



# 高効率 二次側同期整流式 降圧型PWMコントローラ

## 特長

- 高効率 同期整流 降圧動作のための“Predictive Gate Drive™”機能を内蔵
- ±3A のTrueDrive™デュアル出力
- 1MHzの高周波動作が可能(SYNCINからG1出力まで70nsの遅延)
- リーディング・エッジ変調機能内蔵
- 平均電流モード・コントロール・ループを使用した過電流保護機能回路を内蔵
- 3つのモードで2.7Vから35Vでの動作が可能
- 出力段用逆電流保護機能
- プログラム可能なシャットダウン機能
- 高精度±1%の基準電圧回路内蔵
- 高利得帯域幅の誤差増幅器
- 放熱特性に優れた20ピンHTSSOP PowePAD™ パッケージ

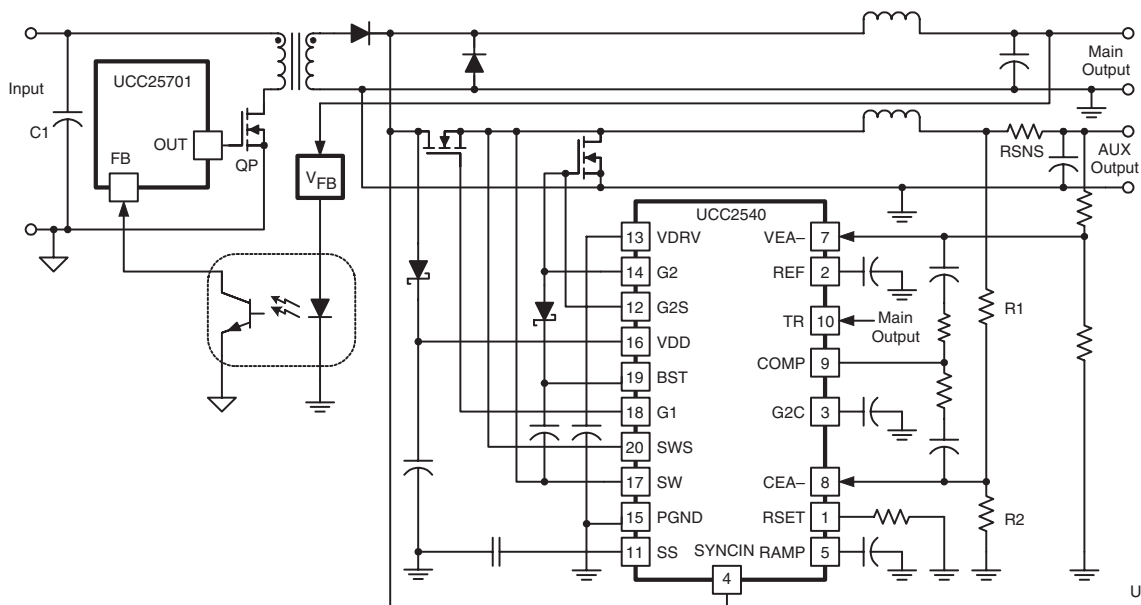
## アプリケーション

- 多出力電源用二次側ポスト・レギュレータ(SSPR)
- カスケード型降圧・コンバータ
- バス・コンバータ及びDCトランス用ポスト・コンバータ

## 概要

UCC2540は、高電流で低出力電圧のアプリケーションに適した二次側・同期整流式・降圧型PWMコントローラです。このデバイスはカスケード接続された絶縁型・非絶縁DC/DCコンバータの二次側コントローラ、または多出力電源用二次側ポスト・レギュレータ(SSPR)として使用することができます。

## SIMPLIFIED APPLICATION DIAGRAM



UDG 04057

Gate Drive、TrueDriveおよびPowerPADは、テキサス・インスツルメンツの商標です。

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。

UCC2540は、一次側、またはDCトランスからの同期信号、または二次側コンバータとして動作します。高効率を実現するため、UCC2540はPredictive Gate Drive™テクノロジーを搭載しており、同期整流器のボディ・ダイオードの導通損失をほぼ除去します。

UCC2540は-40°Cから105°Cの広範囲な温度範囲で使用でき、パッケージは放熱特性に優れた20ピンHTSSOP (PWP) PowePAD™です。この小型化されたパッケージは標準の20ピンTSSOPのフットプリントを用いて、ボード上の高電流デュアル・ドライバに適應する $\theta_{JC}$ が1.4°C/Wという大幅に低い熱抵抗を実現します。



## 静電気放電対策

静電気放電はわずかな性能の低下から完全なデバイスの故障に至るまで、様々な損傷を与えます。すべての集積回路は、適切なESD保護方法を用いて、取扱いと保存を行うようにして下さい。高精度の集積回路は、損傷に対して敏感であり、極めてわずかなパラメータの変化により、デバイスに規定された仕様に適合しなくなる場合があります。

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) (1)(2)

		UCC2540	UNIT
Supply voltage range, VDD		36	V
Supply current, I <sub>VDD</sub>	VDD	50	mA
Analog input voltages	CEA-, COMP, G2C, RAMP, SS, TR, VEA-	-0.3 to 3.6	V
	VDRV	-0.3 to 9	
	G1, BST	SW - 0.3 to SW + 9	
	SW, SWS	-1 to 36	
	G2, G2S	-1 to 9	
	SYNCIN	-0.3 to 8.0	
Sink current (peak), I <sub>OUT_SINK</sub>	G1, G2	3.5	A
Source current (peak), I <sub>OUT_SOURCE</sub>	G1, G2	-3.5	
Operating junction temperature range, T <sub>J</sub>		-55 to 150	°C
Storage temperature, T <sub>stg</sub>		-65 to 150	
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		300	

(1) 絶対最大定格以上のストレスは、製品に恒久的・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を意味するものではありません。絶対最大定格の状態に長時間置くことは、本製品の信頼性に影響を与えることがあります。

(2) 全ての電圧はGNDを基準としています。電流の極性で正は指定の端子に流入する方向、負は流出する方向を表しています。

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

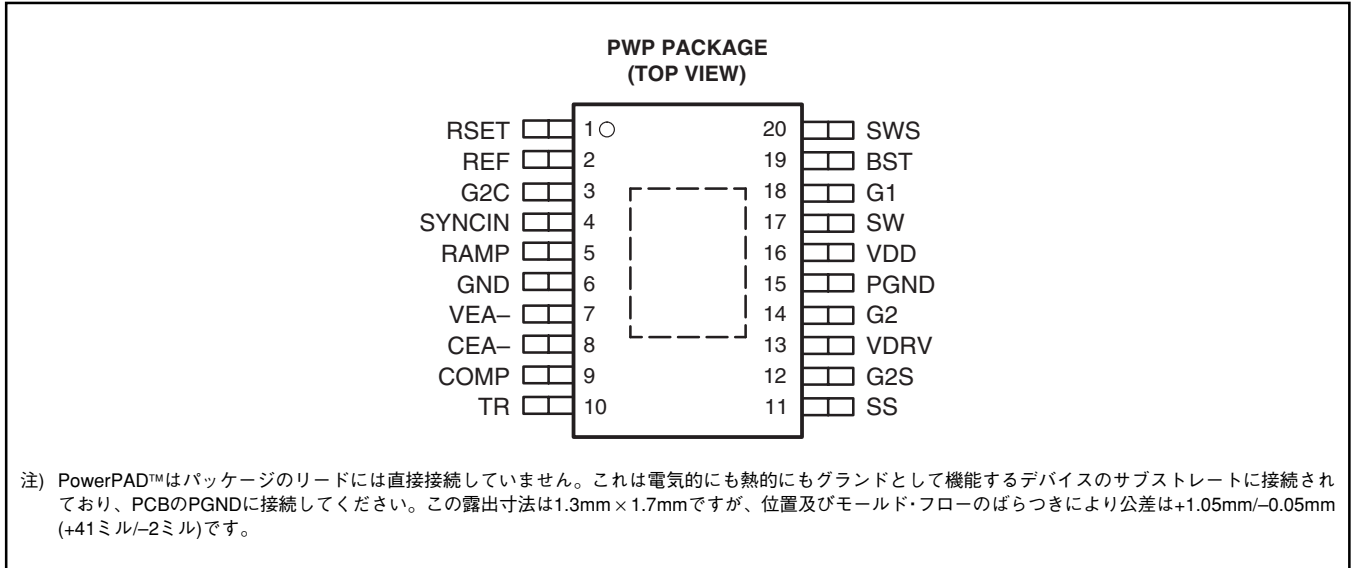
		MIN	TYP	MAX	UNIT
Supply voltage, VDD	Mode 1	8.5		35	V
Supply voltage, VDRV	Mode 2	4.75		8.00	
Supply voltage, REF	Mode 3	3.0	3.3	3.6	
Supply voltage bypass, C <sub>VDD</sub>		1.0	2.2		μF
Reference bypass capacitor, C <sub>REF</sub>		0.1	1.0	2.2	
VDRV bypass capacitor, C <sub>VDRV</sub>		0.2			
BST-SW bypass capacitor, C <sub>BST-SW</sub>		0.1			kΩ
Timer current resistor range, R <sub>RSET</sub>		10		50	
PWM ramp capacitor range, C <sub>RAMP</sub>		100		680	
Turn-off capacitor range, C <sub>G2C</sub>		120		1000	pF
COMP pin load range, R <sub>LOAD</sub>		6.5			kΩ
Junction operating temperature, T <sub>J</sub>		-40		105	°C

## ORDERING INFORMATION

$T_A = T_J$	HTSSOP-20 (PWP) <sup>(1)</sup>
	Bulk
-40°C to +105°C	UCC2540PWP

(1) PWPパッケージはチューブ及びテープ/リールで供給され、チューブ当たりの数量は70個、リール当たりの数量は2000個です。テープ/リールの場合は型番にRを付けてください(例、UCC2540PWPR)。PowerPADの図面及びレイアウト情報についてはデータシートのアプリケーションの項を参照してください。

## CONNECTION DIAGRAM



## THERMAL INFORMATION

PACKAGE FAMILY	PACKAGE DESIGNATOR	$\theta_{JA}$ (°C/W) (with PowerPAD)	$\theta_{JC}$ (°C/W) (without PowerPAD)	$\theta_{JC}$ (°C/W) (with PowerPAD)	MAXIMUM DIE TEMPERATURE
PowerPAD™ HTSSOP-20	PWP	22.3 to 32.6 (500 to 0 LFM)	19.9	1.4	125°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{DD} = 12\text{ V}$ ,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from VDD to GND,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from BST to SW,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from REF to GND,  $0.1\text{-}\mu\text{F}$  and  $2.2\text{-}\mu\text{F}$  capacitors from VDRV to PGND,  $f_{\text{SYNCIN}} = 200\text{ kHz}$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ\text{C}$  to  $105^\circ\text{C}$ , (unless otherwise noted).

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>OVERALL</b>						
$I_{VDD}$	Operating current	DC	8	11	13	mA
		$f_S = 200\text{ kHz}$ , $C_{\text{LOAD}} = 2.2\text{ nF}$	9	12	30	
<b>UNDervOLTAGE LOCKOUT</b>						
$V_{VDD}$	Start threshold voltage	MODE 1	8.0	8.5	9.0	V
$V_{VDD}$	Stop threshold voltage	MODE 1	7.5	8.0	8.5	
$V_{VDD}$	Hysteresis	MODE 1	0.3	0.5	0.8	
$V_{VDRV}$	Start threshold voltage	MODE 2, $V_{VDD} = 4\text{ V}$	4.30	4.65	4.85	
$V_{VDRV}$	Stop threshold voltage	MODE 2	4.0	4.3	4.6	
$V_{VDRV}$	Hysteresis	MODE 2	0.15	0.35	0.55	
$V_{REF}$	Start threshold voltage	MODE 3, $V_{VDD} = V_{VDRV} = 2.7\text{ V}$	2.75	3.00	3.20	
$V_{REF}$	Stop threshold voltage	MODE 3	2.25	2.50	2.70	
$V_{REF}$	Hysteresis	MODE 3	0.3	0.5	0.8	
<b>VOLTAGE REFERENCE (REF)</b>						
$V_{REF}$	Reference output voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	3.28	3.30	3.32	V
		Total variation	3.2	3.3	3.4	
$I_{SC}$	Short circuit current	$V_{REF} = 0\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	13	20	mA
	Line regulation	$5.25\text{ V} \leq V_{REF} \leq 7.2\text{ V}$	0	1.5	15	
	Load regulation	$0\text{ mA} \leq I_{REF} \leq 5\text{ mA}$	0	30	70	
<b>PWM (RAMP)</b>						
$D_{\text{MIN}}$	Minimum duty cycle				0%	
$V_{\text{RAMP}}$	Offset voltage		0.10	0.25	0.45	V
	Timeout threshold voltage		2.3	2.5	2.8	
$t_{\text{DEAD}}$	G1 deadtime at maximum duty cycle ratio	$f_{\text{SYNC}} = 200\text{ kHz}$	150	175	200	ns
$I_{\text{RAMP}}$	Ramp charge current	$R_{\text{RSET}} = 10\text{ k}\Omega$	-325	-300	-275	$\mu\text{A}$
<b>CURRENT ERROR AMPLIFIER</b>						
$V_{\text{CEA+}}$	Offset voltage	Total variation	45	50	55	mV
GBW	Gain bandwidth <sup>(3)</sup>		3	4		MHz
$V_{\text{OL}}$	Low-level output voltage	$I_{\text{COMP}} = 0\text{ A}$ , $V_{\text{CEA-}} = 3.3\text{ V}$ , $V_{\text{VEA-}} = 2.0\text{ V}$			0.1	V
		$I_{\text{COMP}} = 200\text{ }\mu\text{A}$ , $V_{\text{CEA-}} = 1.5\text{ V}$ , $V_{\text{VEA-}} = 1\text{ V}$	0	0.60	0.83	
$V_{\text{OH}}$	High-level output voltage	$I_{\text{COMP}} = 0\text{ A}$ , $V_{\text{CEA-}} = 0\text{ V}$ , $V_{\text{VEA-}} = 1\text{ V}$	2.2	2.5	3.0	V
$A_{\text{VOL}}$	Open loop		60	100	140	dB
$I_{\text{BIAS}}$	Bias current		-200	-80	-10	nA
$I_{\text{SINK}}$	Sink current	$V_{\text{COMP}} = 1.0\text{ V}$ , $V_{\text{CEA-}} = 1.5\text{ V}$ , $V_{\text{VEA-}} = 0\text{ V}$	0.35	0.80	1.70	mA
CMR	Common mode input range <sup>(3)</sup>		0		2	V

(3) 設計で保証されており、テストは行われていません。

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{DD} = 12\text{ V}$ ,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from VDD to GND,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from BST to SW,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from REF to GND,  $0.1\text{-}\mu\text{F}$  and  $2.2\text{-}\mu\text{F}$  capacitors from VDRV to PGND,  $f_{\text{SYNCIN}} = 200\text{ kHz}$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ\text{C}$  to  $105^\circ\text{C}$ , (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>VOLTAGE ERROR AMPLIFIER</b>					
$V_{\text{SS\_OFF}}$	Offset voltage from soft-start input	$I_{\text{COMP}} = V_{\text{VEA-}}, V_{\text{SS-}} = 1.5\text{V}$			V
$V_{\text{TR\_OFF}}$	Offset voltage from tracking input	$V_{\text{TR}} = 1.0\text{V}, V_{\text{COMP}} = V_{\text{VEA-}}$			mV
$V_{\text{VEA+}}$	Threshold voltage (from VEA- to COMP)	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 105^\circ\text{C}$			V
		Total variation			V
GBW	Gain bandwidth <sup>(3)</sup>	3	4		MHz
$V_{\text{OL}}$	Low-level output voltage	$I_{\text{COMP}} = 0\text{A}, V_{\text{CEA-}} = 1.75\text{V}, V_{\text{VEA-}} = 2.0\text{V}$			0.1
		$I_{\text{COMP}} = 200\mu\text{A}, V_{\text{CEA-}} = 0\text{V}, V_{\text{VEA-}} = 1\text{V}, V_{\text{TR}} = 0\text{V}$			0 0.60 0.83
$V_{\text{OH}}$	High-level output voltage	$I_{\text{COMP}} = 0\text{A}, V_{\text{CEA-}} = 0\text{V}, V_{\text{VEA-}} = 1\text{V}$			2.2 2.5 3.0
$A_{\text{VOL}}$	Open loop	60	100	140	dB
$I_{\text{BIAS}}$	Bias current	-300	-150	-50	$\mu\text{A}$
$I_{\text{SINK}}$	Sink current <sup>(4)</sup>	$V_{\text{COMP}} = 1.0\text{V}, V_{\text{CEA-}} = 0\text{V}, V_{\text{VEA-}} = 1.5\text{V}$			0.35 0.80 1.70
<b>CURRENT SET</b>					
$I_{\text{OUT}}$	Output current	$R_{\text{RSET}} = 10\text{k}\Omega$			-158 -150 -142
$V_{\text{RSET}}$	$R_{\text{SET}}$ voltage	$R_{\text{RSET}} = 10\text{k}\Omega$			1.42 1.50 1.58
<b>SYNCHRONIZATION AND SHUTDOWN TIMER (SYNCIN, G2C)</b>					
	Timer threshold	2.3	2.5	2.7	V
	SYNCIN threshold	1.50	1.65	1.80	V
$I_{\text{CHG(G2C)}}$	Shutdown timer charge current	$R_{\text{RSET}} = 10\text{k}\Omega$			-325 -300 -275
<b>SOFT-START (SS)</b>					
$I_{\text{CH(SS)}}$	Charge current	$R_{\text{RSET}} = 10\text{k}\Omega$			-230 -200 -170
$I_{\text{DSCH(SS)}}$	Discharge current	$R_{\text{RSET}} = 10\text{k}\Omega$			50 70 100
	Discharge/shutdown threshold	0.35	0.45	0.55	V
<b>DRIVE REGULATOR (VDRV)</b>					
$V_{\text{VDRV}}$	Output voltage	$V_{\text{VDD}} = 8.5\text{V}$			6.87 7.20 7.53
	Line regulation	$9\text{V} \leq V_{\text{VDD}} \leq 35\text{V}$			0 50 100
	Load regulation	$-5\text{mA} \leq I_{\text{VDRV}} \leq 0\text{mA}$			0 50 100
$I_{\text{SC}}$	Short-circuit current	15	30	50	mA
<b>G2S GATE DRIVE SENSE</b>					
	G2S rising threshold voltage	$V_{\text{SWS}} = 0\text{V}$			1.90 2.25 3.10
	G2S falling threshold voltage	$V_{\text{SWS}} = 0\text{V}$			1.00 1.25 1.03
$I_{\text{G2S}}$	Current	$V_{\text{G2S}} = 0\text{V}$			-0.70 -0.50 -0.37
<b>SWS GATE DRIVE SENSE</b>					
	SWS rising threshold voltage	$V_{\text{G2S}} = 0\text{V}$			1.90 2.25 2.90
	SWS falling threshold voltage	$V_{\text{G2S}} = 0\text{V}$			1.0 1.2 1.3
$I_{\text{SWS}}$	Current	$V_{\text{SWS}} = 0\text{V}$			-1.8 -1.3 -0.9
	Negative threshold voltage	-0.5	-0.3	-0.1	V

(3) 設計で保証されており、テストは行われていません。

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{DD} = 12\text{ V}$ ,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from VDD to GND,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from BST to SW,  $1\text{-}\mu\text{F}$  capacitor from REF to GND,  $0.1\text{-}\mu\text{F}$  and  $2.2\text{-}\mu\text{F}$  capacitors from VDRV to PGND,  $f_{\text{SYNCIN}} = 200\text{ kHz}$ ,  $T_A = T_J = -40^\circ\text{C}$  to  $105^\circ\text{C}$ , (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
<b>G1 MAIN OUTPUT</b>						
$R_{\text{SINK}}$	Sink resistance	$V_{\text{SW}} = 0\text{V}$ , $V_{\text{BST}} = 6\text{V}$ , $V_{\text{G1}} = 0.5\text{V}$	0.3	0.7	1.3	$\Omega$
$R_{\text{SRC}}$	Source resistance	$V_{\text{SW}} = 0\text{V}$ , $V_{\text{BST}} = 6\text{V}$ , $V_{\text{G1}} = 5.7\text{V}$	10	25	45	
$I_{\text{SINK}}^{(3)}$	Sink current <sup>(3)</sup>	$V_{\text{SW}} = 0\text{V}$ , $V_{\text{BST}} = 6\text{V}$ , $V_{\text{G1}} = 3.0\text{V}$		3		A
$I_{\text{SRCE}}^{(3)}$	Source current <sup>(3)</sup>	$V_{\text{SW}} = 0\text{V}$ , $V_{\text{BST}} = 6\text{V}$ , $V_{\text{G1}} = 3.0\text{V}$		-3		
$t_{\text{RISE}}$	Rise time	$C_{\text{LOAD}} = 2.2\text{nF}$ , from G1 to SW		12	25	ns
$t_{\text{FALL}}$	Fall time	$C_{\text{LOAD}} = 2.2\text{nF}$ , from G1 to SW		12	25	
<b>G2 SYNCHRONOUS RECTIFIER OUTPUT</b>						
$R_{\text{SINK}}$	Sink resistance	$V_{\text{G2}} = 0.3\text{V}$	5	15	30	$\Omega$
$I_{\text{SINK}}^{(3)}$	Sink current <sup>(3)</sup>	$V_{\text{G2}} = 3.25\text{V}$		3		A
$I_{\text{SRC}}$	Source current <sup>(3)</sup>	$V_{\text{G2}} = 3.25\text{V}$		-3		
$t_{\text{RISE}}$	Rise time	$C_{\text{LOAD}} = 2.2\text{nF}$ , from G2 to PGND		12	25	ns
$t_{\text{FALL}}$	Fall time	$C_{\text{LOAD}} = 2.2\text{nF}$ , from G2 to PGND		12	25	
$V_{\text{OH}}$	High-level output voltage, G2	$V_{\text{SW}} = \text{GND}$	6.2	6.7	7.5	V
<b>DEADTIME DELAY (see Figure 1)</b>						
$t_{\text{ON}}(\text{G1})$	RAMP rising to G1 rising		90	115	130	ns
$t_{\text{OFF}}(\text{G1})$	SYNCIN falling to G1 falling		50	70	90	
$t_{\text{ON}}(\text{G2})$	Delay control resolution		3.5	5.0	6.5	
$t_{\text{OFF}}(\text{G2})$	G2 on-time minimum	wrt G1 falling		-24		
$t_{\text{ON}}(\text{G2})$	G2 on-time maximum	wrt G1 falling		62		
$t_{\text{OFF}}(\text{G2})$	G2 off-time minimum	wrt G1 rising		-68		
$t_{\text{ON}}(\text{G2})$	G2 off-time maximum	wrt G1 rising		10		

(3) 設計で保証されており、テストは行われていません。

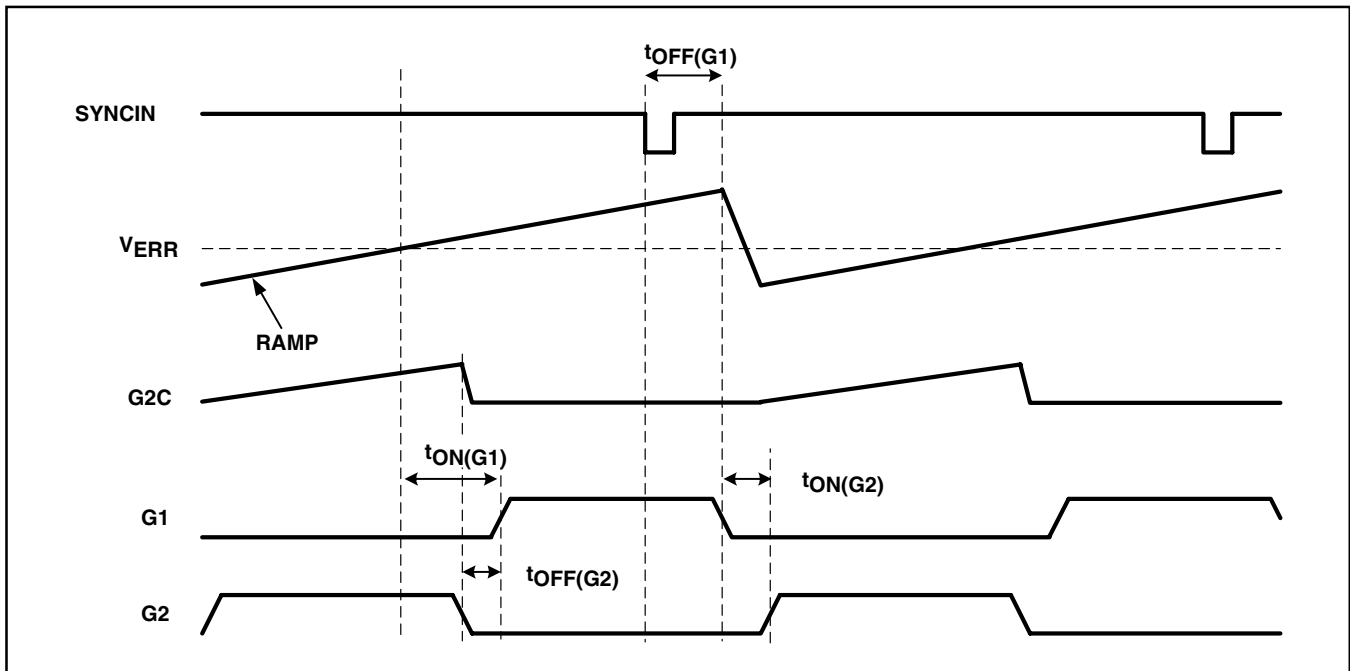
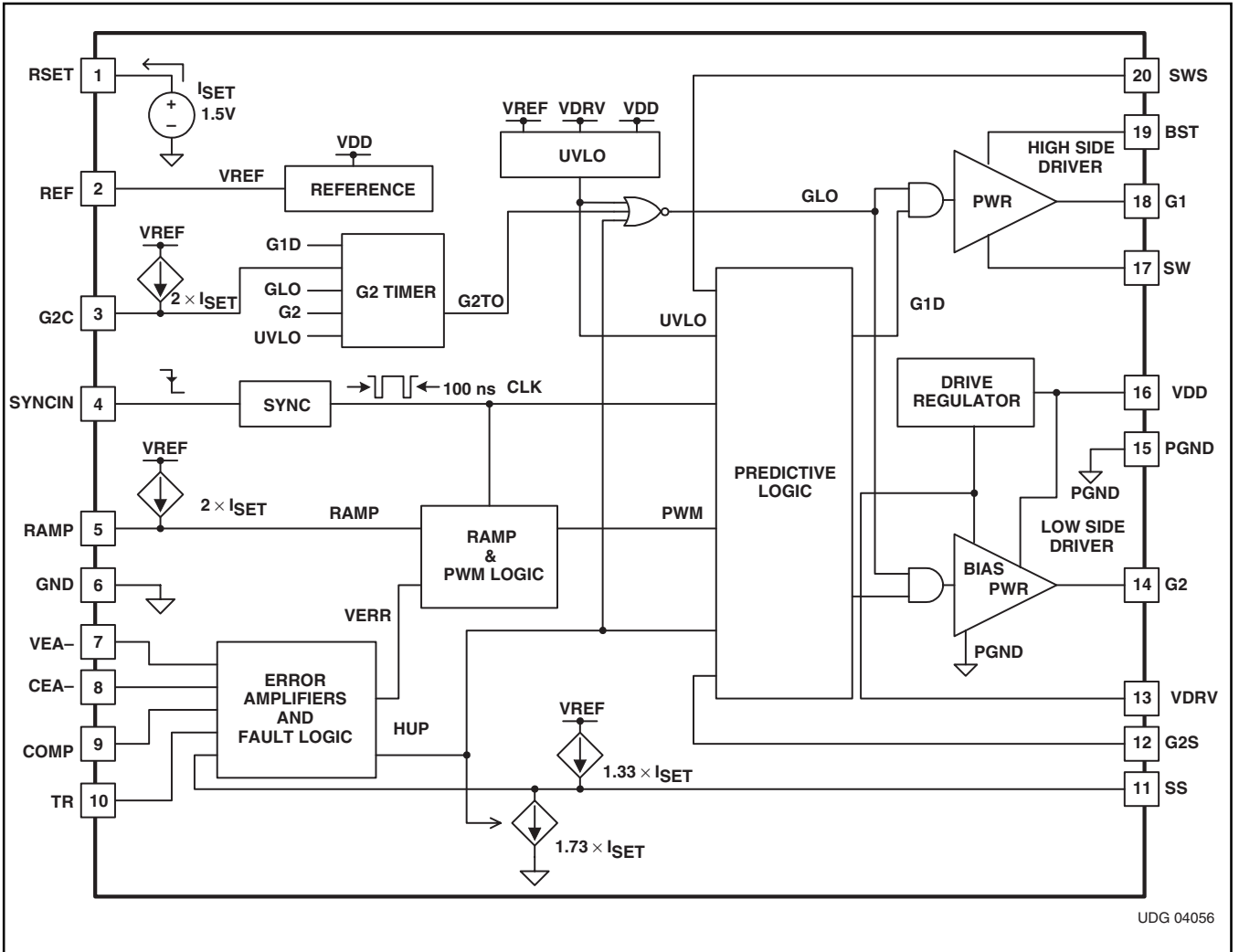


図1. Predictive Gate Drive Timing Diagram

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



## 端子機能

TERMINAL		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
BST	19	I	ハイサイド側G1ゲートドライバの電源供給ピンです。“H”レベルの電圧はSR MOSFETのオン時間に外部ショットキー・ダイオードにより供給されます。コンデンサをこの端子からSW端子に外付けして使用してください。
CEA-	8	I	出力電流のレギュレーションに使用される電流誤差増幅器の反転入力です。
COMP	9	I	位相保障用端子 電圧/電流誤差増幅器の位相保障用出力です。
G1	18	O	ハイサイド・ゲート・ドライバの出力端子です。振幅はSW端子電位とBST端子電位間になります。
G2	14	O	ローサイド・ゲート・ドライバの出力です。振幅はPGND端子電位とVDRV端子電位間になります。
G2C	3	I	同期整流をオフにするタイマ端子です。この端子にコンデンサを接続することでG2が“Hレベル”の最大期間をプログラムすることができます。
G2S	12	I	適切なデッドタイムを設定するためにSR MOSFETのゲート電圧を検出端子です。プレディクティブ・デッドタイム制御に利用されます。
GND	6	-	内部制御系回路用のグラウンド端子です。GNDとPGNDはビアを用いてPCボードのグラウンドに接続してください。
PGND	15	-	G2ドライバ用のパワーグラウンド端子です。PGNDはいくつかのビアを用いてPCボードのグラウンドに接続してください。
RAMP	5	I	ランプ補正端子です。PWMランプ(傾き)を調整するためのコンデンサを接続します。
REF <sup>(1)</sup>	2	I/O	3.3Vの基準電圧端子です。全ての内部回路はこの3.3Vから電源が供給されます。この端子は軽負荷時(1mA)での安定動作のため最小でも0.1 $\mu$ F以上の容量を接続してください。また、この端子は入力(モード3)として使用されるか、または通常負荷時の使用の場合には最小でも1 $\mu$ F以上の容量を接続してください。
RSET	1	I	G2C、RAMP、SS充電、SS放電用タイマ電流のプログラム端子です。RSET端子からGNDに接続される外付け抵抗値に比例した電流が生成されます。RSETの抵抗範囲は10k $\Omega$ から50k $\Omega$ です(プログラム可能な標準ISET電流の範囲はそれぞれ30 $\mu$ Aから150 $\mu$ Aとなります)。
SS	11	I	ソフトスタート及びシャットダウン・ピンです。この端子からGNDにコンデンサを接続してソフトスタート時間を設定してください。またシャットダウン機能を行うにはこの端子からGNDにスイッチを付加してください。
SYNCIN	4	I	外部同期用端子です タイミング信号を入力します。
SW	17	-	G1ドライバのリターン接続端子です。
SWS	20	I	適切なデッドタイムを設定するためにSR MOSFETのゲート電圧を検出端子です。ボディ・ダイオードの導通を検出してプレディクティブ・コントローラ制御に使用されます。
TR	10	I	電圧誤差増幅器のトラッキング入力です。使用しない場合はREFピンに接続してください。
VDD	16	I	デバイスの電源ピン及び内部VDRVドライブ・レギュレータの入力ピンです。標準のV <sub>DD</sub> 電圧範囲は4.5Vから36Vです。このピンは最小1 $\mu$ F以上の容量でバイパスしてください。
VDRV	13	I	ドライブ・レギュレータの出力及びG2ドライバの電源ピンです。また、VDRVは内部ロジック及びコントロール回路用の電源電圧です。
VEA-	7	I	出力電圧のレギュレーションに使用される電圧誤差増幅器の反転入力です。

(1) REFピンはモード3の場合のみ入力です。



# アプリケーション情報

UCC2540は高効率の同期整流式降圧コントローラで、多くのポイント・オブ・ロードのアプリケーションに使用することができます。このデバイスは絶縁型バス・コントローラ(IBC)やDCトランス用のプリ・コンバータなどカスケード接続手法などのコントローラとして使用することもできます。また、UCC2540は高精度/多出力電源用の汎用の二次側レギュレータとしても使用できます。

## UCC2540を2段カスケード接続プッシュプル型バック・コンバータの二次側PWMコントローラとして使用した場合

2段カスケード接続のプッシュプル型降圧制御では、テレコム用の48V電圧などの高入力バス電圧を低出力電圧に変換します。

一次側のパワー段は電圧の降圧を行う開ループのプッシュプル型コンバータで、ガルパニ方式の絶縁型の例を示しています。高いバス電圧を入力し、例えば7Vといった中間電圧に変換します。一次側プッシュプルのゲート駆動信号は市販の発振器またはUCC28089などのデューティ・サイクル50%の2チャンネル制御のデバイスよりもたらされます。

二次側のパワー段は低出力電圧のレギュレーションに最適化された降圧コンバータです。一次側からの同期のためのクロック・リセット信号がトランスなどを使用して送られます。

この二次側コントロール回路には多くの利点があります。この簡素な絶縁パワー段には絶縁境界にいかなるフィードバックも必要ありません。一次側の発振器は自励式であるため、起動電源は不要です。この高周波回路はソフトスイッチング動作(全6 MOSFETスイッチに対し)やトランス・コアの最適利用を行い、また、高電流のインダクタが加わらないためフィルタへの条件が最小化されます。

一次側はプッシュプル方式のため入力段のMOSFETの直接駆動が容易に可能になります。その代わりに、入力MOSFETの定格は少なくとも入力ラインのピーク電圧の2倍であることが必要です。この構成では、150V程度で適切なパワーMOSFETが多く存在するため、36Vから72Vの入力ラインのアプリケーションに効果的です。それより高い入力電圧のアプリケーションについては、入力段には交流変調を用いたハーフブリッジまたはフルブリッジがより適しているかも知れません。上に述べたように、カスケード接続の制御技術では入力パワー段に大きな柔軟性があります。また、カスケード接続の制御技術は同様に出力段にも柔軟性があります。

この制御技術の追加情報については、Power Supply Seminar SEM-1300 Topic 1: *Unique Cascaded Power Converter Topology for High Current Low Output Voltage Applications* [1]を参照してください。このトピックには、動作原理、設計上のトレードオフ、重要設計手順ステップなどが記載されています。

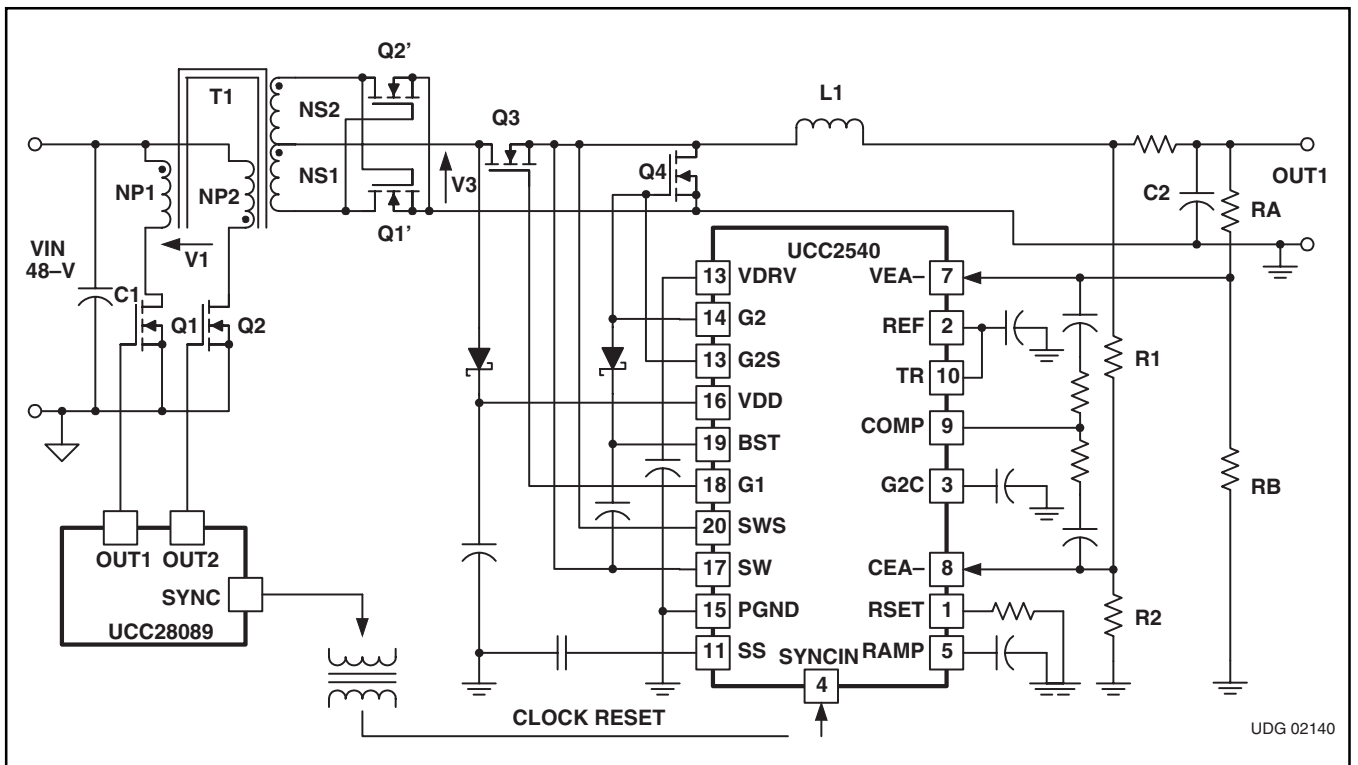


図2. Secondary-Side Controlled Cascaded Push-Pull/Buck Converter

### UCC2540を多出力電源に使用した場合

その柔軟性の1つに、独立して電源を供給する補助出力用の電源回路を容易に追加できることがあります。カスケード接続型プッシュプル/降圧パワー・コンバータの多出力の実施例を図3に示します。

### UCC2540を二次側ポスト・レギュレータに使用した場合

UCC2540は、また、図4に示されるように、多出力電源の補助電圧を精密に制御するため二次側で通常のDC/DCコンバータとして使用することもできます。UCC2540は、一次側コントロールがフォワード、ハーフブリッジ、プッシュプルなどのいかなる制御技術を使用しても互換であるようリーディング・エッジ変調機能を内蔵しています。

### CEA-, VEA-ピン：電流制限としゃっくり・モード(動いたり止まったりを繰り返すモード)

図5に代表的な電源の負荷の電圧対電流の特性を示します。この図では無負荷から過電流検出までの定常状態動作が示されています(ソフトスタートの再試行は図示されていません)。電圧が制

御されている状態の時、電圧誤差増幅器の出力は電流誤差増幅器よりも低いため、電圧誤差増幅器が全体の動作を制御します。一方、電流制限状態時では、電流誤差増幅器の出力が電圧誤差増幅器よりも低いため、電流誤差増幅器が全体の動作を制御します。電圧コントロールと電流コントロール間の境界は、CEA-とVEA-間の電圧差が50mVを越えようとする場合に生じます。

電流制限はCEA-とVEA-間の電圧差が50mVを越えた時起こり始めます。電流がこの動作条件を越えると、UCC2540は出力電圧がその定常定格レベルの1/2に低下するまでコンバータを純粋な電流源として動作するよう制御します。次に、UCC2540はG1とG2の両出力を“L”レベルにセットして、ソフトスタート電圧をその充電レートの30%で放電するフォルトをラッチします。UCC2540はソフトスタート電圧が0.5Vより下に下がるまで再試行を禁止します。電圧誤差増幅器及び電流誤差増幅器の等価回路を図6に示します。

部品を選択するには、以下での説明のように、電圧レギュレーションのスレッシュホールド、その次に電流制限スレッシュホールドを設定します。

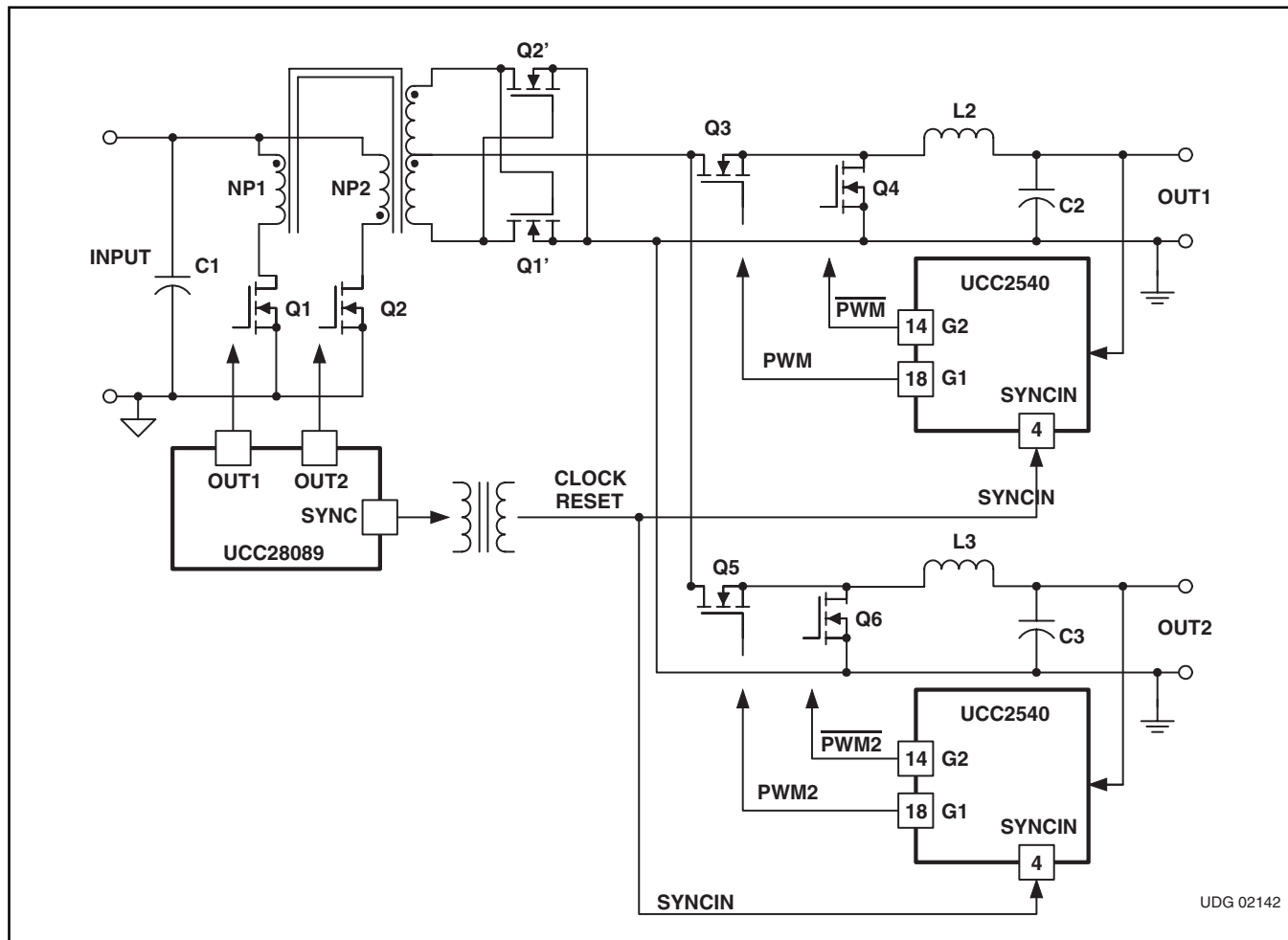


図3. Multiple Output Implementation of Push-Pull/Buck Cascaded Converter

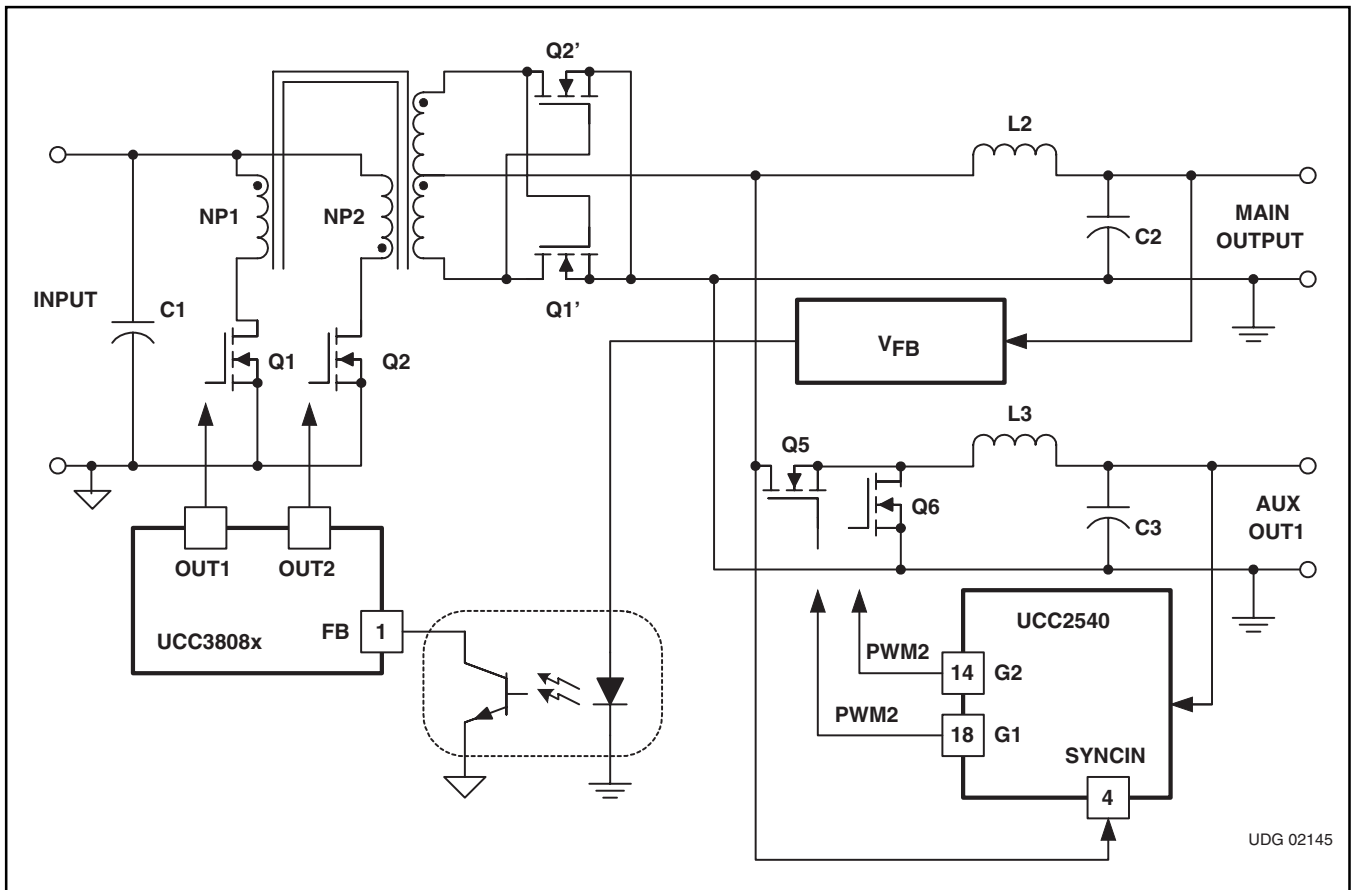


図4. Multiple Output Converter with Primary Side Push-Pull Converter

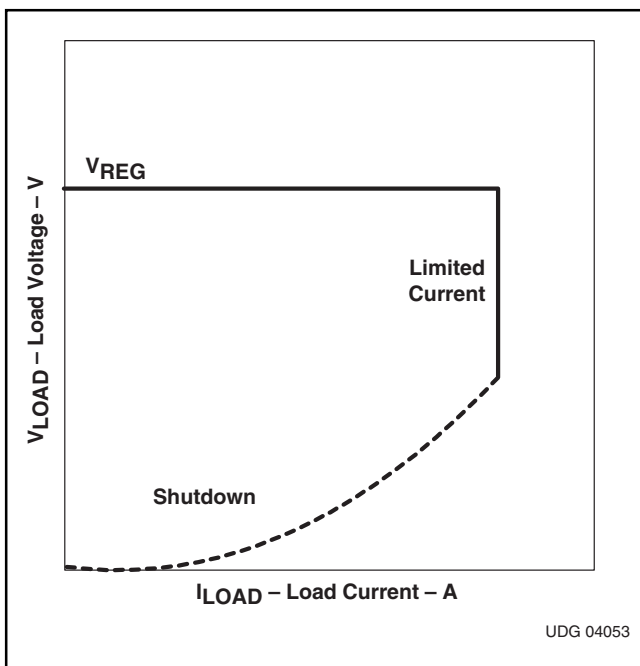


図5. Typical Power Supply Load Voltage vs Current

#### 電圧対電流のプログラミング (図6参照)

1.  $R_{V1}/R_{V2}$ の比を決める。

$$\begin{aligned} \frac{R_{V1}}{R_{V2}} &= \frac{V_{LOAD(reg)}}{V_{VEA-} + \text{Threshold Voltage}} - 1V \\ &= \frac{V_{LOAD(reg)}}{1.5V (typ)} - 1V \end{aligned}$$

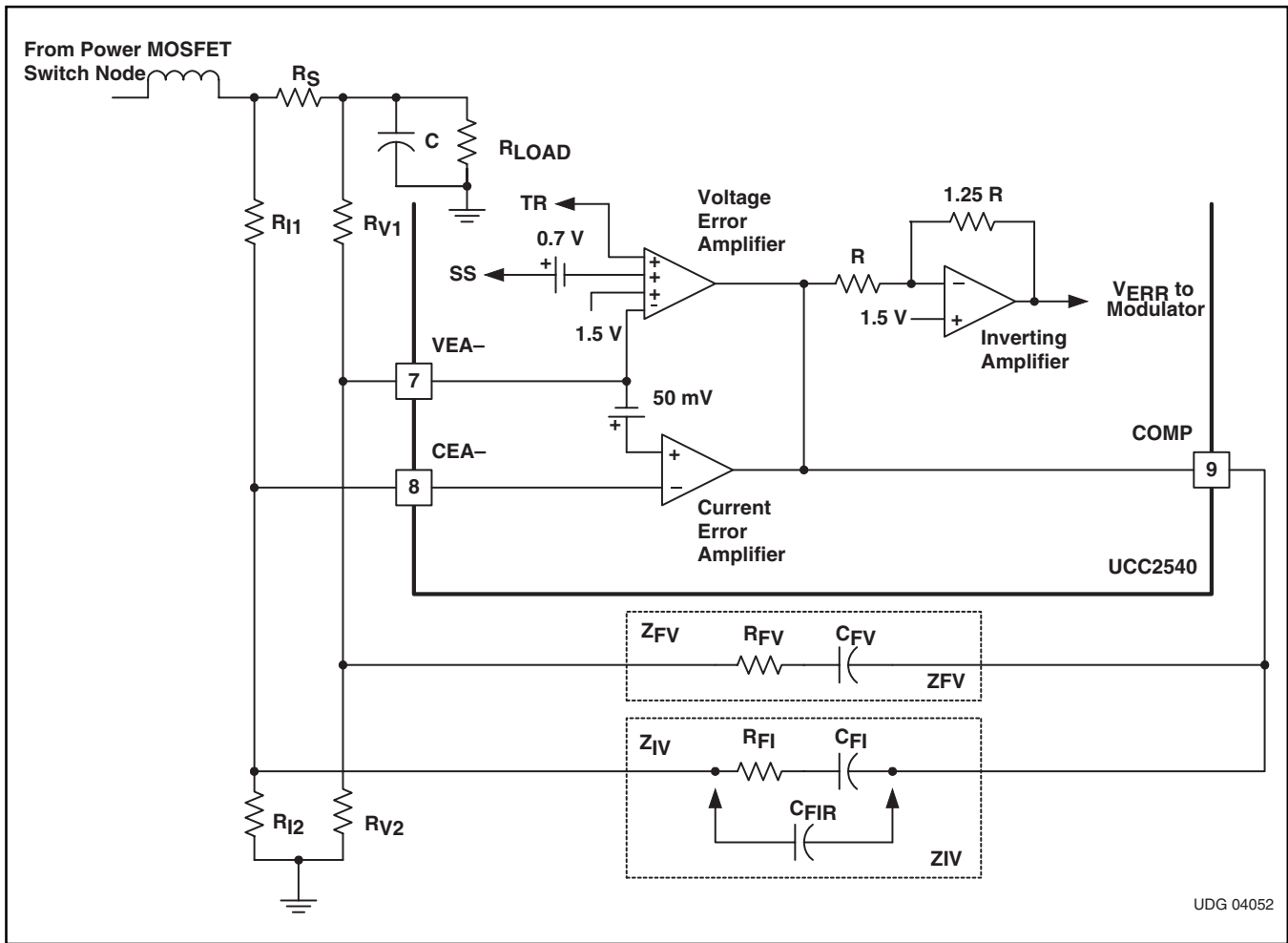
2. 検出抵抗 $R_S$ を求める。

$$R_S = \left(1 + \frac{R_{V1}}{R_{V2}}\right) \times \frac{V_{CEA+} \text{ offset voltage}}{I_{S(max)}}$$

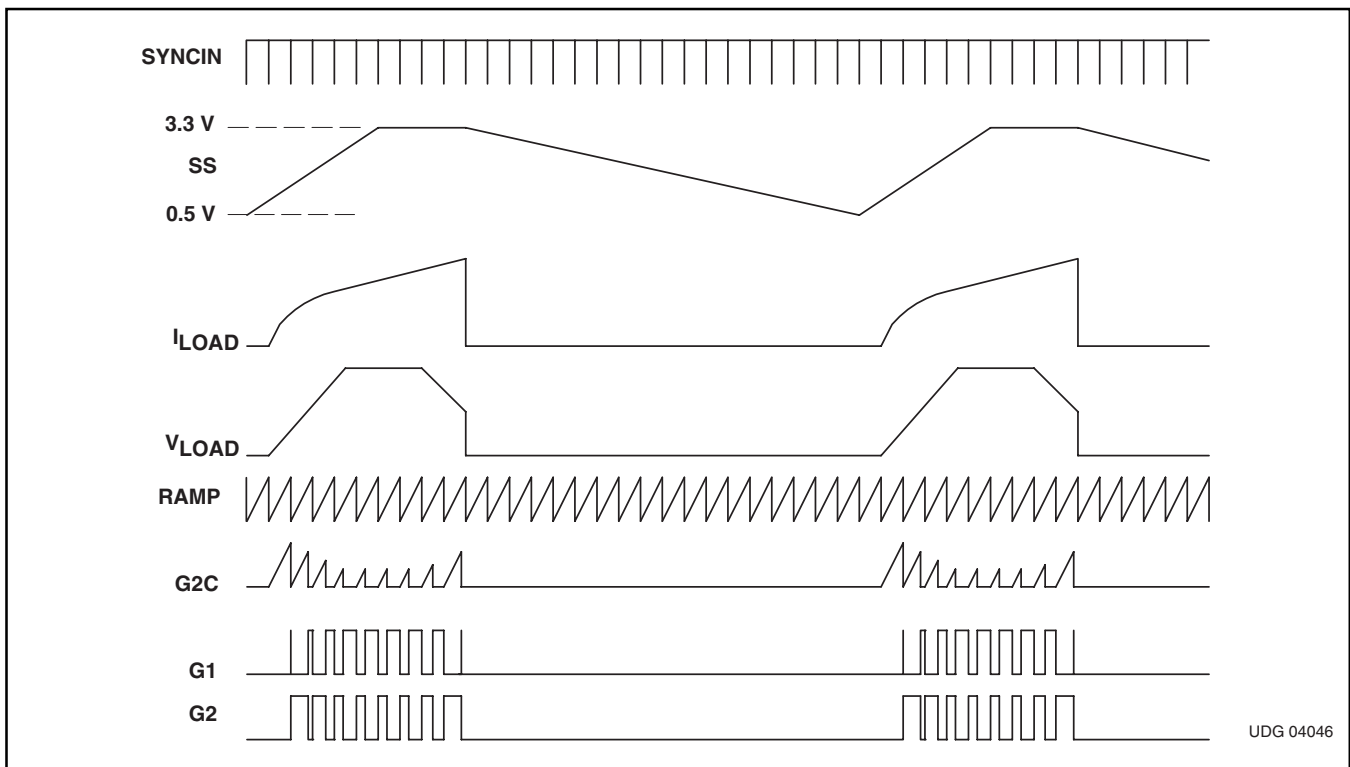
但し、 $I_{S(max)}$ は電流制限レベルで、 $V_{CEA+} \text{ offset} = 50mV (typ)$

3.  $R_{V1}$ または $R_{V2}$ をどちらか小さい方が $6.5k\Omega \sim 20k\Omega$ になるよう  $R_{V1}$ または $R_{V2}$ を任意に選ぶ。次にステップ1の式を使ってもう一方の抵抗値を計算する。

コンバータが電流制限状態にあり、出力電圧がレギュレーション出力電圧の1/2より下に下がると、UCC2540はしゃっくり(動作停止を繰り返す)モードになります。図7に、しゃっくりモード時における代表的な信号を示します。



6. Error Amplifier Configuration



7. Typical Hiccup Mode waveforms

## COMP, VEA-, CEA-ピン：電圧/電流誤差増幅器

無負荷から全定格負荷の動作条件では、UCC2540は電圧モード・コントローラとして動作します。プログラムされた定格電流以上では、過電流保護には定電流制限と過電流リセット/リトライの2つのレベルがあります。この項では電圧コントローラ及び電流コントローラが安定して相互作用するよう、それらの設計方法についての提案を行います。図6の電圧/電流誤差増幅器の等価回路図を参照してください。図の電圧誤差増幅器には3つの非反転入力があることが示されています。3つの非反転入力(1.5V, SS, TR)のうちもっとも小さいものが有効になり非反転入力と合算され電圧誤差信号となります。2つの出力のうち低いほうが反転段を駆動し、それが次に変調器を駆動します。

定常状態の電圧コントロール動作時、電流ループのフィードバック成分はループの安定性には影響を与えません。電流制限が起ると、電圧誤差増幅器は事実上停止し、電流誤差増幅器がコントロールを引継ぎます。定常状態の電流制限動作時は、電圧誤差増幅器のループの負のフィードバック成分が電流誤差増幅器のループの正のフィードバック成分になります。電流誤差増幅器が安定であるためには、電流誤差増幅器の帰還信号のインピーダンスが電圧誤差増幅器の帰還信号のインピーダンスより低いことが必要です。このことは、電流誤差増幅器の負の帰還の抵抗が電圧誤差増幅器の負の帰還の抵抗より小さくなければならないということの意味しています。また、電流誤差増幅器の負の帰還のコンデンサは電圧誤差増幅器の負の帰還のコンデンサより大きい必要があります(容量は実際にはインピーダンス値というよりはむしろアドミタンス値です)。この概念は図6に示されています。

図6で電流ループが安定であるためには、全周波数で $\|Z_{IV}\|$ が $\|Z_{FV}\|$ よりも小さいことが必要です。このことは、 $R_{FI} < R_{FV}$ 及び $C_{FI} > C_{FV}$ である場合に成立します。

電流制限動作時に起こり得るもう1つの問題点とは変調器の安定性です。変調器が安定であるためには、COMP端子で測定される電流リップルの立上がり勾配がRAMP端子で測定される立上がり勾配より小さくしなければなりません。このことは、 $\|Z_{FV}\|$ に対する $\|Z_{IV}\|$ の比を選択するか、または図6のCFIRのように $R_{FI}$ と $C_{FI}$ に並列にコンデンサを付加することで達成できます。

### 安定したダイナミック電流ループの設計(図6参照)

1. 安定した電圧モードの設計となるよう電圧誤差増幅器を設計します。電圧誤差増幅器の負の帰還抵抗は全て最小15kΩを使用してください(9ピンと7ピン間)。このことは、電源の出力電圧と7ピン間の抵抗値には適用されませんし、またグラウンドと7ピン間の抵抗値にも適用されません。
2. 目標は電流制限状態時VEA-ピンとCEA-ピン間で50mVを維持するようコンバータを駆動するために電流制限のコントロールループを設計することです。電流検出素子と、目的とする電流制限レベルとなるようグラウンドに対するVEA-ピン、グ

ランドに対するCEA-ピンの分圧比を選択してください。

3. 電流誤差増幅器の負の帰還(9ピンと8ピン間)に、電圧誤差増幅器の負の帰還(9ピンと7ピン間)と同じ構成の部品を配置してください。但し、抵抗値は9ピンと7ピン間の対応する抵抗の約67%(2/3)に、また、コンデンサ値は9ピンと7ピン間の対応するコンデンサの約150%を使用してください。
4. COMP信号を確認してください。不安定である場合には、電流リップルを減衰させるために9ピンと8ピン間にコンデンサを付加(または容量を増加)してください。COMPピンの電圧が安定となるまでコンデンサの値を上昇させます。COMP電圧とRAMP電圧を比較します。安定動作では、COMP電圧リップルの立上がり勾配はRAMP電圧の立上がり勾配より小さくなります。

## RSET, RAMP, G2C, SSピン：タイマ電流の設定

RSETとGND間に抵抗を接続してタイマにベース電流を設定してください。UCC2540のブロック図にRSETピンとRAMP, G2C, SS機能用依存電流源との相互関係が示されています。RSETピンは電圧源ですが、RSETピン電流が派生しゲインが乗じられ、RAMP(ゲイン=2)、G2C(ゲイン=2)、SS(充電ゲイン=1.33、正味放電ゲイン=0.4)に分配されます。RSETピンとGND間に付加される抵抗は $10k\Omega < RRSET < 50k\Omega$ の範囲でなければなりません。RAMP, G2C, SSのタイマはそれぞれのピンとGND間に接続されるコンデンサを選択することにより設定されます。

## G2Cピン：G2タイマ

G2C端子は低デューティまたはゼロ・デューティでの動作を容易にするため同期整流の最大期間を設定します。図8に、この等価回路図を示します。この機能はG2CとGND間にコンデンサを接続することで設定できます。G2CのコンデンサはRAMPピンのコンデンサよりも少し大きくします。最良の結果を得るには、標準のG2時間制限がスイッチング周期(T)の1.5倍から3倍となるよう設定します。G2タイマがその限界に達すると、G1とG2の両方も“L”レベル出力になることに注意してください。この機能により、出力インダクタの電流がゼロデューティの状態時に極端に負になることが防止できます。式(1)を使用してG2タイムアウト(G2TO)期間を設定します。

$$C_{G2C} = \frac{2 \times V_{RSET}}{R_{RSET}} \times \frac{G2 \text{ Timeout Duration}}{G2C \text{ Timer Threshold}}, \text{ Farads} \quad (1)$$

但し、

- $V_{RSET} = 1.5V(\text{typ})$
- $1.5 T < G2 \text{ タイムアウト期間} < 3T_S$
- $G2C \text{ タイマ} \cdot \text{スレッシュホールド} = 2.5V(\text{typ})$

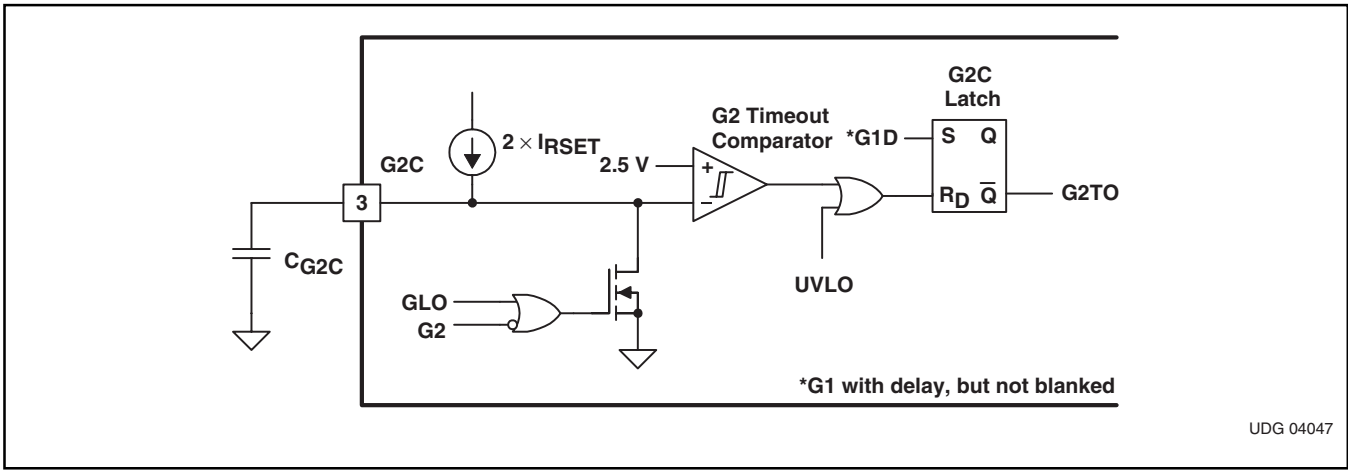


図8. Functional diagram of the G2 Timer

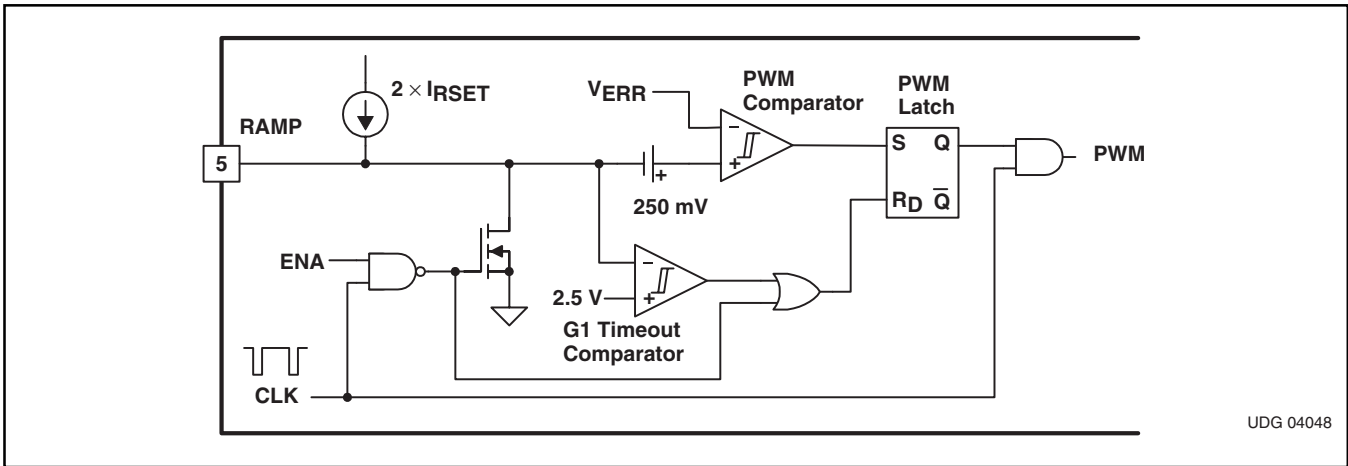


図9. PWM Modulator and G1 Time-Out Comparator

### RAMPピン：PWM変調器とG1タイマ

RAMPピンには、(1)PWM変調器のゲインをプログラムすることと、(2)メインのパワー段がSYNCパルスが発生させない場合にG1のタイムアウト期間をプログラムすることの2つ目的があります。PWM変調器とG1タイマの等価回路を図9に示します。UCC2540は誤差出力をRAMP電圧と比較するリーディング・エッジの変調器を内蔵しています。変調器の周波数はSYNCINピンを介して外部から駆動されます。RAMPピンはPWMコンパレータにのこぎり波を供給し、かつ、RSETとRAMPコンデンサの値でプログラムされるG1タイムアウト保護の機能も果たします。

スイッチング・サイクルはSYNCIN信号の立下りエッジで開始し、その信号の“L”レベルは最小50ns以上です。SYNCINの立下りエッジで、RAMP機能への100nsの放電信号(CLK)が生成され、その結果、RAMPコンデンサは $2 \times I_{RSET}$ の電流源より充電することができます。

低入力電圧または電圧低下の状態では、一次側のデューティ比が100%に近づきコンバータの寄生インピーダンスがSYNCINパルスの質を低下させる可能性があります。RAMPタイミング機能によりRAMP電圧が2.5Vを越えるとG1パルスが停止します。

RAMPタイミング機能の期間は以下のように設定しなければなりません。

$$C_{RAMP} \geq \frac{\left(2 \times \frac{V_{RSET}}{R_{RSET}}\right) \times T_S}{\text{PWM}_{RAMP} \text{ timeout threshold voltage}} \quad (2)$$

但し、

- $T_S$  = スイッチング周期
- $V_{RSET} = 1.5V$  (typ)
- $\text{PWM}_{(RAMP)} = 2.5V$  (typ)

$$R_{SET} C_{RAMP} \geq \frac{1.2}{f_s} \Rightarrow \text{Gain (PWM modulator)} \geq 0.4 \quad (3)$$

G1タイマ機能を使用するためには、スイッチ・サイクルの終わりでのRAMPのピーク電圧をCRAMPとRRSETの公差が許容できる2.5Vに近づけなければなりません。つまり、PWM変調器のゲインは1/0.4Vに等しいか、または少しだけ大きくするよう設定しなければなりません。

## SYNCINピン

SYNCINピンへ立下りエッジが加えられるとUCC2540の内部機能用の基礎信号である狭小パルスが生成されます。SYNCINパルスは、有効パルスとして登録されるためには立下りエッジに先行して最小100nsの間“H”レベル、及び立下り後最小50nsの間“L”レベルでなければなりません。タイミングが厳しいという性質により、信号遅延を回避するためSYNCIN信号の立下りエッジにフィルタを施すことは避けてください。SYNCINのピーク電圧は2.5Vから6.6Vの範囲で変動するため、ポスト・レギュレータの二次側トランス電圧を簡素な抵抗分割で縮小することができます。

ライン電圧がより広範囲に変化する状態、あるいはリンギングが大きい状態では、追加されるゲインをクランプすることが必要となることがあります。

### グラウンドのクランプ

リンギングまたはスパイクによりSYNCINがGND以下に低下するアプリケーションでは、ショットキー・ダイオードを用いてこのピンを保護してください(カソード側 = SYNCIN、アノード側 = GND)。

## 過電圧クランプ

SYNCIN信号には、リンギング・レベルまたは電圧レベルにより、SYNCINのピーク電圧が絶対最大レベルの8Vになる仕様では過電圧クランプが必要となることがあります。図10のように、REFまたはVDRVをクランプ電圧として使用することができます。REFまたはVDRVは常時電流をソースすることを確認してください。REF及びVDRVの両方とも逆駆動されている場合や起動時不適切な動作モードにラッチしている場合に動作モードを検出するのに使用されます。

もう1つの過電圧クランプとして選択できることは直接SYNCINピンをクランプすることです。あいにく、ツェナー・ダイオードは過度の接合容量をもっているため、大きな遅延時間を引き起こします。しかしながら、回路はSYNCIN信号への遅延が最小で、目的とするクランプ動作を実現することができます。図11を参照してください。低ライン状態で適切な0Vから3.3Vの信号となるよう単に $R_{SR}$ と $(R_{CB} + R_{BE})$ を選択してください。次に、SYNCINが4Vを越えた時にトランジスタがターンオンするよう $R_{BE}$ と $R_{CB}$ の比を選択してください。

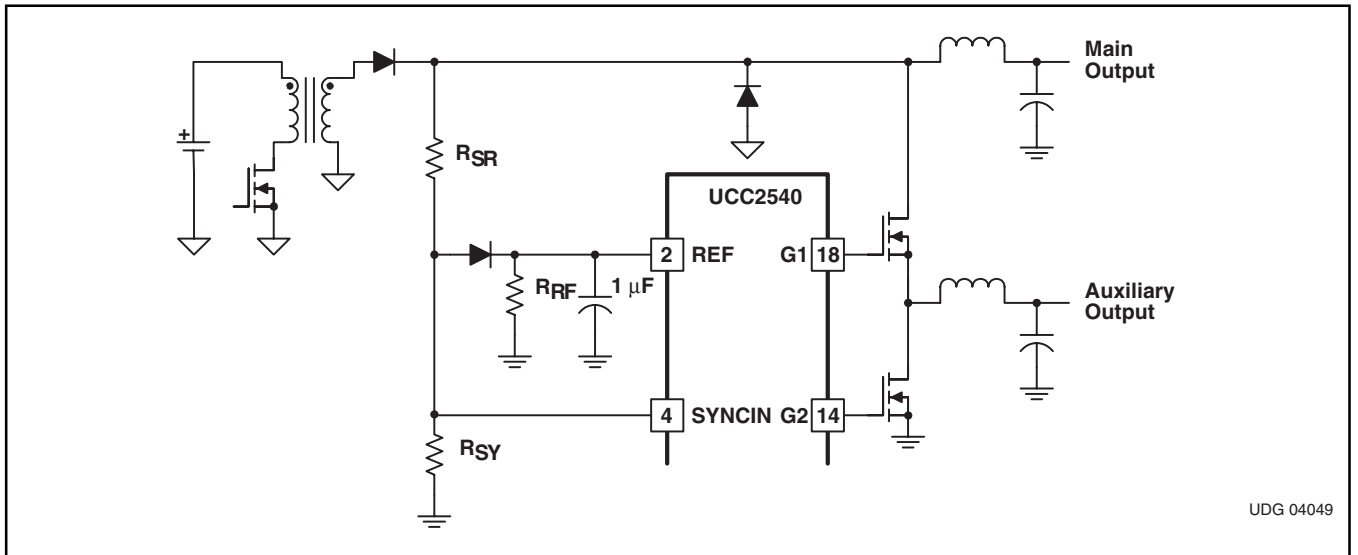


図10. REF Clamp for SYNCIN. Note the REF Load Resistor.

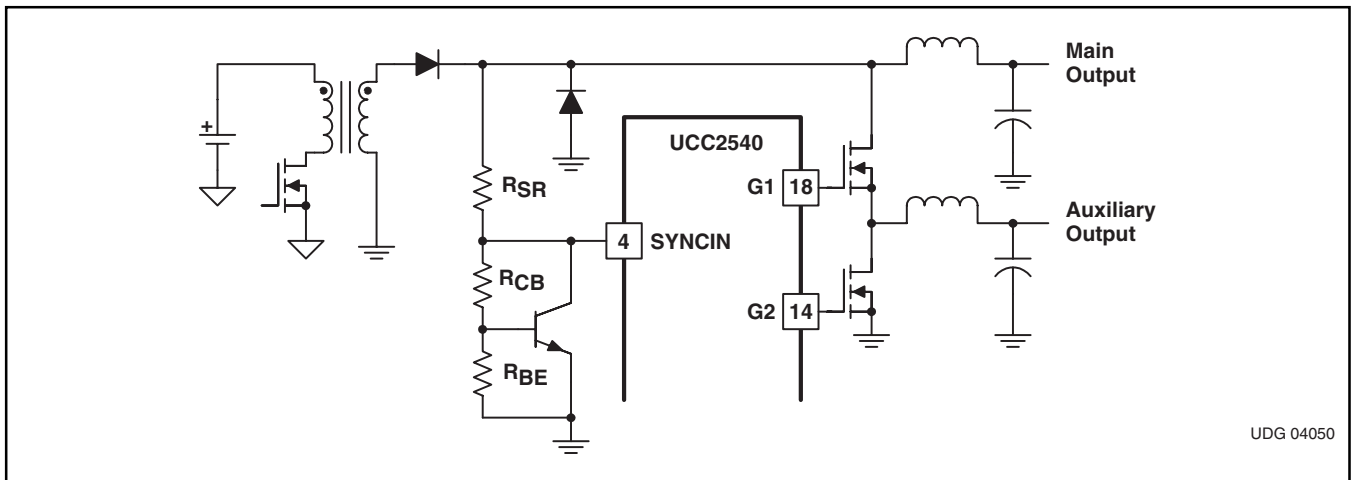


図11. VBE Clamp for SYNCIN



### 絶縁型カスケード接続降圧制御SYNCINクランプ

UCC2540は、UCC28089等の一次側起動コントローラと組み合わせた場合、カスケード接続の降圧制御の二次側コントローラとして最適です。一次側コントローラはそのデッドタイム時にパルス・エッジを送信します。UCC2540は一次側及び二次側スイッチにゼロ電圧状態をもたらすために一次側のパルスを使用します。プレディクティブ・ディレイ機能は同期整流器の逆回復損失を最小限に抑えるよう二次側の変化を調整します。パルス・エッジの情報は一次側のバイアス電圧によって変化するため、クランプすることが必要です。図12に示されている回路には、しかるべきパルス・エッジ成形回路、クランプ、1500Vの絶縁電圧が含まれています。例えば推奨するトランスのCOEV型番MGBBT-00011-01は多くの光絶縁よりも小型です。

### VDD, VDRV, VREF, BSTピン：動作モード

UCC2540のバイアス電圧により、起動、停止再起動条件は異なります。UCC2540を動作するには3つの形態またはモードがあります。VREFが2Vを越える起動時、モードは検出され、内部レジスタにラッチされます。このレジスタはVDD, VDRV, VREFが全て同時に1Vより低い場合にクリアされます。全てのモードはカスケード接続の降圧制御技術あるいは二次側ポスト・レギュレータ(SSPR)制御と互換性があります。モード1とモード2のメイン・バイアス電圧はトランスの二次側巻線などのAC電圧からダイオードやコンデンサにより供給されます。モードのまとめと各プログラム条件を表1に記載します。

- モード1、あるいは通常動作ではデバイスに対し8.5Vまたはそれ以上のバイアス電圧が必要です。このモードでは、バイアスがVDDピンを駆動します。ローサイドの駆動バイアス電圧の $V_{VDRV} = 7V$ は内部のリニア・レギュレータから生成され、VDDピンから直接電流を流します。ハイサイド・ドライバのバイアスは、G2が“H”レベルの時G2とBST間のダイオードを経てVDRVピンからG2ピンに充電されるコンデンサです。UCC2540は、 $V_{VREF}$ が2Vより上に上昇した時 $V_{VDD} > (V_{VDRV}, V_{VREF})$ であればモード1で動作します。モード1ではバイアス電圧範囲が最大幅となり、 $8.5V < V_{VDD} < 35V$ で動作可能です。このモードは既存の12VDCのバイアス電圧をもつシステムと互換性があります。また、モード1は入力ライン電圧が広範囲に変化するアプリケーションや、図13のようにバイアスが派生ライン電圧から直接得られるアプリケーションで特に有効です。
- モード2はバイアスが標準で5V(4.5V~8.0V)のアプリケーションに適しています。バイアス電圧はUCC2540のVDRV端子に印加されます。ハイサイド・ドライバのバイアスは、G2が“H”レベルの時VDRVピンからG2ピンに充電されるコンデンサです。VDDピンへのバイアス電圧は外付け電圧ダブラのチャージポンプより得られます。システムに低スレッシュホールド電圧のパワーMOSFETが使用されている場合は、VDDピンは直接VDRVピンに接続することができます。バイアス電圧は、バス・コンバータの出力、または補助電源、または制御されている電源から派生するコンバータの入力電圧です。

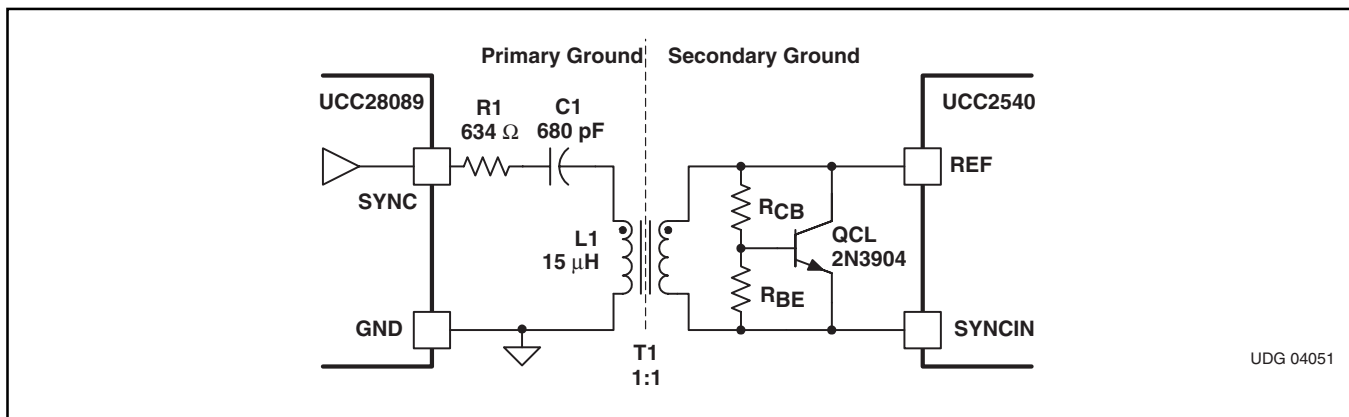


図12. Isolation and Clamping the SYNCIN Signal for Cascaded Buck Converters

モード	$V_{BIAS}$ 範囲 (V)	バイアス・ピン	UVLO ON (V)	UVLO OFF (V)	モード要件 (起動時、 $V_{VREF} = 2V$ )	注
1	8.5~36	VDD [16]	$V_{VDD} = 8.5$	$V_{VDD} = 8.0$	$V_{VDD} > (V_{VDRV} \text{ and } V_{VREF})$	最大幅のライン動作
2	4.75~8.5	VDRV [13]	$V_{VDRV} = 4.65$	$V_{VDRV} = 4.3$	$V_{VDRV} > (V_{VDD} \text{ and } V_{VREF})$	
3	3.0~3.6	VREF [2]	$V_{VREF} = 3.0$	$V_{VREF} = 2.5$	$V_{VREF} > (V_{VDD} \text{ and } V_{VDRV})$	安定化バイアスと低 $V_{TH}$ のパワーMOSFETが必要

表1. モードとプログラム条件



- モード3はバイアス電圧が制御されている3.3V電源である同期式降圧コンバータのアプリケーション用です。これは多出力のコンバータの共通メイン出力電圧です。バイアス電圧はUCC2540のVREFピンに印加されます。UCC2540はVREFが2Vより上に上昇した時 $V_{REF} > (V_{VDRV}, V_{DD})$ が検出されればモード3で動作します。

種々のモードの組み合わせ及びバイアス体系を図14から図19に示します。モード1とモード2では、図14から図17に示されるように、バイアス電圧は独立した補助電源であるか、または派生入力電圧を整流及びフィルタして生成できます。VREF電圧の公差はUCC2540がコントロールする公差であるためモード3では制御されている補助電源を使用しなければなりません。モード3では、制御されている補助電源は電源の入力電圧とは無関係(図19参照)、もしくは制御されている補助電源は電源の入力電圧と同一源とすることができます。

### チャージポンプ用コンデンサの選択

コンデンサC1からC5はUCC2540がMOSFET Q1とQ2のゲートに電荷を送ることを可能にする電荷分配回路の部品です(この項の全参照記号は図14から図19の回路図でのものです)。この項ではコンバータが正しく機能するためのC1からC5の値を選択する際の指針を紹介します。具体的なコンデンサの値は、MOSFETの特性、ダイオードD1-D4の特性、コンバータの閉ループ性能により推奨値よりも大きくなる場合もあります。3モード動作全てにはハイサイドMOSFETを駆動するためのチャージポンプ用のコンデンサとダイオード、C1及びD1が必要です。モード2とモード3ではVDDに電圧を供給するために追加のチャージポンプ用のコンデンサとダイオードが必要です。一般的に、全てのチャージポンプ用ダイオードには低い順方向電圧と高速性をもたせるためショットキー・ダイオードを使用します。また、チャージポンプ用コンデンサにはX5R、X7RコンデンサといったESR(等価抵抗値)が低いセラミック・コンデンサを使用すべきです。

チャージポンプ用コンデンサC1の値は、パワーMOSFETのゲート電荷と容量、ミラー回路の安定のためのスレッシュホールドの電圧レベル、D1の順方向電圧降下、閉ループの応答時間に依存します。無負荷状態のハイサイド・ゲート・ドライバは標準で立上がりエッジ当たり2nCの電荷と、それに加えC1から30 $\mu$ Aの直流電流を流します。通常、無負荷状態のハイサイド・ゲート・ドライバの負荷はハイサイド・パワーMOSFET Q1のゲート電荷要件に比べかなり微小です。C1の標準値はMOSFET Q1の入力容量

( $C_{ISS}$ )の約50~100倍です。このことにより、通常、C1に完全に再充電する十分な時間がない、非常に大きなデューティ比での過渡動作が可能になります。C1が極端に大きいと、そのESRとESLにより起動時や過度現象時などの再充電が妨げられます。

次に、電荷移動の方向とUCC2540の要件をもとにコンデンサC2からC5を選択します。この選択の指針を表2に示します。各コンバータの設計では表2で提案されているコンデンサの比率よりも大きな比率に調整に注意を払う必要があります。選択手順は表2の左側から始め、表の右側方向に進めてゆきますが、これは起動時の最初の数サイクルの充電フローとは逆の順序です。設計プロセスで繰り返しが必要である場合には、表の左から右の順に進めてください。

モード2及びモード3では、表2のVDDフィルタ・コンデンサのC4は、ゲートG1とG2を駆動する電荷に加えてUCC2540に $I_{VDD}$ アイドル電流(約11mA)を供給しなければなりません。コンデンサC4は、起動時の十分な動作電圧と、全動作時の $I_{VDD}$ 電流下でのその他の過渡電流に耐える程度に十分大きいことが必要です。動作周波数とMOSFETのゲート電荷( $Q_G$ )が分かると、平均 $I_{VDD}$ 電流は以下の式で見積もることができます。

$$I_{VDD} = I_{VDD}(\text{idle}) + (Q_{G1} + Q_{G2}) \times f_S \quad (4)$$

- 但し、 $f_S$ はスイッチング周波数です。

ノイズの問題を防ぐため、C4は最低でも1 $\mu$ F以上であることが必要です。さらに、電荷をパワーMOSFETのゲートに送るのに十分な大きさであることが必要です。従って、C4は、表2に示されるように、多くの場合、VDRVフィルタ・コンデンサの容量の少なくとも2倍であることが示されています。

### 出力段

UCC2540は2つのゲート駆動用出力をもっており、その各々は $\pm 3$ Aのピーク電流能力があります。ドライバのプルアップ/プルダウン回路はバイポーラ・トランジスタとMOSFETトランジスタを並列に接続したものです。ハイサイド及びローサイドの2つのドライバは、何よりも必要なMOSFETのスイッチング領域において3Aの高電流能力を供給します。ピーク出力電流定格はバイポーラ・トランジスタとMOSFETトランジスタとの合成電流です。出力抵抗はドライバ出力の電圧がバイポーラ・トランジスタの飽和電圧よりも小さい場合MOSFETトランジスタの $R_{DS(on)}$ となります。

モード	ハイサイド駆動 コンデンサ ( $\geq 0.1\mu\text{F}$ )	VDRVフィルタ・ コンデンサ	VREFフィルタ・ コンデンサ	VDDフィルタ・ コンデンサ	充電コンデンサ
1	$C1 \geq 50 C_{ISS}$	$C3 \geq 2 \times C1$	$C2 \geq 0.1\mu\text{F}$	$C4 \geq 1\mu\text{F}$	n/a
2	$C1 \geq 50 C_{ISS}$	$C3 \geq 2 \times C1$	$C2 \geq 0.1\mu\text{F}$	$C4 \geq 1\mu\text{F}, 2 \times C3$	$C5 \geq 2 \times C4$
3	$C1 \geq 50 C_{ISS}$	$C4 \geq 1\mu\text{F}$ $2 \times C1$	$C2 \geq 1.0\mu\text{F}$	$C4 \geq 1\mu\text{F}, 2 \times C1$	$C5 \geq 2 \times C4$

表2. チャージポンプ/バイアス・コンデンサの選択指針



に接続されているDCインピーダンス(図6の $R_{V1} \parallel R_{V2}$ )にほぼ等しい抵抗を用いてトラッキングされる電圧に接続してください。電圧がその範囲より大きければ、この場合も前と同様に、VEA-端子に接続されているDCインピーダンスにほぼ等しい等価抵抗を用いた分圧器を使用してください。その他の方策を使用して、シーケンシャル、レシオメトリック(傾き制御トラッキング)、同時の電源トラッキング<sup>[14]</sup>を実現することができます。

多出力電源<sup>[5]</sup>のシーケンシャルの実施例を図21に示します。負荷に1.5Vのコア電圧と3.3Vを必要とするI/Oポートをもつプロセッサが含まれているアプリケーションでは、起動時システムレベルでのバス・コンテンション問題を解決するためにシーケンシャルが必要となります。この場合には、コアが最初に起動しなければならず、次に、130msの初期化期間の後に、ポートが起動することができます。

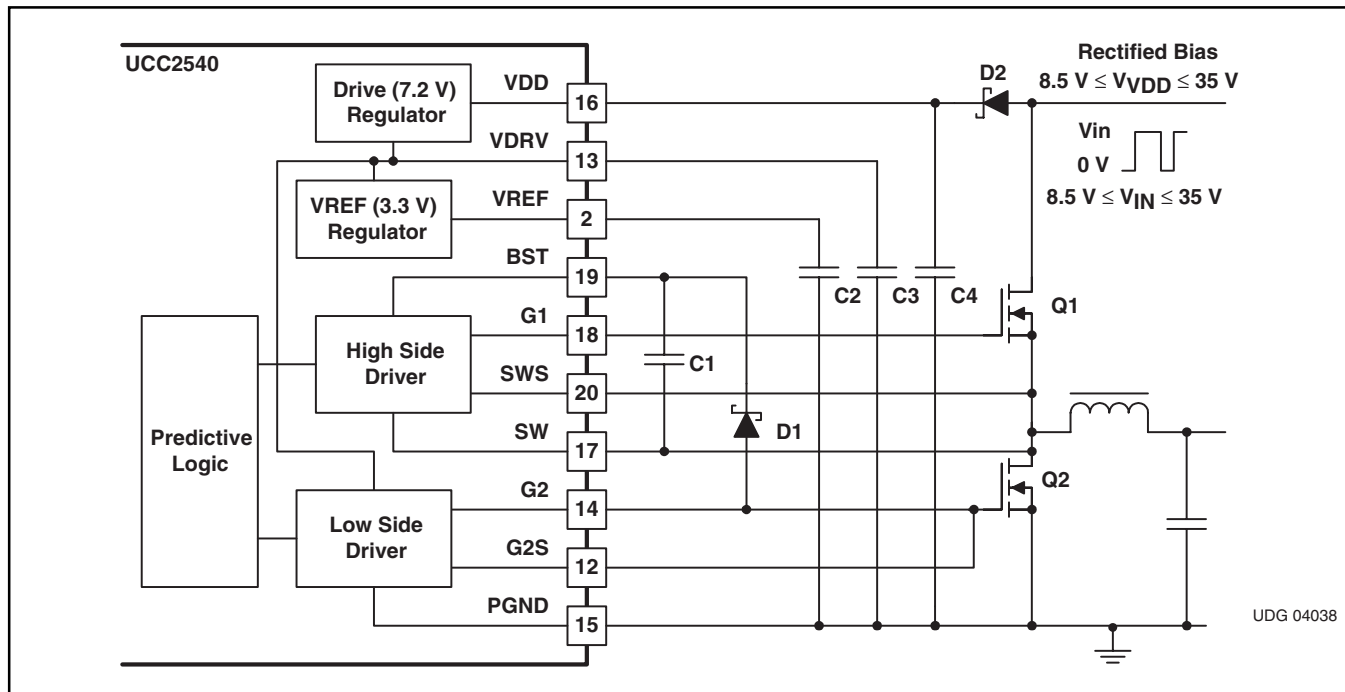


図14. Mode 1 With Rectified Biasing for Input Voltages Between 8.5 V and 35 V

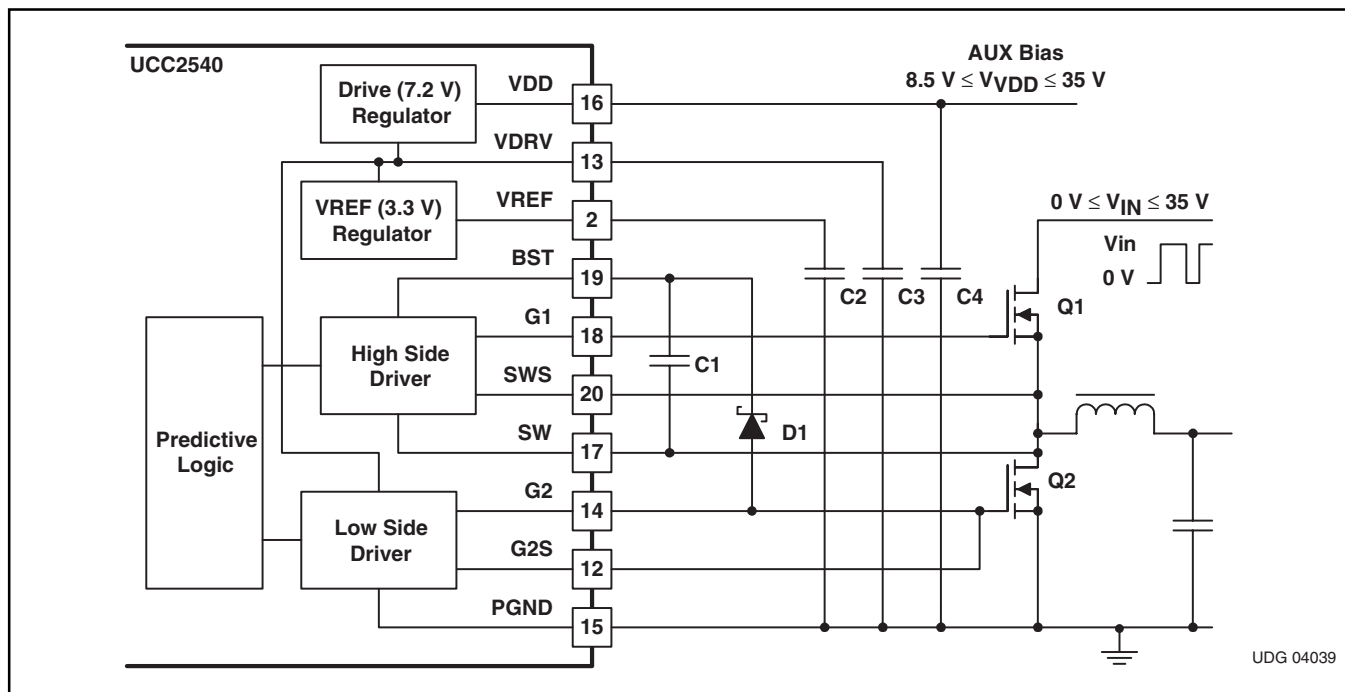


図15. Mode 1 With Auxiliary Biasing for Bias Voltages Between 8.5 V and 35 V

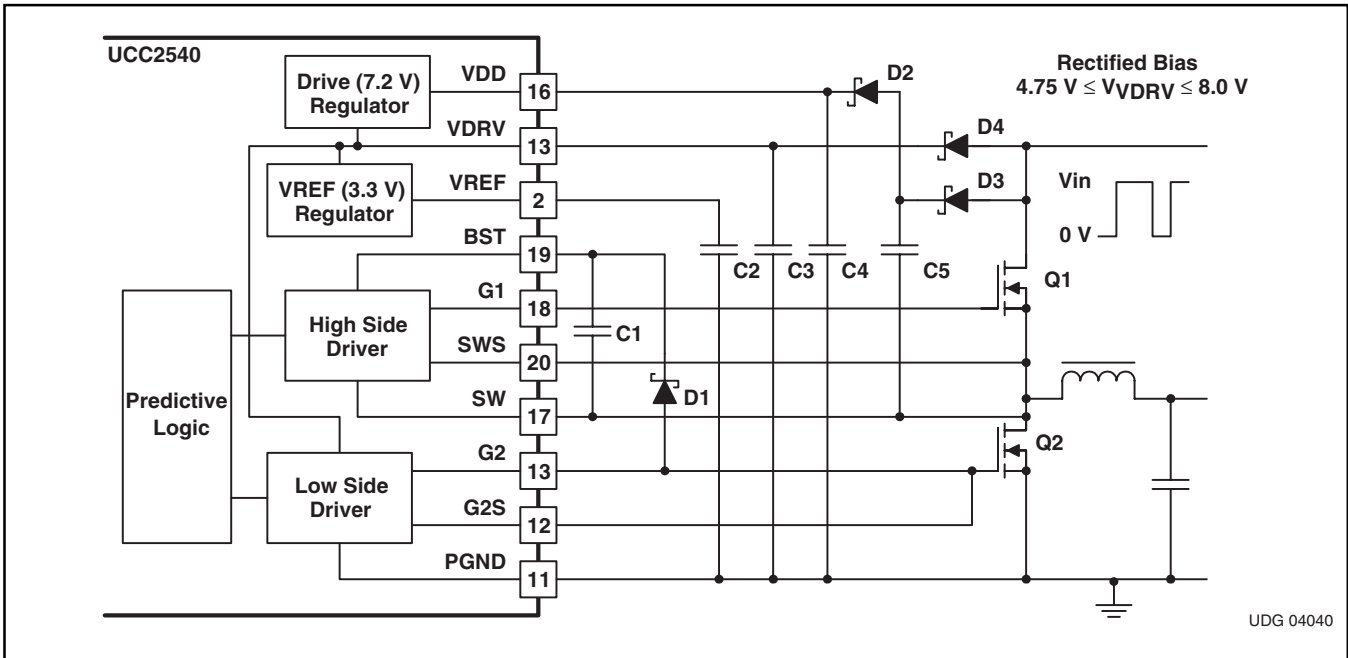


Figure 16. Mode 2 With Rectified Biasing for Input Voltages Between 4.75 V and 8.0 V

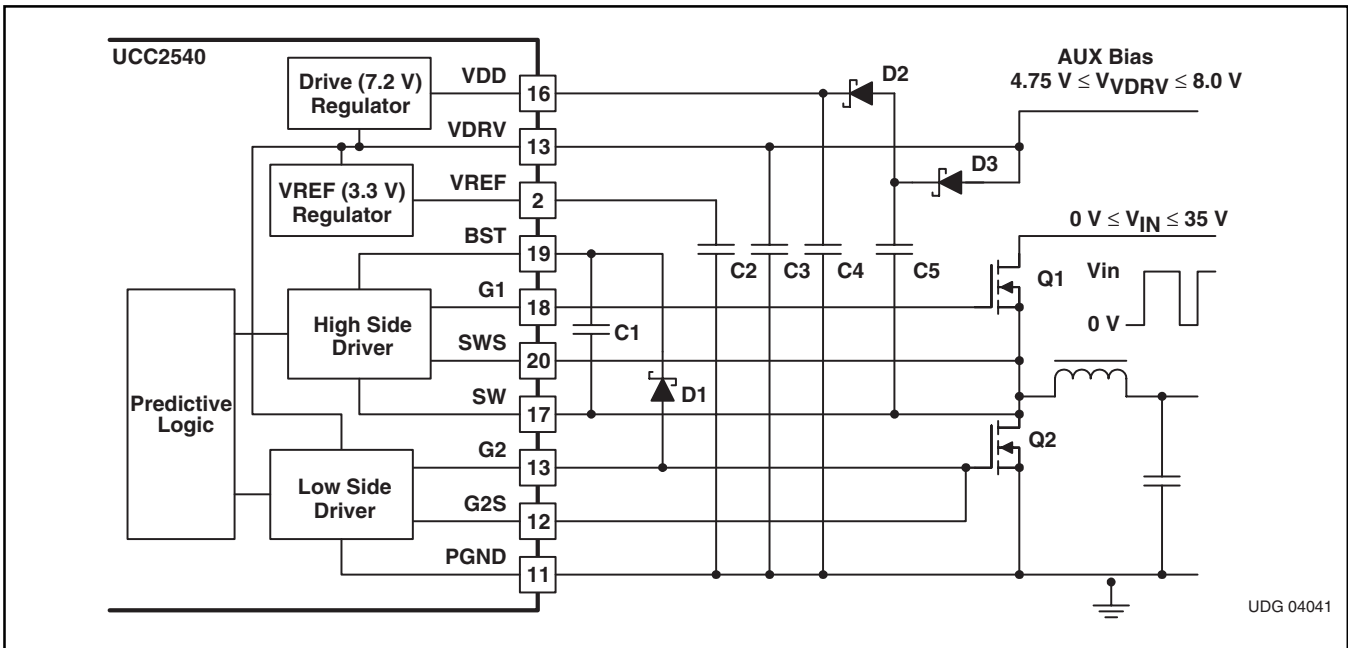
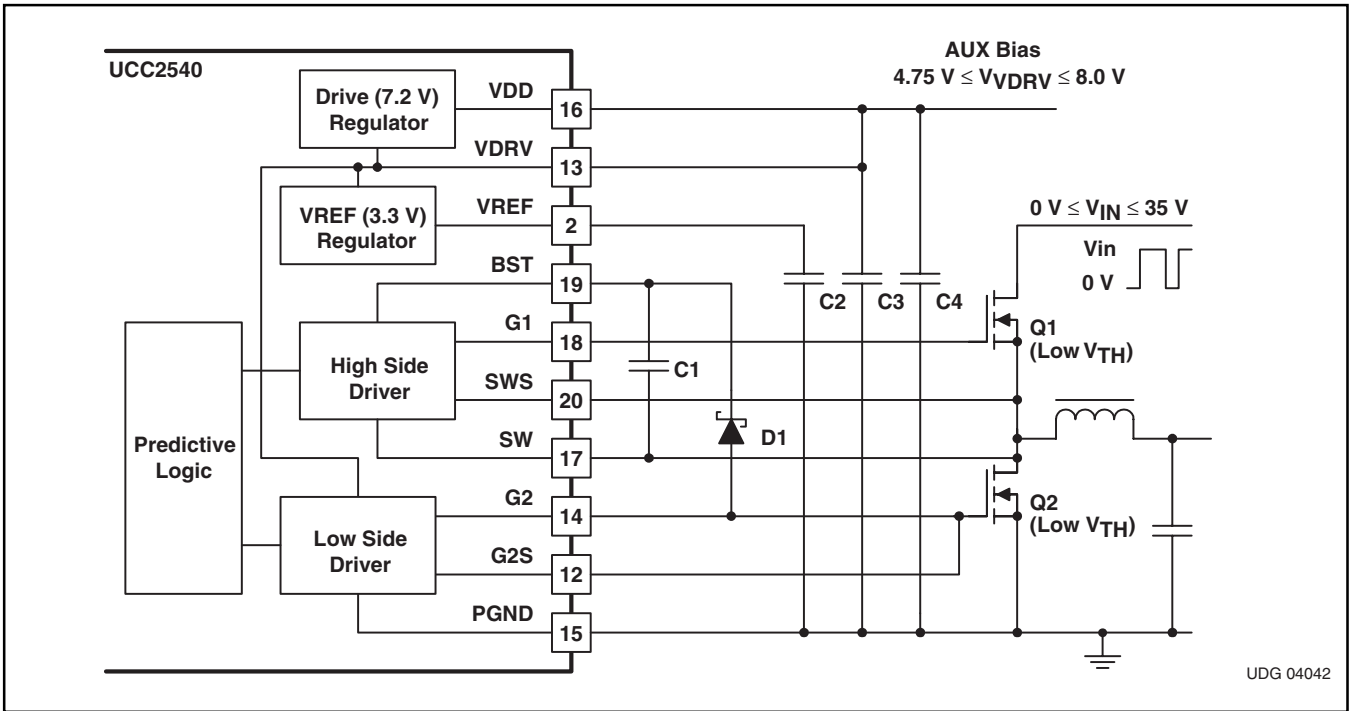
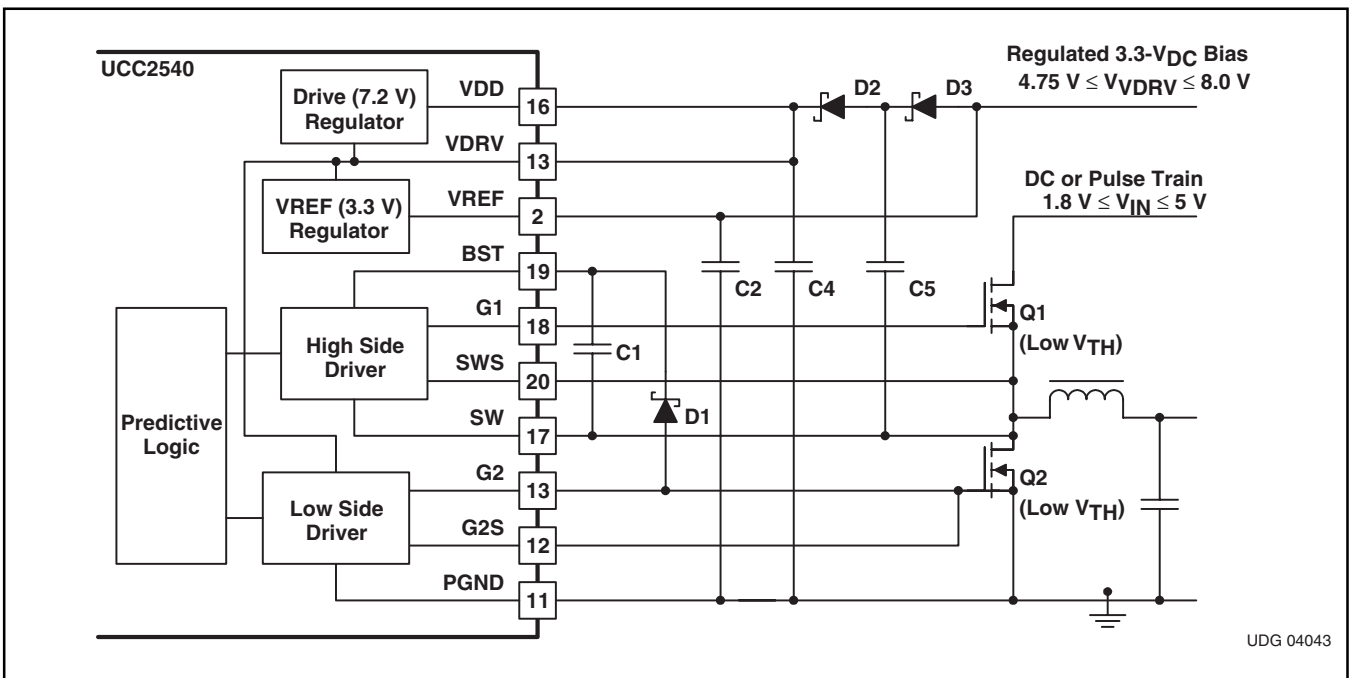


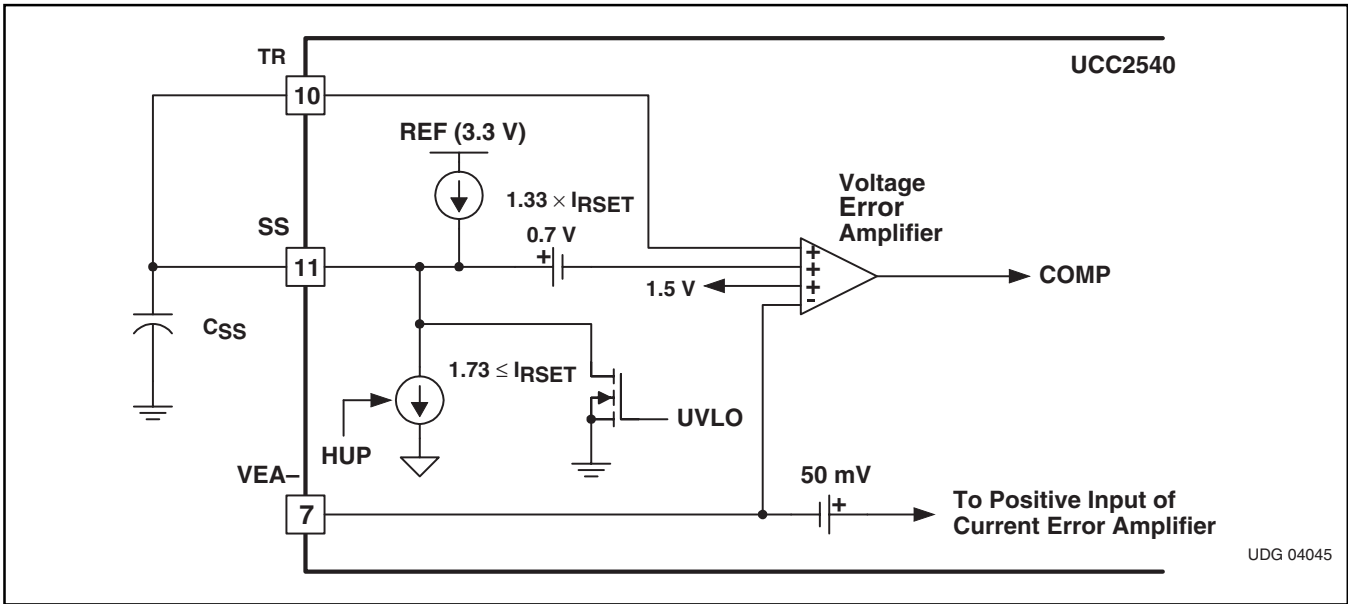
Figure 17. Mode 2 With Auxiliary Biasing for Bias Voltages Between 4.75 V and 8.0 V



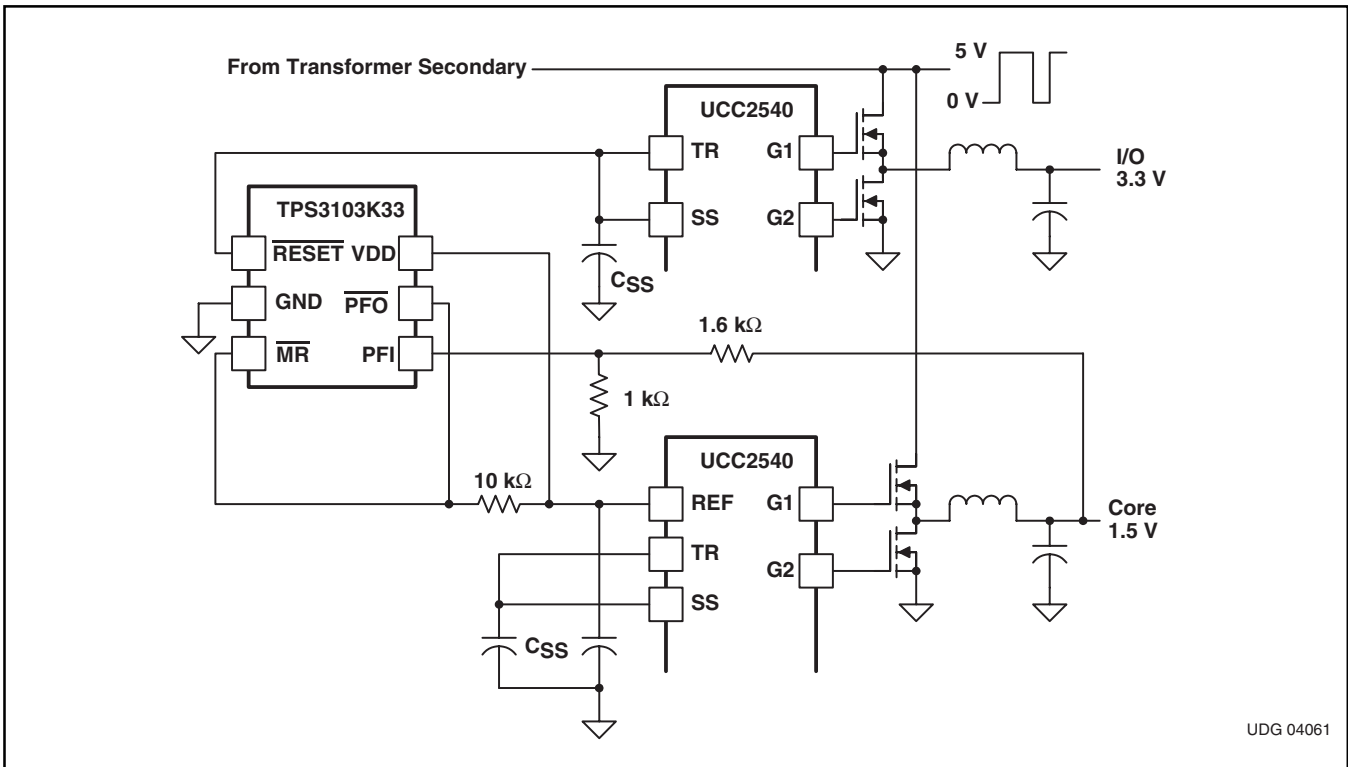
☒18. Mode 2 With Auxiliary Biasing for Bias Voltages Between 4.75 V and 8.0 V and Low Threshold Power MOSFET Transistors



☒19. Mode 3 With Regulated 3.3-V DC Bias



20. Using the Soft-Start Feature



21. Sequencing a Multiple Output Post Regulated Power Supply

TRピンを使用して、UCC2540は別のコンバータの出力電圧を自動的にトラッキングするよう設定することができます<sup>[5]</sup>。レシオメトリック方式(傾き制御)のトラッキングは出力電圧の比率が0Vから1つまたはそれ以上の出力がレギュレーションの固定点まで一定である時に行われます。SSピンに加わる外部電流がSS放電電流及び異常回復を妨げる可能性があるため、トラッキングにはTRピンのほうがSSピンよりも使い方が簡単です。当然のことながら、トラッキングされている電圧は起動時はバイアス電圧(VDD, VDRV, REF)より遅れ、シャットダウン時にはバイアス電圧よりも先行しなければなりません。さらに、トラッキングしている出力がその定常状態のDCレベルに達する前に、トラッキングされている出力はその定常状態のDCレベルに達してはいけません。図23に、もう1つの出力 $V_M$ を自動的にトラッキングするために出力電圧 $V_C$ をプログラムする概念を示します。

トラッキング比 $A_T$ で先行する電源電圧をトラッキングするようUCC2540をプログラムする一般的な回路を図24に示します。トラッキング・プロファイル・ゲイン $G_{T1}$ 及び $G_{T2}$ をプログラムするには、以下に記載するレシオメトリック方式のトラッキング設計手順に従ってください。 $V_M > 1.5V$ の同時シーケンスという特殊な場合は設計が簡単で、 $R_{T1} = R_{V1}$ 、 $R_{T2} = R_{V2}$ と設定し、 $G_{T2}$ は不要です。他の多くの場合では、回路は $G_{T2}$ 用オペアンプ及びツェナー・クランプ・ダイオードを取り除いて簡素化できます。オペアンプが必要な場合、このオペアンプはレール・ツー・レール動作が可能で、通常は低電圧バイアスの製品を利用しますが、TLV271などが安価でこの両方の条件を満たしています。図24の

トラッキング回路にもソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ があることに注意してください。ソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ は短絡時の再試行動作間の時間を制限するのに有用で、主電源ではなくトラッキング電源のみで起こる異常から回復する際のオーバーシュートを防止することができます。

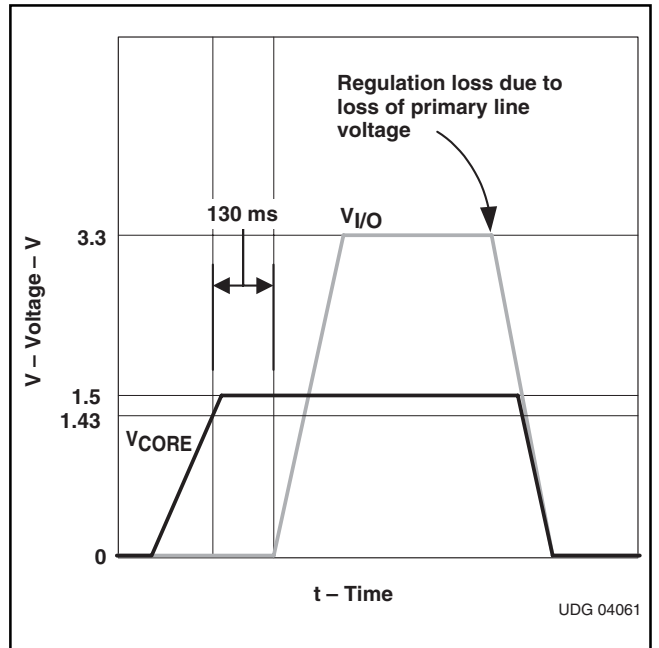


図22

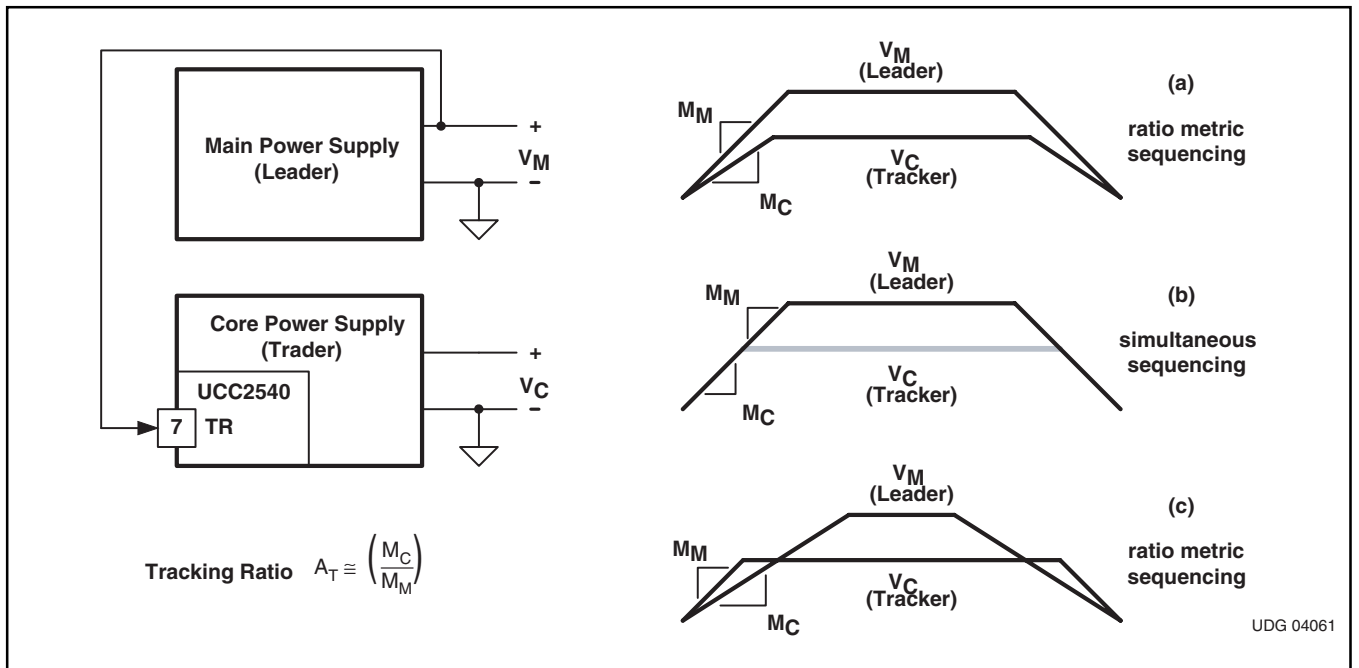


図23. Ratio-Metric Tracking

レシオメトリック方式(傾き制御)トラッキングの設計手順(図21、  
図22参照)

1. トラッキング比 $A_T$ を決定する

$$A_T = \frac{M_C}{M_M} \quad (7)$$

但し、 $M_C$ と $M_M$ はそれぞれ $V_C$ と $V_M$ のソフトスタート勾配です。

2.  $G_V$ を決定する

$$G_V = \frac{R_{V2}}{R_{V1} + R_{V2}} \quad (8)$$

但し、 $R_{V2}$ と $R_{V1}$ は電圧コントロール・ループを設計する際に選択されます。

3.  $V_M \leq 1.5V$ または $A_T G_V > 1$ の場合 $G_{T2}$ が必要かどうか検証する

a.  $G_{T2}$ が必要であれば、式(8)と式(9)の両方が適合するよう $G_{T2}$ を設定する

$$G_{T2} = 1 + \frac{R_{F1}}{R_{F2}} \quad (9)$$

よって、以下の両式が適合します

$$G_{T2} = \left( \frac{1.5 V}{V_M \times G_{T1}} \right) \text{ and } G_{T2} > (A_T \times G_V) \quad (10)$$

b.  $G_{T2}$ が不要であれば $G_{T2} = 1$ に設定する

4.  $G_{T1}$ を設定する

$$G_{T1} = \frac{A_T \times G_V}{G_{T2}} = \frac{R_{T2}}{R_{T1} + R_{T2}} \quad (11)$$

5. オフセット差を最小限に抑えるため $R_{T1} \parallel R_{T2} \approx R_{V1} \parallel R_{V2}$ となるよう $R_{T1}$ と $R_{T2}$ を選択する

上記の技法を拡大適用することで、より綿密な電源のシーケンス及びトラッキングをたやすく実現することができます。この詳細情報については参考資料<sup>[5]</sup>を参照してください。

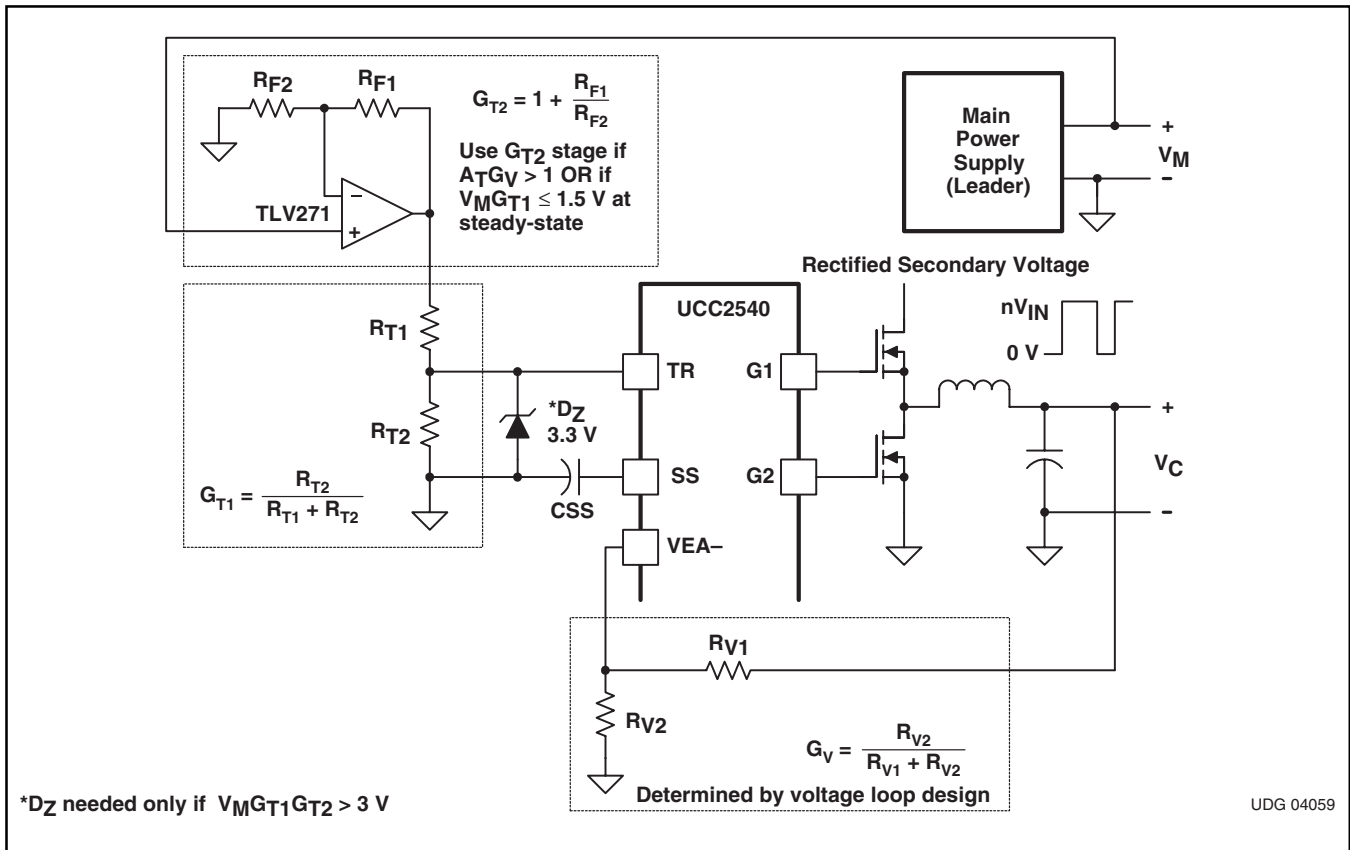


図24. Programming the UCC2540 to Track Another Output



## 熱情報

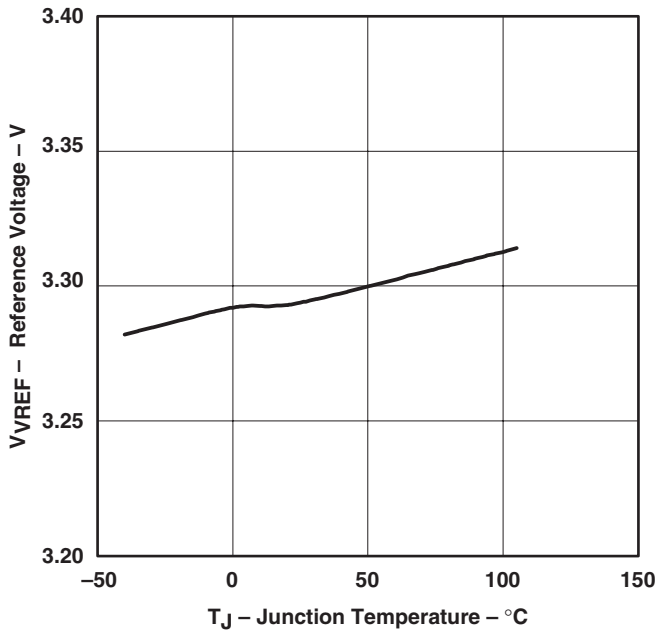
高電流の出力ドライバをもつコントローラの有効電圧範囲は、負荷への駆動パワー要件とデバイス・パッケージの熱特性に大きく影響されます。パワー・ドライバが特定の温度範囲で有用であるためには、パッケージは接合部温度を定格リミット内に保持しておくと同時に発生した熱を効率的に除去することができる必要があります。UCC2540は20ピンHTSSOP PowerPAD™パッケージで供給されています。

PowerPAD™ HTSSOP(PWP)パッケージは半導体の接合部からもっとも効率的に熱を除去する手段を提供し、ひいては長期信頼

性の改善をもたらします。参考資料<sup>[5]</sup>で図示されているように、PowerPADパッケージにはパッケージの裏面に露出したリードフレームのダイ・パッドがあります。このパッドはデバイス・パッケージの真下でPCボード上の銅に半田付けされ、 $\theta_{JC}$ を $2^{\circ}\text{C}/\text{W}$ まで下げます。このPowerPAD構造は標準のパッケージに比べ消費電力は4倍になることが参考資料<sup>[5]</sup>に示されています。PCボードは、PowerPADではない標準の表面実装パッケージよりも大きな放熱の改善を行うため、参考資料<sup>[6]</sup>で要約されているように、熱除去のサブシステムを完成するようサーマル・ランドやサーマル・ビアを用いて設計する必要があります。

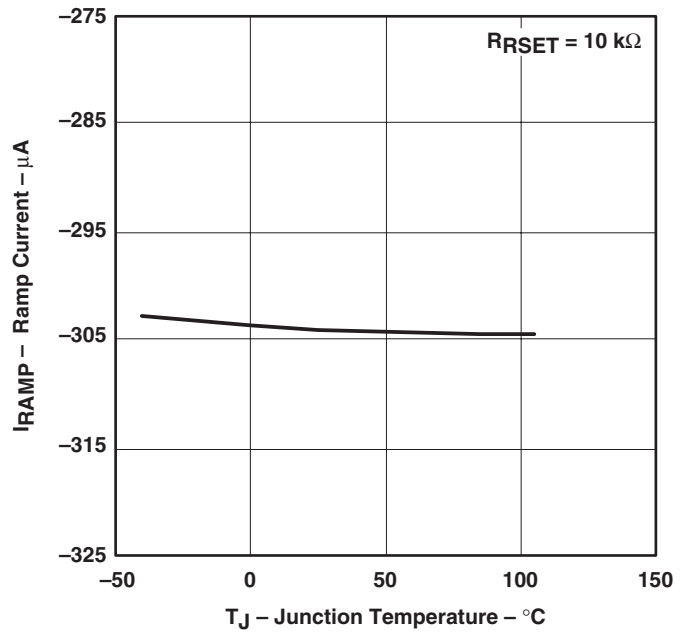
# TYPICAL CHARACTERISTICS

OUTPUT REFERENCE VOLTAGE  
VS  
TEMPERATURE



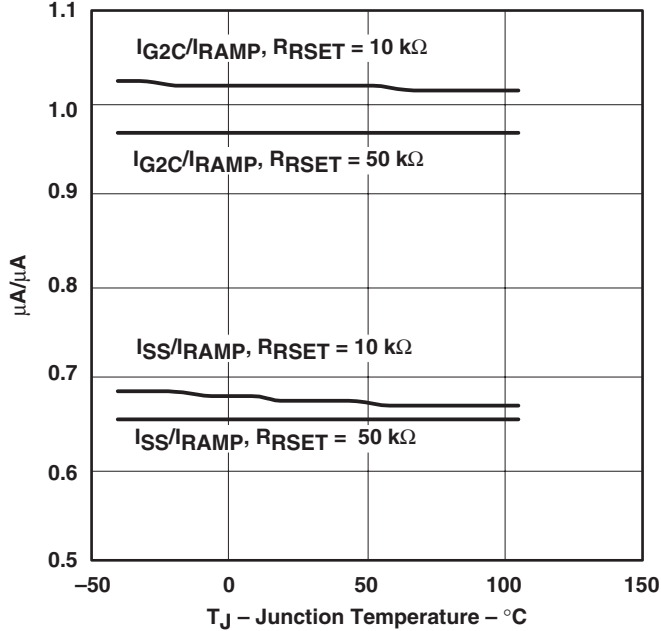
⊠25

RAMP CURRENT  
VS  
TEMPERATURE



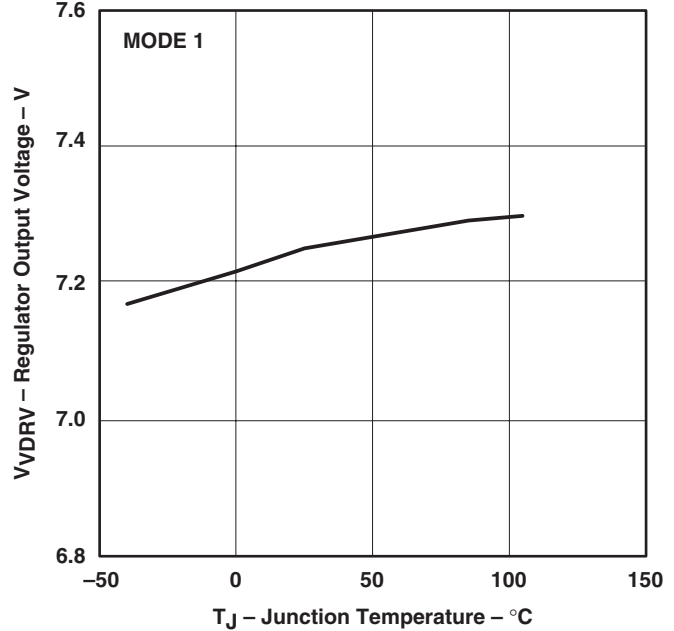
⊠26

$I_{G2C}/I_{RAMP}$  AND  $I_{SS}/I_{RAMP}$   
VS  
TEMPERATURE



⊠27

REGULATOR OUTPUT VOLTAGE  
VS  
TEMPERATURE



⊠28

# TYPICAL CHARACTERISTICS

TRACKING TO VOLTAGE ERROR AMPLIFIER OFFSET  
vs  
TEMPERATURE

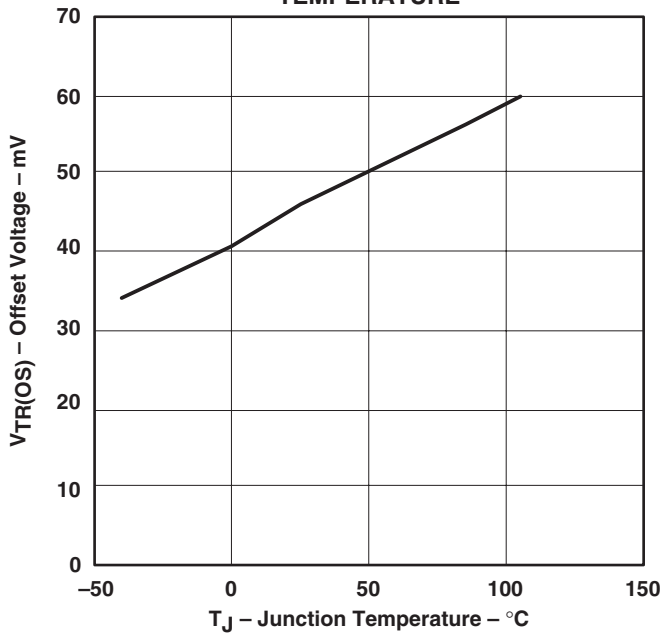


Figure 29

CURRENT ERROR AMPLIFIER OFFSET  
vs  
TEMPERATURE

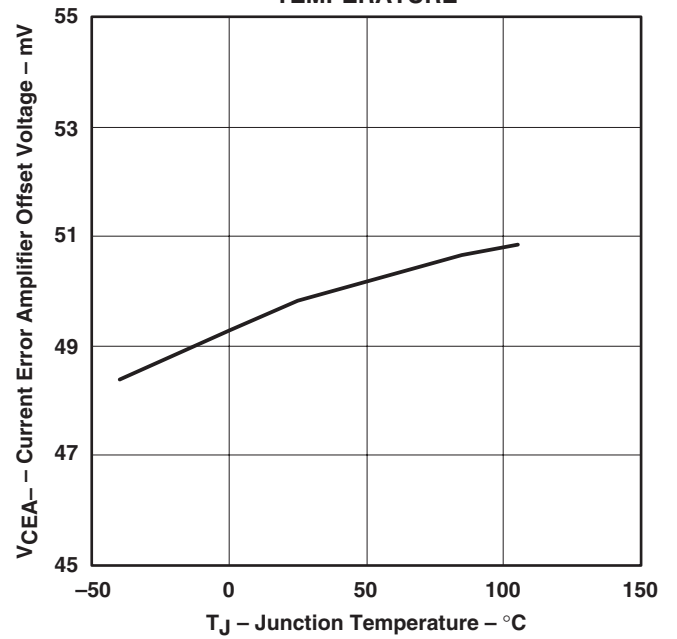


Figure 30

SYNCIN THRESHOLD VOLTAGE  
vs  
TEMPERATURE

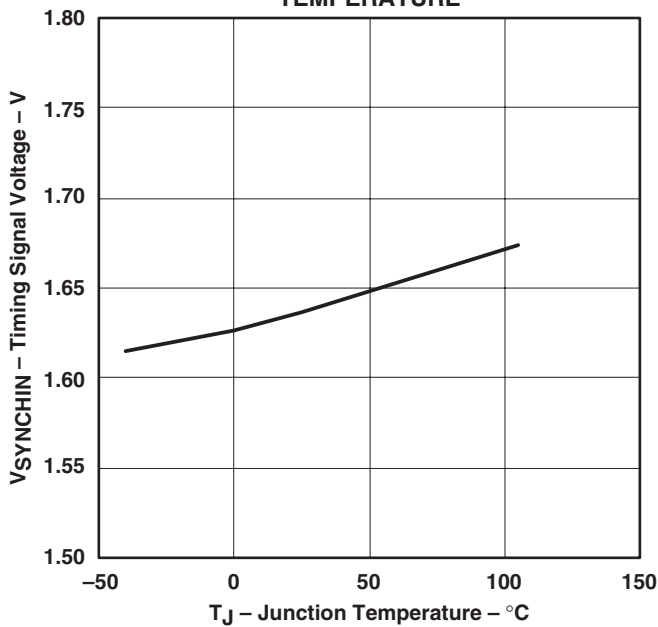


Figure 31

INVERTING AMPLIFIER GAIN AND PHASE  
vs  
FREQUENCY

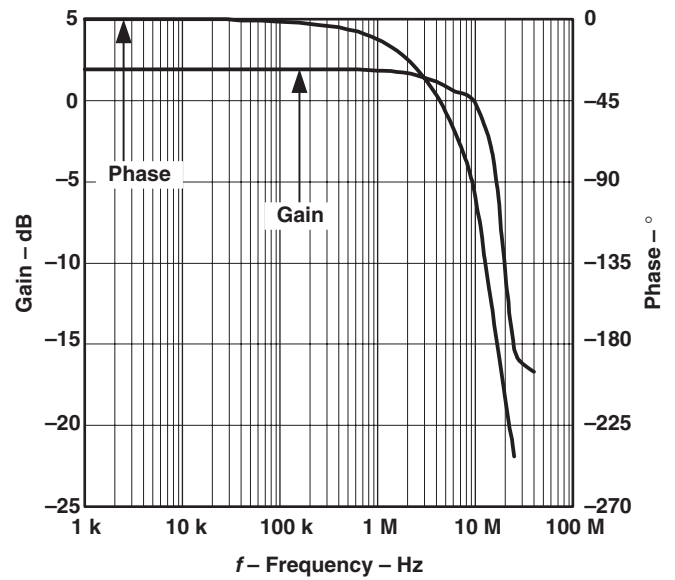
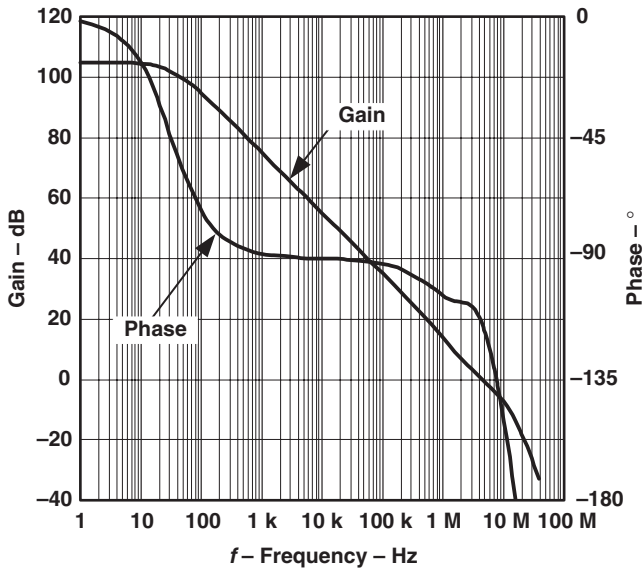


Figure 32

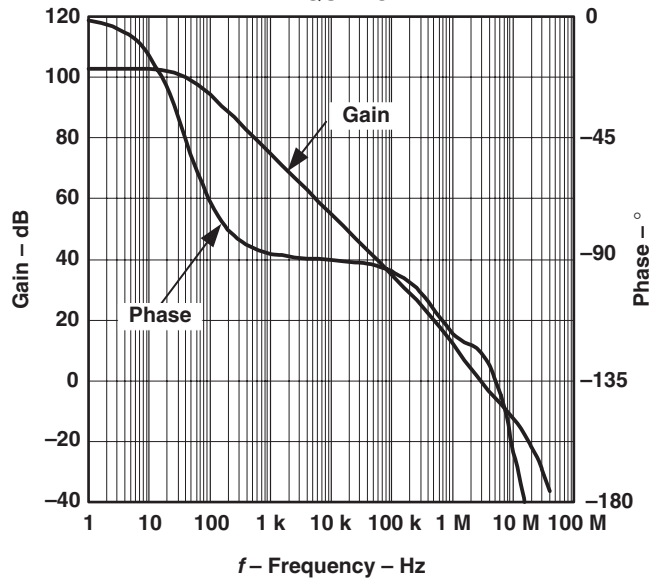
# TYPICAL CHARACTERISTICS

CURRENT ERROR AMPLIFIER GAIN AND PHASE  
VS  
FREQUENCY



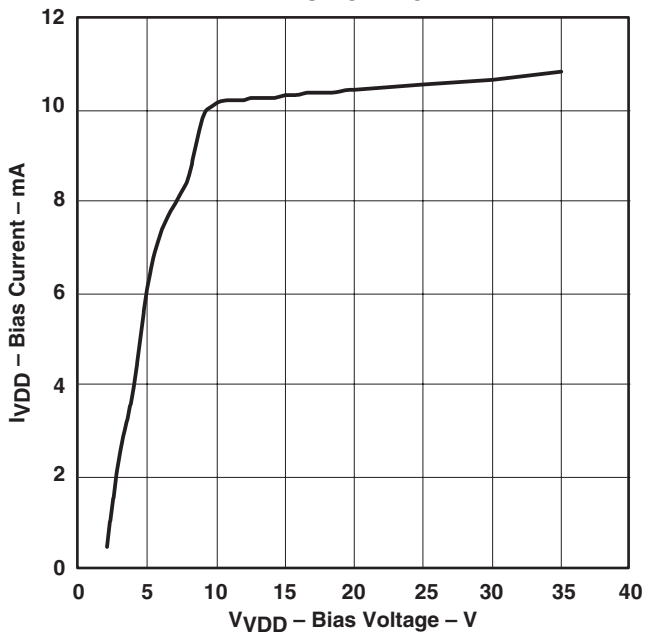
33

VOLTAGE ERROR AMPLIFIER GAIN AND PHASE  
VS  
FREQUENCY



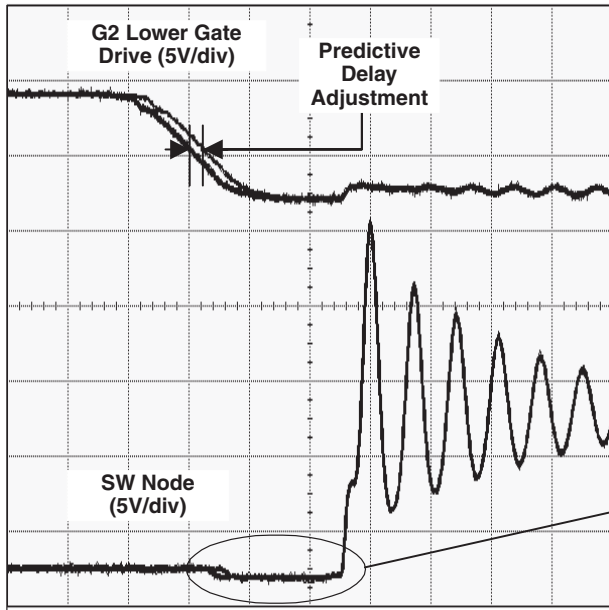
34

OPERATING CURRENT (DC)  
VS  
BIAS VOLTAGE

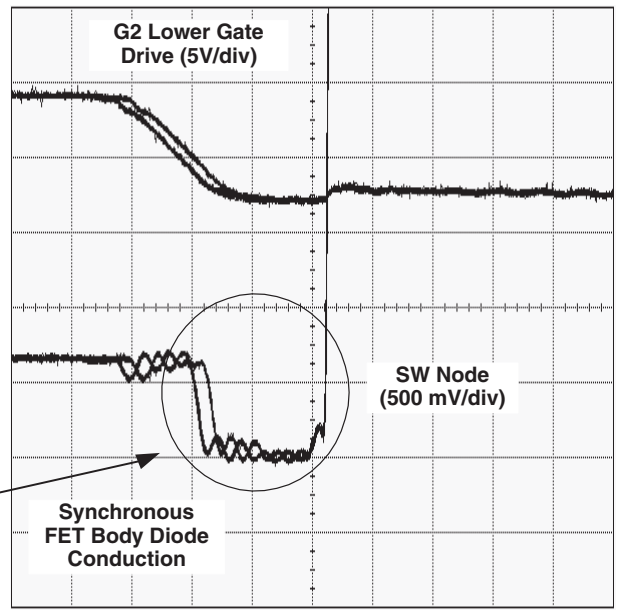


35

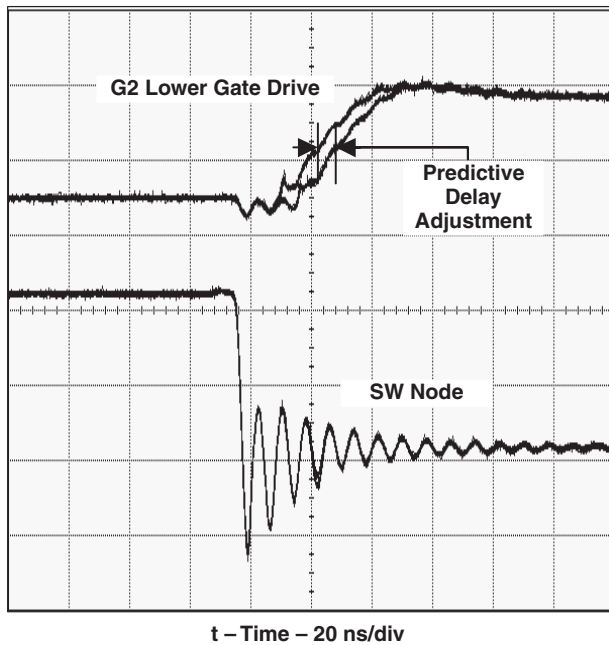
# TYPICAL CHARACTERISTICS



36. Predictive Gate Drive – G2 Falling



37. Predictive Gate Drive – G2 Falling



38. Predictive Gate Drive – G2 Falling

## 関連製品

- UCC28089 Primary Side Push-Pull Oscillator
- UCC27223 High Efficiency Predictive Synchronous Buck Driver with Enable
- UCC3583 Switch Mode Secondary Side Post Regulator
- UCC25701 Advanced Voltage Mode Pulse Width Modulator
- UCC3808A Low-Power Current-Mode Push-Pull PWM
- UCC38083/4/5/6 8-Pin Current-Mode Push-Pull PWM with Programmable Slope Compensation

## 参考資料

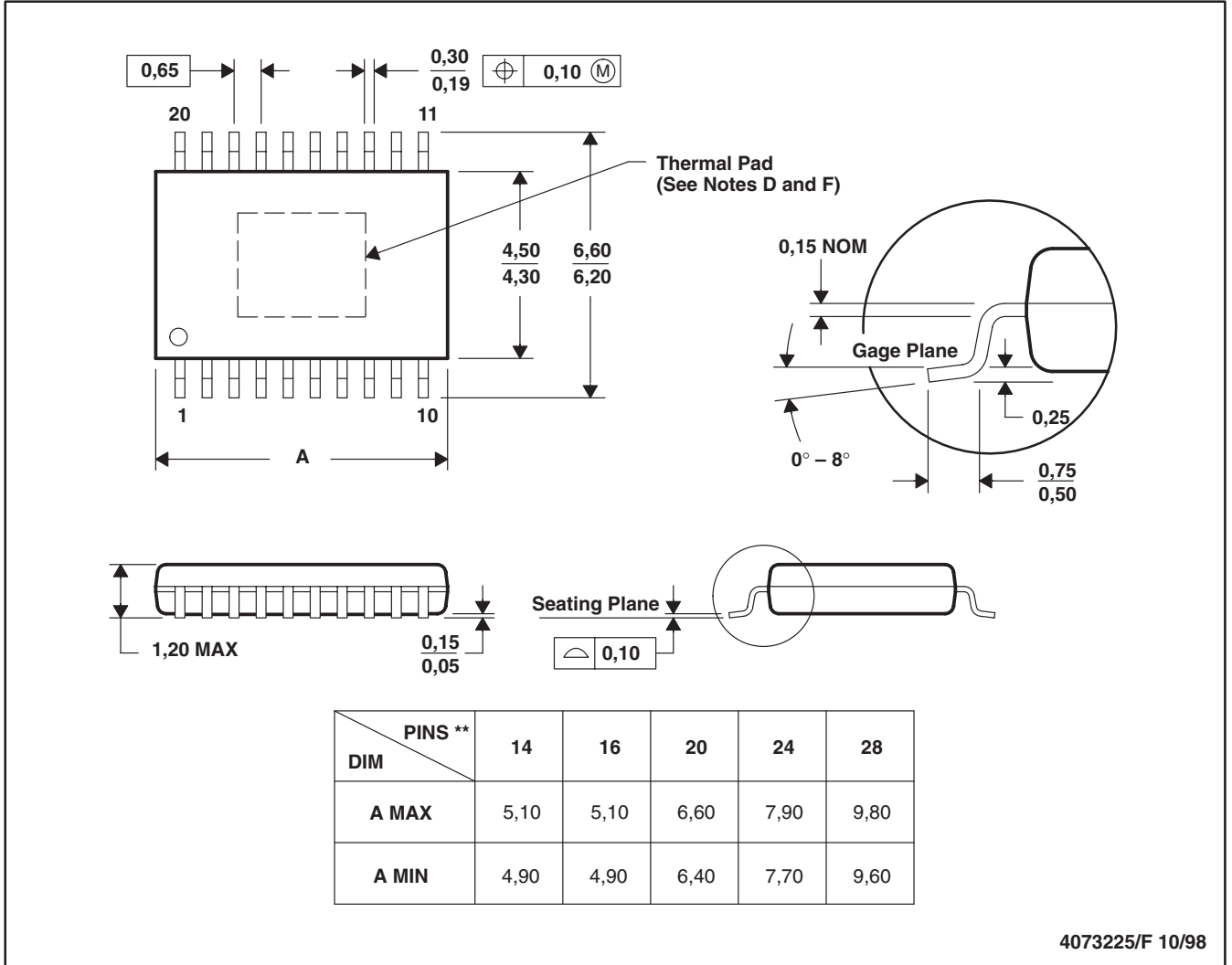
1. Power Supply Seminar SEM-1300 Topic 1: *Unique Cascaded Power Converter Topology for High Current Low Output Voltage Applications*, by L. Balogh, C. Bridge, and B. Andreycak, (SLUP118)
2. Power Supply Seminar SEM-1400 Topic 2: *Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*, by L. Balogh, (SLUP133)
3. Datasheet, *UCC27223 High Efficiency Predictive Synchronous Buck Driver*, (SLUS558)
4. Datasheet, *UCC37323/4/5 Dual 4-A Peak High Speed Low-Side Power MOSFET Drivers*, (SLUS492A)
5. Power Supply Seminar SEM1600 Topic 2: *Sequencing Power Supplies in Multiple Voltage Rail Environments*, by D. Daniels, D. Gehrke, and M. Segal, (SLUP224)
6. Technical Brief, *PowerPAD Thermally Enhanced Package*, (SLMA002)
7. Application Brief, *PowerPAD Made Easy*, (SLMA004)
8. Datasheet, *TPS3103K33 Ultra-Low Supply Current/Supply Voltage Supervisory Circuits*, (SLVS363)
9. Application Note, *A Revolutionary Power Management Solution for Highly Efficient, Multiple Output Applications*, by Bill Andreycak, (SLUA255)
10. Application Note, *Predictive Gate Drive™ FAQ*, by Steve Mappus (SLUA285)

# MECHANICAL DATA

PWP (R-PDSO-G\*\*)

PowerPAD™ PLASTIC SMALL-OUTLINE

20 PINS SHOWN



4073225/F 10/98

- 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. ボディ寸法はモールド突起部を含みません。  
 D. パッケージの熱特性はサーマル・ダイ・パッドを外部のサーマル・プレーンに接合することで改善されることがあります。このパッドは電気的にも熱的にもダイの裏面と、場合により選ばれたリードに接続されています。  
 E. JEDEC MO-153に準拠します。  
 F. PowerPAD™はパッケージのリードには直接接続していません。これは電気的にも熱的にもグラウンドとして機能するデバイスのサブストレートに接続されており、PCBのPGNDに接続してください。この露出寸法は1.3mm × 1.7mmですが、位置及びモールド・フローのばらつきにより公差は+1.05mm/-0.05mm(+41ミル/-2ミル)です。

# ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社(以下TIJといいます)及びTexas Instruments Incorporated(TIJの親会社、以下TIJおよびTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます)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。従いまして、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ください。全ての製品は、お客様とTI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TIの標準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い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TIとの間で合意された保証条件に従い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ことは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。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、保証もしくは是認することの意味しません。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、且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公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いません。

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、且つ不公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。

なお、日本テキサス・インスツルメンツ株式会社半導体集積回路製品販売用標準契約約款もご覧ください。

<http://www.tij.co.jp/jsc/docs/stdterms.htm>

Copyright © 2005, 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℃、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い基板実装すること。
  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℃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