

## 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: 460 $\mu$ A,  $V_{IN}$  オン/オフ=14.25V/8.75V)  
(LT1952-1: 400 $\mu$ A,  $V_{IN}$  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ュホールド: 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・スレッシュホールド
- 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・ブランキング
- プログラム可能な動作周波数: 100kHz ~ 500kHz
- 最大  $1.5 \cdot f_{OSC}$  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

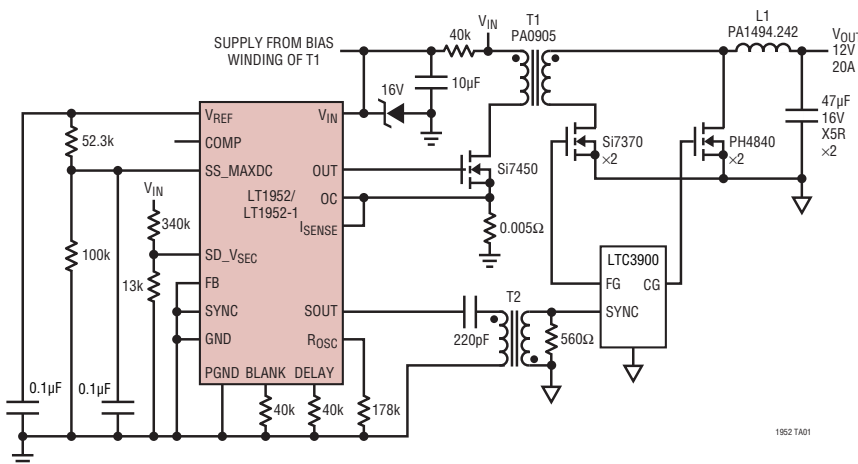
### 概要

LT<sup>®</sup>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、トランス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、トランス、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ため、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ュホー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クア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ため、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。

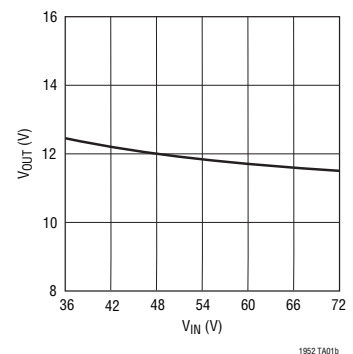
LT、LT、LTCおよびLTMはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

### 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<sub>OUT</sub>とV<sub>IN</sub>



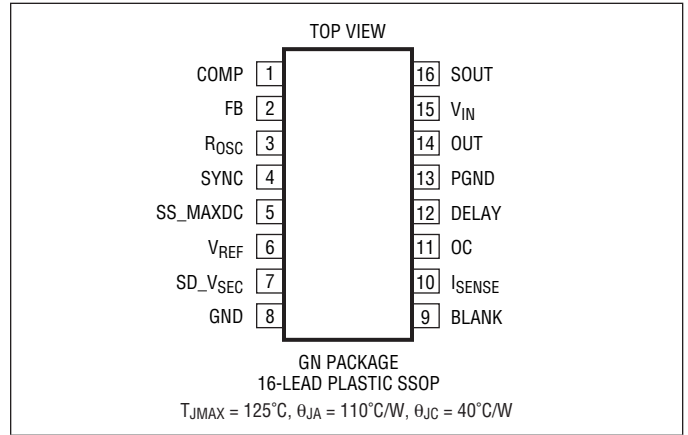
# LT1952/LT1952-1

## 絶対最大定格

(Note 1)

$V_{IN}$ (Note 8) .....	-0.3V ~ 25V
SYNC、SS_MAXDC、SD_VSEC、I <sub>SENSE</sub> 、OC .....	-0.3V ~ 6V
COMP、BLANK、DELAY .....	-0.3V ~ 3.5V
FB .....	-0.3V ~ 3V
R <sub>OSC</sub> .....	-50 $\mu$ A
V <sub>REF</sub> .....	-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#TRPBF	1952	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952IGN#PBF	LT1952IGN#TRPBF	1952I	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952MPGN#PBF	LT1952MPGN#TRPBF	1952	16-Lead Plastic SSOP	-55°C to 125°C
LT1952EGN-1#PBF	LT1952EGN-1#TRPBF	19521	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952IGN-1#PBF	LT1952IGN-1#TRPBF	1952I1	16-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LT1952MPGN-1#PBF	LT1952MPGN-1#TRPBF	19521	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	19521	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	19521	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/tapeandreeel/> 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、 $R_{\text{OSC}} = 178\text{k}$ 、 $\text{SYNC} = 0\text{V}$ 、 $\text{SS\_MAXDC} = V_{\text{REF}}$ 、 $V_{\text{REF}} = 0.1\mu\text{F}$ 、 $\text{SD\_VSEC} = 2\text{V}$ 、 $\text{BLANK} = 121\text{k}$ 、 $\text{DELAY} = 121\text{k}$ 、 $I_{\text{SENSE}} = 0\text{V}$ 、 $\text{OC} = 0\text{V}$ 、 $\text{OUT} = 1\text{nF}$ 、 $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$ 、 $\text{SOUT} = \text{オープン}$ 。

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

19521fe

# LT1952/LT1952-1

## 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、 $R_{\text{OSC}} = 178\text{k}$ 、 $\text{SYNC} = 0\text{V}$ 、 $\text{SS\_MAXDC} = V_{\text{REF}}$ 、 $V_{\text{REF}} = 0.1\mu\text{F}$ 、 $\text{SD\_VSEC} = 2\text{V}$ 、 $\text{BLANK} = 121\text{k}$ 、 $\text{DELAY} = 121\text{k}$ 、 $I_{\text{SENSE}} = 0\text{V}$ 、 $\text{OC} = 0\text{V}$ 、 $\text{OUT} = 1\text{nF}$ 、 $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$ 、 $\text{SOUT} = \text{オープン}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
COMP Low Level: $V_{\text{OL}}$	$I_{(\text{COMP})} = 250\mu\text{A}$		0.15	0.4	V
<b>CURRENT SENSE</b>					
$I_{\text{SENSE}}$ Maximum Threshold	COMP = 2.5V, FB = 1V	197	220	243	mV
$I_{\text{SENSE}}$ Input Current (Duty Cycle = 0%)	COMP = 2.5V, FB = 1V (Note 4)		-8		$\mu\text{A}$
$I_{\text{SENSE}}$ Input Current (Duty Cycle = 80%)	COMP = 2.5V, FB = 1V (Note 4)		-35		$\mu\text{A}$
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, $R_{\text{BLANK}} = 40\text{k}$ (Note 10)		180		ns
Adjustable Blanking Time	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{\text{BLANK}} = 120\text{k}$		540		ns
$V_{\text{BLANK}}$			1		V
<b>SOUT DRIVER</b>					
SOUT Clamp Voltage	$I_{(\text{GATE})} = 0\mu\text{A}$ , COMP = 2.5V, FB = 1V	10.5	12	13.5	V
SOUT Low Level	$I_{(\text{GATE})} = 25\text{mA}$		0.5	0.75	V
SOUT High Level	$I_{(\text{GATE})} = -25\text{mA}$ , $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ , COMP = 2.5V, FB = 1V	10			V
SOUT Active Pull-Off in Shutdown	$V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ , $\text{SD\_VSEC} = 0\text{V}$ , $\text{SOUT} = 1\text{V}$	1			mA
SOUT to OUT (Rise) DELAY ( $t_{\text{DELAY}}$ )	COMP = 2.5V, FB = 1V (Note 10) $R_{\text{DELAY}} = 120\text{k}$		40 120		ns ns
$V_{\text{DELAY}}$			0.9		V
<b>OUT DRIVER</b>					
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	$I_{(\text{GATE})} = 0\mu\text{A}$ , COMP = 2.5V, FB = 1V	11.5	13	14.5	V
OUT Low Level	$I_{(\text{GATE})} = 20\text{mA}$ $I_{(\text{GATE})} = 200\text{mA}$		0.45 1.25	0.75 1.8	V V
OUT High Level	$I_{(\text{GATE})} = -20\text{mA}$ , $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ , COMP = 2.5V, FB = 1V $I_{(\text{GATE})} = -200\text{mA}$ , $V_{\text{IN}} = 12\text{V}$ , COMP = 2.5V, FB = 1V	9.9 9.75			V V
OUT Active Pull-Off in Shutdown	$V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ , $\text{SD\_VSEC} = 0\text{V}$ , $\text{OUT} = 1\text{V}$	20			mA
OUT Max Duty Cycle	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{\text{DELAY}} = 10\text{k}$ ( $f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$ ), $V_{\text{IN}} = 10\text{V}$ $\text{SD\_VSEC} = 1.4\text{V}$ , $\text{SS\_MAXDC} = V_{\text{REF}}$	83	90		%
OUT Max Duty Cycle Clamp	COMP = 2.5V, FB = 1V, $R_{\text{DELAY}} = 10\text{k}$ ( $f_{\text{OSC}} = 200\text{kHz}$ ), $V_{\text{IN}} = 10\text{V}$ $\text{SD\_VSEC} = 1.32\text{V}$ , $\text{SS\_MAXDC} = 1.84\text{V}$ $\text{SD\_VSEC} = 2.64\text{V}$ , $\text{SS\_MAXDC} = 1.84\text{V}$	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
<b>SOFT-START</b>					
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		$\mu\text{A}$

**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 $125^\circ\text{C}$ 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  $V_{IN(ON)(MAX)} < V_Z < 25\text{V}$  の外部ツェナー・ダイオードを  $V_{IN}$  ピンからグランドに接続する。

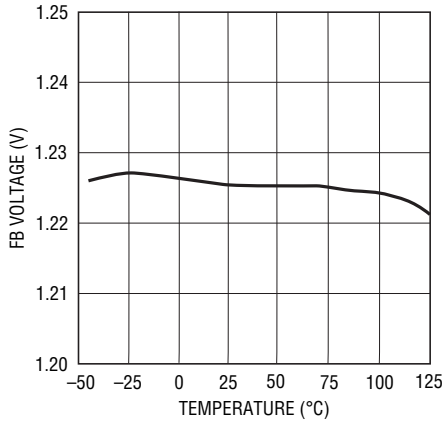
**Note 9:**  $V_{IN}$  起動電流は  $V_{IN} = V_{IN(ON)} - 0.25\text{V}$  で測定され、( $V_{IN(ON)}$ でのワーストケース  $V_{IN}$  起動電流と相関をとるため) 1.18 倍する。

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

# LT1952/LT1952-1

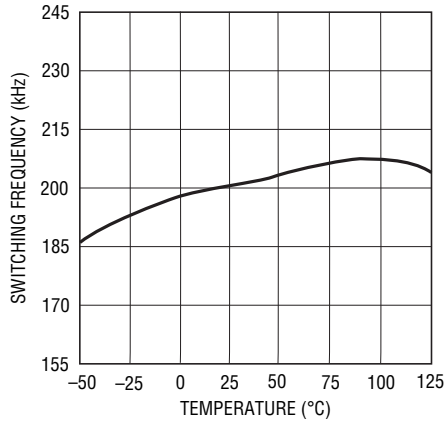
## 標準的性能特性

FB 電圧と温度



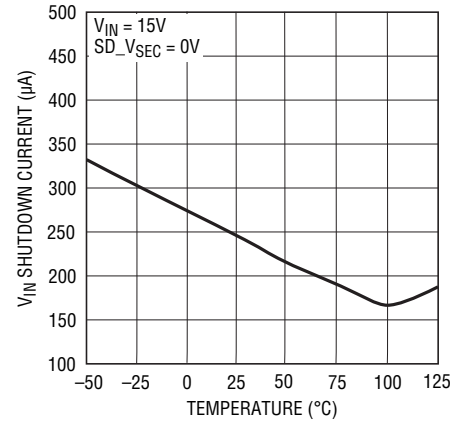
1952 G01

スイッチング周波数と温度



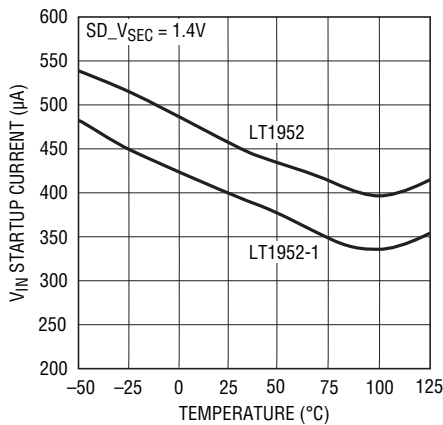
1952 G02

$V_{IN}$  シャットダウン電流と温度



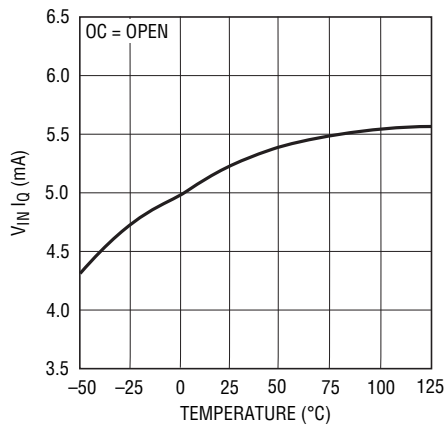
1952 G03

$V_{IN}$  起動電流と温度



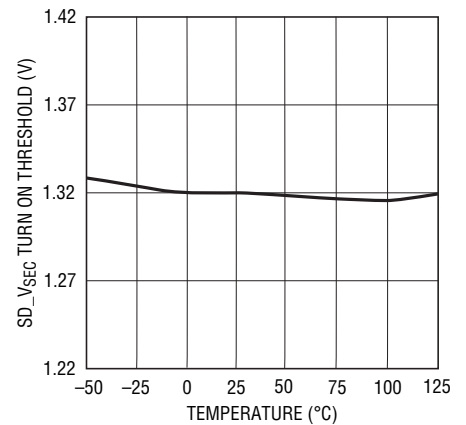
1952 G04

$V_{IN}$   $I_Q$  と温度



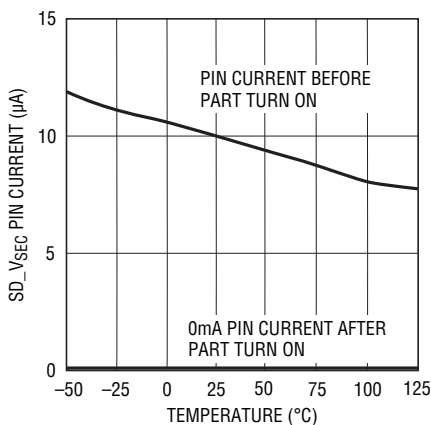
1952 G05

$SD\_V_{SEC}$  のターンオン・スレッシュホールドと温度



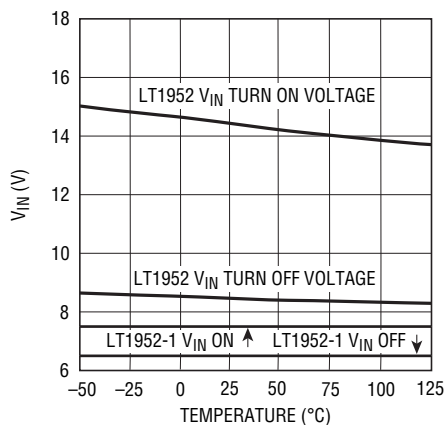
1952 G06

$SD\_V_{SEC}$  ピン電流と温度



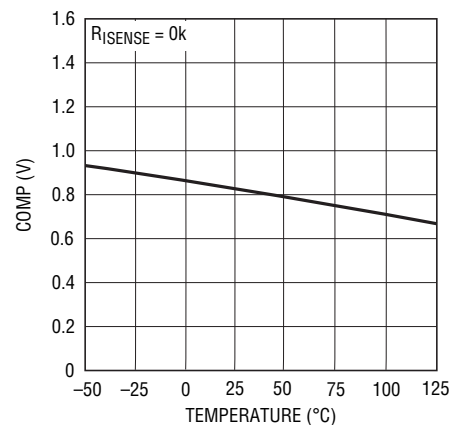
1952 G07

$V_{IN}$  のターンオン/ターンオフ電圧と温度



1952 G08

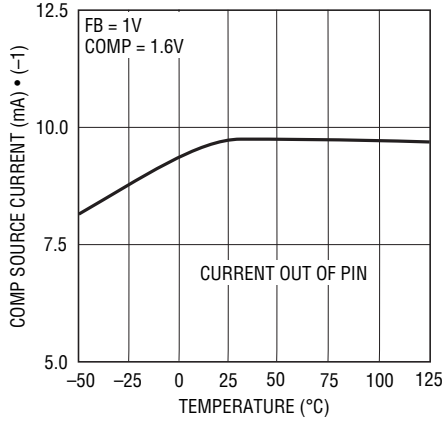
COMP のアクティブ・スレッシュホールドと温度



1952 G09

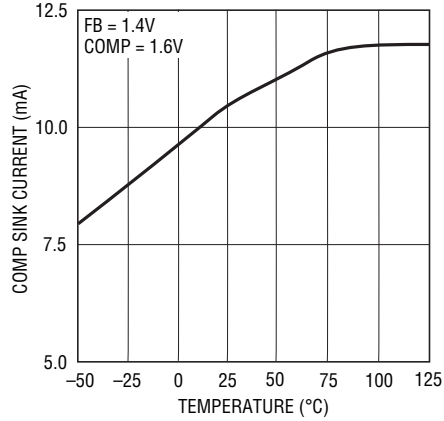
標準的性能特性

COMP ソース電流と温度



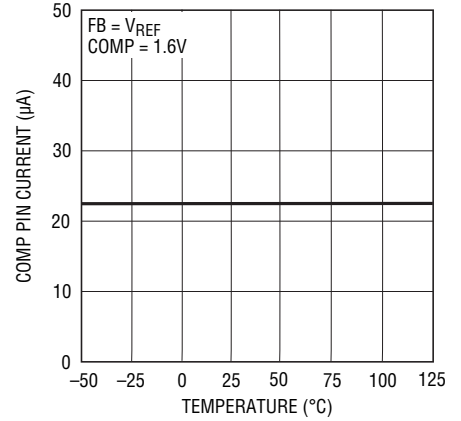
1952 G10

COMP シンク電流と温度



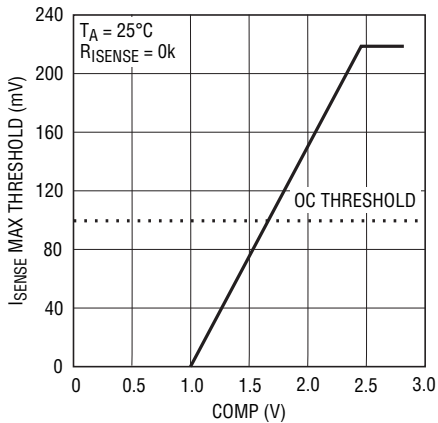
1952 G11

(ディスエーブルされた) COMP ピン電流と温度



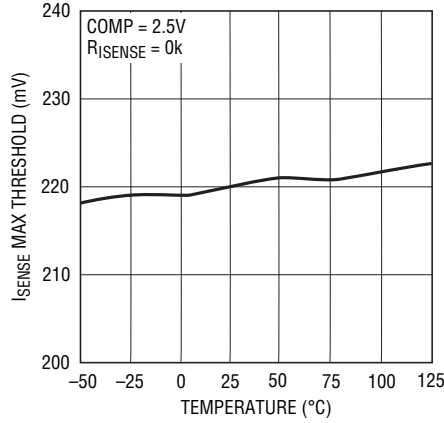
1952 G12

最大 I<sub>SENSE</sub> スレッシュホールドと COMP



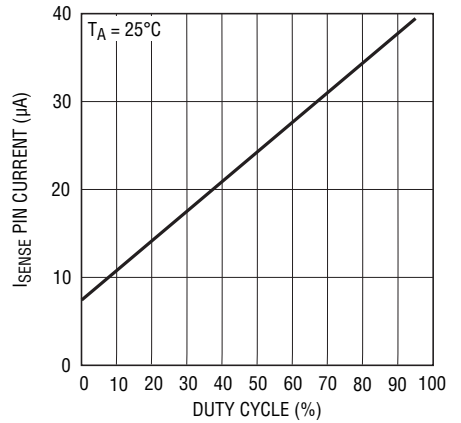
1952 G13

最大 I<sub>SENSE</sub> スレッシュホールドと温度



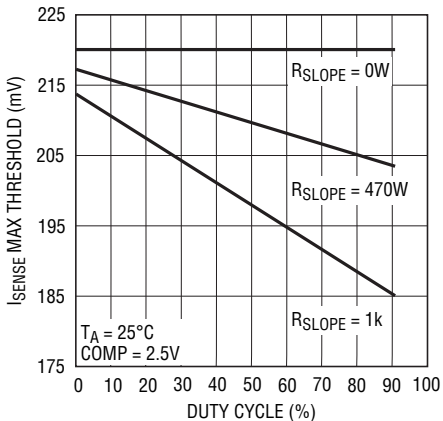
1952 G14

(ピンから流れ出す) I<sub>SENSE</sub> ピン電流とデューティ・サイクル



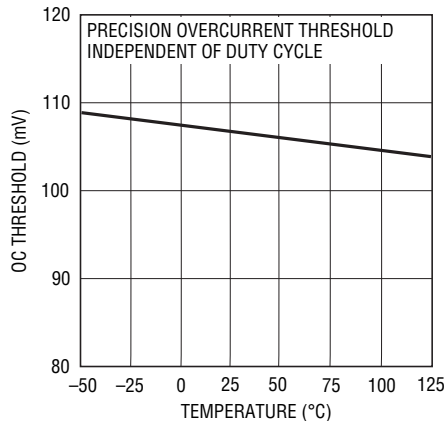
1952 G15

I<sub>SENSE</sub> の最大スレッシュホールドとデューティ・サイクル (プログラミング・スロープ補償)



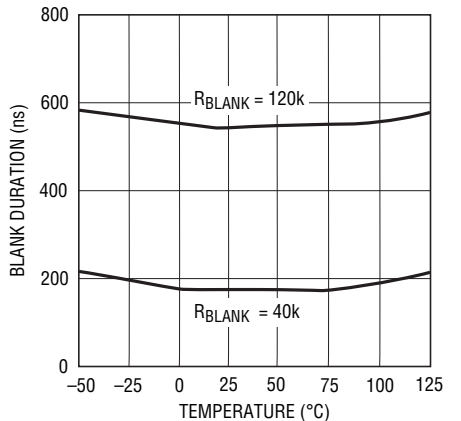
1952 G16

OC (過電流) スレッシュホールドと温度



1952 G17

ブランク継続時間と温度

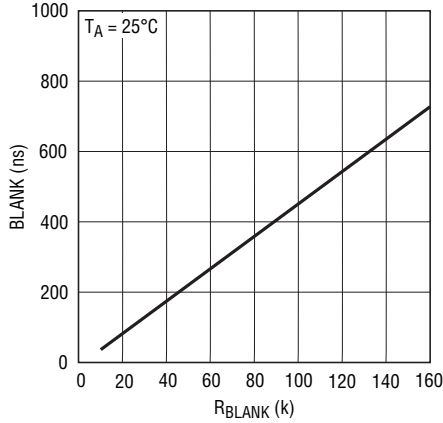


1952 G18

# LT1952/LT1952-1

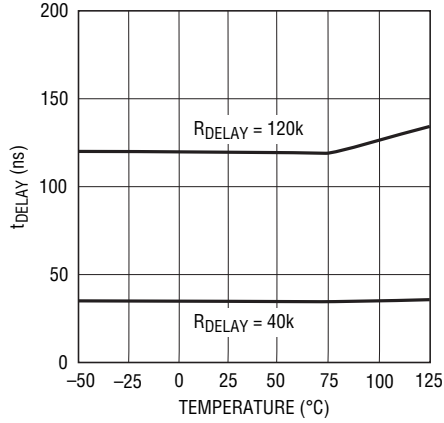
## 標準的性能特性

ブランク継続時間と  $R_{BLANK}$



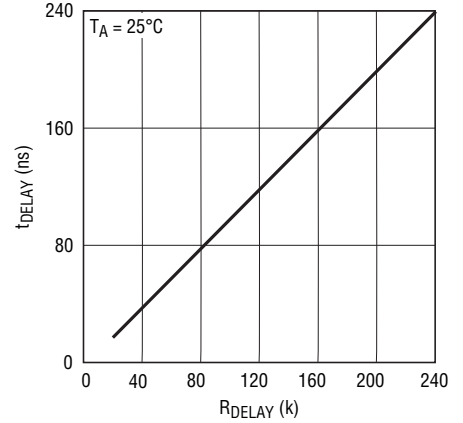
1952 G26

$t_{DELAY}$  (SOUTの立上りからOUTの立上り)と温度



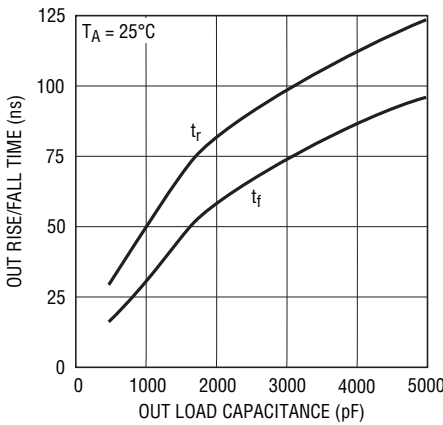
1952 G19

$t_{DELAY}$  (SOUTの立上りからOUTの立上り)と  $R_{DELAY}$



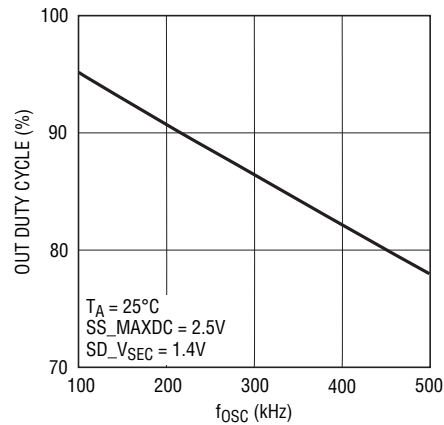
1952 G27

OUTの立上り/立下り時間とOUTの負荷容量



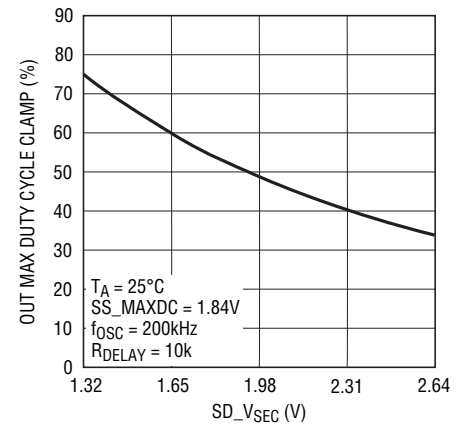
1952 G20

OUT:最大デューティ・サイクルと  $f_{OSC}$



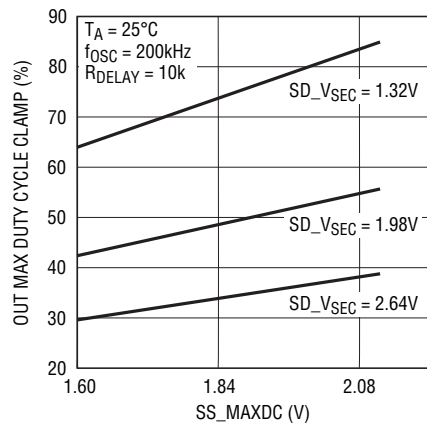
1952 G21

OUT:最大デューティ・サイクル CLAMPと  $SD\_VSEC$



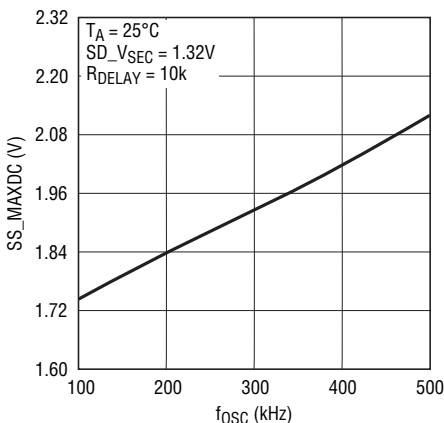
1952 G22

OUT:最大デューティ・サイクル CLAMPと  $SS\_MAXDC$



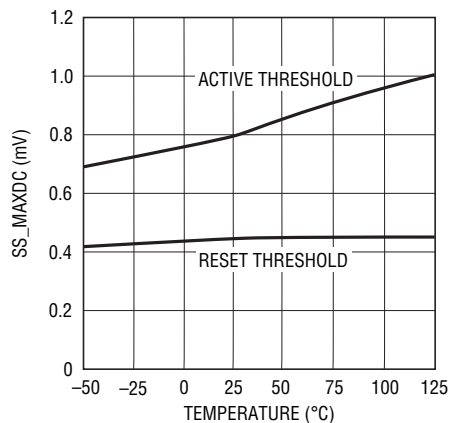
1952 G23

$SS\_MAXDC$  設定と  $f_{OSC}$  (OUT DC = 72%)



1952 G24

$SS\_MAXDC$  のリセットおよびアクティブ・スレッシュولدと温度



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、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にプログラムされます。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、グラウ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( $SS\_MAXDC = 1.84V$ 、 $SD\_V_{SEC} = 1.32V$ 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。

**VREF (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 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを使ってグラウ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 $\mu$ 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・グラウンド。

**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出力および電流検出アンプの出力の延長ブランキング期間を調節し、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、ブランキ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の立上りエッジとOUTの立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・グラウンド。

**OUT (ピン14)** : Nチャンネル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・プルオフが有効です(「電気的特性」を参照)。

**VIN (ピン15)** : デバイスの入力電源。近くでグラウ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・プルオフが有効です(「電気的特性」を参照)。

## タイミング図

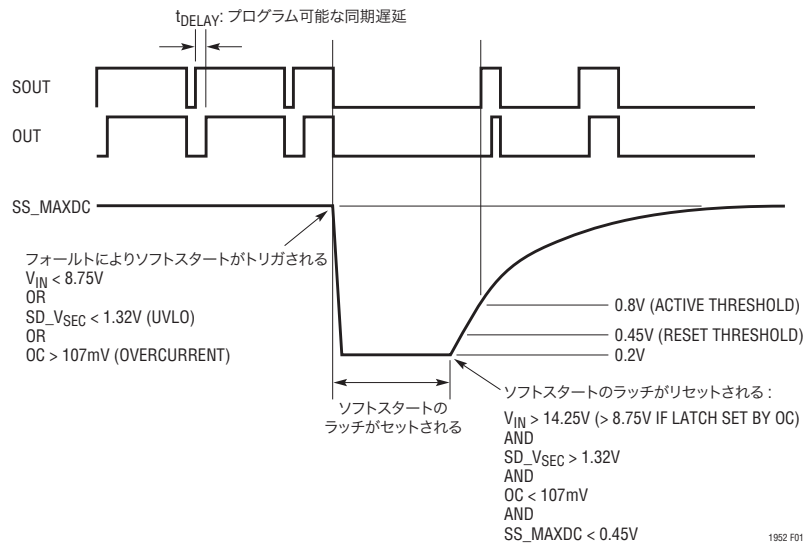


図1. タイミング図

## ブロック図

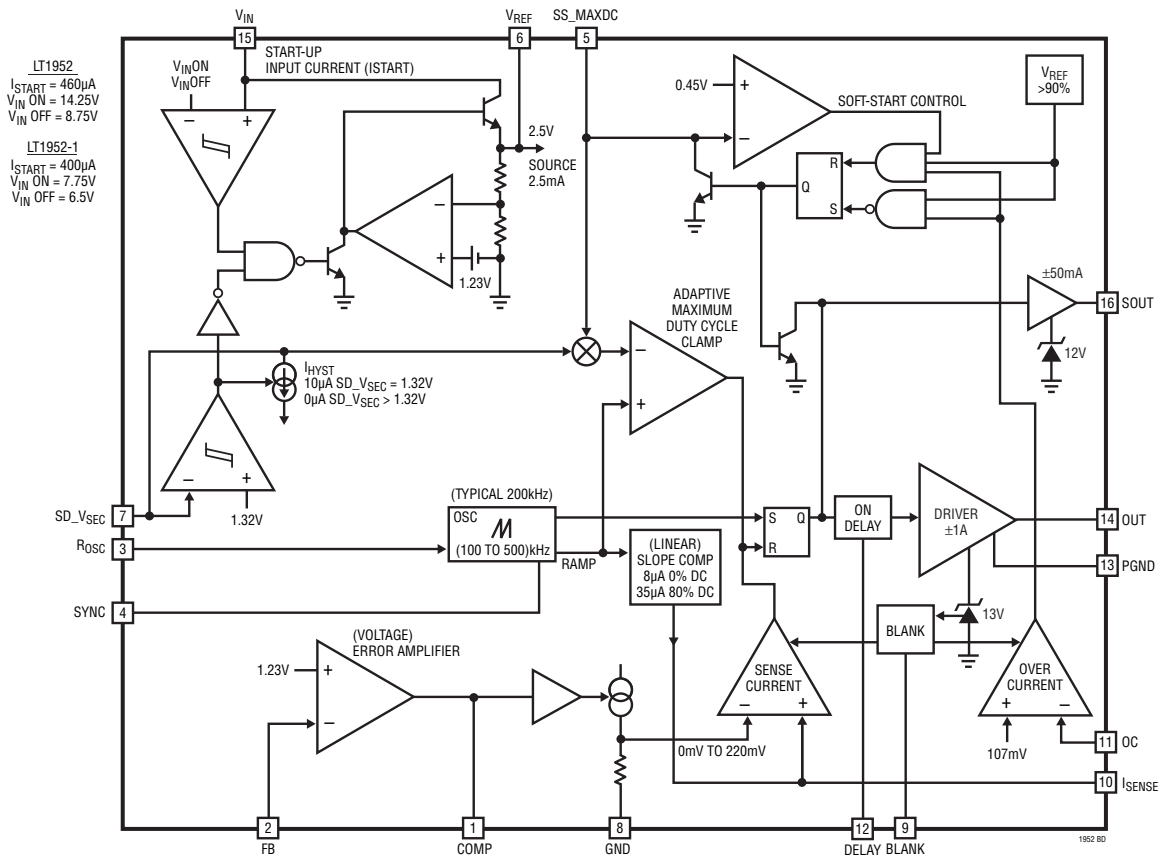


図2. ブロック図

## 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スレッシュホールドにより、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されます。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、VIN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VREFピンがアクティブになり、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スレッシュホールドは、システム入力電圧の低電圧ロックアウト(UVLO)スレッシュホー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スレッシュホー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、VIN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VIN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)と組み合わせられて、VINピンに給電するシステムVIN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)。VINのコンデンサの値は、コンバータの補助巻線がVINピンへの給電を引き継ぐ前に、VINがそのターンオフ・スレッシュホー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tDELAYだけSOUTのターンオンから遅れます(図2)。tDELAYはDELAYピンからグラウ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、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VIN、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・ブランキング

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・ブランキ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)。延長ブランキング期間はBLANKピンからグラウ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・サイクルが大きすぎると、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ス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、 $R_{DS(on)}$ 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っては、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。トランス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ピンからグラウ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。V<sub>IN</sub>が低すぎる、SD\_VSECが低すぎる(UVLO)、またはOCピンの107mVの過電流スレッシュホールドを超えると、ソフト

スタート・イベントがトリガされます。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・スレッシュホールドの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ピンからグラウ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 (ISENSEピン)

LT1952/LT1952-1の電流モード・トポロジでは、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、この電圧が精確なリファレンス(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ュホールド(I<sub>SENSE</sub>)を定めます。0.8V(アクティブ・スレッシュホールド)と2.5Vの間のCOMP電圧が0mV~220mVの最大I<sub>SENSE</sub>スレッシュホールドを定めます。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I<sub>SENSE</sub>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、I<sub>SENSE</sub>スレッシュホールドが増加し、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  $8\mu A$  (0%のデューティ・サイクル) から  $35\mu A$  (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  $100mV$  検出スレッシュホールドがあり、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)。 $107mV$ のスレッシュホールドは  $I_{SENSE}$  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、 $0.8V$ 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 ( $= f_{SYNC}/f_{OSC}$ ) だけ大きくします。

## 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  $SD\_V_{SEC}$  ピンに精密な  $1.32V$  のシャットダウン・スレッシュホールドを備えています。このスレッシュホー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・スレッシュホールド (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  $10\mu A$ 、デバイスがオンした後は  $0\mu A$ )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ュホールドは以下のように計算することができます。

$$V_{S\ OFF}\ \text{スレッシュホールド} = 1.32[1 + (R1/R2)]$$

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

簡単なオープン・ドレイン・トランジスタを  $SD\_V_{SEC}$  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・スレッシュホールドを超えて  $SD\_V_{SEC}$  ピンを引き上げる外部ソース電流 ( $>10\mu A$ ) が存在しなければならないので、 $SD\_V_{SEC}$  ピンはオープンのままにはいけません。

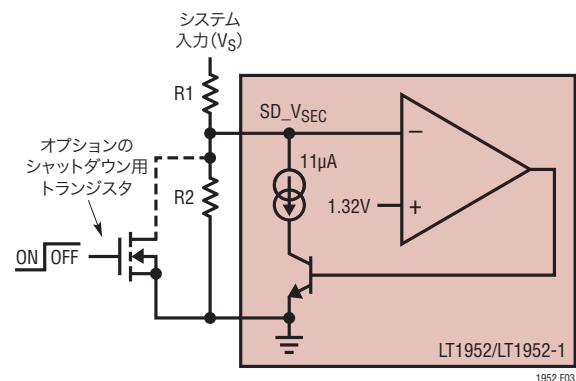


図3. 低電圧ロックアウト(UVLO)のプログラミング

### 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  $V_{IN}$  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  $V_{IN}$  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  $460\mu A$  ;

## 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<sub>IN</sub>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<sub>DRIVE</sub>)をドライブします。V<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub>ピンへの給電を引き継ぐ前に、V<sub>IN</sub>がそのターンオフ・スレッシュホー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<sub>START</sub>とC<sub>START</sub>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)

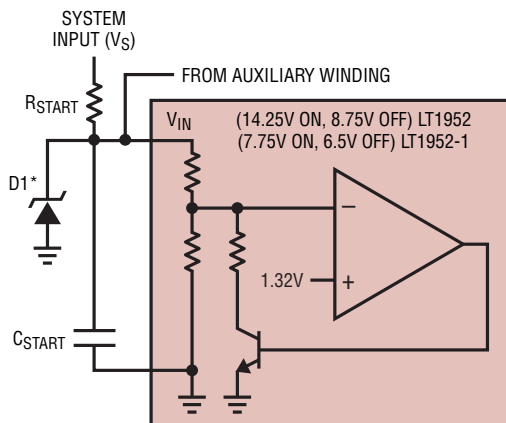
V<sub>S(MIN)</sub> = 36V、V<sub>IN ON(MAX)</sub> = 15.75V、  
I<sub>START(MAX)</sub> = 700 $\mu$ A、I<sub>Q(MAX)</sub> = 5.5mA、  
I<sub>DRIVE(MAX)</sub> = 5mA、V<sub>IN HYST(MIN)</sub> = 3.75V  
および t<sub>START</sub> = 100 $\mu$ sでは、

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

$$C_{START} = (5.5mA + 5mA) \cdot 100\mu s / 3.75V = 0.28\mu F$$

(一般に  $\geq 1\mu F$  を選択)

システム入力電圧がLT1952/LT1952-1のV<sub>IN</sub>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<sub>IN</sub>ピンからグラウンドに接続します。これは、V<sub>IN</sub>がV<sub>IN ON</sub>を超えて充電されても、SD\_VSEC < 1.32Vなのでデバイスがオンしない状態をカバーします。この状態では、V<sub>IN</sub>はシステムV<sub>IN</sub>に向かって充電を続け、V<sub>IN</sub>ピンの定格を超えることもあります。ツェナー電圧はV<sub>IN ON(MAX)</sub> < V<sub>Z</sub> < 25Vにします。



\*FOR V<sub>S</sub> > 25V, ZENER D1 RECOMMENDED  
(V<sub>IN ON(MAX)</sub> < V<sub>Z</sub> < 25V)  
1952 F04

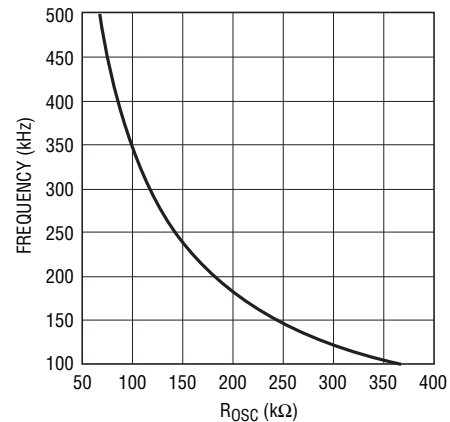
図4. 低電力起動

## 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<sub>OSC</sub>)は、R<sub>OSC</sub>ピンとグラウンドの間に接続した外部抵抗(R<sub>OSC</sub>)を使ってプログラムします。標準的f<sub>OSC</sub>とR<sub>OSC</sub>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の範囲でプログラム可能です。

R<sub>OSC</sub>抵抗をR<sub>OSC</sub>ピンにできるだけ近づけて配置し、R<sub>OSC</sub>ノードの面積をできるだけ小さく保って、R<sub>OSC</sub>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。R<sub>OSC</sub>抵抗のグラウンド側は(アナログ・グラウンドの)GNDピンに直接戻します。R<sub>OSC</sub>は次のように計算することができます。

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



1952 F05

図5. 発振器周波数(f<sub>osc</sub>)とR<sub>osc</sub>

## リーディング・エッジ・ブ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<sub>SENSE</sub>ピンのスレッシュホールドを超えて、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<sub>SENSE</sub>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・ブ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

ブランキングは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キングします。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 $V_{IN}$ 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 $I_{SENSE}$ のコンパレータの出力を自動的にブランキングすることにより、真の「リーディング・エッジ・ブランキング」をおこないます。ブランキングの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。ブランキ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。ブランキングの継続時間は次のように近似できます。

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

(「標準的性能特性」のグラフを参照)

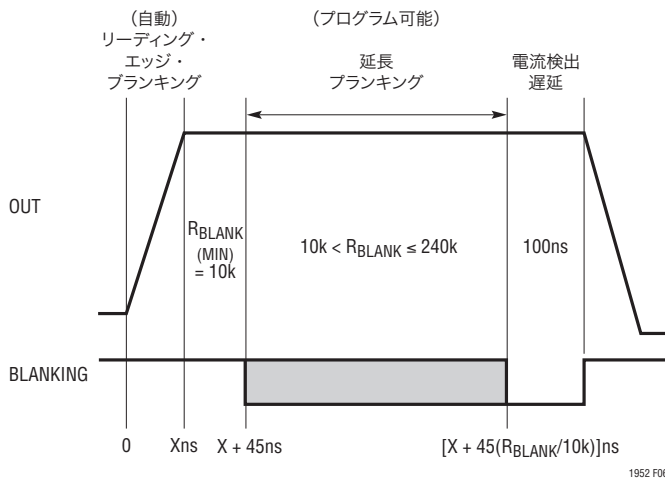


図6. リーディング・エッジ・ブランキングのタイミング

### 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 $I_{SENSE}$ 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。

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

ここで、

$R_S$  = 1次側MOSFETのソースに接続されたセンス抵抗

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

$N_S$  = トランスの2次側巻数

$N_P$  = 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ので、PCBで生じるノイズの影響を受けにくく、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 $I_{SENSE}$ 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 $I_{SENSE}$ ピンに発生します。 $I(I_{SENSE}) \cdot R_{SLOPE}$ 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、 $I_{SENSE}$ 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「 $I_{SENSE}$ ピンの電流とデューティ・サイクル」および「 $I_{SENSE}$ 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。)

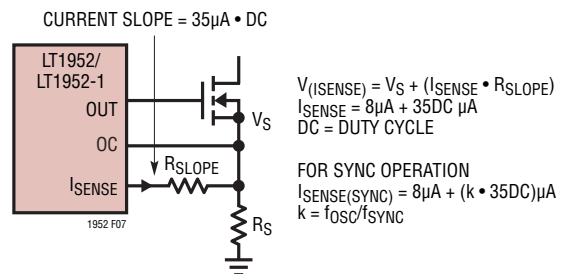


図7. スロープ補償のプログラミング

## 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<sub>DELAY</sub>)

LT1952/LT1952-1は12Vにクランプされた±50mA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<sub>DELAY</sub>、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。DELAYピンからグラウンドに接続した抵抗R<sub>DELAY</sub>によりt<sub>DELAY</sub>の値が設定されます。t<sub>DELAY</sub>の標準値はR<sub>DELAY</sub> = 10kでの10nsからR<sub>DELAY</sub> = 160k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。)

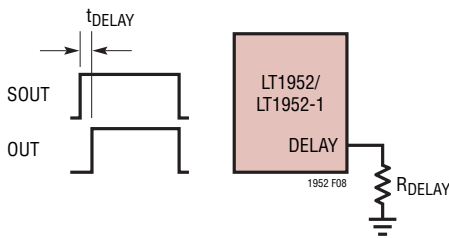


図8. プログラム可能なSOUTからOUTの遅延:t<sub>DELAY</sub>

### 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、トランスの入力電圧に適應した最大スイッチ・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し、トランス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<sub>REF</sub>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。

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

ここで、

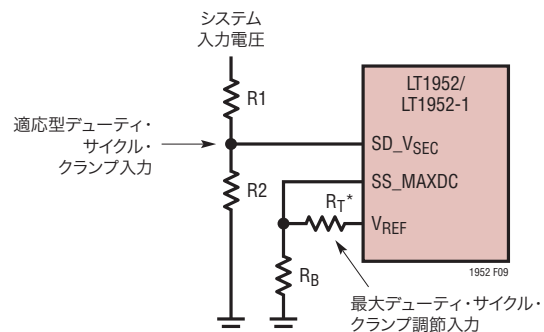
$$\text{SS\_MAXDC(DC)} = V_{\text{REF}}(R_B / (R_T + R_B))$$

$$\text{SD\_VSEC} = \text{最小システム入力電圧で } 1.32\text{V}$$

$$t_{\text{DELAY}} = \text{SOUTとOUTの間のプログラムされた遅延}$$

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

- (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・フルアップを  
保証するため最小許容 R<sub>T</sub> 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

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

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

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。

$SS\_MAXDC(DC)$  (100kHz)  
 $= SS\_MAXDC(DC)$  (200kHz)  $\cdot k$  (200kHz)/ $k$  (100kHz)  
 $= 1.84 \cdot 1.0/1.055 = 1.74V$  (100kHzでは $k = 1.055$ )

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。

$SS\_MAXDC(DC)$  ( $f_{sync}$ ) =  $SS\_MAXDC(DC)$  (200kHz)  $\cdot [(f_{osc}/f_{sync}) + 0.09(f_{osc}/200kHz)0.6]$

$SS\_MAXDC(DC)$  (200kHz) = 1.84V (72% デューティ・サイクル)の場合、

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

### 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)  $V_{IN} < 8.75V$ 、または
- (2)  $SD\_VSEC < 1.32V$  (UVLO)、または
- (3)  $OC > 107mV$  (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、グラウンドに引き下げられます。

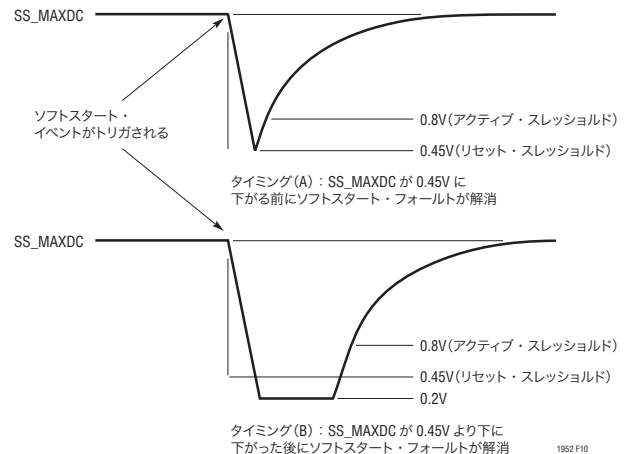


図10. ソフトスタートのタイミング

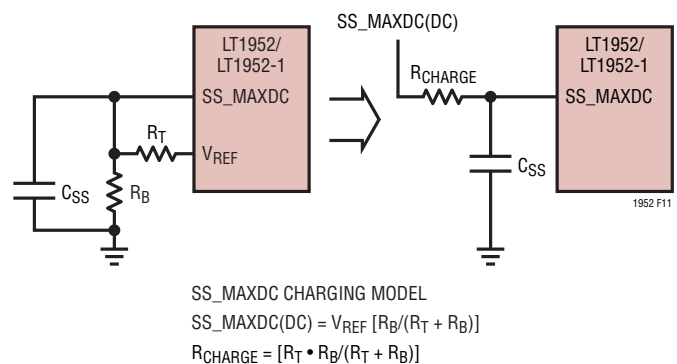


図11. ソフトスタートのタイミングのプログラミング

## 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)  $V_{IN} > 14.25^* (7.75V \text{ LT1952-1})$ 、および
- (B)  $SD\_V_{SEC} > 1.32V$ 、および
- (C)  $OC < 107mV$ 、および
- (D)  $SS\_MAXDC < 0.45V$  ( $SS\_MAXDC$ のリセット・スレッシュヨルド)

\*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  $V_{IN} > 8.75V (6.5V \text{ LT1952-1})$  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があることが図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、

$I_{DIS} = C_{SS}$ の正味放電電流

$C_{SS} = SS\_MAXDC$ ピンのコンデンサの値

$SS\_MAXDC(DC) =$  プログラムされたDC電圧

$V_{SS(MIN)} =$  再充電前の最小SS\_MAXDC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、

$$V_{REF} = 2.5V。$$

$$SS\_MAXDC(DC) = V_{REF}[R_B/(R_T + R_B)]$$

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

例

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

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

$$SS\_MAXDC(DC) = 1.84V$$

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

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。150 $\mu$ A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・スレッシュヨ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。

$$V_{SS}(t) = SS\_MAXDC(DC) (1 - e^{(-t/RC)})$$

## 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 =  $V_{REF}(R_B/(R_T + R_B))$

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

$C = C_{SS}$  (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・スレッシュホールド (0.45V) に達する前に解消すると仮定します。

スイッチングしない期間 =  $t_{DISCHARGE} + t_{CHARGE}$

$t_{DISCHARGE}$  =  $SS\_MAXDC(DC)$  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 185 $\mu$ s 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。

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

ステップ 3:

$t(V_{SS} = 0.8V)$  は以下から計算されます。

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

ステップ 1 とステップ 2 から次のようになります。

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

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

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

### 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・スレッシュホールド ( $UVLO$ ) 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、 $SD\_V_{SEC} = 1.32V$  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) = 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、fOSC = 200kHzおよびRDELAY = 40k

これにより、k = 1およびtDELAY = 40nsとなります。

上式を整理してSS\_MAXDC = VSS(REG)について解くと

$$\begin{aligned} &= [0.6 + (t_{DELAY} \cdot f_{OSC})(SD\_VSEC)] / (k \cdot 0.522) \\ &= [0.6 + (40ns \cdot 200kHz)(1.32V)] / (1 \cdot 0.522) \\ &= (0.608)(1.32) / 0.522 = 1.537V \end{aligned}$$

ステップ3: t(VSS(REG)) - t(VSS(ACTIVE)) を計算します。

SS\_MAXDCが与えられた電圧VSS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。

$$t = RCHARGE \cdot C_{SS} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - V_{SS}/SS\_MAXDC(DC))$$

(SS\_MAXDCの充電モデルが図11に与えられています)

RT = 35.7kでは、RB = 100k、RCHARGE = 26.3k

$$\begin{aligned} C_{SS} = 0.1\mu F \text{では、} t(V_{SS(ACTIVE)}) \\ &= t(V_{SS(0.8V)}) = 2.63e^4 \cdot 1e^{-7} \cdot (-1) \cdot \ln(1 - 0.8/1.84) \\ &= 2.63e^{-3} \cdot (-1) \cdot \ln(0.565) = 1.5e^{-3} \text{ s} \end{aligned}$$

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

コンバータの出力の立上り時間

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

**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VSS(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。

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

$$\begin{aligned} X = 2 \text{ および } V_{SS(MIN)} = 0.45V \text{ では、} \\ t(0.98 \cdot 1.84) - t(0.45) = t(1.803) - t(0.45) \end{aligned}$$

前の計算から、t(0.45) = 7.3e-4 s。

RT、RBおよびCSSの前の値を使うと次のようになります。

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

したがって、SS\_MAXDCがその最小リセット・スレッシュホールドの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。

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

### 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クアップ・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ルアップ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

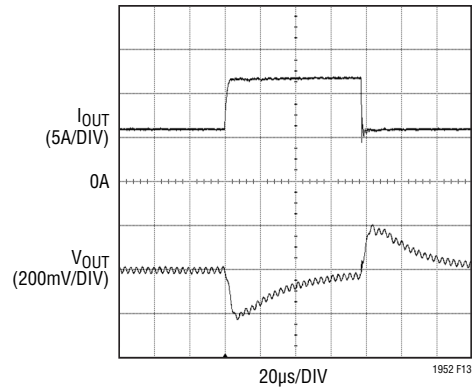
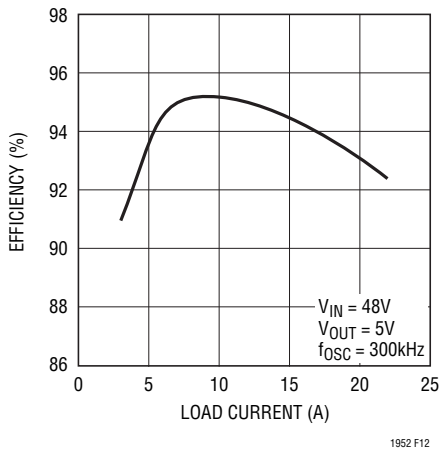


図13. 出力電圧過渡応答  
(6A/μsで6Aから12Aの負荷ステップ)

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)

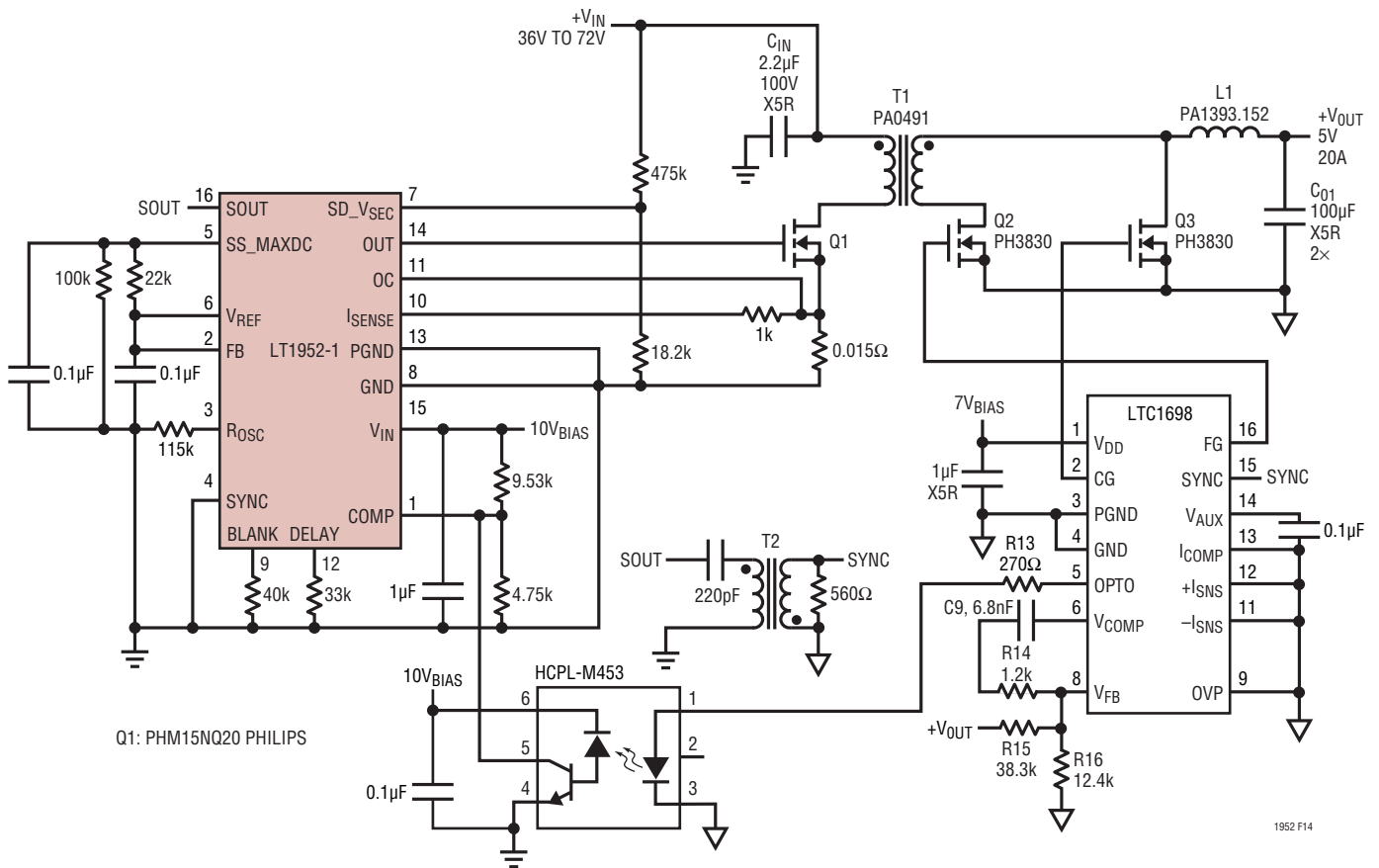


図14. 36V~72V入力から5V/20Aの同期式フォワード・コンバータ



# LT1952/LT1952-1

## 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、精密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。

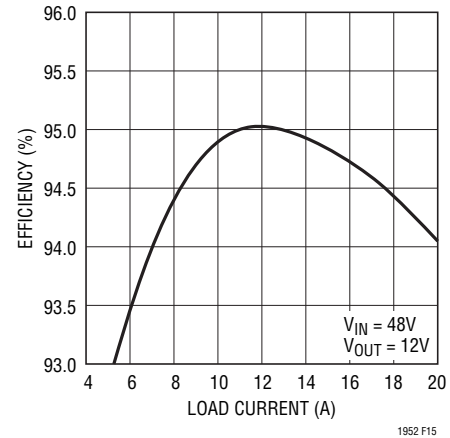


図15. LT1952をベースにした同期式「バス・コンバータ」の効率と負荷電流(図16の回路の場合)

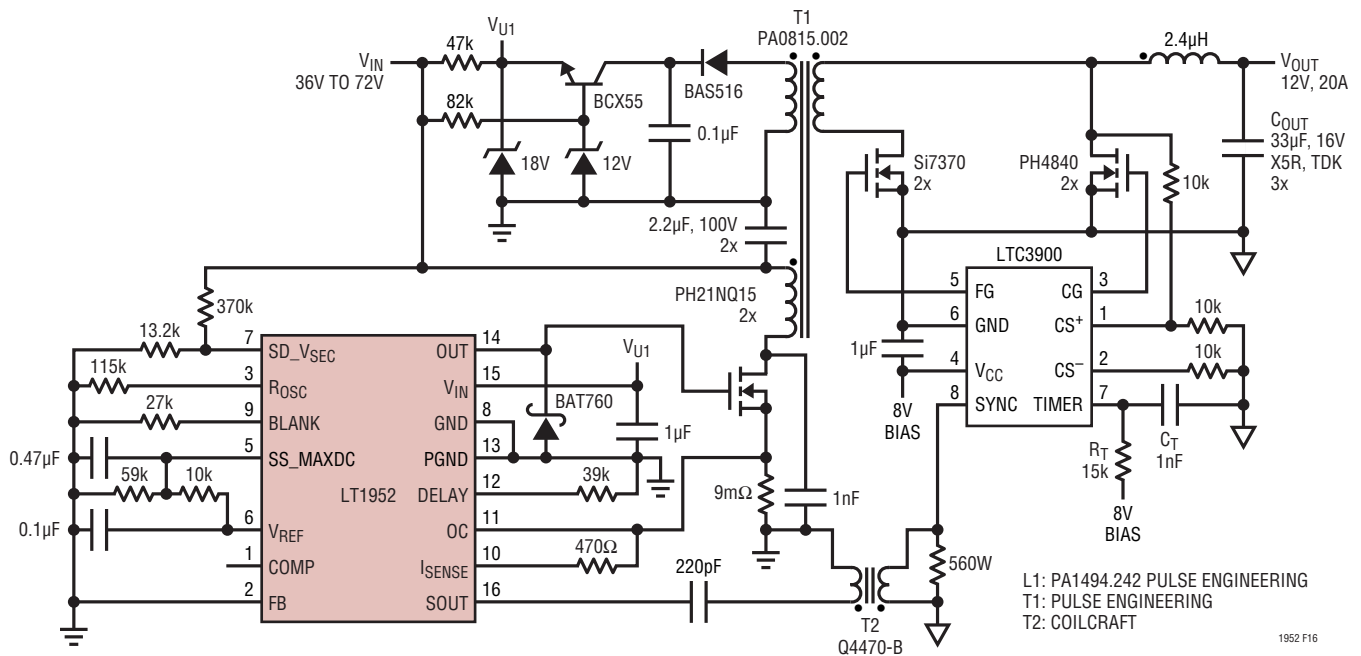


図16. 36V～72V入力から12V/20Aの「オプトカプラ」を使わない同期式「バス・コンバータ」

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・ヒックアップ・モードと組み合わせられたOCピンの精密電流制限スレッシュホールドを使って、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クアップ・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コストを大幅に小さくすることができます。

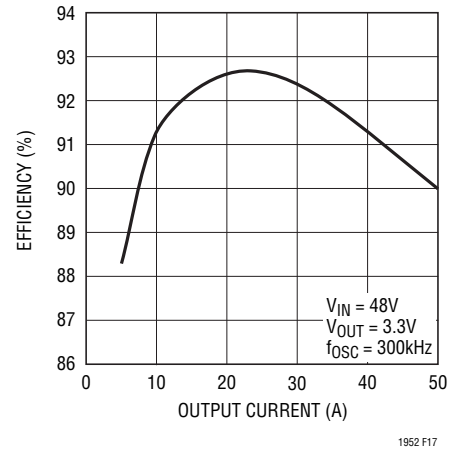


図17. LT1952をベースにした同期式フォワード・コンバータの効率と負荷電流(図18の回路の場合)

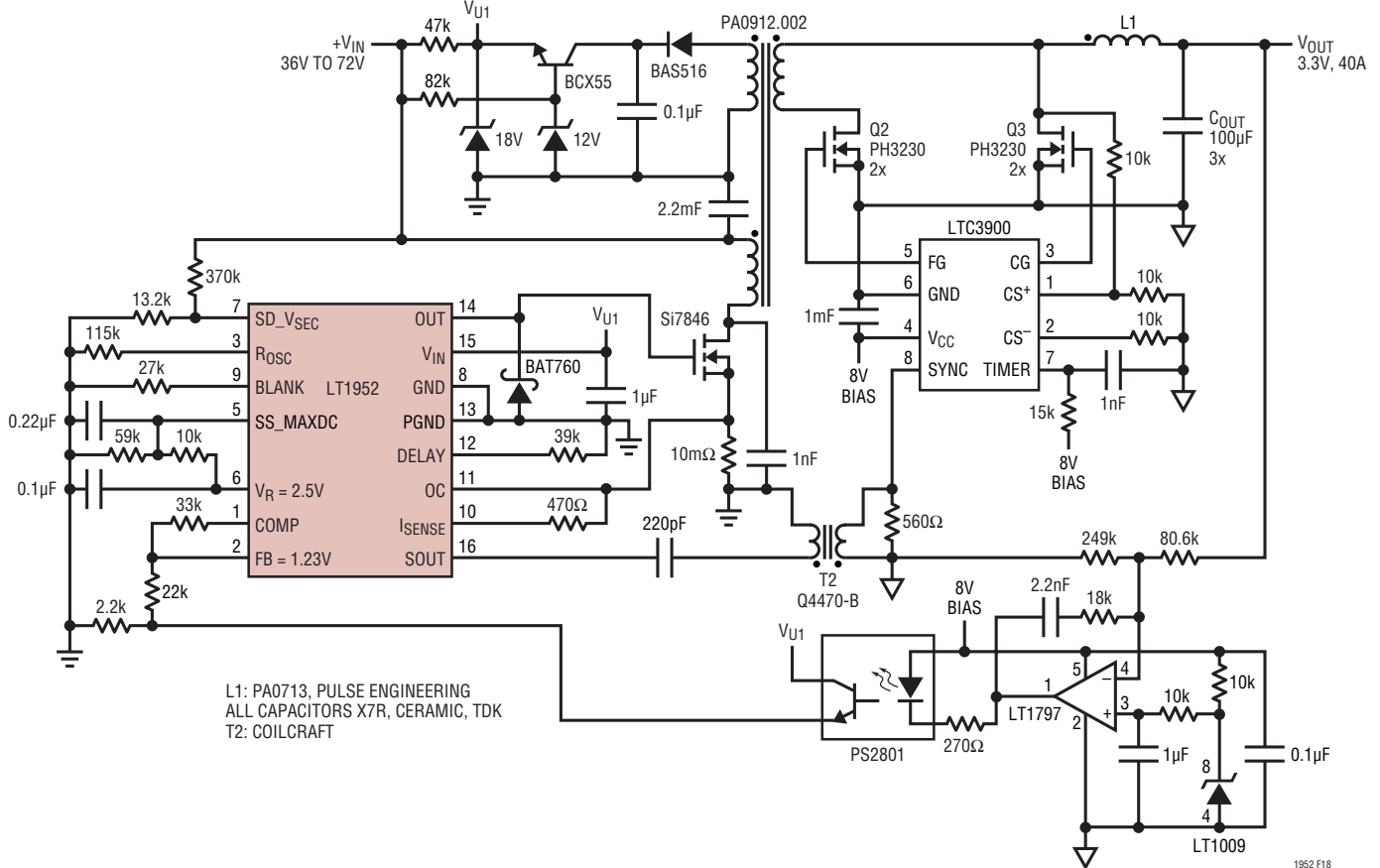


図18. 36V～72V、3.3V/40Aの同期式フォワード・コンバータ

## 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<sub>IN</sub>・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×(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<sub>T</sub>およびR<sub>B</sub>の値が決まります。

(1) スwitchのデューティ・サイクルを最小システム入力電圧(V<sub>S(MIN)</sub>)にプログラムする

(a) R<sub>T(1)</sub> = 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)

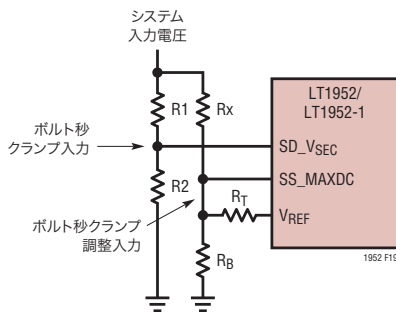


図19. バス・コンバータ・アプリケーションの最大デューティ・サイクル・クランプの最適プログラミング (Rxを追加)

(b) 与えられた出力電圧 V<sub>S(MIN)</sub> 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<sub>B(1)</sub> = [SS1/(2.5 - SS1)] • R<sub>T(1)</sub> を計算する

(2) R<sub>x</sub> を計算する

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

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

(3) R<sub>x</sub> 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<sub>B(1)</sub> 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<sub>S(MIN)</sub> - SS1) • R<sub>THEV(1)</sub>/R<sub>x</sub>]

(b) R<sub>B(2)</sub> = [SS2/(2.5 - SS2)] • R<sub>T(1)</sub>

(4) R<sub>x</sub> の計算に使うテブナン抵抗 R<sub>THEV(1)</sub> を R<sub>T</sub> と R<sub>B</sub> について再設定します。

(a) R<sub>B</sub> (最終値) = R<sub>B(2)</sub> • (R<sub>THEV(1)</sub>/R<sub>THEV(2)</sub>)

(b) R<sub>T</sub> (最終値) = R<sub>T(1)</sub> • (R<sub>THEV(1)</sub>/R<sub>THEV(2)</sub>)

ここで、R<sub>THEV(2)</sub> = R<sub>B(2)</sub> • R<sub>T(1)</sub> / (R<sub>B(2)</sub> + R<sub>T(1)</sub>)

例:

36V ~ 72V の入力で動作するバス・コンバータでは、V<sub>S(MIN)</sub> = 36V、V<sub>S(MAX)</sub> = 72V。

R<sub>T(1)</sub> = 10k、SS\_MAXDC = SS1 = 1.84V を選択する (V<sub>S(MIN)</sub> = 36V で 72% のデューティ・サイクルの場合)

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

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

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

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

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

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

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

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

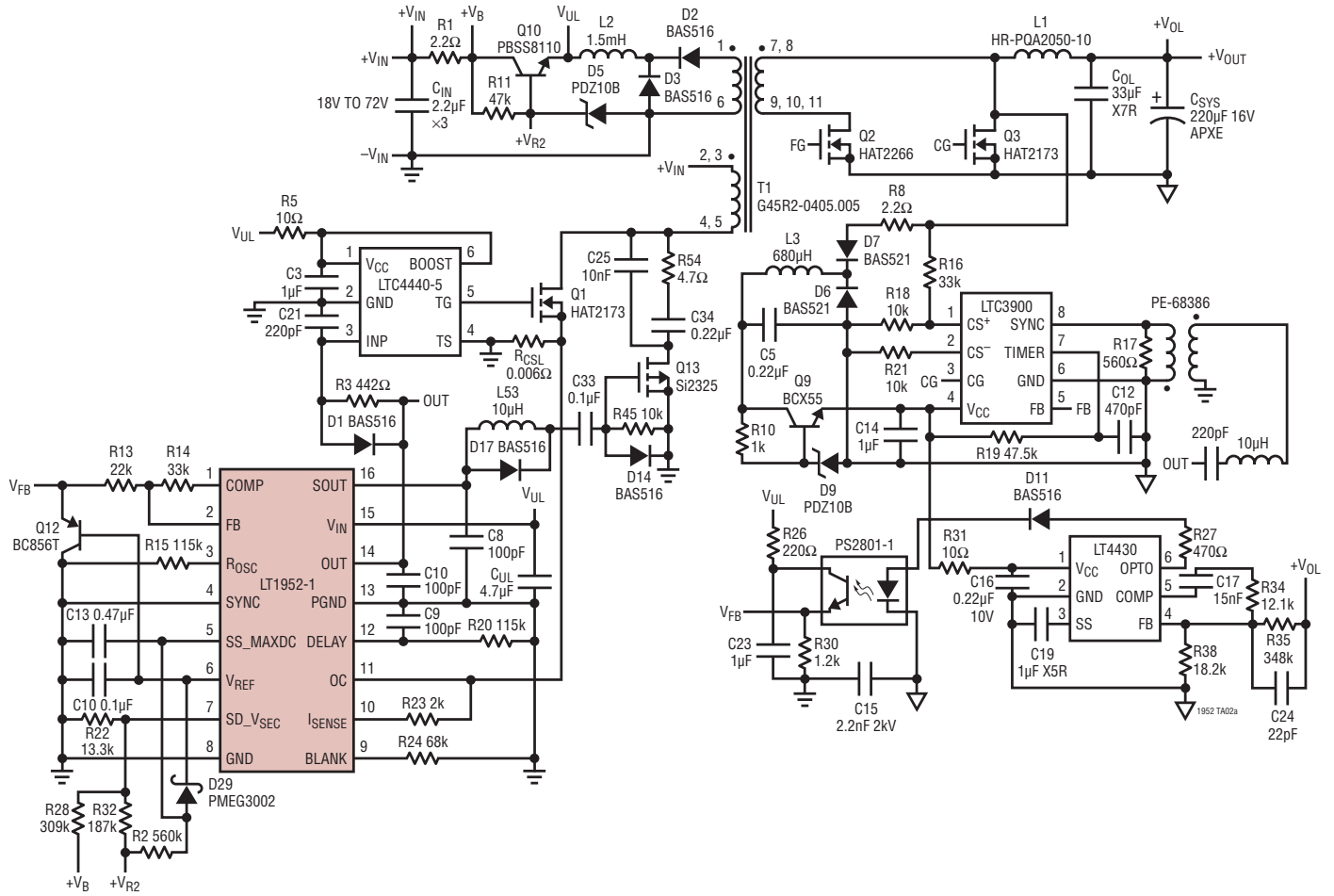
$$R_B \text{ (最終値)} = 20.6k \cdot 1.104 = 22.7k \text{ (22.6k を選択)}$$

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

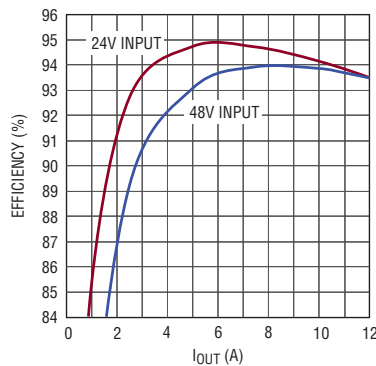


標準的応用例

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

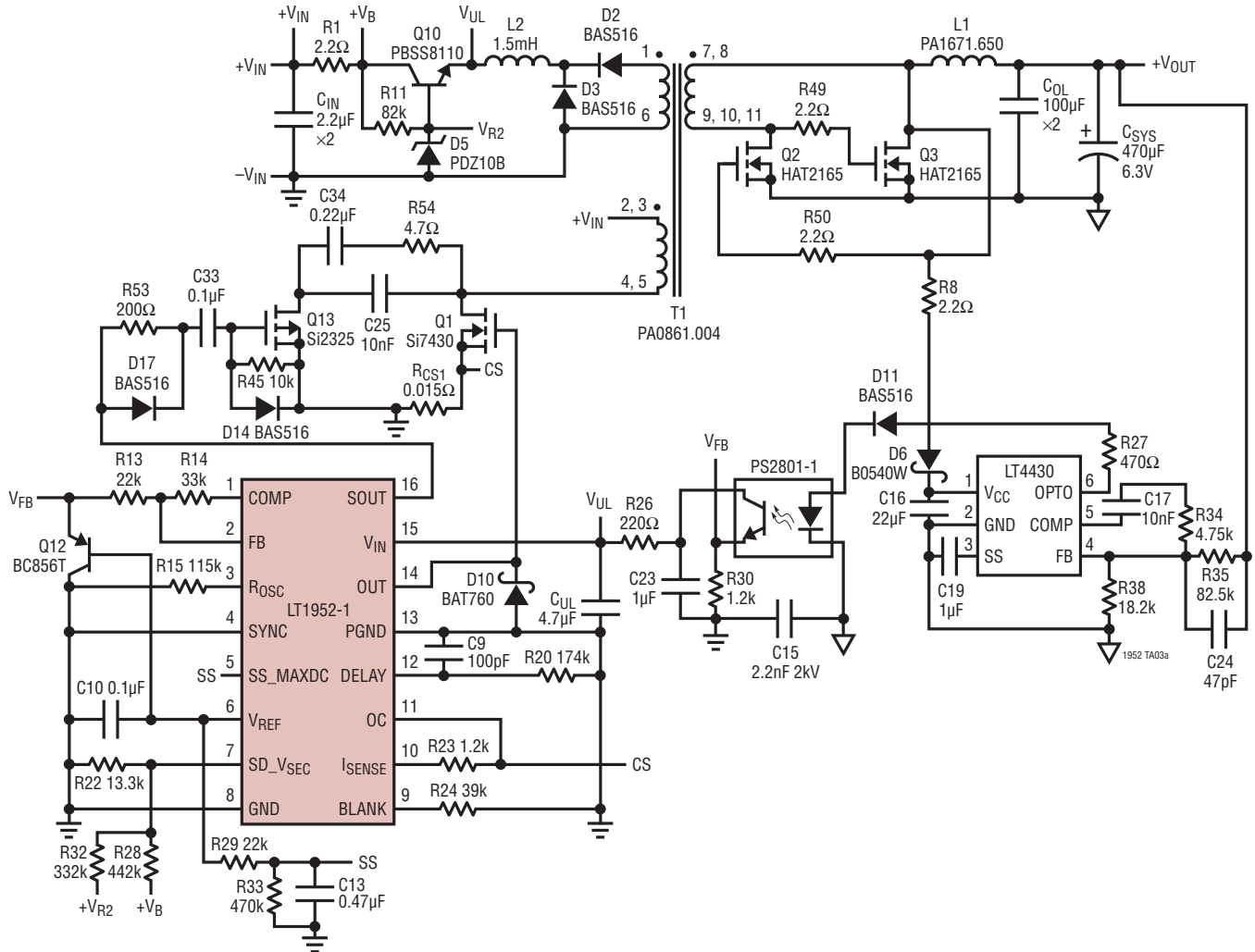


1952 TA02b

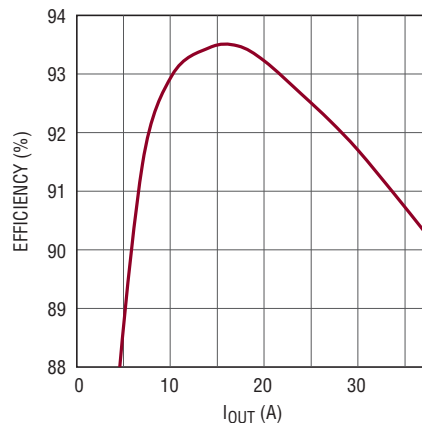
# LT1952/LT1952-1

## 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

19521fe

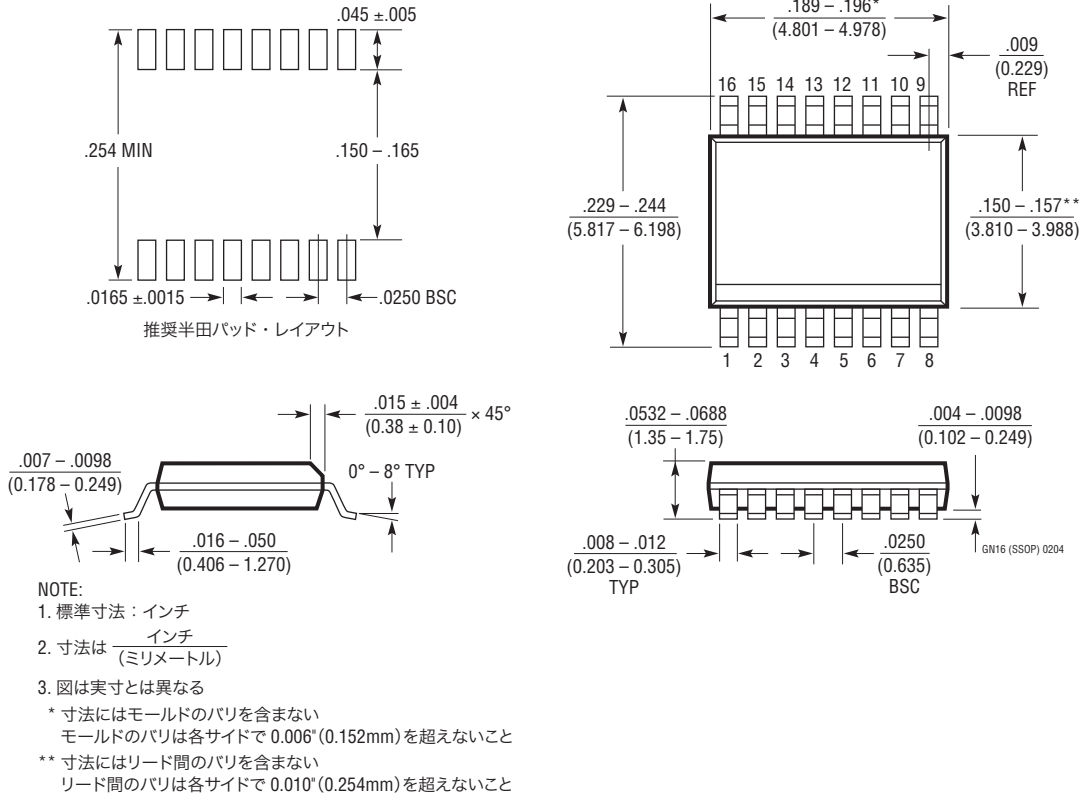
**改訂履歴** (改訂履歴は Rev E から開始)

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

# LT1952/LT1952-1

## パッケージ

### GN パッケージ 16ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1641 Rev B)



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC <sup>®</sup> 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・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	$5V \leq V_{IN} \leq 100V$ 、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 <sup>™</sup> パッケージ

19521fe