

## 60V同期整流式スイッチングレギュレータ・コントローラ

### 特長

- 高電圧動作: 最大60V
- 大型1Ωゲート・ドライバ(5V電源時)
- 電流センス抵抗が不要
- 昇圧または降圧DC/DCコンバータ
- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- 優れたライン過渡応答と負荷過渡応答
- プログラム可能な固定周波数: 100kHz~600kHz
- ±1%のリファレンス精度
- 最大600kHzに同期可能
- パルス・スキップ・モード動作を選択可能
- 低いシャットダウン電流: 25μA(標準)
- プログラム可能な電流制限
- 低電圧ロックアウト
- プログラム可能なソフトスタート
- 16ピン細型SSOPおよび28ピンSSOPパッケージ

### アプリケーション

- 48Vテレコムおよび基地局電源
- ネットワーキング機器、サーバ
- 車載および産業用制御

LT, LTC, LT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。  
 \*米国特許番号: 5408150, 5055767, 6677210, 5847554, 5481178, 6304066, 6580258; 他は特許出願中。

### 概要

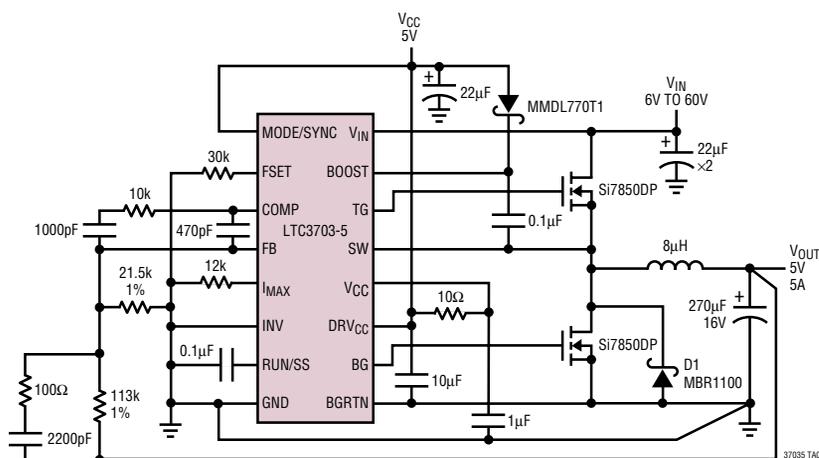
LTC<sup>®</sup>3703-5は電圧を最大60Vから直接降圧できる同期整流式降圧スイッチングレギュレータ・コントローラで、テレコムおよび車載アプリケーションに最適です。固定周波数(最大600kHz)電圧モード・アーキテクチャを採用しており、外付けのロジック・レベルNチャンネルMOSFETをドライブします。

高精度の内部リファレンスは1%のDC精度を達成します。広帯域幅の誤差アンプと特許取得\*のライン・フィードフォワード補償により、非常に高速な入力および負荷過渡応答を実現します。LTC3703-5は強力な1Ωゲート・ドライバによって複数のMOSFETをドライブできるので、高電流アプリケーションに適応できます。動作周波数は100kHz~600kHzの範囲でユーザがプログラム可能ですが、外部クロック同期も可能なので、ノイズに敏感なアプリケーションにも適しています。電流制限は外付け抵抗でプログラム可能であり、同期MOSFETの電圧降下を利用するので電流センス抵抗が不要です。最大100Vの動作が必要なアプリケーション向けには、LTC3703のデータシートを参照してください。

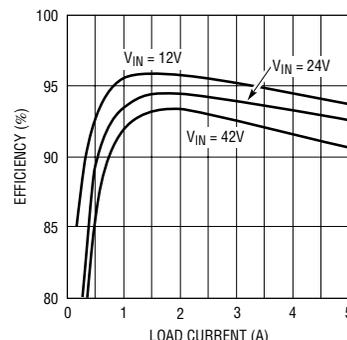
PARAMETER	LTC3703-5	LTC3703
Maximum $V_{IN}$	60V	100V
MOSFET Gate Drive	4.5V to 15V	9.3V to 15V
$V_{CC}$ UV <sup>+</sup>	3.7V	8.7V
$V_{CC}$ UV <sup>-</sup>	3.1V	6.2V

### 標準的応用例

高効率高電圧降圧コンバータ



効率と負荷電流



37035fa

# LTC3703-5

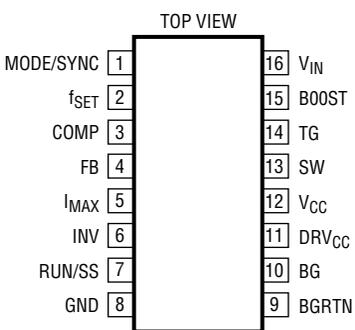
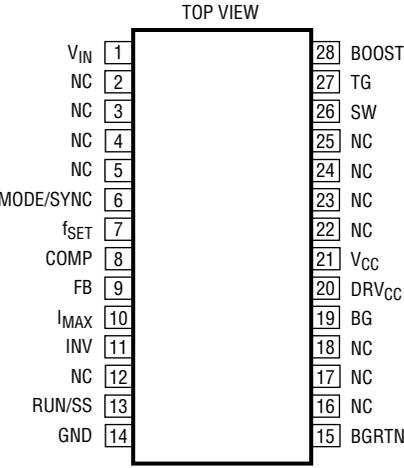
## 絶対最大定格 (Note 1)

### 電源電圧

$V_{CC}$ 、 $DRV_{CC}$ .....	-0.3V~15V
( $DRV_{CC}$ -BGRTN)、(BOOST-SW) .....	-0.3V~15V
BOOST (連続).....	-0.3V~85V
BOOST (400ms) .....	-0.3V~95V
BGRTN.....	-5V~0V
$V_{IN}$ 電圧 (連続).....	-0.3V~70V
$V_{IN}$ 電圧 (400ms) .....	-0.3V~80V
SW電圧 (連続) .....	-1V~70V
SW電圧 (400ms).....	-1V~80V
Run/SS電圧 .....	-0.3V~5V

MODE/SYNC、INVの電圧.....	-0.3V~15V
$f_{SET}$ 、FB、 $I_{MAX}$ 、COMPの電圧 .....	-0.3V~3V
ドライバ出力	
TG .....	SW-0.3V~BOOST+0.3V
BG.....	BGRTN-0.3V~ $DRV_{CC}$ +0.3V
ピーク出力電流 <10 $\mu$ s BG、TG .....	5A
動作温度範囲 (Note 2)	
LTC3703E-5 .....	-40°C~85°C
LTC3703I-5 .....	-40°C~125°C
接合部温度 (Note 3、7) .....	125°C
保存温度範囲 .....	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒).....	300°C

## パッケージ/発注情報

 <p>GN PACKAGE 16-LEAD NARROW PLASTIC SSOP <math>T_{JMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 110^{\circ}C/W</math></p>	ORDER PART NUMBER	 <p>G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP <math>T_{JMAX} = 125^{\circ}C</math>, <math>\theta_{JA} = 100^{\circ}C/W</math></p>	ORDER PART NUMBER
	LTC3703EGN-5 LTC3703IGN-5		LTC3703EG-5 LTC3703IG-5
	GN PART MARKING		
	37035 370315		

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、 $V_{CC} = DRV_{CC} = V_{BOOST} = V_{IN} = 5V$ 、 $V_{MODE/SYNC} = V_{INV} = V_{SW} = BGRTN = 0V$ 、 $RUN/SS = I_{MAX} = \text{オープン}$ 、 $R_{SET} = 25k$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{CC}$ 、 $DRV_{CC}$	$V_{CC}$ 、 $DRV_{CC}$ Supply Voltage		●	4.1	15	V
$V_{IN}$	$V_{IN}$ Pin Voltage		●		60	V
$I_{CC}$	$V_{CC}$ Supply Current	$V_{FB} = 0V$	●	1.7	2.5	mA
		$RUN/SS = 0V$		25	40	$\mu A$
$I_{DRVCC}$	$DRV_{CC}$ Supply Current	(Note 5)		0	5	$\mu A$
		$RUN/SS = 0V$		0	5	$\mu A$
$I_{BOOST}$	BOOST Supply Current	(Note 5)	●	360	500	$\mu A$
		$RUN/SS = 0V$		0	5	$\mu A$

37035fa

## 電气的特性

●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、 $V_{CC} = DRV_{CC} = V_{BOOST} = V_{IN} = 5\text{V}$ 、 $V_{MODE/SYNC} = V_{INV} = V_{SW} = BGR_{TN} = 0\text{V}$ 、 $R_{UN/SS} = I_{MAX} = \text{オープン}$ 、 $R_{SET} = 25\text{k}\Omega$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loop						
$V_{FB}$	Feedback Voltage	(Note 4)	0.792	0.800	0.808	V
			● 0.788		0.812	V
$\Delta V_{FB, LINE}$	Feedback Voltage Line Regulation	$5\text{V} < V_{CC} < 15\text{V}$ (Note 4)	●	0.007	0.05	%/V
$\Delta V_{FB, LOAD}$	Feedback Voltage Load Regulation	$1\text{V} < V_{COMP} < 2\text{V}$ (Note 4)	●	0.01	0.1	%
$V_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC Threshold	MODE/SYNC Rising	0.75	0.8	0.87	V
$\Delta V_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC Hysteresis			20		mV
$I_{MODE/SYNC}$	MODE/SYNC Current	$0 \leq V_{MODE/SYNC} \leq 15\text{V}$		0	1	$\mu\text{A}$
$V_{INV}$	Invert Threshold		1	1.5	2	V
$I_{INV}$	Invert Current	$0 \leq V_{INV} \leq 15\text{V}$		0	1	$\mu\text{A}$
$I_{VIN}$	$V_{IN}$ Sense Input Current	$V_{IN} = 60\text{V}$ $R_{UN/SS} = 0\text{V}$ , $V_{IN} = 10\text{V}$		80	130	$\mu\text{A}$
				0	1	$\mu\text{A}$
$I_{MAX}$	$I_{MAX}$ Source Current	$V_{IMAX} = 0\text{V}$	10.5	12	13.5	$\mu\text{A}$
$V_{OS, IMAX}$	$V_{IMAX}$ Offset Voltage	$ V_{SW}  - V_{IMAX}$ at $I_{RUN/SS} = 0\mu\text{A}$	-25	10	55	mV
$V_{RUN/SS}$	Shutdown Threshold		0.7	0.9	1.2	V
$I_{RUN/SS}$	RUN/SS Source Current	$R_{UN/SS} = 0\text{V}$	2.3	3.8	5.3	$\mu\text{A}$
	Maximum RUN/SS Sink Current	$ V_{SW}  - V_{IMAX} > 100\text{mV}$	9	17	25	$\mu\text{A}$
$V_{UV}$	Undervoltage Lockout	$V_{CC}$ Rising	● 3.4	3.7	4.1	V
		$V_{CC}$ Falling	● 2.8	3.1	3.4	V
		Hysteresis	● 0.45	0.65	0.85	V

## Oscillator

$f_{OSC}$	Oscillator Frequency	$R_{SET} = 25\text{k}\Omega$	270	300	330	kHz
$f_{SYNC}$	External Sync Frequency Range		100		600	kHz
$t_{ON, MIN}$	Minimum On-Time			200		ns
$DC_{MAX}$	Maximum Duty Cycle	$f < 200\text{kHz}$	89	93	96	%

## Driver

$I_{BG, PEAK}$	BG Driver Peak Source Current		0.75	1		A
$R_{BG, SINK}$	BG Driver Pull-Down $R_{DS, ON}$	(Note 8)		1.2	1.8	$\Omega$
$I_{TG, PEAK}$	TG Driver Peak Source Current		0.75	1		A
$R_{TG, SINK}$	TG Driver Pull-Down $R_{DS, ON}$	(Note 8)		1.2	1.8	$\Omega$

## Feedback Amplifier

$A_{VOL}$	Op Amp DC Open Loop Gain	(Note 4)	74	85		dB
$f_U$	Op Amp Unity Gain Crossover Frequency	(Note 6)		25		MHz
$I_{FB}$	FB Input Current	$0 \leq V_{FB} \leq 3\text{V}$		0	1	$\mu\text{A}$
$I_{COMP}$	COMP Sink/Source Current		$\pm 5$	$\pm 10$		mA

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: LTC3703-5は $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ 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。LTC3703I-5は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

Note 3:  $T_J$ は周囲温度 $T_A$ および消費電力 $P_D$ から次式にしたがって計算される。

$$LTC3703-5: T_J = T_A + (P_D \cdot 100^\circ\text{C/W}) \text{ Gパッケージ}$$

Note 4: LTC3703-5は、COMPピンを1V~2Vの電圧に強制した状態で、 $V_{FB}$ をリファレンス電圧にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

Note 5: スイッチング周波数で供給されるパワー-MOSFETのゲート電荷( $Q_G \cdot f_{OSC}$ )のため、動作時入力電源電流はもっと高い。

Note 6: 設計により保証。テストはされない。

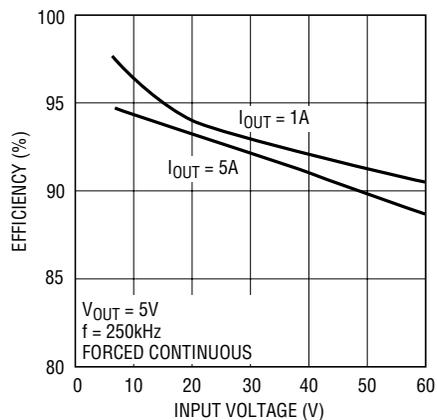
Note 7: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は $125^\circ\text{C}$ を超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 8:  $R_{DS(ON)}$ はウェハ・レベルの測定との相関によって保証されている。

# LTC3703-5

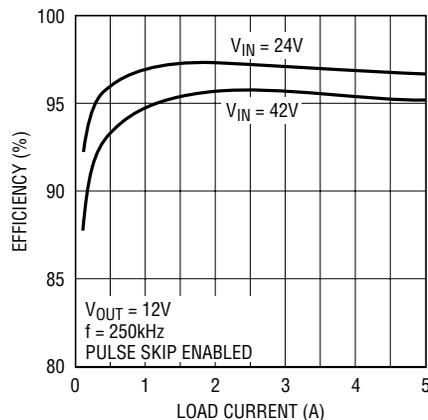
標準的性能特性 (注記がない限り)  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と入力電圧



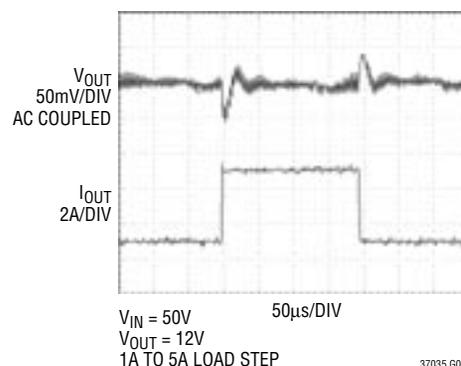
37035 G01

効率と負荷電流



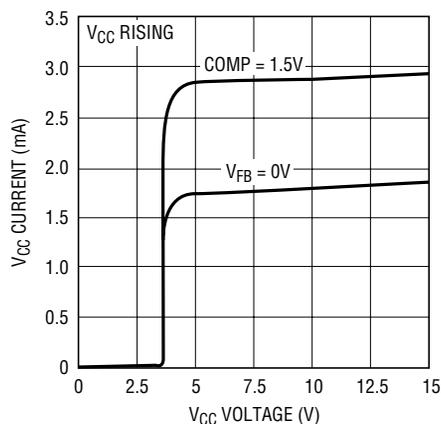
37035 G02

負荷過渡応答



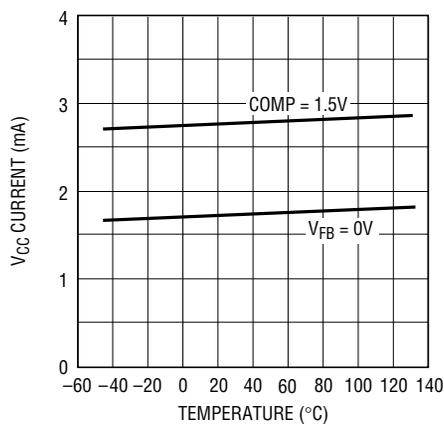
37035 G03

VCC電流とVCC電圧



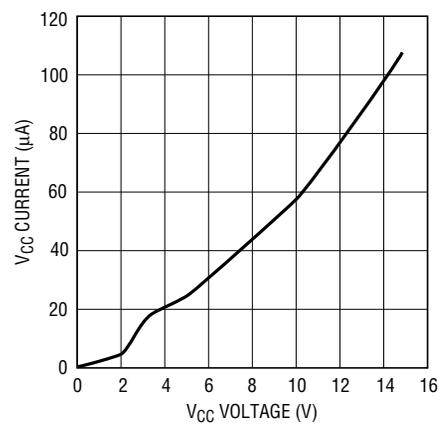
37035 G04

VCC電流と温度



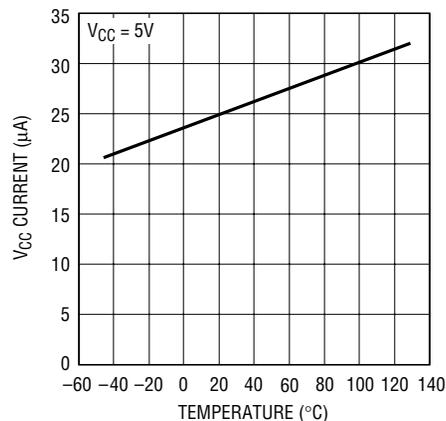
37035 G05

VCCシャットダウン電流とVCC電圧



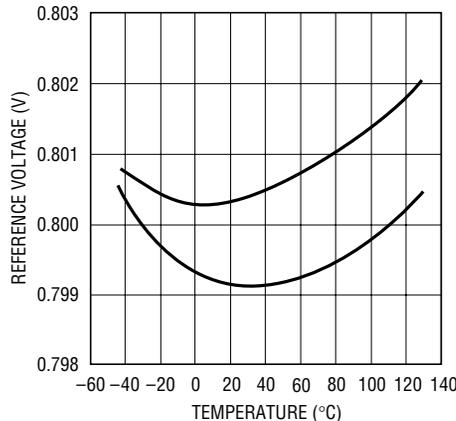
37035 G06

VCCシャットダウン電流と温度



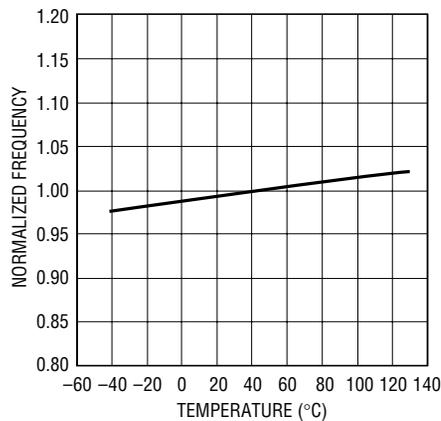
37035 G07

リファレンス電圧と温度



37035 G08

正規化された周波数と温度

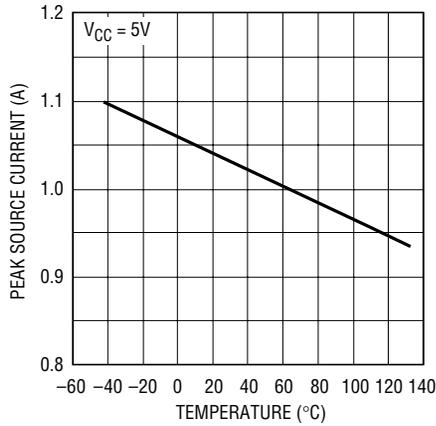


37035 G09

37035fa

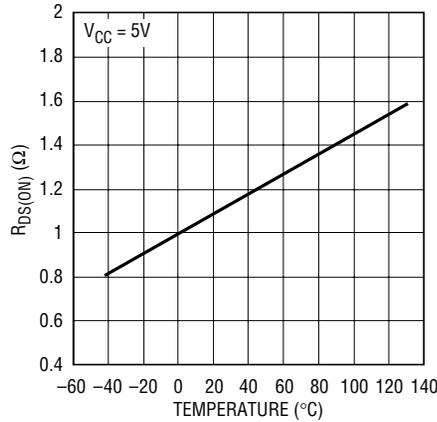
標準的性能特性

ドライバのピーク・ソース電流と温度



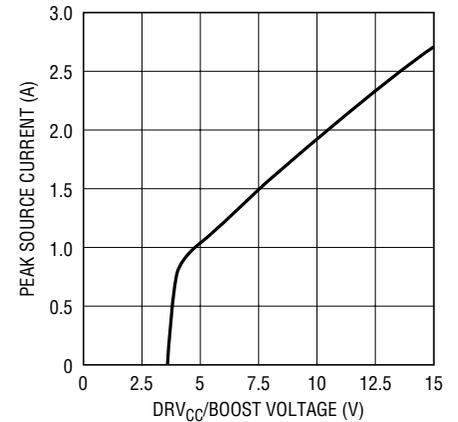
37035 G10

ドライバのプルダウンR<sub>DS(ON)</sub>と温度



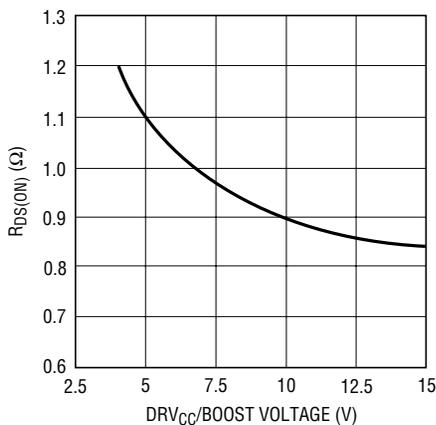
37035 G11

ドライバのピーク・ソース電流と電源電圧



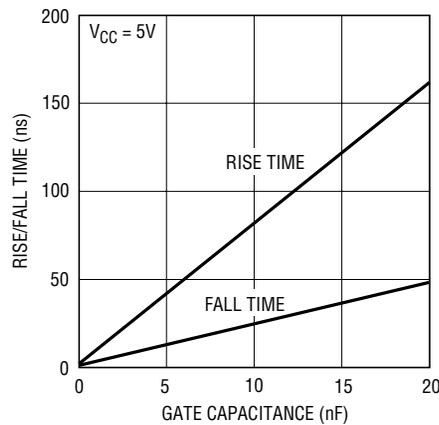
37035 G12

ドライバのプルダウンR<sub>DS(ON)</sub>と電源電圧



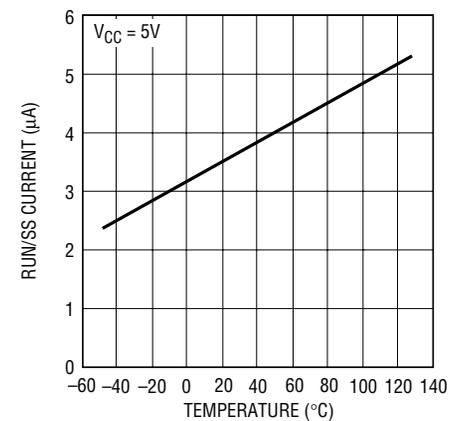
37035 G13

立上り/立下り時間とゲート容量



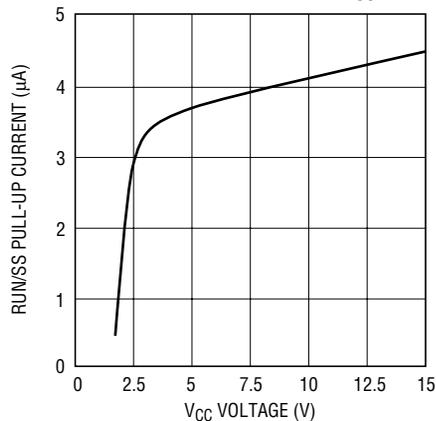
37035 G14

RUN/SSプルアップ電流と温度



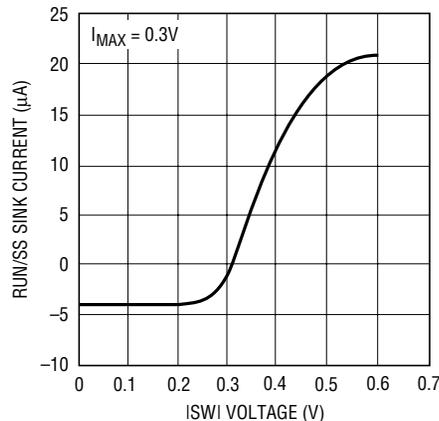
15735 G15

RUN/SSプルアップ電流とV<sub>CC</sub>電圧



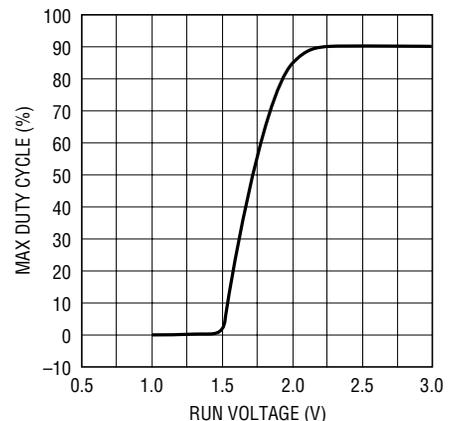
37035 G16

RUN/SSシンク電流とSW電圧



37035 G17

最大%DCとRUN/SS電圧

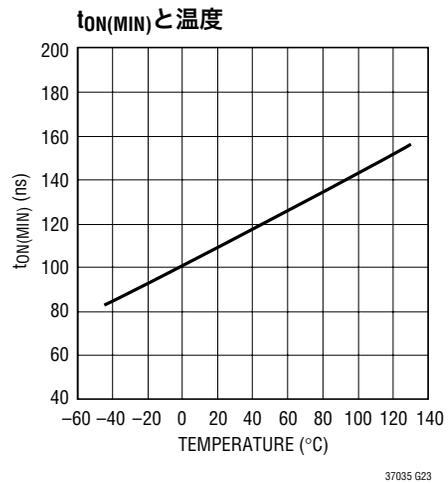
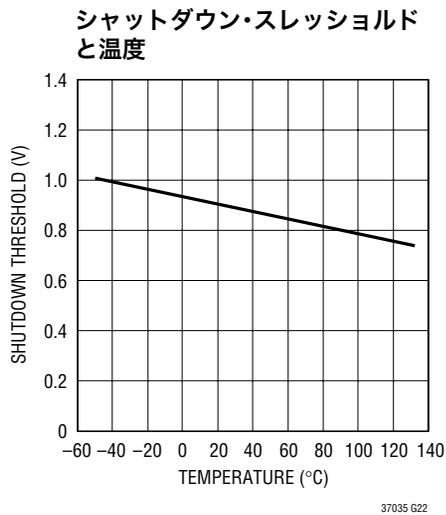
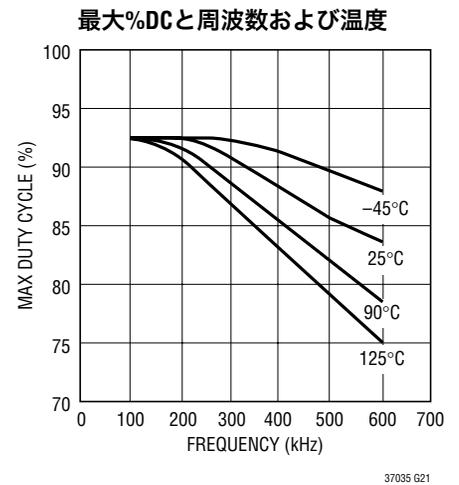
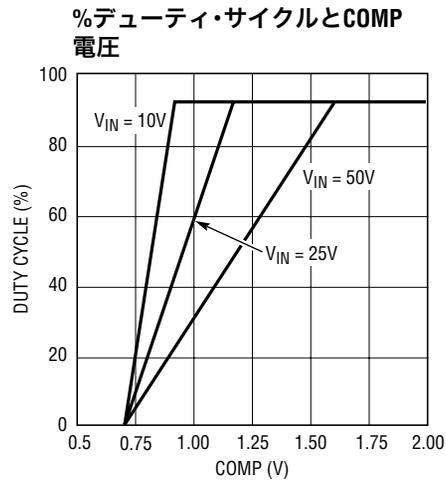
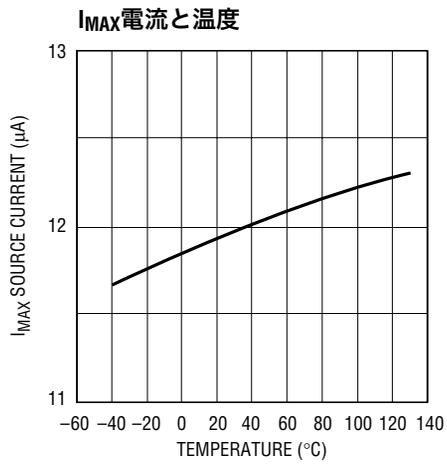


37035 G18

37035fa

# LTC3703-5

## 標準的性能特性



## ピン機能 (GN16/G28)

**MODE/SYNC (ピン1/ピン6):** パルス・スキップ・モード・イネーブル/同期ピン。この多機能ピンはパルス・スキップ・モード・イネーブル/ディスエーブル制御と内部発振器の同期用外部クロック入力として機能します。このピンを0.8Vより下に引き下げると、または外部のロジック・レベルの同期信号に接続するとパルス・スキップ・モード動作がディスエーブルされ、連続動作が強制されます。このピンを0.8Vより上に引き上げるとパルス・スキップ・モード動作がイネーブルされます。このピンをインダクタの2次巻線に接続された帰還抵抗分割器に接続して、補助出力電圧を安定化することもできます。

**fSET (ピン2/ピン7):** 周波数設定。このピンに接続された抵抗により内部発振器の自走周波数が設定されます。抵抗値の選択の詳細については、「アプリケーション」のセクションを参照してください。

**COMP (ピン3/ピン8):** ループ補償。このピンは内部誤差アンプの出力に直接接続されています。最適過渡応答を得るため、このピンにRCネットワークを使って帰還ループを補償します。

**FB (ピン4/ピン9):** 帰還入力。FBを抵抗分割器ネットワークを介して $V_{OUT}$ に接続し、出力電圧を設定します。また、ループ補償ネットワークをCOMPからFBに接続します。

**IMAX (ピン5/ピン10):** 電流制限の設定。IMAXピンは電流制限コンパレータのスレッシュホールドを設定します。ボトムMOSFET両端の電圧降下がIMAXの電圧を超すと、コントローラは電流を制限します。IMAXピンには12 $\mu$ Aの電流源が備わっているので、グラウンドに接続した1個の外付け抵抗を使って電流スレッシュホールドを設定することができます。RIMAXの選択の詳細については、「電流制限のプログラミング」のセクションを参照してください。

**INV (ピン6/ピン11):** トップ/ボトム・ゲートの反転。このピンを2Vより上に引き上げるとコントローラは昇圧(ブースト)モード動作に設定され、TG出力が同期MOSFETをドライブし、BG出力がメイン・スイッチをドライブします。1Vより下では、コントローラは降圧(バック)モードで動作します。

**RUN/SS (ピン7/ピン13):** 実行/ソフト・スタート。RUN/SSを0.9Vより下に引き下げるとLTC3703-5がシャットダウンし、両方の外部MOSFETスイッチがオフして、消費される電源電流が25 $\mu$ Aに減少します。RUN/SSからグラウンドに接続したコンデンサにより、ターンオン時間と起動時の出力電圧の立ち上がり速度が支配されます。RUN/SSピンの内部4 $\mu$ A電流源プルアップにより、ターンオン時間が約750ms/ $\mu$ Fに設定されます。

**GND (ピン8/ピン14):** グラウンド・ピン。

**BGRN (ピン9/ピン15):** ボトム・ゲート・リターン。このピンはBGドライバ内のプルダウンMOSFETのソースに接続されており、通常はグラウンドに接続します。このピンに負電源を接続すると同期MOSFETのゲートをグラウンドより下に引き下げることができ、SWノードの高いdV/dt過渡時の誤ったターンオンを防ぐのに役立ちます。詳細については「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**BG (ピン10/ピン19):** ボトム・ゲート・ドライブ。BGピンはボトムNチャネル同期スイッチMOSFETのゲートをドライブします。このピンはBGRNからDRVCCまでスイングします。

**DRVCC (ピン11/ピン20):** ドライバ用電源ピン。DRVCCはBG出力ドライバに電力を供給します。このピンは外部MOSFETを完全にオンするのに十分高い電圧(ロジック・レベル・スレッシュホールドのMOSFETの場合通常は4.5V~15V)に接続します。DRVCCは10 $\mu$ Fの低ESR(X5R以上)のセラミック・コンデンサを使ってBGRNにバイパスします。

**VCC (ピン12/ピン21):** 主電源ピン。出力ドライバを除くすべての内部回路がこのピンから電力供給を受けます。VCCは4.5V~15Vの低ノイズ電源電圧に接続し、少なくとも0.1 $\mu$ Fのコンデンサを使ってLTC3703-5の近くでGND(ピン8)にバイパスします。

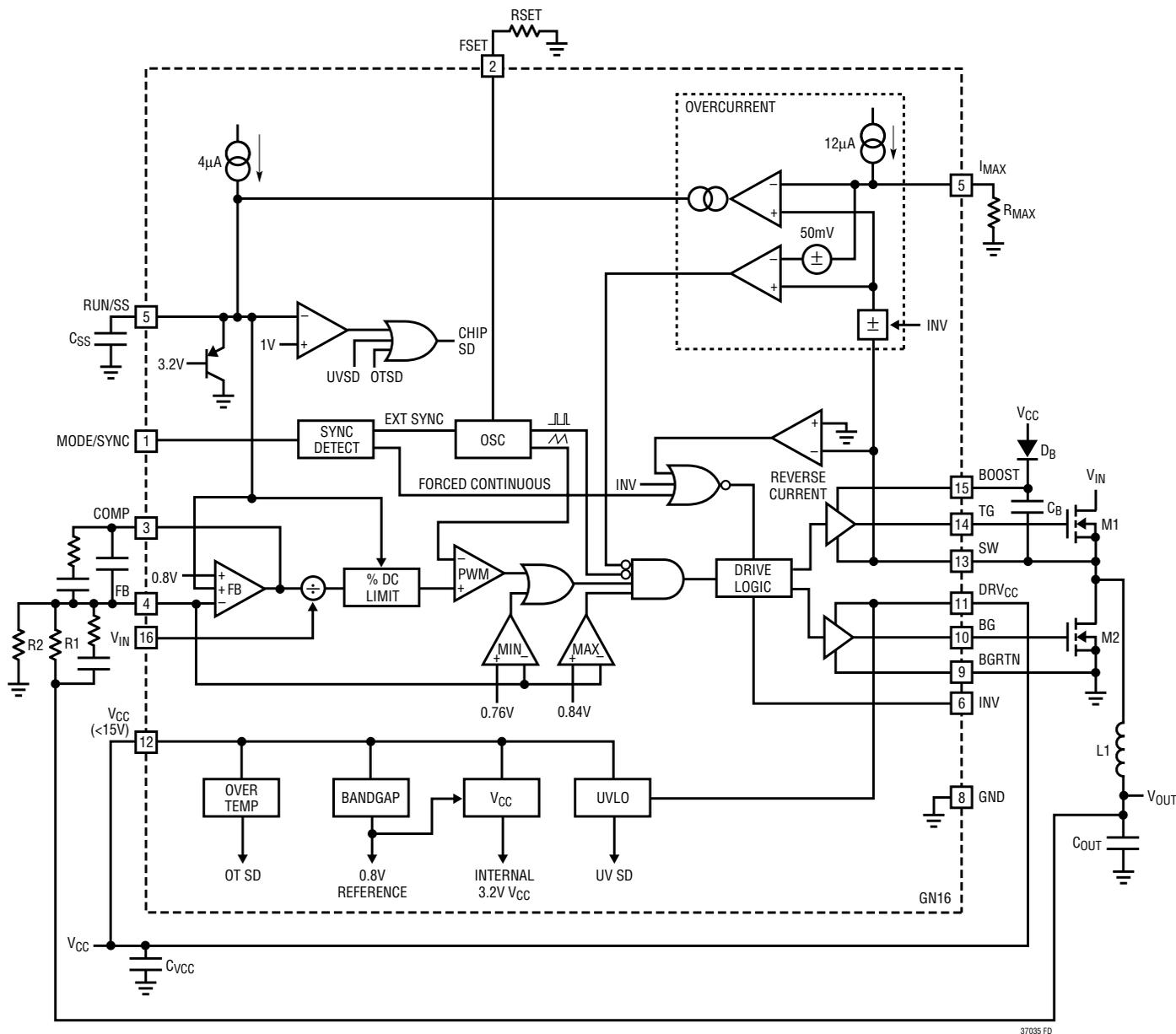
**SW (ピン13/ピン26):** インダクタとブートストラップ・コンデンサへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンの電圧振幅は、グラウンドよりショットキー・ダイオード(外部)1個の電圧降下分だけ低い電圧から $V_{IN}$ までです。

**TG (ピン14/ピン27):** トップ・ゲート・ドライブ。TGピンはトップNチャネル同期スイッチMOSFETのゲートをドライブします。TGドライバはBOOSTピンから電力を引き出し、SWピンに戻しますので、真のフローティング・ドライブをトップMOSFETに与えます。

**BOOST (ピン15/ピン28):** トップ・ゲート・ドライバ電源。BOOSTピンはフローティングTGドライバに電力を供給します。BOOSTピンは低ESR(X5R以上)の0.1 $\mu$ Fセラミック・コンデンサを使ってSWにバイパスします。ファースト・リカバリ・ショットキー・ダイオードをDRVCCからBOOSTに追加すると、完全なフローティング・チャージポンプ電源がBOOSTに形成されます。

**VIN (ピン16/ピン1):** 入力電圧センス・ピン。このピンはレギュレータの高電圧入力に接続され、ライン・レギュレーションを改善するため内部フィードフォワード補償回路によって使われます。**これは電源ピンではありません。**

## 機能図



### 動作 (機能図を参照)

LTC3703-5はDC/DC降圧コンバータ用の固定周波数、電圧モード・コントローラです。2個の外部NチャネルMOSFETを使う同期式スイッチング・アーキテクチャに使用するように設計されています。高い動作電圧に対応しているので、最大60Vまでの入力電圧を直接降圧することができ、降圧トランスが不要です。回路動作については、ICの機能図とこのデータシートの表紙の回路を参照

してください。LTC3703-5にはデューティ比が誤差アンプの出力によって直接制御される電圧モード制御が採用されていますので電流センス抵抗が不要です。V<sub>FB</sub>ピンは出力電圧帰還信号を受け取り、この信号は誤差アンプにより内部0.8Vリファレンスと比較されます。誤差アンプは誤差信号をCOMPピンに出力します。

## 動作 (機能図を参照)

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。するとCOMP電圧が上昇し、出力帰還電圧が再度リファレンス電圧に等しくなるまでデューティ比が増加します。通常動作時は、内蔵発振器がRSラッチをセットするとトップMOSFETがオンし、PWMコンパレータがトリップしてラッチをリセットするとオフします。PWMコンパレータは、誤差アンプの出力を(ライン・フィードフォワード・マルチプライヤによって「補償」された後)発振器が発生する鋸波と比較して、適切なデューティ比でトリップします。トップMOSFETがオフすると、ボトムMOSFETは、次のサイクルが開始されるまで、または(パルス・スキップ・モード動作がイネーブルされている場合)反転電流コンパレータによってインダクタ電流が反転するまでオンします。MAXコンパレータとMINコンパレータは $V_{FB}$ をモニタし、トップMOSFETをオフに保つことにより、または最大デューティ・サイクルを強制することにより、出力を短時間で再度安定化状態に強制して、出力が公称値の $\pm 5\%$ から決して外れないようにします。高速過渡応答、すぐれたライン・レギュレーション、強力なゲート・ドライバ、短絡保護、シャットダウン/ソフトスタートなど、その他の機能の動作について以下説明します。

### 高速過渡応答

LTC3703-5には誤差アンプとして高速25MHzオペアンプが使用されています。これにより、補償ネットワークを最適化して負荷過渡応答を良くすることができます。アンプの帯域幅が高いため、(高いスイッチング周波数と値の小さなインダクタを使うと)ループのクロスオーバー周波数を非常に高くすることができます。800mVの内部リファレンスにより、外付けのレベル・シフト用アンプなしで、わずか800mVの安定化出力電圧を得ることができます。

### ラインのフィードフォワード補償

LTC3703-5は特許を取得したフィードフォワード補正方式を使って優れたライン過渡応答を実現します。この回路により、デューティ・サイクルが瞬時に入力電圧の変化に合わせて調整されるので、許容できないオーバーシュートやアンダーシュートを避けられます。さらに、この回路にはDCループ利得が電圧に依存しないようにするという利点があります。入力の大きな過渡ステップが出力電圧にほとんど影響を与えないことが図1に示されています。

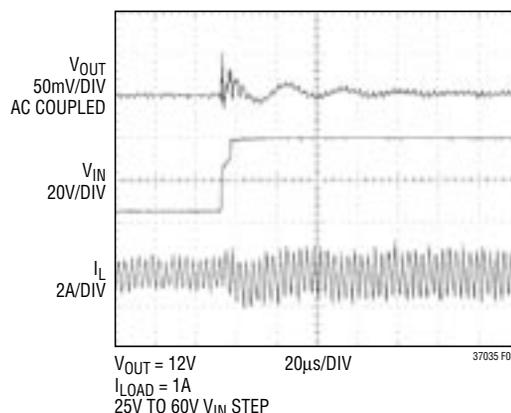


図1. ライン過渡性能

### 強力なゲート・ドライバ

LTC3703-5には大きなMOSFETのゲートを短時間にスルーさせる数アンペアの電流を供給する能力のある非常に低インピーダンスのドライバが内蔵されています。これにより、過渡損失を最小に抑え、高電流アプリケーション用にMOSFETを並列に使うことができます。60Vのフロートしているハイサイド・ドライバはトップサイドMOSFETをドライブし、ローサイド・ドライバはボトムサイドMOSFETをドライブします(図2を参照)。それらには、別のDC電源、または入力から得られる電圧、または出力電圧のいずれかによって電力を供給することができます(「MOSFETドライバの電源」のセクションを参照)。ボトムサイド・ドライバには $DRV_{CC}$ ピンから直接給電されます。トップMOSFETドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサ $C_B$ からバイアスされます。このコンデンサ $C_B$ は通常、各オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、 $DRV_{CC}$ から外付けダイオードを通して再充電されます。パルス・スキップ・モード動作ではボトムMOSFETを長時間オフすることが可能ですが、内部カウンタが少なくとも10サイクルに1度は周期の10%だけボトムMOSFETをオンしてブートストラップ・コンデンサが再充電されることを保証します。低電圧ロックアウトにより、この電圧が4.1Vを超えない限りLTC3703-5はシャットダウン状態に保たれます。

ボトム・ドライバには外部MOSFETのシュートスルーの可能性を最小に抑えるのに役立つ別の機能があります。トップMOSFETがオンすると、ボトム・ドライバがゲート端子をグランドに保っているときでさえ、スイッチ・ノードの $dV/dt$ によってボトムMOSFETの内部ゲートがミラー容量を介して引き上げられます。ゲートが十分高く引き上げられると、トップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFET間のシュートスルーが起きる可能性があります。

37035fa

## 動作 (機能図を参照)

これが起きるのを防ぐため、ミラー・プルアップの影響を減らすために負電源を使用できるように、ボトム・ドライバのリターンが別のピン(BGRTN)として外に引き出されています。たとえば、BGRTNに-2V電源を使用すると、スイッチ・ノードのdV/dtによってゲートが2V引き上げられるまでは、ボトムMOSFETのV<sub>GS</sub>の両端に0V以上生じることはありません。

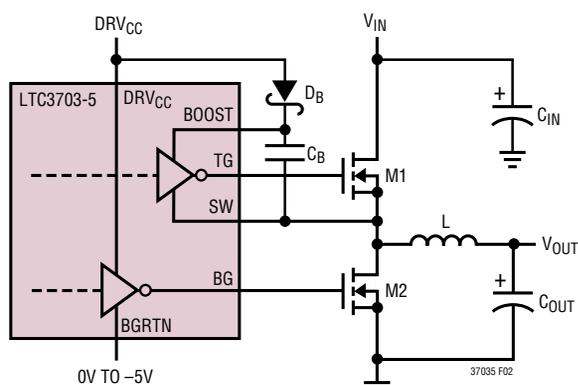


図2. フローティングTGドライバ電源と負のBGリターン

### 固定周波数

内部発振器はf<sub>SET</sub>からグラウンドに接続した外付け抵抗を使って100kHz~600kHzで動作するようにプログラムすることができますので、特定のアプリケーション向けに部品サイズ、効率、およびノイズを最適化することができます。内部発振器はMODE/SYNCピンに与えられた外部クロックに同期させることもでき、100kHz~600kHzの範囲の周波数にロックさせることができます。外部クロックに同期しているときはパルス・スキップ・モード動作は自動的にディスエーブルされます。固定周波数動作によりいくつかの利点がもたらされます。インダクタとコンデンサの値を正確な動作周波数に合わせて選択することができ、帰還ループを同様に厳密に指定することができます。回路によって生じるノイズは常に知られた周波数で生じます。固定周波数電流モード・スイッチャによく見られる低調波発振とスロー補償の問題は、LTC3703-5のような電圧モードのデザインには存在しません。

### シャットダウン/ソフトスタート

RUN/SSピンを“L”にするとメイン制御ループがシャットダウンします。RUN/SSを解放すると、内部4μA電流源がソフトスタート・コンデンサC<sub>SS</sub>を充電します。C<sub>SS</sub>が1Vに達すると、メイン制御ループがイネーブルされ、デューティ・サイクル・コントロールは0%に設定されます。C<sub>SS</sub>

が引き続き充電されるにつれてデューティ・サイクルが徐々に増加し、出力電圧が上昇可能になります。このソフトスタート方式は、出力電圧を安定化された値までオーバーシュートなしに滑らかにランプアップさせます。RUN/SS電圧は4Vの内部クランプに達するまでランプアップを継続します。それからMIN帰還コンパレータがイネーブルされ、LTC3703-5は完全な動作状態になります。RUN/SSが“L”のとき電源電流は25μAに減少します。

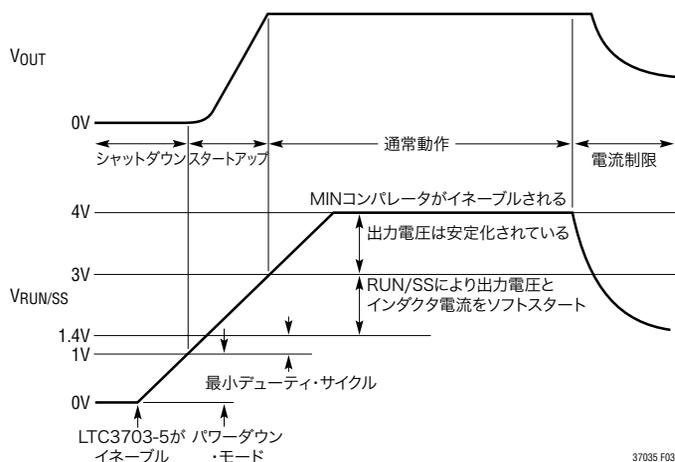


図3. 起動時のソフトスタート動作と電流制限

### 電流制限

LTC3703-5には電流制限回路が内蔵されており、最大出力電流をユーザーがプログラムするレベルに制限します。これはボトムMOSFET両端の電圧降下を検出し、その電圧をユーザーがプログラムしたI<sub>MAX</sub>ピンの電圧と比較することにより動作します。ボトムMOSFETはオン時間のあいだ値の小さな抵抗のように見えるので、その両端の電圧降下は其中を流れる電流に比例します。降圧コンバータでは、インダクタに流れる平均電流は出力電流に等しくなります。この電流はオン時間のあいだボトムMOSFETも通って流れます。したがって、ボトムMOSFETがオンしているときそのドレイン・ソース間の電圧を見ることがにより、LTC3703-5は出力電流をモニターすることができます。LTC3703-5はこの電圧を検出してそれを反転し、検出された電圧(これはピーク電流が増加するにつれてさらに負になります)をI<sub>MAX</sub>ピンの正電圧と比較できるようにします。I<sub>MAX</sub>ピンには12μAのプルアップが備わっており、ユーザーはI<sub>MAX</sub>の電圧をグラウンドに接続した1個の抵抗(R<sub>I<sub>MAX</sub></sub>)を使って設定することができます。R<sub>I<sub>MAX</sub></sub>の選択については、「電流制限のプログラミング」のセクションを参照してください。

## 動作 (機能図を参照)

最大限保護するため、LTC3703-5の電流制限は定常状態制限回路と瞬時制限回路で構成されています。定常状態制限回路はSW電圧と $I_{MAX}$ 電圧の差に比例する電流をRUN/SSピンから引き出す $g_m$ アンプです。この電流によりRUN/SSのコンデンサが放電を開始し、デューティ・サイクルが減少し、電流がリミット値に制御されるまで出力電圧が制御されます。コンデンサのサイズに依存して、出力電流を適切に制御するのに十分なだけRUN/SSの電圧を放電するには多サイクルを必要とすることがあります。こういう場合、瞬時制限回路が使われます。瞬時制限回路はサイクルごとのコンパレータで、ボトムMOSFETのドレイン電圧をモニタして、ドレイン電圧がプログラムされた最大ドレイン電圧より50mV高いときは常にトップMOSFETがオンするのを防ぎます。このように、 $g_m$ アンプが制御を開始するまでサイクルごとのコンパレータがインダクタ電流を制御します。

## パルス・スキップ・モード

LTC3703-5はMODE/SYNCピンを使って選択可能な2つのモードのどちらか(パルス・スキップ・モードまたは強制連続モード)で動作することができます。パルス・スキップ・モードは軽負荷での効率を上げたいとき選択します。このモードでは、インダクタ電流が反転するとボトムMOSFETをオフして反転電流による効率低下を最小に抑えます。負荷が減少するにつれ(図5参照)、最小オン時間(約200ns)に達するまでデューティ・サイクルが減少して安定化状態を維持します。負荷がこのポイントより下に減少すると、LTC3703-5は安定化状態を維持するためサイクルをスキップし始めます。周波数は下がりますが、こ

れによりゲート充電損失が最小に抑えられて効率がさらに改善されます。強制連続モードでは、ボトムMOSFETはトップMOSFETがオフのとき常にオンするので、低電流ではインダクタ電流が反転します。このモードは抵抗性損失により効率が下がりますが、低電流でのすぐれた過渡応答、固定周波数動作、さらに電流をシンクしながら安定化状態を維持する能力などの利点があります。軽負荷での効率に対する各モードの影響の比較については図4を参照してください。MODE/SYNCのスレッシュホールドは $0.8V \pm 7.5\%$ なので、MODE/SYNCは2次巻線を制御する帰還ピンとして機能することができます。帰還電圧が $0.8V$ より下に下がると、LTC3703-5は連続動作に切り替わり、補助電源の安定化を維持します。

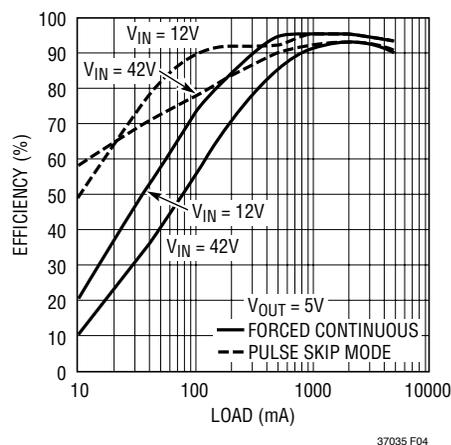


図4. パルス・スキップ・モード/強制連続モードの効率

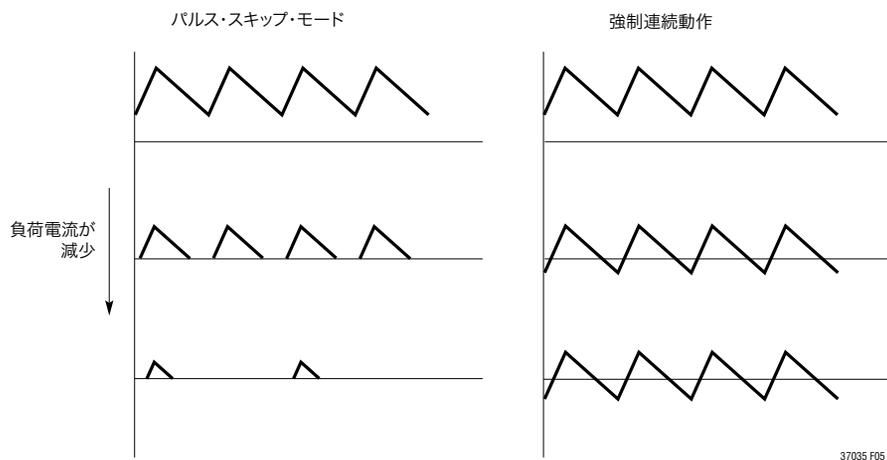


図5. パルス・スキップ・モードと強制連続動作のインダクタ電流の波形の比較

# LTC3703-5

## 動作 (機能図を参照)

### 降圧モードまたは昇圧モードの動作

LTC3703-5は降圧(バック)コントローラとしても、昇圧(ブースト)コントローラとしても動作します。昇圧モードでは、最大60Vまでの出力電圧を精確に安定化することができます。INVピンを接地すると、LTC3703-5は降圧モードで動作し、TGはメイン(トップサイド)スイッチをドライブし、BGは同期(ボトムサイド)スイッチをドライブします。INVピンを2Vより上に引き上げると、LTC3703-5は昇圧モードで動作し、BGはメイン(ボトムサイド)スイッチをドライブし、TGは同期(トップサイド)スイッチをドライブします。内部回路の動作は(以下の例外を除いて)動作モードに関係なく非常に似ています。

昇圧モードでは、パルス・スキップ・モード動作はMODE/SYNCピンのレベルには無関係に常にデイスエーブルされ、ライン・フィードフォワード補償もデイスエーブルされます。過電流回路はメイン(ボトムサイド)MOSFETのドレイン電圧を検出して負荷電流の監視を続けます。ただし、昇圧モードでは、ピークMOSFET電流は負荷電流と等しくはなく、 $I_D = I_{LOAD}/(1-D)$ となります。このことは $I_{MAX}$ 電圧をプログラムするとき考慮に入れる必要があります。

## アプリケーション情報

LTC3703-5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。外付け部品の選択は、以下のセクションで説明されているように、入力電圧と負荷条件によって決まります。動作周波数を選択したら、 $R_{SET}$ とLを選択することができます。動作周波数とインダクタは、望みのリップル電流の大きさに合わせ、また効率と部品サイズを最適化するように選択します。次に、電圧、負荷および効率の要求条件に基づいてパワーMOSFETとD1を選択します。 $C_{IN}$ はコンバータを流れる大きなRMS電流を扱う能力を考慮して選択し、 $C_{OUT}$ は出力電圧リップルおよび過渡特性の仕様を満たすのに十分なだけESRが低いかを考慮して選択します。最後に、所期の過渡仕様を満たすようにループ補償用部品を選択します。

### 動作周波数

動作周波数とインダクタの値の選択には効率と部品サイズのあいだのトレードオフが必要です。低周波数動作ではMOSFETのスイッチング損失とゲート電荷損失が減少して効率が改善されます。ただし、低周波数動作では特定のリップル電流に対してインダクタンス値を大きくする必要がありますので、インダクタのサイズが大きくなりコストが増加します。リップル電流の増加が許容される場合、同じ出力リップルを維持するには出力コンデンサを大きくする必要もあるかもしれません。 $V_{IN}$ から $V_{OUT}$ への降圧比が大きなコンバータの場合、別の検討事項としてLTC3703-5の最小オン時間があります(「最小オン時間に関する検討事項」のセクションを参照)。最後の動作周波数に関する検討事項として、ノイズに敏感な通信シ

ステムでは、スイッチング・ノイズを敏感な周波数帯から排除するのが多くの場合望ましいといえます。

LTC3703-5には固定周波数アーキテクチャが使われており、このデータシートの表紙の回路に示されているように、 $f_{SET}$ ピンからグラウンドに接続した1個の抵抗を使って100kHz~600kHzの範囲でプログラムすることができます。 $f_{SET}$ ピンの公称電圧は1.2Vで、 $f_{SET}$ ピンに流れ込む電流を使って内部発振器コンデンサを充放電します。特定の動作周波数に対する $R_{SET}$ の値は、図6または次式から選択することができます。

$$R_{SET} (k\Omega) = \frac{7100}{f(kHz) - 25}$$

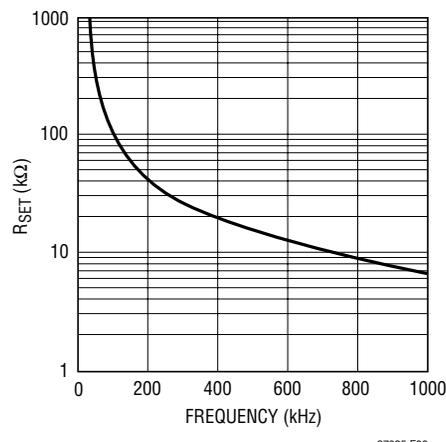


図6. タイミング抵抗( $R_{SET}$ )の値

## アプリケーション情報

発振器はMODE/SYNCピンに与えられた100kHz～600kHzの範囲の周波数の外部クロックに同期させることもできます(詳細については「MODE/SYNCピン」のセクションを参照)。この同期モードでは、パルス・スキップ・モード動作はディスエーブルされます。クロックの“H”レベルは少なくとも25nsのあいだ2Vを超す必要があります。図7に示されているように、トップMOSFETは、外部クロックの立上りエッジに追従して、1サイクルの周期の10分の1に等しい一定の遅延のあとオンします。

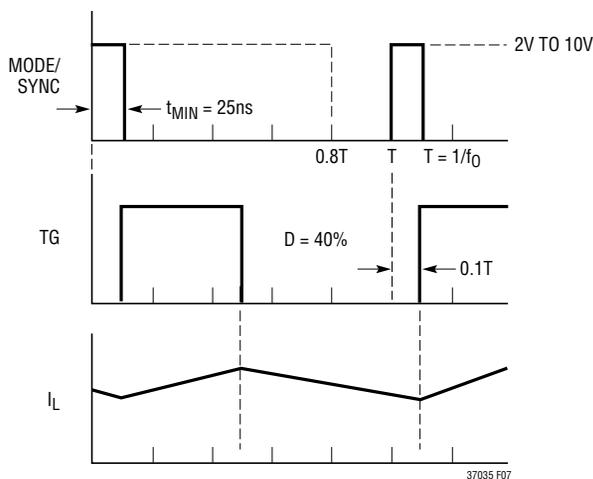


図7. 同期動作のMODE/SYNCクロック入力とスイッチング波形

### インダクタ

標準的LTC3703-5回路のインダクタは特定のリップル電流と飽和電流に対して選択します。入力電圧範囲と出力電圧が与えられると、インダクタの値と動作周波数によってリップル電流が直ちに決まります。降圧モードのインダクタのリップル電流は次のとおりです。

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

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。したがって、周波数が低くリップル電流が小さいと最高効率の動作が実現されます。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。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の20%～40%のリップル電流を選択します。最大 $V_{IN}$ で最大リップル電流が発生す

ることに注意してください。リップル電流が規定された最大値を超えないように保証するには、次式に従って降圧モードのインダクタを選択します。

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

インダクタはパルス・スキップ・モード動作がイネーブルされていると低電流動作にも影響します。LTC3703-5が不連続モードで $t_{ON(MIN)}$ で動作しているときの平均インダクタ電流より出力電流が下に下がると、周波数が減少し始めます(図5を参照)。インダクタンスが下がると各最小オン時間のパルスで生じるピーク・インダクタ電流が増加するので、周波数が減少し始める出力電流が増加します。

### パワーMOSFETの選択

LTC3703-5には少なくとも2個の外部Nチャネル・パワーMOSFETが必要です。トップ(メイン)スイッチに1個、ボトム(同期)スイッチに1個以上です。選択されたすべてのMOSFETの個数、種類および「オン」抵抗が、降圧比とともにMOSFETが使用される実際の場所(メインまたは同期)に適応するようにします。出力電圧が入力電圧の1/3より小さなアプリケーションのトップMOSFETにははるかに小型で入力容量の小さなMOSFETを使用します。 $V_{IN} \gg V_{OUT}$ のアプリケーションでは、トップMOSFETの「オン」抵抗は、300kHzを超す動作周波数での入力容量に比べて、全体の効率に対して通常重要ではありません。MOSFETのメーカーは、スイッチング・レギュレータのアプリケーションのメイン・スイッチ用に、「オン」抵抗が適度に低く、入力容量を大幅に下げた専用デバイスを設計しています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、入力容量、ブレイクダウン電圧および最大出力電流が含まれます。

高電圧アプリケーションの最重要パラメータはブレイクダウン電圧 $BV_{DSS}$ です。トップとボトムの両方のMOSFETとも、スイッチ・ノードのドレイン・ソース間に全入力電圧にすべてのリングングを加えたものがオフ時間のあいだ加わりますので、ブレイクダウンの仕様が適切なものを選択する必要があります。

## アプリケーション情報

30V~60Vの範囲のほとんどのMOSFETのスレッシュホールドはロジック・レベル( $V_{GS(MIN)} \geq 4.5V$ )なので、LTC3703-5は4.5V~15Vのゲート・ドライブ電源(DRV<sub>CC</sub>ピン)で使用するよう設計されています。

最大効率を得るには、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ と入力容量を最小に抑えます。低 $R_{DS(ON)}$ は導通損失を最小に抑え、低入力容量は過渡損失を最小に抑えます。MOSFETの入力容量はいくつかの成分の組み合わせですが、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8)。

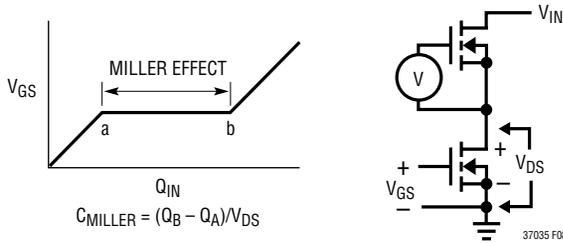


図8. ゲート電荷特性

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しました。初期スロープはゲート-ソース間およびゲート-ドレイ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。上側のスロープはドレイン-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の変化を求め、規定されている $V_{DS}$ 電圧で割ります。 $C_{MILLER}$ 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。 $C_{RSS}$ と $C_{OS}$ は規定されていますが、これらのパラメータの定義は記載されていません。

コントローラが連続モードで動作しているとき、トップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは、以下の式で与えられます。

$$\begin{aligned} \text{メイン・スイッチ・デューティ・サイクル} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \\ \text{同期スイッチ・デューティ・サイクル} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \end{aligned}$$

最大出力電流でのメインMOSFETと同期MOSFETの消費電力は以下の式で与えられます。

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DR(ON)} + \\ &V_{IN}^2 \frac{I_{MAX}^2}{2} (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot \\ &\left[ \frac{1}{V_{CC} - V_{TH(IL)}} + \frac{1}{V_{TH(IL)}} \right] (f) \\ P_{SYNC} &= \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} \end{aligned}$$

ここで、 $\delta$ は $R_{DS(ON)}$ の温度依存性、 $R_{DR}$ はトップ・ドライブの実効抵抗( $V_{GS} = V_{MILLER}$ で約 $2\Omega$ )、 $V_{IN}$ はドレイン電位および特定のアプリケーションでのドレイン電位の変化です。 $V_{TH(IL)}$ はパワーMOSFETのデータシートで規定されたドレイン電流で規定されている標準的ゲート・スレッシュホールドです。 $C_{MILLER}$ はMOSFETのデータのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

$I^2R$ 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、トップサイドNチャネルの式にはさらに遷移損失の項があり、これは入力電圧が最大るとき最大になります。 $V_{IN} < 25V$ では、高電流での効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 25V$ 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、入力電圧が高くてトップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる時、または同期スイッチが周期の100%近くオンする短絡時に最大になります。

$(1 + \delta)$ の項は一般にあるMOSFETの正規化された $R_{DS(ON)}$ 対温度曲線として与えられ、使用される特定のMOSFETに依存して標準で $0.005/^\circ C \sim 0.01/^\circ C$ の範囲で変化します。

## アプリケーション情報

そうしたければ、複数のMOSFETを並列に使用して $R_{DS(ON)}$ を下げ、電流と熱に関する要求条件を満たすことができます。LTC3703-5には遷移時間を大きく遅らせることなく大きなゲート容量をドライブする能力のある低インピーダンスの大きなドライバが内蔵されています。実際、ゲート電荷が非常に低いMOSFETをドライブするとき、小さなゲート抵抗( $10\Omega$ 以下)を追加してドライバを遅くすると、高速過渡現象の引き起こすノイズやEMIを減らすのに役立ちます。

### ショットキー・ダイオードの選択

このデータシートの表紙の回路に示されているショットキー・ダイオードD1は、両パワーMOSFETの導通期間に挟まれたデッドタイム中に導通します。これによって、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイムのあいだオンして電荷を蓄積するのを防止し、効率を1%~2%低下させる逆回復時間を不要にします。1Aのショットキー・ダイオードは3A~5Aのレギュレータに一般に十分な大きさです。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため損失が増加します。効率低下が許容できれば、このダイオードは省くことができます。

### 入力コンデンサの選択

連続モードでは、トップMOSFETのドレイン電流は、入力コンデンサによって供給する必要のあるデューティ・サイクルがおおよそ $V_{OUT}/V_{IN}$ の方形波になります。大きな入力過渡を防止するには、最大RMS電流に対応できる大きさの低ESR入力コンデンサは次式で与えられます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{O(MAX)}/2$ です。この簡単な最悪条件は、大きく外れてもたいして緩和されないもので、一般に設計に使われています。多くの場合、コンデンサ製造業者の規定するリップル電流定格はわずか2000時間の寿命時間に基づいていることに注意してください。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。

タンタル・コンデンサとOS-CONコンデンサは30Vを越す電圧では利用できないので、入力電源が30Vを越すレ

ギュレータでは、セラミックまたはアルミ電解を使う必要があります。セラミック・コンデンサの利点はESRが非常に低いことで、大きなRMS電流を扱うことができますが、電圧定格が高い(>50V)セラミック・コンデンサは、数マイクロファラッドを越す容量のものは提供されていません。さらに、セラミック・コンデンサは電圧係数が高いので、定格電圧で使用すると容量値がさらに減少します。X5RとX7Rのタイプのセラミックは電圧係数と温度係数が小さいので推奨します。セラミック・コンデンサを使用するときの別の検討事項として、Qが高いので適切に減衰しないとパワーMOSFETに過度の電圧ストレスを与えることがあります。アルミ電解のバルク容量ははるかに高いのですが、ESRが大きく、RMS電流定格が低くなります。

良い方法として、バルク容量のためのアルミ電解と、低ESRおよびRMS電流のためのセラミックを組み合わせて使います。RMS電流をアルミ電解コンデンサだけで扱えない場合、一緒に使うと、アルミ電解コンデンサが供給するRMS電流のパーセンテージはおおよそ次式のように減少します。

$$\%I_{RMS,ALUM} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + (8fCR_{ESR})^2}} \cdot 100\%$$

ここで、 $R_{ESR}$ はアルミ電解コンデンサのESRで、 $C$ はセラミック・コンデンサの全容量です。アルミ電解をセラミックと一緒に使うとセラミックの高いQを減衰させ、リングングを最小に抑えるのにも役立ちます。

### 出力コンデンサの選択

$C_{OUT}$ は主に電圧リップルを最小に抑えるのに必要なESRに基づいて選択します。出力リップル( $\Delta V_{OUT}$ )は次式で近似できます。

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

$\Delta I_L$ は入力電圧とともに増加するので、最大入力電圧のとき出力リップルは最大になります。ESRも負荷過渡応答に大きな影響を与えます。出力の高速負荷遷移は、LTC3703-5内の帰還ループがインダクタ電流を変化させて新しい負荷電流値に合致させることができるまで、 $C_{OUT}$ のESR両端の電圧として現れます。

## アプリケーション情報

通常、ESRの必要条件が満たされると、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。

ニチコン、日本ケミコン、三洋電機などのメーカーから高性能スルーホール・コンデンサが入手できます。三洋電機のOS-CON(有機半導体誘電体)コンデンサは、アルミ電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も小さいものですが、いくらか価格が高くなります。OS-CONコンデンサと並列にセラミック・コンデンサを追加して、リード・インダクタンスの影響を減らすことを推奨します。

表面実装のアプリケーションでは、ESR、RMS電流処理および負荷ステップに関する要求条件を満たすために、並列に接続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・コンデンサ、特殊ポリマ・コンデンサおよびアルミ電解コンデンサが表面実装型パッケージで提供されています。特殊ポリマ・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容量密度が低くなります。タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもっていますが、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。いくつかの優れたサージテストされた選択肢として、AVXのTPSとTPSVシリーズ、またはKEMETのT510シリーズがあります。アルミ電解コンデンサははるかに大きいESRをもっていますが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コスト要求の厳しいアプリケーションに使うことができます。他のコンデンサのタイプにはパナソニックのSPと三洋電機のPOSCAPがあります。

### 出力電圧

LTC3703-5の出力電圧は、次式にしたがい、分割抵抗によって設定されます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

「機能図」に示されているように、外部抵抗分割器が出力に接続されているので、電圧のリモート検出が可能です。その結果生じる帰還信号は、誤差アンプによって内蔵の高精度800mV電圧リファレンスと比較されます。内蔵リファレンスは±1%の許容誤差が保証されています。帰還抵抗の許容誤差により出力電圧にさらに誤差が加わります。0.1%~1%の抵抗を推奨します。

### MOSFETドライバ用電源 (DRV<sub>CC</sub>とBOOST)

LTC3703-5のドライバはDRV<sub>CC</sub>ピンとBOOSTピンから電力供給を受けます(図2を参照)。それらの絶対最大電圧は15Vです。主電源電圧(V<sub>IN</sub>)が15Vより高い場合、電圧が5V~15Vの別の電源を使ってドライバに電力を供給する必要があります。別の電源を利用できない場合、図9に示されている回路のどれかを使って簡単に主電源から電圧を発生させることができます。出力電圧が5V~15Vの場合、図9aに示されているように、出力を使って直接ドライバに給電することができます。出力が5Vより低い場合、電源電圧を十分なレベルに昇圧する簡単な方法を図9bに示します。この昇圧回路には、追加面積を最小に抑えるため(<0.2平方インチ)、ThinSOT™パッケージのLT1613とチップ・インダクタが使われています。他の可能な方式にはインダクタの追加巻線(図9c)または容量性チャージポンプ(9d)があります。図9に示されているすべての回路には、最初の起動時または短絡後にドライバに電力を供給する起動回路(Q1、D1およびR1)が必要です。抵抗R1はV<sub>IN</sub>の予測される最小値で十分なベース電流とツェナーのバイアス電流を供給できる大きさにする必要があります。既存の電源を使う場合、次式で推算することができる、必要なゲート・ドライバ電流を供給する能力が必要です。

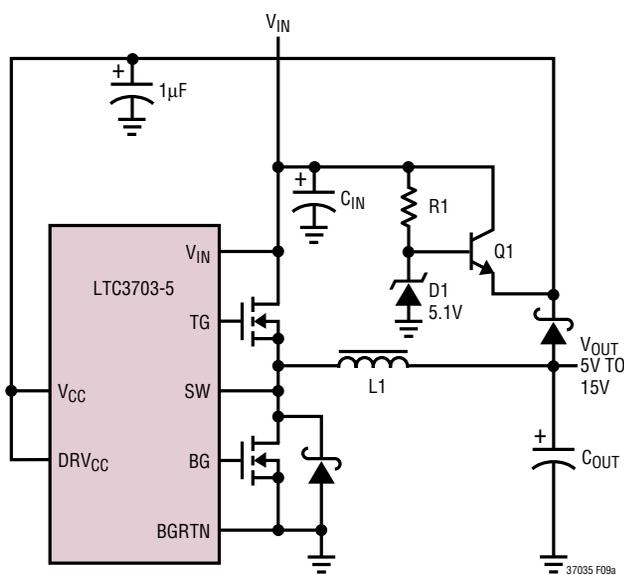
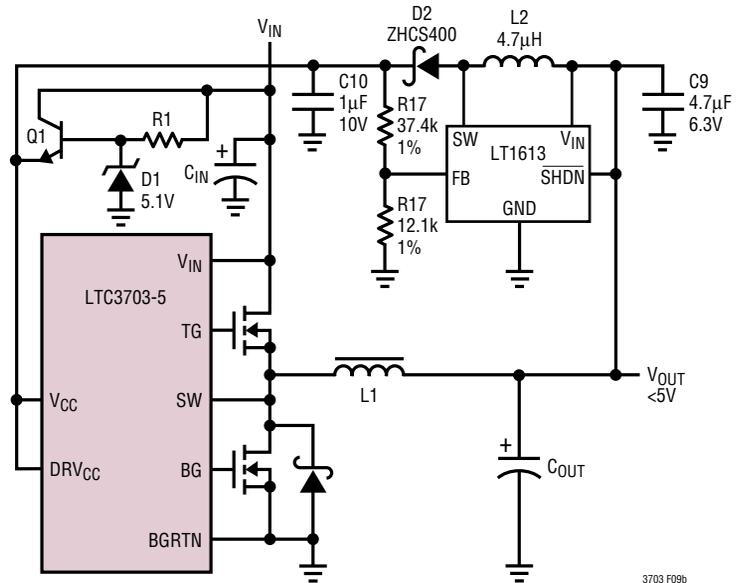
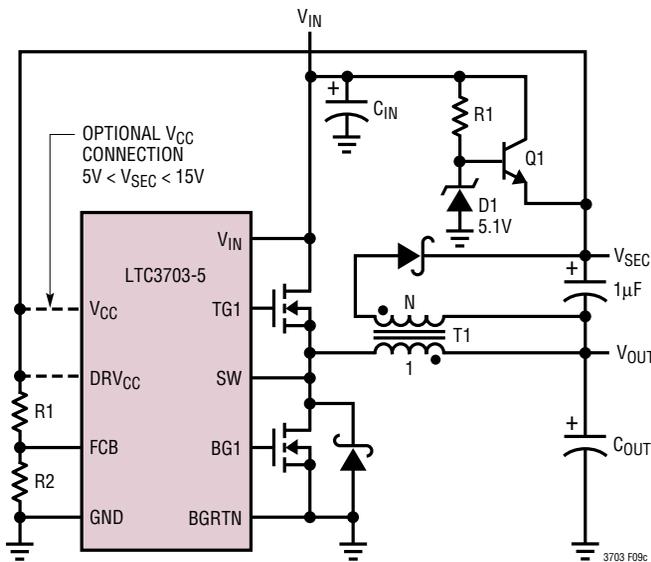
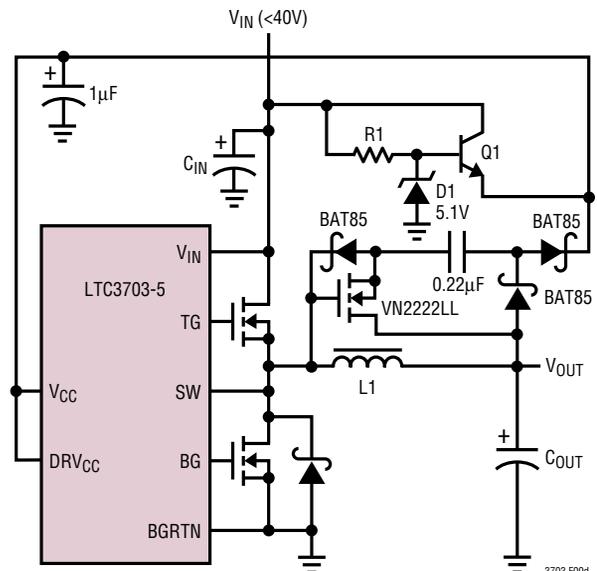
$$I_{DRVCC} = (f)(Q_G(TOP) + Q_G(BOTTOM))$$

I<sub>DRVCC</sub>のこの式は図9に示されている回路部品の適切なサイズを求めるのにも役立ちます。

BOOSTピンに接続された外部ブートストラップ・コンデンサ(C<sub>B</sub>)はトップサイドMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。コンデンサC<sub>B</sub>は、SWが“L”のとき、DRV<sub>CC</sub>電源から外付けダイオード(D<sub>B</sub>)を通して充電されます。トップサイドMOSFETがオンすると、ドライバはトップMOSFETのゲート-ソース間にC<sub>B</sub>電圧を印加します。スイッチ・ノード電圧(SW)がV<sub>IN</sub>まで上昇し、BOOSTピンが続いて上昇します。トップサイドMOSFETがオンしているとき、ブースト電圧は次式のとおり入力電源より高くなります(V<sub>BOOST</sub> = V<sub>IN</sub> + V<sub>DRVCC</sub>)。ブースト・コンデンサC<sub>B</sub>はトップサイドMOSFETの全入力容量の100倍の値が必要です。外付けダイオードD<sub>B</sub>の逆ブレイクダウン電圧はV<sub>IN(MAX)</sub>より大きくなければなりません。外付けダイオードに関する別の重要な検討項目は逆リカバリと逆リーク電流です。どちらも最大逆電圧で過度の逆電流を生じる可能性があります。

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

## アプリケーション情報

図9a.  $5V < V_{OUT} < 15V$ から発生させた $V_{CC}$ 図9b.  $V_{OUT} < 5V$ から発生させた $V_{CC}$ 図9c. 補助出力ループと $V_{CC}$ の接続図9d.  $V_{CC}$ の容量性チャージポンプ ( $V_{IN} < 40V$ )

逆電流と逆電圧の積が最大許容消費電力を超すと、ダイオードが損傷を受ける可能性があります。最良の結果を得るには、MMDL770T1などの超高速リカバリ・シリコン・ダイオードを使用します。

内部の低電圧ロックアウト (UVLO) は $DRV_{CC}$ の電圧をモニタして、LTC3703-5に十分なゲート・ドライブ電圧が与えられるように保証します。 $DRV_{CC}$ 電圧がUVLOスレッ

ショルドより下に下がると、LTC3703-5はシャットダウンし、ゲート・ドライバ出力は“L”に保たれます。

## ボトムMOSFETのソース電源(BGRTN)

ボトム・ゲート・ドライバ(BG)は $DRV_{CC} \sim BGRTN$ でスイッチングします。ここで、BGRTNはグラウンドと $-5V$ のあいだの電圧値をとることができます。なぜ、単純に、常にBGRTNをグラウンドに接続しないのでしょうか。

## アプリケーション情報

高電圧スイッチング・コンバータでは、スイッチ・ノードの $dV/dt$ がナノ秒当たり何ボルトにもなることがあります。そうすると、ボトムMOSFETのゲートをそのミラー容量を介して引き上げます。このミラー電流にMOSFETの内部ゲート抵抗とドライバの抵抗の和を掛けた積がFETのスレッシュホールドを超すと、シュートスルーが発生します。BGRTNに負電源を使用すると、ボトムMOSFETをオフにするときBGをグランドより下に引き下げることができます。これにより、ゲートがMOSFETのターンオン・スレッシュホールドに達するまでに数ボルトの追加マージンが与えられます。DRV<sub>CC</sub>とBGRTNのあいだの最大電圧差は15Vであることを認識してください。たとえば、V<sub>BGRTN</sub> = -2Vならば、DRV<sub>CC</sub>ピンの最大電圧は15Vではなく13Vです。

### 電流制限のプログラミング

LTC3703-5の電流制限のプログラミングは簡単です。I<sub>MAX</sub>ピンはボトムMOSFET両端の最大許容電圧降下を設定することにより電流制限を設定します。MOSFET両端の電圧はそのオン抵抗とインダクタを流れる電流（これは出力電流と同じです）によって設定されます。LTC3703-5の電流制限回路はMOSFET両端の負電圧を反転させてからI<sub>MAX</sub>の電圧と比較するので、正電圧を使って電流制限を設定することができます。

電流制限を設定するには、要求される最大電流と最大接合部温度でのボトムMOSFET両端の予想電圧降下を計算します。

$$V_{\text{PROG}} = (I_{\text{LIMIT}})(R_{\text{DS(ON)}})(1 + \delta)$$

ここで、 $\delta$ は「MOSFETの選択」のセクションで説明されています。次に、内部12 $\mu$ Aプルアップと外付け抵抗を使ってI<sub>MAX</sub>ピンのV<sub>PROG</sub>を設定します。

$$R_{\text{IMAX}} = V_{\text{PROG}}/12\mu\text{A}$$

I<sub>LIMIT(MIN)</sub> > I<sub>OUT(MAX)</sub>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。電流制限の最小値は一般に（コンバータの電力損失が最大になる条件である）最高周囲温度で最大V<sub>IN</sub>のとき生じます。仮定されたMOSFET接合部温度と、それに基づくI<sub>LIMIT</sub>の値（これによりMOSFETスイッチが発熱します）のあいだに自己矛盾がないかチェックすることが重要です。

MOSFETのR<sub>DS(ON)</sub>に基づいて電流制限を設定するときには注意が必要です。最大電流制限はMOSFETの最小オ

ン抵抗によって決まります。データシートでは一般にR<sub>DS(ON)</sub>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<sub>DS(ON)</sub>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ならMOSFETの製造元へ問い合わせてください。

最良の結果を得るには、100mV～500mVのV<sub>PROG</sub>電圧を使います。この範囲から外れた電圧では電流制限の精度が下がる可能性があります。I<sub>MAX</sub>ピンをフロートさせて、電流制限をディスエーブルすることもできます。

### 帰還ループ/補償

#### 帰還ループの種類

LTC3703-5の標準的回路では、帰還ループは変調器、外部インダクタ、出力コンデンサおよび帰還アンプとその補償ネットワークで構成されます。これらの部品すべてがループ特性に影響を与えますので、ループ補償で考慮に入れる必要があります。変調器は内部PWM発生器、出力MOSFETドライバおよび外部MOSFET自体で構成されます。帰還ループの観点からは、変調器はCOMPからSWへの線形電圧伝達関数のように見え、入力電圧にほぼ等しい利得があります。標準的ループ補償周波数ではAC動作が穏やかで、大きな位相シフトがスイッチング周波数の半分のところに現れます。

外部インダクタ/出力コンデンサの組み合わせにより、ループ動作への寄与がさらに大きくなります。これらの部品により出力に2次のLCロールオフが生じ、180°の位相シフトが伴います。このロールオフによりPWM波形がフィルタされて所期のDC出力が得られますが、ポール周波数で利得がまだ1より大きいと、位相シフトによりループ補償が複雑化します。最終的には（通常LCポール周波数より十分上では）、出力コンデンサのリアクタンスがそのESRに近づき、コンデンサによるロールオフが止んで6dB/オクターブとなり、90°の位相シフトが残ります（図10）。

これまで、ループのAC応答はほとんどユーザーの制御の範囲外でした。変調器はLTC3703-5の設計の基本的部分で、外付けのLとCは通常ACループ応答を考慮に入れずにレギュレーションと負荷電流の要求条件に基づいて選択されます。

## アプリケーション情報

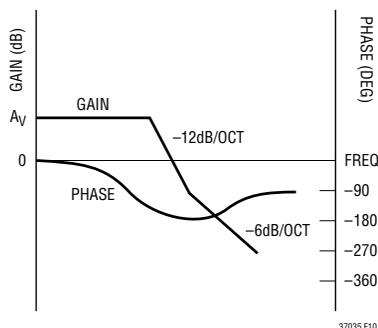


図10. 降圧変調器の伝達関数

他方、帰還アンプはAC応答を調節する手段を与えてくれます。目標は、DCでは(ループが安定化するように)180°の位相シフト、ループ利得が0dBに下がるポイントではとにかく360°より小さな位相シフトを実現することです。最も単純な戦略として、帰還アンプを反転積分器として設定し、0dB周波数をLCポールより低くします(図11)。この「タイプ1」の構成設定は安定していますが、LCポールが低い周波数にあると過渡応答は非常に良いとは言えません。

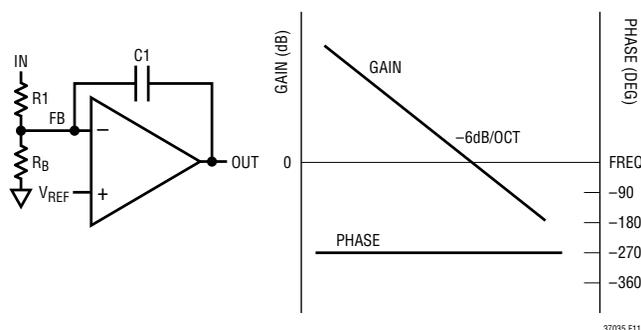


図11. タイプ1の回路と伝達関数

改良された「タイプ2」の回路を図12に示します。これは追加のポール-ゼロの対を使って一時的に90°の位相シフトを除去します。これにより、ループが位相の「こぶ」の中心近くで0dB利得に達すれば、ループはLCのセクションで90°さらに位相がシフトし、安定状態に留まることができます。タイプ2のループはLCロールオフのESRゼロがLCポールの近くで生じるシステムで適切に動作し、LCによる全位相シフトを制限します。帰還アンプに位相補償を追加すると、0dBポイントをLCポール周波数またはそれより高い周波数にすることができ、簡単なタイプ1のループに比べてループ帯域幅を大きく改善することができます。それにはLCの組合せを補償する限定された能力があり、コンデンサの低ESRにより広い周波数範囲で位相シフトが180°の近くに保たれます。

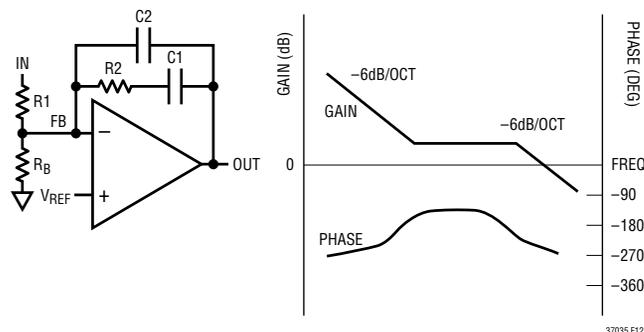


図12. タイプ2の回路と伝達関数

従来のスイッチング・グレードの電解コンデンサを出力に使ったLTC3703-5回路は、多くの場合タイプ2の補償を使って妥当な位相マージンを得ることができます。

「タイプ3」のループ(図13)は2つのポールと2つのゼロを使って周波数帯の中央で180°の位相ブーストを得ています。適切に設計されたタイプ3の回路は、出力コンデンサの低ESRによりLCセクションが最初のLCロールオフより十分上で180°の位相シフトに近づいても、ループの許容可能な安定性を維持することができます。タイプ2の回路の場合と同様、ループが位相バンプの中央で0dBを横切るようにして位相マージンを最大にします。低ESRタンタル・コンデンサまたはOS-CONコンデンサを出力に使う多くのLTC3703-5回路では、高帯域帰還ループで許容できる位相マージンを得るため、タイプ3の補償が必要です。

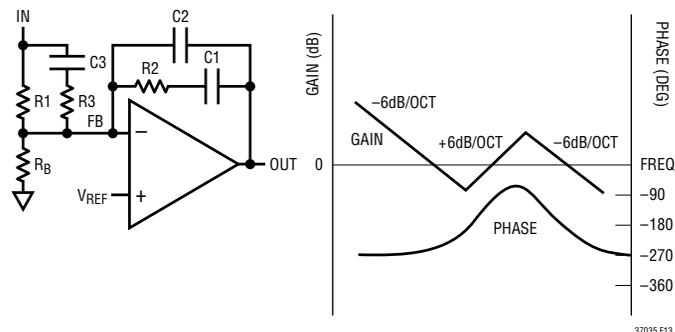


図13. タイプ3の回路と伝達関数

## 帰還用部品の選択

標準的なタイプ2またはタイプ3のループのRとCの値を選択するのは簡単な仕事ではありません。このデータシートに示されているアプリケーションでは標準的な値が示されており、示されている電力部品用に最適化されています。これらは、似た電力用部品では妥当な性能を与えますが、わずか1個であっても主要な電力用部品を大きく変えた場合は大きく外れてしまうことがあります。

37035fa

## アプリケーション情報

最適な過渡応答を必要とするアプリケーションでは、対象となる回路に固有の補償値を再度計算する必要があります。基礎となる数学は複雑ですが、クロスオーバー周波数での変調器の利得と位相が知られていれば、部品の値は簡単に計算できます。変調器の利得と位相はブレッドボードを使って直接測定することができます。あるいは適切な寄生値が知られていれば、シミュレーションすることができます。測定の方が正確な結果を与えますが、多くの場合、シミュレーションにより、実際に機能するシステムを与えるのに十分近い値を得ることができます。

変調器の利得と位相を直接測定するには、最終設計で使用する実際のMOSFET、インダクタ、および入力コンデンサと出力コンデンサをLTC3703-5とともにブレッドボードに配線します。このブレッドボードは高速アナログ回路用の適切な手法を使って作成します。つまり、バイパス・コンデンサはLTC3703-5に近づけて配置し、部品の接続配線を短くし、適切な大きさのグランド・リターンを使うなどです。帰還アンプは簡単なタイプ1のループとして配線し、10k抵抗を $V_{OUT}$ からFBに接続し、0.1 $\mu$ Fの帰還コンデンサをCOMPからFBに接続します。所期の出力電圧を設定するのに必要なバイアス抵抗( $R_B$ )を選択します。 $R_B$ をグランドから切断し、それを信号発生器またはネットワーク・アナライザ(図14)のソース出力に接続し、テスト信号をループに注入します。COMPピンから出力ノードの利得と位相を出力コンデンサの正端子で測定します。COMPノードと $V_{OUT}$ ノードの両方に存在するDC電圧が測定を損なったり、アナライザを損傷したりしないようにアナライザの入力がAC結合されていることを確認してください。

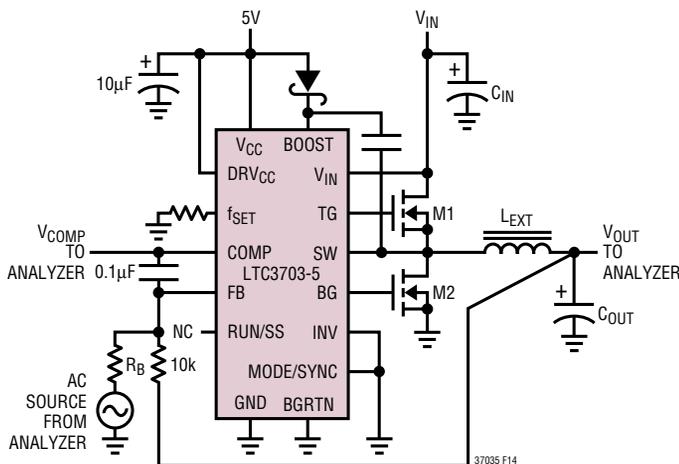


図14. 変調器の利得/位相の測定回路

ブレッドボードの測定が実際的でない場合、SPICEシミュレータを使って利得/位相の近似曲線を生成することができます。予測されるコンデンサ、インダクタおよびMOSFETの値を以下のSPICEデッキに挿入し、dB表示の $V(V_{OUT})/V(COMP)$ と、度で表示した $V_{OUT}$ の位相のACプロットを生成します。このプロットを生成する方法の詳細については手元のSPICEのマニュアルを参照してください。

```
*3703-5 modulator gain/phase
*2003 Linear Technology
*this file written to run with PSpice 8.0
*may require modifications for other SPICE
simulators

*MOSFETs
rfet mod sw 0.02 ;MOSFET rdson

*inductor
lxt sw out1 10u ;inductor value
rl out1 out 0.015 ;inductor series R

*output cap
cout out out2 540u ;capacitor value
resr out2 0 0.01 ;capacitor ESR

*3703-5 internals
emod mod 0 value = {43*v(comp)} ;3703-5multiplier
vstim comp 0 0 ac 1 ;ac stimulus
.ac dec 100 1k 1meg
.probe
.end
```

利得/位相のプロットを手にしたら、ループのクロスオーバー周波数を選択することができます。通常、この曲線は図10のように見えます。外部LCポールより先、位相曲線の立上り部分またはフラットな部分にクロスオーバー周波数を選択します。10kHz~50kHzの周波数で通常うまくいきます。このポイントでの利得(GAIN、単位はdB)と位相(PHASE、単位は度)を記録します。この周波数でループ利得を0dBにするのに望ましい帰還アンプの利得は $-GAIN$ になります。ここで、目標の位相マージンとして $60^\circ$ を仮定して、必要な位相ブーストを計算します。

$$BOOST = -(PHASE + 30^\circ)$$

必要なBOOSTが $60^\circ$ より小さければ、タイプ2のループを問題なく使うことができ、2つの外付け部品を節約することができます。

37035fa

## アプリケーション情報

BOOST値が60°より大きいと、通常は十分な性能を得るのにタイプ3のループが必要です。

最後に、R1に手頃な抵抗値を選択します(10kが通常は妥当な値です)。ここで残りの値を計算します。

(Kは計算に使われる定数です)

f = 選択されたクロスオーバー周波数

$G = 10^{(\text{GAIN}/20)}$  (これはdB表示のGAINを絶対利得のGに変換します。)

### タイプ2のループ:

$$K = \tan\left(\frac{\text{BOOST}}{2} + 45^\circ\right)$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot G \cdot K \cdot R1}$$

$$C1 = C2(K^2 - 1)$$

$$R2 = \frac{K}{2\pi \cdot f \cdot C1}$$

$$R_B = \frac{V_{\text{REF}}(R1)}{V_{\text{OUT}} - V_{\text{REF}}}$$

### タイプ3のループ:

$$K = \tan^2\left(\frac{\text{BOOST}}{4} + 45^\circ\right)$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot G \cdot R1}$$

$$C1 = C2(K - 1)$$

$$R2 = \frac{\sqrt{K}}{2\pi \cdot f \cdot C1}$$

$$R3 = \frac{R1}{K - 1}$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi f \sqrt{K} \cdot R3}$$

$$R_B = \frac{V_{\text{REF}}(R1)}{V_{\text{OUT}} - V_{\text{REF}}}$$

### 昇圧コンバータの設計

以下のセクションでは昇圧(ブースト)コンバータとしてのLTC3703-5の使い方について説明します。昇圧モードでは、LTC3703-5は出力電圧を最大60Vまで昇圧することができます。これらのセクションでは昇圧コンバータ固有の設計手順についてだけ説明します。降圧と昇圧の両方に共通の設計手順については、降圧モードのセクションの該当箇所を参照してください。昇圧コンバータ回路の一例が「標準的応用例」のセクションに示されています。LTC3703-5を昇圧モードで動作させるには、INVピンはVCC電圧(または2Vを越す電圧)に接続します。昇圧モードでは、パルス・スキップ動作とライン・フィードフォワード補償はディスエーブルされていることに注意してください。

昇圧コンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは次のようになります。

$$D = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}}$$

V<sub>OUT</sub>とV<sub>IN</sub>の比が大きい場合、最大V<sub>OUT</sub>はLTC3703-5の最大デューティ・サイクル(標準93%)によって制限されます。したがって、最大出力電圧は次のようになります。

$$V_{\text{OUT(MAX)}} = \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \cong 14V_{\text{IN(MIN)}}$$

### 昇圧コンバータ:インダクタの選択

昇圧コンバータでは、平均インダクタ電流は平均入力電流に等しくなります。したがって、最大平均インダクタ電流は次式から計算できます。

$$I_{L(\text{MAX})} = \frac{I_{O(\text{MAX})}}{1 - D_{\text{MAX}}} = I_{O(\text{MAX})} \cdot \frac{V_O}{V_{\text{IN(MIN)}}}$$

降圧コンバータと同様、I<sub>L(MAX)</sub>の20%~40%になるリップル電流を選択します。次に、リップル電流の振幅から次のようにインダクタの値が決まります。

$$L = \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{\Delta I_L \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}}$$

インダクタの必要な最小飽和電流は次式のとおりです。

$$I_{L(\text{SAT})} > I_{L(\text{MAX})} + \Delta I_L/2$$

## アプリケーション情報

### 昇圧コンバータ: パワーMOSFETの選択

昇圧コンバータのパワーMOSFETの選択については、降圧コンバータの場合と同様ですので、降圧コンバータの「パワーMOSFETの選択」のセクションを参照してください。ただし、昇圧コンバータの最大出力電流でMOSFETが消費する電力の式は以下ようになりますので注意してください。

$$P_{\text{MAIN}} = D_{\text{MAX}} \left( \frac{I_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \right)^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + \frac{1}{2} V_{\text{OUT}}^2 \left( \frac{I_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[ \frac{1}{V_{\text{CC}} - V_{\text{TH(IL)}}} + \frac{1}{V_{\text{TH(IL)}}} \right] (f)$$

$$P_{\text{SYNC}} = - \left( \frac{1}{1 - D_{\text{MAX}}} \right) (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}}$$

### 昇圧コンバータ: 出力コンデンサの選択

昇圧モードでは、電流波形が降圧コンバータの場合のように連続ではなくパルスであるため、出力コンデンサの必要条件がもっと厳しくなります。部品の選択は許容リップル電圧に依存しますが、リップル電圧は図15に示されているようにESR、ESLおよびバルク容量によって影響を受けます。全出力リップル電圧は次のようになります。

$$\Delta V_{\text{OUT}} = I_{\text{O(MAX)}} \left( \frac{1}{f \cdot C_{\text{OUT}}} + \frac{\text{ESR}}{1 - D_{\text{MAX}}} \right)$$

ここで、最初の項はバルク・容量に、2番目の項はESRに起因しています。

出力コンデンサの選択はRMSリップル電流の必要条件にも依存します。RMSリップル電流は次のとおりです。

$$I_{\text{RMS(COUT)}} \approx I_{\text{O(MAX)}} \cdot \sqrt{\frac{V_{\text{O}} - V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{IN(MIN)}}}}$$

低出力電圧(30V未満)では、出力リップル電圧とRMSリップル電流の両方の必要条件を1種類のコンデンサを1個以上使って満たすことができます。

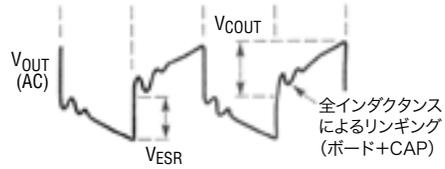


図15. 昇圧コンバータの出力電圧リップルの波形

ただし、ESRが小さくバルク容量が大きなコンデンサを見つけるのが困難な30Vを越す出力電圧では、最善の方法はアルミとセラミックのコンデンサを併用することです(降圧コンバータの「入力コンデンサ」のセクションの説明を参照)。この組み合わせを使うと、リップル電圧を大きく改善することができます。低ESRのセラミック・コンデンサはESRによるステップ変化を最小に抑え、他方、電解コンデンサは必要なバルク容量を与えます。

### 昇圧コンバータ: 入力コンデンサの選択

インダクタが入力に直列に接続されており、入力電流波形が連続的なので、昇圧コンバータの入力コンデンサは出力コンデンサほど条件が厳しくありません。入力電圧源のインピーダンスにより入力コンデンサのサイズが決まります。このサイズは標準で10μF~100μFの範囲です。出力コンデンサの場合ほど条件は厳しくありませんが、低ESRのコンデンサを推奨します。

昇圧コンバータの入力コンデンサのRMSリップル電流は次のとおりです。

$$I_{\text{RMS(CIN)}} = 0.3 \cdot \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{L \cdot f} \cdot D_{\text{MAX}}$$

バッテリーが突如コンバータの入力に接続されると入力コンデンサには非常に高いサージ電流が生じることがあり、このような条件では固体タンタル・コンデンサは破壊されてしまう可能性があることに注意してください。**サージテストされたコンデンサを必ず指定してください。**

### 昇圧コンバータ: 電流制限のプログラミング

LTC3703-5はメイン・スイッチのオン時間のあいだメイン・スイッチのVDSをモニタしてIMAXの電圧と比較することにより、昇圧モードの電流を制限します。電流制限を設定するには、最大所期インダクタ電流と最大接合部温度でのMOSFET両端の予想電圧降下を計算します。

## アプリケーション情報

最大インダクタ電流はデューティ・サイクルと最大負荷電流の両方の関数なので、電流制限が $I_{O(MAX)}$ より小さな負荷で起動しないようにするには、リミット値を最大予想デューティ・サイクル(最小 $V_{IN}$ )に対して設定する必要があります。

$$V_{PROG} = \frac{I_{O(MAX)}}{1-D_{MAX}} R_{DS(ON)}(1+\delta)$$

$$= \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \right) I_{O(MAX)} \cdot R_{DS(ON)}(1+\delta)$$

$V_{PROG}$ が決まったら、 $R_{IMAX}$ を次のように選択します。

$$R_{IMAX} = V_{PROG}/12\mu A$$

昇圧モード・アーキテクチャでは、 $V_{OUT} > V_{IN}$ である「ソフトな」短絡に対する保護だけが可能であることに注意してください。「ハードな」短絡では、インダクタ電流を制限するのは入力電源の供給能力だけです。電流制限のプログラミングに関する他の検討事項については、降圧モードの「電流制限のプログラミング」を参照してください。

### 昇圧コンバータ: 帰還ループ/補償

電圧モードの昇圧コンバータの補償は残念ながら降圧コンバータの場合より困難です。これは、降圧コンバータには存在しないが昇圧コンバータには存在する右半平面(RHP)の追加ゼロのためです。RHPのゼロによって生じる追加の位相遅れはタイプ3のループを使ってさえ補償するのが(不可能とはいわないまでも)困難なので、最善の方法は通常、降圧コンバータで達成できるよりも低い周波数でループの利得をロールオフさせることです。

電圧モードの昇圧コンバータの標準的利得/位相のプロットを図16に示します。変調器の利得と位相は降圧コンバータの場合に説明したように実測することができ、あるいは次のように推算することができます。

$$GAIN \text{ (COMPから } V_{OUT} \text{ のDC利得)} = 20\text{Log}(V_{OUT}^2/V_{IN})$$

$$\text{支配的ポール: } f_p = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

大きな位相シフトは支配的LCポールより高い周波数で始まるので、このポール周波数の約半分を超さないクロスオーバー周波数を選択します。全体のループ利得がここで0dBになるように、補償ネットワークの利得はこの周波数で-GAINに等しくします。

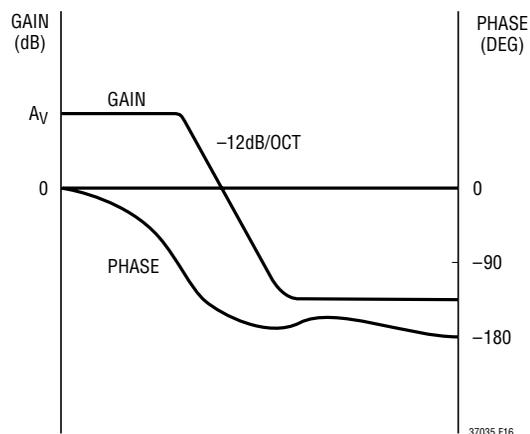


図16. 昇圧変調器の伝達関数

これを実現する補償部品は、タイプ1のアンプ(図11参照)を使って、以下のようになります。

$$G = 10^{-GAIN/20}$$

$$C1 = 1/(2\pi \cdot f \cdot G \cdot R1)$$

### 実行/ソフトスタート機能

RUN/SSピンは多機能ピンで、ソフトスタート機能とLTC3703-5をシャットダウンする手段を提供します。ソフトスタートはデューティ・サイクルを徐々に増加させることによって入力電源のサージ電流を減少させます。電源のシーケンス制御に使うこともできます。

RUN/SSピンを1Vより下に引き下げると、LTC3703-5は低消費電流( $I_Q$ は約25 $\mu A$ )のシャットダウン状態になります。図17に示されているように、このピンをロジックから直接ドライブすることができます。

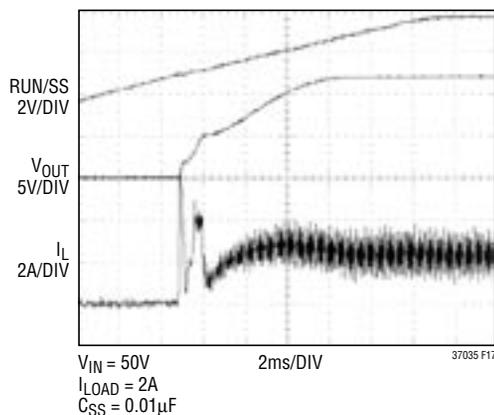


図17. LTC3703-5のスタートアップ動作

## アプリケーション情報

RUN/SSピンを解放すると、内部4 $\mu$ A電流源がソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ を充電します。RUN/SSの電圧が1Vに達すると、LTC3703-5が最小オン時間で動作を開始します。RUN/SS電圧が1Vから3Vに増加するにつれ、デューティ・サイクルは0%から100%に増加することができます。デューティ・サイクルの制御により、入力電源の突入電流が最小に抑えられ、起動時の出力電圧のオーバーシュートが除去され、ハードな短絡の場合でさえ電流制限保護を保証します。RUN/SS電圧は内部で4Vにクランプされています。

RUN/SSが0Vで開始すると、起動前の遅延はおおよそ次のようになります。

$$t_{\text{DELAY,START}} = \frac{1V}{4\mu\text{A}} C_{SS} = (0.25\text{s}/\mu\text{F}) C_{SS}$$

さらに、出力が安定化された値に達するまでに次の遅延が追加されます。

$$t_{\text{DELAY,REG}} \geq \frac{3V - 1V}{4\mu\text{A}} C_{SS} = (0.5\text{s}/\mu\text{F}) C_{SS}$$

図18のダイオードD1を使ってスタート時の遅延を減らすことができます。

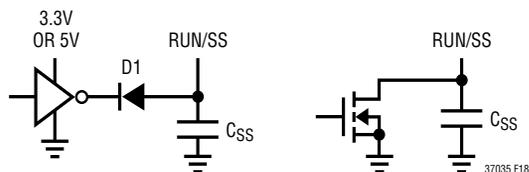


図18. RUN/SSピンのインターフェース

## MODE/SYNCピン(動作モードと2次巻線の制御)

MODE/SYNCピンは二重の機能をもったピンで、パルス・スキップ・モード動作のイネーブルまたはディスエーブルに使うことができ、また、内部発振器の同期のための外部クロック入力としても使うことができます(次のセクションを参照)。パルス・スキップ・モードはMODE/SYNCピンが0.8Vを超すとイネーブルされ、このピンが0.8Vより下のときディスエーブルされます(つまり強制連続モード)。

MODE/SYNCピンは連続動作と外部同期を強制するためのロジック入力を提供するのに加えて、図9cに示されているようにフライバック巻線出力を制御する手段も提供します。補助出力はインダクタのコアの2次巻線から取られ、インダクタをトランスに変えます。補助出力電圧は、

主出力電圧および追加巻線の1次巻線に対する巻線比によって次のように設定されます。

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

2次巻線には同期スイッチがオンしているときだけ電流が流れるので、補助出力のロードレギュレーションは主出力が連続モードで動作しているかぎり比較的良好です。主出力の負荷が低下し、LTC3703-5がパルス・スキップ・モード動作に切り替わると、特に補助出力の負荷が重いままだと、補助出力はレギュレーションを維持できないかもしれません。これを避けるには、補助出力電圧を通常の帰還抵抗のストリングを使って分割し、分割された補助出力電圧をMODE/SYNCピンにフィードバックすることができます。MODE/SYNCスレッショルドは800mAに調整されており、20mVのヒステリシスがあるので、補助電圧を精確に制御することができ、次のように設定されます。

$$V_{\text{SEC(MIN)}} \approx 0.8V \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

ここで、R1とR2は図9cに示されています。

LTC3703-5がパルス・スキップ・モードで動作していて補助出力電圧が $V_{\text{SEC(MIN)}}$ より下に下がると、MODE/SYNCピンがトリップして、LTC3703-5は主出力の負荷には無関係に連続動作を再開します。したがって、MODE/SYNCピンを使えば、補助巻線から電力を引き出すためにインダクタの1次巻線から電力を引き出す必要はなくなります。ループが連続モード動作に維持されていれば(MODE/SYNC < 0.8V)、主出力負荷に関係なく、補助出力に公称負荷をかけることができます。

MODE/SYNCピンによって可能な状態が下表にまとめてあります。

表1.

MODE/SYNC ピン	状態
DC 電圧: 0V ~ 0.75V	強制連続動作 電流反転をイネーブル
DC 電圧: $\geq 0.87V$	パルス・スキップ・モード動作 電流反転なし
帰還抵抗	2次巻線を制御
外部クロック: 0V ~ $\geq 2V$	強制連続動作 電流反転なし

## アプリケーション情報

### MODE/SYNCピン(外部同期)

LTC3703-5の内部発振器は、 $2V_{P-P}$ を超える信号を使ってMODE/SYNCピンをクロッキングすることにより、外部発振器に同期させることができます。内部発振器はクロックの2番目の遷移点を受け取った後、外部クロックにロックします。外部同期が検出されるとLTC3703-5は強制連続モードで動作します。連続する3周期のあいだ外部クロックの遷移点を検出されないと、内部発振器は $R_{SET}$ 抵抗によってプログラムされた周波数に戻ります。内部発振器は $R_{SET}$ 抵抗によってプログラムされた周波数には無関係に100kHz~600kHzの周波数に同期することができます。ただし、 $R_{SET}$ 抵抗によってプログラムされた周波数が外部クロックの予想される周波数に近くなるように $R_{SET}$ 抵抗を選択することを推奨します。このようにすると、外部クロック信号が失われても、最良のコンバート動作(リップル、部品に対するストレスなど)が実現されます。

### 最小オン時間に関する検討事項(降圧モード)

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3703-5がトップMOSFETをオンし、再度オフすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間のリミットに接近する可能性がありますので、次の条件を満たすように注意が必要です。

$$t_{ON} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f} > t_{ON(MIN)}$$

ここで、 $t_{ON(MIN)}$ は標準で200nsです。

デューティ・サイクルが最小オン時間に適応した値以下になると、LTC3703-5はサイクルをスキップし始めます。出力は安定化されますが、リップル電流とリップル電圧が増加します。低い周波数の動作を許容できれば、下げた比率と同じだけオン時間を $t_{ON(MIN)}$ より上に増加させることができます。

### ピン間スペース/誘電体表面電流の検討事項

LTC3703-5は2つのパッケージ(GN16とG28)で供給されます。両方とも機能的には全く同じです。GN16パッケージを使うと最小サイズのソリューションが得られますが、ピン間のスペースが0.013インチ(最小)なので、高電圧アプリケーションの高電圧ピンと低電圧ピンのあい

だでPCボードのトレースの間隔が十分ではないかもしれません。間隔が問題になる場合、G28パッケージを使います。G28パッケージには隣接するすべての高電圧ピンと低電圧ピンのあいだに4つの未接続ピンがあるので、 $5(0.0106\text{インチ}) = 0.053\text{インチ}$ の間隔があり、60Vまでのほとんどのアプリケーションに十分です。詳細については、IPC-2221 ([www.ipc.org](http://www.ipc.org))に記載されているプリント回路基板の設計標準を参照してください。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力÷入力電力( $\times 100\%$ )で表されます。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

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

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3703-5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) LTC3703-5の $V_{CC}$ 電流、2) MOSFETのゲート電流、3)  $I^2R$ 損失、4) トップサイドMOSFETの遷移損失です。

1.  $V_{CC}$ 電源電流。 $V_{CC}$ 電流は「電気的特性」の表に示されているDC電源電流で、これはLTC3703-5の内部制御回路に電力を供給します。全電源電流は標準で約2.5mAで、通常は $V_{CC}$ に比例する小さな(<1%)損失を生じます。

2.  $DRV_{CC}$ 電流はMOSFETドライブ電流です。この電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートがオンして再度オフする度に、 $DRV_{CC}$ からグラウンドにゲート電荷 $Q_G$ のかたまりが移動します。その結果生じる $dQ/dt$ が $DRV_{CC}$ 電源から流れる電流です。連続モードでは、 $I_{DRVCC} = f(Q_G(TOP) + Q_G(BOT))$ です。ここで、 $Q_G(TOP)$ と $Q_G(BOT)$ はトップMOSFETとボトムMOSFETのゲート電荷です。

3.  $I^2R$ 損失はMOSFETとインダクタのDC抵抗および入力コンデンサと出力コンデンサのESRから予測されます。連続モードでは、Lに平均出力電流が流れますが、トップサイドMOSFETと同期MOSFETのあいだで細切れにされます。

## アプリケーション情報

2つのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じならば、1つのMOSFETの抵抗をLのDCR抵抗に加算するだけで $I^2R$ 損失を求めることができます。たとえば、各 $R_{DS(ON)} = 25m\Omega$ および $R_L = 25m\Omega$ であれば、全抵抗は $50m\Omega$ です。この結果、5V出力の場合に出力電流が1Aから5Aまで増加すると損失は1%~5%の範囲になります。

4. 遷移損失は降圧モードでトップサイドMOSFETにのみ生じ、しかも高い入力電圧(通常20V以上)で動作しているとき大きくなります。遷移損失は「パワーMOSFETの選択」のセクションに示されている $P_{MAIN}$ の式の第二項から推測することができます。

遷移損失はLTC3703-5の動作電圧範囲の高い方の端で非常に大きくなる場合があります。効率を改善するには、周波数を下げるか、 $R_{DS(ON)}$ が大きくなる代価を払って $C_{RSS}$ の小さなMOSFETを使うことを検討します。

$C_{IN}$ や $C_{OUT}$ のESR消費損失、デッドタイムのあいだのショットキー・ダイオードの導通損失、インダクタのコア損失などその他の損失は一般に全付加損失の2%未満に過ぎません。

### 過渡応答

LTC3703-5の高利得の誤差アンプとライン・フィードバック補償により、入力電圧と出力負荷電流のDC変動による出力精度はほとんど無視できるほどです。ただし、負荷過渡に続く数サイクルでは、帰還ループが応答しているあいだ出力の変動が大きくなる場合があります。標準的な48V入力から5V出力のアプリケーション回路に1Aから5Aへの負荷過渡が与えられた場合について考えます。最初、ループは安定化状態で、出力コンデンサのDC電流はゼロです。突如、余分の4A(=5A-1A)が出力コンデンサから流れ出しますが、インダクタは依然1Aだけ供給しています。この突然の変化により $(4A) \cdot (R_{ESR})$ の電圧ステップが出力に生じます。出力コンデンサのESRが標準的な $0.015\Omega$ のとき、これは出力で60mVのステップになります。

帰還ループが応答し、外部補償ネットワークが許す帯域幅で新しいデューティ・サイクルに向かって変化します。

ユニティ・ゲイン・クロスオーバー周波数が50kHzに設定されていると、COMPピンは90%のデューティ・サイクルの60%に $3\mu s$ で達します。この時点で、インダクタの両端にはサイクルの大部分にわたって43Vが加わり、その電流は1Aから $di/dt = V/L$ で定まる率で増加します。インダクタの値が $10\mu H$ ならば、ピーク $di/dt$ は $43V/10\mu H$ つまり $4.3A/\mu s$ となります。スイッチ・サイクルが開始されてから数マイクロ秒のあいだに、インダクタ電流は5Aの負荷電流のレベルに上昇し、出力電圧の低下が停止します。この時点で、インダクタ電流は出力電流のレベルよりいくらか上まで上昇し、負荷過渡のあいだに出力コンデンサから失われた電荷を補充します。適切に補償されたループを使うと、全体の回復時間は $10\mu s$ 以内になります。

ほとんどの負荷では理想値からの最大変動にだけ関心があり、これは負荷ステップが生じた後の最初の2サイクルに生じます。この間、インダクタと制御ループが再度制御を回復するまで出力コンデンサがすべてを処理します。最初の低下(または負荷の減少ステップの場合は上昇)はコンデンサのESRによって完全に支配され、全電圧低下の大半に相当します。この低下を最小に抑えるには、出力に低ESRのコンデンサを選択するか、または複数のコンデンサを並列に接続します。インダクタ電流が上昇するまで電圧低下の残りは容量値に依存します。ほとんどの出力コンデンサでは、ESRを下げるために並列に接続した複数のコンデンサは容量が非常に大きくなるので、この低下要因は無視できます。セラミック・コンデンサは例外です。小型セラミック・コンデンサは比較的小さな容量値でESRが十分小さく、低下の第二項がもっと大きくなる場合があります。

### ループ補償の最適化

ループの補償は過渡からの回復時間、つまり負荷ステップにより出力電圧が低下した後LTC3703-5が回復するのに要する時間に基本的な影響を与えます。ループ補償の最適化にはループの安定性を保証しながらループの帯域幅を可能な限り高く維持することが伴います。帰還部品の選択のセクションで、ほとんどのLTC3703-5のシステムに適切な、最適化されたタイプ3の帰還ループの設計に使う手法が詳細に説明されています。

## アプリケーション情報

### 測定方法

過渡応答の測定には2つの点で難しい課題があります。正確に測定することと、回路をテストするための適切な過渡を発生させることです。出力はオシロスコープのプロブを出力コンデンサの両端に直接接続して測定します。高周波プロービングの適切な手法を使います。特に、プローブに付いている6インチのグランド・リードは使わないでください。プローブの先端に合った、短いグランド・クリップ付きアダプタを使って、グランド経路のインダクタンスが測定される過渡信号より大きなスパイクを生じさせないようにします。都合よく、プローブ先端の標準的グランド・クリップは標準的出力コンデンサのリードの開きに合わせるのにちょうどよい間隔になっています。

信号の測定方法が分ったところで、次に測定対象が必要です。理想的状況は、テストに実際の負荷を使い、出力を見ながらその負荷をスイッチでオン/オフすることです。これが都合よくできなければ、電流ステップ発生器が必要になります。この発生器はナノ秒でオン/オフして標準的なスイッチング・ロジック負荷をシミュレーションできる必要がありますので、LTC3703-5と過渡信号発生器のあいだの浮遊インダクタンスとクリップのリードを最小にします。

簡単な過渡信号発生器の例を図19に示します。負荷素子として非誘導性の抵抗を必ず使ってください。パワー抵抗器の多くには誘導性の螺旋パターンが使われており、ここでの用途には適していません。簡単な解決策として、 $1/4\Omega$ の薄膜抵抗を10個使い、それらを並列に接続して望みの値を得ます。

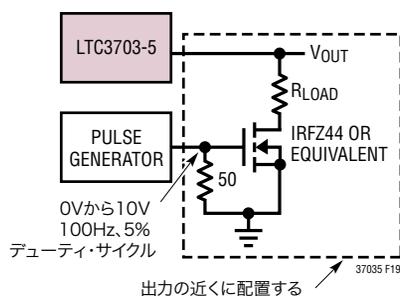


図19. 過渡負荷発生器

これにより、非誘導性の抵抗負荷が得られ、連続して2.5Wを消費することができ、あるいは、5%のデューティ・サイクルでパルスを与えれば50Wを消費することができ、ほとんどのLTC3703-5の回路にとって十分です。MOSFETと抵抗はLTC3703-5回路の出力にできるだけ近づけて半田付けし、信号発生器は5%のデューティ・サイクルで100kHzのパルスを発生するように設定します。これにより、10msの間隔で500 $\mu$ sの過渡をもったパルスがLTC3703-5に与えられます。これは負荷抵抗を低い温度に保ちながら正負両方の遷移に対する全体の過渡回復時間を見るのに適当な信号です。

### 設計例

設計例として、次の仕様の電源を取り上げます。 $V_{IN} = 20V \sim 60$  (公称48V)、 $V_{OUT} = 12V \pm 5\%$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 10A$ 、 $f = 250kHz$ 。まず、250kHzの動作周波数を与えるRSETを計算します。

$$R_{SET} = 7100 / (250 - 25) = 31.6k$$

次に、最大 $V_{IN}$ で約40%のリプル電流になるようにインダクタの値を選択します。

$$L = \frac{12V}{(250kHz)(0.4)(10A)} \left(1 - \frac{12}{60}\right) = 10\mu H$$

10 $\mu$ Hのインダクタを使うと、リプル電流は入力電源範囲にわたって1.9A $\sim$ 3.8A (19% $\sim$ 38%)で変化します。

次に、最小オン時間に違反していないことを確認します。最小オン時間は以下のとおり最大 $V_{IN}$ で発生します。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}(f)} = \frac{12}{60(250kHz)} = 800ns$$

これはLTC3703-5の200nsの最小オン時間を超えています。

次に、トップとボトムMOSFETスイッチを選択します。各MOSFETのドレインには全電源電圧60V(max)にリングを加えた電圧が加わりますので、60VのMOSFETを選択します。Si7850DPの仕様は、60V  $BV_{DSS}$ 、 $R_{DS(ON)} = 22m\Omega(max)$ 、 $\delta = 0.007^\circ C$ 、 $C_{MILLER} = (9nC - 3nC) / 30V = 200pF$ 、 $V_{GS(MILLER)} = 3.8V$ 、 $\theta_{JA} = 20^\circ C/W$ です。

## アプリケーション情報

電力消費は、(70°Cの周囲温度より30°C高い)100°Cの接合部温度を仮定して、次のように最大入力電圧で計算することができます。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{12}{60} (10)^2 [1 + 0.007(100 - 25)] (0.022) \\ + (60)^2 \left( \frac{10}{2} \right) (2)(200\text{pF}) \cdot \left( \frac{1}{10 - 3.8} + \frac{1}{3.8} \right) (250\text{k}) \\ = 0.67\text{W} + 0.76\text{W} = 1.43\text{W}$$

さらに、MOSFETの仮定された $T_J$ を二重にチェックします。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (1.43\text{W})(20^\circ\text{C}/\text{W}) = 99^\circ\text{C}$$

トップMOSFETに比べて同期MOSFETは周期ごとに2倍の時間(短絡時にはほとんど周期の100%)導通しますので、ボトムには2個のSi7850DP MOSFETを使います。

$$P_{\text{SYNC}} = \left( \frac{60 - 12}{60} \right) (10)^2 [1 + 0.007(100 - 25)] \cdot \\ \left( \frac{0.022}{2} \right) = 1.34\text{W}$$

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (1.34\text{W})(20^\circ\text{C}/\text{W}) = 97^\circ\text{C}$$

次に、電流制限抵抗を設定します。 $I_{\text{MAX}} = 10\text{A}$ なので、最小電流リミットが10Aより大きくなるようにリミットを設定します。最小電流リミットは最大 $R_{\text{DS(ON)}}$ で生じます。ボトムMOSFETの $T_J$ の上の計算値を使って、 $R_{\text{DS(ON)}} = (22\text{m}\Omega/2) [1 + 0.007(97 - 25)] = 16.5\text{m}\Omega$ となります。

したがって、 $I_{\text{MAX}}$ ピンの電圧は $(10\text{A})(0.0165) = 0.165\text{V}$ に設定します。したがって、 $R_{\text{SET}}$ 抵抗は $0.165\text{V}/12\mu\text{A} = 14\text{k}\Omega$ になるように選択することができます。

85°Cで約5A( $I_{\text{MAX}}/2$ )のRMS電流定格の $C_{\text{IN}}$ を選びます。出力コンデンサには、インダクタのリップル電流と負荷ステップによる出力電圧の変化を最小にするため、2本の低ESRのOS-CONコンデンサ(それぞれ18m $\Omega$ )を使います。リップル電圧は次のようになります。

$$\Delta V_{\text{OUT(RIPPLE)}} = \Delta I_{\text{L(MAX)}} (\text{ESR}) = (4\text{A})(0.018\Omega/2) = 36\text{mV}$$

ただし、0A~10Aの負荷ステップにより、出力電圧は最大次のように変化します。

$$\Delta V_{\text{OUT(STEP)}} = \Delta I_{\text{LOAD}} (\text{ESR}) = (10\text{A})(0.009\Omega) = 90\text{mV}$$

## PCボードのレイアウトのチェックリスト

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LTC3703-5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20のレイアウト図にイラストで示してあります。昇圧モードのコンバータのレイアウトでは、 $V_{\text{IN}}$ と $V_{\text{OUT}}$ を入れ替えると同様にレイアウトすることができます。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. 信号グランドと電源グランドを分離します。信号グランドはLTC3703-5のGNDピン、 $C_{\text{VCC}}$ のグランド・リターン、および $V_{\text{OUT}}$ の(-)端子で構成されます。電源グランドはショットキー・ダイオードのアノード、ボトムサイドMOSFETのソース、および入力コンデンサと $\text{DRV}_{\text{CC}}$ コンデンサの(-)端子で構成されます。信号グランドと電源グランドを出力コンデンサの(-)端子で結合します。また、出力コンデンサの(-)端子を入力コンデンサと $\text{DRV}_{\text{CC}}$ コンデンサの(-)端子にできるだけ近づけて接続し、(2)に述べられているショットキー・ループからは離します。
2. トップNチャネルMOSFET、ボトムMOSFETおよび $C_{\text{IN}}$ コンデンサで形成される高 $di/dt$ のループのリードとPCトレースを短くし、高周波ノイズと誘導性リンギングによる電圧ストレスを最小に抑えます。
3. トップサイドMOSFETのドレインを $C_{\text{IN}}$ の(+)端子に直接接続し、ボトムサイドMOSFETのソースを $C_{\text{IN}}$ の(-)端子に直接接続します。このコンデンサはMOSFETにAC電流を供給します。
4. セラミック $C_{\text{DRVCC}}$ デカップリング・コンデンサはICに隣接させて、 $\text{DRV}_{\text{CC}}$ と $\text{BGR}_{\text{TN}}$ のあいだに配置します。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。同様に $C_{\text{B}}$ コンデンサもICに隣接させて、BOOSTとSWのあいだに配置します。

## アプリケーション情報

5. 小信号部品は高周波数のスイッチング・ノード (BOOST、SW、TGおよびBG)から離して配置します。図20に示されているレイアウトでは、すべての小信号部品はICの一方の側に配置され、すべてのパワー部品は他の側に配置されています。こうすると信号グラウンドと電源グラウンドの分離が簡単になります。

6. DRVCC電源とVCCピンのあいだにRCフィルタを使い、電源(VCC)用に別のデカップリング・コンデンサを使うとドライバによって注入されるノイズを除去するのに役立ちます。このコンデンサはICの近くでVCCピンとGNDピンのあいだに接続し、VCコンデンサのグラウンド側(信号グラウンド)をDRVCCコンデンサ(電源グラウンド)のグラウンド側から分離します。

7. 最適のロード・レギュレーションと真のリモート検出のために、出力抵抗分割器のトップは出力コンデンサのトップに独立に接続し(ケルビン接続)、dV/dtが高いどのトレースからも離しておきます。高インピーダンスのFBノードを短くするため、分割器の抵抗はLTC3703-5の近くに配置します。

8. 複数のスイッチング・パワー・コンバータが同じ入力電源に接続されているアプリケーションでは、LTC3703-5の入力フィルタ・コンデンサが他のコンバータと共有されていないことを確認してください。別のコンバータからのAC入力電流により大きな入力電圧リップルが生じ、これがLTC3703-5の動作に干渉することがあります。LTC3703-5のC<sub>IN</sub>と実際のソースV<sub>IN</sub>のあいだに数インチのPCトレースまたは配線(Lは約100nH)があれば入力ノイズの干渉の問題を防ぐのに十分です。

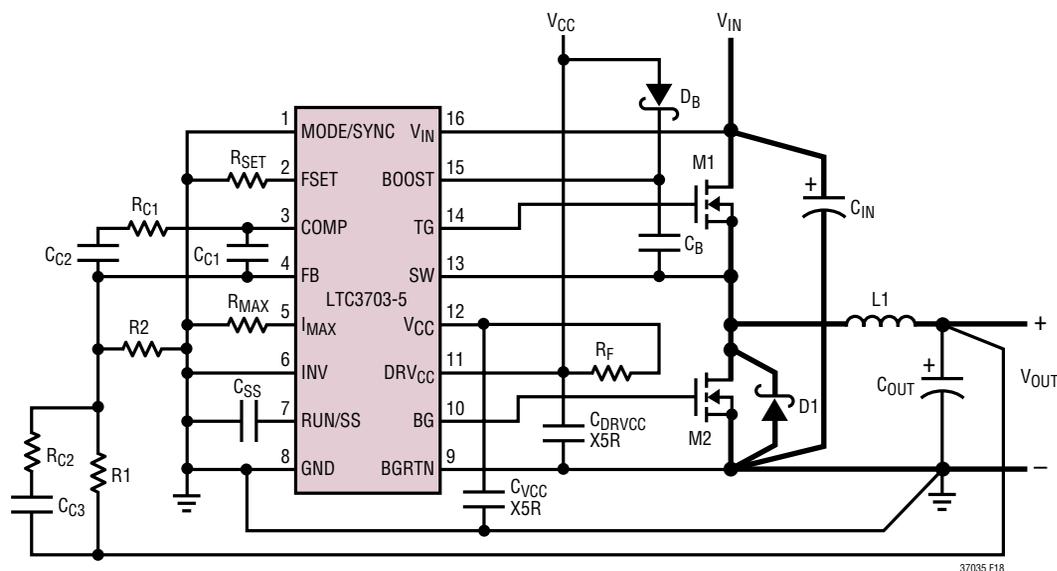
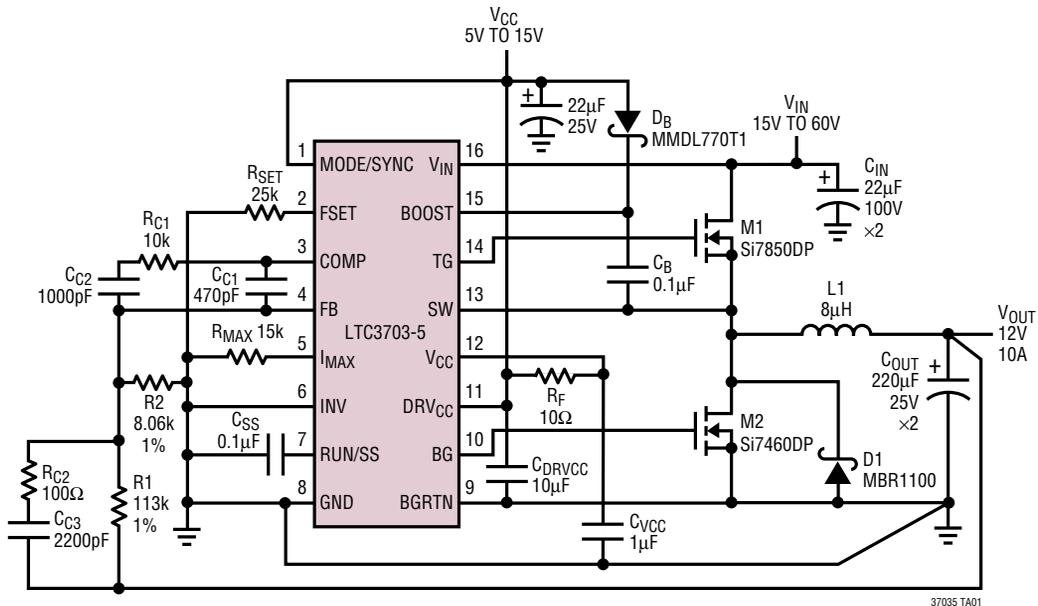


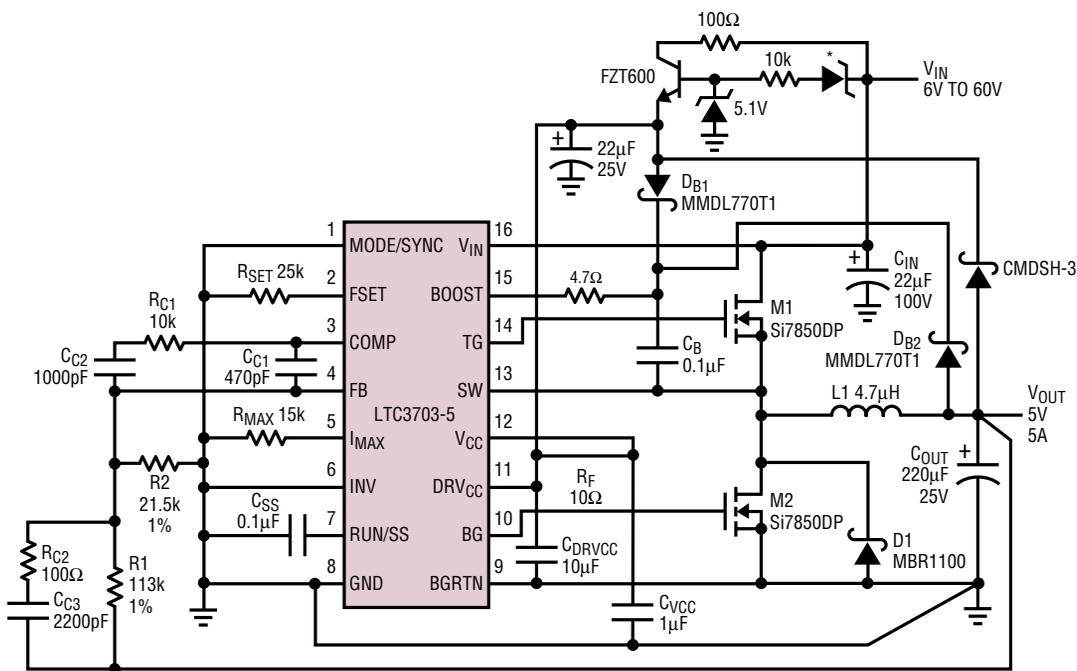
図20. LTC3703-5降圧コンバータの推奨レイアウト

## 標準的応用例

15V~60V入力電圧から12V/10Aの降圧コンバータ、パルス・スキップ・モードをイネーブル



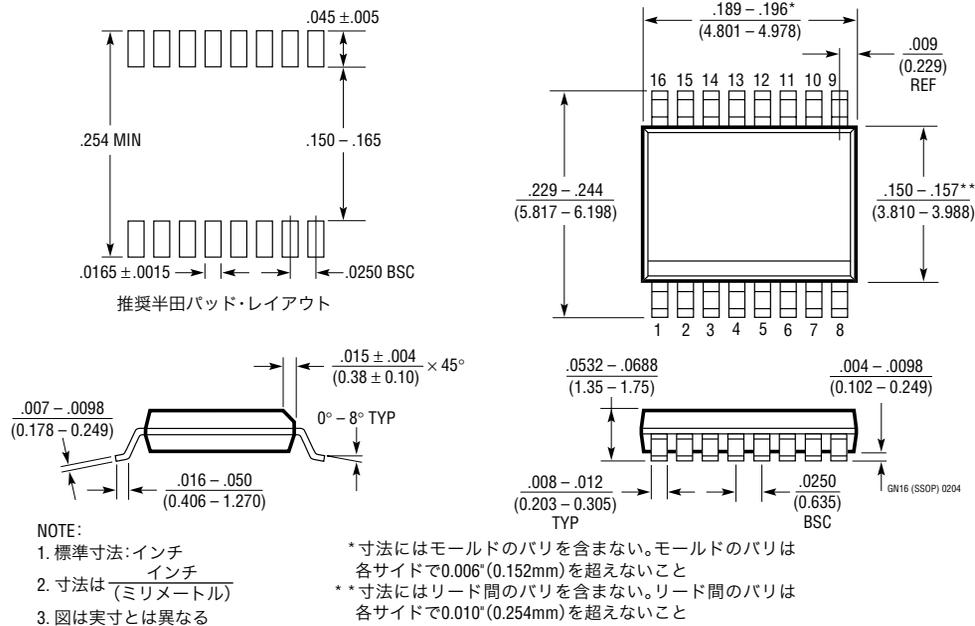
シングル入力電源で5V/5A出力の降圧コンバータ



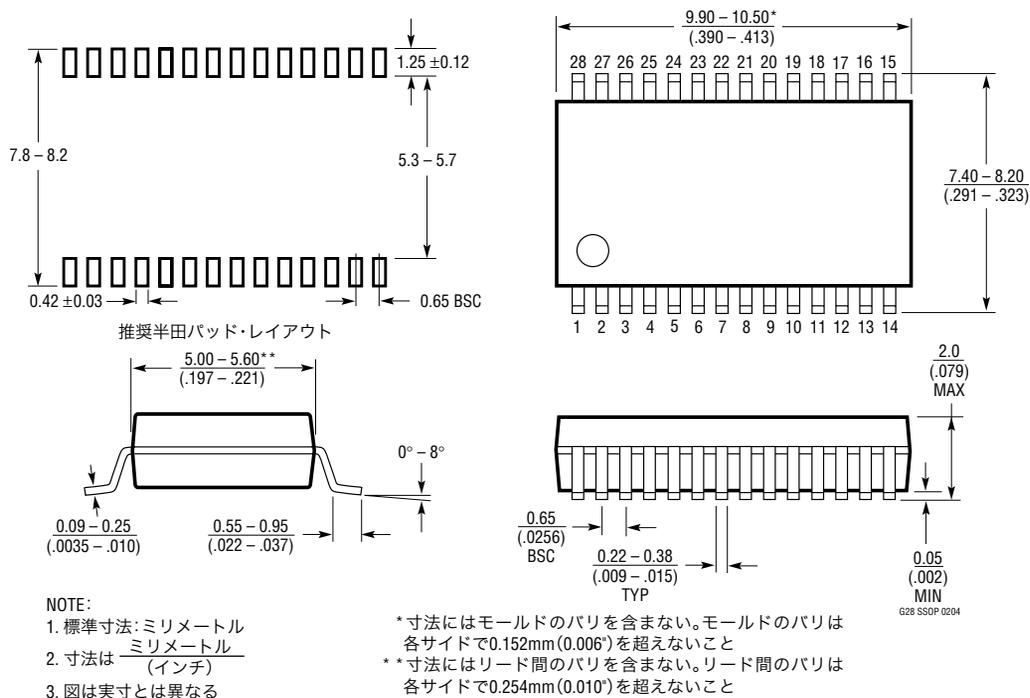
\*オプションのツェナー・ダイオードによる入力電源の低電圧ロックアウト、 $V_{UVLO}$ はおよそ $5 + V_Z$

パッケージ寸法

**GNパッケージ**  
**16ピン・プラスチックSSOP(細型.150インチ)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1641)

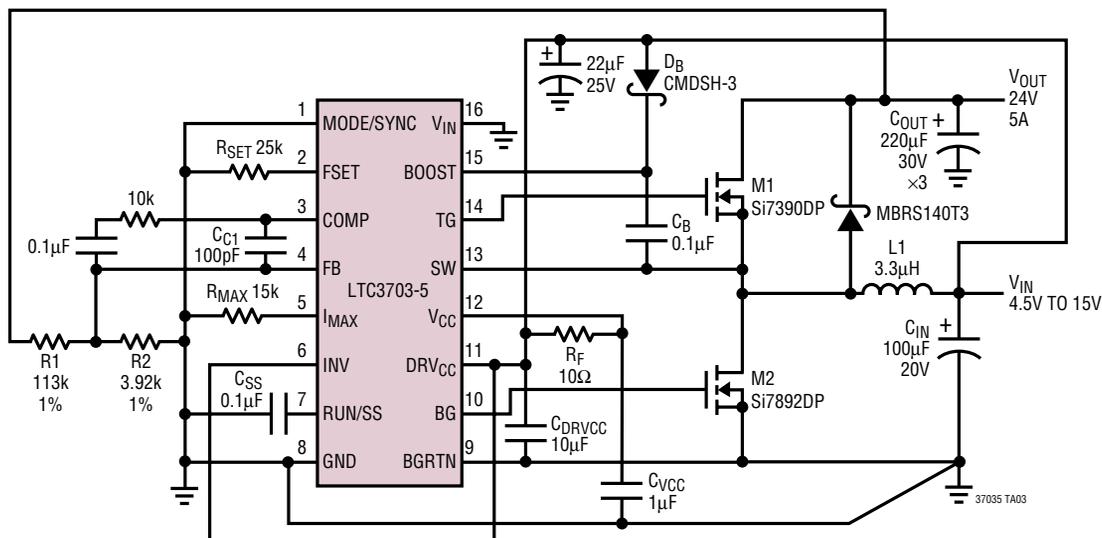


**Gパッケージ**  
**28ピン・プラスチックSSOP(5.3mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1640)



## 標準的応用例

5Vから24V/5Aの同期式昇圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1074HV/LT1076HV	モノリシック5A/2A降圧DC/DCコンバータ	V <sub>IN</sub> : 最大60V、TO-220パッケージとDDパッケージ
LT1339	高電力同期式DC/DCコントローラ	V <sub>IN</sub> : 最大60V、ドライバ: 10,000pFゲート容量、I <sub>OUT</sub> ≤ 20A
LTC1702A	デュアル、2相同期式DC/DCコントローラ	550kHz動作、No R <sub>SENSE</sub> 、3V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 7V、I <sub>OUT</sub> ≤ 20A
LTC1735	同期式降圧DC/DCコントローラ	3.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 6V、電流モード、I <sub>OUT</sub> ≤ 20A
LTC1778	No R <sub>SENSE</sub> 同期式DC/DCコントローラ	4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、高速過渡応答、電流モード、I <sub>OUT</sub> ≤ 20A
LT1956	モノリシック1.5A、500kHz降圧レギュレータ	5.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、2.5mA電源電流、16ピンSSOP
LT3010	50mA、3V~80Vリニアレギュレータ	1.275V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 60V、保護ダイオードは不要、8ピンMSOP
LT3430/LT3431	モノリシック3A、200kHz/500kHz降圧レギュレータ	5.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、0.1Ω飽和スイッチ、16ピンSSOP
LT3433	モノリシック昇降圧DC/DCコンバータ	4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、500mAスイッチ、自動昇圧/降圧、シングル・インダクタ
LTC <sup>®</sup> 3703	100V同期式DC/DCコントローラ	V <sub>IN</sub> : 最大100V、9.3V~15Vのゲート・ドライブ電源
LT3800	60V同期式DC/DCコントローラ	4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、電流モード、1.23V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 36V

37035fa