



Natural Interleaving™ 臨界モード 力率改善コントローラ (可聴ノイズ耐性の改善)

NATURAL INTERLEAVINGの特長

- 軽負荷時の効率規格に準拠した簡素なフェーズ・マネージメント機能
- 2経路のフェイルセーフOVP機能により電圧検出障害により生じる出力過電圧状態を防止
- センサレス電流波形整形によるボード・レイアウトの簡素化と効率の改善
- 安全性のための突入電流制限
 - － 突入電流時MOSFETの導通を防止
 - － ブーストダイオードの逆回復現象を解消

- 従来のシングル・フェーズ連続導通モード (CCM) よりも効率と設計の柔軟性が改善
- 入力フィルタと出力コンデンサ電流のキャンセル
 - － 電流リップルの低減によるシステムの信頼性向上とバルク・コンデンサの小型化
 - － EMI用フィルタの小型化
- 大規模なスナバ回路を用いずに低コスト・ダイオードの使用が可能
- 軽負荷時効率の改善
- 過渡応答の改善
- システム・レベルの保護機能を完備
- ソース1A/シンク1.8Aのゲート・ドライバ

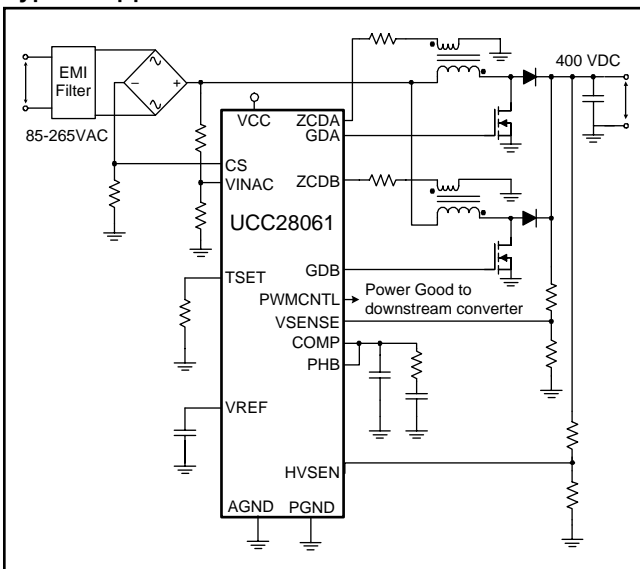
システムの特長

- 可聴ノイズ特性の改善
- 過電圧時のソフトスタート
- ブラウンアウト機能内蔵

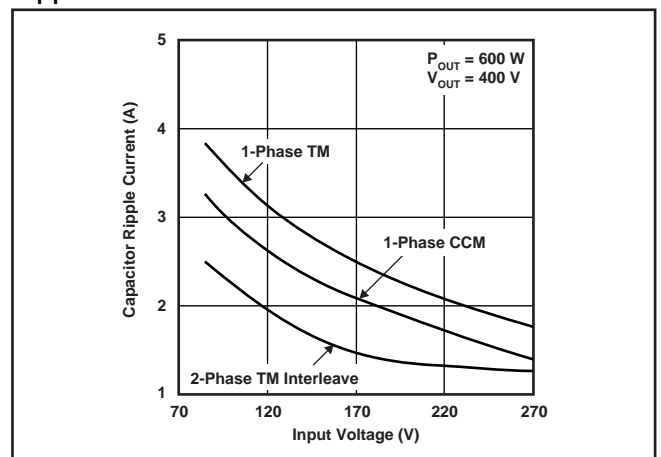
アプリケーション

- 100W～800Wの電源
- ゲーム機
- セットトップボックス
- アダプタ
- LCD、プラズマ、DLP™テレビ
- 家庭用オーディオ機器

Typical Application Circuit



Ripple Current Reduction



DLP、Natural Interleavingは、テキサス・インスツルメンツの登録商標です。

この資料は、Texas Instruments Incorporated (TI) が英文で記述した資料を、皆様のご理解の一助として頂くために日本テキサス・インスツルメンツ (日本TI) が英文から和文へ翻訳して作成したものです。資料によっては正規英語版資料の更新に対応していないものがあります。日本TIによる和文資料は、あくまでもTI正規英語版をご理解頂くための補助的参考資料としてご使用下さい。製品のご検討およびご採用にあたりましては必ず正規英語版の最新資料をご確認下さい。TIおよび日本TIは、正規英語版にて更新の情報を提供しているにもかかわらず、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。



目次

- 製品情報
- 電気的特性
- デバイス情報
- 機能ブロック図
- 代表的特性
- アプリケーション情報
- 設計例
- 補足資料



静電気放電対策

これらのデバイスは、限定的なESD (静電破壊) 保護機能を内蔵しています。保存時または取り扱い時に、MOSゲートに対する静電破壊を防止するために、リード線どうしを短絡しておくか、デバイスを導電性のフォームに入れる必要があります。

概要

UCC28061によるソリューションは可聴ノイズの除去が問題となる民生機器アプリケーションに適しており、従来よりも高い電力定格まで臨界モード (低コストの部品で高効率) の利点を拡大します。Natural Interleaving手法を用いることで、両方のチャネルとも同一周波数に同期したマスター (すなわち、スレーブ・チャネルは存在しない) として動作します。この方法により本質的に強固なマッチングや高速応答が実現し、各チャネルは確実に臨界モードで動作します。

システム・レベルでの保護機能として入力ブラウンアウト、出力の過電圧、オープンループ、過負荷、ソフトスタート、フェーズ異常保護、サーマル・シャットダウンが完備しています。さらに、フェイルセーフ過電圧保護 (OVP) 機能により、もし検出されなければ壊滅的なデバイス破壊をもたらす恐れのある出力電圧の短絡が防止されます。

製品情報⁽¹⁾

PART NUMBER	パッケージ ⁽²⁾	動作温度範囲 T _A
UCC28061D	SOIC 16-Pin (D)	-40°C ~ +125°C

(1) 最新のパッケージ及び発注情報については、このデータシートの最後のパッケージ・オプション補遺、またはTIホームページwww.ti.comを参照してください。

(2) SOIC (D) パッケージはテープ/リールで供給されています。デバイス・タイプの末尾にRを付けてください。UCC28061DRのリール当たりの個数は2500個です。

絶対最大定格⁽¹⁾

All voltages are with respect to GND, $-40^{\circ}\text{C} < T_J = T_A < +125^{\circ}\text{C}$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

		UCC28061	単 位
Input voltage range	VCC ⁽²⁾	-0.5 ~ +21	V
	PWMCNTL	-0.5 ~ +20	
	COMP ⁽³⁾ , CS, PHB, HVSEN ⁽⁴⁾ , VINAC ⁽⁴⁾ , VSENSE ⁽⁴⁾	-0.5 ~ +7	
	ZCDA, ZCDB	-0.5 ~ +4	
Continuous input current	VCC	20	mA
Input current	PWMCNTL	10	
Input current range	ZCDA, ZCDB, VSENSE	-5 ~ +5	
Output current	VREF	-10	
Continuous gate current	GDA, GDB ⁽⁵⁾	±25	
Junction temperature, T_J	Operating	-40 ~ +125	°C
	Storage	-65 ~ +150	
Lead temperature, T_{SOL}	Soldering, 10s	+260	

- 絶対最大定格以上のストレスは、致命的なダメージを製品に与えることがあります。これはストレスの定格のみについて示してあり、このデータシートの「推奨動作条件」に示された値を越える状態での本製品の機能動作は含まれていません。絶対最大定格の状態に長時間置くと、本製品の信頼性に影響を与えることがあります。
- VCCの電圧は内部でクランプされています。絶対最大連続VCC入力電流レベル以下に電流制限されている場合VCCは絶対最大入力電圧を越えることがあります。
- 通常使用時、COMPはコンデンサと抵抗に接続され、内部で電圧振幅が制限されています。
- 通常使用時、VINAC、VSENSE、HVSENは抵抗に接続され、内部で電圧振幅が制限されています。使用用途を広げることは推奨しません。VINAC、VSENSE、HVSENは高電圧源からの710mAの入力電流に対する耐性をもっています。
- パワー-MOSFETのゲートを駆動する時GDA及びGDBの電流制限は不要ですが、浮遊インダクタンスによるリングングを低減するため小さな直列抵抗が必要になることがあります。詳細については図12と図13を参照してください。

DISSIPATION RATINGS

パッケージ	THERMAL IMPEDANCE JUNCTION-TO-AMBIENT	$T_A = +25^{\circ}\text{C}$ POWER RATING	$T_A = +85^{\circ}\text{C}$ POWER RATING
SOIC 16-Pin (D)	140°C/W ⁽¹⁾	890mW ⁽¹⁾	460mW ⁽¹⁾

- JEDEC EIA/JESD 51-1によりテストされています。熱抵抗はボードの構造とレイアウトに大きな相関のある関数です。エアークフローを与えることで熱抵抗は低下します。この値は単なる一般的な指針であるため、TI文献番号SPRA953 “device Thermal Metrics”を参照してください。

推奨動作条件

All voltages are with respect to GND, $-40^{\circ}\text{C} < T_J = T_A < +125^{\circ}\text{C}$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

	MIN	MAX	単 位
VCC input voltage from a low-impedance source	14	21	V
VCC input current from a high-impedance source	8	18	mA
VREF load current	0	-2	
VINAC Input voltage	0	6	V
ZCDA, ZCDB series resistor	20	80	kΩ
TSET resistor to program PWM on-time	66.5	400	
HVSEN input voltage	0.8	4.5	V
PWMCNTL pull-up resistor to VREF	1	10	kΩ

静電放電 (ESD) 保護

	RATING	単 位
人体モデル (HBM)	2000	V
デバイス帯電も出る (CDM)	500	V

電気的特性

At VCC = 16V, AGND = PGND = 0V, VINAC = 3V, VSENSE = 6V, HVSEN = 3V, PHB = 5V, R_{TSET} = 133kΩ; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, -40°C < T_J = T_A < +125°C, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

パラメータ		テスト条件	MIN	TYP	MAX	単位
VCC BIAS SUPPLY						
VCC _(shunt)	VCC shunt voltage ⁽¹⁾	I _{VCC} = 10mA	22	24	26	V
I _{VCC(stby)}	VCC current, disabled	VSENSE = 0V		100	200	μA
I _{VCC(on)}	VCC current, enabled	VSENSE = 6V		5	8	mA
UNDERVOLTAGE LOCKOUT (UVLO)						
VCC _(on)	VCC turn-on threshold		11.5	12.6	13.5	V
VCC _(off)	VCC turn-off threshold		9.5	10.35	11.5	
	UVLO Hysteresis		1.85	2.25	2.65	
REFERENCE						
V _{REF}	VREF output voltage, no load	I _{VREF} = 0mA	5.82	6.00	6.18	V
	VREF change with load	0mA ≤ I _{VREF} ≤ -2mA		1	6	mV
	VREF change with VCC	12V ≤ VCC ≤ 20V		1	10	
ERROR AMPLIFIER						
	VSENSE input regulation voltage	T _A = +25°C	5.85	6.00	6.15	V
	VSENSE input regulation voltage		5.82	6.00	6.18	
	VSENSE input bias current	In regulation	125	300	800	nA
	COMP high voltage, clamped	VSENSE = 5.8V	4.70	4.95	5.10	V
	COMP low voltage, saturated	VSENSE = 6.2V		0.03	0.125	
g _m	VSENSE to COMP transconductance	COMP = 3V, 5.94V < VSENSE < 6.06V	75	96	110	μS
	COMP source current, overdriven	VSENSE = 5V, COMP = 3V	-120	-160	-190	μA
	COMP sink current	VSENSE = 6.2V, COMP = 3V	7	20	32	
	VSENSE threshold for COMP offset enable, from V _{REF}	Voltage below V _{REF}	135	185	235	mV
V _{OVp}	VSENSE over-voltage threshold, rising		6.25	6.45	6.7	V
	VSENSE over-voltage hysteresis		0.1	0.2	0.4	
	VSENSE enable threshold, rising		1.15	1.25	1.35	
	VSENSE enable hysteresis		0.02	0.05	0.2	
OUTPUT MONITORING						
V _{PWMCNTL}	HVSEN threshold to PWMCNTL	HVSEN rising	2.35	2.50	2.65	V
	HVSEN input bias current, high	HVSEN = 3V	-0.5		0.5	μA
	HVSEN input bias current, low	HVSEN = 2V	28	36	41	
	HVSEN rising threshold to over-voltage fault		4.64	4.87	5.1	V
	HVSEN falling threshold to over-voltage fault		4.45	4.67	4.80	
	Phase Fail filter time to PWMCNTL high	PHB = 5V, ZCDA switching, ZCDB = 0.5V	8	12	20	ms
	PWMCNTL leakage current high	HVSEN = 2V, PWMCNTL = 15V	-1		1	μA
	PWMCNTL output voltage low	HVSENS = 3V, IPWMCNTL = 5mA		0.2	0.5	V

(1) VCC入力電圧及び電流が過度に大きいとデバイスを損傷します。このクランプはデバイスをレギュレーションされていない電源からの保護は行いません。レギュレーションされていない電源が用いられる場合は、UA78L15Aなどの固定正電圧レギュレータを使用することを推奨します。VCC電圧/電流の制限については絶対最大定格表を参照してください。

電気的特性

At $V_{CC} = 16V$, $AGND = PGND = 0V$, $V_{INAC} = 3V$, $V_{SENSE} = 6V$, $HV_{SEN} = 3V$, $PHB = 5V$, $R_{TSET} = 133k\Omega$; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, $-40^{\circ}C < T_J = T_A < +125^{\circ}C$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

パラメータ		テスト条件	MIN	TYP	MAX	単位
GATE DRIVE⁽²⁾						
	GDA, GDB output voltage high	$I_{GDA}, I_{GDB} = -100mA$	11.5	13	15	
	GDA, GDB output voltage high, clamped	$V_{CC} = 20V, I_{GDA}, I_{GDB} = -5mA$	12	13.5	15	V
	GDA, GDB output voltage high, low VCC	$V_{CC} = 12V, I_{GDA}, I_{GDB} = -5mA$	10	10.5	11.5	
	GDA, GDB on-resistance high	$I_{GDA}, I_{GDB} = -100mA$		8	14	Ω
	GDA, GDB output voltage low	$I_{GDA}, I_{GDB} = 100mA$		0.15	0.3	V
	GDA, GDB on-resistance low	$I_{GDA}, I_{GDB} = 100mA$		2	3	Ω
	Rise time	$1V \sim 9V, C_{LOAD} = 1nF$		18	30	ns
	Fall time	$9V \sim 1V, C_{LOAD} = 1nF$		12	25	
	GDA, GDB output voltage UV	$I_{GDA}, I_{GDB} = 2.5mA$		1.6	2	V
ZERO CURRENT DETECTOR						
	ZCDA, ZCDB voltage threshold, falling		0.8	1.0	1.2	V
	ZCDA, ZCDB voltage threshold, rising		1.5	1.68	1.88	
	ZCDA, ZCDB clamp, high	$I_{ZCDA} = +2mA, I_{ZCDB} = +2mA$	2.6	3.0	3.4	
	ZCDA, ZCDB input bias current	$ZCDA = 1.4V, ZCDB = 1.4V$	-0.5		0.5	μA
	ZCDA, ZCDB clamp, low	$I_{ZCDA} = -2mA, I_{ZCDB} = -2mA$	-0.4	-0.2	0	V
	ZCDA, ZCDB delay to GDA, GDB outputs ⁽²⁾	Respective gate drive output rising 10% from zero crossing input falling to 1V		45	100	ns
CURRENT SENSE						
	CS input bias current	At rising threshold		-150	-250	μA
	CS current limit rising threshold		-0.18	-0.20	-0.22	V
	CS current limit falling threshold		-0.005	-0.015	-0.029	
	CS current limit response time ⁽²⁾	From CS exceeding threshold -0.05V to GDx dropping 10%		60	100	ns
MAINS INPUT						
	VINAC input bias current	$V_{INAC} = 2V$	-0.5		0.5	μA
BROWNOUT						
	VINAC brownout threshold	VINAC falling	1.34	1.39	1.44	V
	VINAC brownout current	$V_{INAC} = 1V$	5	7	9	μA
	VINAC brownout filter time	VINAC fails to exceed the brownout threshold for the brownout filter time	340	440	540	ms

(2) 代表的なゲート波形については代表的特性の図12、図13、図14、図15を参照してください。

電气的特性

At VCC = 16V, AGND = PGND = 0V, VINAC = 3V, VSENSE = 6V, HVSEN = 3V, PHB = 5V, R_{TSET} = 133kΩ; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, -40°C < T_J = T_A < +125°C, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

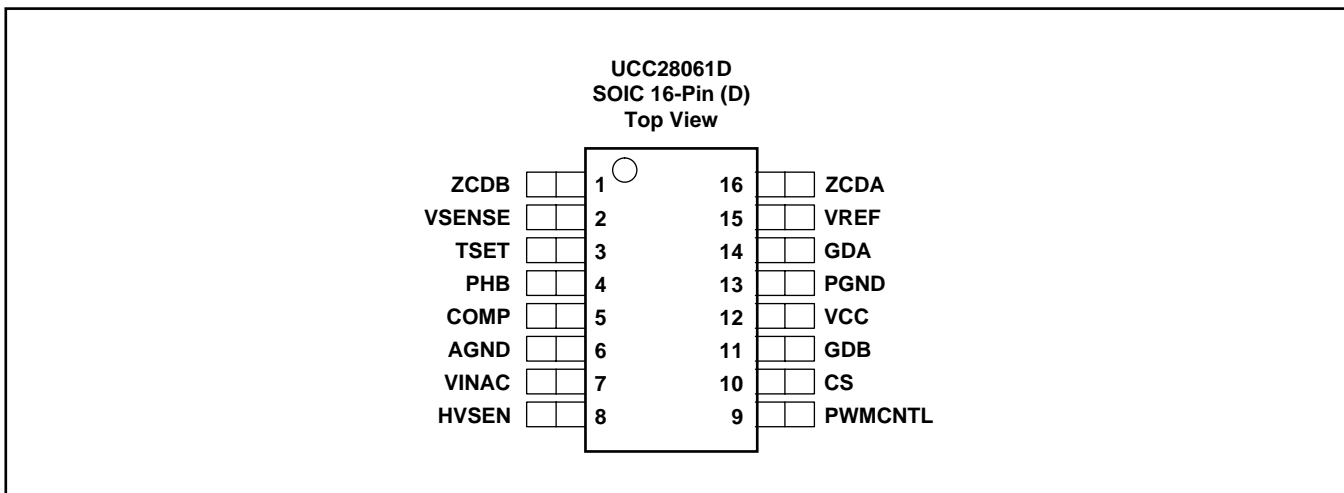
パラメータ		テスト条件	MIN	TYP	MAX	単位
PULSE-WIDTH MODULATOR						
K _{TL}	On-time factor, phases A and B	VINAC = 3.2V, VSENSE = 5.8V ⁽³⁾	3.6	4.0	4.4	μs/V
K _{TLS}	On-time factor, single-phase, A	VINAC = 3.2V, VSENSE = 5.8V, PHB = 0V ⁽³⁾	7.2	8	8.9	
	Phase B to phase A on-time matching	VSENSE = 5.8V, VINAC = 3.2V	-6%		6%	
	Zero-crossing distortion correction additional on time	COMP = 0.25V, VINAC = 1V	1.2	2	2.7	μs
		COMP = 0.25V, VINAC = 0.1V	12.6	20	29	
	PHB threshold falling, to single-phase operation	To GDB output shutdown VINAC = 1.5V	0.7	0.8	0.9	V
	PHB threshold rising, to two-phase operation	To GDB output running VINAC = 1.5V	0.9	1.0	1.1	
T _(min)	Minimum switching period	R _{TSET} = 133kΩ ⁽³⁾	1.7	2.2	2.5	μs
	PWM restart time	ZCDA = ZCDB = 2V ⁽⁴⁾	165	200	265	
THERMAL SHUTDOWN						
	Thermal shutdown temperature	T _J , temperature rising ⁽⁵⁾		+160		°C
	Thermal restart temperature	T _J , temperature falling ⁽⁵⁾		+140		

(3) ゲート駆動のオン時間はVCOMP-125mVに比例します。オン時間の比例係数KTは2フェーズ/シングル・フェーズで異なります。オン時間の係数KTはR_{TSET}の値により直線的に変化します。最小スイッチング周期はR_{TSET}に比例します。

(4) 出力のオン時間はZCDAとZCDBの両方の立下りエッジが再起動時間で検出されない場合GDAとGDBの両方で生成されます。シングル・フェーズ・モードでは、再起動時間はZCDA入力とGDA出力に適用されます。

(5) サーマル・シャットダウンは温度が通常動作範囲より高くなった時に起こります。通常動作温度より高い場合のデバイス性能は規定も保証もされていません。

ピン配置



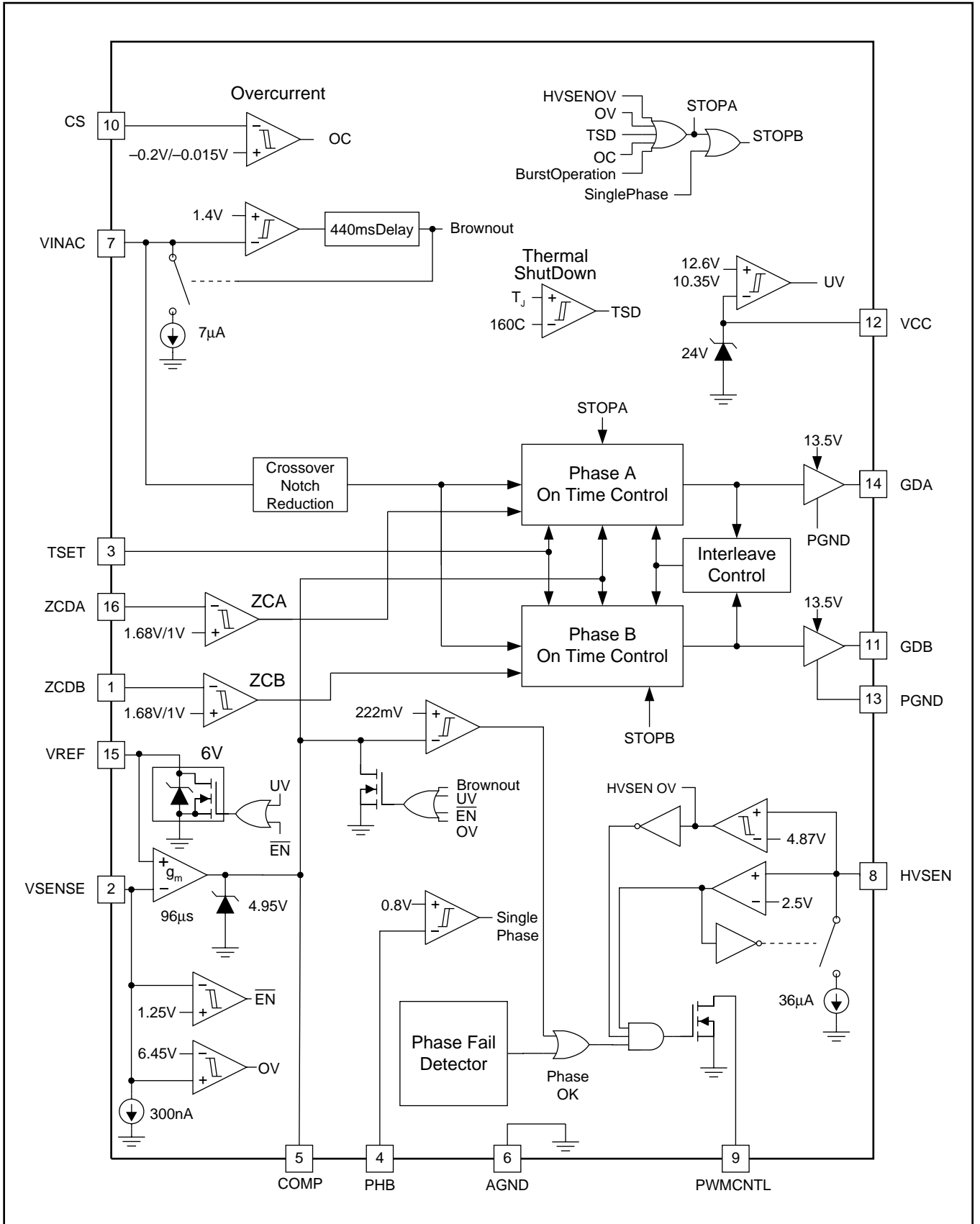
端子機能

TERMINAL			説明
NAME	NO.	I/O	
AGND	6	-	アナログ・グランド：アナログ信号のバイパス・コンデンサ、補償部品、アナログ信号のリターンをこのピンに接続します。低電流のアナログ回路に干渉しないようパワー部品の大電流のノイズ信号を隔離するため一点でアナログ及び電源グランドを接続します。
COMP	5	O	誤差増幅器出力：誤差増幅器はトランスコンダクタンス・アンプであるため、この出力はハイ・インピーダンスの電流源です。このピンからAGNDに電圧レギュレーション・ループの補償部品を接続します。ゲート駆動出力に現れるオン時間はこのピンの電圧から約125mVのオフセットを差し引いた電圧に比例します。ソフトスタート時(低電圧、ブラウンアウト、ディスエーブル、出力過電圧)、COMPは“L”レベルになります。ソフトスタートがクリアされCOMPが0.5V以下に放電された後にのみ通常動作は再開するため、確実に回路は低いCOMP電圧と短いオン時間で再始動します。0.5V以下に低下させ、COMPに干渉する恐れのある低インピーダンス源にはCOMPを接続しないでください。
CS	10	I	電流検出入力：電流検出抵抗とダイオード・ブリッジの負端子をこのピンに接続します。別の配線で電流検出抵抗のリターンをAGNDに接続します。入力電流が増加するにつれ、CSの電圧はよりマイナス側に向かいます。このサイクルごとの過電流保護によりCSがCSの立上りスレッシュホールド(約200mV)よりもマイナス側になった時両方のゲート・ドライバ(GDx)出力ともオフにすることで入力電流は制限されます。GD出力はCSがCSの立下りスレッシュホールド(約15mV)に低下するまで“L”レベルのままです。電流の検出はどちらかのGD出力の立下りエッジの後約100nsの間無効です。このブランキングは電流がパワーFETからブースト・ダイオードに切り替わった時に生じるノイズをフィルタします。ほとんどの場合、電流検出用フィルタを追加することは必要ありません。フィルタが必要となった場合は、精度を保持するためフィルタ直列抵抗は100Ω未満にしなければなりません。突入電流状態時CSピンの電圧が過度にマイナス電圧になるのを防止するため、CSピンに低い値の抵抗を外付けして電流検出抵抗を接続します。
GDA	14	O	チャンネルAとチャンネルBのゲート駆動出力：これらのピンを最短の接続で各フェーズのパワーFETのゲートに接続します。この接続に0.5インチ(12.6mm)より長い配線を用いる必要がある場合、配線の直列インダクタンスによりリングングが生じることがあります。このリングングはGDAとGDBに直列に5Ωから10Ωの抵抗を挿入することで低減することができます。
GDB	11	O	
HVSEN	8	I	高電圧出力検出：UCC28061にはいかなる異常が起こっても出力を安全なレベル以上に上昇させないようフェイルセーフのOVPが内蔵されています。出力の過電圧はVSENSEとHVSENの両方で監視されており、どちらかのピンが適切な過電圧スレッシュホールドを越えるとPWMを停止させます。この2つの過電圧監視ピンを用いると冗長保護と耐故障性が可能になります。また、HVSENの電圧が動作範囲内にある時、HVSENはダウンストリーム・パワー・コンバータをイネーブルにすることに使用できます。HVSENの分圧比は目的とする過電圧及びパワーグッドのスレッシュホールドに対して選択します。HVSENの分圧インピーダンスは目的とするパワーグッド・ヒステリシスに対して選択します。動作時、HVSENは0.8Vより低くならないでください。HVSENが0.8Vより下がると、UCC28061は特別なテスト・モードとなり、工場テスト用のみの使用となります。ノイズにフィルタを施し誤った過電圧によるシャットダウンを防止するため、HVSENからAGNDにバイパス・コンデンサを接続することを推奨します。
PGND	13	-	IC用電源グランド：このピンをゲート・ドライバのノイズをアナログ信号から分離するため短い配線でAGNDに接続します。
PHB	4	I	フェーズBイネーブル：このピンはブースト・コンバータのチャンネルBをオン/オフします。チャンネルAに指示されるオン時間はチャンネルBがディスエーブルの時直ちに2倍となり、フェーズ・マネージメントの移行時COMP電圧を一定に保つのに役立ちます。PHBのスレッシュホールドはPHBがCOMPに接続されている時効率を最良にするためライン範囲とともに変化します。また、PHBはフェーズ・マネージメントをカスタマイズできるように外部のロジック信号からでも駆動することができます。フェーズ・マネージメントをディスエーブルにするには、PHBピンをVREFピンに接続します。

端子機能

TERMINAL			説明
NAME	NO.	I/O	
PWMCNTL	9	O	PWMイネーブル・ロジック出力：このオープン・ドレイン出力はHVSENがHVSENの有効領域内にあり、ZCDA入力とZCDB入力が2フェーズ・モードで動作している場合に正しくスイッチングしている時“L”レベルになります (PHBピン参照)。そうでない場合は、PWMCNTLはハイ・インピーダンスです。
TSET	3	I	タイミング設定：PWMのオン時間のプログラム入力。オン時間対COMP電圧及びゲート駆動出力の最小時間を設定するためTSETからAGNDに抵抗を接続します。
VCC	12	-	バイアス電源入力：このピンを14Vから21Vのコントロールされたバイアス電源に接続します。また、できるだけ短いボード配線を用いてこのピンからPGNDに0.1 μ Fのセラミック・バイパス・コンデンサを接続します。この電源はデバイス内の全ての回路に電源を供給し、直流6mAに一過渡的なパワーMOSFETのゲート充電電流を加えた電流を供給する能力をもっていなければなりません。
VINAC	7	I	交流入力電圧の検出：通常動作では、このピンを整流入力電源からの抵抗分圧に接続します。VINACの電圧がブラウンアウトのフィルタ時間よりも長い時間ブラウンアウト・スレッシュホールドより低い時、デバイスはブラウンアウト・モードになり、両方の出力駆動ともディスエーブルになります。入力電圧の抵抗分圧比は目的とするブラウンアウト・スレッシュホールドに対して選択します。分圧インピーダンスはブラウンアウト・ヒステリシスに対して選択します。
VREF	15	O	基準電圧出力：このピンからAGNDに0.1 μ Fのセラミック・バイパス・コンデンサを接続します。VREFはVCCが低電圧の時オフになり、VSENSEはディスエーブルとなって電源電流を節約し効率を上昇させます。この6Vの直流基準電圧は他の回路をバイアスするのに使用することができ、トータル電源電流は2mA未満です。
VSENSE	2	I	直流出力電圧検出：このピンをパワー・コンバータの出力で抵抗分圧に接続します。誤差増幅器の基準電圧は6Vです。出力電圧の分圧比は目的とする出力電圧に対して選択します。この分圧器のグラウンド側は良好な出力レギュレーション精度と耐ノイズ性のため短い配線でグラウンドを接続します。出力をディスエーブルにしVCC電流を低減するため、VSENSEピンはオープン・ドレインのロジック出力または低リークのダイオードに直列接続した6Vのロジック出力により“L”レベルにすることができます。VSENSEが接続されていないと、オープン・ループ保護機能により内部の電流源がVSENSEを“L”レベルにし、ゲート・ドライバをオフにします。
ZCDA	16	I	ゼロ電流検出入力：これらの入力ではそれぞれのフェーズのインダクタ電流がゼロになった時立ち下りエッジとなることが想定されます。入力は0Vと3Vでクランプされます。信号はクランプ電流を ± 3 mA未満に制限する直列抵抗を介して結合されなければなりません。これらのピンは電流制限抵抗を介して適切なブースト・インダクタのゼロ・クロス検出巻線に接続します。インダクタの巻線はこの電圧がインダクタ電流がゼロに低下した時減少するよう接続しなければなりません。インダクタ電流がゼロに低下した時、ZCD入力はゲート駆動出力を上昇させるため約1Vの立ち下りスレッシュホールドより低下しなければなりません。パワーMOSFETがオフになった時、ZCD入力は他のZCDの立ち下りエッジにロジックを供給するため約1.7Vの立ち上りスレッシュホールドより高くならなければなりません。
ZCDB	1	I	

ブロック図



代表的特性

At $V_{CC} = 16V$, $AGND = PGND = 0V$, $V_{INAC} = 3V$, $V_{SENSE} = 6V$, $HVSEN = 3V$, $PHB = 5V$, $R_{TSET} = 133k\Omega$; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, $T_J = T_A = +25^\circ C$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

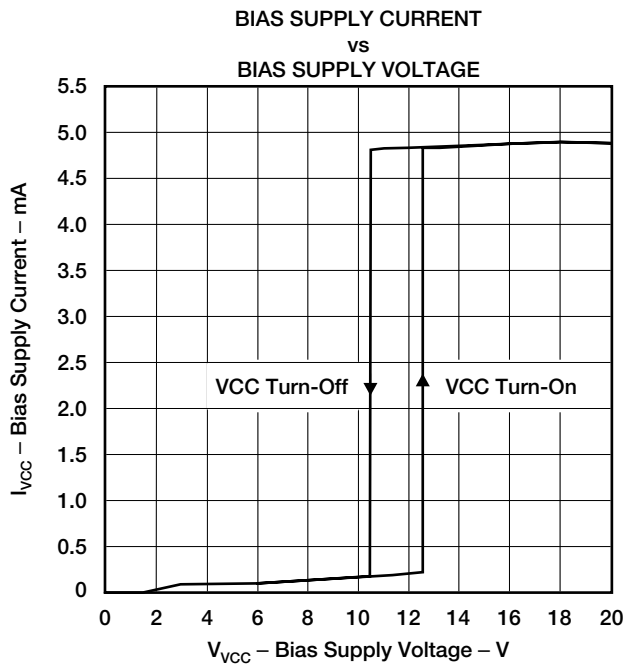


図1

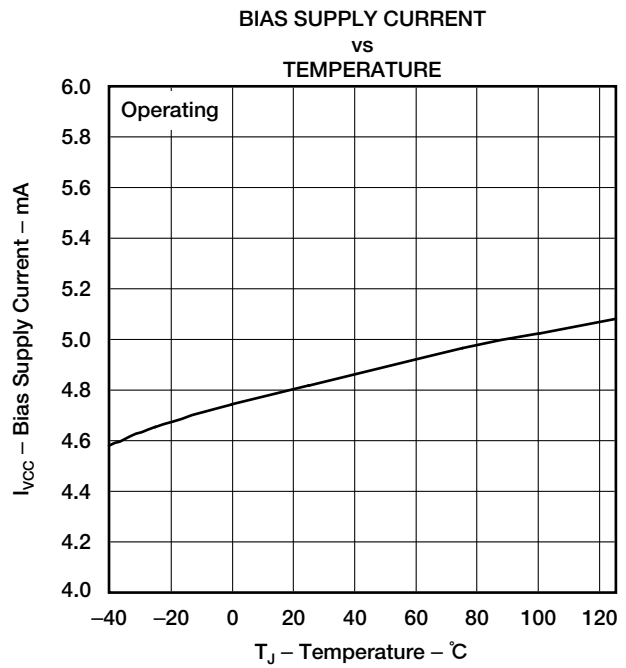


図2

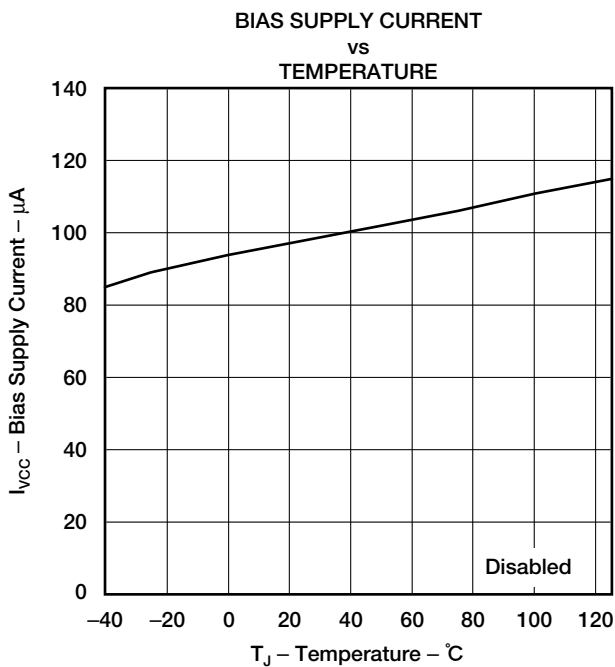


図3

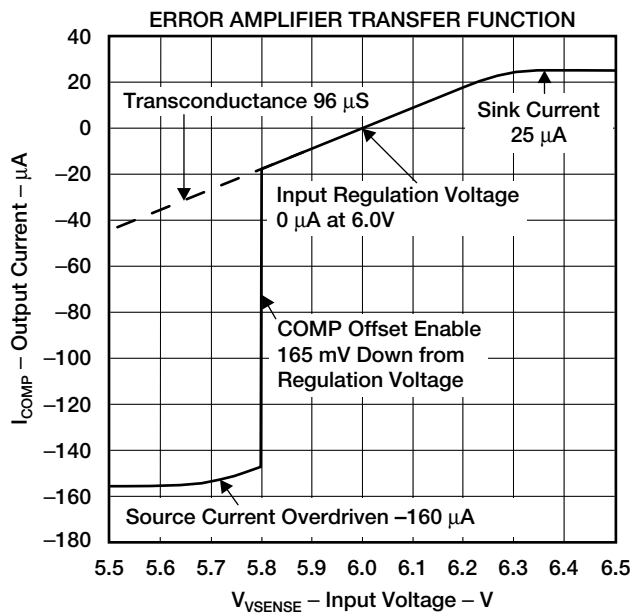


図4

代表的特性

At $V_{CC} = 16V$, $AGND = PGND = 0V$, $V_{INAC} = 3V$, $V_{SENSE} = 6V$, $HVSEN = 3V$, $PHB = 5V$, $R_{TSET} = 133k\Omega$; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, $T_J = T_A = +25^\circ C$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

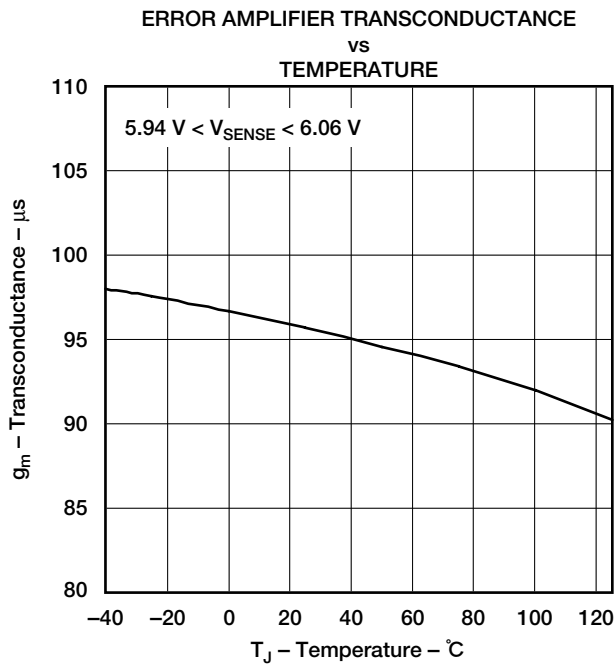


図5

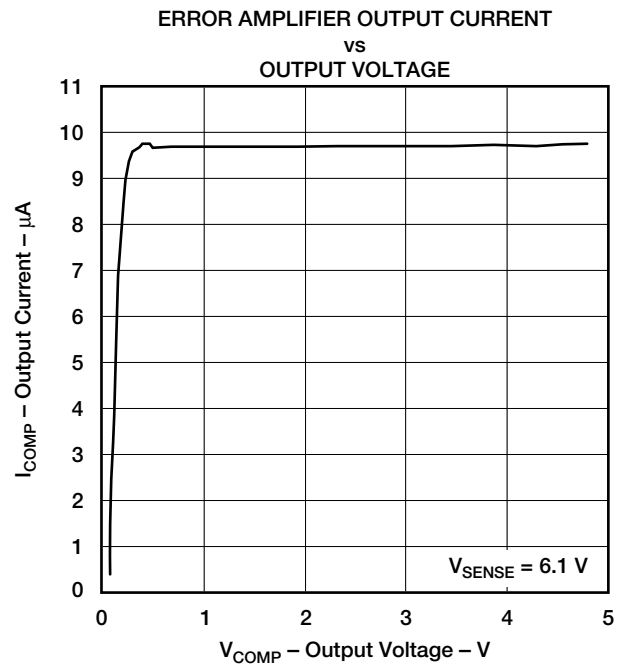


図6

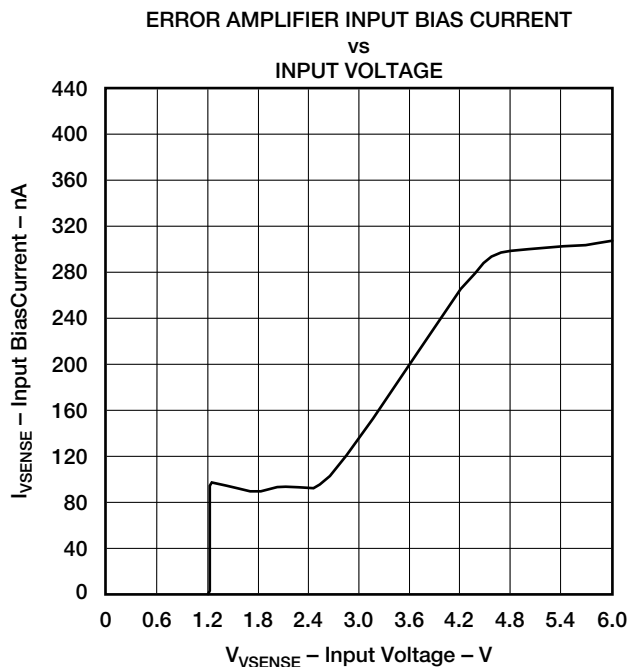


図7

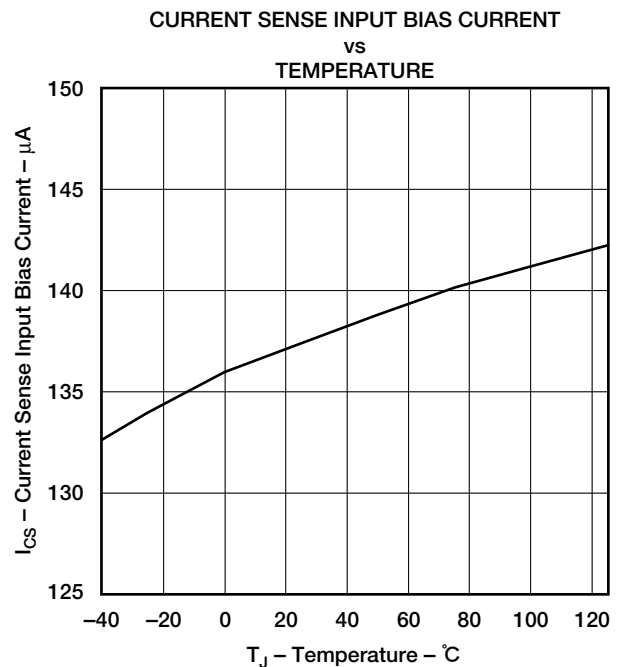


図8

代表的特性

At $V_{CC} = 16V$, $AGND = PGND = 0V$, $V_{INAC} = 3V$, $V_{SENSE} = 6V$, $HVSEN = 3V$, $PHB = 5V$, $R_{TSET} = 133k\Omega$; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, $T_J = T_A = +25^\circ C$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

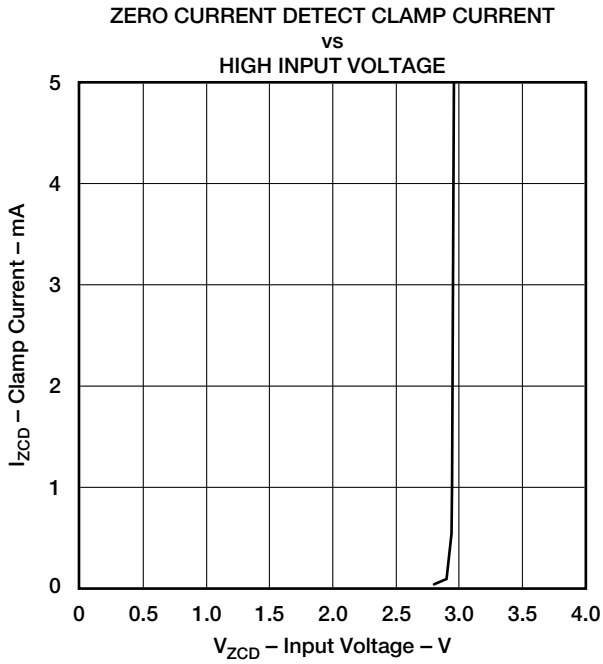


図9

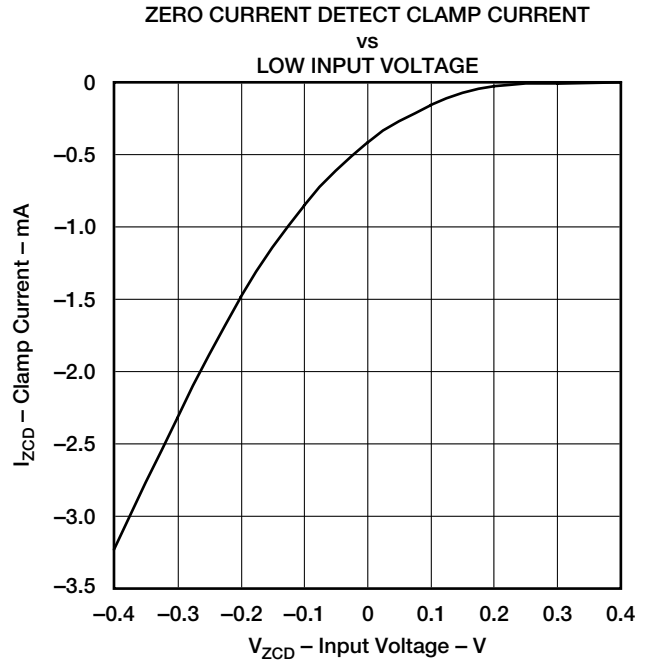


図10

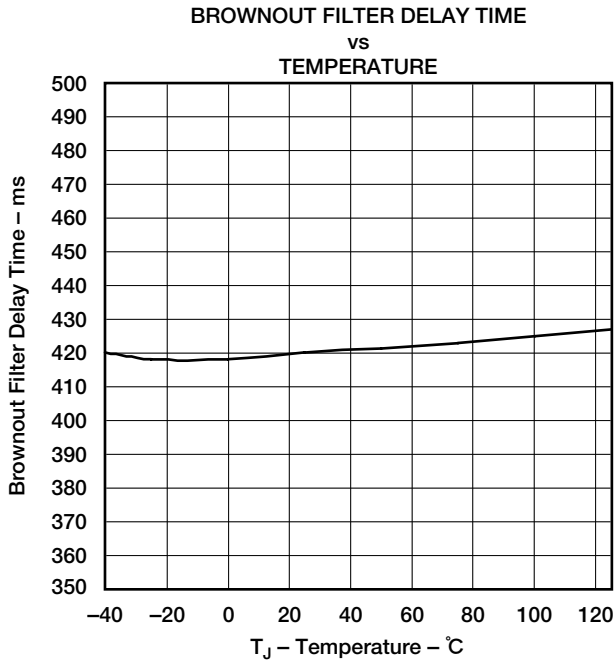


図11

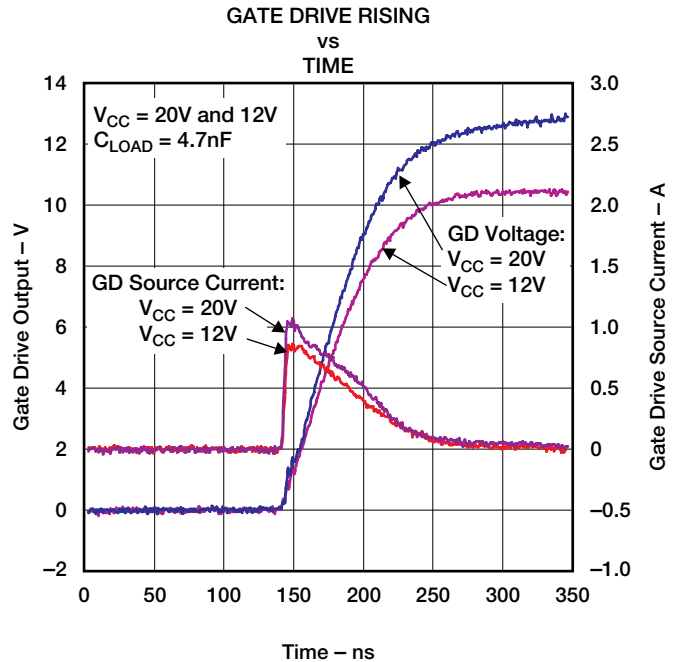


図12

代表的特性

At $V_{CC} = 16V$, $AGND = PGND = 0V$, $V_{INAC} = 3V$, $V_{SENSE} = 6V$, $HVSEN = 3V$, $PHB = 5V$, $R_{TSET} = 133k\Omega$; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, $T_J = T_A = +25^\circ C$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

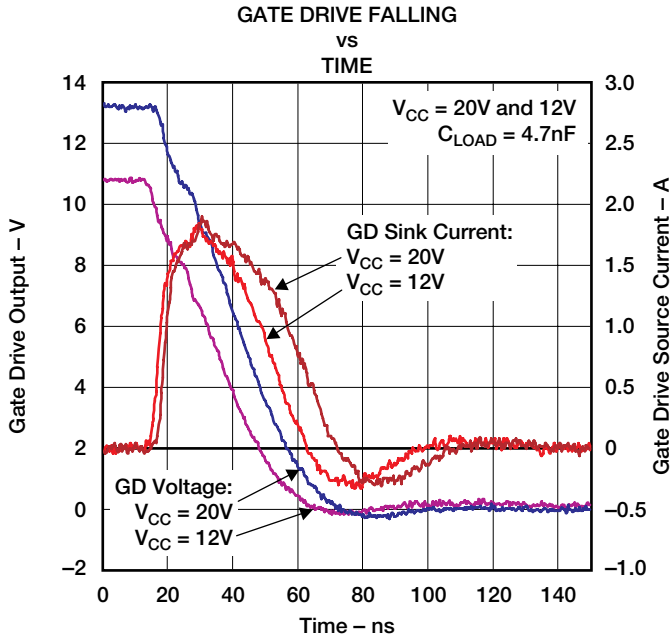


図13

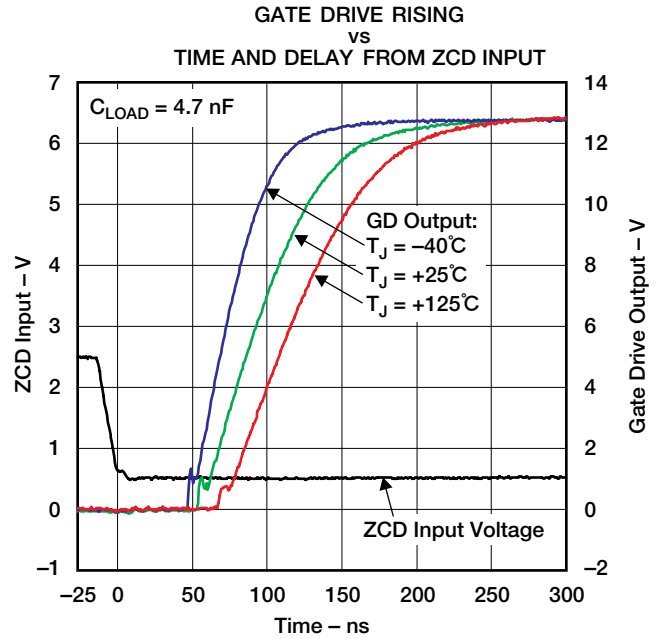


図14

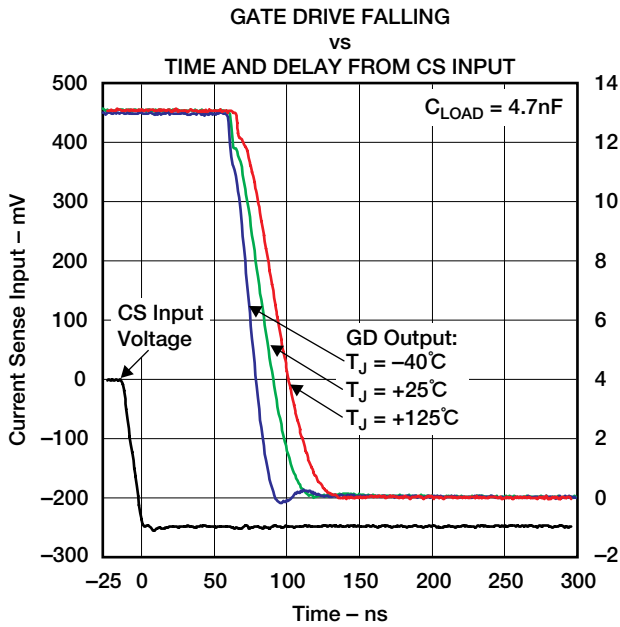


図15

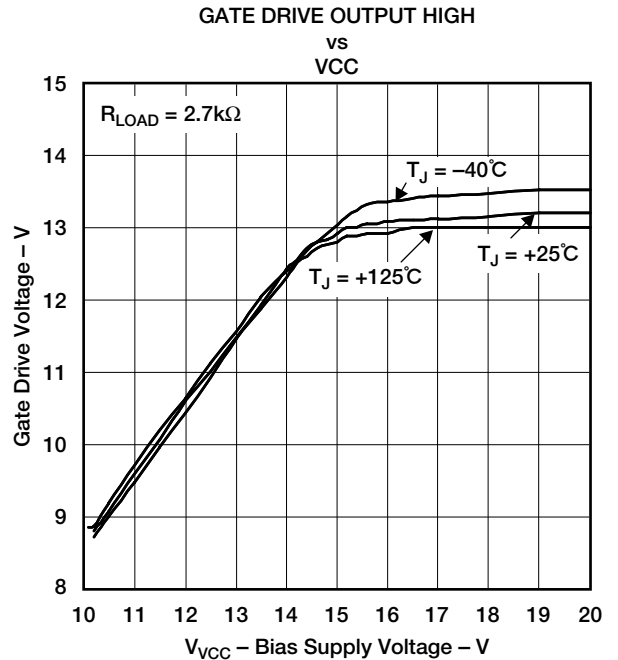


図16

代表的特性

At VCC = 16V, AGND = PGND = 0V, VINAC = 3V, VSENSE = 6V, HVSEN = 3V, PHB = 5V, R_{TSET} = 133kΩ ; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, T_J = T_A = +25°C, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

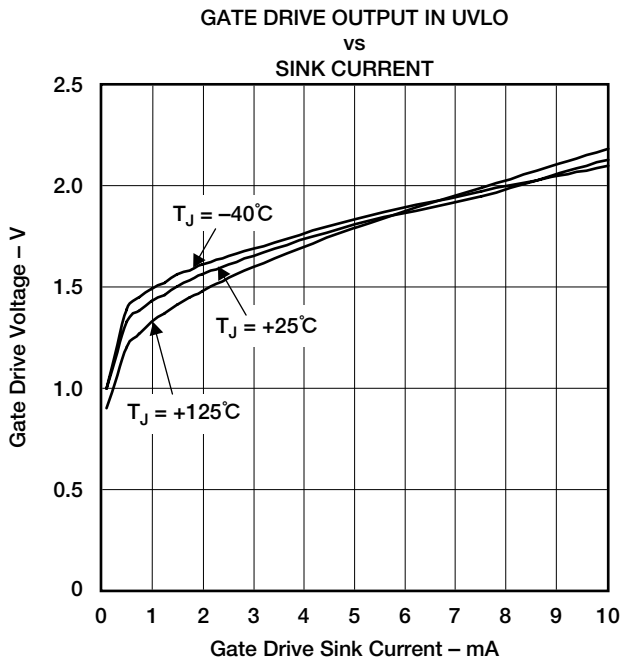


図17

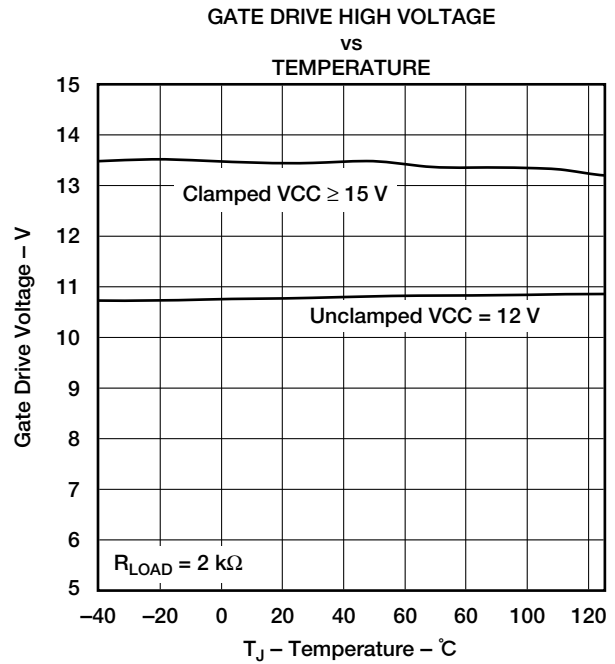


図18

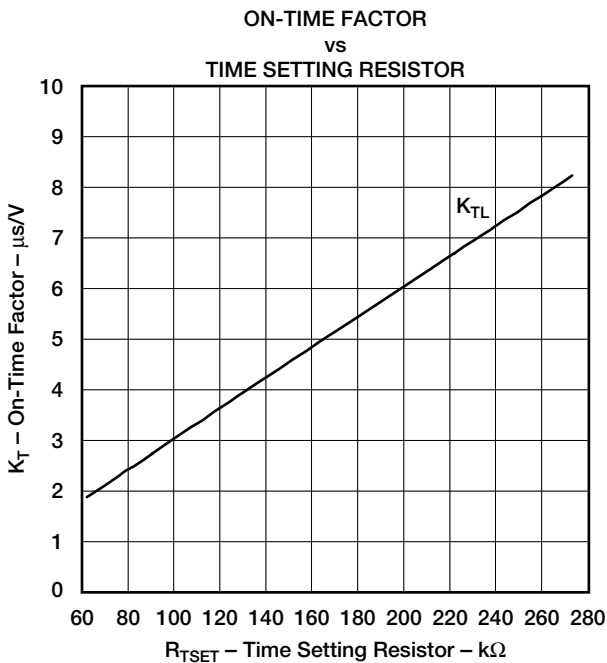


図19

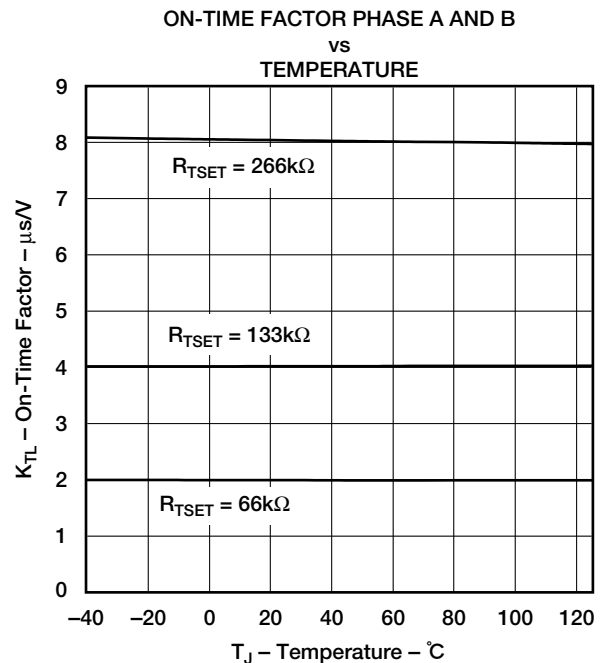


図20

代表的特性

At $V_{CC} = 16V$, $AGND = PGND = 0V$, $V_{INAC} = 3V$, $V_{SENSE} = 6V$, $HVSEN = 3V$, $PHB = 5V$, $R_{TSET} = 133k\Omega$; all voltages are with respect to GND, all outputs unloaded, $T_J = T_A = +25^\circ C$, and currents are positive into and negative out of the specified terminal (特に記述のない限り)

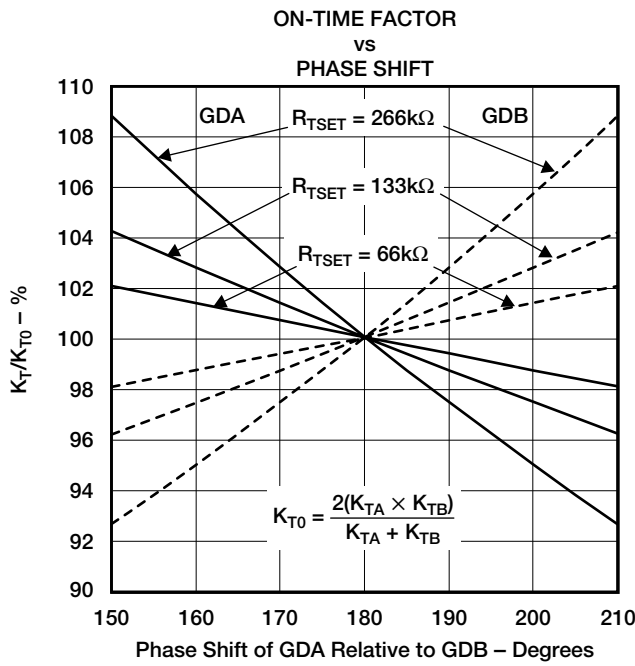


図21

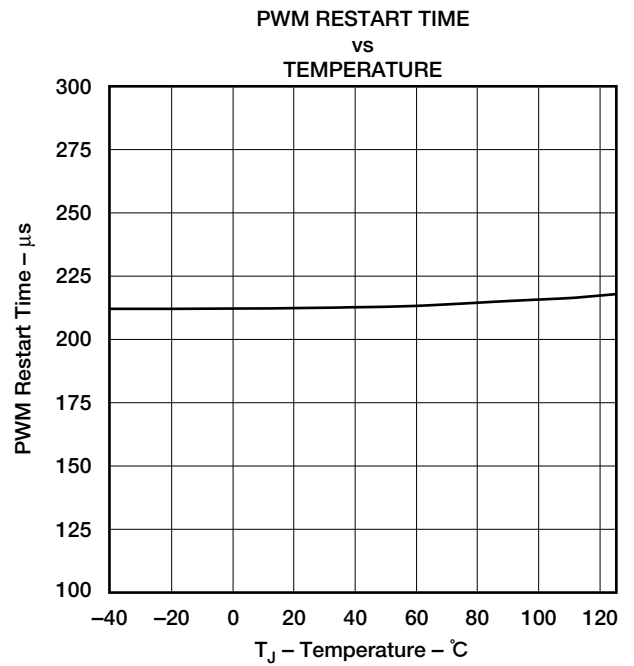


図22

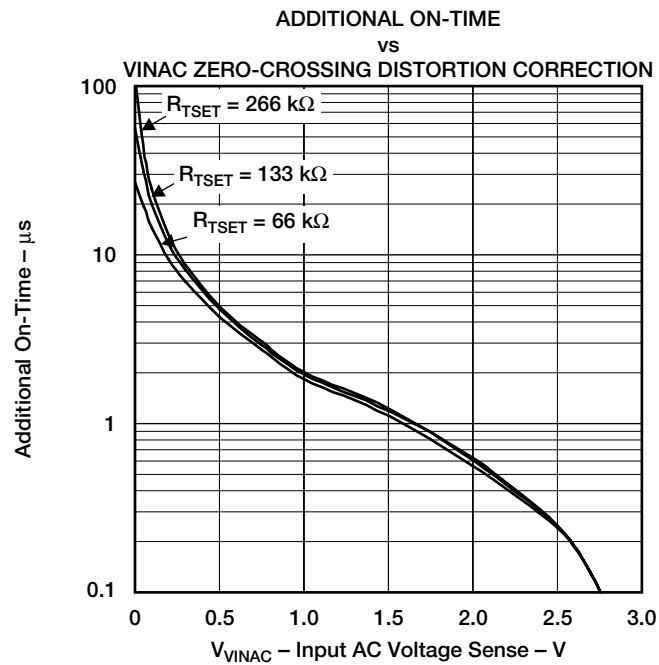


図23

アプリケーション情報

動作原理

UCC28061は2つのブースト型パルス幅変調(PWM)のパワー・コンバータ用のコントロール回路を含んでいます。ブースト型PWMパワー・コンバータは誤差増幅器の出力の電圧に比例した時間ブースト・インダクタの電流を上下させます。次に各パワー・コンバータは、ゼロ電流検出入力(ZCDAとZCDB)で検出される、ブースト・インダクタの電流がゼロに減少するまでパワーMOSFETをオフにします。インダクタの電流がゼロになると、パワー・コンバータは他のサイクルを開始します。このオン/オフの繰り返しにより、式(1)に示されているように、オン時間と電源の入力電圧により設定されるピーク電流の三角波の電流が生成されます。

$$I_{PEAK}(t) = \frac{VINAC(t) \times T_{ON}}{L} \quad (1)$$

平均ライン電流は式(2)に示されているようにピーク時のライン電流のちょうど半分です。

$$I_{AVG}(t) = \frac{VINAC(t) \times T_{ON}}{2 \times L} \quad (2)$$

交流ラインの期間 T_{ON} と L が基本的に一定であると、各スイッチング・サイクル時結果として生じる三角波の電流波形の平均値は整流された交流ライン電圧の瞬時値に比例します。この概念によりライン周波数とほぼ1の力率で抵抗性入力インピーダンス特性となります。

2つのPWMの出力は2つのPWMの電源ラインのリップル電流がそれぞれのPWMのリップル電流より大きく低減するよう 180° 逆相で動作します。この設計により入出力時のリップル電流が減少し、入出力フィルタの大きさやコストの低減が可能になります。

個々のパワー段とオン時間がうまく調和した場合に最適な位相バランスとなります。インダクタ値が不一致であっても位相関係に影響は与えません。

オン時間のコントロール、最大周波数の制限、リスタート・タイマ

ゲート駆動のオン時間は式(3)に示されているように K_T と呼ばれる係数により誤差増幅器の出力電圧により変化します。

$$T_{ON} = K_T (V_{COMP} - 125mV) \quad (3)$$

但し、 V_{COMP} は誤差増幅器の出力電圧で、125mVは変調器のオフセットです。

2フェーズとシングル・フェーズ動作間での遷移が円滑に行われるよう、シングル・フェーズ・モードで K_T は2倍に増加します。

- $K_{T_{LS}} = 2 \times K_T$ ；シングル・フェーズ動作時で有効

誤差増幅器の最大クランプ出力は4.95Vに制限されています。この値から125mVの変調器のオフセットが差し引かれオン時間は式(4)の値に制限されます。

$$T_{ON(max)} = K_T \times 4.825V \quad (4)$$

このオン時間の制限により与えられた入力電圧レベルでコンバータにより供給される最大電力が設定されます。

各フェーズのスイッチング周波数は最小時間タイマにより制限されます。最小時間タイマが経過してしまう前に電流がゼロに低下すると、ターンオンが遅れ位相電流が不連続になります。リスタート・タイマはどちらかのZCD入力が約200 μ sの間立下らない場合両方のフェーズを再起動させることでどんなときでも起動を確実にを行います。回路が連続動作モード(CCM)で動作することを防止するため、この再起動時間では両方のフェーズ電流がゼロに戻るまでターンオンは起こりません。

オン時間の係数(K_{TH} , K_{THS} , K_{TL} , $K_{T_{LS}}$)と最小スイッチン時間 T_{MIN} はTSETピンからグラウンドに接続される時間設定抵抗 R_{TSET} に比例し、それらは式(5)と式(6)で計算することができます。

$$K_{TL} = \frac{R_{TSET}}{133k\Omega} \times 4.0 \frac{\mu S}{V} \quad (5)$$

$$T_{MIN} = \frac{R_{TSET}}{133k\Omega} \times 2.2\mu S; \text{ Minimum Switching Period} \quad (6)$$

R_{TSET} の値を適切に設定すると最小入力ライン及び最大負荷時で動作するコンバータに必要な固定の最大オン時間 $T_{ON(max)}$ が決定されます。

Natural Interleaving

通常動作状態でUCC28061はチャンネルAとチャンネルBのインダクタ電流の位相シフトがほぼ 180° になるよう調整しているため、ライン源や出力コンデンサでのリップル電流が最小限に抑えられます。位相コントロール機能は位相と周波数の関係をもとにしてAチャンネルとBチャンネルのオン時間を差動的に調節します。このNatural Interleavingの手法により両方のフェーズに対しブースト・インダクタへの公差の条件が不要でコンバータは 180° の位相シフトと臨界モード動作を実現することができます。結果として、AチャンネルとBチャンネルの電流シェアはインダクタの公差に比例することになります。最良の電流シェアは両方のインダクタが全く同じ値の場合に達成されます。

フェーズ・マネージメント

軽負荷時、UCC28061は1つのフェーズを停止させることで効率を改善することができます。シングル・フェーズ動作時導通損失は増加し、スイッチング損失は減少します。ある電力レベルでは、スイッチング損失の減少量は導通損失の増加量よりも大きくなります。軽負荷時1つのフェーズをオフにすることは軽負荷時の効率規格に適合するのに特に有用です。

2フェーズ・モード (通常) で動作させるにはPHBを“H”レベルにするか、またはPHBをVREFに接続します。一方、シングル・フェーズ・モードで動作させるにはPHBをグラウンドに接続します

ゼロ・クロス検出とバレー・スイッチング

臨界モードのPFC回路では、MOSFETはブースト・インダクタの電流がゼロに交差した時オンになります。

ブースト・インダクタとMOSFETドレイン・ノードの寄生コンデンサ間の共振のため、MOSFETの接合コンデンサに蓄積されたエネルギーの一部が回復し、スイッチング損失が低減します。さらに、整流入力電圧が出力電圧の半分より低い時、MOSFETの接合コンデンサに蓄積されたエネルギーの全てが回復し、ゼロ電圧スイッチング (ZVS) が実現します。適切な遅延を付加することで、MOSFETをその共振ドレイン電圧の下限でオンにすることができます (バレー・スイッチング)。このようにして、エネルギーの回復を最大化することができ、スイッチング損失は最小限に抑えられます。

RC時定数は一般的には経験的に得られますが、最初はドレイン回路の共振期間の25%の値が適切です。図24に示されているように、遅延は簡単なRCフィルタで実現することができます。ZCDピンは内部でクランプされているため、図25を用いることでより正確な遅延を実現することもできます。

ブラウンアウト保護

電源ラインのRMS電圧が低下すると、RMS入力電流はある特定の負荷に対し出力電圧を一定に維持するため増加します。

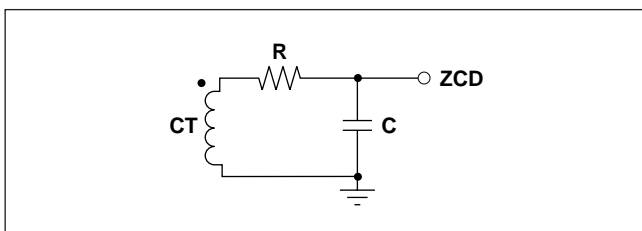


図24. Simple RC Delay Circuit

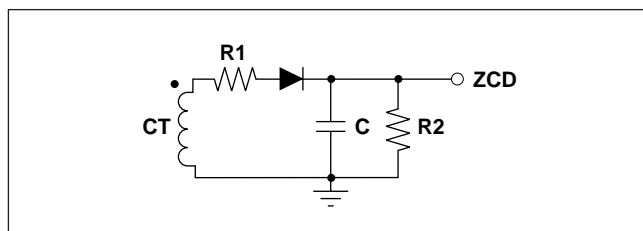


図25. More Accurate Time Delay Circuit

ブラウンアウト保護によりRMS入力電流が安全な動作レベルを越えないよう保護されます。電源ラインのRMS電圧はVINACで検出されます。VINACに加わる電圧がブラウンアウト・フィルタ時間ブラウンアウトのスレッシュホールドを越えることができなかつた時、ブラウンアウト状態が検出され、両方のゲート駆動出力とも直ちに“L”レベルになります。ブラウンアウトの間、COMPはアクティブに“L”レベルになります。ゲート駆動出力はVINACの電圧がブラウンアウトのスレッシュホールドより上昇するまで“L”レベルのままです。ブラウンアウトの後、パワー段はCOMPが上昇するとソフトスタート動作を行います。

ブラウンアウトの検出スレッシュホールドとそのヒステリシスは分圧比と抵抗値により設定されます。ブラウンアウト保護はVINACのピーク電圧に基づいており、そのスレッシュホールドとヒステリシスもラインのピーク電圧に基づいています。VINACのピーク電圧は簡単にRMS値に変換することができます。分圧器用の推奨抵抗値は整流入力電圧からVINACへは $3\text{M}\Omega \pm 1\%$ 、VINACからグラウンドへは $46.4\text{k}\Omega \pm 1\%$ です。これらの抵抗により表1に示されているようにRMS入力電圧の標準スレッシュホールドが設定されます。

フェイルセーフ OVP—出力過電圧保護

フェイルセーフのOVPはいかなる異常時でも出力が安全レベルより上昇することを防止します。出力電圧を検出する冗長経路が出力の過電圧をさらに保護しています。過電圧保護は2つの独立した経路であるVSENSEとHVSENにより実行されます。どちらかの入力に過電圧状態を検出した場合コンバータは停止します。出力電圧はどちらかのループが異常であっても安全なレベルを維持しています。デバイスは両方の検出入力とも正常範囲に戻った時再びイネーブルになります。その時点で、ゲート駆動出力はPWMのコントロール下でスイッチングを再開します。出力過電圧時はソフトスタートが行われることはなく、COMPピンは出力の過電圧時放電されません。

スレッシュホールド	ブラウンアウト (RMS)
立ち下がり	65V
立ち上がり	79.8V

表1. ブラウンアウトのスレッシュホールド

過電流保護

ある特定の状態で(突入電流、ブラウンアウトの復帰、出力過負荷など)で、PFCのパワー段には大きな電流が流れます。パワー・デバイスはこれらの状態時にスイッチングから保護されることが重要です。

従来の電流検出方法ではコンバータの電流を検出するのにMOSFETのソースに直列にシャント抵抗を用いていたため、複数のグラウンド点が生じ、消費電力が大きくなっていました。さらに、MOSFETがオフの時電流情報が得られないため、ソース抵抗による電流検出方法では過電流状態時MOSFETのターンオンを繰り返すことが必要になっていました。結果として、コンバータは一時的に連続電流モード(CCM)で動作することがあり、ブースト・ダイオードの過度の逆回復電流により引き起こされる異常が生じていました。

UCC28061はトータル・インダクタ(入力)電流を連続して検出するために1つの抵抗を使用します。この方法では、インダクタ電流が過度に大きい時でもMOSFETのターンオンは完全に回避されます。MOSFETの駆動はトータル・インダクタ電流がほぼゼロに低下するまで禁止され、逆回復電流により引き起こされる異常が防止されます(これらの異常は交流ラインがブラウンアウト状態から復帰する時に生じる可能性がもっとも高くなります)。

過電流状態の後、入力電流がほぼゼロに低下した時両方のMOSFETとも同相でオンになります。2つのフェーズ電流は一時的に同相で動作するため、過電流状態後に通常動作に復帰することができるよう過電流保護のスレッシュホールドを各フェーズの最大電流リップル値の2倍より大きな値に設定します。

フェーズ異常保護

UCC28061はZCDパルス列を監視することで1フェーズ異常を検出します。通常の2フェーズ動作時、1つのZCD入力が他のZCD入力が通常の切り替えを行っているのに対し約14msより長くアイドル状態のままであると、PWMCNTLは“H”レベルになり、パワー段は正しく動作していないことを示します。通常のシングル・フェーズ動作時では、フェーズ異常は監視されません。UCC28061では、COMPが約222mVより低いとフェーズ異常は監視されません。

歪みの低減

スイッチングMOSFETのドレイン/ソース端に存在する容量とブースト・インダクタ間の共振のため、従来の臨界モードの力率改善回路は入力電圧がおおよそ0Vの時入力ラインから電力を吸収することができないことがありました。この制限により波形の歪みが生じ高調波歪みが増加します。ライン電流の歪みを最小可能レベルまで低減するために、UCC28061は電力の吸収を増加させこの影響を補償するよう入力電圧がおおよそ0Vの時スイッチングMOSFETのオン時間を増加させます。

改良型誤差増幅器

電圧誤差増幅器はトランスコンダクタンス・アンプです。電圧のループ補償は誤差増幅器の出力COMPからアナログ・グランドAGNDに接続されます。推奨する補償回路を図26に示します。

過渡応答を改善するため、図27に示されているように、誤差増幅器の出力電流は誤差増幅器の入力が5.8Vより低い時100 μ A

増加します。この増加により負荷電流が突然増加した後に補償部品の充電が高速で行われます(代表的特性の図4も参照してください)。

UCC28061は出力過電圧が検出された時ソフトスタートを有効にし、COMPをグランドに落とします。このことにより、重負荷から軽負荷への変化に対する応答が改善されます。

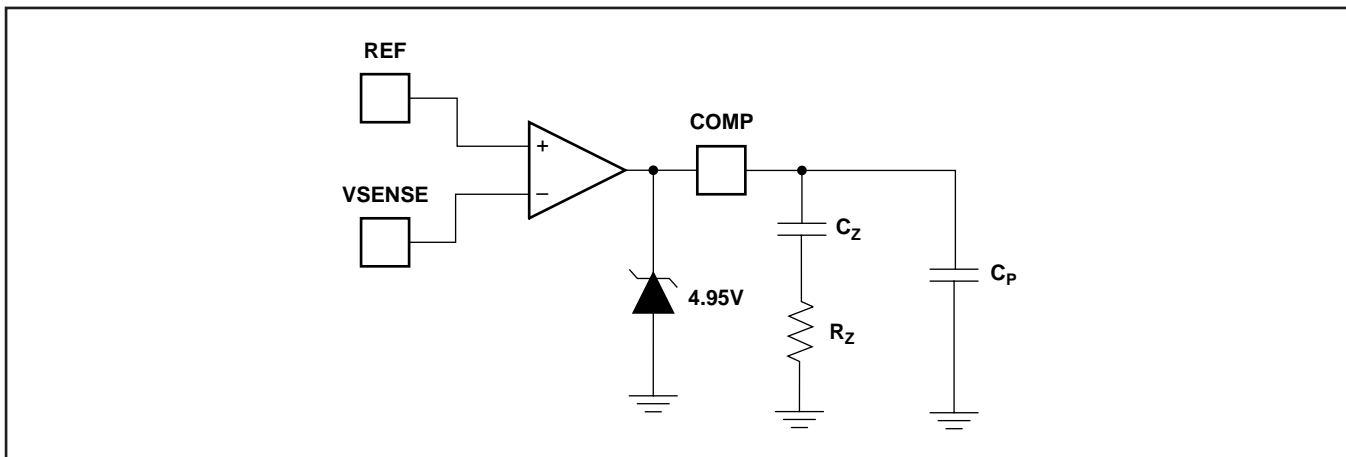


図26. Typical Error Amplifier Compensation

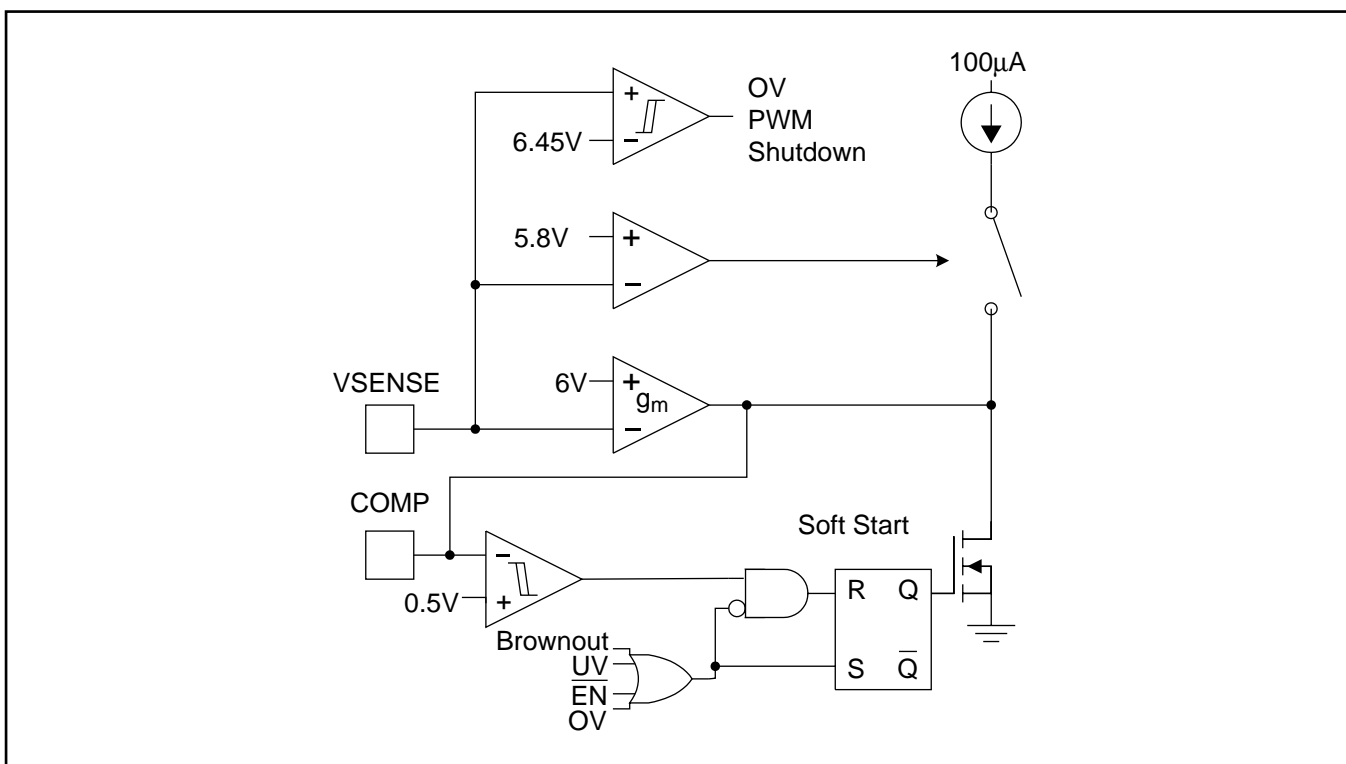


図27. Error Amplifier Block Diagram Showing Speed-Up and Latched Soft-Start

オープン・ループ保護

フィードバック・ループがデバイスから切斷されると、UCC28061に内蔵されている電流源がVSENSEピンの電圧をグランド方向にもってゆきます。VSENSEが1.20Vより低くなると、デバイスはディスエーブルになります。ディスエーブルになった時、電源電流は減少し、両方のゲート駆動出力とCOMPはアクティブに“L”レベルになります。VSENSEが1.25Vより高くなった時、デバイスは再度イネーブルになります。この時点で、ゲート駆動出力はPWMのコントロール下でスイッチングを開始します。

このデバイスはオープン・ドレインまたはオープン・コレクタのドライバを用いてVSENSEピンをグランドに落とすことで外部からディスエーブルにすることができます。ディスエーブルの時、デバイスの電源電流は減少し、COMPはアクティブに“L”レベルになります。VSENSEが解放された時、デバイスはソフトスタートを行います。このディスエーブルの方法によりデバイスは強制的にスタンバイ・モードになり、その消費電力は最小限になります。この機能はスタンバイ時の電力が設計上で重要である場合に特に有用です。

フィードバック・ループがグランドから切斷されると、VSENSEの電圧が高くなります。VSENSEが過電圧保護のスレッシュホールドより高くなった時、両方のゲート駆動出力は“L”レベルになり、COMPはアクティブに“L”レベルになります。VSENSEが範囲内に戻った時、デバイスは再度イネーブルになります。この時点で、ゲート駆動出力はPWMのコントロール下でスイッチングを開始します。VSENSEピンはデバイスがこの状態で損傷しないよう内部でクランプされています。

ソフトスタート

COMPからAGNDに接続されている補償コンデンサが低レベルから最終値に充電されるにつれ、PWMはゼロのオン時間から通常のオン時間に徐々に上昇してゆきます。このプロセスにより誤差増幅器の出力電流と補償コンデンサの値で設定される時定数でソフトスタートが実行されます。ブラウンアウト、ロジックのディスエーブル、VCCの低電圧異常が起こった場合、COMPはアクティブに“L”レベルになり、PWMはこれらの事象がクリアされた後ソフトスタートを行います。また、UCC28061は出力過電圧が検出された時ソフトスタートを有効にします。異常がごく短時間であっても、ソフトスタートは動作を再開する前に補償部品を完全に放電し、確実にソフトスタートを実行するようにします。詳細については図27を参照してください。

軽負荷時の動作

負荷電流が減少すると、誤差増幅器はCOMP電圧を下げることで入力電流を少なくするようにします。PHB (通常はCOMPに接続) が低入力ライン時0.8Vより下がると (高入力ライン時は1.1V)、チャンネルBはスイッチングを停止し、チャンネルAのオン時間はこれを補うため2倍になります。COMPが150mVより下がると、チャンネルAもスイッチングを停止し、ループはヒステリック・コントロール・モードになります。PWMはレギュレーションを維持するためサイクルを省略します。

サイクルを省略する代わりに、UCC28061は負荷の減少につれオン時間をなだらかにゼロに低減させることができます。しかしながら、最大スイッチング周波数は制限されているため、非常な軽負荷では、不連続動作が可能になります。

ダウンストリーム・コンバータへのコマンド

UCC28061では、PWMCNTLピンはPFC段とダウンストリーム・コンバータとの調整に使用されます。HVSENピンにより出力電圧が検出されます。出力電圧が目的とする範囲内にある時、PWMCNTLピンは内部でグランドに落とされ、ダウンストリーム・コンバータをイネーブルにするのに使用することができます。イネーブルのスレッシュホールドとヒステリシスは分圧比と抵抗値によりそれぞれ独立して調整することができます。また、HVSENピンはフェイルセーフの過電圧保護用としても使用することができます。分圧器を設計する時、このフェイルセーフの過電圧保護レベルが通常動作レベルよりも高く設定されているかどうか確認してください。

VCC低電圧保護

VCCはPWMがその機能を開始するため低電圧スレッシュホールドより高くなくてはなりません。VCCが動作時このスレッシュホールドより低くなると、両方のゲート駆動出力とCOMPはアクティブに“L”レベルになります。VCCはPWMの機能が再開するためにはスレッシュホールドより高くならなければなりません。

VCC

VCCは13Vから21Vのバイアス電源に接続されます。レギュレーションが不十分な電源から電源が供給された場合、VCCに過度の電流が流れないようにするためツェナー・ダイオードを外付けすることを推奨します。

設計例

UCC28061PFCコントローラが2フェーズ臨界モードのインターリーブ方式PFCプリレギュレータに使用された例を図28に示します。

設計目標

当設計の仕様は300WのLCD TVの電力要件に基づいて選択されています。この仕様を表2に示します。

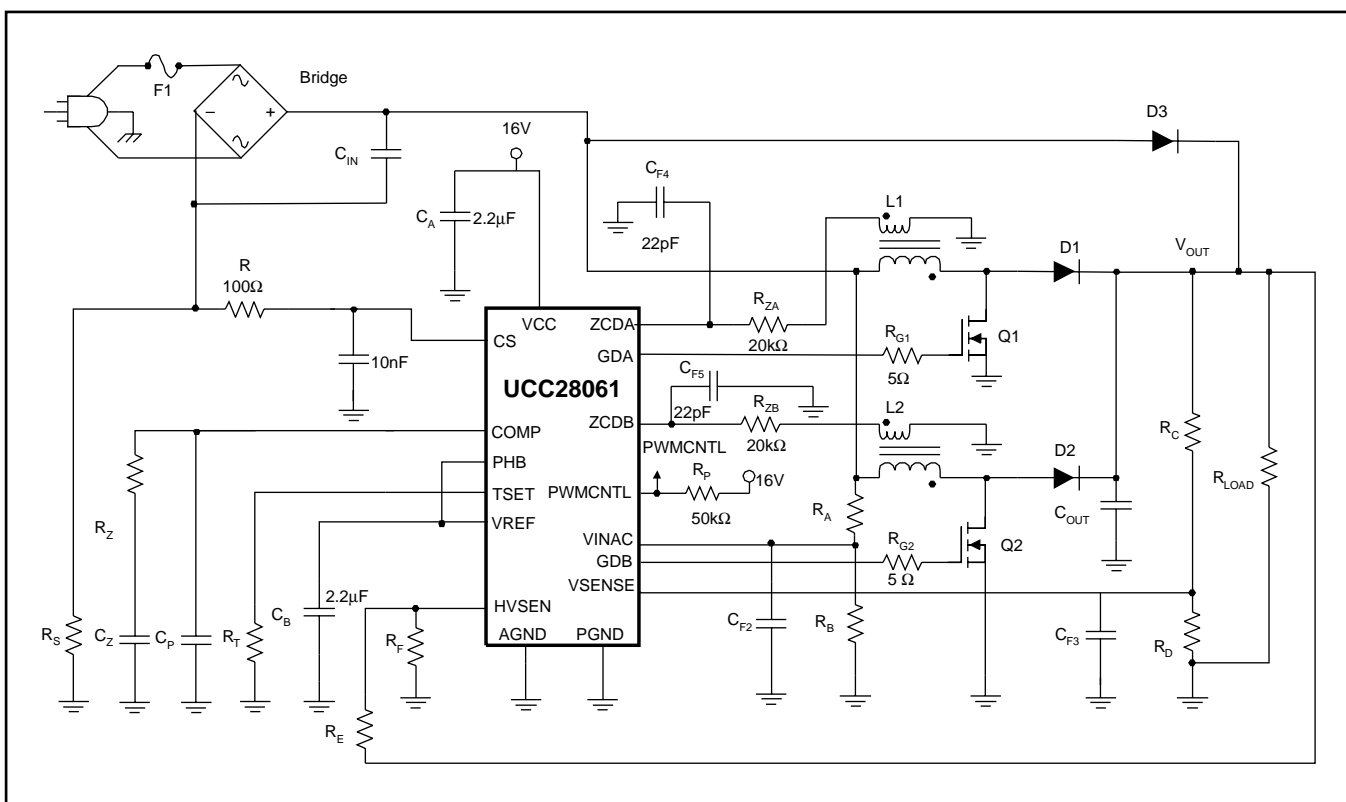


図28. Typical Transition Mode Interleaved PFC Pre-Regulator

パラメータ		MIN	TYP	MAX	単位
V_{IN}	RMS入力電圧	85 (V_{IN_MIN})		265 (V_{IN_MAX})	V_{RMS}
V_{OUT}	出力電圧		390		V
f_{LINE}	ライン周波数	47		63	Hz
PF	最大負荷時の力率	0.90			
P_{OUT}				300	W
η	全負荷効率	0.92			
f_{MIN}	最小スイッチング周波数	45			kHz

表2. 設計仕様

推奨するPCBとデバイスのレイアウト

インターリーブ方式の臨界モードPFCシステムのアーキテクチャでは入出力リップル電流が劇的に低減するため、回路は小型で安価なフィルタを使用することができます。インターリーブ方式の利点を最大限に生かすため、入出力フィルタ・コンデンサは2つのフェーズ電流が一体化した後に置かなければなりません。他のパワー・マネジメント・デバイスと同様に、プリント回路基板(PCB)をレイアウトした時は、スター・グラウンド手法を用いフィルタ・コンデンサをできるだけデバイス・グラウンドに近づけておくことが重要です。ブースト・インダクタによる容量結合により生じる干渉を最小限に抑えるには、デバイスは

ブースト・インダクタから少なくとも1インチ(25.4mm)離して配置しなければなりません。また、デバイスを磁気部品の下に置かないようにすることも推奨します。タイミング条件が精密であるため、タイミング設定抵抗 R_T はできるだけTSETピンの近くに置き、アナログ・グラウンドに戻さなければなりません。推奨する部品配置については図29を参照してください。

注:

PHBピンとVREFピンはボードの裏面でジャンパーで接続されています。

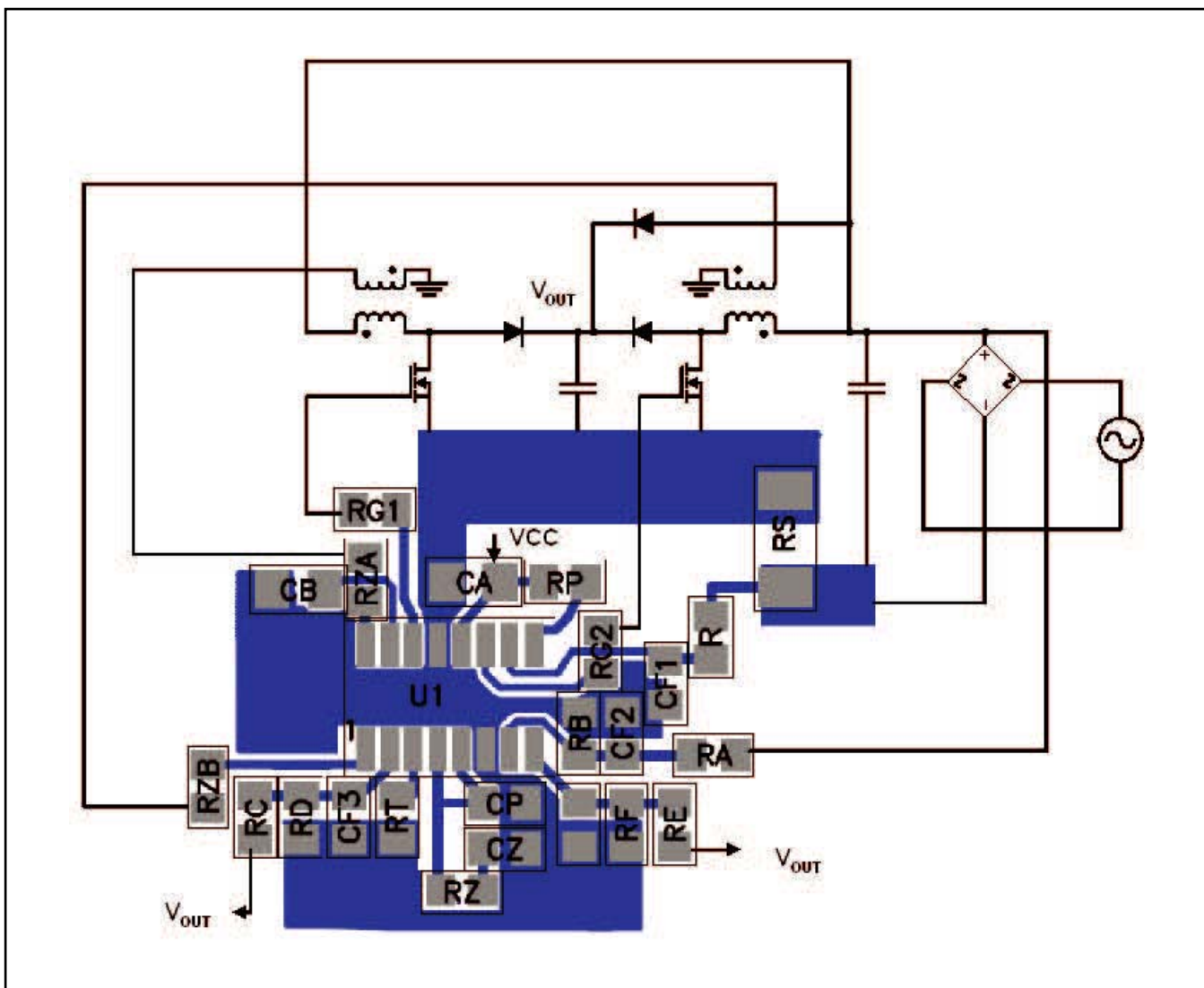


図29. Recommended PCB Layout

インダクタの選択

ブースト・インダクタは低ラインのピーク時におけるインダクタのリップル電流要件に基づいて選択されます。インダクタを選択するには、式 (7) に示されているように、低ラインのピーク時におけるブースト・コンバータのデューティ・サイクル ($D_{PEAK_LOW_LINE}$) を計算することが必要です。

$$D_{PEAK_LOW_LINE} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_MIN} \sqrt{2}}{V_{OUT}} = \frac{390V - 85V \sqrt{2}}{390V} \approx 0.69 \quad (7)$$

低ライン状態でのコンバータの最小スイッチング周波数 (f_{MIN}) は低ラインのピーク時に現れ、可聴ノイズを回避するため 25kHz から 50kHz に設定します。当設計例では、 f_{MIN} は 45kHz に設定しています。

$$L1 = L2 = \frac{\eta \times V_{IN_MIN}^2 \times D_{PEAK_LOW_LINE}}{P_{OUT} \times f_{MIN}} = \frac{0.92(85V)^2 \times 0.69}{300W \times 45kHz} \approx 340\mu H \quad (8)$$

当設計のインダクタのピーク電流 (I_{LPEAK}) は式 (9) に示されているように 5.4A、RMS 電流 (I_{LRMS}) は式 (10) に示されているように 2.2A になります。

$$I_{LPEAK} = \frac{P_{OUT} \sqrt{2}}{V_{IN_MIN} \times \eta} = \frac{300W \sqrt{2}}{85V \times 0.92} \approx 5.4A \quad (9)$$

$$I_{LRMS} = \frac{I_{LPEAK}}{\sqrt{6}} = \frac{5.4A}{\sqrt{6}} \approx 2.2A \quad (10)$$

このコンバータではコンバータのタイミングを構築するのに一定のオン時間 (T_{ON}) とゼロ電流スイッチング (ZCS) が用いられています。L1 と L2 の補助巻線がインダクタ電流がゼロになる時を検出します。式 (11) の巻線比を選択することにより、毎スイッチング・サイクル後 ZCD コンパレータをリセットするために高ラインのピーク時に少なくとも 2V が存在していることが確実にになります。

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_MAX} \sqrt{2}}{2V} = \frac{390V - 265V \sqrt{2}}{2V} \approx 8 \quad (11)$$

ZCD 抵抗の選択 (R_{ZA} , R_{ZB})

ZCD 抵抗の最小値は、式 (12) に示されているように、内蔵のツェナー・ダイオードの最大クランプ電流定格 3mA に基づいて選択されます。

$$R_{ZA} = R_{ZB} \geq \frac{V_{OUT} - N_S}{N_P \times 3mA} = \frac{390V}{8 \times 3mA} \approx 16.3k\Omega \quad (12)$$

当設計では ZCD 抵抗は式 (13) に示されているように 20kΩ に設定されています。

$$R_{ZA} = R_{ZB} = 20k\Omega \quad (13)$$

HVSEN

HVSEN ピンは UCC28061 の PWMCONTL 出力をプログラムします。PWMCONTL のオープン・ドレイン出力は PFC の出力コンデンサが充電している間ダウンストリーム・コンバータをディスエーブルするのに使用することができます。PWMCONTL はハイ・インピーダンスで始まり、HVSEN が 2.5V より高くなった時グラウンドに落ちます。PWMCONTL がアクティブになる点を設定するにはブースト電圧から HVSEN ピン及びグラウンドへの抵抗分圧が必要となります。式 (14) から式 (18) に出力電圧がその標準値の 90% 以内である場合に PWMCONTL ピンがアクティブになるための設定方法を示します。

$$V_{OUT_OK} = V_{OUT} \times 0.90 \approx 351V \quad (14)$$

抵抗 R_E は分圧器の上側を構成し、PWMCONTL 信号のヒステリシスをプログラムします。当例では、式 (15) に示されているように R_E はヒステリシスが 108V となるよう選択されます。

$$R_E = \frac{\text{Hysteresis}}{36\mu A} = \frac{108V}{36\mu A} = 3M\Omega \quad (15)$$

抵抗 R_F は式 (16) に示されているように PWMCONTL のアクティブ・スレッシュホールドをプログラムするのに使用されます。

$$R_F = \left[\frac{2.5V}{\frac{V_{OUT_OK} - 2.5V}{R_E} - 36\mu A} \right] = \frac{2.5V}{\frac{351V - 2.5V}{3M\Omega} - 36\mu A} = 31.185k\Omega \approx 3.16k\Omega \quad (16)$$

この PWMCONTL 出力は式 (17) に示されている最小出力電圧 (V_{OUT_MIN}) に達するまでアクティブのままです。

$$V_{OUT_MIN} = \frac{2.5V (R_E + R_F)}{R_F} = \frac{2.5V (3M\Omega + 31.6k\Omega)}{31.6k\Omega} \approx 240V \quad (17)$$

これらの抵抗値により、式 (18) に従ってフェイルセーフの OVP スレッシュホールドが設定されます。

$$V_{OV_FAILSAFE} = \frac{4.87V (R_E + R_F)}{R_F} = \frac{4.87V (3M\Omega + 31.6k\Omega)}{31.6k\Omega} \approx 467V \quad (18)$$

出力コンデンサの選択

出力コンデンサ (C_{OUT}) は式 (19) に示されているようにホールドアップ要件に基づいて選択されます。

$$C_{OUT} \geq \frac{2 \frac{P_{OUT}}{\eta} \frac{1}{f_{LINE}}}{V_{OUT}^2 - (V_{OUT_MIN})^2} = \frac{2 \frac{300W}{0.92} \frac{1}{47Hz}}{(390V)^2 - (240V)^2} \approx 147\mu F \quad (19)$$

100 μ Fのコンデンサを2つ並列にして出力コンデンサとして用います。

$$C_{OUT} = 200\mu F \quad (20)$$

この大きさのコンデンサの場合、出力電圧リップル (V_{RIPPLE}) は式 (21) に示されているように約11Vになります。

$$V_{RIPPLE} = \frac{2 \times P_{OUT}}{\eta} \frac{1}{V_{OUT} \times 4\pi \times f_{LINE} \times C_{OUT}} \\ = \frac{2 \times 300W}{0.92 \times 390V \times 4\pi \times 47Hz \times 200\mu F} \approx 14V \quad (21)$$

ホールドアップ要件に加え、コンデンサは低周波のRMS電流 (I_{COUT_100Hz}) と高周波のRMS電流 (I_{COUT_HF}) への耐性をもつよう選択しなければなりません。式 (22) から式 (24) を参照してください。高電圧の電解コンデンサでは、通常、低周波/高周波のRMS電流定格が製品のデータシートに記載されています。

$$I_{COUT_100Hz} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta \times \sqrt{2}} = \frac{300W}{390V \times 0.92 \times \sqrt{2}} = 0.591A \quad (22)$$

$$I_{COUT_HF} = \sqrt{\left[\frac{P_{OUT} 2 \sqrt{2}}{2 \times \eta \times V_{IN_MIN}} \sqrt{\frac{4 \sqrt{2} V_{IN_MIN}}{9\pi V_{OUT}}} \right]^2 - (I_{COUT_100Hz})^2} \quad (23)$$

$$I_{COUT_HF} = \sqrt{\left[\frac{300W \times 2 \sqrt{2}}{2 \times 0.92 \times 85V} \sqrt{\frac{4 \sqrt{2} \times 85V}{9\pi \times 390V}} \right]^2 - (0.591A)^2} \approx 0.966A \quad (24)$$

ピーク電流制限用 R_S の選択

UCC28061のピーク制限コンパレータがトータル入力電流を検出し、突入電流や過負荷状態時にMOSFETを保護するために使用されます。信頼性を高めるため、式 (25) に示されているように当設計でのピーク電流制限 (I_{PEAK}) スレッショルドは起動時に観測される標準突入電流の120%に設定されています。

$$I_{PEAK} = \frac{2P_{OUT} \sqrt{2} (1.2)}{\eta \times V_{IN_MIN}} = \frac{2 \times 300W \times \sqrt{2} \times 1.2}{0.92 \times 85V} \approx 13A \quad (25)$$

式 (26) に示されているように、電流の検出には標準の15m Ω の金属皮膜の電流検出抵抗が用いられます。電流検出抵抗の電力損失 (PRS) の推定値は式 (27) に示されているように通常動作時0.25Wよりも小さくなります。

$$R_S = \frac{200mV}{I_{PEAK}} = \frac{200mV}{13A} \approx 15m\Omega \quad (26)$$

$$P_{RS} = \left(\frac{P_{OUT}}{V_{IN_MIN} \times \eta} \right)^2 R_S = \left(\frac{300W}{85V \times 0.92} \right)^2 \times 15m\Omega \approx 0.22W \quad (27)$$

電流検出抵抗を選択する際のもっとも重要なパラメータはサージ定格です。この抵抗はヒューズ (F1) を溶かすのに要する電流より大きな短絡電流に対する耐性が必要です。 I^2t (アンペア平方秒) はヒューズを溶かすのに必要な電流により生じる熱エネルギーの尺度で、 I^2t はRMS電流の二乗に電流が流れる時間 (単位: 秒) を乗じたものです。設計で短絡状態とならないようにするため I^2t が14A²s の4Aのヒューズが選択されています。確実に電流検出抵抗がサージ保護に対し十分に高くなるよう、当設計では15m Ω 、500mWのmetal-strip抵抗が選択されています。この抵抗は5秒間で2.5Wのサージ定格をもっています。式 (28) に示されているように、この結果は833A²s になり、ヒューズが溶ける前に短絡回路を乗り切るのに十分に高い I^2t です。

$$I^2t = \frac{2.5W}{0.015\Omega} \times 5s = 833A^2s \quad (28)$$

パワー半導体の選択 (Q1, Q2, D1, D2)

Q1、Q2、D1、D2は設計の電力要件に基づいて選択されます。アプリケーション・ノート SLUU138 “UCC38050 100W Critical Conduction Power Factor Corrected (PFC) Pre-Regulator” に、臨界モードPFCプリレギュレータ用パワー半導体の選択方法が説明されています。

MOSFETの最大パルス・ドレイン電流 (Q1, Q2) を式 (29) に示します。

$$I_{DM} \geq I_{PEAK} = 13A \quad (29)$$

MOSFETのRMS電流の計算式 (Q1, Q2) を式 (30) に示します。

$$\begin{aligned} I_{DS} &= \frac{I_{PEAK}}{2} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} V_{IN_MIN}}{9\pi \times V_{OUT}}} \\ &= \frac{13A}{2} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} \times 85V}{9\pi \times 390V}} \approx 2.3A \end{aligned} \quad (30)$$

設計の電力要件に適合するため、Q1とQ2にはIRFB11N50A、定格500VのMOSFETを選択します。

ブースト・ダイオードのRMS電流 (D1, D2) を式 (31) に示します。

$$I_D = \frac{I_{PEAK}}{2} \sqrt{\frac{4\sqrt{2} V_{IN_MIN}}{9\pi \times V_{OUT}}} = \frac{13A}{2} \sqrt{\frac{4\sqrt{2} \times 85V}{9\pi \times 390V}} \approx 1.4A \quad (31)$$

設計の電力要件に適合するため、D1とD2にはOn SemiconductorのMURS306T3、定格600Vのダイオードを選択します。

ブラウンアウト保護

抵抗 R_A と R_B は規定最小動作入力電圧の75%でブラウンアウトの保護がアクティブになるよう選択されます。抵抗 R_A はブラウンアウト・ヒステリシス・コンパレータをプログラムし、ヒステリシスが21Vとなるよう選択されます。 R_A と R_B は式 (32) と式 (33) に示されています。

当設計例では、入力が64V_{RMS}より低くなった時ブラウンアウトはアクティブになり、入力が79V_{RMS}に達した時非アクティブになります。

$$R_A = \frac{\text{Hysteresis}}{7\mu A} = \frac{21V}{7\mu A} = 3M\Omega \quad (32)$$

$$R_B = \frac{1.4V \times R_A}{V_{IN_MIN} \times 0.75\sqrt{2} - 1.4V} = \frac{1.4V \times 3M\Omega}{85V \times 0.75\sqrt{2} - 1.4V} \approx 47k\Omega \quad (33)$$

コンバータのタイミング

式 (34) に示されているように、 K_{TL} をもとに正確なオン時間 (T_{ON}) に対するタイミング抵抗 R_{TSET} を選択します。確実に正常動作を行うには、最大ブースト・インダクタンス (L_{1MAX}) に基づいてタイミングを設定しなければなりません。当設計例では、式 (35) に示されているようにブースト・インダクタはライン及び負荷状態に基づき390 μ Hです。

$$\begin{aligned} f_{MIN} &= \frac{\eta \times (V_{IN_MIN})^2 \left(1 - \frac{V_{IN_MIN} \times \sqrt{2}}{V_{OUT}}\right)}{P_{OUT} \times L_{1MAX}} \\ &= \frac{0.92 \times (85V)^2 \left(1 - \frac{85V \times \sqrt{2}}{390V}\right)}{300W \times 390\mu H} = 39.2kHz \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} R_{TSET} &= \frac{133k\Omega \left(1 - \frac{V_{IN_MIN} \times \sqrt{2}}{V_{OUT}}\right)}{4.85V \times 4\mu S \times f_{MIN}} \\ &= \frac{133k\Omega \left(1 - \frac{85V \times \sqrt{2}}{390V}\right)}{4.85V \times 4\mu S \times 39.2kHz} \approx 121k\Omega \end{aligned} \quad (35)$$

この結果により、式 (36) に示されているように、最大周波数クランプ (f_{MAX}) が設定され、これにより軽負荷時での効率が改善されます。

$$f_{MAX} = \frac{133k\Omega}{2\mu S \times R_T} = \frac{133k\Omega}{2\mu S \times 121k\Omega} \approx 550kHz \quad (36)$$

V_{OUT} のプログラミング

抵抗 R_C は V_{SENSE} 入力バイアス電流による誤差を最小限に抑えるよう、また、PFCがディスエーブルの時電源ラインの負荷を最小限にするよう選択されます。高電圧の要件に適合させるため2つ以上の抵抗を直列接続して R_C を構築します。また、部品表の簡素化と設計コストの低減のため R_C は R_A および R_E と同じ値に選択されています。

式 (37) から式 (39) に示されている抵抗値に基づき、出力過電圧保護のスレッシュホールドは式 (40) に示される値になります。

$$R_C = 3M\Omega \quad (37)$$

$$V_{REF} = 6V \quad (38)$$

$$R_D = \frac{V_{REF} \times R_C}{(V_{OUT} - V_{REF})} = \frac{6V \times 3M\Omega}{(390V - 6V)} \approx 47k\Omega \quad (39)$$

$$V_{OVP} = 6.45V \frac{R_C \times R_D}{R_D} = 6.45V \frac{3M\Omega + 47k\Omega}{47k\Omega} = 418V \quad (40)$$

ループ補償

抵抗 R_Z は低周波リップルが電圧アンプの出力範囲の2%より低くなるような大きさにします。この値により、確実に力率が改善し入力電流の高調波歪みが小さくなります。

トランスコンダクタンス・アンプのゲインを式(41)に示します。

$$g_m = 96\mu S \quad (41)$$

分圧器のフィードバック・ゲインを式(42)と式(43)に示します。

$$H = \frac{V_{REF}}{V_{OUT}} = \frac{6V}{390V} \approx 0.015 \quad (42)$$

$$R_Z = \frac{100mV}{V_{RIPPLE} \times H \times g_m} = \frac{100mV}{11V \times 0.015 \times 96\mu S} = 6.313k\Omega \approx 6.34k\Omega \quad (43)$$

よって、式(44)に示されているように、 C_Z はスイッチング周波数の1/5で45°の位相余裕が加わるよう設定されます。

$$C_Z = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_{LINE}}{5} \times R_Z} = \frac{1}{2\pi \times \frac{47Hz}{5} \times 6.34k\Omega} = 2.67\mu F \quad (44)$$

C_P は式(45)に示されているように高周波ノイズを減衰させる大きさにします。

$$C_P = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_{MIN}}{2} \times R_Z} = \frac{1}{2\pi \times \frac{45kHz}{2} \times 6.34k\Omega} = 1.12nF \quad (45)$$

C_Z と C_P には式(46)と式(47)の標準値を選択しなければなりません。

$$C_Z = 2.2\mu F \quad (46)$$

$$C_P = 1nF \quad (47)$$

補足資料

関連製品

表3にUCC28061に類似した特性をもつTI製品を挙げます。

参考資料

以下の参考資料、設計ツール、また、設計ソフトウェアなどの補足資料へのリンクはホームページwww.power.ti.comを参照してください。

- Evaluation Module, UCC28060EVM 300W interleaved PFC Pre-regulator, SLUU280 from Texas Instruments
- Application Note, UCC38050 100-W Critical Conduction Power Factor Corrected (PFC) Pre-regulator, SLUU138 from Texas Instruments

パッケージ・アウトラインと推奨するPCBのフットプリント

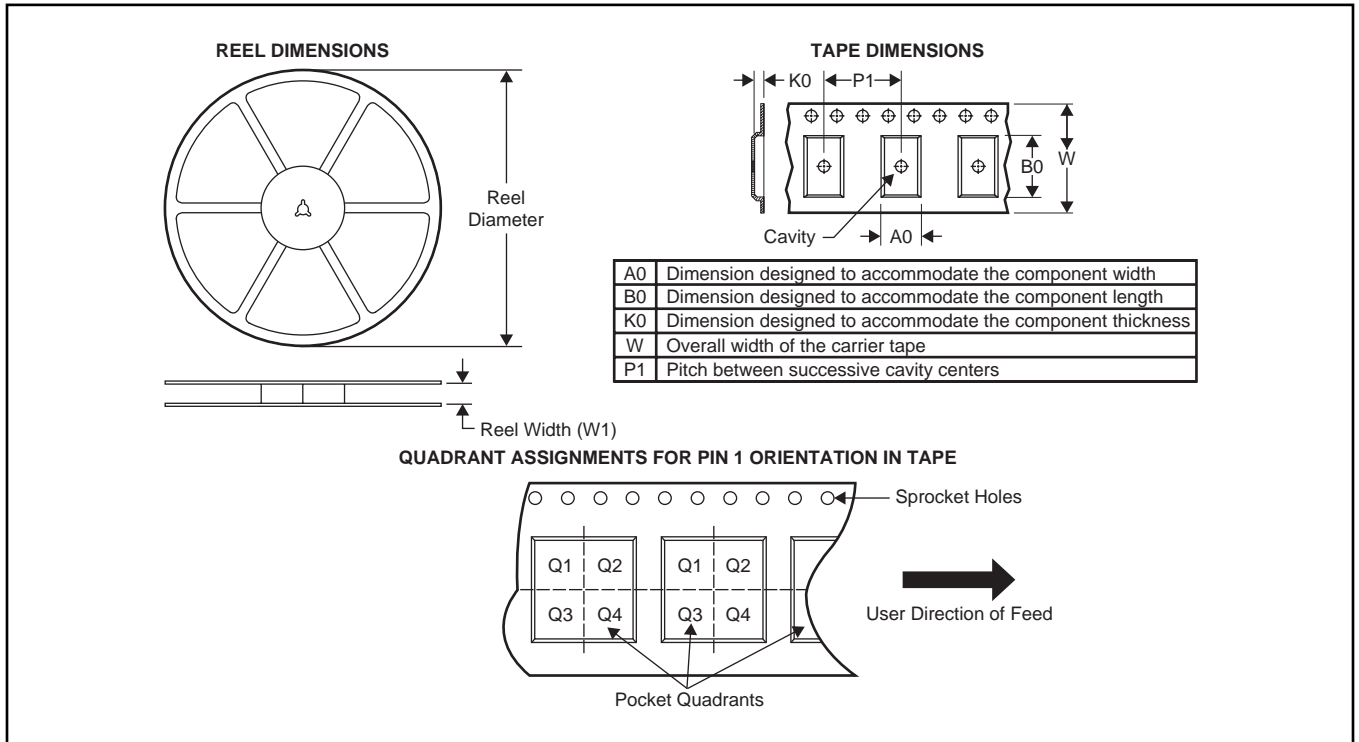
このデータシートの最後にパッケージの機械的特性として16ピンD(SOIC)パッケージの機械的寸法とPCBの推奨レイアウトが記載されています。

デバイス名	機能
UCC28051	低/中程度のパワー・アプリケーション用PFCコントローラ
UCC28019	8ピン連続導通モード(CCM)PFCコントローラ
UCC28060	Natural Interleaving™デュアル・フェーズ臨界モードPFCコントローラ

表3. 関連製品

パッケージ・マテリアル情報

テープおよびリール・ボックス情報

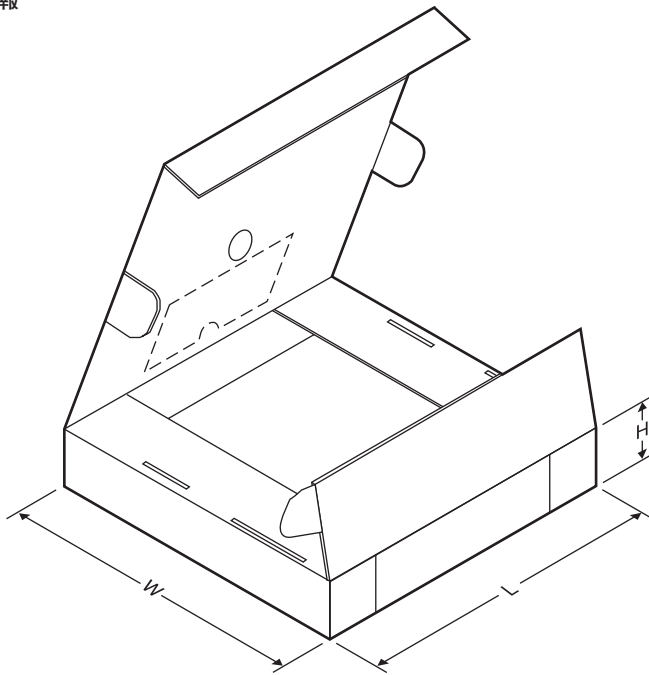


*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
UCC28061DR	SOIC	D	16	2500	330.0	16.4	6.5	10.3	2.1	8.0	16.0	Q1

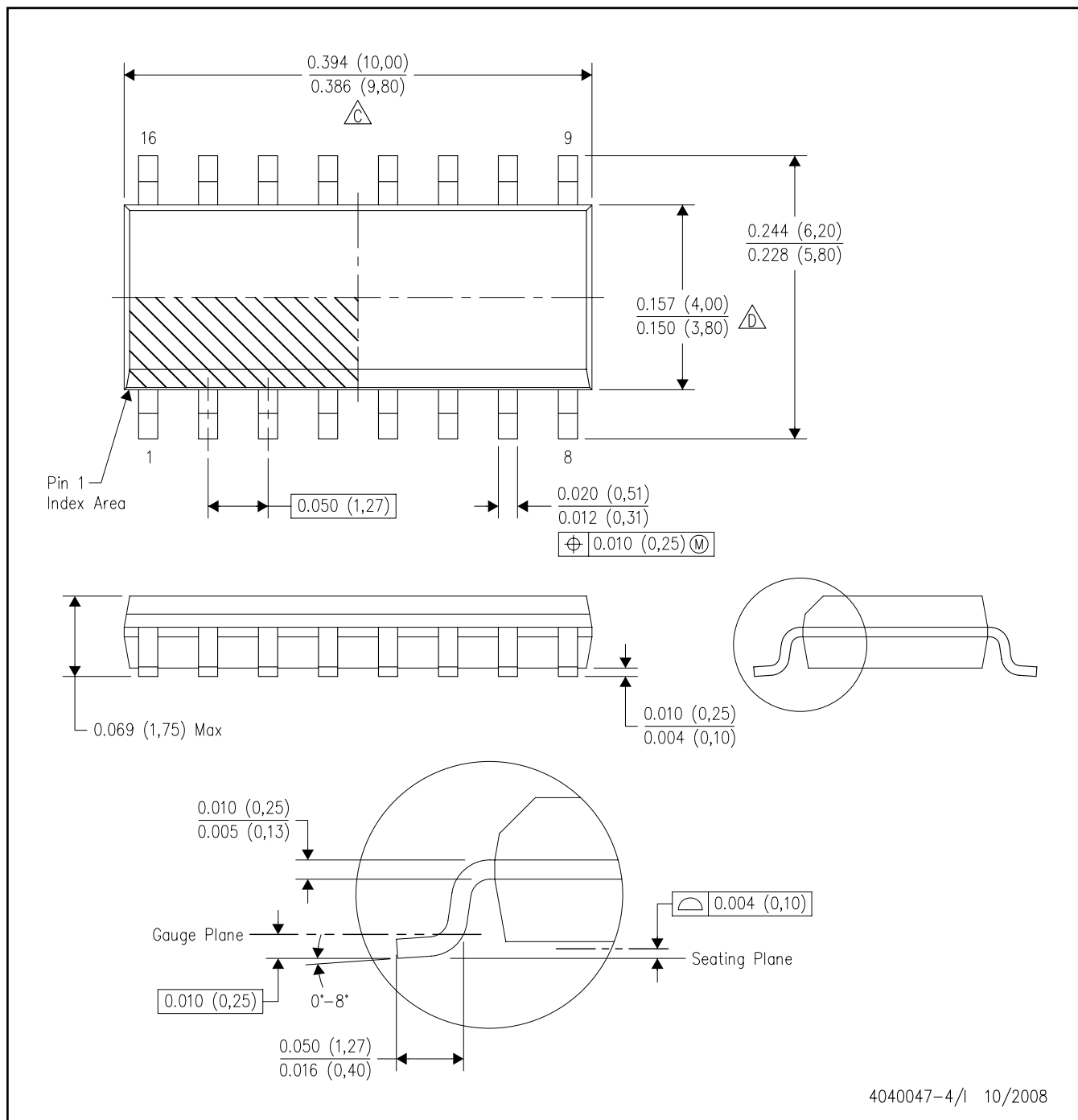
パッケージ・マテリアル情報

テープおよびリール・ボックス情報



*All dimensions are nominal

Device	PackageType	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
UCC28061DR	SOIC	D	16	2500	333.2	345.9	28.6



注：A. 全ての線寸法の単位はインチ(ミリメートル)です。

B. 図は予告なく変更することがあります。

$\triangle C$ ボディ長はモールド突起部やゲートのバリを含みません。モールド突起部やゲートのバリは端部あたり0.006 (0,15) を越えません。

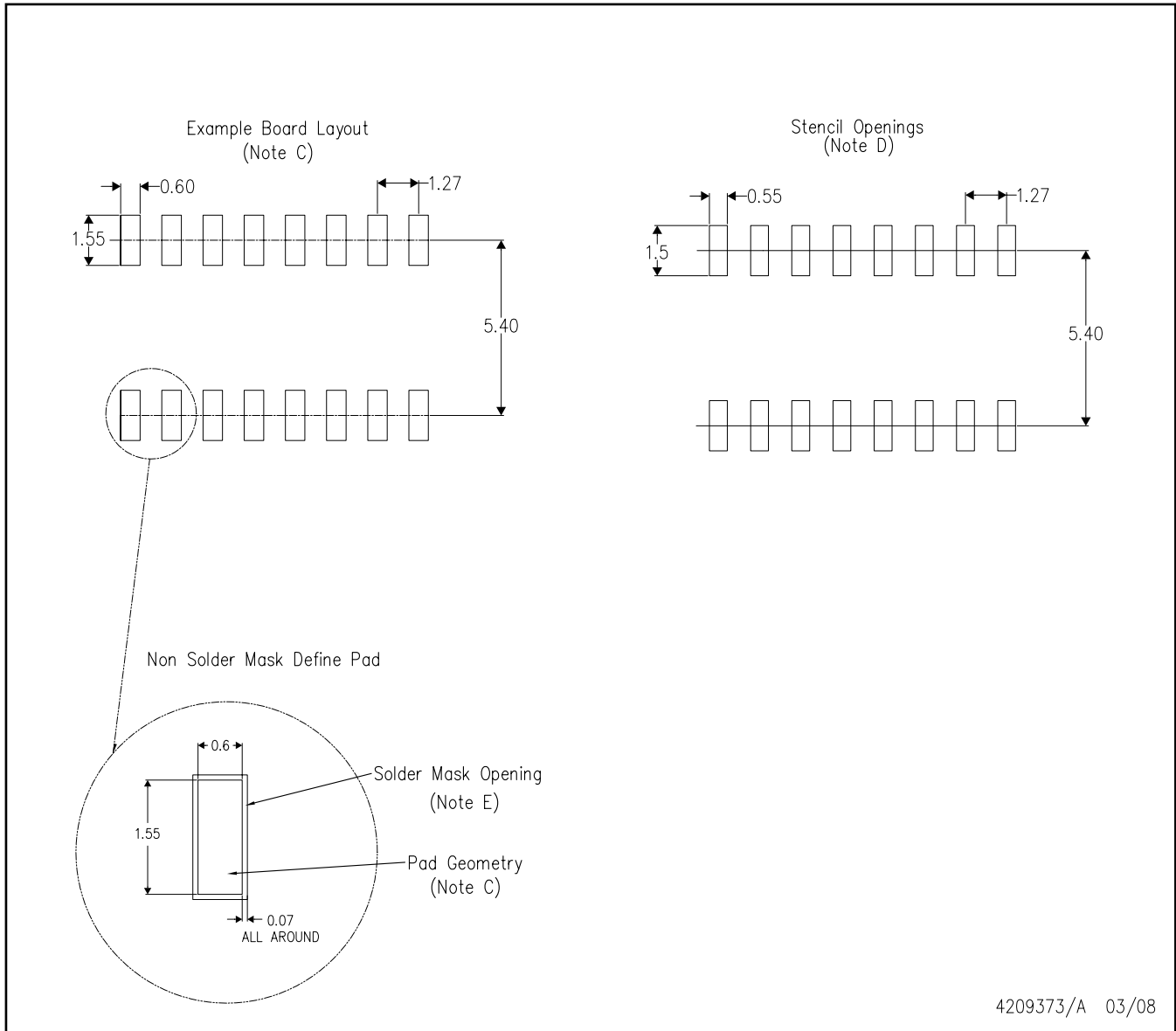
$\triangle D$ ボディ幅はリード間のバリを含みません。リード間のバリは片面あたり0.017 (0,43) を越えません。

E. JEDEC MS-012改AAを参照しています。

ランド・パターン

ランド・パターン

D (R-PDSO-G16)



注：注A. 全ての線寸法の単位はミリメートルです。

B. 図は予告なく変更することがあります。

C. 設計代案についてはIPC7351を参照してください。

D. レーザークットの開口部に台形の壁をつけ、角に丸みをつけるとペースト離れがよくなります。

カスタマはステンシルの設計についてボード製作側に提案しなければなりません。IPC-7525を参照してください。

E. カスタマは信号パッド間及びパッド周りのはんだマスクの許容値についてボード製作側に連絡しなければなりません。

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社(以下TIJといひます)及びTexas Instruments Incorporated(TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといひます)は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従ひまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間に取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従ひ販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従ひ合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えるとか、保証もしくは承認をすることを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負ひません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション(例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの)に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されておられません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されておられません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2009, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。

弊社出荷梱包単位(外装から取り出された内装及び個装)又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で(導電性マットにアースをとったもの等)、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。

マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。

前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

温度: 0 ~ 40 °C、相対湿度: 40 ~ 85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。(但し、結露しないこと。)

直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。

3. 防湿梱包

防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従ひ基板実装すること。

4. 機械的衝撃

梱包品(外装、内装、個装)及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。

5. 熱衝撃

はんだ付け時は、最低限260 °C以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。(個別推奨条件がある時はそれに従うこと。)

6. 汚染

はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質(硫黄、塩素等ハロゲン)のある環境で保管・輸送しないこと。はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。(不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。)

以上