

高効率SO-8 Nチャンネル・スイッチング レギュレータ・コントローラ

特長

- NチャンネルMOSFETドライブ
- 昇圧、降圧、SEPIC、反転の各種レギュレータを実現
- 広い V_{IN} 範囲：3.5V～36V動作
- 広い V_{OUT} 範囲：降圧構成で1.19V～30V
- $\pm 1\%$ 、1.19V基準電源
- 低損失動作：デューティ・サイクル95%
- 200kHz固定周波数
- 低いスタンバイ電流
- 高効率
- リモート出力電圧センス
- ロジック制御のマイクロパワー・シャットダウン
- ブートストラップされたゲート・ドライブ用内蔵ダイオード
- 優れた入力および負荷過渡応答
- 8ピンSOパッケージで供給可能

アプリケーション

- ノートブックおよびパームトップ・コンピュータ、PDA
- セルラー電話およびワイヤレス・モデム
- バッテリー動作のデジタル機器
- DC電力配分システム
- バッテリー・チャージャ

概要

LTC[®]1624は固定周波数アーキテクチャを使って外部Nチャンネル・パワーMOSFETをドライブする電流モード・スイッチング・レギュレータ・コントローラです。このデバイスは、昇圧、降圧、反転、SEPICなどを含む標準的なあらゆるスイッチング構成で動作可能です。バースト・モード[™]動作は、低出力電流時に高効率を提供します。また95%の最大デューティ・サイクルにより低損失な動作が可能となり、バッテリー動作システムの動作時間を延ばすことができます。

動作周波数は200kHzに内部設定されているので小型のインダクタが使用可能となり、PCボードスペースを最小限に抑えることができます。動作電流レベルは外付けの電流検知抵抗によってユーザが設定可能です。幅広い入力電源範囲により3.5V～36V(絶対最大定格)で動作可能です。

多機能ピン(I_{TH}/RUN)によって、最適な負荷ステップ応答とシャットダウンのために外部補償を行うことが可能です。また電源を適切にシーケンスするために、 I_{TH}/RUN ピンを用いてソフト・スタートを実行することもできます。

Δ、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
Burst Modelはリニアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

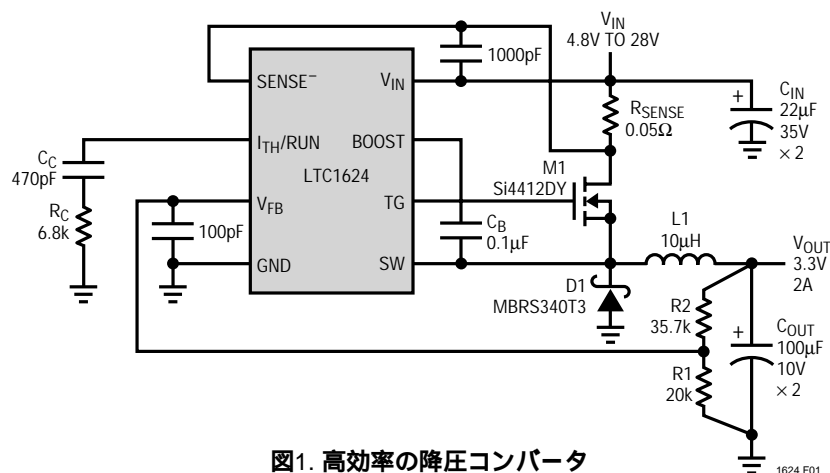


図1. 高効率の降圧コンバータ

絶対最大定格

入力電源電圧 (V_{IN})	36V ~ - 0.3V
トップサイド・ドライバ電源電圧 (BOOST)	42V ~ - 0.3V
スイッチ電圧 (SW)	36V ~ - 0.6V
差動昇圧 (BOOSTからSW)	7.8V ~ - 0.3V
SENSE 電圧	
$V_{IN} < 15V$	$(V_{IN} + 0.3V) \sim - 0.3V$
$V_{IN} \geq 15V$	$(V_{IN} + 0.3V) \sim (V_{IN} - 15V)$
I_{TH}/RUN 、 V_{FB} 電圧	2.7V ~ - 0.3V
ピーク・ドライバ出力電流 $< 10\mu s$ (TG)	2A
動作温度範囲	
LTC1624CS	0 ~ 70
LTC1624IS	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 1)	125
保存温度範囲	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

<p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SO</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 110^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1624CS8 LTC1624IS8
	S8 PART MARKING
	1624 1624I

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

電気的特性 注記がない限り、 $T_A = 25$ 、 $V_{IN} = 15V$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Main Control Loop							
I_{IN} V_{FB}	Feedback Current	(Note 2)		10	50	nA	
V_{FB}	Feedback Voltage	(Note 2)	● 1.1781	1.19	1.2019	V	
$\Delta V_{LINE REG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.6V$ to 20V (Note 2)		0.002	0.01	%/V	
$\Delta V_{LOAD REG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 2)					
		I_{TH} Sinking 5 μA I_{TH} Sourcing 5 μA	●	0.5	0.8	%	
			●	-0.5	-0.8	%	
V_{OVL}	Output Overvoltage Lockout		1.24	1.28	1.32	V	
I_Q	Input DC Supply Current	Normal Mode		550	900	μA	
		Shutdown	$V_{ITH/RUN} = 0V$	16	30	μA	
$V_{ITH/RUN}$	Run Threshold		0.6	0.8		V	
$I_{ITH/RUN}$	Run Current Source Run Pullup Current	$V_{ITH/RUN} = 0.3V$	-0.8	-2.5	-5.0	μA	
		$V_{ITH/RUN} = 1V$	-50	-160	-350	μA	
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 1.0V$	145	160	185	mV	
TG t_r	TG Transition Time	$C_{LOAD} = 3000pF$ $C_{LOAD} = 3000pF$		50	150	ns	
				50	150	ns	
			●	175	200	225	kHz
V_{BOOST}	Boost Voltage	SW = 0V, $I_{BOOST} = 5mA$, $V_{IN} = 8V$	4.8	5.15	5.5	V	
ΔV_{BOOST}	Boost Load Regulation	SW = 0V, $I_{BOOST} = 2mA$ to 20mA		3	5	%	

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。

LTC1624CS : $0 \leq T_A \leq 70$
LTC1624IS : $-40 \leq T_A \leq 85$

Note 1 : T_J は周囲温度 T_A と消費電力 P_D から、次の式で計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 110 / W)$$

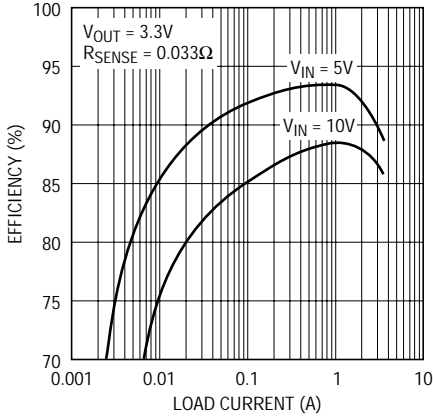
Note 2 : LTC1624は V_{FB} を誤差アンプの中間点までサーボ制御するフィードバック・ループで試験される($V_{ITH} = 1.8V$)。

Note 3 : スイッチング周波数で発生するゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。アプリケーション情報を参照。

標準的応用例

効率と負荷電流

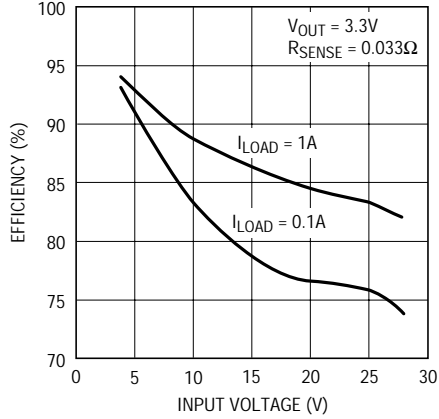
$V_{OUT} = 3.3V$



1624 G07

効率と入力電圧

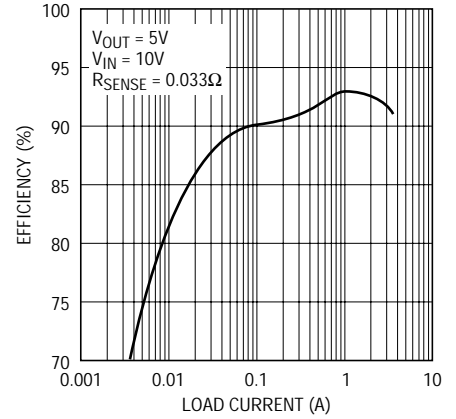
$V_{OUT} = 3.3V$



1624 G09

効率と負荷電流

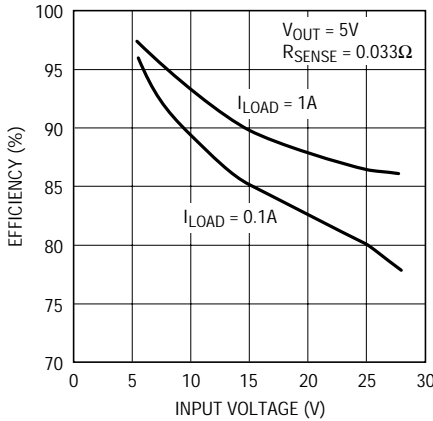
$V_{OUT} = 5V$



1624 G08

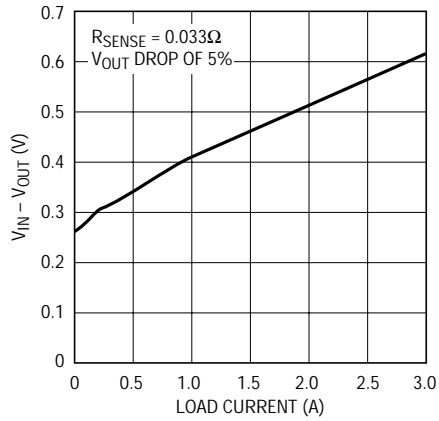
効率と入力電圧

$V_{OUT} = 5V$



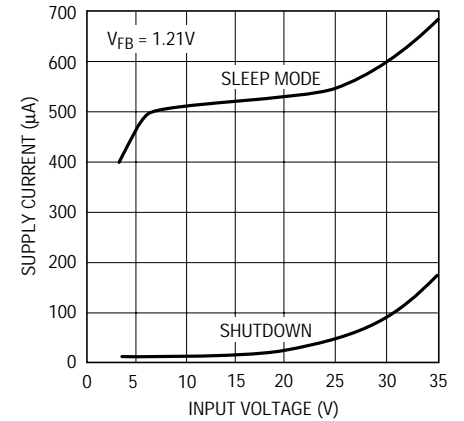
1624 G10

$V_{IN} - V_{OUT}$ の損失電圧と負荷電流



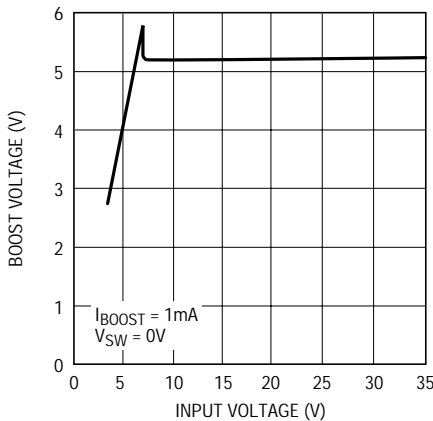
1624 G11

入力電源電流と入力電圧



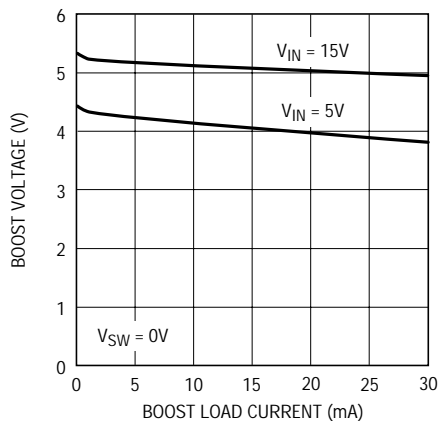
1624 G05

昇圧ライン・レギュレーション



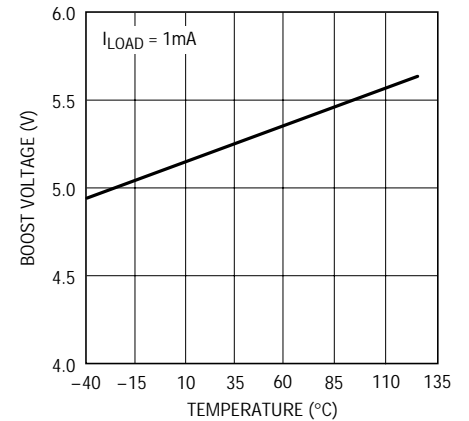
1624 G04

昇圧ロード・レギュレーション



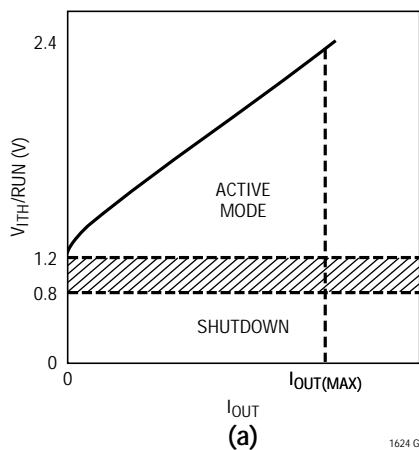
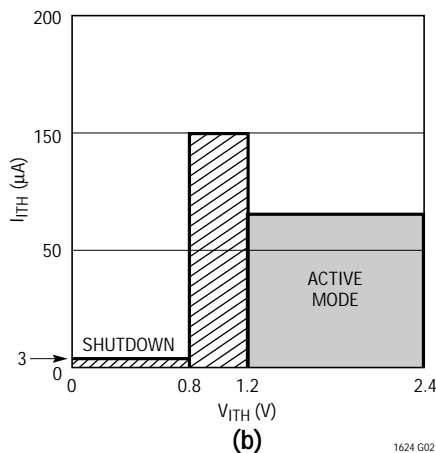
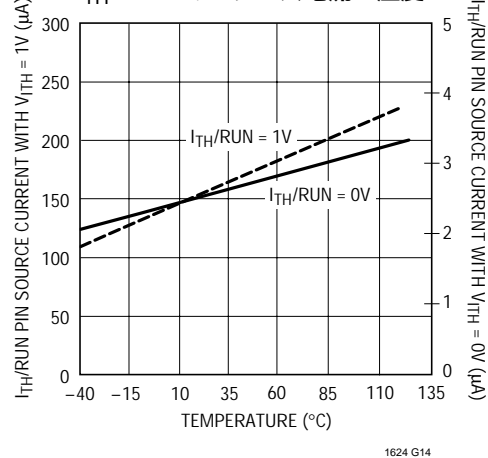
1624 G06

昇圧電圧と温度

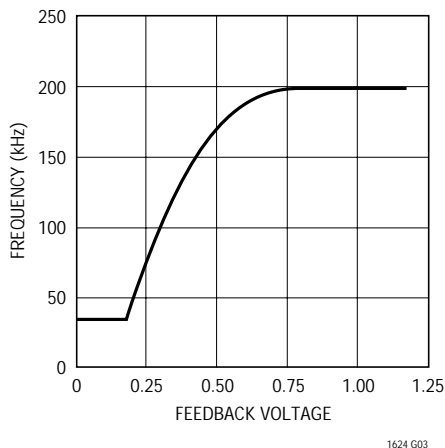


1624 G15

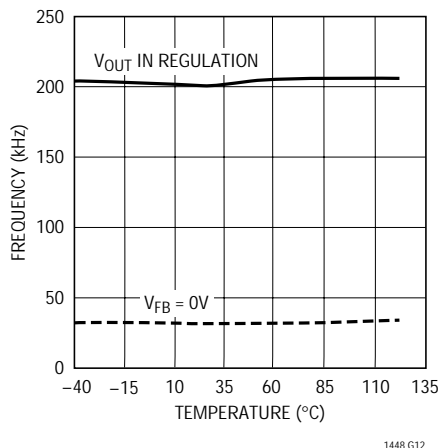
標準的応用例

V_{ITH}と出力電流I_{ITH}とV_{ITH}I_{TH}/RUNピン・ソース電流と温度

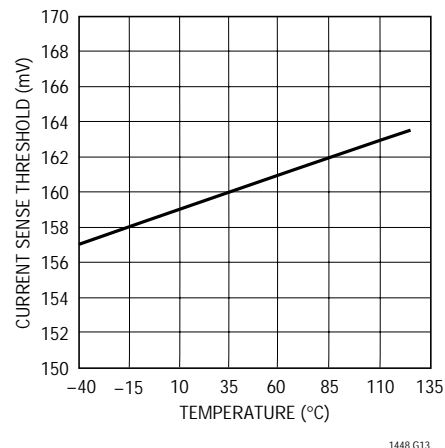
周波数と帰還電圧



動作周波数と温度



最大電流センス・スレッシュヨルドと温度



4

ピン機能

SENSE⁻ (ピン1): 電流コンパレータの(-)入力に接続しています。SENSE⁻ピンとV_{IN}ピン間のビルトイン・オフセットとR_{SENSE}により、電流トリップ・スレッシュヨルドが設定されます。このピンはV_{IN}より15V以上低く、またはグランドより0.3V以上低くしないようにしてください。

I_{TH}/RUN (ピン2): 誤差アンプ補償点入力と実行制御入力の共通ピン。電流コンパレータのスレッシュヨルドは、この制御電圧に応じて上昇します。公称電圧範囲は1.19V~2.4Vです。このピンを0.8V以下にすると、デバイスはシャットダウンされます。シャットダウン時はす

べての機能がディスエーブルされ、TGピンは“L”になります。

V_{FB} (ピン3): 出力間の外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。

GND (ピン4): グランド。C_{OUT}の(-)端子、ショットキ・ダイオード、C_{IN}の(-)端子に接続します。

SW (ピン5): インダクタへのスイッチ・ノード接続。降圧アプリケーションの場合、このピンにおける電圧振幅は、グランドよりショットキ・ダイオード(外部)の電圧降下分だけ低い電圧から入力電圧までです。

ピン機能

TG(ピン6): トップサイドNチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。このピンは、スイッチ・ノード電圧SWに重畳されたINTV_{CC}と等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバ出力です。

BOOST(ピン7): トップサイドのフローティング・ドライバへの電源。このピンにはブートストラップ・コンデンサC_Bがリターンします。降圧アプリケーションの場合、このピンの電圧振幅はINTV_{CC}からV_{IN} + INTV_{CC}です。これ以外の構成では、SW = 0Vならばこのピンの電圧はINTV_{CC}に等しく一定です。

V_{IN}(ピン8): メイン電源ピンであると同時に電流コンパレータへの(+)入力。グラウンドの近くでデカップリングしなければなりません。

動作 (機能図参照)

メイン制御ループ

LTC1624は固定周波数の電流モード・アーキテクチャを採用しています。通常動作中は、発振器がRSラッチをセットすると各サイクルごとにトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータI₁がRSラッチをリセットするとオフします。ピーク・インダクタ電流に達するとI₁がRSラッチをリセットしますが、そのピーク・インダクタ電流は誤差アンプEAの出力であるI_{TH}/RUNピンの電圧によって制御されます。「ピン機能」で説明したとおり、V_{FB}ピンにより、EAは外部抵抗分割器から出力帰還電圧を受け取ることができます。負荷電流が増加すると、1.19Vリファレンスに対してV_{FB}がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新しい負荷電流と等しくなるまで、I_{TH}/RUN電圧が上昇します。トップMOSFETがオフの間、内蔵のボトムMOSFETは約300ns ~ 400nsの期間オンになり、ブートストラップ・コンデンサC_Bを再充電します。

トップMOSFETドライバは、各オフ・サイクル中に再充電されるフローティング・ブート・ストラップ・コンデンサC_Bからバイアスされます。ドロップアウト検知器はトップMOSFETがオンしたままの発振器のサイクル数をカウントし、C_Bが再充電できるように周期的に短いオフ期間を強制的に設けています。

メイン制御ループは、I_{TH}/RUNを1.19Vのクランプ電圧以下にするとシャットダウンされます。I_{TH}/RUNを解除すると、内蔵2.5μA電流源が補償コンデンサC_Cを充電することができます。I_{TH}/RUNピンの電圧が0.8Vに達すると、メイン制御ループはイネーブルされ、I_{TH}/RUNの電圧が誤差アンプによって引き上げられます。また、I_{TH}/RUNピンの電圧を1.19Vから最大2.4Vまでランピングす

ることによって、ソフト・スタートを実行できます(「アプリケーション情報」を参照)。

コンパレータOVは、フォールトが発生するとトップMOSFETをターンオフし、フォールトがなくなるまでオフ状態に維持することにより、7.5%を超える過渡出力オーバershootからデバイスを保護します。

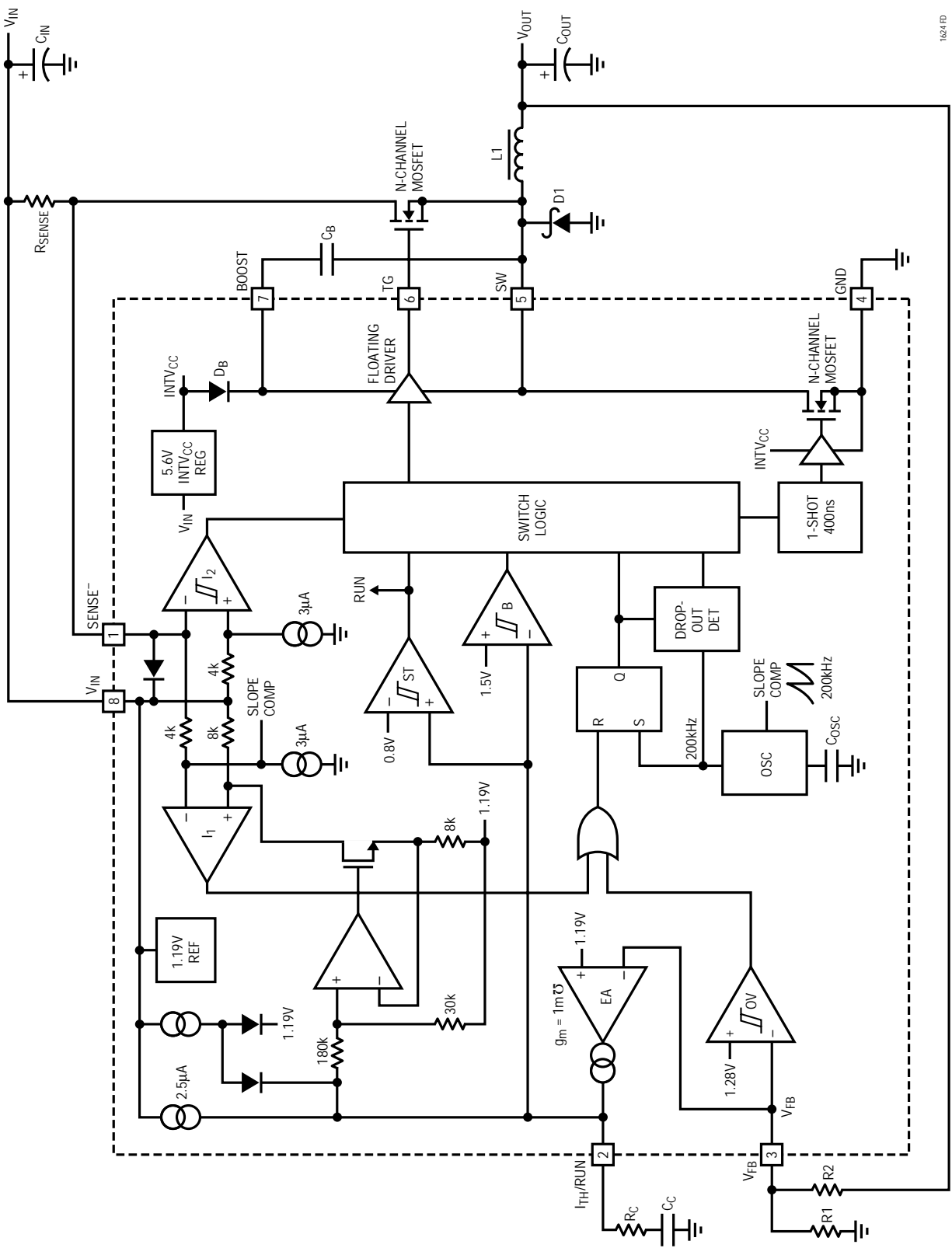
低電流動作

LTC1624では、外部MOSFETが負荷要求に応じて間欠的に動作するバースト・モードが可能です。I_{TH}/RUN電圧が1.5V以下であることがコンパレータBにより検出されると、低電流動作への移行が始まります。R_{SENSE}両端の電圧がI₂のオフセット電圧(約20mV)を1サイクル以上超えなかった場合は、以降のサイクルでトップサイド・ドライブと内蔵ボトム・ドライブがディスエーブルされず。これはI_{TH}の電圧が1.5Vを超えるまで継続され、超えると次のサイクルでTGピンがドライブを再開します。

INTV_{CC}電源/昇圧電源

トップMOSFETドライバと内蔵ボトムMOSFETドライバの電源はV_{IN}から供給されます。内部レギュレータがINTV_{CC}電源を供給します。降圧アプリケーションでトップサイド・ドライバに電源を供給するために、内蔵の高電圧ダイオードはオフサイクルの度にINTV_{CC}電源からブートストラップ・コンデンサC_Bを再充電します。トップMOSFETがオフになる度に、内蔵の小型のNチャンネルMOSFETはスイッチ・ノード(SW)をグラウンドまで引っ張り、これによりブートストラップ・コンデンサが完全に充電された状態に維持されます。

機能図 (降圧アプリケーション)



1624 FD

アプリケーション情報

LTC1624は各種のスイッチング・レギュレータ・アプリケーションに使用できますが、最も基本的なのは降圧コンバータです。他のスイッチング・レギュレータ・アーキテクチャには、昇圧、SEPIC、正 - 負の各種コンバータがあります。

LTC1624を使用した基本的な降圧アプリケーションの回路を1ページ目の図1に示します。外付け部品の選択は負荷条件をもとに行い、まず R_{SENSE} から決めていきます。 R_{SENSE} が決まると、インダクタを選択することができます。次に、パワーMOSFETとD1を選択します。最後に C_{IN} と C_{OUT} を選択します。図1に示す回路は最大28V(外付けMOSFETによって制限される)の入力電圧で動作するように構成できます。

降圧コンバータ：出力電流に対応した R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は要求される出力電流に基づいて選択します。LTC1624の電流コンパレータの最大スレッシュホールドは $160\text{mV}/R_{SENSE}$ です。電流コンパレータのスレッシュホールドはインダクタ電流のピークを設定し、そのピーク値よりピーク・ツー・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分だけ小さい最大平均出力電流 I_{MAX} を定めます。

LTC1624と外付け部品の値のばらつきに対する余裕をもたせると、次式のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{100\text{mV}}{I_{MAX}}$$

LTC1624は0.005 ~ 0.5 の R_{SENSE} の値で正しく動作します。

降圧コンバータ：インダクタ値の計算

動作周波数を200kHzに固定した場合、インダクタの値を小さくすることが望まれます。200kHzより高い周波数で動作すると、通常MOSFETゲート電荷の損失のために効率が低下します。このような基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮する必要があります。

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタのリップル電流 ΔI_L は次式で示すように、インダクタンスが高いほど減少し、 V_{IN} または V_{OUT} が高くなるほど増加します。

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{(f)(L)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

V_D は出力のショットキダイオードの順方向降下です。

大きな ΔI_L の値を許容すれば、低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失も大きくなってしまいます。最初は $\Delta I_L = 0.4(I_{MAX})$ に設定するのが妥当といえます。入力電圧が最大の際に ΔI_L が最大になることを忘れないでください。インダクタ値も低電流動作に影響を与えます。

インダクタ値を低くする(ΔI_L は大きくなる)と、負荷電流が増大した際にバースト・モードが開始され、低電流動作の上部の範囲での効率が低下するおそれがあります。バースト・モード動作では、インダクタンス値が低いと、バースト周波数が低下します。一般にインダクタ値は、最大入力電圧と出力電流に応じて $5\mu\text{H}$ から $68\mu\text{H}$ の範囲で設定します。「バースト・モード動作の調整」の項目も参照してください。

降圧コンバータ：インダクタ・コアの選択

Lの値が分かったら、次にインダクタのタイプを選択しなければなりません。高効率コンバータは、一般に低コストの鉄粉コアで生じるコア損失では最適な性能が得られないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool M μ ®コアを使用しなければなりません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。残念ながら、インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は極度に飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

Molypermalloy(Magnetics, Inc.製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。品質と価格の両面を考慮すると、同社のKool M μ が適切です。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が非常に高くなります。一般に、これらにはボビンがなく、実装が困難ですが、表面実装用の製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

Kool M μ はMagnetics社の登録商標です。

アプリケーション情報

降圧コンバータ：パワーMOSFETの選択

トップのメイン・スイッチとしてLTC1624とともに使用するために、外部Nチャネル・パワーMOSFETを選択する必要があります。

ピーク・ツー・ピークのゲート・ドライブ・レベルはINTV_{CC}電圧で設定されます。この電圧は標準5Vです。したがってLTC1624のほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッシュホールドMOSFETを使用する必要があります。低入力電圧動作 ($V_{IN} < 5V$) が必要な場合は、サブ・ロジック・レベルのスレッシュホールドMOSFETを使用します。MOSFETのBV_{DSS}仕様にも十分注意してください。ロジック・レベルMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DS(ON)}、逆伝達容量CRSS、入力電圧、最大出力電流が含まれます。LTC1624が連続モードで動作中の場合、トップMOSFETのデューティ・サイクルは次式から得られます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D}$$

MOSFETの最大出力電流時の消費電力は次式で得られます。

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k(V_{IN})^{1.85} (I_{MAX}) (C_{RSS})(f)$$

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度係数、kはゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。

MOSFETにはI²R損失があり、P_{MAIN}の式には追加の遷移損失の項があり、これは出力電圧が高いときに最も高くなります。V_{IN} < 20Vの場合、高電流時効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上し、V_{IN} > 20Vの場合、低CRSSで高R_{DS(ON)}デバイスを使用することによって実際に高い効率が実現されるポイントまで、遷移損失が急激に上昇します。ダイオードの損失は入力電圧が高いときまたはダイオードのデューティ・サイクルがほぼ100%になる短絡時に最も大きくなります。

あるMOSFETに対する(1 + δ)は、一般に温度に対する正規化R_{DS(ON)}曲線から得られますが、低電圧MOSFETに対する近似値として $\delta = 0.005/$ を使用することができます。

す。C_{RSS}は通常MOSFETの特性で規定されています。定数k = 2.5を用いて、P_{MAIN}消費電力式の2つの項の関係を推定することができます。

降圧コンバータ：出力ダイオード(D1)の選択

図1に示すショットキ・ダイオード(D1)はオフタイム時に導通します。ダイオードの定格を超えないようにするために、ダイオードのピーク電流と平均消費電力を適切に規定することが重要です。

出力ダイオードに最も負荷がかかるのは短絡時です (V_{OUT} = 0V)。この場合、ダイオードはI_{SC(PK)}をほぼ100%のデューティ・サイクルで安全に処理する必要があります。通常の負荷条件でダイオードに導通する平均電流は次式で得られます。

$$I_{DIODE(AVG)} = I_{LOAD(AVG)} \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN} + V_D} \right)$$

リングングや消費電力の増加を防ぐために、リードの長さを短くして適切なグランド接続を行う(「ボード・レイアウトのチェックリスト」参照)ことに留意してください。

ダイオードが許容できる順方向電圧降下は、次式のように最大短絡電流から算出されます。

$$V_D \approx \frac{P_D}{I_{SC(AVG)}} \left(\frac{V_{IN} + V_D}{V_{IN}} \right)$$

P_Dはダイオードの許容消費電力で、効率や温度仕様に応じて決まります(「効率の検討」参照)。

降圧コンバータ：C_{IN}およびC_{OUT}の選択

連続モードでは、トップNチャネルMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルがV_{OUT}/V_{IN}の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、最大RMS電流に対応できる低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。最大RMSコンデンサ電流は次式で得られます。

$$C_{IN} \text{の所要 } I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}で最大値をとり、I_{RMS} = I_{OUT}/2となります。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計

アプリケーション情報

に使用されます。多くの場合、コンデンサ製造業者のリプル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間によって規定されています。このため、コンデンサをさらにディレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、何個かのコンデンサを並列にすることもできます。疑問点については、必ずメーカーにお問い合わせください。

C_{OUT} は要求される等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要求条件が満たされると、その容量はフィルタリングに対し十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式から求められます：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{4fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 f = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 ΔI_L = インダクタのリプル電流です。 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するために、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。 $\Delta I_L = 0.4I_{OUT(MAX)}$ の場合、出力リップルは、以下の条件を仮定すると最大入力電圧時100mV以下になります。

$$C_{OUT} \text{のESR} < 2R_{SENSE}$$

ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーから高性能なスルーホール・コンデンサが入手できます。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミニウム電解コンデンサの中で(ESR・サイズ)の積が最も低いものですが、いくらか価格が高くなっています。 C_{OUT} のESR条件を満足すれば、一般に実効電流定格は $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。

表面実装アプリケーションでは複数のコンデンサを並列に接続して、応用回路のESRまたはRMS電流処理要件に適合させる必要があります。表面実装構成のアルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサが提供されています。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージ試験が実施されていることが求められます。ケースの高さが2mm~4mmの表面実装タンタル・コンデンサAVX TPSシリーズが最適です。その他のコンデンサのタイプとしては、三洋電機(株)のOS-CON、ニチコン社のWFシリーズ、Sprague社の595Dシリーズの他に、新しいセラミック・コンデンサがあげられます。セラミック・コンデンサは、入力コンデンサ

のアプリケーションに最適な非常に低いESR定格と高いリプル電流定格のものが提供されています。その他の特徴については製造業者にお問い合わせください。

INTV_{CC}レギュレータ

内蔵のレギュレータは、LTC1624内部のドライバや回路に供給する5Vの電源を生成します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給するには、 V_{IN} の優れたバイパスが必要です。

大容量MOSFETが高周波で駆動されている高入力電圧アプリケーションでは、LTC1624の最大接合温度定格を超えるおそれがあります。「効率の検討」で述べたように、IC電源電流はゲート充電による消費電流によって支配されます。接合温度は、電気的特性表のNote 1に記載されている式を使用して推定することができます。たとえば、LTC1624は30Vの電源では17mA以下に制限されません。

$$T_J = 70 + (17\text{mA} \times 30\text{V} \times 110 \text{ } \mu\text{W}) = 126$$

最大接合温度を超えないようにするために、最大 V_{IN} での連続モードで動作している場合は、入力供給電流をチェックする必要があります。

降圧コンバータ：トップサイドMOSFETドライバ電源(C_B 、 D_B)

BOOSTピンに接続されている外部ブーストストラップ・コンデンサ C_B はトップサイドMOSFETにゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンがLowの時、機能図のコンデンサ C_B がINTV_{CC}からダイオード D_B を介して充電されます。トップサイドMOSFETがオンになると、ドライバはMOSFETのゲート・ソース間に C_B 電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンになります。スイッチ・ノード電圧SWが V_{IN} に達し、BOOSTピンが $V_{IN} + \text{INTV}_{CC}$ まで上昇します。ブースト・コンデンサ C_B の値はトップサイドMOSFETの総入力容量の50倍が必要です。ほとんどのアプリケーションの場合、0.1 μF が適切です。

ドライバから生じる V_{IN} 電流と制御回路の電流は(デューティ・サイクル \times 効率)で計算されるため、トップサイド・ドライバの動作電圧を出力から供給することによって非常に高い利得効率が得られます。5Vのレギュレータ

アプリケーション情報

の場合、これは単に図10に示すようにBOOSTピンを小型のショットキ・ダイオード(セントラルCMDSH-3等)を介して V_{OUT} に接続するという事です。しかし、電源が3.3V以下のレギュレータの場合は、出力からブースト電源を供給するための追加の回路が必要となります。

低入力電圧動作($V_{IN} < 7V$)の場合、 V_{IN} からBOOST間にショットキ・ダイオードを接続して外部MOSFETゲート・ドライブ電圧を上げることができます。SWピンを基準にしたBOOSTピンの最大電圧は7.8Vを超えないように注意してください。

出力電圧のプログラミング

出力電圧は次式にしたがって抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT} = 1.19V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

図2に示すように外部抵抗分割器は出力に接続されるので、電圧のリモート・センスが可能となります。リモート・センスを行う場合は、センス・リードが切断されたときに V_{OUT} が暴走しないように $L1$ から $R2$ 間に100のローカル抵抗を接続する必要があります。

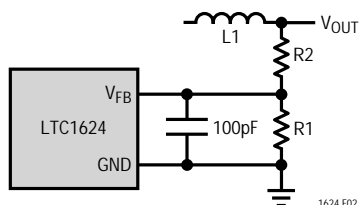


図2. LTC1624の出力電圧の設定

I_{TH}/RUN の機能

I_{TH}/RUN ピンはループ補償とLTC1624のシャットダウンという2つの目的を果たすピンです。このピンによってソフト・スタートも実行可能です。ソフト・スタートは、内部の電流リミットを徐々に増大させることによって、 V_{IN} からのサージ電流を低減します。このピンを使用して電源のシーケンシングも実行できます。

内蔵の2.5 μ Aの電流ソースにより、外部コンデンサ C_C が充電されます。 I_{TH}/RUN の電圧が0.8Vに達すると、LTC1624は動作を開始します。この時点で誤差アンプは I_{TH}/RUN ピンを最大2.4Vまで引き上げます(V_{OUT} が低い状態から開始する仮定)。

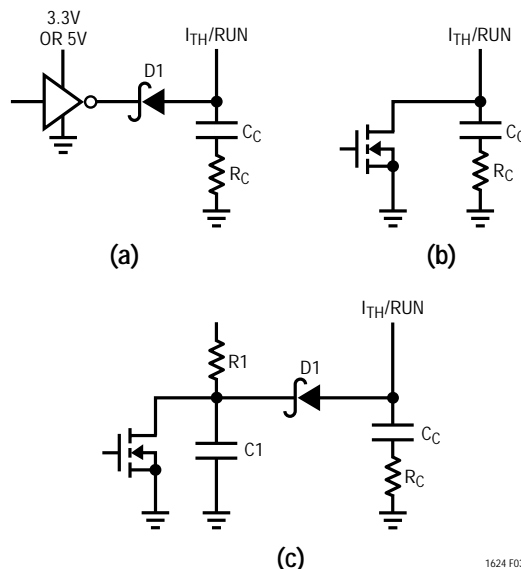


図3. I_{TH}/RUN ピンのインタフェース

図3(c)に示すように、起動時に I_{TH}/RUN の電圧を上昇させることによってソフト・スタートを実行できます。 I_{TH}/RUN の電圧が1.19Vから2.4Vに上昇するにつれ、ピーク電流リミットもそれに比例した直線レートで上昇します。ピーク電流リミットは約 $10mV/R_{SENSE}$ ($V_{ITH/RUN} = 1.4V$)から始まり、 $160mV/R_{SENSE}$ ($V_{ITH/RUN} = 2.4V$)で終了します。

したがって出力電流はゆっくりと上昇し、出力コンデンサが充電されます。ピーク・インダクタ電流と最大出力電流は次のようになります。

$$I_{L(PEAK)} = (V_{ITH/RUN} - 1.3V) (6.8R_{SENSE})$$

$$I_{OUT(MAX)} = I_{L(PEAK)} \Delta I_L / 2$$

ここで、 ΔI_L = インダクタのリプル電流です。

通常動作時、 I_{TH}/RUN ピンの電圧は負荷電流に応じて1.19V ~ 2.4Vの範囲で変わります。 I_{TH}/RUN ピンの電圧を0.8V以下にすると、LTC1624は低消費電流シャットダウン・モードに入ります($I_Q < 30\mu A$)。図3(a)と図3(b)に示すように、このピンは直接ロジックからドライブできます。

効率の検討

スイッチング・レギュレータの効率は出力電力÷入力電力×100%で表されます。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。

アプリケーション情報

効率のパーセントは次式で表すことができます。

$$\% \text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ただし、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表される個々の損失です。

回路にある電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC1624の回路での損失の大半は、一般に以下の4つの要因によるものです。

1. LTC1624の V_{IN} 電流
2. I^2R 損失
3. トップサイドMOSFETの遷移損失
4. ショットキ・ダイオードの電圧降下

1. V_{IN} 電流は、電気的特性の表で示したDC消費電流 I_Q と、MOSFETドライバ電流、制御電流の合計です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量を切替えることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り換わる度に、 $INTV_{CC}$ からグランドに微小電荷 dQ が移動します。それによって生じる dQ/dt は V_{IN} から流れる電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モード時は $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ただし、 Q_T と Q_B はそれぞれトップサイドMOSFETと内蔵ボトムMOSFETのゲート電荷です。

出力から引き出されるソースからBOOSTに電源を供給すると(図10のアプリケーション参照)トップサイド・ドライバによって生じる追加 V_{IN} 電流は(デューティ・サイクル) \times (効率)の係数で小さくなります。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、5mAの $INTV_{CC}$ 電流は約1.5mAの V_{IN} 電流になります。これによって、中間電流損失が5%以上(ドライバが V_{IN} から直接電源を供給されている場合)からわずかな数パーセントに減少します。

2. I^2R 損失はMOSFET、インダクタ、および電流シャントのDC抵抗から容易に推定されます。連続モード時、Lを介して平均出力電流が流れますが、トップサイドのメインMOSFET/電流シャントとショットキ・ダイオードの間で「切断」されます。トップサイドMOSFETおよび R_{SENSE} の抵抗値とデューティ・サイクルの積をLの抵抗値に加算するだけで I^2R 損失が得られます。(トップサイドMOSFETがオンのときのみ検知抵抗で電力が消費されます。したがって I^2R 損失はデューティ・サイ

クルだけ低減されます。)たとえば、50%のデューティ・サイクル時、 $R_{DS(ON)} = 0.05$ 、 $R_L = 0.15$ 、 $R_{SENSE} = 0.05$ の場合、全抵抗は0.2になります。この結果、出力電流が0.5Aから2Aに増大すると、 $V_{OUT} = 5V$ の場合、2%~8%の範囲の損失となります。 I^2R 損失によって、高出力電流時に効率が低下します。

3. 遷移損失は、トップサイドMOSFETにのみ、しかも高い入力電圧時(標準で20V以上)に動作している時に限って適用されます。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{遷移損失} = 2.5 (V_{IN})^{1.85} (I_{MAX}) (C_{RSS}) (f)$$

4. ショットキ・ダイオードは高電流時の電力損失の最大の要因であり、高い入力電圧で最悪となります。ダイオードの損失は、順方向電圧降下にダイオードのデューティ・サイクルと負荷電流の積を掛けることによって算出されます。たとえば、50%のデューティ・サイクルで、ダイオードの順方向電圧降下が0.5Vと仮定すると、比較的一定した5%の損失が生じます。

上述したとおり、 I^2R 損失とショットキ・ダイオードの損失は高負荷電流時の損失のほとんどを占めます。 C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失やインダクタのコア損失などその他の損失は全損失の2%以下に過ぎません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は($\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$)だけシフトされます。ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} は、帰還誤差信号を生成する C_{OUT} の充放電を開始します。次にレギュレータ・ループの作動により V_{OUT} を安定状態値に復帰させます。この回復期間に、 V_{OUT} で安定性の問題となるオーバーシュートやリングングが発生します。図1の回路に示す I_{TH} の外付け部品で、ほとんどのアプリケーションに対して十分な補償を行うことができます。

次に、大容量(>1 μF)電源バイパス・コンデンサをもつ負荷を切り替えると、さらに大きな過渡が発生します。放電したバイパス・コンデンサは実質的に C_{OUT} と並列になるため、 V_{OUT} の電圧は急速に降下します。負荷スイッチ抵抗が

アプリケーション情報

小さく素早くドライブされた場合、どんなレギュレータでも十分な電流を流すことができず、この問題が生じます。唯一の解決法は、スイッチ・ドライブの立上り時間を制限して、負荷の立上り時間を約 $(25 \cdot C_{LOAD})$ に制限することです。したがって $10\mu\text{F}$ のコンデンサでは $250\mu\text{s}$ の立上り時間が必要となり、充電電流は約 200mA に制限されます。

自動車分野での検討事項: シガレット・ライターへの接続

バッテリー駆動デバイスを車載用として使用すると、シガレット・ライターから電源をとって、バッテリーを節約するだけでなく、動作中にバッテリー・パックの再充電までもやっってしまうという希望が出てくるのも自然といえます。しかし、接続する前に、以下の点に注意してください。まず、最悪の電源に差し込んでいるということです。自動車のメイン・バッテリー・ラインは、負荷の急激な変化、逆バッテリー、ダブル・バッテリーなど、多くの好ましくない過渡電位を発生させる温床です。

バッテリー・ケーブルがゆるいと負荷の急激な変化が生じます。ケーブルの接続が絶たれると、オルタネータのフィールドが崩壊して、減衰するのに数 100ms を要する 60V もの正の高電圧スパイクが発生する可能性があります。バッテリーの逆接続はその言葉通りであり、ダブル・バッテリーは、牽引トラックの運転手が 12V よりも 24V にした方が手早くエンジンをジャンプスタートできることに気づいた結果発生します。

図4の回路は、自動車のバッテリー・ラインの故障から DC/DC コンバータを保護する最も簡単な方法です。直列ダイオードはバッテリーの逆接続中に電流が流れるのを防止し、過渡サプレッサは負荷の切り替え中に、入力電圧をクランプします。過渡サプレッサはダブルバッテリー動作時には導通すべきではありませんが、入力電圧はコンバータのブレークダウン電圧以下へクランプしていな

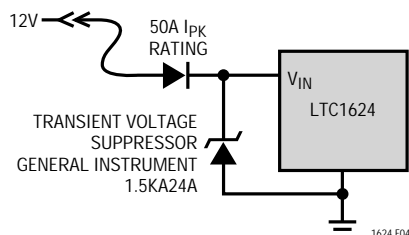


図4. シガレット・ライターへの接続

ればなりません。LTC1624の最大入力電圧は 36V ですが、ほとんどのアプリケーションでは MOSFET BV_{DSS} によって 30V に制限されています。

バースト・モード動作の調整

LTC1624は低出力電流時に自動的にバースト・モードに入り、効率を向上させます。連続モードからバースト・モードに変わるポイントは、最大出力電流との関係で計算されます。バースト・モードが開始される出力電流は、約 $8\text{mV}/R_{SENSE}$ (最大出力電流の8%) です。

図5に示す回路を付加すると、低出力電流時に LTC1624 をより長い期間、連続モードにすることができます。LTC1624は完全に同期型のアーキテクチャを採用していないので、負荷電流が十分減少すると、サイクルをスキップし始めます。最小オンタイム (450ns) に達したポイントにより、最大出力電流のおよそ1%でサイクル・スキップが開始されるときに負荷電流が決まります。図5の回路を使用して LTC1624 はサイクルのスキップを開始しますが、 I_{OUT} が $I_{OUT(MIN)}$ より小さい場合もレギュレーションを続けます。

$$I_{OUT(MIN)} = \left(\frac{t_{ON(MIN)}^2 f}{2L} \right) (V_{IN} - V_{OUT}) \left(\frac{V_{IN} + V_D}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

$t_{ON(MIN)} = 450\text{ns}$ 、 $f = 200\text{kHz}$ です。

図5の回路のトランジスタ Q1 は、SENSE・ピンに直列接続された 100Ω 抵抗の両端に 18mV のオフセット電圧を

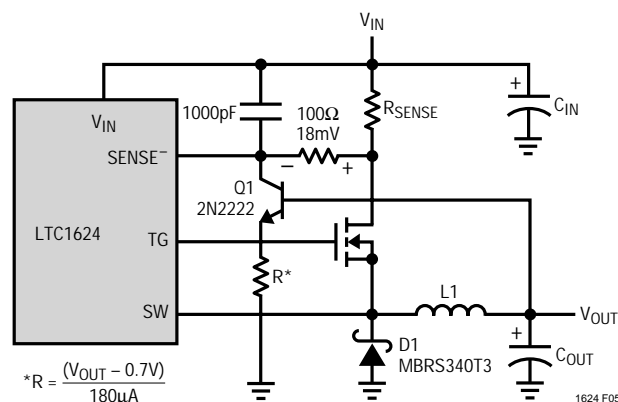


図5. バースト・モード動作の調整

アプリケーション情報

生させる電流ソースとして動作します。このオフセットにより、電流コンパレータ I_2 の内部オフセットが無効にされます(機能図参照)。このコンパレータが I_{TH}/RUN ピンの電圧とともに、バースト・モードに入る時期を決定します(「動作」の「低電流動作」を参照)。外部オフセットを追加すると、どのサイクルでも常にトップサイドMOSFETの駆動がイネーブルされ、 $I_{OUT} > I_{OUT(MIN)}$ である間、一定の周波数で動作します。

降圧コンバータ：設計例

設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (標準)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{MAX} = 2A$ とすると、 R_{SENSE} は次式のとおり簡単に計算できます。

$$R_{SENSE} = 100mV/2A = 0.05$$

インダクタを $10\mu H$ と仮定して、実際のリップル電流値を調べるには、次式を使用します。

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{(f)(L)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_D} \right)$$

リップル電流の最大値は入力電圧が最大のときに発生します。

$$\Delta I_L = \frac{22V - 3.3V}{200kHz(10\mu H)} \left(\frac{3.3V + 0.5V}{22V + 0.5V} \right) = 1.58A_{P-P}$$

トップサイドMOSFETの消費電力は容易に推定できます。たとえば、Siliconix Si4412DYを選択した場合、 $R_{DS(ON)} = 0.042$ 、 $C_{RSS} = 100pF$ です。 τ (推定値) = 50 での最大入力電圧では：

$$P_{MAIN} = \frac{3.3V + 0.5V}{22V + 0.5V} (2A)^2 \left[1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C) \right] (0.042\Omega) + 2.5(22V)^{1.85} (2A)(100pF)(200kHz) = 62mW$$

入力電圧が最大で $V_{OUT} = 0V$ (短絡)時に、ショットキ・ダイオードの条件は最も厳しくなります。この場合、ワーストケースの消費電力は次のようになります。

$$P_D = I_{SC(AVG)} (V_D) \left(\frac{V_{IN}}{V_{IN} + V_D} \right)$$

0.05 のセンス抵抗を使用すると $I_{SC(AVG)} = 2A$ となり、 $0.5V$ のショットキ・ダイオードの消費電力は $0.98W$ まで増加します。

C_{IN} は全動作温度で最低 $1.0A$ のRMS電流定格が必要であり、 C_{OUT} は出力リップルを低くするために 0.03 のESRを選びます。連続モードでの出力リップルは、入力電圧が最大のときに最も大きくなります。ESRによる出力電圧リップルの概算値は次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.03 (1.58A_{P-P}) = 47mV_{P-P}$$

降圧コンバータ：デューティ・サイクルの制限

入力電圧と出力電圧の差が大きいと、オン時間は非常に短くなります。内部ゲート遅延と内部回路の応答に要する時間から、最小オンタイムとして $450ns$ が推奨されます。LTC1624は周波数が内部で $200kHz$ に設定されているため、デューティ・サイクルに限界があります。デューティ・サイクルが9%以下の場合、サイクル・スキップが発生し、インダクタのリップル電流が増加しますが、 V_{OUT} が安定化を損なうことはありません。サイクルのスキップが起こらないようにすると、 $30V$ のMOSFET使用して V_{OUT} が $2.2V$ より低い場合に限り、出力電圧に対して入力電圧が制限されます。(絶対最大電圧の $36V$ を超えないように注意してください。)

$$V_{IN(MAX)} = 11.1V_{OUT} + 5V \quad DC > 9\% \text{の場合}$$

昇圧コンバータ・アプリケーション

LTC1624は昇圧コンバータのアプリケーションにも最適です。図6に示すように、昇圧コンバータは、入力電圧をより高い電圧に昇圧します。

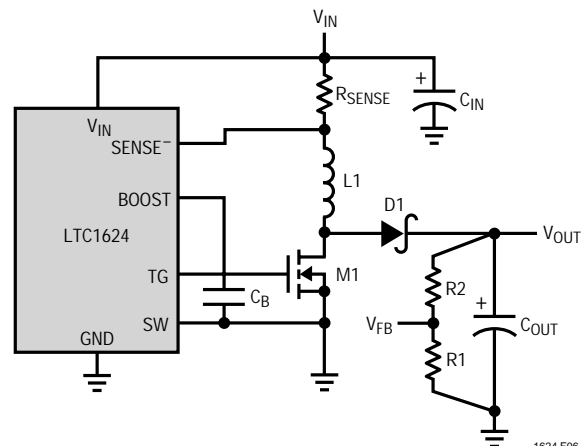


図6. 昇圧コンバータ

アプリケーション情報

昇圧コンバータ：パワーMOSFETの選択

スイッチとしてLTC1624とともに使用するために、外付けNチャンネル・パワーMOSFETを1個選択する必要があります。昇圧コンバータのアプリケーションでは、パワーMOSFETのソースはSWピンとともにグランドに接続します。ピーク・ツー・ピークのゲート・ドライブ・レベルはINTV_{CC}電圧で設定されます。ゲート・ドライブ電圧は、V_{IN}が5.6Vを超えると約5Vとなり、ロジックレベルのMOSFETを使用できます。V_{IN}が5V以下の場合、ゲート・ドライブ電圧はV_{IN} - 0.6Vで、サブ・ロジック・レベルのMOSFETを使用します。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DS(ON)}、逆伝達容量C_{RSS}、入力電圧、最大出力電流が含まれます。LTC1624が連続モードで動作中の場合、MOSFETのデューティ・サイクルは次式から得られます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT} + V_D}$$

MOSFETの最大出力電流時の消費電力は次式で得られます。

$$P_{\text{MAIN}} = \left(I_{\text{IN(MAX)}} \right)^2 \left(1 - \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{OUT}} + V_D} \right) (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + k \left(V_{\text{OUT}} \right)^{1.85} \left(I_{\text{IN(MAX)}} \right) \left(C_{\text{RSS}} \right) (200\text{kHz})$$

$$\text{ここで、} I_{\text{IN(MAX)}} = I_{\text{OUT(MAX)}} \left(\frac{V_{\text{OUT}} + V_D}{V_{\text{IN(MIN)}}} \right)$$

δはR_{DS(ON)}の温度係数、kはゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。

MOSFETにはI²R損失があり、P_{MAIN}の式にはさらに遷移損失の項があり、これは出力電圧が高いときに最も高くなります。V_{OUT} < 20Vの場合、高電流時効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上し、他方V_{OUT} > 20Vの場合、低C_{RSS}で高R_{DS(ON)}デバイスを使用すると実際に高い効率が得られるポイントまで、遷移損失が急激に上昇します。詳しくはアプリケーション情報の「降圧コンバータ：パワーMOSFETの選択」を参照してください。

昇圧コンバータ：インダクタの選択

ほとんどのアプリケーションの場合、インダクタ値は10μH～100μHの範囲になります。インダクタンス値が高いと入力リップル電圧が低下し、コア損失が低減されます。インダクタのサイズを物理的に小さくしたい場合は、値が小さいものを選択します。

昇圧コンバータの入力電流は総負荷電流で計算します。ピーク・インダクタ電流は出力電流よりかなり大きくなります。とりわけインダクタのサイズが小さく、負荷が軽い場合は顕著です。次式から、連続モード動作でV_{IN}が最小時の最大ピーク・インダクタ電流が計算されます。

$$I_{\text{L(PEAK)}} = I_{\text{OUT(MAX)}} \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN(MIN)}}} \right) + \frac{\Delta I_{\text{L(MAX)}}}{2}$$

インダクタ(ΔI_L)のリップル電流は、通常V_{IN}が最小でI_{OUT}が最大時に生じるピーク・インダクタ電流の20%から30%になります。

$$\Delta I_{\text{L(P-P)}} = \frac{V_{\text{IN}}(V_{\text{OUT}} + V_D - V_{\text{IN}})}{(200\text{kHz})(L)(V_{\text{OUT}} + V_D)}$$

ここでV_{IN} = V_{IN(MIN)}のとき、ΔI_{L(MAX)} = ΔI_{L(P-P)}です。

昇圧コンバータは短絡保護されないため、出力がショートした場合、インダクタ電流は入力電源から得られる電流I_{OUT(OVERLOAD)}によってしか制限できないため注意が必要です。I_{L(PEAK)}またはI_{OUT(OVERLOAD)}のうち値が大きいほうを安全に処理できる最大インダクタ電流を指定してください。インダクタの飽和電流定格(インダクタンスが減少し始める際の電流値)は必ず、R_{SENSE}で設定した最大電流定格より大きい値にしてください。

昇圧コンバータ：最大出力電流に対応したR_{SENSE}の選択

R_{SENSE}は要求される出力電流に基づいて選択します。LTC1624の電流コンパレータの最大スレッシュホールドは160mV/R_{SENSE}です。電流コンパレータのスレッシュホールドはインダクタ電流のピークを設定し、I_{L(PEAK)}からピーク・ツー・ピーク・リップル電流ΔI_Lの半分を引いた値を出力/入力電圧比で割った値に等しい最大平均出力電流I_{OUT(MAX)}が発生します(I_{L(PEAK)}の式を参照)。

アプリケーション情報

LTC1624のばらつきに対する余裕をもたせ(R_{SENSE} の変動は考慮しない)、インダクタに30%のリプル電流が流れるものとする、次式が得られます。

$$R_{SENSE} = \frac{100\text{mV}}{I_{OUT(\text{MAX})}} \left(\frac{V_{IN(\text{MIN})}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

昇圧コンバータ：出力ダイオード

出力ダイオードはスイッチがオフの間のみ導通します。昇圧コンバータのピーク逆電圧はレギュレータの出力電圧と同じ値です。また、通常動作時の平均順方向電流は、出力電流と等しくなります。昇圧コンバータは短絡保護されていないことを忘れないでください。ダイオードの定格電流が R_{SENSE} で設定した最大電流値を上回っていることを確認してください。モトローラ社のMBR130LT3などのショットキ・ダイオードが推奨されます。

昇圧コンバータ：出力コンデンサ

出力リップル電圧は、出力コンデンサの等価直列抵抗 (ESR) によって決まるため、出力コンデンサは通常、ESRに基づいて選択されます。

出力コンデンサのESR値は設計の効率に影響を及ぼすため、最大限の性能を達成するにはESR値の低いコンデンサを使用してください。ブースト・レギュレータでは、出力コンデンサに多くのRMSリップル電流が流れるため、出力コンデンサの定格値をこの電流を処理できる値にする必要があります。出力コンデンサのリプル電流 (RMS) は次式で求められます。

$$C_{OUT} I_{RIPPLE(\text{RMS})} \approx I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}}}$$

したがって出力リップル電流は単純に、 $V_{OUT} = R_{ESR} (\Delta I_{L(\text{RMS})})$ となります。

昇圧コンバータ：入力コンデンサ

昇圧コンバータの入力コンデンサは出力コンデンサほどクリティカルではありません。これは入力電流の波形が三角形で、出力コンデンサに見られるような大きな方形波電流がないためです。コンデンサのサイズは入力電源のインピーダンスによって決まり、標準で $10\mu\text{F}$ から $100\mu\text{F}$ です。出力コンデンサほどクリティカルではありませんが、0.3程度の低ESRが推奨されます。LTC1624を昇圧コンバータとして使用した場合の入力コンデンサのリプル電流は、次式になります。

$$C_{IN} I_{RIPPLE} \approx \frac{0.3(V_{IN})(V_{OUT} - V_{IN})}{(200\text{kHz})(L)(V_{OUT})}$$

バッテリーを突然接続した場合、入力コンデンサに非常に多くのサージ電流が流れ、ソリッド・タンタルコンデンサが損傷する可能性があります。必ずサージ電流試験を実施したコンデンサを指定してください。

昇圧コンバータ：デューティ・サイクルの制限

出力電圧をオーバシュートさせずに、また過電圧コンバータをトリップさせずに、 V_{IN} を V_{OUT} にどこまで近づけられるかの限界は、最小オン時間 450ns によって決まります。極端に低い値のインダクタンスを使用しない限り、このことが問題になることはありません。連続モードにおける最大入力電圧は次式で求められます。

$$V_{IN(\text{MAX})} = 0.91V_{OUT} + 0.5V \quad \text{DC} = 9\% \text{の場合}$$

SEPICコンバータ・アプリケーション

LTC1624はSEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) のアプリケーションにも最適です。図7に示すSEPICコンバータは2個のインダクタを使用しています。SEPICコンバータのメリットは、入力電圧を出力電圧より高くしたり低くしたりできることです。

最初のインダクタ $L1$ はメインのNチャンネルMOSFETスイッチとともに、昇圧コンバータとよく似た動作をします。2つめのインダクタ $L2$ と出力ダイオード $D1$ は、フライバックコンバータやバック昇圧コンバータと似ています。2つのインダクタ $L1$ と $L2$ は各々別々にすることもできますが、ス

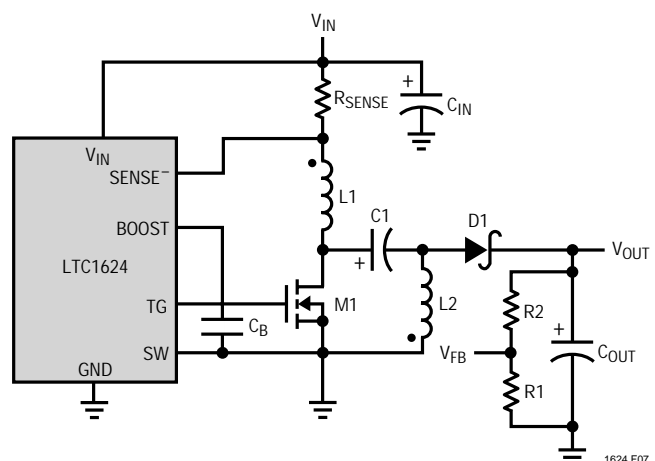


図7. SEPICコンバータ

1624 F07

アプリケーション情報

スイッチング・サイクル期間中はL1とL2に同じ電圧が印加されるため、両方を同じコアに巻くこともできます。L1=L2として1つのコアに巻くと、入力リップル電流が低減される上にコストやサイズも削減できます。以下に示すSEPICのアプリケーションではすべて、L1=L2=Lとします。

SEPICコンバータ：パワーMOSFETの選択

スイッチとしてLTC1624とともに使用するために、外付けNチャネル・パワーMOSFETを1個選択する必要があります。昇圧コンバータのアプリケーションと同様に、パワーMOSFETのソースはSWピンとともにグランドに接続します。ピーク・ツー・ピークのゲート・ドライブ・レベルはINTV_{CC}電圧で設定されます。この電圧は、V_{IN}が5.6Vを超えると約5Vとなり、ロジックレベルのMOSFETを使用できます。V_{IN}が5Vより低い場合、INTV_{CC}電圧はV_{IN}より0.6V低くなり、この場合はサブ・ロジックレベルのMOSFETを使用します。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DS(ON)}、逆伝達容量C_{RSS}、入力電圧、最大出力電流が含まれます。LTC1624が連続モードで動作中の場合、MOSFETのデューティ・サイクルは次式から得られます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D}$$

最大出力電流時のMOSFETの消費電力と最大スイッチ電流は次式で求められます。

$$P_{MAIN} = \left(I_{SW(MAX)} \right)^2 \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_{OUT} + V_D} \right) (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k \left(V_{IN(MIN)} + V_{OUT} \right)^{1.85} \left(I_{SW(MAX)} \right) \left(C_{RSS} \right) (200\text{kHz})$$

$$\text{ここで、 } I_{SW(MAX)} = I_{OUT(MAX)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}} + 1 \right)$$

δはR_{DS(ON)}の温度係数、kはゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。ピーク・スイッチ電流は、I_{SW(MAX)} + ΔI_Lとなります。

MOSFETにはI²R損失があり、さらにP_{MAIN}の式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧と出力電圧の合計が高いときに最も高くなります。(V_{IN} + V_{OUT}) < 20Vの

場合、高電流時効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上し、他方(V_{IN} + V_{OUT}) > 20Vの場合は、低C_{RSS}で高R_{DS(ON)}デバイスを使用すると実際に高い効率が得られるポイントまで、遷移損失が急激に上昇します。詳しくはアプリケーション情報の「降圧コンバータ：パワーMOSFETの選択」を参照してください。

SEPICコンバータ：インダクタの選択

ほとんどのアプリケーションでは、10μHから100μHの範囲のインダクタを使用します。インダクタンス値が高いと入力リップル電圧が低下し、コア損失が低減されます。インダクタのサイズを物理的に小さくして過渡応答を向上させたい場合は、値が小さいものを選択してください。

昇圧コンバータと同様に、SEPICコンバータの入力電流は総負荷電流で計算します。ピーク・インダクタ電流は出力電流よりかなり大きくなります。とりわけインダクタのサイズが小さく、負荷が軽い場合は顕著です。次式から、連続モード動作でV_{IN}が最小時の最大ピーク・インダクタ電流が計算されます。

$$I_{L1(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \right) + \frac{\Delta I_{L1}}{2}$$

$$I_{L2(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} \left(\frac{V_{IN(MIN)} + V_D}{V_{IN(MIN)}} \right) + \frac{\Delta I_{L2}}{2}$$

インダクタ(ΔI_L)のリップル電流は、一般に、V_{IN}が最小、I_{OUT}が最大かつΔI_{L1} = ΔI_{L2}のときに発生するピーク電流の20%から30%です。V_{IN}が最大のときにΔI_Lの値は最も大きくなります。

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{(V_{IN})(V_{OUT} + V_D)}{(200\text{kHz})(L)(V_{IN} + V_{OUT} + V_D)}$$

L1=L2として1つのコアに巻いた場合、相互インダクタンスによって上記のすべての式のインダクタンス値は2Lで置き換えられます。こうすることにより同じリップル電流が保持され、インダクタに誘導エネルギーが蓄積されます。たとえば、Coiltronix CTX10-4は2つの巻き線をもつ10μHのインダクタです。並列に巻いた場合、4Aの電流定格で10μHのインダクタンスが得られます。

アプリケーション情報

この2つの巻き線を分割すると、各々2Aの電流定格を持った10 μ Hのインダクタが2つできます。したがって式のLに対して(2 \times 10 μ H) = 20 μ Hを代入します。

$I_{L(PEAK)}$ を安全に処理できる、最大インダクタ電流を指定してください。インダクタの飽和電流定格(インダクタンスが減少し始める際の電流値)は必ず、 R_{SENSE} で設定した最大電流定格より大きい値にしてください。

SEPICコンバータ：最大出力電流に対応した
 R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は要求される出力電流に基づいて選択します。LTC1624の電流コンパレータの最大スレッシュホールドは160mV/ R_{SENSE} です。電流コンパレータのスレッシュホールドはインダクタ電流のピークを設定し、 $I_{L1(PEAK)}$ からピーク・ツー・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分を引いた値を出力/入力電圧比で割った値に等しい最大平均出力電流 $I_{OUT(MAX)}$ が発生します($I_{L1(PEAK)}$ の式を参照)。

LTC1624のばらつきに対する余裕をもたせ(R_{SENSE} の変動は考慮しない)、インダクタに30%のリップル電流が流れるものとする、次式が得られます。

$$R_{SENSE} = \frac{100\text{mV}}{I_{OUT(MAX)}} \left(\frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT} + V_D} \right)$$

SEPICコンバータ：出力ダイオード

出力ダイオードはスイッチがオフの間のみ導通します。SEPICコンバータのピーク逆電圧は $V_{OUT} + V_{IN}$ に等しい値です。また、通常動作時の平均順方向電流は、出力電流と等しくなります。ピーク電流は次式により得られます。

$$I_{D1(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} \left(\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MIN)}} + 1 \right) + \Delta I_L$$

ショットキ・ダイオードにはMBR130LT3などが推奨されます。

SEPICコンバータ：入力コンデンサと出力コンデンサ

出力リップル電圧は、出力コンデンサの等価直列抵抗(ESR)によって決まるため、出力コンデンサは通常、ESRに基づいて選択されます。リップル電流を安全に処

理できるサイズの入力コンデンサが必要です。

出力コンデンサのESR値は設計の効率に影響を及ぼすため、最大限の性能を達成するにはESR値の低いコンデンサを使用してください。降圧コンバータのように、SEPICコンバータは三角形の電流波形を持ちますが、 $V_{IN(MAX)}$ 時に最大リップル電流が発生します。入力コンデンサのリップル電流は以下のとおりです。

$$I_{RIPPLE(RMS)} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

出力コンデンサのリップル電流は次式により得られます。

$$I_{RIPPLE(RMS)} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}$$

出力コンデンサのリップル電圧(RMS)は次式で得られます。

$$V_{OUT(RIPPLE)} = 2(\Delta I_L)(ESR)$$

バッテリーを突然接続した場合、入力コンデンサに非常に多くのサージ電流が流れ、ソリッド・タンタルコンデンサが損傷する可能性があります。必ずサージ電流試験を実施したコンデンサを指定してください。

SEPICコンバータ：カップリング・コンデンサ(C1)

図7のカップリング・コンデンサには、ほぼ長方形の電流波形が見られます。C1には、オフタイムの間は I_{OUT} (V_{OUT}/V_{IN})の電流が流れ、オンタイムの間はおおよそ $-I_{OUT}$ の電流が流れます。この電流波形はC1で三角形のリップル電圧を生成します。

$$\Delta V_{C1} = \left(\frac{I_{OUT}}{(200\text{kHz})(C1)} \right) \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D} \right)$$

C1の最大電圧は次のようになります。

$$V_{C1(MAX)} = V_{IN} + \Delta V_{C1}/2 \text{ (通常は } V_{IN(MAX)} \text{ 付近)}$$

C1を流れるリップル電流は次式で得られます。

$$I_{RIPPLE(C1)} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}$$

最大リップル電流は $I_{OUT(MAX)}$ 時と $V_{IN(MIN)}$ 時に発生します。全入力電圧範囲で全負荷時に $V_{C1} = V_{IN}$ となるように

アプリケーション情報

C1の両端にかかる電圧を一定にするには、C1の容量が十分に大きくなければなりません。カップリング・コンデンサC1に蓄積されたエネルギーがL1に蓄積されたエネルギーに等しいと仮定すると、C1の最小容量は次式で得られます。

$$C1(\text{MIN}) = \frac{L1(I_{\text{OUT}})^2(V_{\text{OUT}})^2}{V_{\text{IN}(\text{MIN})}^4}$$

SEPICコンバータ：デューティ・サイクルの制限

450nsの最小オン時間により、サイクルをスキップせずに許容できる入力と出力間の電圧比の限度が決定されます。非常に低い出力電圧 ($V_{\text{OUT}} < 2.5\text{V}$) が必要な場合、このような制限が唯一、最終的な設計に影響を及ぼします。SEPICコンバータは、出力電圧がこのような低い場合には適さないということに注意してください。最大入力電圧は次式のとおりです(36Vの絶対最大リミットを超えないように注意してください)。

$$V_{\text{IN}(\text{MAX})} = 10.1V_{\text{OUT}} + 5\text{V} \quad \text{DC} > 9\% \text{の場合}$$

正 - 負コンバータ・アプリケーション

LTC1624は図8に示すように、インダクタがグランドに接続された正から負へのコンバータとして使用することもできます。LTC1624はデバイスのグランドに対して正帰還信号を必要とするので、ピン4を安定化された負の出力に接続してください。負の出力からグランドに接続された抵抗分割器は出力電圧を設定します。 $V_{\text{IN}} + |V_{\text{OUT}}| \leq 36\text{V}$ という最大 V_{IN} 定格を超えないように注意してください。

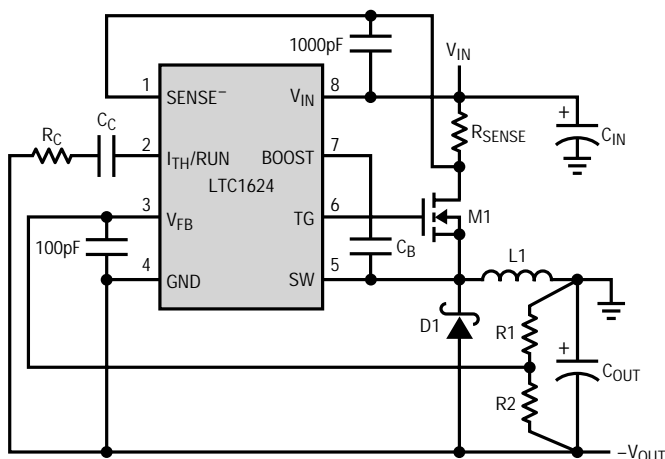


図8. 正 - 負コンバータ

正 - 負コンバータ：出力電圧のプログラミング

正 - 負コンバータの出力電圧の設定は他のアーキテクチャの場合と異なります。これは、帰還電圧はLTC1624のグランド・ピンを基準とし、グランド・ピンは $-V_{\text{OUT}}$ を基準としているためです。出力電圧は次式にしたがって抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{\text{OUT}} = 1.19\text{V} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \approx -V_{\text{IN}} \left(\frac{\text{DC}}{1 - \text{DC}} \right)$$

外部抵抗分割器は図8に示すように出力に接続されます。

正 - 負コンバータ：パワー・MOSFETの選択

スイッチとしてLTC1624とともに使用するために、外付けNチャネル・パワー・MOSFETを1個選択する必要があります。降圧アプリケーションの場合のように、パワー・MOSFETのソースはショットキ・ダイオードとインダクタに接続します。ピーク・ツー・ピークのゲート・ドライブ・レベルはINTV_{CC}電圧で設定されます。ゲート・ドライブ電圧は、 V_{IN} が5.6Vを超えると約5Vとなり、ロジックレベルのMOSFETを使用できます。 V_{IN} が5Vより低い場合、INTV_{CC}電圧は V_{IN} より0.6V低くなり、この場合はサブ・ロジックレベルのMOSFETを使用します。

パワー・MOSFETの選択基準には、オン抵抗 $R_{\text{DS(ON)}}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、入力電圧、最大出力電流が含まれます。LTC1624が連続モードで動作中の場合、MOSFETのデューティ・サイクルは次式から得られます。

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{|V_{\text{OUT}}| + V_{\text{D}}}{V_{\text{IN}} + |V_{\text{OUT}}| + V_{\text{D}}}$$

$|V_{\text{OUT}}|$ は V_{OUT} の絶対値です。

MOSFETの消費電力と最大スイッチ電流は次式により得られます。

$$P_{\text{MAIN}} = I_{\text{SW}(\text{MAX})} \times \left\{ I_{\text{OUT}(\text{MAX})} (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + k (V_{\text{IN}(\text{MAX})} + |V_{\text{OUT}}|)^{1.85} (C_{\text{RSS}}) (200\text{kHz}) \right\}$$

アプリケーション情報

$$\text{ここで、 } I_{SW(\text{MAX})} = I_{OUT(\text{MAX})} \left(\frac{V_{IN} + |V_{OUT}| + V_D}{V_{IN}} \right)$$

δ は $R_{DS(\text{ON})}$ の温度係数、 k はゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。最大スイッチ電流は $V_{IN(\text{MIN})}$ 時に発生し、ピーク・スイッチ電流は $I_{SW(\text{MAX})} + \Delta I_L/2$ となります。スイッチの両端にかかる最大電圧は $V_{IN(\text{MAX})} + |V_{OUT}|$ です。

MOSFETには I^2R 損失があり、 P_{MAIN} の式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧と出力電圧の合計が高いときに最も高くなります。 $(|V_{OUT}| + V_{IN}) < 20V$ の場合、高電流時効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上し、他方 $(|V_{OUT}| + V_{IN}) > 20V$ の場合は、低 C_{RSS} で高 $R_{DS(\text{ON})}$ デバイスを使用することによって実際に高い効率が実現されるポイントまで、遷移損失が急激に上昇します。詳しくはアプリケーション情報の「降圧コンバータ：パワーMOSFETの選択」を参照してください。

正 - 負コンバータ：インダクタの選択

ほとんどのアプリケーションの場合、インダクタ値は $10\mu\text{H} \sim 100\mu\text{H}$ の範囲になります。インダクタ値を高くすると、入力リップル電圧と出力リップル電圧は低下し（降圧コンバータほどではありませんが）、コア損失も低減されます。インダクタ値を低くすると、物理的サイズも小さくなり、過渡応答が向上しますが、出力リップルは増大します。

昇圧コンバータと同様に、正 - 負コンバータの入力電流は全負荷電流時に算出されます。ピーク・インダクタ電流は、特に $(\Delta I_L$ 値の大きい)小型のインダクタを使用した場合に、出力電流よりはるかに大きくなる場合があります。次式から、連続モード動作で V_{IN} が最小時の最大ピーク・インダクタ電流が計算されます。

$$I_{L(\text{PEAK})} = I_{OUT(\text{MAX})} \left(\frac{V_{IN} + |V_{OUT}| + V_D}{V_{IN}} \right) + \frac{\Delta I_L}{2}$$

出力リップルを最小限に抑えるために、インダクタのリップル電流 (ΔI_L) は通常 $V_{IN(\text{MIN})}$ および $I_{OUT(\text{MAX})}$ 時に発生するピーク・インダクタ電流の20% ~ 50%です。最小 V_{IN} で ΔI_L は最大になります。

$$\Delta I_L(\text{P-P}) = \frac{(V_{IN})(|V_{OUT}| + V_D)}{(200\text{kHz})(L)(V_{IN} + |V_{OUT}| + V_D)}$$

$I_{L(\text{PEAK})}$ を安全に処理できる、最大インダクタ電流を指定してください。インダクタの飽和電流定格(インダクタンスが減少し始める際の電流値)は必ず、 R_{SENSE} で設定した最大電流定格より大きい値にしてください。

正 - 負コンバータ：最大出力電流に対応した R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は要求される出力電流に基づいて選択します。LTC1624の電流コンパレータの最大スレッシュホールドは $160\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ です。電流コンパレータのスレッシュホールドはインダクタ電流のピークを設定し、 $I_{L(\text{PEAK})}$ からピーク・ツー・ピーク・リップル電流の半分を引いた値をデューティサイクルで割った値に等しい最大平均出力電流 $I_{OUT(\text{MAX})}$ が発生します。

LTC1624のばらつきに対する余裕をもたせ(R_{SENSE} の変動は考慮しない)、インダクタに30%のリップル電流が流れるものとする、次式が得られます。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{100\text{mV}}{I_{OUT(\text{MAX})}} \left(\frac{V_{IN(\text{MIN})}}{V_{IN(\text{MIN})} + |V_{OUT}| + V_D} \right)$$

正 - 負コンバータ：出力ダイオード

出力ダイオードはスイッチがオフの間のみ導通します。正から負コンバータのピーク逆電圧は $|V_{OUT}| + V_{IN}$ に等しくなります。通常動作時の平均順方向電流は $I_{D(\text{PEAK})} - \Delta I_L/2$ に等しくなります。 $V_{IN(\text{MIN})}$ 時に発生するピーク・ダイオード電流は次のとおりです。

$$I_{D(\text{PEAK})} = I_{OUT(\text{MAX})} \left(\frac{(|V_{OUT}| + V_D)}{V_{IN}} + 1 \right) + \frac{\Delta I_L}{2}$$

正 - 負コンバータ：入力コンデンサと出力コンデンサ

出力リップル電圧は、出力コンデンサの等価直列抵抗(ESR)によって決まるため、出力コンデンサは通常、ESRに基づいて選択されます。入力コンデンサと出力コンデンサのいずれも、リップル電流を安全に処理できるサイズであることが必要です。

アプリケーション情報

正 - 負コンバータには、入力コンデンサと出力コンデンサのいずれにも高いリップル電流が流れます。コンデンサの寿命を延ばすためには、この電流の実効値をコンデンサの高周波リップル定格よりも小さくする必要があります。

次式からRMSリップル電流の概算値が得られます。この式は連続モードで低い電流リップルが発生すると仮定しています。小型のインダクタを使用すると、リップル電流は、特に不連続モード時に多少高くなります。正確な方程式については、アプリケーションノート44の28～30ページを参照してください。入力および出力コンデンサのリップル電流は次のとおりです($V_{IN(MIN)}$ 時)：

$$\text{コンデンサ } I_{RMS} = (ff) (I_{OUT}) \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}$$

ff = 余裕分見込みの係数 (1.2 ~ 2.0)

出力ピーク・ツー・ピーク・リップル電圧：

$$V_{OUT(P-P)} = R_{ESR} (I_{D(MAX)})$$

バッテリーを急に接続すると、入力コンデンサに非常に多くのサージ電流が流れ、ソリッド・タンタル・コンデンサは損傷するおそれがあります。必ずサージ電流試験を実施したコンデンサを指定してください。

正 - 負コンバータ：デューティ・サイクルの制限

450nsの最小オン時間により、サイクルをスキップせずに許容できる入力と出力間の電圧比の限度が決定されず。非常に低い出力電圧 ($|V_{OUT}| < 2.5V$) が必要な場合、このような制限が唯一、設計に影響を及ぼします。最大入力電圧は次式のとおりです。

$$V_{IN(MAX)} < 10.1V_{OUT} + 5V \quad \text{DC} > 9\% \text{の場合}$$

$$V_{IN(MAX)} < 36V - |V_{OUT}| \quad \text{絶対最大定格の場合}$$

正 - 負コンバータ：シャットダウンについて

LTC1624のグランドピンは $-V_{OUT}$ を基準としているので、LTC1624をシャットダウンするには追加の回路が必要です。 $I_{TH/RUN}$ ピンをLTC1624のグランドピンに対して0.8V以下にすると、シャットダウンがイネーブルされ

ます。LTC1624のグランドピンを $-V_{OUT}$ を基準とすると、 $I_{TH/RUN}$ ピンの公称範囲は $-V_{OUT}$ (シャットダウン時) から $(-V_{OUT} + 2.4V)$ (I_{OUT} 最大時) までとなります。図15に示すようにM2、M3、R3によって、標準のTTLレベルから正から負コンバータとして動作するLTC1624にレベル・シフトされます。シャットダウン時にMOSFETのM3はM2のゲートをドライブし、M2は $I_{TH/RUN}$ ピンの電圧を $-V_{OUT}$ に引っ張ってLTC1624をシャットダウンします。

降圧コンバータ：PCボード・レイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトする場合は、以下のチェックリストを使用してLTC1624が正しく動作するように配慮しなければなりません。これらの項目は図9のレイアウト図にもイラストで示してあります。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1. 信号グランドとパワー・グランドが分かれているか？ LTC1624のグランド(ピン4)は C_{OUT} (-)プレートに必ずリターンしてください。
2. V_{FB} (ピン3)が帰還抵抗に直接接続されているか？ 抵抗分割器R1とR2は C_{OUT} (+)プレートと信号グランドの間に接続してください。100pFのコンデンサはLTC1624のできる限り近くに配置します。
3. V_{IN} リードが R_{SENSE} と同じポイントで入力電圧に接続されているか？ また、SENSE-および V_{IN} リードが最小PCトレース間隔で配線されているか？ V_{IN} とSENSE-の間のフィルタ・コンデンサはLTC1624のできる限り近くに配置します。
4. C_{IN} (+)プレートを R_{SENSE} にできる限り近く接続しているか？ このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。さらに、 C_{IN} を V_{IN} とLTC1624のグランドピンにできる限り近く接続しているか？ このコンデンサはブートストラップ・コンデンサの再充電に必要な電力も供給します。正しく動作するためには、適切な入力デカップリングが必須です。
5. スイッチング・ノードSWを敏感な小信号ノードから離しておきます。理想的には、M1、L1、D1をスイッチ・ノードにできる限り近く接続します。

標準的応用例

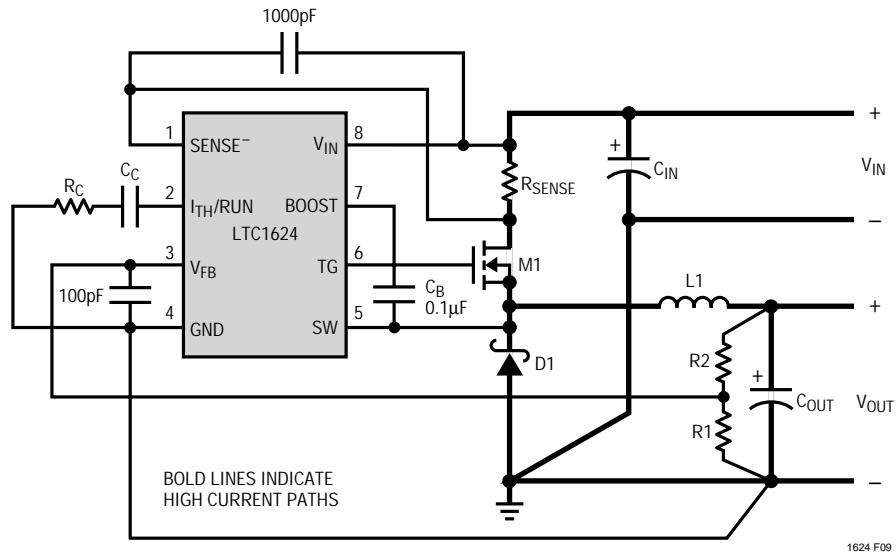


図9. LTC1624レイアウト図(ボード・レイアウト・チェックリストを参照)

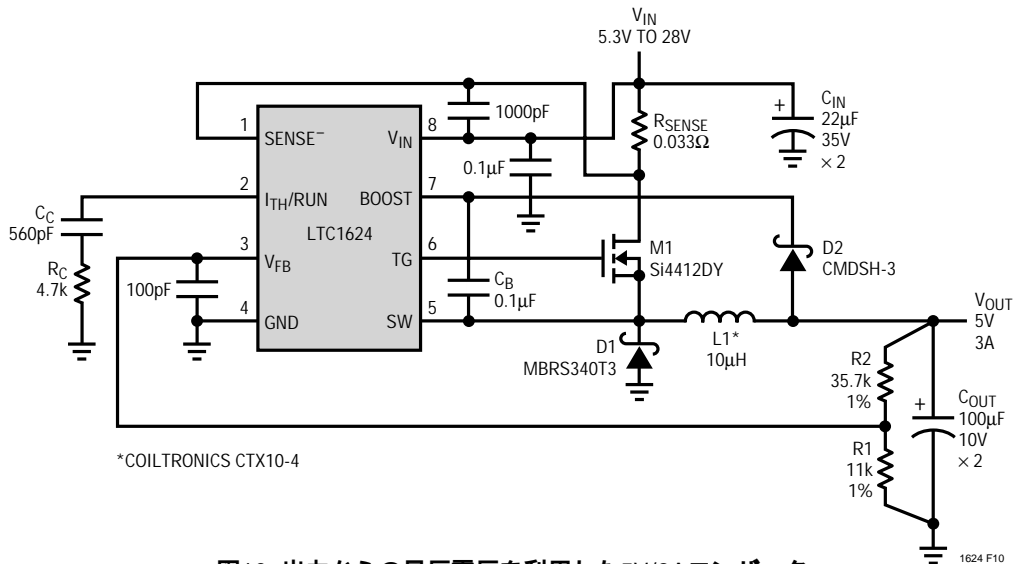


図10. 出力からの昇圧電圧を利用した5V/3Aコンバータ

標準の応用例

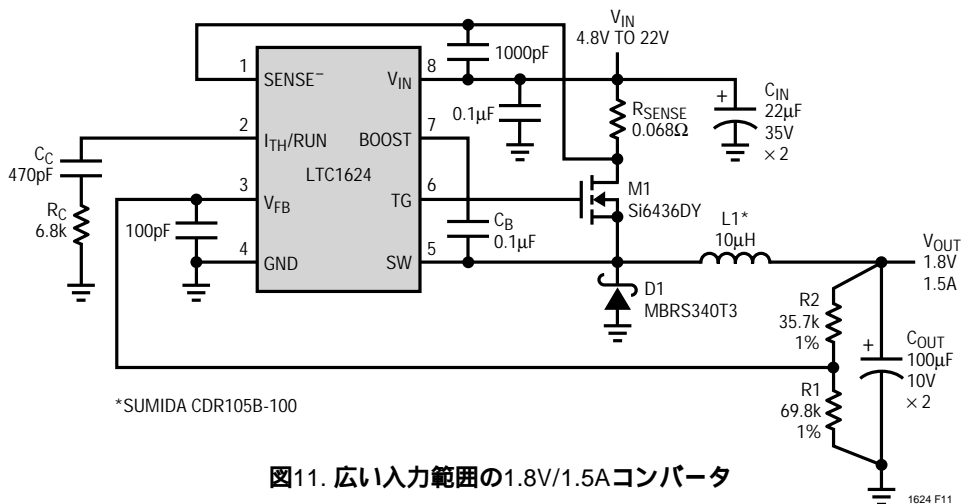


図11. 広い入力範囲の1.8V/1.5Aコンバータ

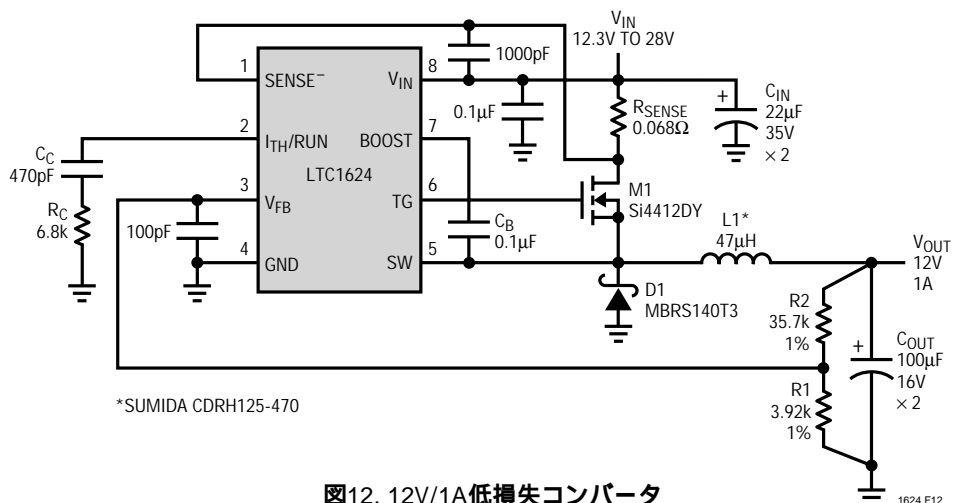


図12. 12V/1A低損失コンバータ

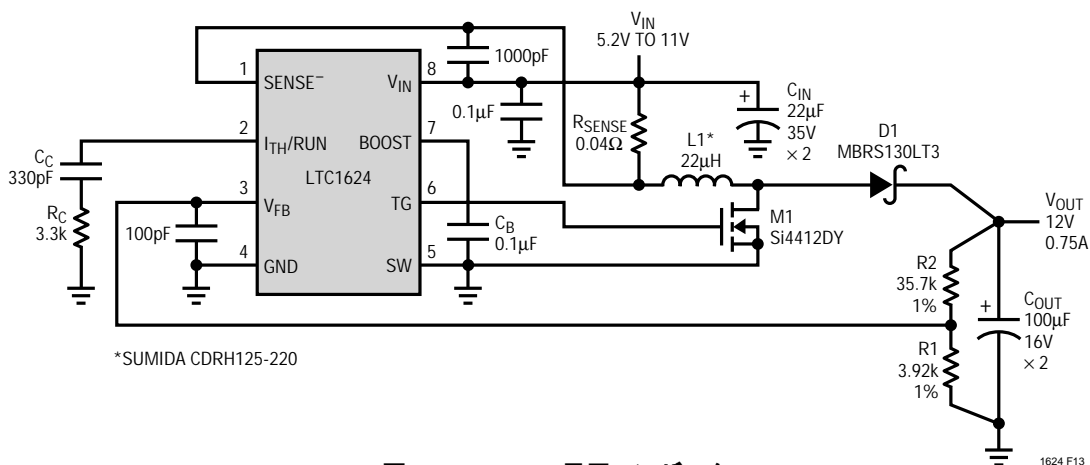


図13. 12V/0.75A昇圧コンバータ

標準の応用例

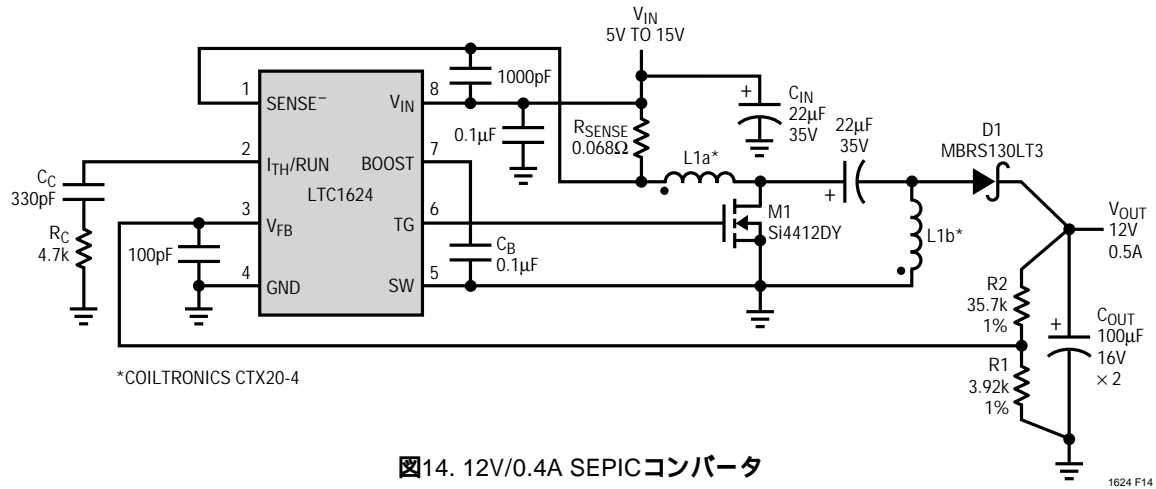


図14. 12V/0.4A SEPICコンバータ

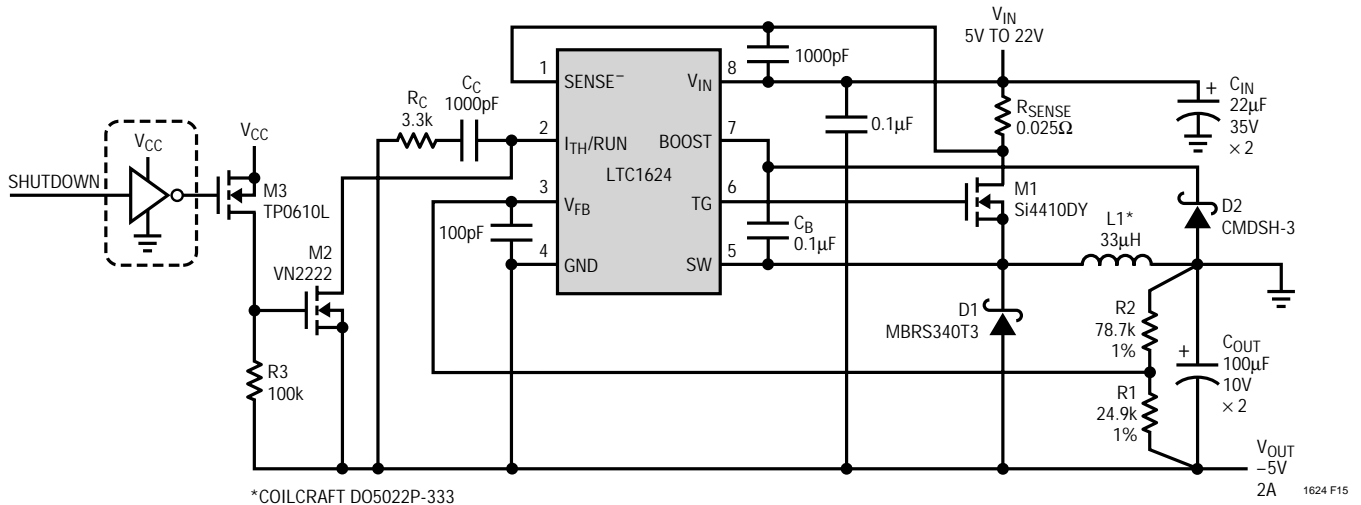


図15. 反転 - 5V/2Aコンバータ

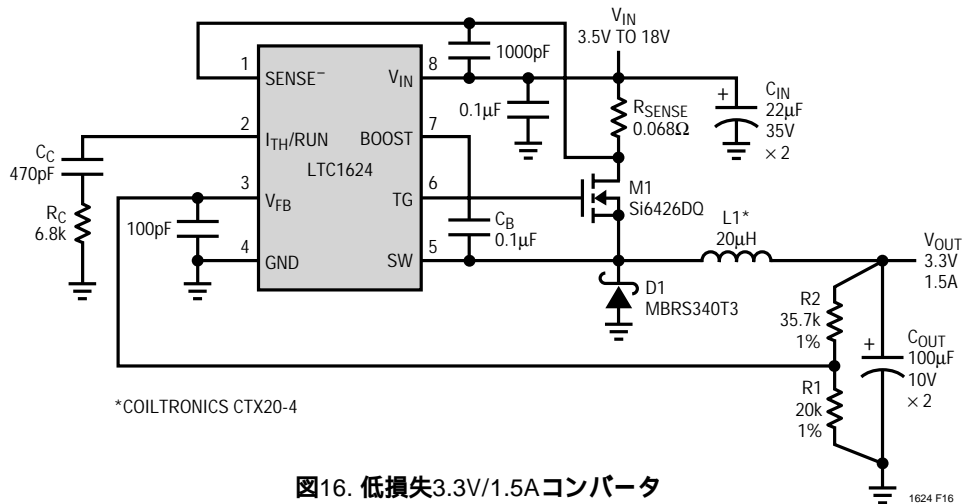


図16. 低損失3.3V/1.5Aコンバータ

標準的応用例

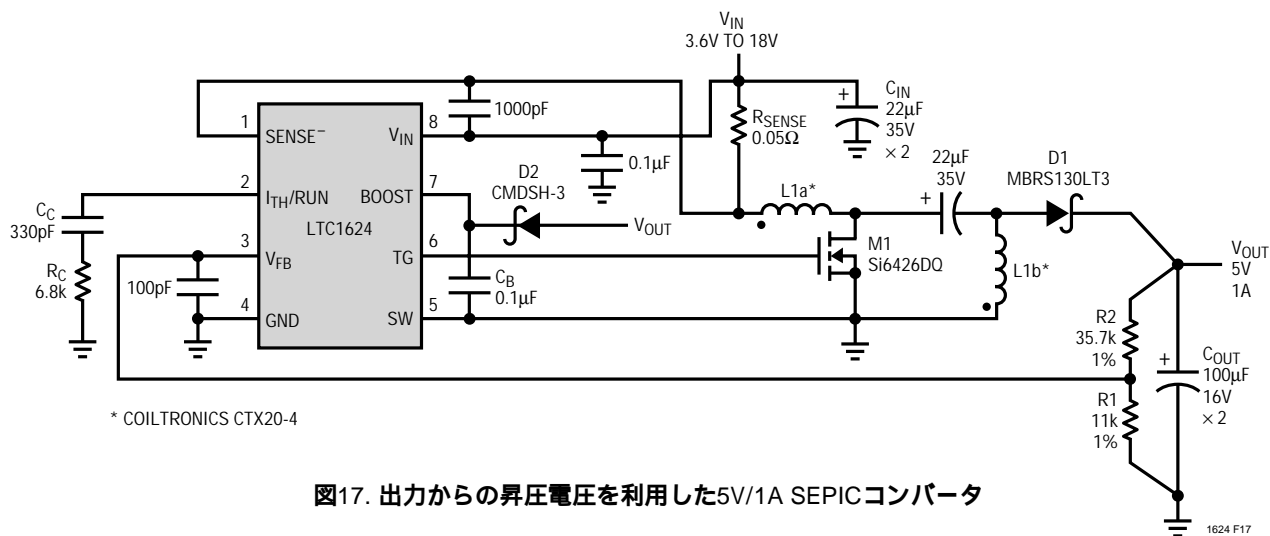


図17. 出力からの昇圧電圧を利用した5V/1A SEPICコンバータ

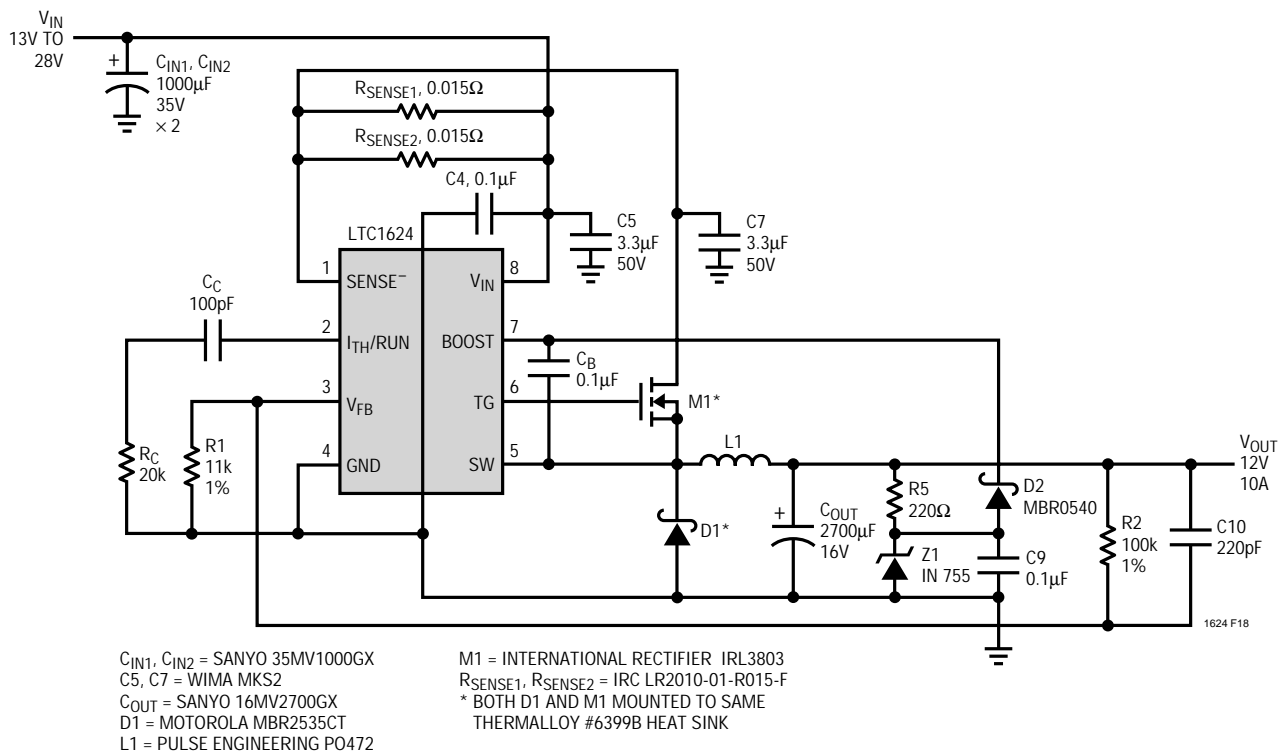


図18. 出力からの昇圧電圧を利用した24Vから12V/10Aの降圧コンバータ

標準の応用例

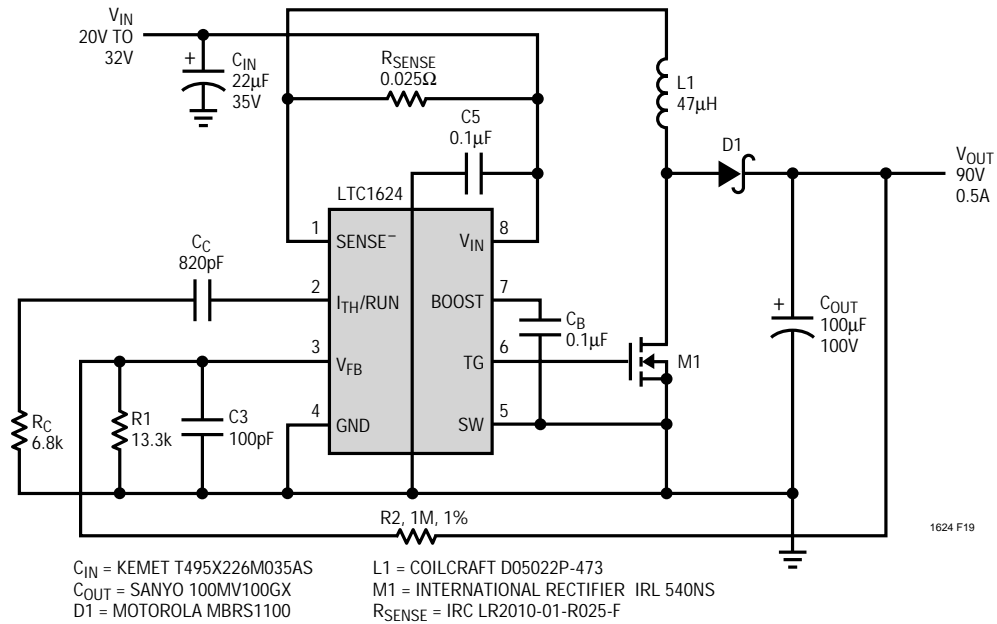


図19. 24Vから90V/0.5Aの昇圧コンバータ

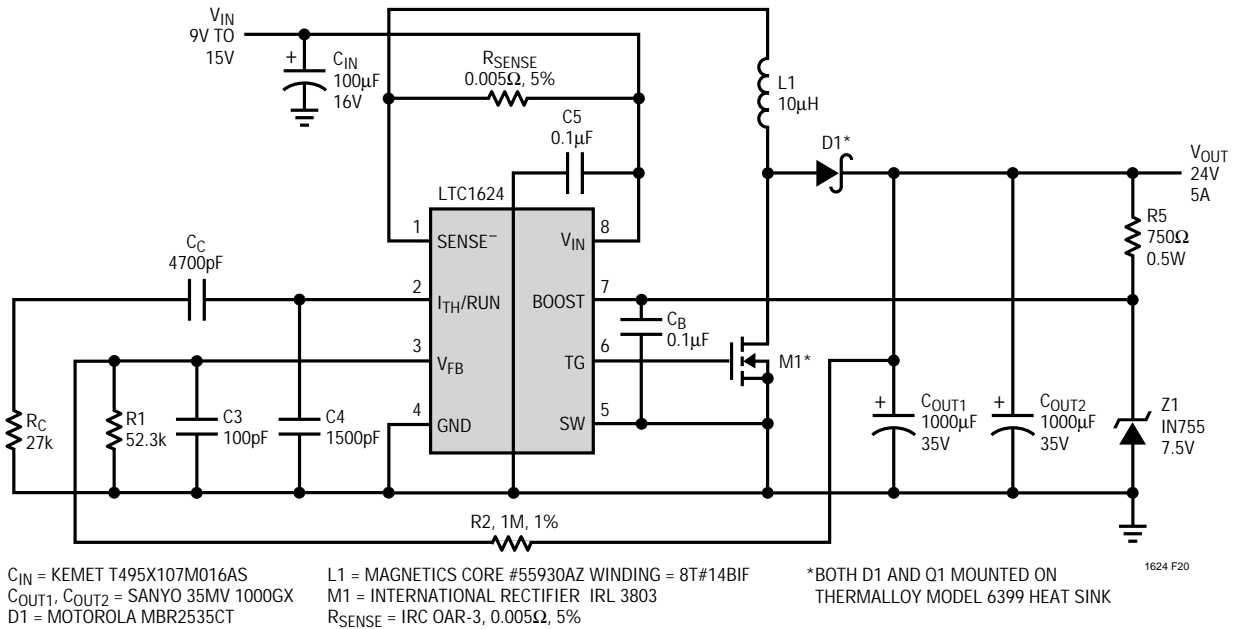
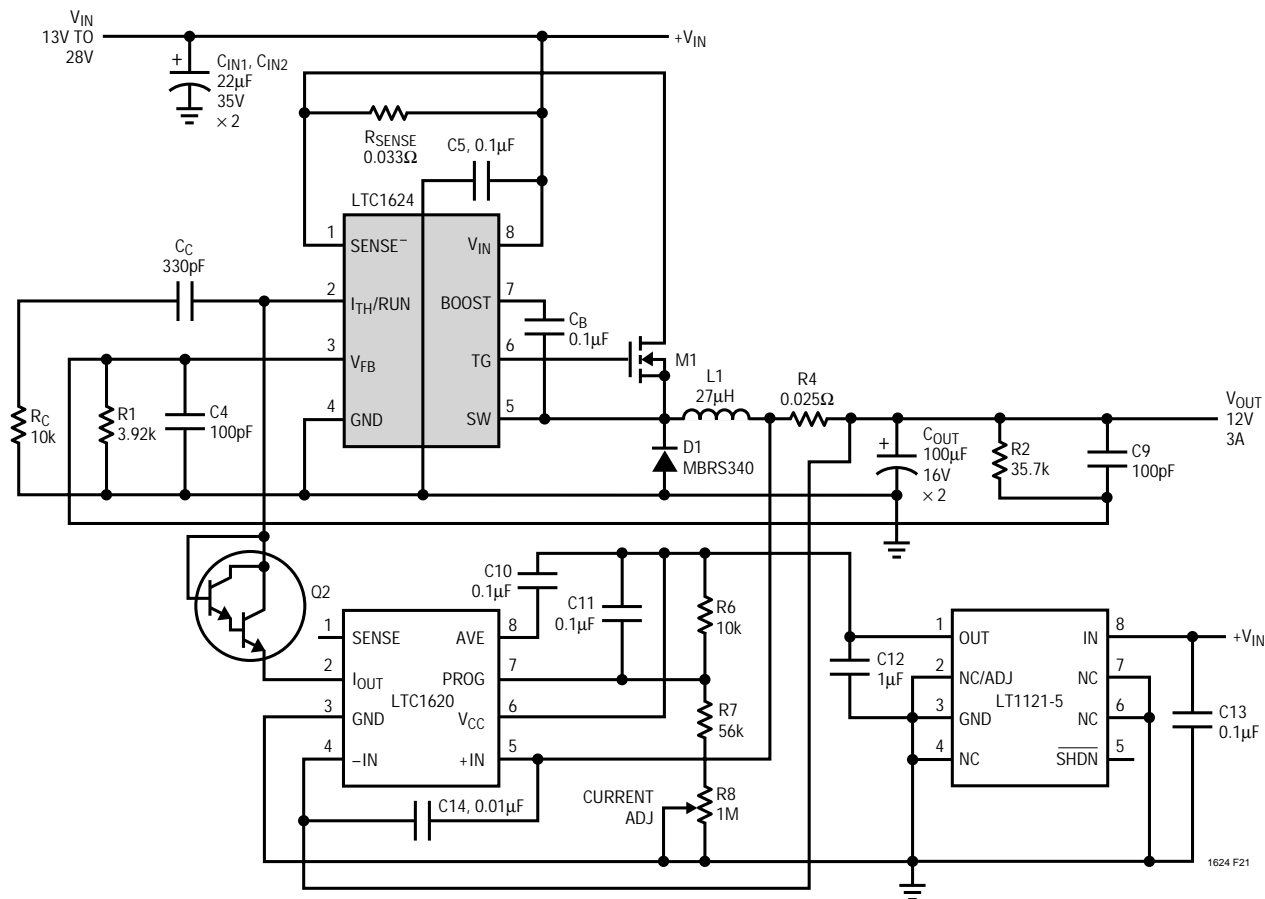


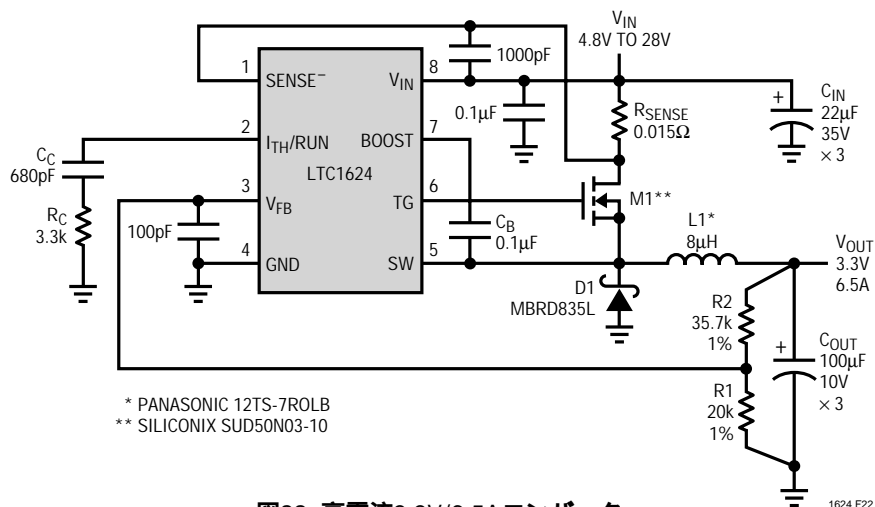
図20. 12Vから24V/5Aの昇圧コンバータ

標準の応用例



CIN1, CIN2 = KEMET T495X226M035AS
 L1 = SUMIDA CDRH127-270
 RSENSE = IRC LR2010-01-R033-F
 R4 = IRC LR2010-01-R025-F
 M1 = SILICONIX SJ4412DY
 Q2 = MOTOROLA MMBT A14

図21. バッテリ・チャージャまたは電流源アプリケーション用12V/3A可変電流電源



* PANASONIC 12TS-7ROLB
 ** SILICONIX SUD50N03-10

図22. 高電流3.3V/6.5Aコンバータ

標準的応用例

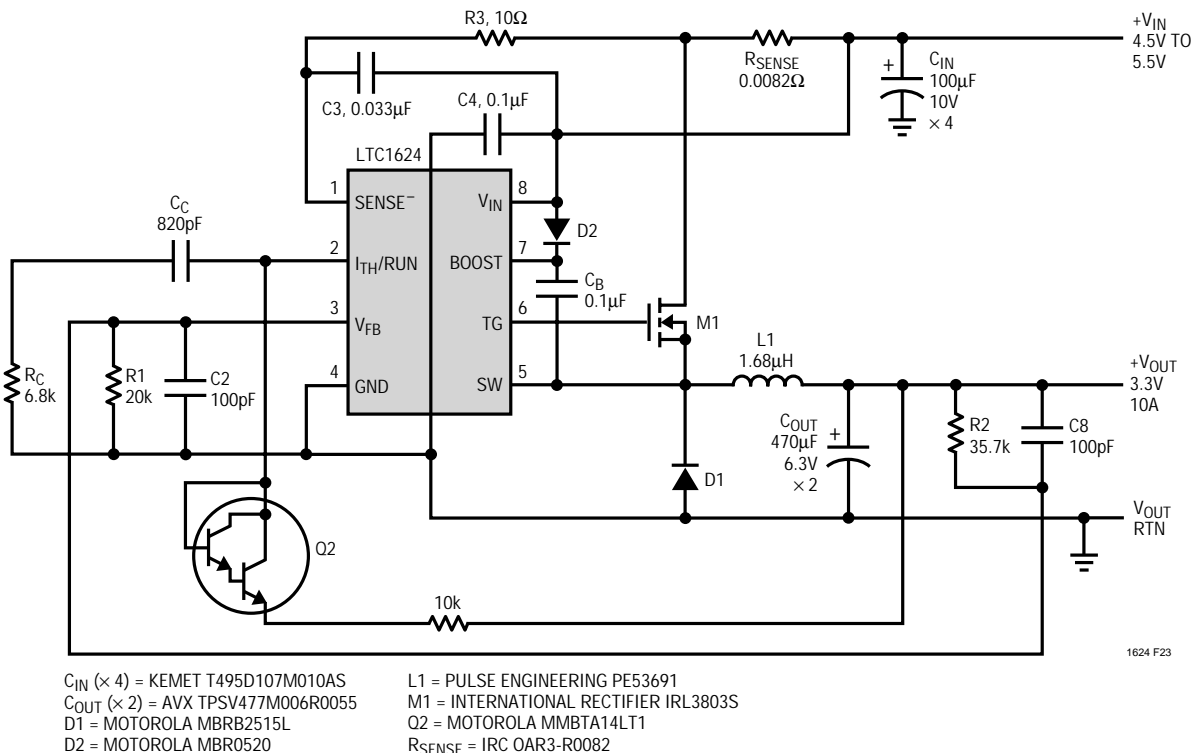


図23. 5Vから3.3V/10Aのコンバータ(表面実装)

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1147	高効率降圧コントローラ	100% DC、バースト・モード動作、8ピンSOおよびPDIP
LTC1148HV/LTC1148	高効率同期整流式降圧コントローラ	100% DC、バースト・モード動作、 $V_{IN} < 20V$
LTC1149	高効率同期整流式降圧コントローラ	100% DC、標準スレッシュホールドMOSFET、 $V_{IN} < 48V$
LTC1159	高効率同期整流式降圧コントローラ	100% DC、ロジック・レベルMOSFET、 $V_{IN} < 40V$
LTC1174	モノリシック0.6A降圧スイッチング・レギュレータ	100% DC、バースト・モード動作、8ピンSO
LTC1265	1.2Aモノリシック高効率降圧スイッチング・レギュレータ	100% DC、バースト・モード動作、14ピンSO
LTC1266	高効率同期整流式降圧コントローラ、Nチャネル・ドライブ	100% DC、バースト・モード動作、 $V_{IN} < 20V$
LT [®] 1375/LT1376	1.5A、500kHz降圧スイッチング・レギュレータ	高周波
LTC1433/LTC1434	モノリシック、0.45A低ノイズ電流モード降圧スイッチング・レギュレータ	16ピンおよび20ピン細型SSOP
LTC1435	高効率、低ノイズ、同期整流型降圧コントローラ、Nチャネル・ドライブ	バースト・モード動作、16ピン細型SO
LTC1436/ LTC1436-PLL	高効率、低ノイズ、同期整流型降圧コントローラ、Nチャネル・ドライブ	アダプティブ・パワー™・モード、20ピンおよび24ピンSSOP
LTC1474/LTC1475	超低消費電流降圧モノリシック・スイッチング・レギュレータ	100% DC、8ピンMSOP、 $V_{IN} < 20V$

Adaptive Powerはリニアテクノロジー社の商標です。