

同期整流型、固定周波数昇圧 DC/DCコンバータ

特長

- シャットダウン時に入力から出力を分離
- $V_{IN} > V_{OUT}$ 時にも出力電圧は安定を維持
- 起動時に入力電流を制御
- 300kHzの電流モードPWM動作
- 外部同期化可能
- 2Aスイッチ内蔵
- 最小1.8Vまでの V_{IN} で動作
- 軽負荷時の自動バースト・モード動作
- 消費電流：160 μ A
- シャットダウン電流：9 μ A標準

アプリケーション

- 衛星電話
- 携帯用計測器
- パーソナル・デジタル・アシスタント(PDA)
- パームトップ・コンピュータ

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

概要

LT[®]1306は、1セルのリチウムイオン電池から5V/1Aを生成可能な完全に統合された固定周波数、同期整流型昇圧コンバータです。このデバイスはメイン・パワー・スイッチと同期整流器の両方をチップに搭載しており、シャットダウン時に自動的に入力から出力を切り離すので、外部負荷分離回路は必要ありません。さらに、 V_{IN} が V_{OUT} を超えても出力は安定化状態を維持するので、面倒な昇降圧コンバータ機能を1個のインダクタで容易に実現できます。

LT1306の内部300kHz発振器は、425kHz～500kHzの外部クロックに簡単に同期させることができます。これによって、スイッチング高調波を厳密に制御し、多周波数システムで生じるビート周波数をなくすことが可能です。LT1306は軽負荷時には自動的に省電力バースト・モード™動作に移行します。重負荷時には、固定周波数電流モードで動作します。無負荷時の消費電流は160 μ Aで、シャットダウン・モードでは9 μ Aまで減少します。

LT1306はSO-8パッケージで供給されます。

標準的応用例

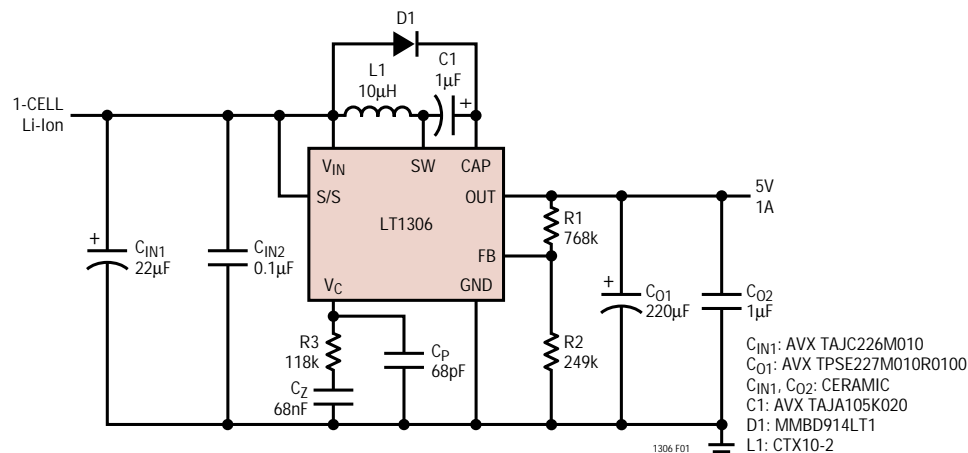
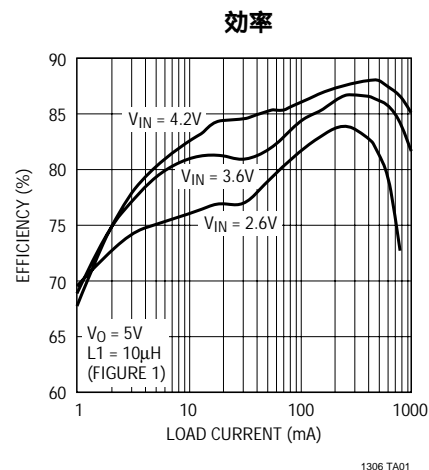


図1. 1セルのリチウムイオン電池から5Vのコンバータ



絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電圧	10V
S/S 電圧	7V
FB 電圧	10V
V_{OUT} 電圧	5.5V
接合部温度	125
動作温度範囲(Note 2)	- 40 ~ 85
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>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 90^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LT1306ES8
	S8 PART MARKING
	1306

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、

$V_{IN} = 2.5V$ 、 $V_{S/S} = V_{IN}$ 、 V_C はオープン。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Reference Voltage	Measured at the FB Pin ●	1.22	1.24	1.26	V
Reference Line Regulation	$1.8V \leq V_{IN} \leq 7V$		0.002	0.1	%/V
FB Input Bias Current	$V_{FB} = V_{REF}$ ●		10	25	nA
Error Amplifier Transconductance	$\Delta I = \pm 0.2\mu A$	80	150	220	$\mu\Omega^{-1}$
Error Amplifier Output Source Current	$V_{FB} = 1V$, $V_C = 0.8V$	5	7.5	11	μA
Error Amplifier Output Sink Current	$V_{FB} = 1.5V$, $V_C = 0.8V$	5	7.5	11	μA
Error Amplifier Output Clamp Voltage	$V_{FB} = 1V$	1.18	1.28	1.38	V
V_{IN} Undervoltage Lockout Threshold		1.55		1.8	V
Idle Mode Output Leakage Current	$V_{FB} = 1.5V$, $V_{OUT} = 5.5V$, $V_{SW} = 1.7V$ ●		6	15	μA
Output Source Current in Shutdown	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = V_{SW} = 7V$, $V_{CAP} = 7.2V$, $V_{S/S} = 0V$ ●			-3	μA
Switching Frequency	$1.8V \leq V_{IN} \leq 7V$, $0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ $1.8V \leq V_{IN} \leq 7V$, $T_A = -40^{\circ}C$ ●	260	310	415	kHz
		225	305	390	
Maximum Duty Cycle	$V_{FB} = 1V$, $0^{\circ}C \leq T_A \leq 85^{\circ}C$ $V_{FB} = 1V$, $T_A = -40^{\circ}C$	80	90		%
		65	80		%
Switch Current Limit	Duty Cycle = 0.1 (Note 3) Duty Cycle = 0.8 (Note 3)	2.3			A
		2.0			A
Burst Mode Operation Switch Current Limit			250		mA
Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 2A$		0.45	0.575	V
Rectifier V_{CESAT}	$I_{SW} = 2A$		0.49	0.675	V
Stepdown Mode Rectifier Voltage	$V_{OUT} = 0V$, $I_{SW} = 1A$ $V_{OUT} = 2.2V$, $I_{SW} = 1A$	$0.3 + V_{IN}$		$0.7 + V_{IN}$	V
		1.3		1.8	V
Switch and Rectifier Leakage Current	$V_{OUT} = 0V$, $V_{IN} = V_{SW} = 7V$, $V_{CAP} = 7.2V$, $V_{S/S} = 0V$ ●		0.1	20	μA

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、 $V_{IN} = 2.5V$ 、 $V_{S/S} = V_{IN}$ 、 V_C はオープン。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
S/S Pin Current	$V_{S/S} = V_{IN}$ $V_{S/S} = 0V$			6 -3	μA μA
Shutdown Pin Input High Voltage		1.2			V
Shutdown Pin Input Low Voltage				0.45	V
Shutdown Delay		12	20	50	μs
Synchronization Frequency Range		425		500	kHz
Operating Supply Current			4.5	8	mA
Quiescent Supply Current	$V_{S/S} = V_{IN}$, $V_{FB} = 1.5V$	●	160	250	μA
Shutdown Supply Current	$V_{S/S} = 0V$		9	16	μA
CAP Pin Leakage Current	$V_{IN} = V_{CAP} = 7V$, $V_{S/S} = 2.5V$, $I_{SW} = 0$	●		10	μA
Output Boost-to-Stepdown Threshold			V_{IN}		V
Output Stepdown-to-Boost Threshold			$V_{IN} - 0.1$		V

Note 1 : 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命が損なわれる可能性がある値。

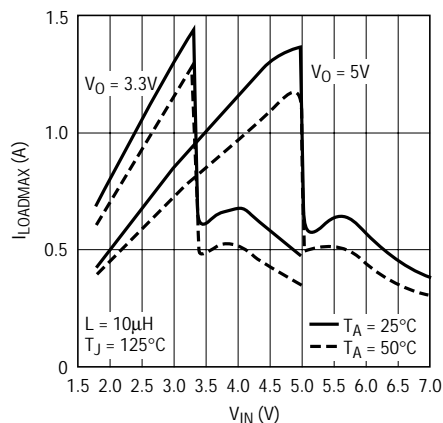
Note 2 : LT1306Eは0 ~ 70 の性能仕様に適合することが保証されている。
- 40 ~ 85 の動作温度範囲の仕様は、設計、特性評価、統計的プロセス・コ

ントロールとの相関により保証されている。

Note 3 : スイッチ電流制限は設計/スタティック試験との相関で保証されている。

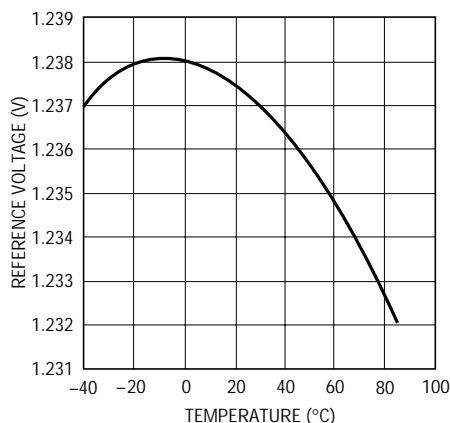
標準的性能特性

最大負荷電流と入力電圧



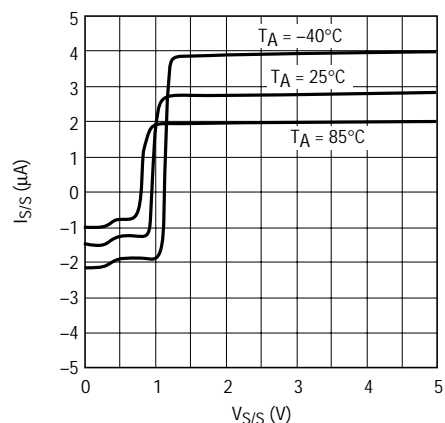
1306 • G01

リファレンス電圧と温度



1306 • G02

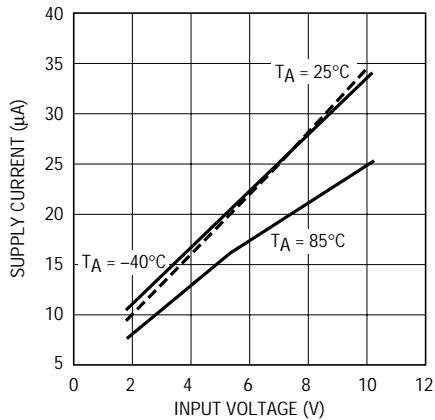
S/Sピン電流とS/Sピン電圧



1306 • G03

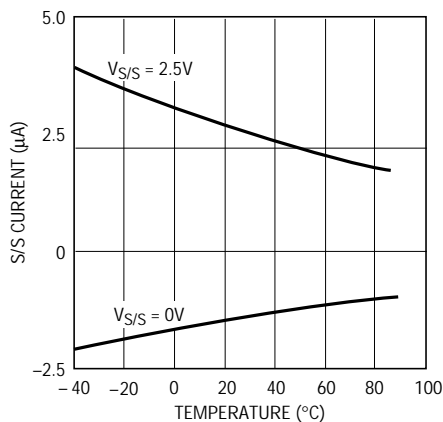
標準的性能特性

シャットダウン電源電流と
入力電圧



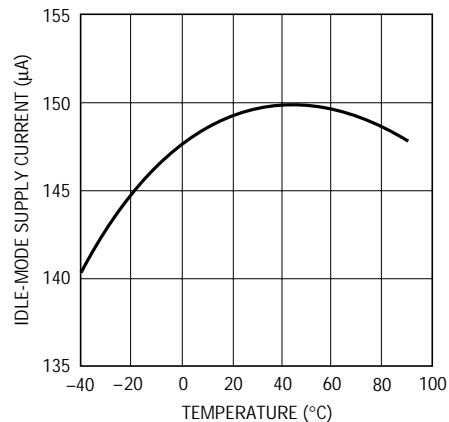
1306 • G04

S/Sピン電流と温度



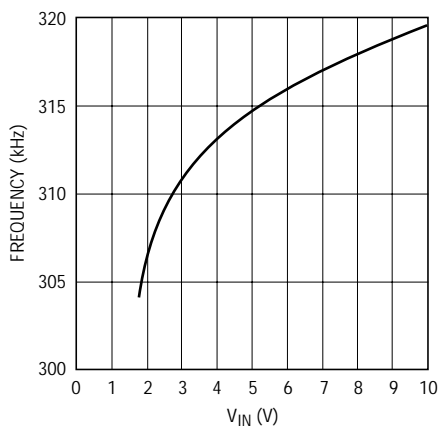
1306 • G05

アイドルモード電源電流と
温度



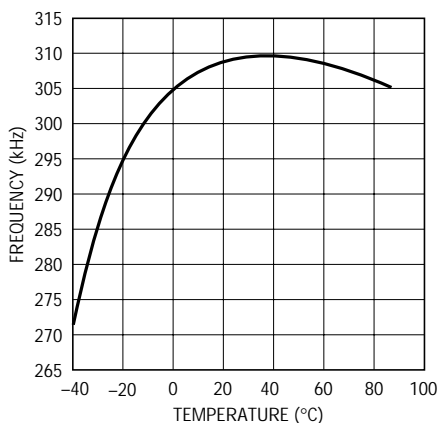
1306 • G06

発振周波数ライン・
レギュレーション



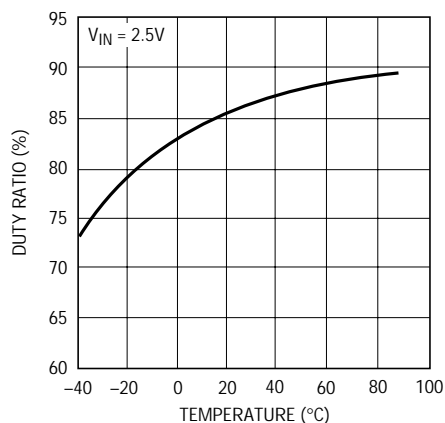
1306 • G07

周波数と温度



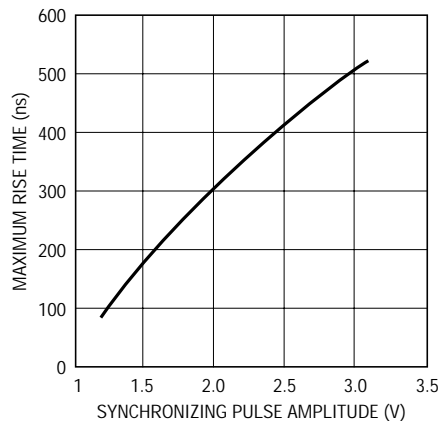
1306 • G08

最大デューティ比



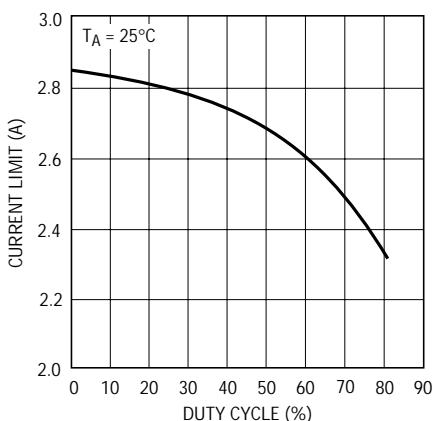
1306 • G09

同期パルスの最大許容
立上り時間



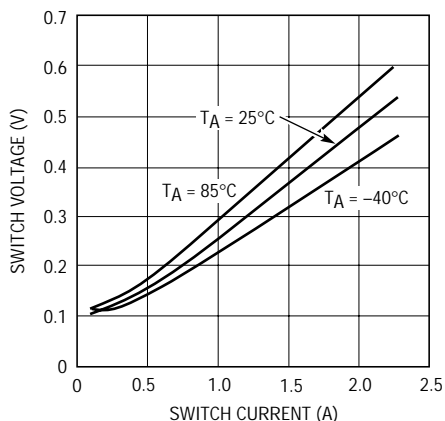
1306 • G10

電流制限とデューティ・サイクル



1306 • G11

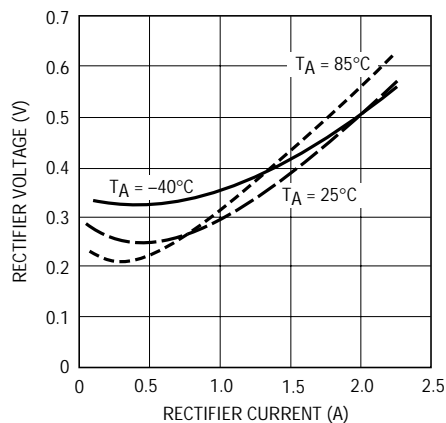
スイッチ飽和電と電流



1306 • G12

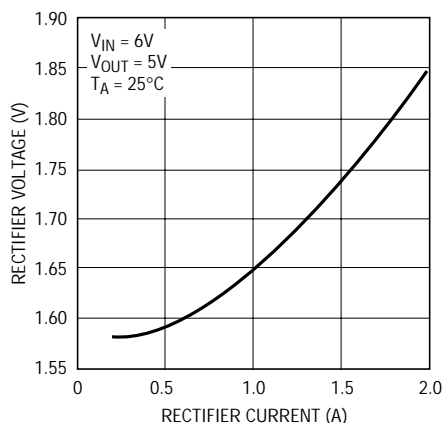
標準的性能特性

整流飽和電圧と電流



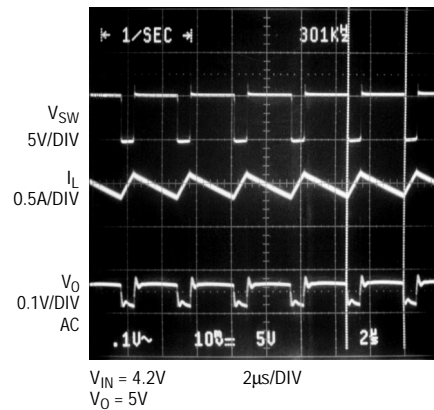
1306 - G13

降圧モード整流電圧と電流

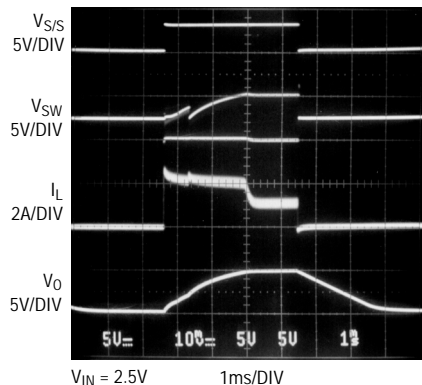


1306 - G14

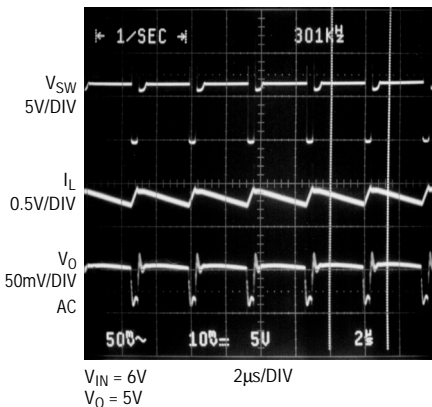
昇圧動作での連続導通モードのスイッチング波形



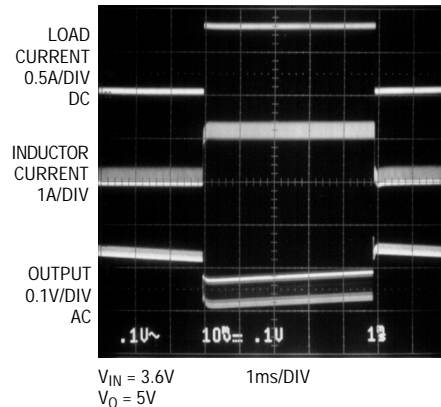
起動からシャットダウンへの過渡応答*



降圧モードでの連続導通モードのスイッチング波形



50mAから800mAの負荷ステップに対する図1のコンバータの過渡応答



* 入力起動電流は十分に制御されており、出力電圧はシャットダウン時にはゼロになる。

ピン機能

V_C (ピン1): 誤差アンプの補償ピンです。V_Cは相互コンダクタンス誤差アンプの出力です。ループ周波数補償はV_Cピンとグラウンドの間にRCネットワークを接続して行います。

FB (ピン2): 誤差アンプの反転入力。ここに抵抗分割器のタップを接続します。V_{OUT} = 1.24V(1+R1/R2)に従って出力電圧を設定します。

V_{OUT}(ピン3): スイッチング・レギュレータの出力であり同期整流器のエミッタ。ここからグラウンドに適切な出力コンデンサを接続してください。V_{OUT}は5.5V以下でなければなりません。

GND (ピン4): グラウンド。ローカル・グラウンド・プレーンに接続してください。

SW (ピン5): スイッチ・ピン。接地されたパワー・スイッチと同期整流器のコレクタです。EMIを最小にするためにSWのトレースをできるだけ短くしてください。

CAP (ピン6): 同期整流器ドライバの電源。このピンにはブートストラップ・コンデンサとブロッキング・ダイオードを接続します。CAP電圧は、V_{IN} - V_Dの“L”レベルとV_{SW}の“H”レベルの間で切り替わります。

V_{IN}(ピン7): 電源またはバッテリー入力ピン。ピンのすぐ近くでグラウンド・プレーンにバイパスしなければなりません。

S/S (ピン8): シャットダウンおよび同期ピン。シャットダウンは標準ではスレッシュホールド0.9Vのアクティブ“L”です。通常動作の場合はS/SピンをV_{IN}に接続します。スイッチング・レギュレータを外部同期させるには、S/Sピンをパルス列でドライブします。

ブロック図

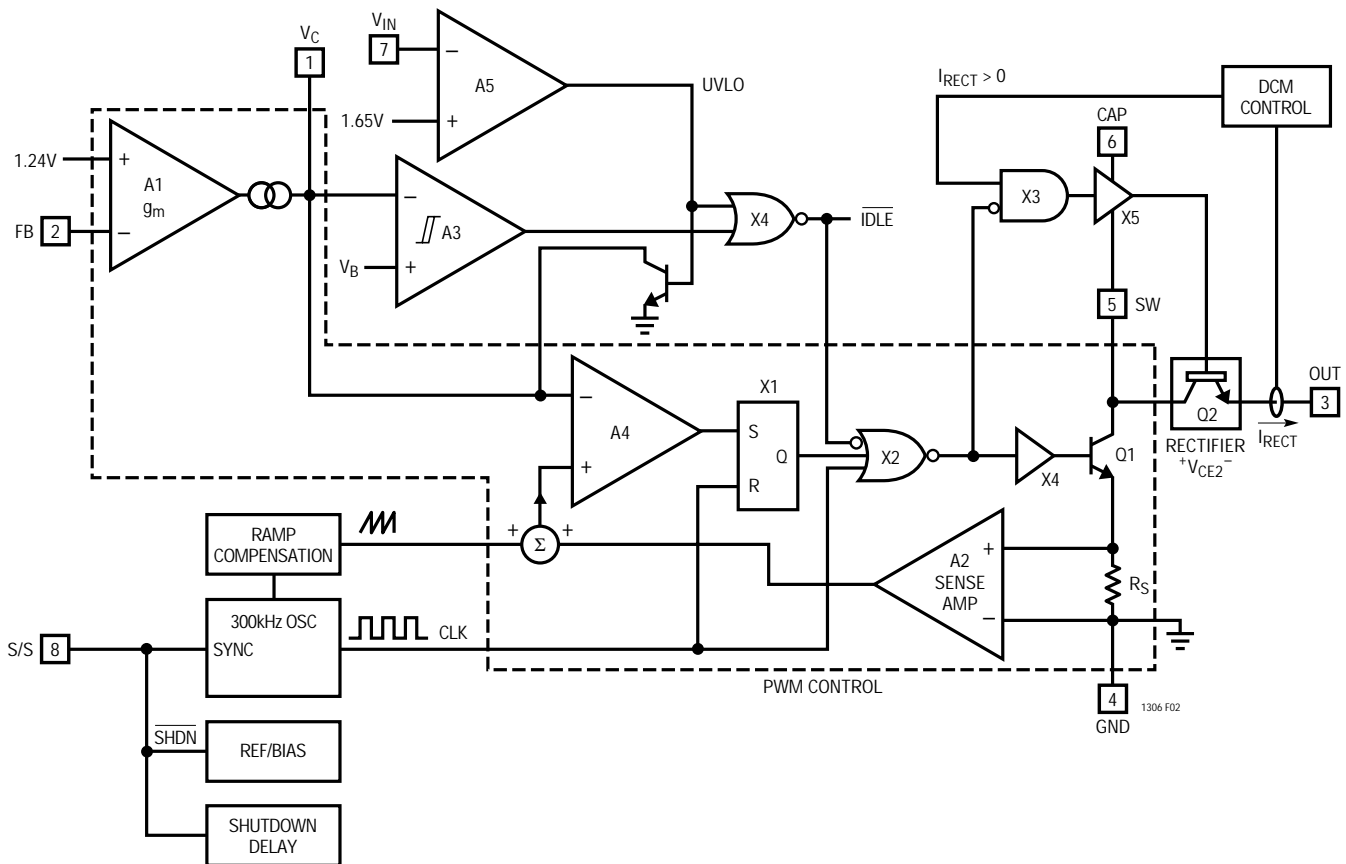


図2. LT1306ブロック図

動作

LT1306は、パワー・トランジスタQ1と同期整流器Q2を集積した固定周波数電流モードPWMレギュレータです。

ブロック図(図2)では、PWM制御回路を破線で囲んであります。PWM制御回路は、電流センス・アンプ(A2)、発振器、補償ランプ発生器、PWMコンパレータ(A4)、ロジック(X1とX2)、パワー・トランジスタ・ドライバ(X4)およびメイン・パワー・スイッチ(Q1)で構成されています。クロック(CLK)がQ1の導通を「無効にする」ことに注意してください。内部発振器周波数は300kHzです。

クロックのパルス幅でQ1の最大オン・デューティ比が決まります。LT1306では88%に設定されています。Q1はクロック・パルスの後方エッジでターンオンします。50%以上のデューティ比で低調波発振を抑えるために、センスしたQ1の電流に補償用ランプ(発振器のノコギリ波から生成)を付加します。この合計が誤差アンプA1の出力 V_C を超えるとQ1がターンオフします。 V_C の上方への振幅が内部で1.28Vにクランプされると、Q1の絶対電流制限に達します。

誤差アンプ出力 V_C は、出力電圧を安定化するのに必要なピーク・スイッチ電流を決定します。 V_C は出力電力の尺度です。重負荷時には、インダクタ電流の平均値とピーク値のどちらも高くなります。 V_C は動作範囲の上端に上がり、LT1306は連続導通モード(CCM)で動作します。

負荷が減少すると、平均インダクタ電流は減少します。CCMでは、一次のピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流リップルは、インダクタンス、入力電圧、および出力電圧にのみ依存します。平均インダクタ電流がピーク・ツー・ピーク・インダクタ電流リップルの1/2以下になると、コンバータは不連続導通モード(DCM)に入ります。インダクタ電流が各スイッチング・サイクル内で常にゼロに戻ることを除いて、スイッチング周波数は一定に保たれます。

CCMとDCMの両方で、出力電圧は負帰還により安定化されます。A1は、内部で生成された1.24Vリファレンスと減衰させた出力電圧との誤差電圧を増幅します。 V_C ピンからグラウンドへのRCネットワークによりループ補償を行います。

さらに負荷が減少すると、 V_C は動作範囲の低い方向へ下がります。ピーク・インダクタ電流とスイッチQ1の導通

時間が減少します。ヒステリシス付きコンパレータA3は、 V_C がLT1306が効率的に動作するために低く過ぎないかを判断します。 V_C がトリップ電圧 V_B 以下に低下すると、A3の出力は“H”になります。誤差アンプ、コンパレータA3およびA5、整流器ドライバ・コントロールX5を除く全回路がターンオフします。インダクタに保存されている残りのエネルギーが、同期整流器Q2を通して出力に供給された後、LT1306はスイッチングを停止します。このアイドル状態では、LT1306は入力から160 μ Aしか流しません。スイッチングが停止し出力フィルタ・コンデンサから負荷に電力が供給されて、出力電圧が低下します。それから V_C が上昇し始めます。 V_C が上昇しA3の上側トリップ点を超えるまで、Q1はスイッチングを開始しません。LT1306は、 V_C が低いためにスイッチ電流制限が約250mAになっていることを除いて、電流モードPWMコンバータとして再び出力に電力を供給します。負荷がまだ軽い場合には、出力電圧が上昇し V_C が低下し、コンバータは再びアイドルになります。したがって、電力の供給はバースト的に起こります。オン/オフ・サイクル周波数すなわちバースト周波数は、動作条件、インダクタンス、出力フィルタ容量によって決まります。バースト・モード動作での出力電圧リップルは、通常CCMまたはDCM動作の場合より大きくなります。バースト・モード動作は、各クロック・サイクル中に、DCM動作の非常に低いピーク・スイッチ電流で可能な量よりも多くのエネルギーを出力に供給するので、軽負荷時の効率を向上します。これにより、与えられた出力を維持するのに1単位時間当たりのスイッチング・サイクル数を少なくすることができます。したがって、チップへの供給電流は全入力電流のわずかな部分になります。

同期整流器は、ブロック図(図2)ではNPNトランジスタ(Q2)として表記されています。整流器ドライブ回路(X5)は、Q2のベース・ドライブを変えて整流器両端の電圧を制御します。ドライバ用の電源電圧 V_{CAP} は、ブートストラップ回路D1およびC1(図1)で局部的に生成されます。Q1がオンのとき、ブートストラップ・コンデンサC1は入力から電圧 $V_{IN} - V_{D1(ON)} - V_{CESAT1}$ まで充電されます。充電電流は入力からD1、C1、Q1を通してグラウンドに流れます。Q1がオフに切り替わった後、ノードSWは整流器での電圧降下 V_{CESAT2} だけ V_O より高くなります。D1は逆バイアスされ、CAP電圧は $V_O + V_{CESAT2} + V_{IN} - V_{D1(ON)} - V_{CESAT1}$ まで上昇します。C1はQ2のベース・ドライブを供給します。消費された電荷はQ1がオンの間に補給されます。

動作

昇圧動作では、X5は整流器Q2をドライブして飽和させます。そのときの整流器両端の電圧は V_{CESAT} です。インダクタ電流が減少すると、Q2のベース・ドライブも減少します。インダクタ電流がゼロになると、X5はQ2へのベース電流の供給を停止します。

$V_{IN} > V_O$ の場合、Q2は飽和状態にはドライブされません。Q2両端の電圧は上昇できるので、Q1が切り替わりインダクタ電圧の極性が反転します。インダクタ電圧は双極性なので、入力電圧に関係なくボルト・秒バランスを維持できます。したがって、LT1306は基本的な昇圧トポロジーをもつ降圧レギュレータとして動作可能です。負インダクタ電圧でのQ1のオフタイム中はインダクタ電流が増加しないので、入力起動電流も十分に制御されます。

整流器の電圧降下は入力電圧と出力電圧の両方に依存します。降圧モードでの効率はリニア・レギュレータの効率より低くなります。継続した降圧動作のために、最大出力電流はパッケージの熱特性によって制限されます。

ドライバX5のヒステリシス付きコンパレータは動作モードを制御します。コンパレータのDC伝達特性を図3と図4に示します。

S/Sピン(ピン8)にロジック“L”を印加するとシャットダウンします。最初に、LT1306のすべての回路ブロックがオフに切り替わります。同期整流器Q2とそのドライバは、蓄積された誘導性エネルギーが出力に流れるようにするためにオンに保持されます。 V_O が V_{IN} 以下に低下すると、整流器Q2の両端の電圧が上昇するので、インダクタ電圧は反転します。インダクタ電流は減少し続けてゼロになります。するとドライバX5がターンオフし、整流器Q2はオープン回路になります。LT1306はシャットダウン時にはわずか9 μ Aしか電流を消費しません。

LT1306は最小1.8Vの V_{IN} で起動することが保証されています。コンパレータA5は入力電圧を検知して、 V_{IN} がこの最小値以下に低下した場合は、低電圧ロックアウト(UVLO)信号を生成します。UVLOでは、 V_C が“L”になりQ1がスイッチングを停止します。LT1306は入力から160 μ Aを消費します。

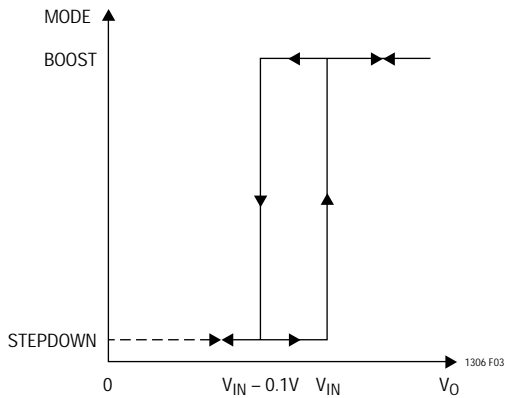


図3. V_O を独立変数としてプロットしたモード制御コンパレータのDC伝達特性 V_{IN} は固定と仮定

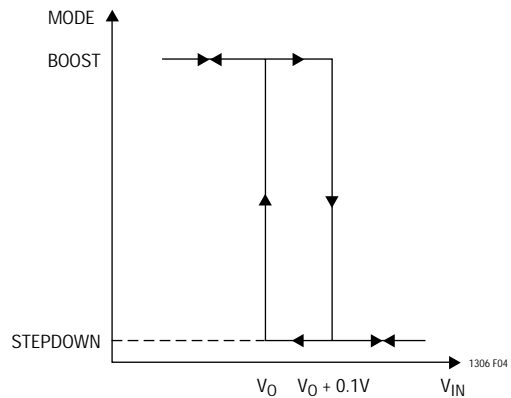


図4. V_{IN} を独立変数としてプロットしたモード制御コンパレータのDC伝達特性 V_O は固定と仮定

アプリケーション情報

出力電圧の設定

LT1306の出力電圧は、出力とグランドの間に接続された抵抗分割器R1とR2(図1および図5)によって設定されます。分割器のタップはFBピンに接続されます。R2を流れる電流は、FBピンの入力バイアス電流(≤ 25nA)より大幅に高くなければなりません。R2 = 249kの場合、誤差アンプの入力バイアス電流はR1を流れる電流の0.5%です。

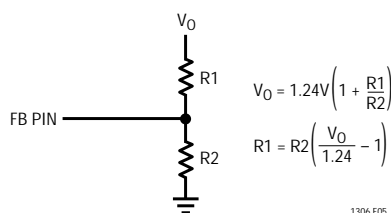


図5. 帰還抵抗分割器

同期とシャットダウン

S/Sピン(ピン8)を使用して発振器を同期させるか、または入力から負荷を切り離すことができます。S/Sピンは通常動作の場合は入力(V_{IN} > 1.8V)に接続します。LT1306の発振器は、S/SピンをTTLレベルのパルス列でドライすることにより外部同期が可能です(標準性能特性の同期パルスの最大許容立上り時間を参照)。同期は正エッジでトリガされます。外部クロックの推奨周波数範囲は425kHzから500kHzです。同期によってスイッチング・ジッタが発生した場合は、普通は外部クロック・パルスの立上りエッジのdv/dtを低減すれば問題が解決します。

S/Sピン電圧が50μsより長くシャットダウン・スレッシュホールド(0.45V)以下になった場合は、シャットダウンします。このシャットダウン遅延は、S/Sピンがシャットダウン・スレッシュホールドを超えるとリセットされます。

インダクタ

エネルギー蓄積インダクタL1の値(図1)は、通常、ピーク・ツー・ピーク・リップル電流が平均インダクタ電流の40%以下になるように選択されます。1セルまたは2セルのアルカリ電池または1セルのリチウム電池から5V出力のアプリケーションの場合、300kHzで動作するLT1306には10μH~20μHが推奨されます。LT1306が500kHzで外部同期される場合は、5μH~10μHのインダクタが使用できます。インダクタは飽和せずに最大負荷ピーク・インダクタ電流

を流せなければいけません。ピーク・インダクタ電流は最大2Aになる可能性があります。これがインダクタのコア・サイズの下限を決めます。鉄粉コアは許容できないコア損失を持っているので、高効率アプリケーションには適していません。大部分のフェライト・コア材はコア損失を許容できるので推奨されます。インダクタのDC巻線抵抗(DCR)も効率のために考慮する必要があります。通常、コア損失、DCR、飽和電流、コスト、およびサイズ間にトレードオフがあります。

EMIに敏感なアプリケーションの場合、電界放射を抑えるために磁氣的にシールドされたインダクタまたはトロイダル・インダクタを使用することがあります。表1にLT1306アプリケーションに適したいくつかのインダクタを示します。

表1. LT1306に適したインダクタ

VENDOR	PART NO.	VALUE (μH)	MAX DCR (Ω)	CORE TYPE	HEIGHT (mm)
BH Electronics	511-0033	5.0	0.023	Toroid	4.8
Coilcraft	D03308-103	10	0.09	Open	3.0
	D03316-472	4.7	0.018	Open	5.2
	D03316-103	10	0.029	Open	5.2
	D03316-153	15	0.046	Open	5.2
Coiltronics	CTX5-2	5	0.021	Toroid	6.0
	CTX10-2	10	0.032	Toroid	6.0
Murata	LQN6C4R7	4.7	0.034	Open	5.0
Sumida	CDRH73-100	10	0.072	Magnetic Shielding	3.4
	CD43-4R7	4.7	0.109	Open	3.2

コンデンサ

通常、出力フィルタ・コンデンサは等価直列抵抗(ESR)と過渡負荷変動の結果生じる出力電圧の許容できる変動に基づいて選択されます。特定のスイッチング周波数での出力電圧リップルは、ピーク・インダクタ電流とコンデンサのESRを考慮して算定できます。

$$I_{PEAK} \approx I_{IN} \approx \frac{(I_o)(V_o)}{V_{IN}}$$

$$\text{出力リップル} \approx (ESR)(I_{PEAK}) = \frac{(ESR)(I_o)(V_o)}{V_{IN}}$$

アプリケーション情報

昇圧コンバータは高出力電流リップルを生成するので、出力コンデンサの最大リップル電流定格も考慮する必要があります。リップル電流が最大許容定格を超えた場合は、コンデンサの信頼性に影響があります。この最大定格は通常、RMSリップル電流として規定されます。LT1306では、RMS出力コンデンサ・リップル電流は次式から得られます。

$$I_0 \sqrt{\frac{V_O - V_{IN}}{V_{IN}}}$$

2セルから5Vのアプリケーションでは、220 μ Fの低ESR固体タンタル・コンデンサ(AVX TPSシリーズまたはSprague 593Dシリーズ)が良好に動作します。重負荷過渡変動またはバースト・モード動作による出力電圧リップルを低減するために、これより高い容量を使用してもかまいません。スルーホール・アプリケーションには、三洋電機製OS-CONコンデンサも適しています。

昇圧レギュレータでは、入力コンデンサのリップル電流はかなり低くなります。最大リップル電流定格と入力電圧リップルは、通常は問題になりません。バイパスには入力ピンの近くに22 μ Fのタンタル・コンデンサを半田付けすれば十分です。

ブートストラップ電源

ダイオードD1とコンデンサC1は、出力電圧より高いパルス状の電圧(V_{CAP})を発生します。整流器ドライブ回路はこの電源で動作します。整流器のオン時間中に、整流器のベース電流はC1を流れます。Q2のベース電流と最大許容 V_{CAP} リップル電圧によって、C1の大きさが決まります。 V_{CAP} のリップルを0.3V以下に保持するには、1 μ Fのコンデンサで十分です。拡張温度範囲における2セル入力($V_{IN} > 1.8V$)の場合、D1にはBAT54ショットキ・ダイオードを使用できます。ショットキ・ダイオードを使用すれば、整流器ドライバX5のブートストラップ電圧と動作余裕度が向上します。0 ~ 70 の商業温度範囲における2セル入力では、1N4148または1N914などのダイオードが良好に動作します。

整流器のオン時間中にC1から引き出された電荷は、スイッチ・オンの間に充電されなければなりません。デューティ・サイクルが減少すると、特に負荷に高電力を供給するときに、C1の充電電流の振幅が大幅に増加

する可能性があります。この充電電流がスイッチを流れ、電流制限コンパレータを誤ってトリップする可能性があります。 V_{IN} が V_O より数100mV低い昇圧アプリケーションの場合、1 μ Fまたは2.2 μ Fのタンタル・コンデンサ(AVX TAJシリーズなど)をC1として使用することができます。タンタル・コンデンサのESRは充電電流を制限します。コンバータの効率がわずかに低下しますが、充電電流をさらに制限するために、C1と直列に低抵抗(2 ~ 5)を追加することもできます。

周波数補償

電流モード・スイッチング・レギュレータには2つの帰還ループがあります。内側の電流帰還ループは、外側のループに反応してインダクタ電流を制御します。外側すなわち全体帰還ループは出力電圧を厳密に調整します。内側電流ループの高周波利得漸近線は、- 20dB/デケードでロールオフし、スイッチング周波数の1/6 ~ 2/3の周波数 ω_c でユニティ・ゲイン軸と交差します。電流ループは安定しており、全体電圧帰還ループと比較して帯域幅が広がっています。低周波電流ループ利得は高くはありません(通常は1 ~ 10)が、出力フィルタ・コンデンサから見たインダクタの低周波インピーダンスを増やします。(ブースト・レギュレータでは、インダクタはスイッチ・オフ時間中は出力に接続されます。)電流モード制御は、インダクタに等価直列抵抗($\gg DCR$)を生じ、これがLCタンク応答を減衰させます。これによって、LCフィルタの複雑な高Qのポールが分離され、フィルタ容量と負荷抵抗および第2高周波ポールによって決まる支配ポールとなります。

昇圧レギュレータの場合、出力伝達関数の制御は、負荷コーナ周波数に、

$$\omega_p = \frac{1}{\left(\frac{R_L}{2}\right)(C_O)}$$

の支配ポールと次式の最小値の可動右半平面(RHP)ゼロをもつことが示されます。

$$\omega_z = \frac{R_L(1-D_{MAX})^2}{L}$$

アプリケーション情報

ここで、 $R_L = \frac{\text{出力電圧}}{\text{最大負荷}} = \frac{\text{最大DC負荷電流}}{\text{最大DC負荷電流}}$

$D_{MAX} = \text{コンバータの最大デューティ・サイクル}$

$$= \frac{V_0 - V_{IN(MIN)} + 0.5}{V_0 + 0.1}$$

電流ループ・クロスオーバー周波数 ω_c (図6)にも第2のポールがあります。 ω_z は周波数 ω_c よりもはるかに低くなります。ループは、全体のループ利得が最小周波数RHPゼロ(すなわち、最大デューティ比に相当)の前に0dBを交差するように、抵抗 R_3 (図7)で中間周波帯利得を調整することによって補償されます。 R_3 の値は次式で算定することができます。

$$R_3 = \frac{390V_0(1 - D_{MAX})C_0R_L}{L}$$

誤差アンプはトランスコンダクタンスが低いので、利得設定抵抗 R_3 はコンデンサ C_z とAC結合されます。これによって、 R_3 が誤差アンプの入力にオフセットを誘導するのを防止します。また、DCと低周波ゼロでポールを形成します。

補償ネットワークを持つ誤差アンプの振幅応答は、以下のとおりです。

$$\frac{\hat{V}_C}{\hat{V}_0} = g_m \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \frac{1 + (S \cdot R_3 \cdot C_z)}{S \cdot C_z [1 + (S \cdot R_3 \cdot C_p)]}$$

$$C_z \gg C_p$$

補償ネットワークの低周波ゼロ $1/R_3C_z$ は $\omega_c/2$ に置かれます。

$$C_z = \frac{2}{R_3\omega_c}$$

コンデンサ C_p はRHPゼロ以上で適切な利得マーヅンを保証します。アンプ周波数応答の高周波ポール $1/R_3C_p$ は、 ω_z 以上に置かれます。

$$C_p = \frac{1}{3\omega_z R_3}$$

出力フィルタの容量が高くなるほど、より低いコーナ周波数から利得応答がロール・オフするので、総合ループ利得を ω_z のすぐ下で0dB交差させるため、補償ネットワークはより高い中間周波帯利得が必要になります。

レイアウトの検討事項

EMIと高周波共振を抑えるために、SWおよびCAPトレース・リードをできる限り短くすることが不可欠です。入力および出力コンデンサ C_{IN} と C_{OUT} は、ICパッケージの近くに配置し、グランド・プレーンに半田付けしなければなりません。スイッチング・レギュレータの下にグランド・プレーンを設けることを強く推奨します。図8に推奨部品配置とPCボード・レイアウトを示します。

アプリケーション情報

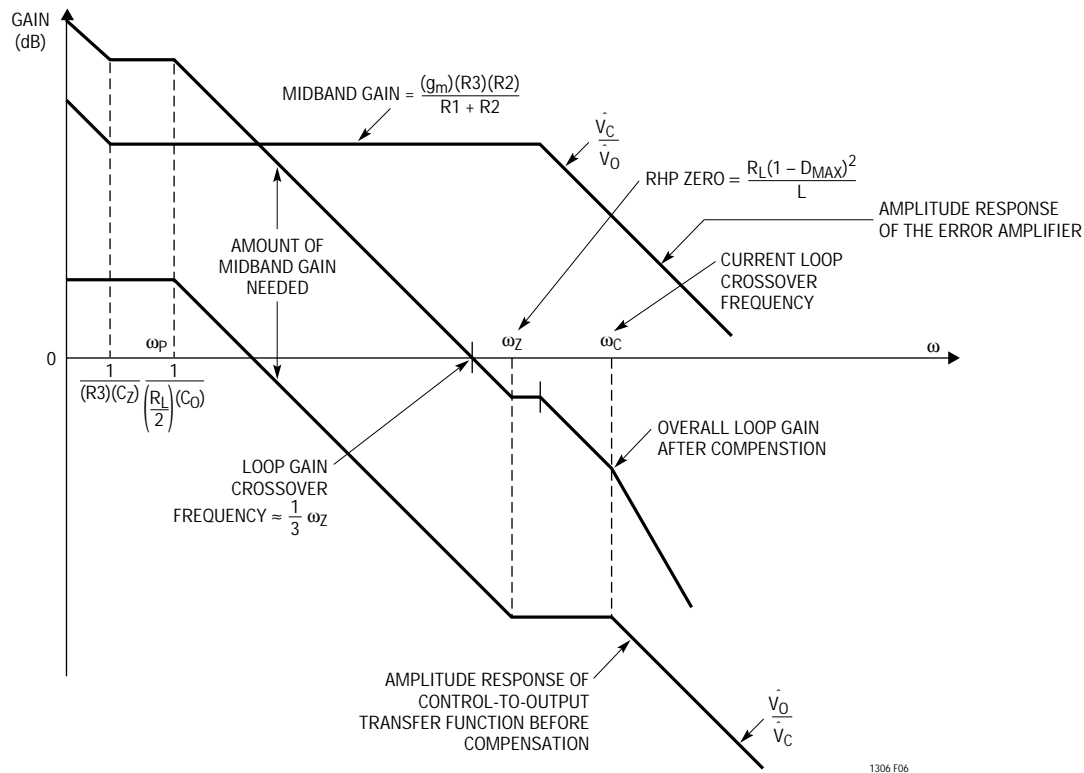


図6. コントロール - 出力 $\left(\frac{\hat{V}_O}{\hat{V}_C}\right)$ の利得漸近線と誤差アンプ $\left(\frac{\hat{V}_C}{\hat{V}_O}\right)$ 伝達特性

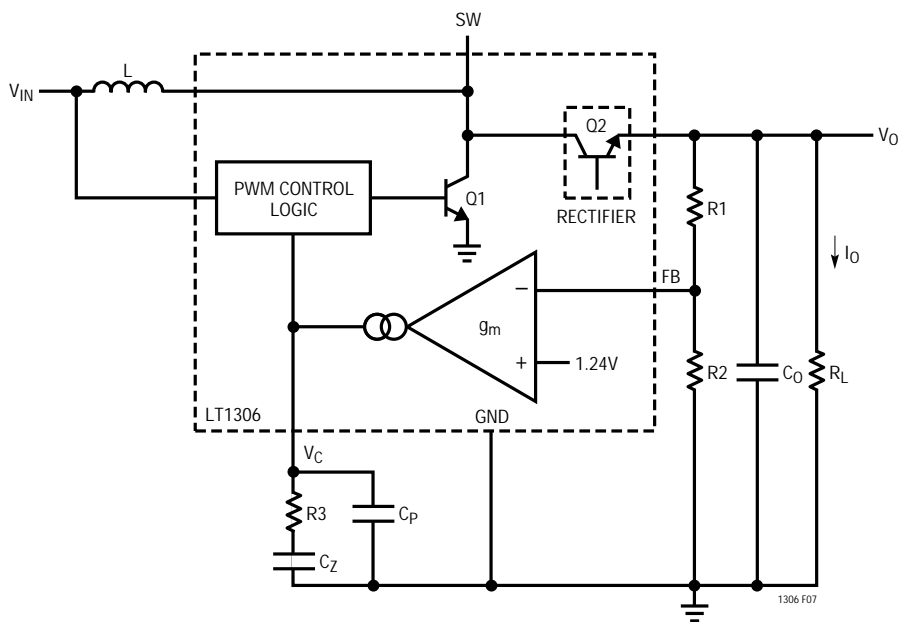


図7. 電流モード・ブースト・コンバータの総合ループ補償

アプリケーション情報

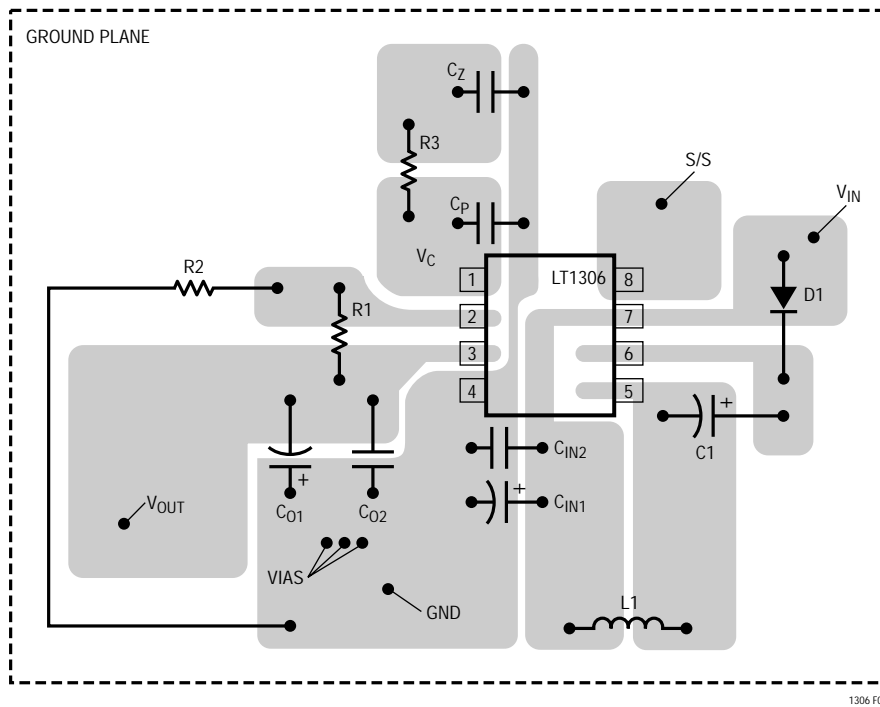
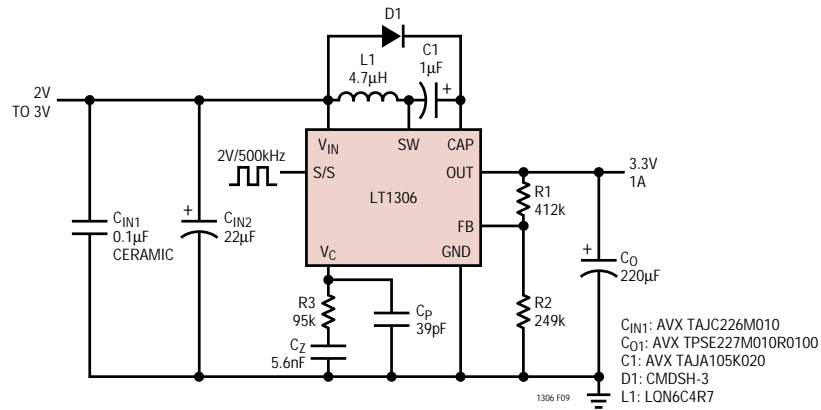


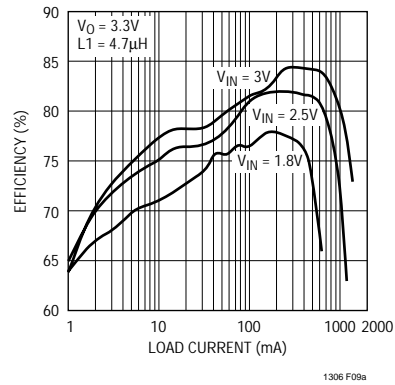
図8. LT1306の推奨部品配置。入力および出力バイパス・コンデンサは、同じ箇所で接地されていることに注意。DC/DCコンバータの下にグラウンド・プレーンを設けることが強く推奨される。複数の中継ホールを使用して、ピン4をグラウンド・プレーンに接続する。

標準的応用例

2セルNiMHから3.3V出力

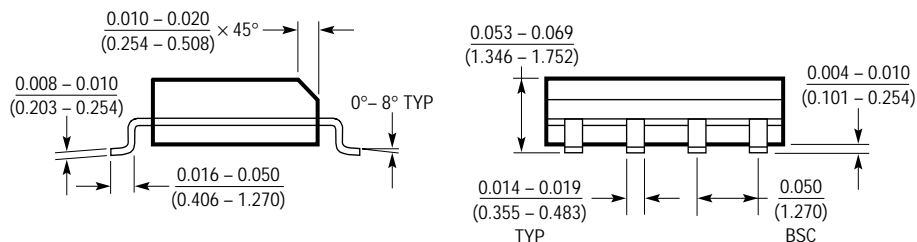
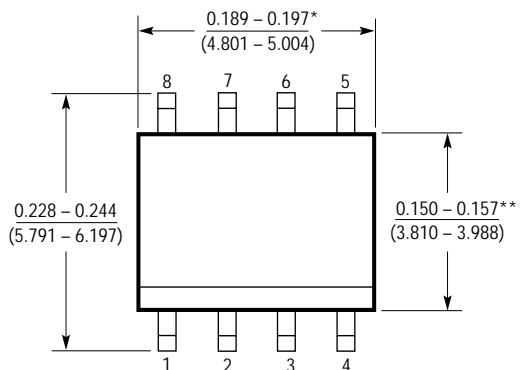


効率



パッケージ 注記がない限り寸法はインチ(ミリメートル)

S8パッケージ
8ピン・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)

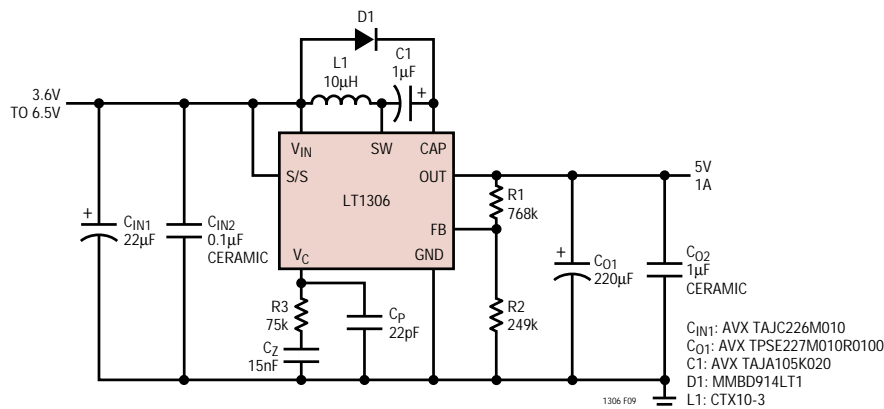


*寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは片側で0.006" (0.152mm) を超えないこと。
**寸法にはリード間のバリを含まない。リード間のバリは片側で0.010" (0.254mm) を超えないこと。

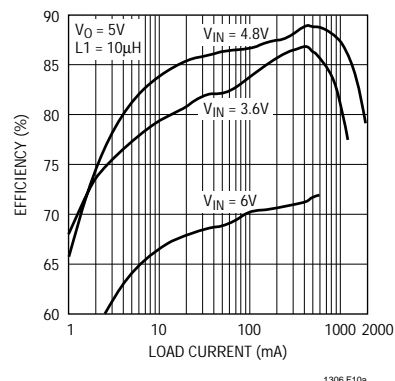
S08 1298

標準的応用例

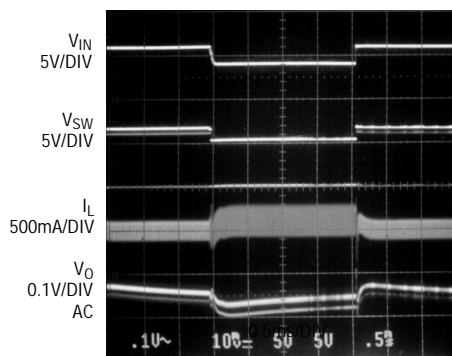
4セルNiMHから5V出力



効率



ステップ入力(4Vから6V)に対する過渡応答



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1302	高出力電流マイクロパワーDC/DCコンバータ	2Vから5V/600mA、2A内部スイッチ、I _Q 200µA
LT1304	2セル・マイクロパワーDC/DCコンバータ	5V/200mA、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、600kHz PWM DC/DCコンバータ	1セルから3.3V/75mA、MSOPパッケージ
LT1308A/LT1308B	高出力電流マイクロパワーDC/DCコンバータ	Li-Ion 1セルから5V/1A出力
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	最小1.5V、ピーク電流制限を精密制御
LT1317/LT1317B	マイクロパワー、600kHz PWM DC/DCコンバータ	I _Q 100µA、最小 V _{IN} 1.5V
LT1610	1セル・マイクロパワーDC/DCコンバータ	1Vから3V/30mA、1.7MHz固定周波数
LT1613	5ピンSOT-23の1.4MHzスイッチング・レギュレータ	4.4V入力から5V/200mA、小型SOT-23パッケージ
LT1615	5ピンSOT-23のマイクロパワー昇圧DC/DC	I _Q 20µA、36V/350mA内部スイッチ、最小 V _{IN} 1.2V
LTC1624	高効率Nチャンネル・スイッチング・レギュレータ・コントローラ	降圧時V _{OUT} = 1.19V ~ 30V、V _{IN} = 3.5V ~ 36V、SO-8パッケージ
LT1949	600kHz、1AスイッチPWM DC/DCコンバータ	1.1A、0.5 /30V内部スイッチ、最小V _{IN} 1.5V