

デュアル・チャンネル2A、42V 同期整流式の降圧 Silent Switcher 2 6.2μAの静止電流

特長

- Silent Switcher® (サイレント・スイッチャ) 2アーキテクチャ:
 - あらゆるPCB上で超低EMI
 - PCBレイアウトに対する敏感さを排除
 - 内部バイパス・コンデンサによって放射EMIを低減
 - オプションのスペクトラム拡散変調
- 各チャンネルから同時にDC 2Aを供給
- 一方のチャンネルで最大3A
- 超低自己消費電流のBurst Mode®動作
 - $V_{IN} = 12V$ から $V_{OUT1} = 5V$ および $V_{OUT2} = 3.3V$ へのレギュレーション時の $I_Q: 6.2\mu A$
 - 出力リップル < 10mV_{p-p}
- オプションの外部VCピン: 高速過渡応答
- 強制連続モード
- 高周波で高効率
- 12V入力、5V/1A出力、2MHz時の効率: 94.1%
- ピンで選択可能な固定出力電圧5V、3.3V、1.8V
- 短い最小スイッチオン時間: 30ns
- 広い入力電圧範囲: 3.0V~42V
- 調整可能および同期可能な周波数: 300kHz~3MHz
- 固定出力のピン・ストラップ・オプション
- 高速内部補償付きの内部2MHzスイッチング周波数 (f_{SW})
- 小型の4mm × 3mm 20ピンLQFNパッケージ
- AEC-Q100車載認定進行中

アプリケーション

- 汎用降圧電源
- 自動車用電源および産業用電源

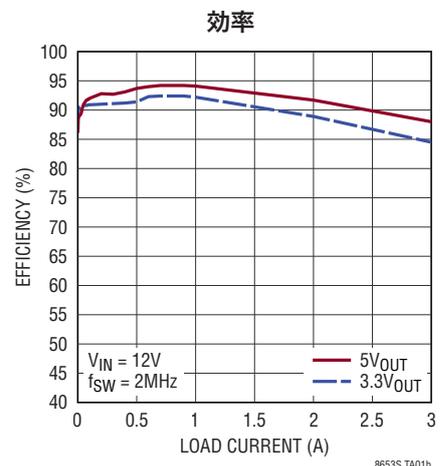
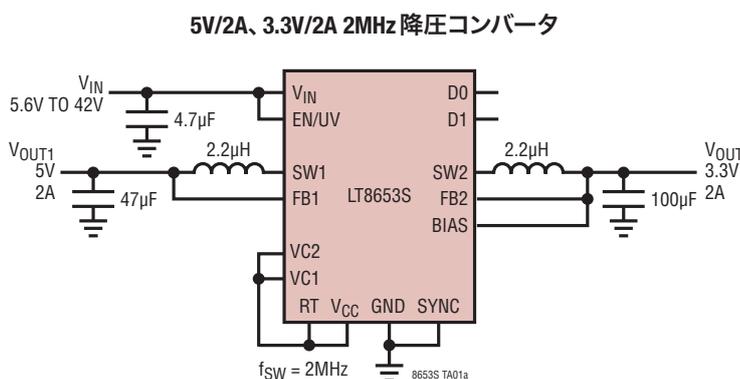
概要

LT®8653Sは、両チャンネルから最大2Aの連続電流を供給し、各チャンネルで最大3Aの負荷をサポートするデュアル降圧レギュレータです。LT8653Sは第2世代のSilent Switcher® (サイレント・スイッチャ) アーキテクチャを特長としており、EMI放射を最小限に抑えながら、高スイッチング周波数で高い効率を実現します。このデバイスは、高周波電流ループを最適化するためのバイパス・コンデンサを内蔵しており、レイアウトに対する敏感さを取り除くことによって、規定されたEMI性能を簡単に実現できるようにします。

高速でノイズが少なく、オーバーシュートが小さいスイッチング・エッジによって、高いスイッチング周波数でも効率の高い動作が可能になり、ソリューション・サイズの小型化と広い制御ループ帯域幅による高速過渡応答とにつながっています。Burst Mode動作を使うと超低スタンバイ消費電流を実現でき、強制連続モードを使うと出力負荷レンジ全体にわたって高調波を制御できます。LT8653Sはフル機能を搭載した、カスタマイズ可能な電圧レギュレータです。しかし、内部の2MHzスイッチング周波数、内部補償、内部帰還抵抗分圧器オプションを選択するための複数のピン・ストラップ・オプションも備えているため、5つの外付け部品のみで動作する単純な小型2出力電圧レギュレータを構成できます。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例



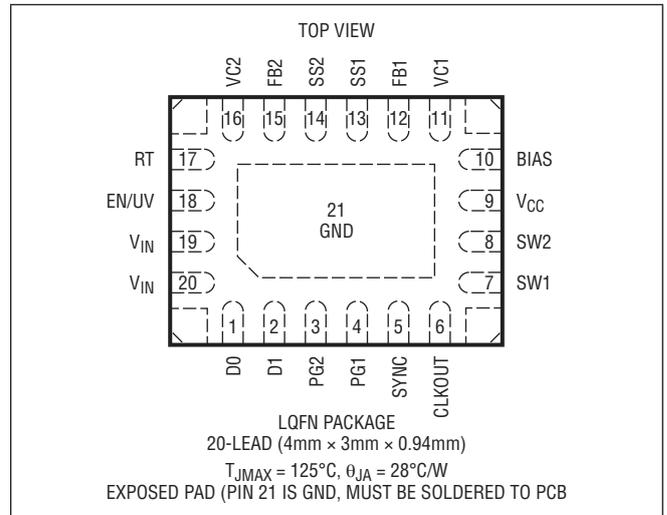
LT8653S

絶対最大定格

(Note 1)

| | |
|-------------------------------|---------------|
| V_{IN} 、EN/UV、PG1、PG2 | 42V |
| BIAS | 30V |
| VC1、VC2、SS1、SS2、D0、D1 | 4V |
| FB1、FB2、SYNC | 6V |
| 動作ジャンクション温度範囲 (Note 2) | |
| LT8653SE | -40°C ~ 125°C |
| LT8653SI | -40°C ~ 125°C |
| 保存温度範囲 | -65°C ~ 150°C |
| 最大リフロー (パッケージ本体) 温度 | 260°C |

ピン配置



発注情報

| 製品番号 | パッド/ボール仕上げ | 製品マーキング* | | パッケージ** タイプ | MSL 定格 | 温度範囲 (Note 2 参照) |
|--------------------|------------|----------|--------|--|--------|------------------|
| | | デバイス | 仕上げコード | | | |
| LT8653SEV#PBF | Au (RoHS) | 8653SV | e4 | LQFN (Laminate Package with QFN Footprint) | 3 | -40°C to 125°C |
| LT8653SIV#PBF | | | | | 3 | -40°C to 125°C |
| オートモーティブ製品* | | | | | | |
| LT8653SEV#WPBF | Au (RoHS) | 8653SV | e4 | LQFN (Laminate Package with QFN Footprint) | 3 | -40°C to 125°C |
| LT8653SIV#WPBF | | | | | 3 | -40°C to 125°C |

- 更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。
- *パッドまたはボールの仕上げコードはIPC/JEDEC J-STD-609に準拠しています。
- 推奨されるLGA/BGAのPCBアセンブリおよび製造方法
- LGA/BGAパッケージおよびトレイの図面
- **LT8653Sのパッケージの寸法は、標準の4mm × 3mm QFNパッケージと同じです。

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|--|-----|-----|-----|---------------|
| Minimum Input Voltage | | ● | 2.6 | 3 | V |
| V_{IN} Quiescent Current in Shutdown | $V_{EN/UV} = 0V$, $V_{SYNC} = 0V$ | ● | 1.7 | 4 | μA |
| | | ● | | 8 | μA |
| $V_{IN} + V_{CC}$ Quiescent Current in Sleep with Internal Compensation | $V_{EN/UV} = 2V$, $V_{FB1} = V_{FB2} > 0.8V$, $V_{VC1} = V_{VC2} = V_{CC}$, $V_{SYNC} = 0V$ | ● | 3.7 | 8 | μA |
| | | ● | | 16 | μA |
| $V_{IN} + V_{CC}$ Quiescent Current in Sleep with External Compensation | $V_{EN/UV} = 2V$, $V_{FB1} = V_{FB2} > 0.8V$, $V_{VC1} = V_{VC2} = \text{Float}$, $V_{SYNC} = 0V$ | ● | 95 | 160 | μA |
| | | ● | | 180 | μA |
| $V_{IN} + V_{CC}$ Quiescent Current when Active | $V_{EN/UV} = 2V$, $V_{FB1} = V_{FB2} > 0.8V$, $V_{VC1} = V_{VC2} = V_{CC}$, $V_{SYNC} = 3.4V$ | | 7 | 9 | mA |
| V_{IN} Current In Regulation | $V_{IN} = 6V$, $V_{OUT} = 0.8V$, Output Load = 100 μA | | 45 | 80 | μA |
| | $V_{IN} = 6V$, $V_{OUT} = 0.8V$, Output Load = 1mA | | 350 | 500 | μA |

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cでの値。

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|---|---|-------|-------|-------|-------|
| Feedback Reference Voltage | | ● | 0.794 | 0.8 | 0.806 | V |
| | | | 0.790 | 0.8 | 0.810 | V |
| 5.0V Reference Voltage | | ● | 4.925 | 5.0 | 5.075 | V |
| 3.3V Reference Voltage | | ● | 3.25 | 3.3 | 3.35 | V |
| 1.8V Reference Voltage | | ● | 1.773 | 1.8 | 1.827 | V |
| Feedback Voltage Line Regulation | | | | 0.004 | 0.02 | %/V |
| Feedback Pin Input Current | | | -20 | | 20 | nA |
| Minimum On-Time | I _{LOAD} = 1.5A, SYNC = 0V I _{LOAD} = 1.5A, SYNC = 3.4V | ● | | 30 | 50 | ns |
| | | ● | | 30 | 50 | ns |
| Oscillator Frequency | R _T = 133k R _T = 35.7k R _T = 15k R _T = V _{CC} | ● | 270 | 300 | 330 | kHz |
| | | ● | 0.94 | 1 | 1.06 | MHz |
| | | ● | 1.85 | 2 | 2.15 | MHz |
| | | ● | 1.8 | 2 | 2.2 | MHz |
| Top Power NMOS Current Limit | V _{CC} = 3.4V | ● | 4.5 | 5.1 | 6.2 | A |
| Bottom Power NMOS Current Limit | V _{CC} = 3.4V | | 3 | 4 | 5 | A |
| SW Leakage Current | V _{IN} = 42V, V _{SW} = 0V, 42V | | -1.5 | | 1.5 | μA |
| EN/UV Pin Threshold | EN/UV Falling | ● | 0.7 | 0.74 | 0.78 | V |
| EN/UV Pin Hysteresis | | | | 30 | | mV |
| EN/UV Pin Current | V _{EN/UV} = 2V | | -20 | | 20 | nA |
| PG Upper Threshold Offset from V _{FB} | V _{FB} Falling | ● | 5.2 | 7 | 8.8 | % |
| PG Lower Threshold Offset from V _{FB} | V _{FB} Rising | ● | -9.3 | -7.5 | -5.7 | % |
| PG Hysteresis | | | | 0.3 | | % |
| PG Leakage | V _{PG} = 3.3V | | -40 | | 40 | nA |
| PG Pull-Down Resistance | V _{PG} = 0.1V | ● | | 600 | 1200 | Ω |
| SYNC Threshold | SYNC DC and Clock Low Level Voltage SYNC Clock High Level Voltage SYNC DC High Level Voltage | | 0.4 | | | V |
| | | | | | 1.5 | V |
| | | | | | 2.8 | V |
| SYNC Pin Current | V _{SYNC} = 6V | | | 120 | | μA |
| SS Source Current | | ● | 1 | 2 | 3 | μA |
| SS Pull-Down Resistance | Fault Condition, SS = 0.1V | | | 160 | | Ω |
| Error Amplifier Transconductance | V _C = 1.25V | | | 1.3 | | mS |
| VC Source Current | V _{FB} = 0.6V, V _{VC} = 1.25V | | | 170 | | μA |
| VC Sink Current | V _{FB} = 1.0V, V _{VC} = 1.25V | | | 170 | | μA |
| VC Pin to Switch Current Gain | | | | 4.8 | | A/V |

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。また、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恐れがある。

Note 2 : LT8653SEは、0°C~125°Cのジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。-40°C~125°Cの動作ジャンクション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。LT8653SIは、-40°C~125°Cの全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。ジャンクション温度が高いと、動作寿命は短くなる。125°Cを超えるジャンクション温度では動作寿命が短くなる。ジャンクション

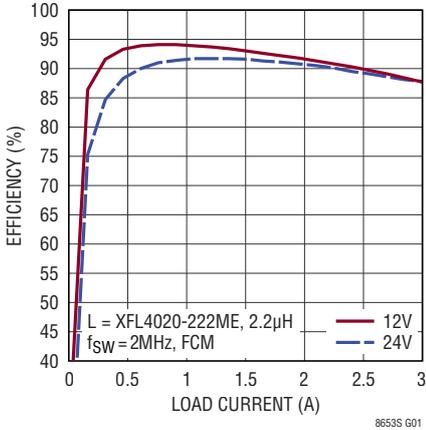
温度(T_J(°C))は周囲温度(T_A(°C))およびICの消費電力(P_D(W))から次式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}), \text{ここで、}\theta_{JA} \text{(単位: } ^\circ\text{C/W)} \text{はパッケージの熱抵抗。}$$

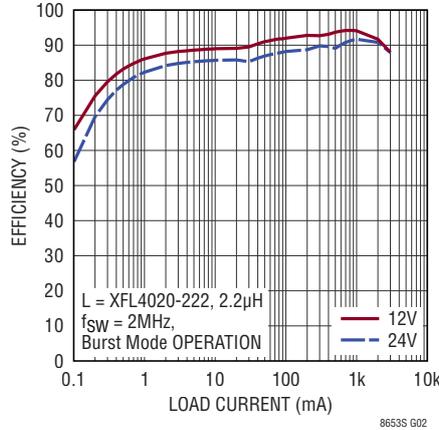
Note 3 : このデバイスには過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなときジャンクション温度は150°Cを超える。規定されている最大動作ジャンクション温度を超えた状態で動作が継続すると、寿命が短くなる。

代表的な性能特性

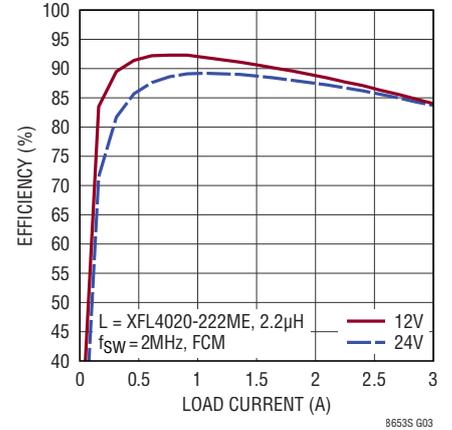
V_{OUT} = 5V 時の効率



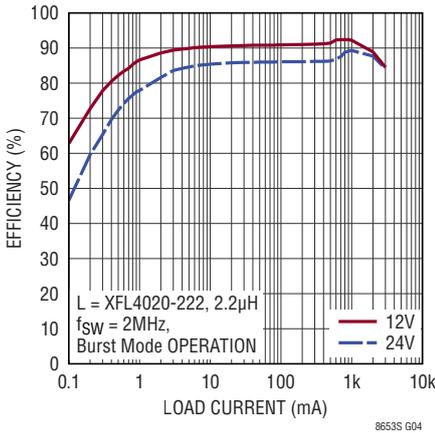
V_{OUT} = 5V 時の効率



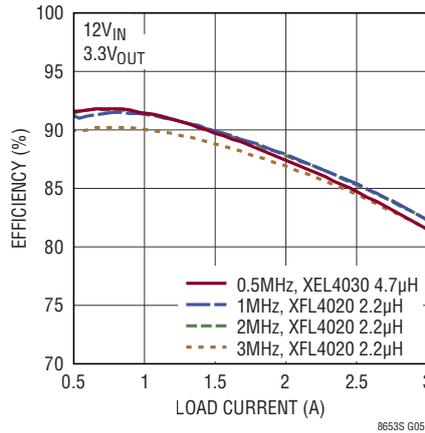
V_{OUT} = 3.3V 時の効率



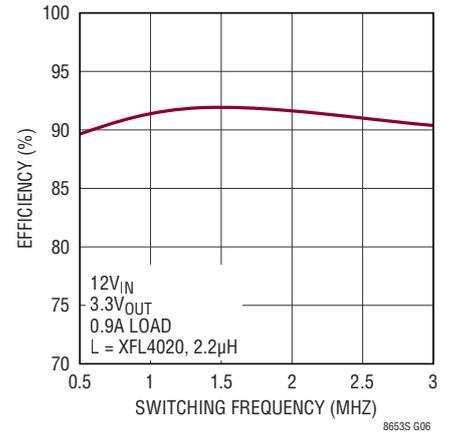
V_{OUT} = 3.3V 時の効率



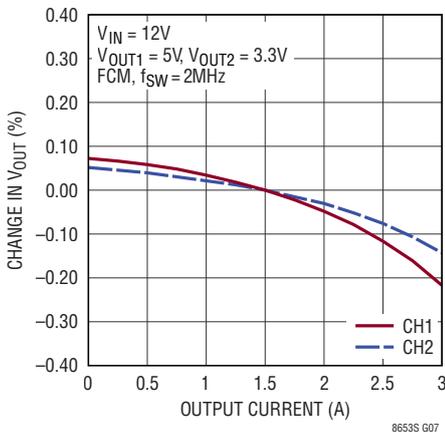
様々な f_{sw} での効率



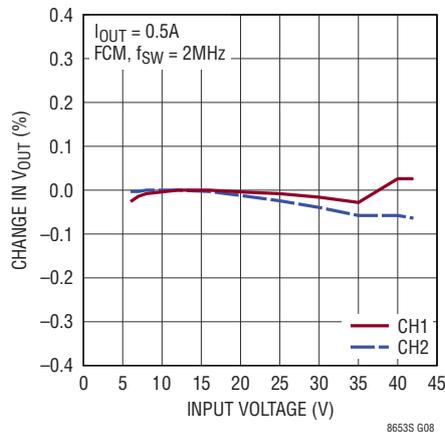
効率と f_{sw}



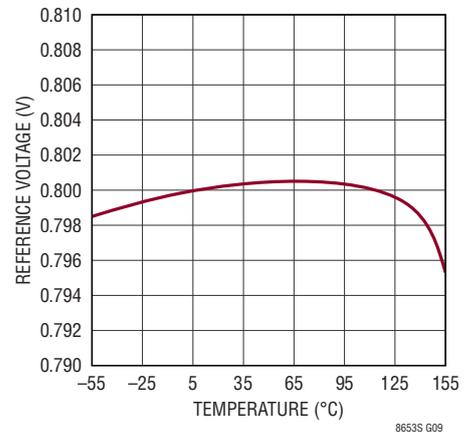
負荷レギュレーション



ラインレギュレーション

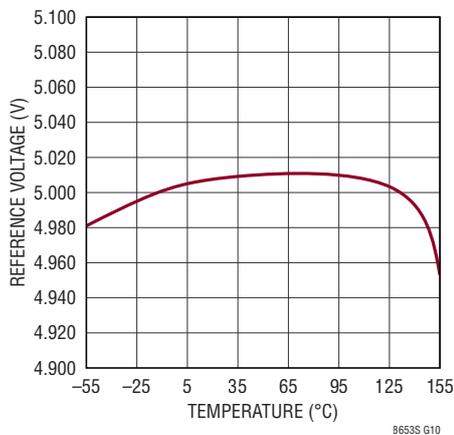


0.8V のリファレンス電圧

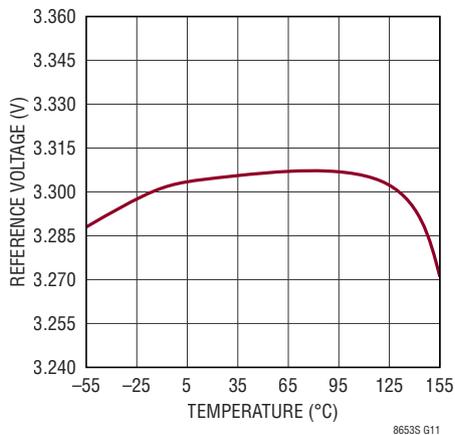


代表的な性能特性

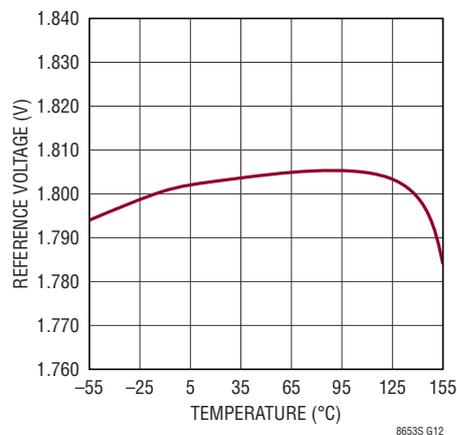
5Vの出力電圧



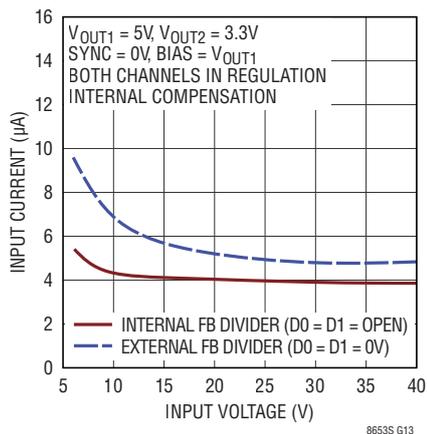
3.3Vの出力電圧



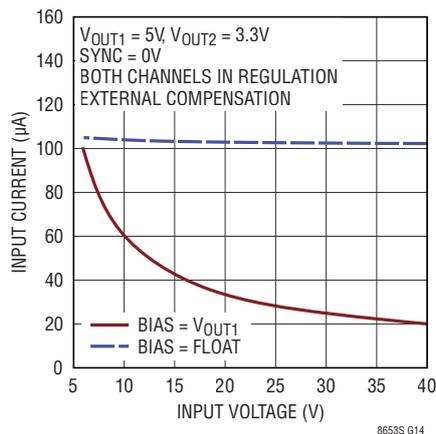
1.8Vの出力電圧



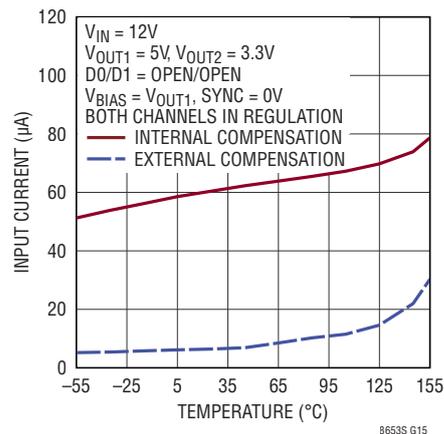
内部補償を使用した場合の
無負荷時電源電流



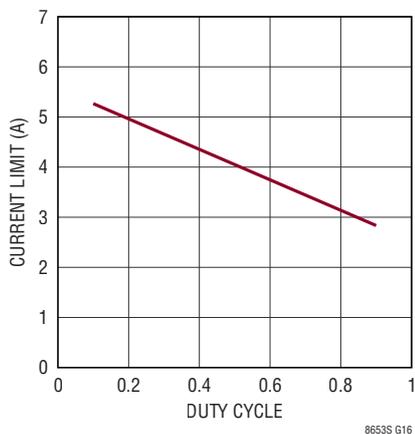
外部補償を使用した場合の
無負荷時電源電流



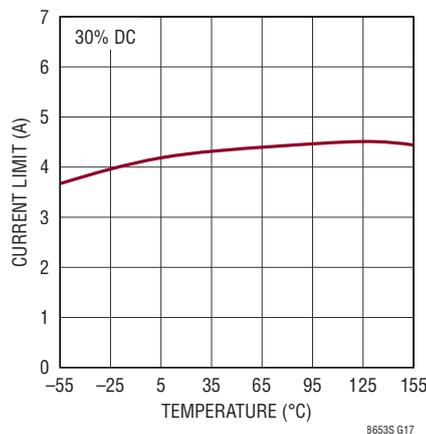
無負荷時電源電流



上側FETの電流制限

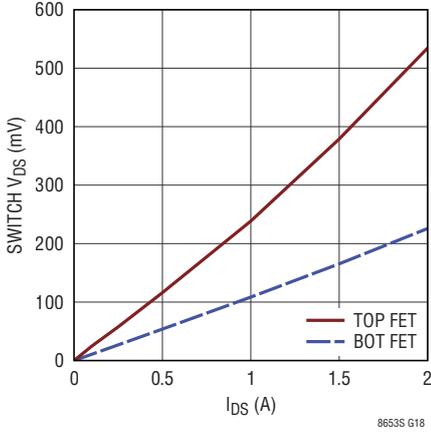


上側FETの電流制限

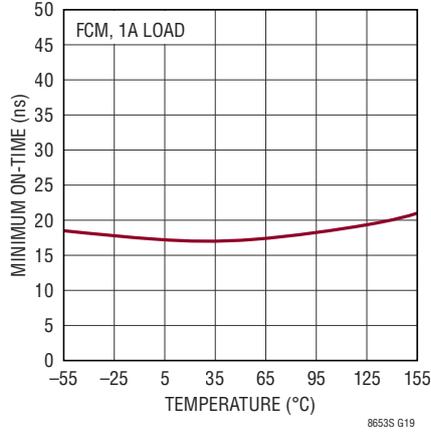


代表的な性能特性

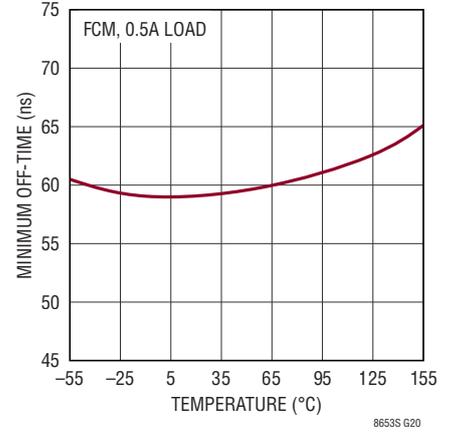
スイッチの V_{DS}



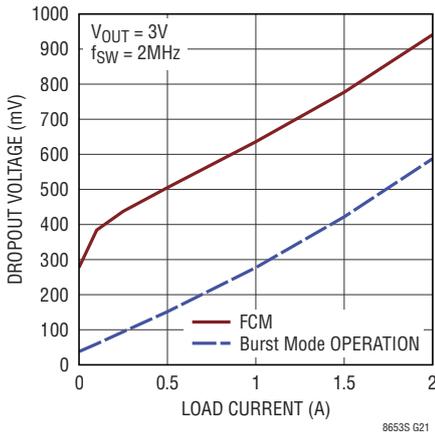
最小オン時間



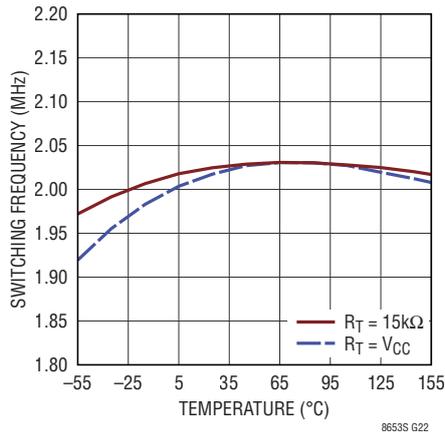
最小オフ時間



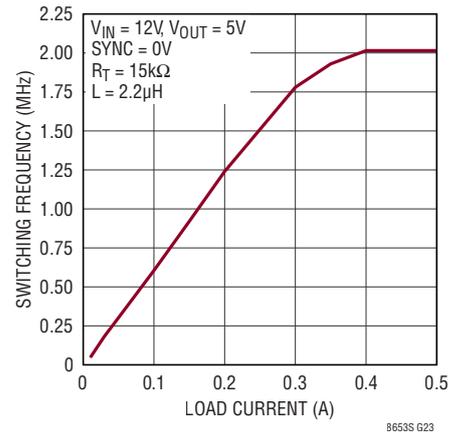
ドロップアウト電圧



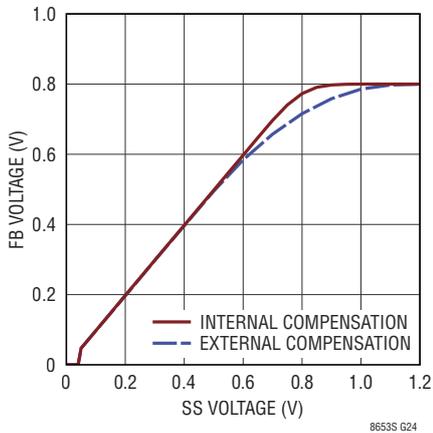
スイッチング周波数



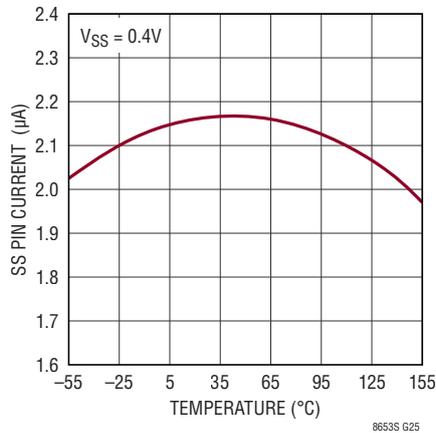
バースト周波数



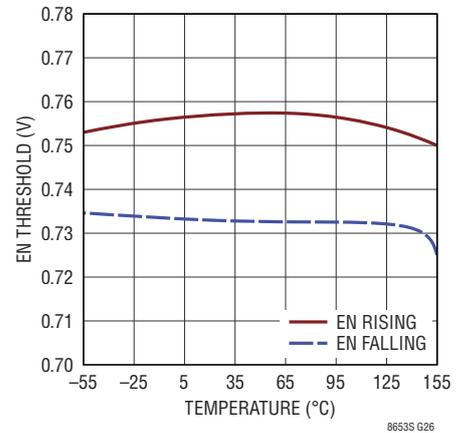
ソフトスタート時のトラッキング



ソフトスタート・ピンの電流

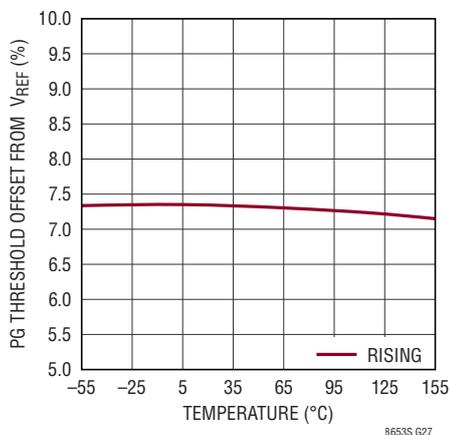


ENピンの閾値



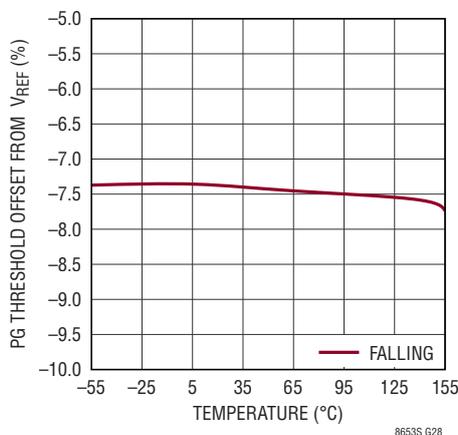
代表的な性能特性

PGピンのハイ閾値



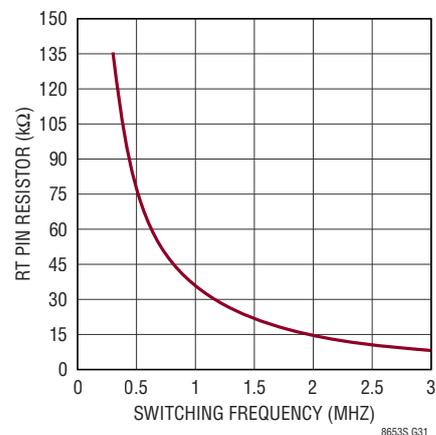
8653S G27

PGピンのロー閾値



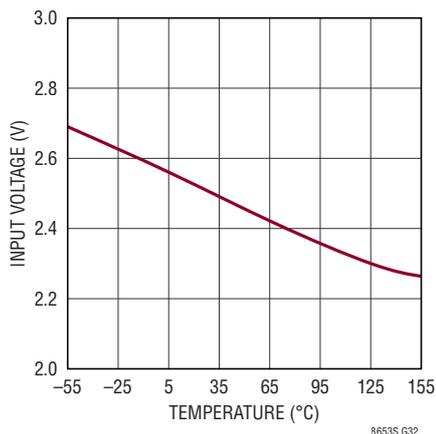
8653S G28

RTで設定したスイッチング周波数



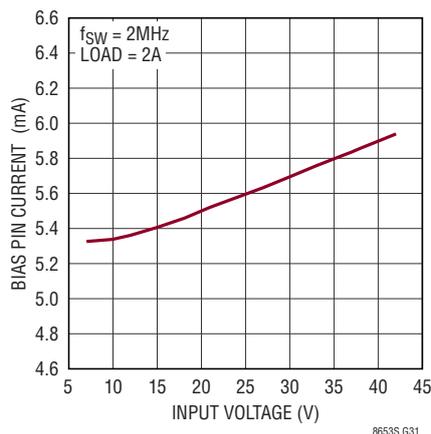
8653S G31

最小入力電圧



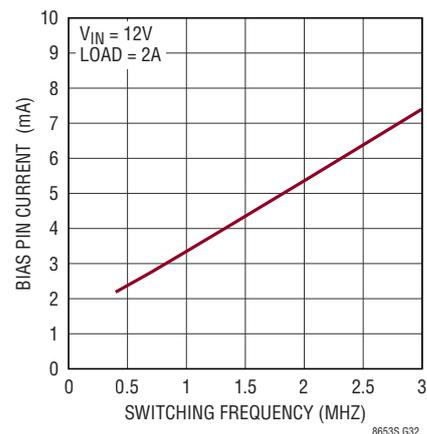
8653S G32

1チャンネルあたりの
バイアス・ピン電流



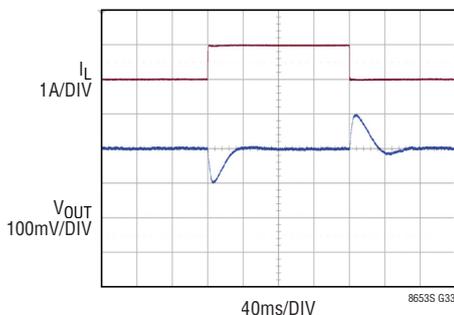
8653S G31

1チャンネルあたりの
バイアス・ピン電流



8653S G32

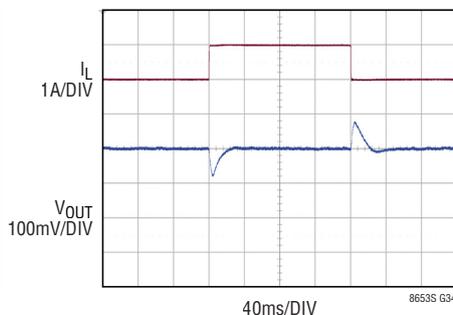
過渡応答:内部補償



8653S G33

0A TO 1A TRANSIENT
3.3V_{OUT}, D0 = D1 = 0V
C_{OUT} = 100μF
FCM, f_{SW} = 2MHz (R_T = 15kΩ)

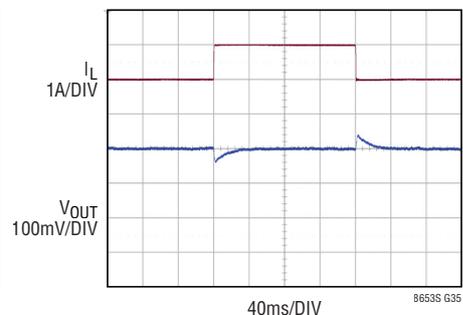
過渡応答:内部補償、
内部設定の2MHz fsw



8653S G34

0A TO 1A TRANSIENT
3.3V_{OUT}, D0 = D1 = 0V
C_{OUT} = 100μF
FCM, f_{SW} = 2MHz (R_T = V_{CC})

過渡応答:外部補償

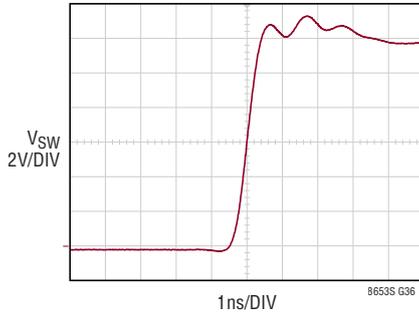


8653S G35

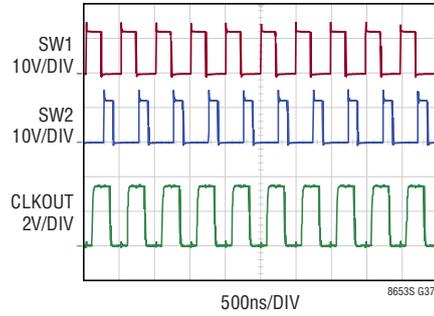
0A TO 1A TRANSIENT
3.3V_{OUT}, D0 = D1 = 0V
C_{OUT} = 100μF
FCM, f_{SW} = 2MHz (R_T = 15kΩ)
C_C = 470pF, R_C = 34.8kΩ

代表的な性能特性

スイッチの立上がりエッジ

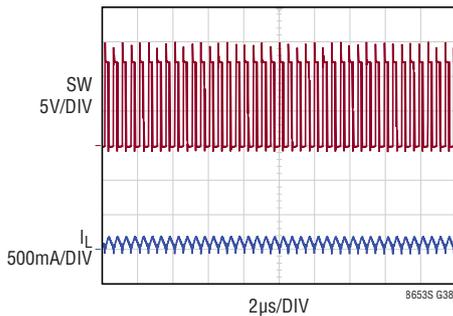


CH1、CH2、およびCLKOUT



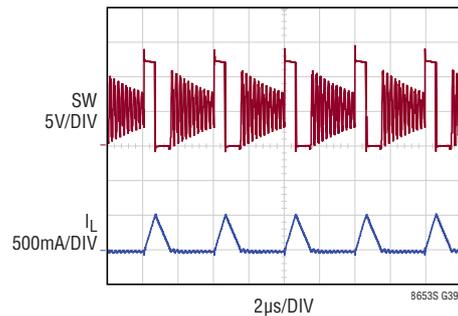
$V_{IN} = 12V$
 CH1 = $5V_{OUT}$ AT 0A
 CH2 = $3.3V_{OUT}$ AT 0A
 SYNC = FLOAT

強制連続モード (FCM)



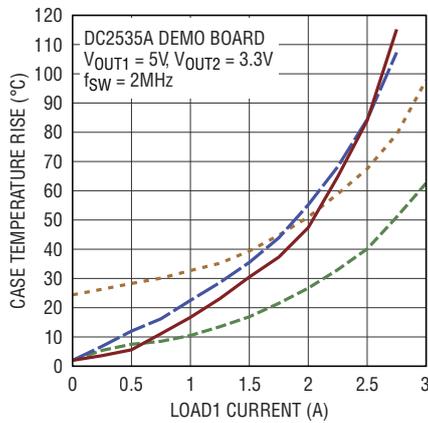
$12V_{IN}$ to $5V_{OUT}$ AT 100mA
 SYNC = FLOAT

Burst Mode動作



$12V_{IN}$ to $5V_{OUT}$ AT 100mA
 SYNC = 0V

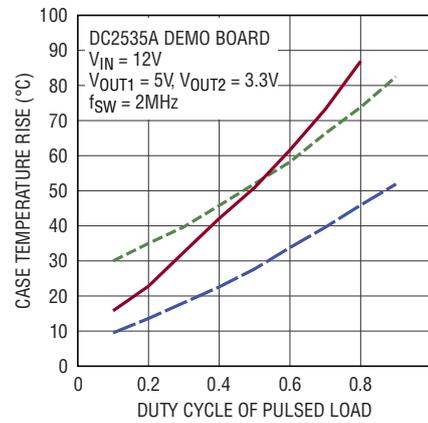
ケース温度の上昇



DC2535A DEMO BOARD
 $V_{OUT1} = 5V$, $V_{OUT2} = 3.3V$
 $f_{SW} = 2MHz$

- $12V_{IN}$, LOAD2 = LOAD 1
- $24V_{IN}$, LOAD2 = LOAD 1
- $12V_{IN}$, LOAD2 = 0A
- $12V_{IN}$, LOAD2 = 2A

ケース温度の上昇

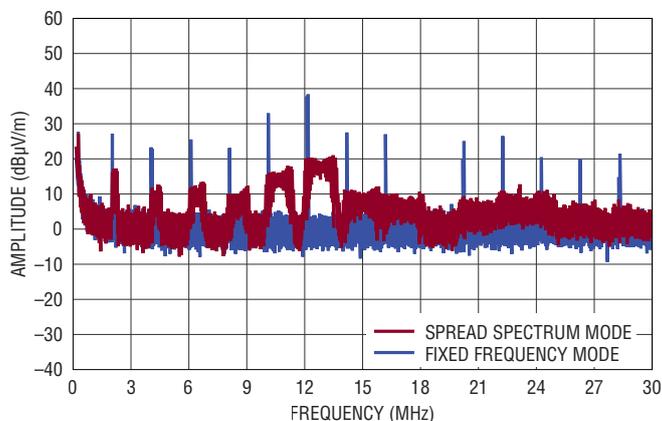


DC2535A DEMO BOARD
 $V_{IN} = 12V$
 $V_{OUT1} = 5V$, $V_{OUT2} = 3.3V$
 $f_{SW} = 2MHz$

- CH1 = CH2 = 0.5A STANDBY, 3A PULSED
- CH1 = 0.5A STANDBY, 3A PULSED; CH2 = 0A
- CH1 = 0.5A STANDBY, 3A PULSED; CH2 = 2A

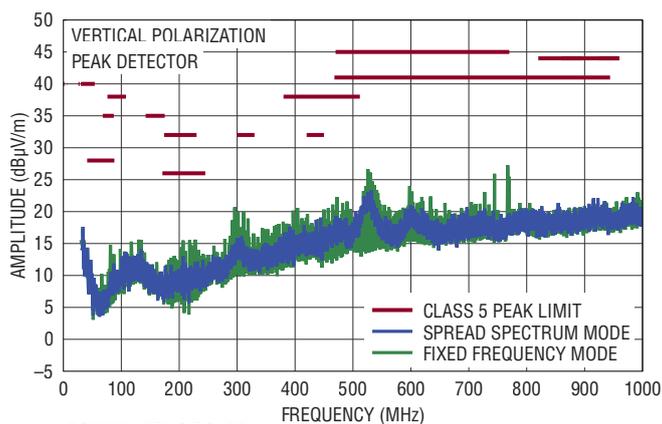
代表的な性能特性

伝導EMI性能



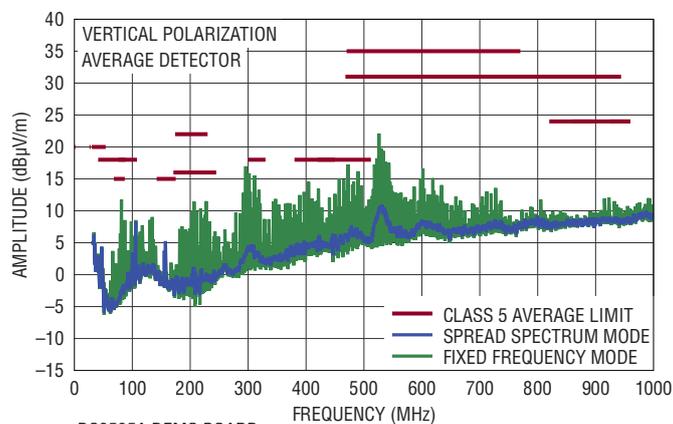
DC2535A DEMO BOARD (WITH EMI FILTER INSTALLED) 8653S G42
 14V INPUT TO 5V OUTPUT1 AT 2A AND 3.3V OUTPUT2 AT 2A, $f_{SW} = 2\text{MHz}$

放射EMI性能
 (クラス5ピーク値でのCISPR25放射エミッション・テスト)



DC2535A DEMO BOARD (WITH EMI FILTER INSTALLED) 8653S G43
 14V INPUT TO 5V OUTPUT1 AT 2A AND 3.3V OUTPUT2 AT 2A, $f_{SW} = 2\text{MHz}$

放射EMI性能
 (クラス5平均限度値でのCISPR25放射エミッション・テスト)



DC2535A DEMO BOARD (WITH EMI FILTER INSTALLED) 8653S G44
 14V INPUT TO 5V OUTPUT1 AT 2A AND 3.3V OUTPUT2 AT 2A, $f_{SW} = 2\text{MHz}$

ピン機能

D0 (1 番ピン) : 出力電圧の選択ビット。D0は、目的のFBレギュレーション電圧を選択するため、ハイ(V_{CC})に接続、ロー(GND)に接続、開放状態のままのいずれかにする必要があります(表1を参照)。

D1 (2 番ピン) : 出力電圧の選択ビット。D1は、目的のFBレギュレーション電圧を選択するため、ハイ(V_{CC})に接続、ロー(GND)に接続、開放状態のままのいずれかにする必要があります(表1を参照)。

PG2 (3 番ピン) : PG2ピンは内部コンパレータのオープンドレイン出力です。PG2はFB2ピンが最終レギュレーション電圧の±7.5%以内になるまでローのままであり、障害状態にはなりません。PG2がローになるのは、V_{IN}のUVLO時、V_{CC}のUVLO時、サーマル・シャットダウン時、またはEN/UVピンがローのときです。

PG1 (4 番ピン) : PG1ピンは内部コンパレータのオープンドレイン出力です。PG1はFB1ピンが最終レギュレーション電圧の±7.5%以内になるまでローのままであり、障害状態にはなりません。PG1がローになるのは、V_{IN}のUVLO時、V_{CC}のUVLO時、サーマル・シャットダウン時、またはEN/UVピンがローのときです。

SYNC (5 番ピン) : 外部クロックの同期入力。低出力負荷での低リップルBurst Mode動作では、このピンを接地します。スペクトラム拡散変調機能ありの強制連続モードにする場合は、2.8V以上のDC電圧を印加するか、V_{CC}に接続します。スペクトラム拡散変調機能なしの強制連続モードにする場合は、SYNCピンをフロート状態にします。強制連続モードでは、I_Qが数mAまで増加します。外部周波数と同期させるには、SYNCピンにクロック源を入力します。外部周波数を入力すると、LT8653Sは強制連続モードになります。

CLKOUT (6 番ピン) : 強制連続モードでは、チャンネル1と位相が90°ずれているデューティ・サイクル50%の方形波がCLKOUTピンから出力されます。これにより、最大4相まで他のレギュレータと同期することができます。SYNCピンに外部クロックを入力すると、CLKOUTピンはSYNC波形と同じ位相、同じデューティ・サイクル、同じ周波数の波形を出力します。Burst Mode動作では、CLKOUTピンは接地されます。CLKOUT機能を使用しない場合は、このピンをフロート状態にします。

SW1 (7 番ピン) : SW1ピンは、チャンネル1の内部パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタに接続します。優れた性能を得るため、プリント回路基板上でのこのノードの面積は小さくなるようにしてください。

SW2 (8 番ピン) : SW2ピンは、チャンネル2の内部パワー・スイッチの出力です。このピンは、インダクタに接続します。優れた性能を得るため、プリント回路基板上でのこのノードの面積は小さくなるようにしてください。

V_{CC} (9 番ピン) : 内部レギュレータのバイパス・ピン。内部パワー・ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力を供給されます。V_{CC}の電流は、V_{BIAS} > 3.1Vの場合はBIASピンから供給され、そうでない場合はV_{IN}ピンから供給されます。V_{BIAS}が3.0V~3.5Vの範囲内の場合、V_{CC}ピンの電圧は2.8V~3.3Vの範囲で変化します。V_{CC}ピンには外部回路による負荷をかけないでください。

BIAS (10 番ピン) : BIASが3.1Vより高い電圧に接続されていると、内部レギュレータにはV_{IN}ではなくBIASから電流が流れます。出力電圧が3.3V以上の場合、このピンはV_{OUT}に接続してください。このピンをV_{OUT}以外の電源に接続する場合は、このピンの近くに1μFのバイパス・コンデンサを使用してください。

VC1 (11 番ピン) : チャンネル1のエラーアンプ出力およびスイッチング・レギュレータの補償ピン。レギュレータのループの周波数応答を補償するには、このピンに適切な外付け部品を接続します。デフォルトの内部補償を使用するには、このピンをV_{CC}ピンに接続します。内部補償を使用する場合、Burst Modeでのチャンネル1の自己消費電流はわずか2.5μAです。外部補償を使用する場合、Burst Modeでのチャンネル1の自己消費電流は約50μAに増加します。

FB1 (12 番ピン) : LT8653Sは、D0およびD1ピンの状態に応じてFB1ピンを800mV、1.8V、3.3V、5.0Vに安定化します。800mVに設定する場合、帰還抵抗分圧器のタップをこのピンに接続します。1.8V、3.3V、5.0Vに設定する場合、このピンを直接出力に接続します。

ピン機能

SS1 (13番ピン): チャンネル1の出力トラッキングおよびソフトスタート・ピン。このピンを使用して、起動時の出力電圧の上昇率を制御できます。SS1ピンの電圧が0.8Vより低くなると、LT8653SはFB1ピンの電圧を安定化してSS1ピンの電圧と等しくなるようにします。SS1ピンの電圧が0.8Vより高くなると、トラッキング機能はディスエーブルされ、内部リファレンスによるエラーアンプの制御が再開されます。このピンにはV_{CC}からの2 μ Aの内部プルアップ電流が流れるので、コンデンサで出力電圧のスルー・レートを設定できます。このピンは、シャットダウン時および障害発生時には360 Ω のMOSFETによってグラウンド電位になるので、低インピーダンス出力で駆動する場合は直列抵抗を使用してください。ソフトスタート機能を使わない場合は、このピンをフロート状態のままにしておいてもかまいません。

SS2 (14番ピン): チャンネル2の出力トラッキングおよびソフトスタート・ピン。このピンを使用して、起動時の出力電圧の上昇率を制御できます。SS2ピンの電圧が0.8Vより低くなると、LT8653SはFB2ピンの電圧を安定化してSS2ピンの電圧と等しくなるようにします。SS2ピンの電圧が0.8Vより高くなると、トラッキング機能はディスエーブルされ、内部リファレンスによるエラーアンプの制御が再開されます。このピンにはV_{CC}からの2 μ Aの内部プルアップ電流が流れるので、コンデンサで出力電圧のスルー・レートを設定できます。このピンは、シャットダウン時および障害発生時には360 Ω のMOSFETによってグラウンド電位になるので、低インピーダンス出力で駆動する場合は直列抵抗を使用してください。ソフトスタート機能を使わない場合は、このピンをフロート状態のままにしておいてもかまいません。

FB2 (15番ピン): LT8653Sは、D0およびD1ピンの状態に応じてFB2ピンを800mV、1.8V、3.3V、5.0Vに安定化します。800mVに設定する場合、帰還抵抗分圧器のタップをこのピンに接続します。1.8V、3.3V、5.0Vに設定する場合、このピンを直接出力に接続します。

VC2 (16番ピン): チャンネル2のエラーアンプ出力およびスイッチング・レギュレータの補償ピン。レギュレータのループの周波数応答を補償するには、このピンに適切な外付け部品を接続します。デフォルトの内部補償を使用するには、このピンをV_{CC}ピンに接続します。内部補償を使用する場合、Burst Modeでのチャンネル2の自己消費電流はわずか2.5 μ Aです。外部補償を使用する場合、Burst Modeでのチャンネル2の自己消費電流は約50 μ Aに増加します。

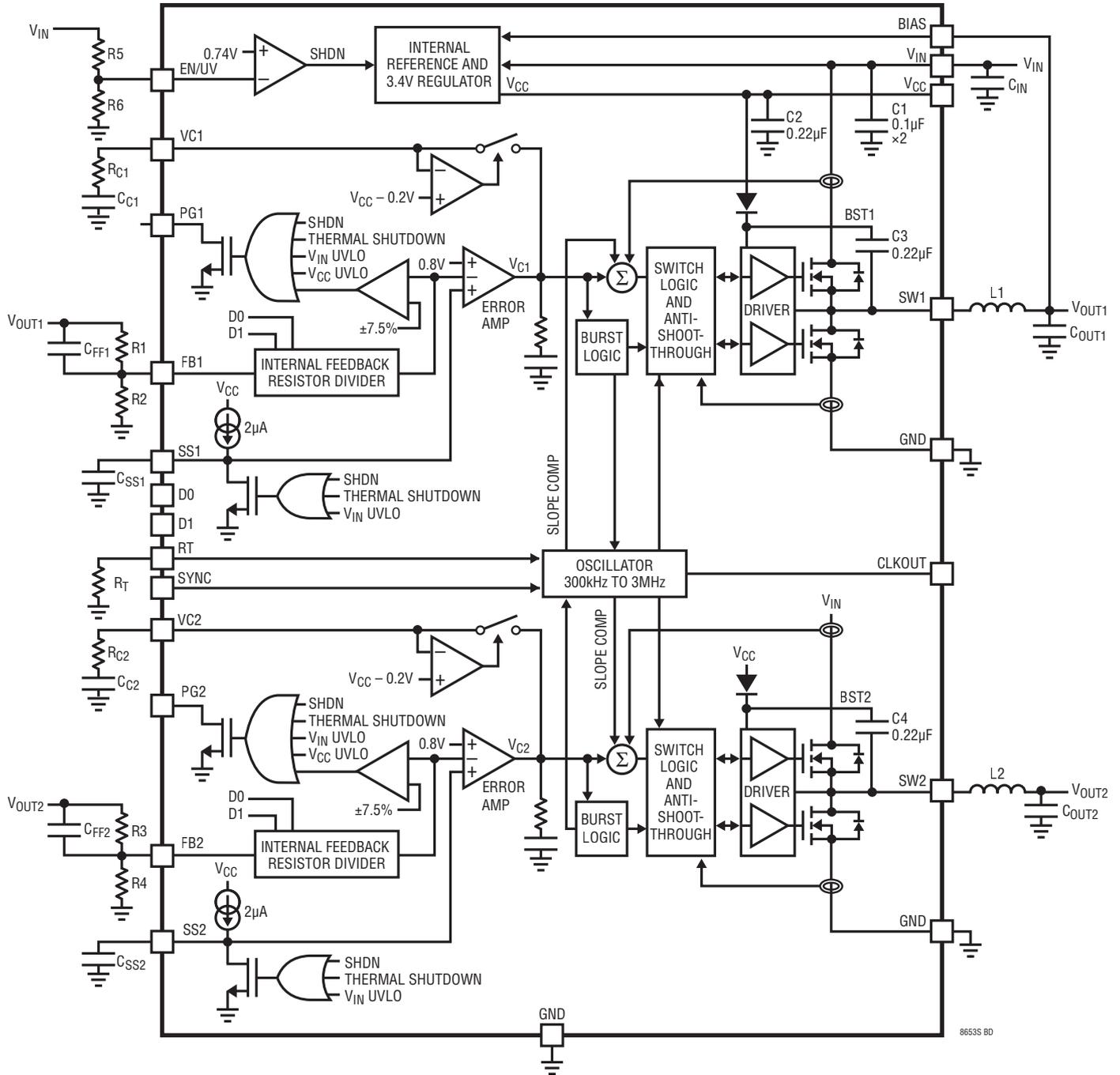
RT (17番ピン): RTピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定します。RTピンをV_{CC}に接続することで、スイッチング周波数を2MHz(高速内部補償付き)に設定できます。

EN/UV (18番ピン): LT8653Sの両チャンネルは、このピンがローのときシャットダウン状態になり、このピンがハイのときアクティブになります。ヒステリシスのあるスレッショルド電圧は上昇時0.77V、下降時0.74Vです。シャットダウン機能を使用しない場合は、V_{IN}に接続します。V_{IN}からの外付け抵抗分圧器を使って、その値を下回るとLT8653SがシャットダウンするV_{IN}閾値を設定できます。このピンはフロート状態にしないでください。

V_{IN} (19, 20番ピン): V_{IN}ピンからLT8653Sの内部回路とチャンネル1および2の内蔵の上側パワー・スイッチに電流が供給されます。このピンは短距離でバイパスする必要があります。入力コンデンサの正端子はV_{IN}ピンのできるだけ近くに配置し、入力コンデンサの負端子はGNDパッドのできるだけ近くに配置するようにしてください。

GND (露出パッド21番ピン): LT8653Sのシステム・グラウンド。露出パッドはシステム・グラウンドおよび基板のグラウンド・プレーンに接続します。入力コンデンサの負端子はGNDパッドのできるだけ近くに配置してください。熱抵抗を低減するために、露出パッドはPCBにハンダ処理する必要があります。

ブロック図



動作

はじめに

LT8653Sはデュアル・モノリシック降圧レギュレータです。2つのチャンネルは、電流供給能力およびパワー・スイッチ・サイズの点で同じです。ここでは、チャンネル1と共通回路の動作を説明します。チャンネル2との違いと相互作用については、該当する場合にのみ明記します。

動作

LT8653Sはモノリシック、固定周波数、ピーク電流モードのデュアル降圧DC/DCコンバータです。RTピンに接続する抵抗を使用して周波数を設定する発振器により、各クロック・サイクルの開始時に内蔵の上側パワー・スイッチがオンします。次に、インダクタを流れる電流が増加して上側スイッチの電流コンパレータが作動し、上側のパワー・スイッチがオフします。上側スイッチがオフするときのピーク・インダクタ電流は、 V_C ノードの電圧によって制御されます。エラーアンプは、 V_{FB} ピンの電圧を0.8Vの内部リファレンスと比較することにより、 V_C ノードをサーボ制御します。負荷電流が増加すると、帰還電圧はリファレンスと比較して低くなるので、エラーアンプによって V_C の電圧が上昇し、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで上昇し続けます。強制連続モード (FCM) 以外の場合、上側パワー・スイッチがオフすると、同期パワー・スイッチがオンし、次のクロック・サイクルが始まるか、インダクタ電流が0に減少するまでオンのままになります。過負荷状態によって下側のNMOS電流制限値を超える電流が下側スイッチに流れると、スイッチ電流が安全なレベルに戻るまで次のクロック・サイクルは遅延します。

LT8653Sの「S」は、第2世代のSilent Switcher技術を表しています。この技術は、高スイッチング周波数で高効率を実現するための高速スイッチング・エッジを可能にすると同時に、良好なEMI/EMC性能を実現します。これには、 V_{IN} 、 V_{CC} 、BST1、BST2のセラミック・コンデンサ(ブロック図のC1~C4)をパッケージ内に集積化することが含まれます。これらのコンデンサは、全ての高速AC電流ループを小さく保ち、EMI/EMC性能を改善します。

EN/UVピンがローの場合、両チャンネルはシャットダウンし、LT8653Sには入力電源から1 μ Aが流れ込みます。EN/UVピンの電圧が0.74Vを超えると、両スイッチング・レギュレータはアクティブになります。 V_{IN} によって、両チャンネルの共通バイアス回路に6.2 μ Aが供給されます。

各チャンネルは個別にBurst Mode動作に移行して、軽負荷時の効率を最適化できます。バーストとバーストの間は、出力スイッチの制御に関連する全ての回路がシャットダウンし、入力電源電流に対する該当チャンネルの影響を低減します。標準的なアプリケーションでは、片方のチャンネルを無負荷で安定化しているとき入力電源から6.2 μ Aを消費します。Burst Mode動作にする場合はSYNCピンを接地し、強制連続モード (FCM) にする場合はSYNCピンをフロート状態にし、強制連続モードでスペクトラム拡散変調機能 (SSM) を使用する場合は1.8Vより大きいDC電圧を印加します。SYNCピンにクロックを入力すると、両方のチャンネルが外部クロックの周波数に同期し、強制連続モードで動作します。強制連続モードの間は発振器が連続して動作し、スイッチング波形の立上がり遷移がクロックに揃えられます。軽負荷時には、インダクタ電流を負の方向に流して、設定スイッチング周波数を維持できます。負のインダクタ電流が大量に流れて入力に戻ることがないように、両方のパワー・スイッチに対して最小電流制限が適用されます。スペクトラム拡散変調機能 (SSM) は、RTピンで設定された設定値より最大20%高い周波数でスイッチング周波数のデザインを実行し、スイッチング・エネルギーを周波数領域で拡散させます。Burst Mode動作ではCLKOUTピンから何も出力されませんが、強制連続モードでは位相がチャンネル1から90°シフトした方形波が出力されます。クロックをSYNCピンに入力すると、CLKOUTピンの出力は、外部クロックと同じ位相およびデューティ・サイクルになります。

あらゆる負荷にわたって効率を改善するため、BIASピンのバイアス電圧が3.3V以上の場合、内部回路に流れる電源電流をBIASピンから供給することができます。そうでない場合、内部回路に流れる電流は全て V_{IN} から供給されます。BIASピンは、3.3V以上に設定された最小の V_{OUT} に接続してください。

動作

V_Cピンにより、事前に設定したスイッチング周波数に基づいて、スイッチング・レギュレータのループ補償を最適化できます。V_CピンをV_{CC}に接続することにより、内部補償を選択できます。こうすると、アプリケーション回路が簡単になります。外部補償では過渡応答が改善されますが、その代償として自己消費電流が1チャンネルあたり約50 μ A増加します。

出力電圧がレギュレーション電圧から $\pm 7.5\%$ (代表値)以上変化した場合や、障害状態が発生した場合は、FBピンの電圧をモニタするコンパレータによって、対応するPGピンがローになります。

外付けのソフトスタート・コンデンサにSSピンを介して一定の電流を供給し、電圧ランプを発生させることにより、トラッキング・ソフトスタートが実現されます。SSピンの電圧が0.8Vを超えるまで、FBの電圧はSSピンの電圧に安定化されます。その後、FBの電圧は0.8Vのリファレンス電圧に安定化されます。SSピンの電圧が40mVより低くなると、対応するスイッチング・レギュレータはスイッチングを停止します。シャットダウン、V_{IN}の低電圧、またはサーマル・シャットダウンが発生すると、SSピンのコンデンサはリセットされます。

両チャンネルとも最大3Aの電流を出力するように設計されていますが、熱に対する配慮から、実際には各チャンネルから同時に出力される連続電流は2Aまでに制限されます。

アプリケーション情報

超低自己消費電流の達成

軽負荷での効率を上げるため、LT8653Sは低リップルのBurst Modeで動作し、入力自己消費電流と出力電圧リップルを最小に抑えながら、出力コンデンサを目的の出力電圧に充電した状態に保ちます。V_{IN}によって、共通バイアス回路に3.7μAが供給されます。Burst Mode動作では、LT8653Sは単一の小電流パルスを出力コンデンサに供給し、それに続くスリープ期間には出力コンデンサから出力電力が供給されます。スリープ・モード時に両チャンネルが消費する電流は合計でわずか6.2μAです。

出力負荷が減少すると、単一電流パルスの周波数が低下し(図1を参照)、LT8653Sがスリープ・モードで動作する時間の割合が高まるので、標準的なコンバータよりも軽負荷での効率ははるかに高くなります。パルスの間隔を最大にすると、出力負荷がないときの標準的なアプリケーションに対して、コンバータの自己消費電流が6.2μAに近づきます。したがって、軽負荷時の静止電流の性能を最適化するには、帰還抵抗分圧器の電流を最小限に抑える必要があります。この電流は負荷電流として出力に現れるからです。

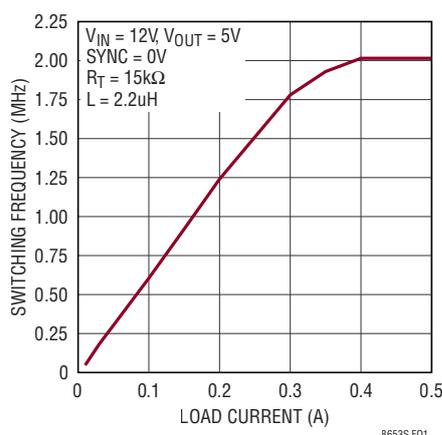


図1. バースト周波数

Burst Mode動作時は上側スイッチの電流制限値が約0.6Aなので、図2に示すような出力電圧リップル波形が得られます。出力容量を大きくすると、それに比例して出力リップルは減少します。負荷がゼロから次第に増加すると、それに応じてスイッチング周波数も増加しますが、図1に示すように、RTピンに接続した抵抗で設定されるスイッチング周波数が上限です。LT8653Sが設定周波数に達する出力負荷は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタをどう選択するかによって変わります。

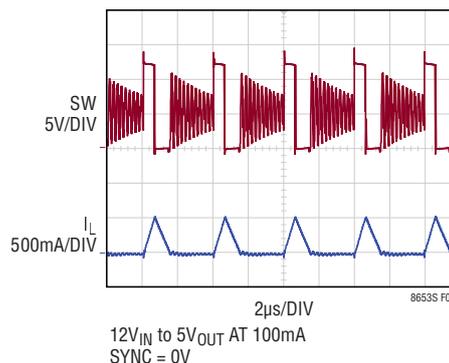


図2. Burst Mode動作

アプリケーションによっては、強制連続モード(FCM)を選択して、出力負荷がゼロに減少するまで最大スイッチング周波数を維持することを推奨します。強制連続モードのセクションを参照してください。

FBの抵抗分圧ネットワーク

出力電圧は、出力とFBピンの間に接続した抵抗分圧器(チャンネル1はR1~2、チャンネル2はR3~4)を使用して設定します。抵抗値は次式に従って選択します。

$$R1 = R2 \left(\frac{V_{OUT1}}{0.8V} - 1 \right)$$

参照名についてはブロック図を参照してください。出力電圧の精度を保つため、誤差1%の抵抗を推奨します。

入力静止電流を小さくして、軽負荷時の効率を上げる必要がある場合は、FBの抵抗分圧器に大きな抵抗値を使用します。分圧器に流れる電流は負荷電流の役割を果たすので、コンバータへの無負荷時入力電流が増加します。この値は次式で概算されます。

$$I_Q = 3.7\mu A + \left(\frac{V_{OUT1}}{R1+R2} \right) \left(\frac{V_{OUT1}}{V_{IN}} \right) \left(\frac{1}{n} \right)$$

ここで、3.7μAはチャンネル1と共通回路の自己消費電流、第2項は軽負荷時の効率nで動作するチャンネル1の入力に反映される帰還抵抗分圧器の電流です。R1 = 1M、R2 = 316kの3.3Vアプリケーションでは、帰還抵抗分圧器に2.5μAが流れます。V_{IN} = 12Vおよびn = 80%の場合は、3.7μAの自己消費電流に0.9μAが加わるので、12V電源から流れる無負荷時電流は4.6μAになります。この式は無負荷時電流がV_{IN}の関数であることを意味します。このグラフは代表的な性能特性のセクションに示してあります。

アプリケーション情報

同様の計算を行って、チャンネル2の帰還抵抗による入力電流への影響を求めることができます。R3 = 1M、R4 = 191k、V_{IN} = 12V、およびn = 80%の5Vアプリケーションでは、これによって入力電流に2.2μAが加わるので、両チャンネルがオンした場合は合計で6.8μAになります。

標準的なFB抵抗の1MΩを使用する場合は、4.7pF~10pFの位相進みコンデンサをV_{OUT}とFBピンの間に接続してください。

D0ピンとD1ピンの設定

D0ピンとD1ピンを設定することで、固定出力電圧で動作するように本デバイスを構成できます。各ピンを接地、開放状態のまま、V_{CC}に接続のいずれかにすることで、全部で9種類の出力電圧構成を設定できます。D0とD1を接地した場合、両FBピンは0.8Vに安定化され、FBの抵抗分圧ネットワークのセクションに記載したように外付け帰還抵抗分圧ネットワークを使って出力電圧を設定できます。その他のD0とD1の組み合わせでは内部帰還抵抗分圧器がFBピンとエラー・アンプに接続されます。そのため、FBピンを出力ノードに直接接続することで5V、3.3V、1.8V出力を安定化できます。内部帰還抵抗分圧器を使うと、外付け帰還抵抗分圧ネットワークが不要なため外部回路が簡単になります。内部帰還抵抗分圧器は合計で12MΩであるため、本デバイスの無負荷時自己消費電流を、外付け抵抗分圧器を用いた場合に実現可能な値よりも低減できます。

表1に、各D0およびD1構成に対するFB1およびFB2ピンのレギュレーション電圧を示します。FBピンを1.8V、3.3V、5.0Vに安定化する場合、FBピンを直接出力に接続する必要があります。FBピンを0.8Vに安定化する場合、外付けの抵抗分圧ネットワークを使って出力電圧を設定する必要があります。

表1. D0とD1による固定出力電圧の設定

| D0 | D1 | VFB1 | VFB2 |
|-----------------|-----------------|------|------|
| 0 | 0 | 0.8 | 0.8 |
| 0 | Open | 3.3 | 0.8 |
| Open | 0 | 5 | 0.8 |
| Open | Open | 5 | 3.3 |
| 0 | V _{CC} | 3.3 | 3.3 |
| V _{CC} | 0 | 5 | 5 |
| V _{CC} | Open | 3.3 | 1.8 |
| Open | V _{CC} | 5 | 1.8 |
| V _{CC} | V _{CC} | 1.8 | 0.8 |

D0およびD1ピンは、状態を変えずにOpen状態で最大2.5μAのプルアップまたはプルダウン・リークを流せます。しかし、D0またはD1ピンをOpen状態に駆動する場合、V_{CC}からグラウンドに接続した2つの10k抵抗で形成された抵抗分圧器の midpoint にD0またはD1ピンを接続します。

スイッチング周波数の設定

LT8653Sには固定周波数PWMアーキテクチャが使われており、RTピンから接地した抵抗を使って、300kHz~3MHzの範囲でスイッチングするように設定することができます。目的のスイッチング周波数に必要なR_Tの値を表2に示します。

目的のスイッチング周波数を得るために必要なR_Tの抵抗値は次式を使用して計算できます。

$$R_T = \frac{41.7}{f_{sw}} - 5.8$$

ここで、R_Tの単位はkΩ、f_{sw}は目的のスイッチング周波数で単位はMHzです。

アプリケーション情報

LT8653Sの2つのチャンネルは180°位相をずらして動作し、位相の揃ったスイッチング・エッジによるノイズ発生を防ぎ、入力電流リップルを低減します。

表2. スwitchング周波数とR_Tの値

| f _{sw} (MHz) | R _T (kΩ) |
|-----------------------|---------------------|
| 0.3 | 137 |
| 0.4 | 100 |
| 0.5 | 78.7 |
| 0.6 | 63.4 |
| 0.8 | 46.4 |
| 1.0 | 35.7 |
| 1.2 | 28.7 |
| 1.4 | 23.7 |
| 1.6 | 20 |
| 1.8 | 17.4 |
| 2.0 | 15 |
| 2.2 | 13 |
| 2.5 | 11 |
| 3.0 | 8.06 |

グラウンドに接続した抵抗を使う代わりに、LT8653SのRTピンをV_{CC}に接続することで、スイッチング周波数を2MHzに設定できます。このように設定した場合、過渡応答を2MHz動作に最適化するように内部補償が調整されるため、外付けR_T抵抗で設定したスイッチング周波数で内部補償を使って動作する場合より高速な過渡応答が得られます。スイッチング周波数をR_T抵抗を使って設定してもRTピンをV_{CC}に接続して設定しても、VCノードの外部補償は同じです。

動作周波数の選択と交換条件

動作周波数の選択は効率、部品サイズ、入力電圧範囲の間の兼ね合いによって決まります。高周波数動作の利点は、小さな値のインダクタとコンデンサを使用できることです。欠点は効率が低いことと、入力電圧範囲が狭いことです。

与えられたアプリケーションでの最大スイッチング周波数(f_{sw}(MAX))は、次のように計算することができます。

$$f_{sw(MAX)} = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{t_{ON(MIN)} (V_{IN} - V_{SW(TOP)} + V_{SW(BOT)})}$$

ここで、V_{IN}は標準の入力電圧、V_{OUT}は出力電圧、V_{SW(TOP)}およびV_{SW(BOT)}は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.6V、約0.33V)、t_{ON(MIN)}は上側スイッチの最小オン時間の30nsです(電気的特性を参照)。この式は、高いV_{IN}/V_{OUT}比に対応するには、スイッチング周波数を下げる必要があることを示しています。どちらのチャンネルの周波数制約の値が低いかに基づいて、スイッチング周波数を選択します。

トランジェント動作では、R_Tの値に関係なく、V_{IN}が42Vの絶対最大定格まで上昇する可能性があります。LT8653Sは、必要に応じて各チャンネルのスイッチング周波数を個別に下げることにより、インダクタ電流の制御を維持して安全に動作します。

Burst Mode動作では、LT8653Sは99%を超える最大デューティ・サイクルが可能であり、V_{IN}とV_{OUT}の間のドロップアウト電圧は上側スイッチのR_{DS(ON)}で制限されます。このモードでは、ドロップアウト状態になったチャンネルはスイッチ・サイクルをスキップするので、スイッチング周波数は低くなります。強制連続モードでは、LT8653Sは、デューティ・サイクルを高くするためにサイクルをスキップしません。デバイスは設定スイッチング周波数を維持します。また、最大デューティ・サイクルが小さくなるため、ドロップアウト電圧は大きくなります。

アプリケーション情報

V_{IN}/V_{OUT} 比が低いときに、設定スイッチング周波数からの偏差を許容できないアプリケーションの場合は、次式を使用してスイッチング周波数を設定します。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_{SW(BOT)}}{1 - f_{SW} \cdot t_{OFF(MIN)}} - V_{SW(BOT)} + V_{SW(TOP)}$$

ここで、 $V_{IN(MIN)}$ はスキップされたサイクルがない場合の最小入力電圧、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{SW(TOP)}$ および $V_{SW(BOT)}$ は内部スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.6V、約0.33V)、 f_{SW} は(RTによって設定された)スイッチング周波数、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小スイッチ・オフ時間です。スイッチング周波数が高くなると、サイクル数を減少させて高いデューティ・サイクルを実現できる入力電圧の最小値が高くなることに注意してください。

インダクタの選択と最大出力電流

LT8653Sは、アプリケーションの出力負荷要件に基づいてインダクタを選択できるようにすることで、ソリューション・サイズを最小限に抑えるよう設計されています。LT8653Sでは、高速ピーク電流モード・アーキテクチャの採用により、過負荷状態または短絡状態のときに、インダクタが飽和した動作に支障なく耐えられます。

最初に選択するインダクタの値としては、次の値が適切です。

$$L_{1,2} = \frac{V_{OUT1,2} + V_{SW(BOT)}}{f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} はスイッチング周波数(MHz)、 V_{OUT} は出力電圧、 $V_{SW(BOT)}$ は下側スイッチの電圧降下(約0.33V)、 L はインダクタの値(μH)です。過熱や効率低下を防ぐため、インダクタは、その実効値電流定格がアプリケーションの予想最大出力負荷より大きいものを選択する必要があります。更に、インダクタの飽和電流定格(通常は I_{SAT} と表示)は、負荷電流にインダクタのリップル電流の1/2を加えた値より大きくなければなりません。

$$I_{L(PEAK)} = I_{LOAD(MAX)} + \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (1)$$

ここで、 ΔI_L は式1で計算されるインダクタのリップル電流、 $I_{LOAD(MAX)}$ は所定のアプリケーションの最大出力負荷です。

簡単な例として、1Aの出力を必要とするアプリケーションでは、実効値定格が1Aより大きく I_{SAT} が1.3Aより大きいインダクタを使用します。過負荷状態または短絡状態が長時間にわたる場合は、インダクタの過熱を防ぐため、インダクタの実効値定格要件を大きくする必要があります。高い効率を保つには、直列抵抗(DCR)が小さく、コア材が高周波アプリケーション向けのものにする必要があります。

LT8653Sは、ピーク・スイッチ電流を制限してスイッチとシステムを過負荷障害から保護します。上側スイッチ電流制限値(I_{LIM})は低デューティ・サイクルでは6A以上ですが、直線的に低下して、 $DC = 0.8$ では4Aになります。したがって、インダクタの値は目的の最大出力電流($I_{OUT(MAX)}$)を供給するのに十分な大きさにする必要があります。この電流は、スイッチ電流制限値(I_{LIM})およびリップル電流の関数です。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

インダクタのピークtoピーク・リップル電流は次のように計算することができます。

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

ここで、 f_{SW} はLT8653Sのスイッチング周波数で、 L はインダクタの値です。したがって、LT8653Sが供給できる最大出力電流は、スイッチ電流制限値、インダクタの値、入力電圧、および出力電圧に依存します。

各チャンネルには2次的な下側スイッチ電流制限があります。上側スイッチがオフした後は、下側スイッチがインダクタ電流を流します。何らかの理由でインダクタ電流が大きすぎる場合は、下側スイッチがオンのままになり、インダクタ電流が安全なレベルに戻るまで上側スイッチがオンするのが遅れます。このレベルは下側のNMOSの電流制限値として規定されており、デューティ・サイクルには依存しません。アプリケーション回路での最大出力電流は、インダクタのリップル電流の2分の1にこの谷電流を加えた値に制限されます。

ほとんどの場合、電流制限は上側スイッチによって実行されます。インダクタ電流が下側スイッチの電流制限によって制御されるのは、最小オン時間の条件が満たされていない場合(高い入力電圧、高い周波数、またはインダクタの飽和)です。

アプリケーション情報

下側スイッチの電流制限値は、LT8653Sの最大定格電流に影響しないように、ピーク電流制限値と等しくなるように設計されています。

最大出力電流と不連続動作の詳細については、弊社の[アプリケーション・ノート44](#)を参照してください。

最後に、デューティ・サイクルが50%を超える場合 ($V_{OUT}/V_{IN} > 0.5$) は、低調波発振を防ぐためにインダクタンスを最小限に抑える必要があります。アプリケーション・ノート19を参照してください。

表3. インダクタ・メーカー

| メーカー | URL |
|------------------|--|
| Coilcraft | www.coilcraft.com |
| Sumida | www.sumida.com |
| Würth Elektronik | www.we-online.com |
| Vishay | www.vishay.com |

入力コンデンサ

LT8653S回路の入力は、X7RタイプまたはX5Rタイプのセラミック・コンデンサを V_{IN} ピンとGNDピンのできるだけ近くに配置してバイパスします。Y5V型は、温度や印加される電圧が変化すると性能が低下するので使用しないでください。LT8653Sをバイパスするには $4.7\mu\text{F}$ ~ $10\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサが適しており、リップル電流を容易に処理できます。低いスイッチング周波数を使用すると、大きな入力容量が必要になることに注意してください。入力ソース・インピーダンスが高かったり、長い配線やケーブルによる大きなインダクタンスが存在する場合、追加のバルク容量が必要になることがあります。これには性能の高くない電解コンデンサを使用することができます。

降圧レギュレータには、立上がり時間と立下がり時間の短いパルス電流が入力電源から流れます。その結果として生じるLT8653Sでの電圧リップルを減らし、周波数が非常に高いこのスイッチング電流を狭い範囲のループに押し込めてEMIを最小限に抑えるためには、入力コンデンサが必要です。通常は、0402小型ケース・サイズの $0.1\mu\text{F}$ コンデンサをLT8653Sにできるだけ近づけて配置し、より大容量のバルク・セラミック・コンデンサを追加して容量を増やします(PCBレイアウトのセクションを参照)。セラミック入力コンデンサに関する2つ目の注意点は、LT8653Sの最大入力電圧定格に関することです。セラミック入力コンデンサは、パ

ターンやケーブルのインダクタンスと結合して、質の良い(減衰の小さな)タンク回路を形成します。LT8653Sの回路を通電中の電源に差し込むと、入力電圧に公称値の2倍のリングングが生じて、LT8653Sの電圧定格を超える恐れがあります。ただし、この状況は簡単に回避できます(弊社の[アプリケーション・ノート88](#)を参照)。

出力コンデンサと出力リップル

出力コンデンサには2つの基本的な機能があります。出力コンデンサは、インダクタと共に、LT8653Sが発生する方形波をフィルタに通してDC出力を生成します。この機能では出力コンデンサが出力リップルを決定するので、スイッチング周波数でのインピーダンスが低いことが重要です。2番目の機能は、トランジェント負荷を満たしてLT8653Sの制御ループを安定化するためにエネルギーを蓄えることです。セラミック・コンデンサは、等価直列抵抗(ESR)が非常に小さいので最良のリップル性能が得られます。初期値に適した値については、標準的応用例のセクションを参照してください。

X5RまたはX7Rのタイプを使用してください。この選択により、出力リップルが小さくなり、過渡応答が良くなります。大きな値の出力コンデンサを使用し、 V_{OUT} とFBの間にフィードフォワード・コンデンサを追加することにより、トランジェント性能を改善できます。また、出力容量を大きくすると出力電圧リップルが減少します。値の小さい出力コンデンサを使用すればスペースとコストを節約できますが、トランジェント性能が低下し、ループが不安定になる可能性があります。コンデンサの推奨値については、このデータシートの標準的応用例を参照してください。

コンデンサを選択するときには、データシートに特に注意して、電圧バイアスと温度の該当する動作条件での実効容量を計算してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。

セラミック・コンデンサ

セラミック・コンデンサは小さく堅牢で、ESRが非常に小さいコンデンサです。ただし、セラミック・コンデンサには圧電特性があるため、LT8653Sに使用すると問題を生じることがあります。Burst Mode動作時に、LT8653Sのスイッチング周波数は負荷電流に依存します。また、非常に軽い負荷では、LT8653Sはセラミック・コンデンサを可聴周波数で励起し、可聴ノイズを発生することがあります。LT8653SはBurst

アプリケーション情報

Mode動作では低い電流制限値で動作するので、通常は非常に静かでノイズが気になることはありません。これが許容できない場合は、高性能のタンタル・コンデンサまたは電解コンデンサを出力に使用してください。低ノイズ・セラミック・コンデンサも使用できます。

表4. セラミック・コンデンサのメーカー

| メーカー | Web |
|-------------|-----------------|
| Taiyo Yuden | www.t-yuden.com |
| AVX | www.avxcorp.com |
| Murata | www.murata.com |
| TDK | www.tdk.com |

イネーブル・ピン

LT8653Sは、EN/UVピンがローのときシャットダウン状態になり、EN/UVピンがハイのときアクティブになります。EN/UVコンパレータの上昇時間値は0.74Vで、30mVのヒステリシスがあります。EN/UVピンは、シャットダウン機能を使用しない場合にはV_{IN}に接続できます。シャットダウン制御が必要な場合は、ロジック・レベルに接続できます。

抵抗分圧器をV_{IN}とEN/UVピンの間に追加すると、LT8653Sは、V_{IN}が目的の電圧より高くなった場合にのみ動作するように設定されます(ブロック図を参照)。通常、この閾値(V_{IN(EN)})は、入力電源が電流制限されているか、または入力電源のソース抵抗が比較的高い状況で使用されます。スイッチング・レギュレータは電源から一定の電力を引き出すため、電源電圧が低下するにつれ、電源電流が増加します。この現象は電源からは負の抵抗負荷のように見えるため、電源電圧が低い状態では、電源が電流を制限するか、または低電圧にラッチする原因になることがあります。V_{IN(EN)}閾値は、これらの問題が発生する恐れのある電源電圧でレギュレータが動作するのを防ぎます。この閾値は、次式を満足するようにR5とR6の値を設定することにより調整することができます。

$$V_{IN(EN)} = \left(\frac{R5}{R6} + 1 \right) \cdot 0.74V$$

この場合、V_{IN}がV_{IN(EN)}を超えるまで、対応するチャンネルはオフのままです。コンパレータのヒステリシスのため、入力電圧がV_{IN(EN)}よりわずかに低くなるまでスイッチングは停止しません。

軽負荷電流に対してBurst Modeで動作しているとき、V_{IN(EN)}の抵抗ネットワークを流れる電流はLT8653Sが消費する電源電流より簡単に大きくなる場合があります。したがって、V_{IN(EN)}の抵抗を大きくして軽負荷での効率に対する影響を最小限に抑えてください。

V_{CC}レギュレータ

内部の低ドロップアウト(LDO)レギュレータは、V_{IN}を基にして、ドライバと内部バイアス回路に電力を供給する3.4V電源を生成します。内蔵のV_{CC}コンデンサは良好なバイパス処理には十分です。そのため、外付けV_{CC}コンデンサは不要です。効率を向上するため、BIASピンの電圧が3.1V以上の場合は、内蔵のLDOによってBIASピンから電流を流すこともできます。通常、BIASピンを接続できるのは、電圧が最も低い出力か、3.1Vより高い外部電源です。BIASピンをV_{OUT}以外の電源に接続する場合は、デバイスの近くにセラミック・コンデンサを接続してバイパスするようにしてください。BIASピンの電圧が3.0Vより低い場合は、V_{IN}から流れる電流が内蔵のLDOによって消費されます。

入力電圧が高く、スイッチング周波数が高いアプリケーションで、V_{IN}からの電流が内蔵のLDOに流れ込むアプリケーションでは、LDOでの消費電力が大きいためダイ温度が上昇します。V_{CC}ピンには外部負荷を接続しないでください。

周波数の補償

LT8653SのVCピンを使用して、各チャンネルのループ補償を最適化できます。VCピンをV_{CC}に短絡した場合は、内部補償が使用されます。これにより回路設計が簡略化され、自己消費電流が最小限に抑えられますが、内部補償回路は300kHz~3MHzのスイッチング周波数範囲にわたって安定している必要があるため、内部補償は(特に高いスイッチング周波数では)最適になりません。最適な過渡応答が望ましい場合は、外部補償回路網をVCピンに接続できます。この回路網は、通常、直列抵抗とコンデンサで構成されます(ブロック図のR_CおよびC_Cを参照)。

補償回路網の設計は少々複雑で、最適値はアプリケーションにより異なり、特に出力コンデンサのタイプに依存します。実用的な手法として、このデータシートの回路のうち目的のアプリケーションによく似た回路から設計を始めて、補償回路網を調整して性能を最適化します。この過程では、

アプリケーション情報

LTspice®とLTpowerCAD®によるシミュレーションが役立ちます。次に、負荷電流、入力電圧、温度など全ての動作条件にわたって安定性をチェックします。

LT1375のデータシートには、ループ補償の更に詳細な説明が記載されており、トランジェント負荷を使用した安定性のテスト方法が説明されています。

LT8653Sの制御ループの等価回路を図3に示します。エラーアンプは出力インピーダンスが有限のトランスコンダクタンス・アンプです。変調器、パワー・スイッチ、およびインダクタで構成される電源部は、VCピンの電圧に比例する出力電流を発生するトランスコンダクタンス・アンプとしてモデル化されます。出力コンデンサはこの電流を積分し、VCピンのコンデンサ(C_C)はエラーアンプの出力電流を積分するので、ループに2つのポールが生じることに注意してください。ゼロは必須であり、R_CとC_Cを直列に接続することによって得られます。この簡単なモデルは、インダクタの値が大きすぎず、ループのクロスオーバー周波数がスイッチング周波数よりはるかに低い限り正しく機能します。帰還抵抗分圧器の両端に位相進みコンデンサ(C_{PL})を接続して過渡応答を改善することができます。また、このコンデンサは、帰還ノードとグラウンドの間の容量によって生じる寄生ポールを相殺するために必要です。

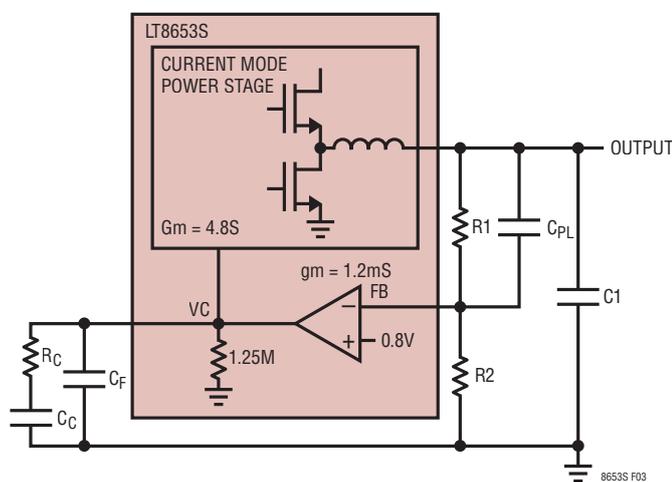
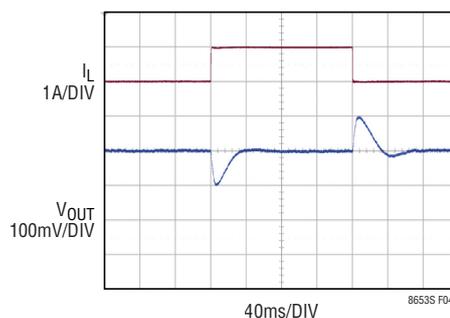


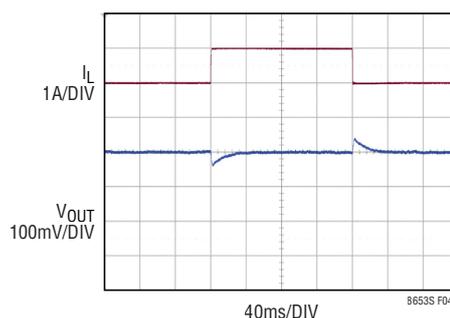
図3. ループ応答のモデル

図4aに、内部補償を使用したアプリケーションの過渡応答を示します。図4bに、同じアプリケーションに34.8kのR_Cと470pFのC_Cで構成される補償回路網を使用した場合の改善された過渡応答を示します。外部補償回路網を使用すると、自己消費電流は1チャンネルにつき約50μA増加します。



0A TO 1A TRANSIENT
3.3V_{OUT}, D_O = D₁ = 0V
C_{OUT} = 100μF
FCM, f_{SW} = 2MHz (R_T = 15kΩ)

a)



0A TO 1A TRANSIENT
3.3V_{OUT}, D_O = D₁ = 0V
C_{OUT} = 100μF
FCM, f_{SW} = 2MHz (R_T = 15kΩ)
C_C = 470pF, R_C = 34.8kΩ

b)

図4. 過渡応答

出力電圧トラッキングとソフトスタート

LT8653Sでは、SSピンによって出力電圧の上昇率を設定できます。内蔵の2μA電流源により、SSピンの電圧はV_{CC}まで高くなります。外付けコンデンサをSSピンに接続すると、出力をソフトスタートさせて入力電源の電流サージを防ぐ

アプリケーション情報

ことができます。ソフトスタート・ランプの間、出力電圧はSSピンの電圧に比例して追従します。出力トラッキング・アプリケーションでは、別の電圧源によってSSピンを外部から駆動することができます。電圧が0V~0.04Vの範囲では、SSピンは対応するチャンネルのスイッチングを停止するので、SSピンをシャットダウン・ピンとして使用することができます。0.04V~0.8Vの範囲では、エラーアンプに入力される0.8Vの内部リファレンスよりSSピンの電圧の方が優先されるので、FBピンの電圧はSSピンの電圧に安定化されます(図5)。SSピンの電圧が0.8Vより高くなるとトラッキングはディスエーブルされ、帰還電圧は内部リファレンス電圧に安定化されるようになります。この機能が不要な場合は、SSピンをフロート状態のままにしておいてもかまいません。Burst Mode動作と強制連続モード(FCM)のいずれでも、LT8653SはSSの電圧をより低い電圧に安定化するために出力を放電しないことに注意してください。これを実現するには、SSの電圧が1.8Vより低いときにFCMをディスエーブルします。

SSピンにはアクティブなプルダウン回路が接続されています。この回路は、障害状態が発生すると外付けのソフトスタート・コンデンサを放電し、障害状態が解消すると電圧の上昇を再開します。ソフトスタート・コンデンサが放電される障害状態になるのは、EN/UVピンが0.74Vを下回った場合、 V_{IN} の電圧が低下しすぎた場合、またはサーマル・シャットダウンが発生した場合です。

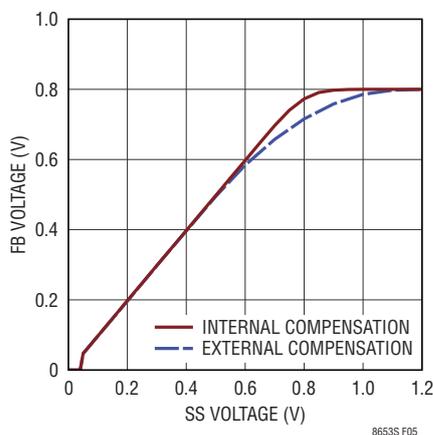


図5. SSピンのトラッキング

出力パワーグッド

LT8653Sの出力電圧がレギュレーション点の $\pm 7.5\%$ の範囲内(つまり、FBの電圧が0.74V~0.86V(代表値)の範囲内)にある場合、出力電圧は良好な状態であるとみなされ、オープンドレインのPGピンは高インピーダンスになり、通常は外付け抵抗によってハイになります。そうでない場合は、内部のプルダウン・デバイスにより、PGピンはローになります。グリッチの発生を防ぐため、上側と下側の閾値には、どちらも0.25%のヒステリシスが含まれています。

PGピンは、以下の障害状態の間も自動的にローになります。EN/UVピンが0.74Vを下回った場合、 V_{CC} の電圧が低下しすぎた場合、 V_{IN} の低電圧、サーマル・シャットダウンが発生した場合です。

シーケンス制御

LT8653Sでは、いくつかの方法で起動シーケンスとトラッキングを設定できます。一方のチャンネルを有効にしてからもう一方のチャンネルを有効にすることにより、起動順序をシーケンス制御できます。これを実行するには、第1のチャンネルのPGピンを第2のチャンネルのSSピンに接続します。2つのチャンネルを同時に起動することもできます。この場合には、出力電圧を比例方式で追跡できます(図6を参照)。

並列接続

供給可能な出力電流を増加させるために、2つのチャンネルを同じ出力に並列接続できます。このためには、各チャンネルのVC、SS、FBピンを互いに接続し、各チャンネルのSWノードを各チャンネル専用のインダクタを介して共通の出力に接続します。図7に、1つのLT8653Sレギュレータの2つのチャンネルを組み合わせ、4AのDC電流と6Aのピーク・トランジェント電流を供給可能な1つの出力を得るアプリケーションを示します。

アプリケーション情報

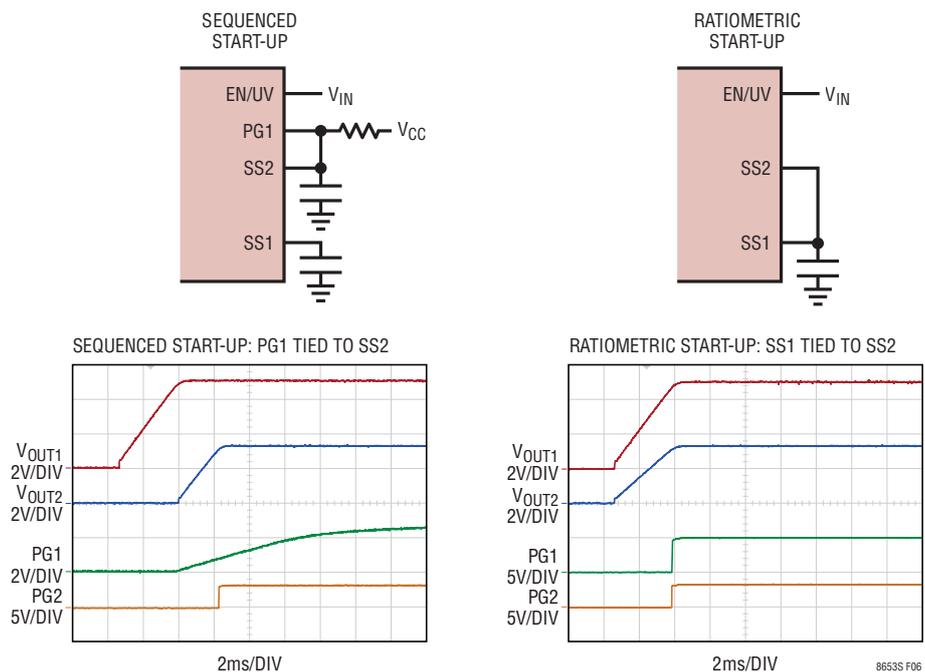


図6. シーケンス制御と起動の構成

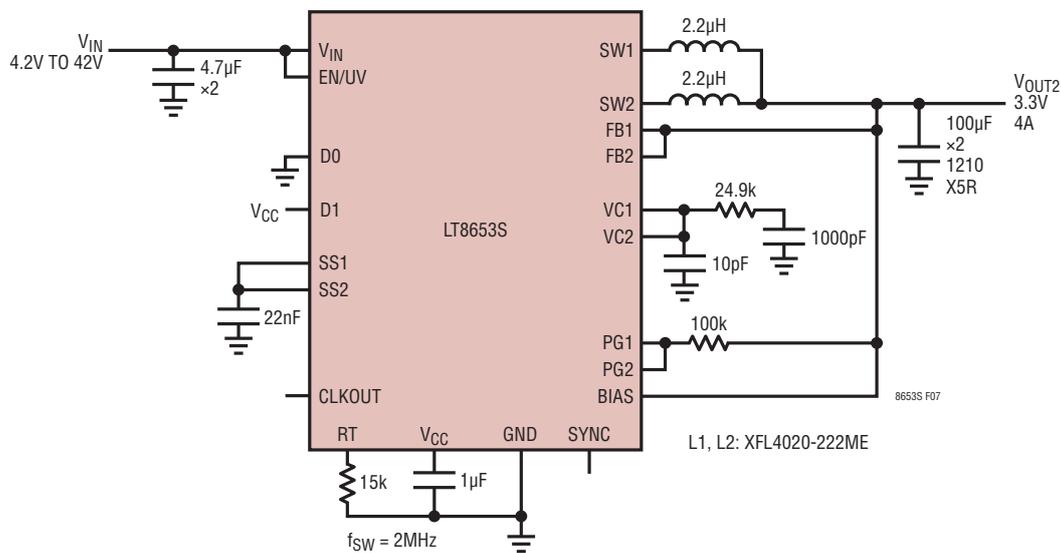


図7. 2相アプリケーション

アプリケーション情報

同期

低リップルのBurst Mode動作を選択するには、SYNCピンを0.4Vより低い電圧に接続します(これはグラウンドまたはロジック・ローの出力のいずれでもかまいません)。強制連続モード(FCM)を選択するには、SYNCピンをフロート状態にします。FCMとスペクトラム拡散変調(SSM)の組み合わせを選択するには、SYNCピンを2.8Vより高い電圧に接続します(SYNCをV_{CC}に接続してかまいません)。LT8653Sの発振器を外部周波数に同期させるには、(デューティ・サイクルが20%~80%)方形波をSYNCピンに接続します。方形波の振幅には、0.4Vより低い谷と1.5Vより高い山(最大6V)が必要です。外部クロックと同期する場合、LT8653Sは強制連続モードを使用します。

チャンネル1は正のスイッチ・エッジ遷移をSYNC信号の正のエッジに同期させ、チャンネル2はSYNC信号の負のエッジに同期させます。

LT8653Sは300kHz~3MHzの範囲にわたって同期することができます。R_T抵抗は、LT8653Sのスイッチング周波数を最低同期入力以下に設定するように選択します。例えば、同期信号が500kHz以上になる場合は、(スイッチング周波数が)公称500kHzになるようにR_Tを選択します。

スロープ補償はR_Tの値によって設定され、低調波発振を防ぐのに必要な最小スロープ補償はインダクタのサイズ、入力電圧、および出力電圧によって決まります。同期周波数はインダクタの電流波形のスロープを変えないので、インダクタがR_Tで設定される周波数での低調波発振を防ぐのに十分な大きさであれば、スロープ補償は全同期周波数で十分です。

同期信号にスペクトラム拡散を組み込むと、EMIが減少することがあります。SYNC信号のデューティ・サイクルを使用して2つのチャンネルの相対位相を設定し、入力リップルを最小限に抑えることができます。

強制連続モード

強制連続モード(FCM)を作動させるには、SYNCピンをフロート状態にするか、SYNCピンをV_{CC}に接続するか、2.8Vより高いDC電圧をSYNCピンに印加するか、外部クロックをSYNCピンに入力します。

強制連続モードの間は不連続モード動作がディスエーブルされ、インダクタ電流を負の方向に流すことができるので、レギュレータは出力電流がゼロになるまで設定周波数でスイッチングできます。このモードには、負荷の全範囲にわたって設定スイッチング周波数を維持する利点があるので、スイッチの高調波とEMIが安定していて予測が可能です。強制連続モードの欠点は、Burst Mode動作と比較して軽負荷時の効率が低くなることです。

デバイスがドロップアウト状態になる低入力電圧では、設定スイッチング周波数が維持され、オフ時間をスキップすることはできません。これにより、スイッチング周波数は制御状態に維持されますが、最大デューティ・サイクルの制約により、ドロップアウト電圧はBurst Modeの場合より大きくなります。

負のインダクタ電流は最大で約-2.5Aに制限されるので、LT8653Sのシンク電流は最大で約-1.3Aになります。これにより、出力から入りに過剰な電流が戻ることを防ぎます。入力コンデンサが出力からのシンク電流で充電される場合にLT8653Sが過電圧状態になることを防ぐため、入力電圧が37Vより高くなると、強制連続モードはディスエーブルされます。その他の安全機能として、SSピンの電圧が1.8Vより低くなると強制連続モードはディスエーブルされ、出力をプリバイアスした状態で起動する場合に出力が放電されるのを防ぎます。また、下側FETの電流制限により、最小オン時間の条件が満たされない場合に出力の過充電を防ぎます。

アプリケーション情報

スペクトラム拡散変調

スペクトラム拡散変調 (SSM) を作動させるには、SYNC ピンを V_{CC} に接続するか、2.8V を上回る DC 電圧を SYNC ピンに印加します。スペクトラム拡散変調は、RT で設定された値と、その値より約 20% 高い値との間でスイッチング周波数を変調することにより、EMI/EMC 放射を低減します。スイッチング周波数は変調されて直線的に増加し、その後、5kHz のレートで直線的に減少します。これはアナログ機能なので、各スイッチング周期は 1 つ前の周期とは異なります。例えば、LT8653S を 2MHz に設定して SSM 機能を有効にした場合、スイッチング周波数は 2MHz から 2.4MHz まで 5kHz 刻みで変化します。SSM が有効なときは、デバイスは強制連続モードで動作します。

クロック出力

CLKOUT ピンは、他のレギュレータを LT8653S に同期させるのに使用できるクロックを出力します。Burst Mode 動作 (SYNC ピンがロー) では、CLKOUT ピンは接地されます。強制連続モード (SYNC ピンがフロート状態または DC のハイ) では、デューティ・サイクルが 50% のクロックが CLKOUT ピンから出力されます。ここで、CLKOUT の立上がりエッジは、チャンネル 1 に対して位相が約 90° シフトしています。他の LT8653S レギュレータの SYNC ピンにこの CLKOUT 波形を入力すると、4 相動作が実現されます。外部クロックを LT8653S の SYNC ピンに入力すると、CLKOUT ピンが出力する波形の位相とデューティ・サイクルは、SYNC ピンのクロックと同じになります。CLKOUT ピンのロー・レベルはグラウンドで、ハイ・レベルは V_{CC} です。CLKOUT ピンの駆動強度は数百 Ω なので、CLKOUT 波形の立上がり時間と立下がり時間は数十 ns です。CLKOUT のパターンに余分な容量があると、エッジ・レートはより低速になります。

短絡保護と逆入力保護

LT8653S は、出力の短絡に耐えることができます。インダクタ電流が安全なレベルを超えた場合は、インダクタ電流が安全なレベルに減少する時点まで上側スイッチのスイッチングを遅らせるように、下側スイッチの電流がモニタされます。デバイスがサーマル・シャットダウン状態に移行しない限り、一方のチャンネルの障害状態がもう一方のチャンネルの動作に影響することはありません。

LT8653S に入力に加わっていないときにも出力が高い電圧に保たれるシステムでは、別の状況を考慮する必要があります。その状況が発生する可能性があるのは、バッテリーや他の電源が LT8653S の出力と OR 接続されている、バッテリー充電アプリケーションやバッテリー・バックアップ・システムです。 V_{IN} ピンをフロート状態にすることができる場合で、EN/UV ピンが (ロジック信号によって、あるいは V_{IN} に接続されているために) ハイに保持されていると、SW ピンを介して LT8653S の内部回路に自己消費電流が流れます。このことは、システムがこの状態で電流の引き込みに耐えられる場合は許容できます。EN/UV ピンを接地している場合、SW ピンの電流は 1.7 μA 近くまで減少します。ただし、どちらかのチャンネルの出力を高く保持した状態で V_{IN} ピンを接地すると、EN/UV ピンの状態に関係なく、出力から SW ピンおよび V_{IN} ピンを通して LT8653S 内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れ、デバイスに損傷を与える可能性があります。

図 8 に示すように V_{IN} ピンと EN/UV ピンを接続すれば、LT8653S は入力電圧が印加されているときのみ動作し、短絡入力や逆入力に対して保護されます。

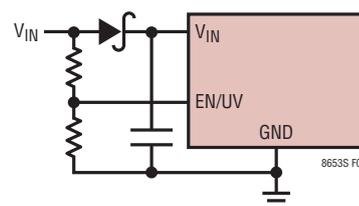


図 8. 逆 V_{IN} 保護

アプリケーション情報

PCBレイアウト

適切に動作させ、EMIを最小にするには、プリント回路基板のレイアウト時に注意が必要です。図9に、推奨部品配置と、パターン、グラウンド・プレーン、およびビアの位置を示します。LT8653Sの V_{IN} ピン、GNDピン、および入力コンデンサには大きなスイッチング電流が流れることに注意してください。入力コンデンサによって形成されるループは、入力コンデンサを V_{IN} ピンおよびGNDピンの近くに配置することにより、できるだけ小さくしてください。物理的に大きな入力コンデンサを使用すると、形成されるループが大きくなりすぎる可能性があります。この場合には、筐体/値の小さいコンデンサを V_{IN} ピンおよびGNDピンの近くに配置して、大型のコンデンサを遠くに配置することを推奨します。これらの部品とイ

ンダクタおよび出力コンデンサは回路基板の同じ側に配置し、その層で接続するようにします。表面層に最も近い層のアプリケーション回路の下には、デバイス付近にある切れ目のないグラウンド・プレーンを配置します。SWノードはできるだけ小さくします。最後に、グラウンド・トレースがSWノードからFBノードとRTノードをシールドするように、FBノードとRTノードは小さく保ちます。露出パッドはヒートシンクとして機能し、グラウンドに電氣的に接続されています。熱抵抗を低く保つには、グラウンド・プレーンをできるだけ広げ、LT8653Sの下や近くから回路基板内および底面の追加グラウンド・プレーンまでサーマル・ビアを追加します。PCBのレイアウト例については、図9を参照してください。

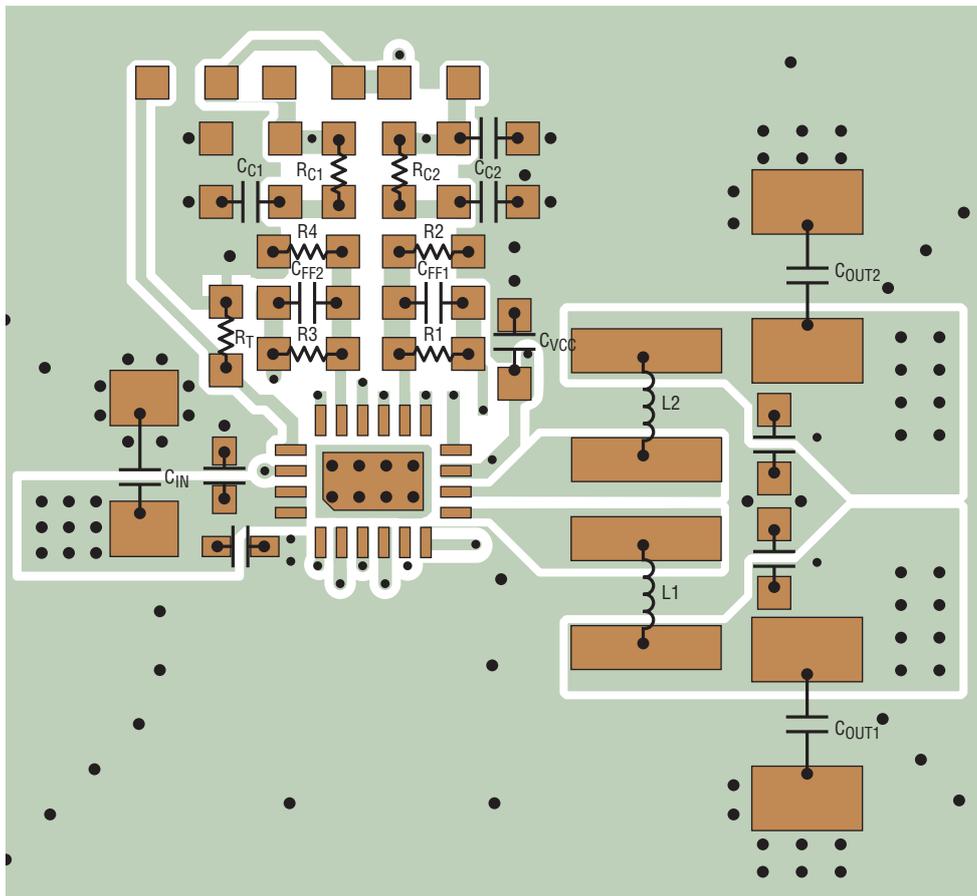


図9. 推奨レイアウト

アプリケーション情報

高温に関する検討事項

PCBのレイアウトに注意を払い、LT8653Sが十分放熱できるようにします。パッケージ底面の露出パッドをグラウンド・プレーンにハンダ処理する必要があります。このグラウンドは、サーマル・ビアを使用して、下にある広い銅層に接続してください。これらの層は、LT8653Sが発生する熱を放散します。ビアを追加すると、熱抵抗を更に減らすことができます。周囲温度が最大ジャンクション温度の定格に近づくにつれ、最大負荷電流をデレレーティングします。LT8653S内部の消費電力は、効率の測定結果から全消費電力を計算し、それからインダクタの損失を減じることによって推定することができます。ダイの温度は、LT8653Sの消費電力に、接合部から周囲までの熱抵抗を掛けて計算します。

ジャンクション温度が165°Cを超えると、LT8653S内部のサーマル・シャットダウン保護回路がスイッチングを停止して、障害状態を示します。温度が低下して160°Cより低くなると、障害状態が解消されてスイッチングが再開されます。

LT8653Sの温度上昇が最悪になるのは、負荷が重く、 V_{IN} とスイッチング周波数が高いときです。与えられたアプリケーションでのケース温度が高すぎる場合は、 V_{IN} 、スイッチング周波数、負荷電流のいずれかを減らして許容可能なレベルまで温度を下げるすることができます。図10に、ケース温度と V_{IN} 、スイッチング周波数、および負荷の例を示します。

LT8653Sの内部パワー・スイッチは、最大3Aのピーク出力電流を安全に供給できます。ただし、熱制限のため、パッケージは3Aの負荷に短時間しか対処できません。1kHz、3Aのパルス負荷のデューティ・サイクルに応じてケース温度の上昇がどのように変化するかを例を図11に示します。

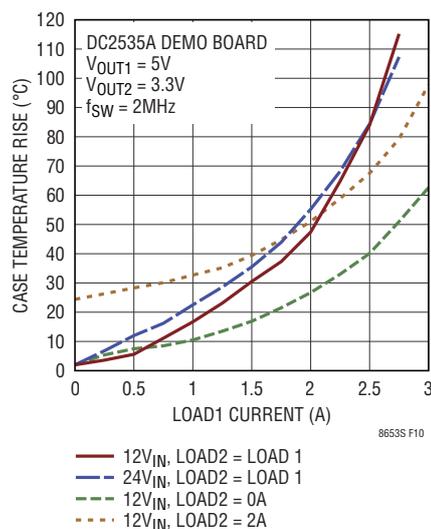


図10. ケース温度の上昇

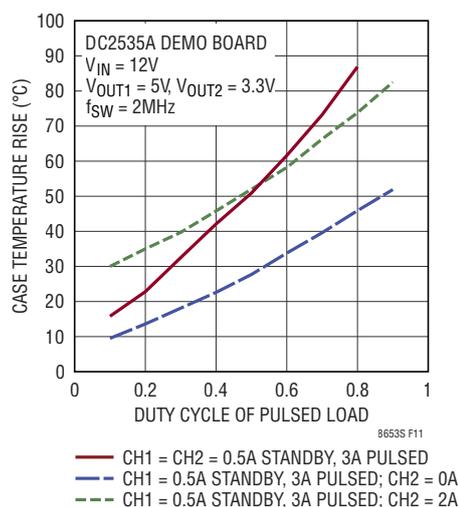
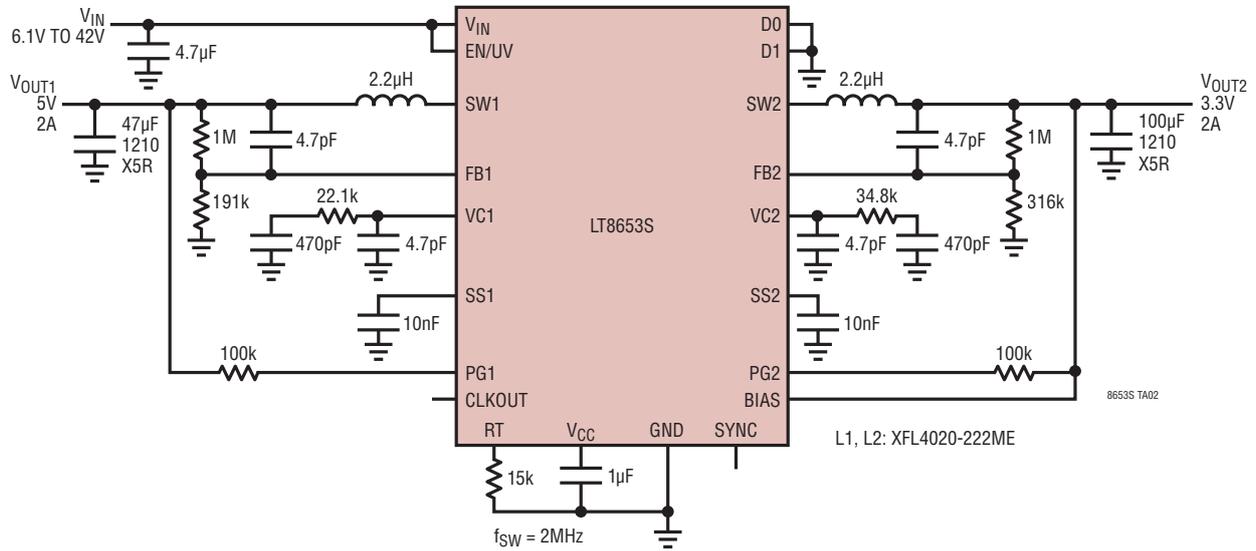


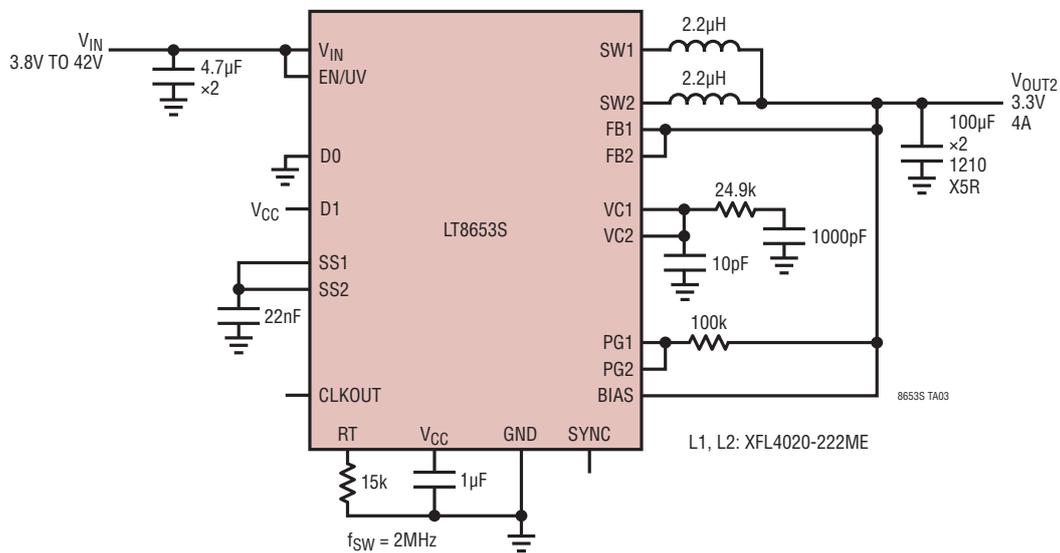
図11. ケース温度の上昇と3Aパルス負荷

標準的応用例

強制連続モードと外部補償を使用する5V、3.3V、2MHz降圧コンバータ

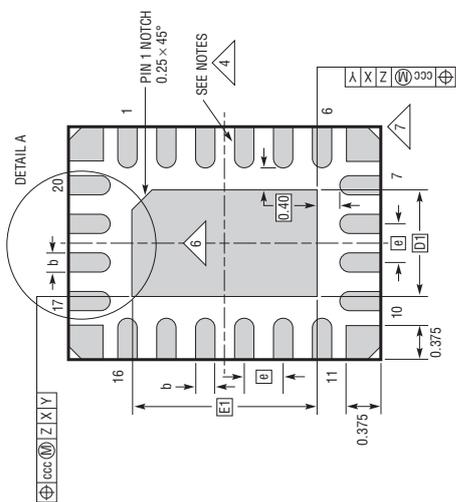


2相、3.3V、4A、2MHz降圧コンバータ



パッケージ

LQFN Package
20-Lead (4mm × 3mm × 0.94mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1524 Rev B)



PACKAGE BOTTOM VIEW

注:

1. 寸法と許容誤差は ASME Y14.5M-1994 による

2. 全ての寸法の単位はミリメートル

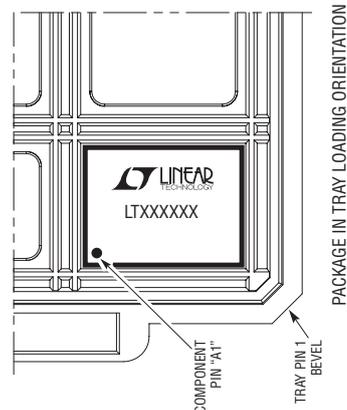
3. 主データム-Z₁ はシーテイング・プレーン

4. これらの端子と放熱部が見えにくならないように、ハンダ・マスク開口部の下にある金属部は表示されていない

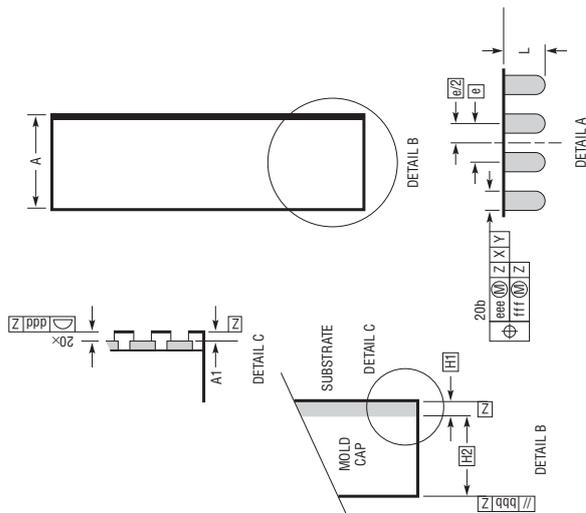
5. パッド1の識別マークはオプションだが、表示の領域内に設ける必要がある。パッド1の識別マークはモールドでもマーキングでもかまわない

6. 放熱用露出部にはオプションで各部分の角に丸みを付けることができる

7. 角の支持パッドの面取りはオプション

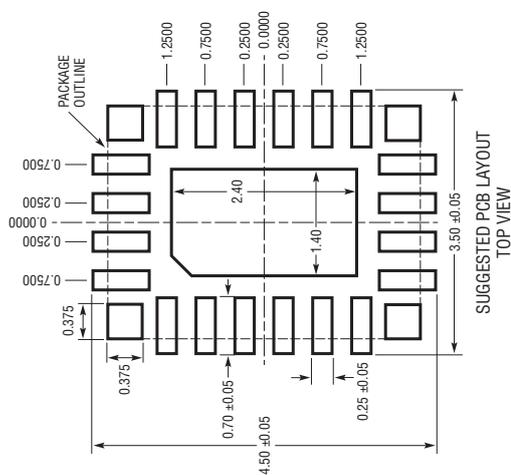


PACKAGE IN TRAY LOADING ORIENTATION



PACKAGE TOP VIEW

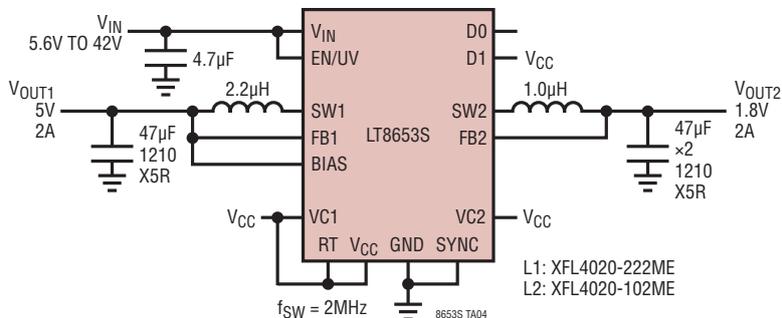
| DIMENSIONS | | | | |
|------------|------|------|------|-------|
| SYMBOL | MIN | NOM | MAX | NOTES |
| A | 0.85 | 0.94 | 1.03 | |
| A1 | 0.01 | 0.02 | 0.03 | |
| L | 0.30 | 0.40 | 0.50 | |
| b | 0.22 | 0.25 | 0.28 | |
| D | | 3.00 | | |
| E | | 4.00 | | |
| D1 | | 1.40 | | |
| E1 | | 2.40 | | |
| e | | 0.50 | | |
| H1 | | 0.24 | | |
| H2 | | 0.70 | | |
| aaa | | | 0.10 | |
| bbb | | | 0.10 | |
| ccc | | | 0.10 | |
| ddd | | | 0.10 | |
| eee | | | 0.15 | |
| fff | | | 0.08 | |



SUGGESTED PCB LAYOUT TOP VIEW

標準的応用例

5V、1.8V、2MHz降圧コンバータ



関連製品

| 製品番号 | 説明 | 注釈 |
|----------------------|--|--|
| LT8650S | 効率が95%の42V、デュアル4A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2 降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 6.2\mu A$) | $V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 6.2\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm × 6mm QFN-32パッケージ |
| LT8640S | 効率が95%の42V、5A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2 降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$) | $V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm × 4mm QFN-24パッケージ |
| LT8609S | 効率が95%の42V、2A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2 降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$) | $V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 3mm QFN-16パッケージ |
| LT8609/ LT8609A | 効率が94%の42V、2A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$) | $V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10E、3mm × 3mm DFNパッケージ |
| LT8610A/ LT8610AB | 効率が96%の42V、3.5A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$) | $V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ |
| LT8612 | 効率が96%の42V、6A、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 2.5\mu A$) | $V_{IN} = 3.4V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.97V$ 、 $I_Q = 3.0\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 6mm QFN-28パッケージ |
| LT8602 | 効率が95%の42V、クワッド出力 (2.5A+1.5A+1.5A+1.5A)、2.2MHz同期整流式マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ($I_Q = 25\mu A$) | $V_{IN} = 3V \sim 42V$ 、 $V_{OUT(MIN)} = 0.8V$ 、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、6mm × 6mm QFN-40パッケージ |