

## 自己消費電流が16μAのデュアル・チャンネル、 8.5A、18V、同期整流式降圧 Silent Switcher

### 特長

- **Silent Switcher®2 (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
  - スペクトラム拡散周波数変調
- 各チャンネルから同時にDC 8.5Aを供給
- 一方のチャンネルで最大12A
- 超低静止電流のBurst Mode®動作:
  - 12V入力から3.3V出力を安定化する場合の $I_q$ : 16μA (両チャンネル)
  - 出力リップル <10mVp-p
- リモート検出による±1.2%、600mVの帰還電圧
- 電流制限機能を備えた出力電流モニタ・ピン
- 強制連続モード
- CLKOUTにより最大で4相動作に対応
- 12V入力、3.3V/6A出力、1MHz時の効率: 93.6%
- 12V入力、1.0V/6A出力、1MHz時の効率: 85.6%
- 短い最小スイッチオン時間: 20ns
- 調整可能および同期可能な周波数: 300kHz~3MHz
- 小型の4mm×7mm 36ピンLQFNパッケージ
- オートモーティブ・アプリケーション向け  
AEC-Q100 認定が進行中

### 概要

LT®8652Sは、両チャンネルから最大8.5Aの連続電流を供給し、各チャンネルで最大12Aの負荷をサポートするデュアル降圧レギュレータです。LT8652Sは、内蔵のバイパス・コンデンサなど、第2世代のSilent Switcher技術を採用して、高周波、高効率の小型ソリューションを優れたEMI性能と共に実現しています。LT8652Sは、PLL、広帯域のデータ・システムおよび通信システムなど、ノイズの影響を受けやすいアプリケーションに最適です。

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、広い制御ループ帯域幅による高速過渡応答に対応します。出力電流のモニタリングと制限により、所定のアプリケーションでの最大出力電流に合わせてインダクタを選択できます。差動出力電圧検出により、ポイント・オブ・ロードでの正確な電圧レギュレーションを実現して、大電流アプリケーションに対応します。2チャンネルを組み合わせて17Aを供給可能であり、2つのLT8652S ICを組み合わせて4相の34A電源に対応できます。

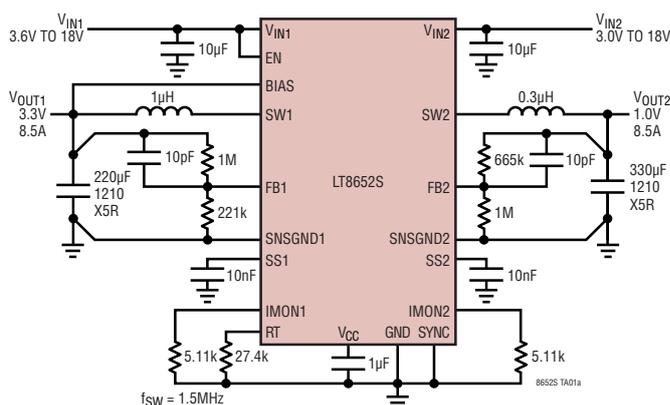
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。8823345を含む米国特許によって保護されています。

### アプリケーション

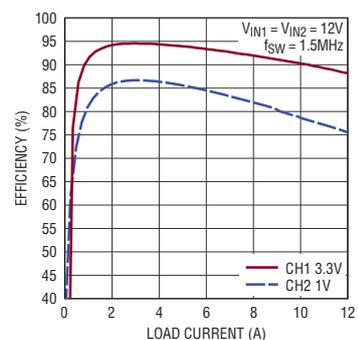
- サーバ電源アプリケーション
- 汎用降圧電源

### 標準的応用例

3.3V/8.5A、1.0V/8.5A 1.5MHz 降圧コンバータ



効率



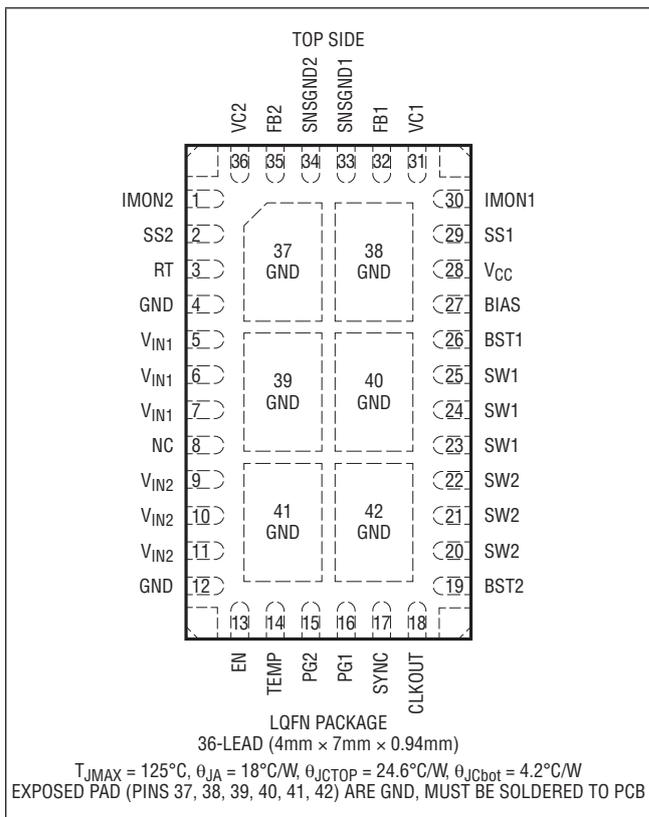
# LT8652S

## 絶対最大定格

(Note 1)

|   |             |
|---|-------------|
| $V_{IN1}$ 、 $V_{IN2}$ 、EN、PG1、PG2 .....   | 18V         |
| BIAS .....                                | 12V         |
| FB1、FB2、VC1、VC2、SS1、SS2、IMON1、IMON2 ..... | 4V          |
| SYNC .....                                | 6V          |
| 動作ジャンクション温度範囲 (Note 2)                    |             |
| LT8652SE .....                            | -40°C~125°C |
| LT8652SI .....                            | -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**<br>タイプ | MSL 定格 | 温度範囲 (Note 2 参照) |
|---------------|------------|----------|--------|----------------|--------|------------------|
|               |            | デバイス     | 仕上げコード |                |        |                  |
| LT8652SEV#PBF | Au (RoHS)  | 8652SV   | e4     | LQFN           | 3      | -40°C to 125°C   |
| LT8652SIV#PBF | Au (RoHS)  | 8652SV   | e4     | LQFN           | 3      | -40°C to 125°C   |

### オートモーティブ製品\*

| 鉛フリー仕上げ        | 製品マーキング* | パッケージ                         | 温度範囲         |
|----------------|----------|-------------------------------|--------------|
| LT8652SEV#WPBF | 8652SV   | 36-Lead LQFN (4mm×7mm×0.94mm) | -40°C~+125°C |
| LT8652SIV#WPBF | 8652SV   | 36-Lead LQFN (4mm×7mm×0.94mm) | -40°C~+125°C |

• デバイスの温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで示してあります。

\*\* LT8652Sのパッケージの寸法は、標準の4mm×7mm QFNパッケージと同じです。

• 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。

\* LQFNは、QFNフットプリントの積層パッケージです。

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。\*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

\*\* このデバイス・バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するため、管理の行き届いた製造工程により供給されます。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

## 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                | 3.0                | V                              |
| $V_{IN1}$ Quiescent Current in Shutdown                         | $V_{EN} = 0V, V_{SYNC} = 0V$  |             |                    | 6                  | 15                 | $\mu\text{A}$                  |
| $V_{IN1}$ Quiescent Current in Sleep with Internal Compensation | $V_{EN} = 2V, V_{FB1} = V_{FB2} > 0.6V, V_{VC1} = V_{VC2} = V_{CC}, V_{SYNC} = 0V$  | ●           |                    | 16                 | 30<br>100          | $\mu\text{A}$<br>$\mu\text{A}$ |
| $V_{IN1}$ Quiescent Current in Sleep with External Compensation | $V_{EN} = 2V, V_{FB1} = V_{FB2} > 0.6V, V_{VC1} = V_{VC2} = \text{FLOAT}, V_{SYNC} = 0V$  | ●           |                    | 210                | 260<br>300         | $\mu\text{A}$<br>$\mu\text{A}$ |
| $V_{IN}$ Current in Regulation                                  | $V_{IN} = 6, V_{OUT} = 0.6, \text{Output Load} = 50\text{mA}, V_{SYNC} = 0V$  |             |                    | 7                  | 10                 | mA                             |
| Feedback Reference Voltage                                      |   | ●           | 596<br>592.8       | 600<br>600         | 604<br>607.2       | mV<br>mV                       |
| Feedback Voltage Line Regulation                                | $V_{IN} = 3.0V \text{ to } 18V$   | ●           |                    | 0.004              | 0.02               | %/V                            |
| Feedback Pin Input Current                                      | $V_{FB} = 0.6V$   |             | -20                |                    | 20                 | nA                             |
| Minimum On-Time   | $I_{LOAD} = 4A, SYNC = \text{FLOAT}$  | ●           |                    | 20                 | 45                 | ns                             |
| Oscillator Frequency  | $R_T = 143k$<br>$R_T = 60.4k$<br>$R_T = 20k$  | ●<br>●<br>● | 255<br>660<br>1.85 | 300<br>700<br>2.00 | 345<br>740<br>2.15 | kHz<br>kHz<br>MHz              |
| Top Power NMOS Current Limit                                    |   | ●           | 22                 | 26.5               | 32                 | A                              |
| Bottom Power NMOS Current Limit                                 |   |             | 12.5               | 16.5               | 20.5               | A                              |
| Top Power NMOS $R_{DS(ON)}$                                     |   |             |                    | 24                 |                    | $\text{m}\Omega$               |
| Bottom Power NMOS $R_{DS(ON)}$                                  |   |             |                    | 8                  |                    | $\text{m}\Omega$               |
| SW Leakage Current  | $V_{IN} = 18V, V_{SW} = 0V, 18V$  |             | -15                |                    | 15                 | $\mu\text{A}$                  |
| EN/UV Pin Threshold   | EN/UV Falling   | ●           | 0.76               | 0.8                | 0.84               | V                              |
| EN/UV Pin Hysteresis  |   |             |                    | 20                 |                    | mV                             |
| EN/UV Pin Current   | $V_{EN/UV} = 2V$  |             | -20                |                    | 20                 | nA                             |
| PG Upper Threshold Offset from $V_{FB}$                         | $V_{FB}$ Rising   | ●           | 3                  | 6.5                | 11                 | %                              |
| PG Lower Threshold Offset from $V_{FB}$                         | $V_{FB}$ Falling  | ●           | -3                 | -7                 | -11                | %                              |
| PG Hysteresis   |   |             |                    | 0.5                |                    | %                              |
| PG Leakage  | $V_{PG} = 3.3V$   |             | -40                |                    | 40                 | nA                             |
| PG Pull-Down Resistance   | $V_{PG} = 0.1V$   | ●           |                    | 630                | 1300               | $\Omega$                       |
| SYNC Threshold  | SYNC DC and Clock Low Level Voltage<br>SYNC DC High Level Voltage<br>SYNC Clock High Level Voltage                                    |             | 0.4                |                    | 2.8<br>1.5         | V<br>V<br>V                    |
| SYNC Pin Current  | $V_{SYNC} = 6V$   |             |                    | 60                 |                    | $\mu\text{A}$                  |
| TR/SS Source Current  |   | ●           | 1.0                | 2.0                | 3.0                | $\mu\text{A}$                  |
| TR/SS Pull-Down Resistance                                      | Fault Condition, TR/SS = 0.1V   |             |                    | 200                |                    | $\Omega$                       |
| Error Amplifier Transconductance                                | $V_C = 1.2V$  |             |                    | 1.4                |                    | mS                             |
| VC Source Current   | $V_{FB} = 0.4V, V_{VC} = 1.2V$  |             |                    | 200                |                    | $\mu\text{A}$                  |
| VC Sink Current   | $V_{FB} = 0.8V, V_{VC} = 1.2V$  |             |                    | 225                |                    | $\mu\text{A}$                  |
| VC Pin to Switch Current Gain                                   |   |             |                    | 15                 |                    | A/V                            |
| TEMP Output Voltage   | $I_{TEMP} = 0\mu\text{A}, \text{Temperature} = 25^\circ\text{C}$<br>$I_{TEMP} = 0\mu\text{A}, \text{Temperature} = 125^\circ\text{C}$ |             |                    | 250<br>1250        |                    | mV<br>mV                       |
| IMON Current  | $I_{SW} = 2A, 12\% \text{ Duty Cycle}$<br>$I_{SW} = 6A, 12\% \text{ Duty Cycle}$  | ●           | 27<br>77           | 30<br>82           | 33<br>87           | $\mu\text{A}$<br>$\mu\text{A}$ |
| MON Pin Limit Regulation Voltage                                |   | ●           | 0.95               | 1.00               | 1.05               | V                              |

## 電気的特性

**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。

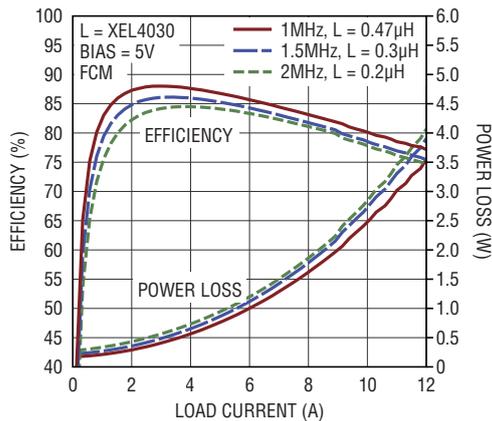
**Note 2:** LT8652SEは、0°C~125°Cのジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。-40°C~125°Cの動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8652SIは、-40°C~125°Cの全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。ジャンクション温度が高いと、動作寿命は短くなる。125°Cを超えるジャンクション温度では動作寿命が短くなる。ジャンクション温度 ( $T_J$ (°C))は周囲温度 ( $T_A$ (°C))および消費電力 ( $P_D$ (W))から次式に従って計算される。

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

**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。

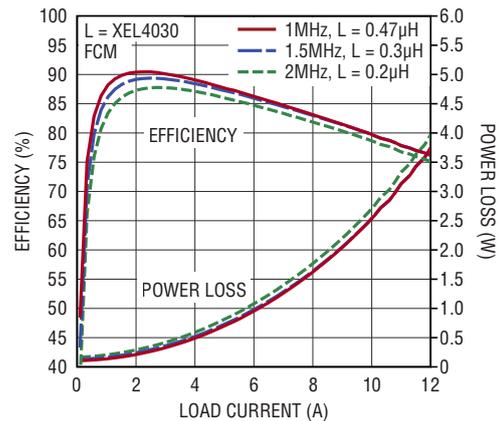
## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

12V入力、1.0V出力時の効率



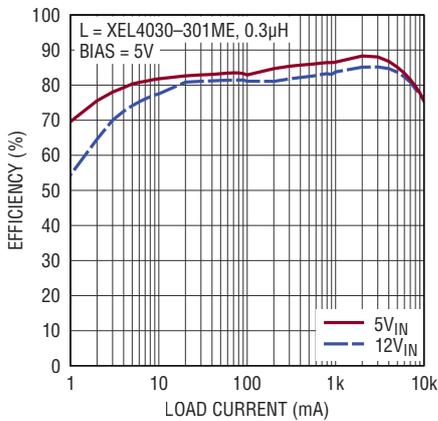
8652S G01

5.0V入力、1.0V出力時の効率



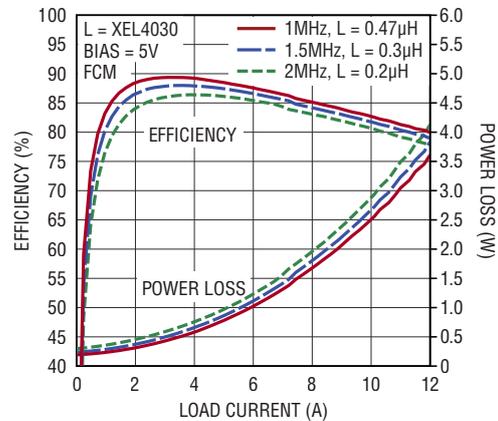
8652S G02

1.0V出力時の効率、  
Burst Mode動作



8652S G03

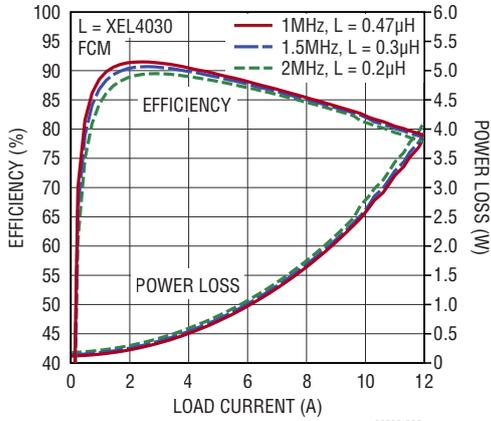
12.0V入力、1.2V出力時の効率



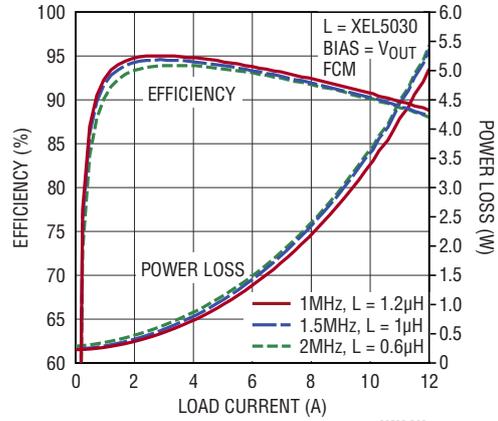
8652S G04

代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

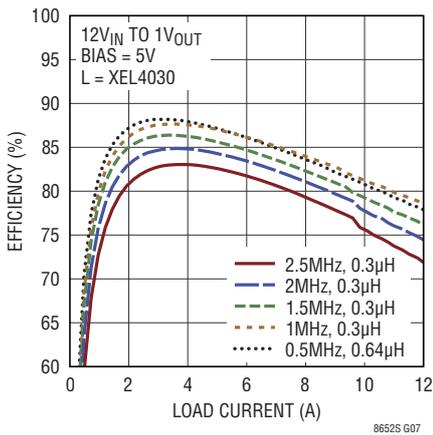
5.0V入力、1.2V出力時の効率



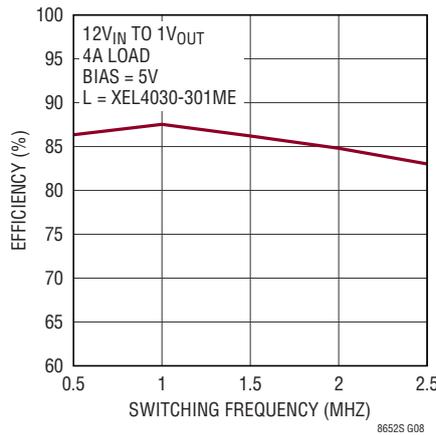
12.0V入力、3.3V出力時の効率



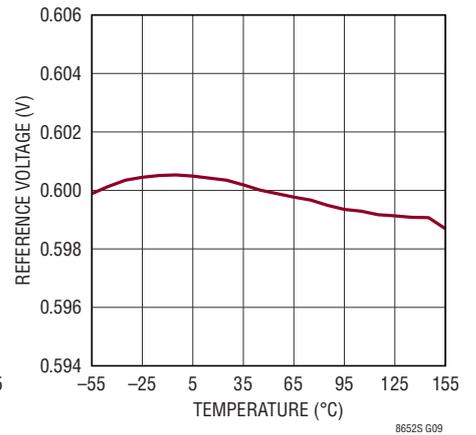
様々なfswでの効率



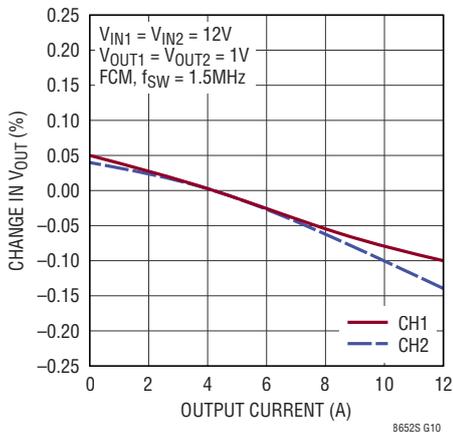
効率とfsw



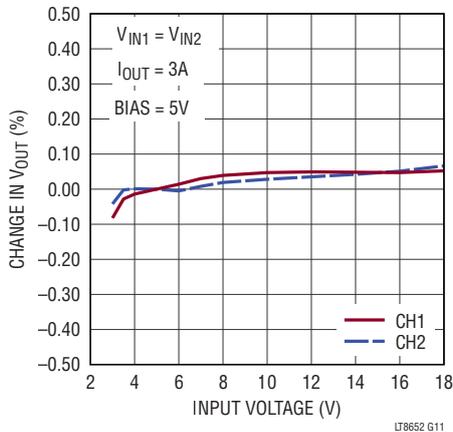
リファレンス電圧



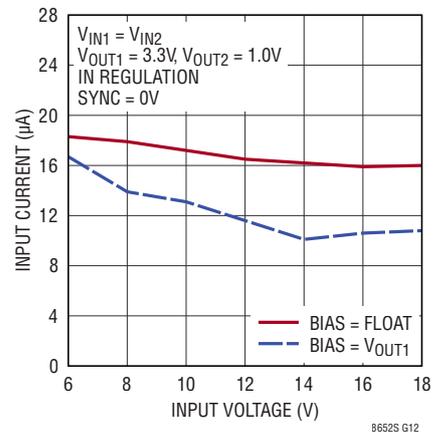
負荷レギュレーション



ラインレギュレーション

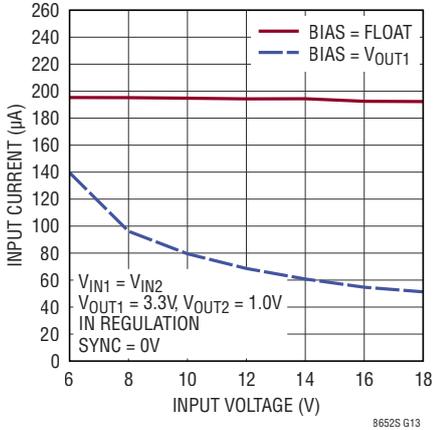


内部補償を使用した場合の無負荷時電源電流

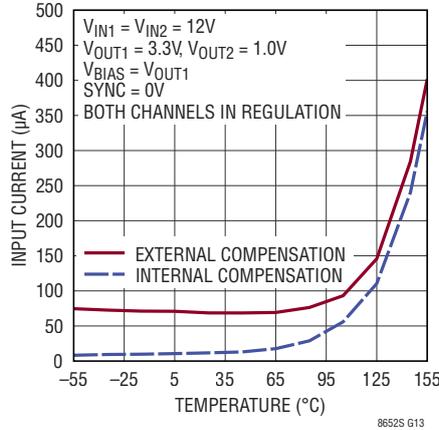


## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

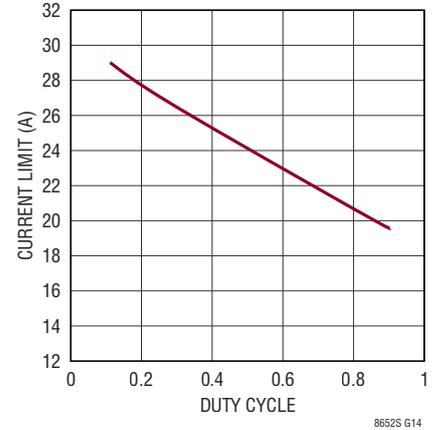
外部補償を使用した場合の  
無負荷時電源電流



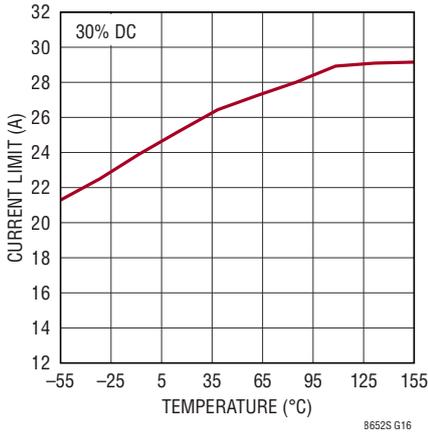
無負荷時電源電流



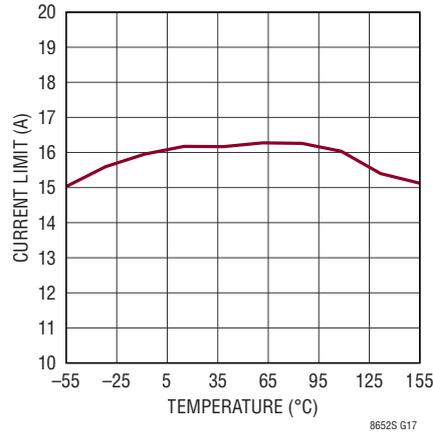
上側FETの電流制限



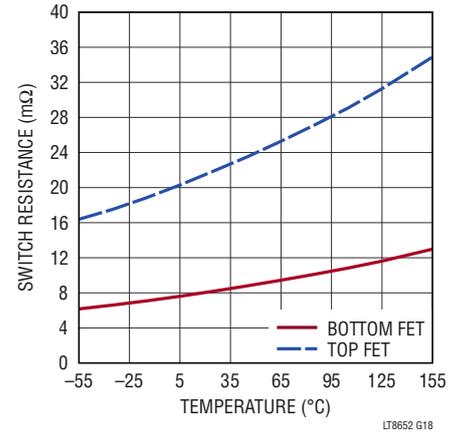
上側FETの電流制限



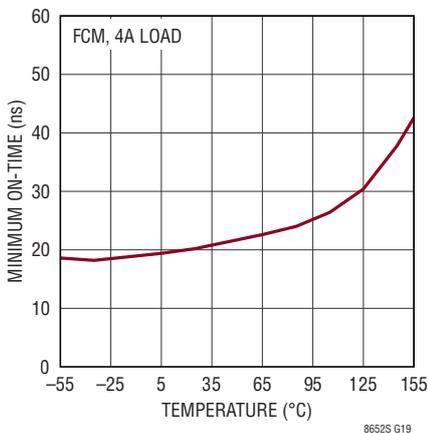
下側FETの電流制限



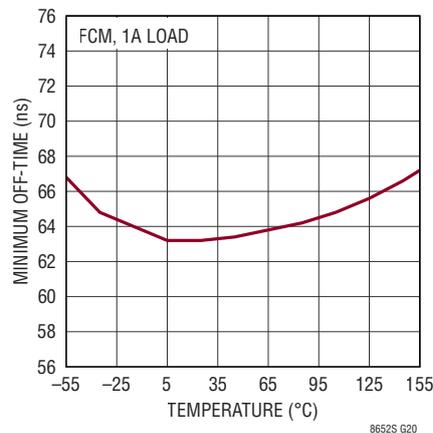
スイッチ抵抗



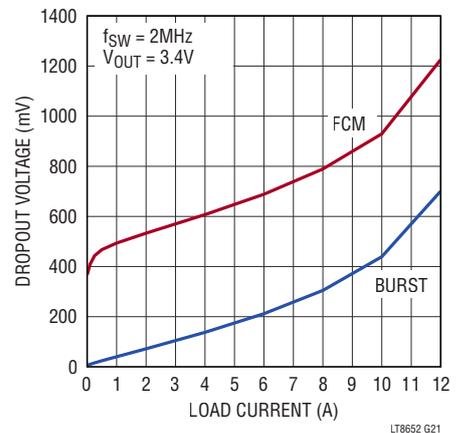
最小オン時間



最小オフ時間

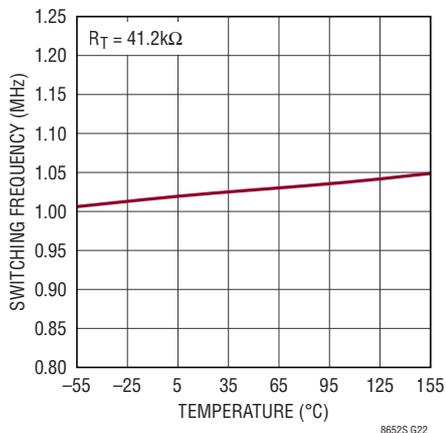


ドロップアウト電圧

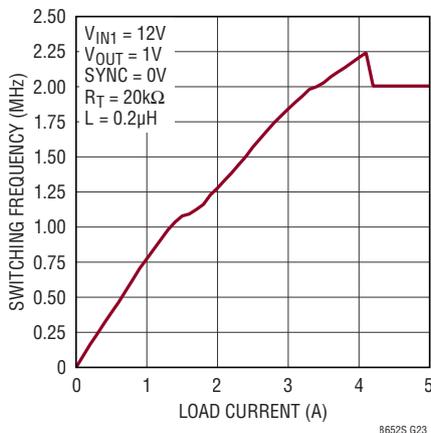


代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

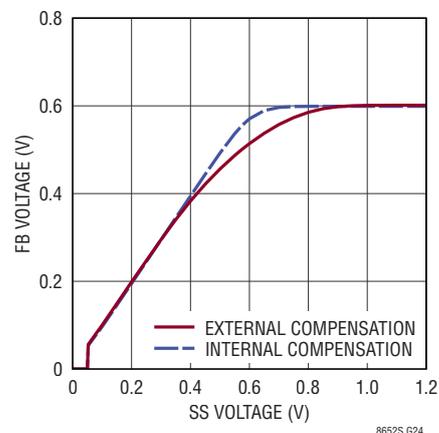
スイッチング周波数



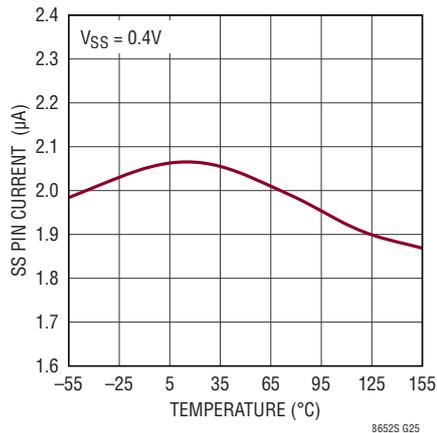
バースト周波数



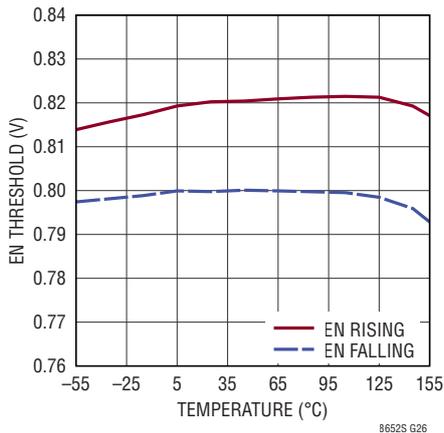
ソフトスタート時のトラッキング



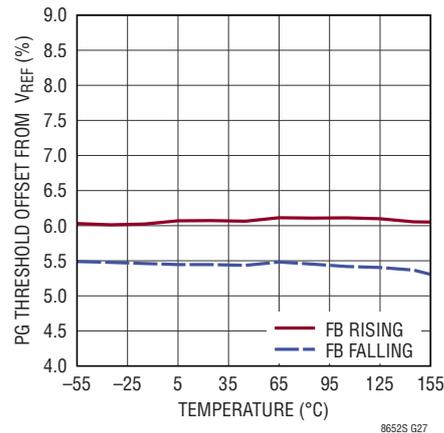
ソフトスタート・ピンの電流



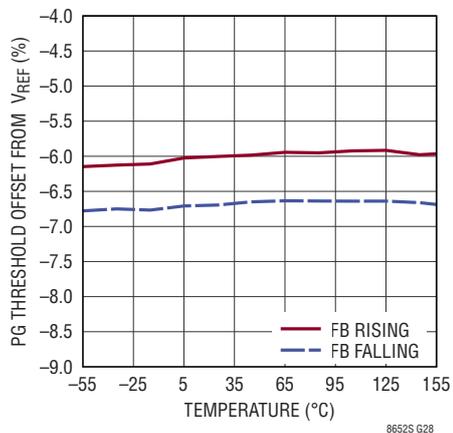
ENピンの閾値



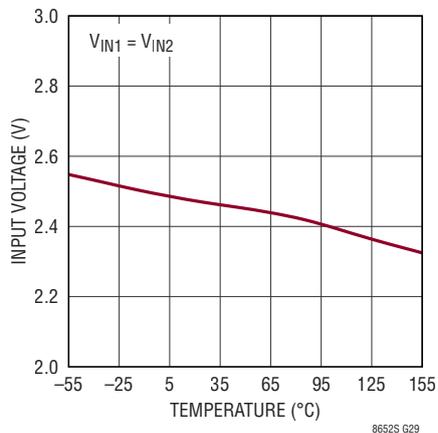
PGピンのハイ閾値



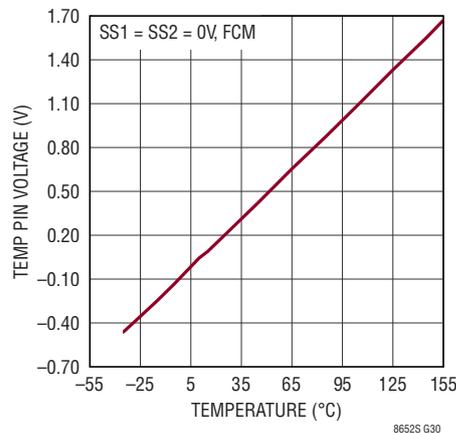
PGピンのロー閾値



最小入力電圧



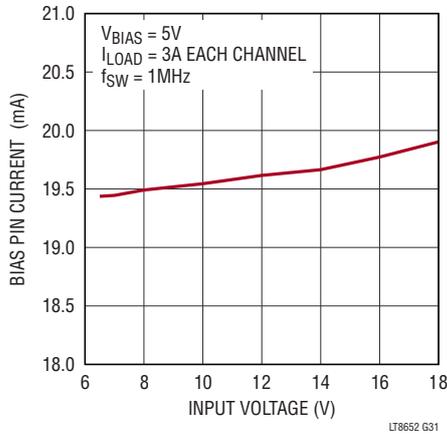
温度モニタ・ピン



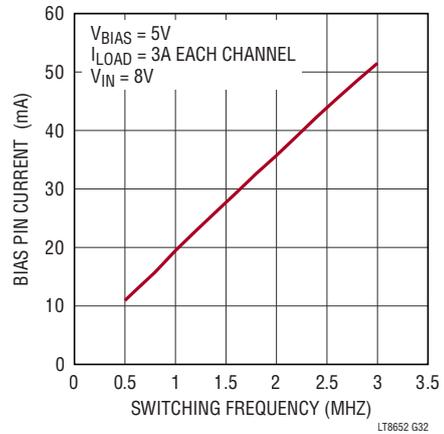
BELOW 5°C: 100kΩ RESISTOR FROM TEMP TO -4V  
ABOVE 5°C: FLOAT TEMP

代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

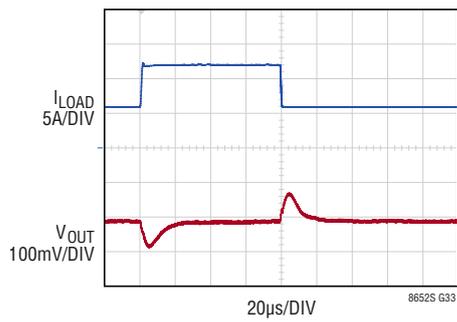
BIASピンの電流



BIASピンの電流

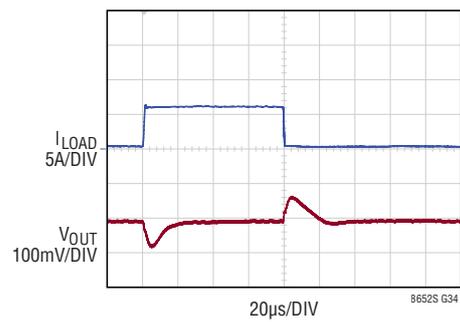


LT8652Sの過渡応答、内部補償



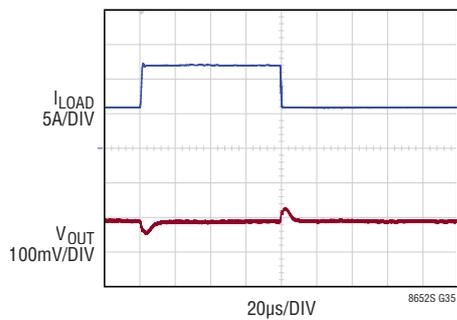
6A TO 12A TRANSIENT  
 $12\text{V}_{IN}$  TO  $1\text{V}_{OUT}$   
 $C_{OUT} = 340\mu\text{F}$   
 FCM,  $f_{SW} = 2\text{MHz}$

LT8652Sの過渡応答、内部補償



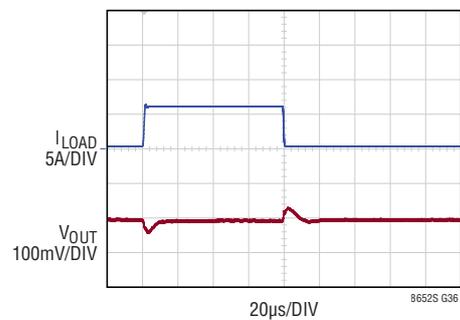
500mA TO 6A TRANSIENT  
 $12\text{V}_{IN}$  TO  $1\text{V}_{OUT}$   
 $C_{OUT} = 340\mu\text{F}$   
 FCM,  $f_{SW} = 2\text{MHz}$

LT8652Sの過渡応答、外部補償



6A TO 12A TRANSIENT  
 $12\text{V}_{IN}$  TO  $1\text{V}_{OUT}$   
 $C_{OUT} = 340\mu\text{F}$   
 FCM,  $f_{SW} = 2\text{MHz}$   
 $C_C = 220\text{pF}$ ,  $R_C = 17.1\text{k}\Omega$

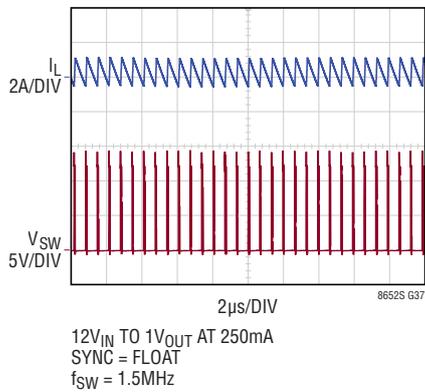
LT8652Sの過渡応答、外部補償



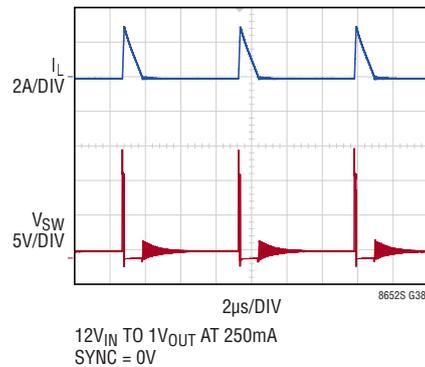
500mA TO 6A TRANSIENT  
 $12\text{V}_{IN}$  TO  $1\text{V}_{OUT}$   
 $C_{OUT} = 340\mu\text{F}$   
 FCM,  $f_{SW} = 2\text{MHz}$   
 $C_C = 220\text{pF}$ ,  $R_C = 17.1\text{k}\Omega$

代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

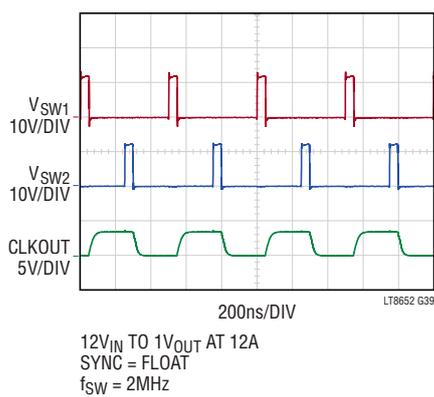
強制連続モード (FCM)



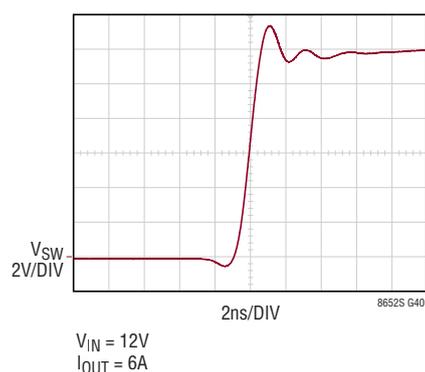
Burst Mode 動作



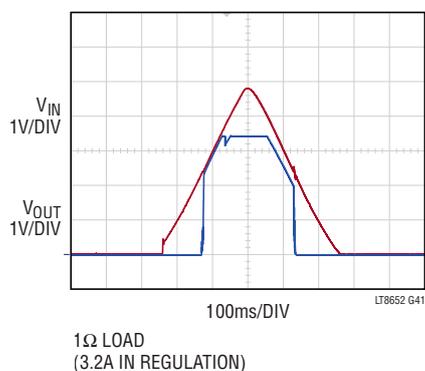
CH1、CH2、および CLKOUT の  
2相動作



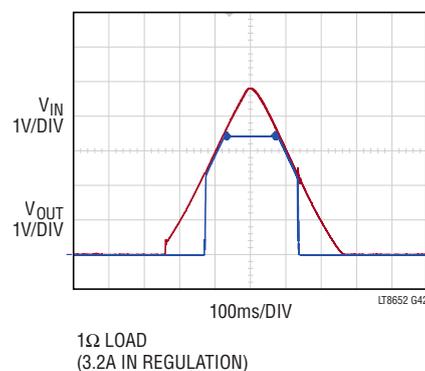
スイッチの立上がりエッジ



起動時のドロップアウト性能  
強制連続モード

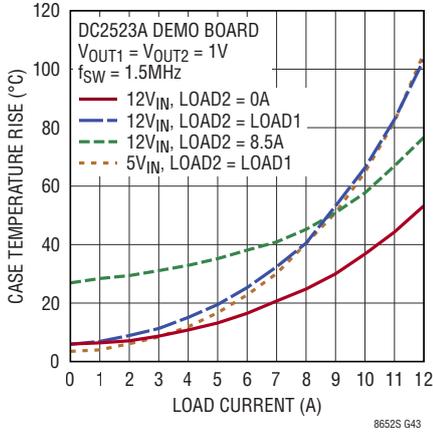


起動時のドロップアウト性能  
Burst Mode 動作

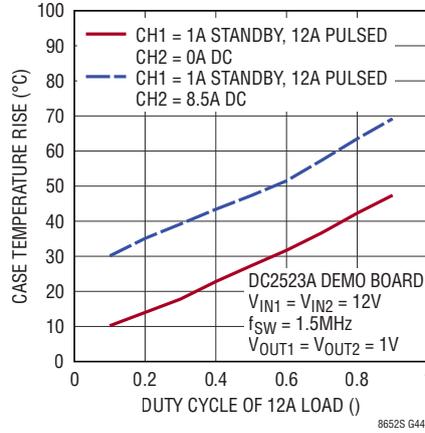


## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

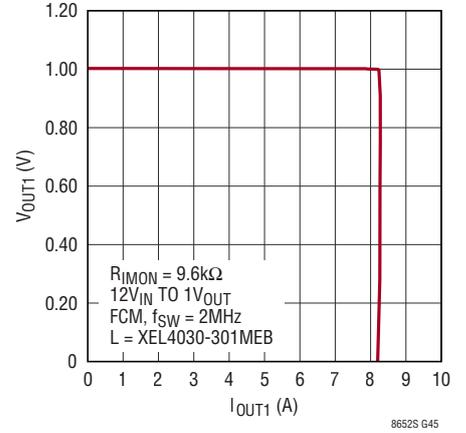
ケース温度の上昇  
単一チャンネル



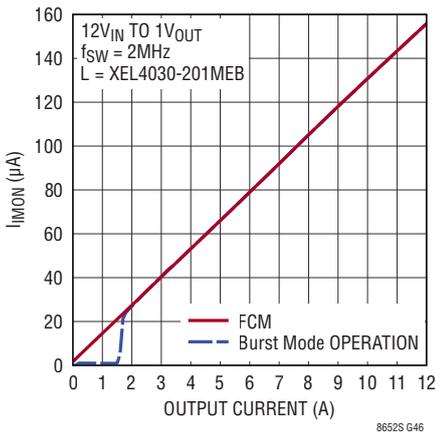
ケース温度の上昇  
単一チャンネル



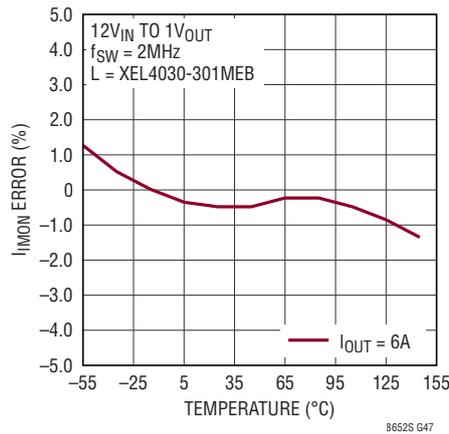
I<sub>MON</sub>の電流制限



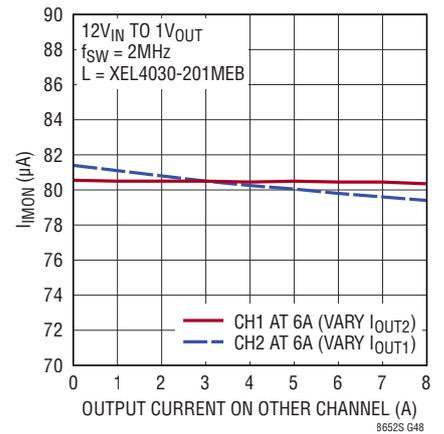
I<sub>MON</sub>とI<sub>O</sub>の関係、  
FCMおよびBurst Mode動作



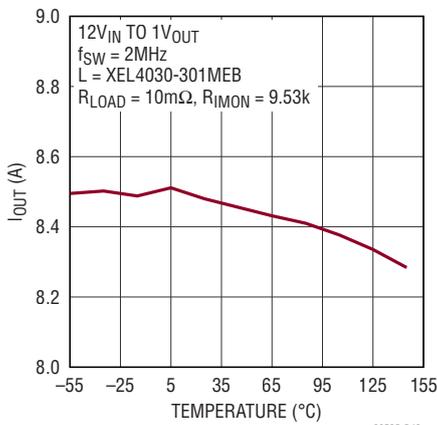
I<sub>MON</sub>の誤差



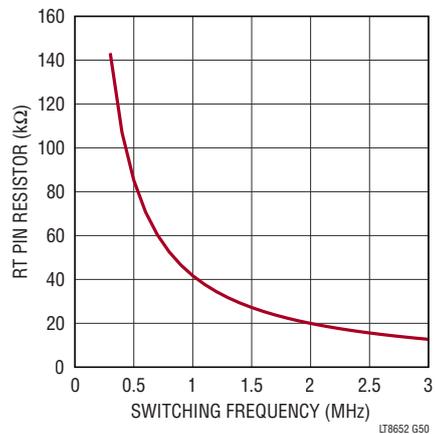
I<sub>MON</sub>と他チャンネルの負荷の関係



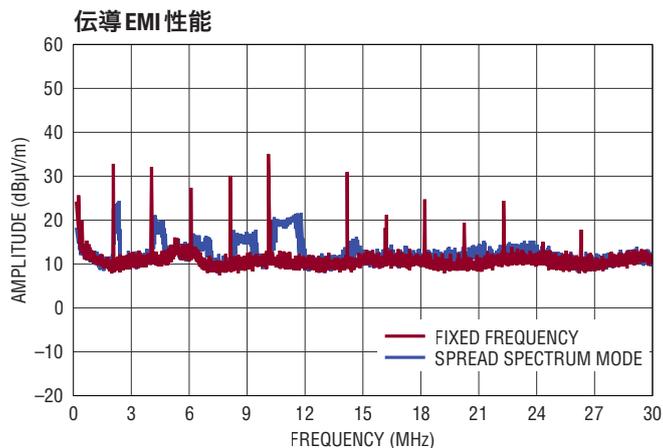
I<sub>MON</sub>の電流制限



RTで設定したスイッチング周波数

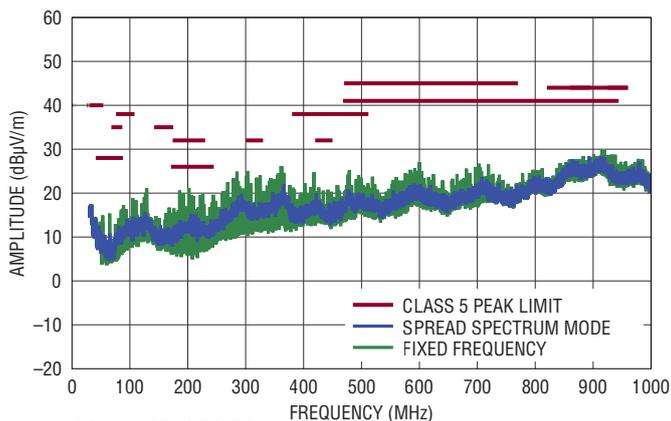


代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



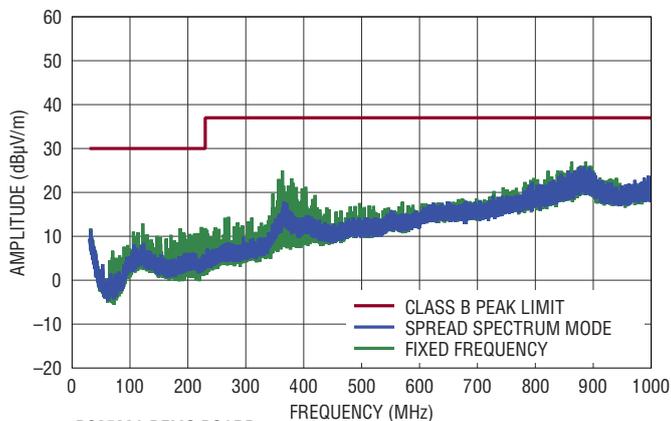
DC2523A DEMO BOARD (WITH EMI FILTER INSTALLED)  
14V INPUT TO 3.3V OUTPUT1 AT 8.5A AND 1.2V OUTPUT2 AT 8.5A,  $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

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



DC2523A DEMO BOARD (WITH EMI FILTER INSTALLED)  
14V INPUT TO 3.3V OUTPUT1 AT 8.5A AND 1.2V OUTPUT2 AT 8.5A,  $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

**放射 EMI 性能**  
(クラスBピーク限度値での CISPR22 放射エミッション・テスト)



DC2523A DEMO BOARD (WITH EMI FILTER INSTALLED)  
14V INPUT TO 3.3V OUTPUT1 AT 8.5A AND 1.2V OUTPUT2 AT 8.5A,  $f_{\text{SW}} = 2\text{MHz}$

## ピン機能

**IMON2 (1 番ピン) :** チャンネル2の平均出力電流モニタ・ピン。平均出力電流に比例した電流がこのピンから流れ出します。エラーアンプはこのピンの電圧を1.0V(代表値)と比較し、必要に応じて、このピンとGNDの間の外付け抵抗値に基づいて平均電流を安定化します。外付け抵抗の値を選択することにより、次式を満たすように平均出力電流の最大値を制御できます。

$$R_{IMON} = 78,000/I_{LIM}$$

IMON2ピンの機能が不要な場合は、このピンをGNDに接続してください。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。

**SS2 (2 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。このピンを使用すると、起動時に出力電圧のランプ・レートを制御できます。SS2ピンの電圧が0.6Vより低くなると、LT8652S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0.6Vより高くなると、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<sub>CC</sub>からの2μA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200Ω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。

**RT (3 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。

**V<sub>IN1</sub> (5、6、7 番ピン) :** V<sub>IN1</sub>ピンから、LT8652Sの内部回路とチャンネル1内部の上側パワー・スイッチに電流が供給されます。これら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<sub>IN1</sub>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ピンのできるだけ近くに配置するようにしてください。LT8652Sが動作するように、V<sub>IN1</sub>の電圧は3Vより高くする必要があります。

**NC (8 番ピン) :** 接続なし。このピンは内部回路に接続されていません。このピンはフロート状態のままにしておくか、GNDに接続することを推奨します。

**V<sub>IN2</sub> (9、10、11 番ピン) :** V<sub>IN2</sub>ピンから、チャンネル2の内部上側パワー・スイッチに電流が供給されます。これら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<sub>IN2</sub>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ピンのできるだけ近くに配置するようにしてください。この入力、V<sub>IN1</sub>とは異なる電源で動作できます。チャンネル2を動作させるには、V<sub>IN1</sub>を供給する必要があります。

**EN/UV (13 番ピン) :** LT8652S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ュホールド電圧は上昇時0.82V、下降時0.80Vです。シャットダウン機能を使用しない場合は、V<sub>IN1</sub>に接続します。V<sub>IN1</sub>からの外付け抵抗分圧器を使用して、特定の値より低くなるとLT8652Sのチャンネル1とチャンネル2がシャットダウンするV<sub>IN</sub>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。チャンネルを個別にシャットダウンするには、該当チャンネルのソフトスタート・ピンをGND電位まで下げます。

**TEMP (14 番ピン) :** 温度出力ピン。このピンは、ジャンクション温度に比例した電圧を出力します。このピンの電圧は25°Cのとき250mVで、温度勾配は11mV/°Cです。このピンの出力は、Burst Mode動作時に両方のチャンネルで出力負荷が軽いときは無効です。全出力負荷範囲にわたってTEMP出力を有効にするには、LT8652Sを強制連続モードにします。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。

**PG2 (15 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%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<sub>IN1</sub>のUVLO時、V<sub>CC</sub>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 (16 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%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<sub>IN1</sub>のUVLO時、V<sub>CC</sub>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。

## ピン機能

**SYNC (17 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<sub>CC</sub> 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<sub>Q</sub> 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、LT8652S は強制連続モードになります。

**CLKOUT (18 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。

**BST2 (19 番ピン)** : このピンは、入力電圧より高い駆動電圧をチャンネル 2 の上側パワー・スイッチに供給するために使用します。

**SW2 (20、21、22 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。これらのピンは互いに接続し、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。

**SW1 (23、24、25 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。これらのピンは互いに接続し、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。

**BST1 (26 番ピン)** : このピンは、入力電圧より高い駆動電圧をチャンネル 1 の上側パワー・スイッチに供給するために使用します。

**BIAS (27 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<sub>IN1</sub> 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<sub>OUT</sub> に接続してください。このピンを V<sub>OUT</sub> 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。BIAS 機能を使用しない場合、このピンは接地してください。

**V<sub>CC</sub> (28 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<sub>CC</sub> の電流は、V<sub>BIAS</sub> > 3.1V の場合は BIAS ピンから供給され、そうでない場合は V<sub>IN1</sub> ピンから供給されます。V<sub>BIAS</sub> が 3.0V ~ 3.5V の範囲内の場合、V<sub>CC</sub> ピンの電圧は 2.8V ~ 3.3V の範囲で変化します。このピンは 1μF 以上の低 ESR セラミック・コンデンサを使用してグラウンドにデカップリングします。V<sub>CC</sub> ピンには外部回路による負荷をかけるしないでください。

**SS1 (29 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。このピンを使用すると、起動時に出力電圧のランプ・レートを制御できます。SS1 ピンの電圧が 0.6V より低くなると、LT8652S 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 0.6V 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<sub>CC</sub> からの 2μA 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 200Ω 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。

**IMON1 (30 番ピン)** : チャンネル 1 の平均出力電流モニタ・ピン。平均出力電流に比例した電流がこのピンから流れ出します。エラー・アンプはこのピンの電圧を 1.0V (代表値) と比較し、必要に応じて、このピンと GND の間の外付け抵抗値に基づいて平均電流を安定化します。外付け抵抗の値を選択することにより、次式を満たすように平均出力電流の最大値を制御できます。

$$R_{IMON} = 78,000 / I_{LIM}$$

IMON1 ピンの機能が必要ない場合は、このピンを GND に接続してください。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。

## ピン機能

**VC1 (31 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<sub>CC</sub>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12.8μA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100μAに増加します。

**FB1 (32 番ピン) :** LT8652Sは、SNSGND1を基準にしてFB1ピンを600mVに安定化します。帰還抵抗分圧器のタップをこのピンに接続します。

**SNSGND1 (33 番ピン) :** LT8652Sは、SNSGND1を基準にしてFB1ピンを600mVに安定化します。このピンには、ケルビン線で出力コンデンサのグラウンド・ピンを接続します。SNSGND1ピンの機能が不要な場合は、このピンをGNDに接続してください。

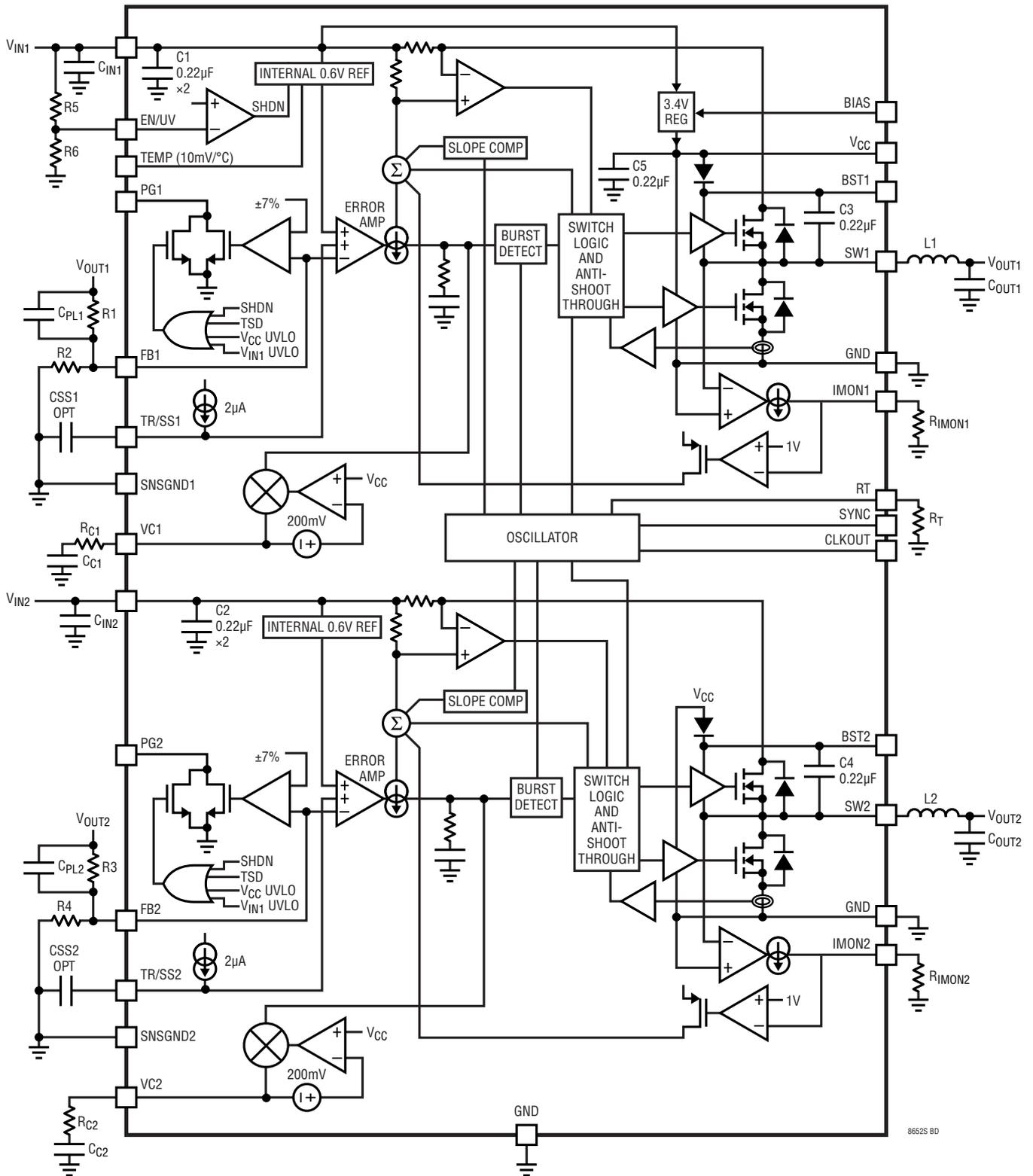
**SNSGND2 (34 番ピン) :** LT8652Sは、SNSGND2を基準にしてFB2ピンを600mVに安定化します。このピンには、ケルビン線で出力コンデンサのグラウンド・ピンを接続します。SNSGND2ピンの機能が不要な場合は、このピンをGNDに接続してください。

**FB2 (35 番ピン) :** LT8652Sは、SNSGND2を基準にしてFB2ピンを600mVに安定化します。帰還抵抗分圧器のタップをこのピンに接続します。

**VC2 (36 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<sub>CC</sub>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12.8μA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100μAに増加します。

**GND (4 番ピン、12 番ピン、露出パッド・ピン37~42) :** LT8652Sのシステム・グラウンド。これらのピンはシステム・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ピン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



8652S 8D

## 動作

### はじめに

LT8652S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。以降のセクションでは、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。アプリケーションを簡略化するため、 $V_{IN1}$ と $V_{IN2}$ は両方とも同じ入力電源に接続されているものとします。ただし、どちらのチャンネルが動作する場合でも、 $V_{IN1}$ は3.0Vより高くする必要があります。

### 動作

LT8652S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、VC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0.6Vの内部リファレンスと比較することによってVC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VC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。

LT8652S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、 $V_{IN1}$ 、 $V_{IN2}$ 、 $V_{CC}$ 、BST1、およびBST2のセラミック・コンデンサ(ブロック図のC1~C5)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性能を改善します。

出力電圧は、レギュレータの帰還電圧を発生させるため、外部で抵抗分割されます。大電流動作時は、LT8652S近くのグラウンドと負荷でのグラウンドの間にグラウンド間オフセットが生じることがあります。このオフセットを解消するため、SNSGNDに負荷グラウンドに対するケルビン接続を設けて、抵抗分圧器の最低電位ノードをSNSGNDに接続します。内部のエラーアンプは、この帰還電圧とSNSGND基準で0.6Vの電圧との差を検出します。この方式では、ローカル・グラウンドとリモート出力グラウンド間のグラウンド・オフセットを解消して、より正確な出力電圧を得ることができます。LT8652Sでは、ローカル・グラウンドを基準にして最大 $\pm 300\text{mV}$ のリモート出力グラウンド偏差を許容します。

EN/UVピンがローの場合、両チャンネルは完全にシャットダウンし、LT8652Sには入力電源から $6\mu\text{A}$ が流れ込みます。EN/UVピンの電圧が0.82Vを超えると、両チャンネルのスイッチング・レギュレータがアクティブになります。 $V_{IN1}$ によって、両チャンネルの共通バイアス回路に $20\mu\text{A}$ 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。代表的なアプリケーションでは、無負荷で両方のチャンネルを安定化しているとき、入力電源から $21\mu\text{A}$ 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2.8V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ィザリングを実行し、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

## 動作

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以上の場合は、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 $V_{IN1}$ 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。

VC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。VC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100 $\mu$ A増加します。

LT8652Sは、チャンネル1とチャンネル2の平均出力電流値を変倍した複製電流をそれぞれIMON1ピンおよびIMON2ピンで出力します。これらのピンのそれぞれでの平均電流は、測定された平均電流の1/78,000にサンプリング・オフセットが加わった値になります。更に、電圧リファレンスが1Vの独立した電流制限アンプに、各ピンの電圧が絶えず供給されます。こうして、IMONとGNDの間に適切な値の抵抗を配置して、目的の電流制限値で1Vを生成することにより、出力電流に対する設定可能な平均電流制限機能が得られます。平均電流制限機能を使用する場合は、選択した抵抗と並列に補償コンデンサを配置しないでください。出力モニタ

回路と制限回路は、IMONをGNDに短絡すれば個別にデイスレーブルできます。

出力電圧がレギュレーション電圧から $\pm 7\%$  (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。

TEMPピンに現れる電圧は、LT8652Sの平均ダイ温度に比例します。TEMPピンの電圧は、ダイ温度が25°Cのとき250mVになり、温度勾配は11mV/°Cになります。

外付けのソフトスタート・コンデンサにSS/TR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0.6V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0.6V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、 $V_{IN1}$ 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12A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8.5Aまでに制限されます。チャンネル1が動作するには、少なくとも3.0Vが $V_{IN1}$ に印加されている必要がありますが、チャンネル2には( $V_{IN1}$ の最小条件が満たされていれば)最小限の $V_{IN2}$ の条件はありません。

## 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、LT8652S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<sub>IN1</sub>によって、共通バイアス回路に16μAが供給されます。Burst Mode動作では、LT8652S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16μA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)、LT8652S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16μA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。

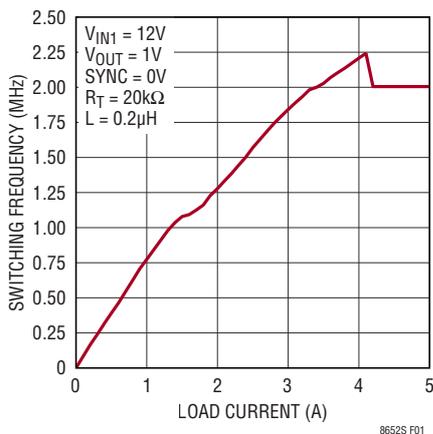


図1. バースト周波数

Burst Mode動作時は上側スイッチの電流制限値が約3A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。LT8652S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。

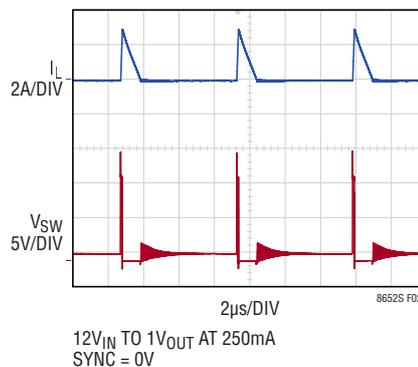


図2. Burst Mode動作

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の抵抗ネットワークと差動出力検出

出力電圧は、出力とSNSGNDの間に接続した外付け抵抗分圧器(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。抵抗分圧器はFBピンからタップが引き出されます。抵抗値は次式に従って選択します。

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT1}}{0.6V} - 1 \right)$$

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%以下の抵抗を推奨します。より正確には、前述の式で設定されるV<sub>OUT</sub>の値は、SNSGNDを基準にしており、したがって差分量になります。例えば、V<sub>OUT</sub>が3Vに設定されていて、V<sub>SNSGND</sub>が-0.1Vである場合、LT8652Sでのグラウンドを基準にすると出力は2.9Vになります。

## アプリケーション情報

差動出力検出により、ライン損失が大きい大電力の分散システムでは、より高精度の出力レギュレーションが可能で、図3に、寄生素子による電力ラインとグラウンド・ラインでの電位変動を示します。グラウンド・プレーンを共有するマルチアプリケーション・システムでは、これらの変動が悪化します。差動出力検出なしでは、これらの変動が安定化出力電圧の誤差として直接反映されます。LT8652Sの差動出力検出では、出力の電力ラインとグラウンド・ラインでの変動を最大±300mVまで補正できます。

LT8652Sでは、抵抗で分圧された帰還電圧を差動で検出することによって、継ぎ目のない差動出力検出が可能です。これにより、0.6V～18Vの全出力範囲での差動検出が可能になります。

FBへのノイズ結合を防ぐため、抵抗分圧器はFBピンとSNSGNDピンの近くに配置し、LT8652Sに物理的に近づけてください。リモート出力とグラウンドのパターンは、リモート出力への差動ペアとして一緒に配線します。これらのパターンは物理的にできるだけ近づけて、リモート差動検出によって正確に安定化されるリモート出力点に終端してください。

入力自己消費電流を小さくして、軽負荷時の効率を高め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。

$$I_Q = 16\mu\text{A} + \left( \frac{V_{OUT1}}{R1+R2} \right) \left( \frac{V_{OUT1}}{V_{IN1}} \right) \left( \frac{1}{\eta} \right)$$

ここで、16μAは両方のチャンネルと共通回路の自己消費電流であり、第2項は帰還抵抗分圧器に流れる電流で、軽負荷時の効率がηのときに動作しているチャンネル1の入力に反射されるものです。R1 = 1MおよびR2 = 1Mでの1.2Vアプリケーションの場合、帰還抵抗分圧器には0.6μAが流れます。VIN = 12Vおよびη = 80%の場合は、16μAの自己消費電流に75nAが加わるので、12V電源から流れる無負荷時電流は16.075μAになります。この式は無負荷時電流がVIN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。

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 = 221k、VIN = 12V、およびη = 80%の3.3Vアプリケーションでは、これによって入力電流に0.9μAが加わるので、両チャンネルがオンした場合は合計で17μA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VOUTとFBピンの間に接続してください。

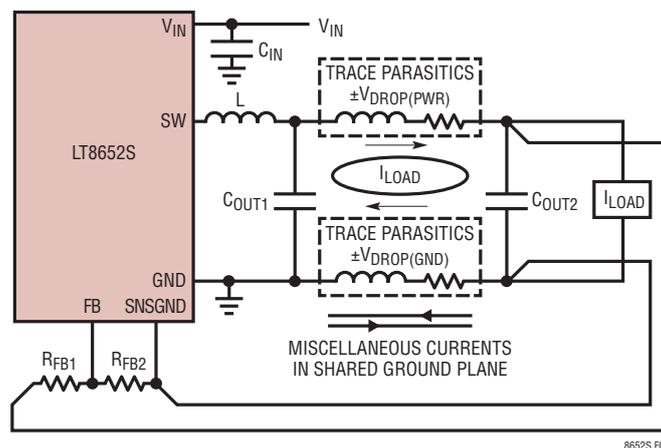


図3. グラウンド・プレーンを共有する大電力の分散システムで線路損失の変動を補正するために使用される差動出力検出回路

## アプリケーション情報

### スイッチング周波数の設定

LT8652S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RTの値を表1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RTの抵抗値は次式を使用して計算できます。

$$R_T = \frac{43.5}{f_{SW}} - 1.8$$

ここで、RTの単位はkΩ、fswは目的のスイッチング周波数で単位はMHzです。

LT8652S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1. スwitching周波数とRTの値

| fsw (MHz) | RT (kΩ) |
|-----------|---------|
| 0.3       | 143     |
| 0.4       | 107     |
| 0.5       | 84.5    |
| 0.6       | 69.8    |
| 0.8       | 52.3    |
| 1.0       | 41.2    |
| 1.2       | 34.8    |
| 1.4       | 29.4    |
| 1.6       | 25.5    |
| 1.8       | 22.6    |
| 2.0       | 20.0    |
| 2.2       | 18.2    |
| 2.5       | 15.8    |
| 3.0       | 12.7    |

### 動作周波数の選択と交換条件

動作周波数の選択には、効率、部品サイズ、および入力電圧範囲の間の交換条件が存在します。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 (fsw(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、VINは標準の入力電圧、VOUTは出力電圧、VSW(TOP)およびVSW(BOT)は内蔵スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.3V、約0.1V)、tON(MIN)は上側スイッチの最小オン時間の45nSです(電気的特性を参照)。この式は、高いVIN/VOUT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、RTの値に関係なく、VINが18Vの絶対最大定格まで上昇する可能性があります。LT8652S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、LT8652Sは99%を超える最大デューティ・サイクルが可能であり、VINとVOUTの間のドロップアウト電圧は上側スイッチのRDS(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。強制連続モードでのLT8652S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。

VIN/VOUT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、VIN(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、VOUTは出力電圧、VSW(TOP)およびVSW(BOT)は内部スイッチの電圧降下(最大負荷時にそれぞれ約0.3V、約0.1V)、fswは(RTによって設定された)スイッチング周波数、tOFF(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。

## アプリケーション情報

$V_{IN2}$ は内部共通バイアス回路に電力を供給しないので、最小電圧の条件はありません。このため、 $V_{IN1}$ の電圧が3V以上である限り、チャンネル2は非常に低い入力電圧でも動作できます。

### インダクタの選択と最大出力電流

LT8652S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。LT8652S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。

$$L_{1,2} = \frac{V_{OUT1,2} + V_{SW(BOT)}}{3 \cdot f_{SW}}$$

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0.1V)、 $L$ はインダクタの値( $\mu\text{H}$ )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。

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

ここで、 $\Delta I_L$ はEquation 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、7A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7Aより大きく $I_{SAT}$ が9.1A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3m $\Omega$ より小さく、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。

LT8652S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29A以上ですが、直線的に低下して、DC = 0.8では19A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。

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

ここで、 $f_{SW}$ はLT8652S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、LT8652S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ず。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。

下側スイッチの電流制限値は、LT8652S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。

## アプリケーション情報

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2. 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    |

### 出力電流モニタおよび制限

LT8652は、オフ状態の間に下側スイッチを通じて平均電流を検出し、この電流を変倍した複製電流(レギュレータの負荷電流に対応)をIMONピンに出力します。モニタ・ピンでの平均電流は、測定された平均出力電流の1/78000にサンプリング・オフセットが加わった値で、後者はスイッチのオフ時間に反比例します(以下の式を参照)。

$$I_{IMON} = \frac{I_{OUT}}{0.078} + \frac{1}{t_{OFF}}$$

$$t_{OFF} = \frac{\left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{f_{SW}}$$

ここで、 $f_{SW}$ は設定スイッチング周波数(測定単位:MHz)、 $t_{OFF}$ はスイッチのオフ時間(測定単位:μs)、 $I_{OUT}$ は出力電流(単位:A)、 $I_{IMON}$ はモニタ電流(単位:μA)です。

出力電流は直接測定することも、外付け抵抗によって電圧に変換することもできます。IMONピンの電圧は、電圧リファレンスが1V(代表値)の独立した電流制限アンプに絶えず供給されます。両チャンネルの平均出力電流の設定可能な平均電流制限値を求めるには、次式に従ってモニタ・ピンとGNDの間に抵抗 $R_{IMON}$ を配置します。

$$R_{IMON} = \frac{78,000}{I_{LIM}}$$

ここで、 $I_{LIM}$ は設定される電流制限値(単位:A)で、 $R_{IMON}$ の単位はΩです。10%以上の余裕をみて平均電流制限値を設定することを推奨します。

電流制限アンプは、アクティブ状態のとき、LT8652Sが生成する平均電流の最大値を制御する帰還ループを形成します。電流制限時には、出力電圧が低下して、減少したデューティ・サイクルを維持するために周波数の引き伸ばしが行われます。この結果、電流制限時にはサンプリング・オフセットの項が無視できるほどになります。電流制限機能を使用する場合は、GNDとモニタ・ピンの間にコンデンサを配置しないでください。そうしないと、ループの安定性に悪影響を及ぼします。ただし、高周波ノイズを除去することが必要な場合は、コンデンサを $R_{IMON}$ と並列に接続してもかまいません(次式を満たす場合)。

$$R_{IMON} \cdot C_{FILTER} < 3.2\mu s$$

これにより、フィルタ・コンデンサと $R_{IMON}$ によって形成されたポールが電流制限帰還ループに影響しなくなります。80kΩより大きい $R_{IMON}$ は使用しないでください。

Burst Mode (SYNCがロー)で動作しているときに、スイッチング周波数が減少し始めるほど負荷電流が少ない場合、IMONは出力電流のモニタを中止して、代わりにIMONの電圧をグラウンド電位まで低下させます。

前述したように、LT8652Sはオフ時間の間に下側のFETを通じて平均出力電流を検出します。このため、最高の電流モニタ精度を目指すには、オフ時間を150nsより長くしてLT8652Sを動作させることを推奨します。多くのアプリケーションでは、レギュレータがドロップアウト状態またはそれに近い状態(デューティ・サイクルが極端に高い動作状態)でない限り、ほとんど問題はありません。

### 入力コンデンサ

LT8652S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。LT8652Sをバイパスするには値が10μF以上のセラミック・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

## アプリケーション情報

タンズが存在する場合、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。

### 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、LT8652S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LT8652S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、LT8652S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、LT8652S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、LT8652S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。LT8652SはBurst 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3. セラミック・コンデンサのメーカー

| メーカー        | Web  |
|-------------|--|
| Taiyo Yuden | <a href="http://www.t-yuden.com">www.t-yuden.com</a> |
| AVX         | <a href="http://www.avxcorp.com">www.avxcorp.com</a> |
| Murata      | <a href="http://www.murata.com">www.murata.com</a>   |
| TDK         | <a href="http://www.tdk.com">www.tdk.com</a>         |

### イネーブル・ピン

LT8652S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閾値は0.83V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、LT8652S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 $R6$ の値を設定すれば調整できます。

$$V_{IN(EN)} = \left( \frac{R5}{R6} + 1 \right) \cdot 0.8V$$

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LT8652Sが消費する電源電流より簡単に大きくなる可能性があります。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。

## アプリケーション情報

### V<sub>CC</sub>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<sub>IN1</sub> 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。このため、いずれかのチャンネルを使用するには、V<sub>IN1</sub> が印加され、有効である必要があります。V<sub>CC</sub> は、LT8652S の回路に十分な電流を供給できます。V<sub>CC</sub> は 1μF のセラミック・コンデンサを使用してグラウンドにバイパスする必要があります。パワー MOSFET のゲート・ドライバが必要とする大量の過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。効率を向上するため、BIAS ピンの電圧が 3.1V 以上の場合、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<sub>OUT</sub> 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<sub>IN1</sub> 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<sub>IN1</sub> 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<sub>CC</sub> 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

LT8652S 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<sub>CC</sub> 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<sub>C</sub> および C<sub>C</sub> 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、LTspice® 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。

LT8652S の制御ループの等価回路を図 4 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<sub>C</sub>) 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<sub>C</sub> と C<sub>C</sub> 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<sub>PL</sub>) 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。

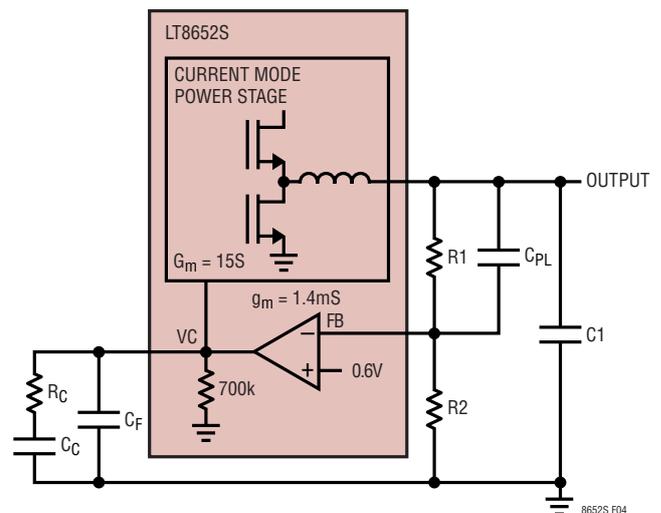
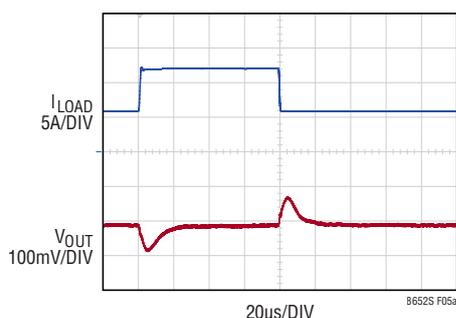


図 4. ループ応答のモデル

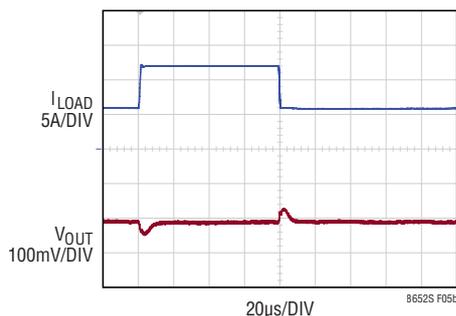
## アプリケーション情報

図5aに、1ページ目のアプリケーションで内部補償を使用した場合の過渡応答を示します。図5bに、同じアプリケーションに17.1kのRCと220pFのCc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50 $\mu$ A増加します。



6A TO 12A TRANSIENT  
12V<sub>IN</sub> TO 1V<sub>OUT</sub>  
C<sub>OUT</sub> = 340 $\mu$ F  
FCM, f<sub>SW</sub> = 2MHz

a)



6A TO 12A TRANSIENT  
12V<sub>IN</sub> TO 1V<sub>OUT</sub>  
C<sub>OUT</sub> = 340 $\mu$ F  
FCM, f<sub>SW</sub> = 2MHz  
C<sub>C</sub> = 220pF, R<sub>C</sub> = 17.1k $\Omega$

b)

図5. 過渡応答

## 出力電圧トラッキングとソフトスタート

LT8652S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2 $\mu$ A電流源により、SSピンの電圧はV<sub>CC</sub>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~0.6Vの範囲では、エラー・アンプに入力される0.6V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6)。SSピンの電圧が0.6Vより十分に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。この機能が必要ない場合は、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、LT8652S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。

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ピンの電圧が0.8Vより低くなった場合、V<sub>IN1</sub>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。

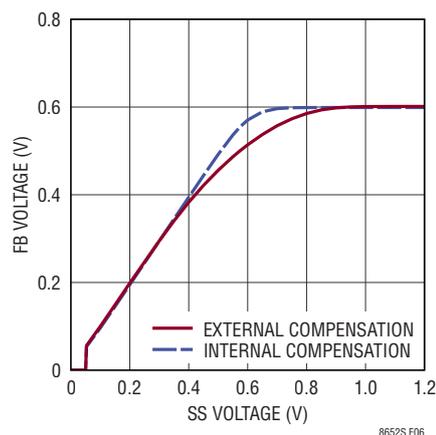


図6. ソフトスタート・ピンのトラッキング

## アプリケーション情報

### 出力パワーグッド

LT8652Sの出力電圧がレギュレーション点の±7%の範囲内(つまり、FBの電圧が0.56V~0.64V(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、いくつかの障害状態(対応するEN/UVピンの電圧が0.8Vより低い、V<sub>CC</sub>の電圧が低下しすぎた、V<sub>IN1</sub>が低電圧状態、またはサーマル・シャットダウン)の間も自動的にローになります。

### シーケンス制御

LT8652S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7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8に、1つのLT8652Sレギュレータの2つのチャンネルを組み合わせて、17AのDC電流と24A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。

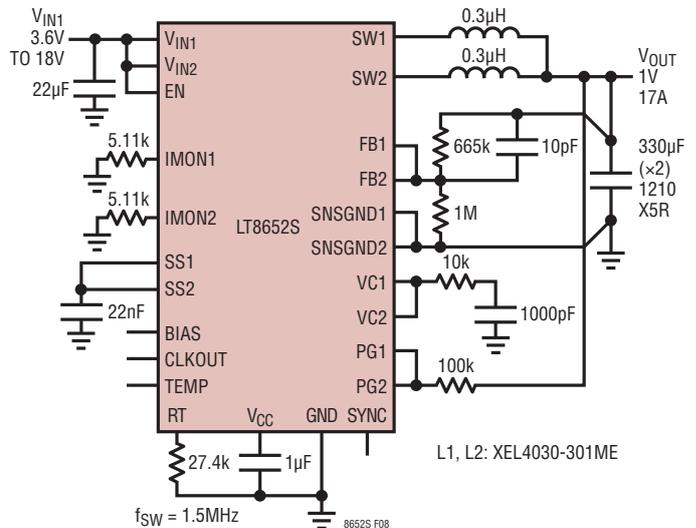


図8.2相アプリケーション

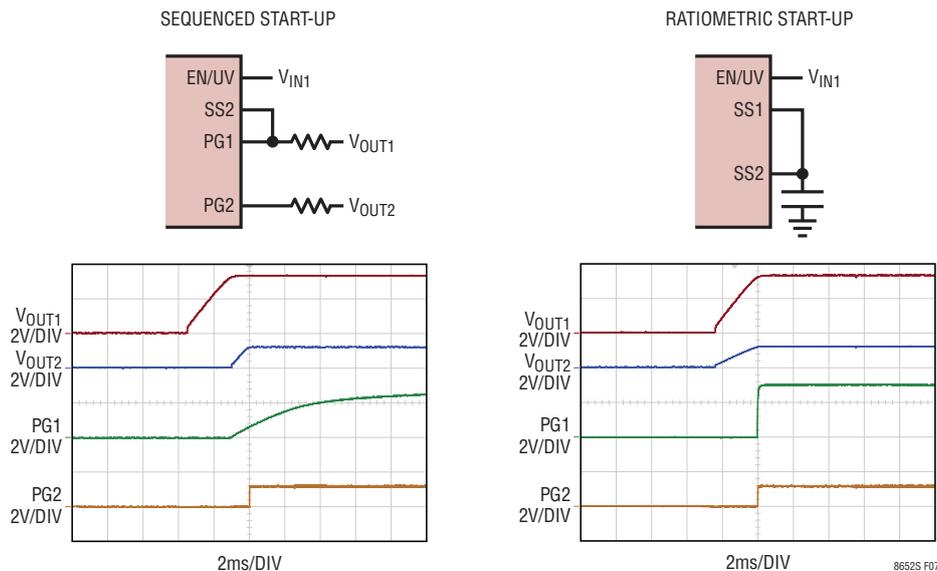


図7. シーケンス制御と起動の構成

## 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<sub>CC</sub>に接続してかまいません)。LT8652S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%)の方形波を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、LT8652S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。

LT8652Sは300kHz~3MHzの範囲にわたって同期することができます。R<sub>T</sub>抵抗は、LT8652S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<sub>T</sub>を選択します。

スロープ補償はR<sub>T</sub>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<sub>T</sub>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、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動作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-4Aに制限されるので、LT8652Sのシンク電流は最大で約-2Aになります。これにより、出力から入力に過剰な電流が戻ることを防ぎます。その他の安全機能として、起動時に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。

### 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、2.8Vより高いDC電圧をSYNCピンに印加します。スペクトラム拡散変調は、R<sub>T</sub>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、7kHz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、LT8652S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7kHz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。

## アプリケーション情報

### クロック出力

CLKOUTピンは、他のレギュレータをLT8652S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90°シフトしています。他のLT8652S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LT8652S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<sub>CC</sub>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。

### 温度モニタ機能

TEMPピンは、ダイ温度に比例する電圧を出力します。TEMPピンは25 °Cのとき標準で250mVを出力し、その勾配は11mV/°Cです。外部回路の補助がない場合、TEMPピンの出力は20 °C~150 °C (200mV~1.6V)の範囲で有効です。TEMPピンには100μAより大きな負荷電流を流さないください。TEMPピンの出力を20°Cより低い温度まで広げるには、TEMPピンと負電圧の間に抵抗を接続します。TEMPピンの出力は-35°Cまで有効です。

安全対策として、LT8652Sは補助のサーマル・シャットダウンを標準値の165°Cに設定しています。サーマル・シャットダウン温度を超えると、熱的過負荷の状況が解消されるまで、LT8652Sの両方のチャンネルがシャットダウン状態になります。

TEMPピンの電圧は定常状態の平均ダイ温度を示すものであり、最大ジャンクション温度を超えていないことを確認するためには使用できないことに注意してください。瞬時の電力と共に温度勾配や時定数の要因が加わると、ダイの一部が最大定格を超えてしまう可能性があります。ダイ温度の上昇分は、定常状態 (1分超) だけでなく、インパルス条件でも必ず計算してください。

### 短絡保護と逆入力保護

LT8652S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。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。

LT8652Sに入力が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。この状況が発生する可能性があるのは、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、バッテリーまたは他の電源がチャンネル1の出力とOR接続されている場合です。V<sub>IN1</sub>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<sub>IN1</sub>に接続されているために) ハイに保持されていると、SW1ピンを介してLT8652S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、SW1ピンの電流は6μA近くまで減少します。ただし、チャンネル1の出力を高く保持した状態でV<sub>IN1</sub>ピンを接地すると、EN/UV1ピンの状態に関係なく、出力からSW1ピンおよびV<sub>IN1</sub>ピンを通してLT8652S内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れ、デバイスを損傷する可能性があります。

V<sub>IN2</sub>は共用の内部電源に接続されていないため、フロート状態のままでも電流はまったく流れません。V<sub>IN1</sub>とV<sub>IN2</sub>の両方をフロート状態にした場合は、EN/UVピンの状態に関係なく、チャンネル2の出力に負荷はかかりません。ただし、チャンネル2の出力を高く保持した状態でV<sub>IN2</sub>ピンを接地すると、出力からSW2ピンおよびV<sub>IN2</sub>ピンを通してLT8652S内部の寄生ボディ・ダイオードに電流が流れ、デバイスを損傷する可能性があります。

入力電圧が印加されている場合にのみLT8652Sが動作し、短絡入力や逆入力に対しては保護するV<sub>IN</sub>ピンとEN/UVピンの接続を図9に示します。

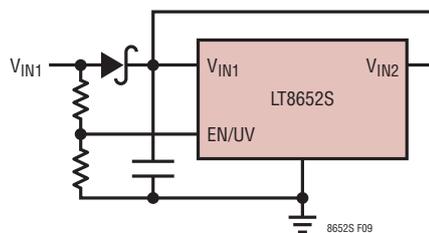


図9. 逆入力電圧保護

## 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10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。LT8652S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ノードとBOOSTノードはできるだけ小さくします。最後に、グラウンド・パターンがSWノードとBOOST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、LT8652S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10を参照してください。

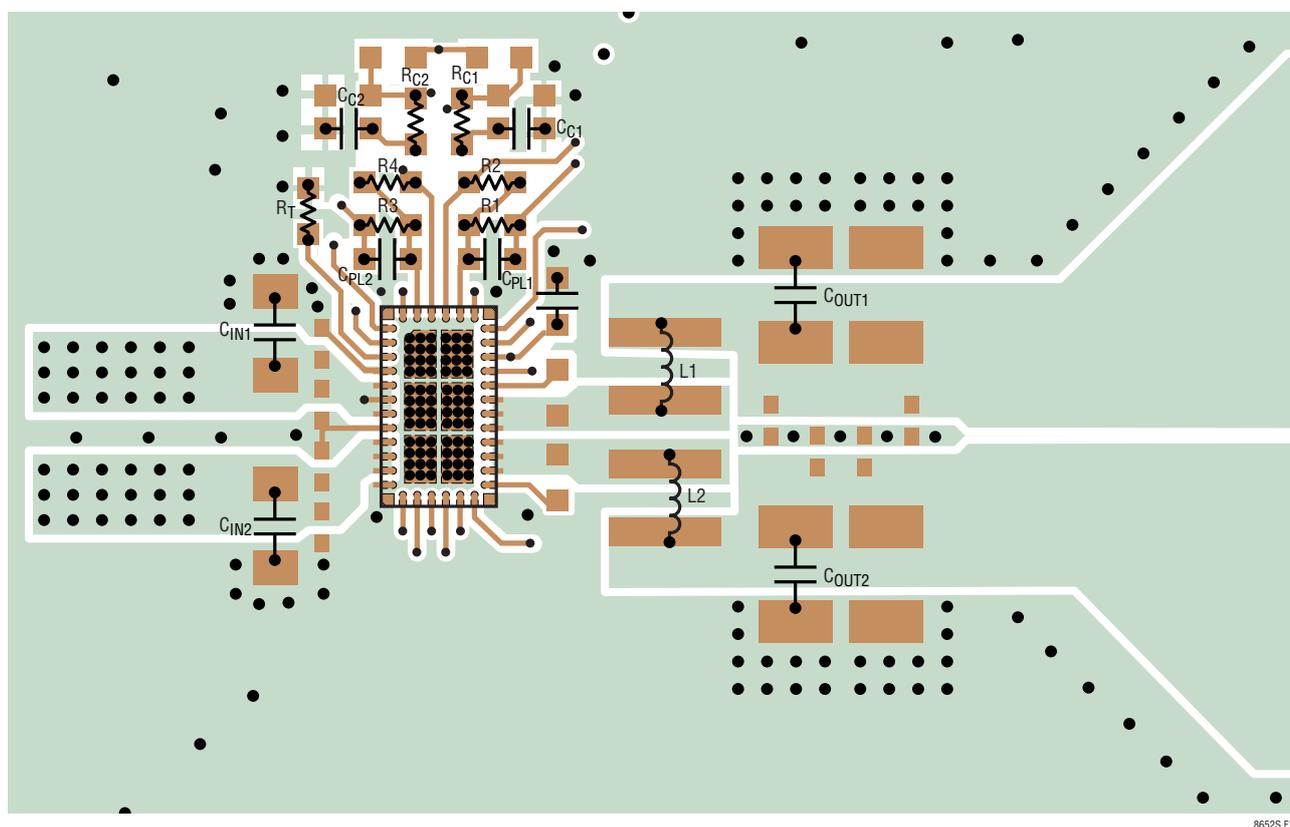


図10. 推奨レイアウト

## 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、LT8652S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、LT8652S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。LT8652S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、LT8652S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、LT8652S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。

LT8652S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11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。

LT8652Sの内部パワー・スイッチは、12Aまでの最大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12Aの負荷に短時間しか対処できません。1kHz、12A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12に示します。

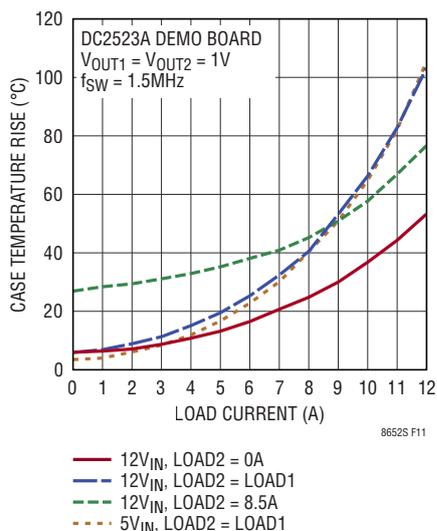


図11. ケース温度の上昇

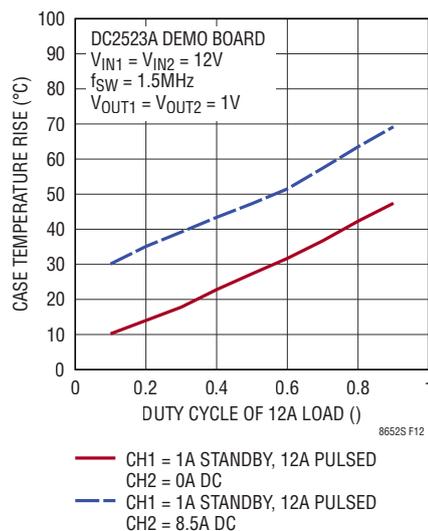
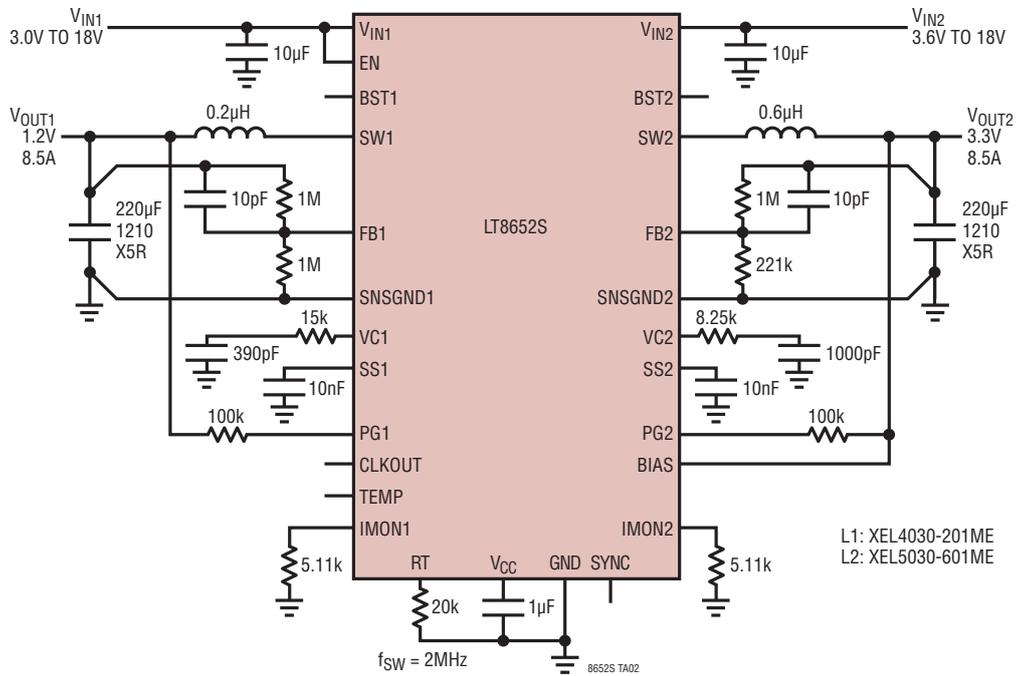


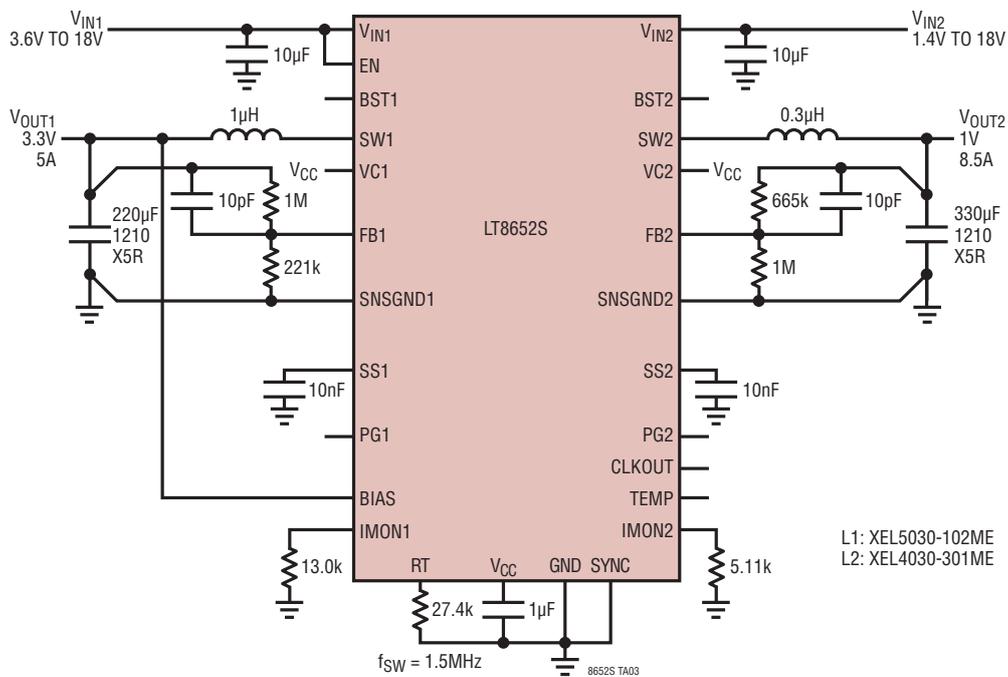
図12. ケース温度の上昇と12Aパルス負荷

標準的応用例

1.2V、3.3V、2MHz 降圧コンバータ、強制連続モードおよび外部補償を採用

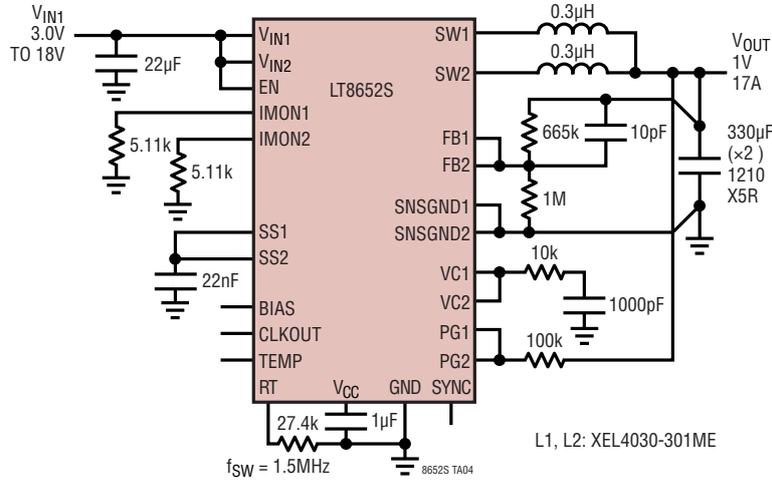


3.3V、1V、1.5MHz 降圧コンバータ、Burst Mode 動作、CH1 の6A 電流制限、および内部補償を採用

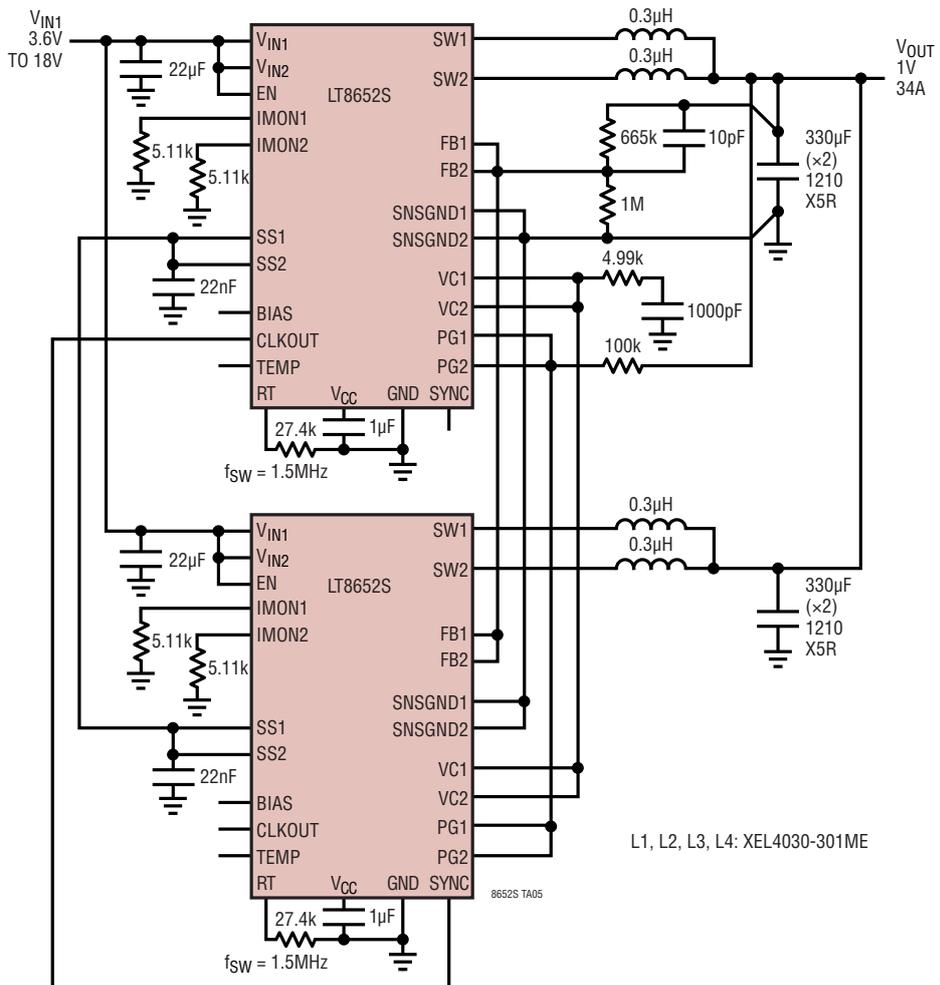


標準的応用例

2相、1V、17A、1.5MHz降圧コンバータ

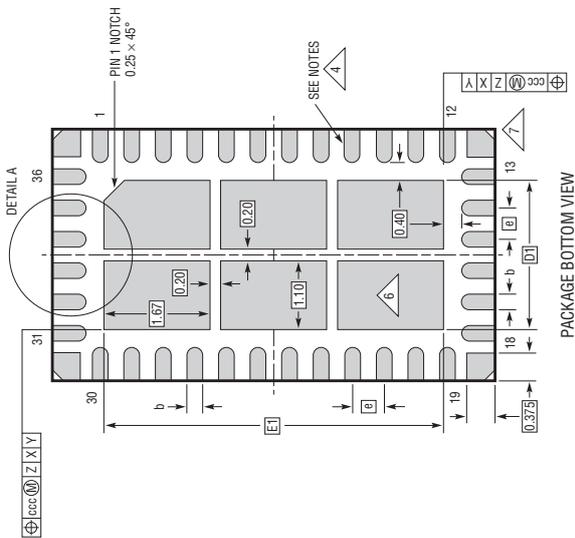


4相、1V、34A、1.5MHz降圧コンバータ



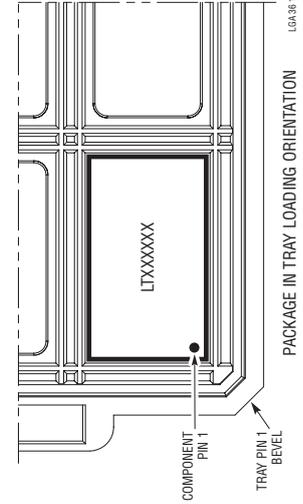
パッケージ

**LQFN Package**  
**36-Lead (4mm × 7mm × 0.94mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1525 Rev B)

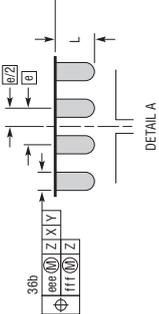
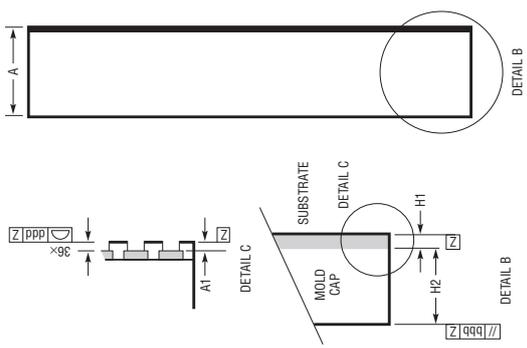


PACKAGE BOTTOM VIEW

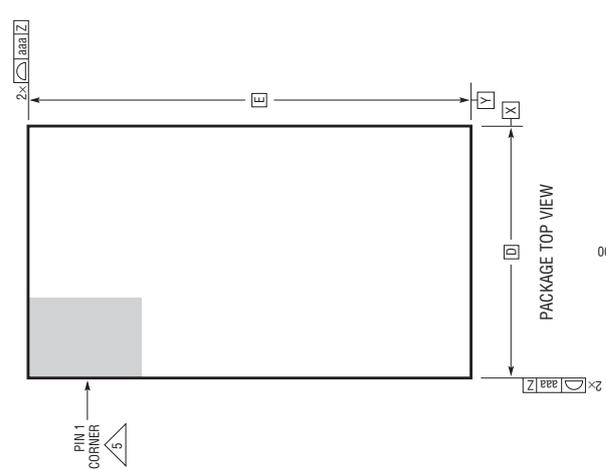
- 注：  
 1. 寸法と許容誤差は ASME Y14.5M-1994 に従う  
 2. 全ての寸法の単位はミリメートル  
 3. 主データム-Z はシーティング・プレーン  
 4. これらの端子と放熱部が見えにくくなるように、ハンダ・マスク開口部の下にある金属部は表示されていない  
 5. 1番ピンの識別マークはオプションだが、表示の領域内に設けてある1番ピンの識別マークはモールドかマーキングのどちらかである  
 6. 放熱用露出部はいくつかの部分に分けられており、縦横に配列されているオプションで各部分の角に丸みを付けることができる  
 7. 角の支持/ハツドの面取りはオプション



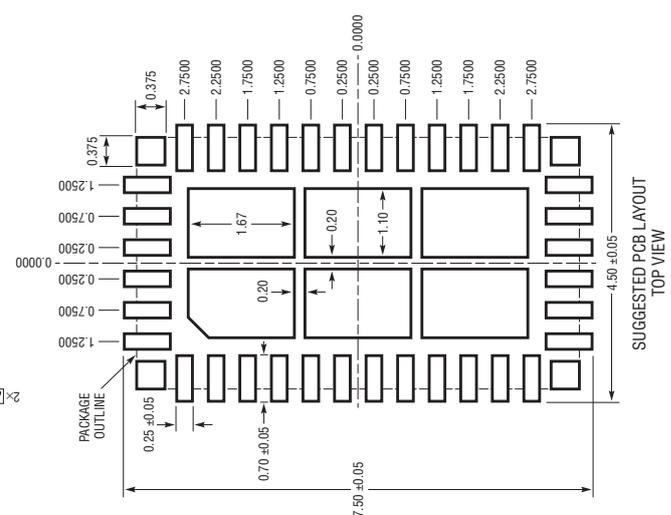
PACKAGE IN TRAY LOADING ORIENTATION



| SYMBOL | DIMENSIONS |          |      | NOTES         |
|--------|------------|----------|------|---------------|
|        | MIN        | NOM      | MAX  |               |
| 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      |            | 4.00     |      |               |
| E      |            | 7.00     |      |               |
| D1     |            | 2.40     |      |               |
| E1     |            | 5.40     |      |               |
| e      |            | 0.50     |      |               |
| H1     |            | 0.24 REF |      | SUBSTRATE THK |
| H2     |            | 0.70 REF |      | MOLD CAP HT   |
| aaa    |            |          | 0.10 |               |
| bbb    |            |          | 0.10 |               |
| ccc    |            |          | 0.10 |               |
| ddd    |            |          | 0.10 |               |
| eee    |            |          | 0.15 |               |
| fff    |            |          | 0.08 |               |



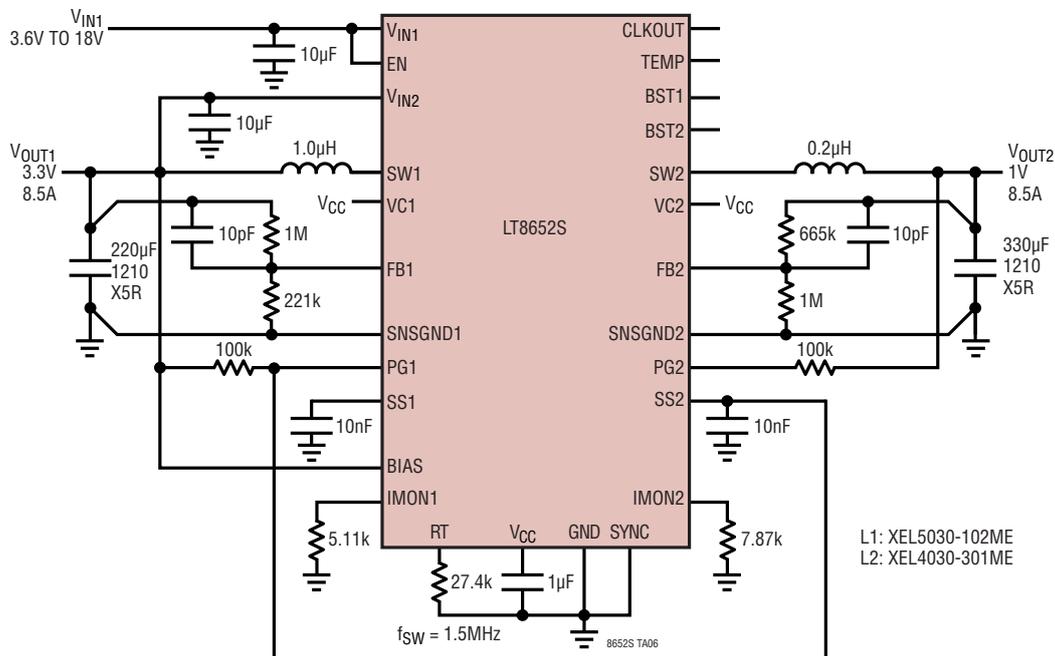
PACKAGE TOP VIEW



SUGGESTED PCB LAYOUT TOP VIEW

## 標準的応用例

3.3V、1V、1.5MHz、2段降圧コンバータ、出力シーケンス制御およびCH2の10A電流制限を採用



## 関連製品

| 製品番号                 | 説明  | 注釈  |
|----------------------|---|---|
| LT8642S              | 効率が96%の18V、10A、3MHz同期整流式 Silent Switcher 2降圧DC/DCコンバータ  | $V_{IN}$ (最小)=3V、 $V_{IN}$ (最大)=18V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.6V、 $I_Q = 2160\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4x4 LQFN-24パッケージ   |
| 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 ( $I_Q = 6.2\mu A$ )                  | $V_{IN}$ (最小)=3V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.8V、 $I_Q = 6.2\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4x6 LQFN-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 ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                      | $V_{IN}$ (最小)=3.4V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.97V、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4x4 LQFN-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 ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                      | $V_{IN}$ (最小)=3V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.8V、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3x3 LQFN-16パッケージ    |
| LT8645S              | 効率が95%の65V、7A、2.2MHz同期整流式 Silent Switcher 2降圧DC/DCコンバータ ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                      | $V_{IN}$ (最小)=3.4V、 $V_{IN}$ (最大)=65V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.8V、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4x6 LQFN-32パッケージ  |
| LT8609/<br>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 ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                                | $V_{IN}$ (最小)=3V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.8V、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-10Eパッケージ       |
| LT8610A/<br>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 ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                              | $V_{IN}$ (最小)=3.4V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.97V、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ    |
| LT8610AC             | 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 ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                              | $V_{IN}$ (最小)=3V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.8V、 $I_Q = 2.5\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ       |
| LT8610               | 効率が96%の42V、2.5A、2.2MHz同期整流式 マイクロパワー降圧DC/DCコンバータ ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                              | $V_{IN}$ (最小)=3.4V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=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 ( $I_Q = 2.5\mu A$ )                                | $V_{IN}$ (最小)=3.4V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.97V、 $I_Q = 3.0\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3x6 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 ( $I_Q = 25\mu A$ ) | $V_{IN}$ (最小)=3V、 $V_{IN}$ (最大)=42V、 $V_{OUT}$ (最小)=0.8V、 $I_Q = 25\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、6x6 QFN-40パッケージ      |

Rev. 0