

広い動作範囲の 高速No R_{SENSE} 降圧DC/DCコントローラ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4V~38V
- ±1%精度の0.8V電圧リファレンス
- 極めて高速な過渡応答
- t_{ON(MIN)}: 43ns
- No R_{SENSE}[™]谷電流モード制御
- 低ESRのセラミック出力コンデンサで安定
- 出力がプリバイアスされていてもスムーズな起動が可能
- 高い降圧比に最適化
- LTC1778とピン互換 (EXTV_{CC}ピンなし)
- パワーグッド出力電圧モニタ
- デュアルNチャネルMOSFET同期ドライブ
- スイッチング周波数を調整可能
- フォールドバック付き電流制限をプログラム可能
- 出力過電圧保護
- 小さい16ピン細型SSOPパッケージ

アプリケーション

- 配電システム
- 組み込みコンピュータ
- 通信インフラストラクチャ

LT, LTC, LTM, Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178, 6100678, 6580258, 5847554, 6304066を含む米国特許により保護されています。

概要

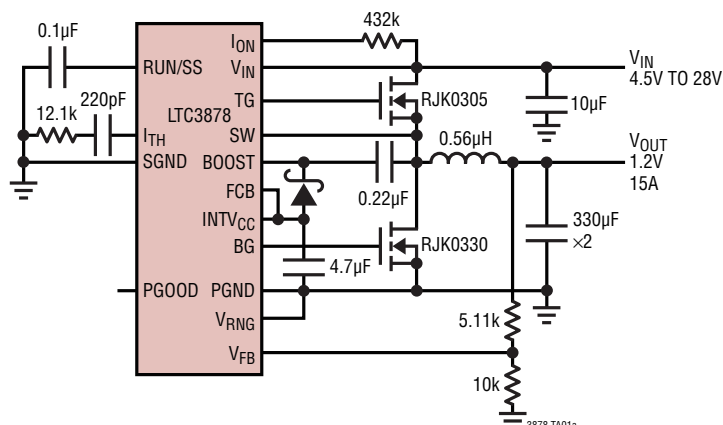
LTC[®]3878は、高スイッチング周波数と高速過渡応答を実現するように最適化された同期整流式降圧スイッチングDC/DCコントローラです。このコントローラはオン時間が一定の谷電流モード・アーキテクチャを採用しているため、広い入力電圧範囲が可能で、低デューティファクタ動作を実現します。外付けのセンス抵抗やスロープ補償は不要です。EXTV_{CC}を使用しないアプリケーションでは、LTC3878はLTC1778のピン互換品として使用可能で、より高い効率を達成します。互換性の確認については、弊社にお問い合わせください。

動作周波数は外付け抵抗で設定され、V_{IN}の変動に対して補償されるので、優れたライン安定度が得られます。不連続モード動作によって軽負荷時に高効率を達成し、強制連続制御ピンによってノイズとRF干渉を低減できます。また、出力過電圧保護、プログラム可能なフォールドバック付き電流制限などの安全機能を搭載しています。外付けタイミング・コンデンサを使用して、電源シーケンシングのソフトスタートが可能です。電流制限値はユーザが設定可能です。

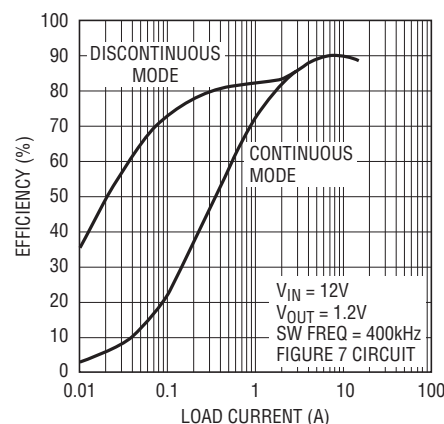
LTC3878は4V~38Vの入力電圧、0.8V~(0.9)V_{IN}の出力電圧で動作可能で、小さい16ピン細型SSOPパッケージで供給されます。

標準的応用例

高効率降圧コンバータ



効率と負荷電流



3878 G07

3878fa

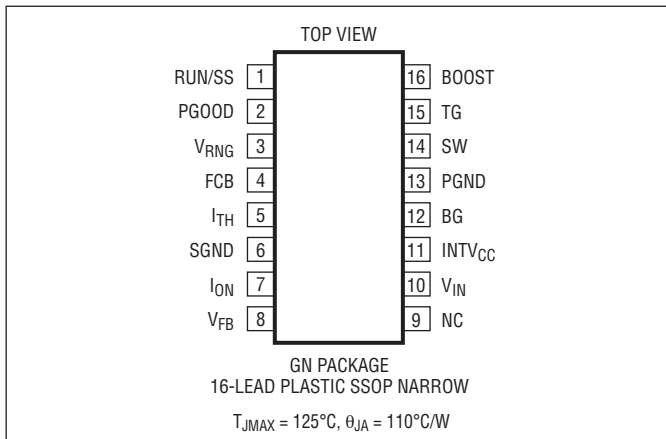
LTC3878

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	$-0.3V \sim 40V$
I_{ON} 電圧	$-0.3V \sim 40V$
BOOST電圧	$-0.3V \sim 46V$
SW電圧	$-5V \sim 40V$
INTV _{CC} 、(BOOST-SW)、RUN/SS、 PGOODの電圧	$-0.3V \sim 6V$
FCB、V _{RNG} の電圧	$-0.3V \sim (INTV_{CC} + 0.3V)$
V _{FB} 、I _{TH} の電圧	$-0.3V \sim 2.7V$
動作温度範囲 (Note 4)	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$
接合部温度 (Note 2)	$125^{\circ}C$
保存温度範囲	$-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$
リード温度 (半田付け、10秒)	$300^{\circ}C$

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3878EGN#PBF	LTC3878EGN#TRPBF	3878	16-Lead Plastic SSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$ (Note 4)
LTC3878IGN#PBF	LTC3878IGN#TRPBF	3878	16-Lead Plastic SSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$ (Note 4)

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。
非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

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、 $V_{IN} = 15V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
メイン制御ループ						
	Input Operating Voltage Range		4		38	V
I_Q	Input DC Supply Current Normal Shutdown Supply Current			1500 18	2000 35	μA μA
V_{FBREF}	Feedback Reference Voltage	$I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)	● 0.792	0.8	0.808	V
	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4V$ to $38V$, $I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)		0.002		%/V
	Feedback Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.5V$ to $1.9V$ (Note 3)	●	-0.05	-0.3	%
I_{FB}	Feedback Input Current	$V_{FB} = 0.8V$		-5	± 50	nA
$g_m(EA)$	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)	1.4	1.7	2	mS
V_{FCB}	FCB Threshold		0.76	0.8	0.84	V
	FCB Pin Current	$V_{FCB} = 0.8V$		0	± 1	μA
t_{ON}	On-Time	$I_{ON} = 30\mu A$ $I_{ON} = 15\mu A$	198 396	233 466	268 536	ns ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	$I_{ON} = 180\mu A$		43	75	ns

3878fa

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、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
t _{OFF(MIN)}	Minimum Off-Time	I _{ON} = 30μA			220	300	ns
V _{SENSE(MAX)}	Valley Current Sense Threshold	V _{RNG} = 1V, V _{FB} = 0.76V	●	108	133	165	mV
	V _{PGND} – V _{SW}	V _{RNG} = 0V, V _{FB} = 0.76V	●	74	93	119	mV
	Peak Current = Valley + Ripple	V _{RNG} = INTV _{CC} , V _{FB} = 0.76V	●	152	186	224	mV
V _{SENSE(MIN)}	Minimum Current Sense Threshold	V _{RNG} = 1V, V _{FB} = 0.84V			–67		mV
	V _{PGND} – V _{SW}	V _{RNG} = 0V, V _{FB} = 0.84V			–47		mV
	Forced Continuous Operation	V _{RNG} = INTV _{CC} , V _{FB} = 0.84V			–93		mV
V _{RUN/SS}	RUN/SS Pin On Threshold	V _{RUN/SS} Rising		1.4	1.5	1.6	V
	Soft-Start Charging Current	V _{RUN/SS} = 0V			–1.2		μA
INTV _{CC(UVLO)}	INTV _{CC} Undervoltage Lockout	Falling	●		3.3	3.9	V
INTV _{CC(UVLOR)}	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Release	Rising	●		3.6	4	V
	TG Driver Pull-Up On-Resistance	TG High			2.5		Ω
	TG Driver Pull-Down On-Resistance	TG Low			1.2		Ω
	BG Driver Pull-Up On-Resistance	BG High			2.5		Ω
	BG Driver Pull-Down On-Resistance	BG Low			0.7		Ω
	TG Rise Time	C _{LOAD} = 3300pF (Note 5)			20		ns
	TG Fall Time	C _{LOAD} = 3300pF (Note 5)			20		ns
	BG Rise Time	C _{LOAD} = 3300pF (Note 5)			20		ns
	BG Fall Time	C _{LOAD} = 3300pF (Note 5)			20		ns
TG/BG t _{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	C _{LOAD} = 3300pf Each Driver (Note 5)			15		ns
TG/BG t _{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	C _{LOAD} = 3300pf Each Driver (Note 5)			15		ns

内部 V_{CC} レギュレータ

	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{\text{IN}} < 38\text{V}$		5.15	5.3	5.45	V
	Internal V_{CC} Load Regulation	$I_{\text{CC}} = 0\text{mA}$ to 20mA		-0.1	± 2		%

PGOOD出力

	PGOOD Upper Threshold	V_{FB} Rising		5.5	7.5	9.5	%
	PGOOD Lower Threshold	V_{FB} Falling		-5.5	-7.5	-9.5	%
	PGOOD Hysteresis	V_{FB} Returning		2	3.5		%
	PGOOD Low Voltage	$I_{\text{PGOOD}} = 5\text{mA}$		0.15	0.4		V
	PGOOD Turn-On Delay			12			μs

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超える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: T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。

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

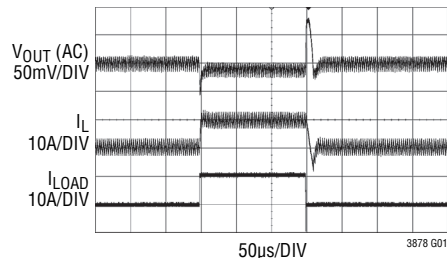
Note 3: LTC3878は、誤差アンプの出力が規定された電圧(I_{TH})になるように V_{FB} を調節する帰還ループでテストされる。

Note 4: LTC3878E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。LTC3878Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で仕様に適合することが保証されている。

Note 5: 立上り時間と立下り時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

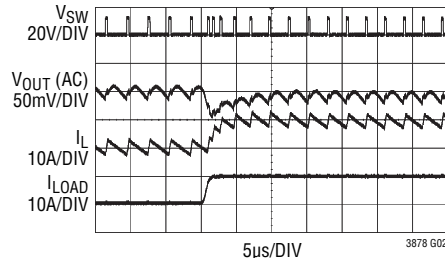
標準的性能特性

過渡応答FCM(強制連続モード)



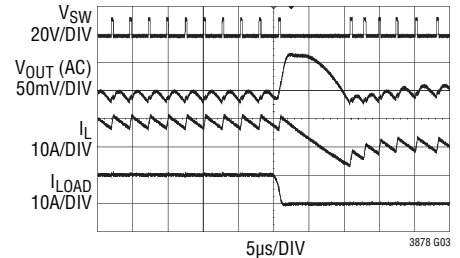
LOAD STEP 0A TO 10A TO 0A
 $V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT} = 1.2V$
 $FCB = 0V$
 $SW\ FREQ = 400kHz$
 FIGURE 7 CIRCUIT

過渡応答FCM
(立上り負荷ステップ)



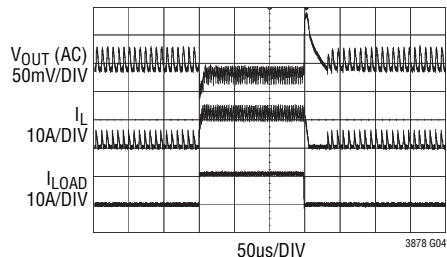
LOAD STEP 0A TO 10A
 $V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT} = 1.2V$
 $FCB = 0V$
 $SW\ FREQ = 400kHz$
 FIGURE 7 CIRCUIT

過渡応答FCM
(立下り負荷ステップ)



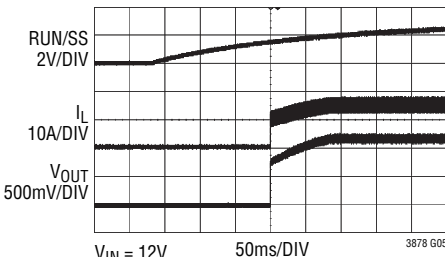
LOAD STEP 10A TO 0A
 $V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT} = 1.2V$
 $FCB = 0V$
 $SW\ FREQ = 400kHz$
 FIGURE 7 CIRCUIT

過渡応答DCM(不連続モード)



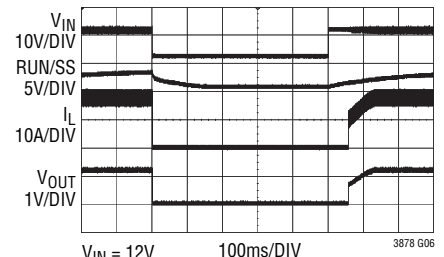
LOAD STEP 1A TO 11A TO 1A
 $V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT} = 1.2V$
 $FCB = INTV_{CC}$
 $SW\ FREQ = 400kHz$
 FIGURE 7 CIRCUIT

通常の起動、
RUN/SSをゼロからリリース



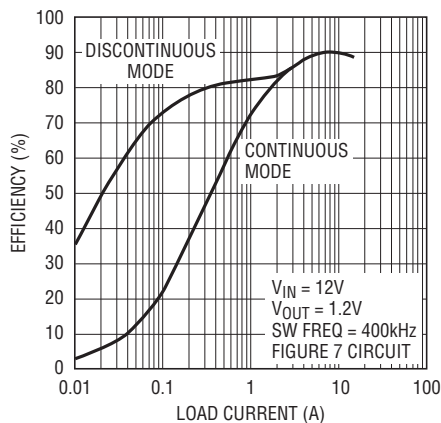
$V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT} = 1.2V$
 $FCB = 0V$
 $SW\ FREQ = 400kHz$
 FIGURE 7 CIRCUIT

起動
(V_{IN} を高く低にサイクルさせる)



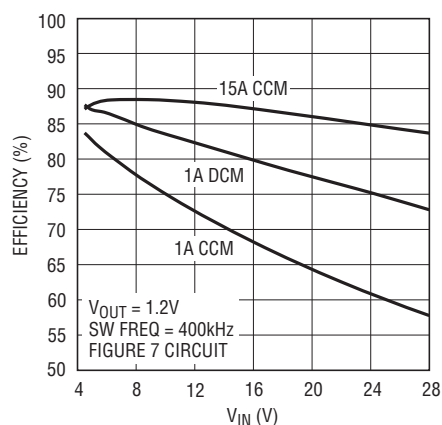
$V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT} = 1.2V$
 $FCB = 0V$
 $SW\ FREQ = 400kHz$
 FIGURE 7 CIRCUIT

効率と負荷電流



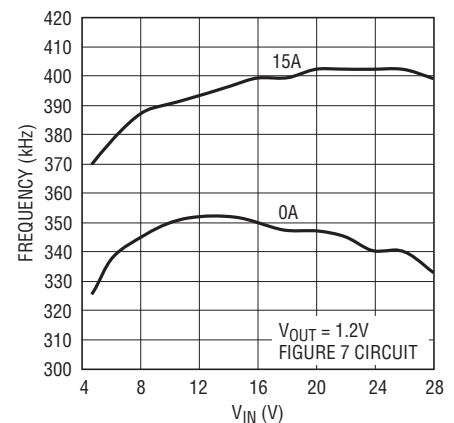
3878 G07

効率と入力電圧



3878 G08

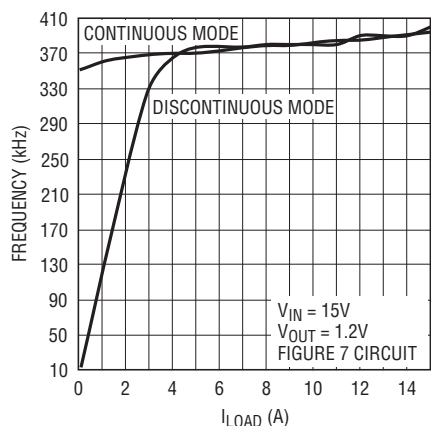
周波数と入力電圧



3878 G09

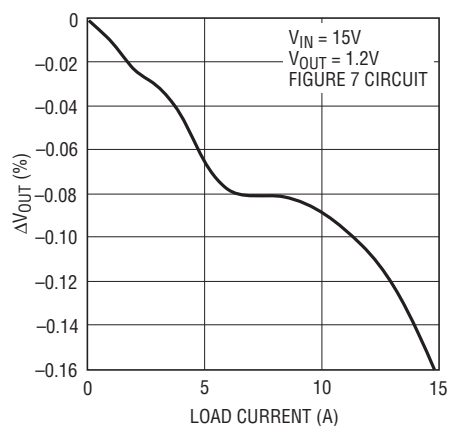
標準的性能特性

周波数と負荷電流

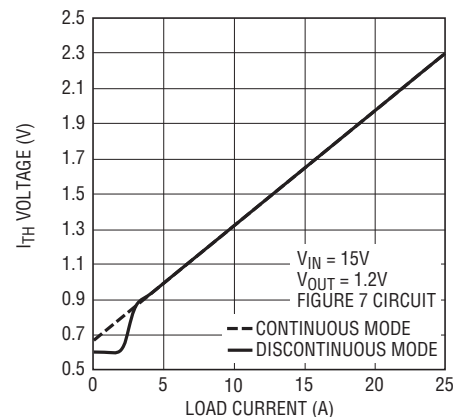


3878 G10

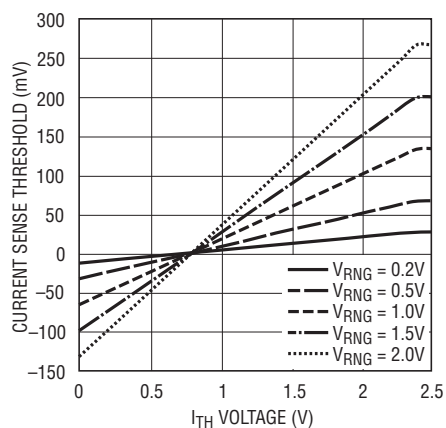
負荷レギュレーションFCM



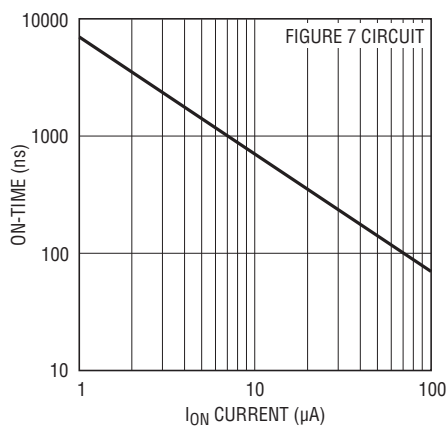
3878 G11

 I_{TH} 電圧と負荷電流

3878 G12

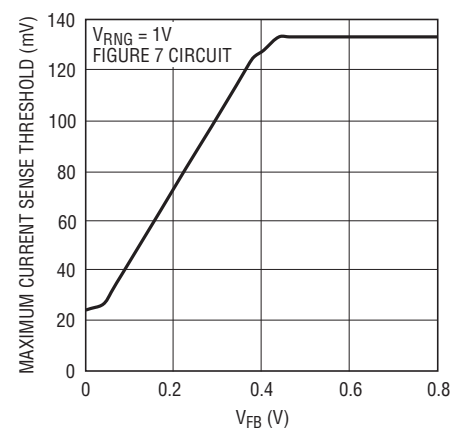
電流検出電圧と I_{TH} 電圧

3878 G13

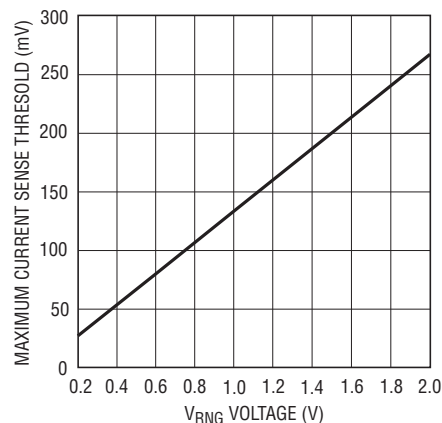
オン時間と I_{ON} 電流

3878 G14

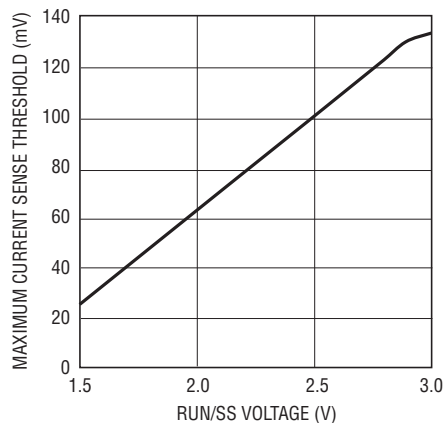
電流制限フォールドバック



3878 G15

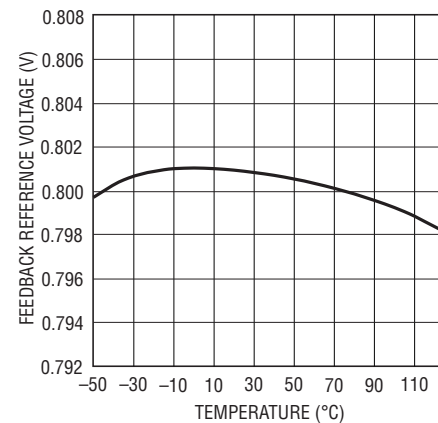
最大 V_{DS} 電流検出スレッシュホールドと V_{RNG} 電圧

3878 G16

最大 V_{DS} 電流検出スレッシュホールドとRUN/SS電圧

3878 G17

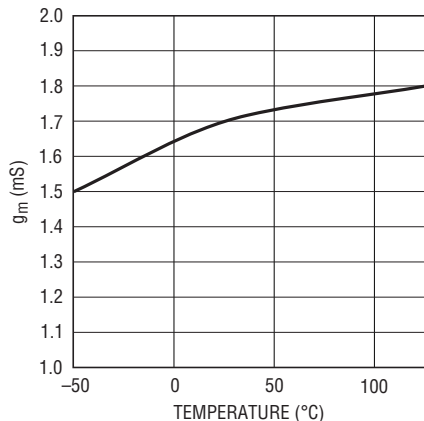
フィードバック・リファレンス電圧と温度



3878 G18

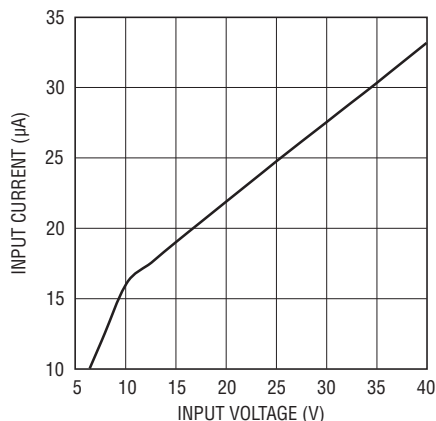
標準的性能特性

誤差アンプの g_m と温度



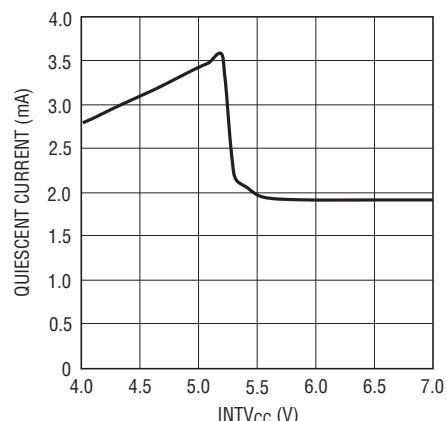
3878 G19

シャットダウン電流と入力電圧



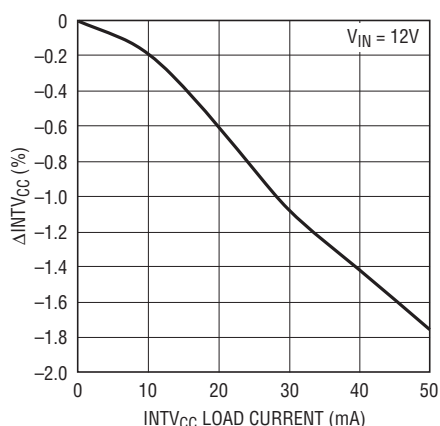
3878 G20

消費電流とINTV_{CC}



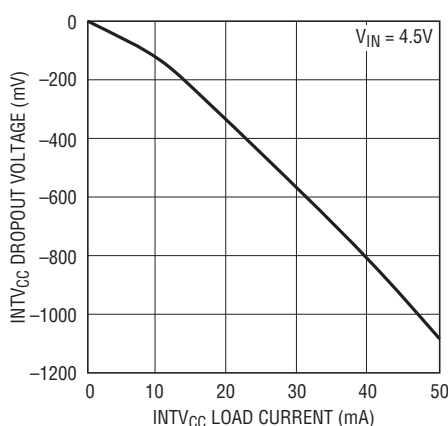
3878 G21

INTV_{CC}の負荷レギュレーション



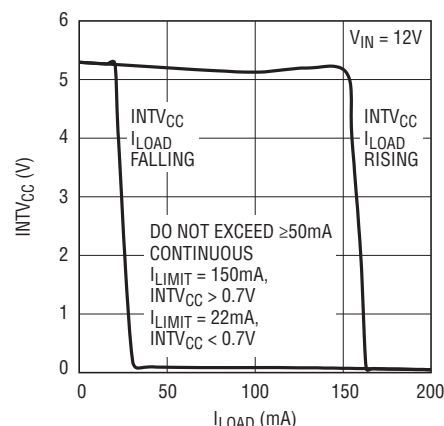
3878 G22

INTV_{CC}のドロップアウト



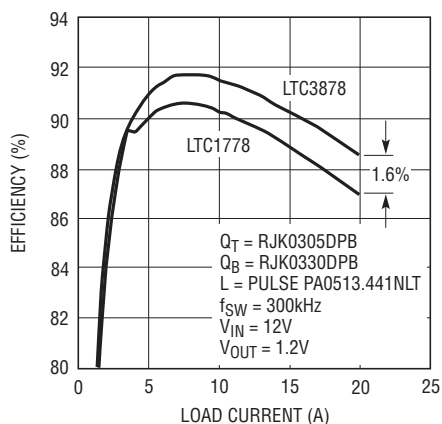
3878 G23

INTV_{CC}とINTV_{CC}のI_{LOAD}



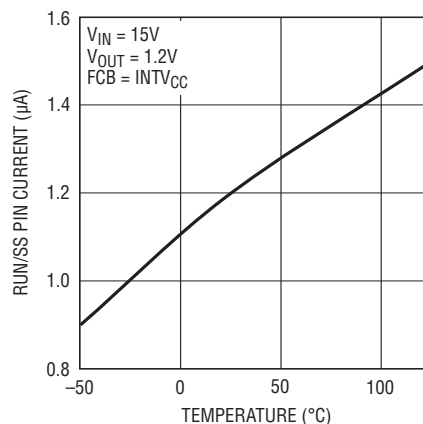
3878 G24

効率: LTC3878とLTC1778



3878 G25

RUN/SSピンの電流と温度



3878 G26

ピン機能

RUN/SS (ピン1) : 実行制御とソフトスタートの入力。このピンからグラウンドに接続したコンデンサにより、最大出力電流に達するまでのランプ時間(約3s/μF)が設定されます。1.5Vより下のときスイッチング出力はディスエーブルされます。0.7Vより下のとき、デバイスはマイクロパワーでシャットダウンします。オープンのままにしておく、RUNピンには1.2μAの内部プルアップ電流があります。RUN/SSが0.7Vを超えるとINTV_{CC}がイネーブルされます。

PGOOD (ピン2) : パワーグッド出力。このオープン・ドレインのロジック出力は、出力電圧がレギュレーション・ポイントの±7.5%のウィンドウから外れると、グラウンドに引き下げられます。

V_{RNG} (ピン3) : V_{DS}検出電圧範囲入力。SWとPGNDの間の最大許容ボトムMOSFET V_{DS}検出電圧は(0.133) V_{RNG}に等しくなります。V_{RNG}に加える電圧は0.2V～2Vの任意の値にすることができます。V_{RNG}がSGNDに接続されていると、デバイスは標準93mVの最大谷電流検出スレッシュホールドで動作します。V_{RNG}がINTV_{CC}に接続されていると、デバイスは標準186mVの最大谷電流検出スレッシュホールドで動作します。

FCB (ピン4) : 強制連続入力。軽負荷動作のため不連続モードをイネーブルするには、このピンをINTV_{CC}に接続します。全ての条件で連続モード動作を強制するには、このピンをSGNDに接続します。

I_{TH} (ピン5) : 電流制御スレッシュホールドおよび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増加します。電圧範囲は0V～2.4Vで、0.8Vがゼロ検出電圧(ゼロ電流)に対応します。

SGND (ピン6) : 信号グラウンド。全ての小信号部品はSGNDに接続します。1本のPCBトレースを使ってSGNDをPGNDに接続します。

I_{ON} (ピン7) : オン時間電流入力。V_{IN}からこのピンに抵抗を接続してワンショット・タイマ電流を設定し、それによってスイッチング周波数を設定します。

V_{FB} (ピン8) : 誤差アンプの帰還入力。このピンは、誤差アンプを、V_{OUT}に接続された外部抵抗分割器に接続します。

NC (ピン9) : 製造時にのみ使用。INTV_{CC}を超えない任意の電圧に接続することができます。

V_{IN} (ピン10) : 主入力電源。電源電圧は4V～38Vにすることができます。ノイズ耐性を上げるため、RCフィルタを使ってこのピンをPGNDにデカップリングします。

INTV_{CC} (ピン11) : 内部5.3Vレギュレータの出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。このピンは最少1μF、10VのX5RまたはX7Rのセラミック・コンデンサを使ってPGNDにデカップリングします。

BG (ピン12) : ボトム・ゲート・ドライブ。このピンは、PGNDとINTV_{CC}の間で、ボトムNチャネル・パワーMOSFETのゲートをドライブします。

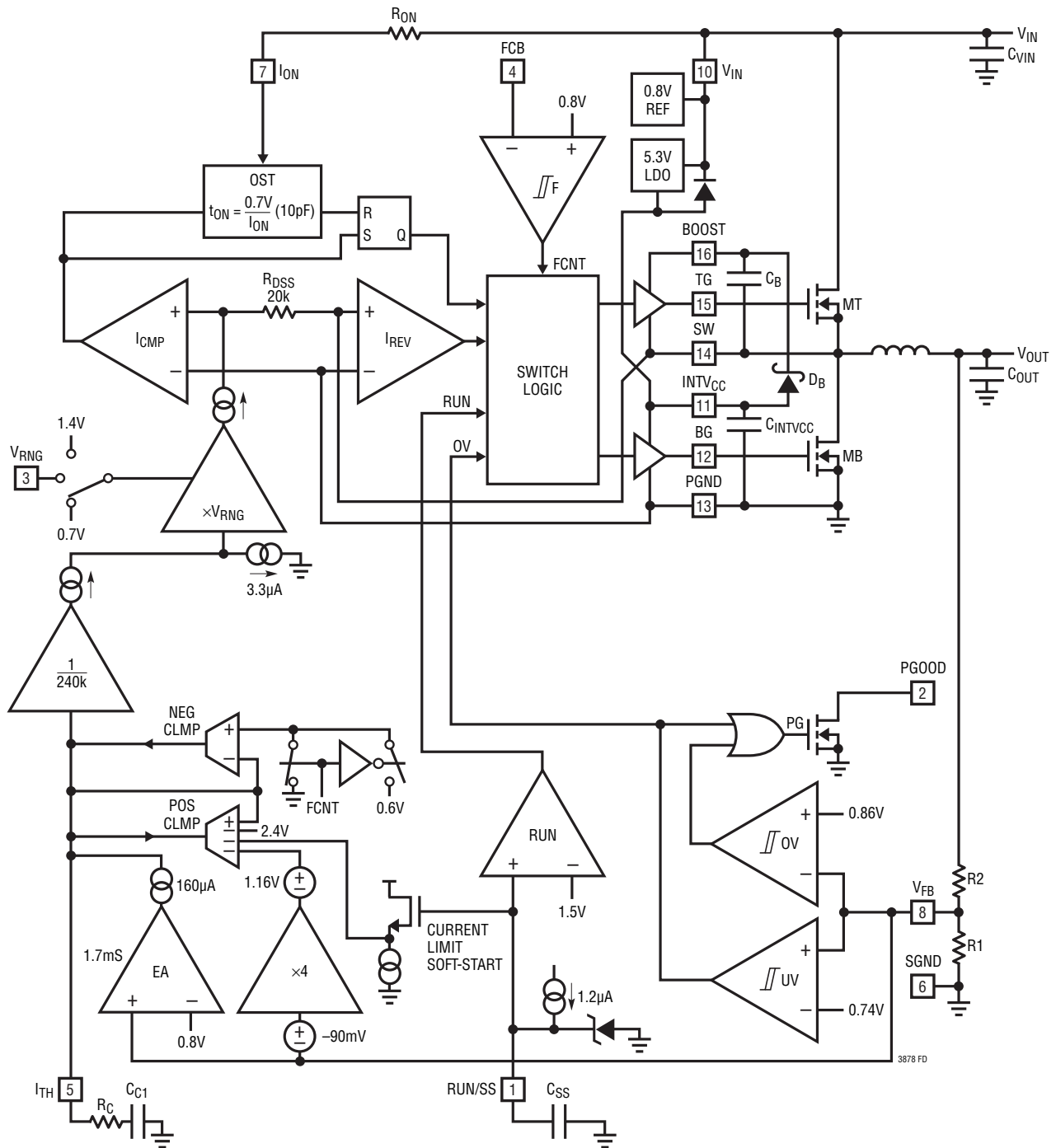
PGND (ピン13) : 電源グラウンド。このピンを、ボトムNチャネル・パワーMOSFETのソース、C_{INTVCC}の(–)端子、およびC_{VIN}の(–)端子にできるだけ近づけて接続します。

SW (ピン14) : スイッチ・ノード。ブートストラップ・コンデンサC_Bの(–)端子をこのノードに接続します。このピンは、グラウンドよりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN}まで振幅します。

TG (ピン15) : トップ・ゲート・ドライブ。このピンは、SWとBOOSTの間で、トップNチャネル・パワーMOSFETのゲートをドライブします。

BOOST (ピン16) : 昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサC_Bの(+)端子をこのノードに接続します。このノードは(INTV_{CC}–V_{SCHOTTKY})からV_{IN}+(INTV_{CC}–V_{SCHOTTKY})まで振幅します。

機能図



動作

LTC1778との互換性

EXTV_{CC}を使用しないアプリケーションでは、LTC3878はLTC1778と互換性があります。LTC3878はゲート・ドライブを改善し、デッドタイムを減らすので、LTC1778より効率を上げることができます。LTC1778のピン9はEXTV_{CC}ですが、LTC3878では未接続になっています。他の注意すべき相違として、シャットダウン・ラッチオフ・タイマが取り除かれています。EXTV_{CC}を使わないほとんどのアプリケーションで、LTC3878はそのまま置き換え可能なピン互換の代替品です。LTC3878は、互換性を前提にせずに、それぞれのアプリケーションでテストし、検証してください。LTC3878/LTC1778の互換性に関する質問は、弊社へお問い合わせください。

メイン制御ループ

LTC3878はDC/DC降圧コンバータで使用するための谷電流モード・コントローラICです。通常の連続動作では、トップMOSFETはワンショット・タイマOSTによって定まる一定時間オンします。トップMOSFETがオフすると、ボトムMOSFETがオンします。このオン状態は、電流コンパレータ(I_{COMP})がトリップしてワンショット・タイマが再始動し、次のサイクルが開始されるまで継続します。インダクタの谷電流は、ボトムMOSFETのオン抵抗を使って、PGNDピンとSWピンの間の電圧を検出することにより測定されます。I_{TH}ピンの電圧により、インダクタの谷電流に対応したコンパレータ・スレッシュホールドが設定されます。誤差アンプEAは、出力電圧からの帰還信号V_{FB}を帰還リファレンス電圧V_{FBREF}と比較することによってこのI_{TH}ピンの電圧を調整します。負荷電流が増加すると、リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。EAは帰還電圧の低下を検出して、平均インダクタ電流が負荷電流に釣り合うまで、I_{TH}の電圧を高く調整します。

ピーク・トゥ・ピーク・リップルの1/2より小さいDC電流負荷では、インダクタ電流はゼロまたは負になるまで低下することができます。不連続動作では、負のインダクタ電流が検出され、電流反転コンパレータI_{REV}によって遮られるので、MBがオ

フします。両方のスイッチはオフ状態に保たれ、EAがI_{TH}電圧をゼロ電流レベル(0.8V)より上に上げて、新しいスイッチング・サイクルが開始されるまで、出力コンデンサが負荷電流を供給します。FCB(強制連続バー)ピンが内部FCBスレッシュホールド・リファレンス(V_{FCB})より下のとき、反転コンパレータ(I_{REV})をディスエーブルしてインダクタ電流が負になることを許すことにより、レギュレータは連続モードで動作するように強制されます。

連続モードの動作周波数は、計算されたデューティ・サイクル(V_{OUT}/V_{IN})を固定オン時間で割って求めることができます。OSTは理想的なデューティ・サイクルに比例したオン時間を発生するので、V_{IN}が変化しても周波数をほぼ一定に保ちます。公称周波数は外部抵抗R_{ON}を使って調節することができます。

低インピーダンスの短絡に対して保護するため、フォールドバック電流制限が与えられています。コントローラが電流制限状態にあり、V_{OUT}がレギュレーションの50%より下に下がると、電流制限の設定ポイントが「折りたたまれ」徐々に値が下がります。フォールドバック電流制限から回復するには、過度の負荷または低インピーダンスの短絡を取り去る必要があります。

RUN/SSピンを“L”に引き下げると、コントローラをシャットダウン状態に強制して、MTとMBの両方をオフします。ピンをリリースすると、内部の1.2μA電流源が外部のソフトスタート・コンデンサC_{SS}を充電することができます。RUN/SSピンが0.7Vより下のときデバイスは低電力シャットダウン状態にあり、公称バイアス電流は18μAです。RUN/SSが0.7Vより上で1.5Vより下のとき、INTV_{CC}と全ての内部回路がイネーブルされ、MTとMBはオフに強制されます。RUN/SSが1.5Vを超えると、電流制限されたソフトスタートが開始されます。最大電流制限での通常動作はRUN/SSが約3Vで達成されます。フォールドバック電流制限はソフトスタートの間無効にされます。

アプリケーション情報

LTC3878の基本的なアプリケーション回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外部部品の選択は主に最大負荷電流によって決まるので、センス抵抗とパワーMOSFETスイッチの選択から始めます。LTC3878は同期パワーMOSFETのオン抵抗を使ってインダクタ電流を決めます。主に望みのリップル電流と動作周波数によってインダクタの値が決まります。最後に、コンバータに流れ込む大きなRMS電流を扱う能力を考慮してC_{IN}を選択し、出力リップルおよび過渡特性の仕様を満足させるのに十分なだけESRが低いかを考慮してC_{OUT}を選択します。

最大V_{DS}検出電圧とV_{RNG}ピン

インダクタ電流はPGNDピンとSWピンの間に現れるボトムMOSFETのV_{DS}電圧を検出して測定します。最大許容V_{DS}検出電圧はV_{RNG}ピンに印加される電圧によって設定され、(0.133)V_{RNG}にほぼ等しくなります。電流モード制御ループにより、インダクタ電流の谷部が(0.133)V_{RNG}を超えることはありません。実際には、LTC3878と外付け部品の値のばらつきに配慮して余裕をもたせます。V_{RNG}の設定のためのガイドラインは次のとおりです。

$$V_{RNG} = 7.5 \cdot (\text{最大} V_{DS} \text{検出電圧})$$

INTV_{CC}に接続された外部抵抗分割器を使ってV_{RNG}ピンの電圧を0.2V～2Vに設定して、ピーク検出電圧を26.6mV～266mVにすることができます。ピーク電圧検出範囲が広いので、様々なアプリケーションとMOSFETを選択することができます。V_{RNG}ピンをSGNDまたはINTV_{CC}のどちらかに接続して内部の既定値を強制することもできます。V_{RNG}がSGNDに接続されていると、デバイスは標準93mVの谷電流検出スレッシュホールドで動作します。V_{RNG}ピンがINTV_{CC}に接続されていると、デバイスは標準186mVの谷電流検出スレッシュホールドで動作します。

パワーMOSFETの選択

LTC3878には外部Nチャネル・パワーMOSFETが2個必要です。トップ(主)スイッチに1個、ボトム(同期)スイッチに1個です。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_{DS(Max)}です。

ゲート・ドライブ電圧は5.3VのINTV_{CC}電源によって設定されます。したがって、LTC3878のアプリケーションにはロジック・レベル・スレッシュホールドのMOSFETを使う必要があります。入力電圧が5Vより低くなると想定される場合、ロジック・レベルよりも低いスレッシュホールドのMOSFETを考慮する必要があります。

ボトムMOSFETを電流検出素子として使うので、そのオン抵抗に対して特に注意する必要があります。MOSFETのオン抵抗は普通25°Cでの最大値R_{DS(ON)(MAX)}で規定されています。この場合、MOSFETのオン抵抗の温度による増加に対応するため、さらにマージンをとる必要があります。

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{\text{Max } V_{DS} \text{ Sense Voltage}}{I_{OUT} \cdot \rho_T}$$

ρ_Tの項は正規化係数で(25°Cで1)、温度によるオン抵抗の大きな変化を表しており、図1に示されているように通常0.4%/°Cです。100°Cの最大接合部温度の場合、ρ_T = 1.3の値を使うのが妥当です。

トップとボトムのMOSFETによって消費される電力は、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。LTC3878が連続モードで動作しているとき、MOSFETのデューティ・サイクルは次式で表されます。

$$D_{TOP} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$D_{BOT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

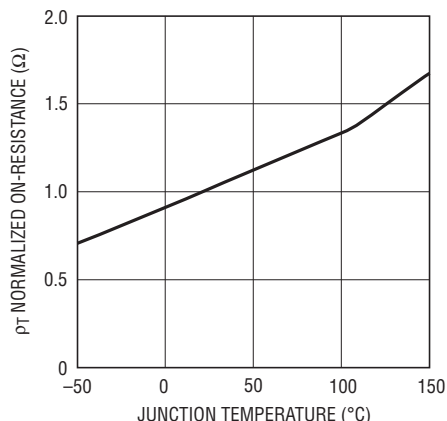


図1. R_{DS(ON)}と温度

3878 F01

アプリケーション情報

したがって最大出力電流でMOSFETが消費する電力は次式で表されます。

$$P_{TOP} = D_{TOP} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{\tau(TOP)} \cdot R_{DS(ON)(MAX)} + V_{IN}^2 \left(\frac{I_{OUT(MAX)}}{2} \right) (C_{MILLER})$$

$$\left[\frac{DR_{TGHIGH}}{V_{INTVCC} - V_{MILLER}} + \frac{DR_{TGLow}}{V_{MILLER}} \right] f_{OSC}$$

$$P_{BOT} = D_{BOT} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{\tau(BOT)} \cdot R_{DS(ON)(MAX)}$$

DR_{TGHIGH} はプルアップ・ドライバの抵抗で、 DR_{TGLow} はTGドライバのプルダウン抵抗です。 V_{MILLER} はミラー効果の V_{GS} 電圧で、パワーMOSFETのデータシートのグラフから取られています。

MOSFETの入力容量はいくつかの成分の組合せですが、ほとんどのデータシートに含まれている標準「ゲート電荷」曲線から求めることができます(図2)。この曲線は、コモンソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制し、ゲート電圧を時間に対してプロットして作成されました。初期傾斜はゲート-ソース間およびゲート-ドレイン間の容量の影響です。曲線の平坦な部分はドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー効果の結果です。上側の傾斜はドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート-ソース間容量によります。ミラー電荷(曲線が平坦なaからbに対応する水平軸のクーロン値の増加分)は特定の V_{DS} ドレイン電圧に対して規定されていますが、曲線で規定されている V_{DS} 値に対するアプリケーションの V_{DS} の比を掛けることにより、異なった V_{DS} 電圧に対して補正することができます。 C_{MILLER} 項を推定する方法として、メーカーのデータシートでa点からb点までのゲート電荷、つまりパラメータ Q_{GD} の変化を求め、規定されている V_{DS} テスト電圧($V_{DS(TEST)}$)で割ります。

$$C_{MILLER} = \frac{Q_{GD}}{V_{DS(TEST)}}$$

C_{MILLER} はトップMOSFETの過渡損失項を決める最重要選択基準ですが、MOSFETのデータシートで直接規定されてはいません。

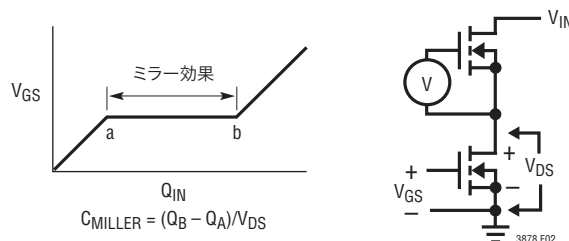


図2. ゲート電荷特性

両方のMOSFETは I^2R 電力損失を生じ、トップMOSFETには遷移損失の追加項が含まれます。この遷移損失は高い入力電圧で最大になります。 $V_{IN} < 20V$ では、高電流のときの効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に上昇し、実際には C_{MILLER} が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、トップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

動作周波数

動作周波数の選択には、効率と部品サイズのためのトレードオフが必要です。動作周波数を下げるとMOSFETのスイッチング損失が減り効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く抑えるためにインダクタンスや容量を大きくする必要があります。逆に、動作周波数を上げると効率が下がりますが、部品のサイズは小さくなります。

LTC3878のアプリケーションの動作周波数は、トップMOSFETスイッチのオン時間 t_{ON} を制御するワンショット・タイマによって実際には決定されます。オン時間は、次式に従って、 I_{ON} ピンに流れ込む電流によって設定されます。

$$t_{ON} = \frac{0.7V}{I_{ON}} (10pF)$$

抵抗 R_{ON} を V_{IN} から I_{ON} ピンに接続すると、 V_{IN} に反比例するオン時間が得られます。このため、降圧コンバータの場合、入力電源が変化してもほぼ一定の周波数動作になります。

$$f_{OP} = \frac{V_{OUT}}{0.7V \cdot R_{ON} (10pF)} [Hz]$$

アプリケーション情報

一般的ないくつかの出力電圧について、 R_{ON} とスイッチング周波数の関係を図3に示します。

疑似固定周波数の設計では、 I_{ON} ピンの電圧は約0.7Vでありゼロではないので体系的な誤差が存在します。このため、 I_{ON} 電流は V_{IN} ではなく $(V_{IN}-0.7V)$ に反比例します。 I_{ON} 電流の誤差は V_{IN} が減少するにつれ増加します。この誤差を補正するため、 I_{ON} ピンから5.3VのINTV_{CC}電源に追加抵抗 R_{ON2} を接続することができます。

$$R_{ON2} = \frac{5.3V - 0.7V}{0.7V} R_{ON}$$

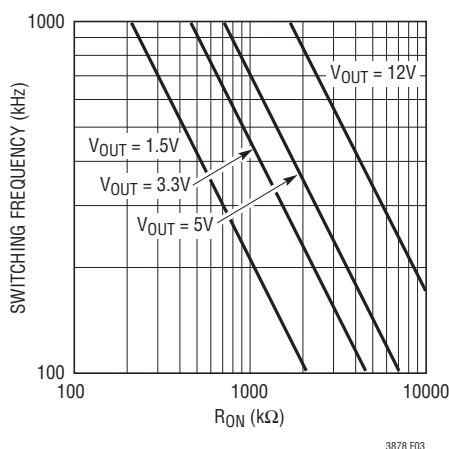


図3. スwitchング周波数と R_{ON}

最小オフ時間とドロップアウト動作

最小オフ時間 $t_{OFF(MIN)}$ は、LTC3878がボトムMOSFETをオンし、電流コンパレータをトリップし、次いでボトムMOSFETをオフするのに必要な最短時間です。この時間は標準約220nsです。最小オフ時間の制約により、最大デューティ・サイクルは $t_{ON}/(t_{ON}+t_{OFF(MIN)})$ に制限されます。たとえば、入力電圧が垂下したために最大デューティ・サイクルに達すると、出力は安定化された状態から外れてしまいます。ドロップアウトを避けるための最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \frac{t_{ON} + t_{OFF(MIN)}}{t_{ON}}$$

最大デューティ・サイクルと周波数のプロットを図4に示します。

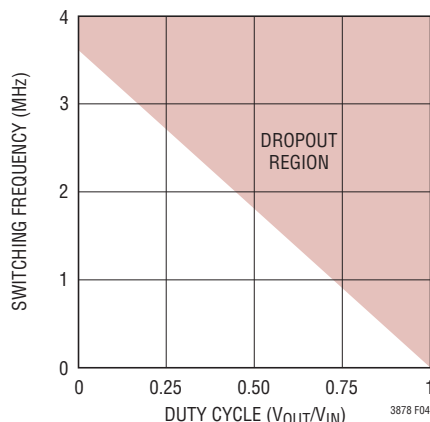


図4. 最大スイッチング周波数とデューティ・サイクル

同様に、最大動作周波数は固定オン時間(t_{ON})と最小オフ時間($t_{OFF(MIN)}$)によって決まります。固定オン時間はデューティ・ファクタを公称動作周波数で割ると得られます。

$$f_{MAX} = \frac{1}{\frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f_{OP}} + t_{OFF(MIN)}} \text{ [Hz]}$$

LTC3878はPFM(パルス周波数モード)レギュレータで、パルス幅ではなくパルス密度が変調されます。したがって、周波数は負荷ステップによって増加し、負荷がリリースされると減少します。定常状態の動作周波数(f_{OP})は f_{MAX} より十分下に設定して、デバイスの許容誤差と過渡応答を可能にします。

インダクタの値の計算

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数によってリップル電流が決まります。

$$\Delta I_L = \left(\frac{V_{OUT}}{f_{OP} \cdot L} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

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、さらに出力電圧リップルが減少します。効率が最高の動作は低周波数でリップル電流が小さいとき得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。部品のサイズ、効率および動作周波数の間にはトレードオフが必要です。

アプリケーション情報

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約40%のリプル電流を選択します。最大 V_{IN} で最大リプル電流が発生します。リプル電流が規定された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ンスを選択します。

$$L = \left(\frac{V_{OUT}}{f_{OP} \cdot \Delta I_{L(MAX)}} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

Lの値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失を一般に許容できないので、モリパーマロイやKool M μ ®のコアなどもっと高価なフェライト材を使わざるをえません。高電流、低電圧アプリケーション用に設計された多種のインダクタが、スミダ電機、パナソニック、Coiltronics、Coilcraft、Toko、Vishay、Pulse、Würthなどのメーカーから入手できます。

インダクタのコアを選択

インダクタンスの値が決まったら、次にインダクタの種類を選択します。一定のインダクタの値に対してコア損失はコア・サイズには依存せず、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。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残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、最大設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが突然低落します。その結果、インダクタのリプル電流が突然増加し、そのため出力電圧リプルが増加します。コアを飽和させないでください。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力コンデンサ C_{IN} は、トップMOSFETのドレインのところで方形波電流をフィルタするのに必要です。最大RMS電流を扱えるサイズの低ESRコンデンサを使います。

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式は $V_{IN}=2V_{OUT}$ で最大値を取り、 $I_{RMS}=I_{OUT(MAX)}/2$ となります。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサのメーカーの規定するリプル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングすることを推奨します。

C_{OUT} の選択は、電圧リプルおよび負荷ステップに対する過渡応答を小さくするために必要なESRによって主に決まります。 ΔV_{OUT} は、ほぼ次式のように限定されます。

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

ΔI_L は入力電圧とともに増加するので、出力リプルは最大入力電圧のとき最大になります。通常、ESRの要件が満たされると、その容量はフィルタリングに関して妥当であり、必要なRMS電流定格をもっています。

ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは全て表面実装パッケージで入手できます。特殊ポリマー・コンデンサはESRが非常に低いのですが、他のタイプに比べて比容量が低くなります。タンタル・コンデンサは最高の比容量をもっていますが、スイッチング電源に使うためにサージテストされているタイプだけを使うことが重要です。アルミ電解コンデンサのESRはかなり大きいのですが、リプル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コストに敏感なアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは優れたESR特性をもっていますが、電圧係数が高く可聴圧電効果を示すことがあります。寄生インダクタンスをともなったセラミック・コンデンサはQが高く、大きなリンギングを引き起こすことがあります。入力コンデンサとして使うときは、突入電流とスイッチングによるリンギングが電源スイッチとコントローラに対する過電圧の危険を生じないように注意を払う必要があります。入力電圧過渡を減衰させるため、ESRが $0.5\Omega \sim 2\Omega$ の範囲の $5\mu F \sim 40\mu F$ の小型アルミ電解コンデンサを追加します。高性能スルーホール・コンデンサを使うこともできますが、リード・インダクタンスの影響を減らすため、セラミック・コンデンサを並列に追加することを推奨します。

アプリケーション情報

トップMOSFETドライバの電源 (C_B, D_B)

BOOSTピンに接続した外部ブートストラップ・コンデンサ (C_B) は、トップサイドMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。このコンデンサは、スイッチ・ノードが“L”のとき、INTV_{CC} からダイオードD_Bを通して充電されます。トップMOSFETがオンすると、スイッチ・ノードはV_{IN}まで上昇し、BOOSTピンはおおよそV_{IN}+INTV_{CC}まで上昇します。昇圧コンデンサはトップMOSFETが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を蓄積する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1μF～0.47μFのX5RまたはX7Rの誘電体のコンデンサが適しています。

INTV_{CC}のコンデンサC_{VCC}が全ての動作条件で上側のMOSFETのゲートとBOOSTコンデンサに電荷を供給できるように、BOOSTコンデンサをC_{VCC}の10%より大きくしないことを推奨します。負荷ステップにตอบสนองする可変周波数は非常に優れた過渡性能を与えますが、高い瞬間ゲート・ドライブを必要とします。周波数が高くデューティ・ファクタの低いアプリケーションで、dI/dtの高い負荷ステップや起動時にゲート電荷の需要が最大になります。

出力電圧の設定

LTC3878の出力電圧は、図5に示されているように、出力両端に注意深く配置した外部帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

過渡応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ (C_{FF}) を使うことができます。V_{FB}ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

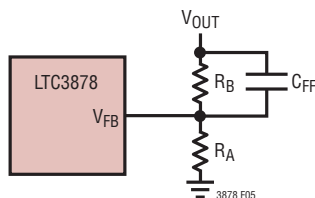


図5. 出力電圧の設定

不連続モードの動作とFCBピン

FCB (強制連続バー) ピンはLTC3878が強制連続モードで動作するか、または不連続導通モードを許すかを決めます。このピンを0.8Vより上に接続すると、不連続動作がイネーブルされ、その場合、インダクタ電流の極性が反転するとボトムMOSFETはオフします。電流が反転して不連続動作が始まる負荷電流の値はインダクタ・リップル電流に依存し、V_{IN}の変化とともに変化します。定常状態の動作では、不連続導通モードはピーク・トゥ・ピーク・リップル電流の1/2より小さいDC負荷電流で起きます。FCBピンを0.8Vのスレッシュホールドよりも下に接続すると連続スイッチングが強制され、軽負荷でインダクタ電流が反転するのを許し、同期スイッチングを維持します。

ロジック入力を与えて連続動作を強制するだけでなく、FCBピンは、1次側が不連続モードで動作しているとき、フライバック巻線出力を維持する手段を与えます。2次出力V_{OUT2}は、図6に示すように、通常、変圧器の巻数比Nによって設定されます。ただし、1次負荷電流が軽い場合、コントローラが不連続モードに入ってスイッチングを停止すると、V_{OUT2}は低下します。V_{OUT2}からFCBピンへ接続された外部抵抗分割器は最小電圧V_{OUT2(MIN)}を設定します。この最小電圧より低い電圧では、V_{OUT2}がその最小値を超えるまで連続動作が強制されます。

$$V_{OUT2(MIN)} = 0.8V \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right)$$

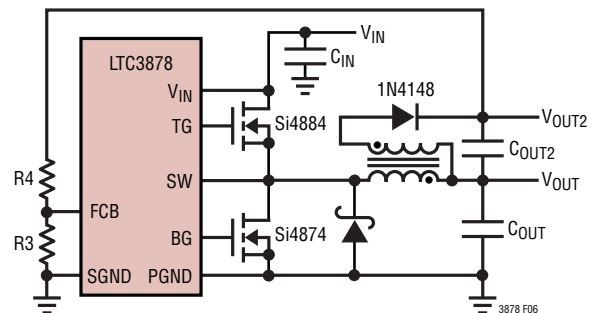


図6. 2次出力ループ

アプリケーション情報

フォールト状態: 電流制限とフォールドバック

電流モード・コントローラの最大インダクタ電流は最大検出電圧によって本質的に制限されます。LTC3878では、最大検出電圧はV_{RNG}ピンの電圧によって制御されます。谷電流モード・コントロールでは、最大検出電圧およびセンス抵抗が最大許容インダクタ谷部電流を決定します。対応する出力電流制限値は次式のとおります。

$$I_{LIMIT} = \frac{V_{SNS(MAX)}}{R_{DS(ON)} \cdot \rho_T} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L$$

$I_{LIMIT(MIN)} > I_{OUT(MAX)}$ を満たすように、電流制限値をチェックする必要があります。電流制限値はワーストケースの効率で最大出力電力を発生するのに必要なインダクタ電流より大きくします。一般にV_{IN}が最も高く周囲温度が最も高いときワーストケースの効率になります。仮定されたMOSFET接合部温度と、それに基づく(MOSFETスイッチを熱する) I_{LIMIT} の値の間に矛盾がないかチェック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。データシートでは一般にR_{DS(ON)}の公称値と最大値を規定していますが、最小値は規定していません。R_{DS(ON)}の最小値は、最大値が標準値を超えている分だけ標準値より下にあると仮定するのが妥当でしょう。さらにガイドラインが必要ならMOSFETのメーカーへ問い合わせてください。

グラウンドへの短絡が発生したとき電流をさらに制限するため、LTC3878にはフォールドバック電流制限機能が備わっています。出力が50%以上低下すると、最大検出電圧はその最大値の約1/6に次第に低下します。

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャネル低損失レギュレータは、LTC3878のドライバと内部回路に電力を供給する5.3V電源を形成します。INTV_{CC}ピンは50mA RMSまで供給することができ、最小1μFの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサ(10V、X5RまたはX7R)を使ってグラウンドにバイパスする必要があります。10μFより大きな出力容量は推奨しません。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETを使った、高入力電圧、高動作周波数のアプリケーションでは、LTC3878の最大接合部温度定格またはRMS電流定格を超えるおそれがあります。連続モード動作では、この電流は $I_{GATECHG} = f_{OP}(Q_g(TOP) + Q_g(BOT))$ です。接合部温度は電気的特性のNote 2で与えられている式から推定することができます。たとえば、30Vの入力電源では、LTC3878は16.5mAより低く制限されています。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (16.5\text{mA})(30)(110^{\circ}\text{C/W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

INTV_{CC}レギュレータを使って5mAを超える外部負荷に給電することは推奨しません。INTV_{CC}はわずかな外部負荷を伴うLTC3878に給電するように設計されています。大きな外部負荷に給電するのにレギュレータを使うときは、注意して全ての動作負荷条件を検討してください。負荷ステップやソフトスタートの間、過渡電流の要件はRMS値を大きく超えます。INTV_{CC}への追加の負荷は、高周波数過渡負荷ステップの間にゲート電荷をソースするのに利用できるドライブを減少させます。

RUN/SSピンを使ったソフトスタート

RUN/SSピンはLTC3878をイネーブルするとともに、プログラム可能な電流制限されたソフトスタート機能を与えます。RUN/SSピンを0.7Vより低い電圧に引き下げると、LTC3878を低消費電流(I_Q<15μA)のシャットダウン状態にします。このピンを解放すると、内部の1.2μA電流源が外部のタイミング・コンデンサC_{SS}を充電することができます。RUN/SSが完全にグラウンドに引き下げられていると、起動までに遅延時間が経過します。この遅延は1.2μAの電流源でC_{SS}をグラウンドから1.5Vに充電することにより生じます。

$$t_{DELAY} = \frac{1.5\text{V}}{1.2\mu\text{A}} \cdot C_{SS} = (1.3\text{s}/\mu\text{F})C_{SS}$$

RUN/SSの電圧が1.5Vに達すると、LTC3878がスイッチングを開始します。I_{TH}はRUN/SS-0.6Vを超えないようにクランプされ、I_{TH}が0.9Vを超えるとデバイスはスイッチングを開始します。RUN/SS電圧が3Vに上昇していくにつれ、I_{TH}のクランプは増加を続け、1.3s/μFの追加遅延の後そのフルスケール2.4Vのリミットに達します。この間、ソフトスタート電流制限は次のように設定されます。

$$I_{LIMIT(SS)} = I_{LIMIT} \cdot \frac{(RUN/SS - 0.6V) - 0.8V}{2.4V - 0.8V}$$

アプリケーション情報

レギュレータの出力電流は I_{TH} が0V～0.8Vのとき負であり、 I_{TH} が0.8Vと2.4Vの最大フルスケール設定ポイントの間のとき正です。通常の動作状態では、RUN/SSピンは電圧が $INTV_{CC}$ に等しくなるまで正方向に充電を続けます。

INTV_{CC}の低電圧ロックアウト

$INTV_{CC}$ が約3.4Vより下に下がると、デバイスは低電圧ロックアウト(UVLO)に入ります。UVLO状態では、スイッチング出力のTGとBGがディセーブされます。同時に、RUN/SSピンが3μAの電流源で $INTV_{CC}$ から0.8Vに引き下げられます。 $INTV_{CC}$ のUVLO状態が解消すると、RUN/SSは0.8Vからランプして通常の電流制限されたソフトスタートを開始します。この機能は、RUN/SSをロジックでドライブしてレギュレータをスタートアップさせるのではないとき重要です。 $INTV_{CC}$ のUVLOの解消からのソフトスタートにより、 $INTV_{CC}$ (UVLOR)でのレギュレータのスタートアップとそれに続く突入電流による $INTV_{CC}$ (UVLO)でのシャットダウンによって生じるスタートアップ発振の可能性が大幅に減少します。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3878の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。

1. DCの I^2R 損失。これは、MOSFET、インダクタ、およびPCボードのトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率が低下させます。連続モードでは、平均出力電流はインダクタLを流れますが、トップMOSFETとボトムMOSFETの間でこま切れにされます。2つのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じなら、片方のMOSFETの抵抗値をLの抵抗値およびボードのトレースの抵抗値と加算するだけでDC I^2R 損失を求めることができます。たとえば、 $R_{DS(ON)}=0.01\Omega$ 、 $R_L=0.005\Omega$ であれば、出力電流が1Aから10Aまで変化するとき、損失は15mW～1.5Wの範囲で変化します。

2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、トップMOSFETが短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。20Vを超える入力電圧ではこの損失が大きくなります。

3. $INTV_{CC}$ 電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。

4. C_{IN} 損失。入力コンデンサはレギュレータへ流れる大きなRMS入力電流をフィルタするという困難な役目を担っています。このコンデンサは、AC I^2R 損失を最小にするためにESRが非常に小さくなくてはならず、RMS電流が上流でヒューズやバッテリー内の追加損失を生じないように容量が十分大きくなくてはなりません。

C_{OUT} のESR損失、ボトムMOSFETの逆回復損失、インダクタのコア損失など、他の損失は一般に2%未満の追加損失です。

効率を改善するための調整を行うとき、入力電流は効率の変化の最良の指標です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

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見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は直ちに(ΔI_{LOAD}) (ESR)に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} により、 C_{OUT} が充電または放電し始めるので、レギュレータが V_{OUT} をその定常状態の値に戻すのに使う帰還誤差信号が生じます。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリンギングがないか V_{OUT} をモニタすることができます。設計例に示されている I_{TH} ピンの外部部品により、大部分のアプリケーションに対して適切な補償が実現されます。

利得のクロスオーバー周波数 f_{GCO} を計算することにより、大雑把に補償をチェックすることができます。 $g_m(EA)$ は誤差アンプのトランスコンダクタンス、 R_C は補償抵抗です。帰還分圧器の減衰は0.8V/ V_{OUT} であると仮定します。この式では、帰還にはフィードフォワード補償は使われず、 C_{OUT} が支配的出力ポールを設定すると仮定しています。

$$f_{GCO} = g_m(EA) \cdot R_C \cdot \frac{I_{LIMIT}}{1.6} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{OUT}} \cdot \frac{0.8}{V_{OUT}}$$

アプリケーション情報

大雑把に言えば、利得のクロスオーバー周波数はスイッチング周波数の20%より小さくします。スイッチング制御ループ理論の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

高スイッチング周波数動作

800kHzを超えるスイッチング周波数で動作させるときは特に注意します。高いスイッチング周波数では、PCBのノイズに対する感受性が高くなり、通常より大きなオフ時間の変化を生じることがあります。このオフ時間の不安定性はいくつかの方法で防ぐことができます。まず、推奨レイアウト手法に注意深く従います。2番目に、負荷電流1アンペア当たり2μF以上のX5RまたはX7Rのセラミック入力コンデンサを使います。3番目に、必要なら、ボトムMOSFETのリップル電圧を30mVp-p以上に増やします。このリップル電圧は、25°Cでの標準 $R_{DS(ON)}$ に I_{P-P} を掛けたものに等しくなります。

設計例

図7に示されている電源の設計例の仕様は、 $V_{IN} = 4.5V \sim 28V$ （公称12V）、 $V_{OUT} = 1.2V \pm 5\%$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 15A$ 、 $f = 400kHz$ です。タイミング抵抗(R_{ON})の計算から始めます。

$$R_{ON} = \frac{1.2V}{0.7V \cdot 400kHz \cdot 10pF} = 429k$$

396kHzの公称動作周波数にするため、最も近い標準抵抗値の432kを選択します。調整された動作周波数を使って最大 V_{IN} で35%のリップル電流を与えるインダクタの値を設定します。

$$L = \frac{1.2V}{396kHz \cdot 0.35 \cdot 15A} \left(1 - \frac{1.2}{28}\right) = 0.55\mu H$$

最も近い値である0.56μHを選択します。

その結果生じる最大リップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_L = \frac{1.2V}{396kHz \cdot 0.56\mu H} \left(1 - \frac{1.2V}{28V}\right) = 5.1A$$

同期ボトムMOSFETスイッチを選択し、 V_{RNG} 電流制限設定ポイントを計算します。 V_{RNG} と V_{DS} を計算するには、温度によるMOSFETのオン抵抗の変化を計算に入れるため $\rho\tau$ 項の正規化係数(25°Cで1)が必要です。RJK0330($R_{DS(ON)} = 2.8m\Omega$ (公称) 3.9mΩ (最大)、 $V_{GS} = 4.5V$ 、 $\theta_{JA} = 40^\circ C/W$)を選ぶと、ドレイン-ソース電圧は次のようになります。

$$V_{DS} = \left(I_{LIMIT} - \frac{1}{2}(I_{RIPPLE})\right) 3.9m\Omega (\rho\tau)$$

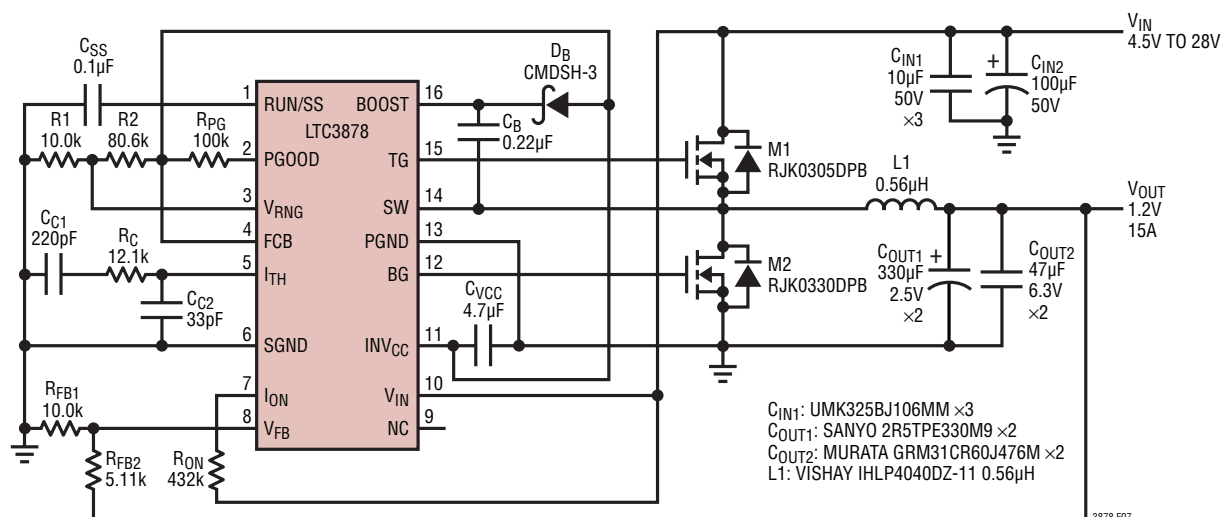


図7. 設計例: 400kHzで1.2V/15A

アプリケーション情報

V_{RNG} はボトムMOSFETスイッチの最大ピーク V_{DS} 電圧を固定することにより、電流制限を設定します。その結果、平均DC電流制限には温度と部品による大きなバラツキが含まれます。ワーストケースの部品の許容差と温度を想定して、平均DC電流制限が常に定格動作出力電流を超えるように設計します。

ワーストケースの最小 $INTV_{CC}$ は5.15Vです。ボトムMOSFETのワーストケースの $R_{DS(ON)}$ は3.9m Ω で、接合部温度は $\rho_{150^{\circ}C} = 1.5$ では70°Cの周囲温度より80°C上です。 T_{ON} を15%“L”の最小規定値に等しく設定し、インダクタを15%“H”に設定します。

I_{LIMIT} を15Aに等しいと置くことにより、79mVのピーク V_{DS} 電圧が得られますが、これは592mVに等しい V_{RNG} に相当します。

$$V_{DS} = \left(15A - \frac{1}{2} \cdot 5.1A \cdot \frac{0.85}{1.15} \right) \frac{3.9m\Omega}{5.15V} \cdot 1.5$$

$$V_{RNG} = 7.5 \cdot V_{DS}$$

計算された公称 T_J は仮定されたボトムMOSFETのワーストケースの T_J より低いことを検証します。

$$P_{BOT} = \frac{28V - 1.2V}{28V} (15A)^2 \cdot 1.5 \cdot 3.9m\Omega = 1.25W$$

$$T_J = 70^{\circ}C + 1.25W \cdot 40^{\circ}C/W = 120^{\circ}C$$

トップMOSFETは短時間オンするので、RJK0305DPB ($R_{DS(ON)} = 10m\Omega$ (公称) および 13m Ω (最大) ($C_{MILLER} = Q_{GD}/10V = 150pF$, $V_{BOOST} = 5V$), $V_{GS} = 4.5V$, $V_{MILLER} = 3V$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}C/W$) で十分でしょう。 $\rho_{100^{\circ}C} = 1.4$ で、電流制限時の電力消費をチェックすると次のようになります。

$$P_{TOP} = \frac{1.2V}{28V} (15A)^2 \cdot 1.4 \cdot 13m\Omega + (28V)^2 \left(\frac{15A}{2} \right)$$

$$(150pF) \left(\frac{2.5\Omega}{5V - 3V} + \frac{1.2\Omega}{3V} \right) 400kHz$$

$$= 0.18W + 0.58W = 0.65W$$

$$T_J = 70^{\circ}C + 0.76W \cdot 40^{\circ}C/W = 100^{\circ}C$$

公称電流では接合部温度ははるかに低くなりますが、ヒートシンクに十分注意を払う必要があることがこの分析から分ります。

85°Cで4Aを超えるRMS電流定格を与えるように C_{IN} を選択します。出力コンデンサ C_{OUT1} は、インダクタのリップル電流や負荷ステップによる出力電圧の変化を最小にするため、4.5m Ω の低ESRのものを選択します。出力の電圧リップルは次のようになります。

$$\Delta V_{OUT(RIPPLE)} = \Delta I_{L(MAX)} (ESR) \\ = 5.1 \cdot 4.5m\Omega = 23mV$$

ただし、0A~10Aの負荷ステップにより、出力は最大次のように変化します。

$$\Delta V_{OUT(STEP)} = \Delta I_{LOAD} (ESR) \\ = 10A \cdot 4.5m\Omega = 45mV$$

出力リップルのESRとESLの影響を最小にし、負荷ステップ応答を改善するため、オプションの2x47 μF セラミック出力コンデンサが含まれています。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

LTC3878のPCボードのレイアウトは、グランド・プレーンを使っても使わなくても設計することができます。グランド・プレーンは一般に性能とノイズに配慮して優先的に使われます。

グランド・プレーンを使用するときは、専用のグランド・プレーン層を使います。さらに、高電流の場合、パワー部品の熱を逃がすのを助けるために多層基板を使用することを推奨します。

- グランド・プレーン層にはトレースを置かず、パワーMOSFETを接続する配線層にできるだけ近くします。
- LTC3878のピン9~ピン16がパワー部品の方を向くように配置します。1ピンに接続される部品(ノイズに敏感な部品)はLTC3878の近くに配置します。
- C_{IN} 、 C_{OUT} 、MOSFET、 D_B およびインダクタの全てを一箇所に密集させて配置します。いくつかの部品は基板のボトム側に配置するとうまく配置できることがあります。
- LTC3878のSGNDおよびPGNDのグランド・プレーンに部品を接続するにはすぐ近くのビアを使います。電力部品には大きなビアを複数使います。
- MOSFETの冷却力を改善し、EMIを低く抑えるためにコンパクト・スイッチ・ノード(SW)・プレーンを使います。

アプリケーション情報

- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 V_{IN} と V_{OUT} にはプレーンを使います。
 - 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うとパワー部品の温度上昇を抑えます。銅領域は任意のDCネットに接続することができます。(V_{IN} 、 V_{OUT} 、GNDまたはシステム内の他のDCレール)。
 - デカップリング・コンデンサ C_{C2} を I_{TH} ピンとSGNDピンに隣接させて配置し、短い直線トレースで接続します。
 - M2はできるだけコントローラに近づけて配置し、PGND、BGおよびSWの各トレースを短くします。
 - 高い dV/dT のSW、BOOSTおよびTGの各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
 - 入力コンデンサ(C_{IN})はパワーMOSFETに近づけて接続します。このコンデンサはMOSFETのAC電流を担います。
 - INTV_{CC}デカップリング・コンデンサ C_{VCC} は、INTV_{CC}ピンおよびPGNDピンに近づけて接続します。
 - トップ・ドライバ昇圧コンデンサ(C_B)は、BOOSTピンおよびSWピンに近づけて接続します。
 - V_{IN} ピンのデカップリング・コンデンサ C_F は、 V_{IN} ピンおよびPGNDピンに近づけて接続します。
- グラウンド・プレーンなしでプリント基板をレイアウトするときは、コントローラの適切な動作を確実にするため、次のチェックリストを使ってください。これらの項目は図7に示されています。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。全ての小信号部品はSGNDピンに一点で戻します。SGNDとPGNDはデバイスの下で一緒に結合してからM2のソースに直接接続します。

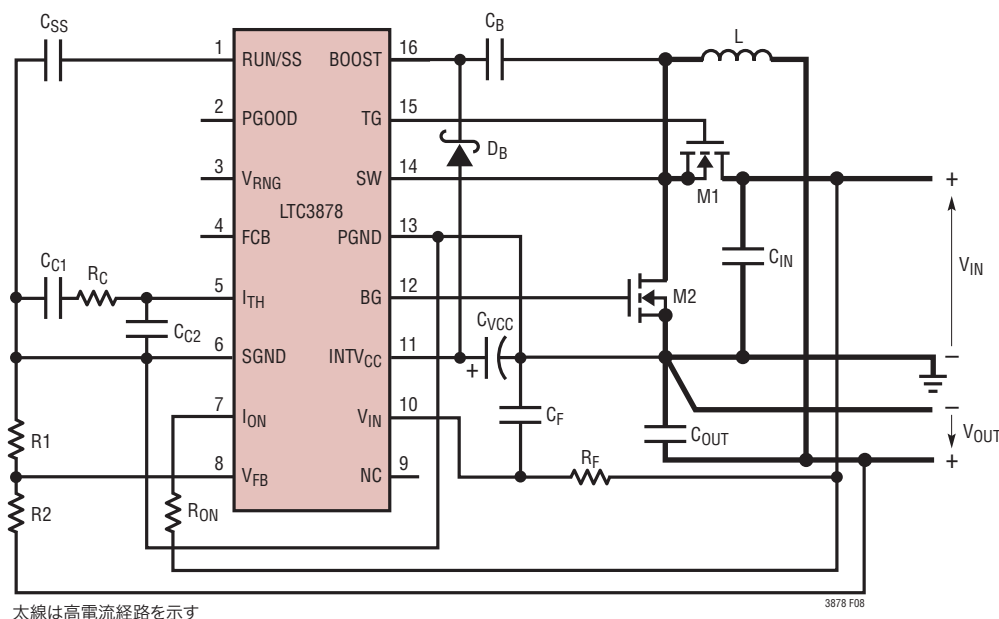
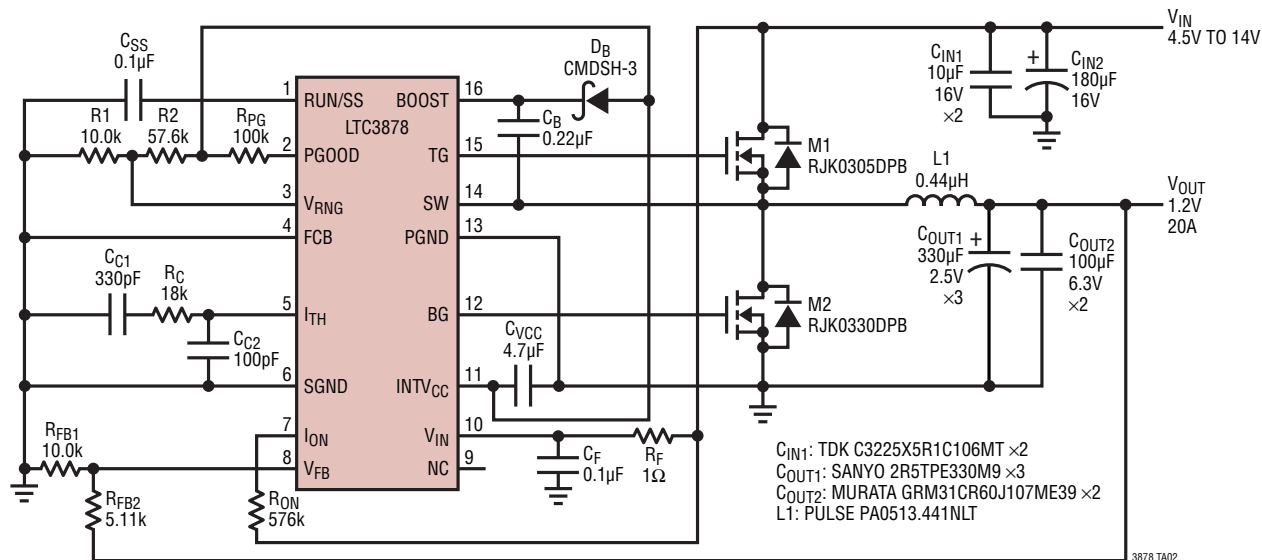


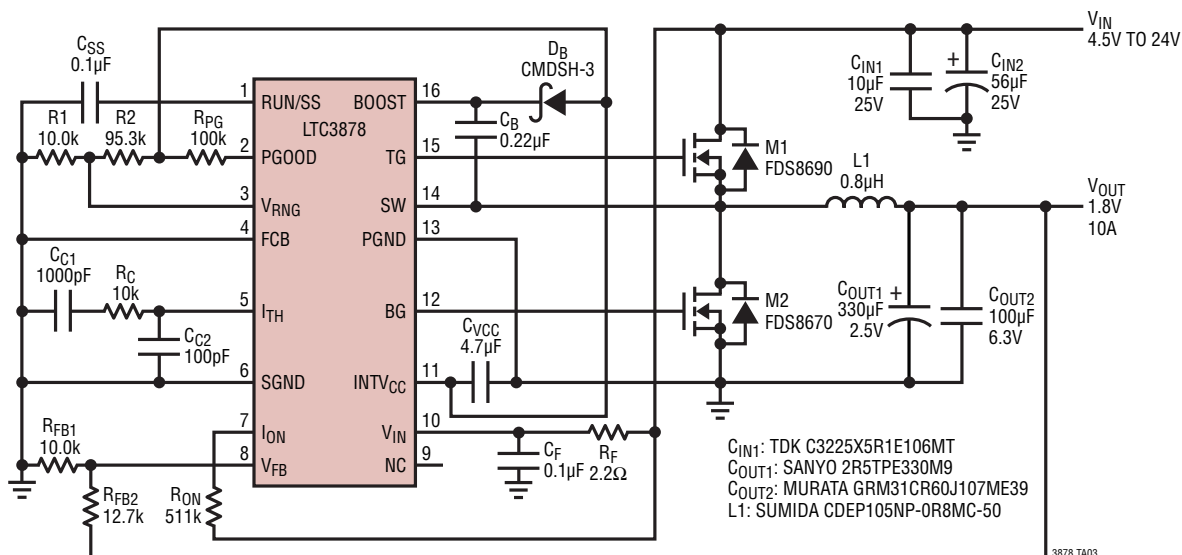
図8. LTC3878のグラウンド・プレーンの無いレイアウト図

標準的応用例

4.5V~14Vの入力、1.2V/20Aの出力 (300kHz)

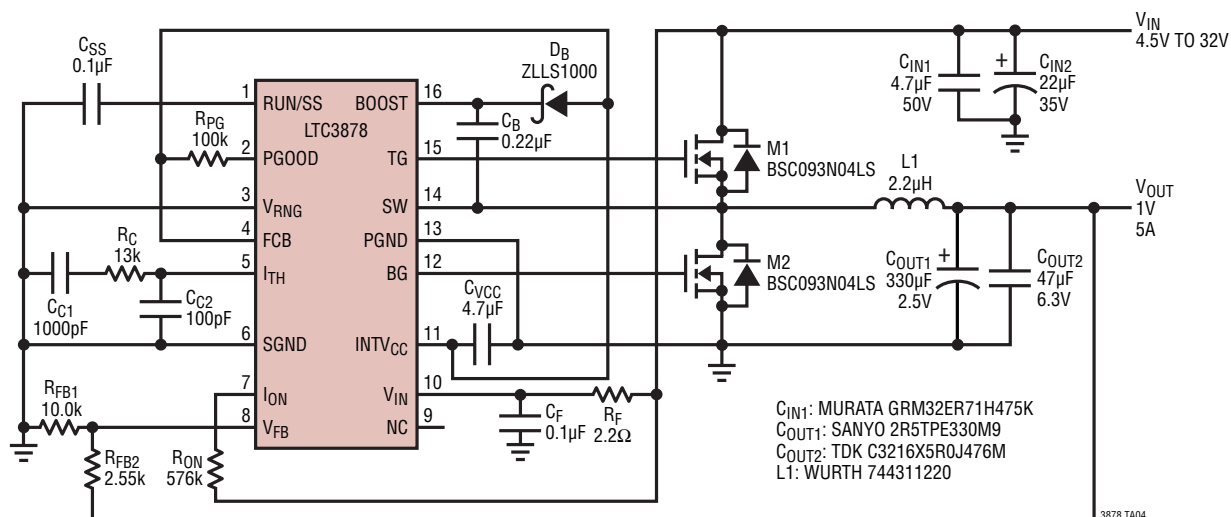


4.5V~24Vの入力、1.8V/10Aの出力 (500kHz)

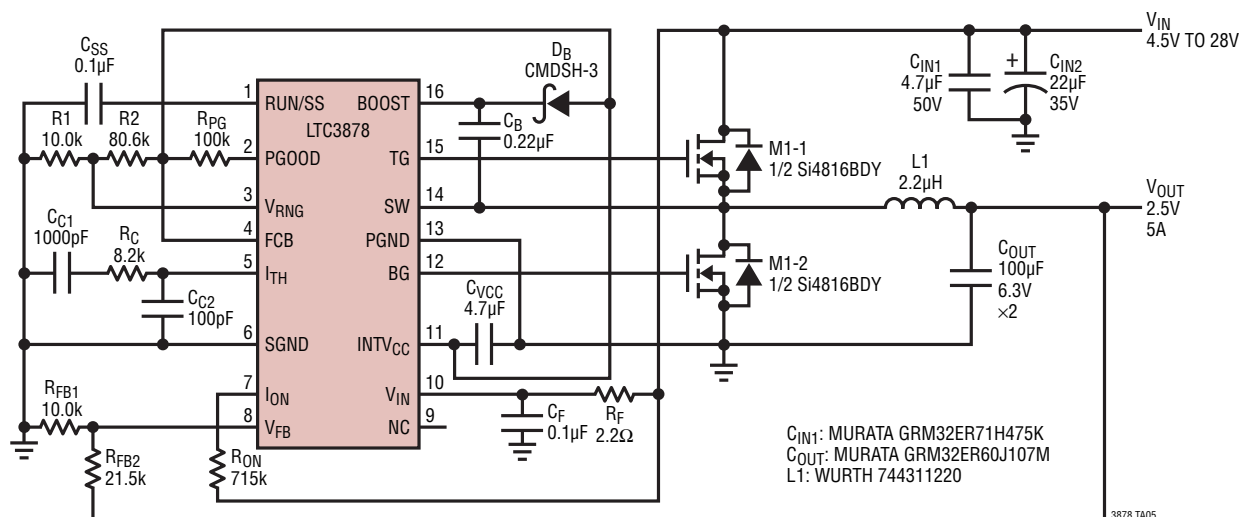


標準的応用例

4.5V~32Vの入力、1V/5Aの出力 (250kHz)

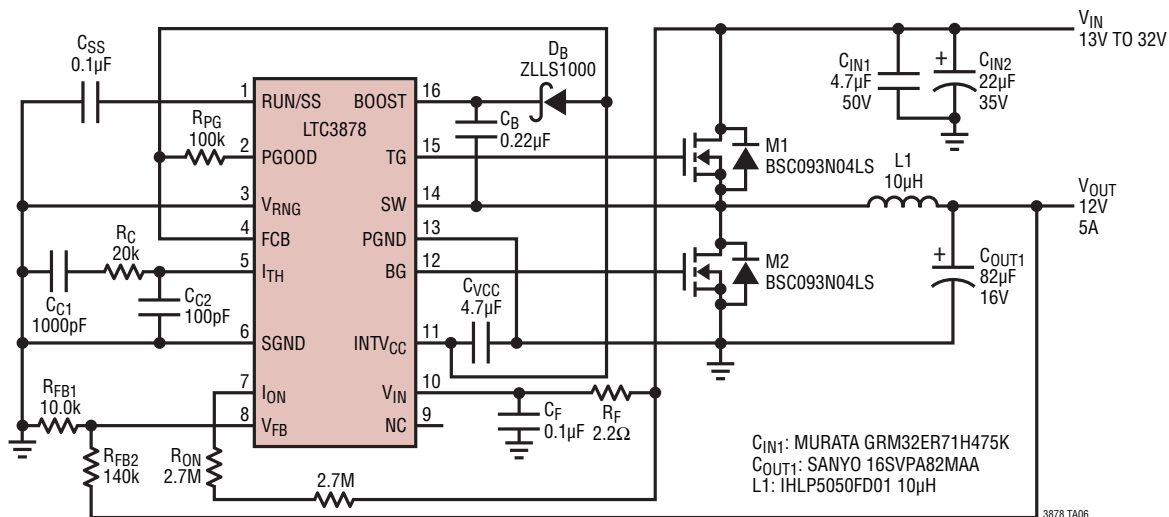


4.5V~28Vの入力、2.5V/5Aの出力 (500kHz)



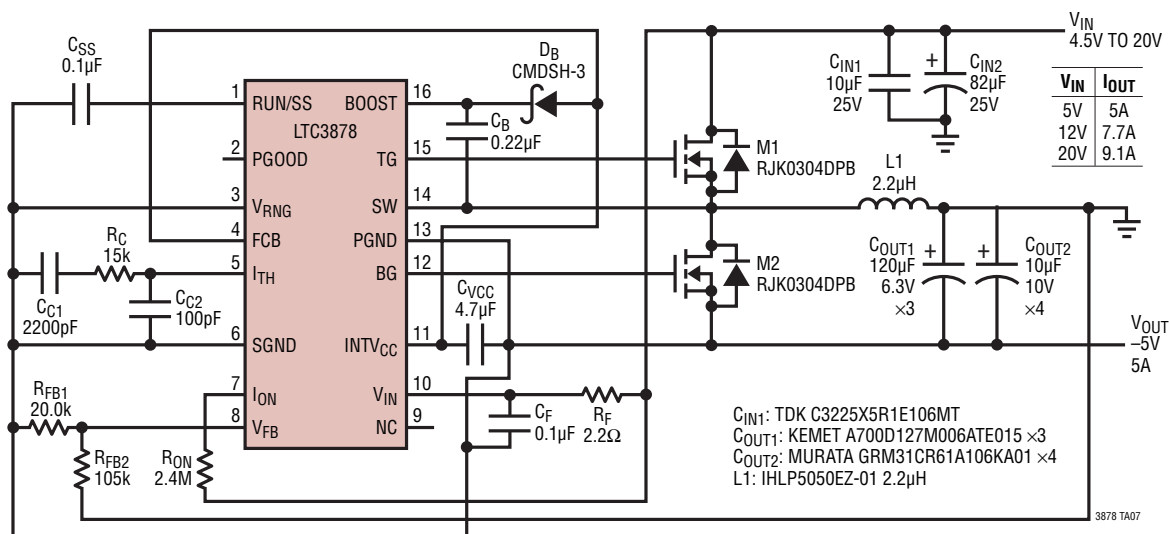
標準的応用例

13V~28Vの入力、12V/5Aの出力 (300kHz)



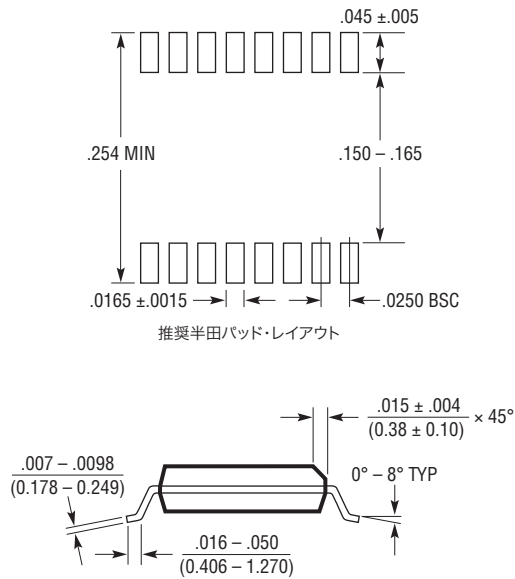
標準的応用例

正-負コンバータ、-5V/5A (300kHz)



パッケージ

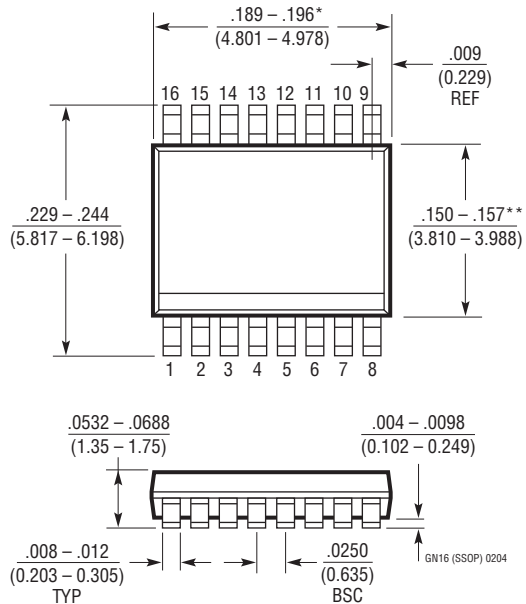
GNパッケージ 16ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE:

1. 標準寸法: インチ
2. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
3. 図は実寸とは異なる

- * 寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは各サイドで $0.006''$ (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
リード間のバリは各サイドで $0.010''$ (0.254mm) を超えないこと



改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	07/10	タイトルを更新	1
		「特長」を更新	1
		「標準的応用例」を編集	1
		「発注情報」セクションにNote 4を追加	2
		「標準的性能特性」のG22とG24にラベル追加	6
		ピン3 V _{RNG} の記述を修正	7
		V _{RNG} の記述を修正	10
		R _{DS(ON)} の式を修正	10
		「アプリケーション情報」のR _{ON} の記述を修正	12
		図7を編集	17
		「設計例」セクションを編集	18
		図8を編集	19
		「標準的応用例」を編集	20、21、22、23
		「標準的応用例」を追加	26
		「関連製品」を更新	26

