

No R_{SENSE}TM電流モード 同期整流式降圧 スイッチング・レギュレータ

特長

- 最高効率の電流モード・コントローラ
- センス抵抗が不要
- 安定な高電流動作
- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- 広いV_{IN}範囲：3.7V ~ 36V
- 広いV_{OUT}範囲：1.19V ~ V_{IN}
- ±1%、1.19V基準電源
- インジェクション・ロックによるプログラム可能な固定周波数
- 超低ドロップ動作：99%デューティ・サイクル
- 強制連続モード制御ピン
- プログラマブル・ソフト・スタート(オプション)
- ピンで選択可能な出力電圧
- フォールドバック電流制限
- 出力過電圧保護
- リモート出力電圧センス
- ロジック制御によるマイクロパワー・シャットダウン：I_Q < 30μA
- 16ピン細型SSOPおよびSOパッケージで供給

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・チャージャ
- 分配電源

概要

LTC[®] 1625は、外付け部品をほとんど使用しない外部Nチャンネル・パワー・MOSFETをドライブする同期整流型降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。MOSFETのV_{DS}センスの電流モード制御により、センス抵抗が不要になり効率が改善されます。標準周波数150kHzの内部発振器は、1.5:1の周波数範囲で外部クロックに同期させることができます。

低負荷電流でのバースト・モードTM動作により、スイッチング損失が低減され、低ドロップアウト動作によりバッテリー駆動システムの動作時間を延長することができます。強制連続モード制御ピンは、メイン出力が軽負荷のときにバースト・モード動作をディスエーブルにすることによって、2次巻線の安定化を補うことができます。

フォールドバック電流制限と出力過電圧コンパレータによって、フォールト保護が提供されています。RUN/SSピンにコンデンサを外付けすれば、電源シーケンスにソフト・スタート機能を持たせることができます。広い電源電圧範囲によって、入力3.7V(LTC1625Iの場合3.9V)~36V、出力1.19~V_{IN}の動作が可能です。

 LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
No R_{SENSE}とバースト・モードはリアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

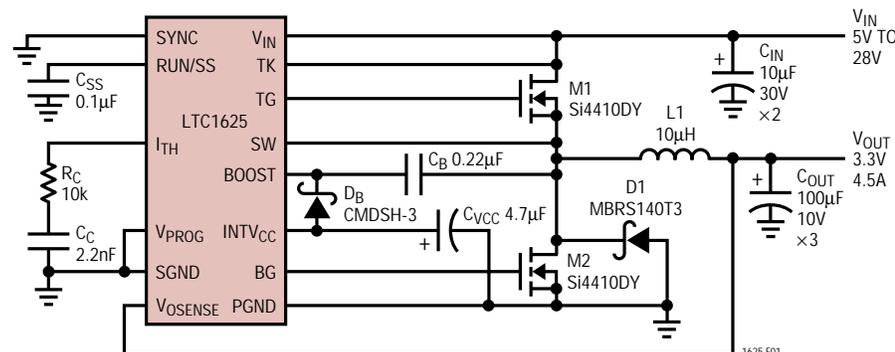
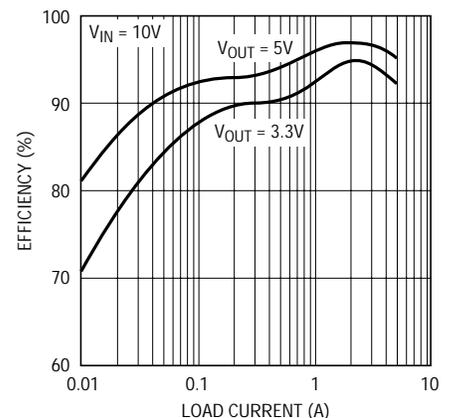


図1. 高効率降圧コンバータ

効率と負荷電流



1625 TA01

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN} 、TK).....	36V ~ - 0.3V
ブースト電源電圧 (BOOST).....	42V ~ - 0.3V
ブースト・ドライバ電圧 (BOOST - SW).....	7V ~ - 0.3V
スイッチ電圧 (SW).....	36V ~ - 5V
EXTV _{CC} 電圧.....	7V ~ - 0.3V
I _{TH} 電圧.....	2.7V ~ - 0.3V
FCB、RUN/SS、SYNC電圧.....	7V ~ - 0.3V
V _{OSENSE} 、V _{PROG} 電圧.....	(INTV _{CC} + 0.3V) ~ - 0.3V
ピーク・ドライバ出力電流 < 10 μ s (TG、BG).....	2A
INTV _{CC} 出力電流.....	50mA
動作周囲温度範囲	
LTC1625C.....	0 ~ 70
LTC1625(Note 5).....	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 2).....	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>GN PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SSOP</p> <p>S PACKAGE 16-LEAD PLASTIC SO</p> <p>T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 130°C/W (GN) T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 110°C/W (S)</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1625CGN LTC1625CS LTC1625IGN LTC1625IS

ミリタリ・グレード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 _{OSENSE}	Feedback Current	V _{PROG} Pin Open, I _{TH} = 1.19V (Note 3)		10	50	nA	
V _{OUT}	Regulated Output Voltage	I _{TH} = 1.19V (Note 3)					
	1.19V (Adjustable) Selected	V _{PROG} Pin Open	● 1.178	1.190	1.202	V	
	3.3V Selected	V _{PROG} = 0V	● 3.220	3.300	3.380	V	
	5V Selected	V _{PROG} = INTV _{CC}	● 4.900	5.000	5.100	V	
V _{LINEREG}	Reference Voltage Line Regulation	V _{IN} = 3.6V to 20V, I _{TH} = 1.19V (Note 3), V _{PROG} Pin Open		0.001	0.01	%/V	
V _{LOADREG}	Output Voltage Load Regulation	I _{TH} = 2V (Note 3)	●	-0.020	-0.2	%	
		I _{TH} = 0.5V (Note 3)	●	0.035	0.2	%	
V _{FCB}	Forced Continuous Threshold	V _{FCB} Ramping Negative	●	1.16	1.19	1.22	V
I _{FCB}	Forced Continuous Current	V _{FCB} = 1.19V		-1	-2	μ A	
V _{OVL}	Output Overvoltage Lockout	V _{PROG} Pin Open		1.24	1.28	1.32	V
I _{PROG}	V _{PROG} Input Current						
	3.3V V _{OUT}	V _{PROG} = 0V		-3.5	-7	μ A	
	5V V _{OUT}	V _{PROG} = 5V		3.5	7	μ A	
I _Q	Input DC Supply Current	EXTV _{CC} = 5V (Note 4)		500		μ A	
	Normal Mode			15	30	μ A	
	Shutdown	V _{RUN/SS} = 0V, 3.7V < V _{IN} < 15V					
V _{RUN/SS}	RUN/SS Pin Threshold		●	0.8	1.4	2	V
I _{RUN/SS}	Soft Start Current Source	V _{RUN/SS} = 0V		1.2	2.5	4	μ A
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	V _{OSENSE} = 1V, V _{PROG} Pin Open		120	150	170	mV
TG t _R	TG Transition Time						
	Rise Time	C _{LOAD} = 3300pF		50	150	ns	
TG t _F	Fall Time	C _{LOAD} = 3300pF		50	150	ns	

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	
BG t_R	BG Transition Time Rise Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	150	ns	
BG t_F	BG Transition Time Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	150	ns	
Internal V_{CC} Regulator							
$V_{INTV_{CC}}$	Internal V_{CC} Voltage	$6V < V_{IN} < 30V, V_{EXTV_{CC}} = 4V$	●	5.0	5.2	5.4	V
V_{LDOINT}	INT V_{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 20mA, V_{EXTV_{CC}} = 4V$		-1	-2		%
V_{LDOEXT}	EXT V_{CC} Voltage Drop	$I_{CC} = 20mA, V_{EXTV_{CC}} = 5V$		180	300		mV
$V_{EXTV_{CC}}$	EXT V_{CC} Switchover Voltage	$I_{CC} = 20mA, V_{EXTV_{CC}}$ Ramping Positive	●	4.5	4.7		V
Oscillator							
f_{OSC}	Oscillator Frequency			135	150	165	kHz
f_H/f_{OSC}	Maximum Synchronized Frequency Ratio			1.5			
V_{SYNC}	SYNC Pin Threshold (Figure 4)	Ramping Positive		0.9	1.2		V
R_{SYNC}	SYNC Pin Input Resistance			50			k Ω

は全規定温度範囲の規格値を意味する。

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: 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:

$$LTC1625CGN: T_J = T_A + (P_D \cdot 130 \text{ } ^\circ W)$$

$$LTC1625CS: T_J = T_A + (P_D \cdot 110 \text{ } ^\circ W)$$

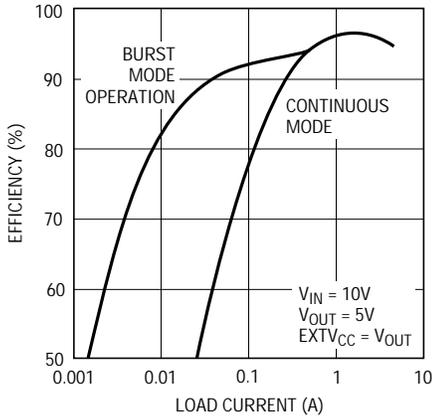
Note 3: LTC1625は、 V_{OSENSE} を規定誤差アンプ出力電圧(I_{TH})になるように調整する帰還ループでテストされている。

Note 4: EXT V_{CC} を $V_{OUT} = 5V$ に接続し、 $I_{OUT} = 0A$ 、FCB = INT V_{CC} である標準的応用回路において、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。

Note 5: 最小入力電源電圧は、インダストリアル・グレード部品では - 40 で 3.9V。

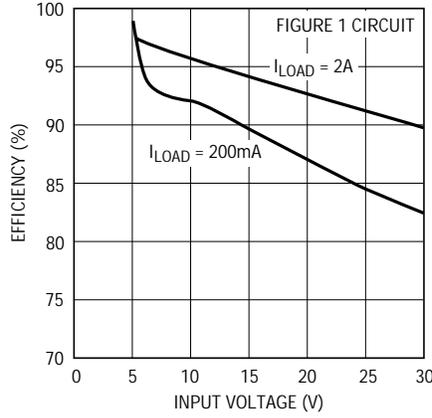
標準的性能特性

効率と負荷電流



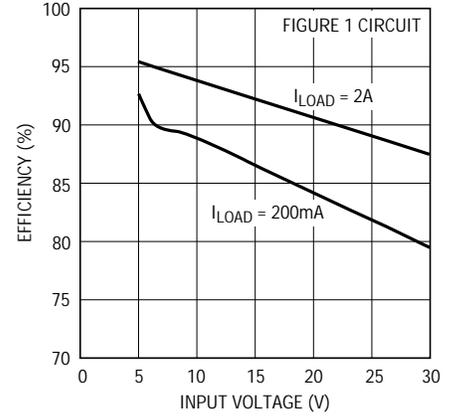
1625 G01

効率と入力電圧、 $V_{OUT} = 5V$



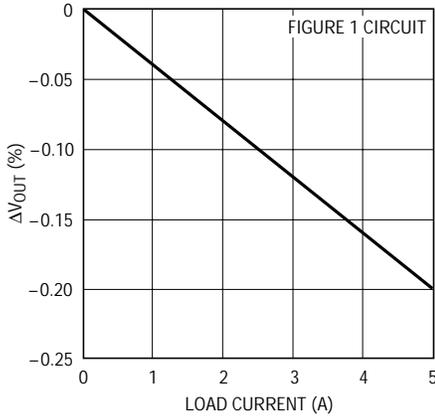
1625 G02

効率と入力電圧、 $V_{OUT} = 3.3V$



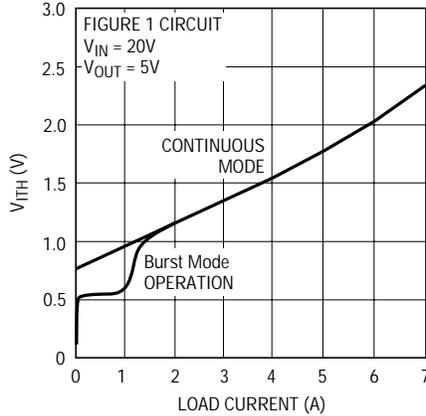
1625 G02

ロード・レギュレーション



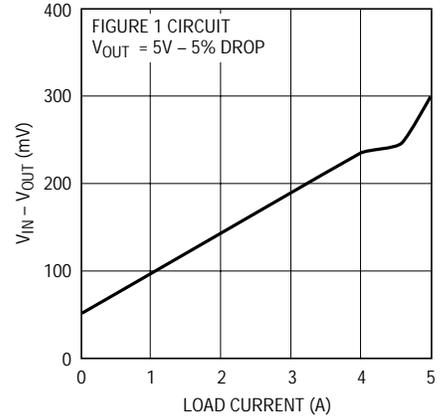
1625 G04

I_{TH} ピン電圧と負荷電流



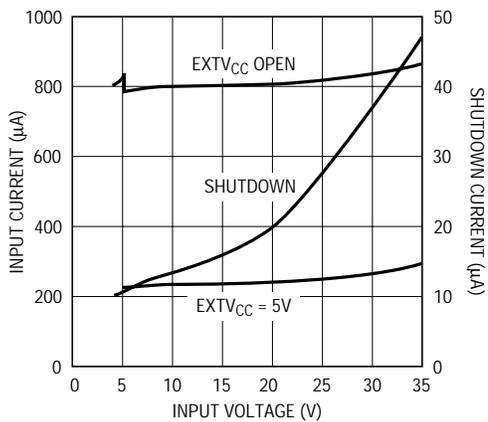
1625 G05

$V_{IN} - V_{OUT}$ の電圧降下と負荷電流



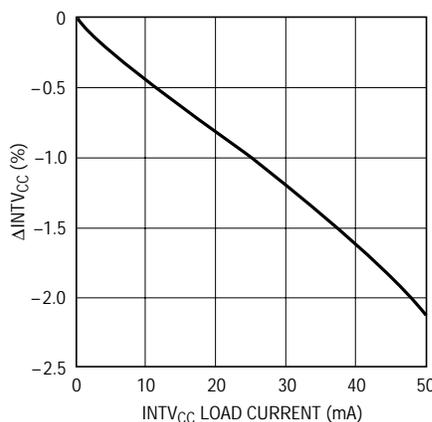
1625 G06

入力およびシャットダウン電流と入力電圧



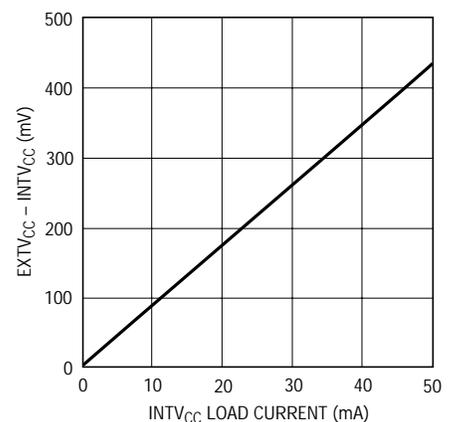
1625 G07

$INTV_{CC}$ のロード・レギュレーション



1625 G08

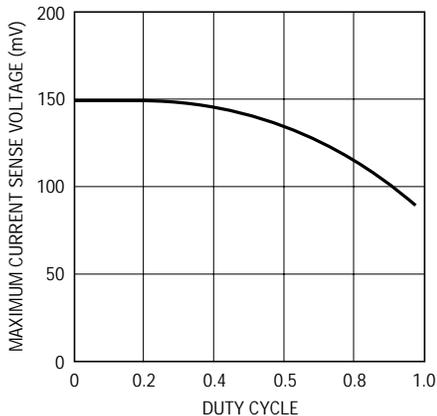
$EXTV_{CC}$ スイッチの電圧降下と $INTV_{CC}$ の負荷電流



1625 G09

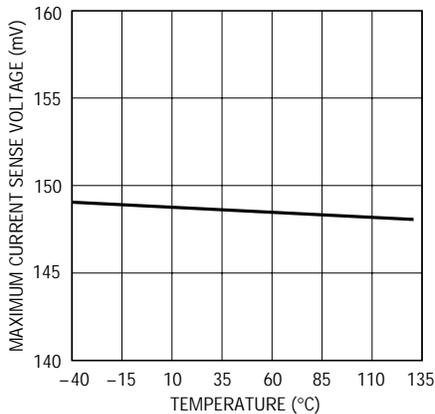
標準的性能特性

最大電流センス電圧と
デューティ・サイクル



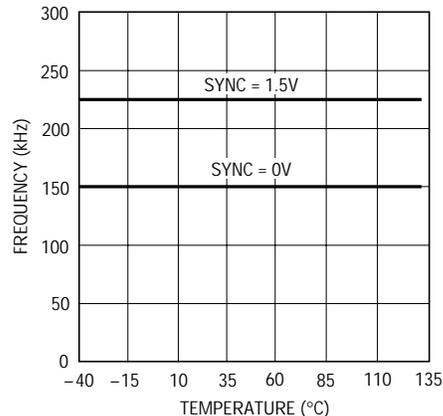
1625 G10

最大電流センス電圧と温度



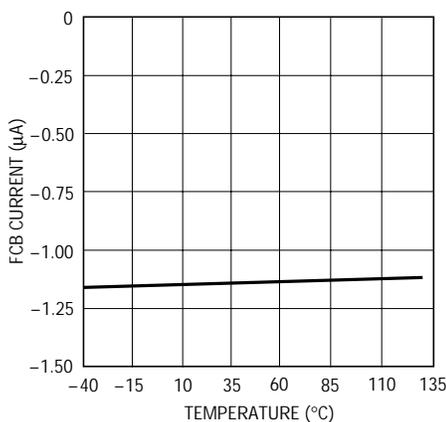
1625 G11

発振器周波数と温度



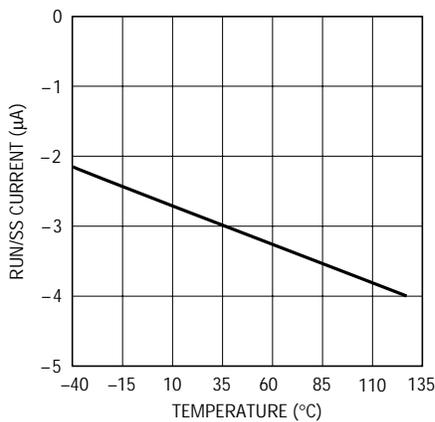
1625 G12

FCBピン電流と温度



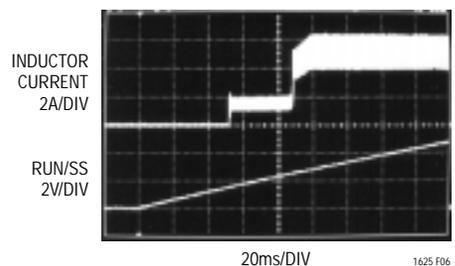
1625 G13

RUN/SSピン電流と温度



1625 G14

ソフト・スタート：
負荷電流と時間



1625 F06

$V_{IN} = 20V$
 $V_{OUT} = 5V$
 $R_{LOAD} = 1\Omega$
FIGURE 1 CIRCUIT

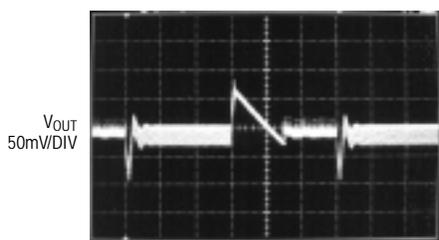
過渡応答



1625 F07

$V_{IN} = 20V$
 $V_{OUT} = 5V$
 $I_{LOAD} = 1A \text{ TO } 4A$
FIGURE 1 CIRCUIT

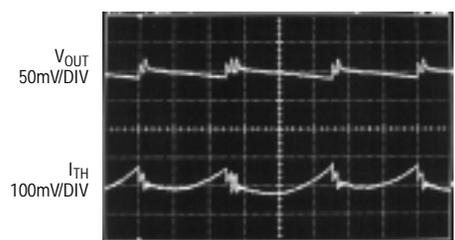
過渡応答
(バースト・モード動作)



1625 F08

$V_{IN} = 20V$
 $V_{OUT} = 5V$
 $I_{LOAD} = 50mA \text{ TO } 1A$
FIGURE 1 CIRCUIT

バースト・モード動作



1625 F09

$V_{IN} = 20V$
 $V_{OUT} = 5V$
 $I_{LOAD} = 50mA$
FIGURE 1 CIRCUIT

ピン機能

EXTV_{CC}(ピン1): INTV_{CC}スイッチ入力。EXTV_{CC}電圧が4.7V以上になると、スイッチが閉じてEXTV_{CC}からINTV_{CC}電源を供給します。このピンの電圧が7Vを超えてはなりません。

SYNQ(ピン2): 内部発振器用の同期入力。このピンがオープンの際の発振器の周波数は標準150kHzで、1.2V以上の電圧に接続すると225kHzになり、1.5:1のクロック周波数範囲でロックします。

RUN/SS(ピン3): 実行制御およびソフト・スタート入力。このピンとグラウンドの間のコンデンサで、最大電流出力に上昇するまでの時間を設定します(約1s/μF)。このピンを1.4V以下にすると、デバイスはシャットダウンします。

FCB(ピン4): 強制連続入力。このピンは低負荷での同期動作を強制するときはグラウンドに接続し、2次巻線を使用するときは2次出力から抵抗分割器に、あるいは低負荷でのパースト・モード動作をイネーブルするときにはINTV_{CC}に接続します。

I_{TH}(ピン5): 誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッシュホールドは、この制御電圧に応じて上昇します。このピンの標準電圧範囲は0V~2.4Vです。

SGND(ピン6): 信号グラウンド。C_{OUT}(-)端子に接続します。

V_{SENSE}(ピン7): 出力電圧センス。リモート・センスした出力電圧、または出力に接続されている外部抵抗分割器からの帰還入力です。

V_{PROG}(ピン8): 出力電圧のプログラミング。V_{SENSE}が出力に接続されているとき、V_{PROG}が0.8V以下の場合には3.3V出力、V_{PROG}が3.5V以上の場合には5V出力が選択されます。V_{PROG}をオープンにしておけば、出力電圧は出力とV_{SENSE}間の外部抵抗分割器によって設定できます。

PGND(ピン9): ドライバのパワー・グラウンド。ボトムNチャンネルMOSFETのソース、C_{VCC}(-)端子、およびC_{IN}(-)端子に接続します。

BQ(ピン10): ボトム・ゲート・ドライブ。グラウンドとINTV_{CC}の間の電圧でボトムNチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

INTV_{CC}(ピン11): 内部5.2Vレギュレータ出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から給電されます。このピンは最小4.7μFのタンタル・コンデンサで、パワー・グラウンドにデカップリングしてください。

BOOST(ピン12): トップサイドのフローティング・ドライバの電源。ここにブートストラップ・コンデンサの(+)端子を接続します。このピンの電圧は、INTV_{CC}からダイオード1個の電圧降下分低い電圧からV_{IN}+INTV_{CC}まで振幅します。

TQ(ピン13): トップゲート・ドライブ。スイッチ・ノード電圧に重畳される、INTV_{CC}電圧からダイオード1個の電圧降下分を差し引いた電圧振幅で、トップNチャンネルMOSFETをドライブします。

SW(ピン14): スイッチ・ノード。ここにブートストラップ・コンデンサ(-)端子を接続します。このピンの電圧は、グラウンド電位よりダイオード1個の電圧降下分低い電圧からV_{IN}まで振幅します。

TK(ピン15): トップMOSFETのケルビン・センス。MOSFETのV_{DS}を検知するには、このピンからトップMOSFETのドレインにV_{IN}とは別の経路を設ける必要があります。

V_{IN}(ピン16): メイン電源入力。3A以上のアプリケーションの場合は、RCフィルタ(4.7、0.1μF)を使用して、このピンをグラウンドにデカップリングします。

動作

メイン制御ループ

LTC1625は、DC/DC降圧コンバータ用の定周波数、電流モード・コントローラです。通常動作では、トップMOSFETは内蔵発振器がRSラッチをセットするとターンオンし、電流コンパレータ I_1 がRSラッチをリセットするとターンオフします。トップMOSFETがターンオフしているとき、電流反転コンパレータ I_2 がインダクタ電流の逆流を判定するか、または次のサイクルが開始するまで、ボトムMOSFETはターンオンしています。インダクタ電流は導通しているMOSFETの V_{DS} 電圧をセンスすることにより計測されます。該当するセンス・アンプ(TAまたはBA)の出力は、スイッチ・ロジックによって選択され、電流コンパレータに印加されます。 I_{TH} ピンの電圧で、ピーク・インダクタ電流に相当するコンパレータ・スレッシュホールドを設定します。誤差アンプEAは、出力電圧からの帰還信号 V_{FB} を内部1.19Vリファレンスと比較して、 I_{TH} ピンの電圧を調整します。 V_{PROG} ピンは帰還電圧を V_{SENSE} ピンから直接とるか、あるいは内蔵抵抗分割器から得るかを選択します。負荷電流が増加するとリファレンスに対して帰還電圧が低下します。 I_{TH} 電圧は平均インダクタ電流が負荷電流と等しくなるまで上昇します。

SYNCピンに外部クロックを印加して、内部発振器を外部クロックに同期させ、標準150kHzレートの100%~150%の周波数にロックすることができます。SYNCピンをオープンしておく、内部で“L”にプルダウンされ、発振器は通常の周波数で動作します。このピンの電圧を1.2V以上にした場合、発振器は最大225kHzで動作します。

RUN/SSピンを“L”にすると、コントローラはシャットダウン状態になり、両方のMOSFETをターンオフします。RUN/SSピンを解放すると、内部3 μ A電流源が外部ソフト・スタート・コンデンサ C_{SS} を充電することができます。この電圧が1.4Vに達すると、コントローラはスイッチングを開始しますが、 I_{TH} 電圧は約0.8Vでクランプされます。 C_{SS} が充電を続けると、フルレンジの動作を回復するまでクランプ電圧が上昇します。

トップMOSFETドライバには、フローティング・ブートストラップ・コンデンサ C_B から電源が供給されません。トップMOSFETがターンオフすると、通常このコンデンサはダイオード D_B を通してINTV $_{CC}$ から再充電されます。 V_{IN} が V_{OUT} の電圧に低下すると、コンバータはトップMOSFETを連続的にターンオンしようとして試みます(“ドロップアウト”)。ドロップアウト・カウンタ

はこの状態を検出し、トップMOSFETを10サイクルごとに約500ns間ターンオフして、ブートストラップ・コンデンサを再充電します。

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバershootや出力が過電圧になるようなその他の状況からデバイスを保護します。この場合、過電圧状態が解消されるまで、トップMOSFETはターンオフし、ボトムMOSFETはターンオンしています。

出力がグラウンドに短絡した場合のフォールドバック電流制限は、相互コンダクタンス・アンプCLによって行われます。 V_{FB} が0.6V以下に低下すると、電流コンパレータへのバッファされた I_{TH} 入力徐々にクランプ電圧0.95Vまで降下していききます。これによって、ピーク・インダクタ電流が最大値の約5分の1に減少します。

低電流動作

LTC1625は低負荷電流時にバースト・モード動作が可能です。誤差アンプが I_{TH} 電圧を0.95V以下にドライブする場合、電流コンパレータへのバッファされた I_{TH} 入力は0.95Vにクランプされます。また、インダクタのピーク電流は約 $30\text{mV}/R_{DS(ON)(TOP)}$ に保持されます。 I_{TH} がさらに0.5V以下に低下すると、バースト・モード・コンパレータBが両方のMOSFETをターンオフします。負荷電流は、 I_{TH} がコンパレータの50mVヒステリシスを超えるまで、出力コンデンサによってのみ供給され、それを超えるとスイッチングが再開します。FCBピンが1.19V以下になると、コンパレータFによってバースト・モード動作がディスエーブルされます。これによって強制連続動作になり、2次巻線の電圧変動を抑えます。

INTV $_{CC}$ /EXTV $_{CC}$ 電源

トップおよびボトムMOSFETドライバ、そしてLTC1625の大部分の内部回路への電源はINTV $_{CC}$ ピンから供給されます。EXTV $_{CC}$ ピンをオープンにしておく、内部5.2V低ドロップアウト・レギュレータが V_{IN} からINTV $_{CC}$ 電源を供給します。EXTV $_{CC}$ が4.8Vを超えると、内部レギュレータがターンオフし、内部スイッチがEXTV $_{CC}$ をINTV $_{CC}$ に接続します。これにより、INTV $_{CC}$ 電源をレギュレータ自身の一次または二次出力などの高効率なソースから供給することができます。

アプリケーション情報

基本的なLTC1625アプリケーション回路を図1に示します。外付け部品の選択は、主に最大負荷電流に基づいて行われ、まずセンス抵抗とパワーMOSFETの選択から始めます。LTC1625はMOSFETの V_{DS} センシングを使用するので、センス抵抗はMOSFETの $R_{DS(ON)}$ になります。動作周波数とインダクタは、主にリップル電流の所要値に基づいて選択されます。最後に、コンバータに流れる大きなRMS電流を扱うことができる C_{IN} を選択し、また出力電圧のリップル仕様を満足する低いESRになるよう C_{OUT} を選択します。

パワーMOSFETの選択

LTC1625にはトップ(メイン)スイッチ用とボトム(同期)スイッチ用にそれぞれ1個ずつ、計2個の外付けパワーMOSFETが必要です。パワーMOSFETの重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 $V_{(BR)DSS}$ 、スレッショルド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、最大電流 $I_{Q(MAX)}$ です。

ゲート・ドライブ電圧は、5.2VのINTV_{CC}電源によって設定されます。したがって、LTC1625アプリケーションでは、ロジック・レベル・スレッショルドMOSFETを使用しなければなりません。低入力電圧動作($V_{IN} < 5V$)が必要な場合は、サブ・ロジック・レベルのスレッショルドMOSFETを使用します。MOSFETの $V_{(BR)DSS}$ 仕様にも十分に注意してください。ロジック・レベルMOSFETの多くは30V以下に制限されています。

MOSFETのオン抵抗は要求される負荷電流に基づいて選択します。最大平均出力電流 $I_{Q(MAX)}$ は、ピーク・インダクタ電流よりピーク・ツー・ピーク・リップル電流 I_L の半分だけ小さい値です。ピーク・インダクタ電流は、電流モード・コントローラで、電流スレッショルド I_{TH} の範囲によって本質的に制限されます。対応する最大 V_{DS} センス電圧は、通常の状態では約150mVです。LTC1625では、ピーク・インダクタ電流は $150mV/R_{DS(ON)TOP}$ を超えることはできません。次式は25 (メーカーのスペック)において必要な $R_{DS(ON)MAX}$ を決定するためのよい指針であり、リップル電流、電流制限、およびLTC1625と外付け部品値のバラツキに対して若干の余裕を考慮しています。

$$R_{DS(ON)(MAX)} \cong \frac{120mV}{(I_{O(MAX)})(\rho_T)}$$

ρ_T は温度による $R_{DS(ON)}$ の大きなバラツキを説明する標準化された用語であり、図2に示すとおり標準で約0.4%/ $^{\circ}C$ です。接合部 - ケース間温度 T_{JC} は、ほとんどのアプリケーションで10 $^{\circ}C$ 前後です。最大周囲温度を70 $^{\circ}C$ とした場合、上記の式で $80 \cong 1.3$ を使用するのが妥当です。この式は図3にプロットされており、 $R_{DS(ON)}$ と最大出力電流の関係を説明しています。いくつかのSiliconix製の一般的なMOSFETをデータ・ポイントで示します。

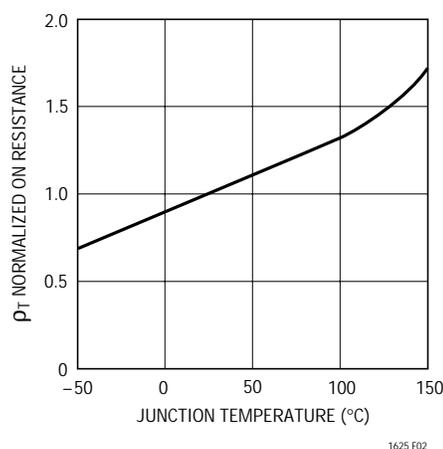


図2. $R_{DS(ON)}$ と温度

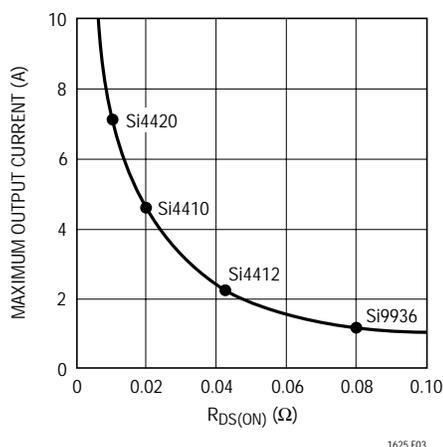


図3. $V_{GS} = 4.5V$ での最大出力電流と $R_{DS(ON)}$

トップおよびボトムMOSFETでの電力消費は、それぞれのデューティ・サイクルと負荷電流に大きく依存します。LTC1625が連続モードで動作中には、MOSFETのデューティ・サイクルは次式で与えられます。

アプリケーション情報

$$\begin{aligned} \text{トップ・デューティ・サイクル} &= \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \\ \text{ボトム・デューティ・サイクル} &= \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \end{aligned}$$

また、MOSFETの最大出力電流時の消費電力は、次式で与えられます。

$$P_{\text{TOP}} = \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) (I_{\text{O(MAX)}})^2 (\rho_{\text{T(TOP)}}) (R_{\text{DS(ON)}}) + (k)(V_{\text{IN}})^2 (I_{\text{O(MAX)}})(C_{\text{RSS}})(f)$$

$$P_{\text{BOT}} = \left(\frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) (I_{\text{O(MAX)}})^2 (\rho_{\text{T(BOT)}}) (R_{\text{DS(ON)}})$$

I^2R 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、 P_{TOP} の式には遷移損失の項が追加されており、これは入力電圧が高いときに最も大きくなります。遷移損失の量は、定数 $k = 1.7$ を用いて推定することができます。ボトムMOSFETの損失は、入力電圧が高いとき、またはデューティ・サイクルがほぼ100%になる短絡時にも最も大きくなります。

動作周波数と同期

動作周波数とインダクタ値は、効率と部品サイズの妥協を図りながら選択します。動作周波数が低いと、MOSFETのゲート電荷損失と遷移損失によるMOSFETのスイッチング損失が減少して効率が上がります。ただし、低周波数動作時には一定のリプル電流を得るために、インダクタンス値をさらに大きくする必要があります。

SYNCピンをオープンにしておくか、またはグランドに接続すると、内部発振器は標準150kHzの周波数で動作します。SYNCピンを1.2Vより上にする、と、周波数が50%高くなります。発振器は165kHz ~ 200kHzの周波数でSYNCピンに加えられたクロック信号にロックします。図4に示すとおり、クロック「H」レベルが1 μ s ~ 4 μ sの間、1.2Vを超えてはなりません。トップMOSFETのターンオンは、クロックの立上りエッジに同期します。

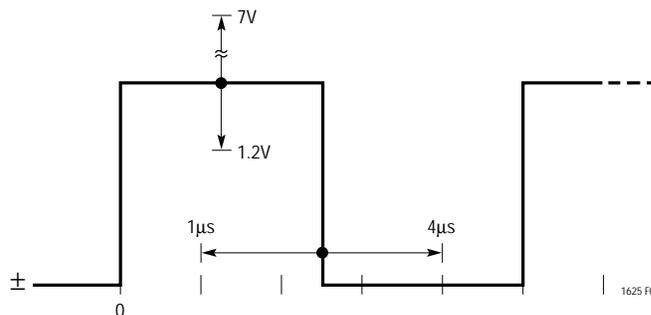


図4. SYNCクロック信号波形

インダクタ値の選択

必要な入力および出力電圧が決まれば、インダクタ値と動作周波数により、以下の式から直接リプル電流が決まります。

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{(f)(L)} \right) \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

リプル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、および出力電圧リプルが減少します。したがって、最も高効率な動作は、リプル電流が小さい低周波数で得られます。しかし、これを達成するには、大きな値のインダクタが必要です。

まず、手始めに $I_{\text{O(MAX)}}$ の約40%のリプル電流を選択してみます。最大リプル電流は、 V_{IN} が最も高いときに発生することに注意してください。リプル電流が規定最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタを選択しなければなりません。

$$L \geq \left(\frac{V_{\text{OUT}}}{(f)(\Delta I_L(\text{MAX}))} \right) \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}(\text{MAX})}} \right)$$

バースト・モード動作の検討事項

$R_{\text{DS(ON)}}$ とインダクタ値を選択すれば、LTC1625がバースト・モード動作に入る負荷電流も決まります。バースト動作時、コントローラはピーク・インダクタ電流をほぼ次式の値にクランプします。

$$I_{\text{BURST(PEAK)}} = \frac{30\text{mV}}{R_{\text{DS(ON)}}$$

アプリケーション情報

対応する平均電流は、リップル電流の量に依存します。インダクタの値が小さいと (I_L は高くなる) 、バースト・モード動作を開始する負荷電流が低下します。

バースト・モード動作中に、 I_L が実質的に I_{BURST} より小さい場合は、出力電圧リップルが増加するおそれがあります。これは主にデューティ・サイクルが100%に非常に近いとき (V_{IN} が V_{OUT} に近い) 、またはインダクタ値が非常に大きいときに発生します。これは一般に、 $V_{OUT} \geq 5V$ のアプリケーションでのみ問題になります。高デューティ・サイクルでは、サイクル・スキップによりインダクタ電流が急にゼロに下がります。ただし、電流が $I_{BURST(PEAK)}$ まで戻るには、数サイクルを要します。この間に、出力コンデンサが負荷電流を供給しなければなりません。電荷が失われて出力電圧が大幅に低下する可能性があります。 I_L と $I_{BURST(PEAK)}$ を一致させておくことが得策です。そうでない場合は、電圧リップルを低減するために出力容量を増やすか、あるいはFCBピンで連続動作を強制してバースト・モード動作をディスエーブルする必要があります。

フォールト条件：電流制限と出力短絡

LTC1625の電流コンパレータは、150mVの最大センス電圧に対応できます。この電圧とセンス抵抗によって、最大許容ピーク・インダクタ電流が決まります。対応する出力電流制限は次式で与えられます。

$$I_{LIMIT} = \frac{150mV}{(R_{DS(ON)})(\rho_T)} - \frac{1}{2} \Delta I_L$$

$I_{LIMIT(MIN)} > I_{\alpha(MAX)}$ となるよう、電流制限値をチェックしなければなりません。電流制限の最小値は、一般に周囲温度が最も高く V_{IN} が最も高い状態で発生し、トップMOSFETでの消費電力が最大になります。トップMOSFETで想定される接合部温度と、接合部を発熱させる I_{LIMIT} の値に矛盾がないか確認することが重要です。

MOSFETの $R_{DS(ON)}$ に基づいて電流制限を設定するときには注意が必要です。最大電流制限は、MOSFETの最小オン抵抗によって決まります。データシートには、通常 $R_{DS(ON)}$ の標準値と最大値が規定されていますが、最小値は規定されていません。妥当ながらおそらくかなり控え

目な仮定は、 $R_{DS(ON)}$ の最小値が標準から最大値までの幅と同じ量だけ標準値より下にあるということです。詳細については、MOSFETメーカーにお問い合わせください。

LTC1625には、出力がグランドに短絡したときに、負荷電流をさらに制限する電流フォールドバック機能があります。出力が半分以上低下すると、最大センス電圧は150mVから30mVまで徐々に低下します。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC1625は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況では、インダクタ電流ピークを制御しているトップMOSFETではなく、ボトムMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がインダクタ電流を制御します。短絡時のリップル電流は、LTC1625の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (約0.5 μ s) 、入力電圧、およびインダクタ値によって決まり、次式で表されます。

$$I_{L(SC)} = T_{ON(MIN)} V_{IN} / L$$

短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{SC} = \frac{30mV}{(R_{DS(ON)(BOT)})(\rho_T)} + \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

通常、トップおよびボトムMOSFETは同じタイプのものです。短絡電流の上昇に耐えられる場合は、トップMOSFETの $R_{DS(ON)}$ より低い $R_{DS(ON)}$ を持つボトムMOSFETを選択します。ただし、ボトムMOSFETの標準 $R_{DS(ON)}$ 値がトップMOSFETの値より高くなってはなりません。

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、モリパーマロイ、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。

Kool M μ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

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、設計目標を銅損失に集中して飽和の問題を回避することができます。フェライト・コア材料は“ハード”に飽和します。つまり、最大設計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、インダクタのリプル電流が急増し、出力電圧リプルが増加します。コアを飽和させないようにしてください。

モリパーマロイ(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。Magnetics, Inc.製で経済的なものがKool M μ 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、これらに適したボビンがないため実装が困難です。しかし、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。

ショットキー・ダイオードの選択

図1に示すショットキー・ダイオードD1はパワーMOSFET間の導通の間のデッドタイム中に導通します。このダイオードは、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイム中にターンオンして電荷を蓄積するのを防止しますが、効率は1%ほど低下します。3A~5Aのレギュレータには、一般に1Aショットキー・ダイオードが適当です。効率の損失が許容できる場合、このダイオードはなくすことができます。

C_{IN}およびC_{OUT}の選択

連続モードでは、トップMOSFETのドレイン電流はデューティ・サイクルがほぼ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、最大実効電流に対応できる容量の低ESR入力コンデンサを使用しなければなりません。最大実効電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \cong I_{O(MAX)} \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1 \right)^{1/2}$$

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}のときに最大になります。ただし、I_{RMS} = I_{O MAX} / 2です。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。

C_{OUT}は、主に電圧リプルを最小限に抑えるのに必要なESRに基づいて選択します。出力リプル V_{OUT} は、次式から概略を求めることができます。

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{(8)(f)(C_{OUT})} \right)$$

I_Lは入力電圧に応じて増加するため、出力リプルは入力電圧が最大ときに最も大きくなります。一般に、ESR要求条件が満たされると、容量はフィルタリングに十分なものであり、所要実効電流定格を備えています。

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でESR x サイズの積が最も低いものですが、多少高価です。

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、ESR要求条件に適合させる必要があります。表面実装型のアルミニウム電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサが入手可能です。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重要です。ケース高さが2mmから4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPSシリーズが最適です。他のコンデンサ・タイプとしては、三洋のOS - CON、ニチコンPLシリーズ、そしてSprague 593Dおよび595Dシリーズがあります。他の特長については、メーカーにお問い合わせください。

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャネル低ドロップアウト・レギュレータは、5.2V電源を生成し、LTC1625内のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV_{CC}ピンは最大15mAを供給でき、最小4.7 μ Fのタンタルまたは低ESRの電解コンデンサでグラウンドにバイパスしなければなりません。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給するために、良質なバイパスが必要です。

アプリケーション情報

大型MOSFETが高周波でドライブされている高入力電圧アプリケーションでは、LTC1625の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。外部EXTV_{CC}ソースを使用しない限り、電源電流の大部分がMOSFETゲートをドライブします。接合部温度は、電気的特性のNote 2に記載された等式を使用して推定することができます。たとえば、LTC1625CGNIは30V電源では14mA以下に制限されます。

$$T_J = 70 + (14\text{mA} \times 30\text{V} \times 130 / \text{W}) = 125$$

最大接合部温度を超えないようにするために、高いV_{IN}で連続モードで動作しているときには入力供給電流をチェックしなければなりません。

EXTV_{CC}の接続

LTC1625は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に接続された内部PチャンネルMOSFETスイッチを内蔵しています。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.7V以上になると、内部5.2Vレギュレータがシャット・オフし、スイッチがクローズしてEXTV_{CC}電圧が4.5V以下になるまで、INTV_{CC}電源はEXTV_{CC}を通して供給されます。これにより通常動作中は、MOSFETドライバおよび制御回路の電源は出力から、または外部から供給されます。出力の安定化が行われていないとき(始動時、短絡時など)は、内部レギュレータから電源が供給されます。EXTV_{CC}ピンには7V以上の電圧を印加しないで、EXTV_{CC} ≤ V_{IN}となるようにしてください。

ドライバおよび制御電流を供給しているV_{IN}電流は、デューティ・サイクル/効率によって計算されるため、出力からINTV_{CC}に電源を供給すれば大幅に効率を改善できます。5Vレギュレータの場合、これは単にEXTV_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続できることを意味します。ただし、3.3Vおよび他の低電圧レギュレータの場合は、出力からINTV_{CC}電源を得るために回路を追加する必要があります。

以下、EXTV_{CC}に対して可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}をオープン(または接地する)。こうすると、内部5VレギュレータからINTV_{CC}に電源が供給されるため、入力電圧が高いときは効率が最大10%ほど低下します。
2. EXTV_{CC}をV_{OUT}に直接接続する。これは5Vレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。

3. EXTV_{CC}を出力から来ているブースト・ネットワークに接続する。3.3Vおよび他の低電圧レギュレータでは、EXTV_{CC}を4.7V以上にブーストした出力誘導電圧に接続すれば効率が改善されます。これは図5aに示す誘導性ブースト巻線、または図5bに示す容量性チャージポンプによって行うことができます。
4. EXTV_{CC}を外部電源に接続する。5V ~ 7Vの範囲 (EXTV_{CC} < V_{IN})の外部電源が利用できれば、これを使用してEXTV_{CC}に電源を供給し、MOSFETゲート・ドライブ条件を満足させることができます。

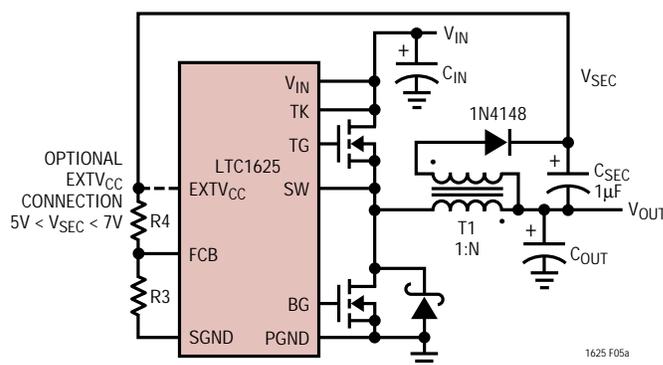


図5a：二次出力ループとEXTV_{CC}の接続

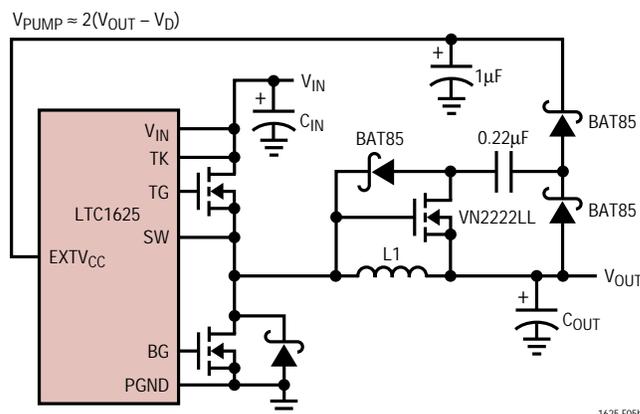


図5b：EXTV_{CC}用の容量性チャージポンプ

アプリケーション情報

$R_{DS(ON)}$ はゲート・ドライブ・レベルによっても変化します。5.2VのINTV_{CC}以外のゲート・ドライブを使用する場合は、MOSFET $R_{DS(ON)}$ を選択するときにこれを考慮しなければなりません。EXTV_{CC}が出力に接続されるアプリケーションでは、特に注意が必要です。出力電圧が4.7V ~ 5.2Vのとき、INTV_{CC}は出力に接続され、ゲート・ドライブが低減されます。 $R_{DS(ON)}$ が増加しても電流制限が低減されます。 $V_{OUT} > 5.2V$ のアプリケーションでも起動中この領域を超えるため、電流制限が低減されることを考慮しなければなりません。

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トストラップ・コンデンサ(機能図の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。このコンデンサは、SWノードが「L」のときにINTV_{CC}からダイオードD_Bを通して充電されます。C_B両端の電圧は、INTV_{CC}からほぼダイオード1個の電圧降下分低い電圧です。トップMOSFETがターンオンすると、スイッチ・ノードの電圧がV_{IN}まで上昇し、BOOSTピンはほぼV_{IN} + INTV_{CC}まで上昇します。ドロップアウト動作中、C_Bはリフレッシュ間に10サイクルだけトップ・ドライバに電源を供給します。このためブースト容量は、トップMOSFETに必要なゲート電荷の約100倍の電荷を蓄える必要があります。多くのアプリケーションでは、0.22μFで十分です。

ゲート・ドライブ・レベルを調整するときの最終的な決定要因は、レギュレータの総入力電流です。変更して入力電流が減少すれば、効率が改善されます。入力電流に変化がなければ、効率は変化しません。

出力電圧のプログラミング

LTC1625では、出力電圧はV_{PROG}ピンによって、次のとおり選択されます：

V _{PROG} = 0V	V _{OUT} = 3.3V
V _{PROG} = INTV _{CC}	V _{OUT} = 5V
V _{PROG} = オープン	V _{OUT} = 可変

出力電圧のリモート・センスは、V_{OSENSE}ピンで行います。3.3Vおよび5Vの固定出力電圧アプリケーションでは、図6aに示すとおり、内部抵抗分分割器を使用し、

V_{OSENSE}ピンは出力電圧に直接接続します。外部抵抗分分割器を使用するときは、図6bに示すとおり、V_{PROG}ピンは開放されたままで、V_{OSENSE}ピンは帰還抵抗に接続されます。出力電圧は分割器によって、以下のとおり設定されます。

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

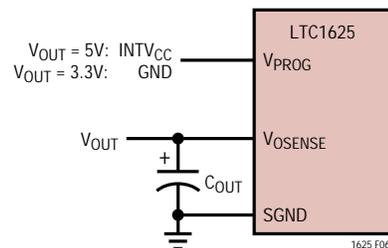


図6a. 3.3Vまたは5V固定V_{OUT}

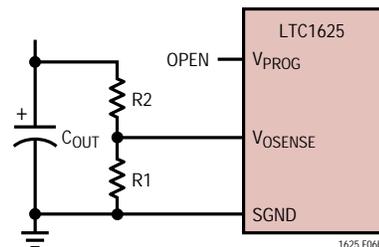


図6b. 可変V_{OUT}

ラン/ソフト・スタート機能

RUN/SSピンには2つの機能があり、ソフト・スタート機能とLTC1625をシャット・ダウンする手段を提供します。ソフト・スタートは、コントローラの電流制限(I_{TH MAX})を徐々に上昇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。このピンは電源のシーケンシングにも使用することができます。

RUN/SSピンを1.4V以下にすると、LTC1625は低消費電流シャットダウン状態(I_Q < 30μA)に入ります。このピンは、図7に示すとおり直接ロジックからドライブできます。RUN/SSピンを解放すると、内部3μA電流源が外付けソフト・スタート・コンデンサC_{SS}を充電することができます。RUN/SSがグランド・レベルになると、およそ以下の遅延時間後にスタートします。

アプリケーション情報

$$t_{\text{DELAY}} = \left(\frac{1.4\text{V}}{3\mu\text{A}} \right) C_{\text{SS}} = (0.5\text{s}/\mu\text{F}) C_{\text{SS}}$$

RUN/SSの電圧が1.4Vに達すると、LTC1625は I_{TH} が0.8Vにクランプされた状態で動作を開始します。RUN/SSの電圧が約3.1Vに上昇すると、 I_{TH} のクランプはフルレンジの2.4Vまで上昇します。これには、さらに0.5s/ μF がかかります。この間、出力電圧が最終値の半分に達するまで、負荷電流は約 $30\text{mV}/R_{\text{DS(ON)}}$ にフォールドバックします。

図7のダイオードD1によってスタート遅延は短くなりますが、 C_{SS} をゆっくり充電させるソフト・スタート機能を実現できません。ソフト・スタートが必要ない場合は、このダイオードと C_{SS} をなくすことができます。RUN/SSピンは6Vのツェナー・クランプを内蔵しています(機能図を参照)。

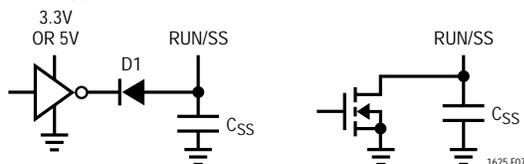


図7. RUN/SSピンのインタフェース

FCBピンの動作

FCBピンが1.19Vのスレッシュホールド以下に低下すると、連続同期動作が強制されます。この場合、トップおよびボトムMOSFETは、メイン出力の負荷に関係なく連続的にドライブされます。パーセント・モード動作がディスエーブルされ、インダクタでの電流の逆流が許容されます。

FCBピンは、強制的に連続同期動作を実行させるための論理入力を与えるほか、フライバック巻線出力を安定化させる手段を提供します。フライバック巻線によって連続同期動作が必要なときは、1次側出力負荷に関係なく、FCBピンを使用してその動作を強制することができます。

二次側出力電圧 V_{SEC} は、図5aに示すとおり通常、トランスの巻数比 N によって設定されます。

$$V_{\text{SEC}} \cong (N + 1) V_{\text{OUT}}$$

ただし、1次側負荷電流が軽いためコントローラがパー

セント・モード動作に入り、スイッチングが停止すると、 V_{SEC} は低下します。 V_{SEC} からFCBピンに接続されている外部抵抗分割器は、最小電圧 $V_{\text{SEC(MIN)}}$ を設定します。

$$V_{\text{SEC(MIN)}} \cong 1.19\text{V} \left(1 + \frac{R4}{R3} \right)$$

V_{SEC} がこのレベル以下に低下すると、FCB電圧は V_{SEC} が再び最低値を超えるまで連続動作を強制します。

最小オン時間の検討

最小オン時間 $t_{\text{ON(MIN)}}$ は、LTC1625がトップMOSFETをターンオンし、再度ターンオフすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをターンオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の制限値に接近する可能性がありますので、以下の注意が必要です。

$$t_{\text{ON(MIN)}} < \frac{V_{\text{OUT}}}{(V_{\text{IN}})(f)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で適応可能な値以下になると、LTC1625はサイクル・スキップを開始します。出力電圧は連続的に安定化されますが、リップル電流とリップル電圧は増加します。

LTC1625の最小オン時間は一般に約0.5 μs です。ただし、ピーク・センス電圧($I_{\text{L(PEAK)}} \cdot R_{\text{DS(ON)}}$)が減少すると、最小オン時間は約0.7 μs まで徐々に増加します。これは、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションでは、特に重要な問題です。この状況で、デューティ・サイクルが最小オン時間以下に低下した場合、相応に大きな電流および電圧リップルを伴う過大なサイクル・スキップが発生するおそれがあります。

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($\times 100\%$)で表されます。パーセント効率は次式で表すことができます。

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

アプリケーション情報

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。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。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、LTC1625の回路での損失の大半は、一般に以下の4つの主要な要因によるものです。

1. INTV_{CC}電流。これはMOSFETドライバおよび制御回路電流の和です。ドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETゲートがオン、オフされるたびに、INTV_{CC}からグランドに微小ゲート電荷Q_gが移動します。それによってINTV_{CC}から流れる電流は、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、I_{GATECHG} = f(Q_{g(TOP)} + Q_{g(BOT)})となります。

出力から引き出されるソースからEXTV_{CC}に電源を供給すると、ドライバおよび制御回路電流よりなる追加V_{IN}電流は、デューティ・サイクル/効率で計算されます。たとえば、負荷電流400mAで20Vを5Vに変換するアプリケーションでは、INTV_{CC}電流が10mA流れると約3mAのV_{IN}電流が流れます。これによって、損失が10%(ドライバの電源がV_{IN}から直接供給されている場合)から約3%に低下します。

2. DC I²R損失。個別のセンス抵抗がないので、DC I²R損失はMOSFETとインダクタの抵抗分によってのみ発生します。連続モードでは、Lに平均出力電流が流れますが、トップMOSFETとボトムMOSFET間でチョップされます。2つのMOSFETのR_{DS(ON)}がほぼ同じ場合は、1つのMOSFETの抵抗をLの抵抗と加算するだけでDC I²R損失を求めることができます。たとえば、それぞれのR_{DS(ON)} = 0.05、R_L = 0.15の場合、全抵抗は0.2です。この結果、5V出力の場合に出力電流が0.5Aから2Aまで増加すると、損失は2%~8%の範囲になります。I²R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、しかも高入力電圧(通常、20V以上)で動作しているときのみ適用されます。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7)(V_{in}^2)(I_{Q\text{MAX}})(C_{RESS})(f)$$

4. LTC1625 V_{IN}電源電流。V_{IN}電流は、コントローラへのDC電源電流からMOSFETゲート・ドライブ電流を除いたものです。合計電源電流は標準で約850μAです。EXTV_{CC}を5Vに接続した場合、LTC1625にはV_{IN}から330μAしか流れず、残りの520μAはEXTV_{CC}から供給されます。V_{IN}電流によって小さな(1%以下の)損失が発生し、この損失はV_{IN}に従って増加します。

C_{IN}およびC_{OUT}のESRの消費電力による損失、デッドタイム中のショットキ導通損失、インダクタ・コア損失を含むその他の損失は、一般に追加される全損失の2%以下にしかありません。

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応答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}はすぐに(I_{LOAD} × ESR)だけシフトし、C_{OUT}は充電または放電を開始します。ただし、ESRはC_{OUT}の等価直列抵抗です。レギュレータ・ループは帰還誤差信号に従って動作し、V_{OUT}を安定状態値に復帰させます。この回復期間に、V_{OUT}で安定の問題となるオーバ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}ピンの外部部品で、ほとんどのアプリケーションで十分な補償を行うことができます。

次に、大容量(1μF以上)の電源バイパス・コンデンサをもつ負荷を接続すると、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}の電圧は急速に低下します。負荷スイッチ抵抗が小さく素早くドライブされた場合、どのレギュレータ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、負荷への突入電流を制限することです。

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ようになると、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けてしまおうと思うのは当然といえます。しかし、接続する前に、以下の点に注意してください。最悪の電源に差し込

アプリケーション情報

んでいます。自動車のメイン・バッテリー・ラインは、負荷の急激な変化、バッテリーの逆接続、バッテリー電圧の過剰など、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。ケーブルの接続が切断すると、オルタネータのフィールドが消失して、減衰するまでに数百msかかる60Vも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がそれであり、2トラック動作のダブル・バッテリーでは、エンジン始動時に24Vが12Vより早く発生することが分かっています。

図8に示す回路は、自動車のバッテリー・ラインの不具合から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。過渡電圧サプレッサは倍電圧バッテリー動作時には導通してはならず、コンバータのブレークダウン電圧以下の入力電圧はクランプしなければなりません。LTC1625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はMOSFET V(BR)DSSによって30Vに制限されています。

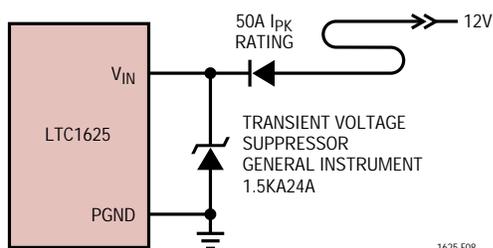


図8. 車載用アプリケーションの保護

設計例

設計例として $V_{IN} = 12V \sim 22V$ (標準15V)、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{\alpha(MAX)} = 2A$ 、 $f = 225kHz$ の仕様による電源をとりあげます。要求される $R_{DS(ON)}$ は、次式からすぐに計算できます。

$$R_{DS(ON)} = \frac{120mV}{(2A)(1.3)} = 0.046\Omega$$

Siliconix製Si4412DY MOSFET ($J_A = 50 \text{ W}$)がこの値に近く、0.042 です。最大 V_{IN} 電圧で40%のリプル電流の場合、インダクタは次式の値でなければなりません。

$$L \geq \frac{3.3V}{(225kHz)(0.4)(2A)} \left(1 - \frac{3.3V}{22V} \right) = 16\mu H$$

15 μH の標準値を選択すると、最大リプル電流は次式のようにになります。

$$\Delta I_{L(MAX)} = \frac{3.3V}{(225kHz)(15\mu H)} \left(1 - \frac{3.3V}{22V} \right) = 0.83A$$

次に、電流制限の最小値が許容できるかどうかチェックしてください。接合部温度は、周囲温度70 に近く $80 = 1.3$ と仮定します。

$$I_{LIMIT} \geq \frac{150mV}{(0.042\Omega)(1.3)} - \left(\frac{1}{2} \right) 0.83A = 2.3A$$

これは $I_{\alpha(MAX)} = 2A$ よりある程度高い値です。仮定した T_J の値を再度チェックしてください。

$$P_{TOP} = \frac{3.3V}{22V} (2.3A)^2 (1.3)(0.042\Omega) + (1.7)(22)^2 (2.3A)(180pF)(225kHz) = 43mW + 77mW = 120mW$$

$$T_J = 70^\circ C + (120mW)(50^\circ C/W) = 76^\circ C$$

(76) \cong (80)であるため、このソリューションには矛盾がないことになります。

グランドへの短絡によるフォールドバック電流は、次のようになります。

$$I_{SC} = \frac{30mV}{(0.03\Omega)(1.1)} + \left(\frac{1}{2} \right) \frac{(15V)(0.5\mu s)}{15\mu H} = 1.2A$$

標準 $R_{DS(ON)}$ および (50) = 1.1を使用。ボトム MOSFETでの電力消費は、次のとおりです。

$$P_{BOT} = \frac{15V - 3.3V}{15V} (1.2A)^2 (1.1)(0.03\Omega) = 37mW$$

これは全負荷状態での値より小さな値です。

アプリケーション情報

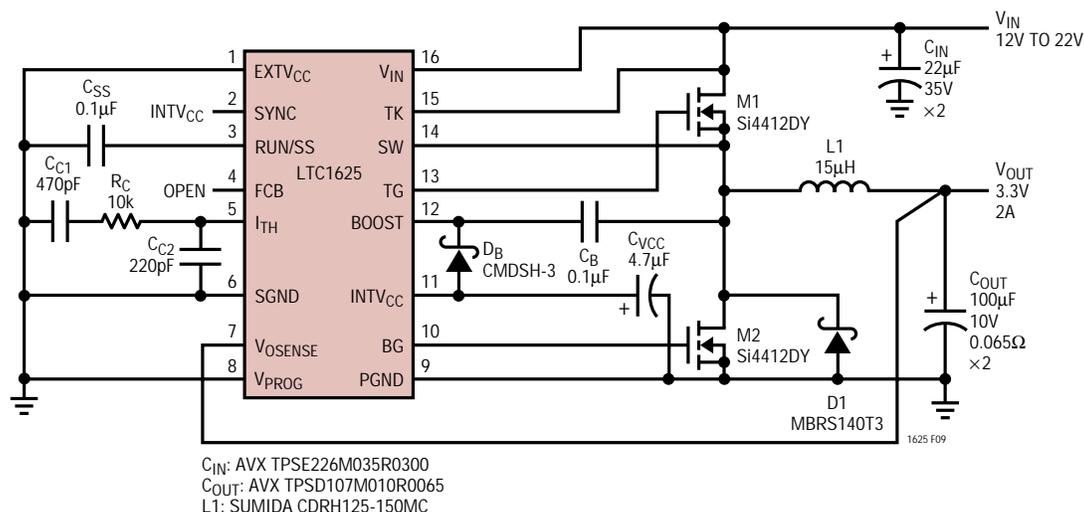


図9. 225kHzでの3.3V/2A固定出力

C_{IN} は全動作温度で最低1AのRMS電流定格のものを選択します。 C_{OUT} は低出力リップルを得るために、ESRが0.033のものを選択します。連続モードでの出力リップルは、最大入力電圧時に最も高く、次の値になります。

$$V_O = (I_{L(MAX)})(ESR) = (0.83A)(0.033) = 27mV$$

図9に全回路図を示します。

PCボード・レイアウト・チェックリスト

PCボードをレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用して、LTC1625が適切に動作するよう配慮しなければなりません。これらの項目は図10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) TKピンのリードをトップMOSFETのドレインに直接接続します。次に、ドレインを C_{IN} の(+)プレートに接続します。このコンデンサはトップMOSFETにAC電流を供給します。
- 2) 電源グラウンド・ピンは、ボトムNチャンネルMOSFETのソースに直接接続します。次に、ソースをショットキ・ダイオードのアノードと C_{IN} の(-)プレートに接続します。配線はできる限り短くしてください。

- 3) LTC1625の信号グラウンド・ピンは、 C_{OUT} の(-)プレートにリターンしなければなりません。 C_{OUT} の(-)プレートをボトムMOSFETのソースでパワー・グラウンドに接続します。
- 4) 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、スイッチ・ノードはLTC1625から離してパワーMOSFETの反対側に配置しなければなりません。
- 5) INTVCCデカップリング・コンデンサ C_{VCC} をINTVCCピンとパワー・グラウンド・ピンに近づけて接続してください。このコンデンサはMOSFETゲート・ドライブ電流を伝達します。
- 6) V_{OSENSE} ピンは、 C_{OUT} の(+)プレートに直接接続されていますか？可変電圧アプリケーションでは、抵抗分割器($R1$, $R2$)を C_{OUT} の(+)プレートと信号グラウンドの間に接続しなければなりません。高インピーダンスの V_{OSENSE} ノードを短くするために、抵抗分割器はLTC1625の近くに配置してください。
- 7) 同じ V_{IN} に接続された複数のスイッチング・パワー・コンバータを備えたアプリケーションでは、LTC1625用の入力フィルタ容量は他のコンバータとは共用されません。別のコンバータからのAC入力電流によって、かなりの入力電圧リップルが生じ、LTC1625の適切な動作が妨害される可能性があります。共用を防ぐには、 C_{IN} と V_{IN} の間に7~8cmのPCトレースまたはワイヤ($\approx 100nH$)を設置すれば十分です。

アプリケーション情報

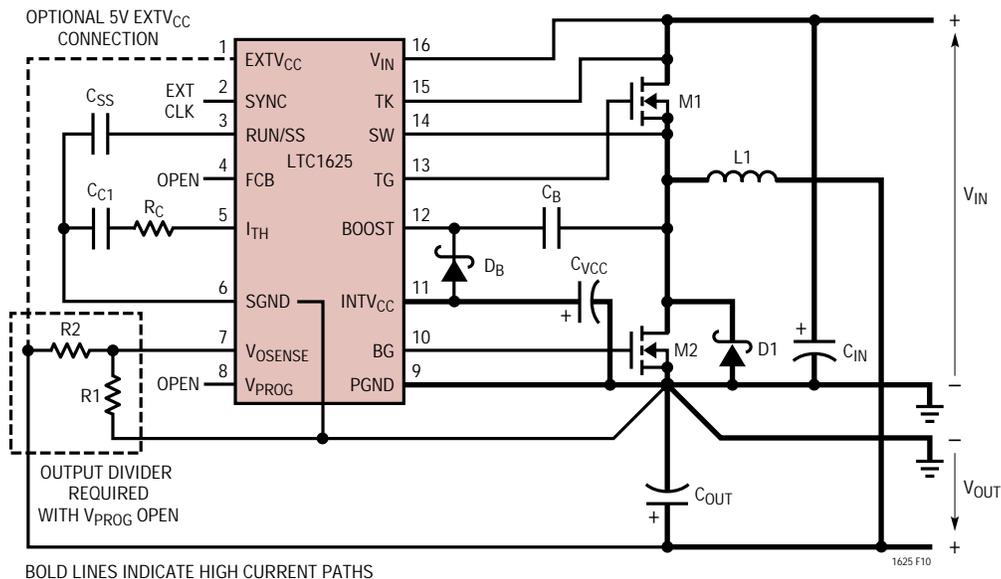
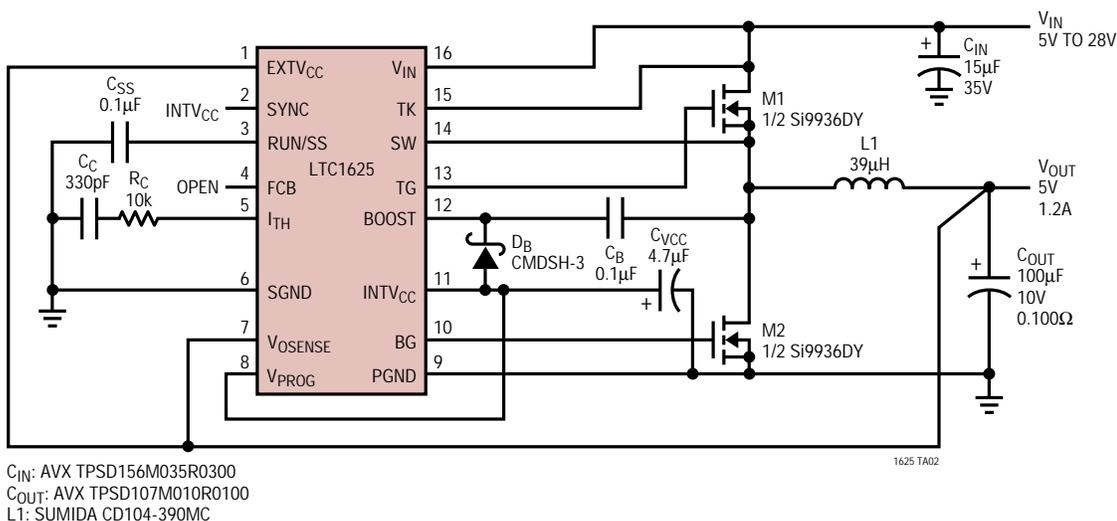


図10. LTC1625のレイアウト図

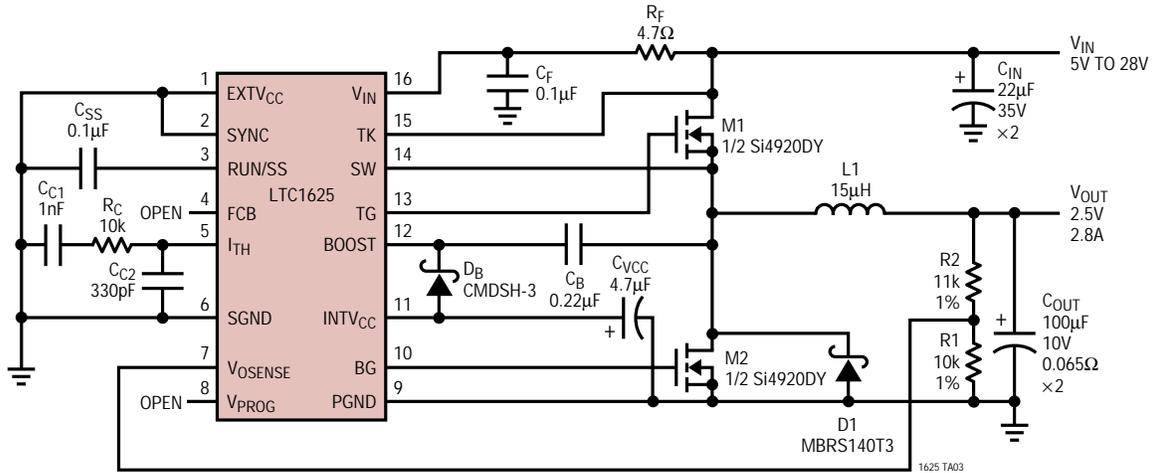
標準的応用例

225kHzでの5V/1.2A固定出力



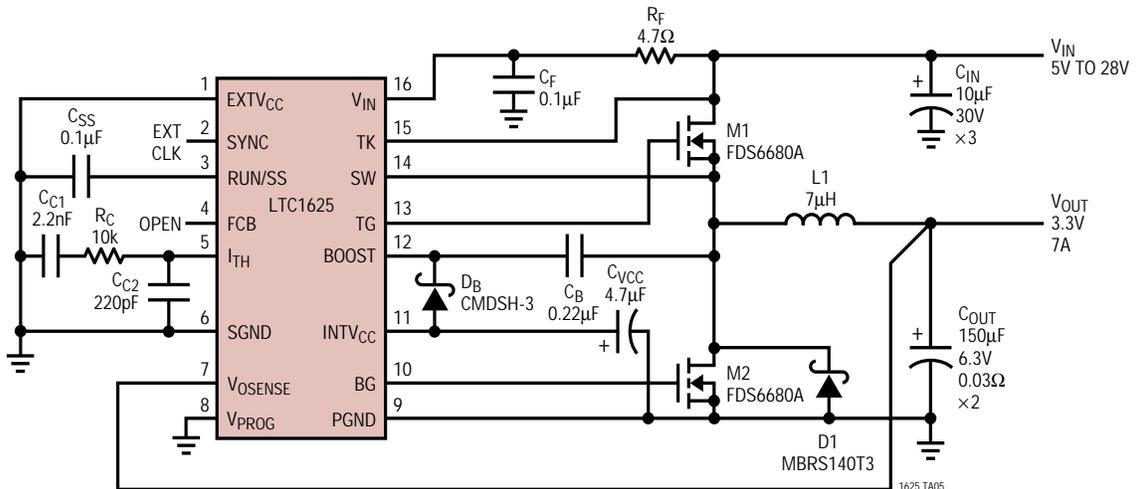
標準的應用例

2.5V/2.8A可變出力



C_{IN} : AVX TPSE226M020R0300
 C_{OUT} : AVX TPSD107M010R0065
 $L1$: SUMIDA CDRH125-150MC

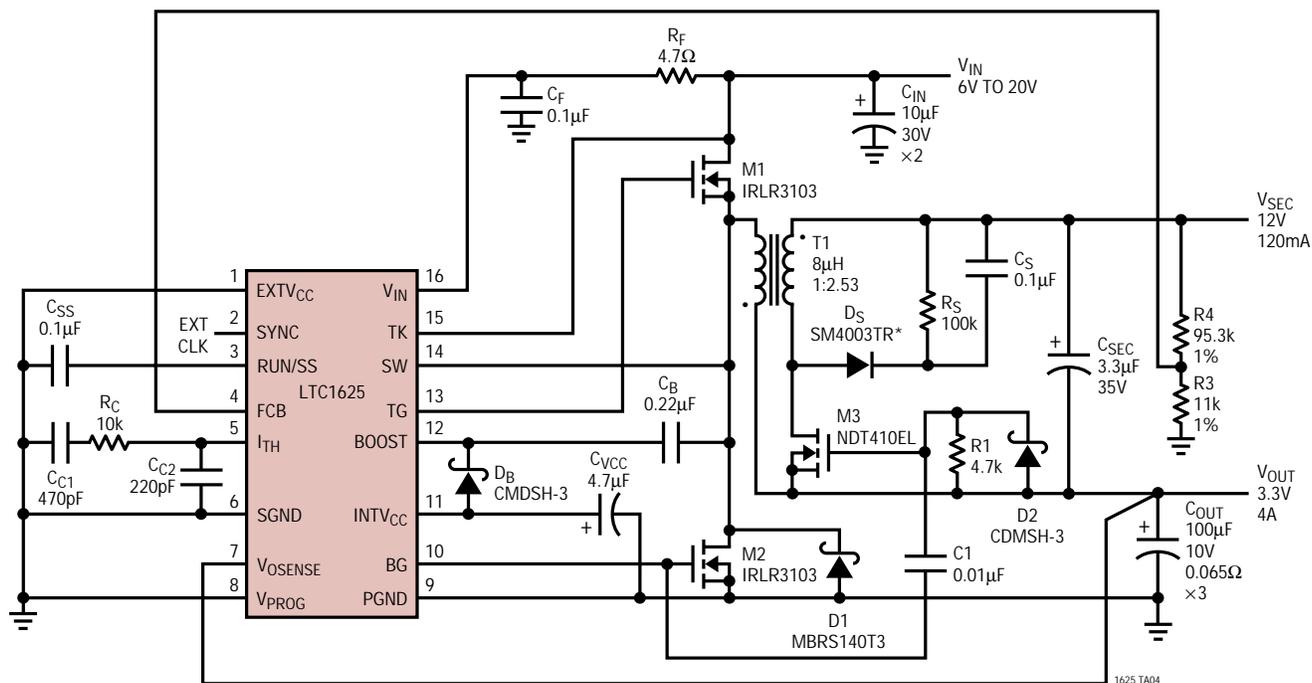
3.3V/7A固定出力



C_{IN} : SANYO 30SC10M
 C_{OUT} : SANYO 6SA150M

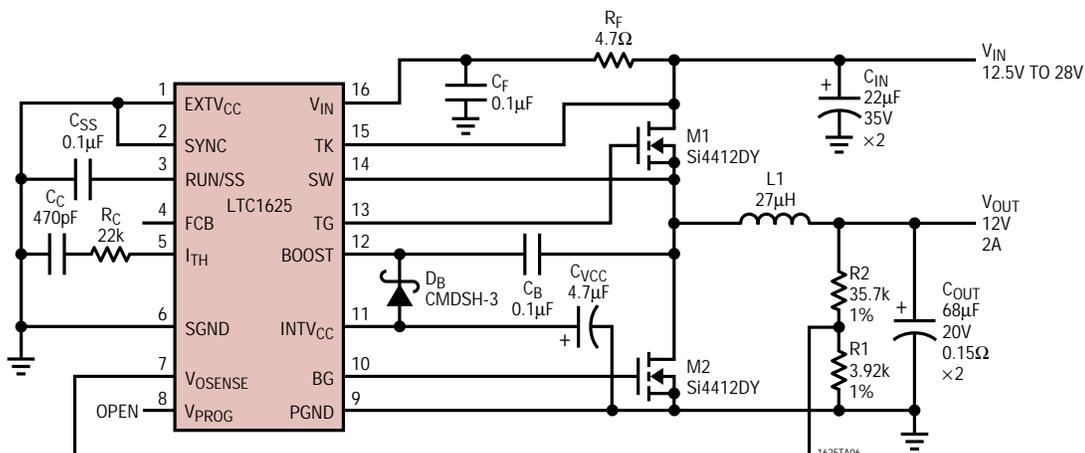
標準の応用例

12V/120mA補助出力付き3.3V/4A固定出力



C_{IN} : SANYO 30SC10M
 C_{OUT} : AVX TPSD107M010R0065
 C_{SEC} : AVX TAJB335M035R
 $T1$: BH ELECTRONICS 510-1079
 *YES! USE A STANDARD RECOVERY DIODE

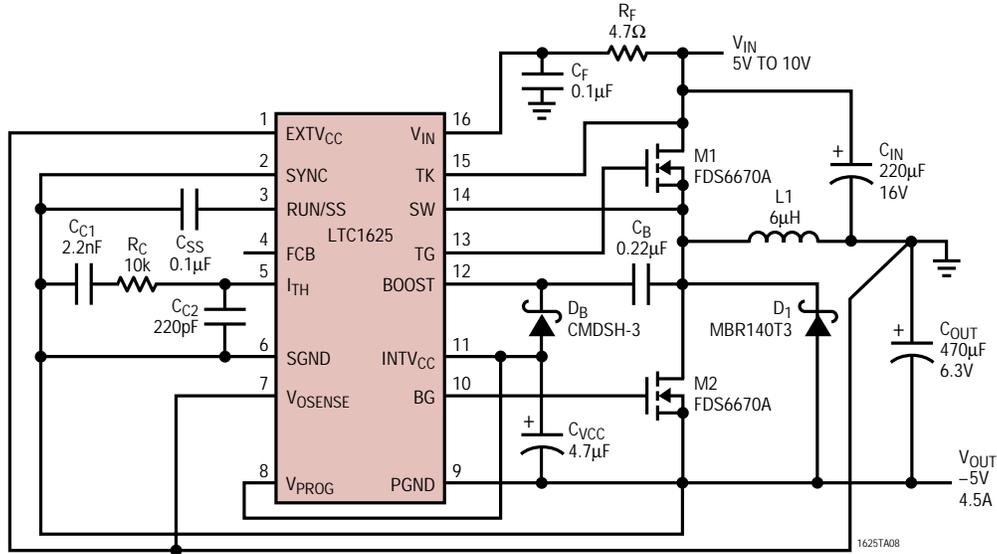
12V/2.2A可変出力



C_{IN} : AVX TPSE226M020R0300
 C_{OUT} : AVX TPSE686M020R0150
 $L1$: SUMIDA CDRH127-270MC

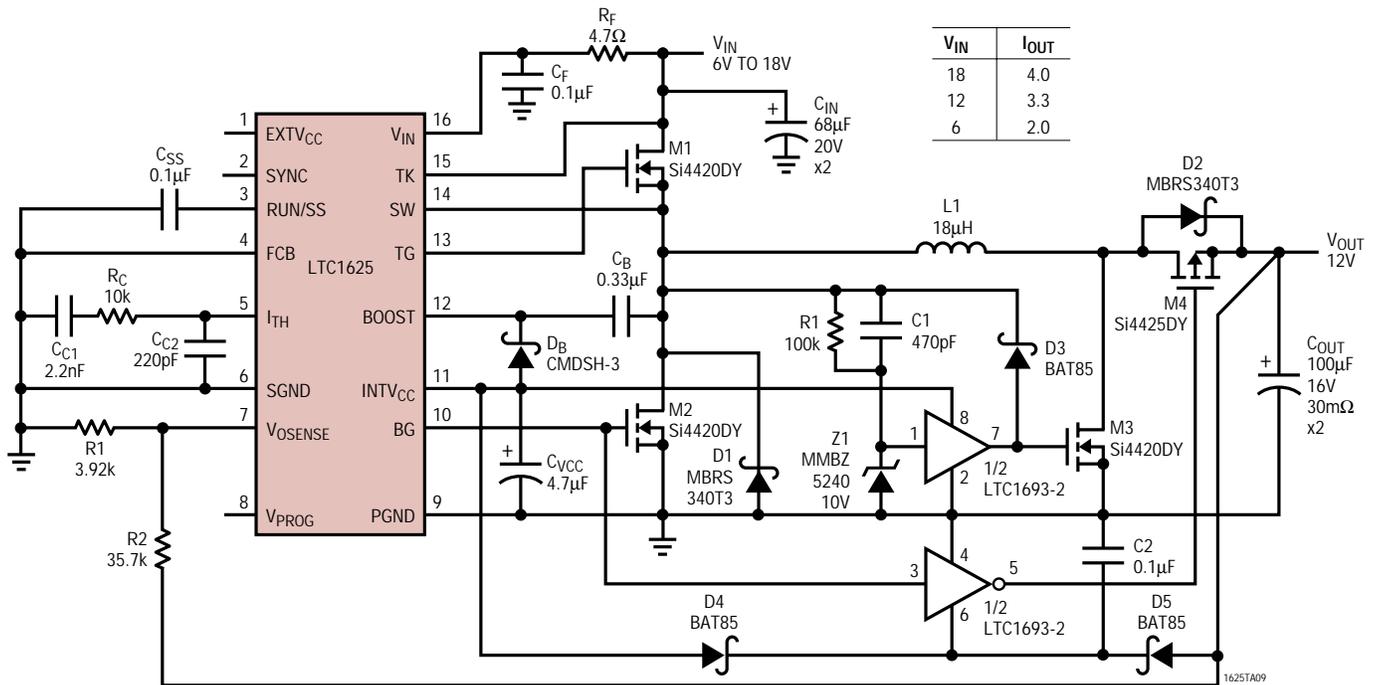
標準的応用例

-5V/4.5A正から負のコンバータ



C_{IN} : SANYO 16SV220M
 C_{OUT} : SANYO 6SV470M
 $L1$: MAGNETICS Kool-M μ 77120-A7, 9 TURNS, 17 GAUGE

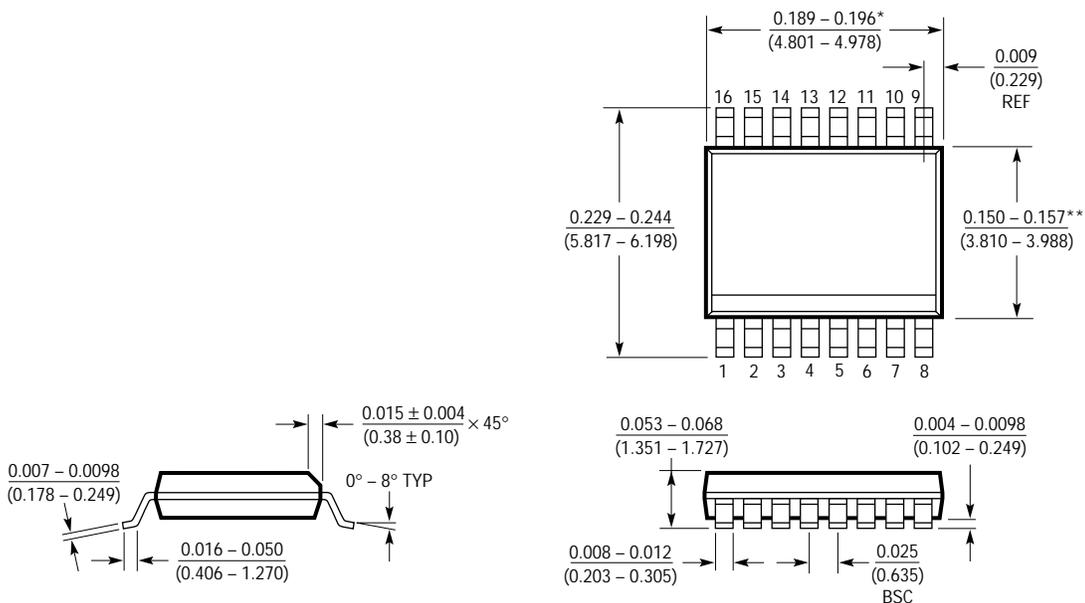
単一インダクタ、正出力昇降圧(バック・ブースト)



C_{IN} : SANYO 20S68M
 C_{OUT} : SANYO 16SA100M
 $L1$: 7A, 18 μ H Kool-M μ 77120-A7, 15 TURNS, 17 GAUGE

パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

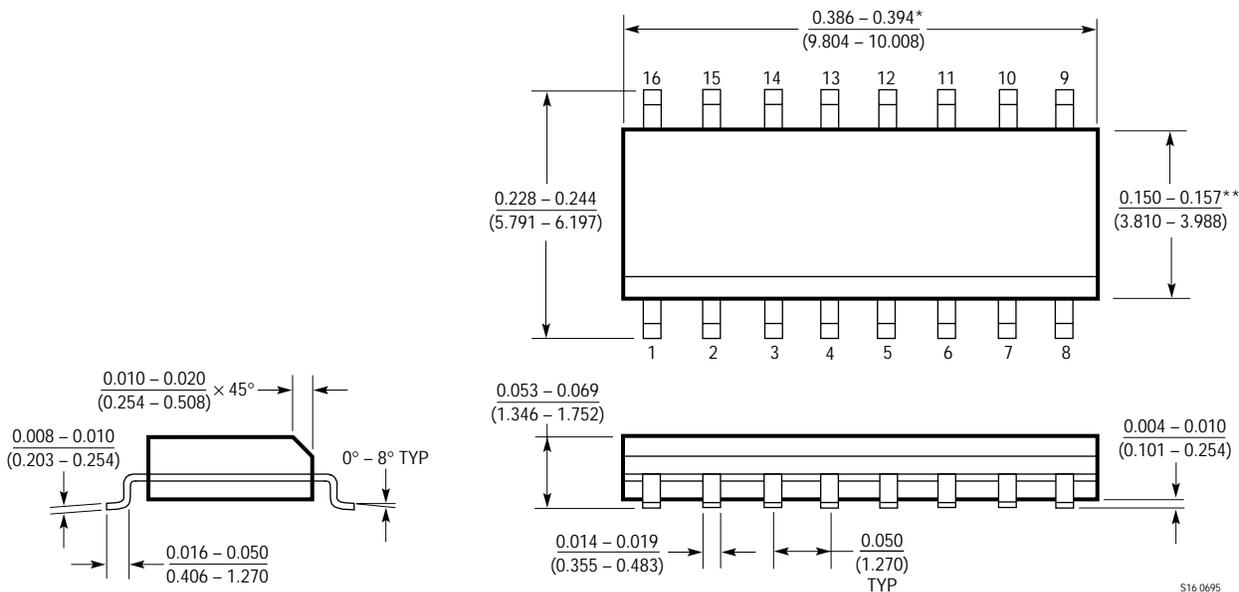
GNパッケージ
16リード・プラスチックSSOP(細型0.150)
(LTC DWG # 05 - 08 - 1641)



* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

GN16 (SSOP) 0398

Sパッケージ
16リード・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150)
(LTC DWG # 05 - 08 - 1610)

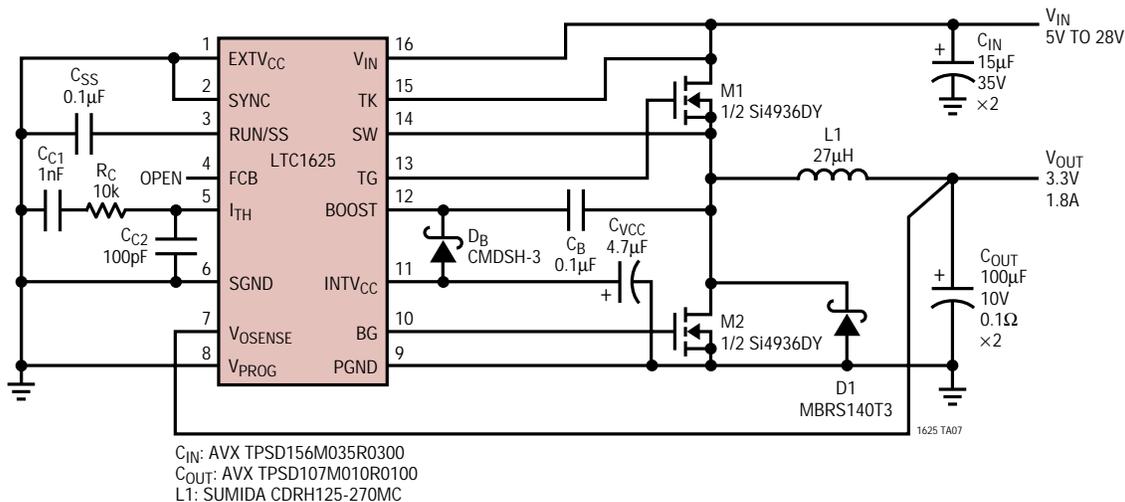


* DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
** DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

S16 0695

標準的応用例

3.3V/1.8A固定出力



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1435A	高効率同期整流式降圧コントローラ	低デューティ・サイクルのバッテリーCPU電源アプリケーション用に最適。
LTC1436A-PLL	高効率同期整流式降圧コントローラ	PLL同期および補助リニア・レギュレータ
LTC1438	デュアル高効率降圧コントローラ	パワーオン・リセットおよび低バッテリー・コンパレータ
LTC1530	高電力同期式降圧コントローラ	SO-8、電流制限、No R_{SENSE} による省スペース、5V-3.3Vに最適な固定周波数
LTC1538-AUX	デュアル高効率降圧コントローラ	5Vスタンバイ出力および補助リニア・レギュレータ
LTC1649	3.3V入力高電力降圧コントローラ	2.7Vから5V入力、効率90%、最大20Aの3.3Vから1.xV-2.xVに最適