

WCDMAアプリケーション向け マイクロパワー同期整流式 昇降圧DC/DCコンバータ

特長

- WCDMAハンドセット向けに最適化された機能
- 出力電圧を上回る/下回る、あるいは等しい入力電圧で安定化出力
- 0.5V~5Vの出力範囲
- 1セル・リチウムイオン・バッテリーで最大400mAの連続出力電流
- 最小の外付け部品
- 1.5MHzの固定周波数動作
- ループ補償機能搭載により、高速過渡応答を実現
フルスケール出力のスルーレート: <math>< 25\mu\text{s}</math>, $C_{\text{OUT}}: 4.7\mu\text{F}$
- シャットダウン時の出力切断
- 2.75V~5.5Vの入力範囲
- シャットダウン時の消費電流: <math>< 1\mu\text{A}</math>
- ソフトスタート機能を内蔵
- 出力過電圧保護
- 1個のインダクタ、ショットキー・ダイオード不要
- 熱特性が改善された小型8ピン (3mm×3mm) DFNパッケージ

アプリケーション

- WCDMAアプリケーション—高速データレートが可能な3Gハンドセット
- MP3プレーヤ
- デジタルカメラ

概要

LTC[®]3444は、出力電圧を上回るまたは下回る入力電圧でも、また出力電圧に等しい入力電圧でも動作する高効率の固定周波数昇降圧DC/DCコンバータです。このデバイスにはすべての動作モードの間を連続的に移行可能にするトポロジーが組み込まれているので、出力電圧が広い範囲で変動する可能性のある1セル・リチウムイオンまたは複数セルのアプリケーションに最適です。

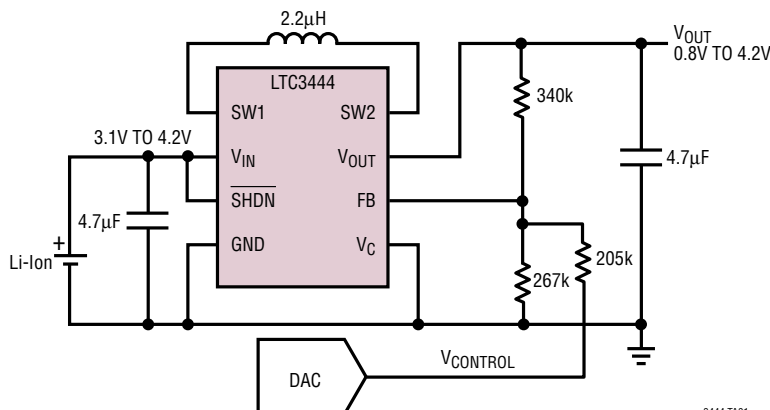
LTC3444は3G WCDMAアプリケーション向けに最適化されています。独自の設計により、非常に低い出力電圧で高効率を達成し、外付け部品を減らしています。高速誤差アンプは、RFパワーアンプのパワーレベルをスタンバイから送信、また、送信からスタンバイへ変えるのに必要な高速過渡応答を実現します。出力過電圧保護機能によってRFパワーアンプを保護します。

動作周波数は1.5MHzに内部設定されているので、効率を最大限に向上させながら外付け部品のサイズを最小限に抑えることができます。

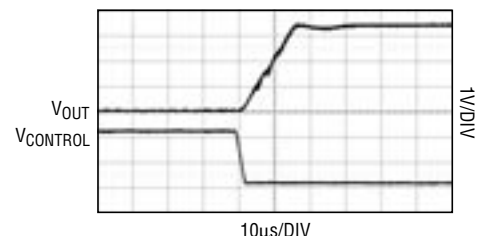
この他に、1 μA 以下のシャットダウン電流、ソフトスタート、ピーク電流制限、サーマル・シャットダウンなどの機能も搭載しています。LTC3444は熱特性が改善された8ピン (3mm×3mm) DFNパッケージで供給されます。

LT、**LT**、**LTC**および**LTM**はリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。6404251、6166527を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例



LTC3444のダイナミック応答



$V_{\text{IN}} = 3.6\text{V}$, $V_{\text{OUT}} = 0.8\text{V TO } 4.2\text{V}$
 $V_{\text{CONTROL}} = 2.36\text{V TO } 0.28\text{V}$, $I_{\text{LOAD}} = 100\text{mA}$

3444 TA01

3444 G16a

3444fa

LTC3444

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , V_{OUT} の電圧.....	-0.3V~6V
SW1, SW2の電圧 (DC)	-0.3V~6V
パルス < 100ns.....	-0.3~7V
SHDN電圧.....	-0.3V~6V
動作温度範囲 (Note 2).....	-40°C~85°C
最高接合部温度 (Note 4).....	125°C
保存温度範囲.....	-65°C~125°C

パッケージ/発注情報

<p>DD PACKAGE 8-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN</p> <p>$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 43^{\circ}C/W$, 4-LAYER BOARD $\theta_{JC} = 2.96^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD IS GND (PIN 9) MUST BE SOLDERED TO PCB</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC3444EDD
	DD PART MARKING
	LBVZ
Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/	

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へ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 $T_A = 25^{\circ}C$ での値。
注記がない限り、 $V_{IN} = V_{OUT} = 3.6V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Start-Up Voltage		● 2.55	2.65	2.75	V
Output Voltage Adjust Range		● 0.5		5	V
Feedback Voltage		● 1.19	1.22	1.25	V
Feedback Input Current	$V_{FB} = 1.22V$		1	50	nA
Quiescent Current - Shutdown	$SD = 0V$, $V_{OUT} = 0V$ Not Including Switch Leakage		0.1	1	μA
Quiescent Current - Active	(Note 3)		700	1100	μA
NMOS Switch Leakage	Switches B and C		0.1	7	μA
PMOS Switch Leakage	Switches A and D		0.1	10	μA
NMOS Switch On Resistance	Switches B and C		0.19		Ω
PMOS Switch On Resistance	Switches A and D		0.22		Ω
PMOS Switch On Resistance	Switch D $V_{IN} = 3.6$, $V_{OUT} = 1V$		0.4		Ω
Input Current Limit		● 2.5	3.5		A
Reverse Current Limit		● 3			A
Max Duty Cycle	Boost (% Switch C On)	● 70	82		%
	Buck (% Switch A On)	● 100			%
Min Duty Cycle		●		0	%
Frequency Accuracy		● 1.2	1.5	1.8	MHz
Error Amp A_{VOL}			65		dB
Error Amp Source Current	$V_C = 1.5V$, $FB = 0V$		8		μA
Error Amp Sink Current	$V_C = 1.5V$, $FB = 1.5V$		230		μA
Internal Soft-Start Time	SHDN Going High		250		μs
Output OV Threshold		● 5.1	5.3	5.5	V

3444fa

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。
 注記がない限り、 $V_{IN} = V_{OUT} = 3.6\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SHDN Threshold (On)	IC is Enabled	●	1.4		V
SHDN Threshold (Off)	IC is Disabled	●		0.4	V
SHDN Input Current	$V_{SHDN} = 3.6\text{V}$		0.01	1	μA
V_C Output Current	$V_C = \text{GND}$		0.5	2	μA

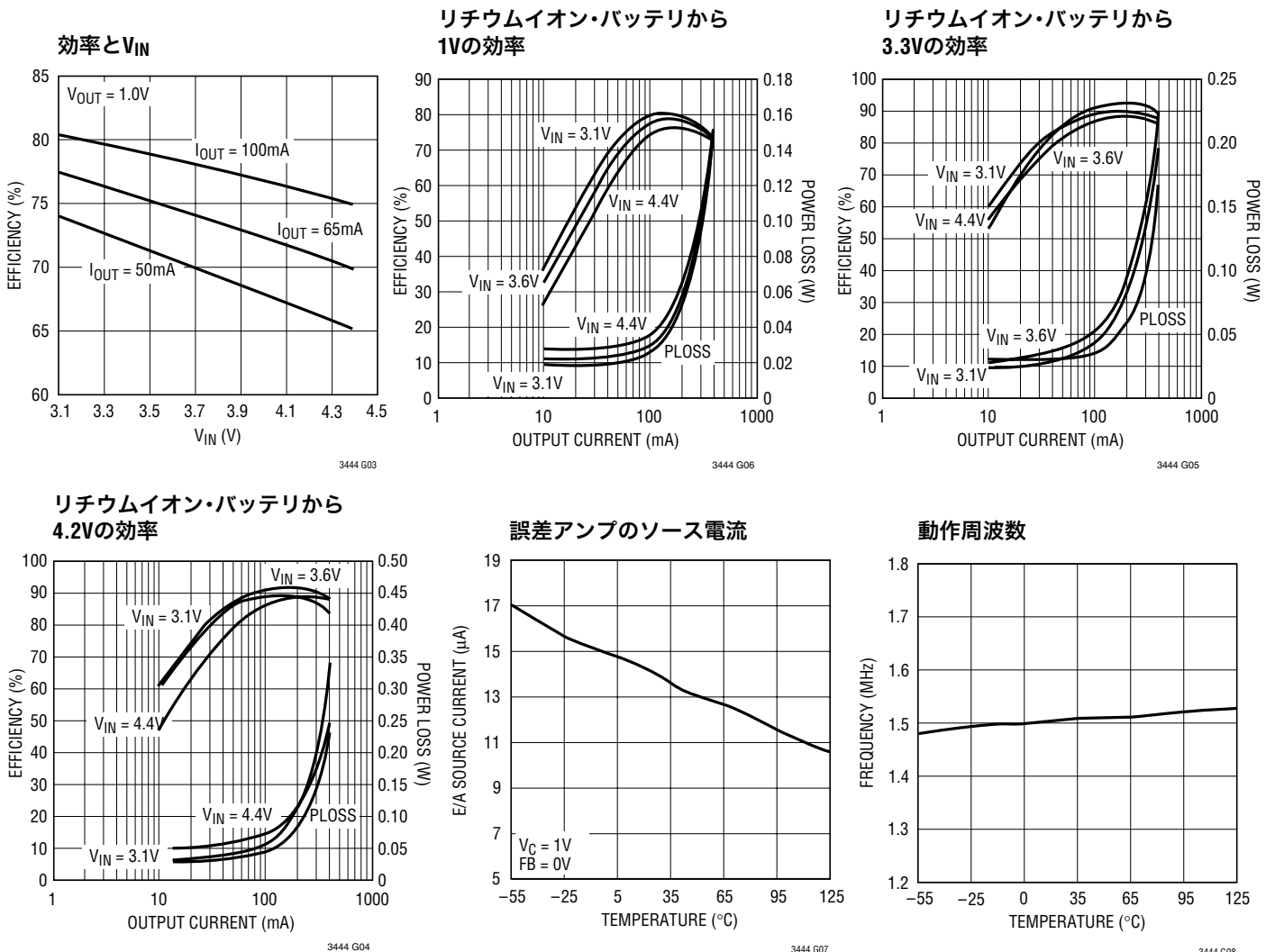
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超すストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3444Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作周囲温度範囲での仕様は設計、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。

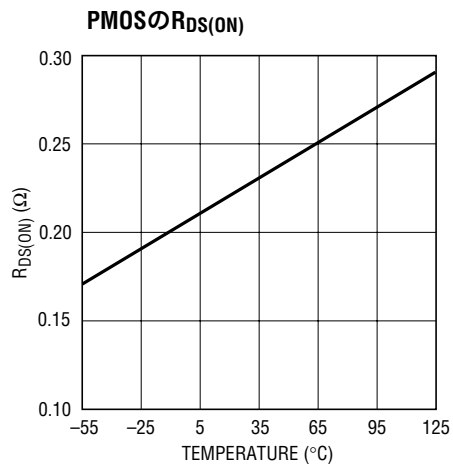
Note 3: 電流測定は出力がスイッチングしていないときにおこなわれる。

Note 4: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続するとデバイスの劣化または故障が生じるおそれがある。

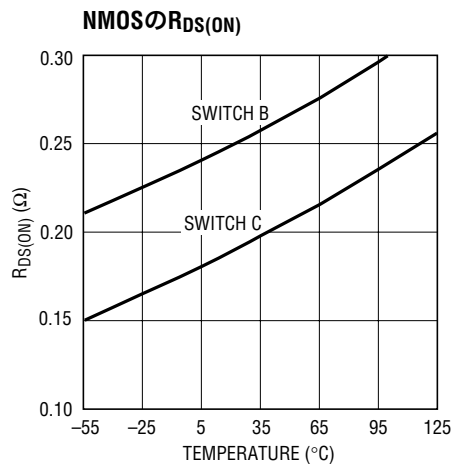
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)



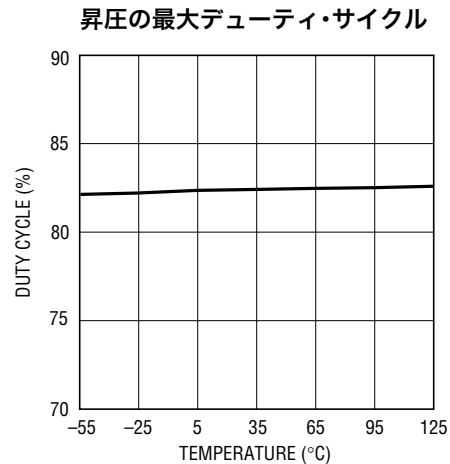
標準的性能特性 (注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)



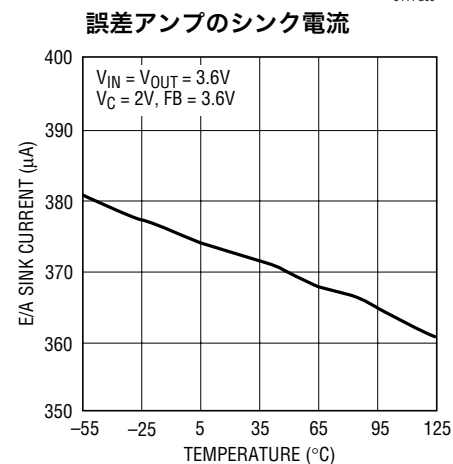
3444 G09



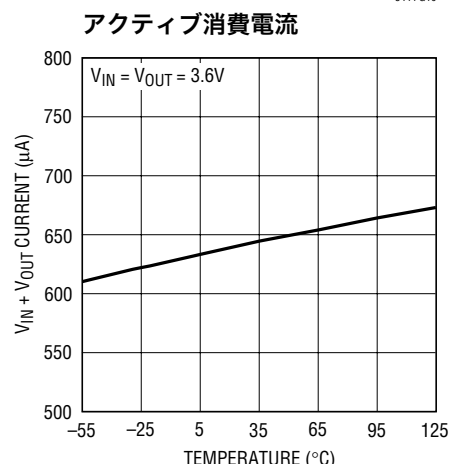
3444 G10



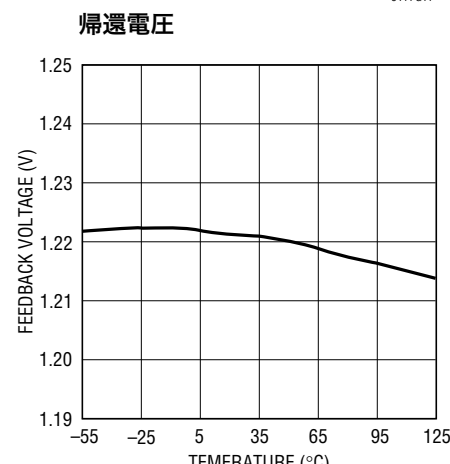
3444 G11



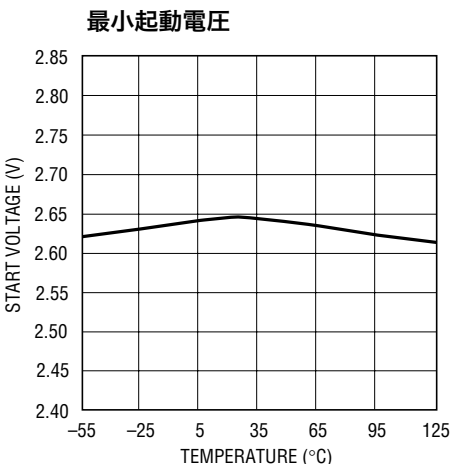
3444 G12



3444 G13



3444 G14



3444 G15

ピン機能

SHDN (ピン1): シャットダウン機能。ロジック“L”を入力するとデバイスがシャットダウンします。ロジック“H”を入力するとデバイスがイネーブルされ、内部PWMコマンドの立上り時間を制限することにより、内部ソフトスタート機能が開始されます。

SW1 (ピン2): 内部スイッチのAとBが接続されているスイッチ・ピン。インダクタをSW1からSW2に接続します。オプションでショットキー・ダイオードをグラウンドからSW1に接続すると、効率をいくらか改善することができます。EMIを最小に抑えるため、トレース長を最小にしてください。

GND (ピン3): デバイスのグラウンド・ピン。

SW2 (ピン4): 内部スイッチのCとDが接続されているスイッチ・ピン。オプションでショットキー・ダイオードをSW2からV_{OUT}に接続すると、効率をいくらか改善することができます。EMIを抑えるため、トレース長を短くしてください。

V_{OUT} (ピン5): 同期整流器の出力。フィルタのコンデンサをV_{OUT}からGNDに接続します。セラミック・バイパス・コンデンサをできるだけV_{OUT}ピンとGNDピンに近づけて配置することを推奨します。

V_{IN} (ピン6): 入力電源ピン。デバイスの内部回路用V_{CC}。4.7μFのセラミック・バイパス・コンデンサをできるだけV_{IN}ピンとGNDピンに近づけて配置することを推奨します。

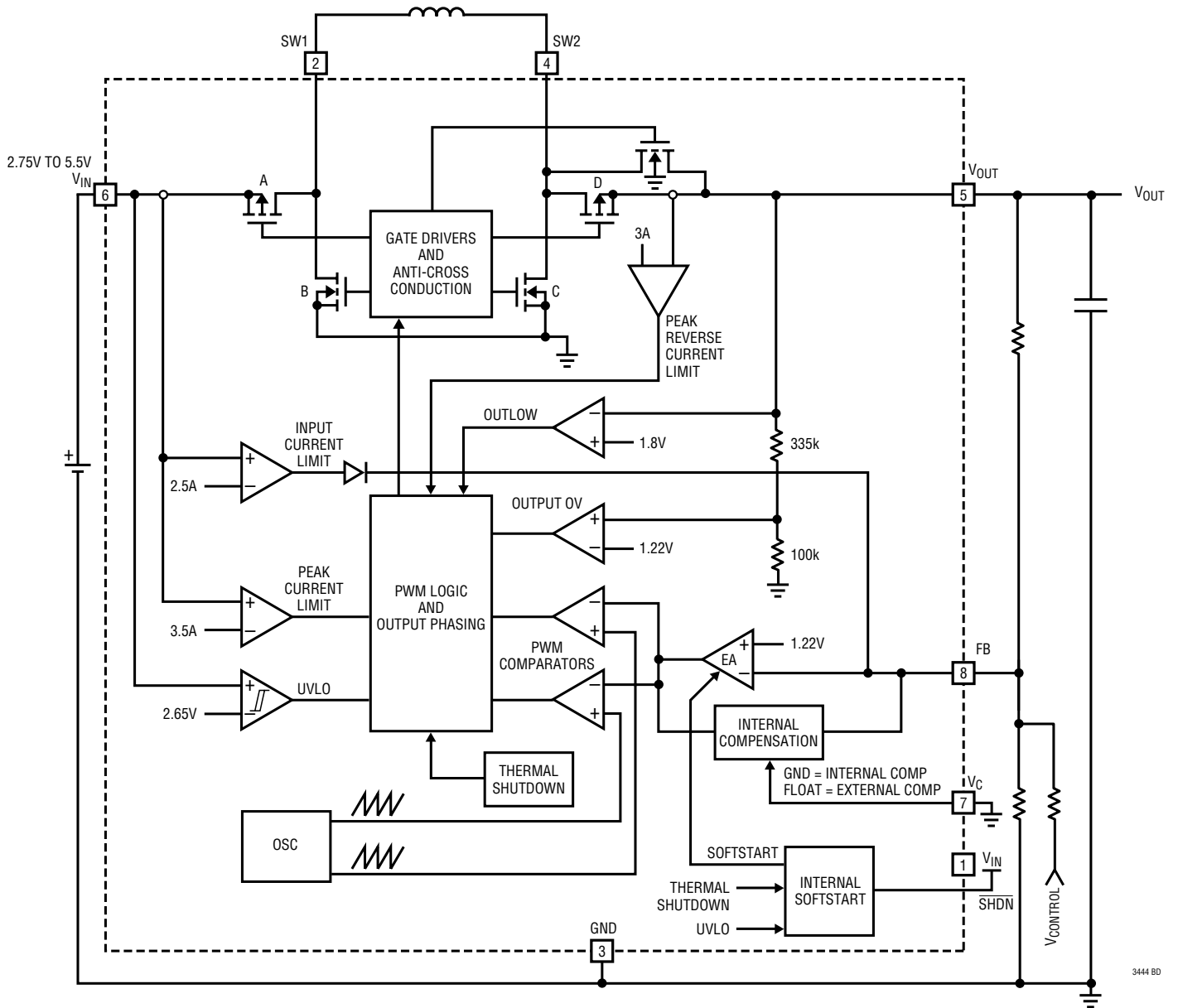
V_C (ピン7): 誤差アンプの出力。V_Cをグラウンドに引き下げると内部ループ補償が選択されます。外部補償をV_CからFBに接続することができます。V_Cを外部補償ネットワークに接続すると、内部補償はディスエーブルされます。

FB (ピン8): 帰還ピン。ここに抵抗分割器のタップを接続します。出力電圧は0.5V~5Vに調整できます。帰還リファレンス電圧は標準で1.22Vです。

GND (ピン9、露出パッド): 基板のGNDに半田付けします。

LTC3444

ブロック図



3444 BD

3444fa

動作

LTC3444は、出力電圧を上回るまたは下回る入力電圧でも、また出力電圧に等しい入力電圧でも動作する高効率の固定周波数昇降圧DC/DCコンバータです。このデバイスにはすべての動作モードの間を連続的に移行可能にするトポロジーが組み込まれているので、出力電圧が広い範囲で変わる可能性のある1セル・リチウムイオンまたは複数セルのアプリケーションに最適です。

LTC3444はスペースの制約されている3G WCDMAアプリケーションで動的に電圧を制御するように設計されています。動作周波数が高く、ループ補償が内蔵されていますので、完全なWCDMAアプリケーションを実装するのに6つの追加部品(入力コンデンサと出力コンデンサ(セラミック)、インダクタおよび3個の抵抗)しか必要としません。高速誤差アンプと内蔵ループ補償は、出力のオーバーシュートやアンダーシュートを最小に抑えながら、RFパワーアンプの電圧レールをスタンバイから送信、また、送信からスタンバイのレベルへ25 μ s以下で変えるのに必要な、高速過渡応答を実現します。

低出力電圧状態(スタンバイ・モード)での効率は、NチャネルMOSFETをPチャネルMOSFETスイッチDと並列に

使うことにより、改善されます。この並列MOSFETにより、外部ショットキー・ダイオードが不要になります。出力過電圧保護機能によってRFパワーアンプを5.5Vを超える電圧から保護します。

適切なインダクタンスと出力容量を使うと標準的WCDMAアプリケーションの過渡要件に適合するように、LTC3444の内部補償は設計されています。他のインダクタンスと出力容量の組合せの外部補償を使うことができますが、過渡応答は標準的WCDMAの要件には適合しない可能性があります。

出力電圧のプログラムは、帰還抵抗分割器ストリングへの加算抵抗入力を通して達成されます。出力電圧はコマンド電圧の反対方向に変化します。内部ループ補償を使うときは、帰還抵抗分割器ストリングの抵抗R1は340kでなければなりません。外部補償を使うときは、R1に対する制約はありません。ただし、値の低い抵抗だと、出力電圧のプログラミングに必要な抵抗値が小さくなります。制御用電圧源に負荷を掛け過ぎないように注意が必要です。

動作

誤差アンプ

LTC3444の誤差アンプは電圧モード増幅器です。内部ループ補償は、適切な値のLCとR1が使われるとき制御入力の変化に対する過渡応答が最適化されるように設計されています。図1を参照してください。

内部ループ補償はV_Cピンを接地して選択します。ループは、クロスオーバー周波数が約100KHzで、単一ポールのロールオフ(-20dB/dec)を示すように設計されています。補償部品をFBからV_Cに接続して外部補償を使うことができます。外部補償を使うときは、V_Cピンをフロートさせる必要があります。外部補償を使うと、内部補償は自動的にディスエーブルされます。WCDMAの出力過渡要件を満たすには、タイプIIIの補償ネットワークが一般に必要です。

起動時、誤差アンプの出力のランプ・レートが制御され、ソフトスタート機能が与えられます。図2を参照してください。

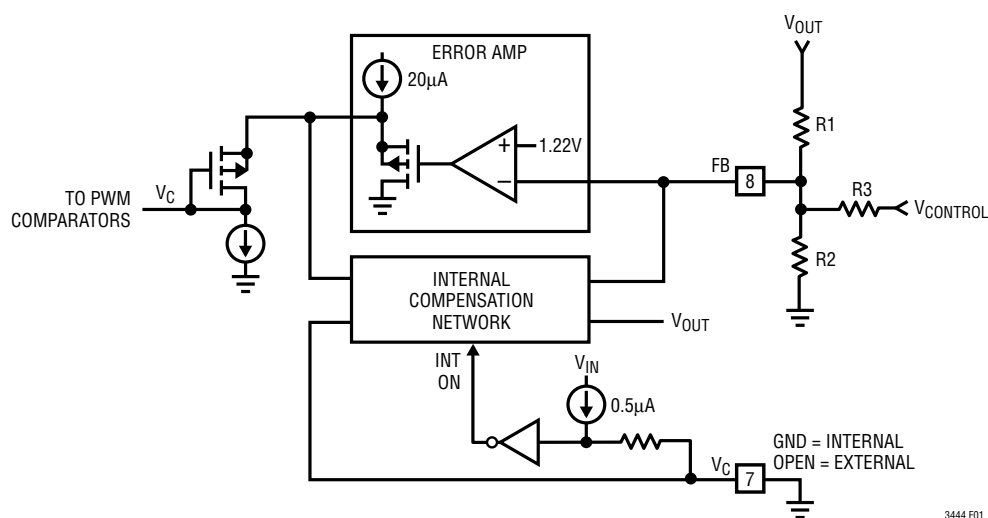


図1. 補償選択機能を備えた誤差アンプ

内部電流電源

LTC3444には2つの異なる電流制限回路が備わっています。これら2つの回路は内部で固定されたスレッシュホールドを備えています。

ピーク入力電流が2.5A(最小)を超えると、1番目の回路はFBピンから電流をソースして出力電圧を下げます。短絡時や起動時のようにV_{OUT}がグランドに近い状態の間、このスレッシュホールドは半分に切り下げられて、電流フォールドバック保護機能を与えます。

2番目の回路は高速ピーク電流制限アンプで、入力電流が3.5A(標準)を超えるとPチャンネルMOSFETのスイッチAをオフします。このアンプの出力までの遅延は標準で50nsです。

動作

逆電流制限

LTC3444は常に強制連続導通モードで動作します。逆電流制限アンプは出力からスイッチDを通して流れるインダクタ電流を監視します。負のインダクタ電流が3A(最小)を超えると、LTC3444はスイッチDをオフします。WCDMAパワーアンプの過渡スルーの要件を満たすには、この高い逆電流が要求されます。

出力過電圧保護

LTC3444は出力過電圧保護を備えています。出力電圧が5.3V(標準)を超えると、PチャンネルMOSFETスイッチのAとDがオフし、NチャンネルMOSFETスイッチのBとCがオンします。出力電圧が約5.1Vより下に下がると通常のスイッチングが再開されます。出力に過電圧を生じさせた

状態がまだ続いていると、出力は再度5.3Vまで充電され、過電圧サイクルが繰り返されます。出力の過電圧を引き起こした状態が解消すると、通常出力レギュレーションが再び開始されます。

ソフトスタート

SHDNピンが1.4Vより上に引き上げられ、LTC3444がUVLOから抜け出ていると(最小入力動作電圧より上)、ソフトスタート機能が起動します。LTC3444はイネーブされますが、PWMデューティ・サイクルは誤差アンプの出力を介してクランプされます。ソフトスタート時間は内部で250 μ sに設定され、出力のオーバーシュートを最小に抑えます。この機能の詳細を図2に示します。

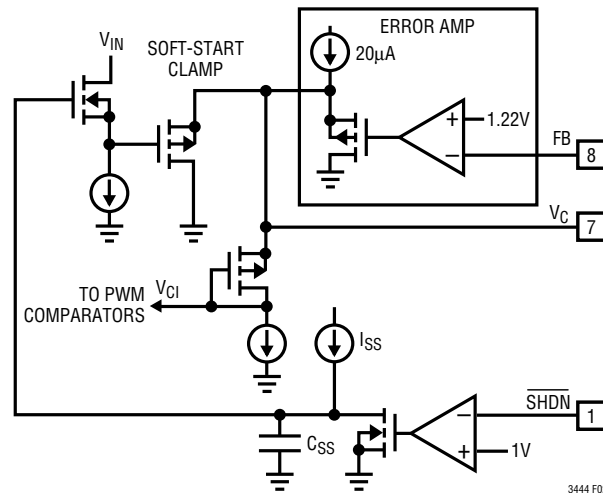


図2. ソフトスタート回路

動作

昇降圧4スイッチ制御

4つの内部スイッチがインダクタ、 V_{IN} 、 V_{OUT} およびGNDにどのように接続されているかを簡略化して図3に示します。LTC3444の動作領域を内部制御電圧 V_{CI} の関数として図4に示します。制御電圧に依存して、LTC3444は降圧モード、昇降圧モード、昇圧モードのいずれかで動作します。 V_{CI} 電圧は誤差アンプの出力(V_C ピン)をレベル・シフ

トした電圧です(図2を参照)。4つのパワー・スイッチは適切に位相が制御されますので、動作モード間の移行は連続的に滑らかに行われ、ユーザーには見えません。 V_{IN} が V_{OUT} に近づくると昇降圧領域に達します。4スイッチ領域の導通時間は標準で125nsです。4スイッチ昇降圧コンバータの3つの動作モードを以下説明します。図3と図4を参照してください。

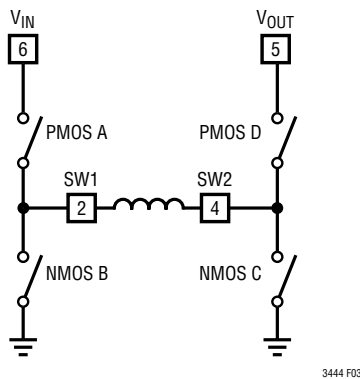


図3. 出力スイッチの簡略図

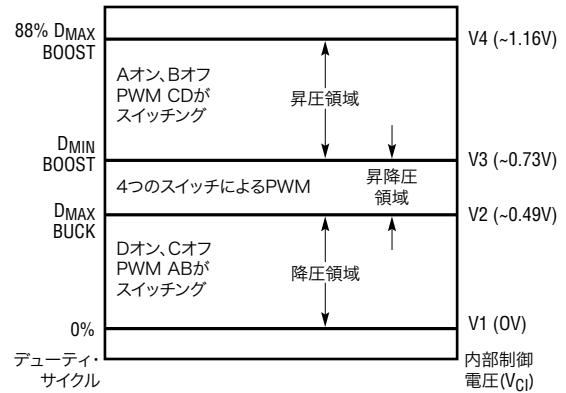


図4. スwitchの制御と内部制御電圧 V_{CI}

動作

降圧領域 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

このモードの間スイッチDは常にオンしており、スイッチCは常にオフしています。内部制御電圧 (V_{CI}) が電圧 V_1 より高いと、スイッチAはオンします。スイッチAのオフ時間のあいだ同期スイッチBは時間の残りの部分でオンになります。スイッチAとスイッチBは通常の同期式降圧レギュレータと同様に交互に動作します。制御電圧が上昇するにつれ、降圧モードのコンバータの最大デューティ・サイクルが(次式で与えられる) D_{MAX_BUCK} に達するまでスイッチAのデューティ・サイクルが増加します。

$$D_{MAX_BUCK} = 100\% - D_{4SW}$$

ここで、 D_{4SW} は4スイッチ領域のデューティ・サイクル (%) です。

$$D_{4SW} = (125\text{ns} \cdot f) \cdot 100\%$$

ここで、 f は動作周波数 (Hz) です。

この点を超えると4スイッチ領域(つまり昇降圧領域)に達します。

昇降圧、つまり4スイッチ領域 (V_{IN} が V_{OUT} にほぼ等しい)

内部制御電圧 V_{CI} が電圧 V_2 を超えると(ただし、 V_3 より下)、スイッチ・ペアADはデューティ・サイクル D_{MAX_BUCK} のあいだオン状態を保ち、スイッチ・ペアACがフェーズインを開始します。スイッチ・ペアACがフェーズインするにつれ、スイッチ・ペアBDはフェーズアウトします。 V_{CI} 電圧が電圧 V_3 で昇降圧範囲の端に達すると、スイッチ・ペアACはスイッチ・ペアBDを完全にフェーズアウトして、昇圧フェーズがデューティ・サイクル D_{4SW} で開始されます。4スイッチ領域が開始される入力電圧 (V_{IN}) は次式で与えられます。

$$V_{IN} = \frac{V_{OUT}}{1 - (125\text{ns} \cdot f)} V$$

4スイッチ領域の終点は次式で与えられます。

$$V_{IN} = V_{OUT}(1 - D) = V_{OUT}(1 - 125\text{ns} \cdot f) V$$

動作

昇圧領域 ($V_{IN} < V_{OUT}$)

このモードの間スイッチAは常にオンしており、スイッチBは常にオフしています。内部制御電圧 (V_{CI}) が電圧 V_3 より高いと、スイッチ・ペアCDは交互にスイッチして昇圧された出力電圧を供給します。この動作は同期式昇圧レギュレータでは一般的です。コンバータの最大デューティ・サイクルは標準82%に制限されており、 V_{CI} が V_4 を超えるとこのリミット値に達します。

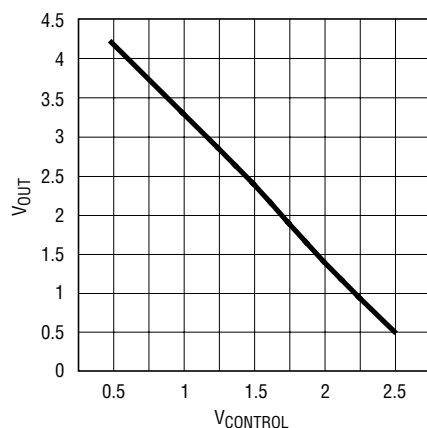
出力電圧の制御

出力電圧は、帰還 (FB) 抵抗分割器ストリングの加算抵抗入力を通して制御されます。図1を参照してください。図5に示されているように、出力電圧は制御電圧と逆の関係にあります。内部ループ補償を使うときは、 $V_C = GND$ で、**R1は340kでなければなりません**。外部補償R1を最初を選択してから、R2とR3を下の式を使って計算します。

抵抗値は次のようになります。

$$R3 = \frac{(V_{CON(MAX)} - V_{CON(MIN)})}{V_{O(MAX)} - V_{O(MIN)}} \cdot R1 \Omega$$

$$R2 = \frac{1.22}{\frac{(V_{CON(MAX)} - 1.22)}{R3} - \frac{(1.22 - V_{O(MIN)})}{R1}} \Omega$$



3444 G01

図5. V_{OUT} と $V_{CONTROL}$ 、ただし、 $R1 = 340k$ 、 $R2 = 249k$ 、 $R3 = 182k$ 、 $V_{CONTROL} = 0.5V \sim 2.5V$

動作

$V_{CONTROL}$ と V_{OUT} のいくつかの電圧範囲に対する標準的な抵抗値の組合せを表1に示します。抵抗の1パーセントの許容誤差を仮定しています。

表1. V_{OUT} と $V_{CONTROL}$ の標準的抵抗値

$V_{CONTROL}$ (V)		V_{OUT} (V)		RESISTANCE (k Ω)		
MIN	MAX	MIN	MAX	R1	R2	R3
0.35	2.4	0.8	4.2	340	271	205
0.35	2.5	0.5	5.0	340	210	162
0.8	2.35	0.8	4.2	340	200	154
0.5	2.5	0.5	4.2	340	249	182

部品の選択

推奨部品配置

推奨部品配置を図6に示します。高電流の流れるトレースは短く、幅を広くします。FBピンと V_C ピンのトレース面積は小さくします。バッテリーへのリード線の長さを短くします。 V_{OUT} と V_{IN} のセラミック・コンデンサをデバイスのピンに近づけて配置します。レイヤ間に多数のビアを使います。

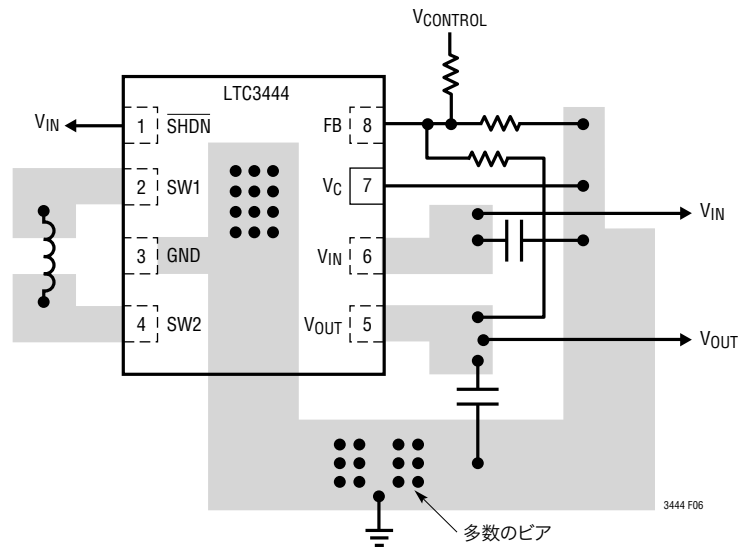


図6. 推奨部品配置

動作

インダクタの選択

LTC3444は高い周波数で動作するので小型表面実装インダクタを使用できます。内部ループ補償は2.2μHのインダクタ ($V_{IN} < 3.1V$ では1.5μH)で機能するように設計されています。2.2μHのインダクタは制御入力への過渡応答を最適化するように選択されました。2.2μHのインダクタを使うと、右半平面(RHP)のゼロ周波数が高い方へ移動しますので、ループのクロスオーバーが出力のLCダブルポールより高い周波数で生じるようにすることができます。

外部補償では、インダクタの選択はインダクタの望みのリップル電流をベースにします。インダクタのリップル電流は一般に平均インダクタ電流の20%~40%に設定されます。インダクタンスを大きくすると、リップル電流は下がりますが、インダクタンスが高いほど、RHPゼロ周波数が下がり、可能な最大クロスオーバー周波数を制限します。RHPのゼロに関する詳細については、「帰還ループを閉じる」を参照してください。与えられたリップルに対してインダクタンスの項は以下のように与えられます。

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \Delta I_L \cdot V_{OUT}^2} H$$

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \Delta I_L \cdot V_{IN(MAX)}} H$$

ここで、f = 動作周波数(Hz)

ΔI_L = インダクタ・リップル電流(A)

$V_{IN(MIN)}$ = 最小入力電圧(V)

$V_{IN(MAX)}$ = 最大入力電圧(V)

V_{OUT} = 出力電圧(V)

$I_{OUT(MAX)}$ = 最大出力負荷電流

ほとんどの場合、与えられたリップル電流に対して許容される最小インダクタンスを決めるのに、昇圧構成が使われます。

高効率を得るには、高周波用コア材を使ったフェライト・インダクタを選択して、コア損失を減らします。 I^2R 損失を減らすため、インダクタはESR(等価直列抵抗)が小さく、飽和せずにピーク・インダクタ電流を流すことができます。放射ノイズを抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。インダクタの製造元については表2を参照してください。

表2. インダクタの製造元

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469	www.coilcraft.com
CoEv Magnetics	(800) 227-7040	(650) 361-2508	www.circuitprotection.com/magnetics.asp
COOPER Bussmann	(636) 394-2877	1-800-544-2570	www.cooperET.com
Murata	(814) 237-1431 (800) 831-9172	(814) 238-0490	www.murata.com
Sumida	USA: (847) 956-0666 Japan: 81(3) 3607-5111	USA: (847) 956-0702 Japan: 81(3) 3607-5144	www.sumida.com
TDK	(847) 803-6100	(847) 803-6296	www.component.tdk.com
TOKO	(847) 297-0070	(847) 699-7864	www.tokoam.com

動作

出力コンデンサの選択

内部ループ補償を使うときは、X5RまたはX7Rのタイプの4.7μFセラミック・コンデンサを使います。外部補償を使うときは出力容量の値を大きくすることができますが、出力容量が大きいほど、標準的なWCDMAアプリケーションで必要とされるように出力電圧をスルーさせるのに必要な時間が長くなります。出力フィルタ・コンデンサのバルク値はサイクルごとにコンデンサの充電によって生じるリップルを減らすように設定します。充電による定常リップルは以下の式で与えられます。

$$\% \text{RIPPLE_BOOST} = \frac{I_{\text{OUT}} \cdot (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN(MIN)}}) \cdot 100}{C_{\text{OUT}} \cdot V_{\text{OUT}}^2 \cdot f} \%$$

$$\% \text{RIPPLE_BUCK} = \frac{I_{\text{OUT(MAX)}} \cdot (V_{\text{IN(MAX)}} - V_{\text{OUT}}) \cdot 100}{C_{\text{OUT}} \cdot V_{\text{IN(MAX)}} \cdot V_{\text{OUT}} \cdot f} \%$$

ここで、 C_{OUT} = 出力フィルタ・コンデンサ (単位はF)、 f = スイッチング周波数 (単位はHz) です。

標準的アプリケーションでは、コンバータの過渡応答の要求条件を満たすため、出力容量を上記の計算値より何倍も大きくすることができます。目安として、所期の過渡応答を維持するには、コンバータのユニティゲインの帯域幅に対する動作周波数の比だけ出力容量を上記の計算値から増やす必要があります。ただし、WCDMAアプリケーションでは、出力容量を最小に抑えて、出力のスルーレートを最大にします。このデータシートの「ループ補償ネットワーク」のセクションを参照してください。

リップルの他の成分は出力コンデンサのESR (等価直列抵抗) によって生じます。出力電圧リップルを下げるには低ESRのコンデンサを使います。表面実装アプリケーションには、太陽誘電またはTDKのセラミック・コンデンサ、AVXのTPSシリーズのタンタル・コンデンサまたは三洋電機のPOSCAPを推奨します。問合せ先については表3を参照してください。

セラミック出力コンデンサはケースサイズが1206以上のものを使います。ケースサイズが小さいほど電圧係数が大きくなり、高い出力電圧では出力容量が大幅に減少することがあります。

入力コンデンサの選択

V_{IN} ピンはLTC3444の電源電圧であり、またコンバータの電力段への入力でもあるので、少なくとも4.7μFの、X5RまたはX7Rのセラミック・バイパス・コンデンサを V_{IN} ピンとGNDピンの近くに配置することを推奨します。コンバータからバッテリーや他の電源への浮遊抵抗を最小に抑えることも重要です。

表3. コンデンサの製造元

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
AVX	(803) 448-9411	(803) 448-1943	www.avxcorp.com
Sanyo	(619) 661-6322	(619) 661-1055	www.sanyovideo.com
Taio Yuden	(408) 573-4150	(408) 573-4159	www.t-yuden.com
TDK	(847) 803-6100	(847) 803-6296	www.component.tdk.com

動作

オプションのショットキー・ダイオード

同期スイッチのBとDの両端にショットキー・ダイオードを接続する必要はありませんが、接続すればNMOSからPMOSに遷移する際のブレイク-ビフォア-メイク時間(標準15ns)中の電圧降下が小さくなり、効率が改善されます。MBRM120T3あるいは同等の表面実装ショットキー・ダイオードを使用してください。通常の整流ダイオードは回復時間が遅くて効率が低下するので使用しないでください。

帰還ループを閉じる

LTC3444には電圧モードのPWM制御が備わっています。出力利得の制御は動作領域(降圧、昇圧、昇降圧)に従って変化しますが、通常は約20dBを超えることはありません。出力フィルタは、以下の式で与えられているように、2ポール応答特性を示します。

$$f_{\text{FILTER_POLE}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}} \text{ Hz}$$

(降圧モードの場合)

$$f_{\text{FILTER_POLE}} = \frac{V_{\text{IN}}}{2 \cdot V_{\text{OUT}} \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\text{OUT}}}} \text{ Hz}$$

(昇圧モードの場合)

ここで、Lの単位はヘンリー、C_{OUT}の単位はファラッドです。

出力フィルタのゼロは次式で与えられます。

$$f_{\text{FILTER_ZERO}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{\text{ESR}} \cdot C_{\text{OUT}}} \text{ Hz}$$

ここで、R_{ESR}は出力コンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧モードで動作しているとき面倒なのは右半平面(RHP)のゼロの扱いで、次式で与えられます。

$$f_{\text{RHPZ}} = \frac{V_{\text{IN}}^2}{2 \cdot \pi \cdot I_{\text{OUT}} \cdot L \cdot V_{\text{OUT}}} \text{ Hz}$$

RHPのゼロには、ゼロに一般的な+20dB/decの利得がありますが、ポールに対して-90°の位相遅れがあります。このため、ループの利得は平坦になり、位相マージンは減少します。RHPのゼロに対抗する唯一の方法は、RHPのゼロの周波数よりも十分前にループをロールオフさせることです。

ループ補償ネットワーク

簡単なタイプIの補償ネットワーク(図7を参照)を組み込んでループを安定化することができますが、代償として帯域幅が減少し、過渡応答速度が低下します。タイプIの補償を使って適切な位相マージンを保証するには、ループは出力LCのダブル・ポール周波数より少なくとも1桁下の周波数でクロスオーバーする必要があります。タイプIの補償を備えた誤差アンプのユニティゲイン周波数は次式で与えられます。

$$f_{\text{UG}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R1 \cdot C2} \text{ Hz}$$

WCDMAアプリケーションは入力制御電圧への改善された過渡応答を必要とします。他のアプリケーションでは、出力コンデンサを大きくして、負荷過渡の要件を満たすことができます。

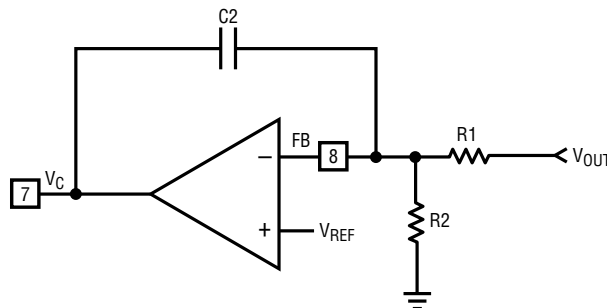


図7. タイプIの補償を備えた誤差アンプ

動作

ただし、WCDMAのアプリケーションで見られる出力電圧のスルーの要件のため、出力フィルタ・コンデンサを最小にする必要があります。出力容量を最小に抑えながら過渡応答を最大にするには、帯域幅を広げたタイプIIIの補償が必要です。タイプIIIの補償ネットワークは(図8を参照)、出力のLCフィルタのダブル・ポールをキャンセルするダブル・ゼロと、昇圧トポロジーのESRのゼロおよびRHPのゼロを補償するダブル・ポールを備えています。ダブル・ポールに加えて、タイプIIIのネットワークはDCにシングル・ポールも備えています。タイプIIIの補償では、最大135°の位相ブーストが与えられ、ループのクロスオーバーが出力のLCより高い周波数で生じます。図9を参照してください。図8を参照すると、ポールとゼロの位置は以下の式で与えられます。 $C_2 \gg C_3, R_1 \gg R_4$ と仮定します。

$$f_{\text{POLE1}} \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_5 \cdot C_3} \text{ Hz}$$

$$f_{\text{POLE2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_4 \cdot C_1} \text{ Hz}$$

$$f_{\text{ZERO1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \text{ Hz}$$

$$f_{\text{ZERO2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_5 \cdot C_2} \text{ Hz}$$

さらに、タイプIIIの補償のユニティゲイン周波数(f_{UG})は次式で与えられます。

$$f_{\text{UG}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_2} \text{ Hz}$$

ここで、抵抗の単位はオーム、容量の単位はファラッドです。

注記: バイアス抵抗(R_2)はポールとゼロの配置に影響を与えません。

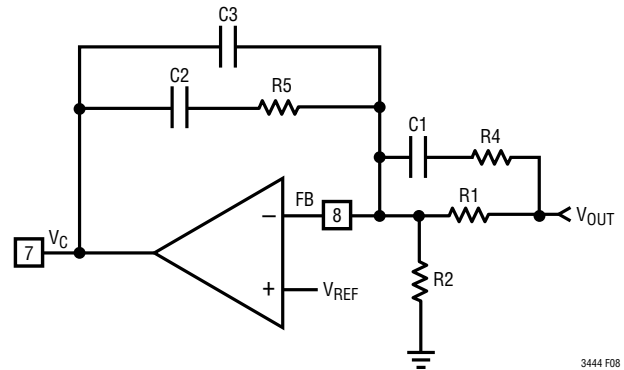


図8. タイプIIIの補償を備えた誤差アンプ

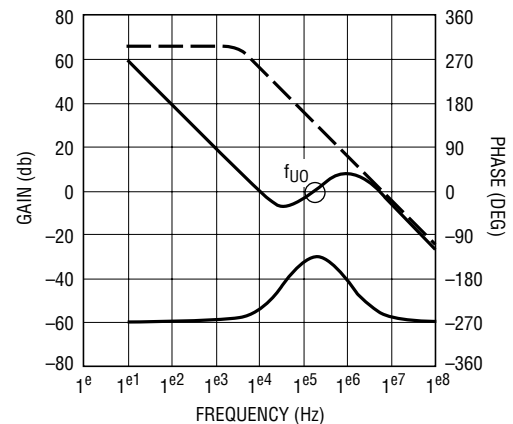
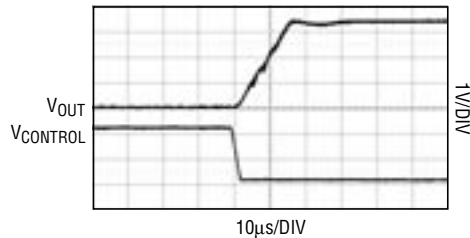


図9. タイプIIIの補償ネットワークを備えたLTC3444の誤差アンプの周波数応答

標準的応用例

制御電圧の変化に対する内部補償過渡応答の例

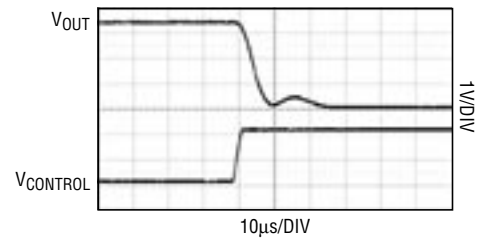
LTC3444のダイナミック応答



$V_{IN} = 3.6V$, $V_{OUT} = 0.8V$ TO $4.2V$
 $V_{CONTROL} = 2.36V$ TO $0.28V$, $I_{LOAD} = 100mA$

3444 G16a

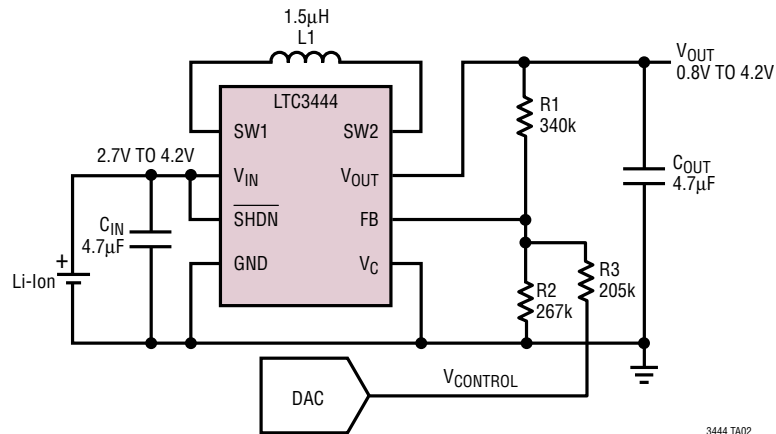
LTC3444のダイナミック応答



$V_{IN} = 3.6V$, $V_{OUT} = 4.2V$ TO $0.8V$
 $V_{CONTROL} = 0.28V$ TO $2.36V$, $I_{LOAD} = 100mA$

3444 G17

内部で補償されたWCDMAアプリケーション。シングル・セル、
 2.7V~4.2Vの入力、400mAで0.8V~4.2Vの出力。

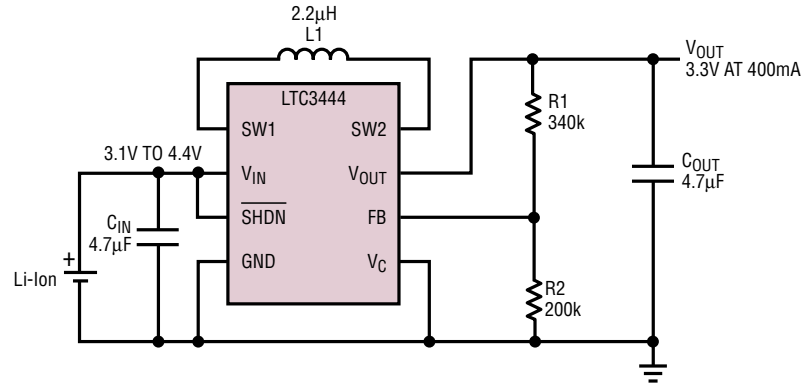


3444 TA02

C_{IN} = MURATA:GRM31CR61C475K
 C_{OUT} = MURATA:GRM31CR61C475K
 $L1$ = COOPER BUSSMAN SD12-2R2

標準的応用例

シングル・リチウムイオン・バッテリー、3.1V~4.2Vの入力、
400mAで3.3Vの出力、内部補償付き

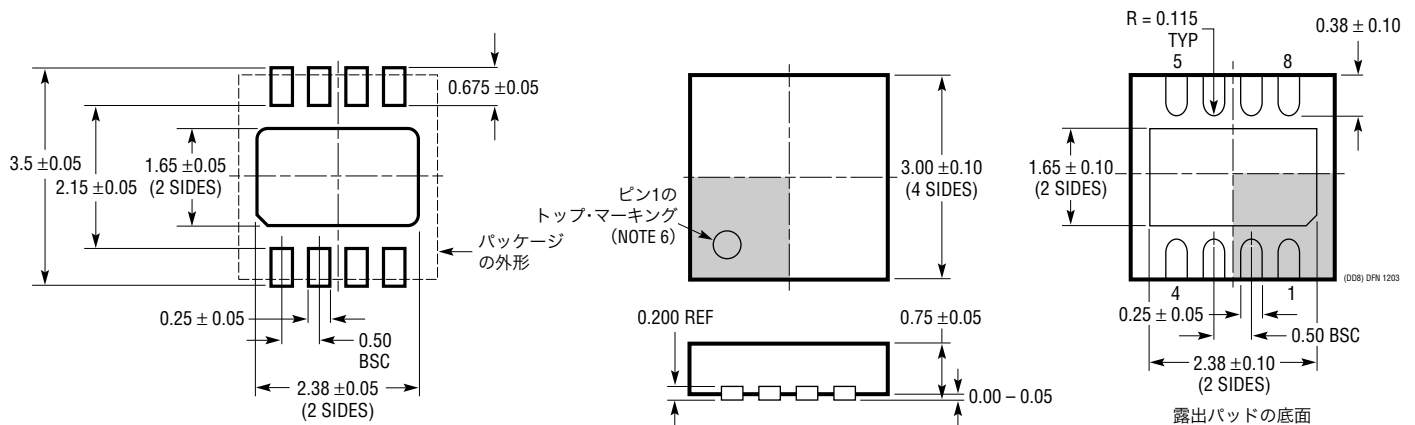


3444 TA04

C_{IN} = MURATA:GRM31CR61C475K
 C_{OUT} = MURATA:GRM31CR61C475K
 $L1$ = COOPER BUSSMAN SD12-2R2

パッケージ寸法

DDパッケージ
 8ピン・プラスチックDFN (3mm×3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1698)



推奨する半田パッドのピッチと寸法

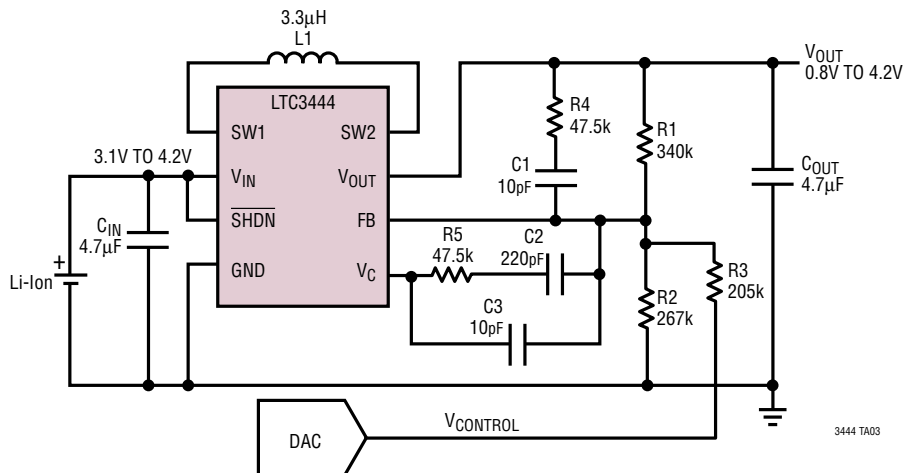
注記:

1. 図はJEDECのパッケージ外形M0-229のバリエーション(WEED-1)になる予定
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

3444fa

標準的応用例

外部で補償されたWCDMAアプリケーション。シングル・セル、
3.1V~4.2Vの入力、400mAで0.8V~4.2Vの出力。



C_{IN} = MURATA:GRM31CR61C475K
C_{OUT} = MURATA:GRM31CR61C475K
L1 = COOPER BUSSMAN SD12-3R3

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3403	1.5MHz、600mA、同期式降圧レギュレータ、バイパス・トランジスタ付き	96%の効率、V _{IN} :2.5V~5V、V _{OUT} :0.3V~3.5V、I _{SD} <1µA、(3mm×3mm) DFNパッケージ
LTC3408	1.5MHz、600mA、同期式降圧レギュレータ、バイパス・トランジスタ付き	96%の効率、V _{IN} :2.5V~5V、V _{OUT} :0.3V~3.5V、I _{SD} <1µA、(3mm×3mm) DFNパッケージ
LTC3440	最高2MHz、600µA、同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 2.5V、I _{SD} <1µA、I _Q = 25µA、10ピンMSパッケージ
LTC3441	1MHz、1.2A、同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 2.5V、I _{SD} <1µA、I _Q = 25µA、12ピン(4mm×3mm) DFNパッケージ
LTC3442	最高2MHz、1.2A、同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 2.5V、I _{SD} <1µA、I _Q = 25µA、12ピン(4mm×3mm) DFNパッケージ
LTC3443	600MHz、1.2A、同期式昇降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 2.5V、I _{SD} <1µA、I _Q = 25µA、12ピン(4mm×3mm) DFNパッケージ

3444fa