

特長

- PFCとPWMのシングルチップ・ソリューション
- 最大300kHzの同期動作
- 20:1の負荷電流範囲にわたって99%の力率
- 電圧モードPWM
- 瞬時過電圧保護
- 専用過電圧保護(OVPピン)
- ライン電流のデッドゾーンが最小
- 始動時消費電流: 250μA(標準)
- ライン・スイッチング・ノイズ・フィルタ
- 低消費電流: 13mA
- 高速1.5Aピーク電流ゲート・ドライバ
- 独立したソフト・スタート・コントロール

アプリケーション

- 汎用の力率改善電源およびプリレギュレータ

概要

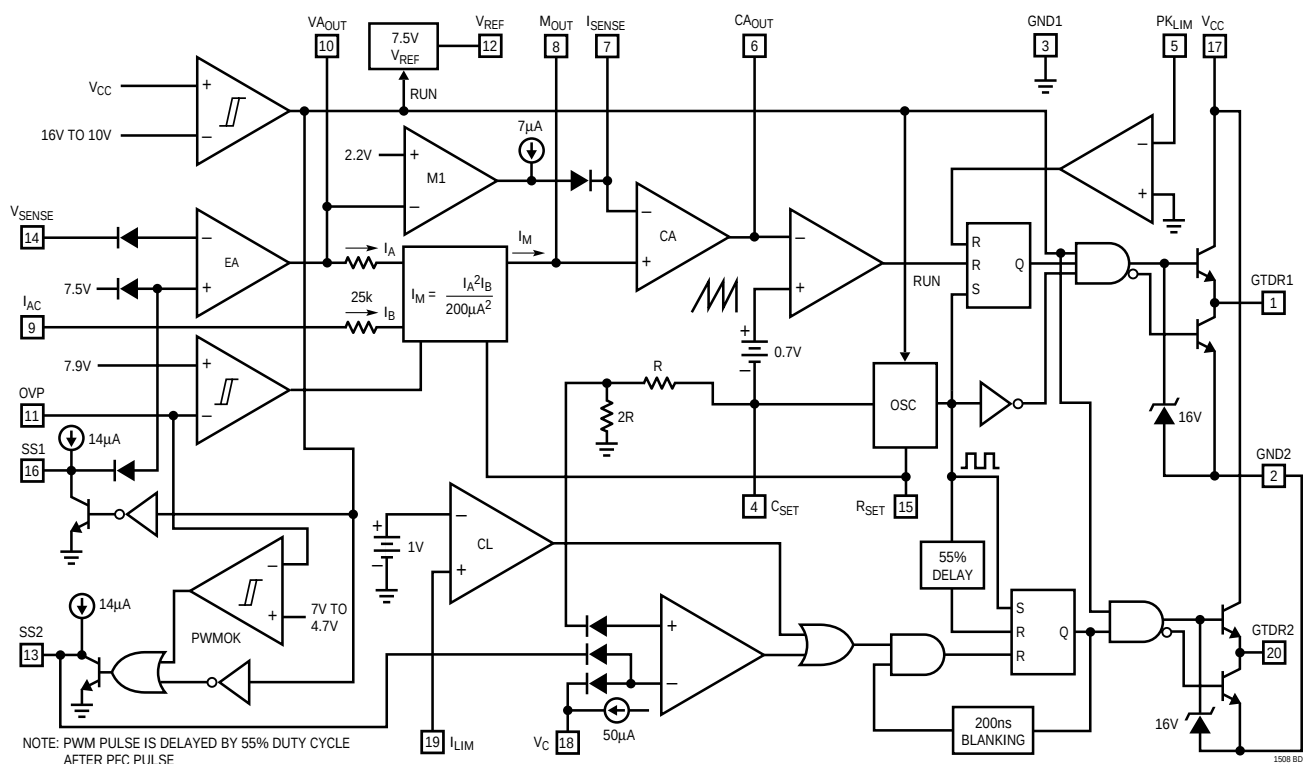
LT®1508はアクティブ力率改善を利用した汎用オフライン・スイッチング電源のための完全なソリューションです。PFC部は、PFCとPWMが内部で同期しているためEN/SYNCピンがないことを除いて、LT1248 PFCコントローラと同じです。

電圧モードPWM部(LT1509は同等の電流モードのデバイス)には、PFCのプリレギュレートされた高電圧出力を絶縁された低電圧出力に変換するためのすべての主要な補助機能が含まれています。PWMデューティ・サイクルは、トランスの飽和を防止するために、内部で47% (最大50%)に制限されます。PFC出力がプリセット電圧に達すると、PWMソフト・スタートが開始します。ラインが瞬断した場合、PFC出力電圧がプリセット値の73%以下に低下すると、PWMがシャットオフします。

ΔT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。

4

ブロック図



LT1508

概要

LT1508はスロープ補償が不要な固定高周波数PWM電流平均化を利用して、連続および不連続動作モードの両方で、ピーク電流検出またはゼロ電流スイッチング方式を利用したシステムより小さな磁気部品で、はるかに低いライン電流歪みを実現しています。また、乗算器に混入すると不安定動作を引き起こす可能性のある電源スイッチング・ノ

イズを除去するためのフィルタリング機能を備えています。ライン電流のデッドゾーンは、乗算器の電流入力のバイアス電圧を低くして、小さくしてあります。LT1508は、ピーク電流制限や過電圧保護など、多くの保護機能を備えています。LT1508は超高速プロセスを駆使して製造されており、最大300kHzの周波数で動作可能です。

絶対最大定格

電源電圧	27V
GTDR電流連続	0.5A
GTDR出力エネルギー	5μJ
I _{AC} 、R _{SET} 、PK _{LIM} 入力電流	20mA
V _{SENSE} 、OVP入力電圧	V _{MAX}
I _{LIM} 、V _C 入力電圧	8V
I _{SENSE} 、M _{OUT} 入力電流	±5mA
動作接合部温度範囲	
LT1508C	0°C~100°C
LT1508I	−40°C~125°C
熱抵抗 (接合部一周間)	
Nパッケージ	100°C/W
SWパッケージ	120°C/W

パッケージ/発注情報

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
GTDR1	1	20 GTDR2
GND2	2	19 I _{LIM}
GND1	3	18 V _C
C _{SET}	4	17 V _{CC}
PK _{LIM}	5	16 SS1
CA _{OUT}	6	15 R _{SET}
I _{SENSE}	7	14 V _{SENSE}
M _{OUT}	8	13 SS2
I _{AC}	9	12 V _{REF}
VA _{OUT}	10	11 OVP
N PACKAGE 20-LEAD PDIP		SW PACKAGE 20-LEAD PLASTIC SO WIDE
T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 100°C/W (N) T _{JMAX} = 125°C, θ _{JA} = 120°C/W (SW)		LT1508CN LT1508CSW LT1508IN LT1508ISW

ミリタリ・グレードに関してはお問い合わせください。

電気的特性

最大動作電圧 (V_{MAX}) = 25V、V_{CC} = 18V、R_{SET} = 15kをGND、C_{SET} = 1nFをGND、I_{AC} = 100μA、I_{SENSE} = 0V、CA_{OUT} = 3.5V、VA_{OUT} = 5V、OVP = V_{REF}。注記がない限り、どの出力も無負荷。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Overall					
Supply Current (V _{CC} in Undervoltage Lockout)	V _{CC} = Lockout Voltage − 0.2V	●	0.25	0.45	mA
Supply Current On	11.5V ≤ V _{CC} ≤ V _{MAX}	●	13	19	mA
V _{CC} Turn-On Threshold (Undervoltage Lockout)		●	15.5	16.5	V
V _{CC} Turn-Off Threshold		●	9.5	10.5	V
Voltage Amplifier (PFC Section)					
Voltage Amp Offset	VA _{OUT} = 3.5V	●	−10	10	mV
Input Bias Current	V _{SENSE} = 0V to 7V	●	−25	−250	nA
Voltage Gain			70	100	dB
Voltage Amp Unity-Gain Bandwidth			3		MHz
Voltage Amp Output High (Internally Clamped)		●	11.3	13.3	V
Voltage Amp Output Low		●	1.1	2	V
Voltage Amp Short-Circuit Current	VA _{OUT} = 0V	●	3	8	mA

電気的特性

最大動作電圧 (V_{MAX}) = 25V、 V_{CC} = 18V、 R_{SET} = 15kをGND、 C_{SET} = 1nFをGND、 I_{AC} = 100 μ A、 I_{SENSE} = 0V、 CA_{OUT} = 3.5V、 VA_{OUT} = 5V、 $OVP = V_{REF}$ 。注記がない限り、どの出力も無負荷。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Current Amplifier (PFC Section)						
Current Amp Offset Voltage		●		±1	±4	mV
I _{SENSE} Bias Current		●		−25	−250	nA
Current Amp Voltage Gain			80	110		dB
Current Amp Unity-Gain Bandwidth				3		MHz
Current Amp Output High		●	7.2	8.5		V
Current Amp Output Low		●		1.1	2	V
Current Amp Short-Circuit Current	CA _{OUT} = 0V	●	3	8	17	mA
Input Range, I _{SENSE} , M _{OUT} (Linear Operation)		●	−0.3		1	V
Reference						
Reference Output Voltage	I _{REF} = 0mA, T _A = 25°C		7.39	7.50	7.60	V
V _{REF} Load Regulation	−5mA < I _{REF} < 0mA			5		mV
V _{REF} Line Regulation	11.5V < V _{CC} < V _{MAX}	●	−20	5	20	mV
V _{REF} Short-Circuit Current	V _{REF} = 0V	●	12	28	50	mA
V _{REF} Worst Case	Load, Line, Temperature	●	7.32	7.5	7.68	V
Current Limit						
PK _{LIM} Offset Voltage		●	−25		25	mV
PK _{LIM} Input Current	PK _{LIM} = −0.1V	●		−50	−100	μA
PK _{LIM} to GTDR Propagation Delay	PK _{LIM} Falling from 50mV to −50mV			400		ns
Multiplier						
Multiplier Output Current	I _{AC} = 100μA, R _{SET} = 15k			35		μA
Multiplier Output Current Offset	R _{AC} = 1M from I _{AC} to GND	●		−0.05	−0.5	μA
Multiplier Maximum Output Current	I _{AC} = 450μA, R _{SET} = 15k, VA _{OUT} = 7V, M _{OUT} = 0V	●	−286	−260	−235	μA
Multiplier Gain Constant (Note 1)				0.035		V ^{−2}
I _{AC} Input Resistance	I _{AC} from 50μA to 1mA		15	25	35	kΩ
Oscillator						
Oscillator Frequency	R _{SET} = 15k, C _{SET} = 1000pF	●	85	100	115	kHz
	R _{SET} = 15k, C _{SET} = 1500pF	●	58	68	78	kHz
C _{SET} Ramp Peak-to-Peak Amplitude			4.35	4.7	5.0	V
C _{SET} Ramp Valley Voltage			1.15	1.3	1.55	V
Overvoltage Comparator (PFC Section)						
Comparator Trip Voltage Ratio (V _{TRIP} /V _{REF})		●	1.04	1.05	1.06	
Hysteresis				0.35		V
OVP Bias Current	OVP = 7.5V	●		0.2	1	μA
OVP Propagation Delay				100		ns
Gate Drivers (GTDR1 and GTDR2)						
Max Output Voltage	0mA Load, 18V < V _{CC}	●	12	15	17.5	V
Output High	−200mA Load, 11.5V ≤ V _{CC} ≤ 15V	●	V _{CC} − 3.0			V
Output Low (Device Unpowered)	V _{CC} = 0V, 50mA Load (Sinking)	●		0.9	1.5	V
Output Low (Device Active)	200mA Load (Sinking)	●		0.5	1	V
	10mA Load	●		0.2	0.4	V
Peak Output Current	10nF from GTDR to GND			2		A
Rise and Fall Time	1nF from GTDR to GND			25		ns
Max Duty Cycle (PFC)			90	96		%
Max Duty Cycle (PWM) (Note 2)			44		50	%

電気的特性

V_{CC}=18V、R_{SET}=15kをGND、C_{SET}=1nFをGND、I_{AC}=100μA、I_{SENSE}=0V、CA_{OUT}=3.5V、VA_{OUT}=5V、OVP=V_{REF}。注記がない限り、どの出力も無負荷。

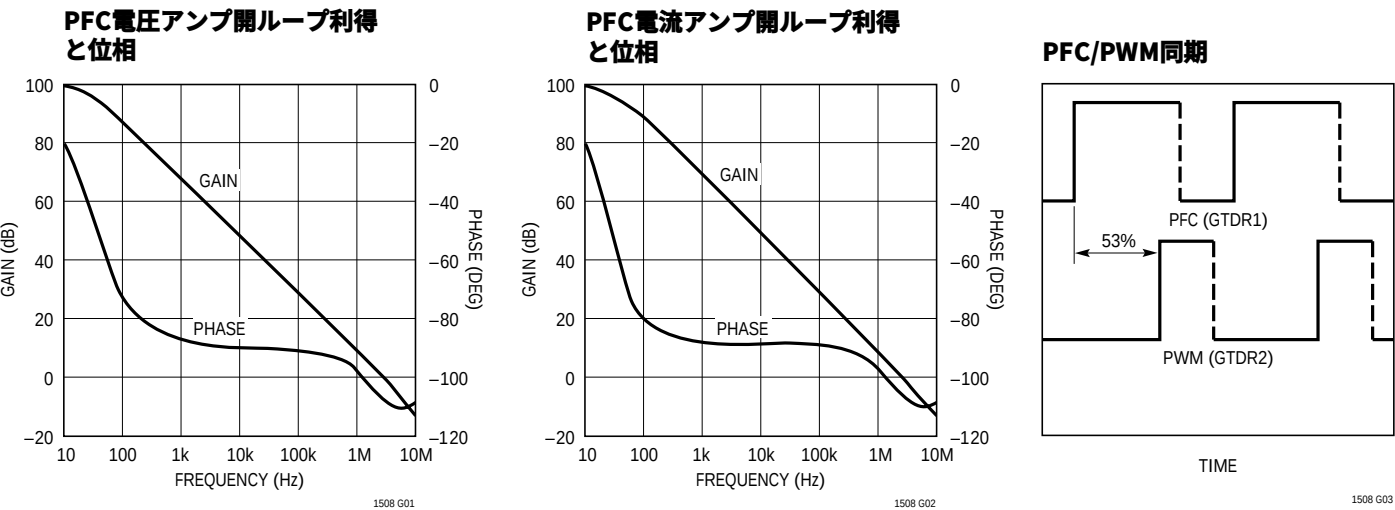
PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Soft Start Current						
SS1 Current (PFC)	SS1 = 2.5V	●	5	12	30	μA
SS2 Current (PWM)	SS2 = 1V	●	5	12	30	μA
Comparators in PWM Section						
I _{LIM} Input Current	I _{LIM} = 0V, V _C = 1.6V	●		-0.3	-2	μA
Current Limit Comparator (CL) Threshold	V _C > 2.6V	●	0.95	1.1	1.20	V
GTDR2 Switching Off Threshold at V _C or at SS2	I _{LIM} = 0V	●	1			V
V _C Input Current	V _C = 0V	●	-20		-80	μA
PWMOK Comparator Low Threshold (in Terms of V _{REF})		●	0.57	0.63	0.70	
V _C Pin High Voltage	1mA into V _C Pin	●	6.2	6.9	7.5	V
GTDR2 Turn-On Blanking Time				180		ns

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。

Note 1：乗算器利得定数：K= $\frac{I_M}{I_{AC}(VA_{OUT}-2)^2}$

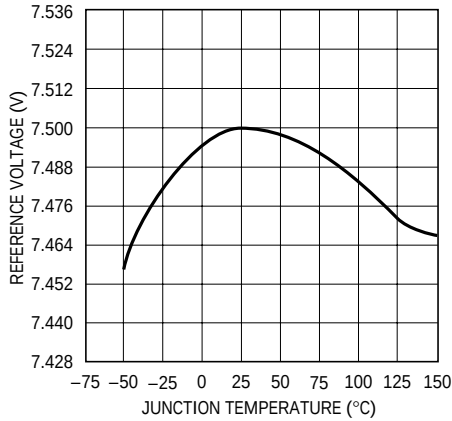
Note 2：GTDR2(PWM)パルスは、GTDR1(PFC)がセットされた後、53%デューティ・サイクル遅延する。標準性能特性曲線のPFC/PWM同期グラフを参照のこと。

標準的性能特性

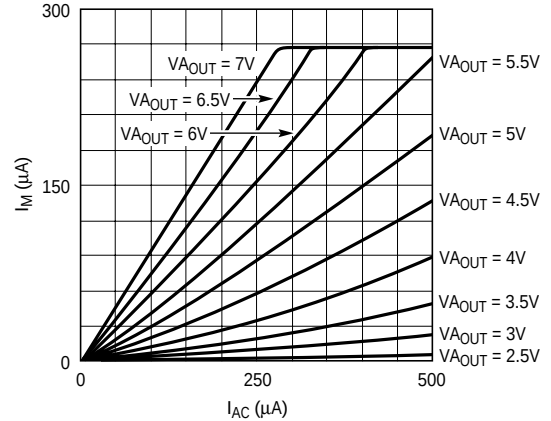


標準的性能特性

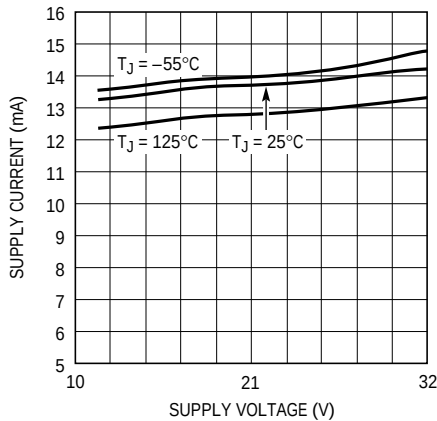
リファレンス電圧と温度



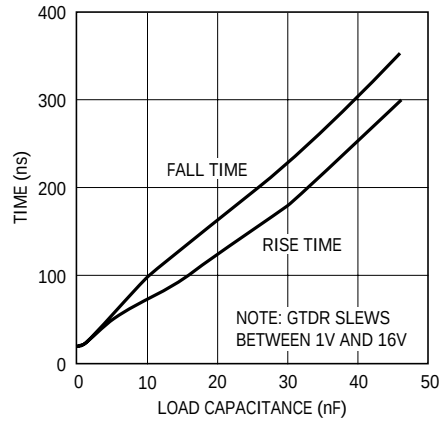
乗算器電流



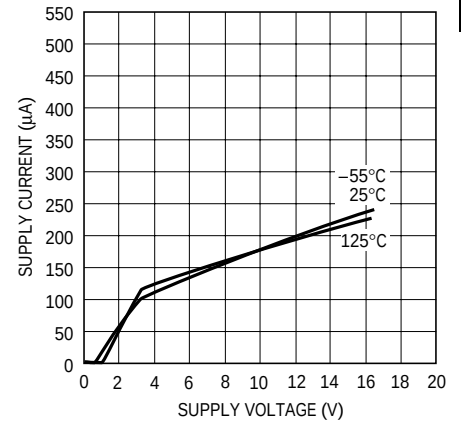
電源電流と電源電圧



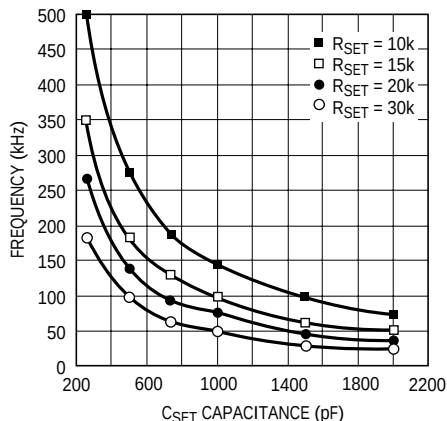
GTDRの立上りおよび
立下り時間



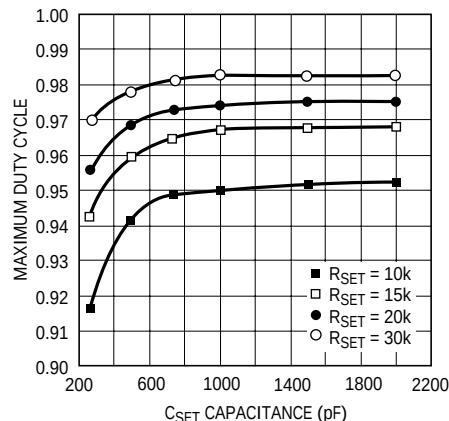
起動電源電流と電源電圧



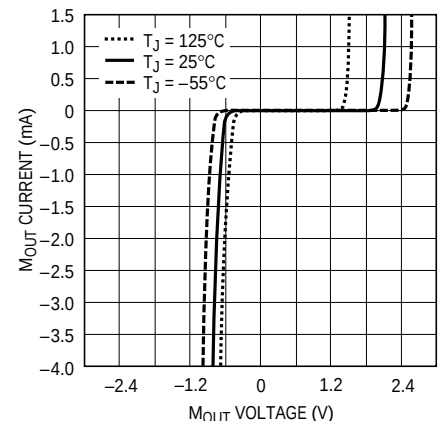
周波数とR_SETおよびC_SET



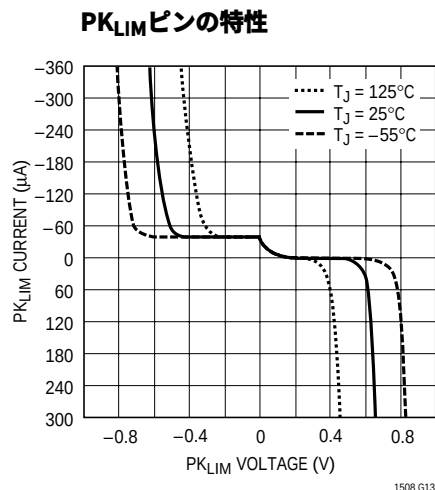
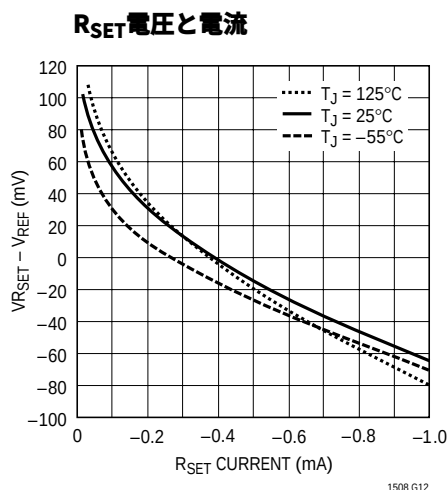
GTDR1最大デューティ・サイクル
とR_SETおよびC_SET



M_OUTピンの特性



標準的性能特性



ピン機能 (このチップのPFC部のアプリケーション・ヒントについては、LT1248データシートを参照してください)

PFC部

GTDR1(ピン1)：このPFC MOSFETゲート・ドライバは高速トータム・ポール出力で、15Vにクランプされています。MOSFETゲートなどの容量性負荷を接続すると、オーバシュートが発生することがあります。5 Ω 以上のゲート直列抵抗を接続すればオーバシュートを防止できます。

GND2(ピン2)：パワー・グランド。GTDR1またはGTDR2が“L”に切り替わると、このラインに高電流スパイクが発生します。

GND1(ピン3)：アナログ・グランド。

C_{SET}(ピン4)：このピンからGNDおよびR_{SET}に接続されるコンデンサで発振周波数が決まります。発振ランプは5V、周波数=1.5/(R_{SET} C_{SET})です。

PK_{LIM}(ピン5)：ピーク電流制限コンパレータのスレッシュホールドはGNDです。電流制限を設定するには、V_{REF}から電流センス抵抗に抵抗分割器を接続できます。

CA_{OUT}(ピン6)：このピンは電流アンプの出力です。ライン電流を検知し、それをパルス幅変調器に指示することによって、乗算器から送られる基準信号に追従させます。CA_{OUT}が“L”のとき、変調器のデューティ・サイクルはゼロになります。

I_{SENSE}(ピン7)：これは電流アンプの反転入力です。このピンはESD保護ダイオードによって-0.6Vにクランプされます。

MO_{UT}(ピン8)：これは乗算器の高インピーダンス電流出力で、電流アンプの非反転入力です。このピンは-0.6Vと3Vにクランプされます。

I_{AC}(ピン9)：乗算器のACライン電圧検知入力です。2Vにバイアスされる電流入力で、低ライン電圧によって形成されるクロスオーバー・デッドゾーンを抑えます。このピンでは、電流入力と直列に25k抵抗が接続されているため、ローパスRCを使用して、高インピーダンス環境からラインに乗るスイッチング・ノイズをフィルタすることができます。

VA_{OUT}(ピン10)：電圧誤差アンプの出力です。出力は13.5Vでクランプされています。出力が2.5V以下に低下すると、乗算器の出力電流がゼロになります。

OVP(ピン11)：これは過電圧コンパレータの入力です。スレッシュホールドはリファレンス電圧の1.05倍です。コンパレータがトリップすると、乗算器が瞬時にインヒビットされ、PFCスイッチングを無効にしてさらにオーバシュートするのを防ぎます。このピンはまた、PFC出力が最終電圧近くになった後でPWMソフト・スタート(SS2)を解放するPWMOKコンパレータへの入力でもあり、382V PFC出力に対して約150Vのヒステリシスを備えています。

V_{REF}(ピン12)：これは7.5Vリファレンスです。V_{CC}が“L”になると、V_{REF}は0Vに保持されます。V_{REF}は大部分の内部回路をバイアスし、最大5mAの電流を外部に供給することができます。

V_{SENSE}(ピン14)：電圧アンプの反転入力です。

ピン機能 (このチップのPFC部のアプリケーション・ヒントについては、LT1248データシートを参照してください)

R_{SET}(ピン15) : R_{SET}からGNDに接続される抵抗で、発振充電電流と最大ライン電流の制限に使用する最大乗算器出力電流を設定します。

$$I_{M(MAX)} = 3.75V/R_{SET}$$

SS1(ピン16) : ソフト・スタート。SS1はV_{CC}が低い場合にゼロにリセットされます。V_{CC}がロックアウト・スレッシュホールドより高くなると、SS1が解放されて内部12μA電流源と外部コンデンサによって設定される速度で急激に上昇します。このランプアップの間、PFCリファレンス電圧はSS1電圧と等しくなります。SS1が7.5Vを超えて上昇した後、リファレンス電圧は7.5Vにとどまります。

V_{CC}(ピン17) : これはチップの電源です。LT1508は、高電力MOSFETゲート容量の高速充電に必要な非常に高速な2つのゲート・ドライバを内蔵しています。IC GNDの近くで並列に接続した低ESR電解コンデンサ(56μF以上)と0.1μFセラミック・コンデンサで構成される優れた電源バイパスが必要です。

PWM部

SS2(ピン13) : PWMソフト・スタート。コンパレータPWMOKは、OVPピンをモニタし、PFC出力が最終電圧に近づいた後でSS2を解放します。

V_C(ピン18) : PWM電圧モード制御電圧。通常はオプトラ・アンプ出力に接続されます。このピンからは50μAのプルアップ電流が供給されます。

I_{LIM}(ピン19) : 1.1Vに制限設定されたPWM電流検知入力。

GTDR2(ピン20) : PWM MOSFETゲート・ドライバは1.5Aの高速トータム・ポール出力で、15Vにクランプされています。MOSFETゲートなどの容量性負荷を接続すると、オーバシュートが発生することがあります。5Ω以上のゲート直列抵抗を接続すればオーバシュートを防止できます。

4

アプリケーション情報

電圧誤差アンプ(PFC部)

電圧誤差アンプはDC利得が100dB、ユニティゲイン周波数が3MHzです。出力はV_{CC}=18Vの場合、内部で13.3Vにクランプされます。V_{CC}が12V以下の場合、最大誤差アンプ出力電圧はV_{CC}-1.5Vに低下します。非反転入力ダイオードを通して7.5V_{REF}に接続され、SS1ピンを用いてプルダウンすることができます。図1を参照すると、V_{OUT}=V_{REF}[(R1+R2)/R2]となります。R1=1M、R2=20kの場合、V_{OUT}=382Vになります。R1~R4とC1およびC2で電圧ループを補償します。図に示す値を用いた電圧誤差アンプの利得は、以下の式で与えられます。

$$\frac{V_{AOUT}}{V_{OUT}} = - \frac{1 + j \frac{f}{1}}{(j)(f)(6.6) \left(1 + j \frac{f}{11} \right)}$$

電圧ループ帯域幅以下の周波数に対する、電圧ループの残りの部分の微小利得は以下のとおりです(図2を参照)。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{AOUT}} = \frac{V_{IN}}{(5\pi)(j)(f)(C_{OUT})(V_{OUT})} \sqrt{\frac{(R_{REF})(P_{IN})}{R_S(R_{IAC} + 25k)}}$$

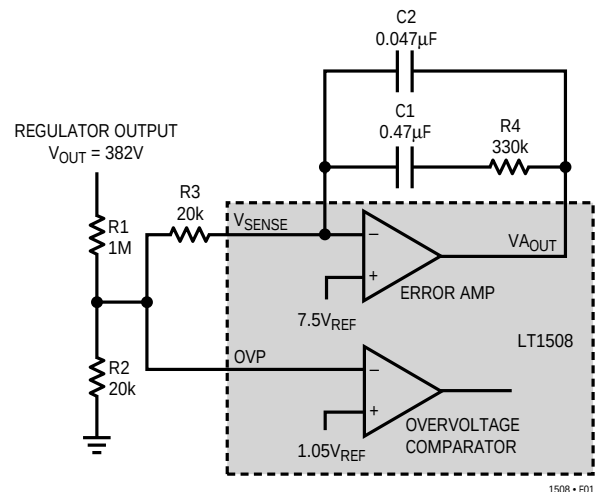


図1

V_{IN}=120VAC、P_{IN}=150W、R_S=0.15Ω、R_{REF}=4k、R_{IAC}=1M、V_{OUT}=382V、C_{OUT}=470μFの場合、V_{OUT}/V_{AOUT}=85/(j)(f)になります。周波数が非常に低い場合、ループは-40dB/デケードの傾斜を持ちます。1Hzと11Hzにゼロポール補償が追加されます。結果のループ利得と位相マージンを図3に示します。120Hzと比較してユニティゲイン帯域幅が低い場合、低歪みと高力率が得られます。

アプリケーション情報

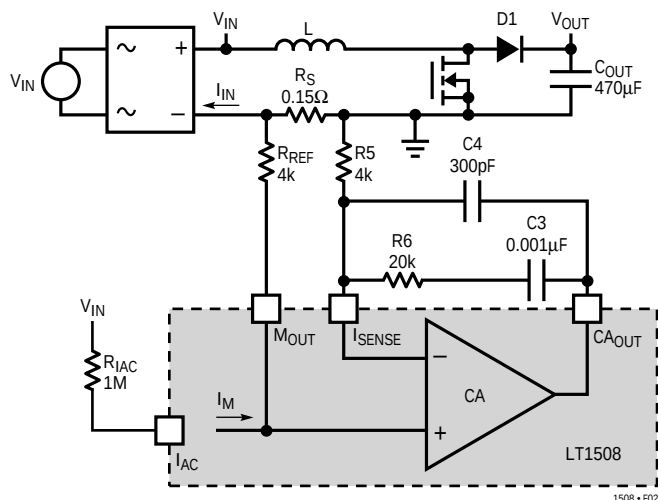


図2

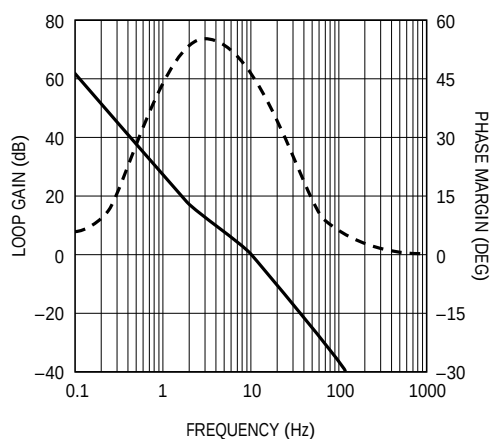


図3

電流アンプ(PFC部)

電流アンプは110dBのDC利得、3MHzのユニティゲイン周波数、2V/μsのスルーレートを有しています。また、内部で8.5Vにクランプされています。電流平均化動作では、ライン電流歪みを抑えるために、ライン周波数の2倍の周波数で高い利得が必要になります。高ライン条件では、CA_{OUT}が1ライン・サイクルで5V振幅しなければならない場合があるため、120Hzで260の利得に対しては、電流アンプ入力に20mVのACを印加する必要があります。特に軽負荷の場合、電流ループのリファレンス信号が小さいときは、利得が低いとリファレンス信号とライン電流が歪みます。しかし、スイッチング周波数での信号利得が高すぎる場合は、電流モード・システムのように動作し、分数調波発振を引き起こす可能性があります。

分数調波発振を回避するには、インダクタ電流の増幅されたダウンスロープを発振器ランプのスロープより小さくしなければなりません。

$$\frac{V_{CA(OUT)}}{V_{RS}} \leq \frac{(V_{OSC})(L)(f_{SW})}{(V_{OUT})(R_S)}$$

$$= \frac{(5V)(500\mu H)(100k)}{(382V)(0.15\Omega)} = 4.4$$

100kHzでの電流アンプ利得が4.4より小さい場合は、分数調波発振は起こりません。電流ループの開ループ利得は次式で与えられます。

$$\frac{V_{RS}}{V_{CA(OUT)}} = \frac{(V_{OUT})(R_S)}{(j)(2\pi f)(L)(V_{OSC})}$$

$$= \frac{(382V)(0.15\Omega)}{(j)(2\pi f)(500\mu H)(5V)} = \frac{3648}{(j)(f)}$$

R5=4k、R6=20k、C3=0.001μF、C4=300pFの場合、電流誤差アンプはゼロ・ポール補償を行い、16kHzのループ・クロスオーバー周波数を生じます。100kHzにでの電流アンプ利得は1.7です。結果の電流ループ利得と位相マージンを図4に示します。

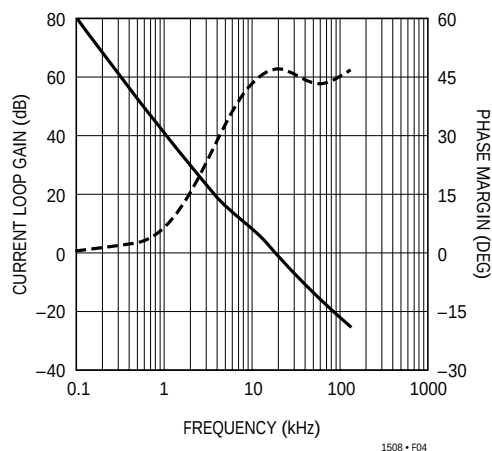


図4

乗算器

乗算器は全動作範囲において高い雑音余裕と優れた直線性を備えています。電流利得は $I_{EA} = (V_{AOUT} - 2V)/25k$ の場合、 $I_M = (I_{AC}I_{EA}^2)/(200\mu A^2)$ です。乗算器の入力に要求される誤差アンプ出力電圧は、以下のとおりです。

アプリケーション情報

$$V_{AOUT} = 2 + \sqrt{\frac{(P_{IN})(R_S)(25)(R_{IAC} + 25k)}{(V_{IN}^2)(R_{REF})}}$$

R_{REF} については図2を参照してください。

V_{AOUT} は乗算器で2乗され、フィードフォワード・ライン周波数リップルを増加させることなく、広範な出力パワーおよび入力電圧にわたって優れた性能を実現しています。 I_{AC} ピンから乗算器にスイッチング周波数ノイズが侵入しないよう注意が必要です。低インピーダンスの乗算器入力と直列に25kの抵抗が組み込まれているため、 I_{AC} ピンからGND1に1個のコンデンサを接続するだけで、ノイズをフィルタすることができます。最終的に入力ライン電流を制限する最大乗算器出力電流は、 R_{SET} ピンからGND1に接続される抵抗により、式 $I_{M(MAX)} = 3.75V / R_{SET}$ に基づいて設定されます。図5に V_{AOUT} の各値に対する I_M と I_{AC} を示します。図5のデータは $R_{SET} = 15k$ で得られたものですので注意してください。

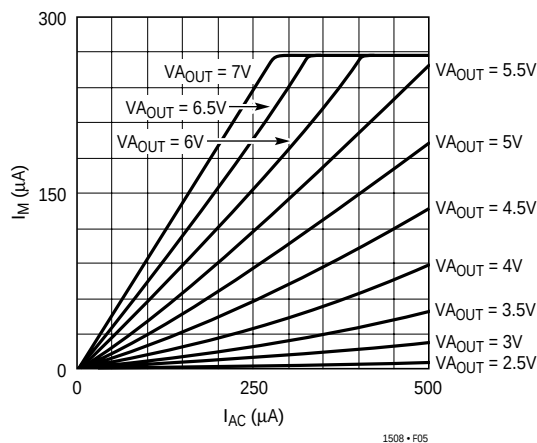


図5. 乗算器電流 I_M と I_{AC} および V_{AOUT}

発振周波数および最大ライン電流の設定

発振周波数は R_{SET} と C_{SET} によって設定されます。 R_{SET} は R_{SET} ピンからGND1に接続される抵抗、 C_{SET} は C_{SET} ピンからGND1に接続されるコンデンサです。まず、 R_{SET} を決定しなければなりません。PFC部およびPWM部に対するスイッチング周波数と等しい発振周波数は、次式から求められます。

$$f_{OSC} = \frac{1.5}{(R_{SET})(C_{SET})}$$

乗算器出力は電流ループ誤差アンプのコマンド信号として機能します。定常状態動作中は、 R_{REF} 両端の電圧は $(I_M)(R_{REF}) = (I_{IN})(R_S)$ となります。この式に従えば、 R_S の値は以下のとおりです。

$$R_S \leq \frac{(I_{M(MAX)})(R_{REF})(V_{IN})(eff)}{P_{OUT}\sqrt{2}}$$

$R_{SET} = 15k$ の場合、 $I_{M(MAX)} = 3.75/15k = 250\mu A$ です。低ライン(90V_{RMS})で0.8の効率、および R_{REF} を4kに設定した300Wコンバータでは、 R_S は以下の値より小さくしなければなりません。

$$\frac{(250\mu A)(4k)(90VAC)(0.8)}{300W\sqrt{2}} = 0.169\Omega$$

0.15Ω抵抗では $(I_{M(MAX)})(R_{REF}/R_S) = (250\mu A)(4k)/0.15\Omega = 6.67A$ の最大ピーク入力電流が得られます。 $R_{SET} = 15k$ でスイッチング周波数を100kHzとした場合、 $C_{SET} = 1.5/(100kHz)(15k) = 1nF$ となります。保護を強化するために、LT1508は第2の独立した電流制限コンパレータを内蔵しています。このコンパレータの入力電圧(PK_{LIM}ピン)が0V以下に低下すると、GTDR1ピンは素早く“L”になってPFCパワー・スイッチをターンオフします。 V_{REF} から R_S に接続した抵抗分割器(図6)はライン電流センス抵抗(R_S)両端の電圧を検知して、ピーク入力ライン電流を $[(7.5V/R_1) + 50\mu A](R_2/R_S)$ に制限します。この50μAはPK_{LIM}ピンから流出するPK_{LIM}入力電流です。 $R_1 = 10k$ 、 $R_2 = 1.8k$ の場合、 $I_{IN} = 9.6A$ であり、6.67Aのピーク平均+入力インダクタ・ピーク・リップル電流より大きくなります。

常に R_{SET} を使用して一次ライン電流制限を設定してください。PK_{LIM}コンパレータは二次的保護だけのためのものです。ライン電流が一次保護に到達すると、 V_{OUT}

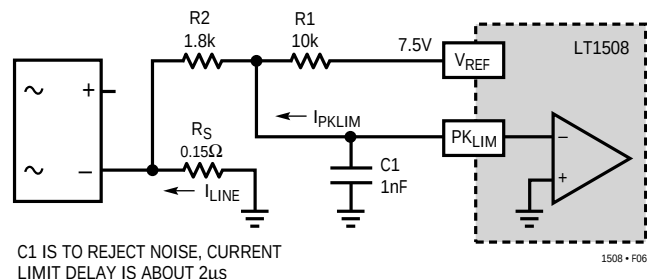


図6

アプリケーション情報

は与えられた入力電流ではサポートできず低下し始めます。システムの安定性は、電流アンプによってコントロールされる電流ループで維持されます。ライン電流が二次制限に達するとコンパレータがコントロールを引き継ぎ、ヒステリシスが生じて可聴ノイズが発生するおそれがあります。

過電圧保護(PFC部)

力率改善に必要なループ応答が低速なため、負荷を突然低減したり除去すると、出力オーバシュートが発生する可能性があります。それ以降の部品を保護するために、LT1508は出力電圧を検知してライン電流要求を瞬時に軽減する過電圧コンパレータを内蔵しています。図1を参照すれば、 V_{OUT} は382Vで、通常動作ではR3に電流が流れないため、 V_{SENSE} ピンとOVPピンに7.5Vが現れます。 V_{OUT} がプリセット値よりオーバシュートすれば、R1からの過電流がR3と同様にR2にも流れます。電圧アンプ帰還は V_{SENSE} を7.5Vに保持します。したがって、OVPピンから見た等価AC抵抗はR2とR3を並列に接続した値つまり10kになります。これらの値を使用し、過電圧コンパレータ・トリップ・レベルを内部で $1.05V_{REF}$ に設定すると、コンパレータは V_{OUT} が10%オーバシュートするとトリップします。過電圧トリップ・レベルは次式で与えられます。

$$(\%)V_{OUT} = 5\% \left(\frac{R2 + R3}{R3} \right)$$

保護機能を強化するには、OVPピンを独立した抵抗分割器を通して V_{OUT} に接続することができます(図7を参照)。このため、R1のオープンやR2の短絡など、安全機関の異常テスト条件での過電圧保護が保証されます。

乗算器の出力は高インピーダンス電流源のように見えます。電流ループではオフセット・ライン電流は、乗算器オフセット電流と電流誤差アンプの入力オフセット電圧によって決まります。0.15Ωセンス抵抗を使用した場合、250VACラインでは-4mV電流アンプ V_{OS} が27mAのライン電流と6.7Wの入力電力に変換されます。無負荷条件または負荷電力がオフセット出力電力より小さい場合、オフセット・ライン電流が出力を低速で過電圧レベルまで充電します。過電圧コンパレータが最大限可能なことは、乗算器の出力電流をゼロに抑えることです。残念ながら、それでも電流アンプにオフセットがある場合は、出力電流をゼロにすることはできません。この条件で V_{OUT} を安定化させるために、ア

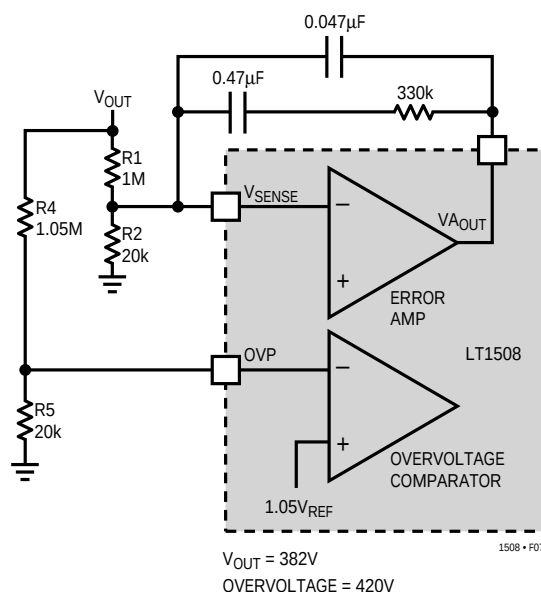


図7

ンプM1(ブロック図を参照)がアクティブになります。 V_{AOUT} が2.2Vに低下するとM1は負 V_{OS} をキャンセルし、 V_{OUT} 誤差を2V以内に保持するために、 I_{SENSE} ピンの抵抗に最大7μAの電流を供給します。

低電圧ロックアウトおよびソフトスタート

LT1508は V_{CC} が16Vに達するとターンオンし、 V_{CC} が10Vに低下してチップがロックアウト状態に入るまでターンオンしたままです。ロックアウト状態では発振器が停止し、 V_{REF} とゲート・ドライバ・ピンは“L”に保持されます。SS1からGND1に接続されたコンデンサによって、PFC部のランプアップ時間が決まります。SS1は V_{CC} がロックアウト・スレッシュホールドより上昇するとゼロから解放されます。一度解放されると、内部14μA電流源が電圧誤差アンプのリファレンス電圧を7.5Vに上昇させます。したがって、SS1電圧は7.5V以上に保持されます。SS2からGND1に接続される第2のコンデンサは、PWM部からのスタートアップ時間を決定します。PWMOKコンパレータ(ブロック図を参照)は、OVPピンが7Vに達するまでSS2を“L”に保持します。これはPFC出力電圧がプリセット電圧の約93%に達するのに相当します。SS2はPWMコンパレータにダイオード結合され、コンパレータは第2ダイオードで V_C ピンに接続されます。SS2を“L”に保持すると、PWM出力は随時ディスエーブルされます。解放されると、14μA電流源がPWMコンパレータ入力を V_C まで上昇させるため、SS2電圧は

アプリケーション情報

V_C より高い電圧で保持されます。PWMOKコンパレータにはヒステリシスがあり、PFC出力電圧がプリセット値の約62%(公称382V出力では240V)以下に低下すると、SS2を“L”にプルダウンしてPWM部をディスエーブルします。

起動および電源電圧

LT1508は $V_{CC}=16V$ でチップが起動するまでは、わずか250 μA の電流しか流しません。トリクル・スタートを行うには、電源ラインから V_{CC} に接続された91k抵抗がトリクル電流を供給し、C4が V_{CC} を上昇させスイッチングが開始されます(図8を参照)。次に補助巻線がこれを引き継いで動作電流を供給します。D3と大容量のC3は、負荷が最小負荷または非常に軽い負荷条件に、急激に大きく変動するシステムにのみに必要なことに注意してください。これらの負荷条件では、C4が10V以下に放電されるだけ長くスイッチングがオフになっているため、ループがスタート/再スタート・モードになることがあります。C3の値が大きければ、スイッチングが再開されるまで V_{CC} を高く保持します。負荷変動が大きくなければ、D3をなくして短絡し、C3を取り除きます。一次巻線の巻数比により、次式に従って V_{CC} を求めます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{CC} - 2V} = \frac{N_p}{N_s}$$

382V V_{OUT} および18V V_{CC} の場合は $N_p/N_s \approx 19$ となります。

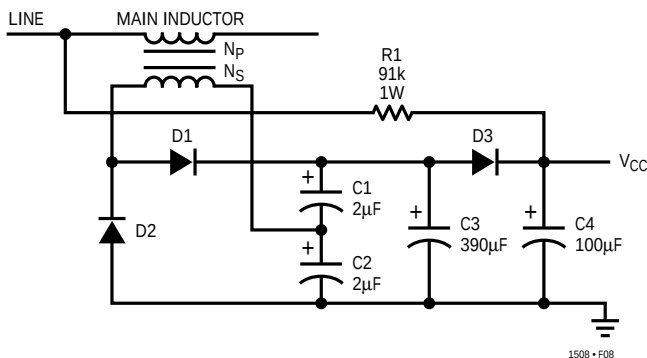


図8

出力コンデンサ(PFC部)

GTDR2(PWM)パルスは53%デューティ・サイクル遅延のGTDR1(PFC)パルスに同期し、出力コンデンサのRMSリップル電流を低減します。標準性能特性曲線のPFC/PWM同期グラフを参照のこと。

ピーク・ツー・ピーク120HzPFC出力リップルは次式で決定されます。

$$V_{P-P} = 2I_{LOAD(DC)}(Z)$$

ただし、 $I_{LOAD(DC)}$ はPWM段のDC負荷電流、Zは120Hzにおけるコンデンサ・インピーダンスです。

470 μF の場合、インピーダンスは120Hzでは2.8 Ω になります。335W負荷では、 $I_{LOAD(DC)} = 335V/382V = 0.88A$ 、 $V_{P-P} = (2)(0.88)(2.8\Omega) = 5V$ です。これより小さなリップルが必要な場合、高容量のコンデンサを使用しなければなりません。出力コンデンサの選択は電圧リップル、ホールドアップ時間、リップル電流を考慮して行います。DCコンバータ(PWM部)が240V~382V_{IN}で動作するように設計されていると仮定した場合、最小ホールドアップ時間はコンデンサのエネルギー蓄積容量に関係します。

$$t_{HOLD} = \frac{(0.5)C_{OUT}}{P_{OUT}} \left[(382V - 0.5V_{P-P})^2 - 240V^2 \right]$$

$C_{OUT} = 470\mu F$ 、 $V_{P-P} = 11.5V$ 、 $P_{OUT} = 335W$ の場合、 $t_{HOLD} = 60ms$ で、60Hzにおいて3.6ライン・サイクルとなります。リップル電流は2つの重要成分に分割することができます。1つは120Hz成分であり、これは以下のとおりDC負荷電流に関係します。

$$I_{120Hz} \approx I_{LOAD(DC)} \sqrt{2}$$

第2の成分は、コンデンサを充電するPFC段とコンデンサを放電するPWM段によるスイッチング周波数成分で構成されます。100V_{RMS}の入力電圧で動作する300W出力のPFCフォワード・コンバータの場合、全高周波リップル電流は1.79A_{RMS}で測定されます。

United Chemicon KMH 450Vコンデンサ・シリーズの場合、100kHzでのリップル電流は120Hzの限界より1.43倍高く規定されています。

アプリケーション情報

出力コンデンサにおける全等価120Hzリップルは、次式から計算することができます。

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{120HZ}^2 + \left(\frac{I_{HF}}{1.43}\right)^2}$$

I_{HF} = 100kHzリップル電流

$I_{LOAD(DC)} = 0.88A$ 、 $I_{120HZ} = 0.62A$ の場合、等価120Hzリップル電流は以下のとおりです。

$$I_{RMS} = \sqrt{0.62^2 + \left(\frac{1.79}{1.43}\right)^2} = 1.4A_{RMS}$$

表1に、実験室で測定した各種出力パワーおよび電源電圧に対するリップル電流成分を示します。470μFのKMH 35mm×50mmコンデンサの場合、周囲温度105°Cでの120Hzリップル電流定格は1.72Aです。出力コンデンサの期待寿命は熱ストレス解析から、次のとおり計算できます。

$$L = (L_0)2^{\left[\frac{(105^\circ C + \Delta T_K) - (T_A + \Delta T_O)}{10}\right]}$$

ここで、

L = 期待寿命

L_0 = 定格リップル電流および定格周囲温度における負荷寿命の時間

ΔT_K = 定格状態におけるコンデンサの内部温度上昇

$\Delta T_K = (I^2 R) / (KA)$ ただし、 I は定格電流、 R はコンデンサのESR、 KA は容積定数です。

T_A = 動作周囲温度

ΔT_O = 動作状態におけるコンデンサの内部温度上昇

表1. PFCコンデンサRMSリップル電流

	100W		200W		300W	
V_{INRMS}	I_{120HZ}	I_{HF}	I_{120HZ}	I_{HF}	I_{120HZ}	I_{HF}
100	0.2	0.6	0.41	1.18	0.62	1.79
120	0.2	0.5	0.41	0.97	0.62	1.45
230	0.2	0.53	0.41	0.87	0.62	1.26

この例では、 $L_0 = 2000$ 時間、そして1.72Aの定格電流では $\Delta T_K = 5^\circ C$ です。 ΔT_O は次式から計算できます。

$$\Delta T_O = \Delta T_K \left(\frac{I_{RMS}}{1.72A} \right)^2 = 5^\circ C \left(\frac{1.4A}{1.72A} \right)^2 = 3.3^\circ C$$

動作周囲温度を60°Cと仮定すると、概算寿命時間は次のようになります。

$$L = (2000)(2)^{\left[\frac{(105^\circ C + 5^\circ C) - (60 + 3.3^\circ C)}{10}\right]} = 50,870 \text{ Hours}$$

より長い寿命が必要な場合は、リップル電流定格の高いコンデンサまたは並列コンデンサを使用してください。

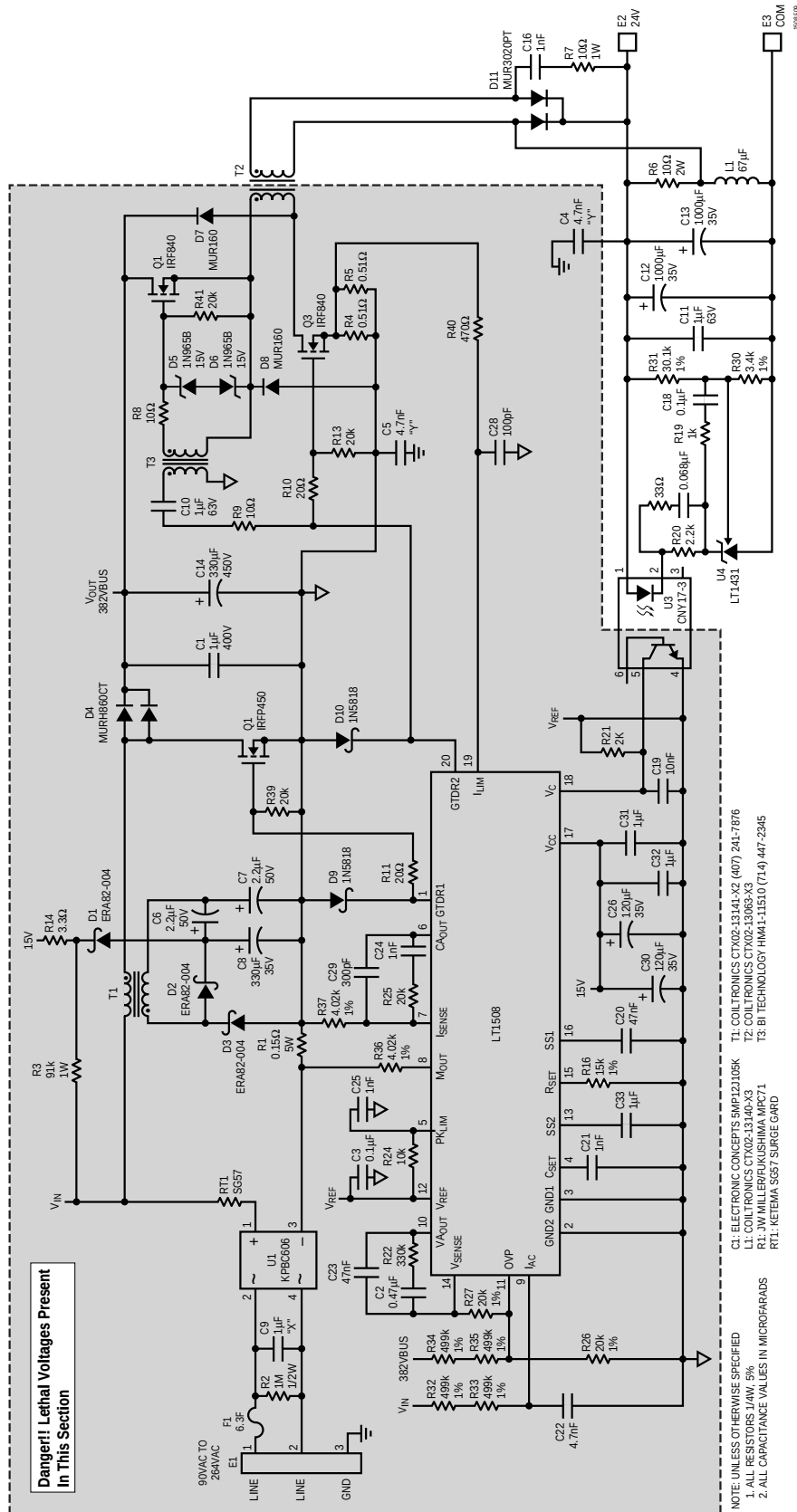
PWMコンパレータ

LT1509はPWM部に、電圧モードPWM制御を実現する2つのコンパレータを内蔵しています。 V_C 、制御電圧ピンは、効率を設定します。 I_{LIM} ピン電圧が1.1Vを超えると、別の電流制限コンパレータがGTDR2をターンオフします。内蔵無効化機能により、立上り区間ノイズによるリセットを回避します。

標準的応用例

図9に24VDC、300Wの力率改善された汎用入力電源を示します。2トランジスタのフォワード・コンバータは、低ピーク電流、電流を消費しないスナバ、500VDCスイッチ、LT1508の最大デューティ・サイクル50%によって保証される自動コア・リセットなど、多くの利点を提供します。

アプリケーション情報



Danger!! Lethal Voltages Present

図9. 24V、300WオフラインPFC電源

アプリケーション情報

低コスト・オプトアイソレータに結合されるLT1431リファレンス/アンプは、二次側から一次側へのループを閉じます。効率とパワーおよびライン電圧を図10に示します。PFCプリレギュレータだけが全ラインおよび負荷において、90%~97%の高効率を実現しています。

T1の70ターン一次側に追加された3ターン二次側は、 V_{CC} を約15Vに増幅してチップの13mAの要求を満たすと同時に、約39mAを3つのFETのゲート電流およびハイサイド・トランスに供給します。0.15Ωのセンス抵抗を使用して入力電流を検知し、外部電圧および乗算器によっ

て形成されるコマンドと連動します。したがって、入力電流は入力ライン電圧に追従し、一定のバンク電圧を維持するため、必要に応じて変化します。フォワード・コンバータはライン電圧が低下しない限り、382VDCの電圧入力を受け取ります。330μFのメイン・コンデンサは、PWM段がシャットダウンする前に240VDCに放電します。標準オフライン・コンバータと比較すれば、フォワード・コンバータの有効入力電圧範囲ははるかに小さく、設計が簡素化されます。さらに、バス電圧が高いほど、コンデンサ・サイズに対するホールドアップ時間が長くなります。

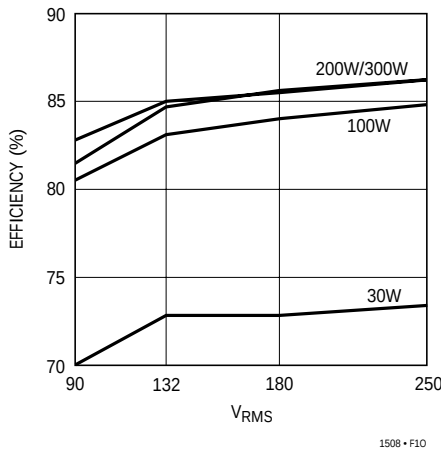


図10

関連製品

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1084	5A Low Dropout Linear Regulator	Good for Post Regulation of Switching Power Supplies
LT1105	Simplified Off-Line Controller	Solution for Universal Off-Line Inputs with Output to 100W
LT1241-5	High Frequency Current Mode PWM Controller	Operates at Oscillator Frequencies up to 500kHz
LT1247	High Frequency Current Mode PWM Controller	Operates at Oscillator Frequencies up to 1MHz
LT1248	Full-Feature Average Current Mode Power Factor Controller	Provides All Features in 16-Lead Package
LT1249	Minimal Parts Count Power Factor Controller	Simplified PFC Design
LT1509	Power Factor and PWM Controller	Current Mode PWM