# 柔軟な双方向機能を備えた 80Vの同期4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ

## 特長

- **単一インダクタにより、$V_{OUT}$より高い、低い、または等しい$V_{IN}$が使用可能**
- **6個の独立したレギュレーション形式**
  - **$V_{IN}$電流(順方向と逆方向)**
  - **$V_{OUT}$電流(順方向と逆方向)**
  - **$V_{IN}$と$V_{OUT}$の電圧**
- **順方向と逆方向の不連続導通モードをサポート**
- **スイッチング中のMODEピンとDIRピンの変更をサポート**
- **$V_{INCHIP}$範囲: 2.8V($EXTV_{CC}$ > 6.4Vが必要)～80V**
- **$V_{OUT}$範囲:1.3V～80V**
- **同期整流動作:効率:最大99%**
- 高電圧ピンのスペースを確保した40ピン(5mm×8mm)QFNで利用可能

## アプリケーション

- 高電圧昇降圧コンバータ
- 双方向充電システム
- 48Vの車載システム

## 概要

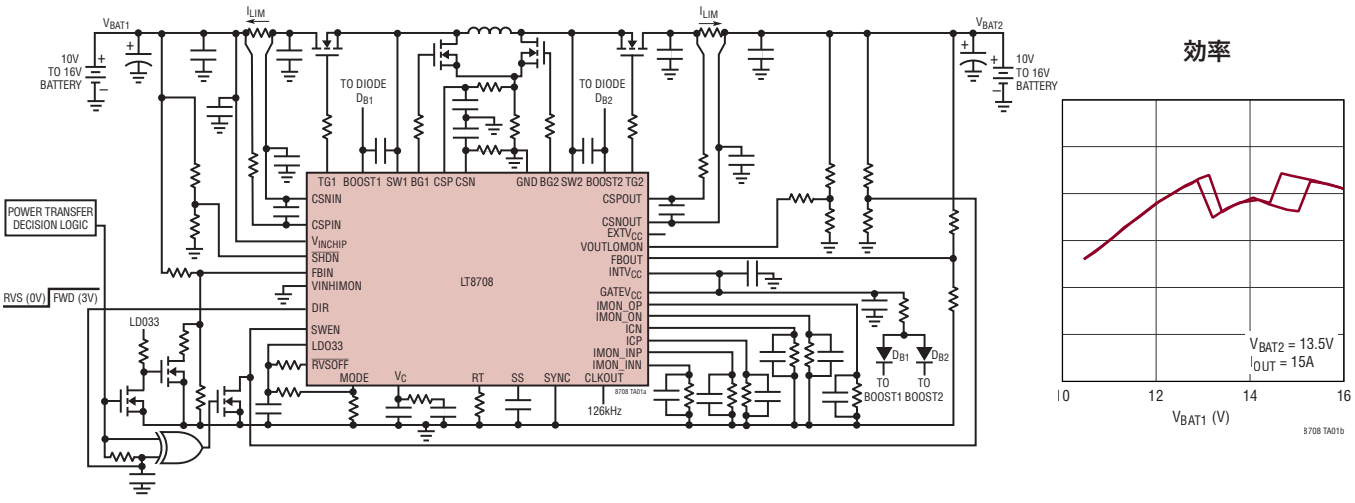
LT®8708は、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧で動作する高性能の昇降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。$V_{OUT}$、$V_{IN}$、$I_{OUT}$、$I_{IN}$のレギュレーションを必要とする、バッテリ/コンデンサ・バックアップ・システムやその他のアプリケーションでの双方向電力変換を簡素化する機能が搭載されています。コンバータの入力側および出力側に対して、順方向と逆方向の電流をモニタし、制限することができます。PCB上の4つの抵抗を使用して、4つの電流制限(順方向入力、逆方向入力、順方向出力、逆方向出力)を全て個別に設定できます。

MODEピンで、不連続導通モード(DCM)、連続導通モード(CCM)、ハイブリッド導通モード(HCM)、またはBurst Mode®動作を選択できます。DIR(方向)ピンと組み合わせることで、$V_{IN}$から$V_{OUT}$への方向のみ、または$V_{OUT}$から$V_{IN}$への方向のみに電力を処理するようにチップを設定できます。2.8V～80Vの広い入力範囲と1.3V～80Vの広い出力範囲を持つLT8708は、ほとんどのソーラー・システム、オートモーティブ・システム、電子通信システム、バッテリ駆動システムで利用できます。

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

**FHCMおよびRHCMを使用した12Vの双方向デュアル・バッテリ・システム**



# 目次

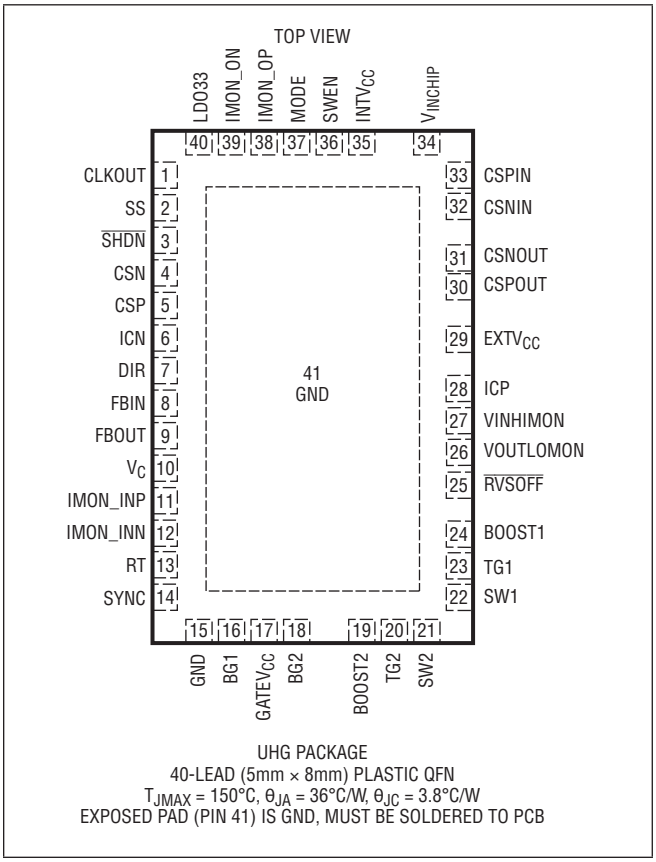
**特長 ..... 1**
**アプリケーション ..... 1**
**標準的応用例 ..... 1**
**概要 ..... 1**
**絶対最大定格 ..... 3**
**発注情報 ..... 3**
**ピン配置 ..... 3**
**電気的特性 ..... 4**
**代表的な性能特性 ..... 9**
**代表的な性能特性 ..... 11**
**ピン機能 ..... 13**
**ブロック図 ..... 15**
**動作 ..... 16**
表記規則 ..... 16
起動 ..... 16
起動：$\overline{SHDN}$ピン ..... 16
起動：SWENピン ..... 16
起動：スイッチング・レギュレータのソフトスタート ..... 17
制御の概要 ..... 17
パワー・スイッチの制御 ..... 18
スイッチ制御：降圧領域（$V_{IN}$ >> $V_{OUT}$） ..... 19
スイッチ制御：昇降圧（$V_{IN}$ ≅ $V_{OUT}$） ..... 19
スイッチ制御：昇圧領域（$V_{IN}$ << $V_{OUT}$） ..... 20
スイッチ制御：ソフトスタート ..... 20
一方向および双方向の導通 ..... 20
双方向導通：CCM ..... 21
一方向導通：DCM ..... 21
一方向導通：HCM ..... 22
一方向導通：Burst Mode ..... 22
エラー・アンプ ..... 22
$V_{OUT}$のレギュレーションと検出 ..... 23
$V_{OUT}$がレギュレーション状態にある ..... 23
$V_{OUT}$がレギュレーション電圧を上回る ..... 23
$V_{OUT}$がレギュレーション電圧を下回る（低電圧） 23
$V_{IN}$のレギュレーションと検出 ..... 24
$V_{IN}$がレギュレーション状態にある ..... 24
$V_{IN}$がレギュレーション電圧を上回る（過電圧） ... 24
$V_{IN}$がレギュレーション電圧を下回る ..... 24
電流のモニタリングおよび制限 ..... 24
モニタリングおよび制限：IMONピン ..... 24
モニタリング：ICPピンとICNピン ..... 25
$INTV_{CC}$/$EXTV_{CC}$/$GATEV_{CC}$/LDO33の電源 ..... 25
CLKOUTと温度の検出 ..... 25
**アプリケーション情報 ..... 26**
電力フロー条件の検証 ..... 26
動作周波数の選択 ..... 26
内部発振器 ..... 27
SYNCピンとクロック同期 ..... 27
CLKOUTピンとクロック同期 ..... 27
インダクタ電流の検出とスロープ補償 ..... 27
$R_{SENSE}$の選択と最大電流 ..... 28
$R_{SENSE}$の選択：昇圧領域での最大$R_{SENSE}$ ..... 28
$R_{SENSE}$の選択：降圧領域での最大$R_{SENSE}$ ..... 30
$R_{SENSE}$の選択：最終的な$R_{SENSE}$の値 ..... 31
$R_{SENSE}$のフィルタリング ..... 32
インダクタ（L）の選択 ..... 32
Lの選択：降圧および昇圧領域での負荷電流 ..... 32
Lの選択：低調波発振 ..... 33
Lの選択：最大電流定格 ..... 33
パワーMOSFETの選択 ..... 34
$C_{IN}$と$C_{OUT}$の選択 ..... 37
ショットキー・ダイオード（D1、D2、D3、D4）の選択 . 38
上側MOSFETドライバ電源（$C_{B1}$、$D_{B1}$、$C_{B2}$、$D_{B2}$） ..... 39
上側ドライバ：昇圧コンデンサの充電制御ブロック ..... 39
上側ドライバ：昇圧ダイオード$D_{B1}$および$D_{B2}$ ..... 39
VINHIMON、VOUTLOMON、および$\overline{RVSOFF}$ ..... 39
$I_{IN}$および$I_{OUT}$電流のモニタリングと制限 ..... 42
ループ補償 ..... 44
$INTV_{CC}$レギュレータと$EXTV_{CC}$の接続 ..... 45
LDO33レギュレータ ..... 45
電圧ロックアウト ..... 46
ジャンクション温度の測定 ..... 46
サーマル・シャットダウン ..... 47
効率に関する検討事項 ..... 47
回路基板レイアウトのチェックリスト ..... 47
活線挿入に関する検討事項 ..... 49
設計例 ..... 49
**標準的応用例 ..... 55**
**パッケージ ..... 63**
**標準的応用例 ..... 64**
**関連製品 ..... 64**

## 絶対最大定格

**(Note 1)**

$V_{CSP}$ – $V_{CSN}$、$V_{CSPIN}$ – $V_{CSNIN}$、
$V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ .....–0.3V～0.3V
CSP、CSN の電圧 .....–0.3V～3V
$V_C$ の電圧 (Note 2) ..... –0.3V～2.2V
RT、FBOUT、SS の電圧 .....–0.3V～5V
IMON_INP、IMON_INN、IMON_OP、IMON_ON、
ICP、ICN の電圧 .....–0.3V～5V
SYNC の電圧 .....–0.3V～5.5V
$INTV_{CC}$、$GATEV_{CC}$ の電圧 .....–0.3V～7V
$V_{BOOST1}$ – $V_{SW1}$、$V_{BOOST2}$ – $V_{SW2}$ .....–0.3V～7V
SWEN、$\overline{RVSOFF}$ の電圧 .....–0.3V～7V
SWEN の電流 .....0.5mA
$\overline{RVSOFF}$ の電流 .....1mA
FBIN、$\overline{SHDN}$ の電圧 .....–0.3V～30V
VINHIMON の電圧 .....–0.3V～30V
VOUTLOMON の電圧 .....–0.3V～5V
DIR、MODE の電圧 .....–0.3V～5V
CSNIN、CSPIN、CSPOUT、CSNOUT の電圧 .....–0.3V～80V
$V_{INCHIP}$、$EXTV_{CC}$ の電圧 .....–0.3V～80V
SW1、SW2 の電圧 .....81V (Note 6)
BOOST1、BOOST2 の電圧 .....–0.3V～87V
BG1、BG2、TG1、TG2 ..... (Note 5)
LDO33、CLKOUT ..... (Note 8)
動作ジャンクション温度範囲
LT8708E (Notes 3、8) ..... –40°C～125°C
LT8708I (Notes 3、8) ..... –40°C～125°C
LT8708H (Notes 3、8) ..... –40°C～150°C
保存温度範囲 .....–65°C～150°C

## ピン配置




UHG PACKAGE
40-LEAD (5mm × 8mm) PLASTIC QFN
$T_{JMAX}$ = 150°C, $\theta_{JA}$ = 36°C/W, $\theta_{JC}$ = 3.8°C/W
EXPOSED PAD (PIN 41) IS GND, MUST BE SOLDERED TO PCB

## 発注情報

| 鉛フリー仕上げ | テープ&リール | 製品マーキング* | パッケージ | 温度範囲 |
|---|---|---|---|---|
| LT8708EUHG#PBF | LT8708EUHG#TRPBF | 8708 | 40ピン(5mm×8mm)プラスチックQFN | –40°C～125°C |
| LT8708IUHG#PBF | LT8708IUHG#TRPBF | 8708 | 40ピン(5mm×8mm)プラスチックQFN | –40°C～125°C |
| LT8708HUHG#PBF | LT8708HUHG#TRPBF | 8708 | 40ピン(5mm×8mm)プラスチックQFN | –40°C～150°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。*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。
テープ&リールの仕様。一部のパッケージは、#TRMPBF 接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

## 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°C での値。注記がない限り、$V_{INCHIP}$ = 12V、$\overline{SHDN}$ = 3V、DIR = 3.3V（Note 3）。**

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **電圧源およびレギュレータ** | | | | | | |
| $V_{INCHIP}$ Operating Voltage Range | $EXTV_{CC}$ = 0V<br>$EXTV_{CC}$ = 7.5V | ●<br>● | 5.5<br>2.8 | | 80<br>80 | V<br>V |
| $V_{INCHIP}$ Quiescent Current | Not Switching, $V_{EXTVCC}$ = 0V<br>SWEN = 3.3V<br>SWEN = 0V | | | 3.9<br>2.45 | 6.5<br>4.5 | mA<br>mA |
| $V_{INCHIP}$ Quiescent Current in Shutdown | $V_{\overline{SHDN}}$ = 0V | | | 0 | 1 | µA |
| $EXTV_{CC}$ Switchover Voltage | $I_{INTVCC}$ = –20mA, $V_{EXTVCC}$ Rising | ● | 6.15 | 6.4 | 6.6 | V |
| $EXTV_{CC}$ Switchover Hysteresis | | | | 0.2 | | V |
| $INTV_{CC}$ Current Limit | Maximum Current Draw from $INTV_{CC}$ and LDO33 Pins Combined.Regulated from $V_{INCHIP}$ or $EXTV_{CC}$ (12V)<br>$INTV_{CC}$ = 5.25V<br>$INTV_{CC}$ = 4.4V | <br>●<br>● | <br>90<br>28 | <br>127<br>42 | <br>165<br>55 | <br>mA<br>mA |
| $INTV_{CC}$ Voltage | Regulated from $V_{INCHIP}$, $I_{INTVCC}$ = 20mA<br>Regulated from $EXTV_{CC}$ (12V), $I_{INTVCC}$ = 20mA | ●<br>● | 6.1<br>6.1 | 6.3<br>6.3 | 6.5<br>6.5 | V<br>V |
| $INTV_{CC}$ Load Regulation | $I_{INTVCC}$ = 0mA to 50mA | | | –0.5 | –1.5 | % |
| $INTV_{CC}$, $GATEV_{CC}$ Undervoltage Lockout | $INTV_{CC}$ Falling, $GATEV_{CC}$ Connected to $INTV_{CC}$ | ● | 4.45 | 4.65 | 4.85 | V |
| $INTV_{CC}$, $GATEV_{CC}$ Undervoltage Lockout Hysteresis | $GATEV_{CC}$ Connected to $INTV_{CC}$ | | | 170 | | mV |
| $INTV_{CC}$ Regulator Dropout Voltage | $V_{INCHIP}$ – $V_{INTVCC}$, $I_{INTVCC}$ = 20mA | | | 220 | | mV |
| LDO33 Pin Voltage | 5mA from LDO33 Pin | ● | 3.23 | 3.295 | 3.35 | V |
| LDO33 Pin Load Regulation | $I_{LDO33}$ = 0.1mA to 5mA | | | –0.25 | –1 | % |
| LDO33 Pin Current Limit | SYNC = 3V | ● | 12 | 17.25 | 22 | mA |
| LDO33 Pin Undervoltage Lockout | LDO33 Falling | | 2.96 | 3.04 | 3.12 | V |
| LDO33 Pin Undervoltage Lockout Hysteresis | | | | 35 | | mV |
| **スイッチング・レギュレータの制御** | | | | | | |
| Maximum Current Sense Threshold ($V_{CSP}$ – $V_{CSN}$) | Boost Mode, Minimum M3 Switch Duty Cycle | ● | 76 | 93 | 110 | mV |
| Maximum Current Sense Threshold ($V_{CSN}$ – $V_{CSP}$) | Buck Mode, Minimum M2 Switch Duty Cycle | ● | 68 | 82 | 97 | mV |
| Maximum Current Sense Threshold ($V_{CSN}$ – $V_{CSP}$) | Boost Mode, Minimum M3 Switch Duty Cycle | ● | 79 | 93 | 108 | mV |
| Maximum Current Sense Threshold ($V_{CSP}$ – $V_{CSN}$) | Buck Mode, Minimum M2 Switch Duty Cycle | ● | 72 | 84 | 96 | mV |
| Gain from $V_C$ to Maximum Current Sense Voltage ($V_{CSP}$ – $V_{CSN}$) (A5 in the Block Diagram) | Boost Mode<br>Buck Mode | | | 135<br>–135 | | mV/V<br>mV/V |
| $\overline{SHDN}$ Input Voltage High | $\overline{SHDN}$ Rising to Enable the Device | ● | 1.175 | 1.221 | 1.275 | V |
| $\overline{SHDN}$ Input Voltage High Hysteresis | | | | 40 | | mV |
| $\overline{SHDN}$ Input Voltage Low | Device Disabled, Low Quiescent Current<br>(LT8708E, LT8708I)<br>(LT8708H) | <br>●<br>● | <br> | <br> | <br>0.35<br>0.3 | <br>V<br>V |
| $\overline{SHDN}$ Pin Bias Current | $V_{\overline{SHDN}}$ = 3V<br>$V_{\overline{SHDN}}$ = 12V | | | 0<br>14 | 1<br>22 | µA<br>µA |
| SWEN Rising Threshold Voltage | | ● | 1.156 | 1.208 | 1.256 | V |
| SWEN Threshold Voltage Hysteresis | | | | 22 | | mV |
| SWEN Output Voltage Low | $I_{SWEN}$ = 200 µA<br>$\overline{SHDN}$ = 0V or $V_{INCHIP}$ = 0V<br>$\overline{SHDN}$ = 3V | <br>●<br>● | <br> | <br>0.9<br>0.2 | <br>1.1<br>0.5 | <br>V<br>V |

## 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。注記がない限り、$V_{INCHIP}$ = 12V、$\overline{SHDN}$ = 3V、DIR = 3.3V（Note 3）。**

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| SWEN Internal Pull-Down Release Voltage | $\overline{SHDN}$ = 3V | ● | 0.75 | 0.8 | | V |
| MODE Pin Continuous Conduction Mode (CCM) Threshold | | ● | 0.4 | | | V |
| MODE Pin Hybrid DCM/CCM Mode (HCM) Range | | ● | 0.8 | | 1.2 | V |
| MODE Pin Discontinuous Conduction Mode (DCM) Range | | ● | 1.6 | | 2.0 | V |
| MODE Pin Burst Mode Operation Threshold | | ● | | | 2.4 | V |
| DIR Pin Forward Operation Threshold | | ● | 1.6 | | | V |
| DIR Pin Reverse Operation Threshold | | ● | | | 1.2 | V |
| $\overline{RVSOFF}$ Output Voltage Low | $I_{\overline{RVSOFF}}$ = 200µA | ● | | 0.08 | 0.5 | V |
| $\overline{RVSOFF}$ Falling Threshold Voltage | | ● | 1.155 | 1.209 | 1.275 | V |
| $\overline{RVSOFF}$ Threshold Voltage Hysteresis | | | | 165 | | mV |
| Soft-Start Charging Current | $V_{SS}$ = 0V | | 13 | 19 | 25 | µA |
| ICN Rising Threshold for FDCM Operation | MODE = 1V (HCM), DIR = 3.3V | ● | 235 | 255 | 280 | mV |
| ICN Falling Threshold for CCM Operation | MODE = 1V (HCM), DIR = 3.3V | ● | 185 | 205 | 235 | mV |
| IMON_INP Rising Threshold for RDCM Operation | MODE = 1V (HCM), DIR = 0V | ● | 235 | 255 | 280 | mV |
| IMON_INP Falling Threshold for CCM Operation | MODE = 1V (HCM), DIR = 0V | ● | 185 | 205 | 235 | mV |
| **電圧レギュレーション・ループ（アンプの位置はブロック図を参照）** | | | | | | |
| Regulation Voltage for FBOUT | Regulate $V_C$ to 1.2V | ● | 1.193 | 1.207 | 1.222 | V |
| Regulation Voltage for FBIN | Regulate $V_C$ to 1.2V | ● | 1.184 | 1.205 | 1.226 | V |
| Line Regulation for FBOUT and FBIN Error Amp Reference Voltage | $V_{INCHIP}$ = 12V to 80V.Not Switching | | | 0.002 | 0.005 | %/V |
| FBOUT Pin Bias Current | Current Out of Pin | | | 15 | | nA |
| FBOUT Error Amp EA4 $g_m$ | | | | 345 | | µmho |
| FBOUT Error Amp EA4 Voltage Gain | | | | 245 | | V/V |
| VOUTLOMON Voltage Activation Threshold | Falling | ● | 1.185 | 1.207 | 1.225 | V |
| VOUTLOMON Threshold Voltage Hysteresis | | | | 24 | | mV |
| VOUTLOMON Pin Bias Current | $V_{VOUTLOMON}$ =1.24V, Current Into Pin<br>$V_{VOUTLOMON}$ =1.17V, Current Into Pin | <br>● | <br>0.8 | 0.01<br>1 | <br>1.2 | µA<br>µA |
| FBIN Pin Bias Current | Current Out of Pin | | | 10 | | nA |
| FBIN Error Amp EA3 $g_m$ | | | | 235 | | µmho |
| FBIN Error Amp EA3 Voltage Gain | | | | 150 | | V/V |
| VINHIMON Voltage Activation Threshold | Rising | ● | 1.185 | 1.207 | 1.23 | V |
| VINHIMON Threshold Voltage Hysteresis | | | | 24 | | mV |
| VINHIMON Pin Bias Current | $V_{VINHIMON}$ = 1.17V, Current Out of Pin<br>$V_{VINHIMON}$ = 1.24V, Current Out of Pin | <br>● | <br>0.8 | 0.03<br>1 | <br>1.2 | µA<br>µA |
| **電流レギュレーション・ループ（アンプの位置はブロック図を参照）** | | | | | | |
| Regulation Voltages for IMON_INP and IMON_OP | $V_C$ = 1.2V | ● | 1.185 | 1.209 | 1.231 | V |
| Regulation Voltages for IMON_INN and IMON_ON | $V_C$ =1.2V | ● | 1.185 | 1.21 | 1.24 | V |

## 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。注記がない限り、$V_{INCHIP}$ = 12V、$\overline{SHDN}$ = 3V、DIR = 3.3V（Note 3）。**

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Line Regulation for IMON_INP, IMON_INN, IMON_OP and IMON_ON Error Amp Reference Voltage | $V_{INCHIP}$ = 12V to 80V | | | 0.002 | 0.005 | %/V |
| CSPIN Bias Current | $V_{CSPIN}$ = 12V<br>$V_{CSPIN}$ = 1.5V | | | 0.01<br>0.01 | | µA<br>µA |
| CSNIN Bias Current | BOOST Capacitor Charge Control Block Not Active<br>$V_{SWEN}$ = 3.3V, $V_{CSPIN}$ = $V_{CSNIN}$ = 12V<br>$V_{SWEN}$ = 3.3V, $V_{CSPIN}$ = $V_{CSNIN}$ = 1.5V<br>$V_{SWEN}$ = 0V | | | <br>84<br>4.25<br>0.01 | | <br>µA<br>µA<br>µA |
| CSPIN, CSNIN Common Mode Operating Voltage Range | | ● | 0 | | 80 | V |
| CSPIN, CSNIN Differential Mode Operating Voltage Range | | ● | –100 | | 100 | mV |
| IMON_INP Output Current | $V_{CSPIN}$ – $V_{CSNIN}$ = 50mV, $V_{CSNIN}$ = 5V<br>$V_{CSPIN}$ – $V_{CSNIN}$ = 50mV, $V_{CSNIN}$ = 5V<br>$V_{CSPIN}$ – $V_{CSNIN}$ = 5mV, $V_{CSNIN}$ = 5V<br>$V_{CSPIN}$ – $V_{CSNIN}$ = 5mV, $V_{CSNIN}$ = 5V | <br>●<br><br>● | 67<br>64.5<br>22.5<br>20 | 70<br>70<br>25<br>25 | 73<br>75.5<br>27.5<br>30 | µA<br>µA<br>µA<br>µA |
| IMON_INN Output Current | $V_{CSNIN}$ – $V_{CSPIN}$ = 50mV, $V_{CSNIN}$ = 5V<br>$V_{CSNIN}$ – $V_{CSPIN}$ = 50mV, $V_{CSNIN}$ = 5V<br>$V_{CSNIN}$ – $V_{CSPIN}$ = 5mV, $V_{CSNIN}$ = 5V<br>$V_{CSNIN}$ – $V_{CSPIN}$ = 5mV, $V_{CSNIN}$ = 5V | <br>●<br><br>● | 66<br>65<br>19<br>18 | 70<br>70<br>25<br>25 | 74<br>75<br>30.5<br>32 | µA<br>µA<br>µA<br>µA |
| IMON_INP and IMON_INN Max Output Current | | ● | 120 | | | µA |
| IMON_INP Error Amp EA5 $g_m$ | | | | 190 | | µmho |
| IMON_INP Error Amp EA5 Voltage Gain | | | | 130 | | V/V |
| IMON_INN Error Amp EA1 $g_m$ | FBIN = 0V, FBOUT = 3.3V | | | 190 | | µmho |
| IMON_INN Error Amp EA1 Voltage Gain | FBIN = 0V, FBOUT = 3.3V | | | 130 | | V/V |
| CSPOUT Bias Current | $V_{CSPOUT}$ = 12V<br>$V_{CSPOUT}$ = 1.5V | | | 0.01<br>0.01 | | µA<br>µA |
| CSNOUT Bias Current | BOOST Capacitor Charge Control Block Not Active<br>$V_{SWEN}$ = 3.3V, $V_{CSPOUT}$ = $V_{CSNOUT}$ = 12V<br>$V_{SWEN}$ = 3.3V, $V_{CSPOUT}$ = $V_{CSNOUT}$ = 1.5V<br>$V_{SWEN}$ = 0V | | | <br>83<br>4.25<br>0.01 | | <br>µA<br>µA<br>µA |
| CSPOUT, CSNOUT Common Mode Operating Voltage Range | | ● | 0 | | 80 | V |
| CSPOUT, CSNOUT Differential Mode Operating Voltage Range | | ● | –100 | | 100 | mV |
| IMON_OP, ICP Output Current | $V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ = 50mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ = 50mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ = 5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ = 5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ = –5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSPOUT}$ – $V_{CSNOUT}$ = –5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V | <br>●<br><br>●<br><br>● | 67<br>65<br>22.5<br>20.5<br>12.5<br>10.5 | 70<br>70<br>25<br>25<br>15<br>15 | 73<br>76<br>27.5<br>29<br>17.5<br>19.5 | µA<br>µA<br>µA<br>µA<br>µA<br>µA |
| IMON_ON, ICN Output Current | $V_{CSNOUT}$ – $V_{CSPOUT}$ = 50mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSNOUT}$ – $V_{CSPOUT}$ = 50mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSNOUT}$ – $V_{CSPOUT}$ = 5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSNOUT}$ – $V_{CSPOUT}$ = 5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSNOUT}$ – $V_{CSPOUT}$ = –5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V<br>$V_{CSNOUT}$ – $V_{CSPOUT}$ = –5mV, $V_{CSNOUT}$ = 5V | <br>●<br><br>●<br><br>● | 67<br>65<br>22.5<br>20.5<br>12.5<br>10.5 | 70<br>70<br>25<br>25<br>15<br>15 | 73<br>75<br>27.5<br>29<br>17.5<br>19.5 | µA<br>µA<br>µA<br>µA<br>µA<br>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。注記がない限り、$V_{INCHIP}$ = 12V、$\overline{SHDN}$ = 3V、DIR = 3.3V（Note 3）。**

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| IMON_OP, IMON_ON, ICP and ICN Max Output Current | | ● | 120 | | | µA |
| IMON_OP Error Amp EA6 $g_m$ | | | | 190 | | µmho |
| IMON_OP Error Amp EA6 Voltage Gain | | | | 130 | | V/V |
| IMON_ON Error Amp EA2 gm | FBIN = 0V, FBOUT = 3.3V | | | 190 | | µmho |
| IMON_ON Error Amp EA2 Voltage Gain | FBIN = 0V, FBOUT = 3.3V | | | 130 | | V/V |
| **NMOS ゲート・ドライバ** | | | | | | |
| TG1, TG2 Rise Time | $C_{LOAD}$ = 3300pF (Note 4) | | | 20 | | ns |
| TG1, TG2 Fall Time | $C_{LOAD}$ = 3300pF (Note 4) | | | 20 | | ns |
| BG1, BG2 Rise Time | $C_{LOAD}$ = 3300pF (Note 4) | | | 20 | | ns |
| BG1, BG2 Fall Time | $C_{LOAD}$ = 3300pF (Note 4) | | | 20 | | ns |
| TG1 Off to BG1 On Delay | $C_{LOAD}$ = 3300pF Each Driver | | | 90 | | ns |
| BG1 Off to TG1 On Delay | $C_{LOAD}$ = 3300pF Each Driver | | | 80 | | ns |
| TG2 Off to BG2 On Delay | $C_{LOAD}$ = 3300pF Each Driver | | | 90 | | ns |
| BG2 Off to TG2 On Delay | $C_{LOAD}$ = 3300pF Each Driver | | | 80 | | ns |
| Minimum On-Time for Main Switch in Boost Operation ($t_{ON(M3,MIN)}$) | Switch M3, $C_{LOAD}$ = 3300pF | | | 200 | | ns |
| Minimum On-Time for Synchronous Switch in Buck Operation ($t_{ON(M2,MIN)}$) | Switch M2, $C_{LOAD}$ = 3300pF | | | 200 | | ns |
| Minimum Off-Time for Main Switch in Steady-State Boost Operation | Switch M3, $C_{LOAD}$ = 3300pF | | | 230 | | ns |
| Minimum Off-Time for Synchronous Switch in Steady-State Buck Operation | Switch M2, $C_{LOAD}$ = 3300pF | | | 230 | | ns |
| **発振器** | | | | | | |
| Switch Frequency Range | SYNCing or Free Running | | 100 | | 400 | kHz |
| Switching Frequency, $F_{OSC}$ | $R_T$ = 365k<br>$R_T$ = 215k<br>$R_T$ = 124k | ●<br>●<br>● | 102<br>170<br>310 | 120<br>202<br>350 | 142<br>235<br>400 | kHz<br>kHz<br>kHz |
| SYNC High Level for Synchronization | | ● | 1.3 | | | V |
| SYNC Low Level for Synchronization | | ● | | | 0.5 | V |
| SYNC Clock Pulse Duty Cycle | $V_{SYNC}$ = 0V to 2V | | 20 | | 80 | % |
| Recommended Min SYNC Ratio $F_{SYNC}/F_{OSC}$ | | | | 3/4 | | |
| CLKOUT Output Voltage High | $V_{LDO33} – V_{CLKOUT}$, 1mA Out of CLKOUT Pin, $I_{LDO33}$ = 0 µA | | | 100 | 250 | mV |
| CLKOUT Output Voltage Low | 1mA Into CLKOUT Pin | | | 25 | 100 | mV |
| CLKOUT Duty Cycle | $T_J$ = –40°C<br>$T_J$ = 25°C<br>$T_J$ = 125°C | | | 22.7<br>44.1<br>77 | | %<br>%<br>% |

## 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。注記がない限り、$V_{INCHIP}$ = 12V、$\overline{SHDN}$ = 3V、DIR = 3V（Note 3）。**

| PARAMETER | CONDITIONS | | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| CLKOUT Rise Time | $C_{LOAD}$ = 200pF | | | 20 | | ns |
| CLKOUT Fall Time | $C_{LOAD}$ = 200pF | | | 20 | | ns |
| CLKOUT Phase Delay | SYNC Rising to CLKOUT Rising, $f_{OSC}$ = 100kHz | ● | 160 | 180 | 200 | degrees |

**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：**VC ピンに強制的に電圧を印加してはならない。

**Note 3：**LT8708E 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。LT8708I は、–40°C～125°C の全ジャンクション温度範囲で確認されている。LT8708H は、–40°C～150°C の全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。

**Note 4：**立上がり時間と立下がり時間は 10%と 90%のレベルを使って測定する。遅延時間は 50%レベルを使って測定する。

**Note 5：**これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

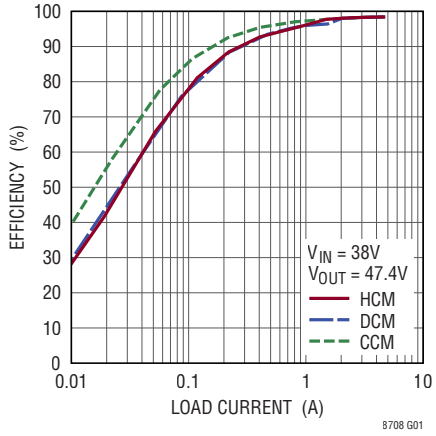
**Note 6：**SW1 ピンと SW2 ピンの負電圧は、アプリケーションでは外付け NMOS デバイス、M2 および M3 のボディ・ダイオード、または並列のショットキー・ダイオード（存在する場合）によって制限される。SW1 ピンと SW2 ピンは、グラウンドからダイオードの電圧降下分を超えたこれらの負電圧に耐性を持つことが設計により確認されている。

**Note 7：**このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護が動作しているとき、ジャンクション温度は最大動作ジャンクション温度を超える。規定された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、デバイスの信頼性を損なう可能性がある。

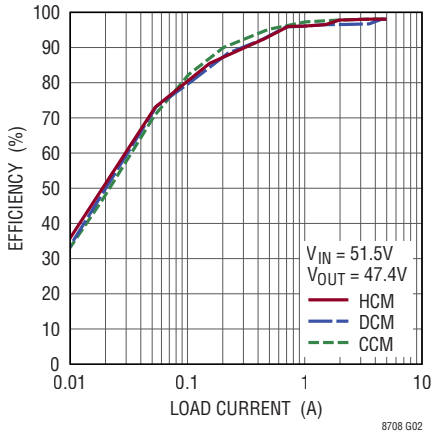
**Note 8：**これらのピンには電圧も電流も強制的に印加してはならない。

## 代表的な性能特性

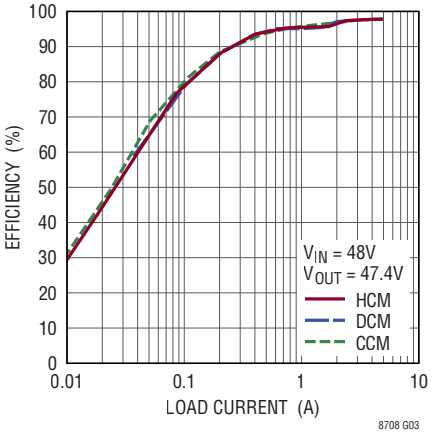
### 効率と出力電流（昇圧領域 - 59ページ）



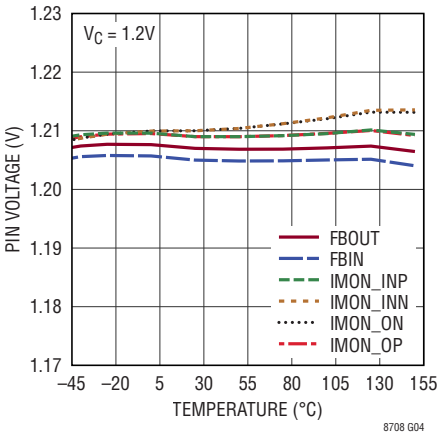

### 効率と出力電流（降圧領域 - 59ページ）



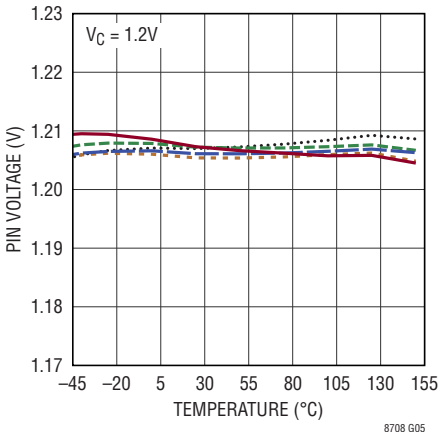

### 効率と出力電流（昇降圧領域 - 59ページ）



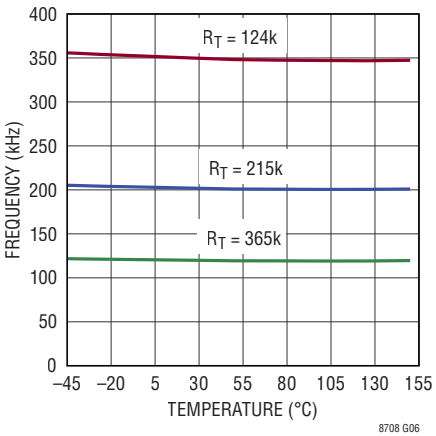

### 帰還電圧



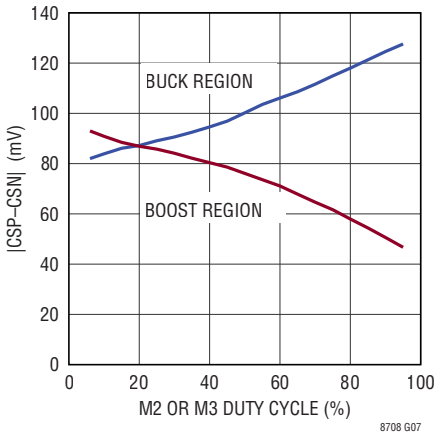

### 帰還電圧（5デバイスのデータ）



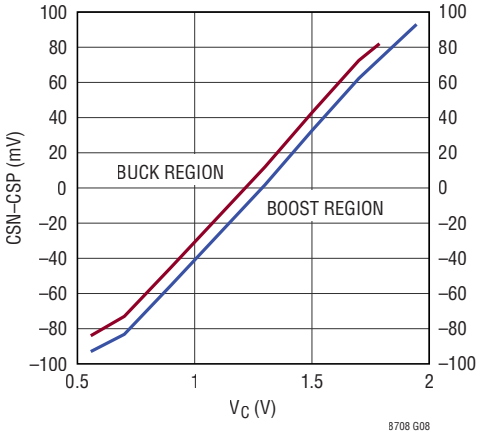

### 発振周波数



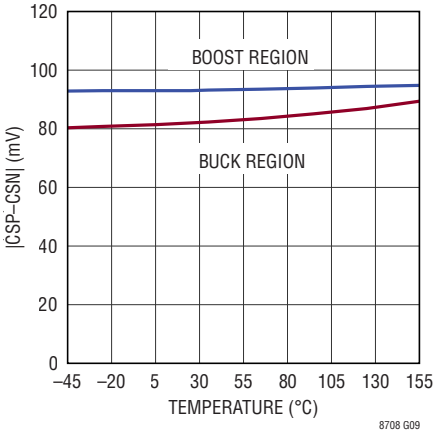

### 最大インダクタ電流検出電圧とデューティ・サイクル




### 最小デューティ・サイクルでのインダクタ電流検出電圧

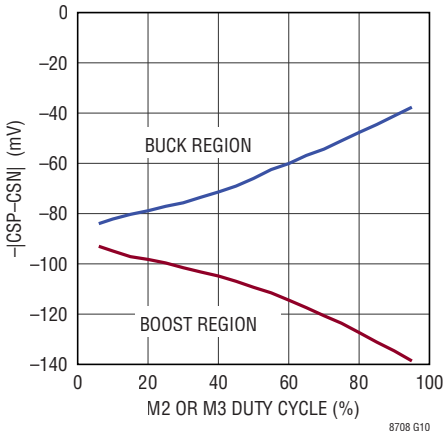



### 最小デューティ・サイクルでの最大インダクタ電流検出電圧

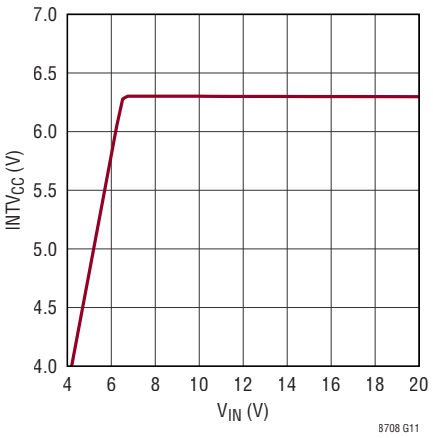


## 代表的な性能特性

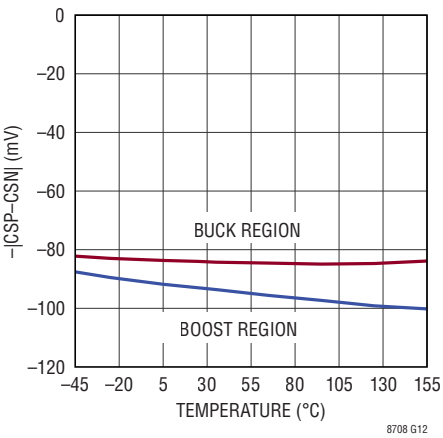
### 最小インダクタ電流検出電圧とデューティ・サイクル



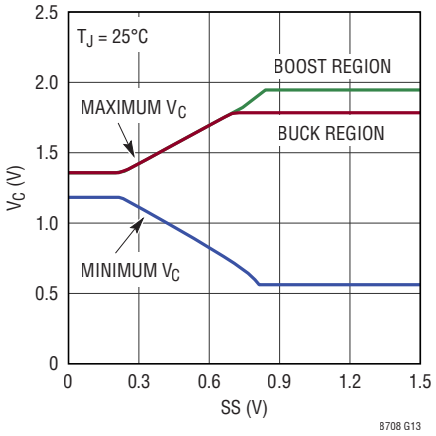

### $INTV_{CC}$のライン・レギュレーション（$EXTV_{CC}$ = 0V）



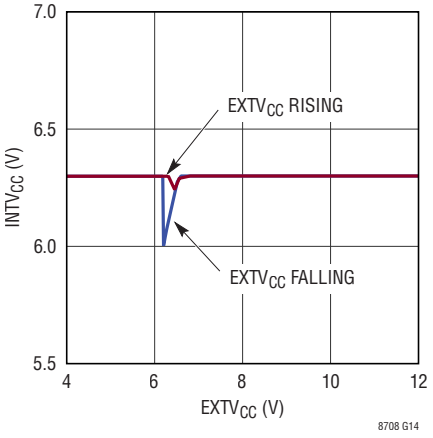

### 最小デューティ・サイクルでの最小インダクタ電流検出電圧



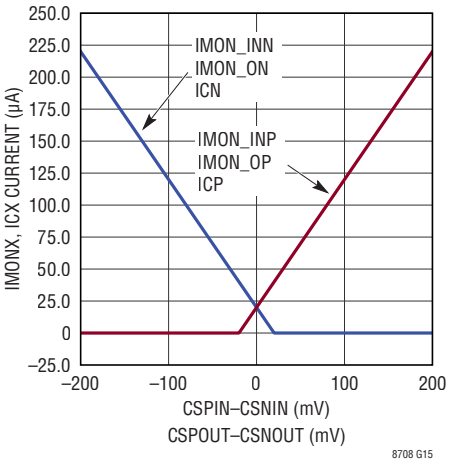

### 最大および最小$V_C$とSS



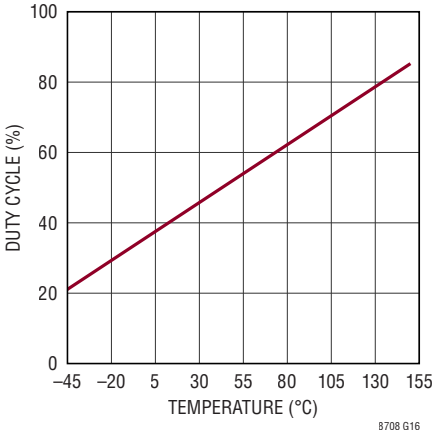

### $INTV_{CC}$のライン・レギュレーション（$V_{IN}$ = 12V）



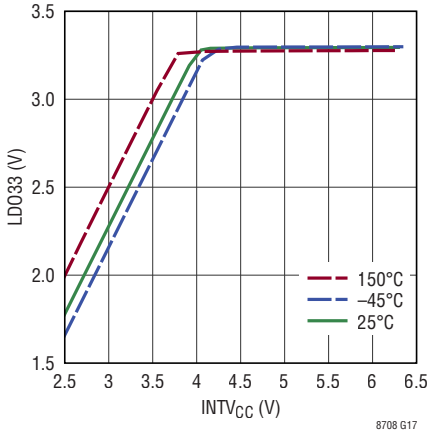

### IMONx、ICx出力電流



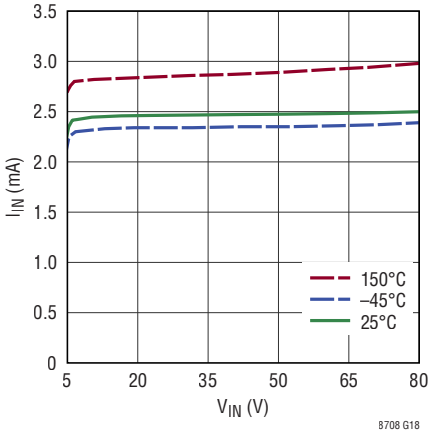

### CLKOUTのデューティ・サイクル




### LDO33ピン・レギュレーション（$I_{LDO33}$ = 1mA）

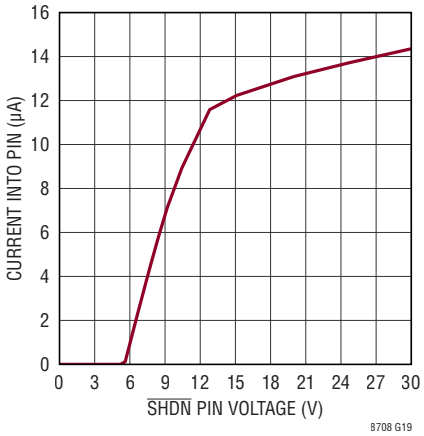



### $V_{IN}$電源電流と電圧（スイッチングなし）

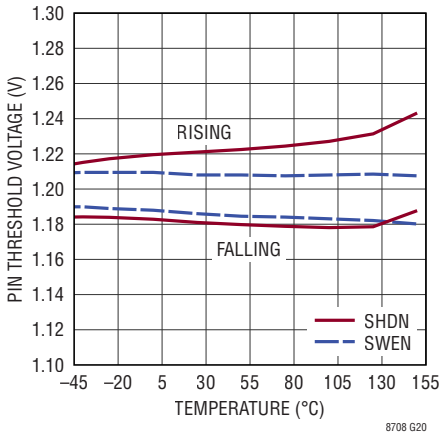


## 代表的な性能特性

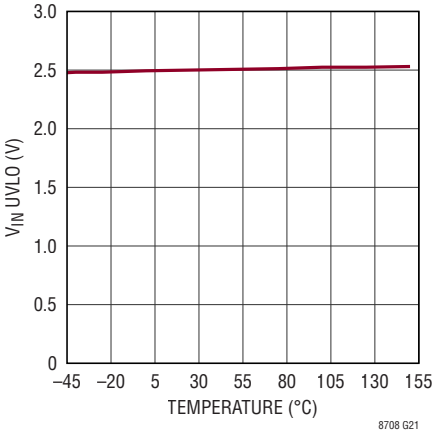
**$\overline{SHDN}$ ピンの電流**



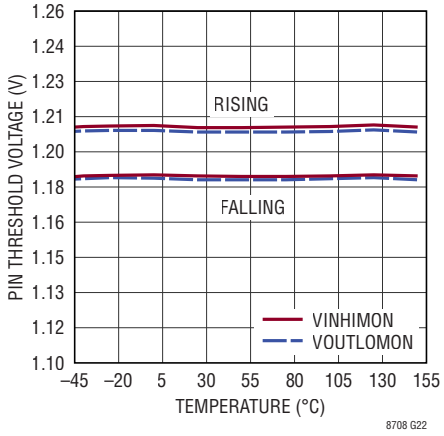

**$\overline{SHDN}$ および SWEN ピンの閾値と温度**



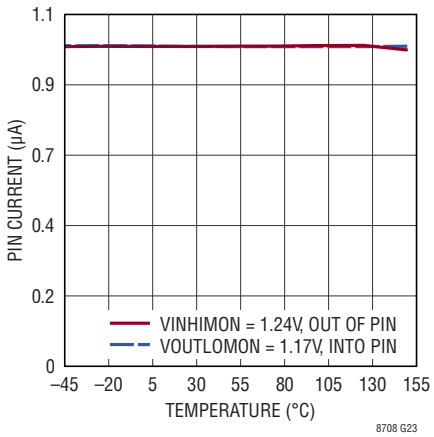

**$V_{IN}$ の内部 UVLO**




**VINHIMON および VOUTLOMON ピンの閾値と温度**

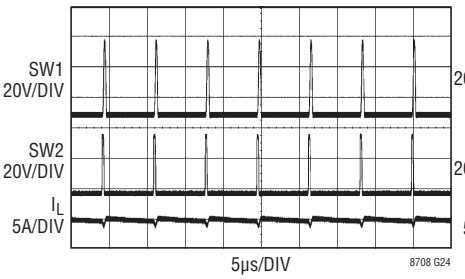



**VINHIMON および VOUTLOMON ピンのヒステリシス電流と温度**



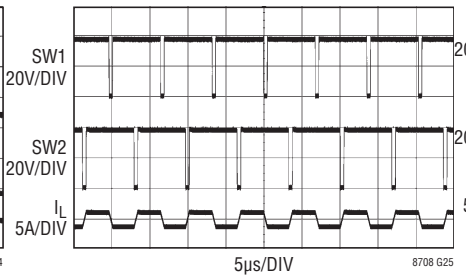
## 代表的な性能特性

不連続モード（59ページ）



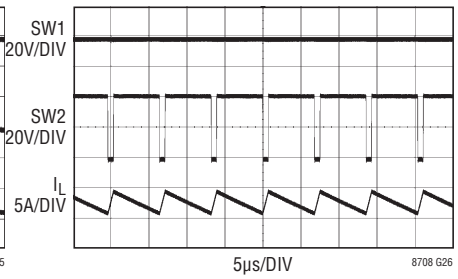

$V_{BAT}$ = 38V
$V_{LOAD}$ = 47.4V

連続モード（59ページ）



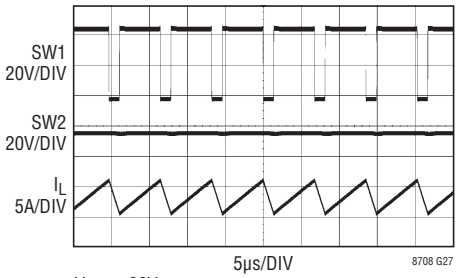

$V_{BAT}$ = 48V
$V_{LOAD}$ = 47.4V

連続モード（59ページ）



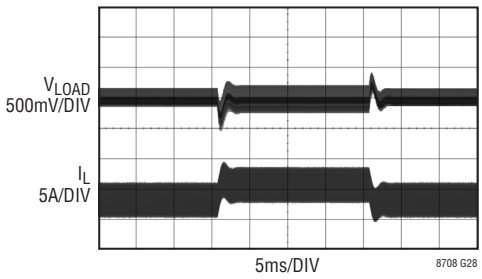

$V_{BAT}$ = 52V
$V_{LOAD}$ = 47.4V

連続モード（59ページ）



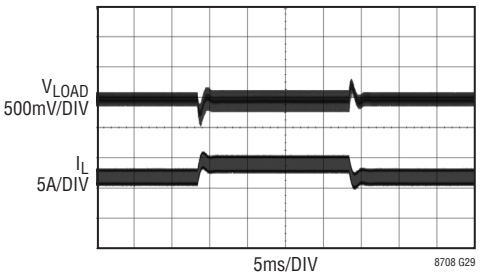

$V_{BAT}$ = 38V
$V_{LOAD}$ = 47.4V

負荷ステップ（59ページ）



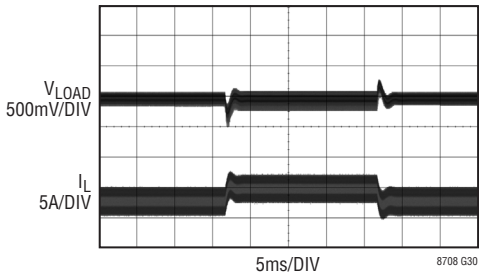

$V_{BAT}$ = 38V
$V_{LOAD}$ = 47.4V
LOAD STEP = 2A TO 4A

負荷ステップ（59ページ）




$V_{BAT}$ = 52V
$V_{LOAD}$ = 47.4V
LOAD STEP = 2A TO 4A

負荷ステップ（59ページ）




$V_{BAT}$ = 48V
$V_{LOAD}$ = 47.4V
LOAD STEP = 2A TO 4A

## ピン機能

**CLKOUT（ピン1）：**クロック出力ピン。互換性のある1つ以上のスイッチング・レギュレータICをLT8708と同期させるには、このピンを使用します。CLKOUTは、内部発振器またはSYNCピンと同じ周波数で切り替わりますが、位相は約180°ずれます。CLKOUTのデューティ・サイクルはデバイスのジャンクション温度に対して直線的に変化するので、CLKOUTは温度モニタとして使用することもできます。CLKOUTピンは、200pFまでの容量性負荷を駆動できます。

**SS（ピン2）：**ソフトスタート・ピン。ここには220nF以上の容量を接続します。起動すると、このピンは内部抵抗により3.3Vまで充電されます。

**$\overline{\text{SHDN}}$（ピン3）：**シャットダウン・ピン。チップをイネーブルするにはハイに接続します。シャットダウンして自己消費電流を最小にするにはグラウンドに接続します。このピンはフロート状態にしないでください。

**CSN（ピン4）：**インダクタ電流検出およびDCM検出コンパレータの（–）入力。

**CSP（ピン5）：**インダクタ電流検出およびDCM検出コンパレータの（+）入力。$V_C$ピンの電圧と、CSPピンとCSNピンの間の組込みオフセットを$R_{SENSE}$値と組み合わせることにより、インダクタ電流作動閾値が設定されます。

**ICN（ピン6）：**負の$V_{OUT}$電流モニタ。このピンの電流出力を求めるには、負の平均$V_{OUT}$電流に比例する電流に20µAを加えます。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。

**DIR（ピン7）：**MODEがDCM（不連続導通モード）またはHCM（ハイブリッド導通モード）動作に設定されている場合の方向ピン。それ以外の場合、このピンは無視されます。このピンをGNDに接続すると、$V_{OUT}$から$V_{IN}$に向けて電力を処理します。このピンをLDO33に接続すると、$V_{IN}$から$V_{OUT}$に向けて電力を処理します。

**FBIN（ピン8）：**$V_{IN}$帰還ピン。このピンはエラー・アンプEA3の入力に接続され、$V_{IN}$の低電圧を検出および制御するために使用されます。

**FBOUT（ピン9）：**$V_{OUT}$帰還ピン。このピンはエラー・アンプEA4の入力に接続され、$V_{OUT}$の高電圧を検出および制御するために使用されます。

**$V_C$（ピン10）：**エラー・アンプの出力ピン。このピンには外付けの補償回路網を接続します。

**IMON_INP（ピン11）：**正の$V_{IN}$電流モニタおよび制限ピン。このピンの電流出力を求めるには、正の平均$V_{IN}$電流に比例する電流に20µAを加えます。また、エラー・アンプEA5に接続して、正の最大$V_{IN}$電流を制限するために使用できます。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。

**IMON_INN（ピン12）：**負の$V_{IN}$電流モニタおよび制限ピン。このピンの電流出力を求めるには、負の平均$V_{IN}$電流に比例する電流に20µAを加えます。また、エラー・アンプEA1に接続して、負の最大$V_{IN}$電流を制限するために使用できます。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。

**RT（ピン13）：**タイミング抵抗ピン。スイッチング周波数を調整します。周波数を設定するには、このピンとグラウンドの間に抵抗を接続します。このピンはフロート状態にしないでください。

**SYNC（ピン14）：**スイッチング周波数を外部クロックに同期させるには、単にこのピンをクロックで駆動します。クロックのハイ電圧レベルは1.3Vを超えなければならず、ロー電圧レベルは0.5Vより低くなければなりません。このピンを0.5V未満にすると、内部自走クロックに戻ります。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。

**BG1、BG2（ピン16、ピン18）：**下側のゲート駆動。グラウンドと$GATEV_{CC}$の間の下側Nチャンネル MOSFETのゲートを駆動します。

**$GATEV_{CC}$（ピン17）：**下側ゲート・ドライバ用の電源。$INTV_{CC}$ピンに接続する必要があります。他の電源からは電力を供給しないでください。短距離でGNDにバイパスします。

**BOOST1、BOOST2（ピン24、ピン19）：**フロート・ドライバの昇圧電源。このピンにはブートストラップ・コンデンサの（+）端子を接続します。BOOST1ピンの振幅範囲は、$GATEV_{CC}$よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から（$V_{IN}$＋$GATEV_{CC}$）までになります。BOOST2ピンの振幅範囲は、$GATEV_{CC}$よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から（$V_{OUT}$＋$GATEV_{CC}$）までになります。

**TG1、TG2（ピン23、ピン20）：**上側のゲート駆動。上側のNチャンネルMOSFETを、スイッチ・ノード電圧に$GATEV_{CC}$を重畳した電圧に等しい電圧振幅で駆動します。

**SW1、SW2（ピン22、ピン21）：**スイッチ・ノード。このピンにはブートストラップ・コンデンサの（–）端子を接続します。

## ピン機能

**$\overline{\text{RVSOFF}}$（ピン25）：**逆方向の導通のディスエーブル・ピン。これは、プルアップ抵抗を必要とする入出力オープンドレイン・ピンです。このピンをローに引き下げると、逆電流動作がディスエーブルされます。詳細については、一方向および双方向の導通のセクションを参照してください。

**VOUTLOMON（ピン26）：**$V_{OUT}$の低電圧モニタ・ピン。$V_{OUT}$の低電圧レベルを設定するには、$V_{OUT}$、VOUTLOMON、GNDの間に±1%の抵抗分圧器を接続します。$V_{OUT}$がこのレベルを下回ると、逆方向の導通がディスエーブルされ、$V_{OUT}$から電流が流れ出ないようにします。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。

**VINHIMON（ピン27）：**$V_{IN}$の高電圧モニタ・ピン。$V_{IN}$の過電圧レベルを設定するには、$V_{IN}$、VINHIMON、GNDの間に±1%の抵抗分圧器を接続します。$V_{IN}$がこのレベルを上回ると、逆方向の導通がディスエーブルされ、電流が$V_{IN}$に流れ込むのを防止します。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。

**ICP（ピン28）：**正の$V_{OUT}$電流モニタ・ピン。このピンの電流出力を求めるには、正の平均$V_{OUT}$電流に比例する電流に20µAを加えます。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。

**$EXTV_{CC}$（ピン29）：**外部$V_{CC}$入力。$EXTV_{CC}$が6.4V（代表値）を超えると、$INTV_{CC}$にこのピンから電力が供給されます。$EXTV_{CC}$が6.4Vを下回ると、$INTV_{CC}$に$V_{INCHIP}$から電力が供給されます。

**CSPOUT（ピン30）：**$V_{OUT}$電流モニタ・アンプの（+）入力。このピンとCSNOUTピンは、検出抵抗$R_{SENSE2}$の両端の電圧を測定し、$V_{OUT}$の電流信号を提供します。このピンを使用しない場合は、$V_{OUT}$に接続します。このピンの正しい使用法については、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。

**CSNOUT（ピン31）：**$V_{OUT}$電流モニタ・アンプの（–）入力。このピンを使用しない場合は、$V_{OUT}$に接続します。このピンの正しい使用法については、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。

**CSNIN（ピン32）：**$V_{IN}$電流モニタ・アンプの（–）入力。このピンとCSPINピンは、検出抵抗$R_{SENSE1}$の両端の電圧を測定し、$V_{IN}$の電流信号を提供します。このピンを使用しない場合は、$V_{IN}$に接続します。このピンの正しい使用法については、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。

**CSPIN（ピン33）：**$V_{IN}$電流モニタ・アンプの（+）入力。このピンを使用しない場合は、$V_{IN}$に接続します。このピンの正しい使用法については、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。

**$V_{INCHIP}$（ピン34）：**LT8708の主入力電源ピン。このピンは、短距離でグラウンドにバイパスする必要があります。

**$INTV_{CC}$（ピン35）：**6.3Vレギュレータ出力。GATE$V_{CC}$ピンに接続する必要があります。$EXTV_{CC}$が6.4Vを上回る場合、$INTV_{CC}$には$EXTV_{CC}$から電力が供給されます。それ以外の場合、$INTV_{CC}$には$V_{INCHIP}$から電力が供給されます。このピンは4.7µF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。

**SWEN（ピン36）：**スイッチング・レギュレータのイネーブル・ピン。スイッチングをイネーブルするには抵抗を介してハイに接続します。スイッチングをディスエーブルするにはグラウンドに接続します。このピンはシャットダウン中、サーマル・ロックアウト中、または内部UVLO（低電圧ロックアウト）の検出時は引き下げられます。このピンはフロート状態にしないでください。詳細については、起動：SWENピンのセクションを参照してください。

**MODE（ピン37）：**導通モード選択ピン。このピンに印加される電圧によって、コントローラの導通モードが設定されます。連続導通モード（CCM）をイネーブルするには、0.4V未満の電圧を印加します。ハイブリッド導通モード（HCM）をイネーブルするには、0.8V～1.2Vの電圧を印加します。不連続導通モード（DCM）をイネーブルするには、1.6V～2.0Vの電圧を印加します。Burst Modeをイネーブルするには、2.4Vを上回る電圧を印加します。

**IMON_OP（ピン38）：**正の$V_{OUT}$電流モニタおよび制限ピン。このピンの電流出力を求めるには、正の平均$V_{OUT}$電流に比例する電流に20µAを加えます。また、エラー・アンプEA6に接続し、正の最大$V_{OUT}$電流を制限するために使用できます。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。

**IMON_ON（ピン39）：**負の$V_{OUT}$電流モニタおよび制限ピン。このピンの電流出力を求めるには、負の平均$V_{OUT}$電流に比例する電流に20µAを加えます。また、エラー・アンプEA2に接続し、負の最大$V_{OUT}$電流を制限するために使用できます。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。

**LDO33（ピン 40）：**3.3Vレギュレータ出力。このピンは0.1µF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。

**GND（ピン15、露出パッドのピン41）：**グラウンド。このピンは、近くのグラウンド・プレーンに直接接続します。

## ブロック図

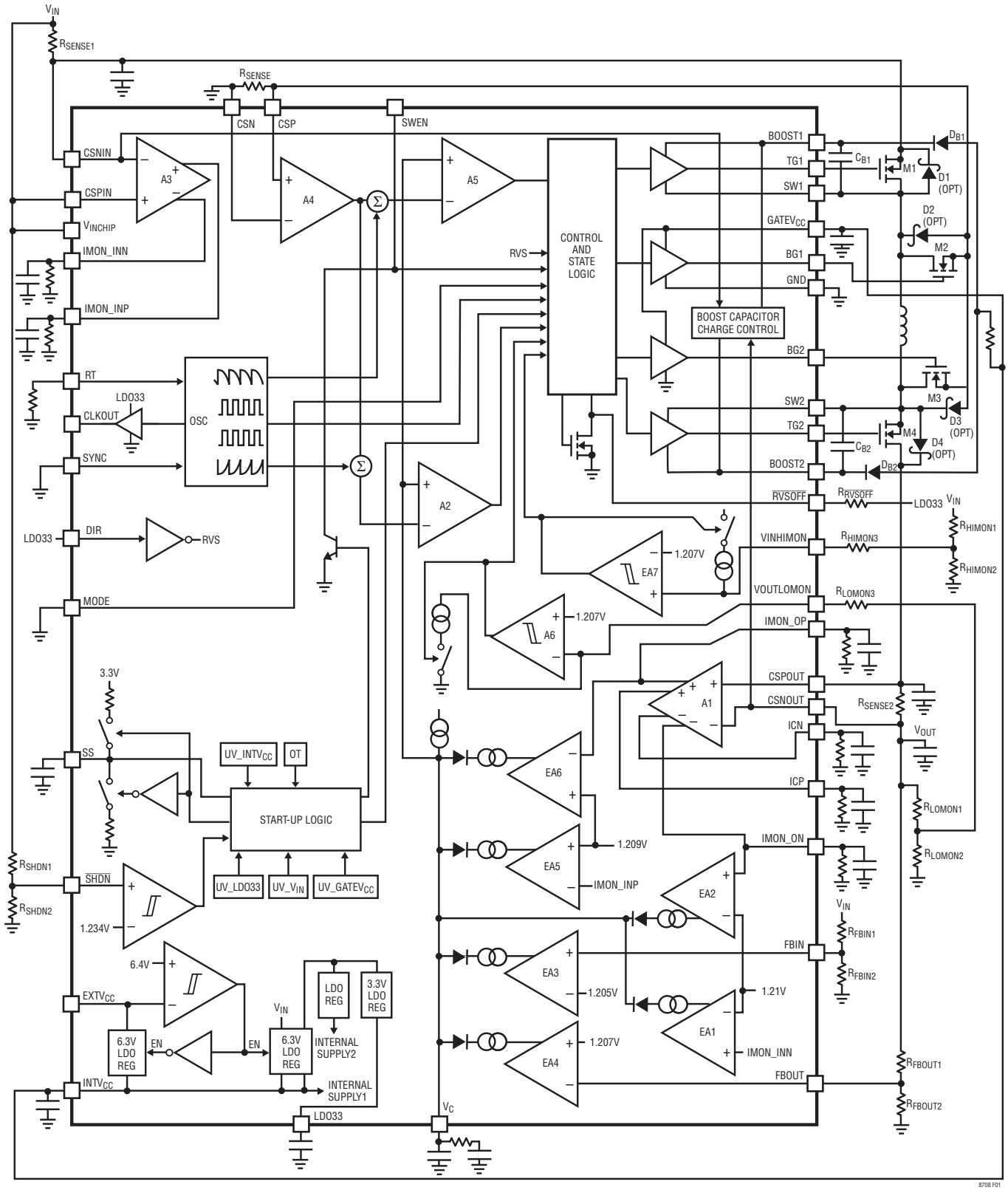



図1. ブロック図

## 動作

### 表記規則

LT8708は、双方向の電流および電力フローを簡素化する機能を備えた高性能4スイッチ昇降圧コントローラです。LT8708の使用により、必要に応じて、$V_{IN}$から$V_{OUT}$へ、または$V_{OUT}$から$V_{IN}$への電力供給をアプリケーションで選択できます。このデータシートでは、電流および電力フローの方向に関して下記の用語を使用します。これらの方向に基づく概念を明確にするため、それぞれの用語は以下のとおりに定義されます。

**$V_{IN}$および$I_{IN}$:** このデータシートでは、$V_{IN}$側を常に回路の左側に記載します。$V_{IN}$は、M1を介して昇降圧インダクタのSW1側に接続されます。$I_{IN}$は、$V_{IN}$の電流です。

**$V_{OUT}$および$I_{OUT}$:** このデータシートでは、$V_{OUT}$側を常に回路の右側に記載します。$V_{OUT}$は、M4を介して昇降圧インダクタのSW2側に接続されます。$I_{OUT}$は、$V_{OUT}$の電流です。

**電源(入力):** 電力源です。最も一般的に電源が印加されるのは$V_{IN}$です。ただし、$V_{OUT}$から$V_{IN}$に電力が供給される場合、$V_{OUT}$を電源(または入力)にできます。

**負荷(出力):** 電力を消費するデバイスです。最も一般的に負荷が接続されるのは$V_{OUT}$です。ただし、$V_{OUT}$から$V_{IN}$に電力が供給される場合、$V_{IN}$を負荷(出力)に接続できます。

**順方向の導通:** 回路の$V_{IN}$またはSW1ノード(側)から$V_{OUT}$またはSW2ノード(側)への電流または電力フロー。通常、回路図の左から右に向かうフローです。

**逆方向の導通:** 回路の$V_{OUT}$またはSW2ノード(側)から$V_{IN}$またはSW1ノード(側)への電流または電力フロー。通常、回路図の右から左に向かうフローです。

**正電流:** 昇降圧インダクタのSW1側からSW2側へ流れる電流。また、$V_{IN}$から流れる電流、または$V_{OUT}$に流れる電流(あるいは両方)を示します。

**逆電流:** 昇降圧インダクタのSW2側からSW1側へ流れる電流。また、$V_{OUT}$から流れる電流、または$V_{IN}$に流れる電流(あるいは両方)を示します。

LT8708の動作に関する以下のセクションを読む場合は、ブロック図(図1)を参照してください。

### 起動

LT8708の起動シーケンスを図2に示します。

#### 起動:$\overline{SHDN}$ピン

このチップのマスタ・シャットダウン・ピンは$\overline{SHDN}$です。このピンの電圧を0.35V(LT8708E、LT8708I)または0.3V(LT8708H)より低くすると、チップはディスエーブルされ(CHIP OFFステート)、自己消費電流が最小になります。$\overline{SHDN}$の電圧を高くすると自己消費電流は高くなりますが、$INTV_{CC}$およびLDO33レギュレータがイネーブルされた後に、$\overline{SHDN}$が1.221V(代表値)より高くなるまでチップはイネーブルされません(SWITCHER OFF 1ステート)。$V_{INCHIP}$または$EXTV_{CC}$に十分な電圧が供給され、$INTV_{CC}$(およびLDO33の電圧)が十分な電圧まで上昇すると、LDO33ピンによって電力を供給される外付けデバイスは、この時点でアクティブになることができます。

#### 起動:SWENピン

$\overline{SHDN}$ピンがハイに駆動されてチップがイネーブルされた後、SWENピンを使用してスイッチング・レギュレータをイネーブルします。スイッチング・レギュレータをイネーブルするには、抵抗を介してSWENピンをプルアップする必要があります。電気特性のセクションに記載したとおり、動作状態にするための代表的な閾値は1.208Vです。SWENピンの電圧がこの閾値を下回ると、チップのCSP-CSN、CSPIN-CSNIN、CSPOUT-CSNOUT電流検出回路がディスエーブルされます。

SWENは内部プルダウンを備えており、スイッチング・レギュレータが動作できない場合にアクティブになります(図2のCHIP OFFおよびSWITCHER OFF 1ステートを参照)。チップの動作が可能になり、SWENが内部で0.8V(代表値)未満までプルダウンされた後、SWENの内部プルダウンがディスエーブルされ、起動プロセスのSWITCHER OFF1ステート以降に進むことができます。

LDO33または$INTV_{CC}$は、SWENをプルアップするノードとして便利です。SWENがローになっている場合、200µA未満まで電流を制限するプルアップ抵抗値を選択します。SWENピンは電流制限抵抗を介してデジタル駆動することもできます。電気的特性のセクションに示したとおり、$\overline{SHDN}$がローになっているか、$V_{INCHIP}$に電力が供給されていない場合(あるいは両方の場合)、SWENの低出力電圧値は0.9V(代表値)です。$\overline{SHDN}$が3Vで、$V_{INCHIP}$に電力が供給されている場合、SWENの低出力電圧値は0.2Vです。

## 動作

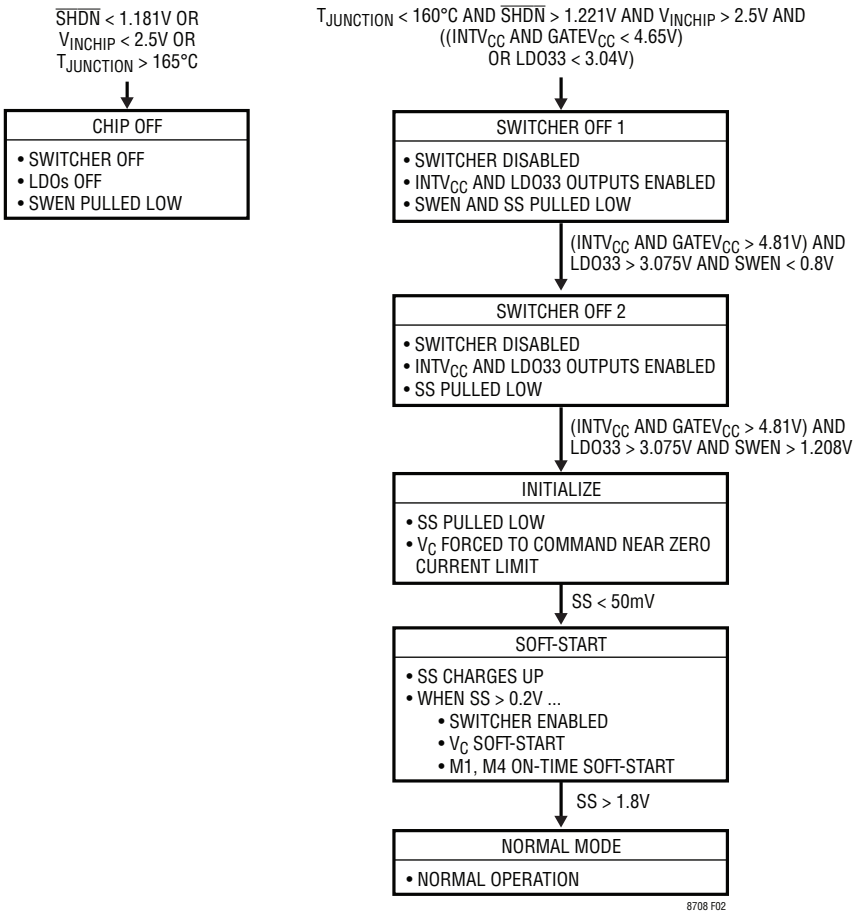



**図2. 起動シーケンス(すべての値は代表値)**

### 起動:スイッチング・レギュレータのソフトスタート

INITIALIZEステートでは、スイッチング・レギュレータのソフトスタートの準備として、SS(ソフトスタート)ピンがローにされています。SSが50mV未満まで放電された後、SOFT-STARTステートが開始されます。この状態で、SSが徐々に高くなると、ソフトスタート回路により、$V_C$およびインダクタ電流が適切な方向に少しずつ増加します(代表的な性能特性のセクションで、$V_C$とSS電圧のグラフを参照)。これにより、インダクタ電流の急激なサージが防止され、出力電圧がスムーズに上昇してレギュレーション状態になります。ソフトスタート中のパワー・スイッチ制御については、スイッチ制御:ソフトスタートのセクションを参照してください。

ソフトスタート中に、180k(代表値)の内蔵抵抗によりSSが最大3.3Vに引き上げられます。SSピン電圧の上昇率は、この180k抵抗とこのピンに接続された外部コンデンサによって設定されます。SSが1.8V(代表値)まで上がると、LT8708はソフトスタートを終了し、通常動作を開始します。外部ソフトスタート・コンデンサの代表値の範囲は220nF～2µFです。最小値の220nFを使用することを推奨します。

### 制御の概要

LT8708は入力電圧に比べて高い出力電圧、等しい出力電圧、または低い出力電圧を供給する電流モード・コントローラです。また、入出力での双方向電流モニタリングおよびレギュレーション機能を提供します。

アナログ・デバイセズ独自の制御アーキテクチャは、降圧動作、昇圧動作、昇降圧動作において、インダクタ電流検出抵抗($R_{SENSE}$)を利用しています。インダクタ電流は、EA1～EA6の6つの内部エラー・アンプの出力を組み合わせた、$V_C$ピンの電圧によって制御されます。表1に示すように、これらのアンプを使用して、それぞれの電圧または電流を制限または制御することもできます。

## 動作

**表1. エラー・アンプ(EA1～EA6)**

| アンプ名 | ピン名 | 制限または制御に使用 |
|---|---|---|
| EA1 | IMON_INN | Negative $I_{IN}$ |
| EA2 | IMON_ON | Negative $I_{OUT}$ |
| EA3 | FBIN | $V_{IN}$ Voltage |
| EA4 | FBOUT | $V_{OUT}$ Voltage |
| EA5 | IMON_INP | Positive $I_{IN}$ |
| EA6 | IMON_OP | Positive $I_{OUT}$ |

$V_C$電圧の最小から最大までの範囲は、通常約1.2Vです。最大$V_C$電圧によって正のインダクタ電流が最大になるため、$V_{IN}$から$V_{OUT}$への電力フローも最大になります。また、最小$V_C$電圧によって負のインダクタ電流が最大になるため、$V_{OUT}$から$V_{IN}$への電力フローも最大になります。

単純な$V_{OUT}$レギュレーションの例では、FBOUTピンが$V_{OUT}$電圧の帰還信号を受信し、EA4を使用して内部リファレンス電圧と比較します。$V_{OUT}$の電圧が低い場合、$V_C$が高くなるため、$V_{OUT}$に流れる電流も大きくなります。反対に、$V_{OUT}$が高くなると$V_C$が低くなるため、$V_{OUT}$に流れる電流が低くなるだけでなく、$V_{OUT}$から電流および電力が流れます。

一方向および双方向の導通のセクションの記載に従って導通モードを選択すると、必要に応じて、電流および電力フローを一方向に制限できることに注意してください。

前述したように、LT8708は、入力と出力の両方の双方向電流レギュレーション機能を備えています。$V_{OUT}$電流は、順方向および逆方向で(それぞれEA6とEA2が対応)制御または制限できます。また、$V_{IN}$電流も、順方向および逆方向で(それぞれEA5とEA1が対応)制御または制限できます。

一般的なアプリケーションでは、多くの場合、EA4を使用して$V_{OUT}$を制御し、残りのエラー・アンプで過剰な入出力の電流や入力の低電圧状態をモニタします。バッテリ・バックアップ・システムなどのその他のアプリケーションでは、$V_{OUT}$に接続したバッテリを、定電流(EA6)で最大電圧(EA4)まで充電します。また、逆方向の$V_{IN}$に電力を供給するには、その他のエラー・アンプを使用して$V_{IN}$を制御し、最大電流を制限します。

### パワー・スイッチの制御

パワー・スイッチの制御に関する下記の説明は、LT8708が連続導通モードで動作していることを前提としています(双方向導通:CCMのセクションを参照)。その他の導通モードでは若干の相違点があるため、それぞれの導通セクションで後述します。

4つのパワー・スイッチがインダクタ、$V_{IN}$、$V_{OUT}$、およびグラウンドにどのように接続されているかの簡略図を図3に示します。LT8708の動作領域を$V_{OUT} - V_{IN}$またはスイッチのデューティ・サイクル(DC)の関数として図4に示します。パワー・スイッチは正確に制御されるので、モード間の移行はとぎれません。

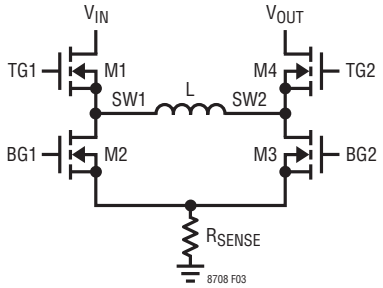



**図3. 昇降圧スイッチの簡略図**

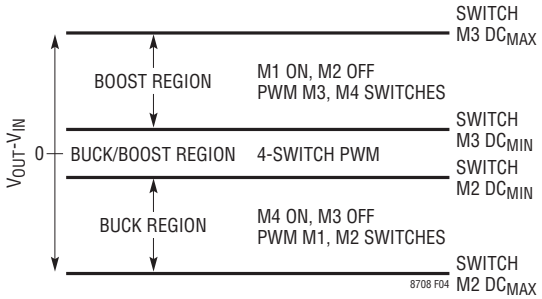



**図4. 動作領域と$V_{OUT} - V_{IN}$**

## 動作

### スイッチ制御：降圧領域（$V_{IN}$ >> $V_{OUT}$）

$V_{IN}$が$V_{OUT}$より大幅に高い場合、デバイスは降圧領域で動作します。この領域では、スイッチM3は常にオフになり、スイッチM4は常にオンになります。各サイクルの開始時には、同期スイッチM2が最初にオンします。スイッチM2がオンしている間、インダクタ電流はアンプA4によって検出されます。検出された電圧にスロープ補償ランプが加えられ、その後、A5によって、$V_C$に比例するリファレンスと比較されます。検出されたインダクタ電流がリファレンスより低くなると、サイクルの残りの時間はスイッチM2がオフし、スイッチM1がオンします。スイッチM1とスイッチM2は交互に動作し、典型的な同期整流式降圧レギュレータと同様に動作します。降圧領域でのスイッチング波形を図5に示します。

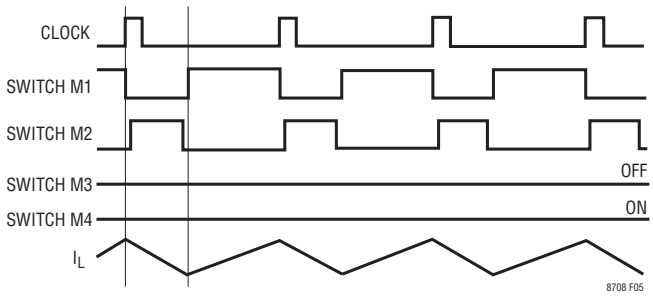



**図5. 降圧領域（$V_{IN}$ >> $V_{OUT}$）**

デバイスはスイッチM2のデューティ・サイクルが一定範囲内にあると、引き続き降圧領域で動作します。降圧領域でのスイッチM2のデューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$DC_{(M2,BUCK)} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \bullet 100\%$$

$V_{IN}$と$V_{OUT}$の値が互いに近づくと、降圧領域でのコンバータの最小デューティ・サイクルが$DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)}$に達するまでデューティ・サイクルは減少します。デューティ・サイクルが$DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)}$より低くなると、デバイスは昇降圧領域に移行します。

$$DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)} \cong t_{ON(M2,MIN)} \bullet f \bullet 100\%$$

ここで、

$t_{ON(M2,MIN)}$は、降圧動作時の同期スイッチの最小オン時間（代表値200ns、電気的特性のセクション参照）です。

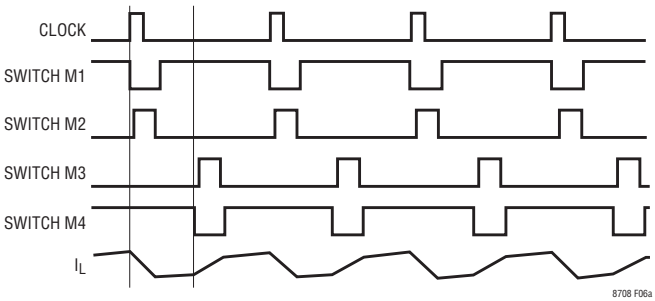
$f$はスイッチング周波数です。

$V_{IN}$が$V_{OUT}$より大幅に高いとスイッチM2のデューティ・サイクルは高くなるので、M2スイッチのオフ時間は減少します。定常状態動作を維持し、デューティ・サイクルのジッタ発生、出力リップルの増加、および最大出力電流の減少を回避するには、M2スイッチのオフ時間を230ns（代表値、電気的特性のセクション参照）より長くする必要があります。

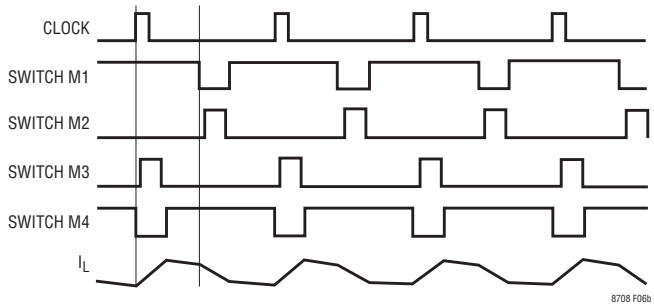
### スイッチ制御：昇降圧（$V_{IN}$ ≅ $V_{OUT}$）

$V_{IN}$が$V_{OUT}$に近いと、コントローラは昇降圧領域で動作します。この領域での標準的な波形を図6に示します。全てのサイクルで、コントローラがスイッチM2およびM4をオンにすることから始めた場合、コントローラは最初、降圧領域内にいるように動作します。A5が作動すると、スイッチM2はオフになり、M1はオンになって、これがクロック・サイクルの中ごろまで続きます。次に、スイッチM4がオフになり、M3がオンになります。その後、LT8708はA2が作動するまで昇圧モードであるかのように動作します。最後にスイッチM3がオフし、M4がオンして、これがサイクルの最後まで続きます。

コントローラがスイッチM1およびM3をオンにすることから始めた場合、コントローラは最初、昇圧領域内にいるように動作します。A2が作動すると、スイッチM3はオフになり、M4はオンになって、これがクロック・サイクルの中ごろまで続きます。次に、スイッチM1がオフになり、M2がオンになります。




**6(a) Buck-Boost Region ($V_{IN}$ ≥ $V_{OUT}$)**




**6(a) Buck-Boost Region ($V_{IN}$ ≤ $V_{OUT}$)**

**図6. 昇降圧領域**

## 動作

その後、LT8708はA5が作動するまで降圧モードであるかのように動作します。最後にスイッチM2がオフし、M1がオンして、これがサイクルの最後まで続きます。

### スイッチ制御：昇圧領域（$V_{IN}$ << $V_{OUT}$）

$V_{OUT}$が$V_{IN}$より大幅に高い場合、デバイスは昇圧領域で動作します。この領域では、スイッチM1は常にオンになり、スイッチM2は常にオフになります。各サイクルの開始時には、スイッチM3が最初にオンします。スイッチM3がオンしている間、インダクタ電流はアンプA4によって検出されます。検出された電圧にスロープ補償ランプが加えられ、その後、A2によって、$V_C$に比例するリファレンスと比較されます。検出されたインダクタ電流がリファレンスより高くなると、サイクルの残りの時間はスイッチM3がオフし、スイッチM4がオンします。スイッチM3とスイッチM4は交互に動作し、典型的な同期整流式昇圧レギュレータと同様に動作します。

デバイスはスイッチM3のデューティ・サイクルが一定範囲内にあると、引き続き昇圧領域で動作します。昇圧領域でのスイッチM3のデューティ・サイクルは次式で与えられます。

$$DC_{(M3,BOOST)} = \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right) \bullet 100\%$$

$V_{IN}$と$V_{OUT}$の値が互いに近づくと、昇圧領域でのコンバータの最小デューティ・サイクルが$DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}$に達するまでデューティ・サイクルは減少します。デューティ・サイクルが$DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}$より低くなると、デバイスは昇降圧領域に移行します。

$$DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)} \cong t_{ON(M3,MIN)} \bullet f \bullet 100\%$$

ここで、

$t_{ON(M3,MIN)}$は、昇圧動作時のメイン・スイッチの最小オン時間（代表値200ns、電気的特性のセクション参照）です。

$f$はスイッチング周波数です。

$V_{OUT}$が$V_{IN}$より大幅に高いとスイッチM3のデューティ・サイクルは高くなるので、M3スイッチのオフ時間は減少します。定常状態動作を維持し、デューティ・サイクルのジッタ発生、出力リップルの増加、および最大出力電流の減少を回避するには、M3スイッチのオフ時間を230ns（代表値、電気的特性のセクション参照）より長くする必要があります。

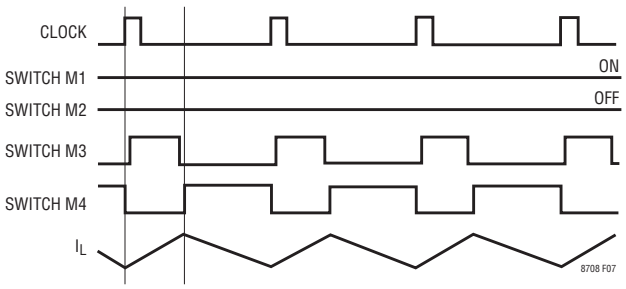



図7. 昇圧領域（$V_{IN}$ << $V_{OUT}$）

### スイッチ制御：ソフトスタート

ソフトスタート中、LT8708は前述したものと同じ3領域（降圧、昇降圧、昇圧）で動作します。ただし、ソフトスタート中のスイッチ制御にはいくつかの違いがあります。

はじめに、SSが最大0.8V（代表値）まで上昇する間、M1とM4は同時にオンされません。通常、M1とM4が両方ともオンになりますが、ここではオフされ、4つのスイッチ全てがオフのままになります。通常であればM1とM4が両方ともオンになる間にSSが0.8Vを上回ると、M1とM4は一時的にオンされます。標準のスイッチング・シーケンスに従ってM1およびM4のオン状態が維持されるようになるまでの間、この一時的なオン時間は、SSの上昇と共に増加します。

次に、M2とM3が1サイクルの間、同時にオンになり、両方の昇圧コンデンサをリフレッシュする場合があります。このリフレッシュ・サイクルが発生するのは、ソフトスタート中に通常動作よりも頻繁にM1とM4がスイッチングするためです。これにより、昇圧コンデンサの充電制御ブロック（図1を参照）で、昇圧コンデンサの充電状態を維持できなくなります。BOOSTx-SWxのいずれかが5V（代表値）未満に低下すると、M2とM3がオンされます。リフレッシュ・サイクル中、インダクタ電流スロープがほぼゼロになるため、進行中のスイッチング動作を大きく妨げることなく昇圧コンデンサをリフレッシュできます。

### 一方向および双方向の導通

LT8708の電流導通モードには、1つの双方向モードと3つの一方向モードがあり、基本的にMODEピンで選択されます。双方向モード（CCM：連続導通モード）では、$V_C$ピンの制御により、$V_{IN}$から$V_{OUT}$に、またはその逆に、電流および電力を流すことができます。一方向モード（DCM：不連続導通モード、HCM：ハイブリッド電流モード、Burst Mode動作）

## 動作

では、電流と電力を一方向のみに流すことができます。$V_C$ピンが選択された方向とは逆方向に電流および電力を流そうとした場合、一方向の設定によりオーバーライドされます。

一方向のDCMおよびHCMモードを使用している場合、DIRピンによって可能な電力方向が選択されます。Burst Mode動作では順方向の動作のみが可能で、DIRピンによる影響は受けません。DCMおよびHCMモードでDIRピンが1.6V（標準値）より高くなると、順方向の動作が選択され、$V_{IN}$から$V_{OUT}$方向のみに電力が流れます。DIRピンが1.2V（標準値）より低くなると、逆方向の動作が選択され、$V_{OUT}$から$V_{IN}$方向のみに電力が流れます。

次に、$\overline{RVSOFF}$ピンがロー状態になると、逆方向の電流および電力フローが抑制されます。$\overline{RVSOFF}$は、プルアップ抵抗を必要とするオープンドレイン・ピンです。LDO33または$INTV_{CC}$は、$\overline{RVSOFF}$をプルアップするノードとして便利です。通常、$\overline{RVSOFF}$がローにされるのは、$V_{OUT}$が低電圧（VOUTLOMONコンパレータを使用）または$V_{IN}$が高電圧（VINHIMONコンパレータを使用）になる場合のみです。ただし、必要に応じて、外付けデバイスを使用して$\overline{RVSOFF}$をローにすることができます。詳細については、VINHIMON、VOUTLOMON、および$\overline{RVSOFF}$のセクションを参照してください。

各種導通モードの設定を表2に示します。DIR、VINHIMON、VOUTLOMON、$\overline{RVSOFF}$ピンの電圧閾値については電気的特性のセクションを参照してください。

**表2. 導通設定**

| モード・ピン | DIRピンの状態 | $\overline{RVSOFF}$ピンの状態 | 導通モード | 可能な方向 |
|---|---|---|---|---|
| <0.4V | – | Hi | CCM | Forward and Reverse |
| | | Lo | DCM | Forward |
| 0.8V to 1.2V | Hi | – | HCM | Forward |
| | Lo | Hi | | Reverse |
| | | Lo | – | None |
| 1.6V to 2.0V | Hi | – | DCM | Forward |
| | Lo | Hi | | Reverse |
| | | Lo | – | None |
| >2.4V | – | Hi | Burst Mode Operation | Forward |
| | | Lo | – | None |

必要に応じて、動作中に導通設定を変更できますが、以下の制約事項があります。

1. Burst Mode動作からCCMモードに遷移する前に、DIRピンをハイ状態（順方向）に駆動する必要があります。
2. MODEピンとDIRピンに対する制御パルスが、15クロック・サイクルより短くならないようにしてください。

   注意：DIRピンまたはMODEピンの状態が変わる瞬間に、$V_C$ピンの電圧が固定される場合があります。$V_C$の電圧は、一方向のゼロ電流と逆方向の最大電流に対応します。このため、小さい$R_{SENSE}$抵抗値が使用された場合、DIRピンまたはMODEピンの変化直後に、チップに高インダクタ電流が流れる恐れがあります。この場合、小型のインダクタは飽和状態になる可能性があります。DIRまたはMODEピンでエッジ検出器を使用してチップをリセットすることで、強制的にソフトスタートを開始し、初期電流を制限することができます。例として、標準的応用例セクションに記載した、FHCMおよびRHCMを使用した48V～14V双方向デュアル・バッテリ・システムを参照してください。

4つの導通モードの詳細については、以下のサブセクションを参照してください。

### 双方向導通：CCM

連続導通モードでは、$V_C$の電圧に応じて、順方向または逆方向にインダクタ電流を流すことができます。CCMが選択されている場合、$V_C$の電圧が高いと電流および電力が$V_{IN}$から$V_{OUT}$に流れ、$V_C$の電圧が低いと電流および電力が$V_{OUT}$から$V_{IN}$に流れます。負荷電流が非常に軽い場合、インダクタ電流は正負に振れ、それに応じた平均電流が出力へ適切に供給されます。

### 一方向導通：DCM

不連続導通モードでは、$V_{OUT}$に向かう正方向（FDCM）または$V_{IN}$に向かう負方向（RDCM）の一方向のみにインダクタ電流が流れるように制限されます。順方向／逆方向は、DIRピンの駆動によって選択されます。

FDCMが選択された場合、$V_C$の電圧が高くなると、$V_{IN}$から$V_{OUT}$に流れる電力が増えます。$V_C$電圧が低くなると、この電力フローが減少するか停止します。RDCMが選択された場合、$V_C$の電圧が低くなると、$V_{OUT}$から$V_{IN}$に流れる電力が増えます。$V_C$の電圧が高くなると、この電力フローが減少するか停止します。

## 動作

順方向(または逆方向)のDCMは、パワー・スイッチに以下の影響を与えます。軽負荷状態のFDCM(またはRDCM)では、瞬間的な逆方向(または順方向)の電流がインダクタで検出されるたびに、同期スイッチM4(またはM1)がオフされます。これは、$V_{OUT}$(または$V_{IN}$)から電流が流れ、$V_{IN}$(または$V_{OUT}$)に供給されることを防止するためです。非常に軽い負荷では、電流コンパレータが数サイクルにわたって作動したままになることがあり、M1(またはM2)およびM3(またはM4)を同じサイクル数だけ強制的にオフにする(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。サイクルがスキップされる間、同期スイッチM2(またはM3)はオンのままになりますが、スイッチM4(またはM1)がオフであるため、インダクタ電流が逆流することはありません。

### 一方向導通:HCM

インダクタの電流リップルが大きい場合、上記のFDCM(またはRDCM)動作中に、M4(またはM1)のジャンクション・ダイオードの消費電力が大きくなる可能性があります。これは例えば、$V_{IN}$が$V_{OUT}$を大幅に上回り、$V_{OUT}$の平均電流が相対的に大きい場合に発生します。ただし、ACインダクタ電流の負成分をブロックするためにM4がオフされます。ハイブリッド電流モード(HCM)はDCMに代わる選択肢で、このようなケースでのM4(またはM1)の最大加熱をたいていは低減します。

ハイブリッド電流モードは、軽負荷のDCM動作とCCM動作を組み合わせたモードですが、平均電流フローは一方向のみに限定されます。このため、インダクタ電流リップルの低い部分を選択された方向と逆に流すことはできますが、平均電流は選択された方向のみに維持されます。平均電流フローの方向を順方向(FHCM)または逆方向(RHCM)から選択するには、DIRピンを使用します。

HCMは、それぞれICNとIMON_INPに流れる$V_{OUT}$の平均順方向電流と$V_{IN}$の平均逆方向電離を測定することで機能します。FHCM(またはRHCM)では、ICN(またはIMON_INP)が255mV(代表値)を上回ると軽負荷が検出されます。この場合、平均電流フローが指定方向と逆になることを防ぐため、M4(またはM1)がオフされます。ICN(またはIMON_INP)が205mV(代表値)を下回ると、重負荷が検出されます。この場合、CCM動作をイネーブルすることでM4(またはM1)がオンされ、ダイオードの消費電力が減少します。

**注意:** FHCM動作では、グラウンドとICNピンの間に17.4kΩの抵抗を接続し、RHCM動作では、グラウンドとIMON_INPピンの間に17.4kΩの抵抗を接続してください。

### 一方向導通:Burst Mode

Burst Mode動作では、約25mVのヒステリシスで$V_C$の電圧が設定されます。この電圧未満ではスイッチング動作が阻止され、この電圧を上回るとスイッチング動作が再度イネーブルされます。標準的な例として、軽負荷の出力電流で、$V_{OUT}$が上昇して$V_C$ピンを強制的に閾値未満に下げると、一時的にスイッチングが阻止される、というケースがあります。$V_{OUT}$がわずかに低下して$V_C$が25mV近くまで上昇した後、スイッチングが再開され、最初は昇降圧領域で動作します。Burst Mode動作は不要なスイッチング動作とこれに伴う電力損失を解消することで、軽負荷電流での効率を高めることができます。Burst Mode動作では、DIRピンの電圧に関係なく、順方向のみにインダクタ電流が流れます。Burst Mode動作は、順方向のDCMと同様に逆方向の電流検出を処理します。逆方向のインダクタ電流が検出されると、M4スイッチがオフされます。

## エラー・アンプ

6つの内部エラー・アンプの組み合わせにより$V_C$が駆動されます。エラー・アンプを優先順位の高い順に表3に示します。

**表3. エラー・アンプの優先順位**

| 代表的な条件 | | | 目的 |
|---|---|---|---|
| if | IMON_INN > 1.21Vまたは | $V_C$が上がる | 負の$I_{IN}$を減らすため |
| | IMON_ON > 1.21V | | 負の$I_{OUT}$を減らすため |
| else if | FBIN < 1.205Vまたは | $V_C$が下がる | 正の$I_{IN}$を減らすため<br>または<br>負の$I_{IN}$を増やすため |
| | FBOUT > 1.207Vまたは | | 正の$I_{OUT}$を減らすため<br>または<br>負の$I_{OUT}$を増やすため |
| | IMON_INP > 1.209Vまたは | | 正の$I_{IN}$を減らすため |
| | IMON_OP > 1.209V | | 正の$I_{OUT}$を減らすため |
| else | | $V_C$が上がる | デフォルト |

表4に示した条件下では、特定のエラー・アンプがディスエーブルされることに注意してください。ディスエーブルされたエラー・アンプは$V_C$に影響しないため、その関連行が表3から削除されたものとして扱うことができます。

## 動作

**表4. 自動的にディスエーブルされるエラー・アンプの条件**

| エラー・アンプ | ピン名 | VOUTLOMONのアサート | VINHIMONのアサート | RDCMまたはRHCM | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | | – | $\overline{RVSOFF}$ <1.207V |
| EA1 | IMON_INN | | | | 4* |
| EA2 | IMON_ON | | | | 4* |
| EA3 | FBIN | | 2* | | 4* |
| EA4 | FBOUT | 1* | | 3* | 4* |
| EA5 | IMON_INP | | | | 4* |
| EA6 | IMON_OP | | | | 4* |

1*～4*は、その列の条件下で、該当する行に記載されたエラー・アンプがディスエーブルされることを示します。それぞれのアンプをディスエーブルする目的を以下に示します。

1* VOUTLOMONがデアサートされた場合に過渡応答を改善します。

2* VINHIMONがデアサートされた場合に過渡応答を改善します。

3* 電力は$V_{OUT}$から$V_{IN}$方向にしか伝送できないため、高いFBOUT/$V_{OUT}$電圧がFBIN/$V_{IN}$電圧のレギュレーションに干渉するのを防ぎます。

4* この条件下ではスイッチングは実行されません。エラー・アンプのディスエーブルにより、スイッチング動作の再開時に過渡応答を改善します。

一部のアプリケーションでは、6つのエラー・アンプ全てを使用する必要はありません。未使用のエラー・アンプに対応する入力ピンは、残りのアンプの動作を妨げないように駆動する必要があります。表5を参考にしてください。

**表5. 未使用アンプのディスエーブル**

| アンプ名 | ピン名 | ディスエーブルになる電圧 | ディスエーブルされたピンの接続例 |
|---|---|---|---|
| EA1 | IMON_INN | < 0.9V | GND |
| EA2 | IMON_ON | | |
| EA3 | FBIN | > 1.5V | LDO33 |
| EA4 | FBOUT | < 0.9V | GND |
| EA5 | IMON_INP | | |
| EA6 | IMON_OP | | |

### $V_{OUT}$のレギュレーションと検出

FBOUTおよびVOUTLOMONの2つのピンは、$V_{OUT}$の電圧を検出し、スイッチング・レギュレータに対して適切な応答を返します。

### $V_{OUT}$がレギュレーション状態にある

$V_{OUT}$は、$V_{OUT}$、FBOUT、グラウンドの間に接続した抵抗分圧器を使用して、表3に示した優先順位に従って制御されます。$V_C$を駆動するためにFBOUTをEA4アンプに接続します。FBOUTがEA4のリファレンスである1.207V（代表値）近くまで上昇するか、これを上回ると、通常は$V_C$が低くなり、$V_{OUT}$へ流れる電流を抑制します。$V_{OUT}$のレギュレーション電圧は次式で与えられます。

$$V_{OUT} = 1.207V \bullet \left(1 + \frac{R_{FBOUT1}}{R_{FBOUT2}}\right)$$

ここで、

$R_{FBOUT1}$および$R_{FBOUT2}$は図1に示してあります。

### $V_{OUT}$がレギュレーション電圧を上回る

FBOUTピンとEA4により、$V_{OUT}$がレギュレーション電圧を大幅に上回ることが検出されると、通常は$V_C$が最小電圧まで下がります。LT8708は、MODEピン、DIRピン、$\overline{RVSOFF}$ピンによりイネーブルされた導通モードに従って、$V_C$の最小電圧に応答します。逆方向の導通が許容されていない場合（FDCM、FHCM、Burst Mode動作）、スイッチングが停止し、$V_{IN}$に電流は供給されません。逆方向の導通が許容されている場合（CCM、RDCM、RHCM）、電流および電力は$V_{OUT}$から$V_{IN}$の方向に流れます。

### $V_{OUT}$がレギュレーション電圧を下回る（低電圧）

FBOUTピンとEA4により、$V_{OUT}$がレギュレーション電圧を下回ることが検出されると、通常は$V_C$が上昇します。順方向の導通が可能な場合（CCM、FDCM、FHCM、Burst Mode）、電流および電力は$V_{IN}$から$V_{OUT}$の方向に流れます。

$V_{OUT}$、VOUTLOMON、グラウンドの間に接続した抵抗分圧器を使用して、$V_{OUT}$の低電圧を検出します。この機能は、$V_{OUT}$から$V_{IN}$への逆方向の導通によって$V_{OUT}$が必要な電圧を下回ることを防止します。VOUTLOMONにより低電圧が検出されると、逆方向の電流および電力をディスエーブルするために$\overline{RVSOFF}$がローにされます。この機能はUVLO（低電圧ロックアウト）として、例えば、$V_{OUT}$に接続されたバッテリまたはスーパーキャパシタが、$V_{IN}$に電力を供給している場合に使用できます。詳細については、VINHIMON、VOUTLOMON、および$\overline{RVSOFF}$のセクションを参照してください。

## 動作

### $V_{IN}$のレギュレーションと検出

FBINおよびVINHIMONの2つのピンは、$V_{IN}$の電圧を検出し、スイッチング・レギュレータに対して適切な応答を返します。

#### $V_{IN}$がレギュレーション状態にある

表3に示した優先順位に従い、$V_{IN}$、FBIN、グラウンドの間に接続した抵抗分圧器は、$V_{IN}$を制御するか、低電圧ロックアウト機能の役割を果たすために使用できます。いくつかのアプリケーション例を次に示します。

- $V_{IN}$のソース・インピーダンスが高い場合(ソーラー・パネル)、$V_{IN}$を制御することで、$V_{OUT}$の負荷が高い場合に供給電圧が低くなりすぎないように防止できます。
- $V_{IN}$のソース・インピーダンスが低い場合(バッテリおよび電圧源)、$V_{IN}$供給電圧が低くなりすぎたときにFBINピンを使用してスイッチング動作を停止することで、正しいシステム動作を継続できます。
- バッテリ・バックアップ・アプリケーションなどで$V_{OUT}$から$V_{IN}$に電力が流れる場合、$V_{IN}$を最大電圧に制御することもできます。

FBINがEA3のリファレンスである1.205V(代表値)近くまで低下するか、これを下回ると、$V_C$が低くなり、$V_{IN}$から流れる電流が減少します。$V_{IN}$のレギュレーション電圧は次式で与えられます。

$$V_{IN} = 1.205V \bullet \left(1 + \frac{R_{FBIN1}}{R_{FBIN2}}\right)$$

ここで、

$R_{FBIN1}$および$R_{FBIN2}$は図1に示してあります。

#### $V_{IN}$がレギュレーション電圧を上回る(過電圧)

FBINピンとEA3により、$V_{IN}$がレギュレーション電圧を上回ることが検出されると、$V_C$の上昇が可能になります。順方向の導通が可能な場合(CCM、FDCM、FHCM、Burst Mode動作)、電流および電力は$V_{IN}$から$V_{OUT}$の方向に流れます。逆方向の導通のみが可能な場合(RDCM、RHCM)、スイッチングが停止し、$V_{IN}$に電流は供給されません。注意:アプリケーションで順方向の導通を可能にするには、レギュレーション電圧を上回る状態が必要になります。

$V_{IN}$、VINHIMON、グラウンドの間に接続した抵抗分圧器を使用して、$V_{IN}$の過電圧を検出します。この機能は、$V_{OUT}$から$V_{IN}$への逆方向の導通によって$V_{IN}$が必要な電圧を上回ることを防止します。VINHIMONにより過電圧が検出されると、逆方向の電流および電力をディスエーブルするために$\overline{RVSOFF}$がローにされます。この機能は、例えば$V_{IN}$に接続されたバッテリが$V_{OUT}$から充電されている場合に、OVLO(過電圧ロックアウト)として使用できます。詳細については、VINHIMON、VOUTLOMON、および$\overline{RVSOFF}$のセクションを参照してください。

#### $V_{IN}$がレギュレーション電圧を下回る

FBINピンとEA3により、$V_{IN}$がレギュレーション電圧を大幅に下回ることが検出されると、$V_C$は最小電圧まで下がります。LT8708は、MODEピン、DIRピン、$\overline{RVSOFF}$ピンによりイネーブルされた導通モードに従って、$V_C$の最小電圧に応答します。順方向の導通のみが許容されている場合(FDCM、FHCM、Burst Mode動作)、スイッチングが停止し、$V_{OUT}$から電流は供給されません。逆方向の導通が許容されている場合(CCM、RDCM、RHCM)、電流および電力は$V_{OUT}$から$V_{IN}$の方向に流れます。

$V_{IN}$の低電圧を検出するために、UVLO機能を使用できます。これらの機能については、電圧ロックアウトのセクションを参照してください。

### 電流のモニタリングおよび制限

#### モニタリングおよび制限:IMONピン

LT8708は、正方向と負方向の$V_{IN}$および$V_{OUT}$電流($I_{IN}$および$I_{OUT}$)をモニタできます。$I_{IN}$をモニタするには、電流検出抵抗の両側にCSPINピンとCSNINピンを接続します。IMON_INPピンとIMON_INNピンからGNDまでの間には、外付け抵抗を接続します。生成される電圧は、それぞれ、正の$I_{IN}$と負の$I_{IN}$に線形比例します。ブロック図のアンプA3を参照してください。

同様に、$V_{OUT}$電流をモニタするには$I_{OUT}$検出抵抗を使用し、CSPOUTおよびCSNOUTで測定します。IMON_OPピンとIMON_ONピンからGNDまでの間には、外付け抵抗を接続します。生成される電圧は、それぞれ、正の$I_{OUT}$と負の$I_{OUT}$に線形比例します。ブロック図のアンプA1を参照してください。

## 動作

$I_{IN}$と$I_{OUT}$の電流は、個別の正の最大値に制限および制御できます。$I_{IN}$によりIMON_INPが1.209V（代表値）近くまで上昇するか、これを上回った場合、EA5は通常、$V_C$をプルダウンして最大電流を制限／制御します。$I_{OUT}$によりIMON_OPが1.209V（代表値）近くまで上昇するか、これを上回った場合、EA6は通常、$V_C$をプルダウンして最大電流を制限／制御します。エラー・アンプの優先順位については、表3を参照してください。

$I_{IN}$と$I_{OUT}$の電流は、個別の負の最大値にも制限および制御できます。$I_{IN}$によりIMON_INNが1.21V（標準値）近くまで上昇するか、これを上回った場合、EA1は、$V_C$をプルアップして最大電流を制限します。同様に、$I_{OUT}$によりIMON_ONが1.21V（標準値）近くまで上昇するか、これを上回った場合、EA2は、$V_C$をプルアップして最大電流を制限します。

$I_{IN}$と$I_{OUT}$の電流を制限することには、多数の利点があります。入力電源のオーバーロード防止や定電流バッテリおよびスーパーキャパシタの充電に使用でき、定電圧レギュレータの短絡保護としても機能します。電流モニタと電流のレギュレーションおよび制限については、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。

### モニタリング：ICPピンとICNピン

ICPピンとICNピンは追加の電流モニタ・ピンで、それぞれの出力電流がIMON_OPおよびIMON_ONと通常等しくなります。

導通モードがRDCMまたはRHCMのいずれかで、$V_C$が最小になる場合、IMON_OPとは対照的に、ICPの電圧は内部的に0.6V（標準値）近くになります。また、導通モードがFDCM、FHCM、Burst Mode動作のいずれかで、$V_C$が最大になる場合、IMON_ONとは対照的に、ICNの電圧は内部的に0.6V（標準値）近くになります。

ICPからグラウンドの間と、ICNからグラウンドの間には、常に17.4kΩの抵抗を接続してください。

### $INTV_{CC}$/$EXTV_{CC}$/$GATEV_{CC}$/LDO33の電源

上側と下側のMOSFETドライバ、LDO33ピン、大部分の内部回路の電源は、$INTV_{CC}$ピンから供給されます。$INTV_{CC}$は、$V_{INCHIP}$または$EXTV_{CC}$ピンにより6.3V（標準値）に調整されます。$EXTV_{CC}$ピンを開放状態のままにするか、6.2V（標準値）より低い電圧に接続すると、内部の低ドロップアウト・レギュレータが$INTV_{CC}$を$V_{INCHIP}$に合わせます。$EXTV_{CC}$が6.4V（標準値）を上回ると、別の低ドロップアウト・レギュレータにより、$INTV_{CC}$は$EXTV_{CC}$に合わせられます。$INTV_{CC}$を$EXTV_{CC}$に合わせると、LT8708のスイッチング・レギュレータ出力などの最も低い供給電圧（最も高い効率）から電力が供給されます（詳細については、アプリケーション情報セクションの$INTV_{CC}$レギュレータと$EXTV_{CC}$の接続を参照）。

$GATEV_{CC}$ピンは、M2およびM3スイッチ用の下側MOSFETドライバに直接電力を供給します（図3を参照）。$GATEV_{CC}$は常に$INTV_{CC}$に接続し、その他の電源に接続したり電力供給を受けたりしないでください。$INTV_{CC}$および$GATEV_{CC}$ピンが4.65V（代表値）を下回ると、低電圧ロックアウト（UVLO）モニタリングにより、スイッチング・レギュレータがディスエーブルされます。

LDO33ピンは、マイクロコントローラなどの外部部品に電力を供給し、更に高精度のバイアス電圧を提供することができます。負荷電流は17.25mA（代表値）に制限されます。$\overline{SHDN}$がハイになっている限り、LDO33出力は$INTV_{CC}$ピンによって線形に制御され、$INTV_{CC}$または$GATEV_{CC}$のUVLOやSWENピンの電圧による影響は受けません。$\overline{SHDN}$がハイになっており、$INTV_{CC}$で十分な電圧が使用できる間（通常は4.0Vを超える）、LDO33のレギュレーション状態が維持されます。LDO33が3.04V（標準値）を下回ると、低電圧ロックアウト・モニタリングによりスイッチング・レギュレータがディスエーブルされます。

### CLKOUTと温度の検出

CLKOUTピンでは、LT8708の内部クロックが外部信号源に同期するか、外付け抵抗$R_T$に基づいて自走周波数で動作するかが、内部クロック周波数で切り替わります。CLKOUTピンを使用して、その他のデバイスをLT8708のスイッチング周波数に同期させることができます。また、CLKOUT信号のデューティ・サイクルはダイ温度に比例するので、ダイに熱の問題がないかどうかをモニタするために使用できます。

## アプリケーション情報

このアプリケーション情報セクションでは、LT8708を使用したアプリケーションの設定における詳細情報を提供します。電力フロー条件の検証や、スイッチングMOSFET、検出抵抗、フィルタ・コンデンサ、ダイオード、プライマリ・インダクタなどの各種外付け部品の選択について説明します。また、電圧ロックアウト、電流モニタリング、PCBレイアウト、効率に関する検討事項についても説明します。最後に、ここに記載した設計式の使用法を説明するための設計例を示します。

### 電力フロー条件の検証

LT8708の設定機能により、適用される全ての条件下で電力が意図どおりに流れることを検証するには、体系的なアプローチを使用する必要があります。この検証に役立つ情報を表6(a)および6(b)に記載します。

はじめに表6(a)を使用して、アプリケーションで使用される$V_{IN}$と$V_{OUT}$の組み合わせを確認します。例えば、表6(a)を印刷して該当する欄に印を付けます。

表6(a)で使用する用語は以下を意味します。

- $V_{IN_FBIN}$は、FBINが1.205V(標準値)の場合の$V_{IN}$の電圧です。
- $V_{OUT_FBOUT}$は、FBOUTが1.207V(標準値)の場合の$V_{OUT}$の電圧です。
- $V_{IN_VINHIMON}$は、$V_{INHIMON}$が1.207V(標準値)の場合の$V_{IN}$の電圧です。
- $V_{OUT_VOUTLOMON}$は、$V_{OUTLOMON}$が1.207V(標準値)の場合の$V_{OUT}$の電圧です。

FBIN、FBOUT、VINHIMON、VOUTLOMONのうち、1つ以上のピンが不動作状態になっている場合(表5とVINHIMON、VOUTLOMON、および$\overline{\text{RVSOFF}}$のセクションを参照)、関連する行または列はアプリケーションに適用されません。例えば、FBINがLDO33に接続されてピン機能が無効になっている場合、表6(a)の$V_{IN} < V_{IN_FBIN}$の行は適用されないので、この行に印を付けないでください。

次に、表6(a)で特定した全ての欄について、表6(b)に記載された動作条件がアプリケーション要件を満たすことを確認します。

**表6. 電力フロー検証表**

**6(a)**

| $V_{OUT}/V_{IN}$ | $V_{OUT} < V_{OUT\_VOUTLOMON}$ | $V_{OUT} > V_{OUT\_VOUTLOMON}$ & $V_{OUT} < V_{OUT\_FBOUT}$ | $V_{OUT} > V_{OUT\_FBOUT}$ |
|---|---|---|---|
| $V_{IN} < V_{IN\_FBIN}$ | No Power Transfer | B | B |
| $V_{IN} > V_{IN\_FBIN}$ & $V_{IN} < V_{IN\_VINHIMON}$ | A | D | C |
| $V_{IN} > V_{IN\_VINHIMON}$ | A | D | No Power Transfer |

**6(b)**

| | MODE = BURST | MODE = CCM | MODE = DCM/HCM、DIR = FWD | MODE = DCM/HCM、DIR = RVS |
|---|---|---|---|---|
| A | Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{OUT}$ | | | No Power Flow |
| B | No Power Flow | Power Flows from $V_{OUT}$ to $V_{IN}$ | No Power Flow | Power Flows from $V_{OUT}$ to $V_{IN}$ |
| C | | | | No Power Flow |
| D | Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{OUT}$ | | | |

**注意:** 表6(a)および表6(b)は、外付けデバイスによって$\overline{\text{RVSOFF}}$ピンがローに駆動されていないことを前提としています。

これらの表の使用例については、設計例のセクションを参照してください。

### 動作周波数の選択

LT8708は100kHz～400kHzの固定周波数アーキテクチャを採用しています。周波数は内部発振器を使用して設定するか、外部クロック信号源に同期させることができます。スイッチング周波数の選択には効率と部品サイズの間の兼ね合いがあります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つにはより大きなインダクタンスや容量(あるいは両方)が必要になります。大電力アプリケーションでは、スイッチング損失によるMOSFETの発熱を最小限に抑えるため、低周波数での動作を検討してください。スイッチング周波数を設定するには、RTピンとグラウンドの間に適切な抵抗を配置して、SYNCピンを"L"に接続します。この周波数はSYNCピンを駆動する外部クロック信号源に同期させることもできます。以降のセクションでは詳細を説明します。

## アプリケーション情報

### 内部発振器

LT8708の動作周波数は内部自走発振器を使用して設定することができます。SYNCピンをロー（< 0.5V）に駆動すると、動作周波数は、RTピンとグラウンドの間に接続した抵抗の値によって設定されます。内部で調整済みのタイミング・コンデンサがICの内部にあります。発振周波数は次式を使って計算されます。

$$f_{OSC} = \left(\frac{43,750}{R_T + 1}\right) kHz$$

ここで、

$f_{OSC}$の単位はkHz、$R_T$の単位はkΩです。

逆に、$R_T$（単位kΩ）は次式を使って目的の周波数（kHz）から計算することができます。

$$R_T = \left(\frac{43,750}{f_{OSC}} - 1\right) k\Omega$$

### SYNCピンとクロック同期

LT8708の動作周波数は、外部クロック信号源に同期させることができます。外部信号源と同期させるには、デジタル・クロック信号をSYNCピンにそのまま入力します。LT8708はSYNCピンのクロック周波数で動作します。

SYNC信号のデューティ・サイクルは、適切に動作させるには20%～80%でなければなりません。また、SYNC信号の周波数は、次の2つの条件を満たす必要があります。

1. SYNC信号は、低い電圧で停止して自走発振器をイネーブルする場合以外、100kHz～400kHzの周波数範囲外に切り替わることはできません。
2. SYNCピンの周波数は自走発振器の設定周波数$f_{OSC}$より常に高くすることができますが、$f_{OSC}$より25%以上低くしないでください。

SYNCピンが切替えを開始した後は、SYNCピンが切替えを停止する前にスイッチング動作を停止しておくことを推奨します。LT8708が外部のSYNCクロック信号源から内部の自走発振器クロックに移行したときにSYNCが切替えを停止すると、過剰なインダクタ電流が発生することがあります。スイッチング動作はSWENピンまたは$\overline{SHDN}$ピンをローにすることで停止できます。

### CLKOUTピンとクロック同期

CLKOUTピンは最大200pFを駆動可能であり、LT8708の内部クロックをSYNCピンに同期させるか、外付け抵抗$R_T$に基づく自走周波数で動作させるかを内部クロック周波数で切り替えます。CLKOUT信号の立上がりエッジは、内部クロックの立上がりエッジまたは（切り替わる場合）SYNCピンの立上がりエッジから約180°位相がずれています。INITIALIZE状態に入ると、CLKOUTの切替えが開始されます（図2を参照）。

CLKOUTピンを使用して、その他のデバイスをLT8708のスイッチング周波数に同期させることができます。例えば、CLKOUTピンを別のLT8708レギュレータのSYNCピンに接続することができます。このLT8708は、マスタのLT8708とは約180°位相がずれて動作します。マスタのLT8708の周波数は、外付けの$R_T$抵抗で設定するか、SYNCピンを切り替えることによって設定できます。スレーブのLT8708の$R_T$ピンには、グラウンドとの間に抵抗を接続する必要があることに注意してください。通常は同期対象の全てのLT8708に同じ値の$R_T$抵抗を使用します。

CLKOUT信号のデューティ・サイクルはダイ温度に比例するので、ダイに熱の問題がないかどうかをモニタするために使用できます。詳細については、ジャンクション温度の測定のセクションを参照してください。

### インダクタ電流の検出とスロープ補償

LT8708はインダクタ電流モード制御を使用して動作します。パワー・スイッチの制御のセクションで説明したとおり、LT8708は、昇圧領域でのインダクタ電流波形のピークと、降圧領域でのインダクタ電流波形の谷を測定します。インダクタ電流は、CSPピンとCSNピンを使用して$R_{SENSE}$抵抗の両端で検出します。与えられたどのサイクル中でも、インダクタ電流のピーク（昇圧領域）または谷（降圧領域）は$V_C$ピンの電圧で制御されます。

スロープ補償を行うと、高いデューティ・サイクルでの低調波発振を防止することにより、固定周波数電流モード制御アーキテクチャでの安定性が得られます。これを内部で実現するために、昇圧領域では補償ランプ信号をインダクタ電流信号に加え、降圧領域では補償ランプ信号をインダクタ電流信号から差し引きます。デューティ・サイクルが高い場合は、これによって昇圧領域での最大インダクタ電流が減少し、降圧領域での最大インダクタ電流が増加します。

## アプリケーション情報

例えば、代表的な性能特性のセクションで、最大インダクタ電流検出電圧とデューティ・サイクルのグラフを参照してください。このグラフは、$V_C$が最大電圧の場合、インダクタ検出電圧$V_{RSENSE}$の最大値がデューティ・サイクルに応じて47mV～93mVの範囲にあることを示しています。このグラフは、降圧領域でのインダクタ谷電流の最大値が82mVで、デューティ・サイクルが高くなると約130mVに増加することも示しています。

### $R_{SENSE}$の選択と最大電流

目的の出力電流値(順方向の導通の場合)と入力電流値(逆方向の導通の場合)を実現するため、$R_{SENSE}$抵抗は正しく選択する必要があります。抵抗値が大きすぎると、入力／出力電流がアプリケーションの要求値より低い値に制限される可能性があります。まず、順方向および逆方向の昇圧領域での許容最大$R_{SENSE}$抵抗である$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)}$と$R_{SENSE(MAX,BOOST,RVS)}$を決定します。次に、順方向および逆方向の降圧領域での許容最大$R_{SENSE}$抵抗である$R_{SENSE(MAX,BUCK,FWD)}$と$R_{SENSE(MAX,BUCK,RVS)}$を求めます。これら4つの抵抗値より小さい$R_{SENSE}$抵抗を選択する必要があります。

#### $R_{SENSE}$の選択：昇圧領域での最大$R_{SENSE}$

**順方向の導通：**このセクションでは、順方向導通($V_{IN}$から$V_{OUT}$)の昇圧領域で動作している場合の許容最大$R_{SENSE}$抵抗である$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)}$を計算します。この動作条件がアプリケーションに当てはまらない場合、このセクションをスキップし、$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)} = \infty$と想定してください。

昇圧領域では、$V_{IN}$がその最小値で$V_{OUT}$がその最大値のときに、正の最大$V_{OUT}$電流供給能力が最小になります。したがって、これらの条件で出力電流の要求値を満たすように$R_{SENSE}$を選択する必要があります。

まず、次式を使用して、$V_{IN}$が最小で$V_{OUT}$が最大のときの昇圧領域の最大デューティ・サイクルを求めます。

$$DC_{(MAX,M3,BOOST)} \cong \left(1-\frac{V_{IN(MIN,BOOST)}}{V_{OUT(MAX,BOOST)}}\right)\bullet 100\%$$

例えば、$V_{IN}$の範囲が12V～48Vで$V_{OUT}$を36Vに設定したアプリケーションのデューティ・サイクルは次のようになります。

$$DC_{(MAX,M3,BOOST)} \cong \left(1-\frac{12V}{36V}\right)\bullet 100\% = 67\%$$

代表的な性能特性セクションの最大インダクタ電流検出電圧のグラフを参照すると、$R_{SENSE}$の最大電圧は、67%のデューティ・サイクルで約68mVになり、これは言い換えると次式で表すことができます。

$$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)} \cong 68mV$$

これは$V_{IN}$ = 12V、$V_{OUT}$ = 36Vの場合です。

次に、昇圧領域でのインダクタ・リップル電流を求める必要があります。メイン・インダクタのLが不明の場合、最大リップル電流$\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$は、$\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$を昇圧領域での最大ピーク・インダクタ電流の30%～50%になるように選択することにより、次式のように推算できます。

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cong \frac{V_{OUT(MAX,BOOST)}\bullet I_{OUT(MAX,FWD)}}{V_{IN(MIN,BOOST)}\bullet\left(\frac{100\%}{\%Ripple}-0.5\right)}A$$

ここで、

$I_{OUT(MAX,FWD)}$は、昇圧領域で要求される$V_{OUT}$の最大負荷電流です。

%Rippleは30%～50%です。

例えば、$V_{OUT(MAX)}$ = 36V、$V_{IN(MIN)}$ = 12V、$I_{OUT(MAX,FWD)}$ = 2A、%Ripple = 40%を使用すると、次のように計算できます。

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cong \frac{36V\bullet 2A}{12V\bullet\left(\frac{100\%}{40\%}-0.5\right)} = 3A$$

反対に、インダクタ値が既知の場合は、次のようにして$\Delta I_{L(MAX,BOOST,FWD)}$をより正確に計算できます。

## アプリケーション情報

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} = \left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%}\right) \bullet \frac{V_{IN(MIN,BOOST)}}{f \bullet L} A$$

ここで、

$DC_{(MAX,M3,BOOST)}$は、前に計算したように、昇圧領域でのデューティ・サイクルの最大％値です。

$f$はスイッチング周波数です。

Lはメイン・インダクタのインダクタンスです。

最大リップル電流が分かったら、順方向導通（$V_{IN}$から$V_{OUT}$）の昇圧領域での許容最大$R_{SENSE}$は次のように計算できます。

$$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)} = \frac{2 \bullet V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)} \bullet V_{IN(MIN,BOOST)}}{\left(2 \bullet I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet V_{OUT(MAX,BOOST)}\right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \bullet V_{IN(MIN,BOOST)}\right)} \Omega$$

ここで、

$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)}$は、前のセクションで説明したように、インダクタ電流検出電圧の最大値です。

前の例の値を使用すると、次の結果が得られます。

$$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)} = \frac{2 \bullet 68mV \bullet 12V}{(2 \bullet 2A \bullet 36V) + (3A \bullet 12V)} = 9.1m\Omega$$

**逆方向の導通：**このセクションでは、逆方向導通（$V_{OUT}$から$V_{IN}$）の昇圧領域で動作している場合の許容最大$R_{SENSE}$抵抗である$R_{SENSE(MAX,BOOST,RVS)}$を計算します。この動作条件がアプリケーションに当てはまらない場合、このセクションをスキップし、$R_{SENSE(MAX,BOOST,RVS)} = \infty$と想定してください。

昇圧領域では、最小デューティ・サイクルで動作しているときに、逆方向の最大$V_{IN}$電流供給機能が最小になります。最小デューティ・サイクル$DC_{(ABSMIN, M3, BOOST)}$の計算式については、スイッチ制御：昇圧領域（$V_{IN} << V_{OUT}$）のセクションを参照してください。

逆方向の動作中に許容される$R_{SENSE}$抵抗の最大値を計算する前に、インダクタのリップル電流を求めておく必要があります。メイン・インダクタのLが不明の場合、リップル電流$\Delta I_{L(MIN,BOOST)}$は、$\Delta I_{L(MIN,BOOST)}$を昇圧領域での最小ピーク・インダクタ電流の10%になるように選択することで、次式のように推算できます。

$$\Delta I_{L(MIN,BOOST)} \cong \frac{I_{IN(MAX,RVS)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)} A$$

ここで、

$I_{IN(MAX,RVS)}$は、逆方向の昇圧領域で要求される$V_{IN}$の最大負荷電流です。

インダクタ値が既知の場合は、次のようにして$\Delta I_{L(MIN,BOOST)}$を計算できます。

$$\Delta I_{L(MIN,BOOST)} = \left(\frac{DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}}{100\%}\right) \bullet \frac{V_{IN(MIN,BOOST)}}{f \bullet L} A$$

ここで、

$DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}$は、昇圧領域でのデューティ・サイクルの最小％値です（スイッチ制御：昇圧領域（$V_{IN} << V_{OUT}$）のセクションを参照）。

$f$はスイッチング周波数です。

Lはメイン・インダクタのインダクタンスです。

インダクタのリップル電流が分かったので、逆方向導通の昇圧領域での許容最大$R_{SENSE}$は次のように計算できます。

$$R_{SENSE(MAX,BOOST,RVS)} = \frac{2 \bullet \left|V_{RSENSE(MIN,BOOST,MINDC)}\right|}{\left(2 \bullet I_{IN(MAX,RVS)}\right) - \Delta I_{L(MIN,BOOST)}} \Omega$$

## アプリケーション情報

ここで、

$V_{RSENSE(MIN,BOOST,MINDC)}$は、デューティ・サイクルが最小になるときの昇圧領域での最小インダクタ電流検出電圧です。代表値は、–93mVです。

上記の式による結果がマイナス値になる場合、どの$R_{SENSE}$値も要件に一致していないことを意味します。計算結果を∞で置き換え、次のセクションに進んでください。

### $R_{SENSE}$の選択：降圧領域での最大$R_{SENSE}$

**順方向の導通**：このセクションでは、順方向導通（$V_{IN}$から$V_{OUT}$）の降圧領域で動作している場合の許容最大$R_{SENSE}$抵抗である$R_{SENSE(MAX,BUCK,FWD)}$を計算します。

降圧領域では、最小デューティ・サイクルで動作しているときに、最大$V_{OUT}$電流供給機能が最小になります。最小デューティ・サイクル$DC_{(ABSMIN, M2,BUCK)}$の計算式については、スイッチ制御：昇圧領域（$V_{IN}$ << $V_{OUT}$）のセクションを参照してください。

$R_{SENSE}$抵抗の最大値を計算する前に、インダクタのリップル電流を求めておく必要があります。メイン・インダクタのLが不明の場合、リップル電流$\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$は、$\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$を降圧領域での最大ピーク・インダクタ電流の10%になるように選択することにより、次式のように推算できます。

$$\Delta I_{L(MIN,BUCK)} \cong \frac{I_{OUT(MAX,FWD)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)} A$$

ここで、

$I_{OUT(MAX,FWD)}$は、順方向の降圧領域で必要な$V_{OUT}$の最大負荷電流です。

インダクタ値が既知の場合は、次のようにして$\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$を計算できます。

$$\Delta I_{L(MIN,BUCK)} = \frac{\left(\frac{DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)}}{100\%}\right) \bullet V_{OUT(MIN,BUCK)}}{f \bullet L} A$$

ここで、

$DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)}$は、前に計算したように、降圧領域でのデューティ・サイクルの最小%値です。

$f$はスイッチング周波数です。

Lはメイン・インダクタのインダクタンスです。

インダクタのリップル電流が分かったら、順方向導通の降圧領域での許容最大$R_{SENSE}$は次のように計算できます。

$$R_{SENSE(MAX,BUCK,FWD)} = \frac{2 \bullet V_{RSENSE(MAX,BUCK,MINDC)}}{\left(2 \bullet I_{OUT(MAX,FWD)}\right) - \Delta I_{L(MIN,BUCK)}} \Omega$$

ここで、

$V_{RSENSE(MAX,BUCK,MINDC)}$は、デューティ・サイクルが最小になるときの最大インダクタ電流検出電圧です。代表値は、82mVです。

上記の式による結果がマイナス値になる場合、どの$R_{SENSE}$値も要件に一致していないことを意味します。計算結果を∞で置き換え、次のセクションに進んでください。

**逆方向の導通**：このセクションでは、逆方向導通（$V_{OUT}$から$V_{IN}$）の降圧領域で動作している場合の許容最大$R_{SENSE}$抵抗である$R_{SENSE(MAX, BUCK, RVS)}$を計算します。この動作条件がアプリケーションに当てはまらない場合、このセクションをスキップし、$R_{SENSE(MAX, BUCK, RVS)}$ = ∞と想定してください。

降圧領域では、降圧動作の$V_{IN}$がその最大値で$V_{OUT}$がその最小値のときに、$V_{IN}$の逆方向の最大電流供給能力が最小になります。したがって、これらの条件で$V_{IN}$電流の要求値を満たすように$R_{SENSE}$を選択する必要があります。

まず、次式を使用して、$V_{IN}$が最小で$V_{OUT}$が最大のときの降圧領域のデューティ・サイクルを求めます。

$$DC_{(MAX,M2,BUCK)} \cong \left(1 - \frac{V_{OUT(MIN,BUCK)}}{V_{IN(MAX,BUCK)}}\right) \bullet 100\%$$

## アプリケーション情報

次に、降圧領域でのインダクタ・リップル電流を求める必要があります。メイン・インダクタのLが不明の場合、最大リップル電流$\Delta I_{L(MAX,BUCK)}$は、$\Delta I_{L(MAX,BUCK)}$を降圧領域での最大ピーク・インダクタ電流の30%～50%になるように選択することにより、次式のように推算できます。

$$\Delta I_{L(MAX,BUCK)} \cong \frac{V_{IN(MAX,BUCK)} \bullet I_{IN(MAX,RVS)}}{V_{OUT(MIN,BUCK)} \bullet \left(\frac{100\%}{\%Ripple} - 0.5\right)} A$$

ここで、

$I_{IN(MAX,RVS)}$は、逆方向の降圧領域で要求される$V_{IN}$の最大負荷電流です。

%Rippleは30%～50%です。

反対に、インダクタ値が既知の場合は、次のようにして$\Delta I_{L(MAX,BUCK)}$をより正確に計算できます。

$$\Delta I_{L(MAX,BUCK)} \cong \frac{\left(\frac{DC_{(MAX,M2,BUCK)}}{100\%}\right) \bullet V_{OUT(MIN,BUCK)}}{f \bullet L} A$$

ここで、

$DC_{(MAX,M2,BUCK)}$は、前に計算したように、降圧領域でのデューティ・サイクルの最大%値です。

$f$はスイッチング周波数です。

Lはメイン・インダクタのインダクタンスです。

最大リップル電流が分かったら、逆方向導通の降圧領域での許容最大$R_{SENSE}$は次のように計算できます。

$$R_{SENSE(MAX,BUCK,RVS)} = \frac{2 \bullet \left|V_{RSENSE(MIN,BUCK,MAXDC)}\right| \bullet V_{OUT(MIN,BUCK)}}{\left(2 \bullet \left|I_{IN(MAX,RVS)}\right| \bullet V_{IN(MAX,BUCK)}\right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BUCK)} \bullet V_{OUT(MIN,BUCK)}\right)} \Omega$$

ここで、

$V_{RSENSE(MIN,BUCK,MAXDC)}$は、デューティ・サイクルが最小になるときの最小インダクタ電流検出電圧です。この値は、$R_{SENSE}$の選択：昇圧領域での最大$R_{SENSE}$（順方向の導通）のセクションで説明した$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)}$と同様の方法で求めることができます。

### $R_{SENSE}$の選択：最終的な$R_{SENSE}$の値

最終的な$R_{SENSE}$値は、$R_{SENSE}$に対する4つの最大値である$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)}$、$R_{SENSE(MAX,BOOST,RVS)}$、$R_{SENSE(MAX,BUCK,FWD)}$、$R_{SENSE(MAX,BUCK,RVS)}$のどれよりも低くする必要があります。20%～30%の余裕をとることを推奨します。

図8は、その他全ての動作パラメータを一定（周波数 = 120kHz、インダクタンス =10µH、$R_{SENSE}$ = 1mΩ）に保ったとき、正の最大$I_{OUT}$とインダクタ電流が$V_{IN}/V_{OUT}$によってどのように変化するかを大まかに示しています。このグラフは正規化されており、スロープ補償ランプによる最大電流の変化と変化するリップル電流の影響が考慮されています。この曲線は理論的なものですが、$V_{IN}/V_{OUT}$電圧の一定範囲にわたる最大電流の相対的な変化を予測するためのガイドとして使用できます。同様に、図9は、逆方向の導通において、負の最大$I_{IN}$とインダクタ電流が$V_{IN}/V_{OUT}$によってどのように変化するかを大まかに示しています。

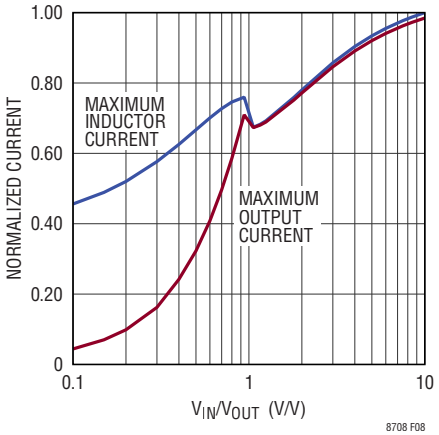



**図8. 順方向の導通での電流と$V_{IN}/V_{OUT}$の比率**

## アプリケーション情報

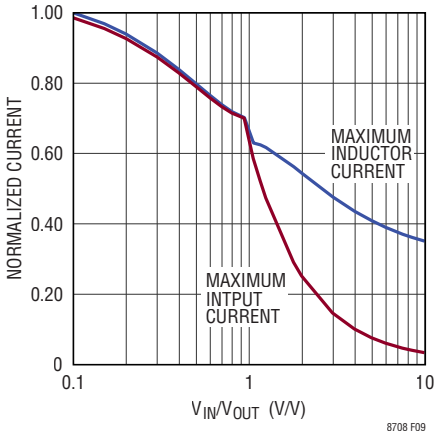



**図9. 逆方向の導通での電流とVIN/VOUTの比率**

### RSENSEのフィルタリング

特定のアプリケーションでは、RSENSEの両端に過剰なスイッチング・ノイズが現れる場合があるので、インダクタ電流検出信号のフィルタリングが必要なことがあります。高い動作電圧、高いRSENSE値、容量の大きなMOSFETは、どれもSWピンの状態が変化したときにRSENSEの両端に現れるノイズを増やす要因になります。CSP/CSN検出信号は、図10に示すRC回路網のいずれかを追加すればフィルタ処理できます。ほとんどのプリント回路基板レイアウトは、同じ基板上でどちらの回路網にも対応するように描くことができます。この回路網は、デバイスにできるだけ近づけて配置してください。図10bの回路網では、LT8708のCSP/CSNピンで観測される同相ノイズを低減できますが、その代償として電流がコンデンサを流れたときにグラウンド・トレースのノイズがある程度増加します。プリント回路基板上のコンデンサのグラウンドからICのグラウンドまでを短い直線経路にする必要があります。CSP/CSNピンでのオフセット電圧が高くなることがあるので、抵抗値は10Ωより大きくしないでください。RCの積は30nsより短くなるようにしてください。

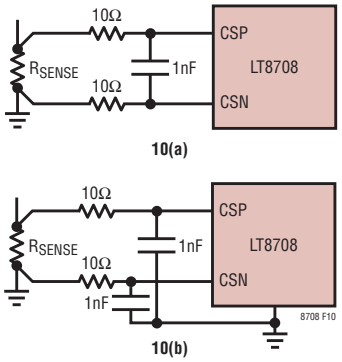



**図10. インダクタ電流検出フィルタ**

### インダクタ(L)の選択

高効率を実現するには、フェライトなど、コア損失の小さなインダクタを選択します。また、$I^2R$損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを最小限に抑えるため、トロイド、ポットコア、またはシールド付きボビン・インダクタを使用します。

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。以下のセクションでは、インダクタ値を選択するときに検討すべきいくつかの基準について説明します。最適な性能を得るため、以下の基準を全て満たすインダクタを選択してください。

### Lの選択:降圧および昇圧領域での負荷電流

インダクタの値が小さいと、リップル電流は増加します。このため、正と負のインダクタ電流が制限されていることが原因で、昇圧領域では順方向の平均$I_{OUT}$の最大値が減少し、降圧領域では逆方向の平均$I_{IN}$の最大値が減少します。

昇圧領域で$V_{IN}$の電圧が低いときに十分な順方向の$I_{OUT}$を供給するため、Lの最小値は次式で求めます。

$$L_{(MIN1,BOOST)} \cong \frac{V_{IN(MIN,BOOST)} \bullet \left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%}\right)}{2 \bullet f \bullet \left(\frac{V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)}}{R_{SENSE}} - \frac{I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet V_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{IN(MIN,BOOST)}}\right)} H$$

ここで、

$DC_{(MAX,M3,BOOST)}$は、M3スイッチのデューティ・サイクルの最大%値です(RSENSEの選択:昇圧領域での最大RSENSEのセクションを参照)。

$f$はスイッチング周波数です。

$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)}$は、デューティ・サイクルが最大のときの昇圧領域での電流検出電圧の最大値(RSENSEの選択:昇圧領域での最大RSENSEのセクションを参照)です。

$I_{OUT(MAX,FWD)}$は、昇圧領域での順方向の$V_{OUT}$の最大電流です。

## アプリケーション情報

降圧領域で$V_{OUT}$の電圧が低いときに十分な逆方向の$I_{IN}$を供給するため、Lの最小値は次式で求めます。

$$L_{(MIN1,BUCK)} \cong \frac{V_{OUT(MIN,BUCK)} \bullet \left(\frac{DC_{(MAX,M2,BUCK)}}{100\%}\right)}{2 \bullet f \bullet \left(\frac{\left|V_{RSENSE(MIN,BUCK,MAXDC)}\right|}{R_{SENSE}} - \frac{I_{IN(MAX,RVS)} \bullet V_{IN(MAX,BUCK)}}{V_{OUT(MIN,BUCK)}}\right)} \Omega$$

ここで、

$DC_{(MAX,M2,BUCK)}$は、M2スイッチのデューティ・サイクルの最大%値です（$R_{SENSE}$の選択：降圧領域での最大$R_{SENSE}$のセクションを参照）。

$f$はスイッチング周波数です。

$V_{RSENSE(MIN,BUCK,MAXDC)}$は、デューティ・サイクルが最大のときの降圧領域での電流検出電圧の最小値（$R_{SENSE}$の選択：降圧領域での最大$R_{SENSE}$のセクションを参照）です。

$I_{IN(MAX,RVS)}$は、降圧領域での逆方向の$V_{IN}$の最大電流です。

$L_{(MIN1,BOOST)}$または$L_{(MIN1,BUCK)}$の値が負の場合は、インダクタ電流の制限値が小さすぎるので負荷電流を供給できないことを示します。$L_{(MIN1,BOOST)}$または$L_{(MIN1,BUCK)}$の値が大きすぎるか負になる場合は、$R_{SENSE}$の抵抗値を小さくしてインダクタ電流の制限値を大きくすることを検討してください。

### Lの選択：低調波発振

LT8708の内部スロープ補償回路は低調波発振を防止します。この回路がないと、$V_{IN}/V_{OUT}$が0.5より低くなるか、2より大きくなった場合に低調波発振が発生します。スロープ補償回路は、インダクタンスが最小値を超えているという前提で、これらの発振を防止します（詳細については、前述のインダクタ電流の検出とスロープ補償のセクションを参照）。後述の該当する$L_{(MIN)}$の全ての制限値より大きいインダクタンスを選択してください。結果が負になる場合は0であると解釈できます。

昇圧領域で、$V_{OUT}$を$V_{IN}$の2倍より高くすることができる場合は、$L_{(MIN2,BOOST)}$を次のように計算します。

$$L_{(MIN2,BOOST)} = \frac{\left[V_{OUT(MAX,BOOST)} - \left(\frac{V_{IN(MIN,BOOST)} \bullet V_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{OUT(MAX,BOOST)} - V_{IN(MIN,BOOST)}}\right)\right] \bullet R_{SENSE}}{0.08 \bullet f} H$$

降圧領域で、$V_{IN}$を$V_{OUT}$の2倍より高くすることができる場合は、$L_{(MIN2,BUCK)}$を次のように計算します。

$$L_{(MIN2,BUCK)} = \frac{\left[V_{IN(MAX,BUCK)} \bullet \left(1 - \frac{V_{OUT(MIN,BUCK)}}{V_{IN(MAX,BUCK)} - V_{OUT(MIN,BUCK)}}\right)\right] \bullet R_{SENSE}}{0.08 \bullet f} H$$

### Lの選択：最大電流定格

効率の損失を招くインダクタの飽和を防ぐため、インダクタの定格は最大動作電流より大きくする必要があります。昇圧領域での順方向の最大インダクタ電流は次のとおりです。

$$I_{L(MAX,BOOST,FWD)} \cong I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet \frac{V_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{IN(MIN,BOOST)}} + \left(\frac{V_{IN(MIN,BOOST)} \bullet \left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%}\right)}{2 \bullet L \bullet f}\right) A$$

ここで、

$DC_{(MAX,M3,BOOST)}$は、M3スイッチのデューティ・サイクルの最大%値です（$R_{SENSE}$の選択と最大電流のセクションを参照）。

## アプリケーション情報

$V_{OUT(MAX)} \geq 2 \bullet V_{IN(MAX)}$となるアプリケーションでは、降圧領域での逆方向の最大インダクタ電流は次のとおりです。

$$I_{L(MAX,BOOST,RVS)} \cong I_{IN(MAX,RVS)} + \left( \frac{V_{IN(MAX,BOOST)}}{4 \bullet L \bullet f} \right) A$$

$V_{OUT(MAX)} < 2 \bullet V_{IN(MAX)}$となるアプリケーションでは、逆方向の最大インダクタ電流は上の式で求めた値よりも小さくなります。与えられた$V_{IN}$と$V_{OUT}$の組み合わせに対して、逆方向のインダクタ電流を計算するには次式を使用できます。

$$I_{L(MAX,BOOST,RVS)} \cong I_{IN(MAX,RVS)} + \left( \frac{V_{IN} \bullet (V_{OUT} - V_{IN})}{2 \bullet L \bullet f \bullet V_{OUT}} \right) A$$

ここで、

$V_{OUT} > V_{IN}$

$V_{IN(MAX)} \geq 2 \bullet V_{OUT(MAX)}$となるアプリケーションでは、降圧領域での正の最大インダクタ電流は次のとおりです。

$$I_{L(MAX,BUCK,FWD)} \cong I_{OUT(MAX,FWD)} + \left( \frac{V_{OUT(MAX,BUCK)}}{4 \bullet L \bullet f} \right) A$$

$V_{IN(MAX)} < 2 \bullet V_{OUT(MAX)}$となるアプリケーションでは、順方向の最大インダクタ電流は上の式で求めた値よりも小さくなります。与えられた$V_{IN}$と$V_{OUT}$の組み合わせに対して、順方向のインダクタ電流を計算するには次式を使用できます。

$$I_{L(BUCK,FWD)} \cong I_{OUT(MAX,FWD)} + \left( \frac{V_{OUT} \bullet (V_{IN} - V_{OUT})}{2 \bullet L \bullet f \bullet V_{IN}} \right) A$$

ここで、

$V_{IN} > V_{OUT}$

降圧領域で動作しているときの逆方向の最大インダクタ電流は次のとおりです。

$$I_{L(MAX,BUCK,RVS)} \cong I_{IN(MAX,RVS)} \bullet \frac{V_{IN(MAX,BUCK)}}{V_{OUT(MIN,BUCK)}} + \left( \frac{V_{OUT(MIN,BUCK)} \bullet \frac{DC_{(MAX,M2,BUCK)}}{100\%}}{2 \bullet L \bullet f} \right) A$$

ここで、

$DC_{(MAX,M2,BUCK)}$は、降圧領域でのM2スイッチのデューティ・サイクルの最大%値です（$R_{SENSE}$の選択：降圧領域での最大$R_{SENSE}$のセクションを参照）。

インダクタ電流は、負荷過渡応答時と、負荷電流が予想される最大値を超えた場合に大きくなることがあります。また、不適切なソフトスタート容量を使用した場合の起動時と、出力短絡時にも大きくなることがあります。インダクタ電流が過剰にならないようにするため、$I_{IN}$または$I_{OUT}$（あるいはその両方）に対する電流制限の使用を検討してください。$I_{IN}$および$I_{OUT}$に対する電流制限については、$I_{IN}$および$I_{OUT}$電流のモニタリングと制限のセクションで後述します。最大インダクタ電流に関して慎重に基板を評価することを推奨します。

### パワーMOSFETの選択

LT8708には外付けのNチャンネル・パワーMOSFETが4つ必要です。内訳は上側スイッチが2つ（図3に示すスイッチM1およびM4）と下側スイッチが2つ（図3に示すスイッチM2およびM3）です。パワーMOSFETの重要なパラメータは、ブレークダウン電圧$V_{BR,DSS}$、スレッショールド電圧$V_{GS,TH}$、オン抵抗$R_{DS(ON)}$、出力容量$C_{OSS}$、および最大電流$I_{DS(MAX)}$です。ゲート駆動電圧は6.3Vの$GATEV_{CC}$電源によって設定されます。したがって、LT8708のアプリケーションでは、ロジック・レベルの閾値を持つMOSFETを使用する必要があります。

## アプリケーション情報

パワーMOSFETの選択では、消費電力を考慮することが非常に重要です。最も効率の高い回路には、消費電力が最小のMOSFETが採用されます。デバイスを損傷する可能性がある過熱を防止するため、消費電力を制限する必要があります。順方向の導通では、スイッチM1およびM3の消費電力が最大になり、逆方向の導通では、M2およびM4の消費電力が最大になります。場合によっては、複数のMOSFETを並列接続すると各デバイスでの消費電力を低減できることがあります。この方法が最も役立つのは、MOSFETが「オン」しているときの$I^2R$損失が消費電力の主な要因である場合です。MOSFETの並列接続による容量の増加が原因でスイッチング・エッジ速度が低速になり、そのために全スイッチング電力損失が増加することがあります。

以降のセクションでは、個々のMOSFETの消費電力を計算するための指針を示します。既知の消費電力から、次式を使用してMOSFETのジャンクション温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P \bullet R_{TH(JA)}$$

ここで、

$T_J$はMOSFETのジャンクション温度です。

$T_A$は周囲温度です。

PはMOSFETで消費される電力です。

$R_{TH(JA)}$は接合部から周囲雰囲気までのMOSFETの熱抵抗です。該当メーカーのデータシートを参照してください。

$R_{TH(JA)}$には通常、デバイスの$R_{TH(JC)}$およびケースから周囲温度までの熱抵抗($R_{TH(CA)}$)が含まれます。$T_J$の計算値をメーカーのデータシートの値と比較して、過熱しないMOSFETを選択するのに役立てます。

外付けのNチャンネルMOSFETの消費電力の主な構成要素は、以下の2つです。(1)スイッチが完全に「オン」してインダクタ電流がドレイン・ソース間の接続部を流れるときの$I^2R$による電力損失、および(2)スイッチが「オン」または「オフ」している間の消費電力。MOSFETのスイッチング電力の構成要素は、(A)スイッチが「オン」または「オフ」するときの高電流と高電圧の組み合わせと、(B)外付けMOSFETの出力容量が主な要因となるSW1またはSW2ノード容量の充電および放電です。各種動作領域に適用される電力要素を特定するには、表7を使用してください。

**表7. 各種動作領域でのNMOSの電力**

| 動作領域 | | M1 | M2 | M3 | M4 |
|---|---|---|---|---|---|
| Pos. $I_L$ | Buck | $P_{I^2R} + P_{SW}$ | $P_{I^2R}$ | 0 | $P_{I^2R}$ |
| | Boost | $P_{I^2R}$ | 0 | $P_{I^2R} + P_{SW}$ | |
| | Buck-Boost | $P_{I^2R} + P_{SW}$ | $P_{I^2R}$ | $P_{I^2R} + P_{SW}$ | |
| Neg. $I_L$ | Buck | $P_{I^2R}$ | $P_{I^2R} + P_{SW}$ | 0 | $P_{I^2R}$ |
| | Boost | | 0 | $P_{I^2R}$ | $P_{I^2R} + P_{SW}$ |
| | Buck-Boost | | $P_{I^2R} + P_{SW}$ | $P_{I^2R}$ | $P_{I^2R} + P_{SW}$ |

上の表に示したMOSFETの電力要素は、以下の式を使用して概算できます。次式を使用して、$I_{IN}$を$I_{OUT}$で置換できます。

$$I_{IN} \cong \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT}$$ （必要な場合）

$I^2R$の構成要素を求める式は次のとおりです。

$$P_{I^2R[M1,BUCK]} \text{ or } P_{I^2R[M4,BOOST]} \cong \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \text{ W}$$

$$P_{I^2R[M1,BOOST]} \cong \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT}\right)^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau$$

$$P_{I^2R[M2,BUCK]} \cong \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \text{ W}$$

$$P_{I^2R[M3,BOOST]} \cong \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}^2} \bullet V_{OUT} \bullet I_{OUT}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \text{ W}$$

$$P_{I^2R[M4,BUCK]} \cong I_{OUT}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \text{ W}$$

## アプリケーション情報

M1およびM2のスイッチング構成要素を求める式は以下のとおりです。

$$P_{SW[M1,BUCK]} \text{ or } P_{SW[M2,BUCK]} \cong P_{SWA} + P_{SWB} \cong (V_{IN} \bullet |I_{OUT}| \bullet f \bullet t_{RF1}) + (0.5 \bullet C_{OSS(M1+M2)} \bullet V_{IN}^2 \bullet f)\ W$$

M3およびM4のスイッチング構成要素を求める式は以下のとおりです。

$$P_{SW[M3,BOOST]} \text{ or } P_{SW[M4,BOOST]} \cong P_{SWA} + P_{SWB} \cong \left( V_{OUT}^2 \bullet |I_{OUT}| \bullet f \bullet \frac{t_{RF2}}{V_{IN}} \right) + (0.5 \bullet C_{OSS(M3+M4)} \bullet V_{OUT}^2 \bullet f)\ W$$

ここで、

$t_{RF1}$は、SW1ピンの立上がり時間と立下がり時間の平均値です。標準的な値は20ns～40nsで、MOSFETの容量と$V_{IN}$の電圧に応じて異なります。

$t_{RF2}$は、$t_{RF1}$と同様に、SW2ピンの立上がり時間と立下がり時間の平均値で、MOSFETの容量と$V_{OUT}$の電圧に応じて、通常は20ns～40nsになります。

$R_{DS(ON)}$は、MOSFETが25°Cの場合の「オン」抵抗です。

ρτは正規化係数(25°Cで1)で、温度によるMOSFETのオン抵抗の大きな変化を考慮に入れており、図11に示すように標準で約0.4%/°Cです。最大ジャンクション温度が125°Cの場合は、ρτ = 1.5という値を使用するのが妥当です。

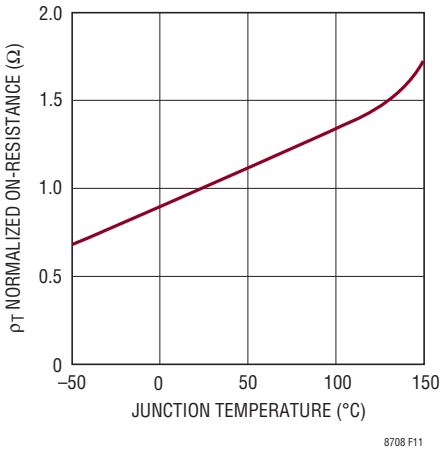



**図11. 正規化されたMOSFET RDS(ON)と温度**

**スイッチM1**：順方向の導通で、M1スイッチでの消費電力が最大になるのは、降圧領域では$V_{IN}$と$V_{OUT}$が最も高く、スイッチング電力損失が最も大きい場合です。昇圧領域では、$V_{IN}$が最も低く、$V_{OUT}$が最も高く、M1が常時オンの場合です。

逆方向の導通では、多くの場合、M1スイッチの消費電力は非常に小さく、$I^2R$の電力損失が主な要素になります。逆方向の導通では、$V_{IN}$が低く$V_{OUT}$が高いため、ほとんどの時間でM1スイッチが「オン」になることから、昇圧領域でM1の$I^2R$電力が最大になります。

**スイッチM2**：順方向の導通では、多くの場合、M2スイッチの消費電力は非常に小さく、$I^2R$の電力損失が主な要素になります。順方向の導通では、$V_{IN}$が高く$V_{OUT}$が低いため、ほとんどの時間でM2スイッチが「オン」になることから、降圧領域でM2の$I^2R$電力が最大になります。

逆方向の導通では、$V_{IN}$が最も高く$V_{OUT}$が最も低いときに、降圧領域でM2の消費電力が最大になります。

**スイッチM3**：インダクタ電流が正の場合、$V_{IN}$が最も低く$V_{OUT}$が最も高いときにM3の消費電力が最大になります。

逆方向の導通では、多くの場合、M3スイッチの消費電力は非常に小さく、$I^2R$の電力損失が主な要素になります。逆方向の導通では、$V_{IN}$が低く$V_{OUT}$が高いため、ほとんどの時間でM3スイッチが「オン」になることから、昇圧領域でM3の$I^2R$電力が最大になります。

**スイッチM4**：インダクタ電流が正のとき、多くの場合、M4スイッチのスイッチング消費電力は非常に小さく、$I^2R$の電力損失が主な要素になります。$V_{IN}$が低く$V_{OUT}$が高いため、ほとんどの時間でM4スイッチが「オン」になることから、昇圧領域で$I^2R$電力が最大になります。

インダクタ電流が負の場合、M4スイッチでの消費電力が最大になるのは、昇圧領域では$V_{IN}$と$V_{OUT}$が最も高く、スイッチング電力損失が最も大きい場合です。降圧領域では、$V_{IN}$が最も高く、$V_{OUT}$が最も低く、M4が常時オンの場合です。

**ゲート抵抗**：場合によっては、LT8708のいくつかのNMOSゲート・ピンとそれぞれのゲート・ドライバ・ピン(つまり、TG1、BG1、TG2、BG2)の間に1Ω～10Ωの抵抗を追加すると利点があります。低容量のMOSFETがオン／オフするのが速すぎると、寄生インダクタンスおよび寄生容量によって、SW1またはSW2でリンギングが発生することがあります。

## アプリケーション情報

MOSFETまたはLT8708が定格電圧のリミット付近で動作する場合は、リンギングが最も大きな懸念事項になる可能性があります。ゲート抵抗を増やすと、スイッチング速度が低下してリンギングを最小限に抑えることができます。

ただし、ゲート抵抗が過剰になると、性能に関してマイナスの副作用が2つ生じることがあります。

1. スイッチの遷移時間を長くすると、スイッチでの消費電力も増加します。これについては、上のセクションで説明しました。
2. SW1ピンまたはSW2ピンとスイッチのゲート・ノードの間に容量結合が生じると、スイッチがオフになっているはずのときにオンになることがあるので、消費電力が大きくなります。ゲート抵抗が大きすぎる場合、この状況は、SW1が正のインダクタ電流で立ち上がるときにM2スイッチで発生しやすく、SW2が負のインダクタ電流で立ち上がるときにM3スイッチで発生しやすくなります。

ゲート抵抗値を最適化するときは、基板評価を慎重に行う必要があります。SW1ピンとSW2ピンでのリンギングはインダクタ電流レベルの影響を受けることがあるので、基板評価には幅広い負荷電流、$V_{IN}$および$V_{OUT}$での測定を組み込む必要があります。SW1ピンとSW2ピンのPCB測定を実行するときは、誘導電圧測定値の誤りを最小限に抑えるため、PCBグラウンドからスコープのプローブのグラウンド・スリーブまでの間に非常に短いグラウンド・ポストを使用するようにしてください。

### $C_{IN}$と$C_{OUT}$の選択

$V_{IN}$と$V_{OUT}$の容量は、レギュレータとの間を出入りする不連続な電流によって生じる電圧リップルを抑えるために必要です。通常はコンデンサを並列に組み合わせて使用することで大容量と低ESR（等価直列抵抗）を実現します。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、全て表面実装パッケージで入手できます。OS-CONやPOSCAPなど、低ESRで高リップル電流定格のコンデンサも入手できます。

セラミック・コンデンサをレギュレータの入力と出力の近くに配置して、高周波のスイッチング・スパイクを抑えてください。$V_{INCHIP}$の最大動作電圧で1µF以上のセラミック・コンデンサを、LT8708のピンにできるだけ近づけて$V_{INCHIP}$とGNDの間に配置してください。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えているので、入力リップル電圧を大幅に低減することが可能であり、ESRの高いバルク・コンデンサでの電力損失を抑えるのに役立ちます。X5RやX7Rの誘電体材料は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を保持するので推奨されます。多くのセラミック・コンデンサ（特にケース・サイズが0805または0603のもの）は、目的の動作電圧での容量が大きく減少します。

**$V_{IN}$の容量：**スイッチM1のオンとオフが切り替わることが原因で、降圧領域では不連続な$V_{IN}$電流が最も大きくなります。$C_{IN}$コンデンサ回路網のESRが十分に低く、最大RMS電流を扱うのに十分な大きさであることを確認してください。降圧動作では、$V_{IN}$のRMS電流は次式で与えられます。

$$I_{(IN,RMS)} \cong I_{OUT} \bullet \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1} \quad A$$

この式は$V_{IN}$ = 2•$V_{OUT}$のときに最大になります。ここで、$I_{(IN,RMS)}$ = $I_{OUT}$/2です。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況がそれほど改善されないからです。

$C_{IN}$は、$I_{IN}$の不連続性とリップルによって生じる$V_{IN}$の電圧リップルを低減するために必要です。与えられた$V_{IN}$リップルに対して適切なコンデンサを選択するには、ESRとバルク容量の影響について検討する必要があります。

セラミック・コンデンサを並列接続しない場合、バルク・コンデンサの$ESR_{BULK}$両端の電圧降下による$V_{IN}$リップルは概算で次のようになります。

$$\Delta V_{(IN,BUCK,BULK)} \cong I_{OUT} \bullet ESR_{BULK}\ V$$

## アプリケーション情報

低ESRのセラミック・コンデンサをバルク・コンデンサに並列接続した場合、$V_{IN}$リップルは概算で次のようになります。

$$\Delta V_{(IN,BUCK,CERAM)} \cong I_{OUT} \bullet \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet ESR_{CERAM} \bullet \left(1-\exp\left(\frac{-V_{OUT}}{V_{IN} \bullet f \bullet ESR_{CERAM} \bullet C_{IN-CERAM}}\right)\right) V$$

$\Delta V_{(IN,BUCK,CERAM)}$がアプリケーションにとって適切な値になるように、十分な容量のセラミック・コンデンサを追加してください。適切に設計されたアプリケーションでは、$\Delta V_{(IN,BUCK,CERAM)}$を$\Delta V_{(IN,BUCK,BULK)}$よりも大幅に小さくする必要があります。

**$V_{OUT}$の容量：**スイッチM4のオンとオフが切り替わることが原因で、昇圧領域では不連続な$V_{OUT}$電流が最も大きくなります。$C_{OUT}$コンデンサ回路網のESRが十分に低く、最大RMS電流を扱うのに十分な大きさであることを確認してください。昇圧動作では、$V_{OUT}$のRMS電流は次式で与えられます。

$$I_{(OUT,RMS)} \cong I_{OUT} \bullet \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} - 1} \quad A$$

この式は、$V_{IN}$が最小で$V_{OUT}$が最大のときに最大値をとります。

$C_{OUT}$は、$I_{OUT}$の不連続性とリップルによって生じる$V_{OUT}$のリップルを低減するために必要です。与えられた$V_{OUT}$リップルに対して適切なコンデンサを選択するには、ESRとバルク容量の影響について検討する必要があります。

セラミック・コンデンサを並列接続しない場合、バルク・コンデンサのESR両端の電圧降下による$V_{OUT}$リップルは概算で次のようになります。

$$\Delta V_{(OUT,BOOST,BULK)} \cong \frac{V_{OUT} \bullet I_{OUT}}{V_{IN}} \bullet ESR_{BULK}$$

$$\Delta V_{(OUT,BUCK,BULK)} \cong I_{RIPPLE} \bullet ESR_{BULK}$$

十分な容量のセラミック・コンデンサが並列接続されている場合、セラミック$C_{OUT}$の充電および放電による定常状態での$V_{OUT}$リップルは、以下の式で与えられます。

$$\Delta V_{(OUT,BOOST,CERAM)} \cong I_{OUT} \bullet ESR_{CERAM} \bullet \left(1-\exp\left(\frac{V_{IN}-V_{OUT}}{V_{OUT} \bullet f \bullet ESR_{CERAM} \bullet C_{OUT-CERAM}}\right)\right) V$$

（$V_{OUT} > V_{IN}$の場合）

$$\Delta V_{(OUT,BUCK,CERAM)} \cong \frac{V_{OUT} \bullet \left(1-\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}{8 \bullet L \bullet f^2 \bullet C_{OUT-CERAM}} V$$

（$V_{OUT} < V_{IN}$の場合）

$\Delta V_{(OUT,BOOST,CERAM)}$および$\Delta V_{(OUT,BUCK,CERAM)}$が、アプリケーションにとって適切な値になるように、十分な容量のセラミック・コンデンサを追加してください。適切に設計されたアプリケーションでは、$\Delta V_{(OUT,BOOST,CERAM)}$および$\Delta V_{(OUT,BUCK,CERAM)}$を、それぞれ、$\Delta V_{(OUT,BOOST,BULK)}$および$\Delta V_{(OUT,BUCK,BULK)}$よりも大幅に小さくする必要があります。

### ショットキー・ダイオード（D1、D2、D3、D4）の選択

図1に示すショットキー・ダイオード（D2およびD4）は、順方向の導通時、パワーMOSFETスイッチの導通期間中に生じるデッド・タイムに導通します。これにより、同期スイッチM2とM4のボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防止します。例えば、D4は、スイッチM3がオンしたときに流れる逆回復電流を大幅に減少させてコンバータの効率を向上し、スイッチM3の消費電力を低減して、インダクタ電流検出抵抗（$R_{SENSE}$）で生じるノイズを低減します。同様に、D1およびD3は、逆方向の導通時、パワーMOSFETスイッチの導通期間中に生じるデッド・タイムに導通します。このダイオードが効果を発揮するには、このダイオードと同期スイッチの間のインダクタンスをできるだけ小さくする必要があるので、これらの部品は必ずMOSFETのごく近くに配置します。

## アプリケーション情報

入力電圧または出力電圧が高い(標準で、40Vを超える)アプリケーションでは、特に高温で過剰な逆もれ電流が流れるショットキー・ダイオードは避けてください。一部の超低$V_F$ダイオードでは、順方向電圧を下げるために高温でのもれ電流の増加を犠牲にしています。ダイオードD1およびD2は逆電圧が$V_{IN}$を超える可能性があり、D3およびD4は逆電圧が$V_{OUT}$を超える可能性があります。逆電圧が高く逆電流が大きい組み合わせでは、ダイオードが自己発熱する可能性があります。効率が低下するだけでなく、もれ電流も増加する可能性があるので、更に温度が上昇します。熱抵抗($\theta_{JA}$)の低いパッケージを選択して、ダイオードの自己発熱を最小限に抑えてください。

### 上側MOSFETドライバ電源($C_{B1}$、$D_{B1}$、$C_{B2}$、$D_{B2}$)

上側MOSFETドライバ(TG1およびTG2)は、それぞれのSWピンの電圧とBOOSTピンの電圧の間でデジタル駆動されます。BOOST電圧はフロート状態のブートストラップ・コンデンサ$C_{B1}$および$C_{B2}$によってバイアスされますが、これらは通常それぞれの上側MOSFETがオフすると、外付けシリコン・ダイオード$D_{B1}$および$D_{B2}$を介して再充電されます。これらのコンデンサは約6.3V($GATEV_{CC}$とほぼ等しい電圧)に充電されるので、$V_{BOOST1-SW1}$および$V_{BOOST2-SW2}$の電圧は強制的に約6.3Vになります。昇圧コンデンサ$C_{B1}$および$C_{B2}$は、上側スイッチM1およびM4が必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を保存する必要があります。大半のアプリケーションでは、0.1µF～0.47µFのX5RまたはX7R高誘電率系コンデンサが適切です。$GATEV_{CC}$とGNDの間のバイパス容量は$C_{B1}$または$C_{B2}$の容量の10倍以上にする必要があります。

### 上側ドライバ:昇圧コンデンサの充電制御ブロック

LT8708が降圧領域または昇圧領域限定で動作する場合、M1またはM4が常時「オン」になることがあります。この場合、各ブートストラップ・コンデンサ($C_{B1}$または$C_{B2}$)がシリコン・ダイオード($D_{B1}$または$D_{B2}$)を介して再充電されなくなります。昇圧コンデンサの充電制御ブロック(図1を参照)は、これらの場合にも、該当するブートストラップ・コンデンサの充電を続けます。昇圧領域でM1スイッチが常にオンの場合、必要ならば電流はCSNOUTピンまたはBOOST2ピン(あるいはその両方)から流れ出し、$C_{B1}$コンデンサを充電します。降圧領域でM4スイッチが常にオンの場合、必要ならば電流はCSNINピンまたはBOOST1ピン(あるいはその両方)から流れ出し、$C_{B2}$コンデンサを充電します。この機能があるので、CSPINとCSNINは、$R_{SENSE1}$の両側にM1ドレインと直列に接続してください。これらのピンを使用しない場合は、両方ともM1ドレインに接続してください。また、CSPOUTとCSNOUTは、$R_{SENSE2}$の両側にM4ドレインと直列に接続し、使用しない場合は両方ともM4ドレインに接続してください。

### 上側ドライバ:昇圧ダイオード$D_{B1}$および$D_{B2}$

ショットキー・ダイオードには順方向電圧降下が小さいという利点がありますが、逆方向のもれ電流が大きくなることがあり、電圧と温度が高い条件では熱暴走の可能性があります。したがって、ダイオード$D_{B1}$および$D_{B2}$にはシリコン・ダイオードを推奨します。$D_{B1}$および$D_{B2}$の逆方向ブレークダウン電圧定格は$V_{IN(MAX)}$および$V_{OUT(MAX)}$より高く、最大動作ジャンクション温度での逆方向もれ電流は1mA未満であることを確認してください。動作温度と動作電圧が高い場合の逆方向もれ電流によってダイオードが熱暴走しないことを確認してください。

場合によっては、$D_{B1}$および$D_{B2}$と直列に最大5Ωの抵抗を配置することを推奨します。この抵抗によりダイオードを流れるサージ電流が減少し、ICのSWピンおよびBOOSTピンでのリンギングを低減できます。SWピンのリンギングはPCBレイアウト、SWピンのエッジ速度、ダイオードの種類に大きく依存するので、慎重な測定をICのSWピンで直接行うことを推奨します。必要な場合は、(表紙のアプリケーションと同様に)$D_{B1}$および$D_{B2}$の共通アノードと$GATEV_{CC}$の間に1本の抵抗を配置するか、各ダイオードのカソードとそれぞれのBOOSTピンの間に個別の抵抗を配置することができます。$D_{B1}$および$D_{B2}$と直列に接続する抵抗が大きすぎると、M2またはM3のオン時間が非常に短いときにBOOST-SW間コンデンサの電圧が小さくなる場合があるので、避けるようにしてください。

### VINHIMON、VOUTLOMON、および$\overline{RVSOFF}$

逆方向の導通では、電流および電力が$V_{OUT}$から流れて、$V_{IN}$に供給されます。これにより、電源と負荷によっては、$V_{OUT}$が適切な電圧を下回ったり、$V_{IN}$が適切な電圧を上回ったりする可能性があります。VINHIMONピンとVOUTLOMONピンは、これらの状況を検出し、$\overline{RVSOFF}$をローにすることで逆方向の導通をディスエーブルするために使用されます。

## アプリケーション情報

エラー・アンプの優先順位を検討すると、VINHIMONおよびVOUTLOMON機能の目的がより明確になります(表3を参照)。次に、考慮すべき重要ないくつかのケースを示します。

1. **$V_{IN}$および$V_{OUT}$が共にレギュレーション電圧を上回るケース:** これは、FBINが1.205Vより高く、FBOUTが1.207Vより高いケースです。この状態ではFBOUTが1.207Vより高いため、通常、$V_C$が低下します。LT8708はこれに対する応答として、$V_{IN}$に供給される逆方向の電流および電力を増やします。

   この例として、$V_{OUT}$から充電されているバッテリに$V_{IN}$が接続されている場合、望ましくない応答になる、というケースがあります。これを解決するため、VINHIMONを使用して最大$V_{IN}$を検出し、$\overline{RVSOFF}$をローにすることで逆方向の導通をディスエーブルします。

2. **$V_{IN}$および$V_{OUT}$が共にレギュレーション電圧を下回るケース:** これは、FBINが1.205Vより低く、FBOUTが1.207Vより低いケースです。この状態ではFBINが1.205Vより低いため、通常、$V_C$が低下します。LT8708はこれに対する応答として、$V_{OUT}$から流れる逆方向の電流および電力を増やします。

   この例として、$V_{IN}$に電力を供給しているバッテリまたはスーパーキャパシタに$V_{OUT}$が接続されている場合、望ましくない応答になる、というケースがあります。これを解決するため、VOUTLOMONを使用して最小$V_{OUT}$を検出し、$\overline{RVSOFF}$をローにすることで逆方向の導通をディスエーブルします。

VINHIMONがアクティブ化の閾値を上回るか、VOUTLOMONがアクティブ化の閾値を下回ると(電気的特性のセクションを参照)、LT8708は$\overline{RVSOFF}$ピンをローにして、インダクタ電流が負の場合もM4スイッチがオンしないようにします。24mV(代表値)の電圧ヒステリシスに加えて、電流ヒステリシスとして、VINHIMONピンが1µA(代表値)の電流を供給し、VOUTLOMONピンが1µA(代表値)の電流を吸い込みます。

VINHIMONピンとVOUTLOMONピンの設定方法には次の2種類があります。方法(1)ではVINHIMONとVOUTLOMONのそれぞれに専用の抵抗分圧器を使用し、方法(2)では、VINHIMONおよびFBINに加えてVOUTLOMONおよびFBOUTに共通の抵抗分圧器を使用することで、FBOUTとFBINのレギュレーション電圧を別々にトラッキングしやすくします。

1. $V_{IN}$、VINHIMON、GNDの間に抵抗分圧器を接続し、$V_{IN}$の過電圧閾値を設定します。$V_{OUT}$、VOUTLOMON、GNDの間に抵抗分圧器を接続し、$V_{OUT}$の低電圧閾値を設定します(図12を参照してください)。次式を使用して、抵抗値を計算します。

$$R_{HIMON1} = \frac{V_{OVIN^+} - 1.207}{I_{FBDIV}}$$

$$R_{HIMON2} = \frac{1.207}{I_{FBDIV}}$$

$$R_{HIMON3} = \left(\frac{1.207 - V_{HYSMON}}{I_{HYSMON}}\right) - \left(\frac{R_{HIMON1} \bullet R_{HIMON2}}{R_{HIMON1} + R_{HIMON2}}\right) - \left(\frac{V_{OVIN^-} \bullet R_{HIMON2}}{I_{HYSMON} \bullet (R_{HIMON1} + R_{HIMON2})}\right)$$

$$R_{LOMON1} = \frac{V_{UVOUT^-} - 1.207}{I_{FBDIV}}$$

$$R_{LOMON2} = \frac{1.207}{I_{FBDIV}}$$

$$R_{LOMON3} = \left(\frac{V_{UVOUT^+} \bullet R_{LOMON2}}{I_{HYSMON} \bullet (R_{LOMON1} + R_{LOMON2})}\right) - \left(\frac{R_{LOMON1} \bullet R_{LOMON2}}{R_{LOMON1} + R_{LOMON2}}\right) - \left(\frac{1.207 + V_{HYSMON}}{I_{HYSMON}}\right)$$

ここで、

$I_{FBDIV}$は、抵抗ストリングを通る電流に要求される値です。適切な値は、50µA～100µAです。

$V_{OVIN+}$および$V_{OVIN–}$は、立上がりおよび立下がりの$V_{IN}$過電圧閾値です。

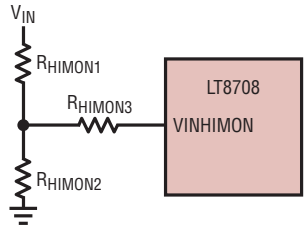
$V_{UVOUT+}$および$V_{UVOUT–}$は、立上がりおよび立下がりの$V_{OUT}$低電圧閾値です。

$R_{HIMON1-3}$と$R_{LOMON1-3}$は、図12に示してあります。

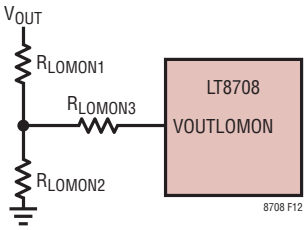
$V_{HYSMON}$は、VINHIMONおよびVOUTLOMONのヒステリシス電圧です。代表値は、24mVです。

$I_{HYSMON}$は、VINHIMONおよびVOUTLOMONのヒステリシス電流です。代表値は、1µAです。

## アプリケーション情報




**(a) Resistor Divider for VINHIMON**




**(b) Resistor Divider for VOUTLOMON**

**図12.**

ここで、

$I_{FBDIV}$は、抵抗ストリングを通る電流に要求される値です。適切な値は、50µA～100µAです。

$V_{IN}$と$V_{OUT}$は要求されるレギュレーション電圧です。

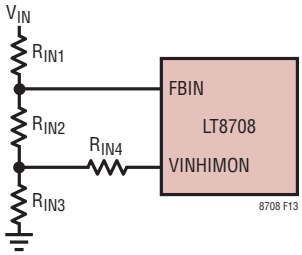



**図13. VINHIMONおよびFBIN用の単一抵抗分圧器**

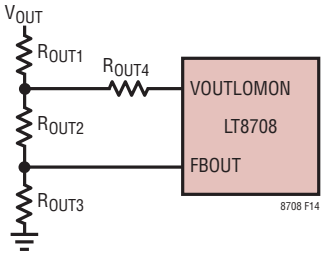



**図14. VOUTLOMONおよびFBOUT用の単一抵抗分圧器**

2. $V_{IN}$、FBIN、VINHIMON、GNDの間に抵抗分圧器を接続し、$V_{IN}$のレギュレーションおよび過電圧閾値を設定します(図13を参照)。$V_{OUT}$、VOUTLOMON、FBOUT、GNDの間に抵抗分圧器を接続し、$V_{OUT}$のレギュレーションおよび低電圧閾値を設定します(図14を参照)。

次式を使用して、抵抗値を計算します。

$$R_{IN3} = \frac{1.207 \bullet V_{IN}}{V_{OVIN^+} \bullet I_{FBDIV}}$$

$$R_{IN1} = V_{OVIN^+} \bullet R_{IN3} \bullet \left( \frac{1}{1.207} - \frac{1}{V_{IN}} \right)$$

$$R_{IN2} = \frac{(V_{OVIN^+} - V_{IN})}{V_{IN}} \bullet R_{IN3}$$

$$R_{IN4} = \left( \frac{[(R_{IN1} + R_{IN2}) \bullet I_{HYSMON} + V_{OVIN^+} - V_{OVIN^-}] \bullet 1.207}{V_{OVIN^+} \bullet I_{HYSMON}} \right) - \left( \frac{V_{HYSMON}}{I_{HYSMON}} \right) - \left( \frac{(V_{OVIN^+} - 1.207) \bullet R_{IN3}}{V_{OVIN^+}} \right)$$

$$R_{OUT3} = \frac{1.207}{I_{FBDIV}}$$

$$R_{OUT1} = V_{OUT} \bullet R_{OUT3} \bullet \left( \frac{1}{1.207} - \frac{1}{V_{UVOUT^-}} \right)$$

$$R_{OUT2} = \frac{(V_{OUT} - V_{UVOUT^-})}{V_{UVOUT^-}} \bullet R_{OUT3}$$

$$R_{OUT4} = \left( \frac{(R_{OUT1} \bullet I_{HYSMON} + V_{UVOUT^+} - V_{UVOUT^-}) \bullet 1.207}{V_{UVOUT^-} \bullet I_{HYSMON}} \right) - \left( \frac{V_{HYSMON}}{I_{HYSMON}} \right) - \left( \frac{(V_{UVOUT^-} - 1.207) \bullet R_{OUT3}}{V_{UVOUT^-}} \right)$$

## アプリケーション情報

$V_{OVIN+}$および$V_{OVIN-}$は、立上がりおよび立下がりの$V_{IN}$過電圧閾値です。

$V_{UVOUT+}$および$V_{UVOUT-}$は、立上がりおよび立下がりの$V_{OUT}$低電圧閾値です。

$R_{IN1-4}$と$R_{OUT1-4}$は、図13および図14に示してあります。

$V_{HYSMON}$は、VINHIMONおよびVOUTLOMONのヒステリシス電圧です。代表値は、24mVです。

$I_{HYSMON}$は、VINHIMONおよびVOUTLOMONのヒステリシス電流です。代表値は、1µAです。

ピンを使用しない場合、VINHIMONはGNDに接続し、VOUTLOMONはLDO33に接続します。

注：抵抗値を選択した後、$V_{IN}$と$V_{OUT}$が最大になるときに、FBINおよびVOUTLOMONの電圧がそれぞれの絶対最大定格値を下回ることを確認してください。

### $I_{IN}$および$I_{OUT}$電流のモニタリングと制限

LT8708は独立した$I_{IN}$および$I_{OUT}$の電流モニタを備えており、それぞれの電流を順方向と逆方向の両方でモニタおよび制限できます。電流モニタ回路は、図15および図16に示すように機能します。

これ以降の説明では、図15の$I_{IN}$電流モニタ回路を使用します。全ての説明と式は$I_{OUT}$電流モニタ回路にも当てはまりますが、ピン名とデバイス名は適宜置き換えてください。

**電流モニタリング：**IMON_INPピンとIMON_INNピンは、それぞれ、順方向と逆方向の$I_{IN}$をモニタするために使用できます。図15に示すように設定されている場合、IMON_INPおよびIMON_INNの電圧は$I_{IN}$に比例します。$V_{IMON_INP}$は正の$I_{IN}$電流に比例するので、$I_{IN}$の正の値が大きくなると上昇します。$V_{IMON_INN}$は負の$I_{IN}$電流に比例するので、$I_{IN}$の負の値が大きくなると上昇します。

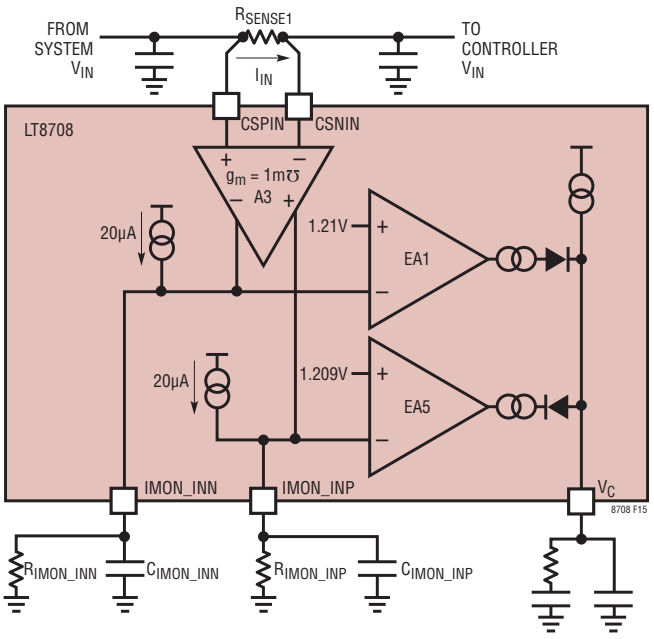



**図15. $I_{IN}$電流のモニタおよび制限**

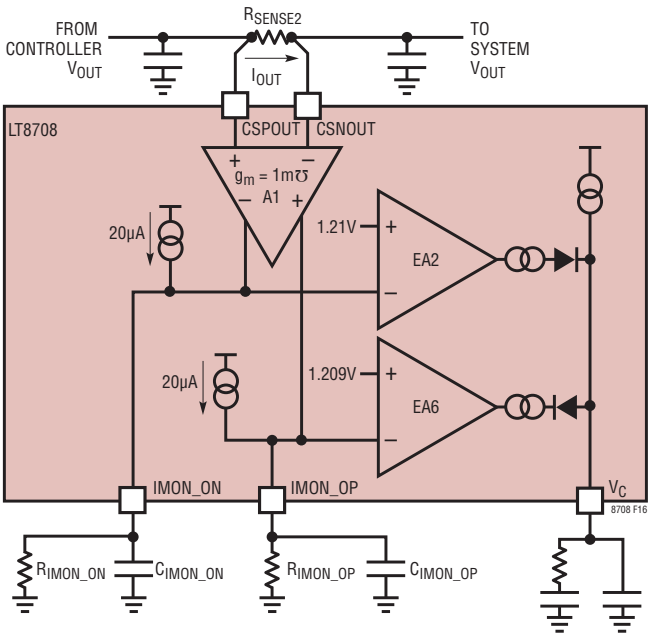



**図16. $I_{OUT}$電流のモニタおよび制限**

## アプリケーション情報

このモニタリング機能は、トランスコンダクタンス・アンプA3によって実行されます。A3は電流検出電圧$V_{CSPIN-CSNIN}$を2種類の電流に変換します。

$$+V_{CSPIN-CSNIN} \bullet 1m\frac{A}{V}$$

および

$$-V_{CSPIN-CSNIN} \bullet 1m\frac{A}{V}$$

これらの電流に20µAのオフセットが追加され、それぞれ、$R_{IMON_INP}$および$R_{IMON_INN}$へ強制的に流されます。

20µAのオフセット電流があるため、$I_{IN}$が0Aの場合も、$V_{IMON_INP}$および$V_{IMON_INN}$は0Vになりません。その代わりに、$I_{IN}$ = 0Aのとき、$V_{IMON\_INP(0)}$ = 20µA•$R_{IMON_INP}$V、$V_{IMON\_INN(0)}$ = 20µA•$R_{IMON_INN}$V（標準値）になります。負の$I_{IN}$値が大きくなると、$V_{IMON_INP}$は$V_{IMON_INP(0)}$を下回り、$V_{IMON\_INP}$ = 0Vになるまで低下します。同様に、正の$I_{IN}$値が大きくなると、$V_{IMON_INN}$は$V_{IMON_INN(0)}$を下回り、$V_{IMON\_INN}$ = 0Vになるまで低下します。$I_{MON_INP}$および$I_{MON_INN}$の出力電流は必ず正またはゼロになるため、グラウンドを下回ることはありません。

IMON_INPとIMON_INNの完全な伝達関数は次式で与えられます。

$$V_{IMON\_INP} = \left(1m\frac{A}{V} \bullet R_{SENSE1} \bullet I_{IN} + 20\mu A\right) \bullet R_{IMON\_INP}$$

$$V_{IMON\_INN} = \left(-1m\frac{A}{V} \bullet R_{SENSE1} \bullet I_{IN} + 20\mu A\right) \bullet R_{IMON\_INN}$$

IMON_INPとIMON_INNから流れる電流は制限されるので、$V_{CSPIN-CSNIN}$は–100mV～100mVの範囲内に維持する必要があります。$V_{CSPIN-CSNIN}$が瞬間的にこれらの制限を超える場合があっても$V_{CSPIN-CSNIN}$の平均値が制限内にある場合、次のセクションで説明する電流検出フィルタの追加を検討してください。

また、各種の動作領域で$I_{IN}$のリップルおよび不連続性が現れる可能性があるため、コンデンサの$C_{IMON_INP}$と$C_{IMON_INN}$を使用してIMON_INPおよびIMON_INNをフィルタする必要があります。通常は数nFの容量で十分です。

**電流制限：**図15に示すように、IMON_INPの電圧が1.209V（標準値）を超えると$V_C$が低下し、これによって順方向の$I_{IN}$とインダクタ電流が制限されます。IMON_INNの電圧が1.21V（標準値）を超えると$V_C$が上昇し、これによって逆方向の$I_{IN}$とインダクタ電流が制限されます（エラー・アンプのセクションを参照）。

順方向の$I_{IN}$の制限値である$I_{(IN,FWD,LIMIT)}$は、次式を使用して適切な抵抗$R_{SENSE1}$および$R_{IMON_INP}$を選択することで、必要に応じて設定できます。

$$R_{IMON\_INP} = \frac{1.209}{I_{(IN,FWD,LIMIT)} \bullet 1m\frac{A}{V} \bullet R_{SENSE1} + 20\mu A}\Omega$$

例えば、$R_{SENSE1}$が12.5mΩになるように選択し、順方向の$I_{IN}$に要求される電流制限が4Aである場合、次のようになります。

$$R_{IMON\_INP} = \frac{1.209}{4A \bullet 1m\frac{A}{V} \bullet 12.5m\Omega + 20\mu A} = 17.3k\Omega$$

同様に、逆方向の$I_{IN}$の制限値である$I_{(IN,RVS,LIMIT)}$は、次式を使用して適切な抵抗$R_{SENSE1}$および$R_{IMON_INN}$を選択することで、必要に応じて設定できます。

$$R_{IMON\_INN} = \frac{1.21}{I_{(IN,RVS,LIMIT)} \bullet 1m\frac{A}{V} \bullet R_{ESENSE1} + 20\mu A}\Omega$$

IMON_INPとIMON_INNを使用してLT8708を一定の電流制限で動作させる場合、ループの安定性を維持するためには、$C_{IMON_INP}$と$C_{IMON_INN}$にそれぞれ数nF以上の容量が必要です。

IMON_OP、IMON_ON、IMON_INP、IMON_INNの電流の動作制限を理解するには、代表的な性能特性セクションに示したIMON出力電流のグラフと電気的特性を参照してください。

スイッチング中、両方の方向で$I_{IN}$または$I_{OUT}$（あるいはその両方）の制限を調整するために、外部電流を加算してIMONピンに流すことができます。この方法でIMON_OPピンとIMON_ONピンを使用する場合、ICPおよびICNを使用して、

## アプリケーション情報

それぞれ順方向と逆方向の$I_{OUT}$電流をモニタできます(電流のモニタリング、レギュレーション、制限:ICPピンとICNピンのセクションを参照)。

**電流検出フィルタ**:電流検出アンプA1およびA3の+出力と–出力は定格で、–20µA～+100µAの範囲となります。例えば、$V_{CSPIN-CSNIN}$が100mVを超えたとき、主に順方向の$I_{IN}$電流を報告するIMON_IPは、想定される出力電流を供給しない場合があります。また、$V_{CSPIN-CSNIN}$が–20mVより低い場合、IMON_INPピンは想定される出力電流を供給しない場合があります。

電流検出抵抗(図17の$R_{SENSE1}$、$R_{SENSE2}$)を流れる電流はしばしば不連続になり、スイッチング中に大きい交流成分を含む場合があります。一例として、降圧領域での順方向の$I_{IN}$があります。$I_{IN}$電流の平均差動電圧($V_{CSPIN-CSNIN}$)が100mVより低いにもかかわらず、100mVを超える交流ピークを含む場合、IMON_INP電流がクリッピングする可能性があります。クリッピングを防止するために、図17に示す電流検出フィルタを追加することができます。フィルタによって、同じ平均を維持しながら、ピーク差動電圧($V_{CSPIN-CSNIN}$)が100mV未満に低下するので、IMON_INPで正しい結果が得られます。もう1つの例として、IMON_ONによって測定される逆方向の$I_{OUT}$について考察します。この電流の平均差動電圧($V_{CSNOUT-CSPOUT}$)が100mVより低いにもかかわらず、100mVを超える交流ピークが含まれる場合、電流検出フィルタを使用することで、同じ平均を維持しながらこのピークを100mV未満に下げることができます。

HCMモードを使用するとき、多くの場合はアンプA1およびA3に対する–20µAの出力電流制限が最も重要になります(一方向導通:HCMのセクションを参照)。平均検出電流は低いが高い交流成分を含む場合、電流検出アンプの出力が–20µAのリミットでクリッピングする場合があります。クリッピングにより、重負荷/軽負荷のHCM動作を選択するために使用されるICNまたはIMON_INPの電圧に歪みが生じる可能性があります。この場合も電流検出フィルタを使用することで、アンプ入力に現れる交流成分を低減することができます。

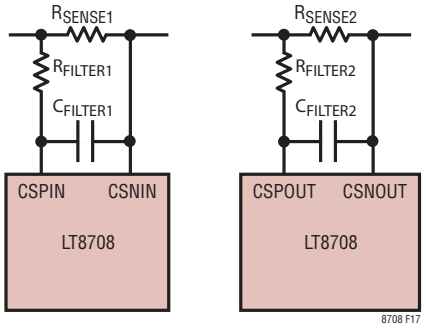



**図17. CSPIN/CSNINおよびCSPOUT/CSNOUTの電流検出フィルタ**

電流検出フィルタは、図16に示すとおりに接続する必要があります。CSNINおよびCSNOUTに直列に抵抗を接続することは推奨されていません。上側MOSFETドライバ電源($C_{B1}$、$D_{B1}$、$C_{B2}$、$D_{B2}$)のセクションで説明したように、CSNINピンとCSNOUTピンは昇圧コンデンサの充電制御ブロック(図1を併せて参照)にも接続されており、特定の状況で電流を供給します。また、CSNINおよびCSNOUT電流検出ピンは、通常動作状況でバイアス電流を供給できますが、CSPINおよびCSPOUTピンが供給するバイアス電流はゼロ(代表値)です。これらのフィルタには、10µs未満の時間定数を推奨します。

これらは昇圧コンデンサの充電制御ブロックと共に使用されるので、入力電流検出を使用しない場合、CSPINピンとCSNINピンを$V_{IN}$に接続し、IMON_INPピンとIMON_INNピンをグラウンドに接続します。同様に、使用しない場合はCSPOUTピンとCSNOUTピンを$V_{OUT}$に接続し、IMON_OPピンとIMON_ONピンをグラウンドに接続する必要があります。

### ループ補償

ループの安定性には、インダクタの値、出力容量、負荷電流、$V_{IN}$、$V_{OUT}$、$V_C$ピンの抵抗やコンデンサなど、多数の要因が影響します。LT8708は、$V_C$ピンを駆動する内部のトランスコンダクタンス・エラー・アンプを使用して、制御ループの補償に役立てます。ほとんどのアプリケーションでは、$V_C$には3.3nFの直列コンデンサが適切です。高周波ノイズを除去するには、直列コンデンサの1/10の容量(代表値)の並列コンデンサを($V_C$とGNDの間に)接続します。出力容量が低いときは、場合によって、$V_C$ピンに接続する直列コンデンサの容量を増やす必要があります。$V_C$ピンの直列抵抗の最初の抵抗値としては、20kが妥当です。抵抗値を低くすると安定性は改善されますが、ループの応答時間は長くなります。初期のベンチ評価で最適値を決定するときは、固定抵抗ではなくトリム・ポットを使用します。

また、IMON_INPとIMON_INNを使用してLT8708を一定の電流制限で動作させる場合、ループの安定性を維持するた

## アプリケーション情報

めには、$C_{IMON_INP}$と$C_{IMON_INN}$にそれぞれ数nF以上の容量が必要です。

### $INTV_{CC}$レギュレータと$EXTV_{CC}$の接続

LT8708は2つのPNP LDO（低ドロップアウト・レギュレータ）を備えており、$V_{INCHIP}$または$EXTV_{CC}$供給ピンを使用して、$INTV_{CC}$ピンを6.35V（標準値）に制御します。$INTV_{CC}$は、必要な$GATEV_{CC}$接続を介してMOSFETゲート・ドライバに電力を供給すると共に、LDO33ピン・レギュレータとLT8708の内部制御回路の大半に電力を供給します。$INTV_{CC}$に使用するLDOは、$EXTV_{CC}$ピンの電圧によって自動的に決まります。$EXTV_{CC}$が6.2V（代表値）より低い場合、$INTV_{CC}$は$V_{INCHIP}$ピンのLDOによって制御されます。$EXTV_{CC}$が6.4V（標準値）を上回った後は、$INTV_{CC}$は$EXTV_{CC}$ピンのLDOによって制御されます。

過電流保護回路は、どちらのLDOから流れる最大電流も標準で127mAに制限します。起動時または過負荷状態で、$GATEV_{CC}$および$INTV_{CC}$が4.65Vより低い場合、電流制限は標準で42mAまで引き下げられます。4.7µF以上のセラミック・コンデンサを$INTV_{CC}$ピンとGNDピンのできるだけ近くに配置し、$INTV_{CC}$ピンをグラウンドにバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバに必要な高過渡電流を供給するには、追加のセラミック・コンデンサを$GATEV_{CC}$ピンとGNDピンのできるだけ近くに配置し、適切なバイパスを提供する必要があります。1µF～4.7µFの容量を推奨します。

$INTV_{CC}$ LDOでの消費電力は最小限に抑えて効率を改善し、LT8708の過熱を防止する必要があります。LDOの消費電力は電源電圧に比例し、一部のアプリケーションでは$V_{INCHIP}$を80Vまで上げることができるので、$EXTV_{CC}$ピンを使用して低い電源電圧で$INTV_{CC}$を制御することができます。$V_{OUT}$は$V_{INCHIP}$の最大値よりも大幅に低い電圧に調整されることが多いので、多くのアプリケーションでは、$EXTV_{CC}$ピンを$V_{OUT}$に接続します。起動時、MOSFETドライバ、制御回路、LOD33ピンには、通常$V_{INCHIP}$から電力が供給されますが、$V_{OUT}$/$EXTV_{CC}$が6.4Vを上回ると、その後は$V_{OUT}$/$EXTV_{CC}$から電力が供給されます。これは例えば、$V_{OUT}$が12Vに調整されており、$V_{INCHIP}$の最大電圧が40Vである場合に適しています。$EXTV_{CC}$を使用しない場合、フロート状態にするか接地することができます。または、外付け電源を使用できる場合はこれに接続できます。

$EXTV_{CC}$の可能な3つの接続方法を次のリストにまとめておきます。

1. $EXTV_{CC}$を開放のままにします（または接地します）。これにより、内部の6.3Vレギュレータを介して、$V_{INCHIP}$から$INTV_{CC}$に電力が供給されますが、その代わりに効率が低下します。
2. $EXTV_{CC}$を$V_{OUT}$に直接接続します（$V_{OUT}$ > 6.4V）。これはレギュレータでは通常の接続であり、たいていの場合効率が最も高くなります。
3. $EXTV_{CC}$を外部電源に接続します。6.4V（代表値）より高い外部電源を使用できる場合、これを使用して$EXTV_{CC}$に電力を供給できます。

$EXTV_{CC}$から$INTV_{CC}$に電力を供給すると、$V_{INCHIP}$が2.8Vまで下がった場合も十分なゲート・ドライブを供給できます。これにより、$V_{OUT}$がレギュレーション状態になった後、低い$V_{INCHIP}$の電圧でデバイスが動作できます。

$INTV_{CC}$のLDOに流れる電流は、以下の条件で最大になります。

1. 大きな（容量性の）MOSFETが高周波で駆動されている
2. $V_{IN}$または$V_{OUT}$（あるいはその両方）が高いため、MOSFETゲートのオン／オフ切替えに、より大きい電荷が必要である
3. LDO33ピンの出力電流が高い
4. 一部のアプリケーションでは、$V_{IN}$が$V_{OUT}$に近い昇降圧領域でデバイスが動作しているとき、4つのMOSFET全てにスイッチングが発生するので、LDOから最大の電流が流れます

過熱をチェックするには、最大の電力を消費するLT8708の動作状態を特定します（$P_{LT8708}$）。これは多くの場合、LDO電流が最大になる上記の条件と一致します。これらの状態にあるときは、CLKOUTピンのデューティ・サイクルをモニタして、おおよそのダイ温度を測定します。詳細については、ジャンクション温度の測定のセクションを参照してください。

### LDO33レギュレータ

LT8708は、LDO33ピンの電圧を3.3Vに調整する低ドロップアウト・レギュレータ（LDO）を内蔵しています。このピンを使用して、マイクロコントローラやその他の必要な周辺機器な

## アプリケーション情報

どの外部回路に電力を供給できます。LDO33ピンのレギュレータの入力電源は$INTV_{CC}$です。したがって、LDO33ピンの電圧を正しく制御するには、$INTV_{CC}$には十分な電圧（標準で4.0Vを超える）が必要です。LDO33ピンと$INTV_{CC}$ピンのレギュレータは$\overline{SHDN}$ピンによってイネーブルされるので、SWENピンの影響は受けません。LDO33ピンのレギュレータは過電流保護回路を備えており、標準では出力電流を17.25mAまでに制限します。LDO33の電圧をモニタする低電圧ロックアウトは、LDO33の電圧が3.04V（標準値）より低くなるとスイッチング動作をディスエーブルします。LDO33ピンは0.1µF以上のコンデンサを使用して短距離でバイパスしてください

### 電圧ロックアウト

LT8708は、チップ自体が正常な動作状態であることを確認するため、いくつかの電圧検出器を内蔵しています。表8では、モニタ対象になっているピンと、低電圧状態または過電圧状態が検出された場合にLT8708が移行する状態を要約して示します。

**表8. 電圧ロックアウトの条件**

| ピン | おおよその電圧条件 | チップの状態（図2） | 参照先セクション |
|---|---|---|---|
| $V_{INCHIP}$ | <2.5V | CHIP OFF | Operation: Start-Up |
| $\overline{SHDN}$ | <1.18V | | |
| $INTV_{CC}$ and $GATEV_{CC}$ | <4.65V | SWITCHER OFF 1 | |
| SWEN | <1.18V | | |
| LDO33 | <3.04V | | |
| VINHIMON | >1.207V | – | Applications Information: VINHIMON, VOUTLOMON and $\overline{RVSOFF}$ |
| VOUTLOMON | <1.207V | | |
| $\overline{RVSOFF}$ | <1.209V | | |
| FBIN | <1.205V | | Voltage Lockouts |

優先順位が高い順に上から条件を記載しています。複数の過電圧／低電圧状態が検出された場合、チップは表中の最も上に示された状態に移行します。

設定可能な低電圧ロックアウト（UVLO）は、閾値が高精度なので、$\overline{SHDN}$ピン、SWENピン、および場合によってはFBINピンを使用して実装できます。UVLO機能を使用すると、LT8708のオン／オフを目的の最小入力電圧で設定できます。例えば、図1に示すように、抵抗分圧器を$V_{IN}$、$\overline{SHDN}$、GNDの間に接続することができます。電気的特性のセクションに記載されているとおり、$\overline{SHDN}$ピンの標準的な立上がりおよび立下がりの閾値は、それぞれ1.221Vと1.181Vです。スイッチング動作を停止するための立下がり閾値は、次式を使用して選択できます。

$$R_{SHDN1} = \frac{R_{SHDN2} \bullet (V_{(IN,CHIPOFF,FALLING)} - 1.181)}{1.181} \Omega$$

例えば、$R_{SHDN2}$ = 20kと$V_{IN}$の立下がり閾値の5.42Vを選択すると、次の結果が得られます。

$$R_{SHDN1} = \frac{20k \bullet (5.42 - 1.181)}{1.181} \cong 71.5k\Omega$$

スイッチング動作をイネーブルするための立上がり閾値は、次のようになります。

$$V_{(IN,CHIPOFF,RISING)} = V_{(IN,CHIPOFF,FALLING)} \bullet \frac{1.221}{1.181}$$

つまり、この例では5.6Vです。

同様の計算を行って、低電圧状態時にスイッチング動作を停止するSWENピンに接続する抵抗分圧器を選択できます。選択した抵抗分圧器によって、電源電圧が最大のときのSWENピンの電圧が7V（絶対最大定格）を超えないようにしてください。詳細については、起動：SWENピンのセクションを参照してください。

$V_{IN}$がレギュレーション状態にあるセクションで説明したものと同じ技法を使用して、LT8708が順方向の非CCMモードで動作する場合の低電圧ロックアウトを作成し、$V_C$を強制的に下げてスイッチング動作を停止することができます。これによってソフトスタート機能がリセットされることはないため、スイッチング動作を再開してもソフトスタートは開始されません。

### ジャンクション温度の測定

CLKOUT信号のデューティ・サイクルはダイのジャンクション温度$T_J$に線形比例します。CLKOUT信号のデューティ・サイクルを測定し、次式を使用してジャンクション温度を概算します。

$$T_J \cong \frac{DC_{CLKOUT} - 34.4\%}{0.325\%} °C$$

## アプリケーション情報

ここで、$DC_{CLKOUT}$はCLKOUT信号のデューティ・サイクル(%)であり、$T_J$はダイのジャンクション温度(°C)です。実際のダイ温度は、前述の式から±10°Cずれることがあります。

### サーマル・シャットダウン

ダイのジャンクション温度が約165°Cに達すると、デバイスはサーマル・シャットダウン状態になります。パワー・スイッチがオフになり、$INTV_{CC}$およびLDO33のレギュレータもオフになります(図2を参照)。デバイスはダイの温度が約5°C(公称)低下すると再イネーブルされます。再イネーブル後、デバイスは図2に示すSWITCHER OFF 1の状態で起動します。その後、ダイの温度が約165°Cより低く維持されている限り、デバイスはINITIALIZE状態になり、SOFT-STARTを実行して、通常動作に移行します。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けた値に等しくなります。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。回路内の電力を消費する全ての素子で損失が生じますが、LT8708の回路での損失の大部分は、主に次の3つの要因によって生じます。これらの要因に加えて、いくつかの損失要因を以下に挙げます。

1. スイッチング損失。この損失は、スイッチ・ノードの遷移時に、スイッチM1～M4が飽和領域に短時間留まることによって発生します。電力損失は、入力電圧、負荷電流、ドライバ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。詳細については、パワーMOSFETの選択のセクションを参照してください。

2. DCの$I^2R$損失。これは、MOSFET(M1～M4)、検出抵抗、インダクタ、およびプリント回路基板のトレースの各抵抗成分によって発生し、高い電流が流れるときに効率低下の原因になります。

3. $INTV_{CC}$電流。これはMOSFETドライバの電流、LDO33ピンの電流、および制御電流の和です。$INTV_{CC}$レギュレータの入力電圧に電流を掛けた値が損失電力を表します。この損失は、出力や代替電源(利用できる場合)など、効率の高い電源から$EXTV_{CC}$ピンを介して$INTV_{CC}$の電流を供給すれば減らすことができます。また、容量の小さいMOSFETを使用すると、$INTV_{CC}$の電流および電力損失を減らすことができます。

4. $C_{IN}$と$C_{OUT}$の損失。$C_{IN}$コンデンサは、降圧モードでレギュレータに流れる大きなRMS入力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。$C_{OUT}$コンデンサは、昇圧モードで大きなRMS出力電流をフィルタリングする、というより困難な役目を担っています。$C_{IN}$と$C_{OUT}$は両方とも、ACの$I^2R$損失を最小にするためにESRを小さくして、RMS電流が上流でヒューズやバッテリ内の追加損失を生じないように十分な容量にすることが必要です。

5. 他の損失。ショットキー・ダイオードD1、D2、D3、D4により、デッド・タイムと軽負荷導通期間に導通損失が生じます。インダクタのコア損失は主に軽負荷で生じます。

DCMで大きいインダクタ電流リップルが生じる場合、ハイブリッド導通モード(HCM)を使用して効率を高めることができます。詳細については、一方向導通:HCMのセクションを参照してください。

効率を改善するための調整を行う場合、入力電流は効率の変化を示す最良のインジケータです。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

### 回路基板レイアウトのチェックリスト

基本的な回路基板のレイアウトには専用のグラウンド・プレーン層が必要です。また、大電流では、多層基板がパワー部品を放熱する役割を果たします。

- グラウンド・プレーン層にはトレースがあってはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くします。
- スイッチM1、スイッチM2、D1、$R_{SENSE}$、および$C_{IN}$コンデンサで形成される高di/dt経路はコンパクトにして、リードとPCトレースの長さを短くします。スイッチM3、スイッチM4、D2、および$C_{OUT}$コンデンサで形成される高di/dt経路もコンパクトにして、リードとPCトレースの長さを短くします。図18(a)および(b)に2つのレイアウト例を示します。

## アプリケーション情報

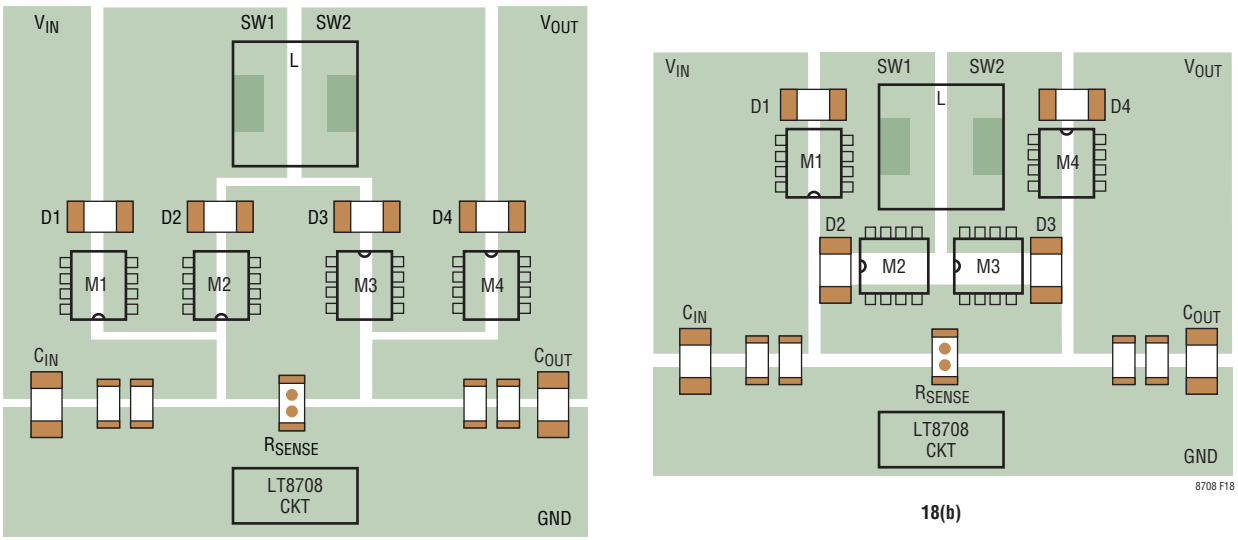



**図18. スイッチのレイアウト**

- 誘導結合された電圧ノイズを拾う可能性があるので、高di/dt電流が流れるトレースと信号トレースを並列に配置しないようにします。これに該当するのは、SW1、SW2、TG1、TG2からコントローラまでのトレースです。
- 近接するビアを使用して部品(LT8708のGNDピンを含む)をグラウンド・プレーンに接続します。パワー部品ごとにビアを複数使います。
- SW1とSW2の領域の下にあるGND、$V_{IN}$、$V_{OUT}$の銅を取り除くことにより、SWピンの寄生容量を最小限に抑えます。
- SWピンの下の領域を除き、全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅箔で覆うことにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅領域は、多数のビアを使用してDCネット(例えば、変動が小さいGND)に接続します。基板上のビアが多いほど、熱伝導が大きくなります。
- パワー・グラウンドを信号グラウンドと分断します。小信号部品のグラウンドは、パワー・グラウンド経路を経てICのGNDに戻らないようにしてください。
- スイッチM2とスイッチM3はできるだけコントローラに近づけて配置し、GND、BG、およびSWのトレースを短くします。
- トレースを短く幅広いものにすることにより、M2およびM3のソースから$R_{SENSE}$までのインダクタンスを最小限に抑えます。
- 高dv/dtのSW1、SW2、BOOST1、BOOST2、TG1、およびTG2の各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- 出力コンデンサの(–)端子は入力コンデンサの(–)端子にできるだけ近づけて接続します。
- 上側ドライバの昇圧コンデンサ$C_{B1}$は、BOOST1ピンとSW1ピンに近づけて接続します。上側ドライバの昇圧コンデンサ$C_{B2}$は、BOOST2ピンとSW2ピンに近づけて接続します。
- $C_{IN}$および$C_{OUT}$コンデンサは、パワーMOSFETに近づけて接続します。これらのコンデンサは昇圧領域と降圧領域でMOSFETのAC電流を供給します。
- FBOUT、FBIN、VINHIMON、VOUTLOMONピンの抵抗分圧器を、それぞれ$C_{OUT}$および$C_{IN}$の(+)端子に接続します。必要に応じて、FBOUT/FBIN/VINHIMON/VOUTLOMONの小型バイパス・コンデンサをLT8708のGNDピンに近づけて接続できます。抵抗は高電流経路やノイズの多い経路沿いには接続しないでください。
- 電流検出トレース(CSP/CSN、CSPIN/CSNIN、CSPOUT/CSNOUT)はまとめて配線し、PCトレースの間隔は最小限にとどめます。スイッチ・ノードなどノイズの多い領域を

## アプリケーション情報

検出ラインが通過しないようにしてください。CSPとCSNの間に接続するオプションのフィルタ回路網コンデンサは、ICにできるだけ近づけてください。$R_{SENSE}$抵抗では、ケルビン接続を使用して高精度の電流検出を確実に行ってください。

- $V_C$ピンの補償回路網はICに近づけて、$V_C$と信号グラウンド・ピンの間に接続します。コンデンサはPCBノイズと出力電圧リップルの影響を補償ループから除去するのに役立ちます。
- $INTV_{CC}$と$GATEV_{CC}$のバイパス・コンデンサはICの近くに接続します。これらのコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。
- LT8708のSW1/SW2ピンからM2/M3のドレインへのトレースを、$GATEV_{CC}$コンデンサのGNDから$C_{IN}$のGNDへのトレースと並列に配置します。トレースは(できるだけ)隣接層の真上/真下に配線してください。この方法で、電流を反対方向に供給します。
- PCBレイアウトの作成では、特に検出抵抗値が5mΩよりも小さい場合、$R_{SENSE1}$と$R_{SENSE2}$に注意を払う必要があります。PCBレイアウトが不適切な場合、検出電圧に重大な誤りが生じる可能性があります。

### 活線挿入に関する検討事項

バッテリをLT8708のアプリケーションに接続する場合、充電が不完全なバッテリ・スタックと充電器出力コンデンサの間の電荷が平衡になることで、大量の突入電流が流れる可能性があります。電力供給されたDC電源を入力または出力に接続すると、程度は小さいものの同様の影響が生じる場合があります。突入電流の大きさは、(1)バッテリまたは電源電圧、(2)入力または出力コンデンサのESR、(3)コンデンサの初期電圧、(4)ケーブルのインピーダンスに依存します。突入電流が過剰になると、コネクタの完全性を損なう火花放電の発生や、あるいはLT8708のピンに過剰な電気的ストレスが加わる原因となる電圧オーバーシュートの発生につながる可能性があります。

過剰な突入電流を軽減するには、バッテリまたは電源を充電器に接続するとき、まず抵抗性の経路を介して接続し、その後速やかに短絡します。これは多ピンのコネクタ内で千鳥配列のピンを使用すれば実現できます。または、LT1641、LT4256などのようなホット・スワップ・コントローラの使用を検討し、電流が制限される接続にしてください。

### 設計例

$V_{IN}$ = 8V～25V

$V_{IN\_FBIN}$ = 12V ($V_{IN}$のレギュレーション電圧はFBINループにより設定)

$V_{OUT\_FBOUT}$ = 12V ($V_{OUT}$のレギュレーション電圧はFBOUTループにより設定)

$I_{OUT(MAX,FWD)}$ = 5A

$I_{IN(MAX,RVS)}$ = 3A

$f$ = 150kHz

この設計例はCCMで動作します。

最大周囲温度 = 60°C

電力フローの検証:表6(a)に示した条件のうち、アプリケーションに当てはまるものを特定します。この設計例では、VINHIMONとVOUTLOMONがディスエーブルされているので、表6(a)のコピー表で青いハイライトの付いた条件がアプリケーションに該当します。

**表9. 表6(a)のコピー**

| | $V_{OUT} < V_{OUT\_VOUTLOMON}$ | $V_{OUT} > V_{OUT\_VOUTLOMON}$ & $V_{OUT} < V_{OUT\_FBOUT}$ | $V_{OUT} > V_{OUT\_FBOUT}$ |
|---|---|---|---|
| $V_{IN} < V_{IN\_FBIN}$ | No Power Transfer | B | B |
| $V_{IN} > V_{IN\_FBIN}$ & $V_{IN} < V_{IN\_VINHIMON}$ | A | D | C |
| $V_{IN} > V_{IN\_VINHIMON}$ | A | D | No Power Transfer |

次に、表6(b)で、MODE = CCMを使用して、ハイライトされた欄を1つずつ確認します。表6(b)のコピーを次に示します。

**9(b):表6(b)のコピー**

<table>
<tr><th></th><th>MODE = BURST</th><th>MODE = CCM</th><th>MODE = DCM/HCM、DIR = FWD</th><th>MODE = DCM/HCM、DIR = RVS</th></tr>
<tr><td>A</td><td colspan="3">Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{OUT}$</td><td>No Power Flow</td></tr>
<tr><td>B</td><td rowspan="2">No Power Flow</td><td rowspan="2">Power Flows from $V_{OUT}$ to $V_{IN}$</td><td rowspan="2">No Power Flow</td><td>Power Flows from $V_{OUT}$ to $V_{IN}$</td></tr>
<tr><td>C</td><td rowspan="2">No Power Flow</td></tr>
<tr><td>D</td><td colspan="3">Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{OUT}$</td></tr>
</table>

## アプリケーション情報

表6(a)と表6(b)を組み合わせて、想定される動作を検証します。

- $V_{IN} < V_{IN\_FBIN}$ (12V)かつ $V_{OUT} > V_{OUT\_FBOUT}$ (12V)の場合

  B – 電力は $V_{OUT}$ から $V_{IN}$ に供給される

- $V_{IN} < V_{IN\_FBIN}$ (12V)かつ $V_{OUT} < V_{OUT\_FBOUT}$ (12V)の場合

  B – 電力は $V_{OUT}$ から $V_{IN}$ に供給される

- $V_{IN} > V_{IN\_FBIN}$ (12V)かつ $V_{OUT} > V_{OUT\_FBOUT}$ (12V)の場合

  C – 電力は $V_{OUT}$ から $V_{IN}$ に供給される

- $V_{IN} > V_{IN\_FBIN}$ (12V)かつ VOUT $< V_{OUT\_FBOUT}$ (12V)の場合

  D – 電力は $V_{IN}$ から $V_{OUT}$ に供給される

上記の結果は、この設計例の想定どおりです。

$R_T$ の選択：次式を使用して、自走発振器周波数を設定するための $R_T$ 抵抗を選択します。

$$R_T = \left(\frac{43{,}750}{f_{OSC}} - 1\right) k\Omega = \left(\frac{43{,}750}{150} - 1\right) = 290.7k\Omega$$

ここでは、294k の $R_T$ 抵抗を選択します。

**$R_{SENSE}$ の選択**：まず、昇圧領域での最大および最小デューティ・サイクルを次式で計算します。

$$DC_{(MAX,M3,BOOST)} \cong \left(1 - \frac{V_{IN(MIN,BOOST)}}{V_{OUT(MAX,BOOST)}}\right) \bullet 100\%$$

$$= \left(1 - \frac{8V}{12V}\right) \bullet 100\% = 33\%$$

$$DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)} \cong t_{ON(M3,MIN)} \bullet f \bullet 100\%$$

$$= 200ns \bullet 150kHz \bullet 100\% = 3\%$$

次に、代表的な性能特性のセクションの最大インダクタ電流検出電圧とデューティ・サイクルのグラフから次の値を読み取ります。

$$V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)} \cong 83mV$$

$$V_{RSENSE(MIN,BOOST,MINDC)} \cong 93mV$$

次に、昇圧領域での最大および最小デューティ・サイクルにおけるインダクタ電流リップルを次のように概算します。

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cong \frac{V_{OUT(MAX,BOOST)} \bullet I_{OUT(MAX,FWD)}}{V_{IN(MIN,BOOST)} \bullet \left(\frac{100\%}{\%Ripple} - 0.5\right)} A$$

$$= \frac{12V \bullet 5A}{8V \bullet \left(\frac{100\%}{40\%} - 0.5\right)} = 3.75A$$

$$\Delta I_{L(MIN,BOOST)} \cong \frac{I_{IN(MAX,RVS)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)} A$$

$$= \frac{3A}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)} = 0.32A$$

## アプリケーション情報

ここで、昇圧領域での$R_{SENSE}$の最大値を次のように計算します。

$$R_{SENSE(MAX,BOOST,FWD)} = \frac{2 \bullet V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)} \bullet V_{IN(MIN,BOOST)}}{\left(2 \bullet I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet V_{OUT(MAX,BOOST)}\right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \bullet V_{IN(MIN,BOOST)}\right)} \Omega$$

$$= \frac{2 \bullet 83mV \bullet 8V}{(2 \bullet 5A \bullet 12V) + (3.75A \bullet 8V)} = 8.85m\Omega$$

$$R_{SENSE(MAX,BOOST,RVS)} = \frac{2 \bullet |V_{RSENSE(MIN,BOOST,MINDC)}|}{\left(2 \bullet |I_{IN(MAX,RVS)}|\right) - \Delta I_{L(MIN,BOOST)}} \Omega$$

$$= \frac{2 \bullet 93mV}{(2 \bullet 3A) - 0.32A} = 32.7m\Omega$$

次に、降圧領域での最大および最小デューティ・サイクルを次式で計算します。

$$DC_{(ABSMIN,M2,BUCK)} \cong t_{ON(M2,MIN)} \bullet f \bullet 100\%$$

$$= 200ns \bullet 150kHz \bullet 100\% = 3\%$$

$$DC_{(MAX,M2,BUCK)} \cong \left(1 - \frac{V_{OUT(MIN,BUCK)}}{V_{IN(MAX,BUCK)}}\right) \bullet 100\%$$

$$= \left(1 - \frac{12V}{25V}\right) \bullet 100\% = 52\%$$

次に、代表的な性能特性のセクションの最大インダクタ電流検出電圧とデューティ・サイクルのグラフから次の値を読み取ります。

$$V_{RSENSE(MAX,BUCK,MINDC)} \cong 82mV$$

$$V_{RSENSE(MIN,BUCK,MAXDC)} \cong 65mV$$

次に、降圧領域での最大および最小デューティ・サイクルにおけるインダクタ電流リップルを次のように概算します。

$$\Delta I_{L(MIN,BUCK)} \cong \frac{I_{OUT(MAX,FWD)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)} A = \frac{5A}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)}$$

$$= 0.526A$$

$$\Delta I_{L(MAX,BUCK)} \cong \frac{V_{IN(MAX,BUCK)} \bullet I_{IN(MAX,RVS)}}{V_{OUT(MIN,BUCK)} \bullet \left(\frac{100\%}{\%Ripple} - 0.5\right)} A$$

$$= \frac{25V \bullet 3A}{12V \bullet \left(\frac{100\%}{40\%} - 0.5\right)} = 3.125A$$

ここで、昇圧領域での$R_{SENSE}$の最大値を次のように計算します。

$$R_{SENSE(MAX,BUCK,FWD)} = \frac{2 \bullet V_{RSENSE(MAX,BUCK,MINDC)}}{\left(2 \bullet I_{OUT(MAX,FWD)}\right) - \Delta I_{L(MIN,BUCK)}} \Omega$$

$$= \frac{2 \bullet 82mV}{(2 \bullet 5A) - 0.53A} = 17.3m\Omega$$

$$R_{SENSE(MAX,BUCK,RVS)} = \frac{2 \bullet |V_{RSENSE(MIN,BUCK,MAXDC)}| \bullet V_{OUT(MIN,BUCK)}}{\left(2 \bullet |I_{IN(MAX,RVS)}| \bullet V_{IN(MAX,BUCK)}\right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BUCK)} \bullet V_{OUT(MIN,BUCK)}\right)} \Omega$$

$$= \frac{2 \bullet 65mV \bullet 12V}{(2 \bullet 3A \bullet 25V) + (3.125A \bullet 12V)} = 8.3m\Omega$$

計算結果の中から最小の$R_{SENSE}$を選択し、増加の方向で30%の余裕を見込んで、$R_{SENSE}$は、$8.3m\Omega / 1.3 = 6.3m\Omega$を選択します。

## アプリケーション情報

**インダクタの選択：**$R_{SENSE}$の値が分かったので、次式を使用して、昇圧領域で十分な負荷電流を供給できる最小インダクタ値を求めることができます。

$$L_{(MIN1,BOOST)} \cong \frac{V_{IN(MIN,BOOST)} \bullet \left(\frac{DC_{(MAX,M3,BOOST)}}{100\%}\right)}{2 \bullet f \bullet \left(\frac{V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)}}{R_{SENSE}} - \frac{I_{OUT(MAX,BOOST)} \bullet V_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{IN(MIN,BOOST)}}\right)} H$$

$$= \frac{8V \bullet \left(\frac{33\%}{100\%}\right)}{2 \bullet 150kHz \bullet \left(\frac{83mV}{6.3m\Omega} - \frac{5A \bullet 12V}{8V}\right)} = 1.55\mu H$$

インダクタ電流での低調波発振を防止するため、次式に従って最小インダクタンスを選択します。

$$L_{(MIN2,BOOST)} = \frac{\left[V_{OUT(MAX,BOOST)} - \left(\frac{V_{IN(MIN,BOOST)} \bullet V_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{OUT(MAX,BOOST)} - V_{IN(MIN,BOOST)}}\right)\right] \bullet R_{SENSE}}{0.08 \bullet f} H$$

$$= \frac{\left[12V - \left(\frac{8V \bullet 12V}{12V - 8V}\right)\right] \bullet 6.3m\Omega}{0.08 \bullet 150kHz} = -6.3\mu H$$

$$L_{(MIN1,BUCK)} = \frac{\left[V_{IN(MAX,BUCK)}\left(1 - \frac{V_{OUT(MAX,BUCK)}}{V_{IN(MAX,BUCK)} - V_{OUT(MIN,BUCK)}}\right)\right] \bullet R_{SENSE}}{0.08 \bullet f} H$$

$$= \frac{\left[25V \bullet \left(1 - \frac{12V}{25V - 12V}\right)\right] \bullet 6.3m\Omega}{0.08 \bullet 150kHz} = 1.01\mu H$$

このインダクタンスは、これまでに計算した全ての最小値より高い値にする必要があります。余裕を増やすため10µHの標準値インダクタを選択します。

**MOSFETの選択：**MOSFETは、電圧定格、$C_{OSS}$、$R_{DS(ON)}$の値に基づいて選択します。供給可能なゲート電圧振幅での動作に対してデバイスが規定されていることを確認することが重要です。この場合は、振幅が6.3Vで、$R_{DS(ON)}$の値が$V_{GS}$ = 4.5Vで規定されているMOSFETを使用できます。

**M1およびM2の選択：**最大入力電圧が25Vの場合は、定格が30V以上のMOSFETを使用します。実際の熱抵抗はまだ分からない（回路基板設計と空気流が大きく影響する）ので、接合部と周囲環境でのMOSFETの熱抵抗を50°C/Wと仮定します。

最大ジャンクション温度$T_{J(MAX)}$ = 125°Cで設計する場合は、消費電力の許容最大値を計算できます。まず、消費電力の最大値を次のように計算します。

$$PD_{(MAX)} = \frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{TH(JA)}}$$

$$PD_{(MAX)} = \frac{125°C - 60°C}{50\frac{°C}{W}} = 1.3W$$

昇圧領域でインダクタ電流が正の場合、$I^2R$の電力が最大になるのは$V_{IN}$が最小のときなので、昇圧領域での$R_{DS(ON)}$の許容最大値は次式を使用して求めることができます（表7を参照）。

$$PM1 = P_I{}^2{}_R \cong \left[\left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT(MAX,FWD)}\right)^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau\right] W$$

したがって、次式のようになります。

$$R_{DS(ON)} < \frac{13W}{\left[\left(\frac{12V}{8V} \bullet 5A\right)^2 \bullet 1.5\right]} = 15.4m\Omega$$

Fairchild製のFDMS7672は、$V_{GS}$ = 4.5Vでの$R_{DS(ON)}$の最大値が約6.9mΩ（125°Cでは約10mΩ）という規格に合致します。

回路が逆方向の降圧領域で動作している場合、M2での電力損失が最大になるのは$V_{IN}$の電圧が最大のときです。6.9mΩのFairchild製FDMS7672を使用すると、電流損失は次のようになります（表7を参照）

## アプリケーション情報

$$P_{M2} \cong P_I^2R + P_{SWITCHING}$$
$$\cong \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT(MAX,RVS)}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \right)$$
$$+ \left( V_{IN} \bullet I_{OUT(MAX,RVS)} \bullet f \bullet t_{RF1} \right)$$
$$+ \left( 0.5 \bullet C_{OSS(M1+M2)} \bullet V_{IN}^2 \bullet f \right) W$$

$$P_{(M2,MAX)} \cong$$
$$\left( \frac{25V - 12V}{25V} \bullet (3A)^2 \bullet 6.9m\Omega \bullet 1.5 \right)$$
$$+ (25V \bullet 3A \bullet 150kHz \bullet 20ns)$$
$$+ [(0.5 \bullet (685P + 685P) \bullet 25V \bullet 25V \bullet 150k)]$$
$$= 0.13W + 0.225W + 0.064W = 0.419W$$

$V_{IN}$が最大で$V_{OUT}$が最小になるときの降圧領域での消費電力を確認するために、降圧モードでインダクタ電流が正になる場合の式を表7から選択し、以下のように計算します。

$$P_{M1} \cong P_I^2R + P_{SWITCHING}$$
$$\cong \left[ \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet I_{OUT(MAX,FWD)} \right)^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \right]$$
$$+ \left( V_{IN} \bullet I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet f \bullet t_{RF1} \right)$$
$$+ \left( 0.5 \bullet C_{OSS(M1+M2)} \bullet V_{IN}^2 \bullet f \right) W$$

$$P_{(M1,MAX)} \cong$$
$$\left[ \left( \frac{12V}{25V} \bullet 5A \right)^2 \bullet 6.9m\Omega \bullet 1.5 \right]$$
$$+ (25V \bullet 5A \bullet 150k \bullet 20ns)$$
$$+ [(0.5 \bullet (685P + 685P) \bullet 25V \bullet 25V \bullet 150k)]$$
$$= 0.06W + 0.38W + 0.064W = 0.504W$$

最大スイッチング電力の0.38Wは、より低いスイッチング周波数を設定することで減少させることができます。この計算は概算なので、PCB上での実際の立上がり時間と立下がり時間を測定して、電力推定値の精度を向上させてください。

**M3およびM4の選択**：出力電圧が12Vの場合は、定格が20V以上のMOSFETが必要です。

M3とM4の消費電力は、昇圧領域で最大になります。M3スイッチの消費電力が最大になるのは、順方向の$I_{OUT}$が最大で、$V_{IN}$が最小値の8Vになるときです（表7を参照）。

$$P_{M3} \cong P_I^2R + P_{SWITCHING}$$
$$\cong \left( \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \bullet V_{OUT}}{V_{IN}^2} \bullet I_{OUT(MAX,FWD)}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \right)$$
$$+ \left( V_{OUT}^2 \bullet I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet f \bullet \frac{t_{RF2}}{V_{IN}} \right)$$
$$+ \left( 0.5 \bullet C_{OSS(M3+M4)} \bullet V_{OUT}^2 \bullet f \right) W$$

M4スイッチの消費電力が最大になるのは、逆方向の$I_{IN}$が最大で、$V_{IN}$が昇圧領域で最大になるときです（表7を参照）。

$$P_{M4} \cong P_I^2R + P_{SWITCHING}$$
$$\cong \left( \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \bullet I_{IN(MAX,RVS)}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_\tau \right)$$
$$+ \left( V_{OUT} \bullet I_{IN(MAX,RVS)} \bullet f \bullet t_{RF2} \right)$$
$$+ \left( 0.5 \bullet C_{OSS(M3+M4)} \bullet V_{OUT}^2 \bullet f \right) W$$

および

$$\frac{V_{IN(MAX,BOOST)}}{V_{OUT(MAX,BOOST)}} = 1 - DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}$$

このため、以下のようになります。

## アプリケーション情報

$$P_{M4} \cong P_{I^2R} + P_{SWITCHING}$$
$$= \left[ (1 - DC_{(ABSMIN,M3,BOOST)}) \bullet I_{IN(MAX,RVS)}{}^2 \bullet R_{DS(ON)} \bullet \rho_{\tau} \right]$$
$$+ \left( V_{OUT} \bullet I_{IN(MAX,RVS)} \bullet f \bullet t_{RF2} \right)$$
$$+ \left( 0.5 \bullet C_{OSS(M3+M4)} \bullet V_{OUT}{}^2 \bullet f \right) W$$

Fairchild製FDMS7672はM3とM4にも使用できます。立上がり時間および立下がり時間を20nsと仮定すると、電力損失の計算値は、M3では0.48Wであり、M4では0.21Wです。

**$R_{SENSE2}$、$R_{IMON\_OP}$、$R_{IMON_ON}$の選択：**$I_{OUT(MAX,FWD)}$ = 5A、$I_{IN(MAX,RVS)}$ = 3Aで、20%の余裕をとっています。また、順方向で$I_{OUT}$電流制限が6Aに設定されており、逆方向で$I_{IN}$の電流制限が3.6Aに設定されています。

$R_{IMON_OP}$が17.4kになるように選択すると、$V_{CSPOUT-CSNOUT}$の制限が50mVになり、$R_{SENSE2}$は次のように計算されます。

$$R_{SENSE2} = \frac{50mV}{6A} \cong 8m\Omega$$

$I_{IN}$および$I_{OUT}$電流のモニタリングと制限のセクションに示した式を使用すると、$R_{IMON_ON}$は次のように計算されます。

$$R_{IMON\_ON} = \frac{1.21}{I_{(OUT,RVS,LIMIT)} \bullet 1m\frac{A}{V} \bullet R_{SENSE2} + 20\mu A} \Omega$$
$$= \frac{1.21}{3.6A \bullet 1m\frac{A}{V} \bullet 8m\Omega + 20\mu A} = 24.9k\Omega$$

**$V_{OUT}$電圧：**$V_{OUT}$の電圧は12Vです。$R_{FBOUT2}$には20kを選択します。$R_{FBOUT1}$は次のようになります。

$$R_{FBOUT1} = \left( \frac{V_{OUT}}{1.207V} - 1 \right) \bullet R_{FBOUT2}$$

$R_{FBOUT1}$には178kを選択します。$R_{FBOUT1}$と$R_{FBOUT2}$の許容誤差は1%以内にする必要があります。

**$V_{IN}$電圧：**入力電圧は12Vです。$R_{FBIN2}$には20kを選択します。$R_{FBIN1}$は次のようになります。

$$R_{FBIN1} = \left( \frac{V_{IN}}{1.207V} - 1 \right) \bullet R_{FBIN2}$$

$R_{FBIN1}$には178kを選択します。$R_{FBIN1}$と$R_{FBIN2}$の許容誤差は1%以内にする必要があります。

**コンデンサ：**$C_{IN}$には低ESR（5mΩ）のコンデンサ回路網と30µFのセラミック・コンデンサを選択します。このモードでは、リップルの最大値は次のようになります。

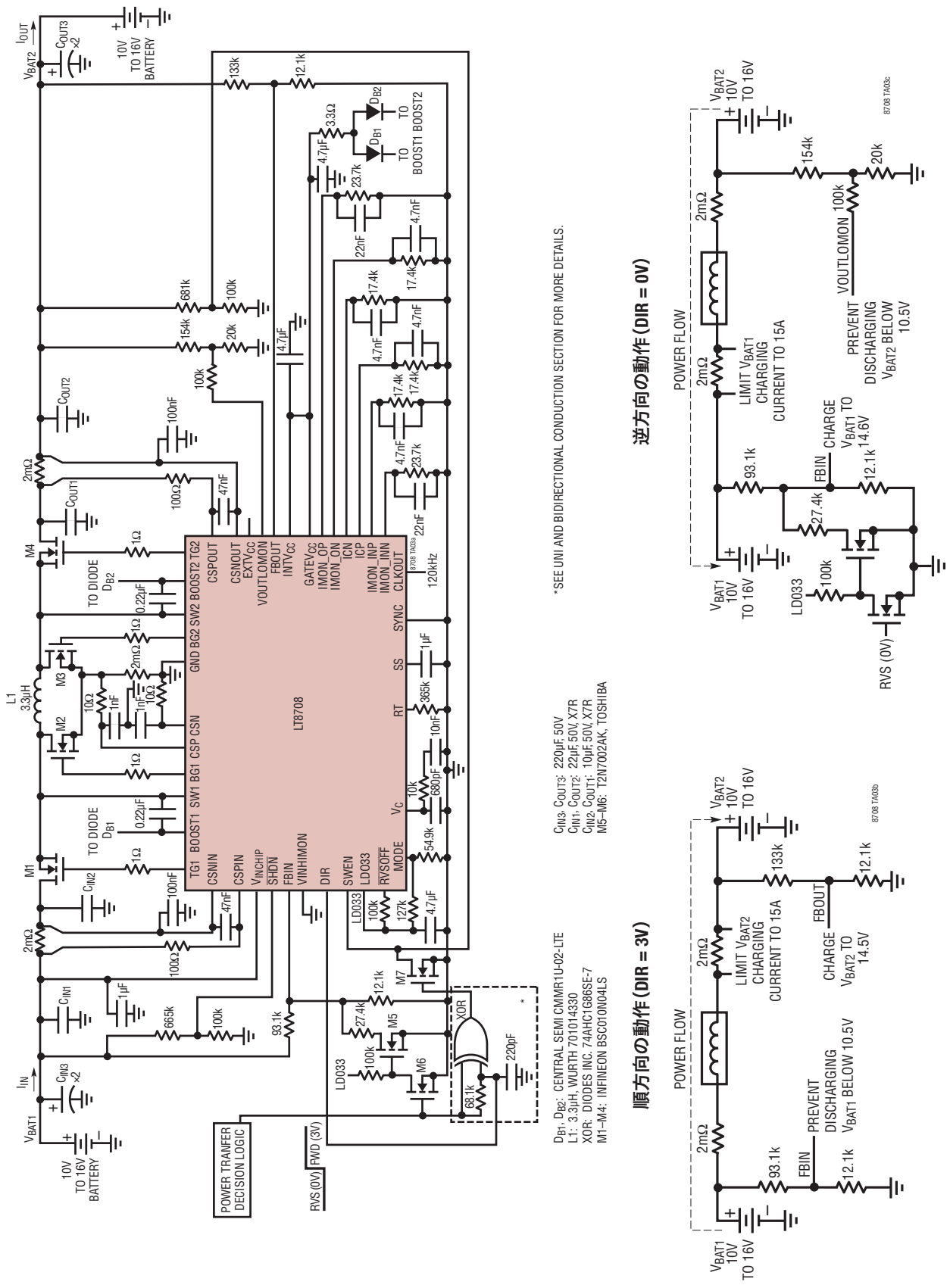
$$\Delta V_{(BUCK,CAP)} \cong$$
$$I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \bullet ESR_{CERAM} \bullet$$
$$\left( 1 - \exp\left( \frac{-V_{OUT}}{V_{IN} \bullet f \bullet ESR_{CERAM} \bullet C_{IN-CERAM}} \right) \right)$$
$$\cong 5A \bullet \frac{12V}{24V} \bullet 5m\Omega$$
$$\bullet \left( 1 - \exp\left( \frac{-12V}{24V \bullet 150kHz \bullet 5m\Omega \bullet 30\mu F} \right) \right)$$
$$= 12.5mV$$

$C_{OUT}$回路網でESRを5mΩにし、66µFのセラミック・コンデンサを使用すると、出力電圧リップルの最大値は次のように設定されます。

$$\Delta V_{(Boost,CAP)} \cong$$
$$I_{OUT(MAX,FWD)} \bullet ESR_{CERAM} \bullet$$
$$\left( 1 - \exp\left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{OUT} \bullet f \bullet ESR_{CERAM} \bullet C_{OUT-CERAM}} \right) \right)$$
$$\cong 5A \bullet 5m\Omega$$
$$\bullet \left( 1 - \exp\left( \frac{8V - 12V}{12V \bullet 150kHz \bullet 5m\Omega \bullet 66\mu F} \right) \right)$$
$$= 25mV$$

## 標準的応用例

**FHCMおよびRHCMを使用した12Vの双方向デュアル・バッテリ・スイッチ**



## アプリケーション情報

### FHCM および RHCM を使用した 12V の双方向デュアル・バッテリ・スイッチの詳細

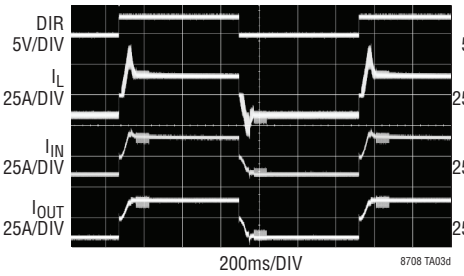
$V_{BAT1}$ の充電電圧 = 14.6V（RHCM での FBIN）
$V_{BAT2}$ の充電電圧 = 14.5V（FHCM での FBOUT）
$V_{BAT1\_DEAD}$ = 9V（立下がり）または 9.4V（立上がり）
$V_{BAT2\_DEAD}$ = 9.25V（立下がり）または 9.4V（立上がり）
$V_{BAT1\_UV}$ の放電停止 = 10.5V（FHCM での FBIN）
$V_{BAT2\_UV}$ の放電停止 = 10.5V（VOUTLOMON の立下がり）または 11.7V（VOUTLOMON の立上がり）
$V_{BAT1}$ の充電電流制限 = 15A（IMON_INN）
$V_{BAT2}$ の充電電流制限 = 15A（IMON_OP）
周波数 = 120kHz

### 動作モードと電力フロー方向の表

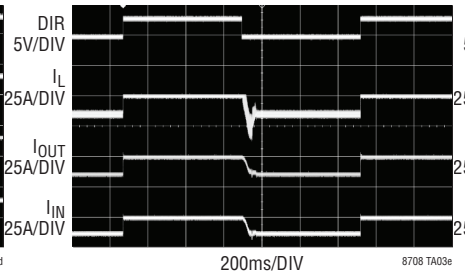
| 条件 | | | 結果 | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $V_{BAT1}$ | $V_{BAT2}$ | DIR | 電力フロー | チップ動作モード | $\overline{RVSOFF}$* |
| <$V_{BAT1\_DEAD}$ | – | – | No Power Flow | Shutdown | – |
| – | <$V_{BAT2\_DEAD}$ | | | No Switching | |
| <$V_{BAT1\_UV}$ | >$V_{BAT2\_DEAD}$ | Hi | | FHCM | |
| >$V_{BAT1\_UV}$ | >14.5V | | | | |
| | >$V_{BAT2\_DEAD}$ and <14.5V | | Power Flows from $V_{BAT1}$ to $V_{BAT2}$ ($V_{BAT2}$ Charging) | | |
| >$V_{BAT1\_DEAD}$ | >$V_{BAT2\_DEAD}$ and <$V_{BAT2\_UV}$ | Lo | No Power Flow | RHCM | Lo |
| >14.6V | >$V_{BAT2\_UV}$ | | | | Hi |
| >$V_{BAT1\_DEAD}$ and <14.6V | >$V_{BAT2\_UV}$ | | Power Flows from $V_{BAT2}$ to $V_{BAT1}$ ($V_{BAT1}$ Charging) | | |

* LT8708-1 を使用

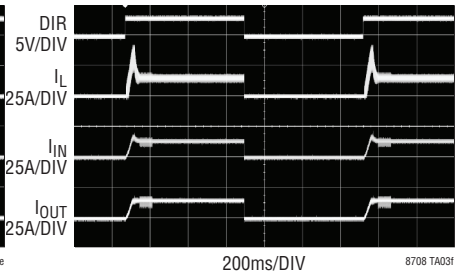
**$V_{BAT1}$ = 13.5V および $V_{BAT2}$ = 13.5V での方向の変更**



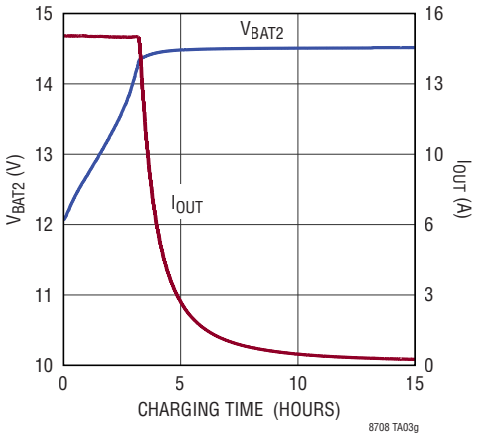

**$V_{BAT1}$ = 13.5V および $V_{BAT2}$ = 16V での方向の変更**



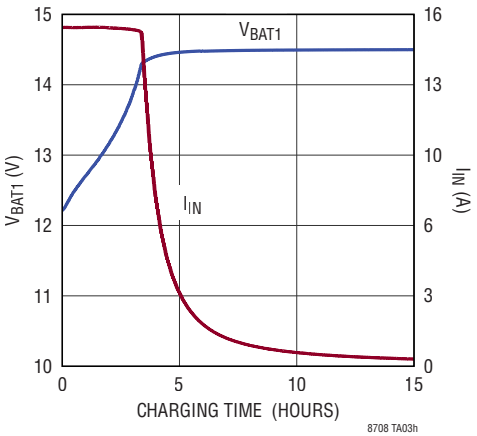

**$V_{BAT1}$ = 16V および $V_{BAT2}$ = 13.5V での方向の変更**



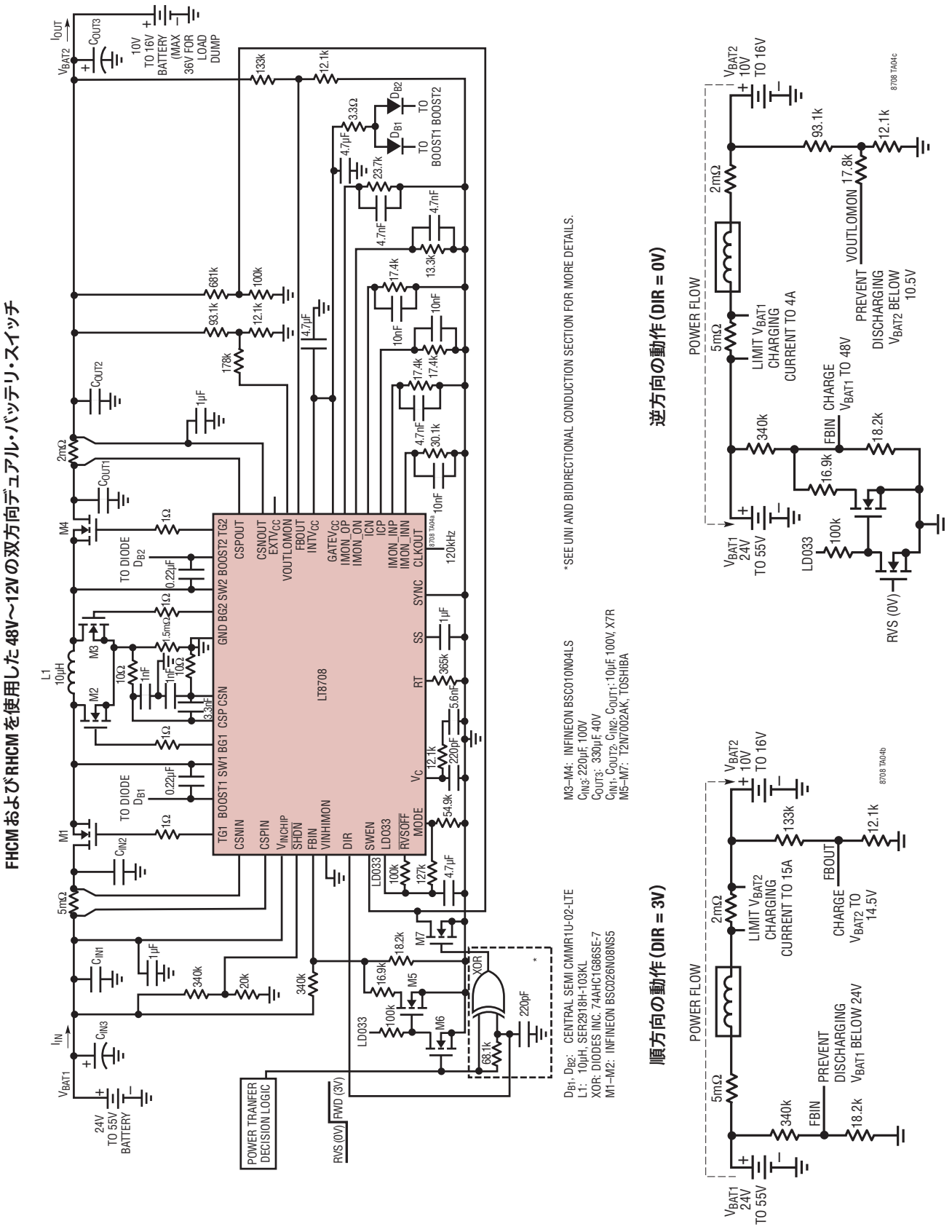

**$V_{BAT1}$ による鉛酸バッテリ $V_{BAT2}$ の充電**




**$V_{BAT2}$ による鉛酸バッテリ $V_{BAT1}$ の充電**



## アプリケーション情報


FHCMおよびRHCMを使用した48V～12Vの双方向デュアル・バッテリ・スイッチ
LT8708
*SEE UNI AND BIDIRECTIONAL CONDUCTION SECTION FOR MORE DETAILS.
M3–M4: INFINEON BSC010N04LS
CIN3: 220µF, 100V
COUT3: 330µF 40V
CIN1, COUT2, CIN2, COUT1: 10µF, 100V, X7R
M5–M7: T2N7002AK, TOSHIBA
DB1, DB2: CENTRAL SEMI CMMR1U-02-LTE
L1: 10µH, SER2918H-103KL
XOR: DIODES INC. 74AHC1G86SE-7
M1–M2: INFINEON BSC026N08NS5
順方向の動作(DIR = 3V)
逆方向の動作(DIR = 0V)
POWER FLOW
LIMIT VBAT1 CHARGING CURRENT TO 4A
PREVENT DISCHARGING VBAT2 BELOW 10.5V
CHARGE VBAT1 TO 48V
LIMIT VBAT2 CHARGING CURRENT TO 15A
CHARGE VBAT2 TO 14.5V
PREVENT DISCHARGING VBAT1 BELOW 24V
RVS (0V)
FWD (3V)
POWER TRANFER DECISION LOGIC

## アプリケーション情報

### FHCM および RHCM を使用した 48V～14V の双方向デュアル・バッテリ・スイッチの詳細

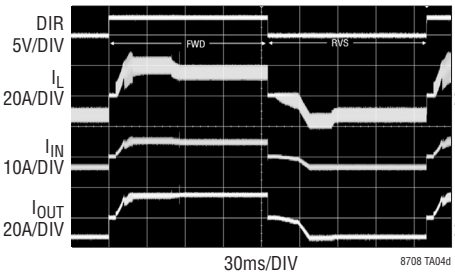
$V_{BAT1}$ の充電電圧 = 48V（RHCM での FBIN）
$V_{BAT2}$ の充電電圧 = 14.5V（FHCM での FBOUT）
$V_{BAT1\_DEAD}$ = 21.3V（立下がり）または 22.2V（立上がり）
$V_{BAT2\_DEAD}$ = 9.25V（立下がり）または 9.4V（立上がり）
$V_{BAT2\_UV}$ の放電停止 = 10.5V（VOUTLOMON の立下がり）または 12.3V（VOUTLOMON の立上がり）
$V_{BAT1}$ の充電電流制限 = 4A（IMON_INN）
$V_{BAT2}$ の充電電流制限 = 15A（IMON_OP）
周波数 = 120kHz

### 動作モードと電力フロー方向の表

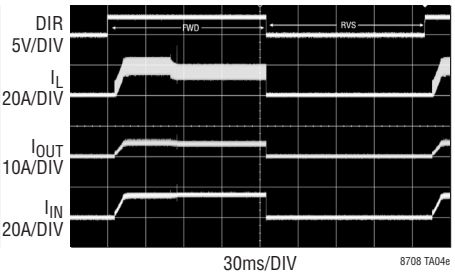
| 条件 | | | 結果 | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $V_{BAT1}$ | $V_{BAT2}$ | DIR | 電力フロー | チップ動作モード | $\overline{RVSOFF}$* |
| <$V_{BAT1\_DEAD}$ | – | – | No Power Flow | Shutdown | – |
| – | <$V_{BAT2\_DEAD}$ | | | No Switching | |
| <$V_{BAT1\_UV}$ | > $V_{BAT2\_DEAD}$ | Hi | | FHCM | |
| >$V_{BAT1\_UV}$ | >14.5V | | | | |
| | >$V_{BAT2\_DEAD}$ and <14.5V | | Power Flows from $V_{BAT1}$ to $V_{BAT2}$ ($V_{BAT2}$ Charging) | | |
| >$V_{BAT1\_DEAD}$ | >$V_{BAT2\_DEAD}$ and <$V_{BAT2\_UV}$ | Lo | No Power Flow | RHCM | Lo |
| >48V | >$V_{BAT2\_UV}$ | | | | Hi |
| >$V_{BAT1\_DEAD}$ and <48V | >$V_{BAT2\_UV}$ | | Power Flows from $V_{BAT2}$ to $V_{BAT1}$ ($V_{BAT1}$ Charging) | | |

* LT8708-1 を使用

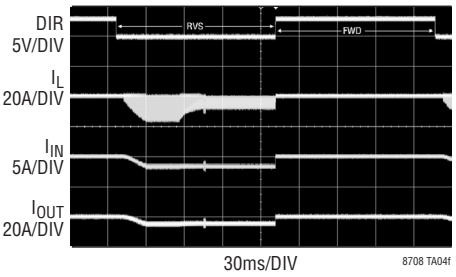
**$V_{BAT1}$ = 47.5V および $V_{BAT2}$ = 14V での方向の変更**



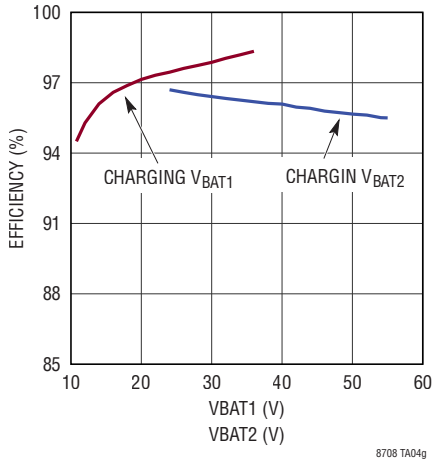

**$V_{BAT1}$ = 55V および $V_{BAT2}$ = 14V での方向の変更**



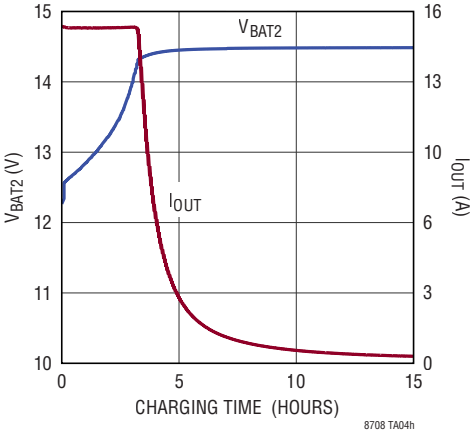

**$V_{BAT1}$ = 47.5V および $V_{BAT2}$ = 36V での方向の変更**




**効率**

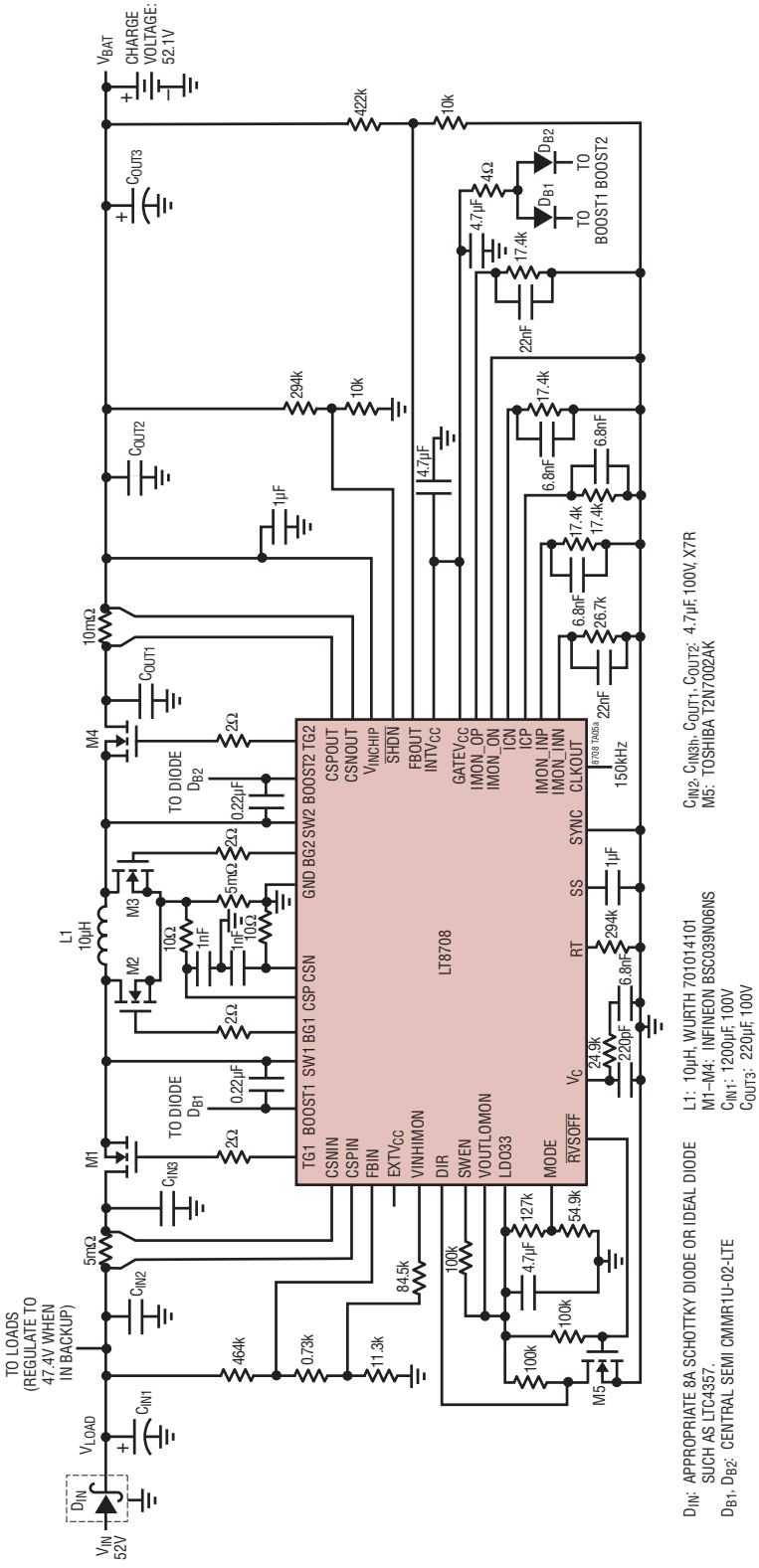



**$V_{BAT1}$ による鉛酸バッテリ $V_{BAT2}$ の充電**



## アプリケーション情報

**FHCMおよびRHCMを使用した52Vのバッテリ・バックアップ電源**

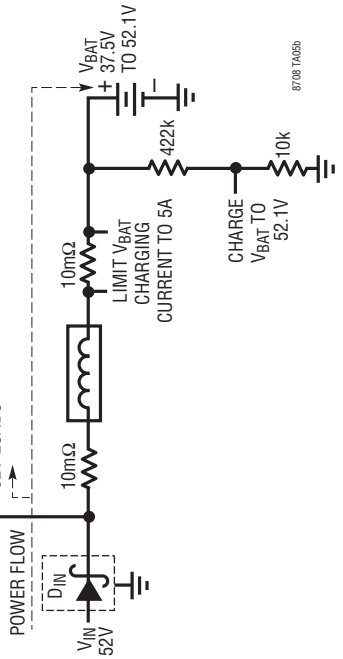



DIN: APPROPRIATE 8A SCHOTTKY DIODE OR IDEAL DIODE SUCH AS LTC4357.
DB1, DB2: CENTRAL SEMI CMMR1U-02-LTE

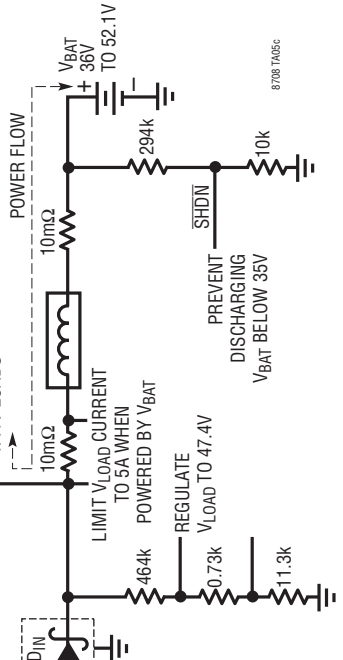
L1: 10µH, WURTH 7010141 01
M1–M4: INFINEON BSC039N06NS
CIN1: 1200µF 100V
COUT3: 220µF 100V

CIN2, CIN3, COUT1, COUT2: 4.7µF 100V X7R
M5: TOSHIBA T2N7002AK

**VINが印加されているとき、VBATは52.1Vまで充電される**




**VINが印加されていないとき、VBATが36Vを下回るまでVLOADは47.4Vに調整される**



## アプリケーション情報

### FHCMおよびRHCMを使用した52Vのバッテリ・バックアップ電源の詳細

$V_{BAT}$の充電電圧 = 52.1V（FHCMでのFBOUT）

$V_{LOAD}$のレギュレーション電圧 = 47.4V（RHCMでのFBIN）

$V_{BAT\_DEAD}$ = 36V（立下がり）または37.5V（立上がり）

周波数 = 150kHz

$V_{BAT}$の充電を作動させる$V_{LOAD}$の立上がり閾値 = 50.2V（FHCMを作動させるVINHIMONの立上がり閾値）

バックアップ動作を作動させる$V_{LOAD}$の立下がり閾値 = 45.9V（RHCMを作動させるVINHIMONの立下がり閾値）

$V_{BAT}$の充電電流制限 = 5A（IMON_OP）

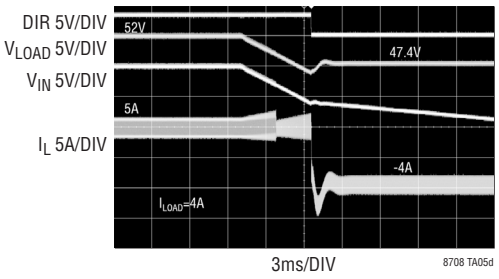
$V_{LOAD}$の電流制限 = 5A（IMON_INN）

### 動作モードと電力フロー方向の表

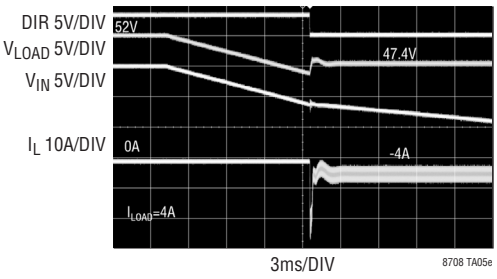
| 条件 | | 結果 | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $V_{LOAD}$ | $V_{BAT}$ | 電力フロー | チップ動作モード | $\overline{RVSOFF}$ | DIR |
| – | <$V_{BAT\_DEAD}$ | No Power Flow | Shutdown | – | – |
| >50.2V* | >52.1V | | | | |
| Fell Into (47.4V to 50.2V) Range* | $V_{BAT\_DEAD}$ to 52.1V | Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{BAT}$ ($V_{BAT}$ Charging) | FHCM | Lo | Hi |
| | >52.1V | No Power Flow | | | |
| Fell Into (45.9V to 47.4V) Range* | >$V_{BAT\_DEAD}$ | | | | |
| Rose Into (47.4V to 50.2V) Range* | | | RHCM | Hi | Lo |
| Rose Into (45.9V to 47.4V) Range | | Power Flows from $V_{BAT}$ to $V_{LOAD}$ (Backup Operation) | | | |
| <45.9V | | | | | |

*$V_{LOAD}$には$V_{IN}$から電力を供給

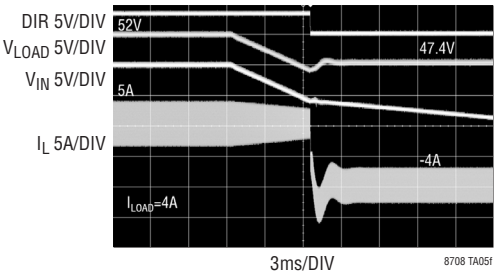
**$V_{IN}$のドロップアウト時のトランジェント挙動（$V_{BAT}$ = 52V）**




**$V_{IN}$のドロップアウト時のトランジェント挙動（$V_{BAT}$ = 53V）**

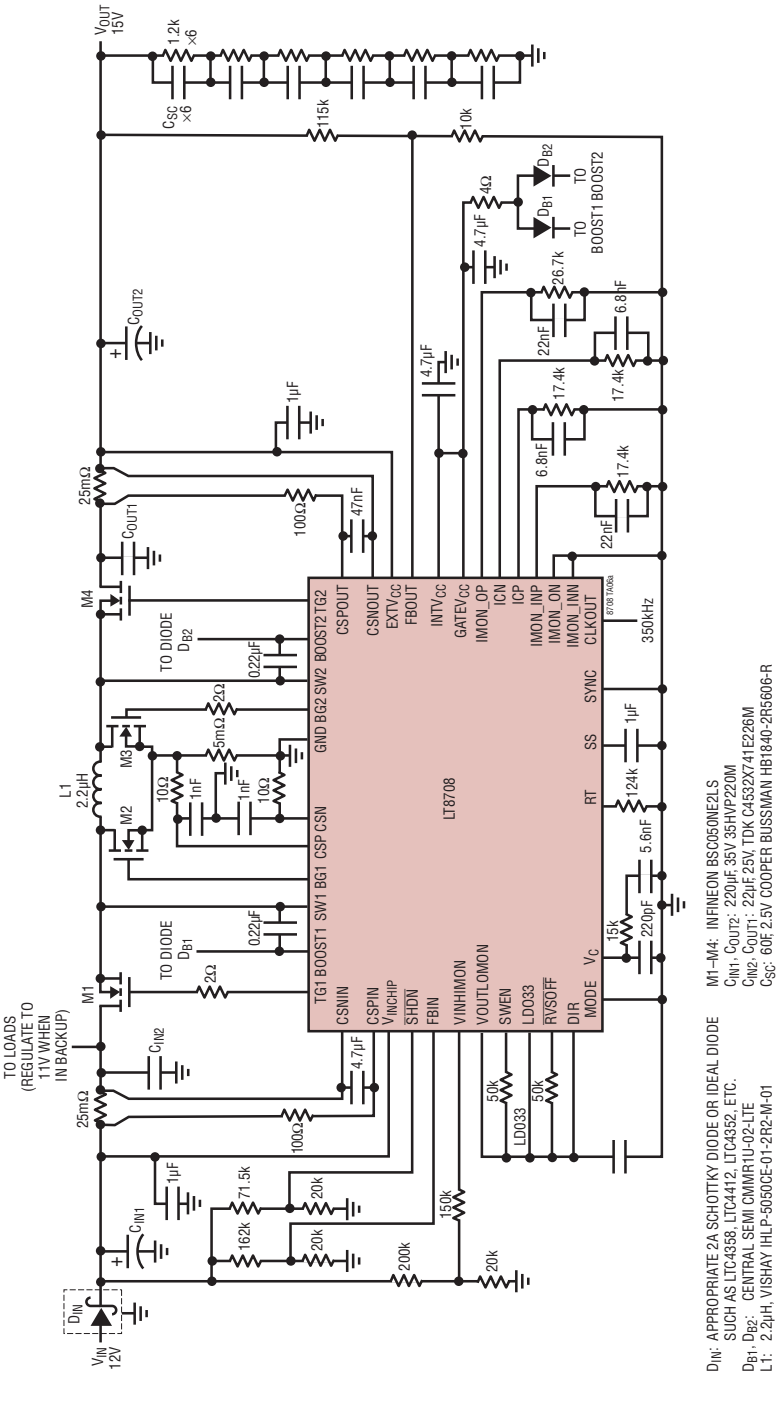



**$V_{IN}$のドロップアウト時のトランジェント挙動（$V_{BAT}$ = 38V）**



## アプリケーション情報

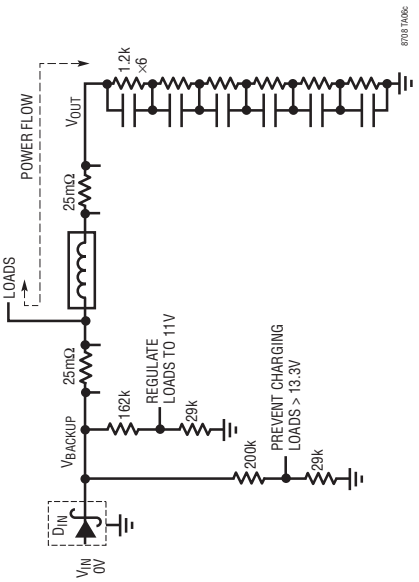
### CCMを使用したスーパーキャパシタ・バックアップ電源



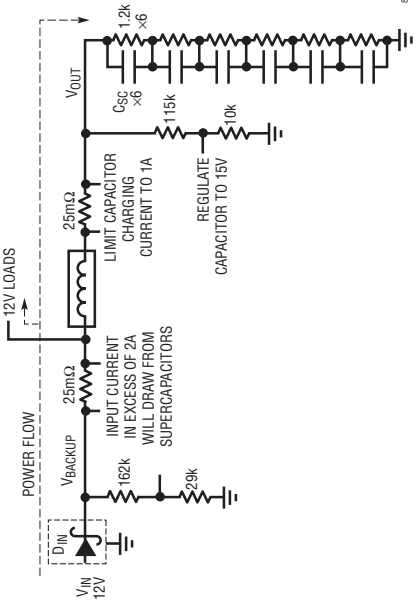

DIN: APPROPRIATE 2A SCHOTTKY DIODE OR IDEAL DIODE SUCH AS LTC4358, LTC4412, LTC4352, ETC.
DB1, DB2: CENTRAL SEMI CMMR1U-02-LTE
L1: 2.2µH, VISHAY IHLP-5050CE-01-2R2-M-01

M1–M4: INFINEON BSC050NE2LS
CIN1, COUT2: 220µF, 35V 35HVP220M
CIN2, COUT1: 22µF 25V, TDK C4532X741E226M
CSC: 60F, 2.5V COOPER BUSSMAN HB1840-2R5606-R

### VIN が印加されていないとき、VLOAD は 11V に調整される




### VIN が印加されているとき、VOUT は 15V まで充電される



## アプリケーション情報

### CCMを使用したスーパーキャパシタ・バックアップ電源の詳細

$V_{OUT}$の充電電圧 = 15V（FBOUT）

$V_{BACKUP}$のレギュレーション電圧 = 11V（FBIN）

$V_{IN\_MIN}$ = 5.42V（立下がり）または5.65V（立上がり）

周波数 = 350kHz

バックアップ動作での$V_{BACKUP}$の過電圧立上がり閾値 = 13.3V（VINHIMONの立上がり）

バックアップ動作での$V_{BACKUP}$の過電圧立下がり閾値 = 12.9V（VINHIMONの立下がり）

$V_{OUT}$の充電電流制限 = 1A（IMON_OP）

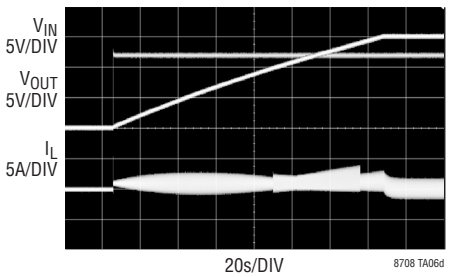
$V_{IN}$の電流制限 = 2A（IMON_INP）

### 動作モードと電力フロー方向の表

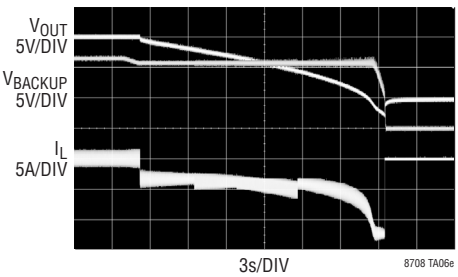
| $V_{BACKUP}$ | $V_{OUT}$ | 電力フロー | チップ動作モード | $\overline{RVSOFF}$* |
|---|---|---|---|---|
| <$V_{IN\_MIN}$ | – | NO POWER FLOW | Shutdown | – |
| >13.3V | >15V | | CCM | Lo |
| | <15V | Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{OUT}$ ($V_{OUT}$ Charging) | | |
| Fell Into (12.9V to 13.3V) Range | >15V | No Power Flow | | |
| Rose Into (12.9V to 13.3V) Range | <15V | Power Flows from $V_{OUT}$ to LOADS (Backup Operation) | | Hi |
| >11V and <12.9V | >15V | Power Flows from $V_{IN}$ to $V_{OUT}$ ($V_{OUT}$ Charging) | | |
| <11V and >$V_{IN\_MIN}$ | – | Power Flows from $V_{OUT}$ to LOADS (Backup Operation) | | |

* LT8708-1を使用

**1Aの電流で$V_{OUT}$を15Vまで充電**

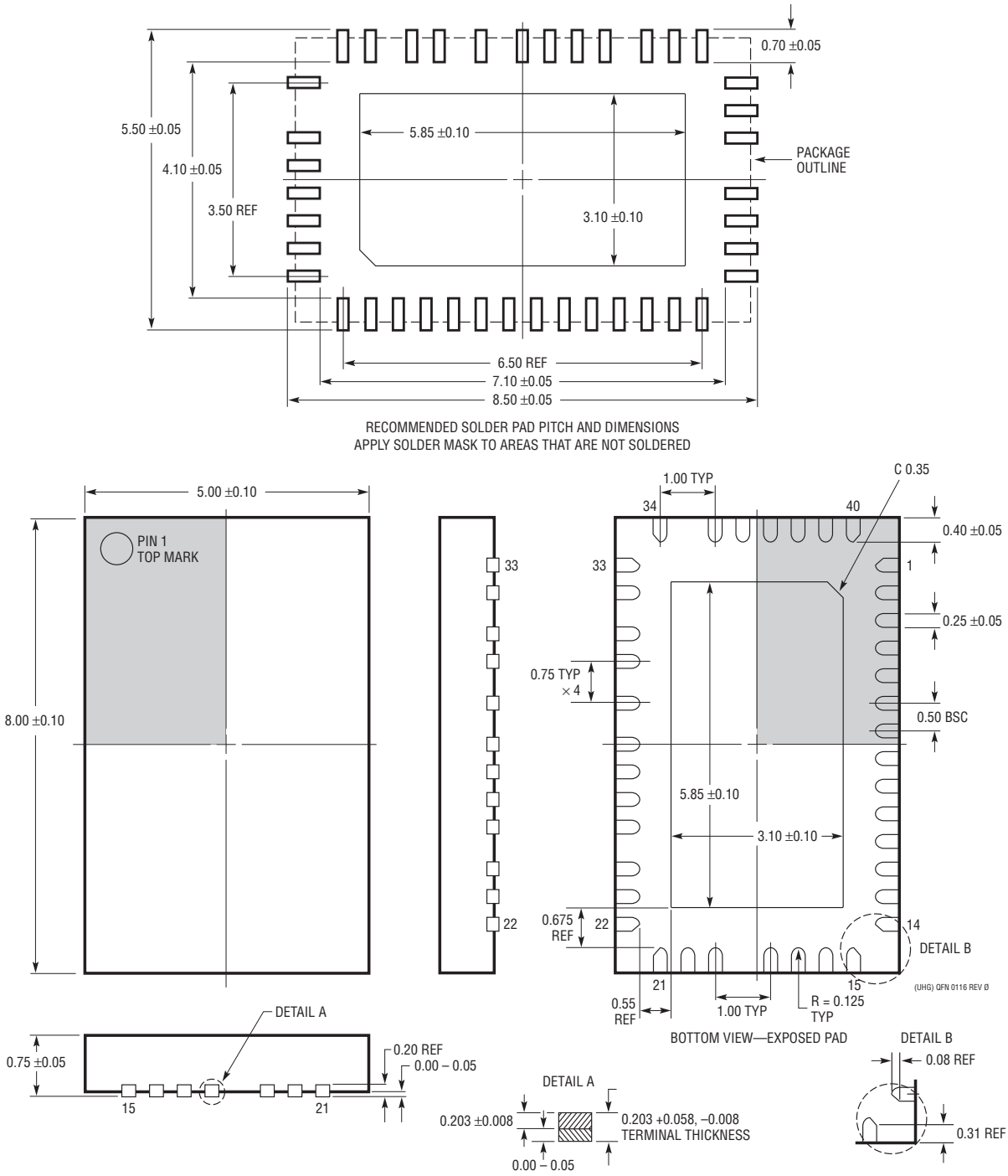



**$V_{IN}$のドロップアウト時のトランジェント挙動（$I_{LOAD}$ = 4A）**



## パッケージ

**UHG Package**
**40-Lead Plastic QFN (5mm × 8mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1528 Rev Ø)



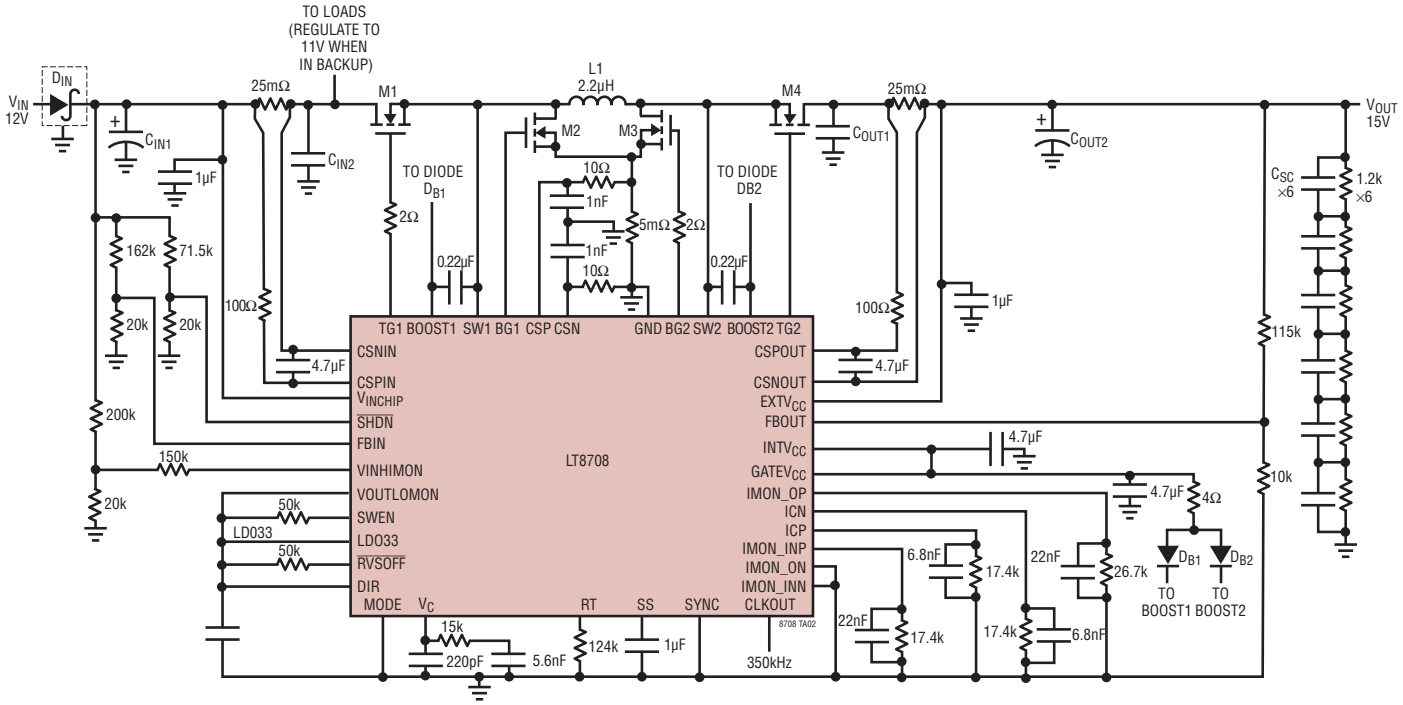

注記：
1. 全ての寸法はミリメートル。角度は度（°）
2. 平坦度は露出パッドと端子に適用される。
   平坦度は 0.08mm を超えないこと
3. 反りは 0.10mm を超えないこと
4. パッケージ長さ／パッケージ幅はデバイスの特性を発揮できるサイズになっている
5. JEDEC M0-220 を参照



アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることに万全を期していますが、その利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。仕様は予告なく変更される場合があります。アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。

## 標準的応用例

**CCMを使用したスーパーキャパシタ・バックアップ電源**




DIN: APPROPRIATE 2A SCHOTTKY DIODE OR IDEAL DIODE SUCH AS LTC4358, LTC4412, LTC4352, ETC.
DB1, DB2: CENTRAL SEMI CMMR1U-02-LTE
L1: 2.2µH, VISHAY IHLP-5050CE-01-2R2-M-01

M1–M4: INFINEON BSC050NE2LS
CIN1, COUT2: 220µF, 35V 35HVP220M
CIN2, COUT1: 22µF, 25V, TDK C4532X741E226M
CSC: 60F, 2.5V COOPER BUSSMAN HB1840-2R5606-R

SEE MORE DETAILS OF THIS APPLICATION ON PAGE 61.

## 関連製品

| 製品番号 | 概要 | 注釈 |
|---|---|---|
| LT8708-1 | LT8708多相システム向け、80Vの同期4スイッチ昇降圧DC/DCスレーブ・コントローラ | 2.8V(EXTVCC > 6.4Vが必要) ≤ VIN ≤ 80V、1.3V ≤ VOUT ≤ 80V, 5mm × 8mm QFN-40パッケージ |
| LT8705A | 入力電圧と出力電圧が80Vの同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ | 2.8V ≤ VIN ≤ 80V、入出力電流モニタ、5mm × 7mm QFN-38およびTSSOP-38パッケージ |
| LTC®3779 | VINおよびVOUTが150Vの同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ | 4.5V ≤ VIN ≤ 150V、1.2V ≤ VOUT ≤ 150V、効率:最大99%、閾値がロジック・レベルまたは標準レベルのMOSFETを駆動、TSSOP-38パッケージ |
| LTC7813 | 低EMI、低入出力リップル、低自己消費電流の60V同期整流式昇圧+降圧コントローラ | 4.5V(起動後は2.2Vでも動作) ≤ VIN ≤ 60V、昇圧VOUTは最大60V、0.8V ≤ 降圧VOUT ≤ 60V、IQ = 29µA、5mm × 5mm QFN-32パッケージ |
| LTC3899 | Burst Mode時の自己消費電流が29µAの60V、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧コントローラ | 4.5V(起動後は2.2Vでも動作) ≤ VIN ≤ 60V、VOUT:最大60V、降圧VOUTの範囲:0.8V〜60V、昇圧VOUT:最大60V |
| LTM®8056 | 58VIN、昇降圧µModuleレギュレータ、調整可能な入出力電流制限 | 5V ≤ VIN ≤ 58V、1.2V ≤ VOUT ≤ 48V、15mm × 15mm × 4.92mm BGAパッケージ |
| LTC3895/ LTC7801 | デューティ・サイクル100%の150V、低自己消費電流、同期整流式降圧DC/DCコントローラ | 4V ≤ VIN ≤ 140V、150V絶対最大定格、PLL固定周波数:50kHz〜900kHz、0.8V ≤ VOUT ≤ 60V、調整可能なゲート駆動電圧:5V〜10V、IQ = 40µA、4mm × 5mm QFN-24、TSSOP-24、TSSOP-38(31)パッケージ |
| LTC3871 | 双方向マルチフェーズDC/DC同期整流式降圧または昇圧オンデマンド・コントローラ | VIN/VOUT:最大100V、大電力の48V/12V車載用バッテリ・アプリケーションに最適 |
| LTC7103 | 105V、2.3A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ | 4.4V ≤ VIN ≤105V、1V ≤ VOUT≤ VIN、IQ = 2µA、固定周波数:200kHz、5mm × 6mm QFNパッケージ |


©ANALOG DEVICES, INC. 2018