

No R_{SENSE}同期式 昇圧DC/DCコントローラ

2000年10月

特長

- 高効率：最大95%
- 電流センス抵抗が不要
- 550kHz定周波数動作により、
小型表面実装インダクタを使用可能
- OPTI-LOOP™補償によりC_{OUT}を最小化
- 選択可能なバースト・モード™動作
- 400kHz～750kHzで同期可能
- 低い最小起動電圧：0.9V
- マイクロパワー・シャットダウン：10μA
- 電流モード動作で優れた入力および負荷過渡応答
- ソフトスタートにより電源過渡電流を低減
- 出力電圧精度：1.5%
- 低インダクタンス、小型表面実装インダクタを使用可能
- 10ピンMSOPパッケージ

アプリケーション

- セルラ電話
- ワイヤレス・モデム
- RF通信
- 2.5Vから3.3V、2.5Vから5Vのコンバータ
- バッテリ駆動機器
- テレコム/ネットワーク・システム

▲、LTC、LTIはリアテクノロジー社の登録商標です。
Burst Mode、OPTI-LOOP、およびNo R_{SENSE}は、リアテクノロジー社の商標です。

概要

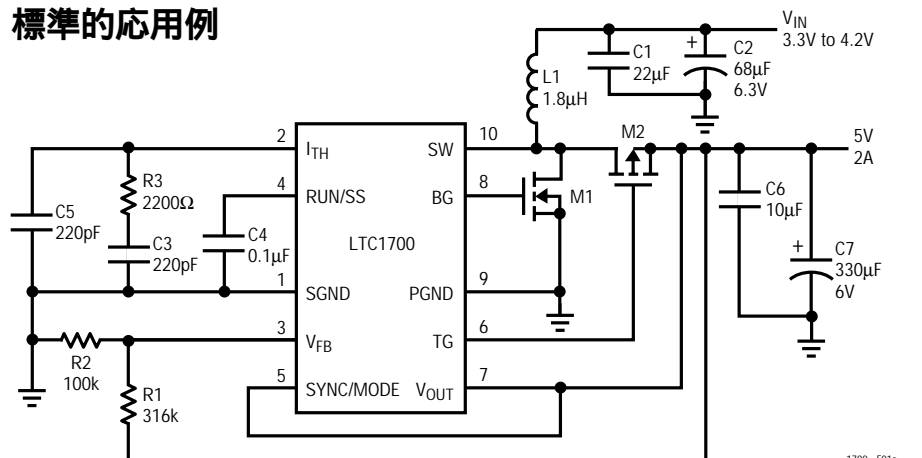
LTC®1700は固定周波数PWMアーキテクチャで、外部のNチャネルおよびPチャネルのパワーMOSFETをドライブする電流モード同期式昇圧DC/DCコントローラです。メインMOSFET両端の電圧降下をセンスして電流制限を提供するため、センス抵抗は不要です。LTC1700は、このNo R_{SENSE}™テクニックによって重負荷時の高効率を維持し、バースト・モード動作によって軽負荷時の高効率を保证するため、広い範囲の負荷電流にわたって高効率を達成しています。

LTC1700は最小入力電圧0.9Vで動作します。このデバイスの出力電圧精度は、±1.5%、消費電流はわずか200μAです。シャットダウン時には消費電流がさらに10μAにまで低下します。

インダクタ電流の暴走を防止するため、デューティ・サイクルは90%に制限されています。両方の外部MOSFETをシャットオフする過電圧保護機能も備えています。

550kHzという高い定周波数動作により小型のインダクタおよび出力コンデンサを使用することができます。さらに、LTC1700は400kHz～750kHzで同期可能です。デバイスが外部からクロック駆動される時、またはSYNC/MODEピンが「L」になっているときはバースト・モード動作は禁止され、ノイズやRF干渉を低減できます。

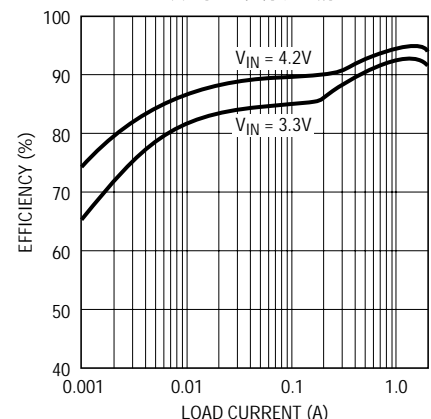
標準的応用例



C1: CERAMIC TAIYO YUDEN LMK432BJ226MM C6: CERAMIC TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML
C2: AVX TAJB686K006R C7: SANYO POSCAP 6TPB330M M1: SILICONIX Si9804
L1: TOKO 919AS-IR8N (D104C TYPE) M2: SILICONIX Si9803

図1. 高効率昇圧コンバータ

効率と負荷電流



1700 F01b

LTC1700

絶対最大定格

(Note 1)

出力電源電圧 (V_{OUT})	- 0.3V ~ 6V
RUN/SS、 V_{FB} 電圧	- 0.3V ~ 2.4V
SYNC/MODE、 I_{TH} 電圧	- 0.3V ~ 6V
スイッチ電圧 (SW)	- 0.3V ~ 6.5V
TG、BGピーク出力電流 ($10\mu s$)	1A
動作温度範囲 (Note 2)	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 3)	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

	ORDER PART NUMBER
	LTC1700EMS
	MS10 PART MARKING
	LTLC

インダストリアルおよびミリタリ・グレードはお問い合わせください。

電気的特性

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{OUT} = 3V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{SOP}	Start-Up Minimum Operating Voltage	(Note 4)		0.9	1.8	V
V_{OP}	Minimum Operating Voltage Hysteresis	(Note 5) V_{OUT} Ramping Up		2.34 90	2.6	V mV
I_S	Input DC Supply Current	(Note 6)				
	Normal Mode	$V_{FB} = 1.6V, V_{MODE} = 0V, V_{RUN/SS} = 3V$		536	620	μA
	Sleep Mode	$V_{FB} = 1.6V, V_{MODE} = 3V, V_{RUN/SS} = 3V$		179	210	μA
	Start-Up Mode	$V_{FB} = 0V, V_{MODE}, V_{RUN/SS}, V_{OUT} = 1.8V$		35	45	μA
	Shutdown	$V_{FB} = 0V, V_{MODE} = 3V, V_{RUN/SS} = 0V$		10	14	μA
I_{VFB}	Feedback Current	$V_{FB} = 1.20V$		1	50	nA
V_{FB}	Regulated Output Voltage	(Note 7)	● 1.187	1.205	1.223	V
ΔV_{OSENS}	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 2.7V$ to 5V (Note 7)		0.0106	0.080	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	Measured in Servo Loop; $V_{ITH} = 0.3V$ to 0.9V		0.036	0.065	%
V_{OVL}	Output Overvoltage Lockout	Reference to Nominal V_{FB}	2.5	4.8	9	%
$V_{RUN/SS}$	Shutdown Threshold	$V_{RUN/SS}$ Ramping Up	● 0.7	1.09	1.2	V
$I_{RUN/SS}$	Soft-Start Current Source	$V_{RUN/SS} = 0V$	2	3.79	6	μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{OUT} = 4.2V$	● 460	529	630	kHz
	Start-Up Oscillator Frequency	$V_{OUT} = 1.8V, V_{RUN/SS} = 1.8V, V_{SW} = 1V$	150	225		kHz
$V_{SYNC/MODE}$	SYNC/MODE Threshold	$V_{SYNC/MODE}$ Ramping Down from 1.2V	1.03	1.13	1.25	V
DC MAX	Maximum Duty Cycle	$f_{OSC} = 550kHz$	84	88	92	%
$\Delta V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Voltage		● 55	78	100	mV
I_{LIMIT}	Current Limit At Start-Up	$V_{OUT} = 1.8V$	40	60		mA
g_m	Transconductance of Error Amplifier	$V_{FB} = V_{REF} \pm 10mV$	0.65	0.9	1.15	$m\Omega$

電気的特性

● は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{OUT} = 3V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
TG t_r	TG Transition Time					
TG t_f	TG Gate Drive Rise Time TG Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF$ $C_{LOAD} = 3000pF$		60	100	ns
BG t_r	BG Transition Time					
BG t_f	BG Gate Drive Rise Time BG Gate Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000pF$ $C_{LOAD} = 3000pF$		80	100	ns
t_{dll}	Dead Time					
t_{dhh}	BG and TG Gates Go Low BG and TG Gates Go High	$C_{LOAD} = 3000pF$ on BG and TG $C_{LOAD} = 3000pF$ on TG and BG		88	110	ns
				66	90	ns

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: LTC1700Eは0 ~ 70 の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。-40 ~ 85 の動作温度範囲での規格は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。

Note 3: 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。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 150 / W)$$

Note 4: 入力電源が2.3V以下のときには、LTC1700の起動回路だけがアクティブになる。このテストにより、起動回路が動作することを保証する。

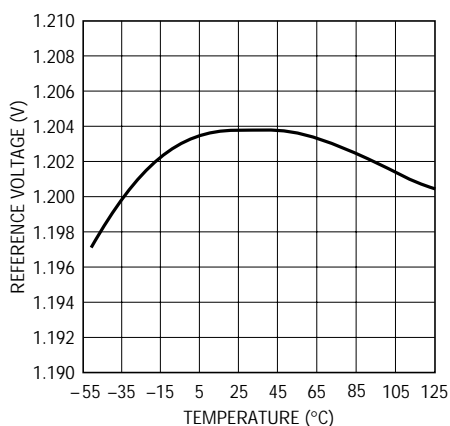
Note 5: 入力電源がこの最小動作電圧以上になると、メイン制御ループがアクティブになる。LTC1700の起動回路はシャットオフされる。

Note 6: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。

Note 7: LTC1700は V_{FB} を誤差アンプの帰還点($V_{ITH} = 0.6V$)にサーボ制御する帰還ループでテストされている。

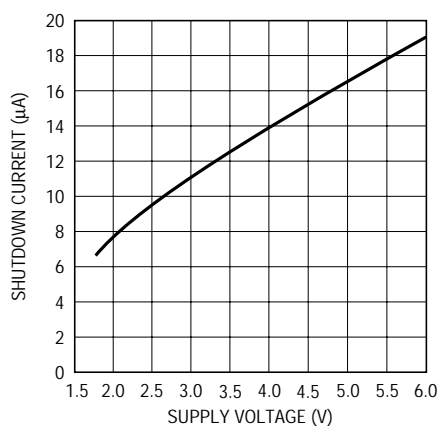
標準的性能特性

リファレンス電圧と温度



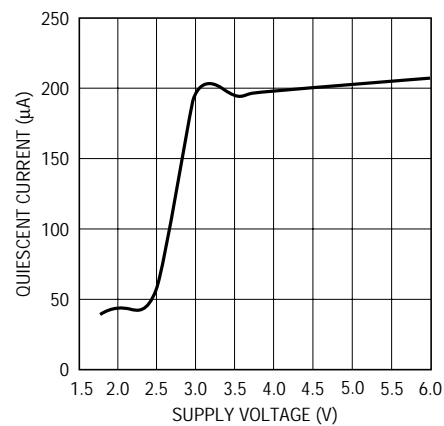
1700 G01

消費電流と電源電圧



1700 G02

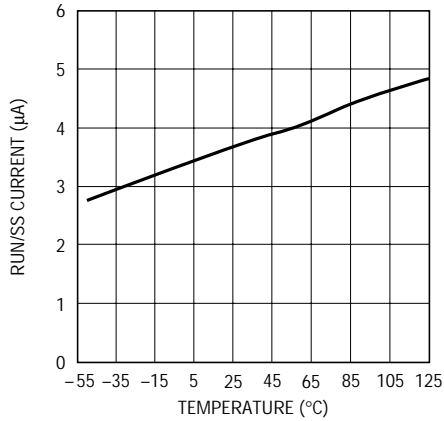
シャットダウン電流と電源電圧



1700 G03

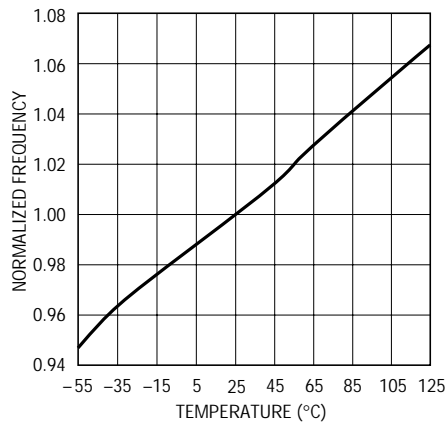
標準的性能特性

RUN/SS電流と温度



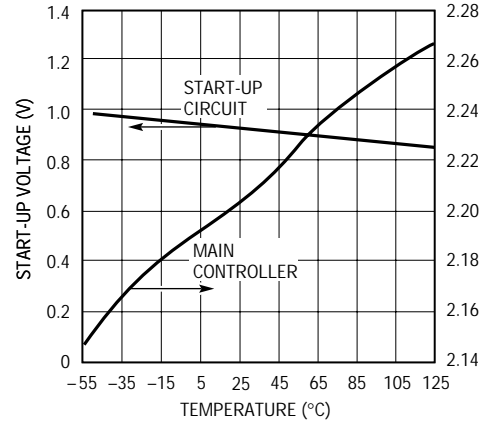
1700 G04

正規化発振器周波数と温度



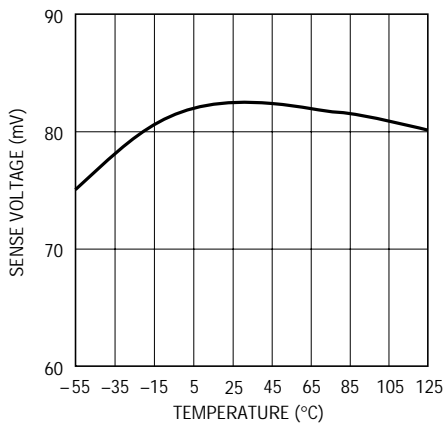
1700 G5

最小動作電圧と温度



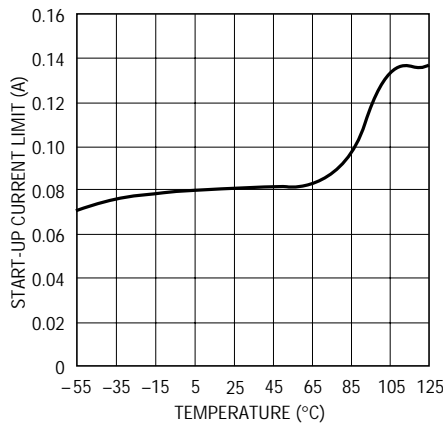
1700 G6

最大電流センス電圧と温度



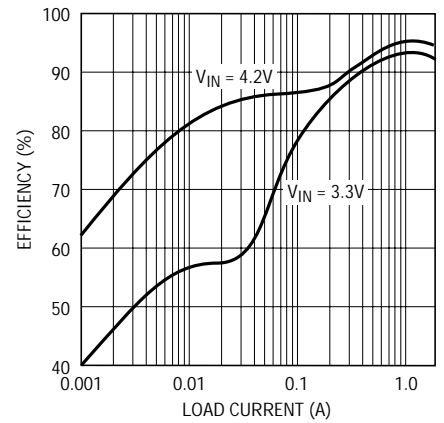
1700 G7

起動電流制限と温度



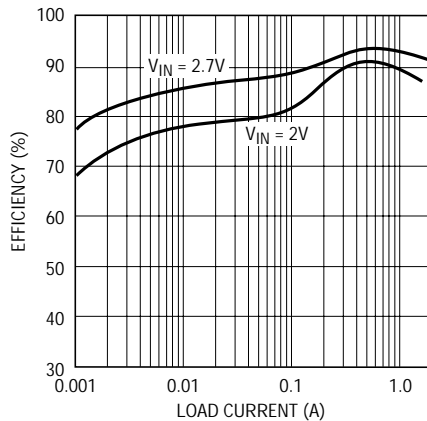
1700 G8

効率と負荷電流 (バースト・モード動作ディスエーブル時)



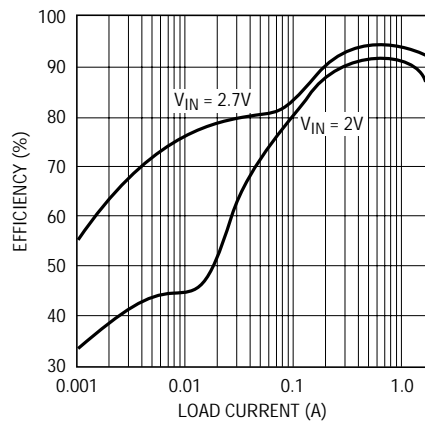
1700 G09

図1の回路でバースト・モード動作時の3.3V出力での効率



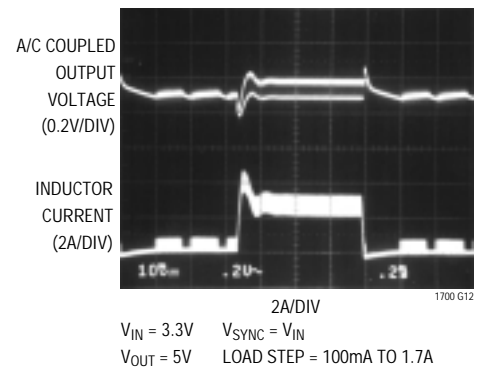
1700 G10

図1の回路でバースト・モード動作禁止時の3.3V出力での効率



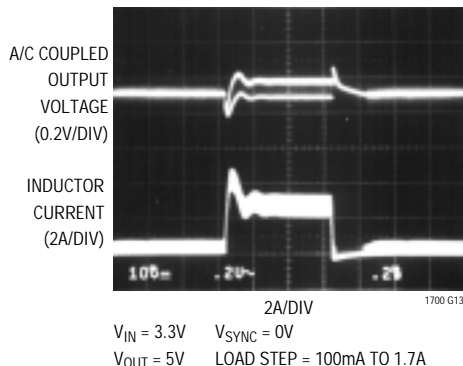
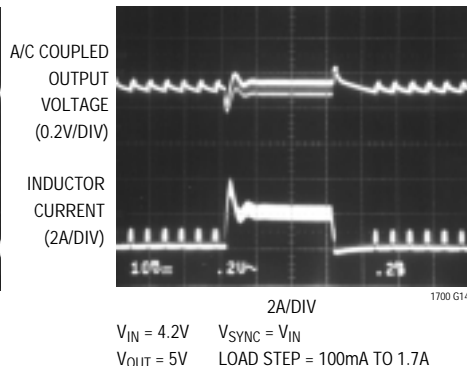
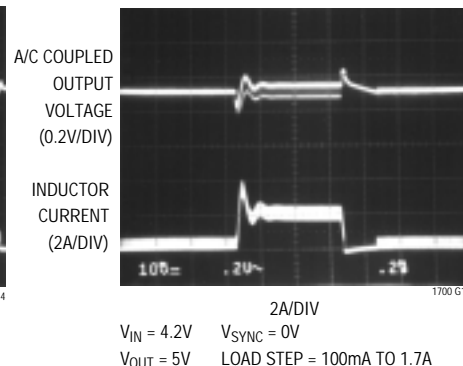
1700 F16

バースト・モード動作イネーブル時の負荷ステップ過渡応答



1700 G12

標準的性能特性

バースト・モード動作禁止時の
負荷ステップ過渡応答バースト・モード動作イネーブル
時の負荷ステップ過渡応答バースト・モード動作禁止時の
負荷ステップ過渡応答

ピン機能

SGND(ピン1): 小信号グランド。C_{OUT}の(-)端子に接続される他のグランドとは別に配線しなければなりません。

I_{TH}(ピン2): 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。このピンの公称電圧範囲は0V ~ 1.18Vです。

V_{FB}(ピン3): 出力コンデンサの両端に接続された外部抵抗分割器から帰還電圧を受け取ります。

RUN/SS(ピン4): ソフトスタートと実行制御入力 of 組合せ。このピンとグランド間のコンデンサで、最大出力電流になるまでのランプ時間を設定します。この時間は約0.45s/μFです。このピンを1.08V以下に強制すると、すべての回路がシャットダウンされます。

SYNC/MODE(ピン5): このピンには次の3つの機能があります。このピンの電圧を1.2V以上にすると低負荷電流でバースト・モード動作を行うことができ、このピンを接地するかまたはクロック信号を印加するとバースト・モード動作が停止します。400kHz ~ 750kHzの外部クロックをこのピンに印加すると、LTC1700は外部クロック周波数で動作します。400kHz未満または750kHzを超える周波数に同期させようとししないでください。

TG(ピン6): トップゲート・ドライブ。0V ~ V_{OUT}の電圧振幅で、外部同期PチャネルMOSFETをドライブします。

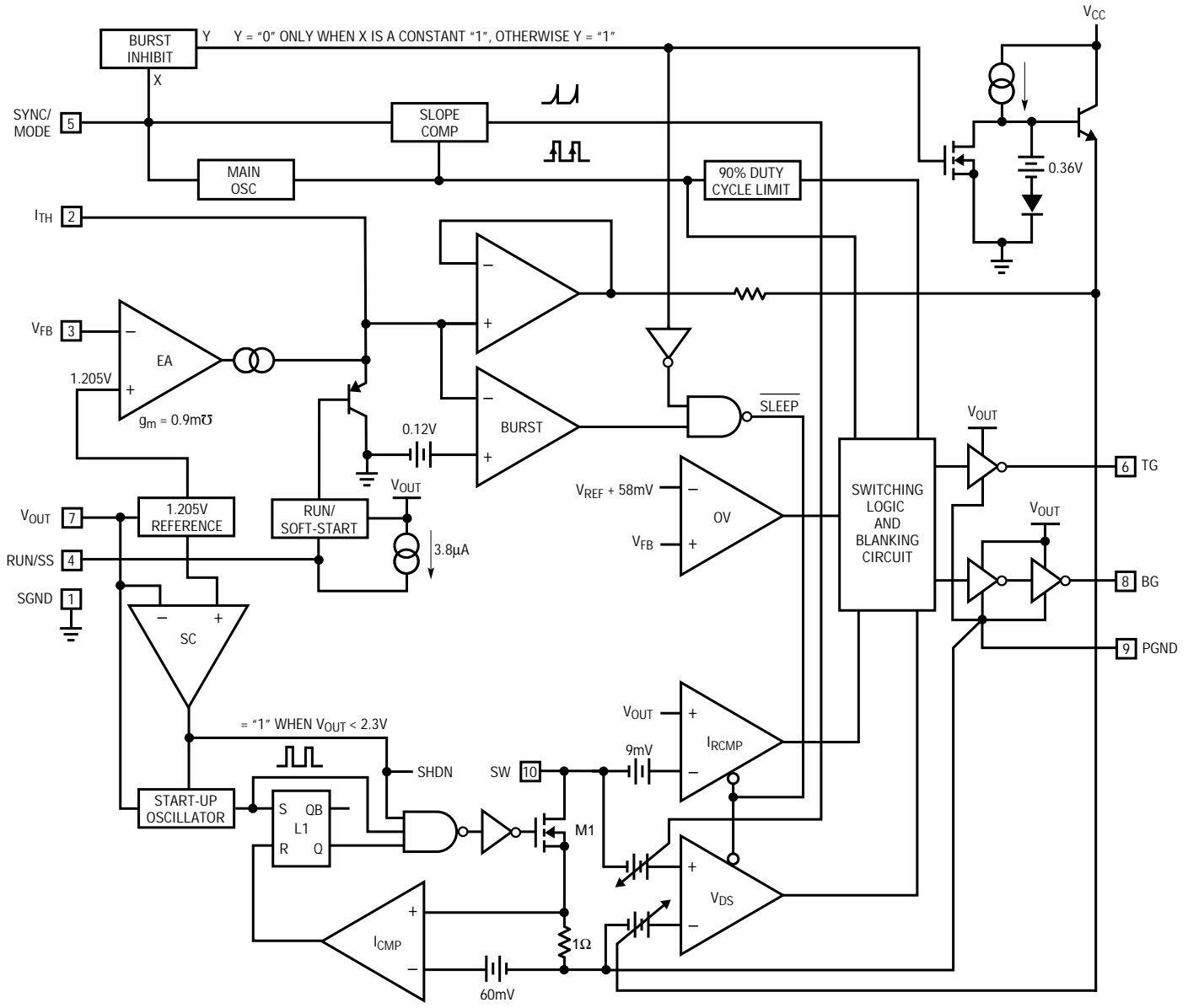
V_{OUT}(ピン7): このピンには2つの機能があります。電源ピンおよび電流反転コンパレータ入力の1つとして働きます。

BG(ピン8): ボトム・ゲート・ドライブ。0V ~ V_{OUT}の電圧振幅で、外部メインNチャネルMOSFETをドライブします。

PGND(ピン9): トップおよびボトム・ゲート・ドライバのグランド。C_{OUT}の(-)端子に接続します。このピンはV_{DS}センス・アンプの入力の1つなので、メインNチャネルMOSFETのソースはこのピンの近くに接続しなければなりません。

SW(ピン10): このピンは、V_{DS}センス・アンプと電流反転コンパレータの2つのコンパレータの入力に接続されています。内部Nチャネル起動MOSFET(M1)のドレインもこのピンに接続されています。

機能図



1700 • FD

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC1700は、DC/DC昇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。通常動作中は、発振器がラッチをセットすると外部メインNチャンネル・パワーMOSFETがターンオンし、 V_{DS} センス・アンプ (V_{DS}) がラッチをリセットするか、あるいはデューティ・サイクルが90%に達するとターンオフします。メインMOSFETがターンオフすると、同期整流PチャンネルMOSFETが

ターンオンします。電流反転コンパレータ (I_{RCMP}) がインダクタ電流が反転しようとしていると判定するか、または次のサイクルが開始するまで続きます。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。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} ピンの電圧によって制御されます。 V_{OUT} とGND間に接続された外部抵抗分割器によってEAは出力帰還電圧 V_{FB} を受け取ります。負荷電

動作

流が増加すると、1.205V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} 電圧が上昇します。

内部発振器は、SYNC/MODEピンに印加された外部クロックに同期させることが可能で、400kHz~750kHzの周波数にロックすることができます。同期させない場合、発振器は550kHzで動作します。

メイン制御ループはRUN/SSピンを“L”にするとシャット・ダウンされます。RUN/SSピンを解放すると、内部3.8 μ A電流源によって外部ソフトスタート・コンデンサ(C_{SS})を充電できるようになります。この電圧が0.8Vに達すると、メイン制御ループは I_{TH} 電圧が最大値の約5%にクランプされた状態でイネーブルされます。 C_{SS} が引き続き充電されると、 I_{TH} は徐々に解放され、通常動作が再開できます。

過電圧コンパレータ0Vは、フォールトが発生すると両方の外部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、安定化電圧の5%を超える過渡オーバershootからデバイスを保護します。

インダクタ電流の過大な増加を防ぐため、メインNチャネルMOSFETは最大90%のデューティ・サイクルでしかターンオンできません。

バースト・モード動作

LTC1700は低負荷電流時にSYNC/MODEピンを最小1.2Vの電圧に接続するだけでバースト・モード動作にすることができます。このモードでは、 I_{TH} ピンの電圧が実際には低い値であっても、インダクタ電流のピークは $V_{ITH} = 0.36V$ (低デューティ・サイクル)の場合と同じに設定されます。インダクタの平均電流が負荷の要求値より大きい場合、 I_{TH} ピンの電圧は低下します。 I_{TH} 電圧が0.12V以下になると、内部スリープ信号が“L”になり、両方の外部MOSFETをターンオフします。これにより、負荷電流は出力コンデンサによってのみ供給されるようになり、出力電圧が低下し始めます。出力電圧が低下すると、 I_{TH} 電圧が上昇し、 I_{TH} 電圧が0.22Vを超えると、次の発振サイクルでスイッチングが再開します。

周波数同期

LTC1700は400kHz~750kHzのCMOS(0V~1.2V)コンパチブルのクロック信号により外部からドライブすることができます。異常動作が起きる可能性があるため、LTC1700を400kHz未満または750kHzを超える周波数に同期させないでください。同期中は、バースト・モード動作が禁止されます。

低入力動作

V_{OUT} の電圧が2.3V以下のとき、LTC1700は「起動」モードで動作します。このモードでは、起動発振器、電流コンパレータ(I_{CMP})および起動コンパレータ(SC)を除き、大部分の内部回路がターンオフします。TGピンおよびBGピンの電圧は、両方の外部MOSFETが確実にオフになる電圧になります。起動発振器は、50%のデューティ・サイクル、約210kHzで動作し、内部MOSFET M1をターンオンするラッチ(L1)をセットするのに使用します(機能図を参照)。インダクタの電流が60mAに達すると、電流コンパレータ(I_{CMP})がトリップされ、ラッチをリセットします。これにより、M1がターンオフし、外部PチャネルMOSFETの寄生ダイオードを使用して、インダクタのエネルギーを出力コンデンサに転送します。次の発振器のパルスで、このサイクルが再び繰り返されます。

出力電圧が2.3Vを超えると、起動コンパレータがトリップし、LTC1700の残りの回路をパワーアップします。次に、全起動回路がターンオフします。これにより、LTC1700は起動モードから正常に抜け出し、「メイン制御ループ」の項で説明した通常動作を開始します。

保護回路

LTC1700は2つの保護回路を内蔵しています。

インダクタの飽和を防止するために、レギュレータの最大デューティ・サイクルは90%に制限されています。これは、時間エネルギーの少なくとも10%が確実にインダクタから出力コンデンサに転送されるようにするため行われます。

出力過電圧保護も備えています。出力が安定値より5%以上高くなると、両方の外部MOSFETが強制的にオフになります。

アプリケーション情報

パワーMOSFETの選択

LTC1700にはメイン・スイッチ用(Nチャンネル)と同期型整流器用(Pチャンネル)にそれぞれ1個ずつ、計2個の外部パワーMOSFETが必要です。LTC1700の電圧動作範囲は6V以下に制限されるので、MOSFETの降伏電圧は問題になりません。したがって、MOSFETを選択する際は、パラメータとしてスレッシュホールド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、および最大電流 $I_{D(MAX)}$ を使用してください。

ゲート・ドライブ電圧は、出力電圧 V_{OUT} によって設定されます。LTC1700は2.3Vで起動モードを終了するため、LTC1700アプリケーションではスレッシュホールドがサブロジック・レベルのMOSFETを使用します。現在、1.8Vのゲート電圧で $R_{DS(ON)}$ が保証された新製品のMOSFETが入手でき、LTC1700で非常に良好に動作します。

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 $I_{O(MAX)}$ は、次式のとおりです。

$$I_{O(MAX)} = (I_{PK} - 0.5\Delta I)(1 - DC)$$

ここで、

I_{PK} = ピーク・インダクタ電流

ΔI = インダクタ・リップル電流

DC = デューティ・サイクル

ピーク・インダクタ電流は、電流モード・コントローラでは本質的に制限されます。メインMOSFETの最大 V_{DS} センス電圧は、78mVに制限されています。LTC1700では、ピーク・インダクタ電流は $84mV/R_{DS(ON)(N-CHANNEL)}$ を超えることはできません。次式は25°C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LTC1700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。

$$R_{DS(ON)(MAX)} \cong \frac{70mV}{\left(\frac{I_{O(MAX)}}{1-DC} + \frac{1}{2}\Delta I_L \right) (\rho_T)}$$

ρ_T は温度による $R_{DS(ON)}$ の大きなバラツキを説明する正規化された項であり、図2に示すとおり標準で約0.375%/°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°C前後です。最大周囲温度を70°Cとした場合、上記の式で $\rho_{80} \cong 1.2$ を使用するのが妥当です。この式は、 $\Delta I = 0.4I_{O(MAX)}$ と仮定して図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。

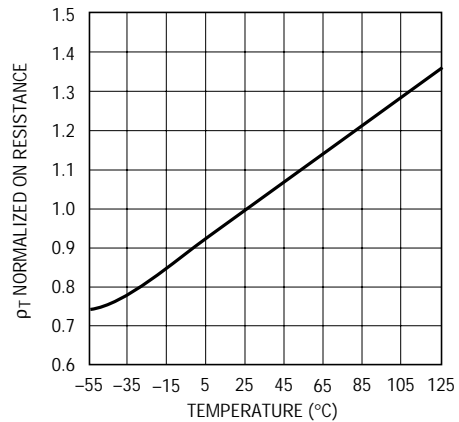


図2. $R_{DS(ON)}$ と温度

1700 F02

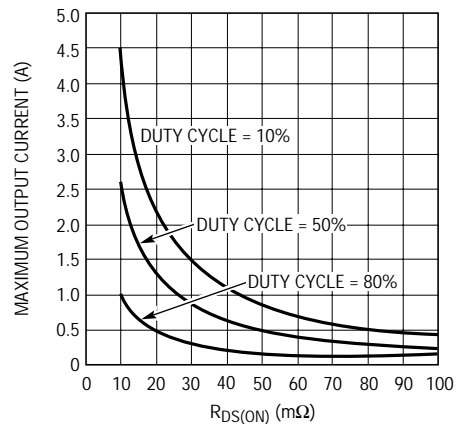


図3. 最大電流と $R_{DS(ON)}$

1700 F03

メインMOSFETおよび同期MOSFETが消費する電力は、それぞれのデューティ・サイクルと負荷電流に依存します。LTC1700が連続モードで動作中の場合、MOSFETのデューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$\text{メインMOSFETのデューティ・サイクル} = 1 - V_{IN}/V_{OUT}$$

$$\text{同期MOSFETのデューティ・サイクル} = V_{IN}/V_{OUT}$$

アプリケーション情報

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。

$$P_{\text{MAIN}} = (1 - V_{\text{IN}}/V_{\text{OUT}})(I_{\text{O(MAX)}})^2(\rho_{\text{T(MAIN)}})(R_{\text{DS(ON)}}) + (k)(V_{\text{OUT}})^2(I_{\text{O(MAX)}})C_{\text{RSS}}(f)$$

$$P_{\text{SYNC}} = (V_{\text{IN}}/V_{\text{OUT}})(I_{\text{O(MAX)}})^2(\rho_{\text{T(BOT)}})(R_{\text{DS(ON)}})$$

I^2R 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、 P_{MAIN} 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 $k=2.5$ を用いて推定することができます。同期MOSFETの損失は、入力電圧が高いとき、および出力電圧が低いときに最も大きくなります。

起動負荷電流

起動モードでは、電流制限が60mAに設定されており、発振器は $V_{\text{IN}} = 1.8\text{V}$ のとき50%のデューティ・サイクルで、210kHzで動作します。電流制限が低い場合、オン時間中にインダクタに蓄積されるエネルギーはわずかです。したがって、LTC1700は全負荷電流を供給することができません。LTC1700が正常に起動モードから抜けることのできる負荷電流を図4に示します。起動時の負荷電流が図4に示す値を超える場合、出力電圧は増加せずに安定化電圧より低い値で「ハング」します。負荷電流が図4の値より低い場合、各サイクルごとに正のエネルギーが出力コンデンサに蓄積されます。そして、電圧が上昇して2.3Vを超えると、LTC1700は正常に起動モードを抜け出します。

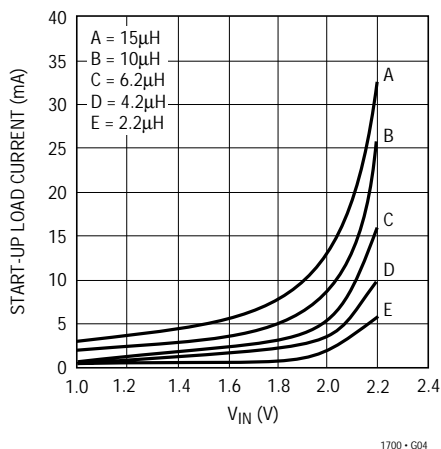


図4. 起動負荷電流

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/MODEピンをGNDまたは V_{IN} のいずれかに接続すると、内部発振器は標準550kHzの周波数で動作します。CMOSコンパチブル・クロックをSYNC/MODEピンに印加すると、内部発振器が外部クロックにロックするようになります。LTC1700は、斬新な手法を用いて、外部PLLフィルタなしで外部クロックにフェーズロックするため、部品点数が削減されます。同期範囲は400kHz ~ 750kHzです。異常動作が発生しますので、LTC1700を同期範囲外の周波数に同期させないでください。同期中は、バースト・モード動作が禁止されます。

LTC1700は外部クロックの立上りエッジにロックし、必要な最小パルス幅は200nsです。

高いスイッチング周波数で動作できるからといっても、必ずそれで動作させなければならないわけではありません。周波数が高くなるほどスイッチング損失が増加するため、高効率を維持するにはNチャンネルMOSFETの C_{RSS} が非常に重要になってきます。

スロープ補償とピーク・インダクタ電流

連続インダクタ電流が流れる電流モード・スイッチング・レギュレータでは、50%以上のデューティ・サイクルで動作する時、デューティ・サイクルが不安定になることがあります。レギュレータが損傷することなく、許容可能なレベルで動作を継続できますが、周波数スペクトルを調べてみると高調波が現れています。これらの高調波が他の敏感なデバイスに妨害を与えて、最良の性能を実現できない可能性があります。

この低調波発振をなくすために、デューティ・サイクルが5%を超える場合はLTC1700の内部でインダクタ電流波形に補償ランプが追加されます。この手法はスロープ補償として知られ、ループが実際よりも多くのインダクタ電流を感知するようになります。その結果、レギュ

アプリケーション情報

レータの最大電流能力が減少します。図5に示すとおり、最大電流能力の低下はデューティ・サイクルに比例します。したがって、高いデューティ・サイクルで動作するアプリケーションでは、最大電流能力の低下を補うために、 $R_{DS(ON)}$ の低いINチャンネルMOSFETを選択しなければなりません(設計例を参照)。

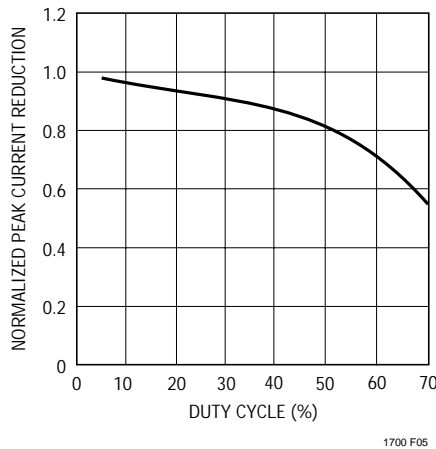


図5. 最大出力電流とデューティ・サイクル

インダクタ値の選択

入力電圧、インダクタ値、および動作周波数が与えられると、リップル電流を計算することができます。

$$\Delta I_L = V_{IN} \left(\frac{DC}{fL} \right)$$

リッ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、および出力電圧リップルが減少します。したがって、最も高効率な動作は、リッ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 $I_{O(MAX)}$ の約40%のリップル電流を選択してみます。最大リップル電流は、 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。リッ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。

$$L_{MIN} \geq V_{IN(MAX)} \left(\frac{DC}{f\Delta I_L} \right)$$

LTC1700でバースト・モード動作がイネーブルされているとき、リップル電流は通常、バースト期間中にインダクタ電流が連続して流れるように設定されます。バースト中、ピーク電流はほぼ次式の値でクランプされることにご注意ください。

$$I_{BURST(PEAK)} \cong 36mV/R_{DS(ON)}$$

したがって、最適なバースト・モード動作を実現するために選択したピーク・ツー・ピーク・リップルは、 $I_{BURST(PEAK)}$ を超えてはなりません。これは、最小インダクタンスが以下になることを意味します。

$$L_{MINBURST} = \frac{V_{IN(MAX)}(DC)}{(f)(0.66) \left(\frac{I_{OMAX}}{1-DC} \right)}$$

バースト・モード動作を実行するアプリケーションの場合、重負荷時のリップル電流が低く($0.4I_{OMAX}$)バースト中に連続動作が行われるようなインダクタを選択しなければなりません。使用する式を選択するための基準は次のとおりです。

デューティ・サイクル > 36% の場合は L_{MIN} を使用

デューティ・サイクル ≤ 36% の場合は $L_{MINBURST}$ を使用

L_{MIN} より低い値を使用することもできますが、インダクタ電流はバースト期間中には連続して流れません。 L_{MIN} より小さなインダクタンスを使用する利点は、主にサイズにあります。欠点は出力リップルが高いことです。

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を許容できないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool Mμ[®]コアを使用せざるをえません。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、インダクタンスが増加すると巻線の巻数が増加するため、銅損が増加します。フェライト設計ではコア損失がきわめて低く、高スイッチング周波数では好まれるため、設計目標を銅損と飽和を防ぐことに集中することができます。

Kool MμはMagnetics社の登録商標です。

アプリケーション情報

フェライト・コア材料は極度に飽和します。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。この結果、インダクタのリップル電流および出力電圧リップルが急増します。コアを飽和させないようにしてください。

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。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、これらにはボビンがなく実装が困難です。しかし、表面実装用の新製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

C_{OUT}の選択

連続動作中、出力コンデンサは台形の電流プロフィールを示します。コンデンサに流れ込むRMS電流は次式で与えられます。

$$I_{\text{COUT(RMS)}} \cong I_{\text{OUT}} \sqrt{\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} - 1}$$

RMS電流は、 $I_{\text{OUT(MAX)}}$ 時および最小入力動作電圧時に最大になります。したがって、出力コンデンサには電流定格が $I_{\text{COUT(RMS)}}$ 以上のものを選択しなければなりません。この条件を満たすため、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、RMS電流定格の他、要求される等価直列抵抗 (ESR) にも基づいて選択します。出力リップル電圧はコンデンサのESRとコンデンサの容量によって決まり、次式で表すことができます。

$$\Delta V_{\text{OUT}} \approx I_{\text{PK}} (\text{ESR}) + \frac{2I_{\text{OUT}}}{C_{\text{OUT}}} t_{\text{ON}}$$

ここで、C_{OUT} = 出力容量、t_{ON} = メインMOSFETのオン時間、I_{PK} = ピーク・インダクタ電流です。出力のESRを低減する一般的な手法は、出力コンデンサと並列に10 μ Fのセラミック・コンデンサを接続することです。

小さな出力容量を使用すると、周波数に依存する項のために出力リップル電圧が上昇しますが、これはESRが非常に低いコンデンサを使用してリップル電圧を低く維持すれば補償できます。I_{TH}ピンのOPTI-LOOPの補償部品によって、選択した出力コンデンサに関係なく、安定し

た、高性能過渡応答を提供するよう最適化することができます。

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の中で(ESR・サイズ)の積が最も低いものですが、やや高価です。

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ことができます。表面実装可能な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。他の個別の推奨品については、メーカーにお問い合わせください。

出力電圧の設定

LTC1700は帰還端子(ピン3)とグランド間に1.205Vのリファレンス電圧を発生します(図6を参照)。抵抗R1を選択することによりR1とR2を通して一定の電流が流れ、全体の出力電圧が設定されます。出力電圧は次式から求められます。

$$V_{\text{OUT}} = 1.205(1 + R2/R1)$$

ほとんどのアプリケーションでは、R1には30k 抵抗を推奨します。寄生ピックアップを防止するために、LTC1700の近くに配置したR1の両端に100pFコンデンサを接続してください。

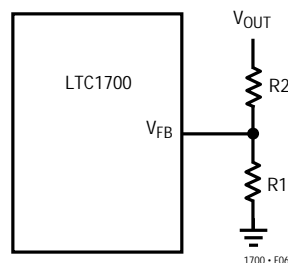


図6. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

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。効率のパーセント値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ト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ことがよくあるので便利です。回路内の電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC1700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. LTC1700の電源電流。電気的特性に示す、このDC電源電流には、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。この電源電流によって小さな損失が発生し、この損失は V_{OUT} に従って増加します。

2. パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすると、MOSFETゲート充電電流が流れます。MOSFETゲートがオン、オフされるたびに、 V_{OUT} からグラウンドに微小ゲート電荷 Q_g が移動します。それによって V_{OUT} 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。スイッチング周波数が高くなるに従って、この損失が重要になってきます。

3. 直流 I^2R 損失。センス抵抗が必要ないので、直流 I^2R 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、インダクタに平均電流が流れますが、同期PチャンネルMOSFETとメインNチャンネルMOSFET間でスイッチングされます。2つのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合は、1つのMOSFETの抵抗をインダクタの抵抗に加算するだけで直流 I^2R 損失を求めることができます。たとえば、それぞれ $R_{DS(ON)} = 0.05$ 、 $R_L = 0.15$ の場合、全抵抗は0.2になります。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。 I^2R 損失によって、高出力電流時に効率が低下します。

4. 遷移損失はメイン外部MOSFETで生じ、動作周波数および出力電圧が高くなると増加します。遷移損失は次式から推定できます。

$$\text{遷移損失} = 2.5(V_{OUT})^2 I_{O(MAX)} C_{RSS}(f)$$

C_{IN} や C_{OUT} のESR消費損失やインダクタのコア損失などのその他の損失は、一般に全損失の2%以下に過ぎません。

ラン/ソフトスタート機能

RUN/SSピンには、ソフトスタート機能とLTC1700をシャット・ダウンする機能のふたつの機能があります。ソフトスタートは、内部電流制限を徐々に増やすことによって V_{IN} からの入力サージ電流を低減します。また、このピンを使用して電源の投入シーケンスも設定できます。

内部3.8 μ A電流源が外付けコンデンサ C_{SS} を充電します。RUN/SSの電圧が0.7Vに達すると、LTC1700が動作を開始します。RUN/SSの電圧が0.7Vから1Vまで上昇し続けると、内部電流制限もそれに比例した直線レートで上昇します。電流制限は0A($V_{RUN/SS} = 0.7V$)付近から始まって、 $0.1/R_{DS(ON)}$ ($V_{RUN/SS} \approx 2.2V$)で終了します。このように出力電流はゆっくり上昇し、入力電源からの必要起動サージ電流を低減します。RUN/SSがグラウンド電位まで引き下げられると、電流制限が上昇を開始する前に、次式で表す遅延時間が挿入されます。

$$t_{DELAY} = 1.13C_{SS}/I_{CHG}$$

起動期間中の入力電圧が2.3V以下の場合、ソフトスタート機能は内部60mA電流制限には作用しません。したがって、この機能をフルに活用するには、 V_{OUT} が2.3Vに達するまでの時間に対応できるだけのソフトスタート・コンデンサのサイズが必要です。電源投入時に V_{OUT} が2.3Vに達するまでの時間を表す近似式は次のとおりです。

$$t_{POWER-UP} = \frac{C_{OUT}(2.3 - V_{IN} - V_D)}{\frac{260(L)}{2.3 - V_{IN}} - I_{OUT}}$$

アプリケーション情報

ここで、

V_D = Pチャネル寄生ダイオードの電圧降下

I_{OUT} = 起動時の初期負荷電流

C_{OUT} = 出力容量

このように、 $t_{DELAY} > t_{POWERUP}$ を保証する起動コンデンサ C_{SS} が選択されます。上記の式は、 $V_{IN} < 2.3V$ の場合のみ有効です。 V_{IN} が2.3Vを超える場合、 $t_{POWERUP} = 0ns$ です。

設計例

LTC1700を使用して3.3V入力を5V出力に変換する場合を考えます。負荷電流条件は最大3A、最小100mAです。低負荷電流時と高負荷電流時の両方の効率が重要です。

低負荷電流時の $f = 550kHz$ での効率が重要なので、ピン5を V_{OUT} に接続してバースト・モード動作をイネーブルします。

$$\text{デューティ・サイクル} = 1 - V_{IN}/V_{OUT} = 0.34$$

デューティ・サイクルが36%以下なので、インダクタの値は $L_{MINBURST}$ の式に基づいて選択します。

$$L_{MINBURST} = 0.8\mu H.$$

このアプリケーション(図7)では、リップル電流をさらに低減するために4.6 μH のインダクタを使用します。このとき、実際のリップル電流は次式のようにになります。

$$\Delta I_L = 3.3V \left(\frac{0.34}{550kHz(4.6\mu H)} \right) = 0.44A$$

メインNチャネルMOSFETの $R_{DS(ON)}$ は、次式の値でなければなりません。

$$R_{DS(ON)(N-CHANNEL)} = \frac{70mV}{\frac{I_{O(MAX)}}{1-D} + 0.5(\Delta I_L)} = 14.7m\Omega$$

スロープ補償によるピーク電流の低下(図5を参照)を考慮すると、Nチャネルの $R_{DS(ON)}$ は次の値でなければなりません。

$$R_{DS(ON)L} = (14.7)(0.9) \\ = 13.2m$$

ファクタ0.9は、34%のデューティ・サイクルを使用し、図5から求めています。インダクタのピーク電流は4.79Aです。この電流レベルで飽和しないインダクタを選択します。NチャネルMOSFETを流れる平均電流は1.55A、同期PチャネルMOSFETを流れる平均電流は3Aです。

NチャネルMOSFETにはSi6466DQ、PチャネルMOSFETにはFDS6375を選択しています。これで、Si6466DQの温度上昇を計算できます。Si6466DQを流れるRMS電流は2.67Aです。したがって、消費電力は次のとおりです。

$$P_{DISS} = (2.67)^2(13.2 \times 10^{-3}) \\ = 93.8mW$$

Si6466DQの θ_{JA} は83 $^{\circ}C/W$ です。したがって、温度上昇は次のとおりです。

$$T_{RISE} = 93.8 \times 10^{-3} \times 83 \\ = 7.7$$

この程度の温度上昇は問題にならないので、要求される $R_{DS(ON)}$ を計算する際に pT を省略しても大きな誤差は生じません。

負荷が3Aのとき、出力コンデンサのRMS電流は次式で与えられます。

$$I_{COUT(RMS)} = 3(5/3.3 - 1)^{0.5} = 2.15A$$

RMS電流要件を満たすために、三洋電機の100 μF POSCAPコンデンサを2個並列に接続します。これらのコンデンサはESR(55m Ω)が低く、全ESRをさらに低減するにはPOSCAPコンデンサと並列に10 μF のセラミック・コンデンサを接続します。図7に完全な回路を示します。

アプリケーション情報

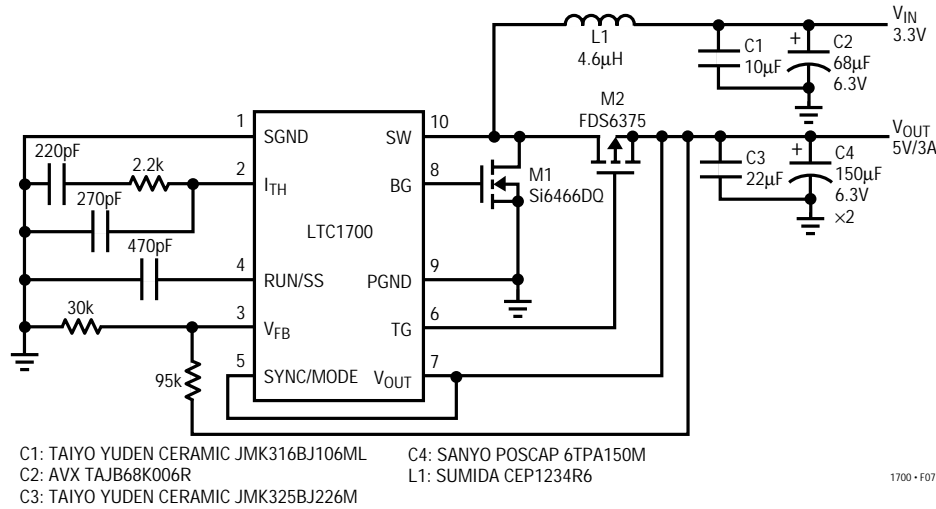


図7. 設計例の回路図

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LTC1700が正しく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8のレイアウト図にイラストで示してあります。レイアウトに関して以下の項目をチェックしてください。

1. すべての部品をSWノード(ピン10)に近づけて接続しているか? SWピンは、 V_{DS} センス・アンプおよび電流反転コンパレータの入力です。
2. V_{OUT} ピンをPチャンネルMOSFETのソースに直接接続する。このピンは、LTC1700に電流を供給する以外に、電流反転コンパレータの入力としても働きます。
3. $C2$ の(+)プレートはPチャンネルMOSFETのソースに接

続する。このコンデンサは、インダクタが「再充電」されているとき負荷電流をサポートします。

4. $C2$ の(-)プレートをNチャンネルMOSFETのソースに接続する。電源グランドおよび信号グランドは、このノードに接続します。
5. V_{FB} ピンが帰還抵抗に直結されているか? 抵抗分割器 $R1$ および $R2$ は、 $C2$ の(+)プレートと信号グランドの間に接続しなければなりません。
6. スwitching・ノードSWを敏感な小信号ノードから離す。
7. $M1$ 、 $M2$ 、および $C2$ にスイッチ電流が流れるため、これらの部品によって形成されるループをできる限り小さくする。

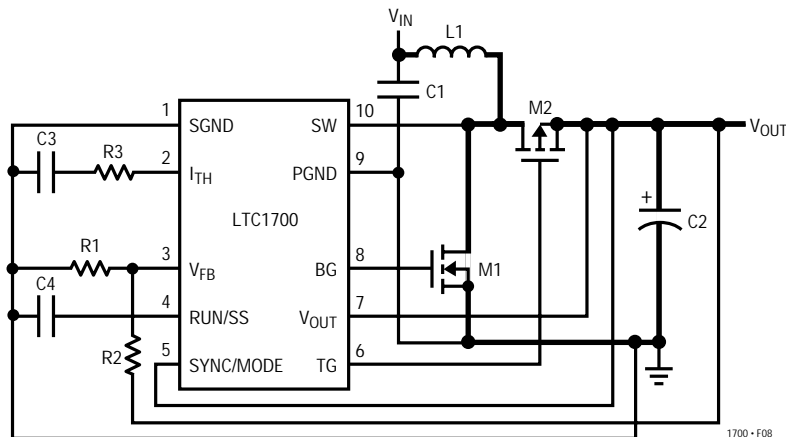
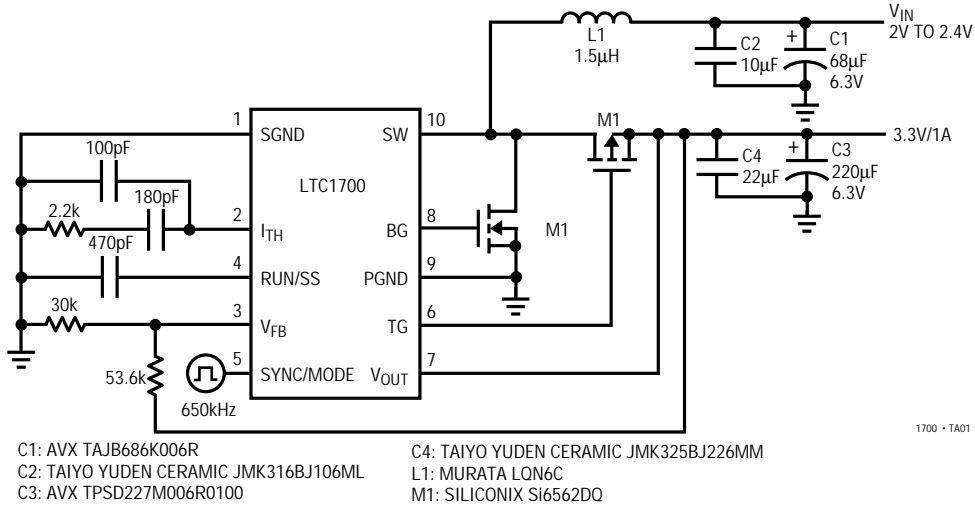


図8. LTC1700レイアウト図(PCボード・レイアウト・チェックリストを参照)

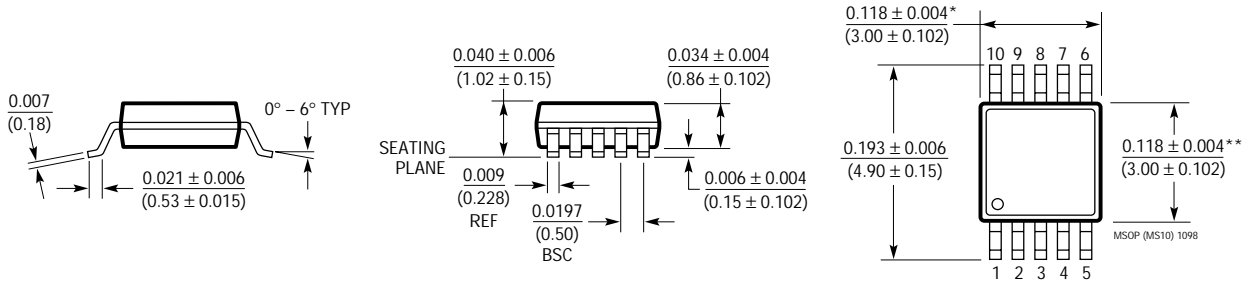
標準的応用例

外部周波数同期機能付きLTC1700 3.3V/1Aレギュレータ



パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

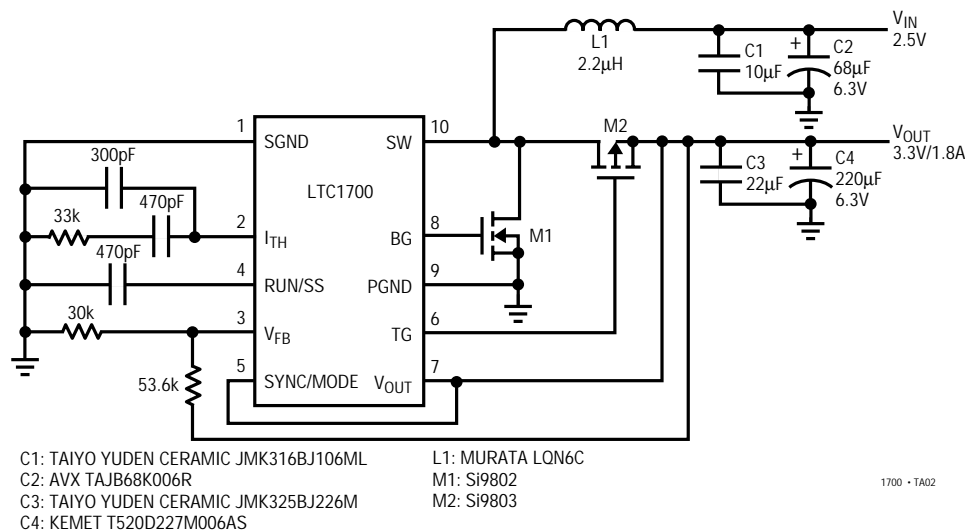
MS10パッケージ
 10ピン・プラスチックMSOP
 (LTC DWG # 05-08-1661)



*寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。
 **寸法にはリード間のバリまたは突出部を含まない。リード間のバリまたは突出部は片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。

標準的応用例

LTC1700、2.5V入力、3.3V/1.8A出力レギュレータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1302	マイクロパワー昇圧レギュレータ	2Vから5V/600mA、2A内部スイッチ、 I_Q 200µA
LT1304シリーズ	2セル・マイクロパワー昇圧レギュレータ	シャットダウン時にもアクティブなバッテリー電圧低下検知器
LT1307/LT1307B	1セル・マイクロパワー昇圧レギュレータ	1Vから3.3V/75mAを出力、600kHzの固定周波数
LT1316	プログラム可能な電流制限機能付きバースト・モード動作DC/DC	V_{IN} 最小1.5V、ピーク・スイッチ電流を精密制御
LT1317	2セル・マイクロパワー昇圧レギュレータ	2セルから3.3V/200mAを出力、600kHz固定周波数
LT1517-5	マイクロパワー、安定化チャージ・ポンプ	3セルから5V/20mAを出力、SOT-23パッケージ、 I_Q 6µA
LT1610	1.7MHz、1セル・マイクロパワー昇圧レギュレータ	I_Q 30µA、MSOPパッケージ、内部補償付き
LT1611	1.4MHz反転スイッチング・レギュレータ	5Vから - 5V/150mAを出力、低出力ノイズ
LT1613	1.4MHz、1セル・マイクロパワー・レギュレータ	5ピンSOT-23パッケージ
LT1619	マイクロパワー昇圧レギュレータ・コントローラ	外部NMOSをドライブ、3.3V入力から5V/8A(最大)を出力
LTC1625	No R_{SENSE} 同期式降圧コントローラ	最大97%の効率、 $3.7V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $1.19V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 I_{OUT} 最大15A
LTC1872	SOT-23、550kHz昇圧コントローラ	最小のボード面積、外部NMOSをドライブ
LTC3401/LTC3402	内蔵1Aおよび2A同期式昇圧レギュレータ	最大効率97%、最大動作周波数3MHz、外部ダイオード不要、起動電圧0.85V