

特定型番の生産状況については[こちら](#)をクリックしてください。

MAX17702

4.5V~60V、同期整流式降圧鉛蓄電池 チャージャ・コントローラ

概要

Himalayaシリーズの電圧レギュレータIC、パワー・モジュール、およびチャージャは、より低温で小型の簡素な電源ソリューションを実現します。MAX17702は高効率、高電圧、同期整流式の降圧Himalaya鉛蓄電池 (Pb-acid) チャージャ・コントローラで、4.5V~60Vの入力電圧範囲で動作するように設計されています。MAX17702は-40°C~+125°Cの広い温度範囲で動作し、±4%精度の定電流レギュレーションによる鉛蓄電池用の完全な充電ソリューションを可能にします。出力電圧は1.25V~(V_{DCIN} - 2.1V)の範囲で設定可能で、レギュレーション精度は±1%です。

このデバイスは外付けnMOSFETを使用して入力電源側の短絡保護を行い、バッテリーの放電を防ぎます。

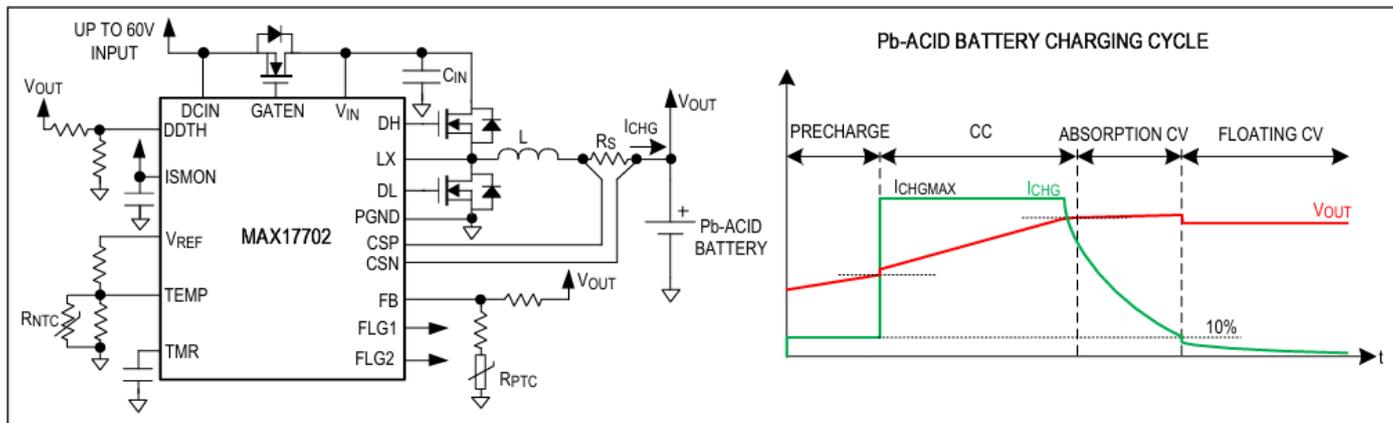
また、このデバイスは定電流 (CC)、アブソープ定電圧 (CV) 状態でバッテリーを充電し、テーパー電流スレッシュホールドの検出後またはアブソープCV状態でアブソープCVタイマーのタイムアウト後にフロートCV状態へと移行します。深放電検出コンパレータによって深放電バッテリーの検出およびプリコンディショニングが可能です。

MAX17702は、露出パッドを備えた24ピン4mm×4mmのTQFNパッケージで提供されます。

アプリケーション

- 産業用のバッテリー充電およびエネルギー貯蔵
- 電源ツール
- 照明、セキュリティ・カメラ、コントロール・パネル用バッテリー・バックアップ
- ポータブル産業機器
- ビルディング・オートメーションおよびホーム・オートメーションのバックアップ電源

簡略アプリケーション回路図



[オーダー情報](#)はデータシート末尾に記載されています。

絶対最大定格

V_{IN} ~SGND/EP.....	-0.3V~+65V	BST~LX.....	-0.3V~+6V
DCIN~SGND/EP.....	-0.3V~+65Vと($V_{IN} + 0.6V$)のいずれか小さい方	BST~PGND.....	-0.3V~+70V
GATEN~DCIN.....	-0.3V~+6V	DL~PGND.....	-0.3V~($V_{CC} + 0.3V$)
GATEN~SGND/EP.....	-0.3Vと(DCIN - 0.3V)の いずれか大きい方~DCIN + 6V	DH~LX.....	-0.3V~(BST + 0.3V)
V_{CC} ~SGND/EP.....	-0.3V~+6Vと($V_{IN} + 0.3V$)のいずれか小さい方	EXTVCC~SGND/EP.....	-0.3V~+26V
CSN, CSP~SGND/EP.....	-0.3V~($V_{IN} + 0.6V$)	PGND~SGND/EP.....	-0.3V~+0.3V
CSP~CSN.....	-0.3V~+0.3V	連続消費電力 ($T_A = +70^\circ\text{C}$) (TQFN , $+70^\circ\text{C}$ 以上は $27.85\text{mW}/^\circ\text{C}$ で ディレーティング).....	2222mW
V_{REF} , TMR, ILIM~SGND/EP.....	-0.3V~($V_{CC} + 0.3V$)	動作温度範囲 (Note 1).....	-40°C ~ $+125^\circ\text{C}$
COMP, ISMON, RT/SYNC~SGND/EP.....	-0.3V~($V_{CC} + 0.3V$)	ジャンクション温度.....	$+150^\circ\text{C}$
DDTH, FB, TEMP~SGND/EP.....	-0.3V~+6V	保存温度範囲.....	-65°C ~ $+150^\circ\text{C}$
FLG1, FLG2, EN/UVLO~SGND/EP.....	-0.3V~+6V	リード温度 (はんだ処理, 10s).....	$+300^\circ\text{C}$
LX~PGND.....	-0.3V~+65V	はんだ処理温度 (リフロー).....	$+260^\circ\text{C}$

Note 1: ジャンクション温度が $+125^\circ\text{C}$ を超えると、動作寿命が短くなります。

上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。これらの規定はストレス定格のみを定めたものであり、この仕様の動作セクションに記載する規定値以上でデバイスが正常に動作することを意味するものではありません。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くとデバイスの信頼性に影響を与えます。

パッケージ情報

24ピンTQFN

Package Code	T2444+5C
Outline Number	21-100405
Land Pattern Number	90-100139
Thermal Resistance, Four-Layer Board:	
Junction to Ambient (θ_{JA})	$36^\circ\text{C}/\text{W}$
Junction to Case (θ_{JC})	$3^\circ\text{C}/\text{W}$

パッケージの最新の外形情報およびランドパターン (フットプリント) については、www.maximintegrated.com/packagesを参照してください。パッケージ・コードの「+」、「#」、「-」は、RoHSステータスのみを示しています。パッケージ図面には異なるサフィックスが表示される場合がありますが、図面はRoHSステータスに関係なくパッケージに固有のものであります。

パッケージの熱抵抗は、JEDEC仕様書JESD51-7に記載されている方法で、4層基板を用いて求めたものです。パッケージの熱に関する考慮事項の詳細については、<https://www.analog.com/jp/resources/technical-articles/thermal-characterization-of-ic-packages.htm>を参照してください。

電気的特性

(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{DCIN} = 24V$ 、 $C_{VIN} = 4.7\mu\text{F}$ 、 $C_{DCIN} = 100\text{nF}$ 、 $C_{VCC} = 4.7\mu\text{F}$ 、 $C_{VREF} = 100\text{nF}$ 、 $C_{BST} = 470\text{nF}$ 、 $V_{BST} \sim V_{LX} = 5V$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{LX} = V_{ILIM} = V_{CSN} = V_{CSP} = V_{DDTH} = V_{TMR} = 2.5V$ 、 $V_{TEMP} = V_{FB} = 1.1V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC = DH = DL = GATEN = COMP = FLG1 = FLG2 = ISMON =$ 無接続、 $T_A = -40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ 。代表値は $T_A = +25^\circ\text{C}$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準としています。) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER SUPPLY						
DCIN Voltage Range		DCIN connected to V_{IN} , External nMOSFET not used	4.5		60	V
		External nMOSFET used	5.5		60	
V_{IN} Voltage Range			4.5		60	V
Input Quiescent Current	I_{QNS}	$(V_{IN} - V_{CSN}) > 2.1V$, $V_{FB} = 1.5V$	1.4	2.1	2.8	mA
Input Switching Current	I_{QS}		1.7	2.5	3.5	mA
Shutdown Supply Current	I_{IN-SH}	$V_{EN/UVLO} = 0V$ (shutdown mode)		7	18	μA

電氣的特性 (続き)

(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{DCIN} = 24V$ 、 $C_{VIN} = 4.7\mu F$ 、 $C_{DCIN} = 100nF$ 、 $C_{VCC} = 4.7\mu F$ 、 $C_{VREF} = 100nF$ 、 $C_{BST} = 470nF$ 、 $V_{BST} \sim V_{LX} = 5V$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{LX} = V_{LIM} = V_{CSN} = V_{CSP} = V_{DDTH} = V_{TMR} = 2.5V$ 、 $V_{TEMP} = V_{FB} = 1.1V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC = DH = DL = GATEN = COMP = FLG1 = FLG2 = ISMON =$ 無接続、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準としています。) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ENABLE/UVLO (EN/UVLO)						
EN/UVLO Rising Threshold	$V_{EN_TH_R}$	$V_{EN/UVLO}$ rising	1.22	1.25	1.27	V
EN/UVLO Falling Threshold	$V_{EN_TH_F}$		1.07	1.09	1.11	V
EN/UVLO Bias Current	$I_{EN-BIAS}$	$V_{EN/UVLO} = 0.5V$	1.4	3.0	6.5	μA
EN/UVLO True Shutdown Threshold	V_{ENT}	$V_{EN/UVLO}$ rising	0.4	0.7	1.1	V
		Hysteresis		60		mV
V_{CC} REGULATORS (INT-LDO AND EXT-LDO)						
V _{CC} Output Voltage	V _{CC}	$6V < V_{IN} < 60V$, $I_{VCC} = 1mA$ (V _{CC} supplied from INT-LDO)	5.00	5.15	5.30	V
		$V_{IN} = 24V$, $I_{VCC} = 0mA$ to 75mA, (V _{CC} supplied from INT-LDO)	4.95	5.10	5.25	
		$6V < V_{EXTVCC} < 24V$, $I_{VCC} = 1mA$ (V _{CC} supplied from EXT-LDO)	5.00	5.15	5.30	
		$V_{EXTVCC} = 12V$, $I_{VCC} = 0mA$ to 75 mA, (V _{CC} supplied from EXT-LDO)	4.95	5.10	5.25	
V _{CC} Output-Current Limit	I_{VCC_LIMIT}	$V_{IN} = 8.5V$, $V_{CC} = 4V$ (V _{CC} supplied from INT-LDO)	80	110	135	mA
		$V_{EXTVCC} = 8.5V$, $V_{CC} = 4V$ (V _{CC} supplied from EXT-LDO)	80	110	135	
V _{CC} Dropout Voltage	V _{CC-DO}	$V_{IN} = 4.5V$, $I_{VCC} = 75mA$ (V _{CC} supplied from IN-LDO)		370	750	mV
		$V_{EXTVCC} = 4.9V$, $I_{VCC} = 75mA$ (V _{CC} supplied from EXT-LDO)		185	350	
V _{CC} Undervoltage Threshold	V _{CC-UVR}	V _{CC} rising	4.14	4.20	4.26	V
	V _{CC-UVF}	V _{CC} falling	3.74	3.8	3.86	
EXTVCC Voltage Range			4.8		24	V
EXTVCC Switchover Voltage		V _{EXTVCC} rising	4.63	4.70	4.77	V
		Hysteresis		0.24		
OSCILLATOR (RT/SYNC)						
Switching Frequency	f_{SW}	R _{RT/SYNC} = 350 k Ω	118.75	125	131.25	kHz
		R _{RT/SYNC} = unconnected	332.5	350.0	367.5	
		R _{RT/SYNC} = 110k Ω	380	400	420	
		R _{RT/SYNC} = 19k Ω	2090	2200	2310	
Synchronization Frequency Range	f_{SYNC}		0.9 x f_{SW}		1.1 x f_{SW}	kHz
External Clock Amplitude		$C_{COUPLING} = 10pF$	3			V
SYNC High Pulse Width			100			ns
SYNC Low Pulse Width			100			ns

電氣的特性 (続き)

(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{DCIN} = 24V$ 、 $C_{VIN} = 4.7\mu F$ 、 $C_{DCIN} = 100nF$ 、 $C_{VCC} = 4.7\mu F$ 、 $C_{VREF} = 100nF$ 、 $C_{BST} = 470nF$ 、 $V_{BST} \sim V_{LX} = 5V$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{LX} = V_{ILIM} = V_{CSN} = V_{CSP} = V_{DDTH} = V_{TMR} = 2.5V$ 、 $V_{TEMP} = V_{FB} = 1.1V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC = DH = DL = GATEN = COMP = FLG1 = FLG2 = ISMON =$ 無接続、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準としています。) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
SYNC Input-Leakage Current	I_{SYNC_LKG}	$V_{RT/SYNC} = 2.5V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-100		+100	nA	
GATE DRIVER							
DH to BST On-Resistance		Source 100mA	0.8	1.2	2.1	Ω	
DH to LX On-Resistance		Sink 100mA	0.3	0.6	1.0	Ω	
DL to V_{CC} On-Resistance		Source 100mA	0.8	1.2	2.1	Ω	
DL to PGND On-Resistance		Sink 100mA	0.3	0.6	1.0	Ω	
DH Minimum Controlled On-Time	$t_{MIN_ON_DH}$		60	80	100	ns	
DL Minimum Guaranteed On-Time	$t_{MIN_ON_DL}$		60	80	100	ns	
Dead Time	t_{DT_HL}	DH falling to DL rising, $C_{DH-LX} = 6nF$, $C_{DL-PGND} = 6nF$		30		ns	
	t_{DT_LH}	DL falling to DH rising, $C_{DH-LX} = 6nF$, $C_{DL-PGND} = 6nF$		30			
DH Transition Time	t_{HR}	DH rising, $C_{DH-LX} = 6nF$		25		ns	
	t_{HF}	DH falling, $C_{DH-LX} = 6nF$		11			
DL Transition Time	t_{LR}	DL rising, $C_{DL-PGND} = 6nF$		25		ns	
	t_{LF}	DL falling, $C_{DL-PGND} = 6nF$		11			
REFERENCE VOLTAGE (V_{REF})							
V_{REF} Output Voltage	V_{REF}	$I_{VREF} = 0$ to 1mA	2.465	2.500	2.535	V	
Reference Current Limit	I_{REF_LIM}	$V_{REF} = 2.45V$	1.2	1.8	2.7	mA	
CURRENT SENSE (CSP, CSN, ILIM)							
CSP and CSN Common-Mode Voltage Range			0		$(V_{IN} - 2)$	V	
CSP-to-CSN Input Operating Voltage	V_{DIFF_CS}	$V_{DIFF_CS} = (V_{CSP} - V_{CSN})$	-10		100	mV	
CSP-to-CSN Regulation Voltage Accuracy	V_{CSREG}	$V_{ILIM} = 1.5V$	48	50	52	mV	
		$V_{ILIM} = 0.9V$	28	30	32		
		$V_{ILIM} = V_{REF}$	48	50	52		
CSP Pin Current		CSP source		200	1400	nA	
CSN Pin Current		$V_{EN/UVLO} = 0V$, CSN sink		1.3	2.3	μA	
		Charger on, $V_{ILIM} = 0.9V$ to 1.5V	$I_{CHG} > I_{TCHG}$, CSN source	250	400		550
			$I_{CHG} < I_{TCHG}$, CSN sink	470	700		1000

電氣的特性 (続き)

(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{DCIN} = 24V$ 、 $C_{VIN} = 4.7\mu F$ 、 $C_{DCIN} = 100nF$ 、 $C_{VCC} = 4.7\mu F$ 、 $C_{VREF} = 100nF$ 、 $C_{BST} = 470nF$ 、 $V_{BST} \sim V_{LX} = 5V$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{LX} = V_{ILIM} = V_{CSN} = V_{CSP} = V_{DDTH} = V_{TMR} = 2.5V$ 、 $V_{TEMP} = V_{FB} = 1.1V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC = DH = DL = GATEN = COMP = FLG1 = FLG2 = ISMON =$ 無接続、 $T_A = -40^\circ C \sim +125^\circ C$ 。代表値は $T_A = +25^\circ C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準としています。) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Current-Loop Error Amplifier Transconductance	9mi	$(V_{CSP} - V_{CSN}) = V_{CSREG} \pm 25mV$	275	480	685	μS
ILIM Input Leakage Current		$V_{ILIM} = 1.5V$, $T_A = +25^\circ C$	-100		100	nA
CSN Undervoltage Lockout Threshold	V_{CMUVLO}	$(V_{IN} - V_{CSN})$, rising	1.97	2.04	2.10	V
		$(V_{IN} - V_{CSN})$, falling	1.88	1.95	2.02	
Overcurrent Threshold	V_{CS_PEAK}	$V_{CS_PEAK} = (V_{CSP} - V_{CSN})$, $V_{ILIM} = 1.5V$	70	75	80	mV
		Hysteresis		10		
Zero-Cross Threshold	V_{ZX}	$(V_{CSP} - V_{CSN})$ falling	3	4.5	6	mV
PWM-Ramp Amplitude	V_{RAMP}	$f_{SW} = 125kHz$ to 2.2MHz	1.37	1.44	1.51	V
VOLTAGE REGULATION AMPLIFIER (FB)						
FB Reference Voltage	V_{FB_REG}		1.237	1.250	1.263	V
FB Input-Leakage Current		$V_{FB} = 1.3V$, $T_A = +25^\circ C$	-100		100	nA
Voltage-Loop-Error Amplifier Gain	G_V		1.15	1.30	1.42	mV/mV
FB to SGND/EP Short Fault Threshold	V_{FBGND}	$V_{FB} < V_{FBGND}$	57	65	73	mV
INPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION (GATEN)						
External nMOSFET Gate Drive Voltage	$(V_{GATEN} - V_{DCIN})$		4.65	5.00	5.50	V
GATEN Drive Current	I_{GATEN}		17	20	23	μA
GATEN Active Pulldown Resistance	R_{GATEN_A}	$I_{GATEN} = 100mA$		1.1	2.1	Ω
GATEN Passive Pulldown Resistance	R_{GATEN_P}	$V_{EN/UVLO} = 0V$		400	800	Ω
GATEN-DCIN Threshold	V_{GATEN_OK}		3.20	3.55	3.90	V
GATEN OK Delay	t_{GATEN_OK}			15		ms
External nMOSFET Reverse Blocking Threshold	V_{REV}	$(V_{DCIN} - V_{IN})$ falling	-111	-93	-75	mV
		Hysteresis		20		
External nMOSFET Reverse Blocking Response Time		$C_{GATEN-DCIN} = 10nF$, $V_{DCIN} < (V_{IN} - 93mV)$ to $(V_{GATEN} - V_{DCIN}) < 2V$		100	180	ns
V_{IN} to DCIN Reverse Leakage Current		$V_{DCIN} = 0V$, $V_{IN} = 60V$	$V_{EN/UVLO} = 0V$			μA
					170	
					230	350
CHARGER FUNCTIONS						
Absorption/Floating Constant-Voltage (CV) Mode FB Threshold	V_{FB_CV}	$V_{ILIM} = 1.5V$, V_{FB} rising	97.15	97.50	97.85	% of V_{FB_REG}
		Hysteresis		0.3		

電氣的特性 (続き)

(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{DCIN} = 24V$ 、 $C_{VIN} = 4.7\mu F$ 、 $C_{DCIN} = 100nF$ 、 $C_{VCC} = 4.7\mu F$ 、 $C_{VREF} = 100nF$ 、 $C_{BST} = 470nF$ 、 $V_{BST} \sim V_{LX} = 5V$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{LX} = V_{ILIM} = V_{CSN} = V_{CSP} = V_{DDTH} = V_{TMR} = 2.5V$ 、 $V_{TEMP} = V_{FB} = 1.1V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC = DH = DL = GATEN = COMP = FLG1 = FLG2 = ISMON =$ 無接続、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準としています。) (Note 2)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Deep-Discharge Comparator Threshold (DDTH)	V_{DDREF}	V_{DDTH} rising	1.245	1.260	1.275	V	
		V_{DDTH} falling	1.235	1.250	1.265		
Precharge State CSP-to-CSN Regulation Voltage Accuracy	V_{CSPCHG}	$V_{DDTH} = 1.1V$	$V_{ILIM} = 1.5V$	2.5	5	7.5	mV
			$V_{ILIM} = 0.9V$	0.5	3	5.5	
Taper Current Threshold	I_{TCHG}	Current falling (see Note 3)	4.8	10	16.8	% of I_{CHGMAX}	
ISMON Output-Voltage Accuracy		$(V_{CSP} - V_{CSN}) = 50mV$	1.41	1.50	1.59	V	
		$(V_{CSP} - V_{CSN}) = 30mV$	0.825	0.900	0.975		
ISMON Output Resistance				90		k Ω	
ISMON Output Bandwidth				100		kHz	
CHARGER TIMER (TMR)							
Charger Startup Delay	t_{CH_START}	$C_{TMR} = 220nF$		55		ms	
		TMR disabled		54			
TMR-Oscillator Upper Threshold	V_{TMR_H}		1.47	1.50	1.53	V	
TMR-Oscillator Lower Threshold	V_{TMR_L}		0.94	0.96	0.98	V	
TMR Source/Sink Current	I_{TMR}		8.9	10	10.9	μA	
TMR Disable Threshold	V_{TMR_DIS}	$V_{TMR} > V_{TMR_DIS}$ (power-up check only)	1.9	2.0	2.1	V	
TMR Short-to-SGND/EP Fault Threshold	V_{TMR_GND}	$V_{TMR} < V_{TMR_GND}$ (power-up check only)	80	100	120	mV	
Absorption CV Timer Timeout	t_{FCHG}			2097151		TMR CYCLES	
Precharge Timer Timeout	t_{PCHG}			262143		TMR CYCLES	
BATTERY TEMPERATURE SENSE (TEMP)							
TEMP Upper Threshold	V_{TEMPU}	Battery temperature falling	59.4	60	60.6	% of V_{REF}	
		Hysteresis		1			
TEMP Lower Threshold	V_{TEMPL}	Battery temperature rising	27.3	28	28.5	% of V_{REF}	
		Hysteresis		1.2			
CHARGER STATUS OUTPUTS (FLG1, FLG2)							
FLG1/FLG2 Pulldown Voltage		$I_{FLG1}, I_{FLG2} = 10mA$			500	mV	
FLG1/FLG2 Leakage Current		$V_{FLG1}, V_{FLG2} = 5.5V, T_A = +25^{\circ}C$	-100		+100	nA	

電氣的特性（続き）

（特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{DCIN} = 24V$ 、 $C_{VIN} = 4.7\mu F$ 、 $C_{DCIN} = 100nF$ 、 $C_{VCC} = 4.7\mu F$ 、 $C_{VREF} = 100nF$ 、 $C_{BST} = 470nF$ 、 $V_{BST} \sim V_{LX} = 5V$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{LX} = V_{ILIM} = V_{CSN} = V_{CSP} = V_{DDTH} = V_{TMR} = 2.5V$ 、 $V_{TEMP} = V_{FB} = 1.1V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC = DH = DL = GATEN = COMP = FLG1 = FLG2 = ISMON =$ 無接続、 $T_A = -40^{\circ}C \sim +125^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準としています。）（Note 2）

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
IC THERMAL PROTECTION						
Thermal Shutdown Threshold		Temperature rising		160		$^{\circ}C$
Thermal Shutdown Hysteresis				10		$^{\circ}C$

Note 2：電氣的仕様は $T_A = +25^{\circ}C$ で出荷テストされています。動作温度範囲全体にわたる仕様は、設計および特性評価によって確保されています。

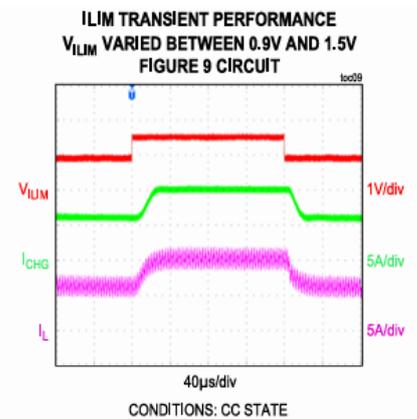
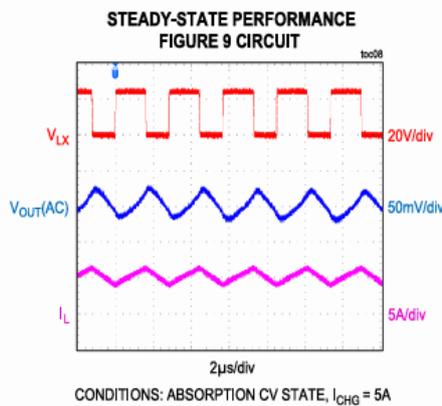
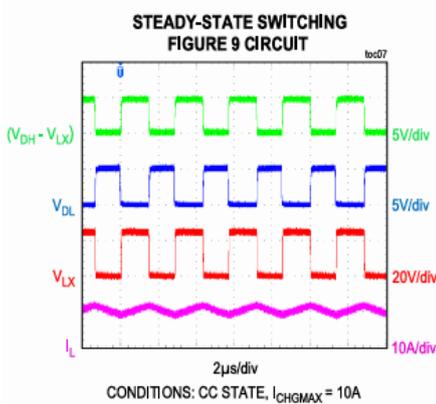
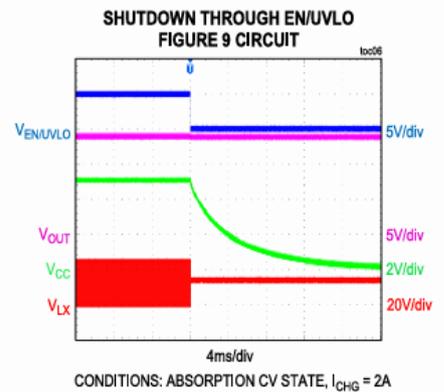
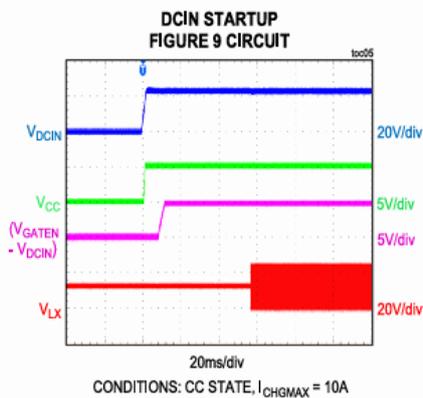
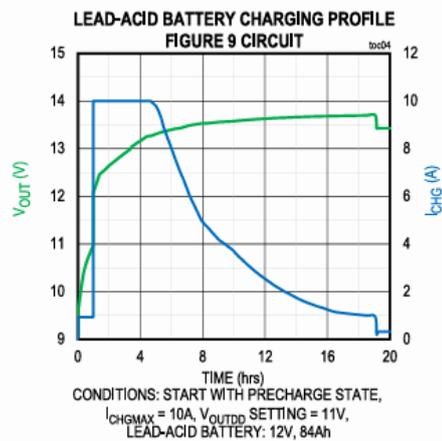
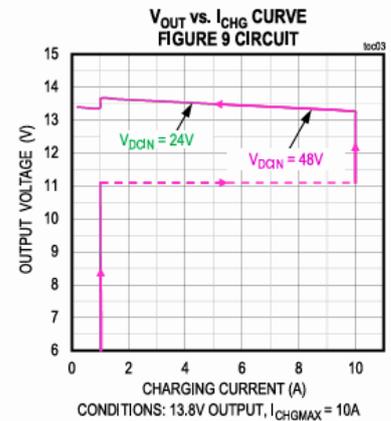
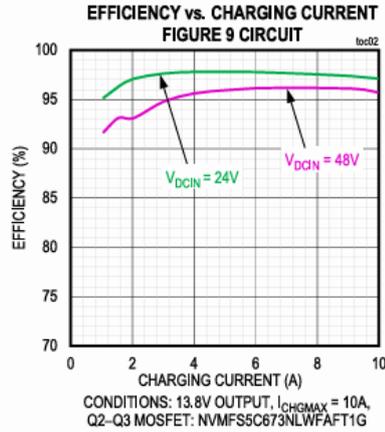
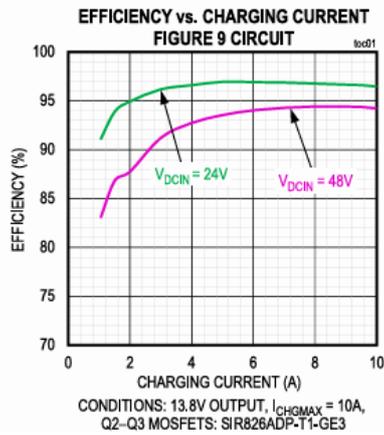
Note 3：CCモードの充電電流設定値は次式で計算します。

$$I_{CHGMAX} = \frac{V_{CSREG}}{R_S}$$

ここで、 R_S は電流センス抵抗。

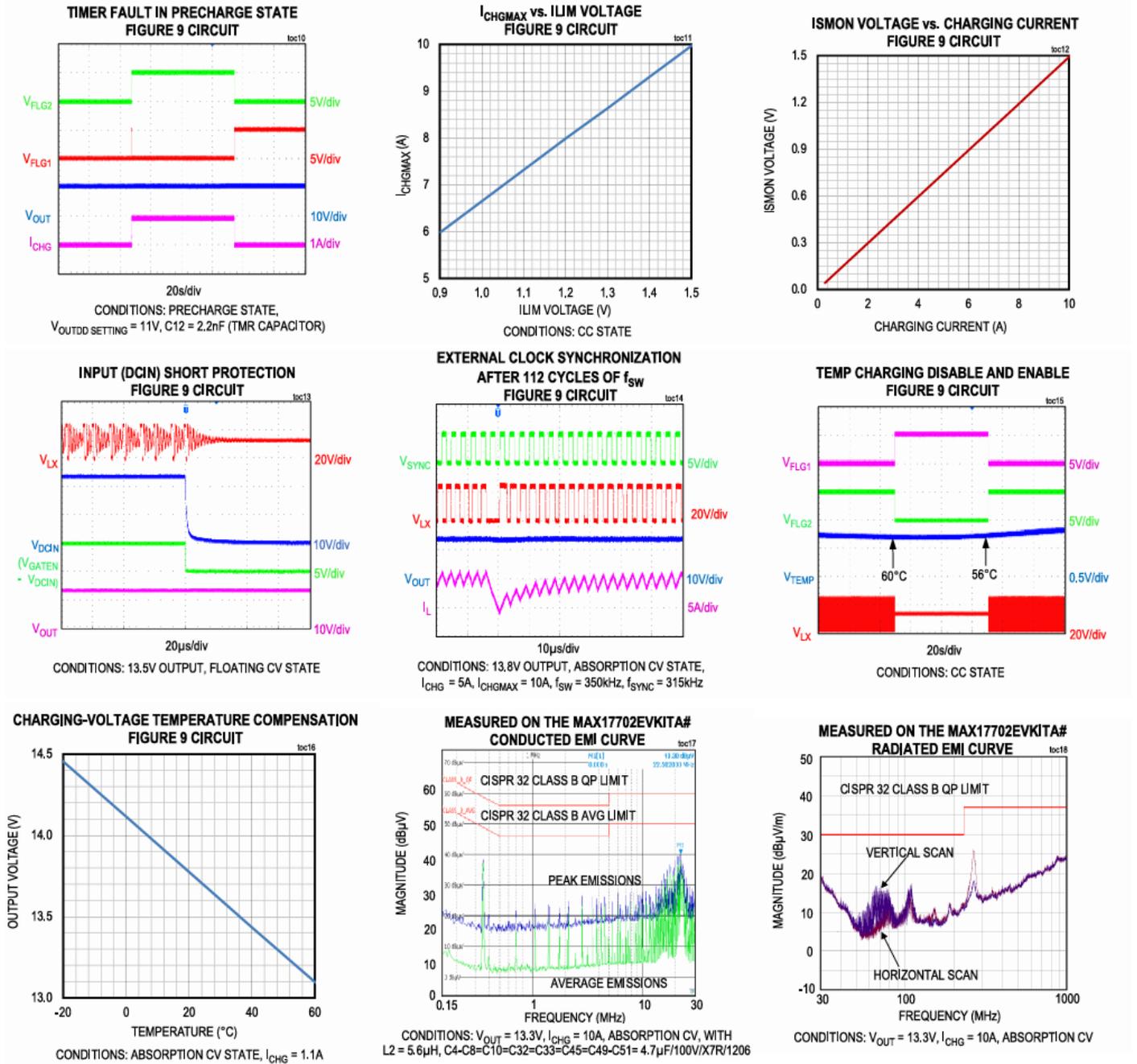
標準動作特性

(特に指定のない限り、 $V_{DCIN} = 24V$ 、 $V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC =$ 無接続 ($f_{sw} = 350kHz$)、 $T_A = +25^{\circ}C$ 。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準。))



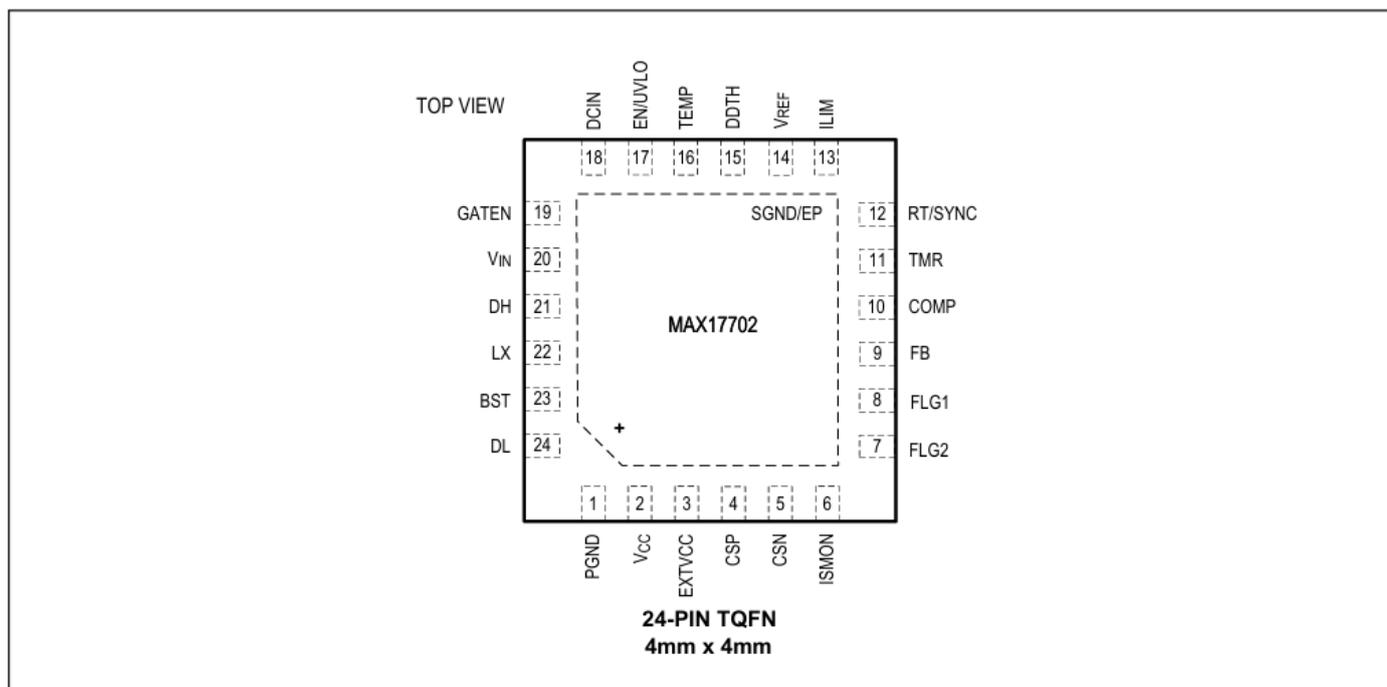
標準動作特性 (続き)

(特に指定のない限り、 $V_{DCIN} = 24V$ 、 $V_{SGND/EP} = V_{PGND} = 0V$ 、 $RT/SYNC =$ 無接続 ($f_{sw} = 350kHz$)、 $T_A = +25^\circ C$ 。特に指定のない限り、電圧は全てSGND/EPを基準。)



ピン配置

MAX17702



端子説明

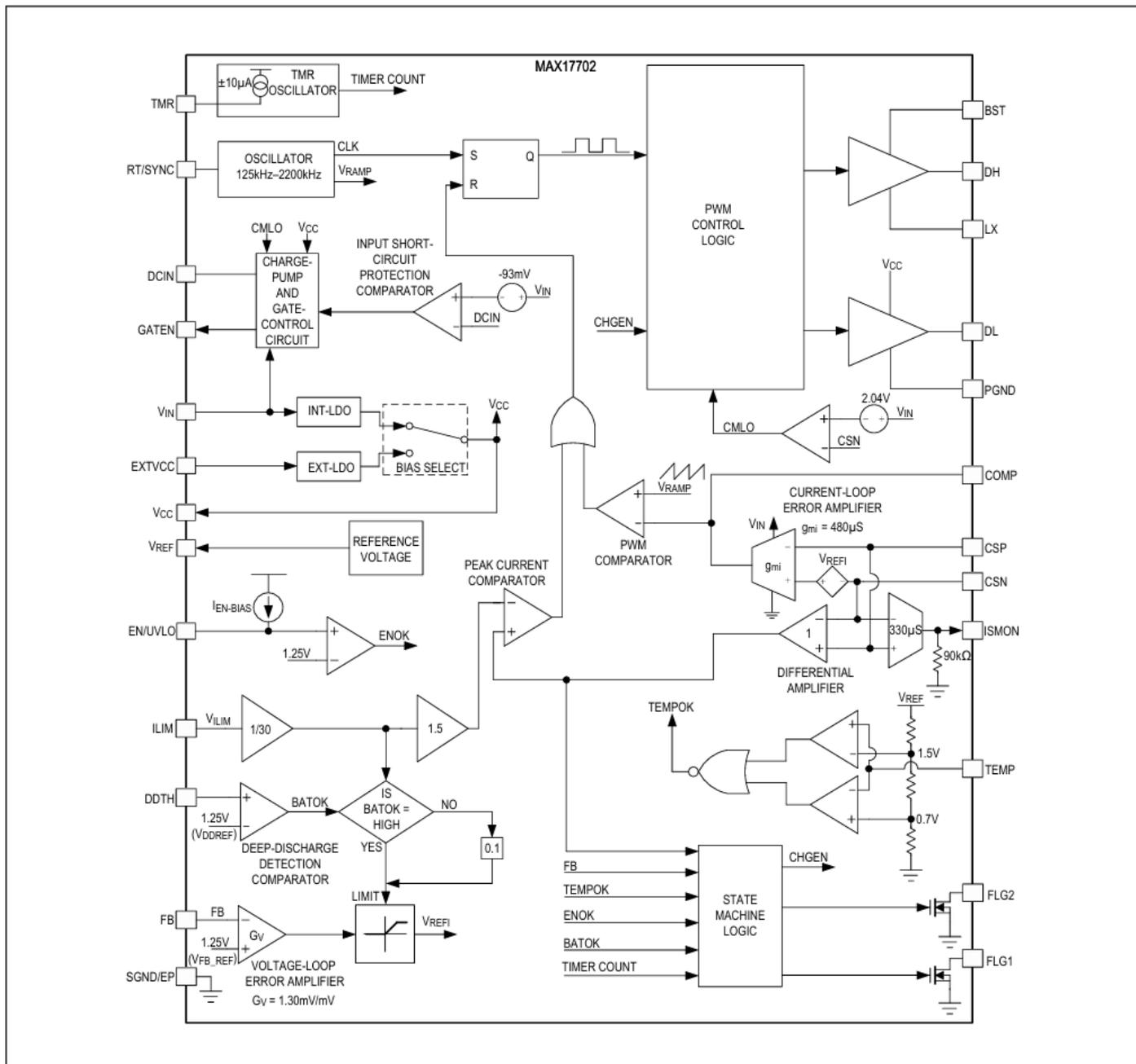
端子	名称	機能
1	PGND	電源グラウンド。ICの近くに配置したV _{CC} バイパス・コンデンサのリターン端子と、外付けローサイドnMOSFETのソース端子に接続します。PCBレイアウト例については、MAX17702評価キットのデータシートを参照してください
2	V _{CC}	内部LDOの出力。最小4.7μF/0805の低ESRセラミック・コンデンサをV _{CC} とPGNDの間に接続します。V _{CC} は、ICの内部制御回路と外付けnMOSFETのゲート駆動電流に対応します。
3	EXTVCC	EXT-LDO用の外部電源入力。外部電源から内部回路に給電するには、4.8V~24Vの電圧をEXTVCCピンに印加します。最小1μF/0603の低ESRセラミック・コンデンサをEXTVCCとSGND/EPの間に接続します。EXTVCCを使用しない場合はオープンのままにします。
4	CSP	電流ループ・エラー・アンプの反転入力。CSPピンとCSNピンは、電流センス抵抗R _S の両端の電圧を測定します (図5参照)。
5	CSN	電流ループ・エラー・アンプの非反転入力。CSNは、出力コンデンサと電流センス抵抗R _S を接続するノードに接続します。ケルビン接続を用い、CSPとCSNのパターンを差動ペアとして配線します (図5参照)。
6	ISMON	充電電流モニタの出力。ISMONは、1nFの低ESRセラミック・コンデンサでSGND/EPにバイパスします。このピンの電圧は、電流センス抵抗 (R _S) 両端の電圧降下の30倍です。
7, 8	FLG2, FLG1	オープンドレインのステータス出力ピン。V _{CC} とFLG1およびFLG2の間にそれぞれ10kΩのプルアップ抵抗を接続します。詳細については、 チャージャ・ステータス出力 (FLG1、FLG2) のセクションを参照してください。
9	FB	帰還入力。出力電圧と温度補償を設定するには、バッテリーの正端子とSGND/EPの間の抵抗分圧器の中間ノードにFBを接続します。詳細については、 出力電圧と温度補償の設定 (FB) のセクションを参照してください。

端子説明 (続き)

端子	名称	機能
10	COMP	電流ループのエラー・アンプ出力。内部電流ループ安定化のため、このピンで補償ネットワークに接続します。詳細については、 電流レギュレーション・ループ補償 (COMP) のセクションを参照してください。
11	TMR	タイマー設定ピン。TMRとSGND/EPの間に配置したコンデンサにより、アプソープCV状態およびプリチャージ状態の充電時間が設定されます。タイマー・コンデンサはTMRピンの近くに配置してください。TMRをV _{REF} に接続すると、タイマー機能を無効化できます。詳細については、 チャージャ・タイマー (TMR) のセクションを参照してください。
12	RT/SYNC	スイッチング周波数のプログラミング/同期入力。RT/SYNCとSGND/EPの間に抵抗を接続することで、スイッチング周波数を125kHz~2.2MHzの範囲で設定できます。RT/SYNCピンをオープンのままにすると、デフォルトの周波数350kHzで動作します。詳細については、 スイッチング周波数の設定と外部クロック同期 (RT/SYNC) のセクションを参照してください。
13	ILIM	CCモードの充電電流プログラミング入力。ILIMをV _{REF} とSGND/EPの間の抵抗分圧器の中間ノードに接続し、CCモードの充電電流を設定します。デフォルトのCCモード充電電流設定値にするには、V _{REF} に接続します。詳細については、 CCモード充電電流設定 (ILIM) のセクションを参照してください。
14	V _{REF}	2.5Vリファレンス出力。V _{REF} は、0.1μFの低ESRセラミック・コンデンサでSGND/EPにバイパスします。詳細は、 リファレンス電圧 (V_{REF}) のセクションを参照してください。
15	DDTH	バッテリー深放電検出入力。DDTHは、出力電圧ノードとSGND/EPの間に配置された抵抗分圧器の中間ノードに接続します。V _{DDTH} がV _{DDREF} 未満に低下した場合、チャージャはプリチャージ状態になり、バッテリーのプリコンディショニングが行われます。詳細については、 バッテリー深放電電圧レベルの設定 (DDTH) のセクションおよび パワーアップ/パワーダウンのシーケンスおよびチャージャ動作 のセクションを参照してください。
16	TEMP	バッテリー温度入力。TEMPは、V _{REF} とSGND/EPの間に配置された抵抗分圧器の中間ノードに接続します。バッテリー充電温度の範囲をプログラムするには、バッテリー温度検出用NTC抵抗の両端子を分圧器の下側の抵抗両端に接続します。詳細については、 バッテリー動作温度範囲の設定 (TEMP) のセクションを参照してください。
17	EN/UVLO	イネーブル/低電圧ロックアウト入力。DCINとSGND/EPの間に配置された抵抗分圧器の中間ノードにこのピンを接続すると、デバイスがオンになる入力電圧が設定されます。SGND/EPに接続すると、デバイスはシャットダウンします。詳細については、 入力低電圧ロックアウト・レベルの設定 (EN/UVLO) のセクションを参照してください。
18	DCIN	入力電源電圧センス・ピン。DCINは0.1μFのセラミック・コンデンサを用いてPGNDにバイパスします。DCINピンとV _{IN} ピンは、外付けnMOSFET両端の電圧を測定します。ケルビン接続を用い、V _{IN} とDCINのバターンを差動ペアとして配線します。推奨するPCBレイアウトと配線については、MAX17702評価キットのデータシートを参照してください。入力短絡保護機能を使用しない場合は、ICの近くでDCINをV _{IN} に接続します。
19	GATEN	外付けnMOSFET用のゲート駆動出力。2.2nFの低ESRセラミック・コンデンサでDCINにバイパスしてください。GATENは、DCINとV _{IN} の間に接続された外部nMOSFETのゲートを制御して、DCINがPGNDに短絡した場合のバッテリーの放電を防ぎます。詳細については、 入力短絡保護 (GATEN) のセクションを参照してください。
20	V _{IN}	MAX17702 IC電源ピン。0.1μFのセラミック・コンデンサでV _{IN} をPGNDにバイパスします。推奨するPCBレイアウトと配線については、MAX17702評価キットのデータシートを参照してください。
21	DH	ハイサイドnMOSFETゲート・ドライバ出力。ハイサイドnMOSFETのゲートに接続します。
22	LX	スイッチング・ノード接続入力。コンバータのスイッチング・ノードに接続します。
23	BST	ブートストラップ・コンデンサ接続入力。BSTピンとLXピンの間に0.1μF (最小) のコンデンサを接続します。V _{CC} とBSTピンの間にショットキー・ダイオードを接続します。詳細については、 ブートストラップ・コンデンサの選択 のセクションと ブートストラップ・ダイオードの選択 のセクションを参照してください。
24	DL	ローサイドnMOSFETゲート・ドライバ出力。ローサイドnMOSFETのゲートに接続します。
—	SGND/EP	信号グラウンド、露出パッド。PCBレイアウト、配線、サーマル・ビアに関する推奨方法については、MAX17702評価キットのデータシートを参照してください。

機能図

ブロック図



詳細

MAX17702は、4.5V~60Vの広い入力範囲を備えた同期整流式降圧鉛蓄電池チャージャ・コントローラで、-40°C~+125°Cの温度範囲にわたって動作するように設計されており、鉛蓄電池の完全なバッテリー充電サイクル・ソリューションを実現します。充電はバッテリー電圧に応じて、プリチャージ状態、定電流 (CC) 状態、アブソーブ定電圧 (CV) 状態の3つの状態のいずれかで開始されます。チャージャは、テーパー電流スレッシュホールド (I_{TCHG}) を検出した後、もしくはアブソーブCV状態でアブソーブCVタイマー・タイムアウトを検出した後、フロートCV状態になります。フロートCV状態では、チャージャは、バッテリーのフロート電圧レベルで出力電圧を安定化し続けます。出力電圧帰還の抵抗分圧器回路のPTC抵抗 (R_{PTC}) により、鉛蓄電池の充電電圧に対する温度補償を行えます。デバイスには入力短絡保護機能が備わっており、外付けnMOSFETを用いて、入力電源側で短絡が発生した場合にバッテリーの放電を防ぎます。MAX17702は、CCモード時に最大±4%の精度の一定充電電流を供給し、無負荷時の出力電圧を±1%の精度で安定化します。MAX17702は1.25V~(V_{DCIN} - 2.1V)の調整可能な広い電圧範囲に対応しています。

MAX17702は、[図1](#)に示すように、固定周波数の平均電流モード制御アーキテクチャを特徴としています。内側の電流ループには、CSPピンとCSNピン間で電圧が降下する際に電流センス抵抗 (R_S) を流れるインダクタ電流を検出する、トランスコンダクタ・アンプ (g_{mi}) があります。電流センス電圧は、電流ループ・リファレンス電圧 (V_{REFI}) と比較されます。このリファレンス電圧は、外側の電圧ループ誤差アンプ (G_V) によって設定され、I_{LIM}ピンでプログラムされた電圧 (V_{LIM}) で制限されます。COMPピンの電圧は、PWMコンパレータを用いて1.44V (代表値) のランプと比較され、コンバータのデューティ・サイクルを設定します。電流ループを安定させるのに必要な補償は、R_Z、C_Z、C_Pを用いてCOMPピンに加えられます。定常状態では、内側の電流ループがR_Sでの電圧降下をV_{REFI}に等しくなるようにします。

出力電圧のモニタリングは、バッテリーの正電極と負電極の間に接続した抵抗分圧器 (R_{FB1}、R_{FB2}、R_{PTC}、R_{ABS}) の中間点をFBピンに接続して、電圧ループ誤差アンプG_Vによって行います。FBピンの電圧は、FBリファレンス電圧 (V_{FB_REG}) と比較されます。電圧ループ誤差アンプは、電流ループ・リファレンス電圧 (V_{REFI}) を設定します。V_{REFI}は、 $V_{FB} \leq \left[V_{FB_REG} - \frac{V_{LIM}}{30 \times G_V} \right]$ となるまで、V_{LIM}/30に制限されます。それによって、R_Sを流れる電流は一定になります。出力電圧が上昇して $V_{FB} > \left[V_{FB_REG} - \frac{V_{LIM}}{30 \times G_V} \right]$ となると、V_{REFI}が比例して低下し、それに伴って充電電流 (I_{CHG}) も同様に減少します。アブソーブCV状態の所定の出力電圧 (V_{OUT_SS}) に対する充電電流は、次式で与えられます。

$$I_{CHG} = \left(V_{FB_REG} - V_{OUT_SS} \times \left(\frac{(R_{FB2} + R_{PTC}) \times R_{ABS}}{(R_{FB1} + R_{FB2} + R_{PTC}) \times R_{ABS} + (R_{FB2} + R_{PTC}) \times R_{FB1}} \right) \right) \times \frac{G_V}{R_S}$$

ここで、

V_{FB_REG} = FBのリファレンス電圧

V_{OUT_SS} = アブソーブCV状態の出力電圧

I_{CHG} = 与えられた出力電圧に対するチャージャの充電電流

R_{FB1}、R_{FB2}、R_{PTC}、R_{ABS} = 出力電圧帰還分圧器の抵抗

G_V = 電圧ループ誤差アンプのゲイン (1.30mV/mV)

深放電バッテリーの検出は、バッテリーの正電極と負電極の間に接続した抵抗分圧器 (R_{DDT}またはR_{DDB}) の中間ノードをDDTHピンに接続して、深放電検出コンパレータを用いて行うことができます。V_{DDTH} < 1.25V (V_{DDREF}) の場合、バッテリーは深放電とみなされ、チャージャはプリチャージ状態になって深放電バッテリーを回復させます。プリチャージ状態では、V_{REFI}がV_{LIM}/300に抑制され、充電電流をCCモード充電電流の10%に制限します。チャージャ・タイマー (TMR) は、プリチャージ状態およびアブソーブCV状態時に可能な最長充電時間を設定して、システムの安全性を高めます。

NTCセンス抵抗をMAX17702で使用すると、バッテリー温度 (TEMP) を検出して、許容可能なバッテリー温度範囲内でのみ充電を行うことができます。デバイスのスイッチング周波数は、RT/SYNCピンに接続した抵抗を使用して、125kHz~2.2MHzの値に設定できます。

RT/SYNCは、外部クロック同期機能も備えています。入力低電圧ロックアウトは、EN/UVLOピンを用いて実行できます。2つのオープンドレインのステータス出力（FLG1およびFLG2）が、バッテリー・チャージャの状態を示します。また、充電電流は、ISMONピンでモニタできます。

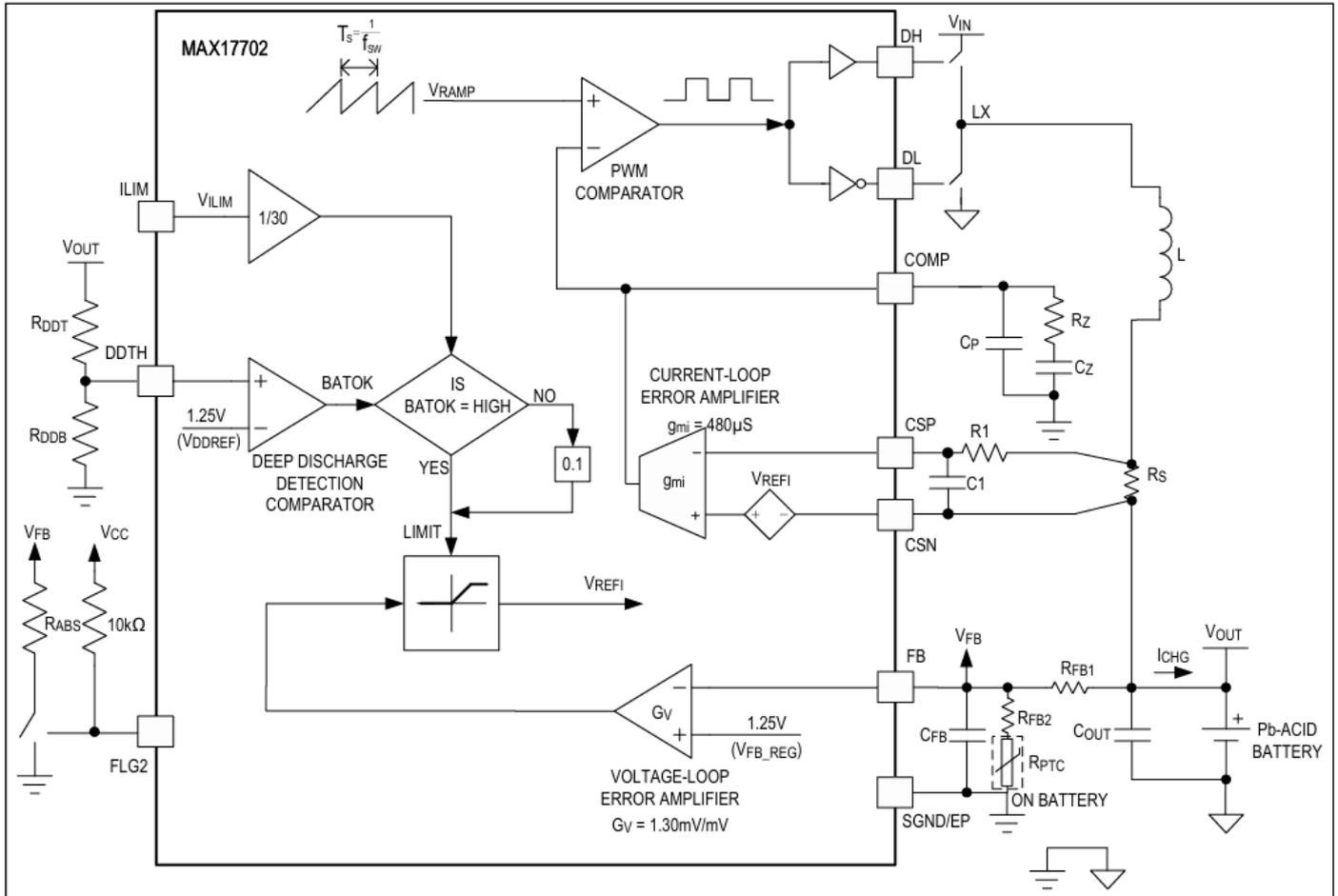


図1. 平均電流モードの制御ループ

パワーアップ/パワーダウンのシーケンスおよびチャージャ動作

図2に、DCIN電圧が印加/除去された場合のMAX17702のパワーアップ/パワーダウン・シーケンスと、鉛蓄電池の充電サイクルを示します。図3にMAX17702のチャージャ状態図を示します。MAX17702は、鉛蓄電池を充電するために、プリチャージ状態、定電流 (CC) 状態、アブソープ定電圧 (CV) 状態、フロート定電圧状態が可能です。

$V_{EN/UVLO}$ が約0.7V (V_{ENT}) となるようなレベルにDCIN電圧が達すると、INT-LDOレギュレータがイネーブルされて V_{CC} が上昇します。 V_{CC} が4.2V (V_{CC-UVR}) を超え、 $V_{EN/UVLO}$ が1.25V (V_{EN_THR}) を超えると、MAX17702は、チャージャ・オフ状態からパワーアップ・チェック状態になり、EN/UVLOのバウンス防止を開始し、ハードウェア・フォルトがないかチェックします。パワーアップ時にハードウェア・フォルトが検出されなければ (チャージャ・ステータス出力 (FLG1、FLG2) のセクションを参照)、MAX17702は、チャージャ・スタートアップ遅延時間 (t_{CH_START}) の間、内部ブロックの動作を有効化します。

チャージャのパワーアップの間、オープンドレインのステータス出力FLG2は、高インピーダンスに設定されます。 t_{CH_START} の遅延後、チャージャはコンバータの切替えを開始し、 $V_{DDTH} < 1.25V$ (V_{DDREF}) の場合、パワーアップ・チェック状態からプリチャージ状態になります。 $V_{DDTH} \geq 1.25V$ (V_{DDREF}) の場合、チャージャはパワーアップ・チェック状態からCC状態になります。

プリチャージ状態の場合、充電電流リファレンス ($V_{CSPCHG/Rs}$) は、CCモードの充電電流 (I_{CHGMAX}) の10%に設定され、バッテリーのプリコンディショニングを行って深放電状態から回復させます。チャージャ・タイマーはプリチャージ状態の充電時間をカウントし、プリチャージ・タイマーのタイムアウト (t_{PCHG}) 以内に出力電圧が深放電スレッシュホールドを超えた場合 ($V_{DDTH} > 1.26V (V_{DDREF})$) は、チャージャはプリチャージ状態を終了し、チャージャ・タイマー・カウンタをリセットしてCC状態になります。チャージャ・タイマーがプリチャージ状態の所定時間を超えると ($t_{rc} > t_{PCHG}$)、チャージャはフォルト状態にラッチされます。

タイマー機能が無効化されている場合、チャージャは、出力電圧が深放電立上がりスレッシュホールドを超える ($V_{DDTH} > 1.26V (V_{DDREF})$) までプリチャージ状態で充電を続け、これを超えるとCC状態になります。

CC状態ではチャージャ・タイマーはカウントを行わず、出力電圧がCVモードのスレッシュホールドに達する ($V_{FB} > 1.219V (V_{FB,CV})$) まで、充電電流 (I_{CHG}) は V_{ILIM} に比例するCCモード充電電流 (I_{CHGMAX}) に安定化されます。 $V_{FB} > 1.219V (V_{FB,CV})$ になると、チャージャはCC状態を終了し、アブソープCV状態になります。

アブソープCV状態では、充電電流は出力電圧の関数です。チャージャのタイマーは、アブソープCV状態の充電時間をカウントし始めます。充電電流 (I_{CHG}) がテーパー電流スレッシュホールド (I_{TCHG}) まで自然に漸減するか、チャージャ・タイマー・カウンタがアブソープCVタイマー・タイムアウトを超えた ($t_{rc} > t_{PCHG}$) 場合、タイマーはリセットされ、チャージャはアブソープCV状態を終了し、オープンドレインのステータス出力 (FLG2) をローにプルダウンしてフロートCV状態になります。FLG2がプルダウンすると、出力の安定化電圧は、外付け抵抗 R_{ABS} の設定に従って、アブソープ電圧レベルからフロート電圧レベルに低下します。

タイマー機能が無効化されている場合、 $I_{CHG} < I_{TCHG}$ が検出されるまで、チャージャはアブソープCV状態でバッテリーを充電し続けます。アブソープCV状態時に $I_{CHG} < I_{TCHG}$ を検出すると、チャージャはフロートCV状態になります。

フロートCV状態の場合も、充電電流はやはり出力電圧の関数です。フロートCV状態では、出力電圧は、バッテリーのフロート電圧レベルで安定化し続け、フル充電状態を維持します。

プリチャージ状態またはアブソープCV状態において、バッテリーの動作温度が設定範囲外 (TEMPフォルト状態) であることが検出された場合、チャージャは、それぞれのサスペンド状態 (プリチャージ・サスペンドおよびアブソープCVサスペンド) になり、タイマーを停止します。許容動作温度範囲に戻ると (TEMPフォルト状態が終了すると)、タイマーが再開され充電は元の状態に戻ります。CC状態時またはフロートCV状態時にTEMPフォルトが検出されると、チャージャはそれぞれのサスペンド状態 (CCサスペンドおよびフロートCVサスペンド) になります。TEMPフォルトの終了状態が検出されると、充電はそれまでの状態に戻ります。タイマー機能が無効化されている場合、チャージャは、バッテリー動作温度範囲に応じて、充電サスペンド状態になったり、充電サスペンド状態を終了したりします。

$V_{EN/UVLO}$ が $1.09V (V_{EN_TH_F})$ 未満になると、MAX17702は、2ms (代表値) のバウンス防止時間でシャットダウン・シーケンスを開始します。入力電圧が低下し、 $(V_{IN} - V_{CSN})$ が電流ループ誤差アンプの低電圧ロックアウト立下がりスレッシュホールド ($V_{CMUVLO} = 1.95V$) 未満になると、MAX17702は、直ちにシャットダウン・シーケンスを開始します。コンバータはスイッチングを停止し、GATENは 1.1Ω の抵抗 (R_{GATEN_A}) によりDCINにプルダウンされ、外付けnMOSFETがオフになります。COMPは $100\mu s$ (代表値) のバウンス防止時間の後、ローにプルダウンされます。

$V_{EN/UVLO}$ が $0.64V (V_{ENT})$ 未満になると、MAX17702は、 $10\mu s$ (代表値) のバウンス防止時間でシャットダウン・シーケンスを開始します。このシャットダウン・シーケンス中、MAX17702は、 1.1Ω の抵抗 (R_{GATEN_A}) によりGATENをDCINにプルダウンし、外付けnMOSFETをオフにします。詳細については、[入力低電圧ロックアウト・レベルの設定 \(EN/UVLO\)](#) のセクションを参照してください。

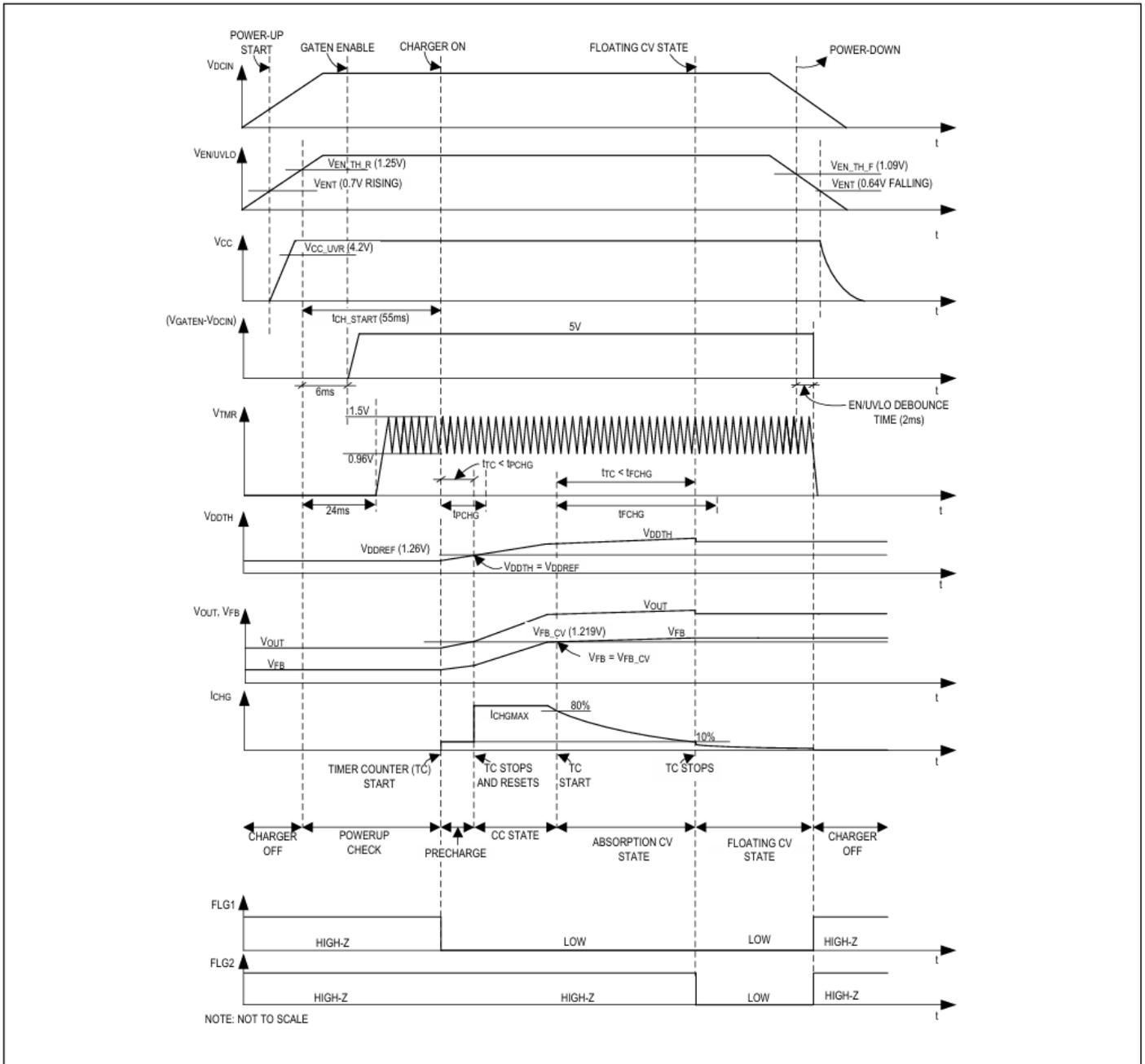


図2. チャージャのパワーアップ/パワーダウン・シーケンスと鉛蓄電池の充電サイクル

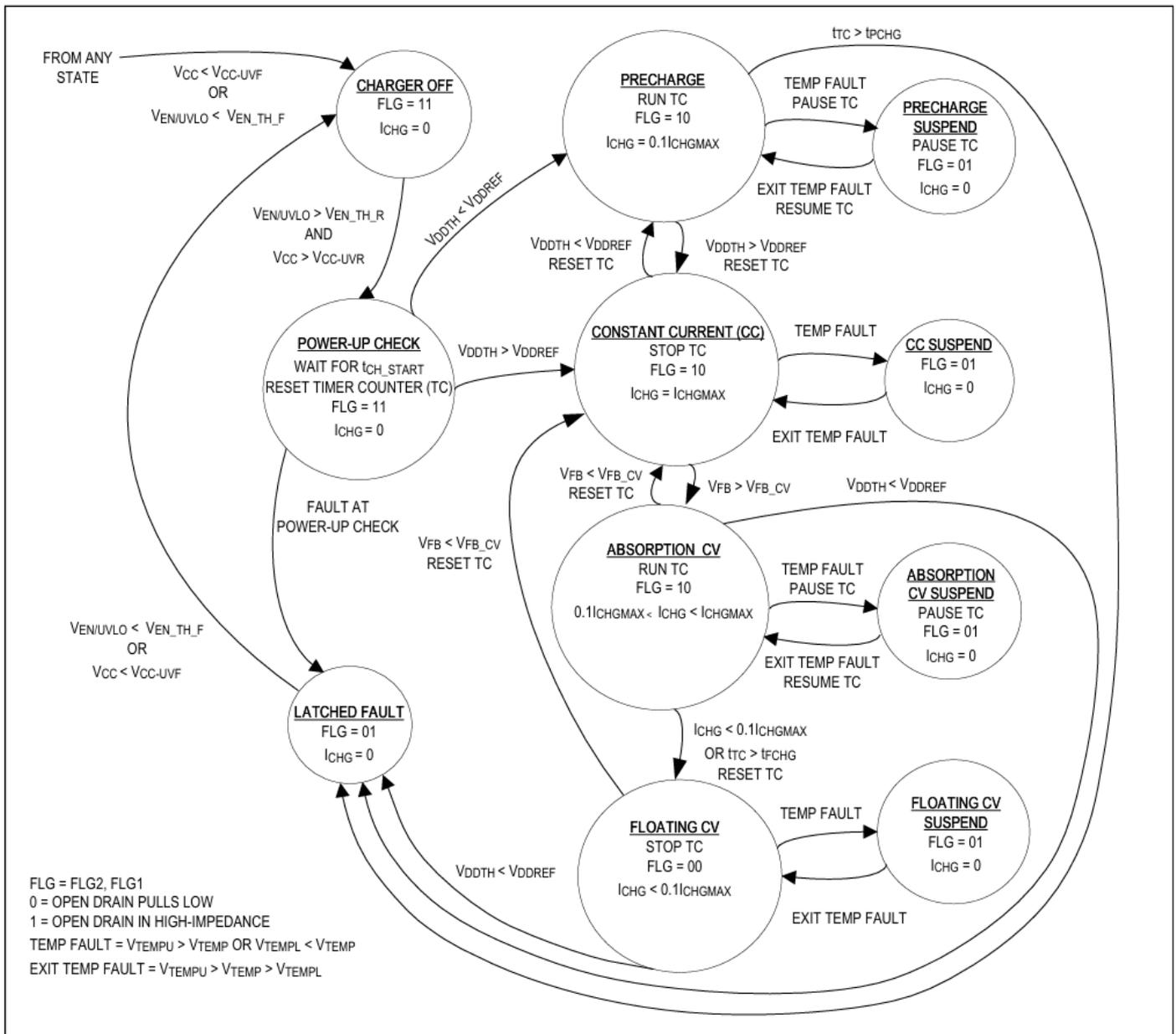


図3. チャージャ状態図

入力短絡保護 (GATEN)

MAX17702は、ロジックレベルのゲート・スレッシュホールドを持つ外付けnMOSFETを駆動する、ゲート駆動出力 (GATEN) を備えており、入力電源の短絡が生じた際にnMOSFETをオフにし、バッテリーの放電を防止します。GATENは、 V_{IN} が V_{CSN} を2.04V (V_{CMUVLO}) 上回った場合に、20 μ A (I_{GATEN}) でプルアップされます。 V_{GATEN} が15ms (t_{GATEN_OK}) 以内に3.55V (V_{GATEN_OK}) に達しなかった場合、MAX17702はラッチされたフォルト状態になります。

図4は、DCINがPGNDに短絡した場合のMAX17702の動作を示しています。 V_{DCIN} が V_{IN} を93mV (V_{REV}) 下回ると、GATENは1.1 Ω の抵抗 (R_{GATEN_A}) でプルダウンされ、外付けnMOSFETは100ns (代表値) 以内にオフになります。 V_{ENUVLO} が0.64V (V_{ENT}) 未満になると、MAX17702は10 μ sのバウンス防止時間でシャットダウンします。DCINとPGNDの短絡が解消されると、パワーアップ・シーケンスが開始されます (パワーアップ/パワーダウンのシーケンスおよびチャージャ動作のセクションを参照)。

入力短絡保護用外付けnMOSFETのソース端子とドレイン端子間の電圧差を、ケルビン接続により測定してください。DCIN、VIN、GATENの各信号パターンは、パターンの両側とPCBの隣接層に静的なグランド・プレーンを使用して、シールドします。DCINピンとVINピンには0.1 μ Fのデカップリング・コンデンサをMAX17702の近くで接続します。MAX17702評価キットは、DCIN、VIN、GATENの各パターンの推奨するレイアウトおよび配線を示しています。

入力短絡保護機能を使用しない場合は、2.2 μ FのコンデンサをGATENとDCINの間に接続し、DCINとVINを短絡します。

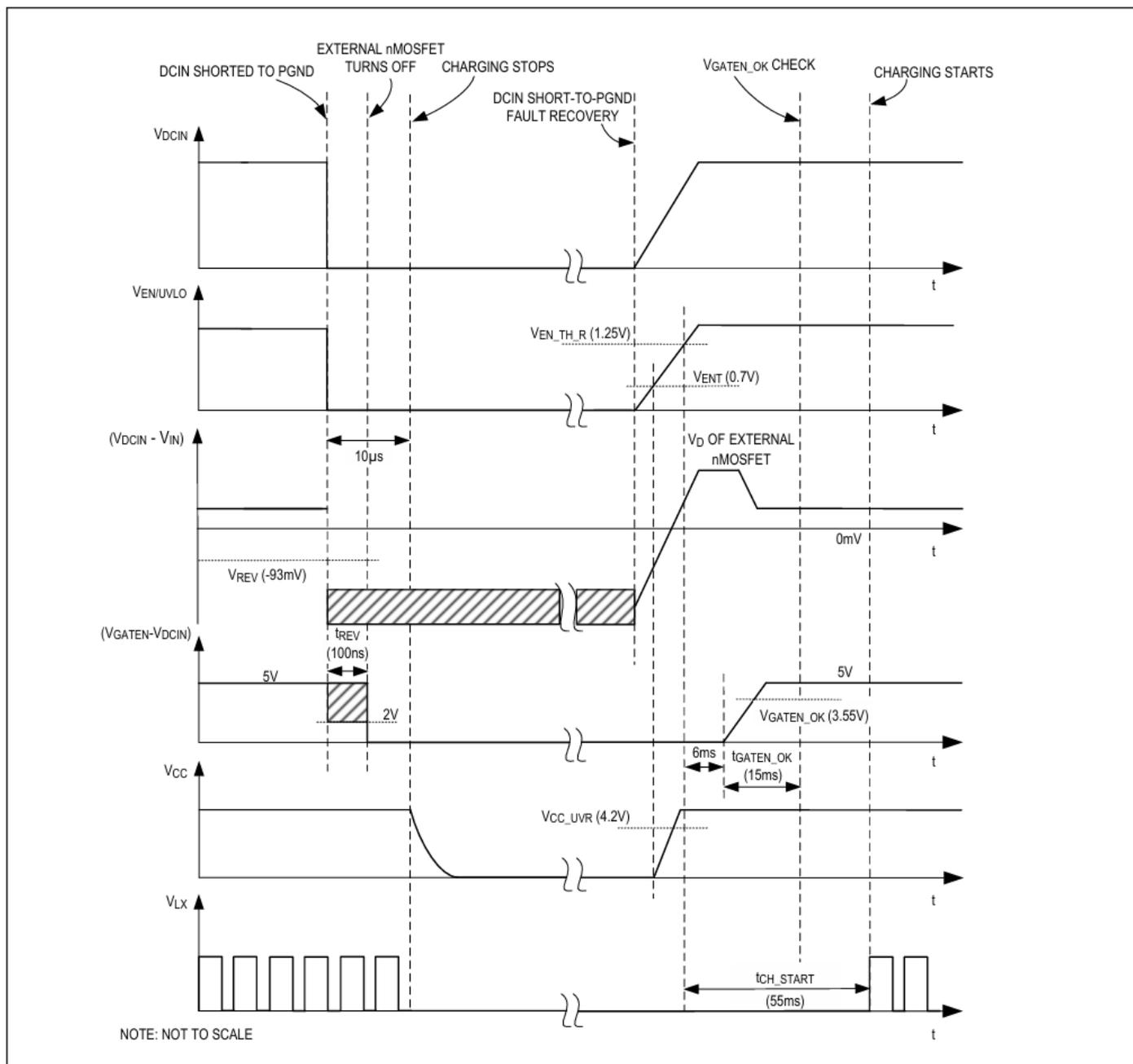


図4. 入力短絡保護と回復のタイミング図

チャージャ・タイマー (TMR)

MAX17702にはプログラマブル・タイマー機能があり、バッテリーの充電サイクルを制御します。タイマー機能を使うには、TMRとSGND/EPの間にコンデンサを接続します。タイマー機能を無効にするには、TMRとV_{REF}を接続します。タイマーは、プリチャージ状態およびアブソープCV状態での充電時間をカウントします。

プリチャージ状態の場合、プリチャージ・タイマー・カウント (t_{PCHG}) 以内にV_{DDTH}が1.26V (V_{DDREF}) に達しないと、チャージャはラッチされたフォルト状態になります。

アブソープCV状態の場合は、アブソープCVタイマー・カウント (t_{FCHG}) の時間が経過すると、チャージャはFLG2をローにプルダウンし、フロートCV状態になります。

表1に様々な状態での相対的なタイマー・カウントを示します。

表1.チャージャ・タイマー

STATE	TIMER COUNT
Precharge	t _{PCHG} = t _{FCHG} /8
CC	Timer does not count
Absorption CV	t _{FCHG}
Floating CV	Timer does not count

MAX17702のTMRピンは2.2nF~10μFの容量に対応し、これらを7.2分~547時間のアブソープCVタイムアウト時間範囲に変換します。

必要なアブソープCVタイマー・タイムアウト (T_{CVTMR}) のC_{TMR}を計算するには、次式を用います。

$$C_{TMR} \geq 1.15 \times \left(\frac{T_{CVTMR}}{2 \times t_{FCHG}} \right) \times \left(\frac{I_{TMR}}{V_{TMR_H} - V_{TMR_L}} \right)$$

ここで、

T_{CVTMR} = アブソープCV状態での目的とする安全なタイマー設定値 (秒単位)

C_{TMR} = TMRコンデンサ (ファラッド単位)

t_{FCHG} = アブソープCV状態でのTMRサイクル数 (2097151)

V_{TMR_H} = TMR発振器の上限スレッショルド (1.5V)

V_{TMR_L} = TMR発振器の下限スレッショルド (0.96V)

I_{TMR} = TMRピンのソース/シンク電流 (10μA)

チャージャ・ステータス出力 (FLG1、FLG2)

MAX17702には、チャージャのステータスを示す、2つのオープンドレインのステータス出力ピン (FLG1およびFLG2) があります。表2にステータス・フラグの概要を示します。

表2.ステータス出力の表示

CHARGER STATUS FLG (FLG2, FLG1)	FLG2	FLG1	CHARGER STATE
11	Open drain in Hi-Impedance (1)	Open drain in Hi-Impedance (1)	Charger Off
10	Open drain in Hi-Impedance (1)	Open drain pulls low (0)	Charging in progress (precharge, CC, absorption CV states)
00	Open drain pulls low (0)	Open drain pulls low (0)	Float charging (floating CV state)
01	Open drain pulls low (0)	Open drain in Hi-Impedance (1)	Latched fault or charge suspend due to high- or low-battery temperature detection*

*ラッチされたフォルト状態には、ラッチされたハードウェア・フォルト状態とバッテリー不良状態が含まれます。高バッテリー温度または低バッテリー温度により中断された充電は、ラッチされたフォルトではありません。表3に、MAX17702において利用できる各種フォルト検出機能とその動作を示します。

表3. システム・フォルト時の保護

FAULT CONDITION	FAULT MONITOR STATE	FAULT BEHAVIOR
RT/SYNC to SGND/EP short	Power-Up Check	Latched Fault. Need to recycle power to restart the device
GATEN to DCIN short		
TMR unconnected		
TMR to SGND/EP short		
V _{REF} to SGND/EP short		
V _{REF} < 1.95V or V _{REF} > 3.05V	Continuous, During Normal Operation	
(V _{GATEN} - V _{DCIN}) < V _{GATEN_OK}		
V _{FB} < 65mV (FB to SGND/EP short or R _{FB1} open fault)	Precharge State	
Faulty battery (timer count in Precharge state t _{TC} > t _{PCHG})		
V _{DDTH} < 1.25V (V _{DDREF})	Absorption CV and Floating CV States	
High- or low-battery temperature detection (V _{TEMP} < 0.7V (V _{TEMPL}) or V _{TEMP} > 1.5V (V _{TEMPU}))	Precharge, CC, Absorption CV, Floating CV States	Suspend Charge, Pause Timer. Upon entering back to an allowed operating temperature range, the timer resumes (except in CC and Floating CV states), charging resumes back to the previous state.

リニア電圧レギュレータ (V_{CC}およびEXTVCC)

MAX17702は、V_{CC}に給電する2つの低ドロップアウト (LDO) リニア電圧レギュレータ、INT-LDOおよびEXT-LDOを内蔵しています。V_{CC}は、ゲート・ドライバと内部制御回路に給電します。INT-LDOはV_{IN}から給電され、V_{EN/UVLO} > V_{ENT} (0.7V) の場合にオンになります。EXT-LDOはEXTVCCから給電されます。いかなる場合も、EXTVCCの電圧に応じて、これら2つのリニア電圧レギュレータのうちの1つだけが動作します。V_{EXTVCC} > 4.7V (代表値) の場合は、V_{CC}はEXT-LDOから給電されます。V_{EXTVCC} < 4.46V (代表値) の場合は、V_{CC}はINT-LDOから給電されます。EXTVCCからLDOに給電することでチップの消費電力を削減し、高入力電圧での効率を向上させることができます。V_{OUT} ≥ 4.8Vのアプリケーションでは、EXTVCCをV_{OUT}に接続する必要があります。EXTVCCの最大電圧制限値は24Vです。EXTVCCは1μFのセラミック・コンデンサを用いてSGND/EPにバイパスします。EXTVCCを使用しない場合はオープンのままにします。V_{CC}は4.7μF/0805の低ESRセラミック・コンデンサを用いてPGNDにバイパスします。

リファレンス電圧 (V_{REF})

MAX17702は、V_{REF}ピンに±1.4%の精度の2.5Vリファレンス電圧を供給します。V_{REF}を用いると、V_{ILIM}をプログラムしてCCモードの充電電流 (I_{CHGMAX}) を設定できます。また、V_{REF}をTMRと組み合わせてチャージャ・タイマーを無効にしたり、TEMPと組み合わせてバッテリー動作温度範囲を設定することもできます。最小0.1μFの低ESRセラミック・コンデンサをV_{REF}とSGND/EPの間に接続します。詳細については、[CCモード充電電流設定 \(ILIM\)](#)、[チャージャ・タイマー \(TMR\)](#)、[バッテリー動作温度範囲の設定 \(TEMP\)](#)の各セクションを参照してください。

スイッチング周波数の設定と外部クロック同期 (RT/SYNC)

デバイスのスイッチング周波数は、RT/SYNCピンとSGND/EPの間に接続した抵抗 (R_{RT/SYNC}) を使用して、125kHz~2.2MHzの値に設定できます。R_{RT/SYNC}は、次式を用いて計算できます。

$$R_{RT/SYNC} = \frac{44830}{f_{SW}} - 1.205$$

ここで、R_{RT/SYNC}の単位はkΩ、f_{sw}の単位はkHzです。RT/SYNCピンを無接続のままにすると、デバイスは、350kHz (デフォルト) のスイッチング周波数で動作します。

MAX17702は、10pFのセラミック・コンデンサを介してRT/SYNCピンに接続された外部クロックに同期できます。

外部クロックは、112サイクル分の内部クロック（RT/SYNCで設定）の立上がりエッジをチェックした後、検出されます。外部クロック周波数が、許容可能なSYNC周波数範囲（公称内部クロック周波数の±10%）内にある場合、デバイスは2スイッチング時間の間スイッチングを停止し、その後外部クロックで再始動します。外部クロックがなくなると、デバイスは10スイッチング時間の間スイッチングを停止し、その後内部クロックで再始動します。

外部クロックの最小パルス幅は100nsより長くなければなりません。外部クロックのオフ時間の長さは、少なくとも100nsが必要です。

ピーク電流制限値

MAX17702は、電流センス・ピン間のピーク電流センス電圧（ $V_{CSP} - V_{CSN}$ ）を制限することで、サイクルごとに過電流保護を行います。過電流の発生（ $(V_{CSP} - V_{CSN}) > V_{CS_PEAK}$ ）が検出されると、MAX17702の過電流コンパレータがDHパルスを終了させ、ピーク電流を制限します。過電流保護はラッチされません。

充電電流モニタ（ISMON）

出力される充電電流は、ISMONピンの電圧を観察することでモニタできます。ISMONに1nFのセラミック・コンデンサを接続し、ISMON電圧にあるスイッチング周波数成分をフィルタリングします。充電電流は次式で与えられます。

$$I_{CHG} = \frac{V_{ISMON}}{30 \times R_S}$$

ここで、

I_{CHG} = 充電電流

V_{ISMON} = ISMONピンの電圧

R_S = 電流センス抵抗

サーマル・シャットダウン保護

サーマル・シャットダウン保護はデバイスのジャンクション温度を制限します。デバイスのジャンクション温度が+160°Cを超えると、内蔵のサーマル・センサーがデバイスをシャットダウンすることで冷却できるようにします。ジャンクション温度が10°C下がると、デバイスはオンになります。合計消費電力を慎重に評価し（[デバイスの消費電力](#)のセクションを参照）、通常動作時にサーマル・シャットダウンが不必要にトリガされないようにしてください。

アプリケーション情報

インダクタの選択

デバイスを動作させるには、インダクタンス値 (L)、DC抵抗 (R_{DCR})、インダクタ飽和電流 (I_{SAT}) の3つの主要インダクタ・パラメータを規定する必要があります。

必要なインダクタンスは、インダクタ電流リップル比 (LIR)、つまり、インダクタのピークtoピーク・リップル電流 (ΔI_L) とCCモードの充電電流 (I_{CHGMAX}) の比に基づいて計算されます。サイズと損失の間の適切な妥協点はLIR = 0.3です。

インダクタンス値 (L) は、以下の2つのインダクタンス計算値のうち大きい方で与えられます。

$$L1 = \frac{V_{OUT} \times (1-D)}{LIR \times I_{CHGMAX} \times f_{SW}}$$

$$L2 = \frac{V_{OUT}}{600000 \times I_{CHGMAX}}$$

ここで、

V_{OUT} = アブソーブCV状態時に必要なバッテリー電圧

I_{CHGMAX} = CCモードの充電電流

D = コンバータのデューティ・サイクル、V_{OUT}/V_{IN}

V_{IN} = 公称入力電圧

f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)

計算値に最も近い値を持つインダクタを選択します。インダクタの定格 (実効値) 電流はCCモード充電電流より大きいことが必要です。低損失のインダクタで、許容可能なサイズと可能な限り低DC抵抗を持つものを選択します。インダクタの定格飽和電流 (I_{SAT}) は、V_{CS_PEAK}に対応する過電流スレッショルドを超えた場合にのみ飽和が生じるよう、十分に大きな値にする必要があります。

出力コンデンサの選択

バッテリーには、大きな内部充電抵抗および接続抵抗 (R_{BAT}) があります。チャージャの出力電流のスイッチング・リップル成分がR_{BAT}を流れ、大きな出力電圧リップルの原因となります。

バッテリーの電圧リップルを低減するために、X7Rセラミック・コンデンサや低ESR POSCAPコンデンサをチャージャの出力に追加して用いることができます。X7Rセラミック出力コンデンサの方が、温度安定性が高いため適しています。出力容量が高い場合には、低ESR POSCAPコンデンサをセラミック・コンデンサと並列に接続して用いることができます。

次式に基づいて、必要な出力容量 (C_{OUT}) を計算します。

$$C_{OUT} = \frac{25 \times I_{CHGMAX}}{f_{SW} \times V_{OUT}}$$

ここで、

I_{CHGMAX} = CCモード充電電流設定値

f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)

V_{OUT} = アブソーブCV状態時に必要なバッテリー電圧

コンデンサの選択にあたっては、メーカーのデータシートに基づき、セラミック・コンデンサのDCバイアス電圧に対するディレーティングを考慮する必要があります。選択した出力コンデンサ (C_{OUT_SEL}) およびその等価直列抵抗 (ESR_{COUT}) は、出力電圧リップル (ΔV_{OUT}) に影響します。その結果生じる出力電圧リップル (ΔV_{OUT}) を見積もるには、次式を用います。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \times \left(ESR_{COUT} + \frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT_SEL}} \right)$$

ここで、 ΔI_L はインダクタのピークtoピーク・リップル電流です。

チャージャ出力とバッテリーの間のケーブルが長いアプリケーションでは、ケーブルのインダクタンスとチャージャ回路の低ESR出力コンデンサとの相互作用による発振を緩和するため、適切なESR（等価直列抵抗）の電解コンデンサを用いることもできます。C_{OUT_SEL}の1.5倍の値の電解コンデンサを選択します。次式で計算される等価直列抵抗（ESR_{ELCO}）を持つ電解コンデンサを選択します。

$$ESR_{ELCO} = \sqrt{\frac{L_{CABLE}}{C_{OUT_SEL}}}$$

ここで、L_{CABLE}は出力ケーブルのインダクタンスです。

入力コンデンサの選択

入力フィルタ・コンデンサは、電源から引き出されるピーク電流を低減し、スイッチング・コンバータによって生じる入力上のノイズおよび電圧リップルを低減します。V_{IN}に必要な入力容量（C_{VIN}）は次の式を用いて計算します。

$$C_{VIN} = \frac{I_{CHGMAX} \times D \times (1-D)}{\eta \times f_{SW} \times \Delta V_{IN}}$$

ここで、

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \text{コンバータのデューティ比}$$

f_{SW} = スwitching周波数 (Hz)

ΔV_{IN} = 許容入力電圧リップル

η = コンバータの効率

I_{CHGMAX} = CCモードの充電電流

外付けnMOSFETの電圧リップルを最小限に抑え、入力短絡時の動作を堅牢なものにするには、ΔV_{IN} ≤ 0.5Vとなるように選択します。

入力コンデンサの実効電流（I_{RMS}）は、次式で計算されます。

$$I_{RMS} = I_{CHGMAX} \times \frac{\sqrt{V_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

最適な長期信頼性を得るには、I_{RMS}での温度上昇が10°C未満になる低ESRセラミック入力コンデンサを選択します。X7Rコンデンサは、温度安定性に優れるため、工業用アプリケーション向けに推奨します。コンデンサの選択に当たっては、メーカーのデータシートに基づき、セラミック・コンデンサのDCバイアス電圧に対するデレーティングを考慮することが必要です。

入力短絡時にDCIN電圧が-0.3V未満になることのないよう、DCINには電解コンデンサを選択します。電解コンデンサを用いることで、長い電源経路のインダクタンスと入力セラミック・コンデンサ（C_{VIN}）によって生じる可能性のある発振を緩和することもできます。また、必要に応じ、DCINで電解コンデンサと並列にショットキー・ダイオードを追加します。

動作入力電圧範囲

所定の出力電圧およびCCモード充電電流設定値に対する動作入力電圧範囲を計算するには、次の式を用います。DCINピンの最小動作入力電圧は、次の2つの電圧計算値のうち大きい方の値で与えられます。

$$V_{DCIN(MIN1)} = \frac{V_{OUT} + I_{CHGMAX} \times (R_{DS_ON(LS)} + R_{DCR(MAX)})}{\left(1 - \left(1.05 \times f_{SW} \times (t_{DT_HL} + t_{MIN_ON_DL(MAX)})\right)\right)} + \left(I_{CHGMAX} \times (R_{DS_ON(HS)} - R_{DS_ON(LS)})\right)$$

$$V_{DCIN(MIN2)} = V_{OUT} + 2.1V$$

ここで、

$V_{DCIN(MIN1)}$ 、 $V_{DCIN(MIN2)}$ = 最小動作入力電圧。2つの値のうち高い方が最小動作入力電圧 $V_{DCIN(MIN)}$ です。

V_{OUT} = 最低バッテリー動作温度 (T_{COLD}) でのアブソープCV状態のバッテリーに必要な最大安定化バッテリー電圧

I_{CHGMAX} = CCモード充電電流設定値

f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)

$R_{DCR(MAX)}$ = 最も厳しい条件でのインダクタのDC抵抗 (Ω)

$R_{DS_ON(HS)}$ および $R_{DS_ON(LS)}$ = それぞれハイサイドMOSFETとローサイドMOSFETのオン状態の最大抵抗 (Ω)

t_{DT_HL} = デッド・タイム (30ns)

$t_{MIN_ON_DL(MAX)}$ = 最も厳しい条件で確保されるDL最小オン時間 (100ns)

DCINピンの最大動作入力電圧は、次式で計算されます。

$$V_{DCIN(MAX)} = \frac{V_{OUT}}{(1.05 \times f_{SW} \times t_{MIN_ON_DH(MAX)})}$$

ここで、 $t_{MIN_ON_DH(MAX)}$ = 最も厳しい条件で確保されるDH最小オン時間 (100ns)

CCモード充電電流設定 (ILIM)

CCモード充電電流設定には、 I_{LIM} ピンでの電圧 (V_{ILIM}) のセットアップと電流センス抵抗 R_S の選択が含まれます。 R_S の選択には、電力損失と充電電流精度の間でトレードオフがあります。MAX17702の充電電流精度が最高になるのは、 R_S での電圧降下 ($V_{CSP} - V_{CSN}$) が50mVの場合です。充電電流の精度を犠牲にして($V_{CSP} - V_{CSN}$)を低減することで、電力損失を下げるすることができます。 R_S の推奨電圧範囲は、30mV ($\pm 6.7\%$ の充電電流精度) ~ 50mV ($\pm 4\%$ の充電電流精度) です。 R_S は次の式で計算できます。

$$R_S \leq \frac{(V_{CSP} - V_{CSN})}{I_{CHGMAX}}$$

R_S が選択されると、次式によって V_{ILIM} を計算できます。

$$V_{ILIM} = 30 \times R_S \times I_{CHGMAX}$$

図5に示すように、 V_{REF} とSGND/EPの間に抵抗分圧器を使用すると、 V_{ILIM} をプログラムできます。抵抗分圧器の値は次のように計算されます。

$$R_{LIM1} = 20 \times (V_{REF} - V_{ILIM})k\Omega$$

$$R_{LIM2} = 20 \times V_{ILIM}k\Omega$$

V_{ILIM} 設定の許容電圧範囲は0.9V~1.5Vです。MAX17702は、 I_{LIM} と V_{REF} を接続することで、 R_S の電圧($V_{CSP} - V_{CSN}$) = 50mVに対応する I_{CHGMAX} のデフォルト設定値に設定できます。

図5に示すように、電流センス信号経路にR-Cフィルタを接続することで、スイッチング・ノイズを減衰しながらも、精度と帯域幅を維持できます。R-Cフィルタのコナ周波数はスイッチング周波数の5倍となるよう選択してください。電流センスの精度への影響を最小限に抑えるために推奨するフィルタ抵抗 ($R1$) は40 Ω です。フィルタは、デバイスのCSPピンとCSNピンの近くに配置します。フィルタ・コンデンサ $C1$ の値を計算するには、次式を用います。

$$C1 = \frac{1}{2\pi \times R1 \times 5 \times f_{SW}}$$

ここで、 f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)

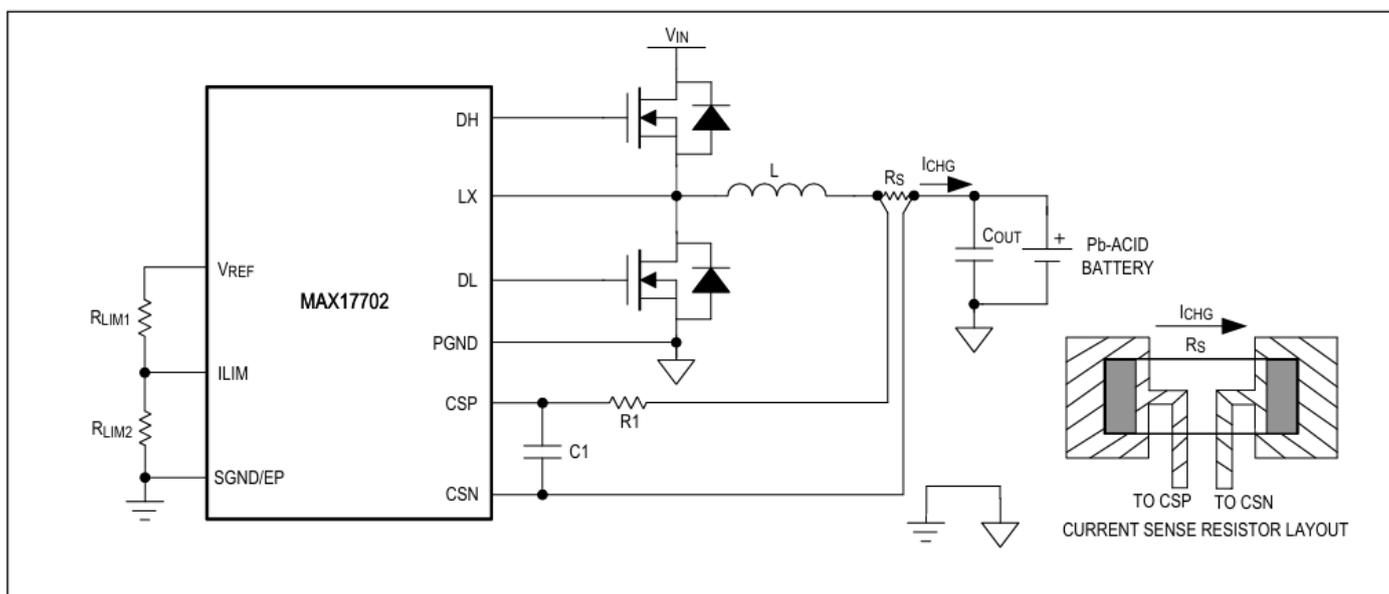


図5.電流センス回路

入力低電圧ロックアウト・レベルの設定 (EN/UVLO)

MAX17702は、EN/UVLOピンを用いて調整可能な入力低電圧ロックアウト・レベルを備えています。EN/UVLOピンを1.09V（代表値）未満に引き下げると、チャージャ動作が停止します。EN/UVLOを0.64V（代表値）未満に引き下げると、MAX17702がシャットダウンします。この状態で、デバイスには I_{IN_SH} （7 μ A）の自己消費電流が流れます。図6に、必要な入力電圧範囲に基づいて推奨するEN/UVLO設定を示します。DCINとSGND/EPの間に配置された抵抗分圧器の中間ノードにEN/UVLOを接続すると、デバイスがオンになる入力電圧が設定されます。R1は次式により選択します。

$$R1 \leq (10000 \times V_{DCIN(MIN)})$$

ここで、 $V_{DCIN(MIN)}$ はデバイスがオンにならない電圧です。R2の値は次式を用いて計算します。

$$R2 = \frac{V_{EN_TH_R} \times R1}{(V_{DCIN(MIN)} - V_{EN_TH_R} + (I_{EN-BIAS} \times R1))}$$

ここで、

$I_{EN-BIAS}$ = EN/UVLOピンの内部バイアス・プルアップ電流（3 μ A）

$V_{EN_TH_R}$ = EN/UVLOの立上がりスレッシュホールド電圧（1.25V）

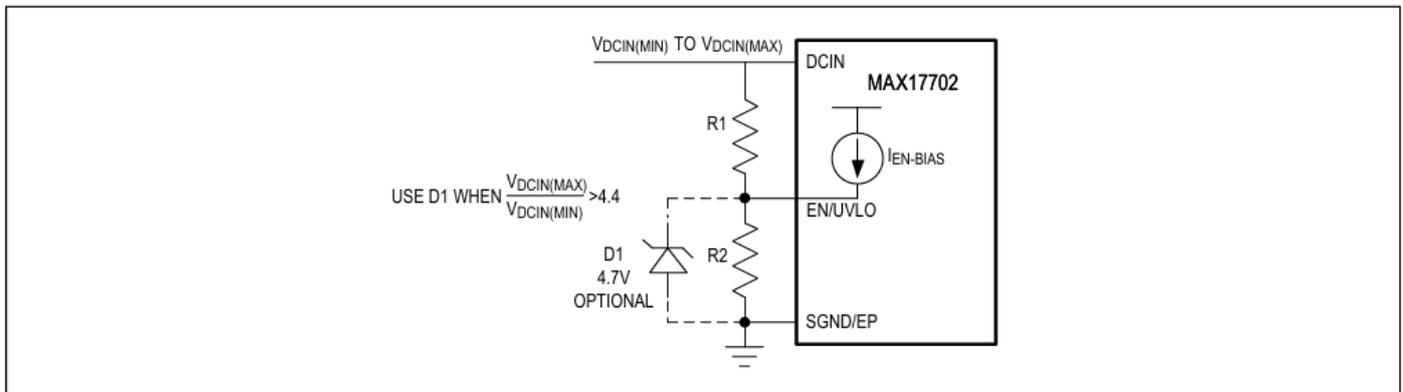


図6. 入力低電圧ロックアウトの設定

電流レギュレーション・ループ補償 (COMP)

MAX17702は、電流ループを調整して平均電流モードのコントローラの性能を制御するCOMPピンを備えています。R_Z、C_Z、C_Pを使用するCOMPピンでの補償ネットワークの図については図1を参照してください。補償のための部品値の選択は、選択したインダクタ (L) およびそのDC抵抗 (R_{DCR})、スイッチング周波数 (f_{sw})、電流センス抵抗 (R_S)、最大動作入力電圧 (V_{DCIN(MAX)})、アブソープCV状態のバッテリーに必要なレギュレーション電圧 (V_{OUT})、最も厳しい条件での最大バッテリー充電抵抗 (R_{BAT})、降圧コンバータのnMOSFETの最大オン抵抗 (R_{DS_ON(HS)}およびR_{DS_ON(LS)})、充電経路の最大ケーブル抵抗および接続抵抗 (R_{CONNECTION}) によって異なります。

補償抵抗R_Zは、次式を用いて計算します。

$$R_Z = \frac{3000 \times L \times f_{SW}}{V_{DCIN(MAX)} \times R_S}$$

補償コンデンサC_Zは、次式を用いて計算します。

$$C_Z = \frac{0.8 \times L}{R_Z \times R_E}$$

ここで、

$$R_E = [R_{DCR} + R_S + R_{DS_ON(HS)} \times D_{MIN} + R_{DS_ON(LS)} \times (1 - D_{MIN}) + R_{BAT} + R_{CONNECTION}]$$

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{DCIN(MAX)}}$$

高周波数極のコンデンサC_Pは、次式を用いて計算します。

$$C_P = \frac{0.35}{R_Z \times f_{SW}}$$

出力電圧と温度補償の設定 (FB)

MAX17702は、バッテリーの電圧を目的のレベルに安定化するためにFBピンを備えています。バッテリー充電電圧の温度補償は、リニアな正の温度係数 (PTC) を持つ抵抗を出力電圧帰還回路に配置することで実現できます。図7に示すように、帰還抵抗分圧器回路 (R_{FB1}、R_{FB2}、R_{PTC}、R_{ABS}) を補償コンデンサ (C_{FB}) に接続します。

帰還回路部品の選択は、アブソープCV状態およびフロートCV状態時にバッテリーで必要とするレギュレーション電圧、および温度補償によって異なります。1.5kΩ~5kΩのリニアPTC抵抗 (R_{PTC}) を選択します。R_{ABS}、R_{FB2}、R_{FB1}は次の式によって計算します。

$$R_{ABS} = \frac{\Delta R_{PTC} \times (V_{FLOAT_H} - V_{FB_REG}) \times (V_{FLOAT_L} - V_{FB_REG})}{V_{ABS_H} \times (V_{FLOAT_L} - V_{FB_REG}) - V_{ABS_L} \times (V_{FLOAT_H} - V_{FB_REG}) + V_{FB_REG} \times (V_{FLOAT_H} - V_{FLOAT_L})}$$

$$R_{FB2} = \frac{(V_{ABS} - V_{FLOAT})}{(V_{FLOAT} - V_{FB_REG})} \times R_{ABS} - R_{PTC}$$

$$R_{FB1} = \frac{(V_{ABS} - V_{FLOAT})}{V_{FB_REG}} \times R_{ABS}$$

ここで、

V_{FB_REG} = FBリファレンス電圧 (1.25V)

ΔR_{PTC} = 鉛蓄電池の動作温度制限に対して選択したリニアPTC抵抗の抵抗値のばらつき

V_{FLOAT} 、 V_{FLOAT_H} 、 V_{FLOAT_L} = それぞれ、目的の温度補償 (1°Cの増加あたりのバッテリーの電圧変化) に基づいた、室温 (25°C)、最大バッテリー充電温度制限値 (T_{HOT})、最小バッテリー充電温度制限値 (T_{COLD}) でのフロートCV状態において必要とされる安定化出力電圧

V_{ABS} 、 V_{ABS_H} 、 V_{ABS_L} = それぞれ、目的の温度補償に基づいた、室温 (T_{HOT} および T_{COLD}) でのアブソープCV状態において必要とされる安定化出力電圧

バッテリー電圧の温度補償が不要な場合は、 R_{FB1} 、 R_{ABS} 、 R_{FB2} を次のように計算します。

$$R_{FB1} = 10000 \times V_{ABS}$$

$$R_{ABS} = \frac{V_{FB_REG} \times R_{FB1}}{(V_{ABS} - V_{FLOAT})}$$

$$R_{PTC} = 0$$

$$R_{FB2} = \frac{(V_{ABS} - V_{FLOAT}) \times R_{ABS}}{(V_{FLOAT} - V_{FB_REG})}$$

補償コンデンサ (C_{FB}) は電圧レギュレーション・ループを安定化します。 C_{FB} は次式で計算します。

$$C_{FB} = \frac{1}{1500 \times R_{PAR}}$$

ここで、

$$R_{PAR} = \frac{(R_{FB2} + R_{PTC}) \times R_{ABS} \times R_{FB1}}{(R_{FB2} + R_{PTC}) \times (R_{FB1} + R_{ABS}) + R_{ABS} \times R_{FB1}}$$

出力電圧のレギュレーション・ポイントをバッテリーのアブソープ・レベルからフロート・レベルに変更するために、 R_{ABS} に直列配置された小信号nMOSFET (Q4) が用いられます。 R_{DS-ON} が $1\Omega \sim 10\Omega$ の範囲でゲート・スレッショルド電圧が3V未満のMOSFETを選択します。

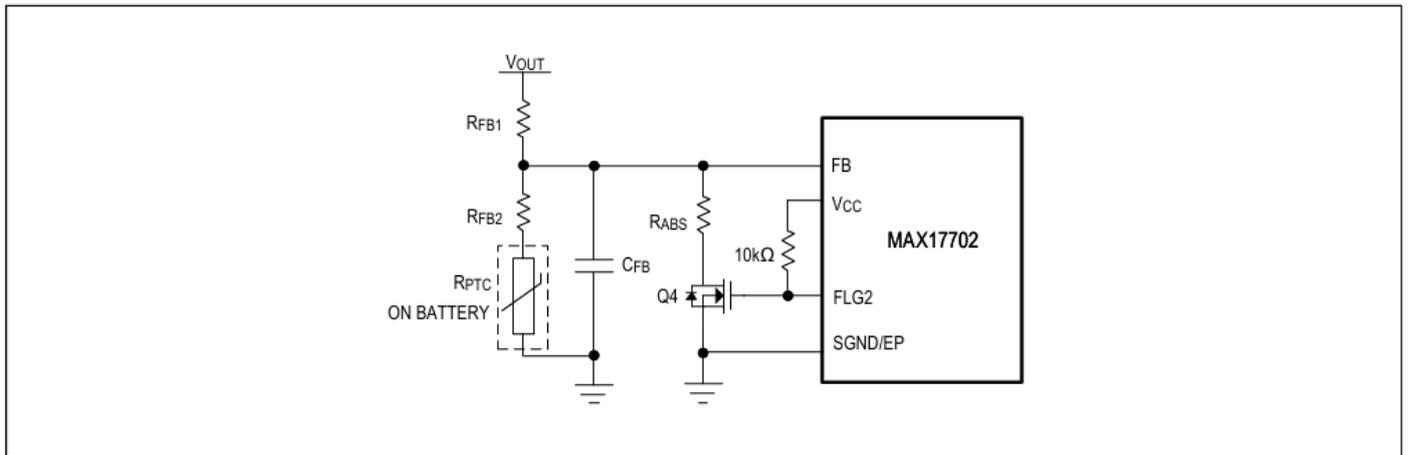


図7. 温度補償付きのアブソーブCV状態およびフロートCV状態での出力安定化電圧の設定

バッテリー深放電電圧レベルの設定 (DDTH)

MAX17702は、DDTHピンを通じたバッテリーの深放電状態の検出メカニズムを備えています。パワーアップ時、DDTHピンの電圧 (V_{DDTH}) が1.25V (V_{DDREF}) 未満の場合、デバイスはプリチャージ状態になります。 V_{DDTH} が V_{DDREF} を超えるとデバイスはCC状態に移移します。バッテリーの深放電電圧の検出レベルは、[図1](#)に示すように、出力とSGND/EPの間の抵抗分圧器の中間ノードにDDTHを接続することで設定できます。DDTHを使用しない場合は V_{REF} に接続します。

R_{DDT} は、50k Ω ~100k Ω の範囲で選択します。

次式を使用して、抵抗 R_{DDB} を計算します。

$$R_{DDB} = \frac{R_{DDT}}{\left(\frac{V_{OUTDD}}{V_{DDREF}} - 1\right)}$$

ここで、

V_{OUTDD} = バッテリーの深放電レベル

V_{DDREF} = 深放電検出コンパレータ・スレッシュホールド (1.25V)

バッテリー動作温度範囲の設定 (TEMP)

MAX17702は、バッテリー温度の検出用にTEMPピンを備えており、温度が負の温度係数 (NTC) の抵抗を用いてプログラムされた動作温度範囲 ($T_{COLD} < T < T_{HOT}$) 内になった場合にのみ、充電可能にします。NTC抵抗は、[図8](#)に示すように、 V_{REF} とSGND/EPの間の抵抗分圧器回路に接続します。B定数 (25 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ C) が4108で47k Ω のNTC抵抗を推奨します。 R_{TEMP1} 、 R_{TEMP2} 、 R_{TEMP3} の値は次の式によって計算します。

$$R_{TEMP1} = 127k\Omega; \quad (T_{HOT} - T_{COLD}) > 45^{\circ}\text{C} \text{ の場合}$$

$$= \frac{2.86 \times R_{NTCCOLD} \times R_{NTCHOT}}{(R_{NTCCOLD} - 3.86 \times R_{NTCHOT})}; \quad (T_{HOT} - T_{COLD}) \leq 45^{\circ}\text{C} \text{ の場合}$$

$$R_{TEMP2} = 0.35 \times R_{EFF_COLD} - 1.35 \times R_{EFF_HOT}; \quad (T_{HOT} - T_{COLD}) > 45^{\circ}\text{C} \text{ の場合}$$

$$= 0; \quad (T_{HOT} - T_{COLD}) \leq 45^{\circ}\text{C} \text{ の場合}$$

$$R_{TEMP3} = \frac{2}{3}(R_{TEMP2} + R_{EFF_COLD})$$

$$R_{\text{EFF_COLD}} = \frac{R_{\text{NTCCOLD}} \times R_{\text{TEMP1}}}{(R_{\text{NTCCOLD}} + R_{\text{TEMP1}})}$$

$$R_{\text{EFF_HOT}} = \frac{R_{\text{NTCHOT}} \times R_{\text{TEMP1}}}{(R_{\text{NTCHOT}} + R_{\text{TEMP1}})}$$

ここで、

T_{HOT} = 最大バッテリー充電温度制限値 (°C)

T_{COLD} = 最小バッテリー充電温度制限値 (°C)

R_{NTCCOLD} = 選択したNTC抵抗の T_{COLD} での抵抗値

R_{NTCHOT} = 選択したNTC抵抗の T_{HOT} での抵抗値。

バッテリー温度検出機能を無効にするには、 $R_{\text{TEMP1}} = 0\Omega$ 、 $R_{\text{TEMP2}} = R_{\text{TEMP3}} = 100k\Omega$ に設定します。

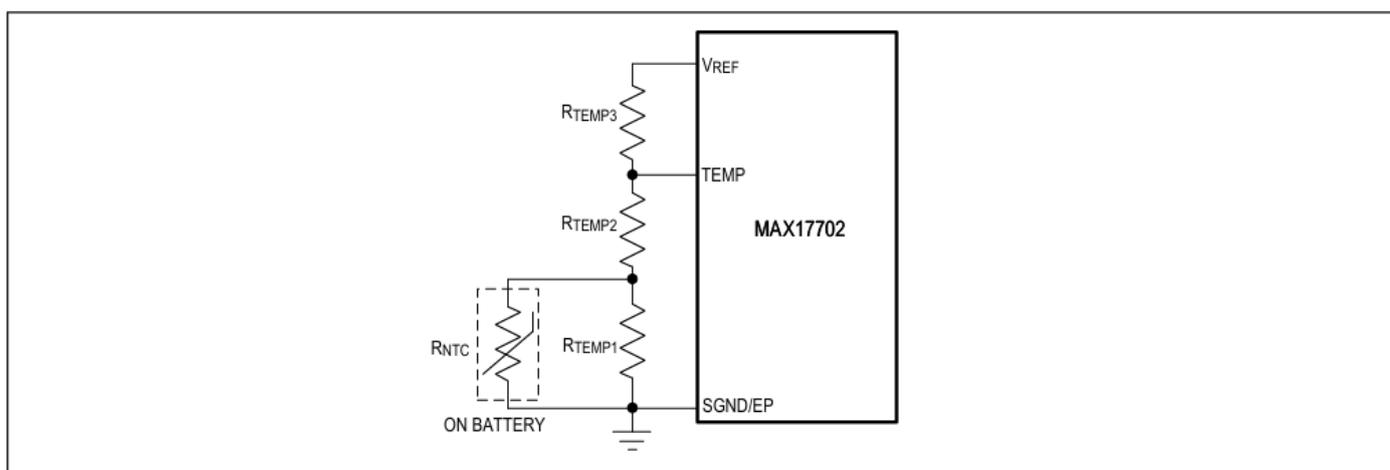


図8. バッテリー動作温度範囲の設定

ブートストラップ・コンデンサの選択

ブートストラップ・コンデンサ (C_{BST}) の値は、ハイサイドnMOSFETの選択によって決まります。 C_{BST} は以下の式を使用して選択します。

$$C_{\text{BST}} \geq \frac{\Delta Q_G}{\Delta V_{\text{BST}}}$$

ここで、

ΔQ_G = ハイサイドnMOSFETの合計ゲート電荷

ΔV_{BST} = オンになった後のハイサイドnMOSFETドライバで許容される電圧変動

C_{BST} を選択するには、 $\Delta V_{\text{BST}} \leq 100\text{mV}$ となるようにします。ブートストラップ・コンデンサには低ESRのセラミック・コンデンサを使用してください。最小値は $0.1\mu\text{F}$ とすることを推奨します。

ブートストラップ・ダイオードの選択

以下の定格のショットキー・ダイオードを選択します。

- 逆方向電圧定格 \geq (最大入力動作電圧 + 10V)
- 平均順方向電流定格 $\geq 1\text{A}$

動作温度範囲全域で順方向電圧降下が低く逆リーク電流が小さいダイオードを選択してください。

入力短絡保護用外付けnMOSFETの選択

MAX17702は、外付けロジックレベルnMOSFETを制御するよう設計されています。入力短絡が発生すると、nMOSFETが100ns以内にオフになりV_{IN}ノードを入力短絡イベントから切り離します。この機能により、入力短絡が発生した場合にバッテリーから入力側に放電されるのを防ぐことができます。この機能で使用される外付けnMOSFETは、パワーオン時のみオンになり、シャットダウン時のみオフになります。そのため、スイッチング性能に合わせて最適化する必要がありません。順方向経路の伝導損失を抑えるには、低R_{DS-ON}の外付けnMOSFETを選択します。MAX17702は、ゲート電荷がV_{GS} = 3.9Vで250nCまでのnMOSFETに対応しています。これより大きなゲート電荷値の外付けnMOSFETを使用すると、ゲート充電時間がt_{GATEN_OK}（代表値15ms）より長くなり、MAX17702がラッチされたフォルト状態になる原因となります。

降圧コンバータnMOSFETの選択

MAX17702は、2個の外付けロジックレベルnMOSFETを駆動することで、降圧コンバータのハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチを実現します。これらのnMOSFETは、ロジックレベル互換性があり、かつ、V_{GS} = 4.5Vで提供されるオン抵抗仕様を確保していません。これらのMOSFETを選択するための主要パラメータには、以下のようなものがあります。

- オン抵抗 (R_{DS-ON})
- 最大ドレイン・ソース電圧 (V_{DS(MAX)})
- nMOSFETゲートのミラー・プラトー電圧 (V_{MIL})
- 合計ゲート電荷 (Q_G)
- 出力容量 (C_{OSS})
- 消費電力定格およびパッケージの熱抵抗
- 最高動作ジャンクション温度

降圧コンバータの場合、nMOSFETは、スイッチング損失と伝導損失のバランスがとれ、最適化されるように選択する必要があります。ハイサイドとローサイドの外付けnMOSFETのデューティ・サイクルは、次式で計算できます。

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

ハイサイドnMOSFETのデューティ・サイクル：D

ローサイドnMOSFETのデューティ・サイクル：1 - D

ハイサイドnMOSFETの損失は、次の公式で見積もることができます。

$$P_{HS-MOSFET} = P_{HS-MOSFET_CONDUCTION} + P_{HS-MOSFET_SWITCHING}$$

$$P_{HS-MOSFET_CONDUCTION} = I_{CHG}^2 \times R_{DS-ON(HS)} \times D$$

$$P_{HS-MOSFET_SWITCHING} = f_{SW} \times \left[\left(\frac{V_{IN} \times I_{CHG}}{2} \times \frac{Q_{SW} \times R_{DR}}{V_{CC} - V_{MIL}} \right) + [V_{IN} \times Q_{rr}] + \left[\frac{1}{2} \times C_{OSSHS} \times V_{IN}^2 \right] + \left[\frac{1}{2} \times C_{OSSLS} \times V_{IN}^2 \right] \right]$$

ここで、

f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)

I_{CHG} = 充電電流

Q_{SW} = nMOSFETのデータシートから求めたハイサイドnMOSFETのスイッチング電荷、

R_{DR} = DHピンのドライバ・プルアップ抵抗とハイサイドnMOSFETの内部ゲート抵抗の合計、

V_{MIL} = nMOSFETのデータシートのV_{GS}とI_Dの関係を示す曲線でI_D = I_{CHGMAX}に対応するハイサイドnMOSFETのV_{GS}

Q_{rr} = ローサイドnMOSFETのボディ・ダイオードの逆回復電荷

C_{OSSHS} = ハイサイドnMOSFETの実効出力容量

C_{OSSLS} = ローサイドnMOSFETの実効出力容量

ローサイドnMOSFETの損失は、次の公式で見積もることができます。

$$P_{LS-MOSFET} = I_{CHG}^2 \times R_{DS-ON(LS)} \times (1 - D) + 2 \times V_D \times I_{CHG} \times t_{DT} \times f_{SW}$$

ここで、

V_D = ローサイドnMOSFETのボディ・ダイオードの順方向電圧降下

t_{DT} = デッド・タイム (30ns)

電力損失を計算する場合に温度に関する R_{DS-ON} の変動を考慮し、確実に各nMOSFETの損失が電力定格を超えず、安全なジャンクション温度定格範囲内で動作するようにしてください。並列のnMOSFETを使用する場合、各nMOSFETに適切な直列ゲート抵抗を個別に使用して、nMOSFETごとのゲート電荷の変動を補うことを推奨します。

システムに関する考慮事項

MAX17702は、鉛蓄電池を充電するよう設計されています。バッテリーの充電プロセス中に負荷電流が引き出されると、バッテリー充電に利用できる充電電流は減少します。これは、プリチャージ状態、CC状態、アブソープCV状態の充電時間に影響します。意図する充電プロセスに合うよう、タイマー設定を調整する必要があります。引き出される負荷電流がテーパー電流スレッシュホールド (I_{TCHG}) を超えた場合、チャージャはタイマーが終了するまでアブソープCV状態で動作し続けます。アブソープCV状態のタイマーが終了した後、チャージャはフロートCV状態になります。タイマーが無効化されていて負荷電流が I_{TCHG} を超えた場合、チャージャはアブソープCV状態で動作し続けます。

安全な動作を確保するため、接続時には以下の手順に従ってください。

1. バッテリ端子をチャージャ回路の出力に接続します。チャージャの出力コンデンサは、ホット・プラグイン/接続プロセスの間、バッテリーから電流を引き出すことがある点に注意してください。
2. バッテリを出力に確実に接続した後のみ、入力電源をバッテリー・チャージャ回路に接続してください。
3. バッテリを接続せずにチャージャを動作させないでください。

デバイスの消費電力

MAX17702は、自己消費電流および内部ゲート・ドライバによる損失を放散する必要があります。

V_{CC} が V_{IN} から給電されている場合、以下の式でICの損失を概算できます。

$$P_{MAX17702} = V_{IN} \times [(Q_G \times f_{SW}) + I_{QNS}]$$

EXTVCCピンを4.8Vより高い出力電圧に接続することで V_{OUT} を用いて V_{CC} に給電する場合、以下の式でICの損失を概算できます。

$$P_{MAX17702} = V_{EXTVCC} \times [(Q_G \times f_{SW}) + I_{QNS}]$$

ここで、

Q_G = ハイサイドnMOSFETとローサイドnMOSFETのゲート電荷の合計、

I_{QNS} = 入力自己消費電流 (2.1mA)、

f_{SW} = スイッチング周波数 (Hz)。

以下の式でジャンクション温度を計算し、+125°Cを超えることのないようにします。

$$T_J = T_{A(MAX)} + (\theta_{JA} \times P_{MAX17702})$$

ここで、

T_J = ジャンクション温度

$P_{MAX17702}$ = デバイスの電力損失

θ_{JA} = ジャンクションと周囲の間の熱抵抗

$T_{A(MAX)}$ = 最高周囲温度

PCBレイアウト時のガイドライン

低損失と低EMI放射を実現するには、慎重なPCBレイアウトが欠かせません。PCBレイアウトを作成するには次のガイドラインに従ってください。

- ハイサイドnMOSFETのドレインおよびローサイドnMOSFETのソースのできるだけ近くに、セラミック入力フィルタ・コンデンサを配置します。
- ケルビン接続を用い、 V_{IN} のパターンとDCINのパターンを、差動ペアとして、入力短絡保護nMOSFETのソース端子およびドレイン端子から配線し、デバイスの V_{IN} ピンおよびDCINピンに接続します。 V_{IN} とDCINのバイパス・コンデンサをそれぞれ V_{IN} ピンおよびDCINピンの近くに配置します。

- V_{CC} のバイパス・コンデンサ、EXTVCCのバイパス・コンデンサ、BSTコンデンサをそれぞれのピン近くに配置します。
- GATENからDCINへのバイパス・コンデンサをデバイスのGATENピンおよびDCINピンの近くに配置します。
- ブートストラップ・コンデンサはデバイスのBSTピンおよびLXピンの近くに配置します。
- V_{CC} のコンデンサからブートストラップ・コンデンサへのブートストラップ・ダイオードの接続はできるだけ短くルーティングしてループ・インダクタンスを最小限に抑えます。
- スイッチング・パターン（BST、LX、DH、DL）は、ノイズに敏感な信号パターン（RT/SYNC、COMP、CSP、CSN、FB）からは遠ざけて配線します。
- ゲート電流パターンは長さを短くする必要があります。PCBの1つの層から別の層に配線する場合は、ビアを用いてこれらの信号を配線します。
- 電流センス・パターンは差動ペアとして配線し、ループ・インダクタンスを最小限に抑えると共に差動ノイズを防止します。
- 電流センス・フィルタの抵抗とコンデンサは、CSPピンとCSNピンのどちらにも近付けて配置します。
- 帰還部品と補償部品は、デバイスの近くに配置し、SGND/EP銅領域に接続します。
- 電源部品は全て基板の最上面に配置し、可能であればビアを追加せず、最上面のパターンまたは銅充填のみを用いて電力段の電流を流します。
- 電源パターンおよび負荷の接続配線は短くします。多層の厚い銅PCB（2オンス以上）を用いて効率を向上させると共に、パターンのインダクタンスと抵抗を最小限に抑えます。
- 広いPGND銅領域を出力ノードに割り当て、その領域に入力フィルタ・コンデンサのリターン端子、出力コンデンサ、ローサイドnMOSFETのソース端子を接続します。
- 推奨するPCBレイアウトと配線については、MAX17702評価キットのデータシートを参照してください。

標準アプリケーション回路

10Aの鉛蓄電池チャージャ

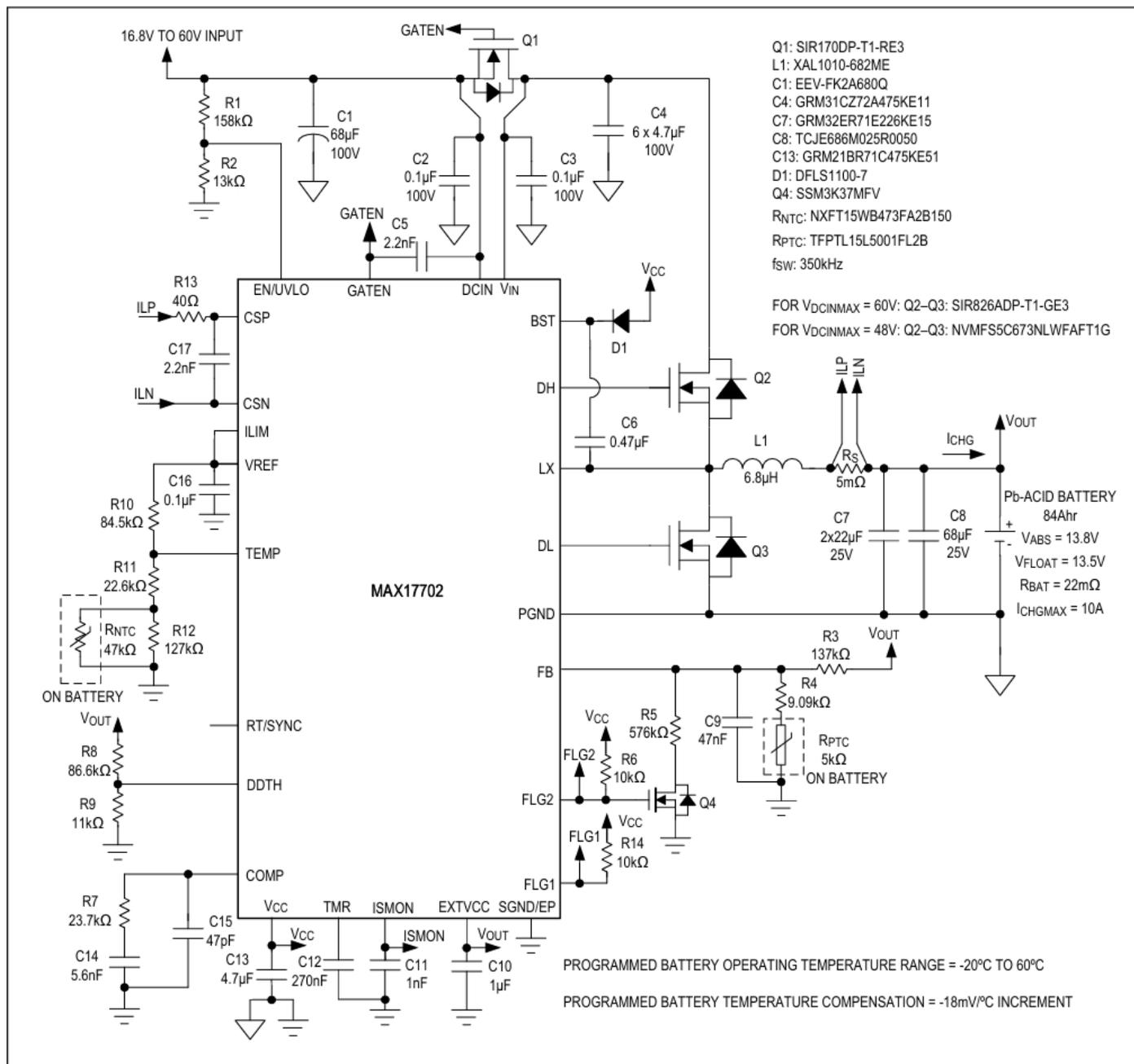


図9. 13.8V/10Aの鉛蓄電池チャージャ

MAX17702

4.5V~60V、同期整流式降圧鉛蓄電池
チャージャ・コントローラ

オーダー情報

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PIN-PACKAGE
MAX17702ATG+	-40°C to +125°C	24 TQFN-EP
MAX17702ATG+T	-40°C to +125°C	24 TQFN-EP

+は鉛 (Pb) フリー／ROHS準拠のパッケージであることを示します。

T = -テープ&リール。

改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	4/21	市場投入のためのリリース	-
1	12/21	機能と利点、電気的特性、標準動作特性のTOC1、TOC2、TOC3、TOC13、TOC17、TOC18、ピンの説明、図3、入力短絡保護（GATEN）、インダクタの選択、出力コンデンサの選択、入力コンデンサの選択、動作入力電圧範囲、CCモード充電電流設定（ILIM）、入力低電圧ロックアウト・レベルの設定（EN/UVLO）、電流レギュレーション・ループ補償（COMP）、出力電圧と温度補償の設定（FB）、バッテリー動作温度範囲の設定（TEMP）、降圧コンバータnMOSFETの選択、デバイスの消費電力、PCBレイアウト時のガイドライン、標準アプリケーション回路の10Aの鉛蓄電池チャージャ、の各セクションを更新	1, 5, 8, 9, 11, 17, 22-27, 33