

シングル・スイッチ同期整流式 フォワード・コントローラ

特長

- 同期整流器制御により、高効率を達成
- プログラム可能なボルト秒クランプ
- 出力電力レベル: 25W ~ 500W
- 低電流起動
(LT1952: 460µA, V_{IN} オン/オフ = 14.25V/8.75V)
(LT1952-1: 400µA, V_{IN} オン/オフ = 7.75V/6.5V)
- 真の PWM ソフトスタート
- ストレスを低減する短絡保護
- 高精度の電流制限スレッショルド: 107mV
- 同期タイミングの遅延を調整可能
- ヒステリシスをプログラム可能な高精度のシャットダウン・スレッショルド
- プログラム可能なスロープ補償
- プログラム可能なリーディング・エッジ・ブランкиング
- プログラム可能な動作周波数: 100kHz ~ 500kHz
- 最大 1.5 • f_{OSC} の外部クロックに同期可能
- 1.23V リファレンスを内蔵
- 2.5V の外部リファレンス。
- 電流モード制御
- 小型 16 ピン SSOP パッケージ

アプリケーション

- テレコム電源
- 産業用電源と分配電源
- 絶縁および非絶縁 DC/DC コンバータ

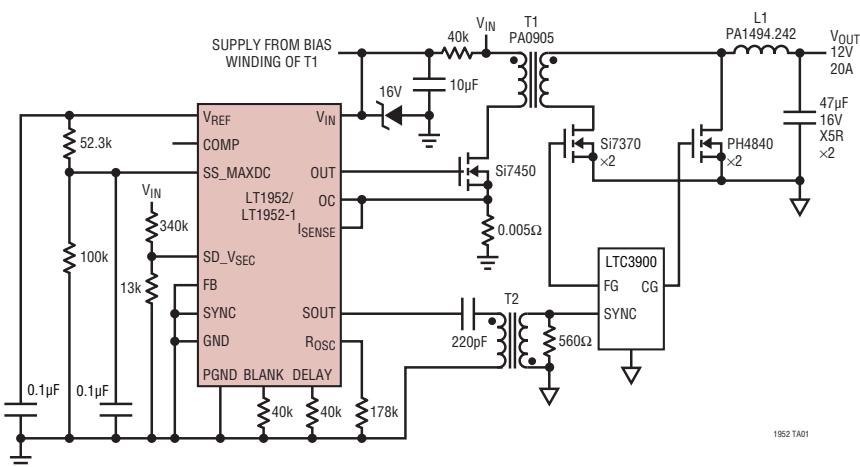
概要

LT[®]1952/LT1952-1は、1個の1次側 MOSFET を使用してフォワード・コンバータ方式を制御するように最適化された電流モード PWM コントローラです。LT1952/LT1952-1は同期整流器制御を行うので、きわめて高い効率を達成します。プログラム可能なボルト秒クランプにより、トランジスタを安全にリセットし、飽和を防ぎます。このため、1次側の1個のMOSFETが50%以上のデューティサイクルで確実に動作することが可能なので、MOSFET、トランジスタ、整流器を効率よく活用できます。LT1952/LT1952-1はソフトスタート機能を搭載しているので、シャットダウンおよび低電圧ロックアウトからの復帰を制御できます。107mVの高精度電流制限スレッショルドはデューティサイクルと無関係で、ソフトスタートと組み合わせることでヒップ短絡保護を提供します。また、LT1952は高い入力電圧でマイクロパワー・ブートストラップを起動できるように最適化されています。これに対し、LT1952-1はもっと低い入力電圧で起動できます。スロープ補償とリーディング・エッジ・ブランキングをプログラム可能なので、様々なインダクタやMOSFETを使用してループ帯域幅を最適化できます。どちらのデバイスも100kHz ~ 500kHzの周波数を設定できますが、外部クロックに同期させることも可能です。誤差アンプは真のオペアンプなので、広範囲の補償ネットワークが可能です。LT1952/LT1952-1は小型 16 ピン SSOP パッケージで供給されます。

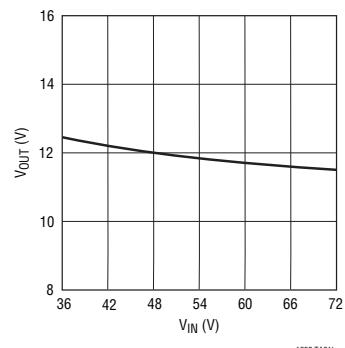
□、LT、LTC および LTM はリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOT はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

36V ~ 72V 入力、12V/20A 半安定化バス・コンバータ



12Vバス・コンバータ
V_{OUT}とV_{IN}



1952 TA01b

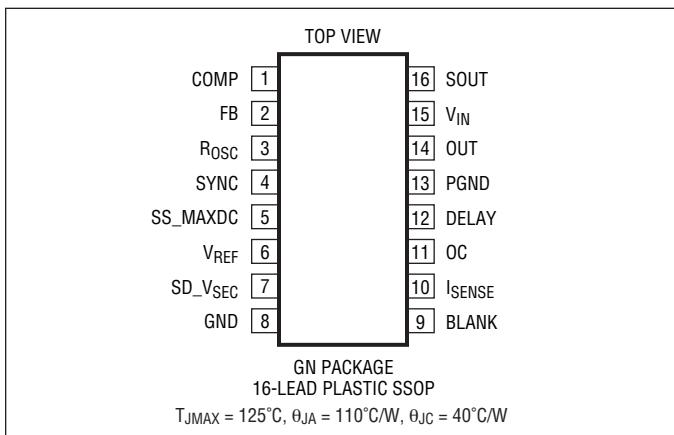
LT1952/LT1952-1

絶対最大定格

(Note 1)

V _{IN} (Note 8)	-0.3V ~ 25V
SYNC、SS_MAXDC、SD_VSEC、I_SENSE、OC	-0.3V ~ 6V
COMP、BLANK、DELAY	-0.3V ~ 3.5V
FB	-0.3V ~ 3V
R _{OSC}	-50µA
V _{REF}	-10mA
動作接合部温度範囲 (Notes 2, 5)	
E、Iグレード	-40°C ~ 125°C
MPグレード	-55°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度(半田付け、10秒)	300°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
LT1952EGN#PBF	LT1952EGN#TRPB	1952	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952IGN#PBF	LT1952IGN#TRPB	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952MPGN#PBF	LT1952MPGN#TRPB	1952	16-Lead Plastic SSOP	-55°C to 125°C
LT1952EGN-1#PBF	LT1952EGN-1#TRPB	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952IGN-1#PBF	LT1952IGN-1#TRPB	1952I1	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952MPGN-1#PBF	LT1952MPGN-1#TRPB	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-55°C to 125°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
LT1952EGN	LT1952EGN#TR	1952	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952IGN	LT1952IGN#TR	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952MPGN	LT1952MPGN#TR	1952	16-Lead Plastic SSOP	-55°C to 125°C
LT1952EGN-1	LT1952EGN-1#TR	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952IGN-1	LT1952IGN-1#TR	1952I1	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952MPGN-1	LT1952MPGN-1#TR	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-55°C to 125°C

さら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。

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/tapeandreel/> をご覧ください。

電気的特性

●は既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(Note 2)。注記がない限り、COMP = オープン、FB = 1.4V、 $R_{OSC} = 178\text{k}$ 、SYNC = 0V、SS_MAXDC = V_{REF} 、 $V_{REF} = 0.1\mu\text{F}$ 、SD_VSEC = 2V、BLANK = 121k、DELAY = 121k、 $I_{SENSE} = 0\text{V}$ 、OC = 0V、OUT = 1nF、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、SOUT = オープン。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM CONTROLLER						
Operational Input Voltage	$I(V_{REF}) = 0\mu\text{A}$	●	V_{IN} OFF	25		V
V_{IN} Quiescent Current	$I(V_{REF}) = 0\mu\text{A}$, $I_{SENSE} = OC = \text{Open}$		5.2	6.5		mA
V_{IN} Start-up Current (LT1952)	FB = 0V, SS_MAXDC = 0V (Notes 4, 9)	●	460	700		μA
V_{IN} Start-up Current (LT1952-1)	FB = 0V, SS_MAXDC = 0V (Notes 4, 9)	●	400	575		μA
V_{IN} Shutdown Current	SD_VSEC = 0V		240	350		μA
SD_VSEC Threshold	$10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$	●	1.261	1.32	1.379	V
SD_VSEC (ON) Current	SD_VSEC = SD_VSEC Threshold + 100mV		0			μA
SD_VSEC (OFF) Current	SD_VSEC = SD_VSEC Threshold - 100mV		8.3	10	11.7	μA
V_{IN} ON (LT1952)		●	14.25	15.75		V
V_{IN} OFF (LT1952)		●	8.75	9.25		V
V_{IN} HYSTERESIS (LT1952)		●	3.75	5.5	6.75	V
V_{IN} ON (LT1952-1)	E-, I-Grades MP-Grade	● ●	7.75 7.75	8.13 8.3		V
V_{IN} OFF (LT1952-1)		●	6.5	6.82		V
V_{IN} HYSTERESIS (LT1952-1)		●	0.95	1.25		V
V_{REF}						
Output Voltage	$I(V_{REF}) = 0\mu\text{A}$	●	2.425	2.5	2.575	V
Line Regulation	$I(V_{REF}) = 0\mu\text{A}$, $10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$		1	10		mV
Load Regulation	$0\mu\text{A} < I(V_{REF}) < 2.5\text{mA}$		1	10		mV
OSCILLATOR						
Frequency: fosc	$R_{OSC} = 178\text{k}$, FB = 1V, SS_MAXDC = 1.84V	●	165	200	240	kHz
Minimum Programmable fosc	$R_{OSC} = 365\text{k}$, FB = 1V		80	100	120	kHz
Maximum Programmable fosc	$R_{OSC} = 64.9\text{k}$, COMP = 2.5V, SD_VSEC = 2.64V		440	500	560	kHz
SYNC Input Resistance			18			$\text{k}\Omega$
SYNC Switching Threshold	FB = 1V		1.5	2.2		V
SYNC Frequency/fosc	FB = 1V (Note 7)		1.25	1.5		
fosc Line Reg	FB = 1V, $R_{OSC} = 178\text{k}$; $10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$, SS_MAXDC = 1.84V		0.05	0.33		%/V
V_{ROSC}	Rosc Pin voltage		1			V
ERROR AMPLIFIER						
FB Reference Voltage	$10\text{V} < V_{IN} < 25\text{V}$, $V_{OL} + 0.2\text{V} < \text{COMP} < V_{OH} - 0.2$	●	1.201	1.226	1.250	V
FB Input Bias Current	FB = FB Reference Voltage		-75	-200		nA
Open Loop Voltage Gain	$V_{OL} + 0.2\text{V} < \text{COMP} < V_{OH} - 0.2$		65	85		dB
Unity Gain Bandwidth	(Note 6)		3			MHz
COMP Source Current	FB = 1V, COMP = 1.6V		-4	-9		mA
COMP Sink Current	COMP = 1.6V		4	10		mA
COMP Current (Disabled)	FB = V_{REF} , COMP = 1.6V		18	23	28	μA
COMP High Level: V_{OH}	FB = 1V, $I_{(COMP)} = -250\mu\text{A}$		2.7	3.2		V
COMP Active Threshold	FB = 1V, SOUT Duty Cycle > 0 %		0.7	0.8		V

19521fe

電気的特性

●は既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(Note 2)。注記がない限り、COMP = オープン、FB = 1.4V、 $R_{OSC} = 178\text{k}$ 、SYNC = 0V、SS_MAXDC = V_{REF} 、 $V_{REF} = 0.1\mu\text{F}$ 、SD_VSEC = 2V、BLANK = 121k、DELAY = 121k、 $I_{SENSE} = 0\text{V}$ 、OC = 0V、OUT = 1nF、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、SOUT = オープン。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
COMP Low Level: V_{OL}	$I_{(COMP)} = 250\mu\text{A}$		0.15	0.4	V
CURRENT SENSE					
I_{SENSE} Maximum Threshold	COMP = 2.5V, FB = 1V	197	220	243	mV
I_{SENSE} Input Current (Duty Cycle = 0%)	COMP = 2.5V, FB = 1V (Note 4)		-8		μA
I_{SENSE} Input Current (Duty Cycle = 80%)	COMP = 2.5V, FB = 1V (Note 4)		-35		μA
OC Threshold	COMP = 2.5V, FB = 1V	98	107	116	mV
OC Input Current	(OC = 100mV)		-50	-100	nA
Default Blanking Time	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{BLANK} = 40\text{k}$ (Note 10)		180		ns
Adjustable Blanking Time	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{BLANK} = 120\text{k}$		540		ns
V_{BLANK}			1		V
SOUT DRIVER					
SOUT Clamp Voltage	$I_{(GATE)} = 0\mu\text{A}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	10.5	12	13.5	V
SOUT Low Level	$I_{(GATE)} = 25\text{mA}$		0.5	0.75	V
SOUT High Level	$I_{(GATE)} = -25\text{mA}$, $V_{IN} = 12\text{V}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	10			V
SOUT Active Pull-Off in Shutdown	$V_{IN} = 5\text{V}$, SD_VSEC = 0V, SOUT = 1V	1			mA
SOUT to OUT (Rise) DELAY (t_{DELAY})	COMP = 2.5V, FB = 1V (Note 10) $R_{DELAY} = 120\text{k}$		40 120		ns ns
V_{DELAY}			0.9		V
OUT DRIVER					
OUT Rise Time	FB = 1V, CL = 1nF (Notes 3, 6)		50		ns
OUT Fall Time	FB = 1V, CL = 1nF (Notes 3, 6)		30		ns
OUT Clamp Voltage	$I_{(GATE)} = 0\mu\text{A}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	11.5	13	14.5	V
OUT Low Level	$I_{(GATE)} = 20\text{mA}$ $I_{(GATE)} = 200\text{mA}$		0.45 1.25	0.75 1.8	V V
OUT High Level	$I_{(GATE)} = -20\text{mA}$, $V_{IN} = 12\text{V}$, COMP = 2.5V, FB = 1V $I_{(GATE)} = -200\text{mA}$, $V_{IN} = 12\text{V}$, COMP = 2.5V, FB = 1V	9.9 9.75			V V
OUT Active Pull-Off in Shutdown	$V_{IN} = 5\text{V}$, SD_VSEC = 0V, OUT = 1V	20			mA
OUT Max Duty Cycle	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{DELAY} = 10\text{k}$ ($f_{OSC} = 200\text{kHz}$), $V_{IN} = 10\text{V}$ SD_VSEC = 1.4V, SS_MAXDC = V_{REF}	83	90		%
OUT Max Duty Cycle Clamp	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{DELAY} = 10\text{k}$ ($f_{OSC} = 200\text{kHz}$), $V_{IN} = 10\text{V}$ SD_VSEC = 1.32V, SS_MAXDC = 1.84V SD_VSEC = 2.64V, SS_MAXDC = 1.84V	63.5 25	72 33	80.5 41	% %

電気的特性

●は既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(Note 2)。注記がない限り、COMP = オープン、FB = 1.4V、 $R_{OSC} = 178\text{k}$ 、SYNC = 0V、SS_MAXDC = V_{REF} 、 $V_{REF} = 0.1\mu\text{F}$ 、SD_VSEC = 2V、BLANK = 121k、DELAY = 121k、 $I_{SENSE} = 0\text{V}$ 、OC = 0V、OUT = 1nF、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、SOUT = オープン。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SOFT-START					
SS_MAXDC Low Level: V_{OL}	$I_{(SS_MAXDC)} = 150\mu\text{A}$, OC = 1V		0.2		V
SS_MAXDC Soft-Start Reset Threshold	Measured on SS_MAXDC		0.45		V
SS_MAXDC Active Threshold	FB = 1V, DC > 0%		0.8		V
SS_MAXDC Input Current (Soft-Start Pull-Down: I_{dis})	SS_MAXDC = 1V, SD_VSEC = 1.4V, OC = 1V		800		μA

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: LT1952/LT1952-1は、 T_J が T_A にはほぼ等しいパルス負荷条件でテストされている。LT1952EGN/LT1952EGN-1は $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲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。LT1952IGN/LT1952IGN-1は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。LT1952MPGN/LT1952MPGN-1は $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、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ることに注意。

Note 3: 立上り時間および立下り時間は10%と90%のレベルで測定する。

Note 4: 静的テストとの相関によって保証されている。

Note 5: 各デバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 6: 保証されているがテストされない。

Note 7: 最大推奨 SYNC 周波数 = 500kHz。

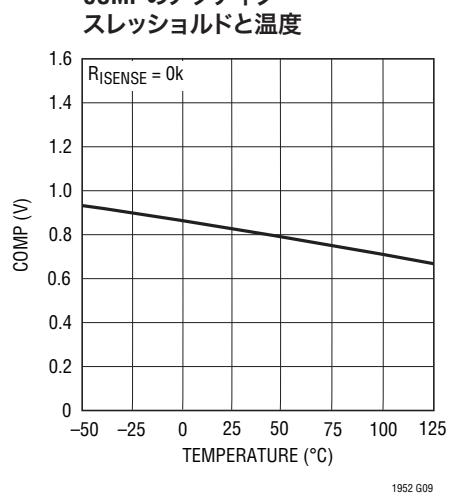
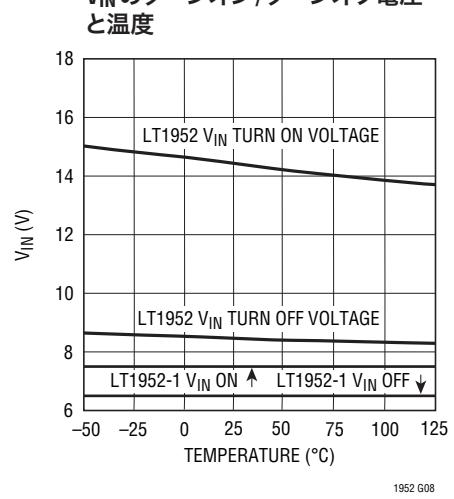
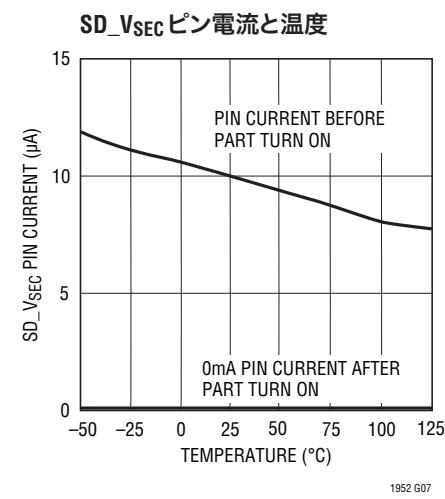
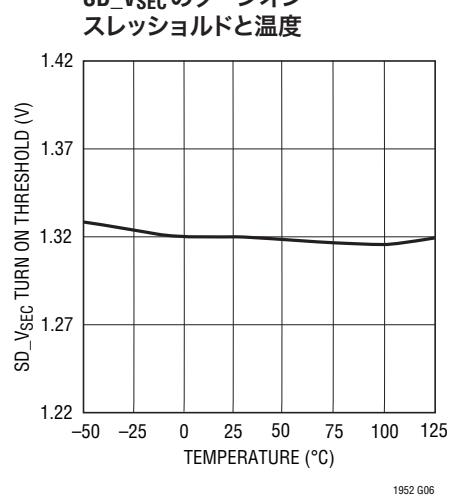
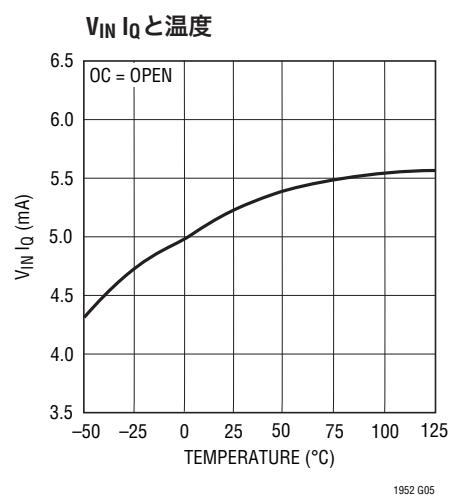
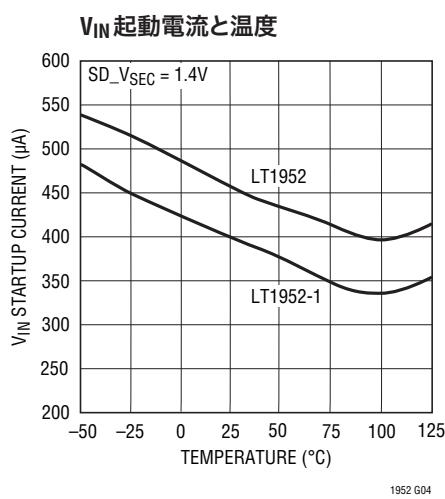
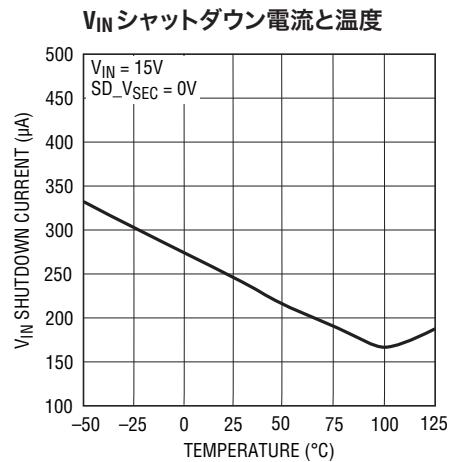
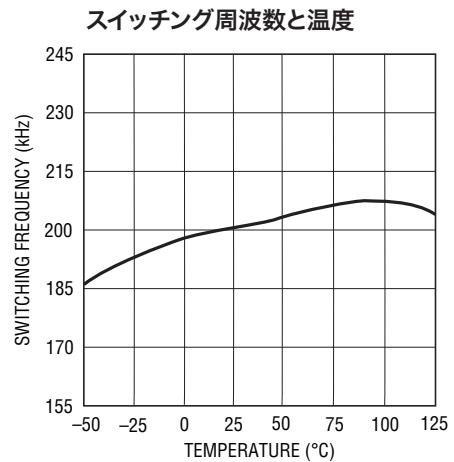
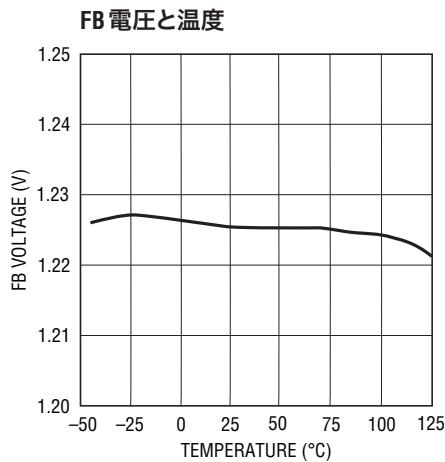
Note 8: V_{IN} ピンが外部 RC ネットワークを介して SYSTEM $V_{IN} > 25\text{V}$ から給電されるアプリケーションでは、クランプ電圧 $V_{IN\ ON(MAX)} < V_Z < 25\text{V}$ の外部ツエナー・ダイオードを V_{IN} ピンからグランドに接続する。

Note 9: V_{IN} 起動電流は $V_{IN} = V_{IN\ ON} - 0.25\text{V}$ で測定され、($V_{IN\ ON}$ でのワーストケース V_{IN} 起動電流と相関をとるとため) 1.18倍する。

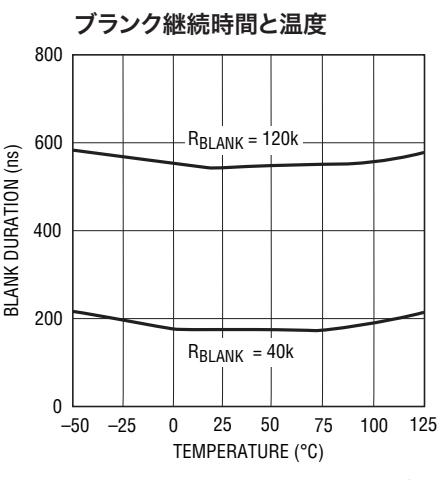
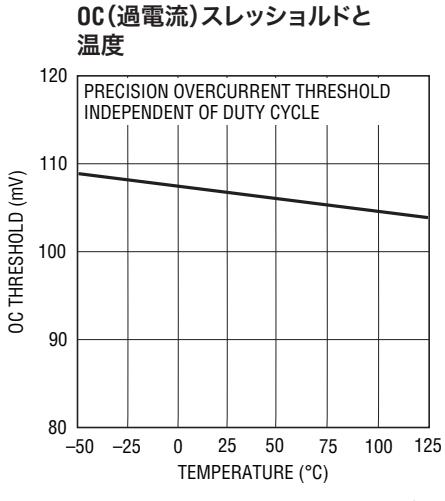
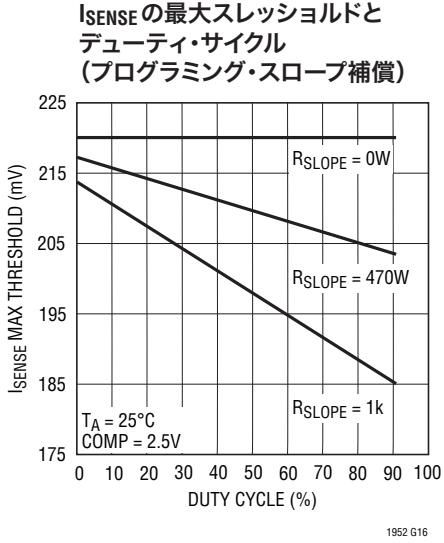
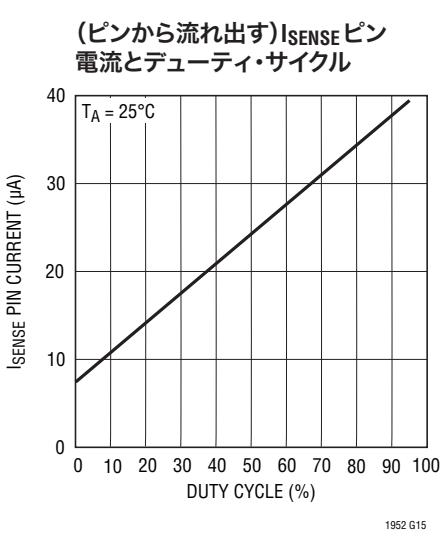
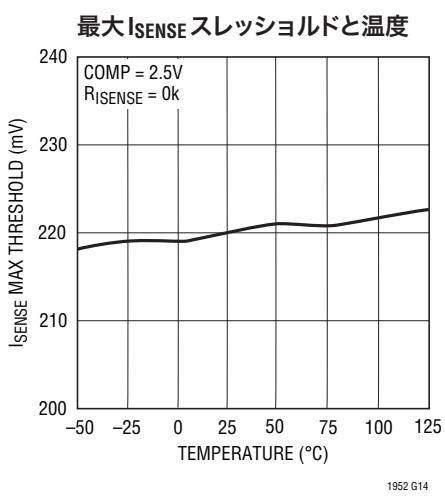
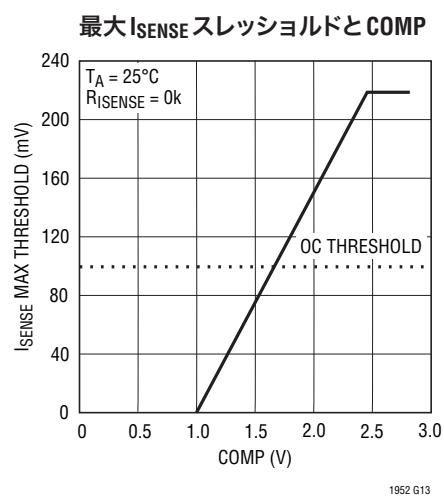
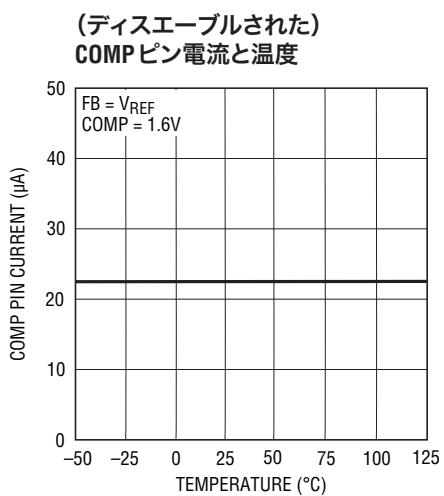
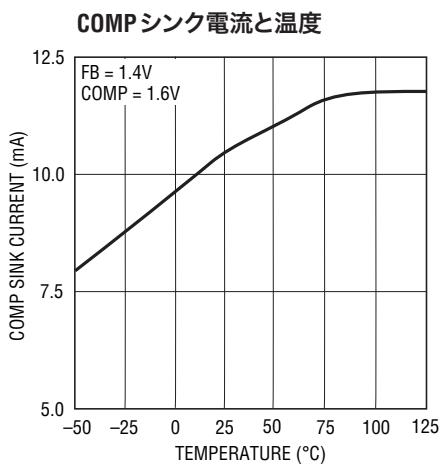
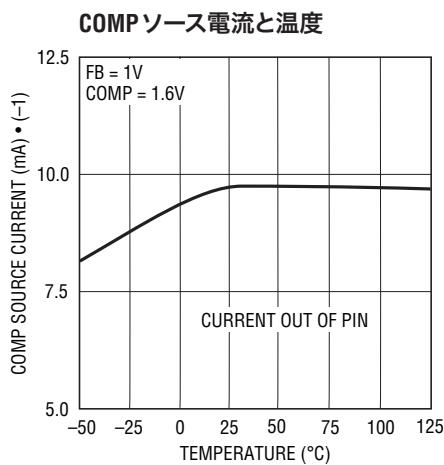
Note 10: $R = 40\text{k}$ のタイミングは $R = 240\text{k}$ での測定値から得られる。

LT1952/LT1952-1

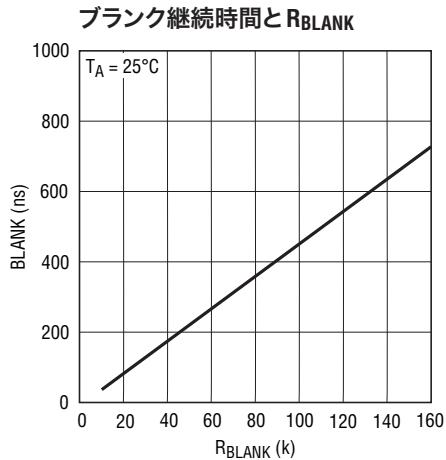
標準的性能特性



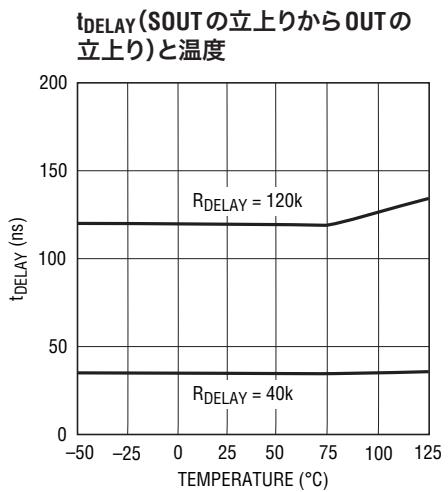
標準的性能特性



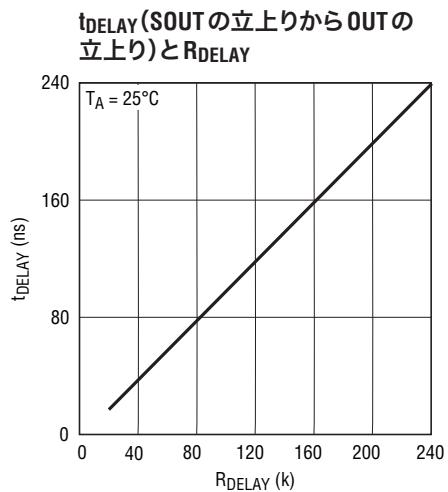
標準的性能特性



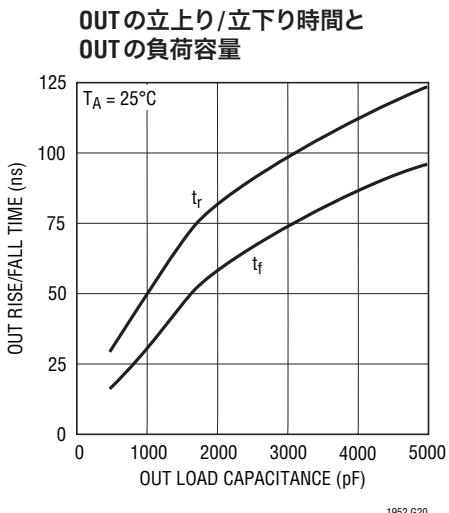
1952 G26



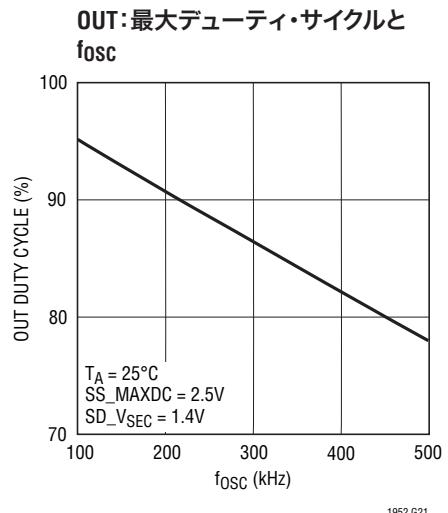
1952 G19



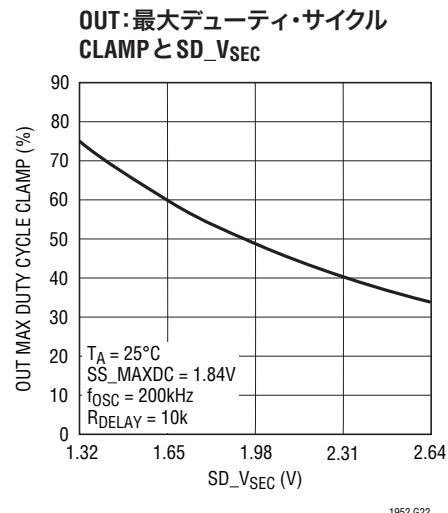
1952 G27



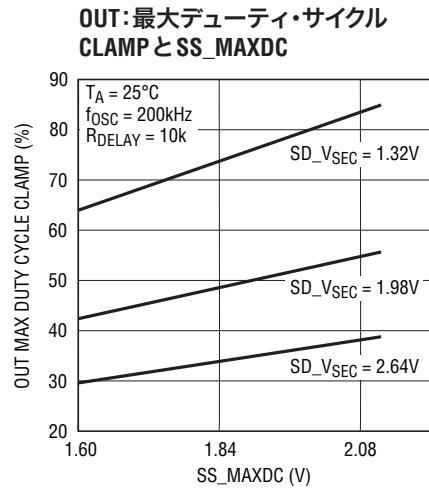
1952 G20



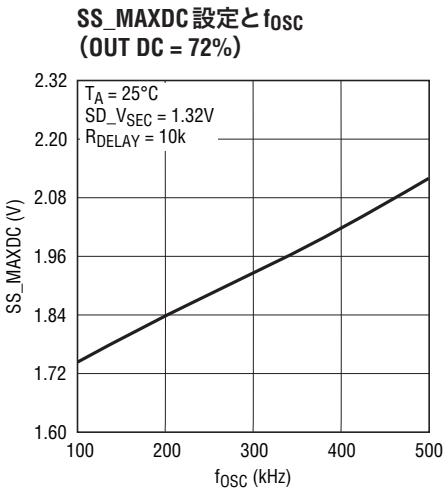
1952 G21



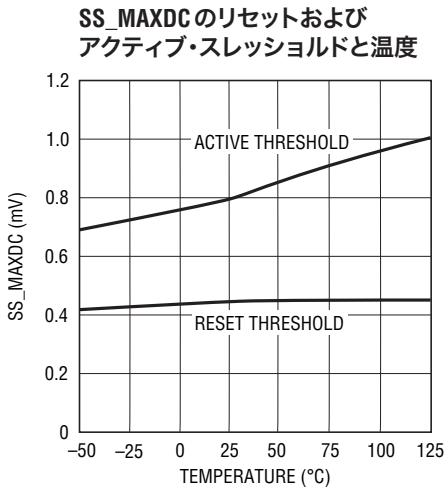
1952 G22



1952 G23



1952 G24



1952 G25

ピン機能

COMP(ピン1):誤差アンプの出力ピン。誤差アンプはオペアンプなので、最適過渡応答を得るために、多様な補償ネットワークをCOMPピンとFBピンの間に接続することができます。このピンの電圧は外部FETのピーク電流に対応します。全動作電圧範囲は0.8V～2.5Vで、ISENSEピンの0mV～220mVに対応します。過電流検出に100mVのOCピンを使うアプリケーションでは、COMPピンの標準動作範囲は0.8V～1.6Vです。COMPがオプトカプラによって制御される絶縁されたアプリケーションでは、COMPピンの出力ドライブは $FB = V_{REF}$ でディスエーブルすることができ、COMPピンの電流は $(COMP - 0.7)/40k$ に減少します。

FB(ピン2):外部抵抗分割器を介して出力電圧をモニタし、誤差アンプにより内部1.23Vリファレンスと比較されます。FBを V_{REF} に接続すると誤差アンプの出力はディスエーブルされます。

Rosc(ピン3):グランドに接続した1個の抵抗により、デバイスの動作周波数が100kHz～500kHzにプログラミます。Roscピンの公称電圧は1.0Vです。

SYNC(ピン4):内部発振器を外部信号に同期させるのに使います。このピンはロジック・レベルに直接適合しており、10%～90%のデューティ・サイクルの信号でドライブできます。使用しない場合、このピンはオープンのままにしておくか、グランドに接続することができます。

SS_MAXDC(ピン5): V_{REF} からの外部抵抗分割器は最大デューティ・サイクル・クランプを設定します($SS_MAXDC = 1.84V$ 、 $SD_VSEC = 1.32V$ では72%のデューティ・サイクルになります)。SS_MAXDCピンのコンデンサは外部抵抗分割器と組み合わされて、ソフトスタートのタイミングを設定します。

V_{REF} (ピン6):内部2.5Vリファレンスの出力で、デバイスの制御回路に供給します。外部用に最大2.5mAのドライブをソースする能力があります。0.1 μ Fのセラミック・コンデンサを使ってグランドにバイパスします。

SD_VSEC(ピン7):SD_VSECピンは(その精確な1.32Vスレッショルドより下に引き下げられると)デバイスをオフして V_{IN} からの電流流出を減らすのに使われます。SD_VSECピンは抵抗分割器を通してシステム入力電圧に接続され、低電圧ロックアウト(UVLO)を定め、OUTピンのボルト秒クランプを与えます。10 μ Aのピン電流ヒステリシスにより、UVLOヒステリシスを外部でプログラミングすることができます。

GND(ピン8):アナログ・グランド。

BLANK(ピン9):グランドへの抵抗により、FETのターンオン時の過電流输出および電流検出アンプの出力の延長ブランкиング期間を調節し、誤って電流制限がトリップするのを防止します。抵抗値を大きくすると、ブランкиング期間が長くなります。

ISENSE(ピン10):制御ループの電流検出入力です。このピンは外部パワーMOSFETのソースのセンス抵抗に接続します。ISENSEピンに直列に接続された抵抗によってスロープ補償がプログラムされます。

OC(ピン11):過電流検出とソフトスタートのトリガの(デューティ・サイクルに依存しない)精確な107mVスレッショルド。このピンは外部パワーMOSFETのソースのセンス抵抗に直接接続します。

DELAY(ピン12):グランドに接続した抵抗により、SOUTの立ち上りエッジとOUTの立ち上りエッジの間の遅延時間が調節されます。2次側の同期整流器MOSFETの制御タイミングを調節することにより、フォワード・コンバータのアプリケーションの効率を最大化します。抵抗値を大きくすると、遅延時間が長くなります。

PGND(ピン13):パワー・グランド。

OUT(ピン14):NチャネルMOSFETのゲートを0Vと V_{IN} の間でドライブします。OUTピンの13Vの最大リミットは内部クランプによって設定されます。シャットダウンではアクティブ・パルオフが有効です(「電気的特性」を参照)。

V_{IN} (ピン15):デバイスの入力電源。近くでグランドにデカップリングする必要があります。 V_{IN} にはLT1952の約14.25Vのオンおよび8.75Vのオフの内部低電圧ロックアウト・スレッショルドがあります。LT1952-1の低電圧ロックアウト・スレッショルドはそれより低く、オンが7.75V、オフが6.5Vに設定されています。

SOUT(ピン16):OUTピンと位相が同期してスイッチされる出力。高度に効率の良い同期整流の必要なフォワード・コンバータのアプリケーションの2次側FETの制御のためのsync信号を与えます。SOUTはアクティブに12Vにクランプされます。シャットダウンではアクティブ・パルオフが有効です(「電気的特性」を参照)。

タイミング図

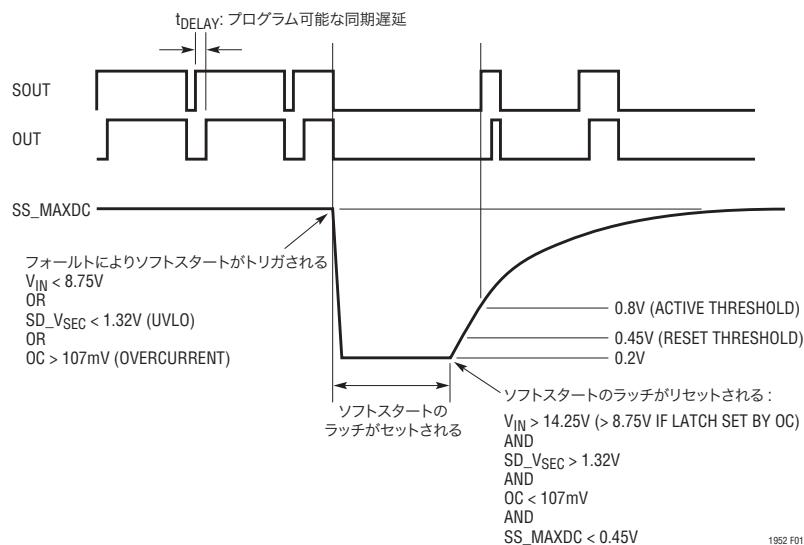


図1. タイミング図

ブロック図

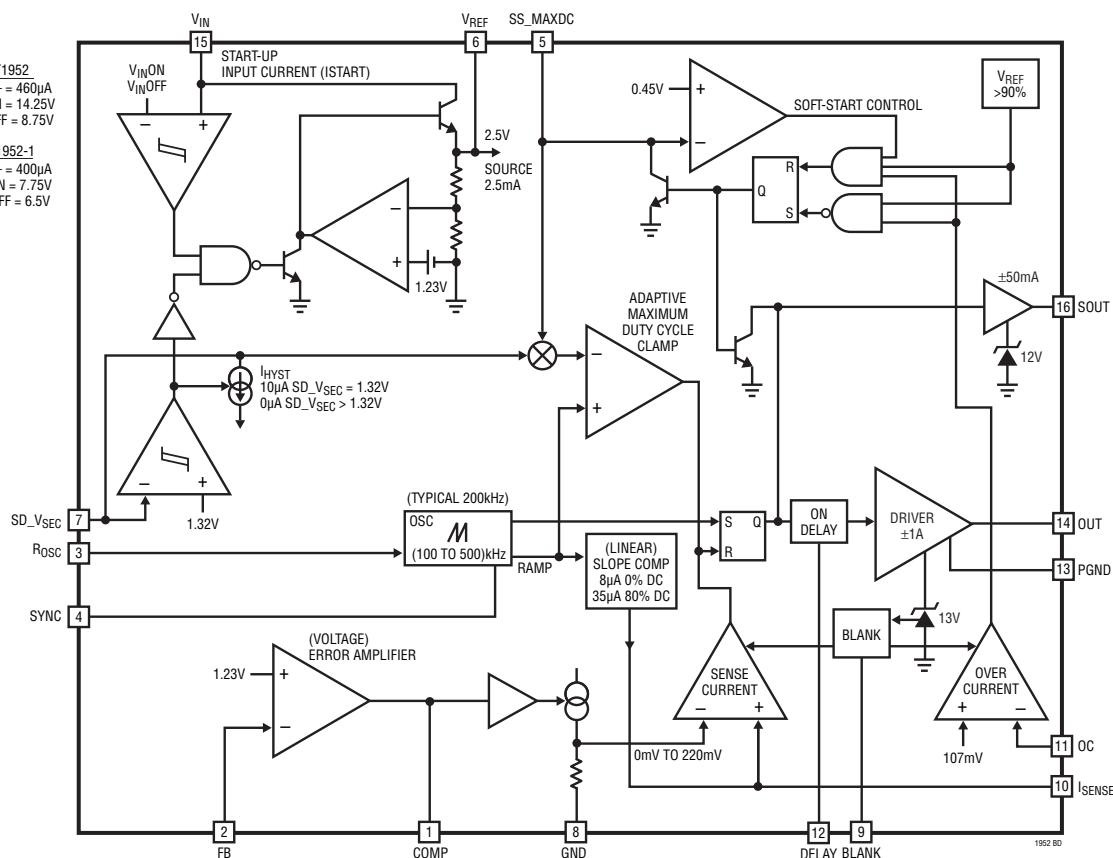


図2. ブロック図

19521fe

動作

はじめに

LT1952/LT1952-1は、1次側MOSFETを1個だけ使用する最も簡単なフォワード・コンバータ方式を制御するように最適化された電流モード同期整流式PWMコントローラです。LT1952/LT1952-1は、非常に高い効率と信頼性、複雑でなく低コスト、さらに省スペースが要求される、25W～500Wの電力システムに最適です。LT1952/LT1952-1の主要機能には、1個の1次側MOSFETの適応型最大デューティ・サイクル・クランプが含まれています。追加の出力信号が同期整流器制御に備わっています。精密107mVスレッショルドにより、過電流状態が検出され、低ストレス短絡保護と制御のためのソフトスタートがトリガれます。LT1952/LT1952-1の主要機能を図2のブロック図に示します。

デバイスの起動

通常動作では、デバイスをオンできるようにするには、SD_VSECピンが1.32Vを超える必要があります。V_{IN}ピンが14.25V(LT1952-1では7.75V)を超える必要があります。ピン電圧のこの組合せにより、2.5VのV_{REF}ピンがアクティブになります。LT1952/LT1952-1の制御回路に給電し、最大2.5mAの外部ドライブを供給することが可能になります。SD_VSECスレッショルドは、システム入力電圧の低電圧ロックアウト(UVLO)スレッショルドを外部からプログラムするのに使うことができます。SD_VSECピンにはデバイスがオンする直前に11μA、オンした後に0μAが流れますので、UVLOスレッショルドのヒステリシスもプログラムすることができます。

LT1952/LT1952-1がオンすると、デバイスがシャットダウンする前に、V_{IN}ピンは8.75V(LT1952-1では6.5V)まで下がることができます。このV_{IN}ピンのヒステリシス(LT1952では5.5V; LT1952-1では1.25V)は、460μAの低い起動入力電流(LT1952-1では400μA)と組み合わせて、V_{IN}ピンに給電するシステムV_{IN}からの抵抗/コンデンサ・ネットワークを使った低電力起動を可能にします(図3)。V_{IN}のコンデンサの値は、コンバータの補助巻線がV_{IN}ピンへの給電を引き継ぐ前に、V_{IN}がそのターンオフ・スレッショルドより下に下がるのを防ぐように選択します。

出力ドライバ

LT1952/LT1952-1には2つの出力(SOUTとOUT)が備わっています。OUTピンは13Vにクランプされた±1AのピークMOSFETゲート・ドライブを与えます。SOUTピンは12Vにクランプされた±50mAのピーク・ドライブを備えており、同期整流制御のsync信号のタイミングを与えます。

SOUTとOUTをオンするため、各メイン発振器サイクルの開始点でPWMラッチがセットされます。OUTのターンオンは時間t_{DELAY}だけSOUTのターンオンから遅れます(図2)。t_{DELAY}はDELAYピンからグランドに接続した抵抗を使ってプログラムされ、最適効率を得るために、2次側同期整流器のタイミング制御を設定するのに使われます。

SOUTとOUTは3つの方法の1つによってサイクル毎に同時にオフします。

- (1) ISENSEピンでのMOSFETのピーク電流の検出
- (2) 負荷/ラインの過渡の間に達した適応型最大デューティ・サイクル・クランプ
- (3) 最大デューティ・サイクルによるPWMラッチのリセット

低V_{IN}、低SD_VSECまたはOCピンでの過電流の検出のどの状態でも、ソフトスタート・イベントがラッチされ、SOUTとOUTの両方が直ちにオフします(図1)。

リーディング・エッジ・プランギング

MOSFETのスイッチング・ノイズがSOUTまたはOUTを早まってオフするのを防ぐため、プログラム可能なリーディング・エッジ・プランギングが備わっています。これは、電流検出コンパレータの出力と過電流コンパレータの出力の両方が、MOSFETがオンする間およびOUTのリーディング・エッジの後の延長期間の間無視されることを意味します(図6)。延長プランギング期間はBLANKピンからグランドに接続した抵抗を調節することによってプログラム可能です。

適応型最大デューティ・サイクル・クランプ (ボルト秒クランプ)

1次側に1個のMOSFETを備えた最も簡単なトポロジーを使ったフォワード・コンバータのアプリケーションでは、トランスの入力電圧に適応した最大スイッチ・デューティ・サイクル・クランプがMOSFETの信頼性の高い制御には必要です。このボルト秒クランプにより、トランスが安全にリセットされ、トランスの飽和が防がれます。瞬時負荷変化により、コンバータのループが最大デューティ・サイクルを要求することがあります。スイッチの最大デューティ・サイクルが大き過ぎると、トランスのリセット電圧が1次側MOSFETの電圧定格を超え、永続的損傷を与えることがあります。多くのコンバータが、MOSFETの動作デューティ・サイクルを50%以下に制限するか、または電圧定格が非常に大きなMOSFETで固定(非適応型)最大デューティ・サイクル・クランプを使うことにより、この問題を解決します。LT1952/LT1952-1はボルト秒クランプを与えて、

動作

50%を大きく超えるMOSFETのデューティ・サイクルを許容します。これにより、MOSFET、整流器およびトランジスタの電力利用率が上がるので、与えられた電力出力に対してスペースが小さくなります。さらに、ボルト秒クランプにより、MOSFETの電圧定格を減らすことができるので、 $R_{DS\text{ON}}$ が下がり、効率が上がります。ボルト秒クランプは、システムの入力電圧が上がると低下する最大デューティ・サイクルの「ガードレール」を定めます。

LT1952/LT1952-1のSD_VSECピンとSS_MAXDCピンはコンデンサなしのプログラム可能なボルト秒クランプのソリューションを与えます。ボルト秒クランプ付きのコントローラによつては、スイッチの最大オン時間をプログラムするのに、外部コンデンサを使ってスイッチの最大デューティ・サイクルを制御します。このような技法には、外部コンデンサやピンの容量の誤差および内部発振器の誤差/ドリフトに直接関係したボルト秒クランプの不正確さがあります。LT1952/LT1952-1は簡単な抵抗比を使ってボルト秒クランプを実装しており、精確な外部コンデンサは不要であり、発振器誤差への依存は一桁小さくなります。

SD_VSECピンの電圧を上げると、最大デューティ・サイクル・クランプが減少します。トランジスタの入力電圧を抵抗によって分圧してSD_VSECに与えると、ボルト秒クランプが実装されます。初期最大デューティ・サイクル・クランプを調節するには、2.5VのVREFピンからグランドへの抵抗分割器によってSS_MAXDCピンの電圧をプログラムします。SS_MAXDCピンのプログラムされた電圧を上げると、スイッチの最大デューティ・サイクル・クランプが増加します。

ソフトスタート

LT1952/LT1952-1は、SS_MAXDCピンを使ってソフトスタートのタイミングを制御することにより、真のPWMソフトスタートを与えます。SS_MAXDC電圧とスイッチの最大デューティ・サイクル・クランプの間には比例関係がありますので、スイッチの最大デューティ・サイクル・クランプをランプさせることにより、SS_MAXDCピンは(スイッチのデューティ・サイクル・クランプがコンバータの本来のデューティ・サイクルにシームレスに一致するまで)出力電圧をゆっくりランプさせることができます。VINが低すぎる、SD_VSECが低すぎる(UVLO)、またはOCピンの107mVの過電流スレッショルドを超えると、ソフト

スタート・イベントがトリガれます。ソフトスタート・イベントがトリガされると、SOUTとOUTのスイッチングが直ちに停止されます。

SS_MAXDCピンが放電し、そのリセット・スレッショルドの0.45Vより下に下がり、すべてのフォールトが解消すると初めて充電可能になります。SS_MAXDCピンの電圧が0.8Vより上に上がると、スイッチの最大デューティ・サイクルが増加します。SS_MAXDCピンからグランドに接続されたコンデンサは、VREFに接続された抵抗分割器と組み合わされて、ソフトスタートのタイミングを設定します。

電流モードのトポロジー(ISENSEピン)

LT1952/LT1952-1の電流モード・トポロジーでは、出力インダクタがレギュレータ・ループの位相遅延に寄与しないため、周波数補償の要件が緩和されます。つまり、この電流モードの技法では、誤差アンプ(非絶縁型アプリケーション)またはオプトカプラ(絶縁型アプリケーション)は出力に供給される(電圧ではなく)電流を支配します。これにより、周波数補償が容易になり、出力負荷過渡に対するループの応答が速くなります。

アプリケーションの出力電圧に接続された抵抗分割器はLT1952/LT1952-1の誤差アンプの反転FB入力(または外部オプトカプラの入力)に電圧を発生し、この電圧が精確なりファレンス(LT1952/LT1952-1では1.23V)と比較されます。誤差アンプの出力(COMP)が電流センス・コンパレータの入力スレッショルド(ISENSE)を定めます。0.8V(アクティブ・スレッショルド)と2.5Vの間のCOMP電圧が0mV～220mVの最大ISENSEスレッショルドを定めます。外部パワーMOSFETのソースに直列に接続されたセンス抵抗にISENSEを接続することにより、MOSFETのピーク電流トリップ・ポイント(ターンオフ)をCOMPレベルによって(したがって出力電圧によって)制御することができます。出力負荷電流が増加すると出力電圧が低下するので、COMPが上昇し、ISENSEスレッショルドが増加し、出力に供給される電流が増加します。絶縁型アプリケーションでは、誤差アンプのCOMP出力をディスエーブルして、オプトカプラによって制御することができます。FB = VREFに設定すると誤差アンプのCOMP出力がディスエーブルされ、ピン電流は(COMP - 0.7)/40kに減少します。

動作

スロープ補償

電流モードのアーキテクチャでは、50%を超えるデューティ・サイクルで生じる可能性のある低調波発振を防ぐために、スロープ補償を電流検出ループに追加する必要があります。内部で固定されていてインダクタの値と動作周波数が制約されるスロープ補償ランプを備えているほとんどの電流モード・コンバータとは異なり、LT1952/LT1952-1は外部で調節可能なスロープ補償を備えています。スロープ補償は外部抵抗(R_{SLOPE})を I_{SENSE} ピンに直列に挿入してプログラムすることができます。LT1952/LT1952-1はリニアなスロープ補償ランプを備えており、約8μA(0%のデューティ・サイクル)から35μA(80%のデューティ・サイクル)までの電流を I_{SENSE} ピンからソースします。

過電流検出とソフトスタート(OCピン)

LT1952/LT1952-1の他の機能としてOCピンの精密100mV検出スレッショルドがあり、コンバータの過電流状態を検出して

ソフトスタートのラッチを設定するのに使われます。OCピンは1次側のMOSFETのソースに直接接続され、そのMOSFETのピーク電流をモニタします(図7)。107mVのスレッショルドは I_{SENSE} ピンに追加されるスロープ補償の影響を受けないので、コンバータの全デューティ・サイクル範囲にわたって一定です。

同期

SYNCピンにより、LT1952/LT1952-1の発振器は外部クロックに同期することができます。SYNCピンはロジック・レベルの出力からドライブすることができます。0.8Vより低いロジック・レベル“L”と、2.2Vより高いロジック・レベル“H”を必要とします。デューティ・サイクルは10%～90%にします。同期時にスロープ補償を失わないため、自走発振器周波数(f_{OSC})は外部クロック周波数(f_{SYNC})の80%にプログラムします。非同期動作のために選択した R_{SLOPE} 抵抗を1.25倍($= f_{SYNC}/f_{OSC}$)だけ大きくなります。

アプリケーション情報

シャットダウンと低電圧ロックアウトのプログラミング

LT1952/LT1952-1はSD_VSECピンに精確な1.32Vのシャットダウン・スレッショルドを備えています。このスレッショルドを抵抗分割器と組み合わせて使い、電力コンバータへのシステム入力電圧(V_S)の低電圧ロックアウト・スレッショルド(UVLO)を定めることができます(図3)。このピンの電流ヒステリシス(デバイスがオンする前は10μA、デバイスがオフした後は0μA)により、UVLOヒステリシスをプログラムすることができます。電力コンバータへの電源(SV_{IN})のオンとオフのスレッショルドは以下のように計算することができます。

$$V_{S\ OFF}\text{スレッショルド} = 1.32[1 + (R1/R2)]$$

$$V_{S\ ON}\text{スレッショルド} = SV_{IN\ OFF} + (10\mu A \cdot R1)$$

簡単なオープン・ドレイン・トランジスタをSD_VSECピンの抵抗分割器ネットワークに追加してLT1952/LT1952-1のターンオフを制御することができます(図3)。

デバイスの1.32Vのターンオン・スレッショルドを超えてSD_VSECピンを引き上げる外部ソース電流(>10μA)が存在しなければならないので、SD_VSECピンはオープンのままにしてはいけません。

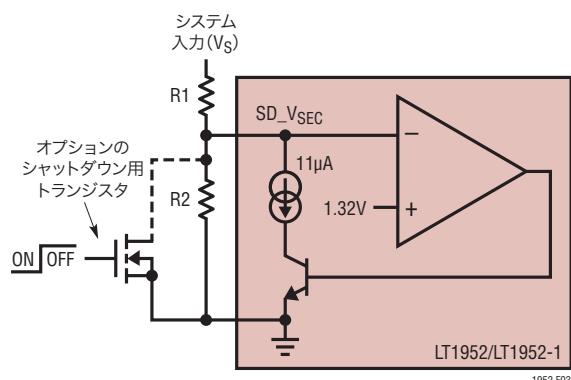


図3. 低電圧ロックアウト(UVLO)のプログラミング

マイクロパワー・スタートアップ: V_{IN} の起動抵抗とコンデンサの選択

LT1952/LT1952-1はVINピンのターンオン電圧ヒステリシスと低起動電流を使って、マイクロパワー・スタートアップを可能にします(図4)。LT1952/LT1952-1はVINピンの電圧をモニタして、デバイスが14.25V(LT1952-1では7.75V)でターンオンし、8.75V(LT1952-1では6.5V)でターンオフすることを可能にします。起動電流が低いので(LT1952では460μA；

アプリケーション情報

LT1952-1では $400\mu A$ 、システムの入力電源と V_{IN} の間に大きな抵抗を接続することができます。デバイスがオンすると、入力電流が増加してIC ($4.5mA$)と出力ドライバ(I_{DRIVE})をドライブします。 V_{IN} には十分大きなコンデンサを選択して、コンバータの補助巻線が V_{IN} ピンへの給電を引き継ぐ前に、 V_{IN} がそのターンオフ・スレッショルドより下に下がるのを防ぎます。この技法により、システム電源からコンバータに低電力を引き出す簡単な起動抵抗/コンデンサが可能になります。 R_{START} と C_{START} の値は以下のように与えられます。

$$R_{START(MAX)} = (V_S(MIN) - V_{IN\ ON}(MAX)) / I_{START(MAX)}$$

$$C_{START(MIN)} = (I_Q(MAX) + I_{DRIVE(MAX)}) \cdot t_{START} / V_{IN\ HYST(MIN)}$$

例:(LT1952)

$$\begin{aligned} V_S(MIN) &= 36V, V_{IN\ ON}(MAX) = 15.75V, \\ I_{START(MAX)} &= 700\mu A, I_Q(MAX) = 5.5mA, \\ I_{DRIVE(MAX)} &= 5mA, V_{IN\ HYST(MIN)} = 3.75V \\ \text{および } t_{START} &= 100\mu s \text{ では,} \end{aligned}$$

$$R_{START} = (36 - 15.75) / 700\mu A = 28.9k \text{ (28.7kを選択)}$$

$$\begin{aligned} C_{START} &= (5.5mA + 5mA) \cdot 100\mu s / 3.75V = 0.28\mu F \\ (\text{一般に } \geq 1\mu F \text{を選択}) \end{aligned}$$

システム入力電圧がLT1952/LT1952-1の V_{IN} ピンの絶対最大定格を超える場合、外部ツェナー・ダイオードを V_{IN} ピンからグランドに接続します。これは、 V_{IN} が $V_{IN\ ON}$ を超えて充電されても、 $SD_VSEC < 1.32V$ なのでデバイスがオフしない状態をカバーします。この状態では、 V_{IN} はシステム V_{IN} に向かつて充電を続け、 V_{IN} ピンの定格を超えることもあります。ツェナー電圧は $V_{IN\ ON}(MAX) < V_Z < 25V$ にします。

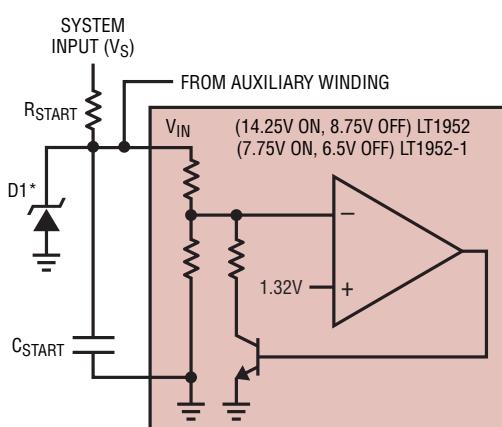


図4. 低電力起動

発振器周波数のプログラミング

LT1952/LT1952-1の発振器周波数(f_{OSC})は、 $ROSC$ ピンとグランドの間に接続した外部抵抗($ROSC$)を使ってプログラムします。標準的 f_{OSC} と $ROSC$ 抵抗の値を図5に示します。LT1952/LT1952-1の自走発振器周波数は100kHz～500kHzの範囲でプログラマ可能です。

$ROSC$ 抵抗を $ROSC$ ピンにできるだけ近づけて配置し、 $ROSC$ ノードの面積をできるだけ小さく保って、 $ROSC$ ピンの浮遊容量と電圧ノイズのピックアップを最小に抑えます。 $ROSC$ 抵抗のグランド側は(アナログ・グランドの) GND ピンに直接戻します。 $ROSC$ は次のように計算することができます。

$$ROSC = 9.125k [(4100k/f_{OSC}) - 1]$$

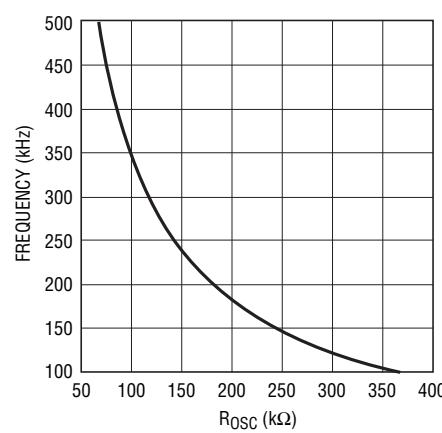


図5. 発振器周波数(f_{OSC})と $ROSC$

リーディング・エッジ・ランキング時間のプログラミング

外部MOSFETをドライブするPWMコントローラでは、ゲートの立ち上り時とその後のしばらくの間ノイズがMOSFETのソースに発生することがあります。このノイズは潜在的にLT1952/LT1952-1のOCピンと I_{SENSE} ピンのスレッショルドを超えて、ソフトスタートを誤ってトリガするだけでなく、早まってSOUTとOUTをオフする可能性があります。LT1952/LT1952-1はOCと I_{SENSE} のコンパレータの出力のプログラム可能なリーディング・エッジ・ランキングを備えており、MOSFETのスイッチング時に誤った電流検出を防ぎます。

アプリケーション情報

ブランкиングは2フェーズで与えられます(図6)。最初のフェーズでは、ゲートの立上り時間の間自動的にブランкиングします。ゲートの立上りはMOSFETの種類に依存して変化することがあります。そのため、LT1952/LT1952-1は、OUTがVINの0.5V以内に上昇するか、またはその13Vのクランプ・レベルに達するまで、OCとISENSEのコンパレータの出力を自動的にブランкиングすることにより、真の「リーディング・エッジ・ブランкиング」をおこないます。ブランкиングの2番目のフェーズはOUTのリーディング・エッジが完了した後に開始されます。このフェーズはBLANKピンからグランドに接続した抵抗を使ってユーザーがプログラム可能です。ブランкиング期間のこの部分の標準的継続時間はR_{BLANK} = 10kでの45nsから、R_{BLANK} = 120kでの540nsまでです。ブランкиングの継続時間は次のように近似できます。

$$\text{ブランкиング(延長)} = [45(R_{\text{BLANK}}/10k)]\text{ns}$$

(「標準的性能特性」のグラフを参照)

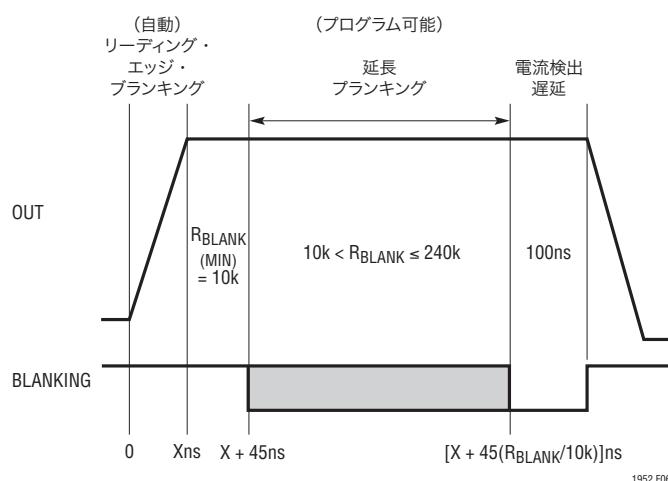


図6. リーディング・エッジ・ブランкиングのタイミング

電流制限のプログラミング(OCピン)

LT1952/LT1952-1はOCピンの精密107mV検出スレッショルドを使い、コンバータの過電流状態を検出してソフトスタートのラッチを設定します。これはISENSEピンでプログラムされたスロープ補償の影響を受けないので、デューティ・サイクルとは無関係です。OCピンはMOSFETのソースに接続されたセンス抵抗(R_S)の両端の電圧を検出して、1次側MOSFETのピーク電流をモニタします。コンバータの電流制限は次式に従ってプログラムすることができます。

$$\text{電流リミット} = (107\text{mV}/R_S)(N_P/N_S) - (1/2)(I_{\text{RIPPLE}})$$

ここで、

$$R_S = \text{1次側 MOSFET のソースに接続されたセンス抵抗}$$

$$I_{\text{RIPPLE}} = \text{出力インダクタ L1 のピーク・トゥ・ピーク・リップル電流}$$

$$N_S = \text{トランスの2次側巻数}$$

$$N_P = \text{トランスの1次側巻数}$$

スロープ補償のプログラミング

LT1952/LT1952-1は電流モード・アーキテクチャを使って高速の負荷過渡応答を与え、周波数補償の必要条件を緩和します。50%を超えるデューティ・サイクルで動作し、インダクタ電流が連続して流れる電流モードのスイッチング・レギュレータは、その電流検出ループにスロープ補償を追加して低調波発振を防ぐ必要があります。(スロープ補償の詳細については、「アプリケーションノート19」を参照してください。) LT1952/LT1952-1にはプログラム可能なスロープ補償が備わっており、広範囲のインダクタ値を使うことができる所以、PCBで生じるノイズの影響を受けにくくし、ループ帯域幅を最適化することができます。LT1952/LT1952-1は抵抗R_{SLOPE}をISENSEピンに直列に挿入してスロープ補償をプログラムします(図7)。LT1952/LT1952-1は、OUTピンの0%のデューティ・サイクルから最大デューティ・サイクルまでリニアな電流をISENSEピンに発生します。I(SENSE) • R_{SLOPE}の簡単な計算により、プログラム可能なスロープ補償のための、ISENSEピンの電圧への追加ランプが与えられます。(「標準的性能特性」のセクションの「ISENSEピンの電流とデューティ・サイクル」および「ISENSEの最大スレッショルドとデューティ・サイクル」の両方のグラフを参照。)

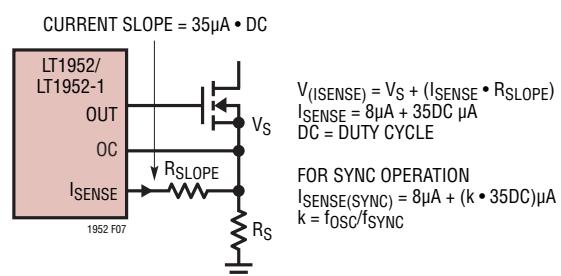


図7. スロープ補償のプログラミング

アプリケーション情報

同期整流器のタイミングのプログラミング: SOUTからOUTの遅延(t_{DELAY})

LT1952/LT1952-1は12Vにクランプされた $\pm 50\text{mA}$ のピーク・ドライブを与える追加の出力SOUTを備えています。高効率のための同期整流を必要とするアプリケーションでは、LT1952/LT1952-1のSOUTは同期整流器MOSFETの2次側制御のsync信号を与えます(図11)。コンバータを通過するのにかかるタイミング遅延により、同期整流器MOSFETの最適ではない制御タイミングが生じることがあります。LT1952/LT1952-1はSOUTの立上りエッジとOUTの立上りエッジの間にプログラム可能な遅延(t_{DELAY} 、図8)を与え、同期整流器MOSFETのタイミング制御を最適化し、最大限効率を増加させます。 t_{DELAY} ピンからグランドに接続した抵抗 R_{DELAY} により t_{DELAY} の値が設定されます。 t_{DELAY} の標準値は $R_{DELAY} = 10\text{k}\Omega$ での10nsから $R_{DELAY} = 160\text{k}\Omega$ での160nsの範囲です。(「標準的性能特性」のグラフを参照してください。)

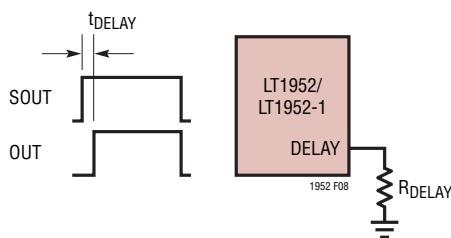


図8. プログラム可能なSOUTからOUTの遅延: t_{DELAY}

最大デューティ・サイクル・クランプのプログラミング

1次側に1個のMOSFETを備えた最も簡単なトポロジーを使ったフォワード・コンバータのアプリケーションでは、トランジスタの入力電圧に適応した最大スイッチ・デューティ・サイクル・クランプがMOSFETの信頼性の高い制御には必要です。このボルト秒クランプにより、トランジスタが安全にリセットし、トランジスタの飽和が防がれます。LT1952/LT1952-1のSD_VSECピンとSS_MAXDCピンは、簡単な抵抗比を使ったコンデンサなしのプログラム可能なボルト秒クランプのソリューションを与えます(図3)。

SD_VSECの電圧を上げると、最大デューティ・サイクル・クランプが減少します。システム入力電圧に接続された抵抗分割器からSD_VSECを得ると、ボルト秒クランプが生じます。最大デューティ・サイクル・クランプは、 V_{REF} からの抵抗分割器を

使ってSS_MAXDCの電圧をプログラムすることによって調整することができます。SS_MAXDCピンの電圧を上げると、最大デューティ・サイクル・クランプが増加します。

ボルト秒クランプをプログラムするには、以下のステップを踏みます。

(1)与えられたアプリケーションのコンバータの最大動作デューティ・サイクルを計算します。

(2)最大デューティ・サイクル・クランプの最初の値を、SS_MAXDCの初回の推測値を使って下の式により計算します。

注記:最大動作デューティ・サイクルは最小システム入力電圧(UVLO)で生じますから、SD_VSECピンの電圧 = 1.32Vとなります。

$$\begin{aligned} \text{最大デューティ・サイクル・クランプ (OUTピン)} \\ = k \cdot 0.522(\text{SS_MAXDC(DC)}/\text{SD_VSEC}) - (t_{DELAY} \cdot f_{OSC}) \end{aligned}$$

ここで、

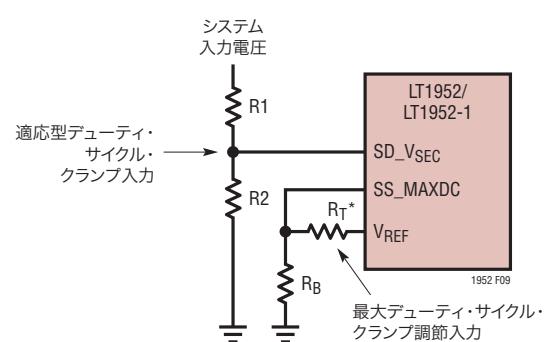
$$\text{SS_MAXDC(DC)} = V_{REF}(R_B/(R_T + R_B))$$

SD_VSEC = 最小システム入力電圧で 1.32V

t_{DELAY} = SOUTとOUTの間のプログラムされた遅延

$$k = 1.11 - 5.5e^{-7} \cdot (f_{OSC})$$

(3) (2)で計算された最大デューティ・サイクル・クランプを(1)で計算された最大動作デューティ・サイクルより10%大きくなるようにプログラムします。SS_MAXDCを調節することにより、最大デューティ・サイクルを簡単に調節することができます。



* ソフトスタート・ブルアップを
保証するため最小許容 R_T は 10k

図9. 最大デューティ・サイクル・クランプのプログラミング

アプリケーション情報

(2)の計算例

$R_T = 35.7\text{k}$ 、 $R_B = 100\text{k}$ 、 $V_{REF} = 2.5\text{V}$ 、 $R_{DELAY} = 40\text{k}$ 、 $f_{OSC} = 200\text{kHz}$ および $SD_VSEC = 1.32\text{V}$ の場合、 $SS_MAXDC(DC) = 1.84\text{V}$ 、 $t_{DELAY} = 40\text{ns}$ および $k = 1$ となる

$$\begin{aligned} \text{最大デューティ・サイクル・クランプ} \\ = 1 \cdot 0.522(1.84/1.32) - (40\text{ns} \cdot 200\text{kHz}) = 0.728 - 0.008 \\ = 0.72 \quad (\text{デューティ・サイクル・クランプ} = 72\%) \end{aligned}$$

Note 1 : 200kHzで計算されたのと同じ最大デューティ・サイクル・クランプを100kHzで実現するには、 SS_MAXDC を次のようにプログラムし直します。

$$\begin{aligned} SS_MAXDC(DC)(100\text{kHz}) \\ = SS_MAXDC(DC)(200\text{kHz}) \cdot k(200\text{kHz})/k(100\text{kHz}) \\ = 1.84 \cdot 1.0/1.055 = 1.74\text{V} \quad (100\text{kHz} \text{ では } k = 1.055) \end{aligned}$$

Note 2 : SYNCピンの外部クロックに同期させながら同じ最大デューティ・サイクル・クランプを実現するには、 SS_MAXDC の電圧を次のようにプログラムし直します。

$$SS_MAXDC(DC)(fsync) = SS_MAXDC(DC)(200\text{kHz}) \cdot [(fosc/fsync) + 0.09(fosc/200\text{kHz})0.6]$$

$SS_MAXDC(DC)(200\text{kHz}) = 1.84\text{V}$ (72% デューティ・サイクル)の場合、

$$SS_MAXDC(DC)(fsync = 250\text{kHz})(72\% \text{ デューティ・サイクル}) = 1.84 \cdot [(200\text{kHz}/250\text{kHz}) + 0.09(1)0.6] = 1.638\text{V}$$

ソフトスタートのタイミングのプログラミング

LT1952/LT1952-1はソフトスタート機能を備えており、アプリケーションで生じる可能性のあるいくつかのフォールト状態から低ストレスの制御された起動を行います(図1と図10を参照)。LT1952/LT1952-1は、 SS_MAXDC ピンを使ってソフトスタートのタイミングを制御することにより、真のPWMソフトスタートを与えます。 SS_MAXDC 電圧とスイッチの最大デューティ・サイクル・クランプの間には比例関係がありますので、スイッチの最大デューティ・サイクル・クランプをランプさせることにより、 SS_MAXDC ピンは(スイッチのデューティ・サイクル・クランプがコンバータの本来のデューティ・サイクルにシームレスに一致するまで)出力電圧をゆっくりランプさせることができます。 SS_MAXDC ピンのコンデンサ C_{SS} と、最大スイッチ・デューティ・サイクル・クランプをプログラムするのに使われる V_{REF} からの抵抗分割器により、ソフトスタートのタイミングが決まります(図11)。

ソフトスタート・イベントは以下のフォールトによってトリガされます。

- (1) $V_{IN} < 8.75\text{V}$ 、または
- (2) $SD_VSEC < 1.32\text{V}$ (UVLO)、または
- (3) $OC > 107\text{mV}$ (過電流状態)

ソフトスタート・イベントがトリガされると、SOUTとOUTのスイッチングが直ちに停止します。ソフトスタート・ラッチがセットされ、 SS_MAXDC ピンが放電します。 SS_MAXDC ピンはソフトスタート・ラッチがリセットされるまで再充電することはできません。

注記：また、上の(1)または(2)によって生じたソフトスタート・イベントにより、 V_{REF} がディスエーブルされ、グランドに引き下げられます。

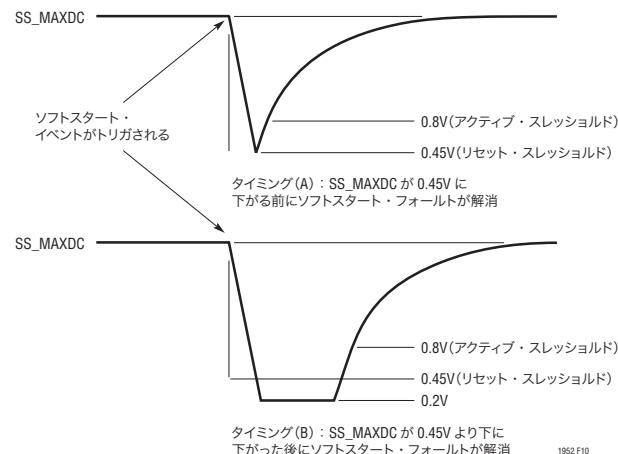


図10. ソフトスタートのタイミング

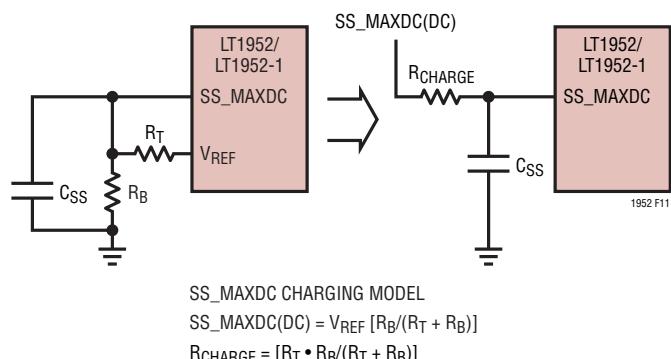


図11. ソフトスタートのタイミングのプログラミング

アプリケーション情報

ソフトスタート・ラッチがリセットするには以下のすべての条件が必要です。

- (A) $V_{IN} > 14.25^*$ (7.75V LT1952-1)、および
- (B) $SD_VSEC > 1.32V$ 、および
- (C) $OC < 107mV$ 、および
- (D) $SS_MAXDC < 0.45V$ (SS_MAXDC のリセット・スレッショルド)

*ラッチが上の(3)の過電流状態でセットされただけなら、ラッチのリセットには $V_{IN} > 8.75V$ (6.5V LT1952-1) で十分です。

SS_MAXDCの放電のタイミング

SS_MAXDC ピンでは2種類の放電が起きる可能性のあることが図10から分かります。タイミング(A)では、ソフトスタート・イベントを生じたフォールトは SS_MAXDC が 0.45V に下がる前に解消しています。つまり、 SS_MAXDC が 0.45V に下がったとき、ソフトスタート・ラッチはリセットされ、 SS_MAXDC は充電を開始します。タイミング(B)では、ソフトスタート・イベントを生じたフォールトは SS_MAXDC が 0.45V より下に下がった後も、ある時間が経過するまで解消しません。 SS_MAXDC ピンは 0.2V まで放電を続け、すべてのフォールトが解消するまで低く保たれます。

SS_MAXDC が与えられた電圧まで下がるのに費やす時間は次式で近似することができます。

$$SS_MAXDC(t_{FALL}) = (C_{SS}/I_{DIS}) \cdot [SS_MAXDC(DC) - V_{SS(MIN)}]$$

ここで、

$$I_{DIS} = C_{SS} \text{ の正味放電電流}$$

$$C_{SS} = SS_MAXDC \text{ ピンのコンデンサの値}$$

$$SS_MAXDC(DC) = \text{プログラムされた DC 電圧}$$

$$V_{SS(MIN)} = \text{再充電前の最小 } SS_MAXDC \text{ 電圧}$$

$$I_{DIS} \sim 8e^{-4} + (V_{REF} - V_{SS(MIN)})[(1/2R_B) - (1/R_T)]$$

(1)と(2)から生じるフォールトの場合、

$$V_{REF} = 100mV。$$

(3)から生じるフォールトの場合、

$$V_{REF} = 2.5V。$$

$$SS_MAXDC(DC) = V_{REF}[R_B/(R_T + R_B)]$$

$V_{SS(MIN)} = SS_MAXDC$ のリセット・スレッショルド = 0.45V
(t_{FALL} より前にフォールトが解消した場合)

例

過電流フォールト ($OC > 100mV$)、 $V_{REF} = 2.5V$ 、 $R_T = 35.7k\Omega$ 、 $R_B = 100k\Omega$ 、 $C_{SS} = 0.1\mu F$ で、さらに $V_{SS(MIN)} = 0.45V$ を仮定すると、

$$I_{DIS} \sim 8e^{-4} + (2.5 - 0.45)[(1/2 \cdot 100k\Omega) - (1/35.7k\Omega)] \\ = 8e^{-4} + (2.05)(-0.23e^{-4}) = 7.5e^{-4}$$

$$SS_MAXDC(DC) = 1.84V$$

$$SS_MAXDC(t_{FALL}) = (1e-7 / 7.5e^{-4}) \cdot (1.84 - 0.45) \\ = 1.85e-4 \text{ s}$$

OC フォールトが $185\mu s$ より前に解消されないと、 SS_MAXDC は 0.45V を過ぎて新しい $V_{SS(MIN)}$ に向かって下がり続けます。150μA での SS_MAXDC の標準 V_{OL} は 0.2V です。

SS_MAXDCの充電のタイミング

すべてのフォールトが解消し、 SS_MAXDC ピンがその 0.45V のリセット・スレッショルド以下に下がると、 SS_MAXDC ピンは解放され、充電が可能になります。

SS_MAXDC はそのプログラムされた DC 電圧にセトリングするまで上昇し、最大スイッチ・デューティ・サイクル・クランプを設定します。任意の2つの電圧レベルの間の SS_MAXDC ピンの充電時間の計算は、図11に示されているモデルを使った RC 充電波形として近似することができます。

任意の2つの電圧の間の SS_MAXDC の上昇時間を予測できるので、いくつかの主要なタイミング時間を予測することができます。

(1)スイッチングしない期間($SS_MAXDC(DC)$ から $V_{SS(MIN)}$ までの時間 + $V_{SS(MIN)}$ から $V_{SS(ACTIVE)}$ までの時間)

(2)コンバータの出力の立上り時間($V_{SS(ACTIVE)}$ から $V_{SS(REG)}$ までの時間; $V_{SS(REG)}$ は最大デューティ・サイクル・クランプがスイッチの本来のデューティ・サイクルに等しくなる SS_MAXDC のレベル)

(3)ターゲット値のX%以内の最大デューティ・サイクル・クランプの時間

SS_MAXDC が与えられた電圧 V_{SS} まで充電するのにかかる時間は次のように整理して求められます。

$$V_{SS}(t) = SS_MAXDC(DC) (1 - e^{(-t/R_C)})$$

アプリケーション情報

したがって、

$$t = RC \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC))$$

ここで、

V_{SS} = 時間 t での SS_MAXDC の電圧

$SS_MAXDC(DC)$ = プログラムされた DC 電圧設定
最大デューティ・サイクル・クランプ = $V_{REF}(R_T + R_B)$

$$R = R_{CHARGE} \text{ (図 11)} = R_T \cdot R_B / (R_T + R_B)$$

$$C = C_{SS} \text{ (図 11)}$$

例(1) スイッチングなしの期間

ソフトスタート・イベントが発生したときコンバータがスイッチングしない期間は、再充電が始まる前にどのくらい SS_MAXDC が低下するか、またどのくらい長くフォールト状態が続くかに依存します。ソフトスタートをトリガするフォールトは、SS_MAXDC がそのリセット・スレッショルド (0.45V) に達する前に解消すると仮定します。

$$\text{スイッチングなし期間} = t_{DISCHARGE} + t_{CHARGE}$$

$t_{DISCHARGE}$ = SS_MAXDC(DC) から 0.45V までの放電時間

t_{CHARGE} = 0.45V から $V_{SS(ACTIVE)}$ までの充電時間

$t_{DISCHARGE}$ は既に 185μs として計算されています。

t_{CHARGE} は以下のように仮定して計算されます。

$V_{REF} = 2.5V$ 、 $R_T = 35.7k$ 、 $R_B = 100k$ 、 $C_{SS} = 0.1\mu F$ および
 $V_{SS(MIN)} = 0.45V$ 。

$$t_{CHARGE} = t(V_{SS} = 0.8V) - t(V_{SS} = 0.45V)$$

ステップ 1:

$$SS_MAXDC(DC) = 2.5[100k/(35.7k + 100k)] = 1.84V$$

$$R_{CHARGE} = (35.7k \cdot 100k / 135.7k) = 26.3k$$

ステップ 2:

$t(V_{SS} = 0.45V)$ は以下から計算されます。

$$\begin{aligned} t &= R_{CHARGE} \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC)) \\ &= 2.63e^4 \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.45/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.755) = 7.3e^{-4} s \end{aligned}$$

ステップ 3:

$t(V_{SS} = 0.8V)$ は以下から計算されます。

$$\begin{aligned} t &= R_{CHARGE} \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC)) \\ &= 2.63e^4 \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.8/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.565) = 1.5e^{-3} s \end{aligned}$$

ステップ 1 とステップ 2 から次のようにになります。

$$t_{CHARGE} = (1.5 - 0.73)e^{-3} s = 7.7e^{-4} s$$

ソフトスタート・イベントによるコンバータのスイッチングなしの合計時間

$$= t_{DISCHARGE} + t_{CHARGE} = 1.85e^{-4} + 7.7e^{-4} = 9.55e^{-4} s$$

例(2) コンバータ出力の立上り時間

コンバータの出力が安定化状態に達する立上り時間は、スイッチングの開始 ($SS_MAXDC = V_{SS(ACTIVE)}$) から、コンバータのデューティ・サイクルが安定化し ($DC(REG)$)、 SS_MAXDC ($SS_MAXDC = V_{SS(REG)}$) によってもはや制御されなくなるまでの時間として近似することができます。コンバータの出力の立上り時間は次のように表すことができます。

$$\text{出力の立上り時間} = t(V_{SS(REG)}) - t(V_{SS(ACTIVE)})$$

ステップ 1: 安定化状態の出力に対するコンバータのデューティ・サイクル $DC(REG)$ を決定する

コンバータの本来のデューティ・サイクル $DC(REG)$ はいくつかの要因に依存します。この例では、低電圧ロックアウト・スレッショルド (UVLO) に近いシステム入力電圧では $DC(REG) = 60\%$ と仮定します。これにより、 $SD_VSEC = 1.32V$ となります。

また、 $SS_MAXDC(DC) = 1.84V$ 、 $f_{OSC} = 200kHz$ および $R_{DELAY} = 40k$ では、この状態にプログラムされた最大デューティ・サイクル・クランプは 72% と仮定します。

ステップ 2: $V_{SS(REG)}$ を計算します。

コンバータの本来のデューティ・サイクルをもはやクランプしない SS_MAXDC ($V_{SS(REG)}$) のレベルを計算するには、最大デューティ・サイクル・クランプの式を使う必要があります (前の「最大デューティ・サイクル・クランプのプログラミング」のセクションを参照)。

ソフトスタート時に最大デューティ・サイクル・クランプが $DC(REG)$ に一致するポイントは次のように与えられます。

アプリケーション情報

$DC(REG) = \text{最大デューティ・サイクル・クランプ}$

$$0.6 = k \cdot 0.522(SS_MAXDC(DC)/SD_VSEC) - (t_{DELAY} \cdot f_{OSC})$$

$SD_VSEC = 1.32V$ では、 $f_{OSC} = 200\text{kHz}$ および $R_{DELAY} = 40\text{k}\Omega$

これにより、 $k = 1$ および $t_{DELAY} = 40\text{ns}$ となります。

上式を整理して $SS_MAXDC = V_{SS(REG)}$ について解くと

$$= [0.6 + (t_{DELAY} \cdot f_{OSC})(SD_VSEC)]/(k \cdot 0.522)$$

$$= [0.6 + (40\text{ns} \cdot 200\text{kHz})(1.32V)]/(1 \cdot 0.522)$$

$$= (0.608)(1.32)/0.522 = 1.537V$$

ステップ 3: $t(V_{SS(REG)}) - t(V_{SS(ACTIVE)})$ を計算します。

SS_MAXDC が与えられた電圧 V_{SS} まで充電するのにかかる時間は次式で与えられることを思い出してください。

$$t = R_{CHARGE} \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS_MAXDC(DC))$$

(SS_MAXDC の充電モデルが図 11 に与えられています)

$$R_T = 35.7\text{k}\Omega \text{ では、} R_B = 100\text{k}\Omega, R_{CHARGE} = 26.3\text{k}\Omega$$

$$C_{SS} = 0.1\mu\text{F} \text{ では、} t(V_{SS(ACTIVE)})$$

$$= t(V_{SS(0.8V)}) = 2.63e^{-4} \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.8/1.84) \\ = 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.565) = 1.5e^{-3}\text{s}$$

$$t(V_{SS(REG)}) = t(V_{SS(1.537V)}) = 26.3\text{k}\Omega \cdot 0.1\mu\text{F} \cdot -1 \cdot \\ \ln(1 - 1.66/1.84) = 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.146) = 5e^{-3}\text{s}$$

コンバータの出力の立ち上がり時間

$$= t(V_{SS(REG)}) - t(V_{SS(ACTIVE)}) = (5 - 1.5)e^{-3}\text{s} \\ = 3.5e^{-3}\text{s}$$

例(3) 最大デューティ・サイクル・クランプがターゲット値の X% 以内に達する時間

72% の最大デューティ・サイクル・クランプが前に「最大デューティ・サイクル・クランプのプログラミング」のセクションで計算されました。 $SS_MAXDC(DC)$ に使われたプログラムされた値は 1.84V でした。

SS_MAXDC がその最小値 $V_{SS(MIN)}$ から $SS_MAXDC(DC)$ の X% 以内まで充電するのにかかる時間は次式で与えられます。

$$t(SS_MAXDC \text{ がターゲットの X\% 以内に充電する時間}) \\ = t[(1 - (X/100) \cdot SS_MAXDC(DC))] - t(V_{SS(MIN)})$$

$$X = 2 \text{ および } V_{SS(MIN)} = 0.45V \text{ では、}$$

$$t(0.98 \cdot 1.84) - t(0.45) = t(1.803) - t(0.45)$$

前の計算から、 $t(0.45) = 7.3e^{-4}\text{s}$ 。

R_T, R_B および C_{SS} の前の値を使うと次のようになります。

$$t(1.803) = 2.63e^{-4} \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 1.803/1.84) \\ = 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.02) = 1.03e^{-2}\text{s}$$

したがって、 SS_MAXDC がその最小リセット・スレッショルドの 0.45V からそのターゲット値の 2% 以内まで充電するのにかかる時間は次式で与えられます。

$$t(1.803) - t(0.45) = \\ 1.03e^{-2} - 7.3e^{-4} = 9.57e^{-3}$$

フォワード・コンバータのアプリケーション

次のセクションでは、LT1952/LT1952-1 を他の LTC のデバイスと組み合わせて、単一スイッチ・フォワード・コンバータ・トポロジーを使った高効率電力コンバータを実現するアプリケーションを取り上げます。

効率 95% の 5V 同期式フォワード・コンバータ

図 14 の回路は LT1952-1 をベースにしており、最も簡単なフォワード電力コンバータ回路を実現します（1 個の 1 次側 MOSFET しか使いません）。LT1952-1 の SOUT ピンは 2 次側に置かれた LTC1698 に同期制御信号を与えます。LTC1698 は 2 次側の同期整流器 MOSFET をドライブして高効率を達成します。LTC1698 は誤差アンプおよびオプトカプラ・ドライバとしても機能します。

効率と過渡応答を図 12 と図 13 に示します。95% のピーク効率と超高速過渡応答は現在利用できる電力モジュールより優れています。内蔵されているソフトスタート、過電流検出および短絡ヒップアップ・モードにより、低ストレスで信頼性の高い保護機能が与えられます。さらに、図 14 の回路はすべてセラミック・コンデンサのソリューションで、出力リップル電圧が低く、信頼性が向上します。LT1952 をベースにしたコンバータは、電力モジュール・コンバータのはるかに低コストの代替として使うことができます。LT1952 のソリューションはシステム・ボードの熱伝導の恩恵を得るので、効率が高くなり、部品の温度上昇が抑えられます。高さが 7mm なので、高密度のパッケージングが可能で、回路を簡単に調節して 1.23V ~ 26V の出力電圧を与えることができます。電力部品の簡単なスケーリングで高電流を実現することができます。図 14 の LT1952-1 をベースにしたソリューションは、広い範囲の電力モジュールを置き換える強力なトポロジーです。

アプリケーション情報

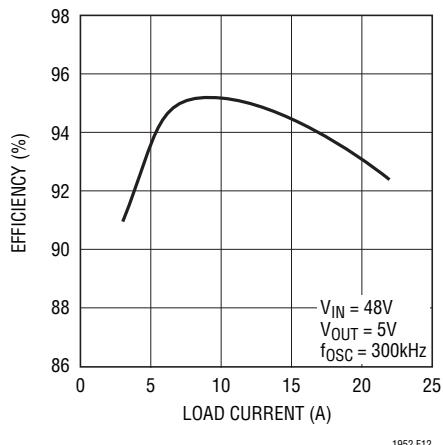


図12. LT1952をベースにした同期フォワード・コンバータの効率と負荷電流(図14の回路の場合)

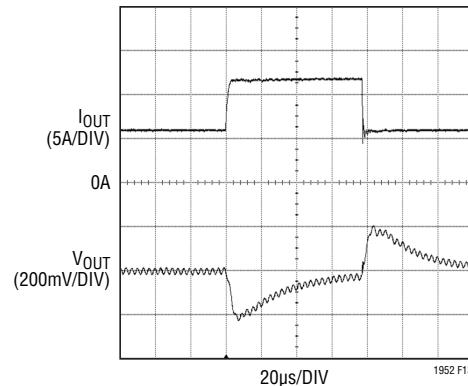


図13. 出力電圧過渡応答
(6A/μsで6Aから12Aの負荷ステップ)

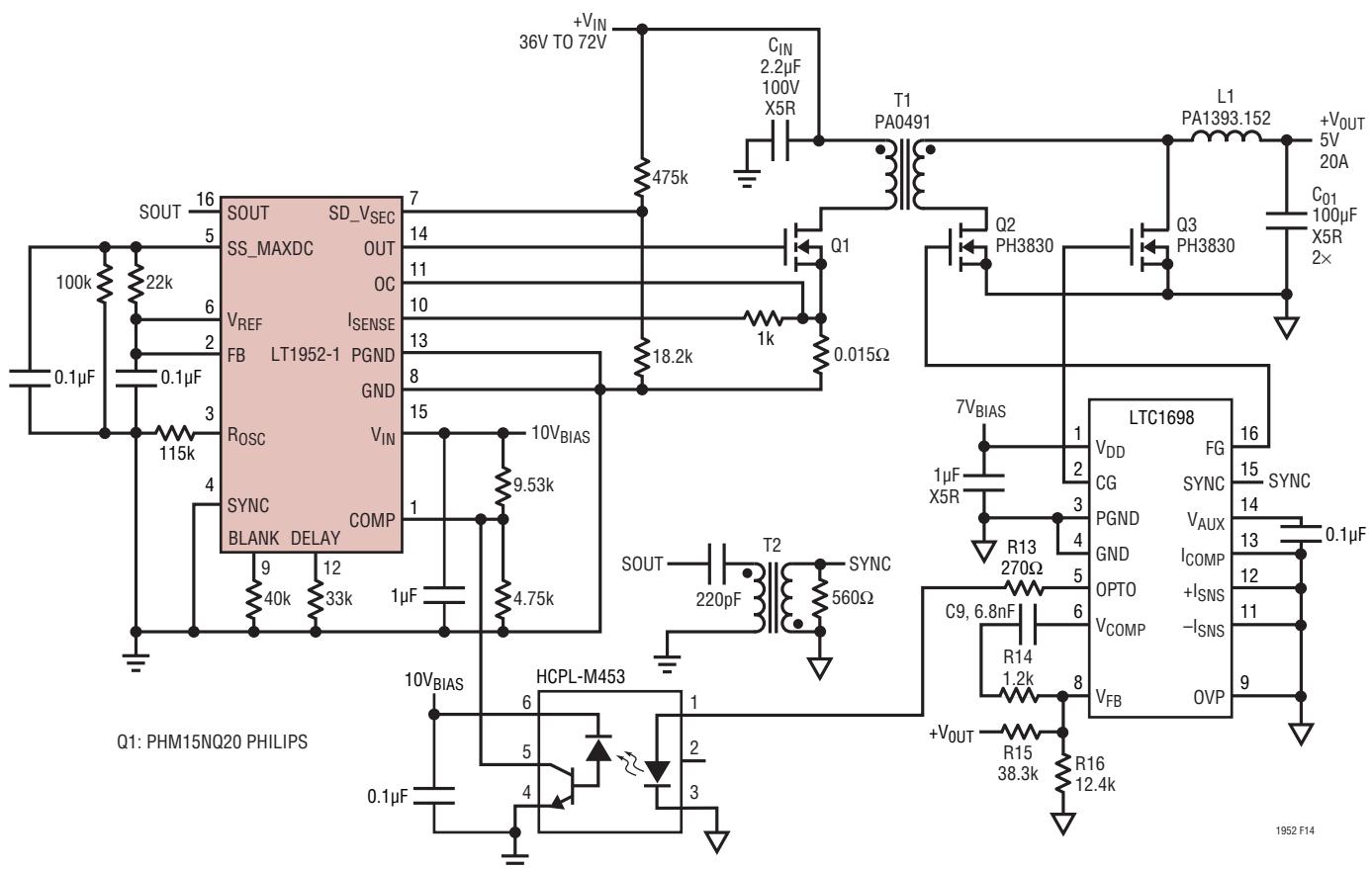


図14. 36V～72V入力から5V/20Aの同期式フォワード・コンバータ

アプリケーション情報

48Vから12V/20Aの絶縁型(オプトカプラなし) 「バス・コンバータ」

LT1952/LT1952-1のボルト秒クランプはプログラム可能な範囲が広く高精度なので、LT1952/LT1952-1は、ボルト秒クランプがコンバータの出力のライン・レギュレーションを与える「バス・コンバータ」アプリケーションに最適です。図16の48Vから12V/20Aの「バス・コンバータ」アプリケーションは半安定化された絶縁された出力を示しており、オプトカプラ、オプトカプラ・ドライバ、リファレンスまたは帰還ネットワークが不要です。「バス・コンバータ」のソリューションによっては固定された50%デューティ・サイクルで動作しますので、入力範囲が72V～36Vのアプリケーションでは出力が2:1で変化します。LT1952/LT1952-1は、正確でプログラム可能な広い範囲のボルト秒クランプを使って電源の出力電圧を最初にプログラムしてから、同じ36V～72Vの入力範囲に対して標準±10%に制御します。図16のLT1952をベースにしたバス・コンバータは20Aで94%の高い効率を達成します(図15)。このソリューションは1/4「ブリック」サイズよりわずかに大きいだけで、信頼性を高めるためセラミック・コンデンサだけ使用しています。

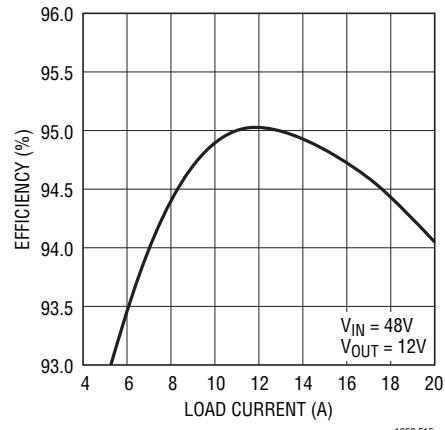


図15. LT1952をベースにした同期式「バス・コンバータ」の効率と負荷電流(図16の回路の場合)

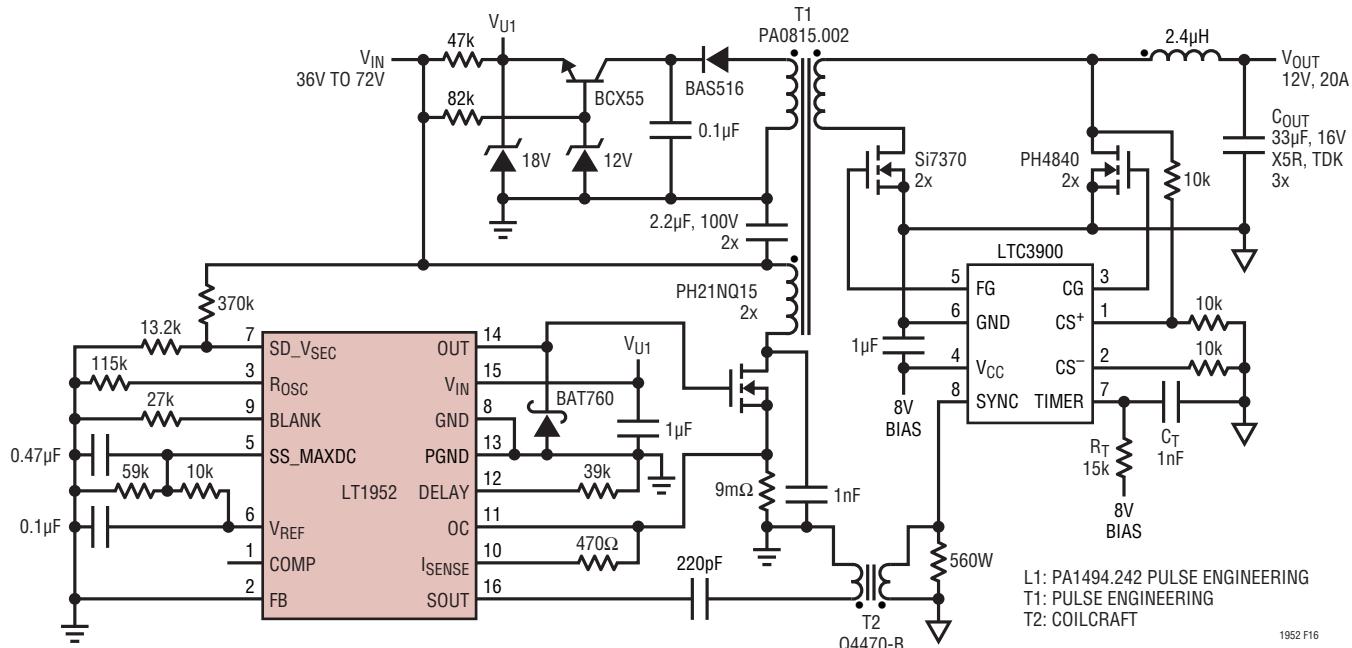


図16. 36V～72V入力から12V/20Aの「オプトカプラ」を使わない同期式「バス・コンバータ」

アプリケーション情報

36V～72V入力、3.3V/40Aコンバータ

LT1952をベースにした同期式フォワード・コンバータは、低い出力電圧および高い負荷電流で高効率を必要とする電源に最適のソリューションを与えます。図18の3.3V/40Aのソリューションは、出力の整流による電力損失を最小に抑えることにより、92.5%のピーク効率を達成します(図17)。プログラム可能な遅延付きの同期式整流器の制御出力SOUTにより、2次側同期MOSFETコントローラ(LTC3900)のタイミング制御が最適化されますので、高効率の同期整流が実現されます。LT1952/LT1952-1は、ソフトスタート・ヒップ・モードと組み合わされたOCピンの精密電流制限スレッショルドを使って、低ストレスの出力短絡保護を与えます。最大出力電流は全V_{IN}範囲にわたって10%しか変化しません。短絡時、回路の平均電力消費は、ソフトスタートで制御されるヒップ・モードのおかげで最大定格電力の15%より低くなります。これにより、LT1952をベースにしたコンバータを使うと電力部品のサイズを大幅に小さくすることができます。

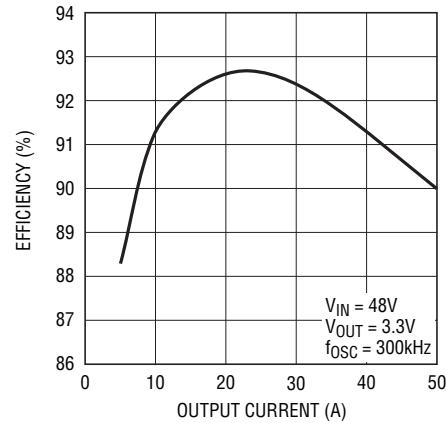
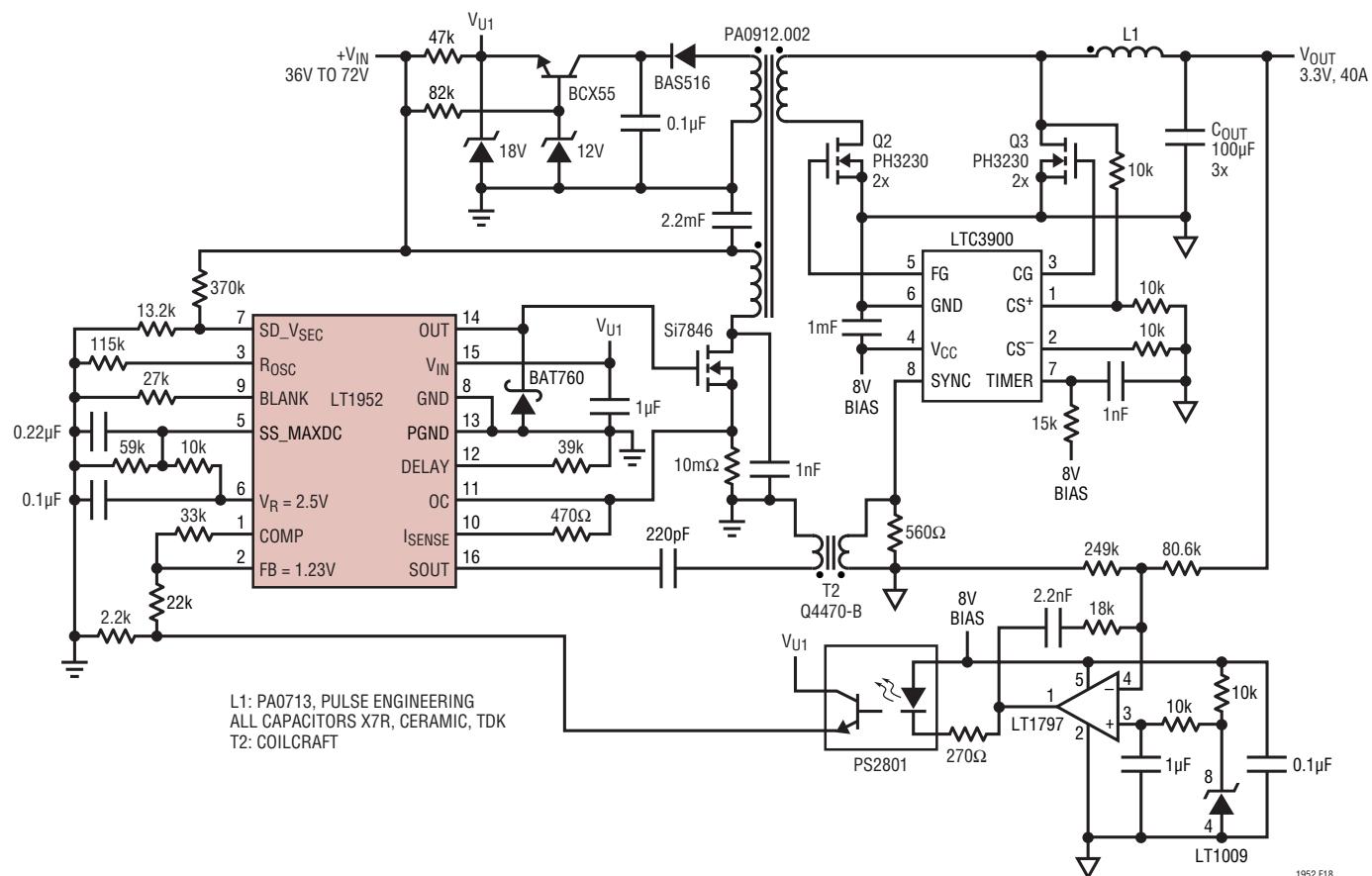


図17. LT1952をベースにした同期式フォワード・コンバータの効率と負荷電流(図18の回路の場合)



アプリケーション情報

バス・コンバータ: 最適出力電圧許容誤差

1ページと図16に示されている「バス・コンバータ」アプリケーションは、半安定化された絶縁された出力を与え、オプトカプラ、オプトカプラ・ドライバ、リファレンスまたは帰還ネットワークが不要です。LT1952/LT1952-1のボルト秒クランプはスイッチのデューティ・サイクルを入力電圧に反比例させて調整し、入力ラインの変化に対して安定化された出力電圧を与えます。バス・コンバータによってはスイッチのデューティ・サイクル制限を使いますが、出力電圧の変化は2:1の入力電圧範囲にわたって標準±33%になります。LT1952/LT1952-1は同じ入力変化に対して標準±10%の出力変化になります。LT1952の場合、抵抗をシステムの入力電圧からSS_MAXDCピンに挿入すると(図19のRx)、標準出力許容誤差はさらに改善されます。

LT1952/LT1952-1のOUT Max Duty Cycle Clampの電気的特性を見ると、入力電圧が2倍変化するとスイッチの標準デューティ・サイクルが72%から33%に変化することを示しています(SS_MAXDCピン = 1.84V)。出力電圧のレギュレーションは($V_{IN} \cdot デューティ・サイクル$)に従いますから、スイッチのデューティ・サイクルの72%から36%への変化により(2倍の入力電圧変化の場合)、LT1952/LT1952-1バス・コンバータの出力電圧の変化は最小になります。これを達成するには、高い入力ラインでSS_MAXDCピンの電圧が $1.09 \times (36/33)$ だけ増加する必要があります。SS_MAXDCピンとシステム入力電圧の間に挿入された抵抗Rx(図19)により、入力電圧が増加するにつれ、SS_MAXDCの電圧が増加し、2:1の入力電圧変化にわたる出力電圧の変化が最小になります。

以下のステップによりRx、 R_T および R_B の値が決まります。

(1)スイッチのデューティ・サイクルを最小システム入力電圧($V_{S(MIN)}$)にプログラムする

(a) $R_{T(1)} = 10k$ (ソフトスタートのプルダウンを保証するのに許される最小値)

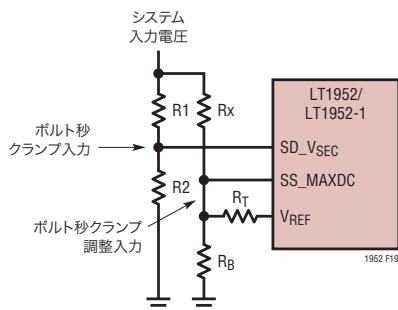


図19. バス・コンバータ・アプリケーションの最大デューティ・サイクル・クランプの最適プログラミング(Rxを追加)

(b)与えられた出力電圧 $V_{S(MIN)}$ のバス・コンバータのスイッチのデューティ・サイクルを選択し、SS_MAXDC電圧(SS1)を計算する(「アプリケーション情報」の「最大デューティ・サイクル・クランプのプログラミング」を参照)

(c) $R_{B(1)} = [SS1/(2.5 - SS1)] \cdot R_{T(1)}$ を計算する

(2) Rxを計算する

$$Rx = [(V_{S(MAX)} - V_{S(MIN)})/[SS1 \cdot (X - 1)]] \cdot R_{THEV(1)}$$

$$R_{THEV(1)} = R_{B(1)} \cdot R_{T(1)} / (R_{B(1)} + R_{T(1)}), X = \text{理想デューティ・サイクル}(V_{S(MAX)}) / \text{実際のデューティ・サイクル}(V_{S(MAX)})$$

(3) Rxを追加すると元のプログラムされたSS_MAXDC電圧(SS1)が増加します。 $R_{B(1)}$ の新しい値を計算して、低いSS_MAXDC電圧(SS2)を与え、このオフセットを補正します。

$$(a) SS2 = SS1 - [(V_{S(MIN)} - SS1) \cdot R_{THEV(1)} / Rx]$$

$$(b) R_{B(2)} = [SS2/(2.5 - SS2)] \cdot R_{T(1)}$$

(4) Rxの計算に使うテブナン抵抗 $R_{THEV(1)}$ を R_T と R_B について再設定します。

$$(a) R_B(\text{最終値}) = R_{B(2)} \cdot (R_{THEV(1)} / R_{THEV(2)})$$

$$(b) R_T(\text{最終値}) = R_{T(1)} \cdot (R_{THEV(1)} / R_{THEV(2)})$$

$$\text{ここで}, R_{THEV(2)} = R_{B(2)} \cdot R_{T(1)} / (R_{B(2)} + R_{T(1)})$$

例:

36V～72Vの入力で動作するバス・コンバータでは、 $V_{S(MIN)} = 36V$ 、 $V_{S(MAX)} = 72V$ 。

$R_{T(1)} = 10k$ 、SS_MAXDC = SS1 = 1.84Vを選択する($V_{S(MIN)} = 36V$ で72%のデューティ・サイクルの場合)

$$R_{B(1)} = [1.84V / (2.5V - 1.84V)] \cdot 10k = 28k$$

$$R_{THEV(1)} = [28k \cdot 10k / (28k + 10k)] = 7.4k$$

$$SS_MAXDC \text{ の補正} = 36\% / 33\% = 1.09$$

$$Rx = [(72V - 36V) / (1.84 \cdot 0.09)] \cdot 7.4k = 1.6M$$

$$SS2 = 1.84 - [(36V - 1.84) \cdot 7.4k / 1.6M] = 1.682V$$

$$R_{B(2)} = [1.682 / (2.5 - 1.682)] \cdot 10k = 20.6k$$

$$R_{THEV(2)} = [20.6k \cdot 10k / (20.6k + 10k)] = 6.7k$$

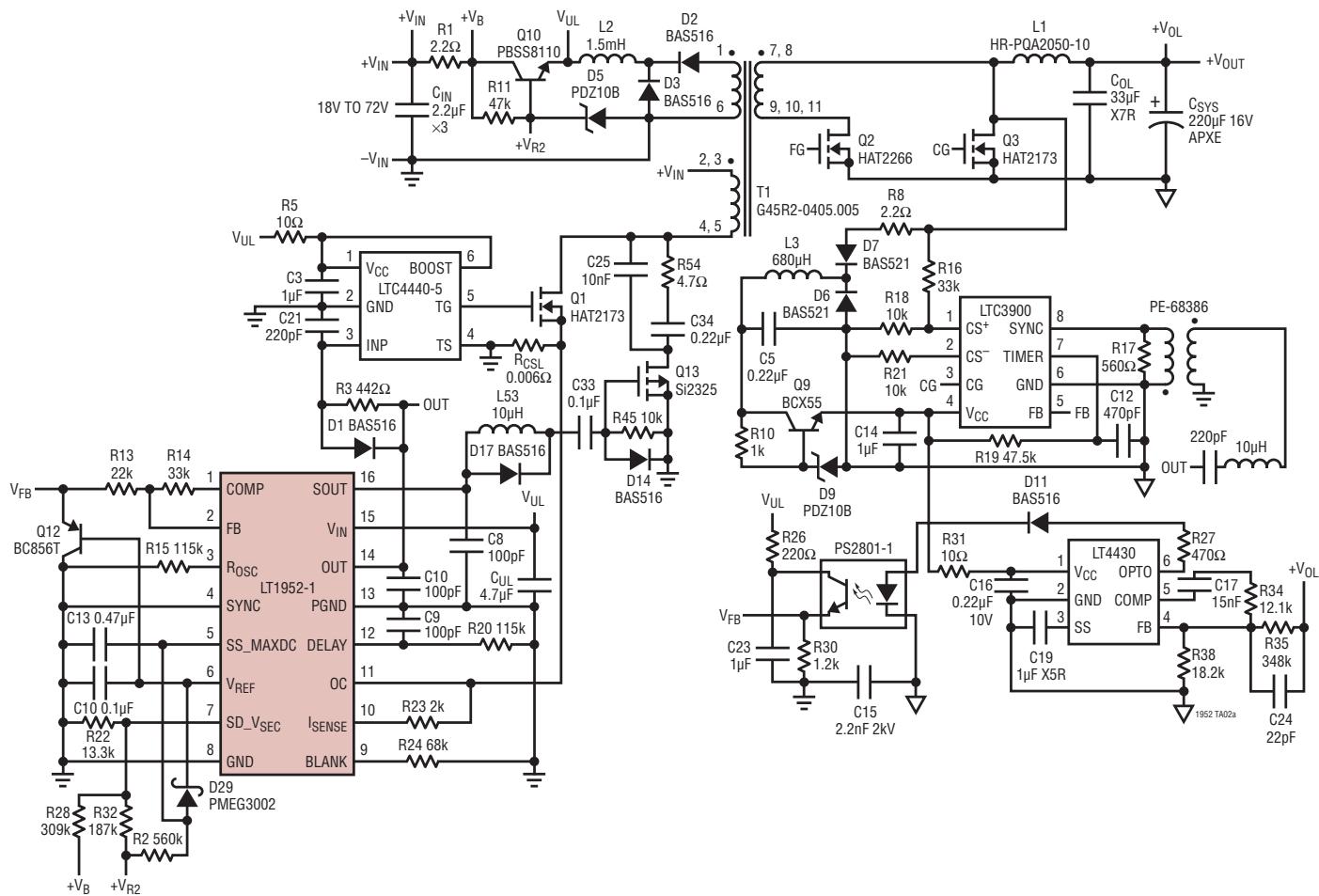
$$R_{THEV(1)} / R_{THEV(2)} = 7.4k / 6.7k = 1.104$$

$$R_B(\text{最終値}) = 20.6k \cdot 1.104 = 22.7k (22.6kを選択)$$

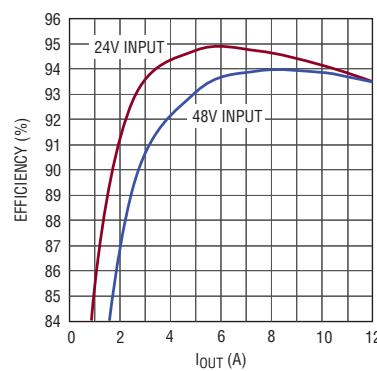
$$R_T(\text{最終値}) = 10k \cdot 1.104 = 11k$$

標準的応用例

1/8ブリック・フットプリントに収まり、18V～72Vの広い入力電圧範囲で12V/12A出力を供給する、
高効率のアクティブ・リセット付きフォワード・コンバータ



1/8ブリック・フットプリントに収まり、18V～72Vの入力電圧範囲で非常に高い効率を達成する
12V出力コンバータ

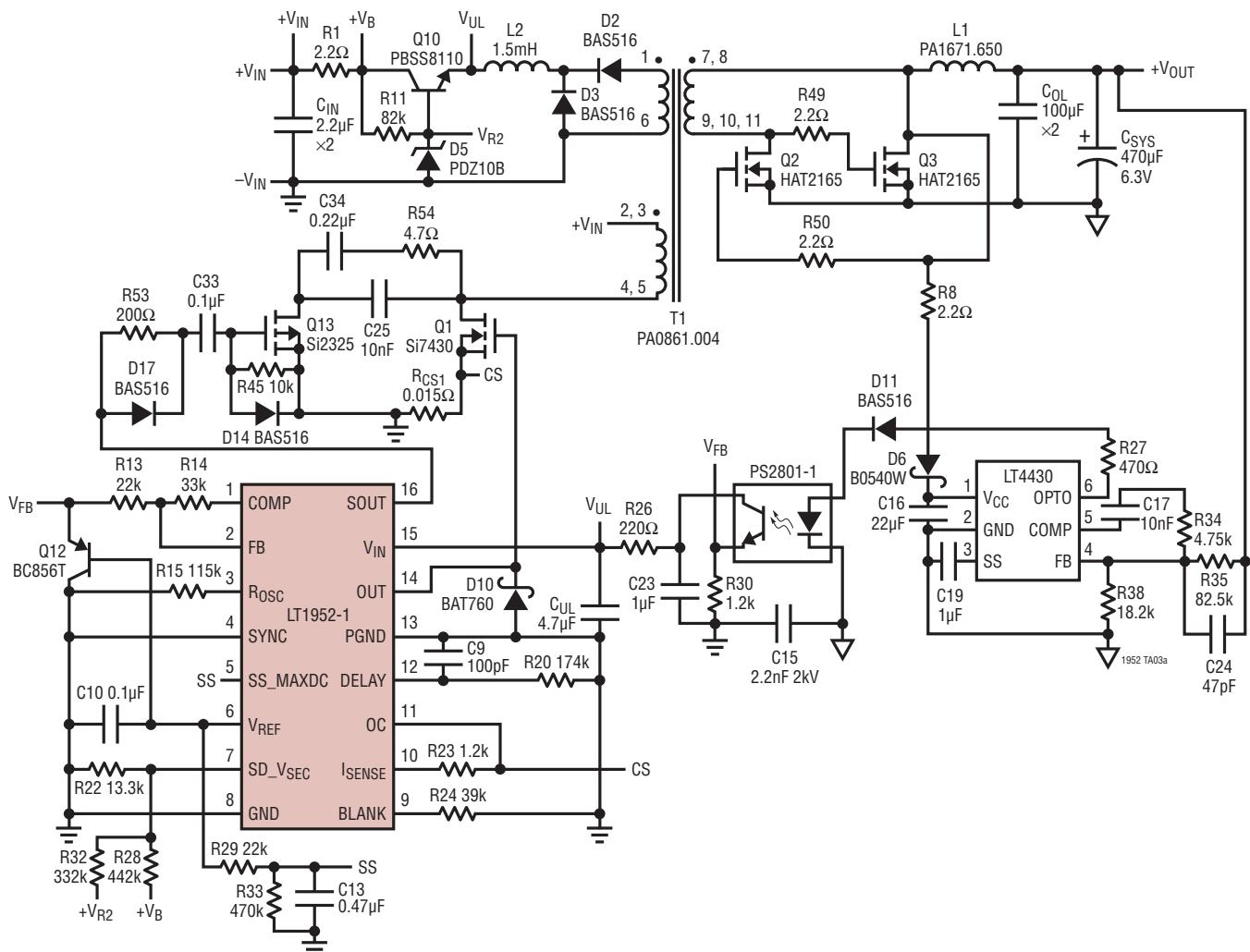


1952 TA02b

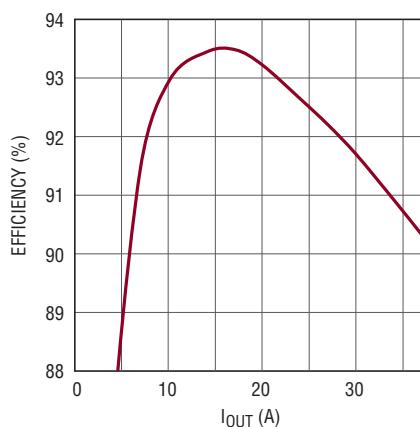
LT1952/LT1952-1

標準的応用例

1/8ブリック・フットプリントに収まり、36V～72V入力から3.3V/30A出力を供給する、
高効率のアクティブ・リセット付きフォワード・コンバータ



高密度PCBレイアウトを可能にし、かつ部品の温度上昇を抑制する、
高効率3.3V出力コンバータ



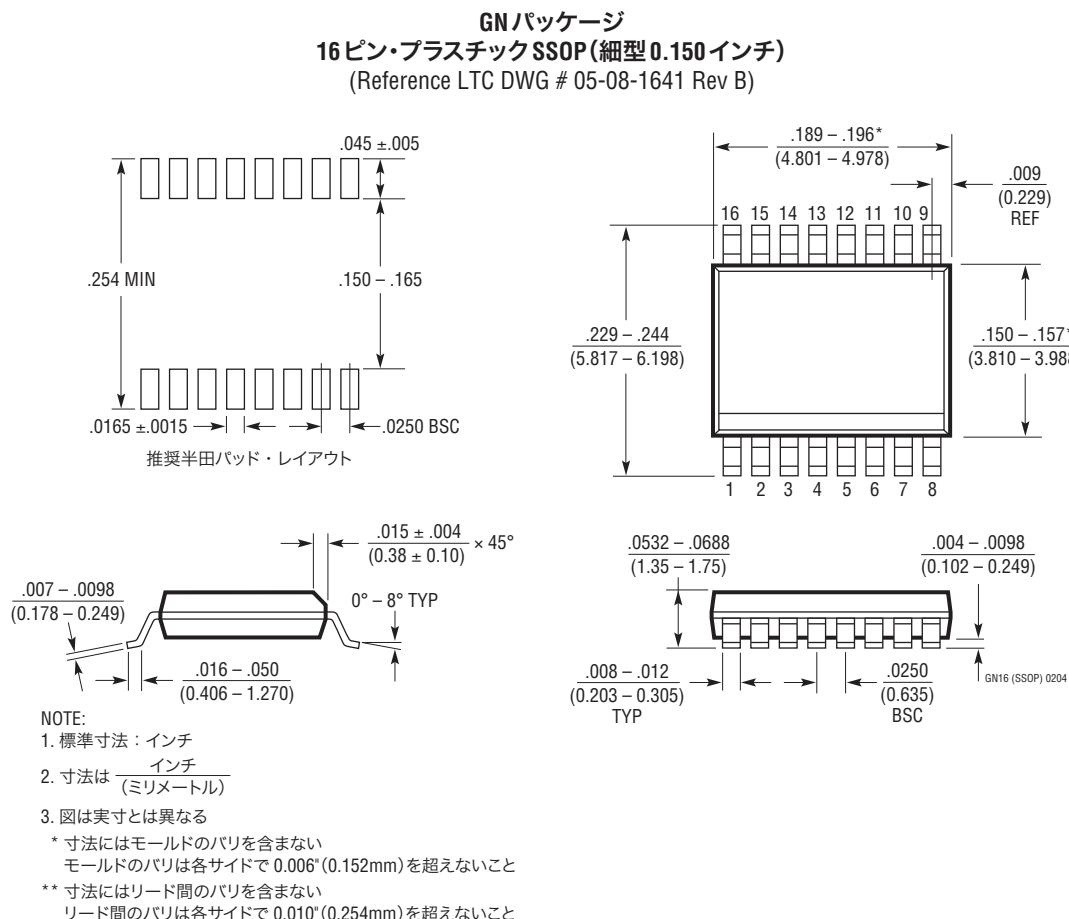
1952 TA03b

1952fe

改訂履歴 (改訂履歴は Rev E から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
E	5/11	MPグレード版を追加し、データシート全体に変更を反映	1~28

パッケージ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC®3900	フォワード・コンバータ用の同期整流器NチャネルMOSFET ドライバ	プログラム可能なタイムアウトおよび逆インダクタ電流の検知、トランスによる同期、SSOP-16
LT4430	リファレンス電圧を備えた2次側オプトカプラードライバ	オーバーシュート制御機能により、起動時または短絡からの回復時に出力オーバーシュートを防止
LTC3726/LTC3725	オプトカプラ不要の絶縁型同期整流式フォワード・コンバータ・チップセット	中電力の24Vまたは48V入力アプリケーションに最適
LTC3705/LTC3726	オプトカプラ不要の2スイッチ絶縁型同期整流式フォワード・コントローラ・チップセット	セルフスタート・アーキテクチャにより、一次側にバイアス電圧が不要
LTC3722/LTC2722-2	ゼロ電圧スイッチング動作の絶縁型同期整流式フルブリッジ・コントローラ	高電力の24Vまたは48V入力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およびフルブリッジ・コントローラ	内蔵のMOSFET ドライバにより高効率を達成
LTC3721-1/LTC3721-2	非同期整流式プッシュプルおよびフルブリッジ・コントローラ	外付け部品を最小化、内蔵MOSFET ドライバ
LT3748	オプトカプラ不要の100V フライバック・コントローラ	5V ≤ V _{IN} ≤ 100V、バウンダリ・モード動作、高電圧ピン間の間隔を広げたMSOP-16パッケージ
LTC3803/LTC3803-3/LTC3803-5	200kHzまたは300kHzの固定周波数で動作するフライバックDC/DCコントローラ	外付け部品によってのみ制限されるV _{IN} とV _{OUT} 、6ピンThinSOT™パッケージ

19521fe