

LTC3900

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧

V_{CC} 12V

入力電圧

CS⁻, TIMER $-0.3V \sim (V_{CC} + 0.3V)$

SYNC $-12V \sim 12V$

入力電流

CS⁺ 15mA

動作接合部温度範囲 (Note 2)

LTC3900E $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$

LTC3900I $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$

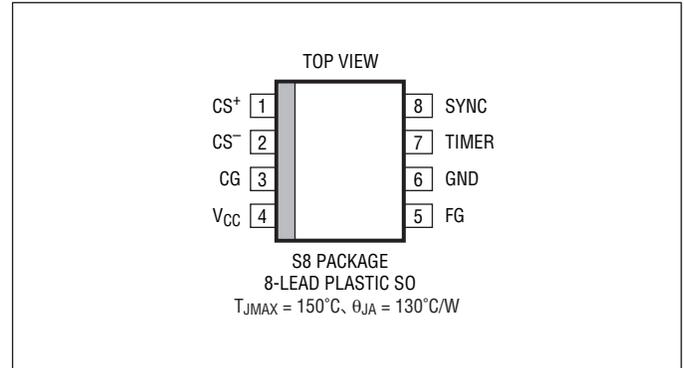
LTC3900H $-40^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$

LTC3900MP $-55^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$

保存温度範囲 $-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$

リード温度 (半田付け, 10 秒) $300^{\circ}C$

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3900ES8#PBF	LTC3900ES8#TRPBF	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LTC3900IS8#PBF	LTC3900IS8#TRPBF	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LTC3900HS8#PBF	LTC3900HS8#TRPBF	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-40^{\circ}C$ to $150^{\circ}C$
LTC3900MPS8#PBF	LTC3900MPS8#TRPBF	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-55^{\circ}C$ to $150^{\circ}C$
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3900ES8	LTC3900ES8#TR	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LTC3900IS8	LTC3900IS8#TR	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LTC3900HS8	LTC3900HS8#TR	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-40^{\circ}C$ to $150^{\circ}C$
LTC3900MPS8	LTC3900MPS8#TR	3900	8-Lead Plastic Small Outline	$-55^{\circ}C$ to $150^{\circ}C$

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。* 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。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性

● は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5V$ 。(Note 2, 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CC}	Supply Voltage Range		4.5	5	11	V
V_{UVLO}	V_{CC} Undervoltage Lockout Threshold	Rising Edge		4.1	4.5	V
	V_{CC} Undervoltage Lockout Hysteresis	Rising Edge to Falling Edge		0.5		V
I_{VCC}	V_{CC} Supply Current	$V_{SYNC} = 0V$		0.5	1	mA
		$f_{SYNC} = 100kHz, C_{FG} = C_{CG} = 4700pF$ (Note 4)		7	15	mA

タイマ

V_{TMR}	Timer Threshold Voltage		-10%	$V_{CC}/5$	10%	V
I_{TMR}	Timer Input Current	$V_{TMR} = 0V$		-6	-10	μA

3900fb

電気的特性

- は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5\text{V}$ 。(Note 2、3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t_{TMRDIS}	Timer Discharge Time	$C_{\text{TMR}} = 1000\text{pF}$, $R_{\text{TMR}} = 4.7\text{k}$	●	40	120	ns
V_{TMRMAX}	Timer Pin Clamp Voltage	$C_{\text{TMR}} = 1000\text{pF}$, $R_{\text{TMR}} = 4.7\text{k}$		2.5		V

電流検出

$I_{\text{CS}+}$	CS ⁺ Input Current	$V_{\text{CS}+} = 0\text{V}$	●		±1	μA
$I_{\text{CS}-}$	CS ⁻ Input Current	$V_{\text{CS}-} = 0\text{V}$	●		±1	μA
V_{CSMAX}	CS ⁺ Pin Clamp Voltage	$I_{\text{IN}} = 5\text{mA}$, $V_{\text{SYNC}} = -5\text{V}$		11		V
V_{CS}	Current Sense Threshold Voltage	$V_{\text{CS}-} = 0\text{V}$ LTC3900E/LTC3900I (Note 5) LTC3900H/LTC3900MP (Note 5)	● ●	7.5 3 1	10.5 18 20	mV mV mV

SYNC入力

I_{SYNC}	SYNC Input Current	$V_{\text{SYNC}} = \pm 10\text{V}$	●	±1	±10	μA
V_{SYNCP}	SYNC Input Positive Threshold SYNC Positive Input Hysteresis	(Note 6)	●	1.0	1.4 0.2	V V
V_{SYNCP}	SYNC Input Negative Threshold SYNC Negative Input Hysteresis	(Note 6)	●	-1.8	-1.4 0.2	V V

ドライバ出力

R_{ONH}	Driver Pull-Up Resistance	$I_{\text{OUT}} = -100\text{mA}$ LTC3900E/LTC3900I LTC3900H/LTC3900MP	● ●	0.9	1.2 1.6 2.0	Ω Ω Ω
R_{ONL}	Driver Pull-Down Resistance	$I_{\text{OUT}} = 100\text{mA}$ LTC3900E/LTC3900I LTC3900H/LTC3900MP	● ●	0.9	1.2 1.6 2.0	Ω Ω Ω
I_{PK}	Driver Peak Output Current	(Note 6)		2		A

スイッチング特性 (Note 7)

t_{d}	SYNC Input to Driver Output Delay	$C_{\text{FG}} = C_{\text{CG}} = 4700\text{pF}$, $V_{\text{SYNC}} = \pm 5\text{V}$ LTC3900E/LTC3900I LTC3900H/LTC3900MP	● ●	60	120 150	ns ns
t_{SYNC}	Minimum SYNC Pulse Width	$V_{\text{SYNC}} = \pm 5\text{V}$	●	75		ns
t_{r} , t_{f}	Driver Rise/Fall Time	$C_{\text{FG}} = C_{\text{CG}} = 4700\text{pF}$, $V_{\text{SYNC}} = \pm 5\text{V}$		15		ns

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。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可能性がある。

Note 2: LTC3900は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3900Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3900Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。LTC3900Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。LTC3900MPは $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証され、テストされている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。接合部温度 ($T_J(^{\circ}\text{C})$)は周囲温度 ($T_A(^{\circ}\text{C})$)および電力損失 ($P_D(\text{W})$)から次式に従って計算される。

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

Note 3: デバイスのピンに流れ込む電流は全て正。デバイスのピンから流れ出す電流は全て負。注記がない限り、全ての電圧はグラウンドを基準にしている。

Note 4: 通常動作時の消費電流は外部 MOSFET のゲートの充放電に必要な電流によって支配される。この電流は電源電圧、スイッチング周波数、および使用される外部 MOSFET によって変化する。

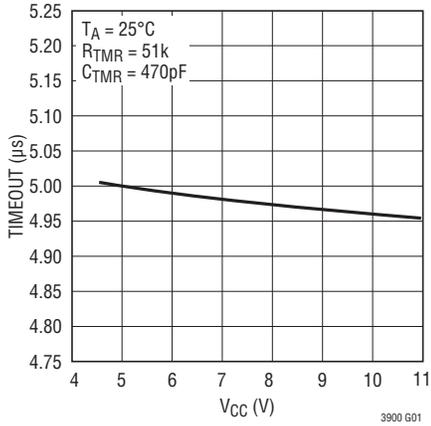
Note 5: 外部 MOSFET の $R_{\text{DS}}(\text{ON})$ の温度係数 (TC) に合わせるため、電流検出コンパレータのスレジションの温度係数は $0.33\%/^{\circ}\text{C}$ である。

Note 6: 設計によって保証されているが、テストされない。

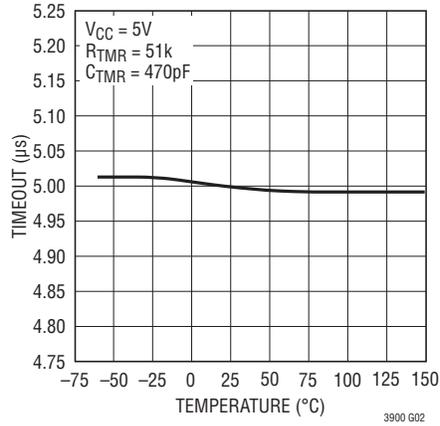
Note 7: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は 10% と 90% のレベルを使用して測定する。遅延時間は、SYNC 入力の $\pm 1.4\text{V}$ から、ドライバ出力の 20%/80% レベルまで測定される。

標準的性能特性

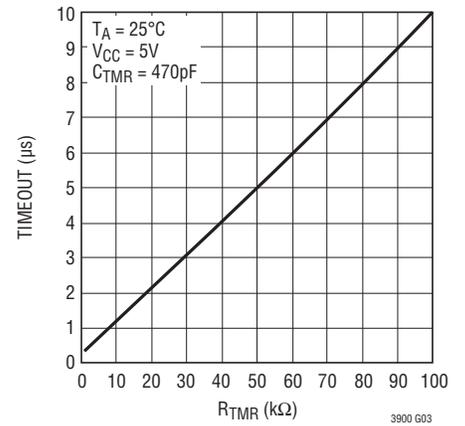
タイムアウトとV_{CC}



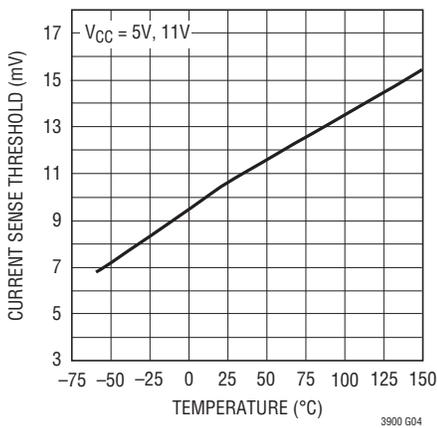
タイムアウトと温度



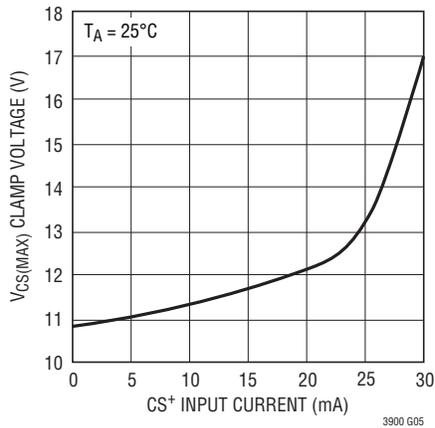
タイムアウトとR_{TMR}



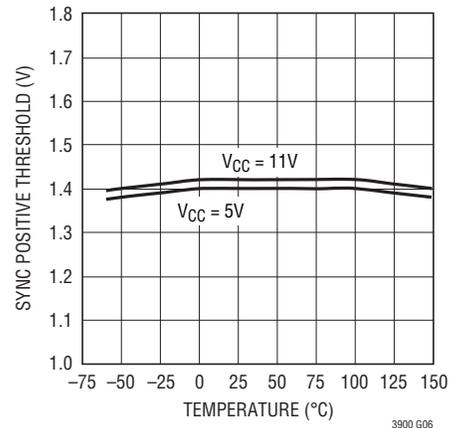
電流検出スレッシュホールドと温度



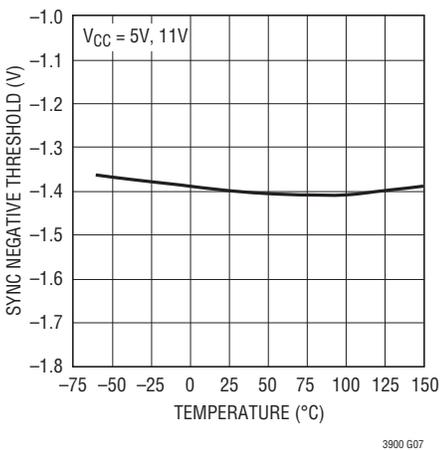
V_{CS(MAX)} クランプ電圧とCS⁺の入力電流



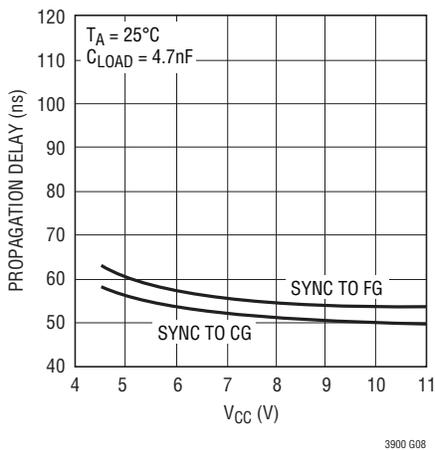
SYNCの正スレッシュホールドと温度



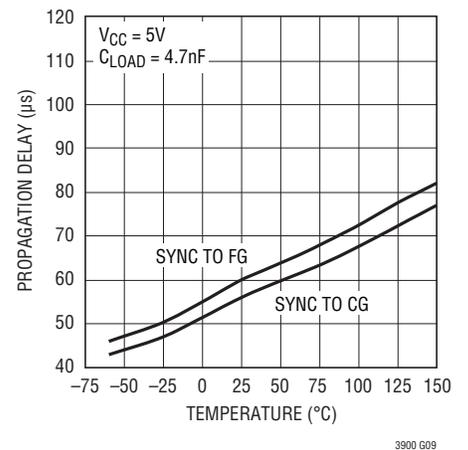
SYNCの負スレッシュホールドと温度



伝播遅延とV_{CC}

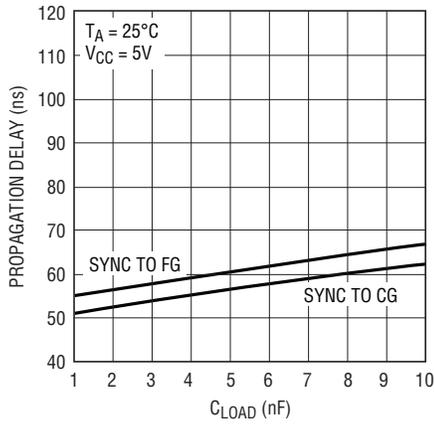


伝播遅延と温度



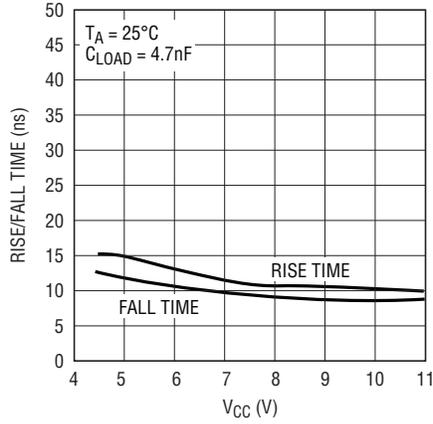
標準的性能特性

伝播遅延と C_{LOAD}



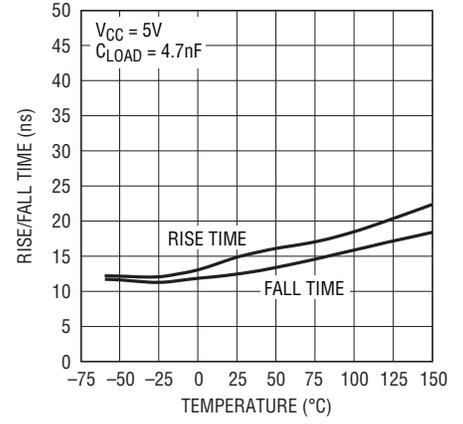
3900 G10

立ち上がり/立ち下がり時間と V_{CC}



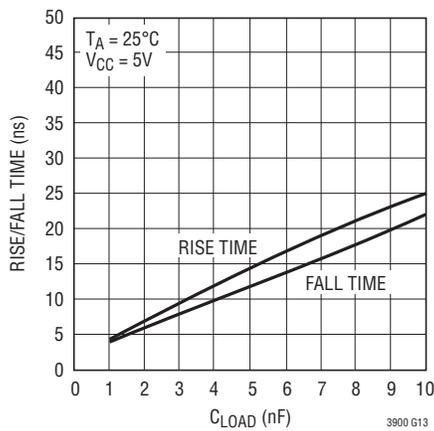
3900 G11

立ち上がり/立ち下がり時間と温度



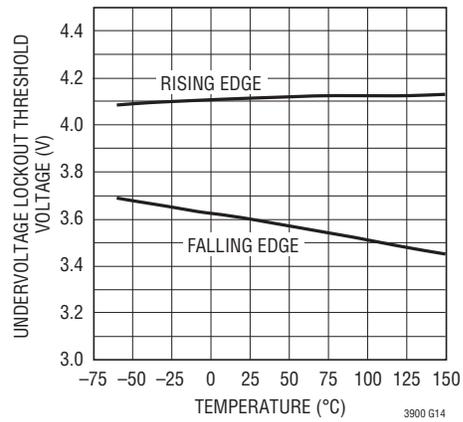
3900 G12

立ち上がり/立ち下がり時間と
負荷容量



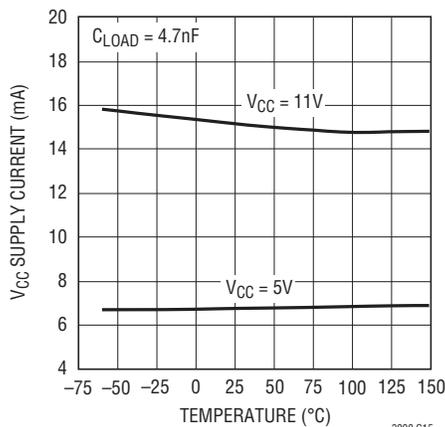
3900 G13

低電圧ロックアウト・
スレッシュホールド電圧と温度



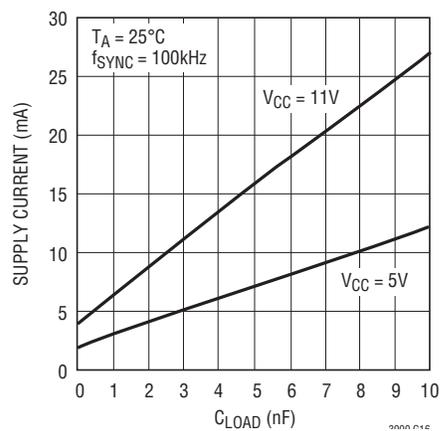
3900 G14

V_{CC} 電源電流と温度



3900 G15

V_{CC} 電源電流と負荷容量



3900 G16

ピン機能

CS⁺、CS⁻ (ピン1、2) : 電流検出差動入力。CS⁺は直列抵抗を介して外部キャッチ MOSFET (Q4) のドレインに接続します。CS⁻はソースに接続します。LTC3900は、CGが“H”になってから250ns後にCS入力をモニタします。インダクタ電流が反転してMOSFETに流れ込んで、CS⁺がCS⁻より10.5mV以上高くなると、LTC3900はCGを“L”に引き下げます。R_{CS1} ~ R_{CS3}の抵抗値の選択の詳細については、「電流検出」のセクションを参照してください。

CG (ピン3) : キャッチ MOSFET ゲート・ドライバ。このピンは外部Nチャネル・キャッチ MOSFET (Q4) のゲートをドライブします。

V_{CC} (ピン4) : 主電源入力。このピンはドライバと内部回路の残りの部分に電力を供給します。LTC3900にできるだけ近づけて配置した4.7μFのコンデンサを使って、このピンをGNDにバイパスします。

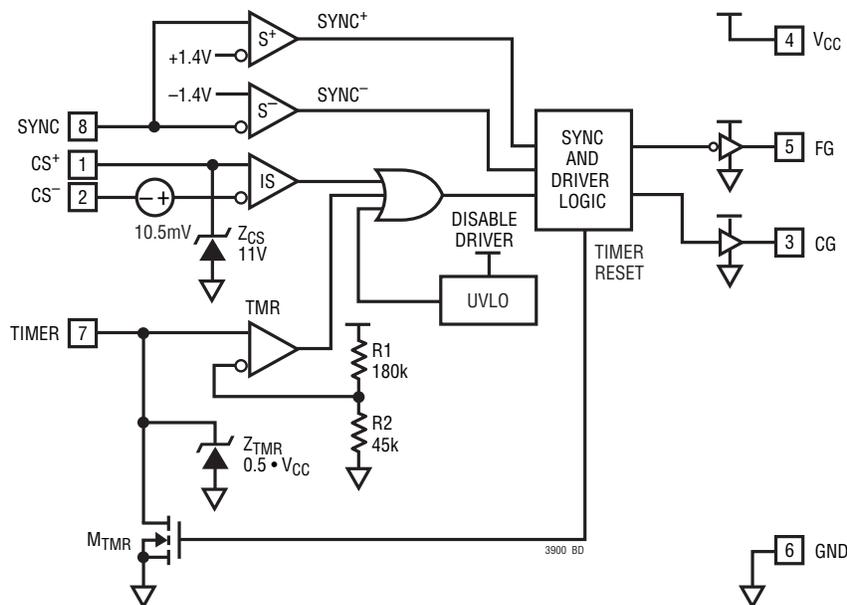
FG (ピン5) : フォワード MOSFET ゲート・ドライバ。このピンは外部Nチャネル・フォワード MOSFET (Q3) のゲートをドライブします。

GND (ピン6) : V_{CC} バイパス・コンデンサをこのGNDピンに直接接続します。

TIMER (ピン7) : タイマ入力。このピンを外部R-Cネットワークに接続して、タイムアウト時間をプログラムします。LTC3900は、SYNC入力が負方向に遷移するたびにリセットします。SYNC信号が欠けているか、または正常でない場合、LTC3900は、TIMERピンがタイムアウト・スレッシュホールドを上回るとCGとFGの両方を“L”に引き下げます。タイムアウト時間のプログラミングの詳細については、「タイマ」のセクションを参照してください。

SYNC (ピン8) : ドライバ同期入力。この入力信号は信号エッジに反応します。SYNCの負電圧スルーにより、FGが“H”に、CGが“L”に強制されます。SYNCの正電圧スルーにより、FGが“L”に、CGが“H”に強制されます。SYNC入力はパルス信号と方形波信号の両方とも受け入れることができます。

ブロック図



アプリケーション情報

概要

標準的なフォワード・コンバータのトポロジーでは、パワートランスを使って入力/出力間の絶縁と降圧を行い、必要な出力電圧を供給します。多くの場合ショットキー・ダイオードが2次側に使用され、整流を行います。ショットキー・ダイオードは使うのが簡単ですが、電圧降下が比較的大きいので効率が低下します。効率を改善するには、ショットキー・ダイオードの代わりに、NチャネルMOSFETを利用した同期出力整流器を使うことができます。LTC3900は同期整流器MOSFETをドライブするのに必要な機能を全て備えています。

簡略化したフォワード・コンバータ・アプリケーションを図1に示します。T1はパワートランスです。Q1は1次側パワートランジスタで、1次側のコントローラ(LT1952)の出力(OUT)によってドライブされます。パルス・トランスT2は同期信号を与え、LT1952の同期信号(S_{OUT})または1次側コントローラからのSGによってドライブされます。Q3とQ4は、LTC3900のFGとCGの出力によってドライブされる2次側同期スイッチです。インダクタL_OとコンデンサC_{OUT}が出力フィルタを形成しており、安定したDC出力電圧を負荷に供給します。図1には、V_{OUT}から、オプトカプラ・ドライバLT4430とオプトカプラを経て、1次側コントローラへと戻ってV_{OUT}を安定化する帰還経路も示されています。

フォワード・コンバータの各動作サイクルは2つの期間で構成されています。最初の期間には、Q1がオンし、1次側がT1を介して電力を負荷に供給します。SGが“H”になり、T2がLTC3900のSYNC入力に負パルスを生じます。LTC3900はFGをオンし、CGをオフし、Q3が導通します。電流はQ3、T1、

およびL_Oを通過して負荷に流れます。次の期間には、Q1がオフし、SGが“L”になり、T2がLTC3900のSYNC入力に正パルスが発生します。LTC3900はFGをオフし、CGをオンし、Q4が導通します。電流は、Q4とL_Oを通過して負荷に流れ続けます。LTC3900の同期波形を図2に示します。

外部MOSFETの保護

パワーダウンおよびBurst Mode[®]動作の間外部MOSFETを保護するために、LTC3900にはプログラミング可能なタイマと差動入力電流検出コンパレータが内蔵されています。デバイスはV_{CC} < 4.1VのときもMOSFETをオフします。

1次側のコントローラがパワーダウンするとき、1次側コントローラが最初にシャットダウンし、LTC3900は、V_{CC}のバイパス・コンデンサ(C_{VCC})から電力を引き出すことによって、しばらく動作を続けます。SG信号はスイッチングを停止し、LTC3900へのSYNCパルスはなくなります。LTC3900は、最後のSYNC信号の極性に依存して、ドライバの1つをオン状態に保ちます。最後のSYNCパルスが正であれば、CGが“H”に留まり、キャッチMOSFET(Q4)がオン状態に留まります。インダクタ電流がゼロへと低下し始め、出力コンデンサ両端にまだ存在する電圧により、負方向に流れ続けます(電流は今やC_{OUT}からL_Oへと逆に流れます)。インダクタ電流が負のときQ4がオフすると、インダクタ電流はQ4両端に高い電圧を生じるので、MOSFETにアバランシェが発生します。インダクタに蓄えられているエネルギー量に依存して、このアバランシェ・エネルギーがQ4を損傷するおそれがあります。

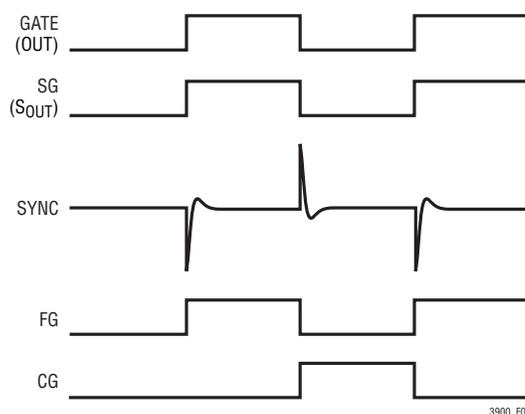


図2. 同期信号の波形

アプリケーション情報

出力インダクタ内の逆電流が増大するのを防ぐため、LTC3900のタイマ回路と電流検出コンパレータが使われます。

タイマ

LTC3900の内部と外部のタイマ回路を図3に示します。タイマを動作させるには、外部のR-C充電ネットワークを使ってタイムアウト時間をプログラムします。SYNC入力の負方向の遷移ごとに、デバイスは200nsのパルスを発生してタイマ・コンデンサをリセットします。SYNC信号が欠けているか、または正常でないため、タイマ・コンデンサの電圧の上昇が妨げられないと、電圧がタイムアウト・スレッシュホールドに達して両方のドライバがオフします。タイマ波形を図4に示します。

標準的なフォワード・コンバータ・サイクルでは、常にQ3とQ4が交互にオンし、SYNC入力には正パルスと負パルスが交互に与えられます。LTC3900のタイマにはシーケンシャル・ロジックも備わっており、SYNC入力のシーケンスをモニタします。1個の負パルスの後にSYNCコンパレータが別の負パルスを受け取っても、LTC3900はタイマ・コンデンサをリセットしません。正のSYNCパルスが現れない場合、タイマ時間が経過すると両方のドライバがオフします。正パルスが再度現れるとタイマがリセットし、ドライバはスイッチングを再開します。これは、負のSYNCパルスだけが現れ、FGの出力が“H”に留まる状態で、外部部品を保護するためです。SYNCパルスが正常でないときのタイマ波形を図5に示します。

LTC3900には2つの別個のSYNCコンパレータ(ブロック図のS+とS-)が備わっており、正パルスと負パルスを検出します。両方のコンパレータのスレッシュホールド電圧は、大きさは同じ(標準1.4V)だが、極性が反対になるように設計されています。ある状況では、たとえば起動時やパワーダウンでは、SYNCパルスの大きさが小さく、コンパレータのスレッシュホールドよりわず

かに高いか、またはわずかに低いことがあります。このため、SYNCコンパレータの片方だけがトリップすることがあります。これも正常ではないSYNCパルスとして現われ、タイマはリセットしません。

タイムアウト時間は外部のR_{TMR}とC_{TMR}の値によって決まり、V_{CC}電圧には依存しません。これは、タイムアウト・スレッシュホールドをV_{CC}のある比率にすることによって実現されます。この比は0.2xで、内部でR1とR2によって設定されます(図3を参照)。タイムアウト時間は、次式を使って、1次側スイッチング周波数の約1周期にプログラムします。

$$\text{TIMEOUT} = 0.2 \cdot R_{\text{TMR}} \cdot C_{\text{TMR}} + 0.27E-6$$

放電時間によるタイムアウト設定の誤差を減らすため、100pF～1000pFのC_{TMR}を選択します。470pFほどのC_{TMR}から始めて、必要なR_{TMR}を計算します。C_{TMR}はできるだけLTC3900に近づけて、C_{TMR}、TIMERピン、およびGNDの間に最短のPCBトレースを使って配置します。これは、C_{TMR}が放電するとき、PCBトレースのインダクタンスによって生じるリングングを減らすためです。このリングングにより、タイムアウト設定に誤差が生じることがあります。

タイマ入力には電流シンク・クランプ回路(図3のZ_{TMR})も備わっており、SYNC/タイマ・リセット・パルスが欠けていると、このピンを約0.5・V_{CC}にクランプします。このクランプ回路はタイマ・コンデンサが電源レールまで充電されるのを防ぎます(電源レールまで充電されると放電時間が長くなります)。この回路の電流シンク能力は約1mAです。タイムアウト機能は、タイマ・ピンをGNDに接続することによりディスエーブルすることができます。

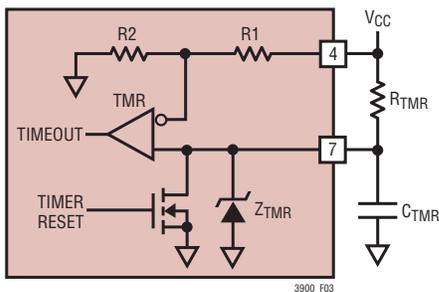


図3. タイマ回路

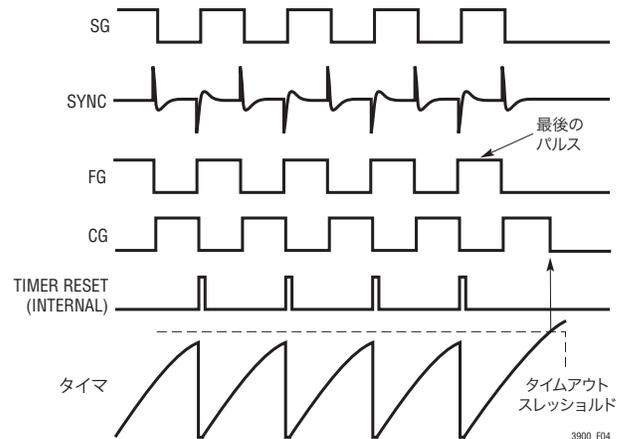


図4. タイマの波形

アプリケーション情報

電流検出

差動入力電流検出コンパレータは、CS⁺ピンとCS⁻ピンを介して、Q4のドレイン端子とソース端子間の電圧を検出するのに使われます。インダクタ電流が反転してQ4に流れ込んで、CS⁺がCS⁻より10.5mV以上高くなると、LTC3900はCGを“L”に引き下げます。このコンパレータは、パワーダウンまたはBurst Mode動作時のインダクタの逆電流の増大を防ぐのに使われます(この逆電流はMOSFETを損傷するおそれがあります)。10.5mVの入力スレッシュホールドには正の温度係数があり、外部MOSFETのR_{DS(ON)}のTCとよく釣り合います。電流検出コンパレータはCGが“H”になってから250ns後にアクティブになります。これはQ4がオンした直後のリングングを避けるためです。

軽負荷状態では、インダクタの平均電流がそのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流の半分より小さいと、スイッチング・サイクルの一部でインダクタ電流が反転してQ4に流れ込み、CS⁺をCS⁻より上に強制します。電流検出コンパレータの入力スレッシュホールドは10.5mVに設定されており、軽負荷状態でトリップ

するのを防ぎます。インダクタの負ピーク電流とMOSFETのR_{DS(ON)}の積が10.5mVより高いと、LTC3900は不連続電流モードで動作します。不連続電流モードで動作するLTC3900を図6に示します。CG出力は、次の負SYNCパルスより前に、インダクタ電流が負になると直ちに“L”になります。不連続電流モードが望ましくない場合があります。不連続電流モード動作をデイスエーブルするため、抵抗分割器(R_{CS1}とR_{CS2})をCS⁺ピンに追加して、無負荷でもLTC3900が連続モードで動作するように、10.5mVのスレッシュホールドを大きくします。

LTC3900のCS⁺ピンには、このピンを11Vにクランプする内部電流シンク・クランプ回路(ブロック図のZ_{CS})が備わっています。クランプ回路は外部の直列抵抗(R_{CS1})と一緒に使われて、電力転送サイクルの間、Q4の高いドレイン電圧からCS⁺ピンを保護します。電力転送サイクルの間、Q4はオフし、Q4のドレイン電圧は1次側入力電圧とトランスの巻数比によって決まります。この電圧は高くなることがあり、CS⁺がQ4のドレインに直接接続されていると、LTC3900に損傷を与える可能性があります。クランプ回路の電流シンク能力は最小5mAです。

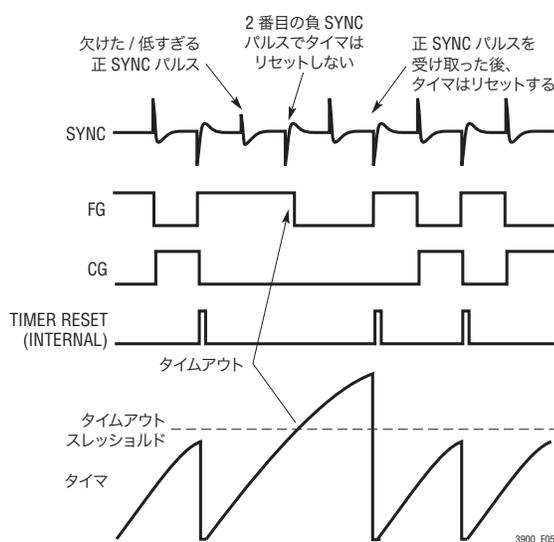


図5. 正常でないSYNCパルスを含むタイマ波形

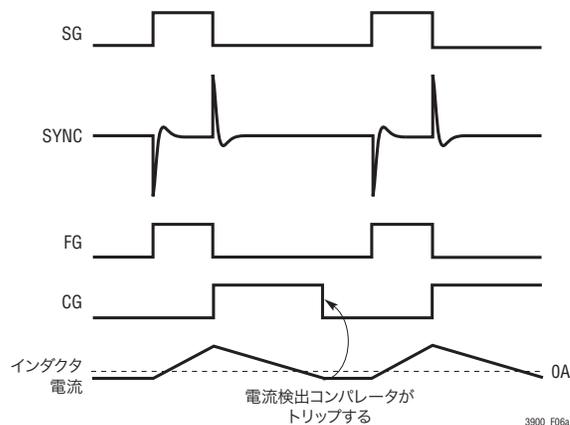


図6a. 無負荷での不連続電流モード動作

アプリケーション情報

抵抗 (R_{CS1} 、 R_{CS2} 、および R_{CS3}) の値は、スレッシュホールドとクランプ電圧の両方の要件を満たすように、以下の式を使って計算します。

$$k = 48 \cdot I_{RIPPLE} \cdot R_{DS(ON)} - 1$$

$$R_{CS2} = \{200 \cdot V_{IN(MAX)} \cdot (N_S/N_P) - 2200 \cdot (1 + k)\} / k$$

$$R_{CS1} = k \cdot R_{CS2}$$

$$R_{CS3} = \{R_{CS1} \cdot R_{CS2}\} / \{R_{CS1} + R_{CS2}\}$$

k が 0 以下であれば、 R_{CS2} は不要であり、

$$R_{CS1} = R_{CS3} = \{V_{IN(MAX)} \cdot (N_S/N_P) - 11V\} / 5mA$$

ここで、

I_{RIPPLE} = インダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流

$R_{DS(ON)}$ = $I_{RIPPLE}/2$ での Q4 のオン抵抗

$V_{IN(MAX)}$ = 1 次側主電源の最大入力電圧

N_S/N_P = パワートランス T1 の巻数比

計算した抵抗値では LTC3900 が依然不連続モードで動作する場合、 R_{CS1} の値を大きくしてスレッシュホールドを上げます。抵抗 R_{CS1} と R_{CS2} 、および CS^+ ピンの入力容量と PCB トレースの容量によって R-C 遅延が生じます。これにより、コンパレータの応答時間が遅くなります。抵抗と CS^+ 入力のリーク電流は入力オフセット誤差も生じます。

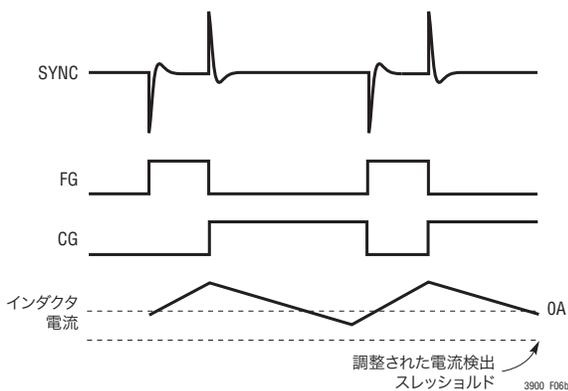


図 6b. 電流検出スレッシュホールドを調整した連続電流モード動作

この遅延と誤差を最小にするには、必要以上に大きな抵抗値を使わず、抵抗から LTC3900 の CS^+ / CS^- ピンまでの PCB トレースをできるだけ短くします。 R_{CS1} と R_{CS2} の並列和に等しい値の直列抵抗 R_{CS3} を CS^- ピンから Q4 のソースに直接接続します。

SYNC 入力

LTC3900 の SYNC 入力の外部回路を図 7 に示します。選択したパルス・トランスのタイプに合わせて、SYNC パルスの最適振幅と最適幅が得られるように、 C_{SG} と R_{SYNC} の値を調整します。コンデンサ (C_{SG}) が大きいほど、高くて幅の広い SYNC パルスが発生します。このパルスのピークは、LTC3900 の標準 SYNC スレッシュホールドの $\pm 1.4V$ より大幅に高くします。振幅が $\pm 5V$ より大きいと SYNC コンパレータのスピードを上げるのに効果的で、SYNC からドライバへの伝播遅延が減少します。パルス幅は $75ns$ より大きくします。パルス・トランスのリセット期間に生じるオーバーシュートを最小に抑えて、 $\pm 1V$ の最小 SYNC スレッシュホールドより下に保つ必要があります。オーバーシュートの大きさは、 R_{SYNC} の値を小さくして下げることができます。

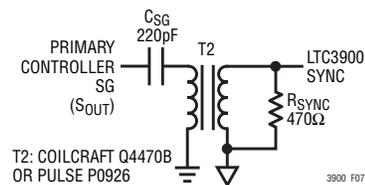


図 7. SYNC 入力回路

アプリケーション情報

SYNCパルスを発生する代替方法を図8に示します。この回路は、振幅がロジック電源の電圧に依存する方形SYNCパルスを発生します。SYNCパルスの幅は、パルスの振幅に影響を与えることなく、R1とC1を使って調整することができます。

絶縁されていないアプリケーションでは、バイポーラ方形パルスによってSYNC入力を直接ドライブすることができます。伝播遅延を小さくするには、方形波の正負の大きさを $\pm 1.4V$ のSYNCスレッシュホールドよりはるかに大きくします。

V_{CC}レギュレータ

LTC3900のV_{CC}電源は、図9に示されているように、トランスの2次巻線のピークを整流して発生することができます。ツェナー・ダイオードD_Zが出力電圧を(V_Z - 0.7V)に設定します。Q_{REG}の選択によっては、高周波数の発振を防ぐため、Q_{REG}のベースに直列に抵抗R_B (数100Ω程度)が必要になることがあります。

LTC3900にはUVLO検出器が備わっており、V_{CC}が4.1Vを下回るとドライバの出力を引き下げます。UVLO検出器には0.5Vのヒステリシスがあり、チャタリングを防ぎます。

標準的フォワード・コンバータでは、1次側コントローラが動作を開始するまで、2次側回路には電力が供給されません。LTC3900のバイアスのための電力はパワートランスT1から得られるので、LTC3900は最初オフのままです。その期間(V_{CC}

< 4.1V)、出力整流器MOSFETのQ3とQ4はオフしたままで、MOSFETのボディ・ダイオードが導通します。MOSFETにはボディ・ダイオードの高い電圧降下による非常に大きな電力損失が生じる可能性があります。MOSFETの損傷を防ぐには、4.1Vより大きなV_{CC}電圧を早く供給します。図9に示されているV_{CC}電源回路は、1次側コントローラの最初の数スイッチング・パルス以内にLTC3900に電力を供給し、MOSFETの過熱を防ぎます。

MOSFETの選択

許容電力損失と必要な最大出力電流に基づいて、必要なMOSFETのR_{DS(ON)}を決めます。

LTC3900のV_{CC}電源がランプアップするとき、ボディ・ダイオードはパワーアップ・フェーズの間導通します。CGとFGの信号は“L”のまま、インダクタの電流はボディ・ダイオードを通して流れます。ボディ・ダイオードは、スタートアップ時、V_{CC}が4.1Vに達するまで負荷電流を処理することができなければなりません。

LTC3900ドライバはMOSFETをスイッチングするとき電力を消費します。この電力損失は、スイッチング周波数、V_{CC}、およびMOSFETのサイズとともに増加します。ドライバの電力損失を計算するには、総ゲート電荷Q_Gを使います。このパラメータはMOSFETのメーカーのデータシートに記載されています。

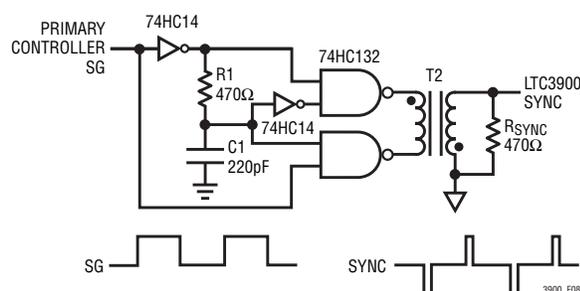


図8. 対称SYNCドライブ

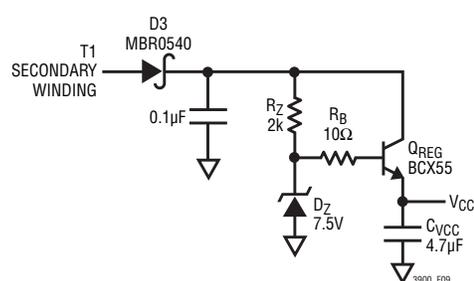


図9. V_{CC}レギュレータ

LTC3900

アプリケーション情報

LTC3900の各MOSFETドライバの消費する電力は次のとおりです。

$$P_{\text{DRIVER}} = Q_G \cdot V_{\text{CC}} \cdot f_{\text{SW}}$$

ここで、 f_{SW} はコンバータのスイッチング周波数です。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、レイアウトによりLTC3900が正しく動作するようにします。

1. 4.7 μF のバイパス・コンデンサを V_{CC} ピンとGNDピンにできるだけ近づけて接続します。

2. 2つのMOSFETのドレイン端子を直接トランスに接続します。2つのMOSFETのソースをできるだけ近づけます。

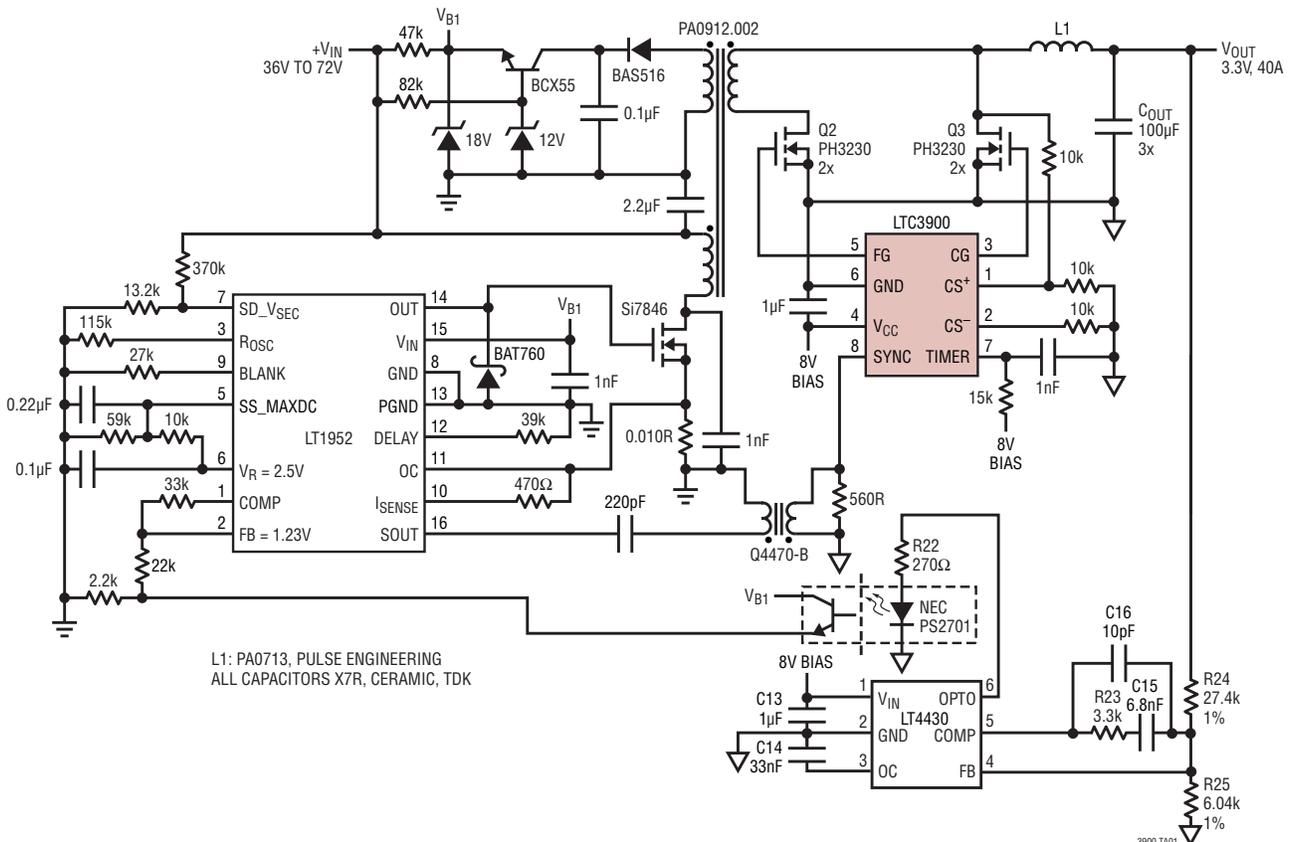
3. タイマ、SYNC、および V_{CC} レギュレータ回路を、Q3、Q4、およびT1の高電流経路から遠ざけます。

4. タイマ・コンデンサ(C_{TMR})はできるだけLTC3900の近くに配置します。

5. 抵抗 R_{CS1} 、 R_{CS2} 、および R_{CS3} から、LTC3900の CS^+/CS^- ピンへのPCBトレースをできるだけ短くします。抵抗の他端をMOSFET(Q4)のドレインとソースに直接接続します。

標準的応用例

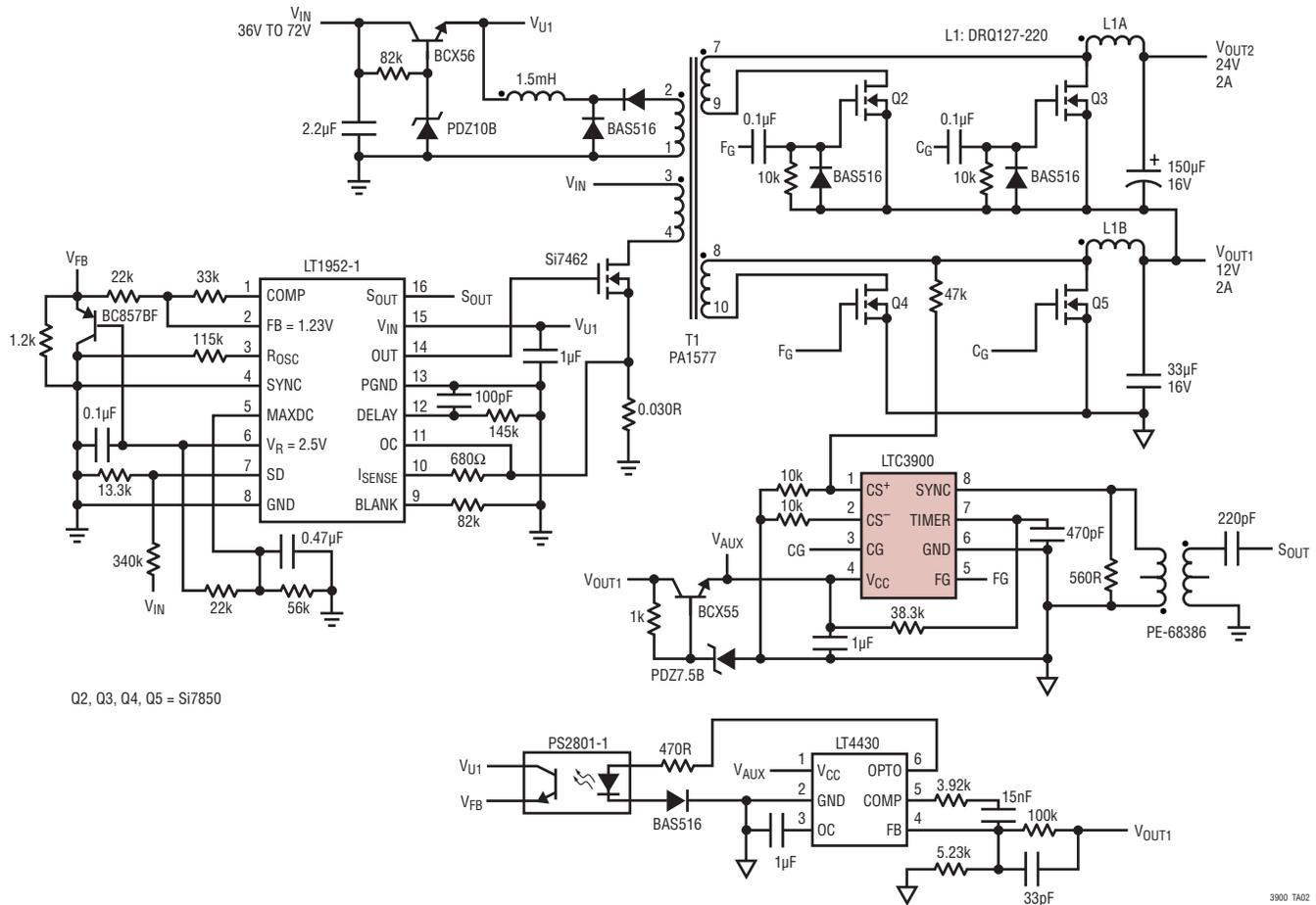
36V～72V、3.3V/40Aの同期整流式フォワード・コンバータ



3900 TA01

標準的応用例

フットプリントが1/8ブリックの、36V～72Vの入力から12Vおよび24V(または±12V)/2Aの出力のコンバータ



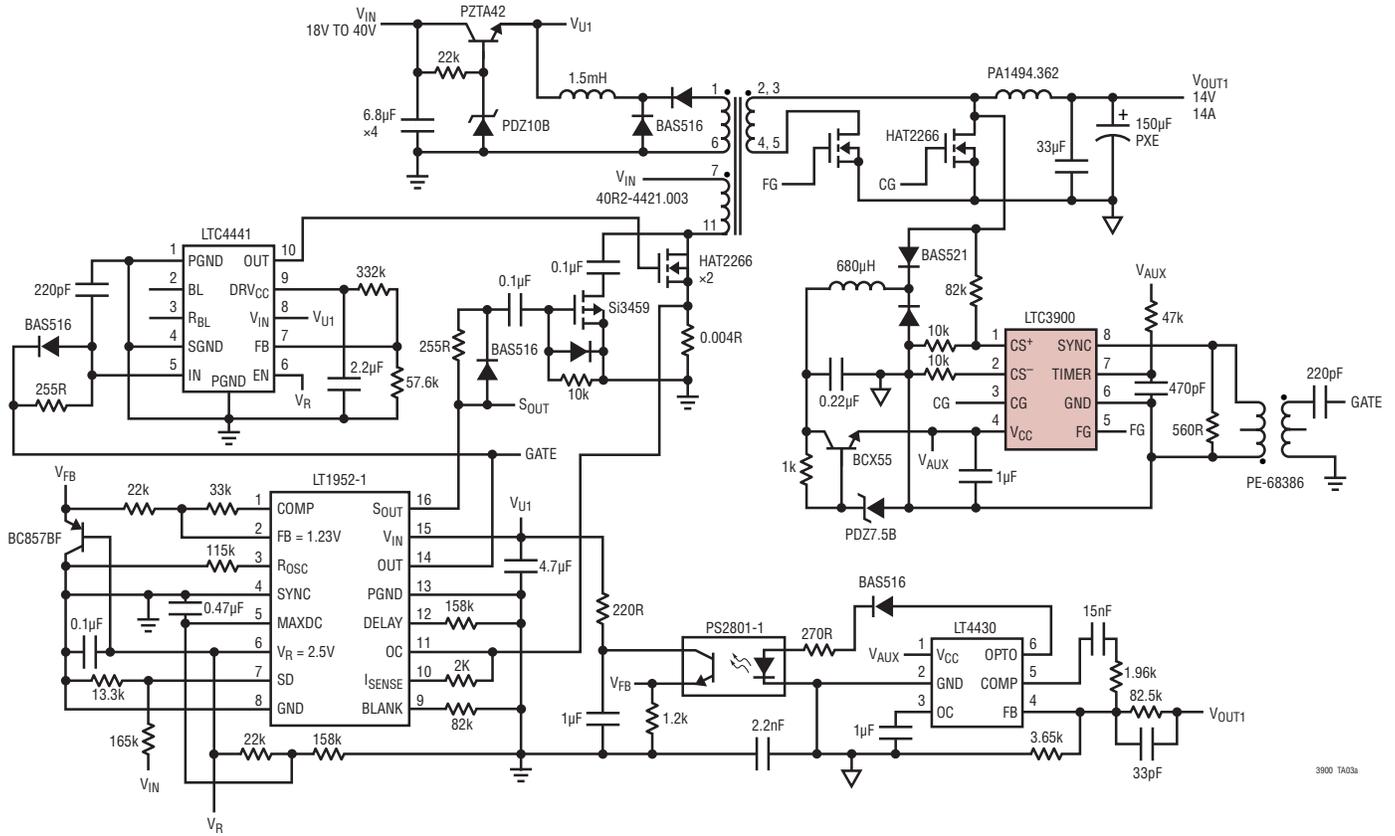
LTC3900は複数の同期出力整流器をドライブすることができます。12Vおよび24V、または±12Vの出力のコンバータは、出力MOSFETの電圧降下が小さいので、クロスレギュレーション

が良好です。3.3Vと-5V、または1.5Vと5Vなど他の組み合わせも、トランスの巻数比を変えることにより容易に実現できます。

3900 TA02

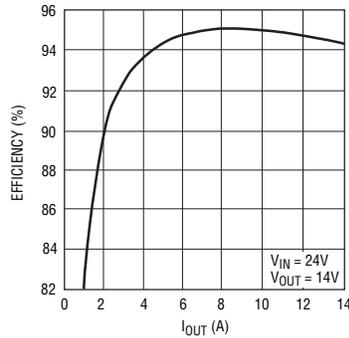
標準的応用例

フットプリントが1/4ブリックの、18V~40Vの入力から14V/14Aの出力のコンバータ



3900 TA03a

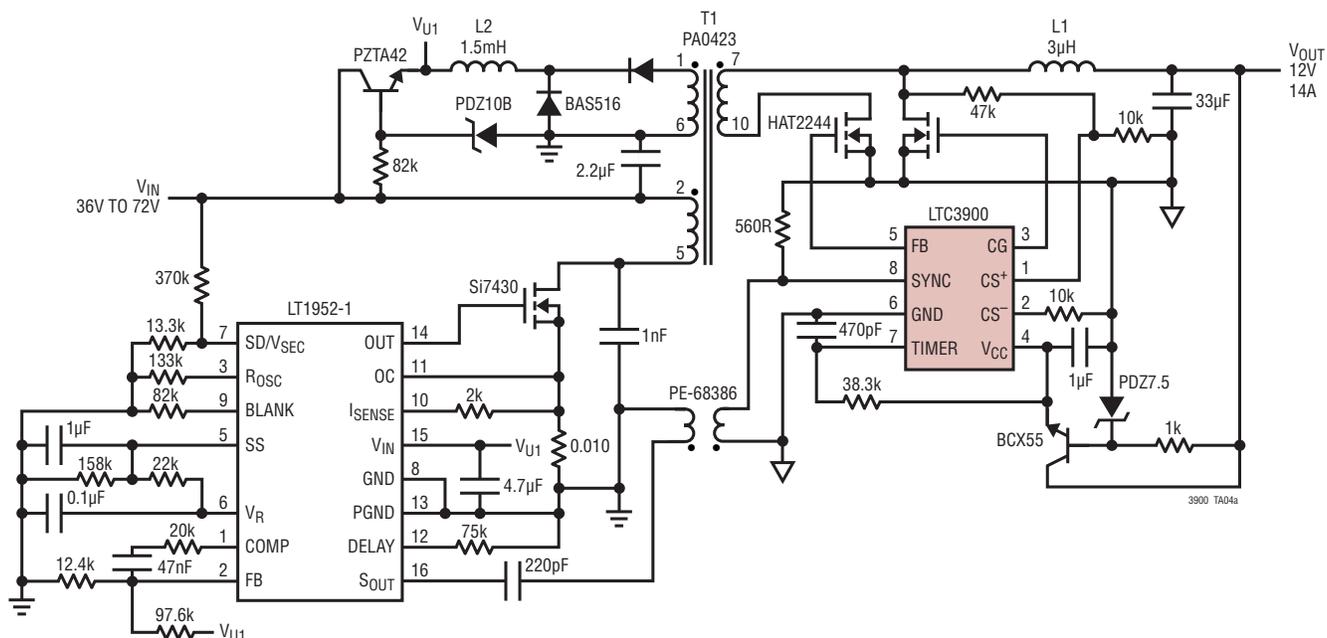
アクティブ・リセットと60VのMOSFETを使うことにより、
コンバータは4個のMOSFETだけで94%~95%の効率を達成。



3900 TA02b

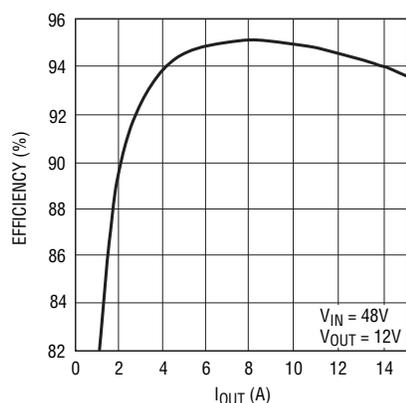
標準的応用例

フットプリントが1/8ブリックの、36V~72Vの入力から12V/14Aの出力のコンバータ



L1: PULSE PA1393.302
 L2: COILCRAFT D01607B-155
 ALL CERAMIC CAPS ARE X5R OR X7R

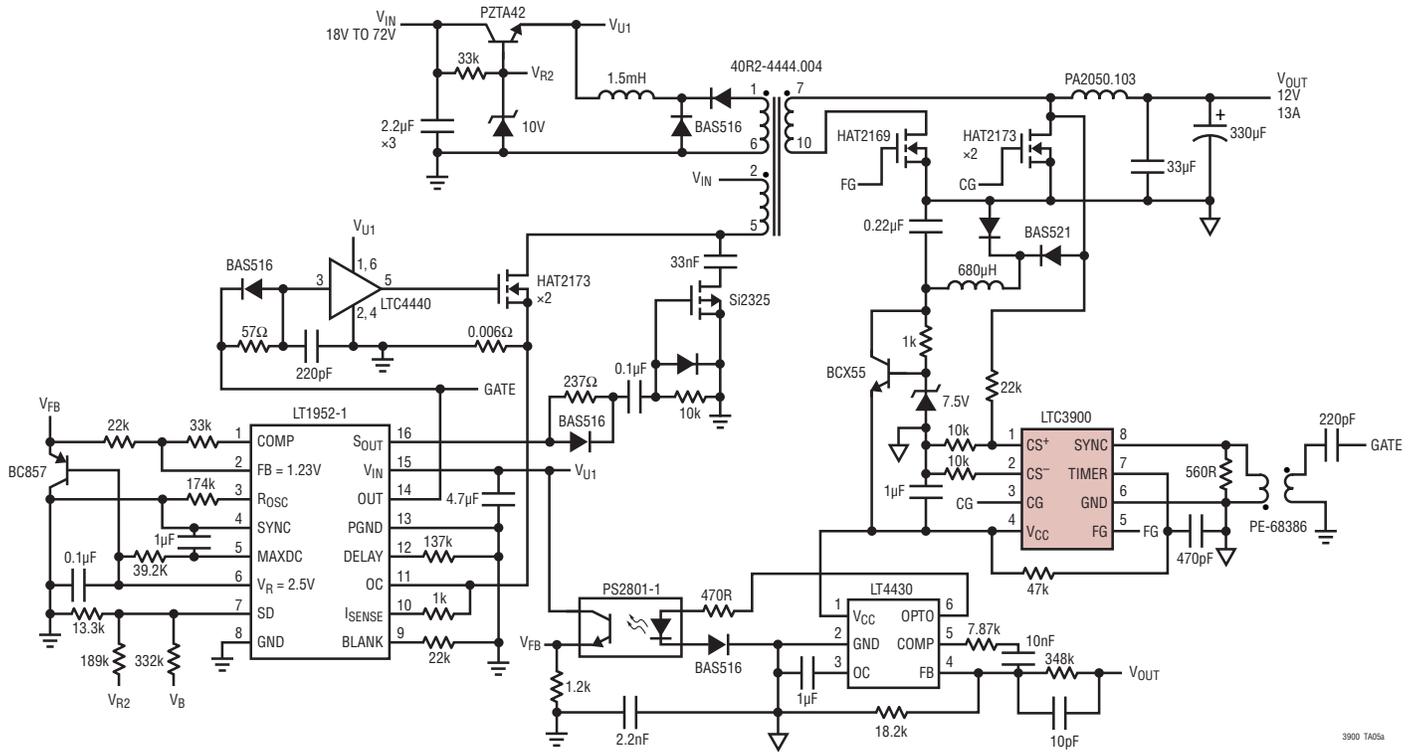
12V出力のコンバータの効率は8Aの出力で95%を超える。



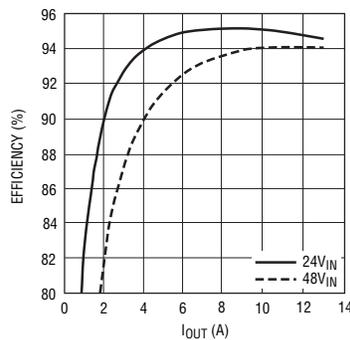
3900 TA04b

標準的応用例

1/8ブリックのサイズに収まる、18V~72Vの入力から12V/13Aへのアクティブ・リセット・コンバータ

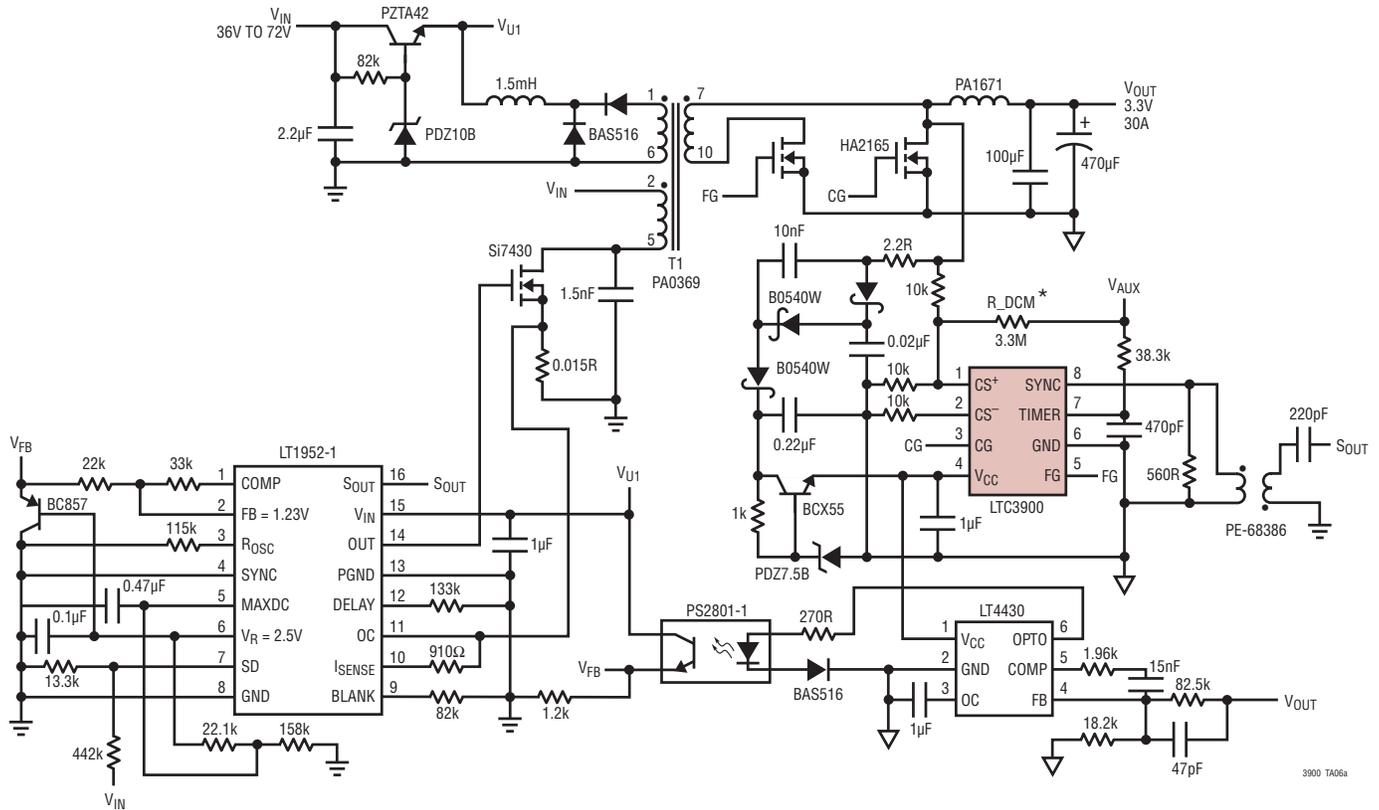


コンバータの高精度は、LT1952とLTC3900の両コントローラによって与えられる、MOSFETの高精度のタイミングによって得られる。



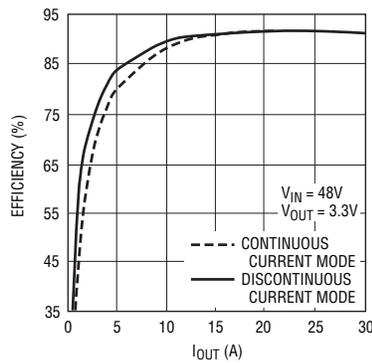
標準的応用例

パルス・スキップ・モードを備えた同期整流式フォワード・コンバータ



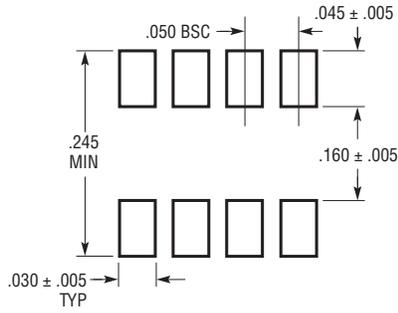
*LTC3900 を使うコンバータは、R_DCM 抵抗を使って電流検出入力をオフセットすることにより、軽負荷で不連続電流モードで動作するように強制することができる

回路の不連続電流モード (DCM) 動作は、1A~2A の負荷では約 10% 効率が高い。
無負荷時入力電流は DCM では 15mA であるのに対し、CCM では 90mA。



パッケージ

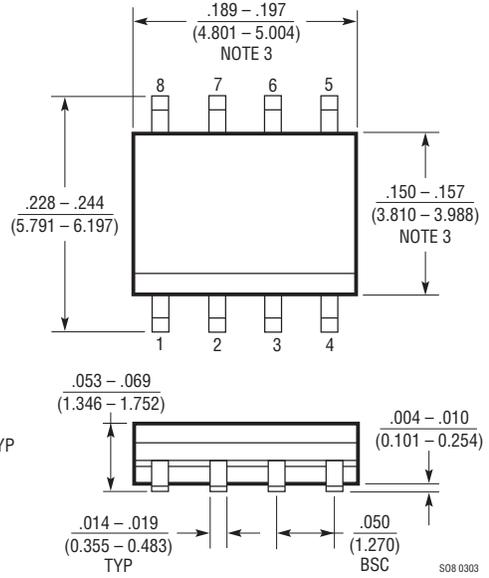
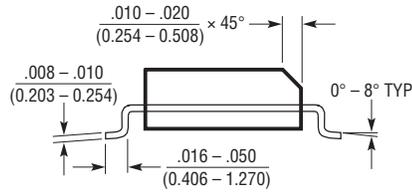
S8パッケージ 8ピン・プラスチック・スモール・アウトライン(細型0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1610)



推奨半田パッド・レイアウト

NOTE:

1. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{ミリメートル}}$
2. 図は実寸とは異なる
3. これらの寸法にはモールドのバリまたは突出部を含まない。モールドのバリまたは突出部は 0.006" (0.15mm) を超えないこと



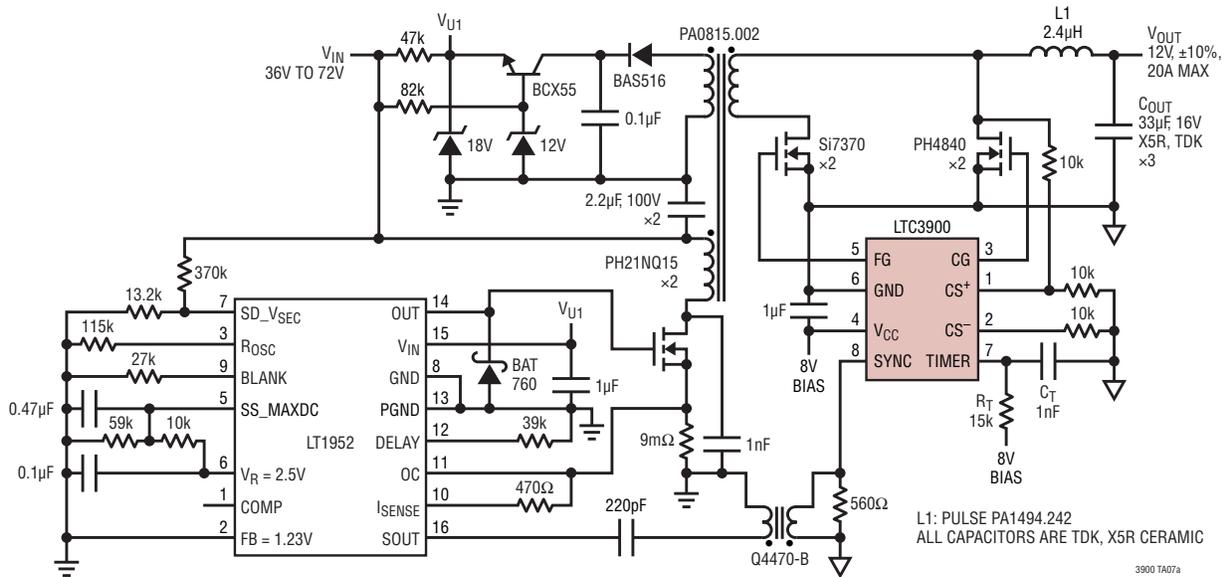
S08 0303

改訂履歴 (改訂履歴は Rev B から開始)

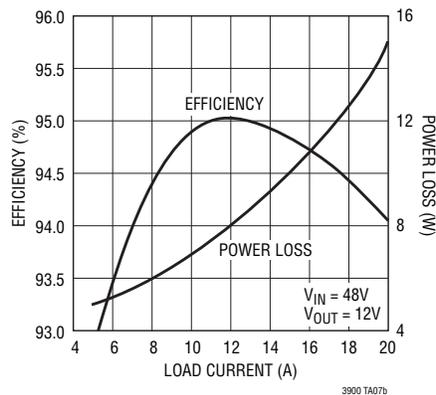
REV	日付	概要	ページ番号
B	5/11	HグレードとMPグレードのデバイスを追加。データシート全体を通して反映。	1~20

標準的応用例

36V～72V 入力から 12V/20A の「オプトカプラ」を使わない同期整流式「バス・コンバータ」



LTC3900 をベースにした同期整流式「バス・コンバータ」の効率と負荷電流



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1952/LT1952-1	同期整流式フォワード・コンバータ・コントローラ	中電力の 24V または 48V 入力の絶縁型アプリケーションに最適
LTC3901	プッシュプルおよびフルブリッジ・コンバータ用の 2 次側同期ドライバ	LTC3900 に似た機能、フルブリッジおよびプッシュプル・コンバータに使用
LT4430	2 次側オプトカプラ・ドライバ	高精度リファレンス電圧を備えたオプトカプラ・ドライバ
LT1431	プログラム可能なリファレンス	100mA のシンク能力を備えた調整可能なシャント電圧レギュレータ
LTC3726/LTC3725	同期整流式 No Opto フォワード・コンバータ・コントローラ・チップセット	中電力の 24V または 48V 入力の絶縁型アプリケーションに最適
LTC3723-1/LTC3723-2	同期整流式プッシュプル・コントローラ	内蔵 MOSFET ドライバにより高効率
LTC3721-1/LTC3721-2	非同期整流式プッシュプル・コントローラ	最少の外部部品、内蔵 MOSFET ドライバ
LTC3722/LTC3722-2	同期整流式位相変調フルブリッジ・コントローラ	高電力の 24V または 48V 入力のアプリケーションに最適