

EVALUATION KIT
AVAILABLE

MAXIM

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

概要

MAX1630~MAX1635は、バッテリー駆動機器のロジック電源を発生するバクトポロジーのステップダウン、スイッチモード電源コントローラです。これらの高性能デュアル/トリプル出力素子は、パワーアップシーケンス、遅延付のパワーグッド信号発生、デジタルソフトスタート、二次巻線制御、低ドロップアウト回路、内部周波数補償ネットワーク及び自動ブートストラップ機能を備えています。

同期整流とマキシム社独自のIdle Mode™制御方式により、最大96%の効率を実現しています。効率は1000:1の負荷電流範囲にわたって80%以上に維持されるため、システムサスペンド又はスタンバイモードのバッテリー寿命が拡張されます。優れたダイナミック応答特性により、最新の動的クロックCPUが生成する出力トランジェントを300kHzクロックの5サイクル以内に修正します。強力な1Aの内蔵ゲートドライバによって、外部NチャンネルMOSFETの高速スイッチングを可能にしています。

これらの素子は、ロジック制御の同期可能な固定周波数パルス幅変調(PWM)動作モードを備えています。このモードでは、敏感な移動通信及びペン入力アプリケーションにおいて、ノイズ及びRF干渉を低減します。SKIPピンにより固定周波数モードをイネーブルして、全ての負荷条件でノイズを最小限に抑えることもできます。

MAX1630~MAX1635は、2つのPWMレギュレータを備えており、可変範囲が2.5V~5.5V、固定が5.0V及び3.3Vとなっています。いずれの製品も二次フィードバックレギュレーション機能を備えており、MAX1630/MAX1632/MAX1633/MAX1635は、それぞれ12V/120mAリニアレギュレータを備えています。MAX1631/MAX1634には、二次フィードバック入力(SECFB)及びどのPWM(3.3V又は5V)が二次フィードバック信号を受け取るかを選択する制御ピン(STEER)が搭載されています。SECFBにより、外部抵抗分圧器を使って二次巻線電圧レギュレーションポイントを調節できます。これは、固定12V以外の補助電圧を発生するために使用されます。

MAX1630/MAX1631/MAX1632は、内部出力過電圧及び低電圧保護機能を備えています。

アプリケーション

ノートブック及びサブノートブックコンピュータ

PDA及び移動通信

デスクトップCPUローカルDC-DCコンバータ

ピン配置及び選択表は、データシートの最後に記載されています。

Idle Mode及びDual Modeは、マキシム社の商標です。

MAXIM

特長

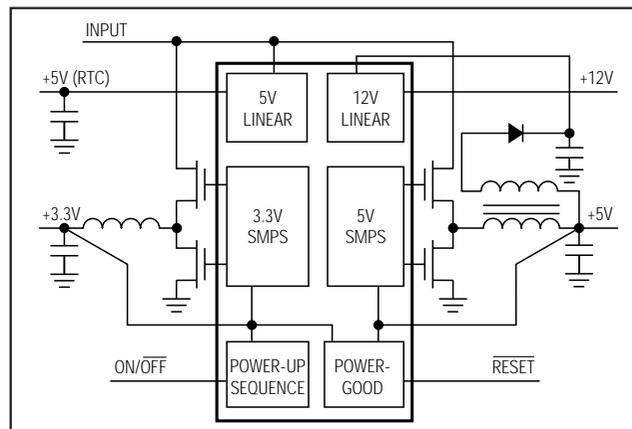
- ◆ 効率: 96%
- ◆ 入力電圧範囲: +4.2V~+30V
- ◆ デュアル可変出力: 2.5V~5.5V
- ◆ 出力: 固定3.3V又は5V選択可能、又は可変(Dual Mode™)
- ◆ 12Vリニアレギュレータ
- ◆ 可変二次フィードバック(MAX1631/MAX1634)
- ◆ リニアレギュレータ出力: 5V/50mA
- ◆ 高精度2.5Vリファレンス出力
- ◆ プログラマブルパワーアップシーケンス
- ◆ パワーグッド(RESET)出力
- ◆ 出力過電圧保護(MAX1630/MAX1631/MAX1632)
- ◆ 出力低電圧シャットダウン(MAX1630/MAX1631/MAX1632)
- ◆ 低ノイズ固定周波数動作: 200kHz/300kHz
- ◆ 低ドロップアウト、デューティ99%動作
- ◆ 自己消費電力: 2.5mW(typ)
(+12V入力、両方のSMPSがオン)
- ◆ シャットダウン電流: 4µA(typ)
- ◆ パッケージ: 28ピンSSOP

型番

| PART | TEMP. RANGE | PIN-PACKAGE |
|------------|----------------|-------------|
| MAX1630CAI | 0°C to +70°C | 28 SSOP |
| MAX1630EAI | -40°C to +85°C | 28 SSOP |

Ordering Information continued on last page.

ファンクションダイアグラム



Maxim Integrated Products 1

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| | | | |
|---|-----------------------------------|---|-----------------|
| V+ to GND..... | -0.3V to +36V | VL, REF Short to GND..... | Momentary |
| PGND to GND..... | ±0.3V | 12OUT Short to GND..... | Continuous |
| VL to GND..... | -0.3V to +6V | REF Current..... | +5mA to -1mA |
| BST3, BST5 to GND..... | -0.3V to +36V | VL Current..... | +50mA |
| LX3 to BST3..... | -6V to +0.3V | 12OUT Current..... | +200mA |
| LX5 to BST5..... | -6V to +0.3V | V _{DD} Shunt Current..... | +15mA |
| REF, SYNC, SEQ, STEER, $\overline{\text{SKIP}}$, TIME/ON5, SECFB, RESET to GND..... | -0.3V to +6V | Operating Temperature Ranges | |
| V _{DD} to GND..... | -0.3V to +20V | MAX163_CAI..... | 0°C to +70°C |
| RUN/ON3, SHDN to GND..... | -0.3V to (V+ + 0.3V) | MAX163_EAI..... | -40°C to +85°C |
| 12OUT to GND..... | -0.3V to (V _{DD} + 0.3V) | Storage Temperature Range..... | -65°C to +160°C |
| DL3, DL5 to PGND..... | -0.3V to (VL + 0.3V) | Continuous Power Dissipation (T _A = +70°C) | |
| DH3 to LX3..... | -0.3V to (BST3 + 0.3V) | SSOP (derate 9.52mW/°C above +70°C)..... | 762mW |
| DH5 to LX5..... | -0.3V to (BST5 + 0.3V) | Lead Temperature (soldering, 10sec)..... | +300°C |

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V+ = 15V, both PWMs on, SYNC = VL, VL load = 0mA, REF load = 0mA, $\overline{\text{SKIP}}$ = 0V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--------------------------------------|---|------|------|------|-------|
| MAIN SMPS CONTROLLERS | | | | | |
| Input Voltage Range | | 4.2 | | 30.0 | V |
| 3V Output Voltage in Adjustable Mode | V+ = 4.2V to 30V, CSH3-CSL3 = 0V, CSL3 tied to FB3 | 2.42 | 2.5 | 2.58 | V |
| 3V Output Voltage in Fixed Mode | V+ = 4.2V to 30V, 0mV < CSH3-CSL3 < 80mV, FB3 = 0V | 3.20 | 3.39 | 3.47 | V |
| 5V Output Voltage in Adjustable Mode | V+ = 4.2V to 30V, CSH5-CSL5 = 0V, CSL5 tied to FB5 | 2.42 | 2.5 | 2.58 | V |
| 5V Output Voltage in Fixed Mode | V+ = 5.2V to 30V, 0mV < CSH-CSL5 < 80mV, FB5 = 0V | 4.85 | 5.13 | 5.25 | V |
| Output Voltage Adjust Range | Either SMPS | REF | | 5.5 | V |
| Adjustable-Mode Threshold Voltage | Dual Mode comparator | 0.5 | | 1.1 | V |
| Load Regulation | Either SMPS, 0V < CSH_ ₋ CSL_ ₋ < 80mV | | -2 | | % |
| Line Regulation | Either SMPS, 5.2V < V+ < 30V | | 0.03 | | %/V |
| Current-Limit Threshold | CSH3-CSL3 or CSH5-CSL5 | 80 | 100 | 120 | mV |
| | $\overline{\text{SKIP}}$ = VL or V _{DD} < 13V or SECFB < 2.44V | -50 | -100 | -150 | |
| Idle Mode Threshold | $\overline{\text{SKIP}}$ = 0V, not tested | 10 | 25 | 40 | mV |
| Soft-Start Ramp Time | From enable to 95% full current limit with respect to f _{osc} (Note 1) | | 512 | | clks |
| Oscillator Frequency | SYNC = VL | 270 | 300 | 330 | kHz |
| | SYNC = 0V | 170 | 200 | 230 | |
| Maximum Duty Factor | SYNC = VL | 97 | 98 | | % |
| | SYNC = 0V (Note 2) | 98 | 99 | | |

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V+ = 15V, both PWMs on, SYNC = VL, VL load = 0mA, REF load = 0mA, $\overline{\text{SKIP}}$ = 0V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|--|---------------------|------|-------|-------|
| SYNC Input High Pulse Width | Not tested | 200 | | | ns |
| SYNC Input Low Pulse Width | Not tested | 200 | | | ns |
| SYNC Rise/Fall Time | Not tested | | | 200 | ns |
| SYNC Input Frequency Range | | 240 | | 350 | kHz |
| Current-Sense Input Leakage Current | V+ = VL = 0V, CSL3 = CSH3 = CSL5 = CSH5 = 5.5V | | 0.01 | 10 | μA |
| FLYBACK CONTROLLER | | | | | |
| V _{DD} Regulation Threshold | Falling edge (Note 3) | 13 | | 14 | V |
| SECFB Regulation Threshold | Falling edge (MAX1631/MAX1634) | 2.44 | | 2.60 | V |
| DL Pulse Width | V _{DD} < 13V or SECFB < 2.44V | | 1 | | μs |
| V _{DD} Shunt Threshold | Rising edge, hysteresis = 1% (Note 3) | 18 | | 20 | V |
| V _{DD} Shunt Sink Current | V _{DD} = 20V (Note 3) | 10 | | | mA |
| V _{DD} Leakage Current | V _{DD} = 5V, off mode (Notes 3, 4) | | | 30 | μA |
| 12V LINEAR REGULATOR (Note 3) | | | | | |
| 12OUT Output Voltage | 13V < V _{DD} < 18V, 0mA < I _L < 120mA | 11.65 | 12.1 | 12.50 | V |
| 12OUT Current Limit | 12OUT forced to 11V, V _{DD} = 13V | | 150 | | mA |
| Quiescent V _{DD} Current | V _{DD} = 18V, run mode, no 12OUT load | | 50 | 100 | μA |
| INTERNAL REGULATOR AND REFERENCE | | | | | |
| VL Output Voltage | $\overline{\text{SHDN}}$ = V+, RUN/ON3 = TIME/ON5 = 0V, 5.3V < V+ < 30V, 0mA < I _{LOAD} < 50mA | 4.7 | | 5.1 | V |
| VL Undervoltage Lockout Fault Threshold | Falling edge, hysteresis = 1% | 3.5 | 3.6 | 3.7 | V |
| VL Switchover Threshold | Rising edge of CSL5, hysteresis = 1% | 4.2 | 4.5 | 4.7 | V |
| REF Output Voltage | No external load (Note 5) | 2.45 | 2.5 | 2.55 | V |
| REF Load Regulation | 0μA < I _{LOAD} < 50μA | | | 12.5 | mV |
| | 0mA < I _{LOAD} < 5mA | | | 100.0 | |
| REF Sink Current | | 10 | | | μA |
| REF Fault Lockout Voltage | Falling edge | 1.8 | | 2.4 | V |
| V+ Operating Supply Current | VL switched over to CSL5, 5V SMPS on | | 5 | 50 | μA |
| V+ Standby Supply Current | V+ = 5.5V to 30V, both SMPSs off, includes current into $\overline{\text{SHDN}}$ | | 30 | 60 | μA |
| V+ Standby Supply Current in Dropout | V+ = 4.2V to 5.5V, both SMPSs off, includes current into $\overline{\text{SHDN}}$ | | 50 | 200 | μA |
| V+ Shutdown Supply Current | V+ = 4V to 24V, $\overline{\text{SHDN}}$ = 0V | | 4 | 10 | μA |
| Quiescent Power Consumption | Both SMPSs enabled, FB3 = FB5 = 0V, CSL3 = CSH3 = 3.5V, CSL5 = CSH5 = 5.3V | (Note 3) | 2.5 | 4 | mW |
| | | MAX1631/ MAX1634 | 1.5 | 4 | |

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(V+ = 15V, both PWMs on, SYNC = VL, VL load = 0mA, REF load = 0mA, $\overline{\text{SKIP}}$ = 0V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted. Typical values are at T_A = +25°C.)

| PARAMETER | CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|--|--|--------|--------|--------|-------|
| FAULT DETECTION (MAX1630/MAX1631/MAX1632) | | | | | |
| Overvoltage Trip Threshold | With respect to unloaded output voltage | 4 | 7 | 10 | % |
| Overvoltage-Fault Propagation Delay | CSL_ driven 2% above overvoltage trip threshold | | 1.5 | | μs |
| Output Undervoltage Threshold | With respect to unloaded output voltage | 60 | 70 | 80 | % |
| Output Undervoltage Lockout Time | From each SMPS enabled, with respect to f _{osc} | 5000 | 6144 | 7000 | clks |
| Thermal Shutdown Threshold | Typical hysteresis = +10°C | | 150 | | °C |
| RESET | | | | | |
| $\overline{\text{RESET}}$ Trip Threshold | With respect to unloaded output voltage, falling edge; typical hysteresis = 1% | -7 | -5.5 | -4 | % |
| $\overline{\text{RESET}}$ Propagation Delay | Falling edge, CSL_ driven 2% below $\overline{\text{RESET}}$ trip threshold | | 1.5 | | μs |
| $\overline{\text{RESET}}$ Delay Time | With respect to f _{osc} | 27,000 | 32,000 | 37,000 | clks |
| INPUTS AND OUTPUTS | | | | | |
| Feedback Input Leakage Current | FB3, FB5; SECFB = 2.6V | | 1 | 50 | nA |
| Logic Input Low Voltage | RUN/ON3, $\overline{\text{SKIP}}$, TIME/ON5 (SEQ = REF), $\overline{\text{SHDN}}$, STEER, SYNC | | | 0.6 | V |
| Logic Input High Voltage | RUN/ON3, $\overline{\text{SKIP}}$, TIME/ON5 (SEQ = REF), $\overline{\text{SHDN}}$, STEER, SYNC | 2.4 | | | V |
| Input Leakage Current | RUN/ON3, $\overline{\text{SKIP}}$, TIME/ON5 (SEQ = REF), $\overline{\text{SHDN}}$, STEER, SYNC, SEQ; V _{PIN} = 0V or 3.3V | | | ±1 | μA |
| Logic Output Low Voltage | $\overline{\text{RESET}}$, I _{SINK} = 4mA | | | 0.4 | V |
| Logic Output High Current | $\overline{\text{RESET}}$ = 3.5V | 1 | | | mA |
| TIME/ON5 Input Trip Level | SEQ = 0V or VL | 2.4 | | 2.6 | V |
| TIME/ON5 Source Current | TIME/ON5 = 0V, SEQ = 0V or VL | 2.5 | 3 | 3.5 | μA |
| TIME/ON5 On-Resistance | TIME/ON5; RUN/ON3 = 0V, SEQ = 0V or VL | | 15 | 80 | Ω |
| Gate Driver Sink/Source Current | DL3, DH3, DL5, DH5; forced to 2V | | 1 | | A |
| Gate Driver On-Resistance | High or low | | 1.5 | 7 | Ω |

Note 1: Each of the four digital soft-start levels is tested for functionality; the steps are typically in 20mV increments.

Note 2: High duty-factor operation supports low input-to-output differential voltages, and is achieved at a lowered operating frequency (see *Overload and Dropout Operation* section).

Note 3: MAX1630/MAX1632/MAX1633/MAX1635 only.

Note 4: Off mode for the 12V linear regulator occurs when the SMPS that has flyback feedback (V_{DD}) steered to it is disabled. In situations where the main outputs are being held up by external keep-alive supplies, turning off the 12OUT regulator prevents a leakage path from the output-referred flyback winding, through the rectifier, and into V_{DD}.

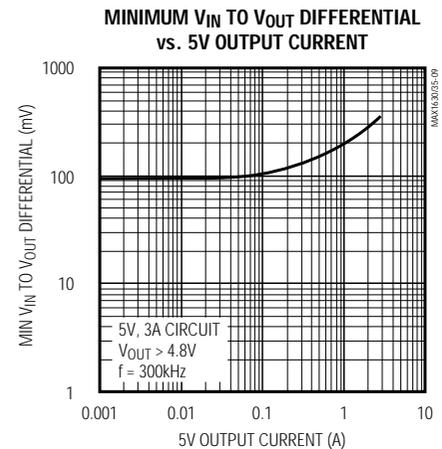
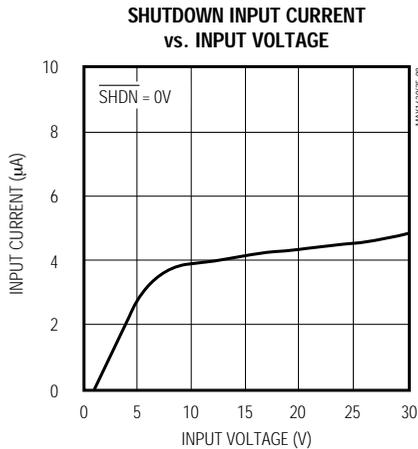
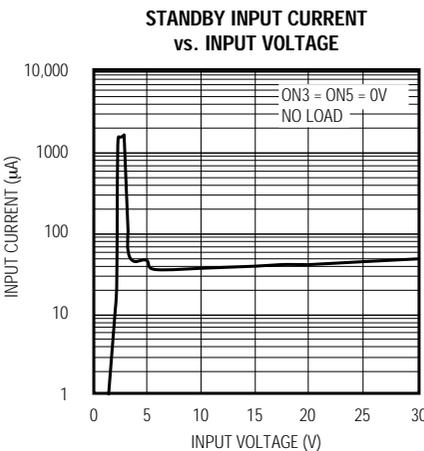
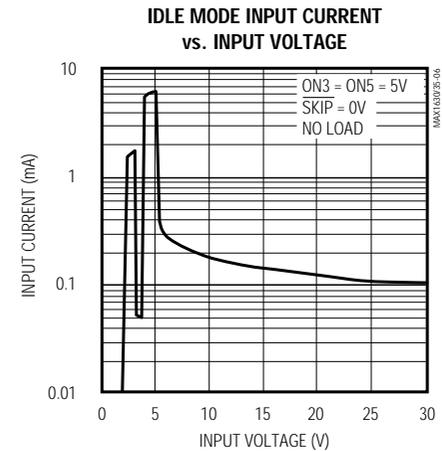
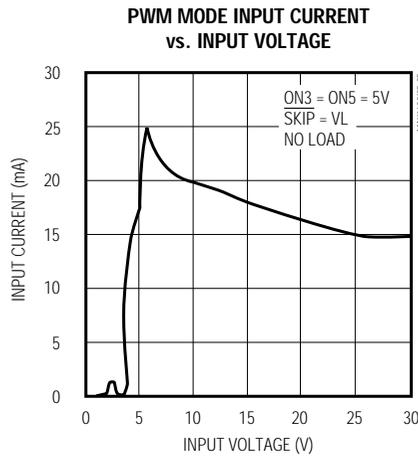
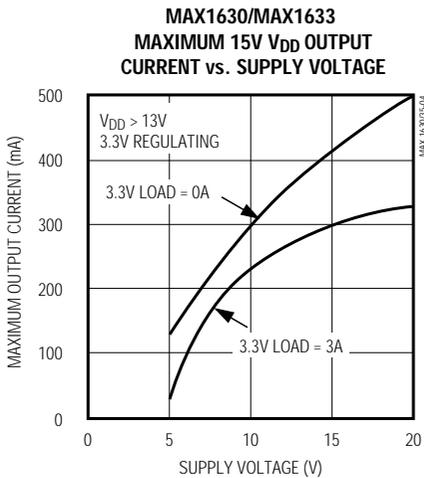
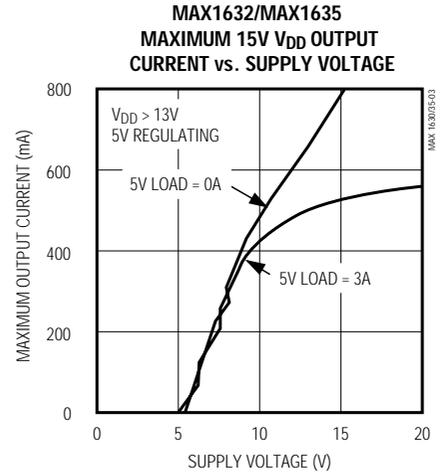
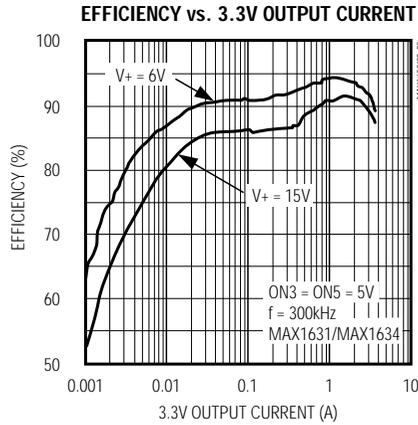
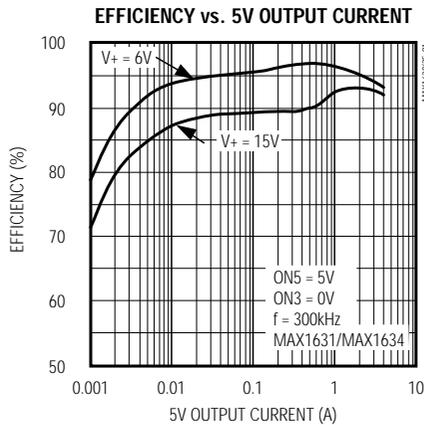
Note 5: Since the reference uses VL as its supply, the reference's V+ line-regulation error is insignificant.

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

標準動作特性

(Circuit of Figure 1, 3A Table 1 components, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

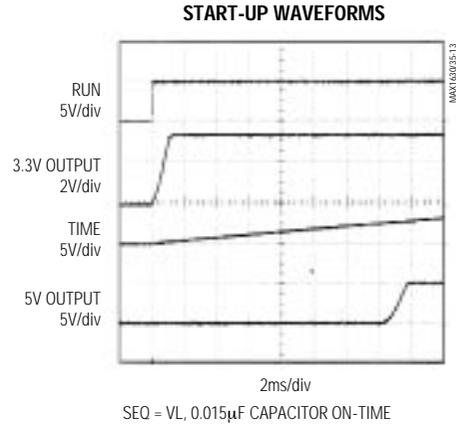
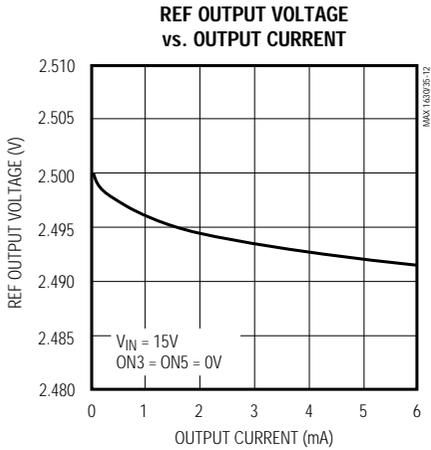
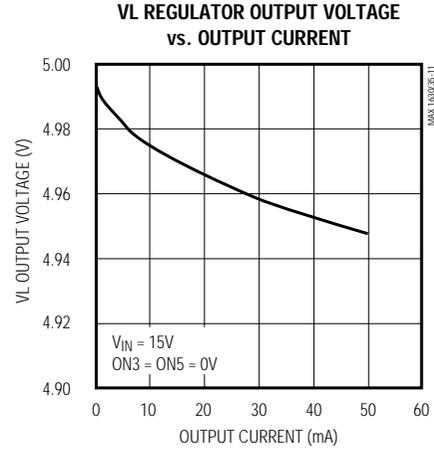
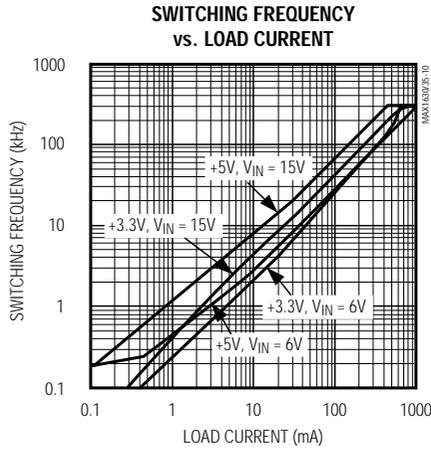


ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

標準動作特性(続き)

(Circuit of Figure 1, 3A Table 1 components, $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)



端子説明

| 端子 | 名称 | 機能 |
|----|---------------------------------|---|
| 1 | CSH3 | 3.3V SMPSの電流検出入力。電流リミットレベルは、CSL3を基準として100mV。 |
| 2 | CSL3 | 電流検出入力。固定出力モードでのフィードバック入力としても機能。 |
| 3 | FB3 | 3.3V SMPSのフィードバック入力。可変モードでは、FB3 = REF(約2.5V)でレギュレーション。FB3はデュアルモード入力であると同時に、GNDに接続すると3.3V固定出力設定を選択します。FB3を抵抗分圧器に接続すると可変出力モードになります。 |
| 4 | 12OUT (MAX1630/ 32/33/35) | 12V/120mAリアレギュレータ出力。入力電源はV _{DD} から供給されます。12OUTは1μF(min)でGNDにバイパスしてください。 |
| | STEER (MAX1631/ MAX1634) | 二次フィードバック用のロジック制御入力。トランスと二次フィードバック信号(SECFB)を使用するPWMを選択します: STEER = GND : 3.3V SMPS側でトランスを使用します。 STEER = VL : 5V SMPS側でトランスを使用します。 |

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

端子説明(続き)

| 端子 | 名称 | 機能 |
|----|--------------------------------|---|
| 5 | VDD (MAX1630/ 32/33/35) | 12OUTリニアレギュレータの電源電圧入力。二次巻線フィードバック用として内部抵抗分圧器にも接続するほか、18V過電圧シャントレギュレータクランプにも接続しています。 |
| | SECFB (MAX1631/ MAX1634) | 二次巻線フィードバック入力。通常は補助出力からの抵抗分圧器に接続されています。SECFBのレギュレーションポイントは、 $V_{SECFB} = 2.5V$ です(「二次フィードバックレギュレーションループ」の項を参照)。使用しない場合は、VLに接続してください。 |
| 6 | SYNC | 発振器同期及び周波数選択。VLに接続すると300kHz動作になり、GNDに接続すると200kHz動作になります。240kHz~350kHzで駆動して外部同期にすることもできます。 |
| 7 | TIME/ON5 | タイミングコンデンサピン及びON/OFF制御入力。「パワーアップシーケンス及びON/OFF制御」の項を参照。 |
| 8 | GND | 低ノイズアナロググランド及びフィードバックリファレンスポイント |
| 9 | REF | 2.5Vリファレンス電圧出力。1 μ F(min)でGNDにバイパスしてください。 |
| 10 | SKIP | ロジック制御入力。ハイの時、アイドルモードがディセーブルされます。通常の使用では、GNDに接続してください。 |
| 11 | RESET | アクティブロータイム付リセット出力。 \overline{RESET} はGNDからVLまでスイングします。パワーアップ時に、固定32,000クロックサイクルの遅延の後でハイになります。 |
| 12 | FB5 | 5V SMPS用のフィードバック入力。可変モードではFB5 = REF(約2.5V)でレギュレーション。FB5はデュアルモード入力であると同時に、GNDに接続すると5V固定出力設定を選択します。FB5を抵抗分圧器に接続すると可変出力モードになります。 |
| 13 | CSL5 | 5V SMPS用の電流検出入力。固定出力モードでのフィードバック入力と共に、CSL5/VLでの電圧が4.5Vより高い場合のブートストラップ電源入力としても機能します。 |
| 14 | CSH5 | 5V SMPS用の電流検出入力。電流リミットレベルは、CSL5を基準として100mVです。 |
| 15 | SEQ | SMPSパワーアップシーケンスを選択するピンストラップ入力: SEQ = GND : 3.3Vの前に5V、RESET出力は両方の出力により決定 SEQ = REF : ON3/ON5制御は独立、RESET出力は3.3V出力により決定 SEQ = VL : 5Vの前に3.3V、RESET出力は両方の出力により決定 |
| 16 | DH5 | 5V、ハイサイドNチャネルスイッチ用のゲート駆動出力。DH5は、LX5からBST5までスイングするフローティングドライバ出力で、LX5スイッチングノード電圧の上に乗っています。 |
| 17 | LX5 | スイッチングノード(インダクタ)接続部。グランドより2V下までスイングしても問題はありません。 |
| 18 | BST5 | ハイサイドゲート駆動用のブーストコンデンサ(0.1 μ F)接続部 |
| 19 | DL5 | ローサイド同期整流器MOSFET用のゲート駆動出力。0V~VLの範囲でスイング。 |
| 20 | PGND | 電源グランド |
| 21 | VL | 5V内部リニアレギュレータ出力。VLは、チップの電源電圧にもなっています。5V SMPS出力が+4.5V(typ)に達すると、VLは自動的にCSL5を通じて出力電圧に切り換えられ、ブートストラップ動作になります。4.7 μ FでGNDにバイパスしてください。VLは、外部負荷に25mAまで供給できます。 |
| 22 | V+ | バッテリー電圧入力(+4.2V~+30V)。0.22 μ Fコンデンサを使用して、V+をICの近くでPGNDにバイパスしてください。VLを駆動するリニアレギュレータに接続しています。 |
| 23 | SHDN | シャットダウン制御入力(アクティブロー)。ロジックスレッシュホールドは、約1Vに設定されています。自動スタートアップにする場合は、220k 抵抗を通じてSHDNをV+に接続し、0.01 μ Fコンデンサを使用してSHDNをGNDにバイパスしてください。 |
| 24 | DL3 | ローサイド同期整流器MOSFETのゲート駆動出力。0V~VLの範囲でスイング。 |
| 25 | BST3 | ハイサイドゲート駆動用のブーストコンデンサ(0.1 μ F)の接続部 |
| 26 | LX3 | スイッチングノード(インダクタ)接続部。グランドより2V下までスイングしても問題はありません。 |
| 27 | DH3 | 3.3V、ハイサイドNチャネルスイッチ用のゲート駆動出力。DH3はLX3からBST3までスイングするフローティングドライバ出力で、LX3スイッチングノード電圧の上に乗っています。 |
| 28 | RUN/ON3 | ON/OFF制御入力。「パワーアップシーケンス及びON/OFF制御」の項を参照。 |

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

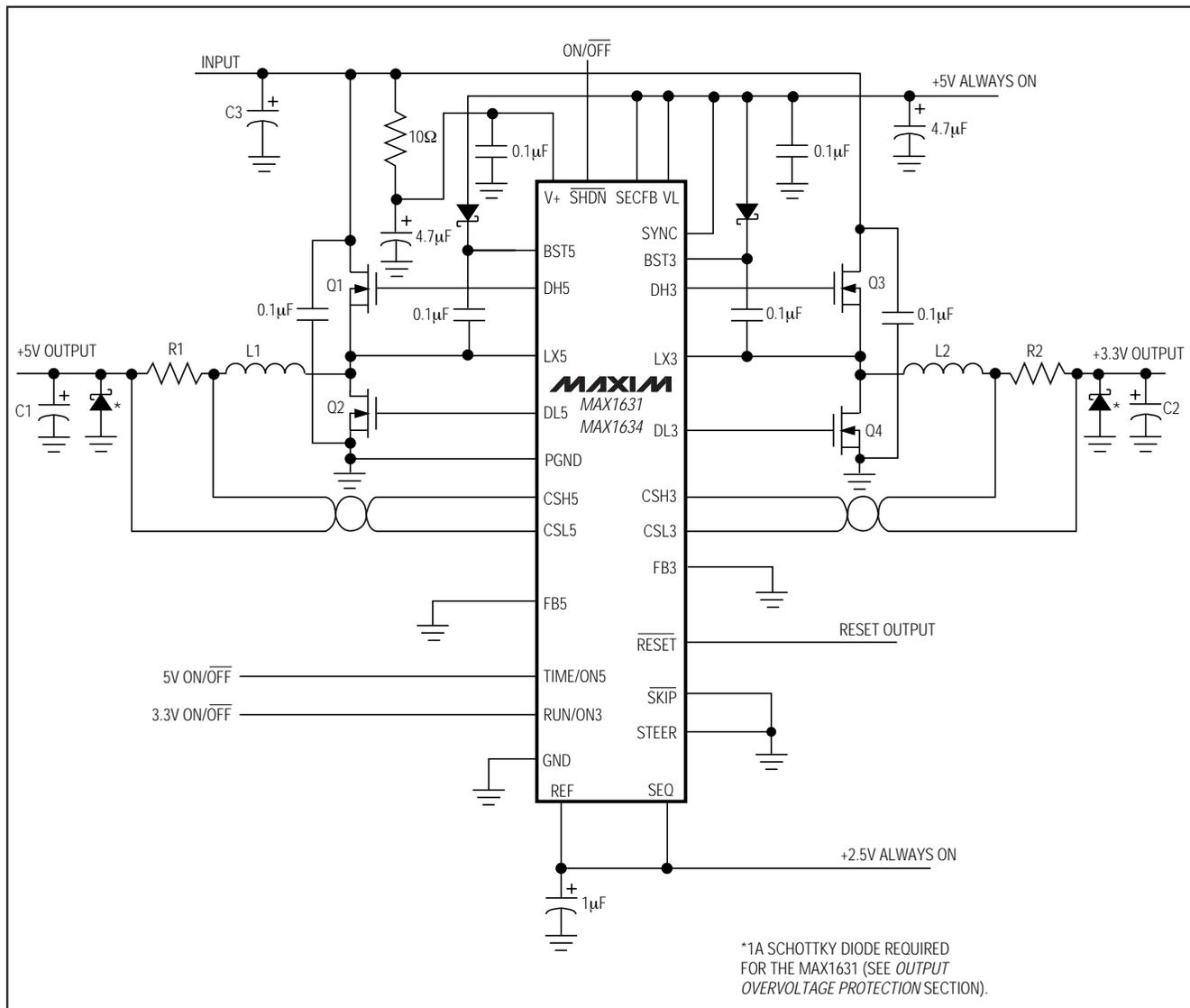


図1. 標準3.3V/5Vアプリケーション回路(MAX1631/MAX1634)

標準アプリケーション回路

基本的なMAX1631/MAX1634デュアル出力3.3V/5Vバックコンバータ(図1)は、表1に従って部品を置き換えることによって入力28Vまでの広範囲のアプリケーションに容易に合せることができます。これらの回路は、コスト、サイズ及び効率のバランスがとれているだけでなく、コンデンサリップル電流等のストレス関係のパラメータのワーストケース仕様限界内に留まるようになっています。これらの回路の周波数を変更す

る場合は、変更の前に部品定数(特に最大バッテリー電圧におけるインダクタンス値)を計算しなおす必要があります。各同期整流器の両端にショットキ整流器を付加すると回路の効率を約1%改善できますが、これらの回路に必要とされるMOSFETには通常ドレインとソースの間に高速シリコンダイオードが組み込まれているため、この整流器は特に必要ではありません。ショットキ整流器としては、DC電流の定格が少なくとも負荷電流の1/3のものを使用します。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

表1. 標準3.3V/5Vアプリケーション用の部品選択

| COMPONENT | LOAD CURRENT | | |
|--------------------------|---|--|---|
| | 2A | 3A | 4A |
| Input Range | 4.75V to 18V | 4.75V to 28V | 4.75V to 24V |
| Application | PDA | Notebook | Workstation |
| Frequency | 300kHz | 300kHz | 200kHz |
| Q1, Q3 High-Side MOSFETs | 1/2 IR IRF7301; 1/2 Siliconix Si9925DQ; or 1/2 Motorola MMDF3N03HD or MMDF4N01HD (10V max) | IR IRF7403 or IRF7401 (18V max); Siliconix Si4412DY; or Motorola MMSF5N03HD or MMSF5N02HD (18V max) | IR IRF7413 or Siliconix Si4410DY |
| Q2, Q4 Low-Side MOSFETs | 1/2 IR IRF7301; 1/2 Siliconix Si9925DQ; or 1/2 Motorola MMDF3N03HD or MMDF4N01HD (10V max) | IR IRF7403 or IRF7401 (18V max); Siliconix Si4412DY; or Motorola MMSF5N03HD or MMSF5N02HD (18V max) | IR IRF7413 or Siliconix Si4410DY |
| C3 Input Capacitor | 10 μ F, 30V Sanyo OS-CON; 22 μ F, 35V AVX TPS; or Sprague 594D | 2 x 10 μ F, 30V Sanyo OS-CON; 2 x 22 μ F, 35V AVX TPS; or Sprague 594D | 3 x 10 μ F, 30V Sanyo OS-CON; 4 x 22 μ F, 35V AVX TPS; or Sprague 595D |
| C1 Output Capacitor | 220 μ F, 10V AVX TPS or Sprague 595D | 2 x 220 μ F, 10V AVX TPS or Sprague 595D | 4 x 220 μ F, 10V AVX TPS or Sprague 595D |
| R1, R2 Resistors | 0.033 Ω IRC LR2010-01-R033 or Dale WSL2010-R033-F | 0.02 Ω IRC LR2010-01-R020 or Dale WSL2010-R020-F | 0.012 Ω Dale WSL2512-R012-F |
| L1, L2 Inductor | 15 μ H, 2.4A Ferrite Coilcraft DO3316P-153 or Sumida CDRH125-150 | 10 μ H, 4A Ferrite Coilcraft DO3316P-103 or Sumida CDRH125-100 | 4.7 μ H, 5.5A Ferrite Coilcraft DO3316-472 or 5.2 μ H, 6.5A Ferrite Sumida CDRH127-5R2MC |

表2. 部品メーカー

| COMPANY | FACTORY FAX (COUNTRY CODE) | USA PHONE |
|------------------------------|-------------------------------|----------------|
| AVX | (1) 803-626-3123 | (803) 946-0690 |
| Central Semiconductor | (1) 516-435-1824 | (516) 435-1110 |
| Coilcraft | (1) 847-639-1469 | (847) 639-6400 |
| Coiltronics | (1) 561-241-9339 | (561) 241-7876 |
| Dale | (1) 605-665-1627 | (605) 668-4131 |
| International Rectifier (IR) | (1) 310-322-3332 | (310) 322-3331 |
| IRC | (1) 512-992-3377 | (512) 992-7900 |
| Matsuo | (1) 714-960-6492 | (714) 969-2491 |

| COMPANY | FACTORY FAX (COUNTRY CODE) | USA PHONE |
|-------------------------|-------------------------------|-----------------|
| Motorola | (1) 602-994-6430 | (602) 303-5454 |
| Murata-Erie | (1) 814-238-0490 | (814) 237-1431 |
| NIEC | (81) 3-3494-7414 | (805) 867-2555* |
| Sanyo | (81) 7-2070-1174 | (619) 661-6835 |
| Siliconix | (1) 408-970-3950 | (408) 988-8000 |
| Sprague | (1) 603-224-1430 | (603) 224-1961 |
| Sumida | (81) 3-3607-5144 | (847) 956-0666 |
| TDK | (1) 847-390-4428 | (847) 390-4373 |
| Transpower Technologies | (1) 702-831-3521 | (702) 831-0140 |

*Distributor

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

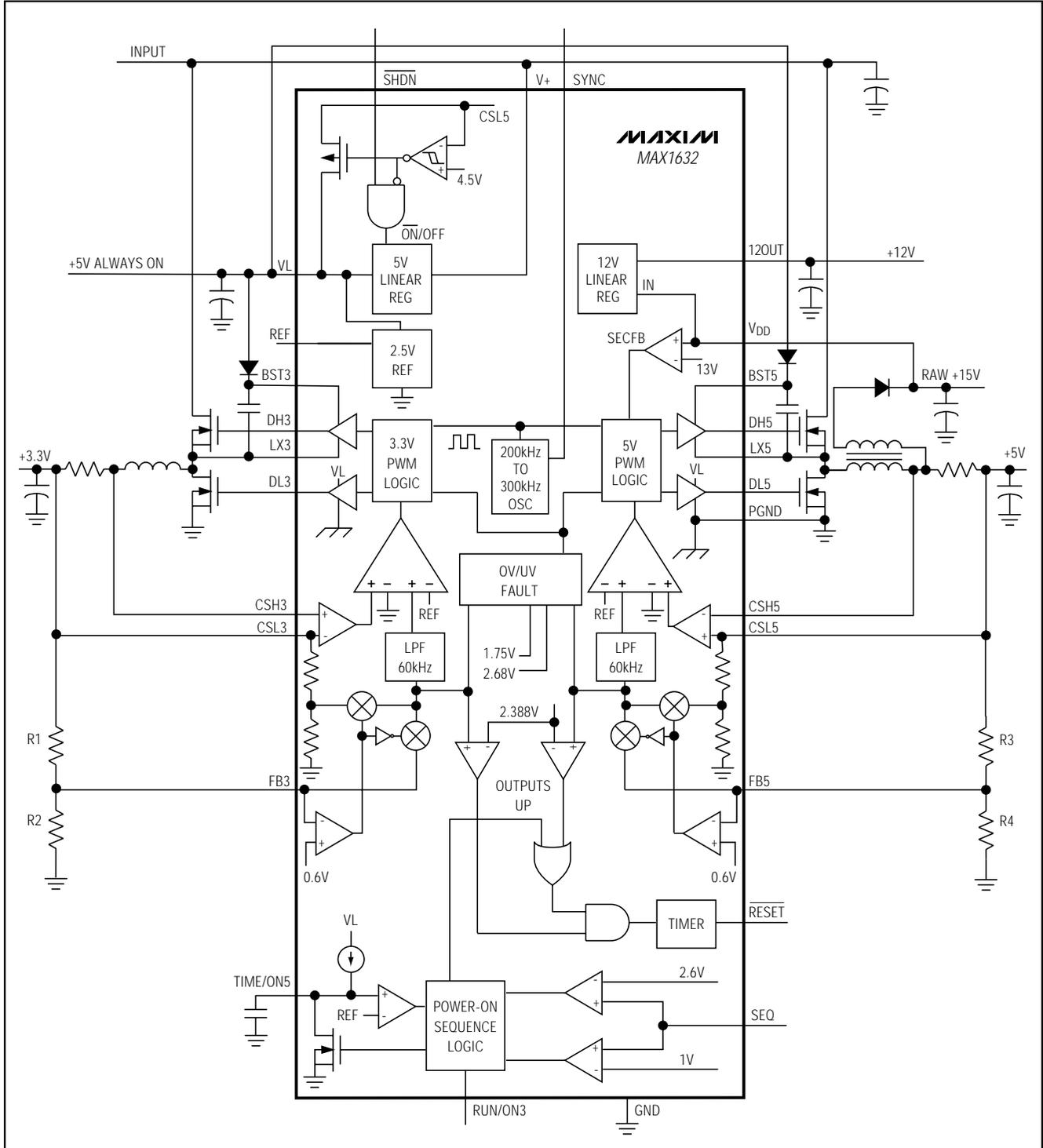


図2. MAX1632ブロック図

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

詳細

MAX1630は、デュアルBiCMOSのスイッチモード電源コントローラです。高効率及び低自己消費電流が必須とされるバッテリー駆動アプリケーションにおけるバックトポロジーレギュレータ用として設計されています。軽負荷時の効率は、自動Idle Mode™動作(遷移損失及びゲートチャージ損失を低減する可変周波数パルススキッピングモード)によって改善されています。ステップダウンパワースイッチング回路は、2個のNチャンネルMOSFET、整流器及びLC出力フィルタで構成されています。出力電圧は、スイッチングノードでのAC電圧の平均で、MOSFETスイッチのデューティサイクルを変化させることによってレギュレーションされます。NチャンネルハイサイドMOSFETへのゲート駆動信号は、バッテリー電圧以上であることが必要ですが、これはBST₁に接続された0.1µFのコンデンサを使用したフライングコンデンサブースト回路によって供給されます。

MAX1630ファミリの素子は、10個の回路ブロックに分かれています(図2)。

2個のパルス幅変調(PWM)コントローラは、それぞれがDual Mode™フィードバックネットワークとマルチプレクサ、多入力のPWMコンパレータ、ハイサイドとローサイドゲートドライバ及びロジックで構成されています。MAX1630/MAX1631/MAX1632は、PWM出力の低電圧及び過電圧状態を監視するフォルト保護回路を備えています。パワーオンシーケンスブロックによって、メインPWMのパワーアップタイミングが制御され、低電圧フォルトの監視を片方の出力に対して行うかあるいは両方の出力に対して行うかが決定されます。MAX1630/MAX1632/MAX1633/MAX1635は、カップルドインダクタフライバック巻線によって12V出力を発生するための、二次フィードバックネットワーク及び12Vリニアレギュレータを備えています。MAX1631/MAX1634の場合は、かわりに二次フィードバック入力(SECFB)を備えています。これによって、疑似安定化可変出力カップルドインダクタフライバック巻線を3.3V又は5Vメインインダクタのどちらかに接続できるようになっています。バイアス発生器ブロックは、5V IC内部電源電圧(VL)リニアレギュレータ、2.5V高精度リファレンス及び自動ブートストラップ切り換え回路を備えています。これらのPWMは、200kHz/300kHz同期可能発振器を共有しています。

これらの内部ICブロックは、バッテリーから直接電源を得ているのではなく、5V VLリニアレギュレータからバッテリー電圧がステップダウンされて、VL及びゲートドライバに供給されています。同期スイッチゲートドライバはVLから直接電源を得ていますが、ハイサイドスイッチゲートドライバは外部ダイオードコンデンサブースト回路を通じて間接的にVLから電源を得ていま

す。出力が4.5V以上の場合、自動ブートストラップ回路が+5Vリニアレギュレータをターンオフして、5V PWM出力電圧がICの電源になります。

PWMコントローラブロック

2個のPWMコントローラは、出力設定(3.3V対5V)、+5V PWMに接続されたVL/CSL5ブートストラップスイッチ及びSECFB以外はほぼ同一です。各電流モードPWMコントローラの心臓部は、リファレンス電圧を基準とした出力電圧エラー信号、電流検出信号及びスロー補償ランプの3つの信号の総和を取る多入力オープンループコンパレータです(図3)。PWMコントローラは直接総和タイプであることから、従来のエラーアンプ及びそれに伴う位相シフトがありません。この直接総和構成は、理想的な出力電圧のサイクル毎の制御に近いものです。

SKIPがローの時、全負荷電流範囲にわたってアイドルモード回路が自動的に効率を最適化します。アイドルモードは軽負荷時の効率を飛躍的に改善しますが、これは実効周波数を低減することによってスイッチング損失が減るためです。アクティブサイクルでのピークインダクタ電流をフル電流リミットの25%上に維持することにより、その後のサイクルをスキップできます。負荷電流が増加すると、アイドルモードから滑らかに固定周波数PWM動作に移行します。

SKIPがハイの時、コントローラが常に固定周波数PWMモードで動作するためにノイズが最小になります。発振器からの各パルスによってメインPWMラッチが設定されます。このラッチは、デューティファクタ(約 V_{OUT}/V_{IN})で決まる期間ハイサイドスイッチをターンオンします。ハイサイドスイッチがターンオフすると、同期整流器ラッチが設定されます。そして60ns後にローサイドスイッチがターンオンします。ローサイドスイッチは、次のクロックサイクルまでオン状態に留まります。

表3. SKIP PWM表

| SKIP | LOAD CURRENT | MODE | DESCRIPTION |
|------|--------------|------|---|
| Low | Light | Idle | Pulse-skipping, supply current = 250µA at $V_{IN} = 12V$, discontinuous inductor current |
| Low | Heavy | PWM | Constant-frequency PWM, continuous inductor current |
| High | Light | PWM | Constant-frequency PWM, continuous inductor current |
| High | Heavy | PWM | Constant-frequency PWM, continuous inductor current |

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

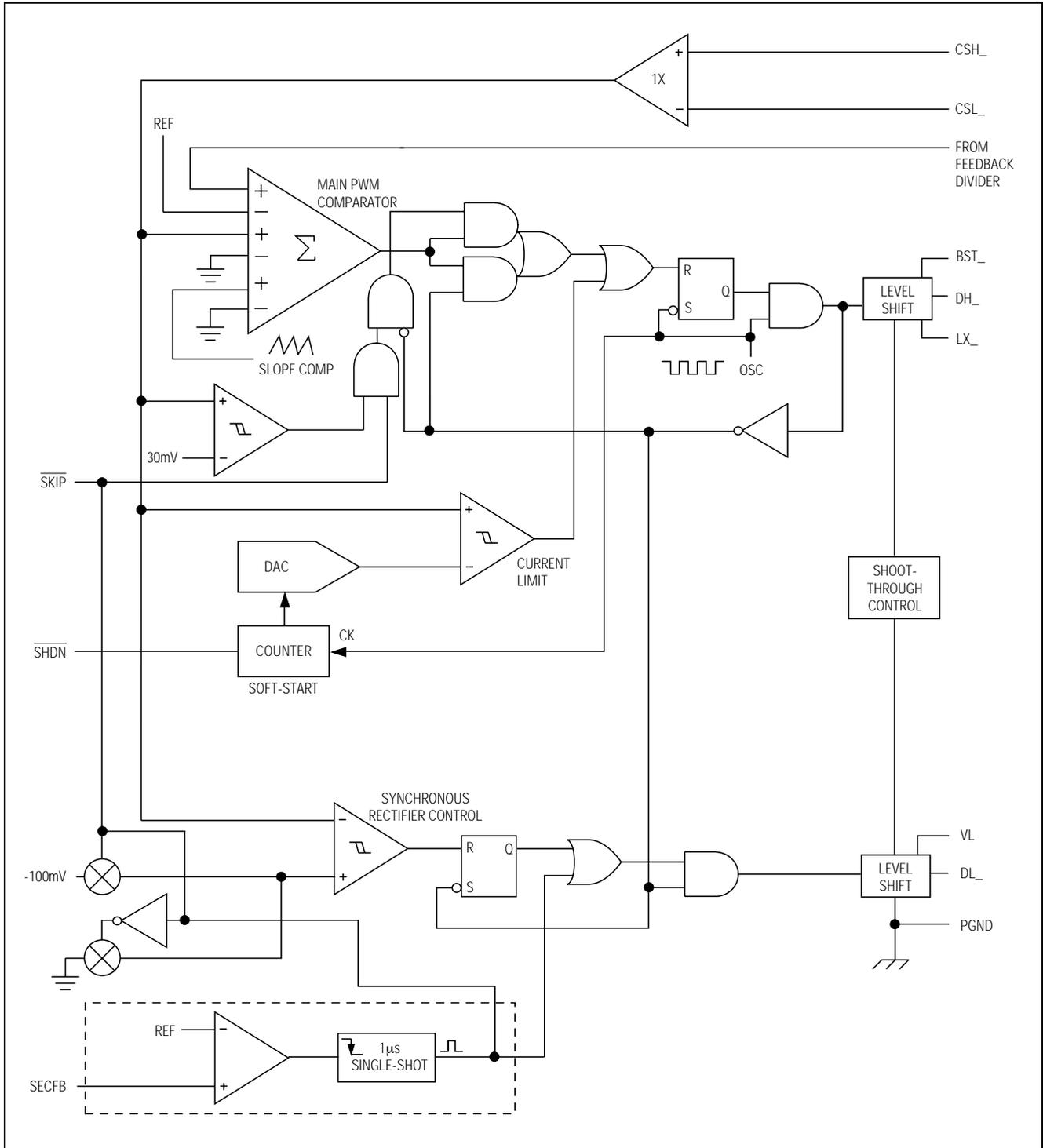


図3. PWMコントローラの詳細ブロックダイアグラム

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

PWMモードのコントローラは、固定周波数電流モードコントローラとして動作し、デューティ比は入力/出力の電圧比を使用して設定されます。電流モードフィードバックシステムでは、出力電圧エラー信号の関数としてピークインダクタ電流値のレギュレーションを行います。連続導電モードでは、平均インダクタ電流がピーク電流とほぼ等しいため、回路はスイッチモード・トランスコンダクタンスアンプとして作動します。これにより、デューティファクタ制御(電圧モード)PWMで通常見られるように第2出力LCフィルタポールが高周波数側に押されます。内部ループ安定性を保持し、再生インダクタ電流「階段状変化」を排除するために、スロー補償ランプの総和がメインPWMコンパレータに送られ、見掛けのデューティファクタを50%以下にします。

MAX1630ファミリはループ利得が比較的低いため、低コストの出力コンデンサを使用できます。電圧検出と電流検出入力との相対利得は、メインPWMコンパレータの3つの差動入力段にバイアスを与える電流ソースの値で重みが付けられます(図4)。電圧コンパレータと電流コンパレータの相対利得は、内部で $K = 2:1$ に固定されています。ループ利得が低いため、負荷レギュレーションエラーは2%(typ)です。ループ利得が低いとユニティゲインクロスオーバー周波数が低いレベルにシフトするため、出力フィルタコンデンサのサイズ及びコストを低減できます。

出力フィルタコンデンサ(図1、C1及びC2)によってフィードバックループの主ポールが設定されます。このポールは、出力コンデンサの寄生抵抗(ESR)に起因するゼロに遭遇する前にループ利得をユニティ(1)にまでロールオフできなければなりません(「設計手順」の項を参照)。60kHzのポールゼロキャンセルフィルタがユニティゲインクロスオーバーよりも上のロールオフを追加します。この内部60kHzローパス補償フィルタは、フィルタコンデンサESRに起因するゼロをキャンセルします。この60kHzフィルタは、固定出力及び可変出力の両モードのループに含まれています。

同期整流器ドライバ(DL)

同期整流は、通常のショットキキャッチダイオードを低抵抗MOSFETスイッチでシャントすることにより、整流器の伝導損失を低減します。また、同期整流器はブースト式ゲートドライバ回路のスタートアップが正常に行われることを保証します。コストやその他の理由で同期パワーMOSFETを置き換える場合は、2N7002等の小信号MOSFETとしてください。

回路が連続導電モードで動作している場合は、DL駆動波形がDHハイサイド駆動波形と相補的になります(交差導通、即ち貫通を防ぐために制御付のデッドタイムが導入されています)。断続(軽負荷)モードでは、インダクタ電流が低下してゼロを通過すると同期スイッチがターンオフされます。同期整流器は、Idle Modeを含む全ての動作条件で動作します。SECFB信号は、多出力クロスレギュレーションを改善するために同期スイッチ

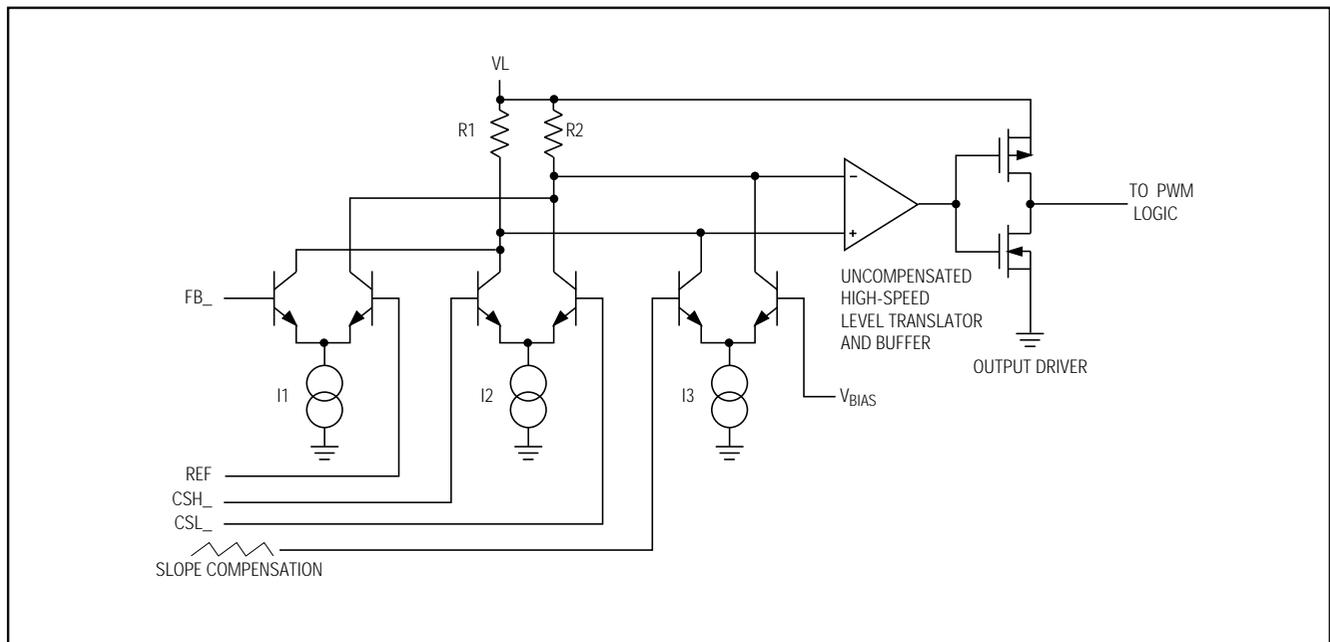


図4. メインPWMコンパレータブロックダイアグラム

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

タイミングをさらに制御します(「二次フィードバックレギュレーションループ」の項を参照)。

内部VL及びREF電源

内部レギュレータによって、PWMコントローラ、ロジック、リファレンス及びIC内のその他のブロックを駆動する+5V電源(VL)が生成されます。この5V低ドロップアウトリニアレギュレータは、外部負荷に最大25mAまで供給することができるほか、ゲート駆動電源用に25mAがリザーブされています。VLは、4.7 μ FでGNDにバイパスしてください。

重要：VLが6Vを超えないようにしてください。メイン出力に最大負荷をかけた状態でVLを測定してください。これが5.5Vより高い場合は、ブーストダイオードの容量が過剰か、あるいはV+のリップルが過剰です。ブースト回路に使用するダイオードは、小信号用のものに限ってください(10mA ~ 100mAのショットキ又は1N4148が好適)。V+は4.7 μ Fを使用して、パッケージピンのところでPGNDにバイパスしてください。

2.5Vリファレンス(REF)は全温度範囲で $\pm 2\%$ の精度を備えているため、高精度システムリファレンスとして有用です。REFは、最低1 μ Fを使用してGNDにバイパスしてください。REFは、外部負荷に最大5mAまでの電流を供給できます。(REFは、リファレンス負荷電流1mA当たり最低1 μ Fの容量でバイパスしてください)。但し、メイン出力電圧とREFの両方で非常に精度の高い仕様が要求される場合は、REFに100 μ A以上の負荷をかけないでください。REFに負荷をかけると、リファレンス負荷レギュレーションエラーのためにメイン出力電圧が僅かに減少します。

5Vメイン出力電圧が4.5Vよりも高い場合、内部PチャンネルMOSFETスイッチによってCSL5がVLに接続されると同時に、VLリニアレギュレータがシャットダウンされます。この動作によってICがブートストラップされ、内部回路はバッテリーからリニアレギュレータを通じてでなく出力電圧で駆動されるようになります。ブートストラップ動作により、ゲートチャージ及び自己消費損失に起因する電力消費が減少します。これは、電力を効率の低いリニアレギュレータからでなく効率90%のスイッチングレギュレータから供給するためです。

ブーストハイサイドゲート駆動電源 (BST3及びBST5)

ハイサイドNチャンネルスイッチのゲート駆動電圧は、フライングコンデンサブースト回路によって生成されます(図2)。BST₊とLX₋の間のコンデンサは、VL電源による充電とハイサイドMOSFETのゲート・ソース端子への並列接続を交互に繰り返します。

スタートアップ時には、同期整流器(ローサイドMOSFET)によってLX₋が強制的に0Vになり、ブーストコン

デンサを5Vまで充電します。サイクルの後半では、SMPSがBST₊とDH₋の間の内部スイッチを閉じるため、ハイサイドMOSFETがターンオンします。これにより、ハイサイドスイッチをターンオンするために必要な電圧が生成されます。この動作により、5Vゲート駆動信号がバッテリー電圧より上にブースト(昇圧)されます。

断続導電モード(軽負荷)でハイサイドMOSFETゲート(DH3及びDH5)にリングングが生じるのは、正常です。このリングングの原因は、インダクタとスイッチングノードLXでの浮遊容量によって発生したタンク回路内の残留エネルギーです。ゲート駆動負電源はLXを基準にしているため、そこにリングングがあるとゲート駆動出力に直接カップリングされます。

電流制限及び電流検出入力 (CSH及びCSL)

電流制限回路は、CSHとCSLの間の電圧差が100mVを超えると、メインPWMラッチをリセットしてハイサイドMOSFETをターンオフします。この制限は両方向の電流に対して有効であるため、スレッシュドドリミットは ± 100 mVとなります。正電流リミットの公差は $\pm 20\%$ であることから、外付の検出用低抵抗(R1)は80mV/I_{PEAK}にする必要があります。ここでI_{PEAK}は最大負荷電流をサポートするために必要なピークインダクタ電流です。また、部品は120mV/R1の連続電流ストレスに耐えるように設計されていなければなりません。

ブレッドボードや非常に電流の大きいアプリケーションでは、プリント基板のトレースでなくツイストペアで電流検出入力を配線する方が有用な場合があります(このツイストペアは特別なものである必要はなく、任意のワイヤラップワイヤを撚り合せて使用できます)。このようにして、CSH₋およびCSL₋で入ってくるノイズを低減できます。このノイズはスイッチングを不安定にし、出力電流を減少させる原因になります。

CSL5入力は、ICのブートストラップ電源入力としても機能します。V_{CSL5} > 4.5Vの場合、内部スイッチによりCSL5がVLに接続されます。

発振器周波数と同期(SYNC)

SYNC入力は、発振器周波数を制御します。ローの時は200kHz、ハイの時は300kHzになります。SYNCは、外部5V CMOS又はTTLクロック発生器への同期に使用することもできます。SYNCのキャプチャ範囲は、240kHz ~ 350kHzが保証されています。SYNCのハイからローへの遷移で新しいサイクルが開始されます。

300kHz動作では、部品のサイズ及びコストが最適化されます。200kHzでは効率が向上し、ドロップアウトが低下するだけでなく、入出力電圧差が小さい時の負荷変動応答が改善されます(「低電圧動作」の項を参照)。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

シャットダウンモード

$\overline{\text{SHDN}}$ をローに保持するとICが4 μA シャットダウンモードに入ります。 $\overline{\text{SHDN}}$ はロジック入力で、スレッショルドは約1V(内部NチャンネルMOSFETの V_{TH})です。自動スタートアップにする場合は、 $\overline{\text{SHDN}}$ を0.01 μF のコンデンサでバイパスし、220k 抵抗を使用してV+に接続してください。

パワーアップシーケンス及びON/ $\overline{\text{OFF}}$ 制御

スタートアップは、RUN/ON3及びTIME/ON5とSEQによって制御されます。SEQがREFに接続された状態では、2つの制御入力は各電源のON/ $\overline{\text{OFF}}$ を個別に制御します。SEQがVL又はGNDに接続された状態では、RUN/ON3がマスターON/ $\overline{\text{OFF}}$ 制御入力になり、TIME/ON5がタイミングピンになります。2個の電源の間の遅延は外付コンデンサによって決定され、この遅延は約800 $\mu\text{s}/\text{nF}$ となっています。SEQがVLに接続されていると+3.3V電源が先にパワーアップし、SEQがGNDに接続されていると+5V電源が先にパワーアップされます。制御入力としてのTIME/ON5を外ロジックで駆動する場合は、常に入力と直列に抵抗(1k 以上)を接続してください。こうすることによって、内部放電ブルダウントランジスタに起因するクローバ電流が防止されます(このトランジスタはスタンバイモードでオンになり、最初のパワーアップ又はシャットダウンモードで瞬間的にオンになります)。

RESETパワーグッド電圧モニタ

パワーグッドモニタによって、システムRESET信号が生成されます。最初のパワーアップでは、RESETは3.3V及び5Vの両SMPS出力が安定化するまでローに保持されます。この時点で内部タイマが発振器パルスのカウントし始め、32,000サイクルが経過するまでRESETはローに保持されます。このタイムアウト期間(300kHzで107ms、200kHzで160ms)が終了すると、RESETは能動的にVLまでプルアップされます。SEQがREFに接続されていると

表4. 動作モード

| $\overline{\text{SHDN}}$ | SEQ | RUN/ON3 | TIME/ON5 | MODE | DESCRIPTION |
|--------------------------|-----|---------|------------------|----------|---|
| Low | X | X | X | Shutdown | All circuit blocks turned off. Supply current = 4 μA . |
| High | Ref | Low | Low | Standby | Both SMPSs off. Supply current = 30 μA . |
| High | Ref | High | Low | Run | 3.3V SMPS enabled/5V off |
| High | Ref | Low | High | Run | 5V SMPS enabled/3.3V off |
| High | Ref | High | High | Run | Both SMPSs enabled |
| High | GND | Low | Timing capacitor | Standby | Both SMPSs off. Supply current = 30 μA . |
| High | GND | High | Timing capacitor | Run | Both SMPSs enabled. 5V enabled before 3.3V. |
| High | VL | Low | Timing capacitor | Standby | Both SMPSs off. Supply current = 30 μA . |
| High | VL | High | Timing capacitor | Run | Both SMPSs enabled. 3.3V enabled before 5V. |

X = 任意

(即ちON3/ON5の制御が別々)3.3V SMPSのみが監視され、5V SMPSは無視されます。

出力低電圧シャットダウン保護 (MAX1630/MAX1631/MAX1632)

出力低電圧ロックアウト回路はフの字過電流制限に似ていますが、可変電流リミットの代わりにタイマを使用します。各SMPSは、SMPSがイネーブルされてから6144クロックサイクルで起動される低電圧保護回路を備えています。どちらかのSMPS出力が公称値の70%よりも低いと、両方のSMPSがラッチオフされ、同期整流MOSFETにより出力がグラウンドにクランプされます(「出力過電圧保護」を参照)。 $\overline{\text{SHDN}}$ 又はRUN/ON3がトグルされるかV+電源が1V以下にサイクルされるまでリスタートしません。低電圧保護機能のために、プロトタイプのトラブルシュートが困難になることがあります。これは、両方のSMPSがラッチオフされるまでに20ms~30msしかないため、回路の故障位置を発見しにくいからです。場合によっては、プロトタイプが正しく動作するまでプロトタイプ・ブレッドボードにMAX1633/MAX1634/MAX1635を代用することが有用なことがあります。

出力過電圧保護 (MAX1630/MAX1631/MAX1632)

両方のSMPS出力は、過電圧監視されます。どちらかの出力が公称レギュレーションポイントよりも7%以上高い場合は、両方のローサイドゲートドライバ出力(DL_)がハイにラッチされ、この状態は $\overline{\text{SHDN}}$ 又はRUN/ON3がトグルされるかV+電源が1V以下にサイクルされるまで維持されます。この動作により、同期整流器がデューティサイクル100%でターンオンされ、次に出力コンデンサが急速に放電されて両方のSMPS出力が強制的にグラウンドレベルになります。DL出力についても、対応するSMPSがディセーブルされるかシャットダウンモード時には、VLが保持されていればハイに維持されます。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

メインインダクタを通じて出力コンデンサを放電すると、出力が瞬間的にGNDより低くなります。逆バイアスの1Aショットキダイオードを出力コンデンサの両端に取り付けて、この負パルスをクランプしてください(図1)。

最初のパワーアップでの過電圧保護を保証するために、両方の出力電圧とVLの間に信号ダイオードを接続して(VLがカソード側)VLのパワーアップ遅延を排除してください。この回路は、ハイサイドパワーMOSFETの両端の短絡に起因する不慮の過電圧から負荷を保護します。この方式は、バッテリーと直列に入れたヒューズがクローバ電流によって切れることを前提としています。過電圧回路は、出力を維持する外部キープアライブ電源(リチウムバックアップ、ホットスワップ電源等)と干渉することに注意してください。その場合は、MAX1633、MAX1634又はMAX1635を使用してください。

低ノイズ動作(PWMモード)

PWMモード(SKIP = ハイ)では、ノイズに敏感なアプリケーション(ハイファイマルチメディアを装備した機器等)、携帯電話、RF通信コンピュータ及び電磁ペン入力機器等のRF及びオーディオ干渉を最小限に抑えます。表2の動作モードのまとめを参照してください。SKIPは、外部ロジック信号で駆動できます。

PWMモードでは、スイッチング周波数での輻射をシステムのオーディオ又はIF帯域外にもっていくことにより、スイッチングノイズに起因する干渉を低減できます。発振周波数は、スイッチング周波数の高調波が敏感な周波数帯域に入らないように選んでください。必要に応じて、発振器を公差の小さい外部クロック発生器に同期させてください。出力電圧レギュレーション範囲を拡張するため、過負荷又はドロップアウト状態では動作周波数が一定に維持されません(「過負荷及びドロップアウト動作」の項を参照)。

PWMモード(SKIP = ハイ)では、PWMコントローラに2つの変化をさせます。まず第1に、最小電流コンパレータをディセーブルして固定周波数動作を保証します。第2に、逆電流リミットの検出スレッシュホールドを0mVから-100mVに変更することにより、軽負荷でインダクタ電流が逆になることを許容します。これにより、固定周波数動作になると共にインダクタ電流が連続的になります。このため、断続モードインダクタリングが無くなり、トランス結合による多出力電源のクロスレギュレーションが改善されます。この効果は、SECFB又はV_{DD}を通じた追加二次レギュレーションを使用しない回路で特に顕著です。

殆どのアプリケーションでは、SKIPをGNDに接続して自己消費電流を最小限に抑えてください。外部MOSFETのゲート容量とスイッチング損失にもよりますが、標準的にSKIPがハイの状態でのVL消費電流は20mAです。

内部デジタルソフトスタート回路

ソフトスタートにより、スタートアップ時の内部電流リミットレベルをゆっくりと増加して入力サージ電流を低減できます。SMPSは両方とも内部デジタルソフトスタート回路を備えており、いずれもカウンタ、デジタルアナログコンバータ(DAC)及び電流リミットコンパレータで制御されています。シャットダウン又はスタンバイモードでは、ソフトスタートカウンタがゼロにリセットされます。SMPSがイネーブルされると、カウンタが発振器のパルスをカウントし始め、それに従ってDACが電流リミットコンパレータに印加される比較電圧を増やします。カウンタが512クロックに達するまでにDAC出力は5つの等ステップで0mVから100mVまで増加します。この結果、メイン出力コンデンサは比較的ゆっくりと充電します。出力の立上がりには要する正確な時間は、出力容量と負荷電流に依存しますが、300kHz発振器の場合は1ms(typ)です。

ドロップアウト動作

ドロップアウト(低入出力差動作)は、クロックパルス幅を引き伸ばして最大デューティファクタを増やすことによって強化されます。このアルゴリズムは、次の通りです。電流リミットに達しない状態で出力電圧(V_{OUT})が安定化範囲を超えて落ちると、SMPSがオフ時間をスキップ(オン時間を延長)します。サイクルの最後で出力がまだ安定化範囲外にある場合は、SMPSはさらにもう1つのオフ時間をスキップします。この動作は、3つのオフ時間がスキップされるまで継続されるため、実効的にはクロック周波数を最大4で割ったこととなります。

PWMの最小オフ時間は、動作周波数にかかわらず300nsです。動作周波数を低くすると最大デューティサイクルが98%以上にまで上がります。

可変出力フィードバック(デュアルモードFB)

FB_gがグランドに接続されると、予め決められた固定出力電圧が選択されます。MAX1630ファミリのどのICでも、外付抵抗による抵抗分圧器をFB3及びFB5に接続することによってメイン出力電圧を簡単に調節できます(図2)。出力電圧は、次式で計算してください。

$$V_{OUT} = V_{REF} (1 + R1/R2)$$

ここで、V_{REF} = 2.5V(公称)です。

MAX1630の標準負荷レギュレーションエラーは-2%であることから、公称出力は1%又は2%高く設定しておきます。例えば、出力が3.0Vになるように設計する場合は、公称出力電圧が3.05Vになるように抵抗比を設定してください。この小さなオフセットによって最良の精度が得られます。R2の推奨標準値は、5k ~ 100k の範囲です。公称出力2.5Vを実現するには、FB_gを直接CSL_gに接続してください。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

リモート出力電圧検出は、固定モードでは電圧検出と電流検出入力(CSL3とCSL5)が結合しているために不可能ですが、可変モードでは外付抵抗分圧器の上端をリモート検出ポイントとして使用することにより、簡単に実現できます。

可変モードを使用している場合、3.3V側出力を常に5V側出力よりも低い電圧に設定することが賢明です。3.3V側出力は常にVLよりも低くする必要があります。これは、CSH3とCSL3の電圧を電流検出出力の同相範囲内に留めるためです。VLは公称5Vですが、リニアレギュレータ使用時には最低4.7V、CSH5への自動ブートストラップ時には最低4.2Vにまで下がる可能性があります。

二次フィードバックレギュレーションループ (SECFB又はV_{DD})

フライバック巻線制御ループは、二次巻線出力を調節し、一次出力の負荷が軽い場合あるいは入出力電圧差が小さい場合のクロスレギュレーションを改善します。V_{DD}又はSECFBがレギュレーションスレッシュホールドよりも低下すると、ローサイドスイッチは1μs余分にターンオンします。これによりインダクタ(一次)電流が逆転し、出力フィルタから電流を引き込んでフライバックトランスが順方向モードで動作するようになります。トランスの二次巻線が順方向モードで示す低インピーダンスにより、電流が二次出力側に流れ出て二次コンデンサを充電し、V_{DD}又はSECFBをレギュレーション状態に戻します。二次フィードバックループは、メイン(一次)出力に大きな負荷がかかっている通常のフライバックモードでは二次出力精度を改善しません。この状態の二次出力精度は、二次整流器の電圧降下、トランスの巻数比及びメイン出力電圧の精度によって決まります。出力精度の仕様が厳しい場合には、後段にリニアレギュレータを必要とする可能性があります。

12OUTリニアレギュレータを備えた素子は、固定13.5V(内部抵抗分圧器で設定)でレギュレーションを行うV_{DD}ピンを備えています。MAX1631/MAX1634には、SECFBでの外付抵抗分圧器で設定される可変二次出力電圧があります(図5)。普通の場合、二次レギュレーションポイントは、フライバック効果で通常生成される電圧よりも5%~10%低く設定します。例えば、巻数比で決定される出力電圧が15Vの場合は、13.5Vを生成するようにフィードバック抵抗比を設定してください。こうしないと意図しない時にSECFB単安定マルチバイブレータがトリガされ、不必要に消費電流及び出力ノイズが増加することがあります。

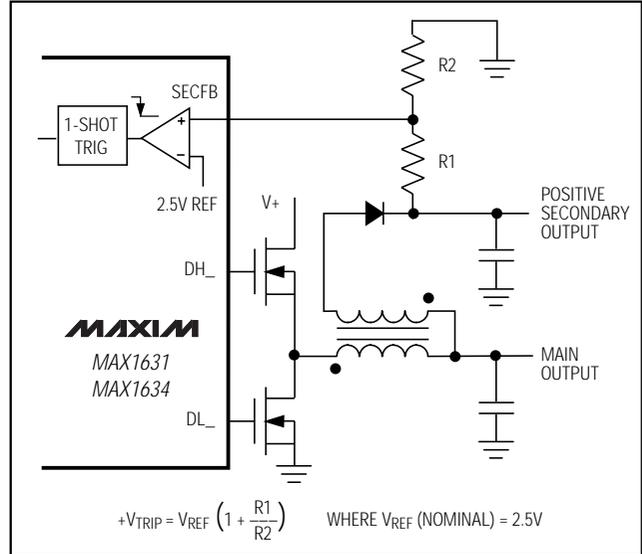


図5. SECFBで二次出力電圧を調節

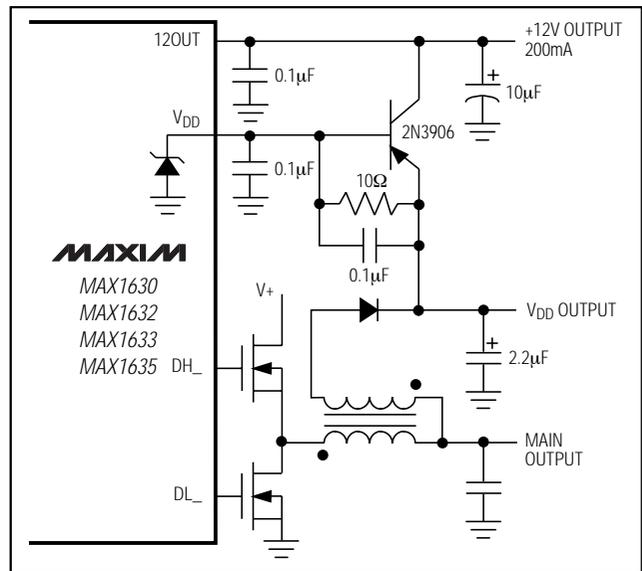


図6. 12Vリニアレギュレータ出力電流の増加法

12Vリニアレギュレータ出力 (MAX1630/MAX1632/MAX1633/MAX1635)

MAX1630/MAX1632/MAX1633/MAX1635は、出力電流120mAを供給できる12Vリニアレギュレータ出力を備えています。通常はさらに大きな電流も供給できますが、その場合は出力精度が低下します。120mA以上の高精度出力が必要な場合は、外部パストランジスタを追加できます。図6の回路では、200mA以上を供給しています。全出力電流は、V₊入力電圧及びトランスの一次負荷によって制限されます(「標準動作特性」の最大15V V_{DD}出力電流対電源電圧」のグラフを参照)。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

設計手順

3V/5V標準アプリケーション回路(図1及び表1)は設計済みの3つの例であり、一般的なアプリケーションにそのまま使用できます。また、標準フライバックトランス回路の2つの例が「アプリケーション情報」の項の12OUTリニアレギュレータをサポートします。以下の設計手順によって、これらの基本的な回路をさまざまな電圧又は電流条件に合せて最適化してください。ただし、設計を始める前に、下記を確定してください。

最大入力(バッテリー)電圧、 $V_{IN(MAX)}$ 。この値は、ワーストケースの条件(例えばバッテリー充電器又はACアダプタが接続されているがバッテリーが取り付けられていない無負荷動作等)を考慮して決めてください。必ず、 $V_{IN(MAX)}$ が30Vを超えないようにします。

最小入力(バッテリー)電圧、 $V_{IN(MIN)}$ 。この値は、最低バッテリー条件で最大負荷の場合を想定して決めてください。 $V_{IN(MIN)}$ が4.2V以下の場合、外部回路を使用して外部からVLをVL低電圧ロックアウトスレッショルドよりも高く保持してください。最小入出力差が1.5V未満の場合は、良好なAC負荷レギュレーションを維持するためにフィルタ容量を増加させる必要があります(「低電圧動作」の項を参照)。

インダクタ値

インダクタンス値はクリティカルではないため、サイズ、コスト及び効率のバランスを考えて自由に選ぶことができます。インダクタ値が小さければサイズとコストが最小限になりますが、ピーク電流レベルが高くなるために効率が低下します。回路が連続モードと断続モードの境界で動作するまでインダクタンスを下げると、最小のインダクタになります。このクロスオーバーポイントよりさらにインダクタ値を小さくすると、最大負荷でも断続導電動作になります。こうすると出力フィルタに必要な容量が小さくなりますが、 I^2R 損失が増えるために効率は悪化します。逆に、インダクタ値を大きくすれば効率は向上しますが、巻数が増えることによる抵抗性損失がやがてピーク電流レベルの低下によるメリットを上回るようになります。また、インダクタ値が大きいと負荷変動応答にも影響します(「低電圧動作」の項の V_{SAG} 式を参照)。以下の式は、連続導電動作用の式ですが、これは、MAX1630ファミリが主に高効率のバッテリー駆動アプリケーション用として意図されているためです。クロスオーバーポイント及び断続モードの式については、マキシム社の「バッテリー

マネージメント及びDC-DCコンバータ回路コレクション」の付録Aを参照してください。

インダクタンス値(L)、ピーク電流(I_{PEAK})及びDC抵抗(R_{DC})の3つの重要なインダクタのパラメータを指定する必要があります。以下の式に含まれる定数LIRは、インダクタのピークトピークAC電流とDC負荷電流の比です。LIRの値が大きいとインダクタンスを小さくできますが、損失とリップルが大きくなります。リップル電流と負荷電流の比が30%($LIR = 0.3$)のところサイズと損失の妥協点です。これは、ピークインダクタ電流がDC負荷電流の1.15倍であるということです。

$$L = \frac{V_{OUT}(V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \times f \times I_{OUT} \times LIR}$$

ここで、 f = スイッチング周波数
(通常200kHz又は300kHz)

I_{OUT} = 最大DC負荷電流

LIR = ACとDCインダクタ電流の比(通常は0.3です。0.15以上にしてください)。

上の式を使用した場合、最大負荷での公称ピークインダクタ電流は $1.15 \times I_{OUT}$ です。ピーク電流は、次式で計算することもできます。

$$I_{PEAK} = I_{LOAD} + \frac{V_{OUT}(V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{2 \times f \times L \times V_{IN(MAX)}}$$

インダクタのDC抵抗は、 $R_{DC} \times I_{PEAK} < 100mV$ が成り立つだけ十分に小さくしてください。効率に対して重要なパラメータです。市販のインダクタに適当なものがない場合は、 L^2 定格が $L \times I_{PEAK}^2$ よりも大きなコアを選び、巻線部分に収まる最も太いワイヤで巻いてください。300kHzアプリケーションでは、フェライトコアをお勧めします。200kHzアプリケーションでは、Kool-Mu®(アルミ合金)又は鉄粉も使用できます。軽負荷効率が重要でない場合は(例えばデスクトップPCアプリケーション)、300kHzでもPulse Engineering社の2.1µH PE-53680等のMicrometalタイプをはじめとする透磁率の低い鉄粉コアを使用できます。大電流アプリケーションでは、トロイダル又はポットコア等のシールドコア形状を使用すると、ノイズ、EMI及びスイッチング波形のジッタを低く抑えられます。

Kool-Mulは、Magnetics Div., Spang & Co.の登録商標です。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

電流検出抵抗値

電流検出抵抗値は、ワーストケースの電流リミットスレッシュホールド低電圧(「電気的特性」の表参照)及びピークインダクタ電流を基にして計算します。

$$R_{SENSE} = \frac{80\text{mV}}{I_{PEAK}}$$

「インダクタ値」の項の2番目の式の I_{PEAK} を使用してください。

R_{SENSE} の計算値を使用してMOSFETのサイズを決め、ワーストケースの電流リミットスレッシュホールド高電圧を基にしてインダクタ飽和電流定格を決めてください。

$$I_{PEAK(MAX)} = \frac{120\text{mV}}{R_{SENSE}}$$

表面実装金属皮膜等の低インダクタンス抵抗をお勧めします。

入力コンデンサ値

低ESRのバルクコンデンサ及び小さなセラミックコンデンサ(0.1 μ F)をハイサイドMOSFETのドレインに直接接続してください。バルク入力フィルタコンデンサは、コンデンサ値ではなく入力リップル電流の必要条件及び電圧定格を基にして選ぶのが通常です。リップル電流の必要条件を満たすのに十分なだけ実効直列抵抗(ESR)が低い電解コンデンサの場合は、必ず十分な容量を備えています。三洋電機のOS-CONやニチコンのPL等のアルミ電解コンデンサは、タンタルタイプよりも優れています。これは、タンタルタイプを特に強力なACアダプタや低インピーダンスバッテリーに接続した場合、パワーアップサージ電流故障の可能性があるためです。RMS入力リップル電流(I_{RMS})は、入力電圧及び負荷電流によって決まります(ワーストケースは $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ の場合)。

$$I_{RMS} = I_{LOAD} \times \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

即ち、 V_{IN} が $2 \times V_{OUT}$ の場合は、次式が成り立ちます。

$$I_{RMS} = \frac{I_{LOAD}}{2}$$

V+のバイパス

V+入力のバイパスは、4.7 μ Fタンタルコンデンサと0.1 μ Fのセラミックコンデンサを並列にして、ICの近くに取り付けてください。また、 V_{IN} に10 の直列抵抗を接続することをお勧めします。

VLのバイパス

VL出力のバイパスは、4.7 μ Fタンタルコンデンサと0.1 μ Fのセラミックコンデンサを並列にして素子の近くに取り付けてください。

出力フィルタコンデンサ値

一般に、出力フィルタコンデンサの値はループ安定性のための実際の容量の必要条件ではなく、ESR及び電圧定格の必要条件によって決まります。つまり、ESRの必要条件を満たす低ESR電解コンデンサの容量は、AC安定性に必要な値よりも大きいことが普通です。AVX TPS、Sprague 595D、三洋電機のOS-CON又はニチコンのPLシリーズ等のスイッチングレギュレータアプリケーション用の特殊低ESRコンデンサだけを使用してください。安定性を確実にするため、コンデンサは次式で決まる最小容量及び最大ESR値の両方を満たす必要があります。

$$C_{OUT} > \frac{V_{REF}(1 + V_{OUT}/V_{IN(MIN)})}{V_{OUT} \times R_{SENSE} \times f}$$

$$R_{ESR} < \frac{R_{SENSE} \times V_{OUT}}{V_{REF}}$$

(1.5倍まで可能。詳しくは以下を参照。)

これらの式は、ワーストケースを想定しており、ジッタフリーの固定周波数動作のために位相マージンを45°とし、ゼロから最大負荷までのステップ変化に対して、程よくダンピングされた出力を提供します。コストを下げるために、これらの規則に従わずにより安価なコンデンサを使うことも出てきます。特に負荷に大きなステップ状の変化がないような場合に、そのようなコンデンサを使用します。全温度範囲でベンチテストを行い、許容ノイズ及びトランジェント応答を確認した上でそのようにしても構いません。

安定動作と不安定動作の間には、明確に定義された境界があるわけではありません。位相マージンが低下した場合の最初の兆候は、タイミングジッタが多少見られることです。これは、オシロスコープが完全に同期できないためにスイッチング波形のエッジがぼける表れ方をします。厳密に言えば、デューティファクタが僅かに変動するため、このジッタ(通常は無害)が不安定動作です。ESRの大きなコンデンサを使用すると、このジッタが顕著になり、負荷トランジェント出力電圧波形のエッジがギザギザしてきます。そして最終的に負荷トランジェント波形に乗っているリングングが大きくなり、ピークノイズレベルが出力電圧の許容限度を超えます。位相マージンがゼロで明らかに不安定な場合でも、(負荷が一定であれば)出力電圧ノイズが $I_{PEAK} \times R_{ESR}$ より著しく悪くなることは決してありません。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

RF通信機その他のノイズに敏感なアナログ機器を設計する場合は、慎重にこのガイドラインに従ってください。ノートブックコンピュータ等の民生用温度範囲のデジタル機器では、 R_{ESR} を1.5倍にしても安定性やトランジェント応答を損なうことはありません。

通常の出力量リップルの主な原因はフィルタコンデンサのESRであり、 $I_{RIPPLE} \times R_{ESR}$ で近似できます。容量性の条件もあるため、連続導電モードでのリップルの完全な式は、 $V_{NOISE(p-p)} = I_{RIPPLE} \times [R_{ESR} + 1 / (2 \times f \times C_{OUT})]$ となります。Idle Modeでは、インダクタ電流が断続になり、高いピークと間隔の広いパルスになります。このため、軽負荷時にかえってノイズが(最大負荷時に比べて)大きくなる場合があります。Idle Modeでの出力リップルは、次式で計算してください。

$$V_{NOISE(p-p)} = \frac{0.02 \times R_{ESR}}{R_{SENSE}} + \frac{0.0003 \times L_x \left[1 / V_{OUT} + 1 / (V_{IN} - V_{OUT}) \right]}{(R_{SENSE})^2 \times C_{OUT}}$$

トランスの設計(補助出力用のみ)

バックプラスフライバック・アプリケーション(「カップルドインダクタ」トポロジーとも呼ばれます)は、複数の出力電圧を生成するためにトランスを必要とします。基本的な電気的設計手順は、巻数比を計算し、二次巻線に送られる電力を加えて電流検出抵抗及び一次インダクタンスを計算するだけです。但し、入出力電圧差が非常に低く、出力負荷レベルが非常に異なり、巻数比が非常に大きい場合は、巻線間容量、二次抵抗及びリーケージインダクタンス等の寄生トランスパラメータのために設計が難しくなります。実際のトランスで可能な事例については、「標準動作特性」の項の最大二次電流対入力電圧のグラフを参照してください。

メイン及び二次出力電力は、メイン出力電圧を基準とした等価電流となります(パラメータの定義については、「インダクタ値」の項を参照)。電流検出抵抗の抵抗値を $80mV / I_{TOTAL}$ に設定してください。

P_{TOTAL} = 全ての出力からの出力電力の合計

$I_{TOTAL} = P_{TOTAL} / V_{OUT} = V_{OUT}$ を基準とした等価出力電流

$$L(\text{一次}) = \frac{V_{OUT}(V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \times f \times I_{TOTAL} \times LIR}$$

$$\text{巻数比} N = \frac{V_{SEC} + V_{FWD}}{V_{OUT(MIN)} + V_{RECT} + V_{SENSE}}$$

ここで、 V_{SEC} = 必要な最小整流二次出力電圧

V_{FWD} = 二次整流器の順方向電圧降下

$V_{OUT(MIN)}$ = メイン出力電圧の最小値
(「電気的特性」より)

V_{RECT} = 同期整流器MOSFETのオン状態の電圧降下

V_{SENSE} = 検出抵抗の電圧降下

正出力アプリケーションでは、必要な巻数比を小さくするためトランスの二次巻線リターンをグランドでなくメイン出力電圧を基準にすることがあります。この場合、 V_{SEC} を得るには、まず初めにメイン出力電圧を差し引く必要があります。

その他の部品の選択

MOSFETスイッチ

大電流NチャネルMOSFETは、保証オン抵抗仕様が $V_{GS} = 4.5V$ で規定されているロジックレベルタイプであることが必要です。より低いゲートスレッショルド仕様のほうが望ましいです(すなわち $3V_{max}$ より $2V_{max}$ が好適)。ドレインソース・ブレークダウン電圧定格は、少なくとも最大入力電圧と等しくなければならず、できれば20%のディレーティング係数を付加すべきです。ゲートチャージのナノクーロン当たりのオン抵抗が最も小さなMOSFETが最良です。 $R_{DS(ON)} \times Q_G$ の値によって、様々なMOSFETを比較できます。新しいMOSFETプロセス技術によってセル構造の密度が高くなっているものの方が、一般的に高性能を示します。内蔵のゲートドライバは、全ゲートチャージとして100nCを許容しますが、最良のスイッチング時間を維持するには70nCが実用的な上限です。

大電流アプリケーションでは、MOSFETパッケージの電力消費が往々にして主要なデザイン要素になります。 I^2R 電力損失は、ハイサイドMOSFET及びローサイドMOSFETの両方において最大の発熱源となります。 I^2R 損失は、デューティファクタに従ってQ1とQ2の間に分配されます(以下の式を参照)。一般的に、スイッチング損失は上側のMOSFETだけに影響します。これは、殆どの場合同期整流器がターンオンする前にショットキ整流器がスイッチングノードをクランプするためです。ゲートチャージ損失は、ドライバによって放熱されるため、このMOSFETを加熱しません。パッケージの熱抵抗仕様を使用して、温度上昇を計算し、周囲温度が高くても両方のMOSFETが最大ジャンクション温度以下に留まるようにしてください。ハイサイドMOSFETのワーストケース電力消費は、入力電圧が両極端の場合に起こります。ローサイドMOSFETのワーストケース電力消費は、最大入力電圧で起こります。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

$$PD \text{ (上側FET)} = (I_{LOAD})^2 \times R_{DS(ON)} \times DUTY \\ + V_{IN} \times I_{LOAD} \times f \times \left(\frac{V_{IN} \times C_{RSS}}{I_{GATE}} + 20ns \right)$$

$$PD \text{ (下側FET)} = (I_{LOAD})^2 \times R_{DS(ON)} \times (1 - DUTY)$$

$$DUTY = (V_{OUT} + V_{Q2}) / (V_{IN} - V_{Q1})$$

ここで、オン状態電圧降下 $V_{Q_1} = I_{LOAD} \times R_{DS(ON)}$

$C_{RSS} =$ MOSFET逆伝達容量

$I_{GATE} =$ DHドライバピーク出力電流能力(1A typ)

20ns = DHドライバの固有立上がり/立下がり時間

出力短絡状態において、MAX1633/MAX1634/MAX1635の同期整流器MOSFETには、余分のストレスがかかります。これは、デューティファクタが0.9以上に増加する可能性があるためです。連続DC短絡に耐えるためには、大型化が必要になる場合もあります。短絡時において、MAX1630/MAX1631/MAX1632の出力低電圧シャットダウン機能によって、出力短絡状態の同期整流器が保護されます。

EMIを低減するため、ハイサイドスイッチのドレインとローサイドスイッチのソースの間に0.1μFセラミックコンデンサを付加してください。

整流器クランプダイオード

この整流器は、ローサイドMOSFETの両端のクランプです。このクランプは、1つのMOSFETをオフしてから各ローサイドMOSFETをオンにするまでの60nsのデッドタイム中の負のインダクタスイングを捕捉します。最新世代のMOSFETでは高速シリコンボディダイオードを備えているため、このダイオードが効率が重要でない場合に十分なクランプダイオードの役割を果たします。ショットキダイオードをボディダイオードと並列に取り付けると、順方向電圧降下が減少して効率が1%~2%向上します。ダイオードには、DC電流定格が負荷電流の1/3に等しいものを使用してください。例えば、1.5Aまでの負荷にはMBR0530(定格500mA)、3Aまでの負荷には1N5819タイプ、10Aまでの負荷には1N5822タイプを使用してください。整流器の逆方向ブレークダウン電圧定格は、少なくとも最大入力電圧と等しくなければならず、できれば20%のデレレーティング係数を付加すべきです。

ブースト電源ダイオードD2

殆どのアプリケーションでは、1N4148のような信号ダイオードが良好に動作します。入力電圧が+6Vより低くなる可能性がある場合は、小さな(20mA)ショットキダイオードを使うことによって、効率及びドロップアウト特性が多少向上します。1N5817や1N4001のような大きなパワーダイオードは使用しないでください。

ジャンクション容量が大きいとVLが過剰な電圧までポンプアップされる恐れがあります。

整流ダイオードD3 (トランス二次ダイオード)

カップルドインダクタ・アプリケーションにおける二次ダイオードは、60V以上のフライバック電圧に耐える必要があります。このため、殆どのショットキ整流器は使用できません。1N4001のような一般的なシリコン整流器は、速度が遅すぎるために使用できません。このため、MURS120のような高速シリコン整流器の使用に限られる傾向があります。整流器の両端のフライバック電圧は、 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差と巻数比に依存します。

$$V_{FLYBACK} = V_{SEC} + (V_{IN} - V_{OUT}) \times N$$

ここで、N = トランスの巻数比2次/1次

$V_{SEC} =$ 最大二次DC出力電圧

$V_{OUT} =$ 一次(メイン)出力電圧

二次巻線がグランドではなく V_{OUT} に戻っている場合は、この式の $V_{FLYBACK}$ からメイン出力電圧(V_{OUT})を差し引いてください。ダイオードの逆方向ブレークダウン定格は、リーケージインダクタンスに起因するリングングも許容する値であることが必要です。D3の電流定格は、二次出力のDC負荷電流の少なくとも2倍が必要です。

低電圧動作

低入力電圧及び低入出力電圧差の場合に対し、それぞれ設計上特別な配慮が要求されます。絶対入力電圧が低いと、VLリニアレギュレータがドロップアウトに入り自ら停止する可能性があります。出力に対して相対的に入力電圧が低いと($V_{IN} - V_{OUT}$ 差が小さいと)、多出力のフライバックアプリケーションで負荷レギュレーションが悪化することがあります(「トランスの設計」の項の設計式を参照)。また、 $V_{IN} - V_{OUT}$ 差が小さいと、負荷電流が急変した時に出力電圧が落ち込むことがあります。この落ち込みの大きさは、次式に示すようにインダクタ値及び最大デューティファクタ(「電気的特性」のパラメータで、 $f = 200\text{kHz}$ では全温度範囲で98%を保証)の関数です。

$$V_{SAG} = \frac{(I_{STEP})^2 \times L}{2 \times C_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} \times D_{MAX} - V_{OUT})}$$

低電圧落ち込みを直すには、出力コンデンサの値を大きくします。例えば、 $V_{IN} = +5.5\text{V}$ 、 $V_{OUT} = +5\text{V}$ 、 $L = 10\mu\text{H}$ 、 $f = 200\text{kHz}$ 、 $I_{STEP} = 3\text{A}$ の時に、全容量が660μFあると落ち込みを200mV以下に抑えることができます。ここで増加しなければならないのは容量だけであって、ESRの必要条件は変化しないことに注意してください。このように、容量の追加は、低コストのバルクコンデンサを通常の高ESRコンデンサに並列に接続することによって実現できます。

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

表5. 低電圧故障対策チャート

| 症状 | 条件 | 原因 | 対策 |
|---|---|--|--|
| 負荷のステップ変化時にV _{OUT} が落ち込む | 低V _{IN} -V _{OUT} 差、 < 1.5V | サイクル当たりのインダクタ電流のスルーレートが不足 | 式に従ってバルク出力容量を増加(「低電圧動作」の項を参照)。インダクタ値を低減。 |
| ドロップアウト電圧が高すぎる(V _{IN} が減少するとV _{OUT} がそれに従う) | 低V _{IN} -V _{OUT} 差、 < 1V | 最大デューティサイクルリミットを超過 | 動作周波数を200kHzに低減。MOSFETのオン抵抗とコイルDCRを低減。 |
| 不安定---異なるデューティファクタと周波数の間でジッタ。 | 低V _{IN} -V _{OUT} 差、 < 0.5V | 内部低ドロップアウト回路の正常機能。 | 最小入力電圧を増加するか、無視。 |
| 二次出力が負荷をサポートしない。 | 低V _{IN} -V _{OUT} 差、 V _{IN} < 1.3 × V _{OUT} (メイン) | 順方向モード動作を行うために十分なデューティサイクルが残っていない。一次側のAC電流が小さいため、フライバック動作に必要なエネルギーを貯蔵できない。 | 動作周波数を200kHzに低減。二次インピーダンスを低減。可能ならショットキダイオードを使用。二次巻線をメイン出力の上に重ねる。 |
| 低効率 | 低入力電圧、 < 5V | VLリニアレギュレータがドロップアウトに入り、良好なゲート駆動レベルを提供していない。 | 小さな20mAショットキダイオードを使用して、ダイオードD2をブースト。VLを外部電源で駆動。 |
| 負荷存在下でスタートしない、あるいはバッテリーが完全に消耗する前に停止。 | 低入力電圧、 < 4.5V | VL出力が低過ぎてVLのUVLOスレッシュホールドに達している。 | VLを外部電源で駆動(例えばシステム+5V電源) |

アプリケーション情報

重負荷での効率

負荷をかけた状態で効率が低下する主要な原因を重要度の順に並べると、以下のようになります。

- ・ P(I²R) = I²R 損失
- ・ P(tran) = トランジェント損失
- ・ P(gate) = ゲートチャージ損失
- ・ P(diode) = ダイオード導電損失
- ・ P(cap) = コンデンサESR損失
- ・ P(IC) = ICの動作消費電流に起因する損失

重負荷では、インダクタのAC電流成分が小さいためインダクタコア損失は僅かです。このため、この解析ではインダクタンスコア損失は考慮していません。特に300kHzではフェライトコアが望まれますが、Kool-Mu等の鉄粉コアでもよく動作します。

$$\begin{aligned} \text{効率} &= P_{\text{OUT}} / P_{\text{IN}} \times 100\% \\ &= P_{\text{OUT}} / (P_{\text{OUT}} + P_{\text{TOTAL}}) \times 100\% \end{aligned}$$

$$P_{\text{TOTAL}} = P(I^2R) + P(\text{tran}) + P(\text{gate}) + P(\text{diode}) + P(\text{cap}) + P(\text{IC})$$

$$P = (I^2R) = (I_{\text{LOAD}})^2 \times (R_{\text{DC}} + R_{\text{DS(ON)}} + R_{\text{SENSE}})$$

ここで、R_{DC}はコイルのDC抵抗、R_{DS(ON)}はMOSFETのオン抵抗、R_{SENSE}は電流検出抵抗値です。R_{DS(ON)}の項では、ハイサイドスイッチ及びローサイドスイッチがインダクタ電流をタイムシェアリングしているため、それらのMOSFETを同一であると仮定しています。MOSFETが同一ではない場合、損失はデューティファクタに従って損失を平均することにより計算できます。

$$PD(\text{tran}) = \text{transition loss} = V_{\text{IN}} \times I_{\text{LOAD}} \times f \times \frac{3}{2} \times [(V_{\text{IN}} \times C_{\text{RSS}} / I_{\text{GATE}}) + 20\text{ns}]$$

ここで、C_{RSS}はハイサイドMOSFETの逆方向伝達容量(データシートのパラメータ)、I_{GATE}はDHゲートドライバのピーク出力電流(1A typ)、そして20nsはDHドライバの立上がり/立下がり時間(20ns typ)です。

$$P(\text{gate}) = qG \times f \times VL$$

ここで、VLは内部ロジック電源電圧(+5V)、qGはローサイド及びハイサイドスイッチのゲートチャージ値の合計です。マッチングされたMOSFETにおいては、qGは個々のMOSFETのデータシート値の2倍です。V_{OUT}が4.5V以下に低く設定されている場合は、この式のVLをV_{BATT}で置き換えてください。この場合、VLをシステム+5V電源等の高効率5V電源に接続することにより、効率を向上させることができます。

$$\begin{aligned} P(\text{diode}) &= \text{ダイオード導電損失} \\ &= I_{\text{LOAD}} \times V_{\text{FWD}} \times t_{\text{D}} \times f \end{aligned}$$

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

ここで、 t_D はダイオード導電時間(120ns typ)、 V_{FWD} はダイオードの順方向電圧です。

この電力は、外部ショットキダイオードが使用されない場合MOSFETのボディダイオードで消費されます。

$$P(\text{cap}) = \text{入力コンデンサESR損失} \\ = (I_{\text{RMS}})^2 \times R_{\text{ESR}}$$

ここで、 I_{RMS} は「設計手順」及び「入力コンデンサ値」の項で計算された入力リップル電流です。

軽負荷時の効率

軽負荷時には、PWMは断続モードで動作します。即ちインダクタ電流はスイッチングサイクルのある時点でゼロまで放電します。このことからインダクタ電流のAC成分が負荷電流に比べて大きくなり、そのためコア損失及び出力フィルタコンデンサにおける I^2R 損失が増加します。最良の軽負荷効率を得るには、ゲートチャージレベルが中程度のMOSFETを使用し、フェライト、MPPその他の低損失コア材料を使用してください。鉄粉コアは避けてください。Kool-Mu(アルミ合金)もフェライト程良くありません。

PCボードレイアウト

ノイズ、効率及び安定性の仕様を実現するには、良好なPCボードレイアウトが必須です。PCボードレイアウトの作成者には明確な指示を与え、できればパワースイッチング部品の配置及び大電流配線のスケッチを添えてください。PCボードレイアウトの例は、MAX1630評価キットのマニュアルに記載されています。最適な性能を発揮させるには、グランドプレーンが必須です。殆どのアプリケーションでは回路が多層ボードに配置されますが、4層以上の銅層をフルに使用することをお勧めします。最上層は大電流接続、最下層は静かな接続(REF、SS、GND)に使用してください。内部の層は、切れ目のないグランドプレーンとして使用してください。以下の手順に従ってください。

1) 大電力部品(図1、C1、C3、Q1、Q2、D1、L1及びR1)を先に配置します。この時、グランドを隣接させます。

優先度1：電流検出抵抗のトレース長をできるだけ短くし、電流を正確に検出するためにケルビン接続にします(図7)。

優先度2：大電流経路のグランドトレースをできるだけ短くします(以下の説明参照)。

優先度3：大電流経路のその他のトレースをできるだけ短くします。

トレースの幅を5mm以上にしてください。

C_{IN} からハイサイドMOSFETのドレインまでの長さは最大10mm。

整流器ダイオードのカソードからローサイドMOSFETまでの長さは最大5mm。

LXノード(MOSFET、整流器カソード、インダクタ)の長さは最大15mm。

表面実装電力部品同士がくっつきあって、各グランド端子同士が殆ど触れ合っている形が理想的です。これらの大電流グランドは、ピアを通さないで最上層の銅の広い隙間のないゾーンで互いに接続します。こうしてできた最上層の「サブグランドプレーン」は、出力グランド端子のところで通常の内層のグランドプレーンに接続します。これにより、ICのアナロググランドがIRドロップやグランドノイズの影響なしに電源の出力端子で検出できるようにします。その他の大電流経路もできるだけ短くすべきですが、主にグランドや電流検出線の接続の短縮に努力を集中することにより、PCボードのレイアウトの問題の約90%までは解決されます(PCボードレイアウトの例は、MAX1630評価キットのマニュアルに記載されています)。

2) IC及び信号部品を配置します。メインスイッチングノード(LXノード)を敏感なアナログ部品(電流検出トレース及びREFコンデンサ)から遠ざけてください。IC及びアナログ部品は、ボード上のパワースイッチングノードの反対面に配置します。重要：ICは電流検出抵抗から10mm以内に配置する必要があります。ゲート駆動トレース(DH₋、DL₋及びBST₋)は、20mm以内に短く保ち、CSH₋、CSL₋及びREFから遠ざけて配線してください。

3) 入力グランドトレース、パワーグランド(サブグランドプレーン)及び通常グランドプレーンが電源の出力グランド端子で出会うところでシングルポイント・スターグランドにします。ICの両方のグランドピン及び全てのICバイパスコンデンサを通常グランドプレーンに接続します。

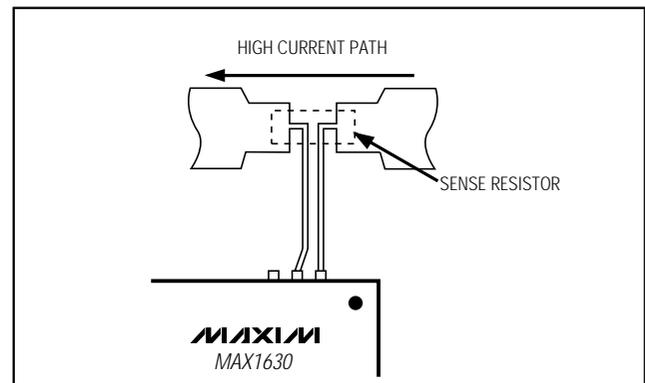


図7. 電流検出抵抗用のケルビン接続

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

アプリケーション回路

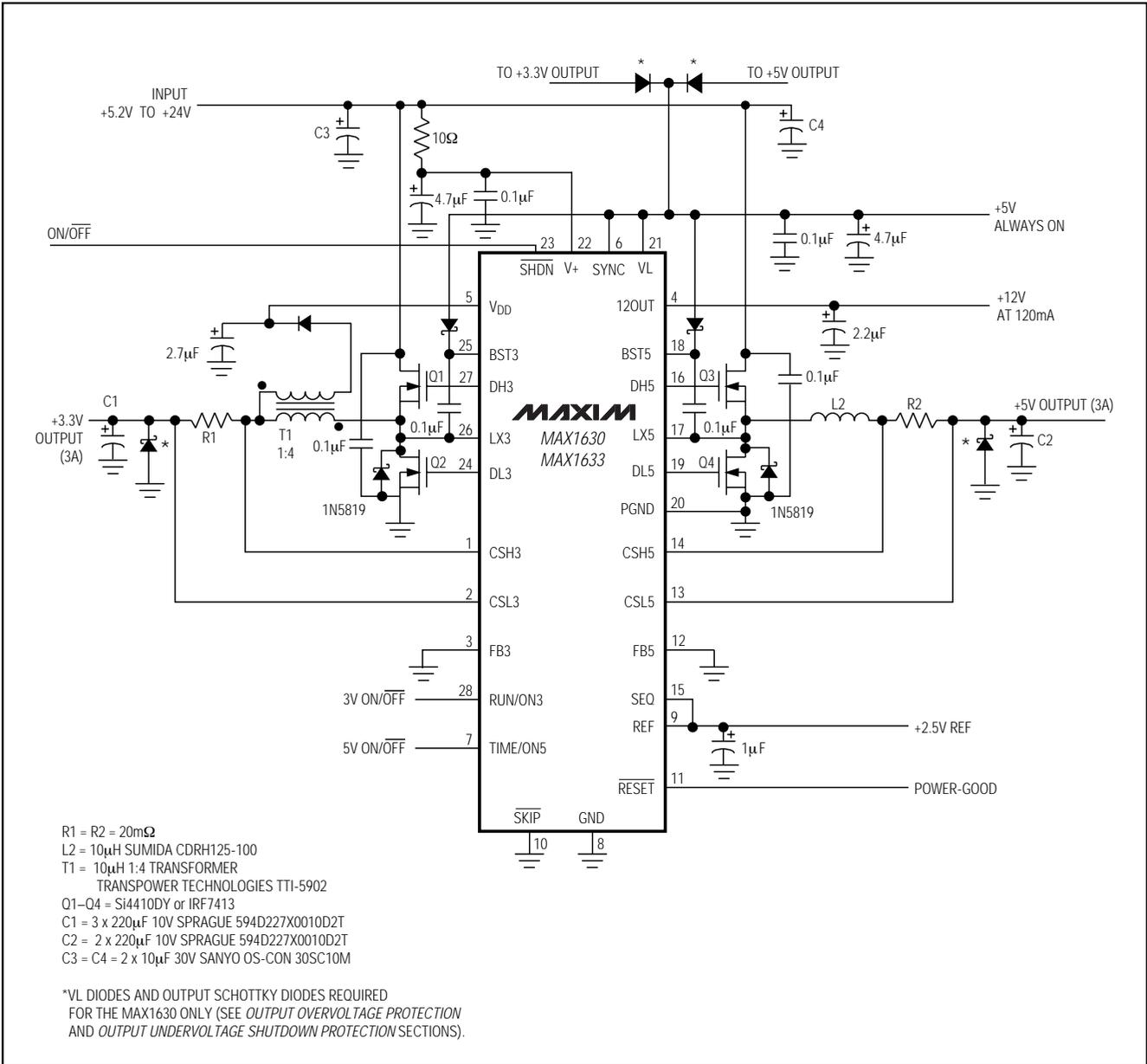


図8. 低バッテリー電圧用のトリプル出力アプリケーション(MAX1630/MAX1633)

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

アプリケーション回路(続き)

MAX1630-MAX1635

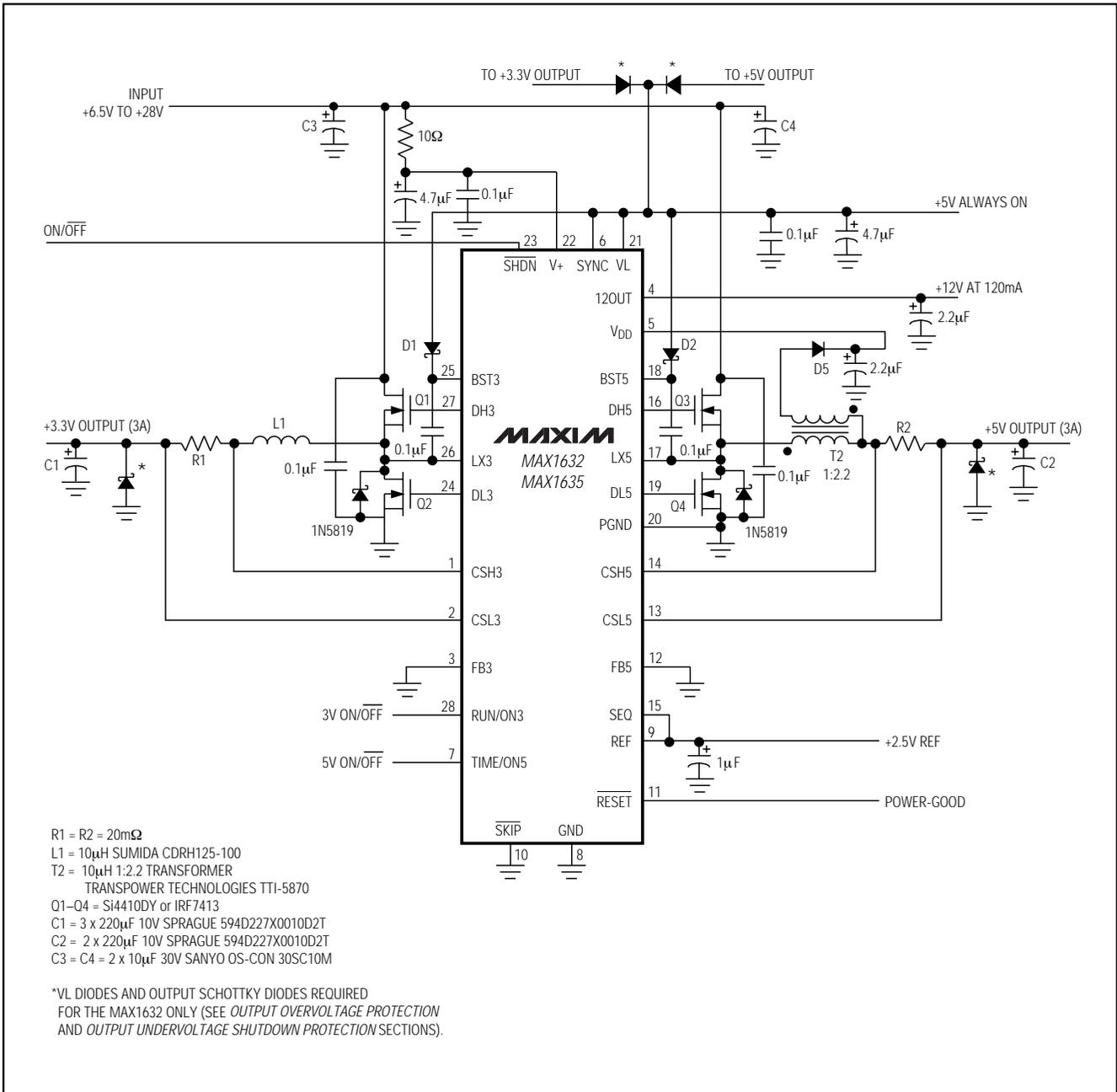


図9. 高バッテリー電圧用のトリプル出力アプリケーション(MAX1632/MAX1635)

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

アプリケーション回路(続き)

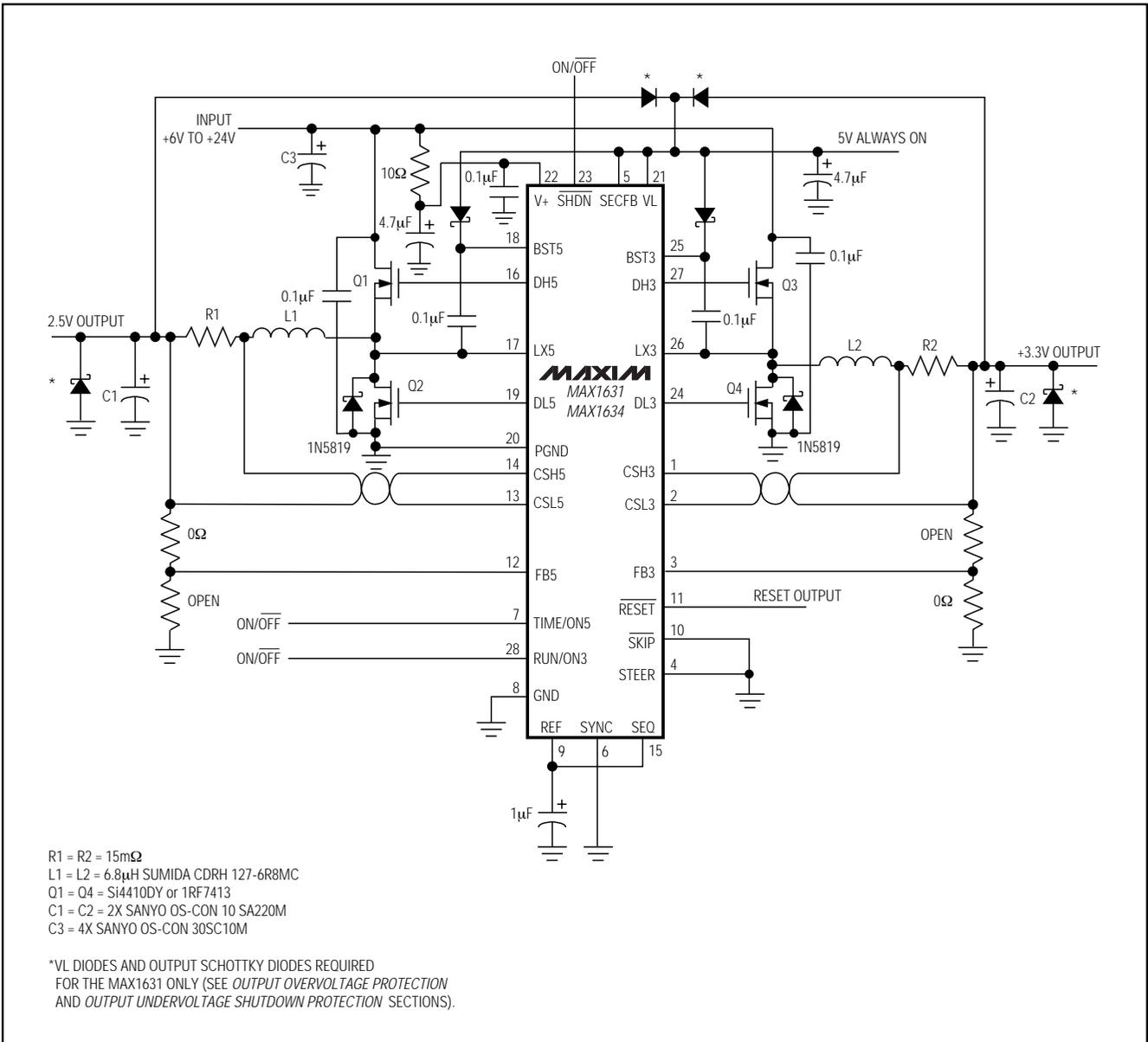
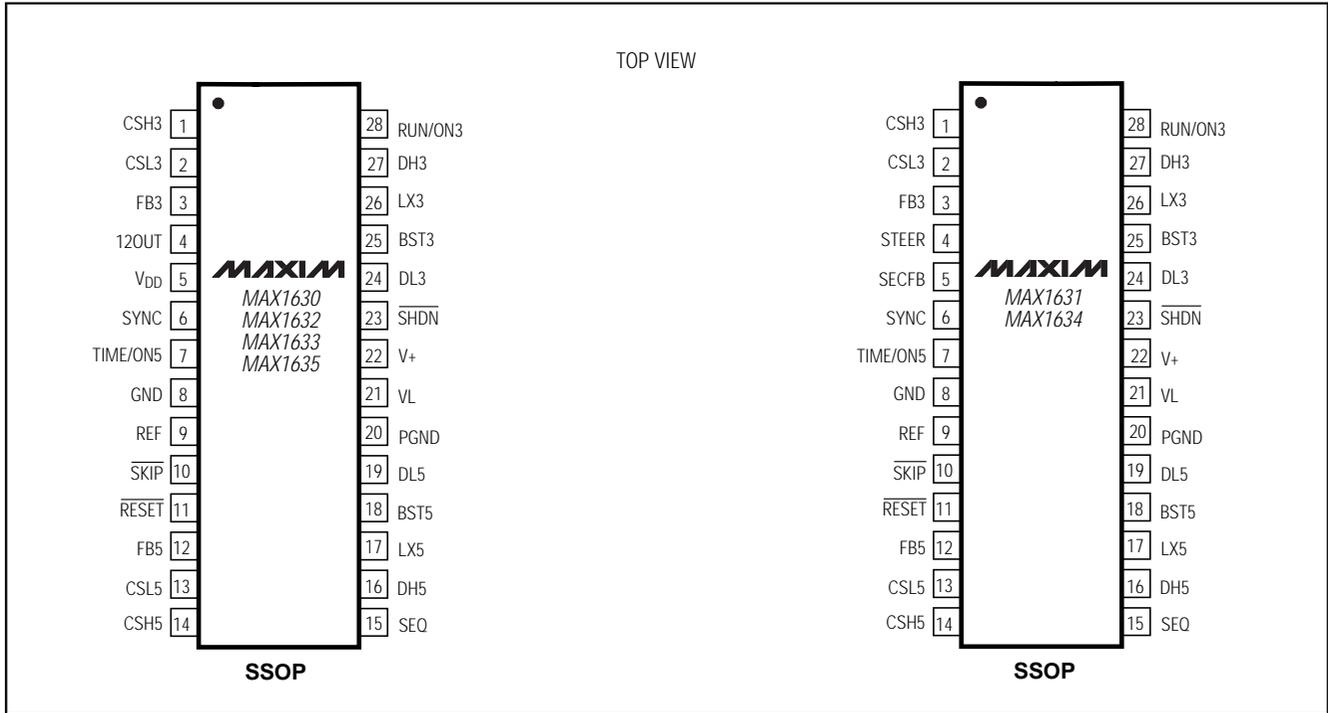


図10. デュアル4Aノートブックコンピュータ電源

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

ピン配置



選択ガイド

| 品名 | 補助出力 | 二次フィードバック | 過/低電圧保護 |
|---------|--------------|----------------|---------|
| MAX1630 | 12Vリニアレギュレータ | 3.3V SMPSにフィード | |
| MAX1631 | なし(SECFB入力) | 選択可能(STEERピン) | |
| MAX1632 | 12Vリニアレギュレータ | 5V SMPSにフィード | |
| MAX1633 | 12Vリニアレギュレータ | 3.3V SMPSにフィード | × |
| MAX1634 | なし(SECFB入力) | 選択可能(STEERピン) | × |
| MAX1635 | 12Vリニアレギュレータ | 5V SMPSにフィード | × |

ノートブックコンピュータ用の多出力 低ノイズ電源コントローラ

MAX1630-MAX1635

型番 _____

| PART | TEMP. RANGE | PIN-PACKAGE |
|------------|----------------|-------------|
| MAX1631CAI | 0°C to +70°C | 28 SSOP |
| MAX1631EAI | -40°C to +85°C | 28 SSOP |
| MAX1632CAI | 0°C to +70°C | 28 SSOP |
| MAX1632EAI | -40°C to +85°C | 28 SSOP |
| MAX1633CAI | 0°C to +70°C | 28 SSOP |
| MAX1633EAI | -40°C to +85°C | 28 SSOP |
| MAX1634CAI | 0°C to +70°C | 28 SSOP |
| MAX1634EAI | -40°C to +85°C | 28 SSOP |
| MAX1635CAI | 0°C to +70°C | 28 SSOP |
| MAX1635EAI | -40°C to +85°C | 28 SSOP |

パッケージ _____

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|----------------|-------|-------------|------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.068 | 0.078 | 1.73 | 1.99 |
| A1 | 0.002 | 0.008 | 0.05 | 0.21 |
| B | 0.010 | 0.015 | 0.25 | 0.38 |
| C | 0.004 | 0.008 | 0.09 | 0.20 |
| D | SEE VARIATIONS | | | |
| E | 0.205 | 0.209 | 5.20 | 5.38 |
| e | 0.0256 | BSC | 0.65 | BSC |
| H | 0.301 | 0.311 | 7.65 | 7.90 |
| L | 0.025 | 0.037 | 0.63 | 0.95 |
| α | 0° | 8° | 0° | 8° |

| | INCHES | | MILLIMETERS | |
|---|--------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| D | 0.239 | 0.249 | 6.07 | 6.33 |
| D | 0.239 | 0.249 | 6.07 | 6.33 |
| D | 0.278 | 0.289 | 7.07 | 7.33 |
| D | 0.317 | 0.328 | 8.07 | 8.33 |
| D | 0.397 | 0.407 | 10.07 | 10.33 |

NOTES:

- D&E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH.
- MOLD FLASH OR PROTRUSIONS NOT TO EXCEED .15mm (.006")
- CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER

PROPRIETARY INFORMATION

TITLE: PACKAGE OUTLINE, SSOP, 5.3X.65mm

| | | | |
|----------|----------------------|-----|-----|
| APPROVAL | DOCUMENT CONTROL NO. | REV | 1/1 |
| | 21-0056 | A | |

マキシム・ジャパン株式会社

〒169-0051 東京都新宿区西早稲田3-30-16(ホリゾン1ビル)
TEL. (03)3232-6141 FAX. (03)3232-6149

マキシム社では全体がマキシム社製品で実現されている回路以外の回路の使用については責任を持ちません。回路特許ライセンスは明言されていません。マキシム社は随時予告なしに回路及び仕様を変更する権利を保留します。

28 _____ Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600