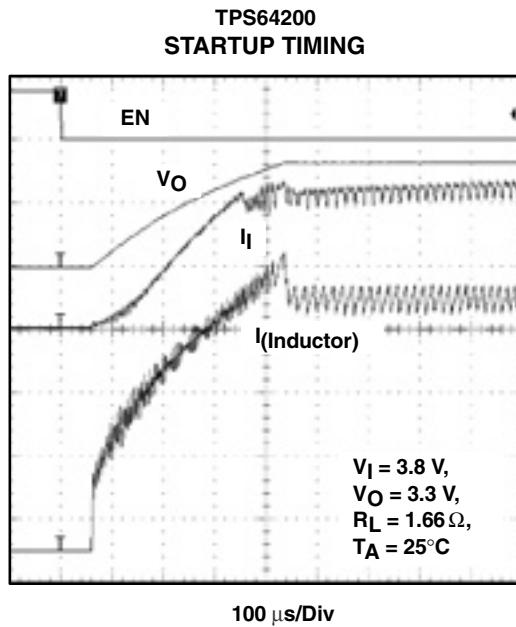


図 17



詳細説明

動作

TPS6420xは最小オン時間/最小オフ時間のコントロールにより動作する非同期式の降圧型コントローラです。外付けのPMOSは出力電圧がその標準値に達するか、または制限電流を越えるまでオンになっています。制限電流を越えると、PMOSはオフに切り換わり、最小オフ時間の間オフのままでです。その後PMOSは再びオンに切り換わります。標準出力電圧に達した時、PMOSはオフに切り換わり、出力電圧がその標準値より低下するまでオフのままでです。

動作モード

低/中程度の出力電流を供給する場合、TPS6420xは不連続モードで動作します。毎スイッチング・サイクルで、インダクタの電流はゼロから始まり、最大値まで上昇し、次に再びゼロまで下降してゆきます。インダクタの電流がゼロになるとすぐに、ダイオードがターン・オフする時のインダクタの残存エネルギーによりインダクタと浮遊容量による共振周波数でリンギングが発生します。不連続モードでのリンギングは普通のことであり、効率には影響を及ぼしません。このリンギングはほとんどエネルギーを含んでおらず、RCスナバ回路で簡単に減衰することができます。より詳細については“アプリケーション”の項を参照してください。

出力電流が大きい場合は、TPS6420xは連続電流モードで動作します。このモードでは、インダクタ電流は1つのスイッチング・サイクル内ではゼロには下がりません。連続モードでの出力電圧はスイッチのデューティ・サイクルに直接的に依存します。

可変最小オン時間 (TPS64201、TPS64202のみ)

デバイスの最小オン時間は $1.6\mu\text{s}$ です。軽負荷時、この時間により、オン時間に出力されたエネルギーが出力電圧を必要以上に上昇させることにより出力電圧が再度低下するまでのオフ時間が長くなってしまうため、スイッチング周波数が可聴領域まで低くなります。可聴領域範囲での低スイッチング周波数を回避するため、TPS64201とTPS64202は $1.6\mu\text{s}$ から 800ns 、 400ns 、 200ns の4段階で内部的に最小オン時間を低減することができます。スイッチング周波数が 50kHz より低い値に低下するとオン時間は1段階低減しスイッチング周波数を上昇させます。このことにより、スイッチング周波数は広い負荷範囲にわたって可聴周波数より高く保持され、また、出力電圧リップルも低く保たれます。

ソフトスタート

TPS6420xは内部に起動時の突入電流を制限するソフトスタート回路をもっています。これにより、バッテリーまたはインピーダンスの高い電力源がTPS6420xの入力に接続された場合、突入電流等により入力電圧に起り得る電圧降下を防ぐことができます。ソフトスタート時、制限電流設定値の25%から100%値まで約 $250\mu\text{s}$ で増加します。

100%デューティ・サイクルの低ドロップアウト動作

TPS6420xは100%デューティ・サイクル・モードによりレギュレーションを維持しながら可能な限りの最小入出力電圧差を実現します。このモードでは、PMOSスイッチは常にオンになっています。このことはバッテリーの全電圧範囲を最大限に活用することで最長の動作時間を実現するバッテリー駆動のアプリケーションで特に有用です。

イネーブル

1.3VのENトリップ電圧以上の入力電圧によりTPS64200はシャットダウン・モードになります。シャットダウン時、パワー・スイッチ、ドライバ、基準電圧、発振器、その他全機能はオフになります。また、消費電流は1μAより低くなります。イネーブル・ピンを“L”レベルにするとTPS64200は“ソフトスタート”的項で述べたソフトスタート動作により起動します。

低電圧ロックアウト

低電圧ロックアウト回路により低入力電圧時のデバイスの誤動作が防止されます。これは動作不定な状態でコンバータが外付けのPMOSをオンにすることを防ぎます。

電流制限

ISENSE入力は外付けPMOSへの制限電流を設定するのに使用されます。V_Iと外付けPMOSのソース間に検出抵抗を接続します。ISENSEピンは外付けPMOSのソースに接続します。最大電流は以下の式で求められます。

$$I_{(\text{cur lim})} = \frac{V_{(\text{ISENSE})}}{R_S} \quad (1)$$

低コスト化のため、制限電流を設定するのに外付けPMOSのr_{DS(on)}も使用することができます。この場合、ISENSEピンは外付けPMOSのドレインに接続します。PMOSの電流はPMOSがオンになった数10ns後にTPS6420xで自動的にサンプリングされます。ISENSEピンは、検出抵抗を使用する場合はPMOSのソースに、使用しない場合はドレインに、何れかに必ず接続しておかなければなりません。そうしなければ、システムの過電流保護やソフトスタートは機能することはできません。r_{DS(on)}が検出抵抗として使用された場合の最大ドレイン電流は以下の式で求められます。

$$I_{(\text{cur lim})} = \frac{V_{(\text{ISENSE})}}{r_{\text{DS(on)}}} \quad (2)$$

短絡保護

外付け部品の温度は管理出来ないため、コントローラでは限られた短絡保護のみが可能です。過負荷状態では、外付けダイオードの電流は最大定格を越える可能性があります。ダイオードを過電流から保護するため、フィードバック・ピンの電圧がその標準値より低い時TPS6420xはオフ時間を増加させます。出力が短絡(フィードバック電圧がゼロ)の場合のオフ時間は約4μsまで増加します。これによりPMOSが再びオンになるまでに外付けダイオードの電流は低下し、そして過電流保護がPMOSを再びオフに切り替えます。オフ時間はフィードバック・ピンの電圧に正比例します。

動作理論

TPS64200の基本的なアプリケーション回路を図1に示します。外付け部品は負荷条件により選択します。選択は電流検出抵抗R_(ISENSE)から始め、出力ダイオード、インダクタL、出力

/入力コンデンサと続きます。インダクタは目的とするリップル電流を含んだ電流値とスイッチング周波数をもとに選択します。出力コンデンサは必要とされる出力リップル及び過渡条件に適合するような十分な大きさのものを選択します。出力コンデンサのESRはコンバータの安定動作のために必要です。従って、標準アプリケーション回路ではある一定量のESRをもった出力コンデンサが必要です。より詳細についてはアプリケーション情報を参照してください。入力コンデンサは所要のRMS入力電流を処理することができなければなりません。

インダクタ電流制限の設定

ISENSEピンは120mV/R_(ISENSE)のスレッシュホールドをもつ内部の電流コンパレータに接続されています。電流コンパレータにはピーク・インダクタ電流を設定します。電流制限は外付けPMOSを保護することが目的であるため、通常動作時はこの制限電流に達してはいけません。必要に応じて制限電流を最大出力電流の約1.3倍またはそれ以上に設定してください。電流設定値にはインダクタのリップル電流により増加分したピーク電流を考慮する必要があります。また、電流制限は起動時のスタートアップ電流がこの制限電流値を越えた場合、起動時間に影響を及ぼす可能性があります。

$$R_{(\text{ISENSE})} \leq \frac{V_{(\text{ISENSE})} \text{ min}}{1.3 \times I_O} \quad (3)$$

I_O — maximum output current in continuous conduction mode

$$V_{(\text{ISENSE})}, \text{ min} = 90 \text{ mV}$$

電流検出抵抗の許容損失は以下の条件に適合しなければなりません。

$$P_{(\text{ISENSE})} \geq \frac{(V_{(\text{ISENSE})} \text{ max})^2}{R_{(\text{ISENSE})}} \quad (4)$$

$$V_{(\text{ISENSE})}, \text{ max} = 120 \text{ mV}$$

出力電圧の設定

TPS6420xの出力電圧は外付けの抵抗デバイダを使って設定することができます。R1とR2の合計抵抗値はフィードバック・ピンのリーク電流による影響を小さくしておくために1MΩを越えてはいけません。

$$V_O = V_{FB} \times \frac{R1 + R2}{R2}$$

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_O}{V_{FB}} \right) - R2 \quad \text{with } V_{FB} = 1.2 \text{ V} \quad (5)$$

アプリケーションによっては、レイアウトによりFBからGNDへの浮遊容量が大き過ぎることがあります。この場合、内部のコンパレータはこのデータシートで定められている最小

オン時間または最小オフ時間で動作するのに十分な速度でスイッチングできないかもしれません。そのようなアプリケーションではコンパレータの速度を上げるために4.7pFから47pF(Typ)の範囲のフィードフォワード・コンデンサ(Cff)をR1に並列に接続します。デバイスが出力無負荷時その最小オン時間でPMOSをオンにするのに十分な大きさのコンデンサ値を選択してください。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサは電力源から流れるピーク電流を低減するために用いられ、コンバータの入力でのスイッチング動作により生じるノイズや電圧リップルを低減します。アプリケーションの最大電源電圧よりも大きな定格電圧の低ESRのタンタル・コンデンサあるいは、できればX5R/X7Rタイプのセラミック・コンデンサを使用してください。連続モードでは、入力コンデンサは以下の式で与えられるRMS電流を処理しなければなりません。

$$I_{Cin(rms)} \approx I_O \sqrt{\frac{V_O}{V_{I, min}}} \quad (6)$$

この計算結果のRMS入力電流条件及び最大電圧リップルに従って入力コンデンサを選択してください。最小値は10μFとします。

$$C_{I, min} = \frac{\frac{1}{2} L \times (\Delta I_L)^2}{V_{(ripple)} \times V_I} \approx \frac{\frac{1}{2} L \times (0.3 \times I_O)^2}{V_{(ripple)} \times V_I} \quad (7)$$

with: $V_{(ripple)}$ – voltage ripple at C_I

ΔI_L – inductor current ripple

最初の近似計算では以下の初期値を用います。

= 10 μH

(ripple) = 150 mV (verify in the application)

インダクタ値の選択

インダクタを選択する際の主なパラメータは電流定格とインダクタンスです。リップル電流は主にインダクタンスにより決定されます。TPS6420xは広範囲のインダクタンス値で動作します。ほとんどのアプリケーションでは4.7μHから47μHの値が使えます。 $R_{(ISENSE)}$ または $r_{DS(on)}$ で設定される制限電流より大きな電流定格をもつインダクタを選択してください。インダクタ設計の最初のステップはTPS64200の動作モードを決めることです。このデバイスは入力電圧と出力電圧の条件によりいずれかに決定される最小オン時間動作または最小オフ時間動作の両方のモードで動作できます。デバイスは以下の条件が適合すれば最小オン時間で動作します。

$$V_I - V_O - I_O \times r_{DS(on)} - R_{RL} \times I_O \geq \frac{t_{off, min} \times (V_O + V_{SCHOTTKY} + R_{RL} \times I_O)}{t_{on, min}} \quad (8)$$

with R_{RL} inductor resistance

$$\text{with } L = \frac{V \times \Delta t}{\Delta I}$$

最小オン時間動作の場合のインダクタンスは、

$$L = \frac{(V_I - V_O - I_O \times r_{DS(on)} - R_{RL} \times I_O) \times t_{on, min}}{\Delta I} \quad (9)$$

最小オフ時間動作の場合のインダクタンスは、

$$L = \frac{(V_O + V_{SCHOTTKY} + R_{RL} \times I_O) \times t_{off, min}}{\Delta I} \quad (10)$$

メーカー	型番	インダクタンス	DC抵抗	飽和電流
TDK	SLF7032T-100M1R4	10 μH ±20%	53 mΩ ±20%	1.4 A
TDK	SLF6025-150MR88	15 μH ±20%	85 mΩ ±20%	0.88 A
Sumida	CDRH6D28-5R0	5 μH	23 mΩ	2.4 A
Sumida	CDRH103R-100	10 μH	45 mΩ	2.4 A
Sumida	CDRH4D28-100	10 μH	95 mΩ	1.0 A
Sumida	CDRH5D18-6R2	6.2 μH	71 mΩ	1.4 A
Coilcraft	DO3316P-472	4.7 μH	18 mΩ	5.4 A
Coilcraft	DT3316P-153	15 μH	60 mΩ	1.8 A
Coilcraft	DT3316P-223	22 μH	84 mΩ	1.5 A
Wurth	744 052 006	6.2 μH	80 mΩ	1.45 A
Wurth	74451115	15 μH	90 mΩ	0.8 A

表1. TPS6420xでテスト済のインダクタ・リスト

型番	メーカー	$r_{DS(on)}$	VDS	ID	パッケージ
Si5447DC	Vishay Siliconix	0.11 Ω at VGS = -2.5 V	-20 V	-3.5 A at 25°C	1206
Si5475DC	Vishay Siliconix	0.041 Ω at VGS = -2.5 V	-12 V	-6.6 A at 25°C	1206
Si2301ADS	Vishay Siliconix	0.19 Ω at VGS = -2.5 V	-20 V	-1.4 A at 25°C	SOT23
Si2323DS	Vishay Siliconix	0.41 Ω at VGS = -2.5 V	-20 V	-4.1 A at 25°C	SOT23
FDG326P	Fairchild	0.17 Ω at VGS = -2.5 V	-20 V	-1.5 A	SC70

表2. “アプリケーション” の項での使用PMOSトランジスタ

外付けPMOSの選択

TPS64200を用いた降圧型コンバータには外付けのPMOSを使用しなければなりません。PMOSの選択基準は、スレッシュホールド電圧、 $r_{DS(on)}$ 、ゲート電荷、電流/電圧定格です。TPS64200は最小電圧1.8Vまで動作できますが、このような低電圧で動作させる場合は外付けPMOSはそれよりもかなり低い $V_{GS(th)}$ でON出来る製品でなければなりません。またPMOSのゲートはTPS64200に印加される全電源電圧を印加されるため、PMOSのゲートはその全電圧で動作することができなければなりません。ドレイン/ソース間の降伏電圧定格はアプリケーションの電源電圧より少なくとも数ボルト大きくあるべきです。インダクタ電流リップルが小さく、連続モードであるとすると、PMOSのRMS電流は以下の式で求められます。

$$I_{PMOS(rms)} \approx I_O \sqrt{D} = I_O \sqrt{\frac{V_O}{V_I}} \quad (11)$$

PMOSで消費される電力は導通損失とスイッチング損失からなります。導通損失はPMOSのRMS電流と与えられた温度での $r_{DS(on)}$ の関数です。導通損失は以下の式で求められます。

$$\begin{aligned} P_{(cond)} &= (I_O \sqrt{D})^2 \times r_{DS(on)} \\ &\times (1 + TC \times [T_J - 25^\circ C]) \approx (I_O \sqrt{D})^2 \\ &\times r_{DS(on)} \end{aligned} \quad (12)$$

with $TC = 0.005/^\circ C$

出力ダイオードの選択

出力ダイオードはPMOSがオフ状態の時導通し、全出力電流が流れます。スイッチング周波数が高い時は高速動作の整流器が求められます。最良の特性を得るためにショットキー・ダイオードを推奨します。ダイオードのピーク電流定格が検出抵抗 $R_{(ISENSE)}$ または $r_{DS(on)}$ で設定されたピーク制限電流よりも大きいことを確認してください。消費電流が増加しないよう逆

方向漏れ電流が小さいショットキー・ダイオードを選択してください。連続モードでのダイオードの平均電流は、インダクタ電流リップルが小さいと仮定すると、以下の式で求められます。

$$I_{(diode)(Avg)} \approx I_O^{(1-D)} = I_O \left(1 - \frac{V_O}{V_I} \right) \quad (13)$$

出力コンデンサの選択

出力コンデンサの容量値は負荷過渡時の最大電圧偏差だけでなく出力電圧リップルの条件にも依存します。正常動作を行うにはTPS6420xにはある一定のESR値が必要です。低ESRのタンタル・コンデンサまたはPosCapがアプリケーションにおいてもっとも効果を発揮します。短いスパイクをフィルタで除去するため $1\mu F$ 以上のセラミック・コンデンサを並列に接続することができます。出力電圧リップル値は出力容量とコンデンサのESR値の両方の関数となります。TPS6420xで使用されるスイッチング周波数では、電圧リップルはESR値によって発生する割合が一般的に90%から95%を占めます。

$$\begin{aligned} \Delta V_{pp} &= \Delta I \times \left[ESR + \left(\frac{1}{8 \times C_O \times f} \right) \right] \\ &\approx 1.1 \Delta I \times ESR \end{aligned} \quad (14)$$

$$ESR, \max \approx \frac{\Delta V_{pp}}{1.1 \times \Delta I} \quad (15)$$

出力容量は一般的に負荷過渡条件の要求とともに増加します。出力電流がゼロからその最大までの負荷ステップでは、出力容量を計算するのに以下の式を用いることができます。

$$C_O = \frac{L \times \Delta I_O^2}{(V_I - V_O) \times \Delta V} \quad (16)$$

型番	メーカー	VR	IF	パッケージ
MBRM120LT3	On Semiconductor	20 V	1 A	DO216AA
MBR0530T1	On Semiconductor	30 V	0.5 A	SOD123
ZHCS2000TA	Zetex	40 V	2 A	SOT23-6
B320	Diodes Inc.	20 V	3 A	SMA

表3. テスト済みダイオード・リスト

型番	メーカー	容量	ESR	定格電圧
6TPB47M (PosCap)	Sanyo	47 μ F	0.1 Ω	6.3 V
T491D476M010AS	Kemet	47 μ F	0.8 Ω	10 V
B45197A	Epcos	47 μ F	0.175 Ω	16 V
B45294-R1107-M40	Epcos	100 μ F	0.045 Ω	6.3 V
594D476X0016C2	Vishay	47 μ F	0.11 Ω	16 V

表4. アプリケーションでの使用コンデンサ

出力電圧リップル

出力電圧リップルの影響で出力電圧はフィードバック・ピンの抵抗デバイスで設定された値よりも大きくなるか、または小さくなります。アプリケーションが最小オン時間で動作している場合、出力電圧はリップル(ピーク間値の半分)が加わります。一方、最小オフ時間で動作しているアプリケーションでは、出力電圧は出力のリップル量分(ピーク間値の半分)小さくなります。

スナバ設計

出力電流が低い場合、TPS6420xは不連続電流モードで動作します。インダクタの電流がゼロに低下した時、インダクタと寄生容量が共振回路を形成し、それにより、各スイッチング・サイクルの終わりでダイオードとPMOSの両方とも導通していない時発振が生じます。この発振はRCスナバ回路により簡単に減衰することができます。スナバ回路設計の最初のステップは正弦波の発振周波数を測定することです。次に、ショット

キー・ダイオードに並列にコンデンサを接続して発振周波数がその初期値の半分に下がる容量を選択します。抵抗は最適な過渡応答となるよう選択します。

$$R = 2\pi f L \quad (17)$$

f – measured resonant frequency
L – inductance used

アプリケーションに適したデバイスの選択

TPS6420x降圧型コントローラは固定のオン時間または固定のオフ時間コントロールのどちらかで動作します。スイッチング周波数が最小オン時間または最小オフ時間により決まるるとすると、このことは主に入出力電圧比により決定されます。アプリケーションに適したデバイスを選択するには以下の表を参照してください。

入出力電圧比	スイッチング周波数の決定方式	高スイッチング周波数用デバイス案	低スイッチング周波数用デバイス案
$V_I >> V_O$ (例、 $V_I = 5$ V $V_O = 1.5$ V)	最小オン時間	TPS64203	TPS64200, TPS64201
$V_I \approx V_O$ (例、 $V_I = 3.8$ V $V_O = 3.3$ V)	最小オフ時間	TPS64202	TPS64200, TPS64201

アプリケーション情報

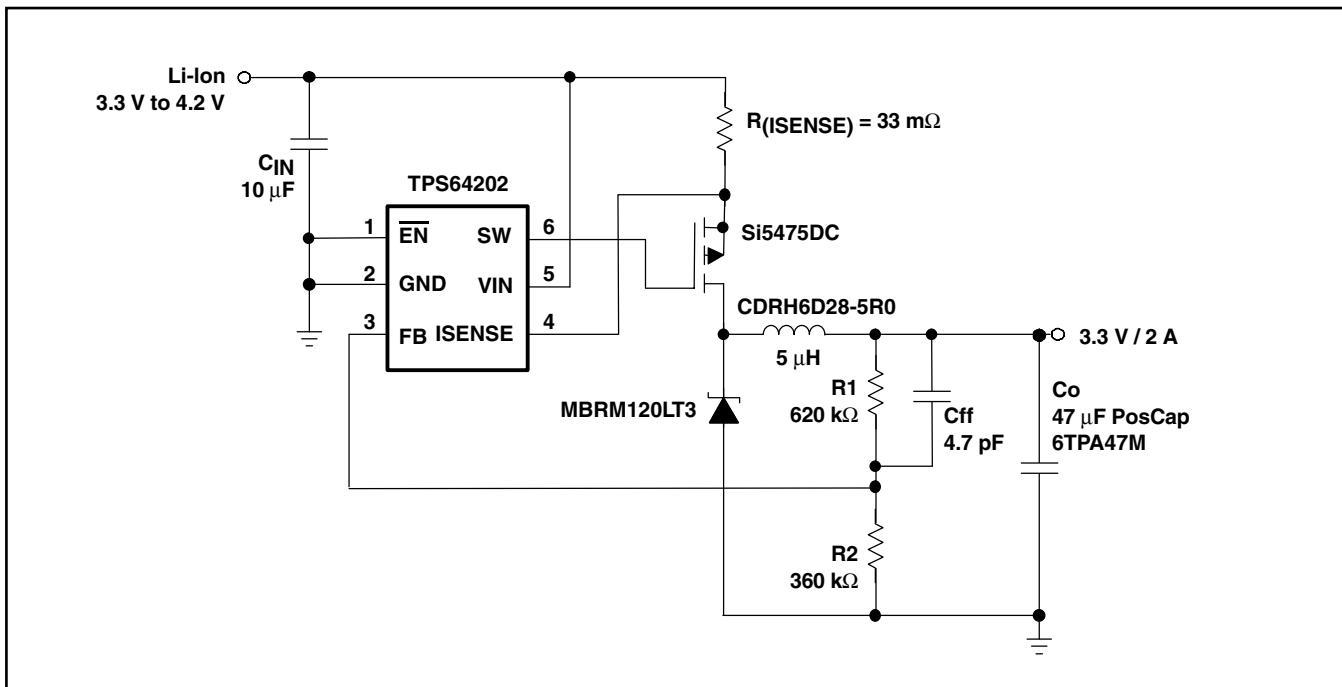


図19. Application For a Li-Ion to 3.3-V / 2-A Conversion

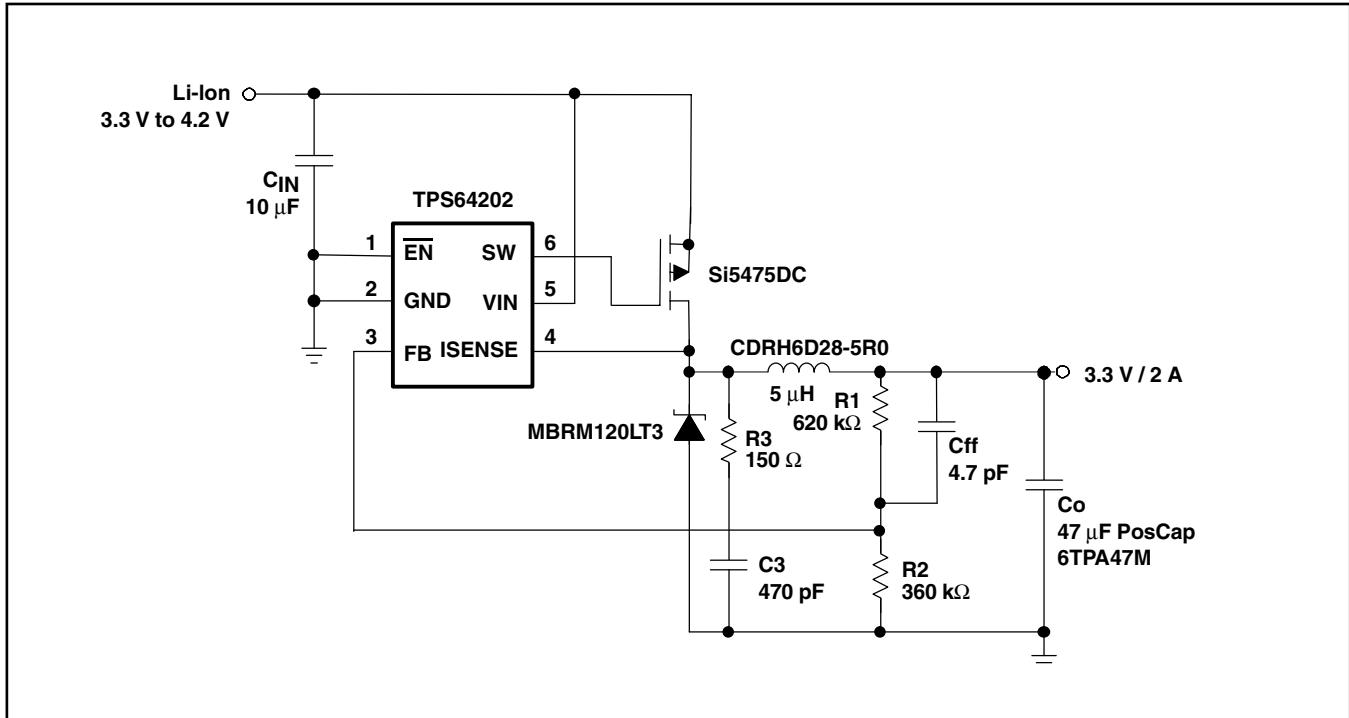


図20. Application For a Li-Ion to 3.3-V / 2-A Conversion Using $r_{DS(on)}$ Sense and RC Snubber Network For the Schottky Diode

入出力電圧差が小さいため当アプリケーションではTPS64202を使用し、スイッチング周波数は最小オフ時間により決まります。最小オフ時間が300nsのTPS64202はTPS6420xファミリーの他のデバイスに比較して高いスイッチング周波数が実現します。

3.3V/500mA出力の生成にリチウム・イオン・セル(3.3V~4.2V)を使用したアプリケーションの設計例

1. 電流制限用の検出抵抗を計算します。

$$R_{(ISENSE)} \leq \frac{V_{(ISENSE)} \text{ min}}{1.3 \times I_O} = \frac{90 \text{ mV}}{1.3 \times 0.5 \text{ A}} = 138 \text{ m}\Omega \quad (18)$$

直近で小さい標準値 $R_{(ISENSE)} = 120\text{m}\Omega$ を選択します。インダクタがステップ5で決まった後に選定したインダクタでのリップル電流を検証してください。

PMOSの $r_{DS(on)}$ がインダクタ電流の検出に使用される場合は、当アプリケーションでは138mΩより小さな $r_{DS(on)}$ のPMOSを使用しなければなりません。

2. $V_O = 3.3\text{V}$, $V_{FB} = 1.21\text{V}$ を用いて出力電圧の分圧器用抵抗を計算します。

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_O}{V_{FB}} \right) - R2 = 1.72 \times R2 \quad (19)$$

$R2 = 360\text{k}\Omega$ を選択すると、 $R1 = 619\text{k}\Omega$ となります。直近の標準値 $R1 = 620\text{k}\Omega$ を選択します。

3. 外付けPMOSを選択します。

リチウム・イオンから3.3Vへの変換の場合、最小入力電圧は3.3Vです。従って、コンバータは100%のモード(デューティ・

サイクル = 1)で動作し、最大PMOS電流は出力電流に等しくなります。

$$I_{(\text{PMOS})} = I_O = 0.5 \text{ A} \quad (20)$$

外付け検出抵抗を使用する場合、Si2301ADSが条件に適合するため当アプリケーションではこれを選択します。そうでなければ、 $r_{DS(on)}$ の小さなPMOSを選択しなければなりません。

以下の式を用いてPMOSの最大消費電力を確認してください。

$$P_{(\text{cond})} = (I_O)^2 \times r_{DS(on)} = (0.5 \text{ A})^2 \times 0.19 \Omega = 48 \text{ mW} \quad (21)$$

4. 外付けダイオードを選択します。

ショットキー・ダイオードの電流の最大時は入力電圧が大きい時です(リチウム・イオン・セルでは4.2V)。

$$I_{(\text{diode})(\text{Avg})} \approx I_O \left(1 - \frac{V_O}{V_I} \right) = I_O \left(1 - \frac{3.3 \text{ V}}{4.2 \text{ V}} \right) = 0.11 \text{ A} \quad (22)$$

MBR0530T1が電圧/電流条件に適合するためこれを選択します。順方向電圧は約0.3Vです。必要以上に大きなショットキー・ダイオードは一般的に漏れ電流と容量も大きいため効率を低下させるので使用しないでください。

5. インダクタ値を計算します。

出力電圧が入力電圧にほぼ等しい場合、スイッチング周波数は最小オフ時間により決まります。従って、スイッチ

周波数が最大となるようにTPS64202を使用します。当アプリケーションでは0.3×I_Oのインダクタ・リップル電流を許容値と設定します。インダクタの直列抵抗は100mΩとします。

最小オフ時間の場合、インダクタ値は以下の式で求められます。

$$L = \frac{(V_O + V_{(SCHOTTKY)} + R_{RL} \times I_O) \times t_{off, min}}{\Delta I}$$

$$= \frac{(3.3 V + 0.3 V + 0.05 V) \times 0.3 \mu s}{0.3 \times 0.5 A} = 7.3 \mu H \quad (23)$$

インダクタのリップル電流を小さくする為、直近で大きい入手可能なインダクタとしてL = 10μHを選択します。この場合のインダクタのリップル電流は110mA(ピーク間)となります。

$$\Delta I = \frac{(V_O + V_{(SCHOTTKY)} + R_{RL} \times I_O) \times t_{off, min}}{L}$$

$$= 110 mA \quad (24)$$

インダクタの電流定格は以下のようになります。

$$I_{inductor} > I_O + \frac{\Delta I}{2} = 555 mA \quad (25)$$

6. 入出力コンデンサを選択します。

出力コンデンサは出力電圧リップルが20mVppより小さくなるよう選択します。

$$ESR, max \approx \frac{\Delta V_{pp}}{1.1 \times \Delta I} = \frac{0.02 V}{1.1 \times 0.11 A} = 165 m\Omega \quad (26)$$

リップル条件に適合するようESRが100mΩで47μFのPosCapを選択します。

入力コンデンサはその最小値10μFを選択します。

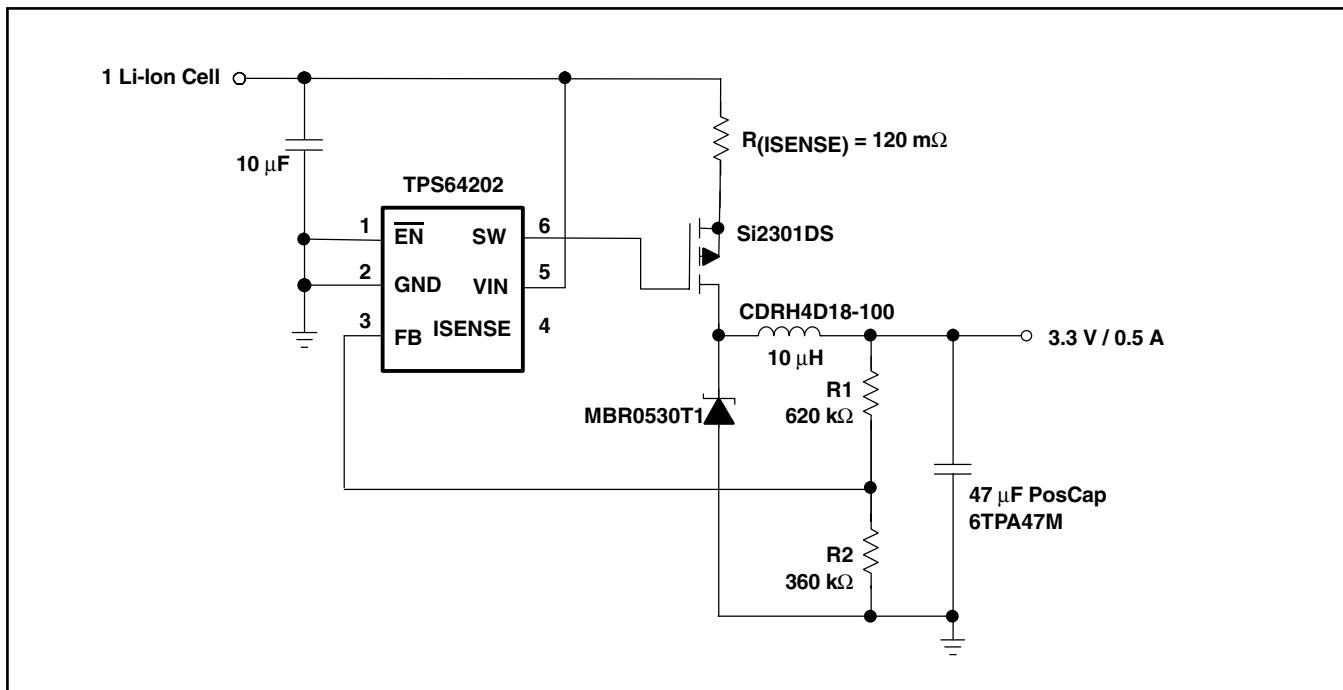


図21. Application Circuit

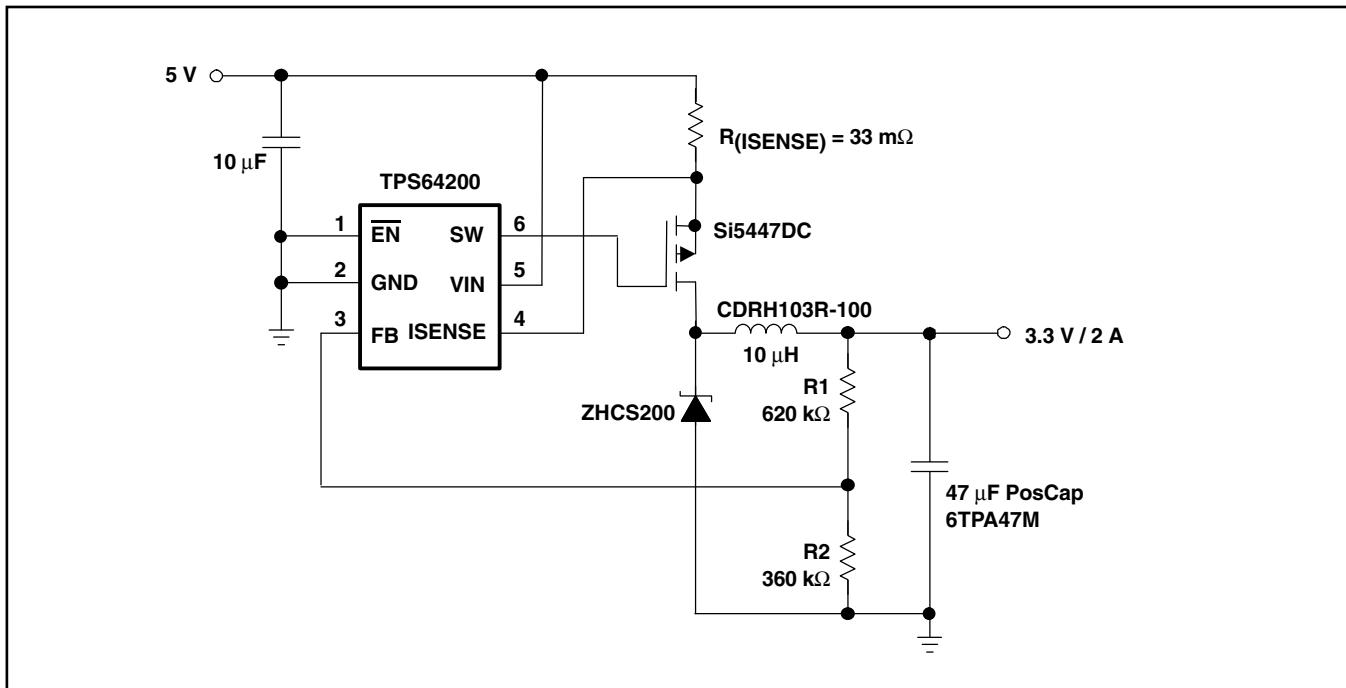


図22. Application For a 5-V to 3.3-V / 2-A Conversion

TPS64200使用のインバータ

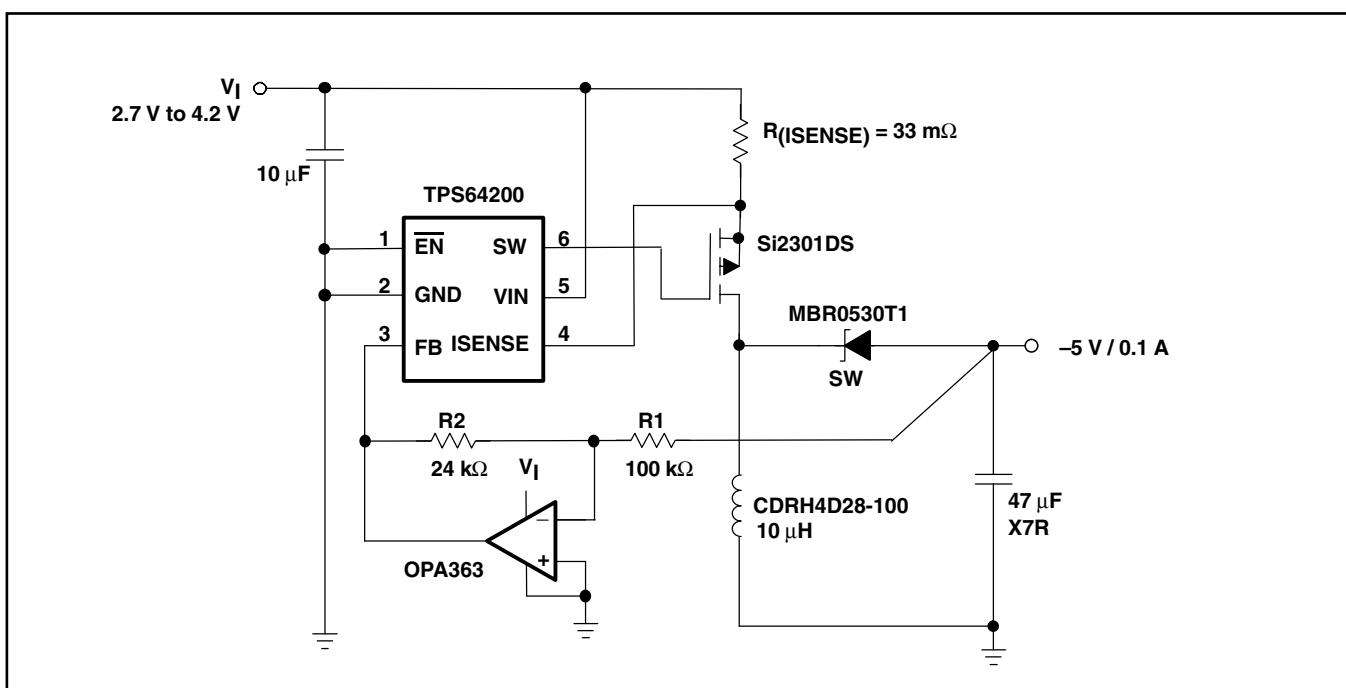


図23. Application For an Inverter Using TPS64200

TPS6042xはインバータに使用することができます。当アプリケーションにはオペアンプを1つだけ追加することが必要です。PMOSがオンに切り換わった時、インダクタの電流は R_s で設定されたその最大値まで上昇します。次にPMOSはオフに切り換わり、インダクタに貯えられていたエネルギーが出力に移動します。出力電圧及び最大出力電流は以下の式を用いて計算することができます。

$$V_O = \frac{R_1}{R_2} \times V_{FB}$$

$$I_O \max \approx 0.8 \times \frac{V_I}{-V_O} \times \frac{V_{(ISENSE)}}{2R_{(ISENSE)}} \quad (27)$$

OLED電源

TPS6420xはOLED電源用にTPS61045昇圧型コンバータと組み合わせることができます。

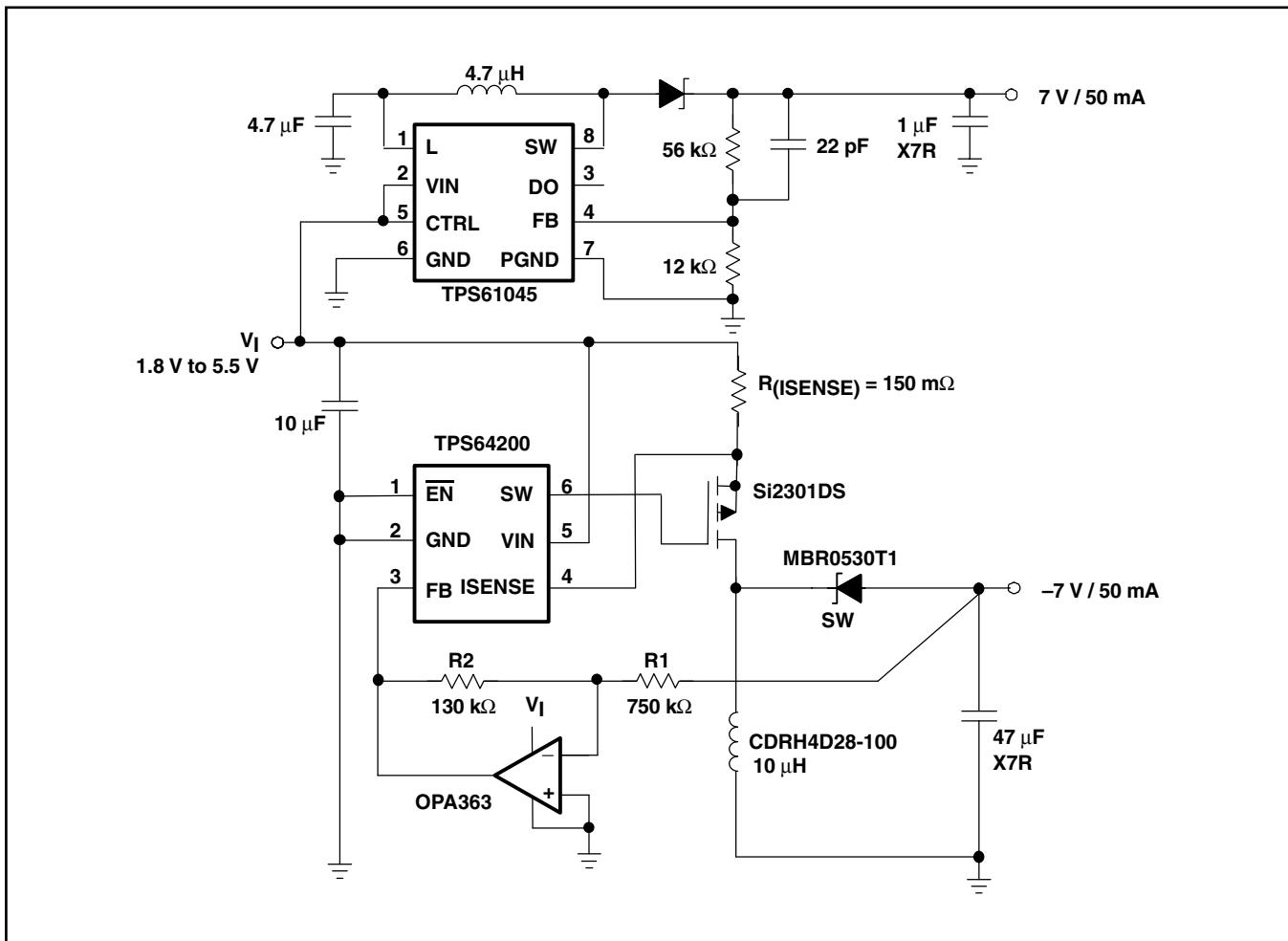


図24. Application For a OLED Power Supply

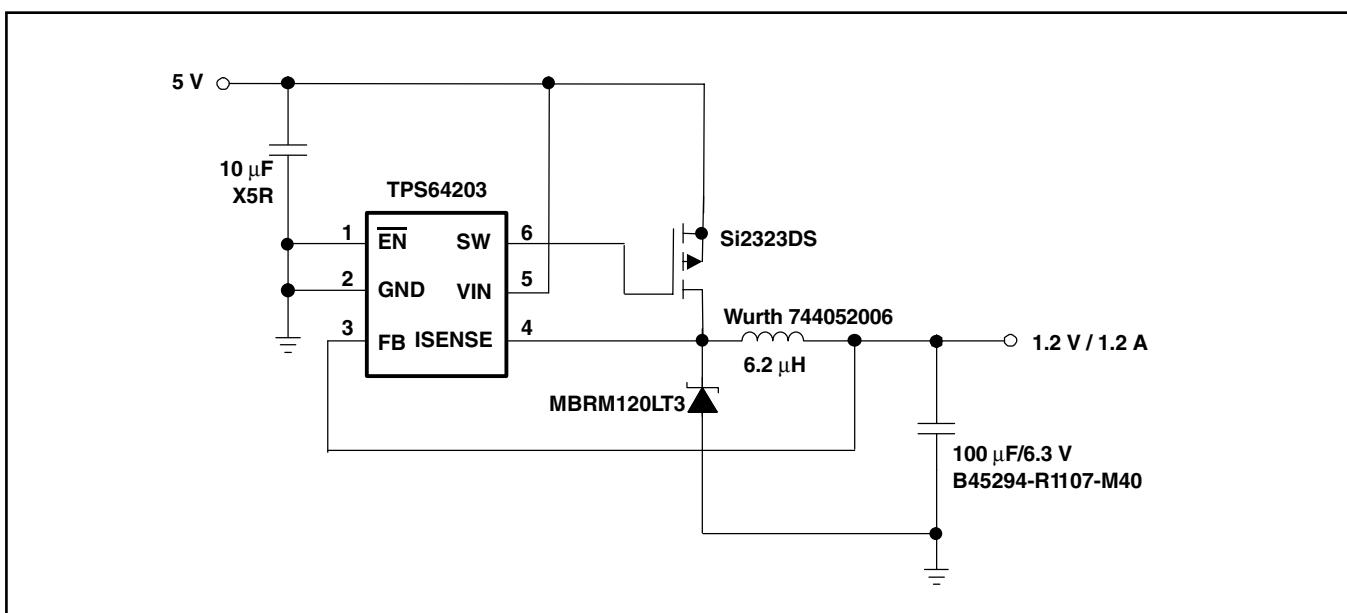


図25. Application For a 5-V to 1.2-V / 1.2-A Conversion

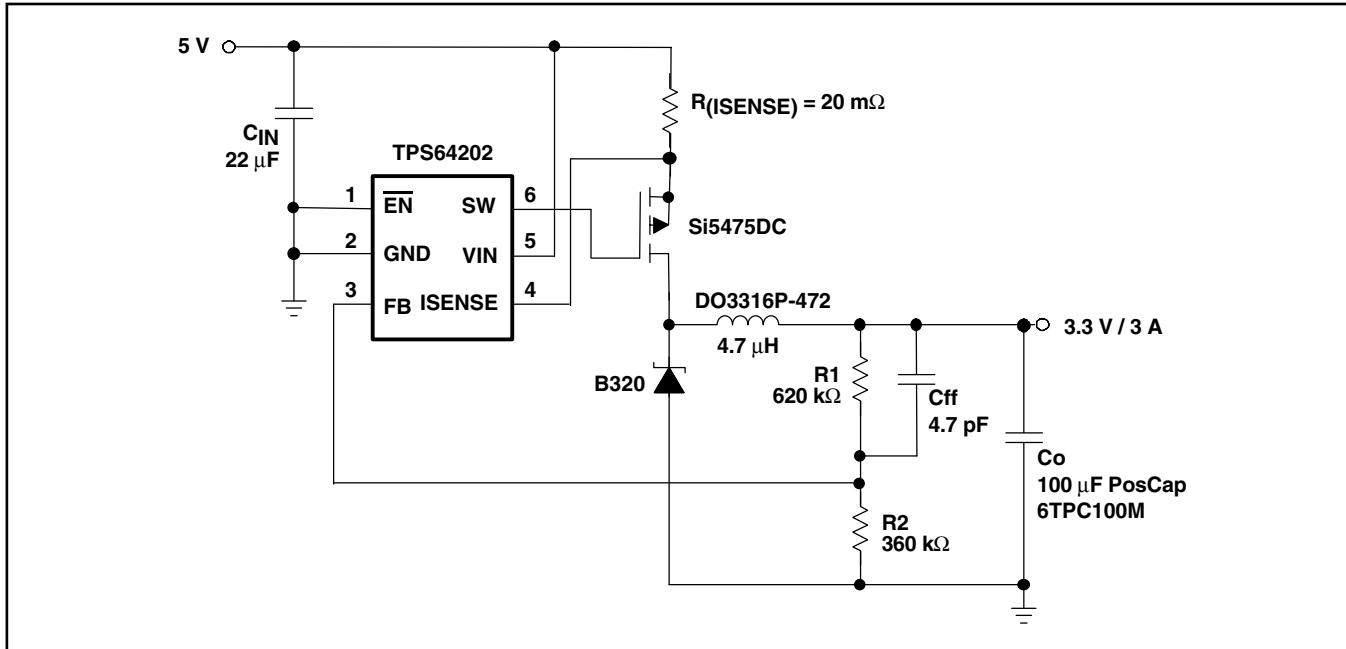


図26. Application For a 5-V to 3.3-V / 3-A Conversion

セラミック出力コンデンサ

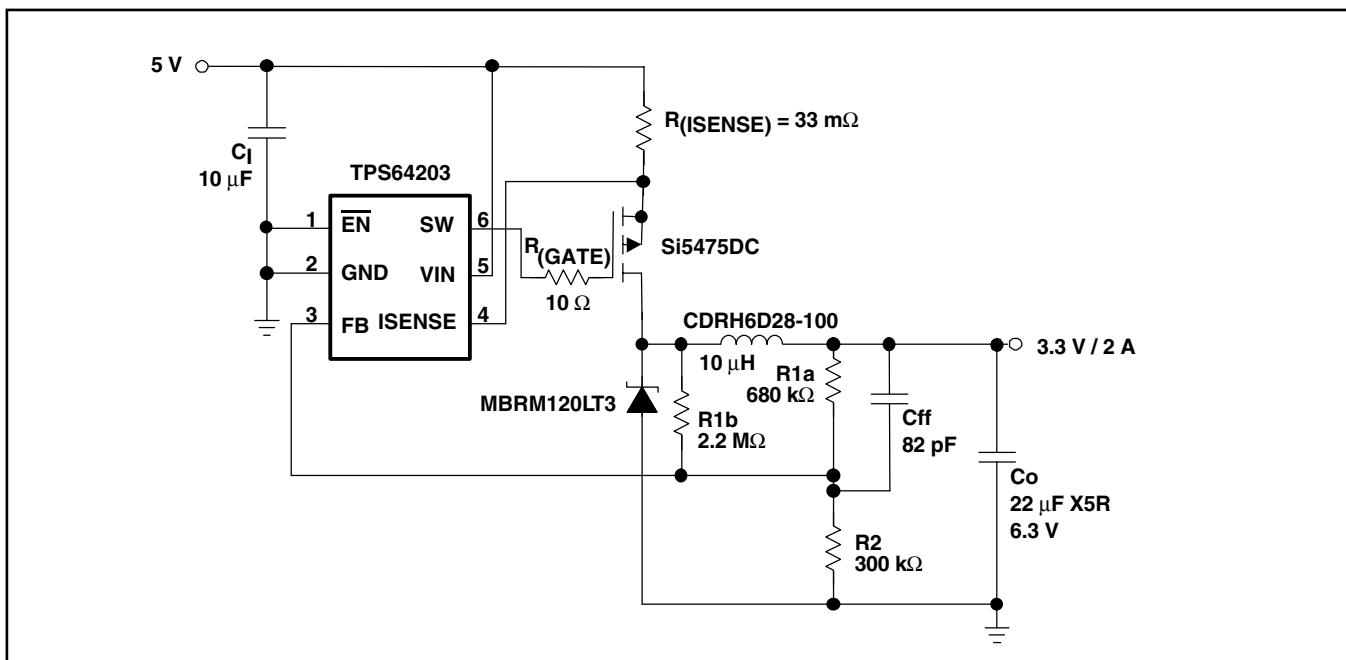


図27. Application Using a Ceramic Output Capacitor

TPS6420xのコントロール方式では、安定動作のため数十ミリ・オームのESRをもつ出力コンデンサを必要としますので通常はタンタル・コンデンサが推奨されます。しかし上記のアプリケーション回路によりセラミック・コンデンサも使用可能となります。抵抗R1bはフィードバック・ループに追加の制御信号を加えるために用いており、FBピンにつながっています。この回路はR1bがR1aの2~4倍の抵抗値の時もっとも効果を発揮します。R1bの抵抗値がR1aに比べて小さ過ぎると、出力電圧の負荷変動は大きくなりますが安定性は最善となります。この回路の利点は出力電圧リップルが極めて小さいことと小型化です。図に示されているゲート抵抗はすべてのアプリケーションで使用することができます。これはコンバータのスイッチング・ノイ

ズを最小限に抑えるため、安定性が増し、出力電圧リップルが小さくなります。しかしながら、立上がり/立下り時間、及びそれに付随する損失が大きくなるため効率が少し低下します。

$$R1 = \frac{1}{\frac{1}{R1a} + \frac{1}{R1b}} \quad R1b = \frac{1}{\frac{1}{R1} - \frac{1}{R1a}} \quad (28)$$

R1b = 4R1aの場合以下の式を用いてR1を計算します。

$$R1a = \frac{5}{4} R1 \quad (29)$$

PACKAGING INFORMATION

Orderable Device	Status ⁽¹⁾	Package Type	Package Drawing	Pins	Package Qty	Eco Plan ⁽²⁾	Lead/Ball Finish	MSL Peak Temp ⁽³⁾
TPS64200DBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64200DBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64200DBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64200DBVTG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64201DBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64201DBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64201DBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64202DBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64202DBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64202DBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64202DBVTG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64203DBVR	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64203DBVRG4	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	3000	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM
TPS64203DBVT	ACTIVE	SOT-23	DBV	6	250	Green (RoHS & no Sb/Br)	CU NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM

(1) The marketing status values are defined as follows:

ACTIVE: Product device recommended for new designs.

LIFEBUY: TI has announced that the device will be discontinued, and a lifetime-buy period is in effect.

NRND: Not recommended for new designs. Device is in production to support existing customers, but TI does not recommend using this part in a new design.

PREVIEW: Device has been announced but is not in production. Samples may or may not be available.

OBsolete: TI has discontinued the production of the device.

(2) Eco Plan - The planned eco-friendly classification: Pb-Free (RoHS) or Green (RoHS & no Sb/Br) - please check <http://www.ti.com/productcontent> for the latest availability information and additional product content details.

TBD: The Pb-Free/Green conversion plan has not been defined.

Pb-Free (RoHS): TI's terms "Lead-Free" or "Pb-Free" mean semiconductor products that are compatible with the current RoHS requirements for all 6 substances, including the requirement that lead not exceed 0.1% by weight in homogeneous materials. Where designed to be soldered at high temperatures, TI Pb-Free products are suitable for use in specified lead-free processes.

Green (RoHS & no Sb/Br): TI defines "Green" to mean Pb-Free (RoHS compatible), and free of Bromine (Br) and Antimony (Sb) based flame retardants (Br or Sb do not exceed 0.1% by weight in homogeneous material)

(3) MSL, Peak Temp. -- The Moisture Sensitivity Level rating according to the JEDEC industry standard classifications, and peak solder temperature.

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.

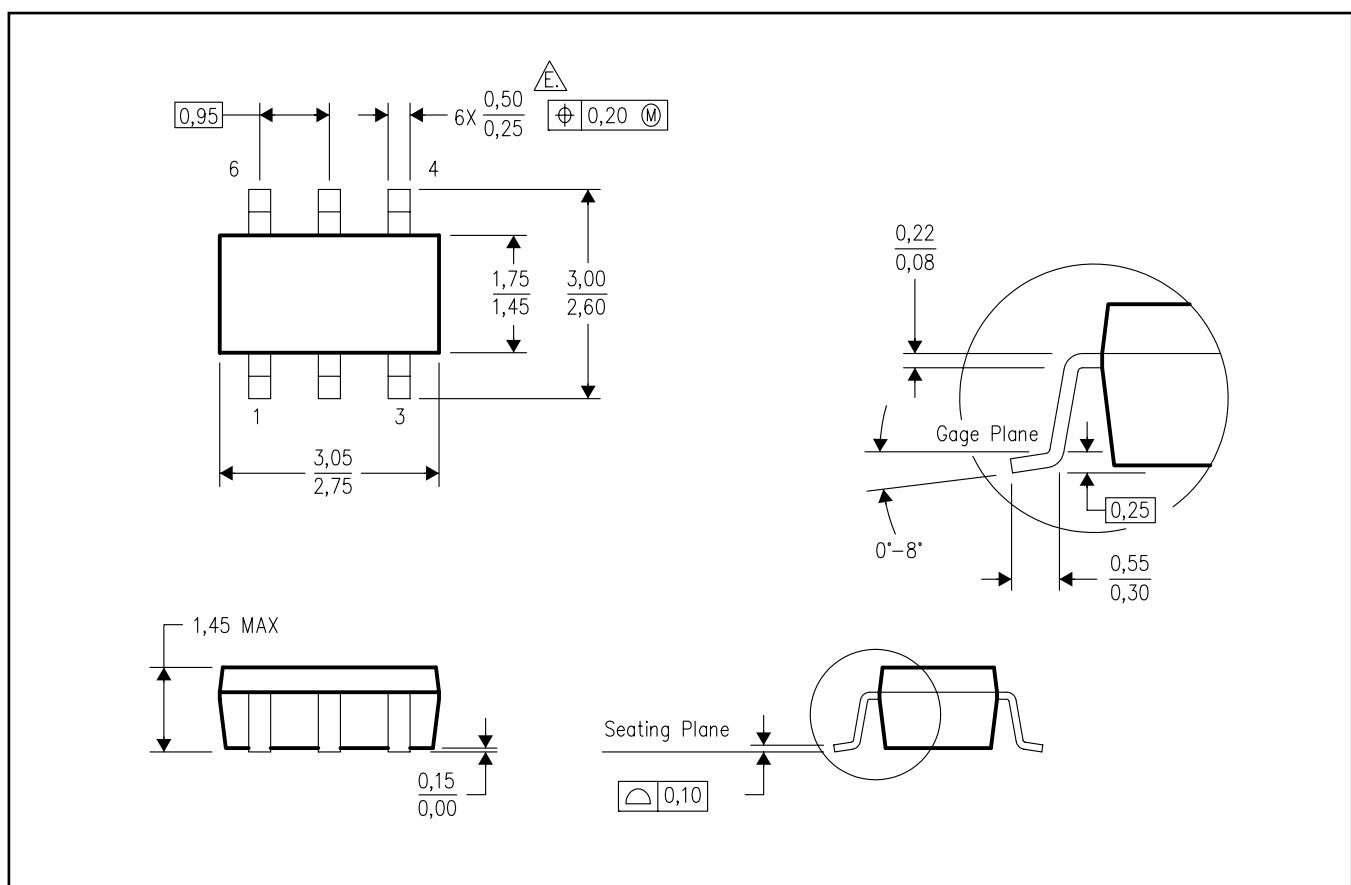
In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

メカニカル・データ

DBV (R-PDSO-G6)

20 PIN SHOWN

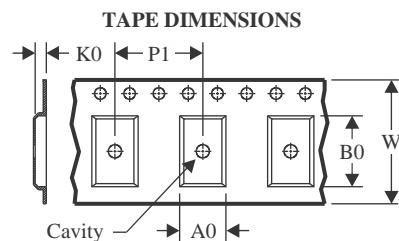
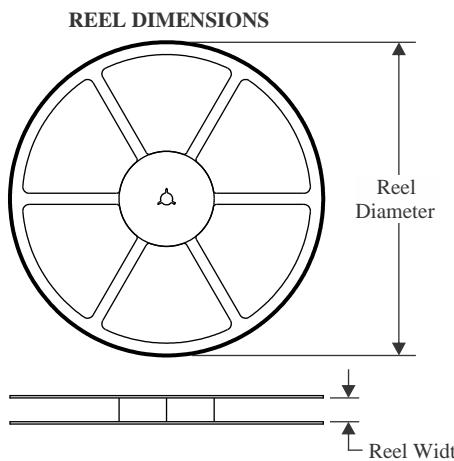
PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



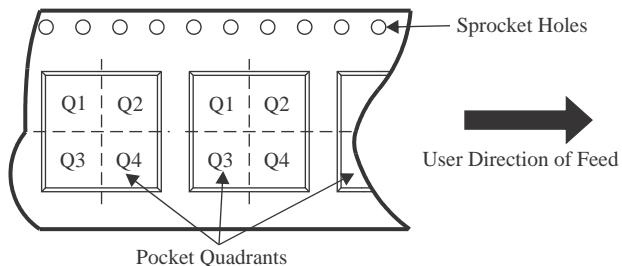
注：

- A. 全ての線寸法の単位はミリメートルです。
- B. 図は予告なく変更することがあります。
- C. ボディ寸法はモールド突起部を含みません。
- D. リード1, 2, 3の幅はパッケージ方向でそれぞれ対応するリード4, 5, 6より広いことがあります。
- E. 最小リード幅を除きJEDEC MO-178改AB(5ピン)に準拠します。

(SLVS485)

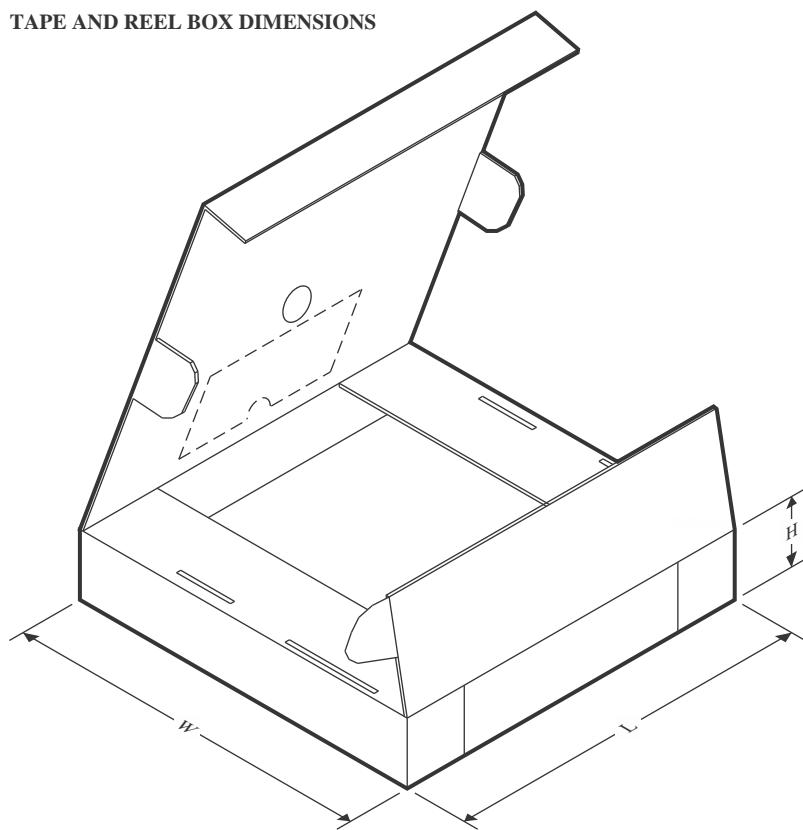
TAPE AND REEL INFORMATION


A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

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
TPS64200DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64200DBVRG4	SOT-23	DBV	6	3000	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64200DBVT	SOT-23	DBV	6	250	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64201DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64201DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	179.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
TPS64201DBVT	SOT-23	DBV	6	250	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64201DBVT	SOT-23	DBV	6	250	179.0	8.4	3.2	3.2	1.4	4.0	8.0	Q3
TPS64202DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64202DBVT	SOT-23	DBV	6	250	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64203DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64203DBVRG4	SOT-23	DBV	6	3000	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3
TPS64203DBVT	SOT-23	DBV	6	250	178.0	9.0	3.23	3.17	1.37	4.0	8.0	Q3

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
TPS64200DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	180.0	18.0
TPS64200DBVRG4	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	180.0	18.0
TPS64200DBVT	SOT-23	DBV	6	250	180.0	180.0	18.0
TPS64201DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	180.0	18.0
TPS64201DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	200.0	183.0	25.0
TPS64201DBVT	SOT-23	DBV	6	250	180.0	180.0	18.0
TPS64201DBVT	SOT-23	DBV	6	250	200.0	183.0	25.0
TPS64202DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	180.0	18.0
TPS64202DBVT	SOT-23	DBV	6	250	180.0	180.0	18.0
TPS64203DBVR	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	180.0	18.0
TPS64203DBVRG4	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	180.0	18.0
TPS64203DBVT	SOT-23	DBV	6	250	180.0	180.0	18.0

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默示保証、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、明示的または默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 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