

EVALUATION KIT
AVAILABLE

MAXIM

升/降压
Li+ 电池充电器

MAX1870A

概述

MAX1870A 为升/降压型、多化学类型电池充电器，可以在电池电压高于或低于适配器电压时充电。这款高度集成的充电器需要极少的外部元件。MAX1870A 采用升/降压控制方案的专利技术，实现高效充电。通过模拟输入控制充电电流与电压，可以通过主机或硬件电路编程。

MAX1870A 能够以大于 4A 的电流为 2 至 4 节锂离子 (Li+) 串联电池精确充电。具有可编程输入电流限制，在同时为电池充电和负载供电时，可以防止 AC 适配器过载。这就降低了对适配器最大电流的要求，从而降低成本。MAX1870A 提供模拟输出，以监视 AC 适配器电流以及充电电流。数字输出用来显示是否连接了 AC 适配器。当移开适配器时，MAX1870A 仅从电池消耗 1 μ A 以内的电流。

MAX1870A 采用 32 引脚薄型 QFN (5mm x 5mm) 封装，额定工作在 -40 $^{\circ}$ C 至 +85 $^{\circ}$ C 扩展级温度范围。提供 MAX1870A 评估板 (MAX1870AEVKIT)，加快用户的设计进程。

应用

笔记本电脑和亚笔记本电脑
手持式终端

* 受美国专利 6,087,816 保护。

引脚配置在数据资料的最后部分给出。

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

本文是 Maxim 正式英文资料的译文，Maxim 不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。请注意译文中可能存在文字组织或翻译错误，如需确认任何词语的准确性，请参考 Maxim 提供的英文版资料。

索取免费样品和最新版的数据资料，请访问 Maxim 的主页：www.maxim-ic.com.cn。

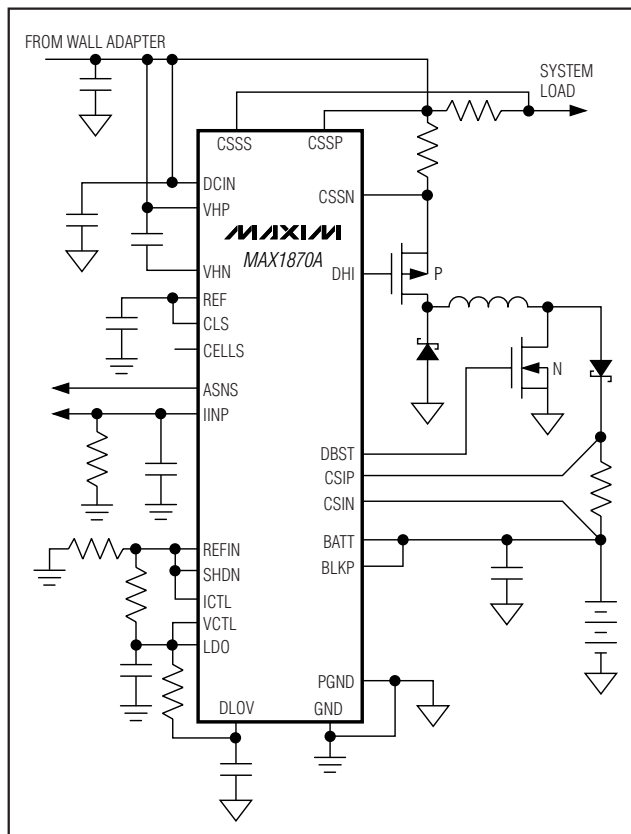
特性

- ◆ 升/降压控制专利方案*
- ◆ $\pm 0.5\%$ 充电电压精度
- ◆ $\pm 9\%$ 充电电流精度
- ◆ $\pm 8\%$ 输入电流门限精度
- ◆ 可编程电池充电电流最大值
- ◆ 模拟输入用来控制充电电流、充电电压以及输入电流限制
- ◆ 模拟输出用来指示适配器电流
- ◆ 输入电压范围 8V 至 28V
- ◆ 电池电压范围 0 至 17.6V
- ◆ 为 Li+ 或 NiCd/NiMH 电池充电
- ◆ 细小的 32 引脚薄型 QFN (5mm x 5mm) 封装

订购信息

PART	TEMP RANGE	PIN-PACKAGE
MAX1870AETJ	-40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C	32 Thin QFN

典型工作电路



升/降压 Li+ 电池充电器

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

DCIN, CSSP, CSSS, CSSN, VHP, VHN, DHI to GND	-0.3V to +30V	LDO Current.....	50mA
VHP, DHI to VHN	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (TA = +70°C) 32-Pin Thin QFN 5mm x 5mm (derate 21mW/°C above +70°C).....	1.7W
BATT, CSIP, CSIN, BLKP to GND	-0.3V to +20V	Operating Temperature Range MAX1870AETJ	-40°C to +85°C
CSIP to CSIN, CSSP to CSSN, CSSP to CSSS, PGND to GND	-0.3V to +0.3V	Storage Temperature Range	-60°C to +150°C
CCI, CCS, CCV, REF, IINP to GND	-0.3V to (VLDO + 0.3V)	Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
DBST to GND.....	-0.3V to (VDLOV + 0.3V)		
DLOV, VCTL, ICTL, REFIN, CELLS, CLS, LDO, ASNS, SHDN to GND	-0.3V to +6V		

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 2, VDCIN = VCSSP = VCSSN = VCSSS = VVHP = 18V, VBATT = VCSIP = VCSIN = VBLKP = 12V, VREFIN = 3.0V, VICTL = 0.75 x VREFIN, VCTL = LDO, CELLS = FLOAT, GND = PGND = 0, VDLOV = 5.4V, TA = 0°C to +85°C, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CHARGE-VOLTAGE REGULATION					
VCTL Range		0		3.6	V
Battery Regulation Voltage Accuracy	VVCTL = VLDO (2 cells)	-0.5		+0.5	%
	VVCTL = VLDO (3 cells)	-0.5		+0.5	
	VVCTL = VLDO (4 cells)	-0.5		+0.5	
	VVCTL = VREFIN (2 cells)	-0.8		+0.8	
	VVCTL = VREFIN (3 cells)	-0.8		+0.8	
	VVCTL = VREFIN (4 cells)	-0.8		+0.8	
	VVCTL = VREFIN / 20 (2 cells)	-1.2		+1.2	
	VVCTL = VREFIN / 20 (3 cells)	-1.2		+1.2	
	VVCTL = VREFIN / 20 (4 cells)	-1.2		+1.2	
VCTL Default Threshold	VCTL rising	4.0	4.1	4.2	V
VCTL Input Bias Current	0 < VVCTL < VREFIN	-1		+1	μA
	DCIN = 0, VREFIN = VVCTL = 3.6V	-1		+1	
	VCTL = DCIN = 0, VREFIN = 3.6V	-1		+1	
CHARGE-CURRENT REGULATION					
ICTL Range		0		3.6	V
Quick-Charge-Current Accuracy	VICTL = VREFIN	67	73	79	mV
	VICTL = VREFIN x 0.8	54	59	64	
	VICTL = VREFIN x 0.583	39	43	47	
Trickle-Charge-Current Accuracy	VICTL = VREFIN x 0.0625	3.0	4.5	6.0	mV
BATT/CSIP/CSIN Input Voltage Range		0		19	V
CSIP Input Current	DCIN = 0		0.1	2	μA
	ICTL = 0		0.1	2	
	ICTL = REFIN		350	600	

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 2, $V_{DCIN} = V_{CSPP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{VHP} = 18V$, $V_{BATT} = V_{CSIP} = V_{CSIN} = V_{BLKP} = 12V$, $V_{REFIN} = 3.0V$, $V_{ICTL} = 0.75 \times V_{REFIN}$, $V_{CTL} = LDO$, $CELLS = FLOAT$, $GND = PGND = 0$, $V_{DLOV} = 5.4V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
CSIN Input Current	DCIN = 0		0.1	2	μA	
	ICTL = 0		0.1	2		
	ICTL = REFIN		0.1	2		
ICTL Power-Down-Mode Threshold Voltage		REFIN/100	REFIN/55	REFIN/32	V	
ICTL Input Bias Current	$0 < V_{ICTL} < V_{REFIN}$	-1		+1	μA	
	ICTL = DCIN = 0, $V_{REFIN} = 3.6V$	-1		+1		
INPUT-CURRENT REGULATION						
Charger-Input Current-Limit Accuracy ($V_{CSPP} - V_{CSSN}$)	CSSS = CSSP	CLS = REF	97	105	113	mV
		CLS = REF x 0.845	81	88	95	
System-Input Current-Limit Accuracy ($V_{CSPP} - V_{CSSS}$)	CSSN = CSSP	CLS = REF	97	105	113	mV
		CLS = REF x 0.845	81	88	95	
CSSP/CSSS/CSSN Input Voltage Range		8		28	V	
CSSP Input Current	$V_{CSPP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{DCIN} = 6V$	-1		+1	μA	
	$V_{CSPP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{DCIN} = 8V, 28V$		700	1200		
CSSS/CSSN Input Current	$V_{CSPP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{DCIN} = 6V$	-1		+1	μA	
	$V_{CSPP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{DCIN} = 8V, 28V$	-1		+1		
CLS Input Range		$V_{REF} / 2$		V_{REF}	V	
CLS Input Bias Current	CLS = REF	-1		+1	μA	
IINP Transconductance	$V_{CSPP} - V_{CSSS} = 102mV$, CSSN = CSSP	2.5	2.8	3.1	$\mu A/mV$	
IINP Output Current	$V_{CSPP} - V_{CSSN} = 200mV$, $V_{IINP} = 0V$	350			μA	
	$V_{CSPP} - V_{CSSS} = 200mV$, $V_{IINP} = 0V$	350				
IINP Output Voltage	$V_{CSPP} - V_{CSSN} = 200mV$, IINP float	3.5			V	
	$V_{CSPP} - V_{CSSS} = 200mV$, IINP float	3.5				
SUPPLY AND LINEAR REGULATOR						
DCIN Input Voltage Range		8		28	V	
DCIN Undervoltage Lockout	DCIN falling	4	6.2		V	
	DCIN rising		6.3	7.85		
DCIN Quiescent Current	$8.0V < V_{DCIN} < 28V$		3.5	6	mA	
BATT Input Voltage Range		0		19	V	
BATT Input Bias Current	DCIN = 0		0.1	1	μA	
	$V_{BATT} = 2V$ to $19V$		300	500		
LDO Output Voltage	No load	5.3	5.4	5.5	V	
LDO Load Regulation	$0 < I_{LDO} < 10mA$		70	150	mV	
LDO Undervoltage Lockout	$V_{DCIN} = 8V$, LDO rising	4.00	5.0	5.25	V	

升/降压 Li+ 电池充电器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 2, $V_{DCIN} = V_{CSSP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{VHP} = 18V$, $V_{BATT} = V_{CSIP} = V_{CSIN} = V_{BLKP} = 12V$, $V_{REFIN} = 3.0V$, $V_{ICTL} = 0.75 \times V_{REFIN}$, $V_{CTL} = LDO$, $CELLS = FLOAT$, $GND = PGND = 0$, $V_{DLOV} = 5.4V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
REFERENCE					
REF Output Voltage	$I_{REF} = 0\mu A$	4.076	4.096	4.116	V
REF Load Regulation	$0 < I_{REF} < 500\mu A$		5	10	mV
REF Undervoltage-Lockout Trip Point	V_{REF} falling		3.1	3.9	V
REFIN Input Range		2.5		3.6	V
REFIN UVLO Rising			1.9	2.2	V
REFIN UVLO Hysteresis			50		mV
REFIN Input Bias Current	$V_{DCIN} = 18V$		50	100	μA
	$DCIN = 0$, $V_{REFIN} = 3.6V$	-1		+1	
SWITCHING REGULATOR					
Cycle-by-Cycle Step-Up Maximum Current-Limit Sense Voltage	$V_{DCIN} = 12V$, $V_{BATT} = 16.8V$	135	150	165	mV
Cycle-by-Cycle Step-Down Maximum Current-Limit Sense Voltage	$V_{DCIN} = 19V$, $V_{BATT} = 16.8V$	135	150	165	mV
Step-Down On-Time	$V_{DCIN} = 18V$, $V_{BATT} = 16.8V$	2.2	2.4	2.6	μs
Minimum Step-Down Off-Time	$V_{DCIN} = 18V$, $V_{BATT} = 16.8V$	0.15	0.4	0.50	μs
Step-Up Off-Time	$V_{DCIN} = 12V$, $V_{BATT} = 16.8V$	1.6	1.8	2.0	μs
Minimum Step-Up On-Time	$V_{DCIN} = 12V$, $V_{BATT} = 16.8V$	0.15	0.3	0.40	μs
MOSFET DRIVERS					
VHP - VHN Output Voltage	$8V < V_{VHP} < 28V$, no load	4.5	5	5.5	V
VHN Load Regulation	$0 < I_{VHN} < 10mA$		70	150	mV
DHI On-Resistance High	$I_{SOURCE} = 10mA$		2	5	Ω
DHI On-Resistance Low	$I_{SINK} = 10mA$		1	3	Ω
VHP Input Bias Current	$DCIN = 0$		0.1	1	μA
	$V_{DCIN} = 18V$		1.3	2	mA
BLKP Input Bias Current	$ICTL = 0$		0.1	2	μA
	$V_{ICTL} = V_{REFIN} = 3.3V$		100	400	
DLOV Supply Current	DBST low		5	10	μA
DBST On-Resistance High	$I_{SOURCE} = 10mA$		2	5	Ω
DBST On-Resistance Low	$I_{SINK} = 10mA$		1	3	Ω
ERROR AMPLIFIERS					
GMV Amplifier Loop Transconductance	$V_{CTL} = REFIN$, $V_{BATT} = 16.8V$	0.05	0.1	0.20	$\mu A/mV$
GMI Amplifier Loop Transconductance	$ICTL = REFIN$, $V_{CSIP} - V_{CSIN} = 72mV$	1.8	2.4	3.0	$\mu A/mV$

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 2, $V_{DCIN} = V_{CSSP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{VHP} = 18V$, $V_{BATT} = V_{CSIP} = V_{CSIN} = V_{BLKP} = 12V$, $V_{REFIN} = 3.0V$, $V_{ICTL} = 0.75 \times V_{REFIN}$, $V_{CTL} = LDO$, $CELLS = FLOAT$, $GND = PGND = 0$, $V_{DLOV} = 5.4V$, $T_A = 0^\circ C$ to $+85^\circ C$, unless otherwise noted. Typical values are at $T_A = +25^\circ C$.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
GMS Amplifier Loop Transconductance	$V_{CLS} = REF, V_{CSSP} - V_{CSSN} = 102mV, V_{CSSP} = V_{CSSS}$	1.2	1.7	2.2	$\mu A/mV$
	$V_{CLS} = REF, V_{CSSP} - V_{CSSS} = 102mV, V_{CSSP} = V_{CSSN}$	1.2	1.7	2.2	
CCV Output Current	$V_{CTL} = REFIN, V_{BATT} = 15.8V$	50			μA
	$V_{CTL} = REFIN, V_{BATT} = 17.8V$			-50	
CCI Output Current	$ICTL = REFIN, V_{CSIP} - V_{CSIN} = 0mV$	150			μA
	$ICTL = REFIN, V_{CSIP} - V_{CSIN} = 150mV$			-150	
CCS Output Current	$CLS = REF, V_{CSSP} = V_{CSSN}, V_{CSSP} = V_{CSSS}$	100			μA
	$CLS = REF, V_{CSSP} - V_{CSSN} = 200mV, V_{CSSP} - V_{CSSS} = 200mV$			-100	
CCI/CCS/CCV Clamp Voltage	$1.1V < V_{CCV} < 3.5V, 1.1V < V_{CCS} < 3.5V, 1.1V < V_{CCI} < 3.5V$	100	300	500	mV
LOGIC LEVELS					
ASNS Output-Voltage Low	$V_{IINP} = GND, I_{SINK} = 1mA$			0.4	V
ASNS Output-Voltage High	$V_{IINP} = 4V, I_{SOURCE} = 1mA$	LDO - 0.5			V
ASNS Current Detect	V_{IINP} rising	1.1	1.15	1.2	V
	Hysteresis		50		mV
\overline{SHDN} Input Bias Current	$V_{SHDN} = 0$ to V_{REFIN}	-1		+1	μA
	$DCIN = 0, V_{REFIN} = 5V, V_{SHDN} = 0$ to V_{REFIN}	-1		+1	
\overline{SHDN} Threshold	\overline{SHDN} falling, $V_{REFIN} = 2.8V$ to $3.6V$	22	23.5	25	% of $REFIN$
\overline{SHDN} Hysteresis			1		% of $REFIN$
CELLS Input Low Voltage				0.75	V
CELLS Float Voltage		40	50	60	% of $REFIN$
CELLS Input High Voltage		$REFIN - 0.75V$			V
CELLS Input Bias Current	$CELLS = 0$ to $REFIN$	-2		+2	μA

升/降压 Li+ 电池充电器

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 2, $V_{DCIN} = V_{CSSP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{VHP} = 18V$, $V_{BATT} = V_{CSIP} = V_{CSIN} = V_{BLKP} = 12V$, $V_{REFIN} = 3.0V$, $V_{ICTL} = 0.75 \times V_{REFIN}$, $V_{CTL} = LDO$, $CELLS = FLOAT$, $GND = PGND = 0$, $V_{DLOV} = 5.4V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CHARGE-VOLTAGE REGULATION					
VCTL Range		0		3.6	V
Battery Regulation Voltage Accuracy	$V_{VCTL} = V_{LDO}$ (2 cells)	-0.8		+0.8	%
	$V_{VCTL} = V_{LDO}$ (3 cells)	-0.8		+0.8	
	$V_{VCTL} = V_{LDO}$ (4 cells)	-0.8		+0.8	
	$V_{VCTL} = V_{REFIN}$ (2 cells)	-1.2		+1.2	
	$V_{VCTL} = V_{REFIN}$ (3 cells)	-1.2		+1.2	
	$V_{VCTL} = V_{REFIN}$ (4 cells)	-1.2		+1.2	
	$V_{VCTL} = V_{REFIN} / 20$ (2 cells)	-1.4		+1.4	
	$V_{VCTL} = V_{REFIN} / 20$ (3 cells)	-1.4		+1.4	
	$V_{VCTL} = V_{REFIN} / 20$ (4 cells)	-1.4		+1.4	
VCTL Default Threshold	VCTL rising	4.0		4.2	V
CHARGE-CURRENT REGULATION					
ICTL Range		0		3.6	V
Quick-Charge-Current Accuracy	$V_{ICTL} = V_{REFIN}$	66		80	mV
	$V_{ICTL} = V_{REFIN} \times 0.8$	53		65	
	$V_{ICTL} = V_{REFIN} \times 0.583$	38		48	
BATT/CSIP/CSIN Input Voltage Range		0		19	V
CSIP Input Current	$ICTL = REFIN$			600	μA
ICTL Power-Down-Mode Threshold Voltage		$REFIN / 100$		$REFIN / 32$	V
INPUT-CURRENT REGULATION					
Charger-Input Current-Limit Accuracy ($V_{CSSP} - V_{CSSN}$)	$CSSS = CSSP$	$CLS = REF$	95	115	mV
		$CLS = REF \times 0.845$	79	97	
System-Input Current-Limit Accuracy ($V_{CSSP} - V_{CSSS}$)	$CSSN = CSSP$	$CLS = REF$	95	115	mV
		$CLS = REF \times 0.845$	79	97	
CSSP/CSSS/CSSN Input Voltage Range		8		28	V
CSSP Input Current	$V_{CSSP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{DCIN} = 8V, 28V$			1200	μA
CLS Input Range		$V_{REF} / 2$		V_{REF}	V
IINP Transconductance	$V_{CSSP} - V_{CSSS} = 102mV, CSSN = CSSP$	2.5		3.1	$\mu A/mV$
IINP Output Current	$V_{CSSP} - V_{CSSN} = 200mV, V_{IINP} = 0V$	350			μA
	$V_{CSSP} - V_{CSSS} = 200mV, V_{IINP} = 0V$	350			
IINP Output Voltage	$V_{CSSP} - V_{CSSN} = 200mV, IINP$ float	3.5			V
	$V_{CSSP} - V_{CSSS} = 200mV, IINP$ float	3.5			

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 2, $V_{DCIN} = V_{CSSP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{VHP} = 18V$, $V_{BATT} = V_{CSIP} = V_{CSIN} = V_{BLKP} = 12V$, $V_{REFIN} = 3.0V$, $V_{ICTL} = 0.75 \times V_{REFIN}$, $V_{CTL} = LDO$, $CELLS = FLOAT$, $GND = PGND = 0$, $V_{DLOV} = 5.4V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SUPPLY AND LINEAR REGULATOR					
DCIN Input Voltage Range		8		28	V
DCIN Undervoltage Lockout	DCIN falling	4			V
	DCIN rising			7.85	
DCIN Quiescent Current	$8.0V < V_{DCIN} < 28V$			6	mA
BATT Input Voltage Range		0		19	V
BATT Input Bias Current	$V_{BATT} = 2V$ to $19V$			500	μA
LDO Output Voltage	No load	5.3		5.5	V
LDO Undervoltage Lockout	$V_{DCIN} = 8V$, LDO rising	4.00		5.25	V
REFERENCE					
REF Output Voltage	$I_{REF} = 0\mu A$	4.060		4.132	V
REF Load Regulation	$0 < I_{REF} < 500\mu A$			10	mV
REF Undervoltage-Lockout Trip Point	V_{REF} falling			3.9	V
REFIN Input Range		2.5		3.6	V
REFIN UVLO Rising				2.2	V
REFIN Input Bias Current	$V_{DCIN} = 18V$			100	μA
SWITCHING REGULATOR					
Cycle-by-Cycle Step-Up Maximum Current-Limit Sense Voltage	$V_{DCIN} = 12V$, $V_{BATT} = 16.8V$	130		170	mV
Cycle-by-Cycle Step-Down Maximum Current-Limit Sense Voltage	$V_{DCIN} = 19V$, $V_{BATT} = 16.8V$	130		170	mV
Step-Down On-Time	$V_{DCIN} = 18V$, $V_{BATT} = 16.8V$	2.2		2.6	μs
Minimum Step-Down Off-Time	$V_{DCIN} = 18V$, $V_{BATT} = 16.8V$	0.15		0.50	μs
Step-Up Off-Time	$V_{DCIN} = 12V$, $V_{BATT} = 16.8V$	1.6		2.0	μs
Minimum Step-Up On-Time	$V_{DCIN} = 12V$, $V_{BATT} = 16.8V$	0.15		0.40	μs
MOSFET DRIVERS					
VHP - VHN Output Voltage	$8V < V_{VHP} < 28V$, no load	4.5		5.5	V
VHN Load Regulation	$0 < I_{VHN} < 10mA$			150	mV
DHI On-Resistance High	$I_{SOURCE} = 10mA$			5	Ω
DHI On-Resistance Low	$I_{SINK} = 10mA$			3	Ω
VHP Input Bias Current	$V_{DCIN} = 18V$			2	mA
BLKP Input Bias Current	$V_{ICTL} = V_{REFIN} = 3.3V$			400	μA
DLOV Supply Current	DBST low			10	μA
DBST On-Resistance High	$I_{SOURCE} = 10mA$			5	Ω
DBST On-Resistance Low	$I_{SINK} = 10mA$			3	Ω

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 2, $V_{DCIN} = V_{CSSP} = V_{CSSN} = V_{CSSS} = V_{VHP} = 18V$, $V_{BATT} = V_{CSIP} = V_{CSIN} = V_{BLKP} = 12V$, $V_{REFIN} = 3.0V$, $V_{ICTL} = 0.75 \times V_{REFIN}$, $V_{CTL} = LDO$, $CELLS = FLOAT$, $GND = PGND = 0$, $V_{DLOV} = 5.4V$, $T_A = -40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$.) (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ERROR AMPLIFIERS					
GMV Amplifier Loop Transconductance	$V_{CTL} = REF_{IN}$, $V_{BATT} = 16.8V$	0.05		0.20	$\mu A/mV$
GMI Amplifier Loop Transconductance	$I_{CTL} = REF_{IN}$, $V_{CSIP} - V_{CSIN} = 72mV$	1.8		3.0	$\mu A/mV$
GMS Amplifier Loop Transconductance	$V_{CLS} = REF$, $V_{CSSP} - V_{CSSN} = 102mV$, $V_{CSSP} = V_{CSSS}$	1.2		2.2	$\mu A/mV$
	$V_{CLS} = REF$, $V_{CSSP} - V_{CSSS} = 102mV$, $V_{CSSP} = V_{CSSN}$	1.2		2.2	
CCV Output Current	$V_{CTL} = REF_{IN}$, $V_{BATT} = 15.8V$	50			μA
	$V_{CTL} = REF_{IN}$, $V_{BATT} = 17.8V$			-50	
CCI Output Current	$I_{CTL} = REF_{IN}$, $V_{CSIP} - V_{CSIN} = 0mV$	150			μA
	$I_{CTL} = REF_{IN}$, $V_{CSIP} - V_{CSIN} = 150mV$			-150	
CCS Output Current	$CLS = REF$, $V_{CSSP} = V_{CSSN}$, $V_{CSSP} = V_{CSSS}$	100			μA
	$CLS = REF$, $V_{CSSP} - V_{CSSN} = 200mV$, $V_{CSSP} - V_{CSSS} = 200mV$			-100	
CCI/CCS/CCV Clamp Voltage	$1.1V < V_{CCV} < 3.5V$, $1.1V < V_{CCS} < 3.5V$, $1.1V < V_{CCI} < 3.5V$	100		500	mV
LOGIC LEVELS					
ASNS Output-Voltage Low	$V_{IINP} = GND$, $I_{SINK} = 1mA$			0.4	V
ASNS Output-Voltage High	$V_{IINP} = 4V$, $I_{SOURCE} = 1mA$	LDO - 0.5			V
ASNS Current Detect	V_{IINP} rising	1.1	1.15	1.2	V
\overline{SHDN} Threshold	\overline{SHDN} falling, $V_{REFIN} = 2.8V$ to $3.6V$	22		25	% of REF_{IN}
CELLS Input Low Voltage				0.75	V
CELLS Float Voltage		40		60	% of REF_{IN}
CELLS Input High Voltage		$REF_{IN} - 0.75V$			V

Note 1: Specifications to $-40^{\circ}C$ are guaranteed by design, not production tested.

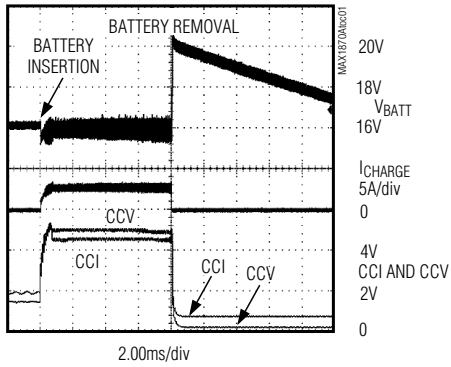
升/降压 Li+ 电池充电器

典型工作特性

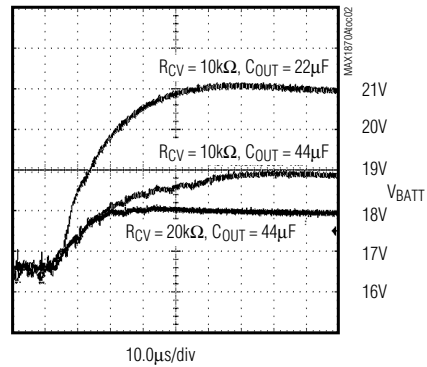
(Circuit of Figure 1, $V_{DCIN} = 16V$, $CELLS = REFIN$, $V_{CLS} = V_{REF}$, $V_{ICTL} = V_{REFIN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

MAX1870A

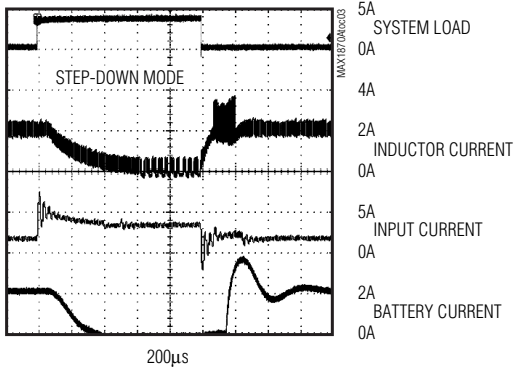
BATTERY INSERTION AND REMOVAL



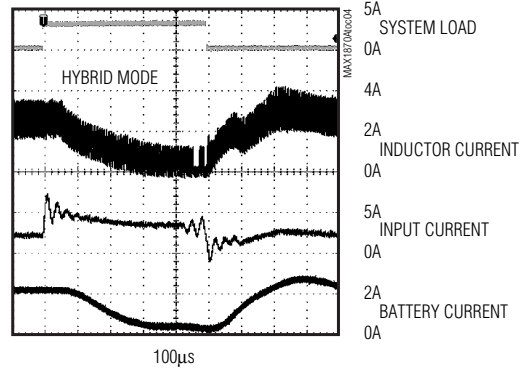
BATTERY-REMOVAL RESPONSE



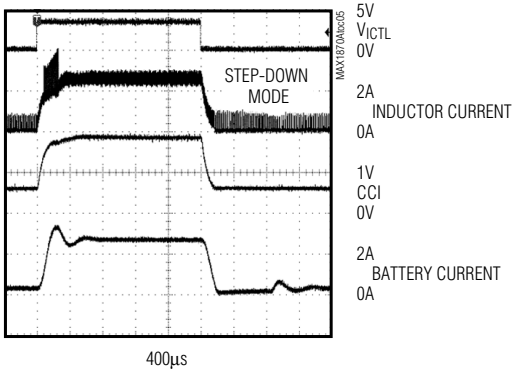
SYSTEM LOAD-TRANSIENT RESPONSE



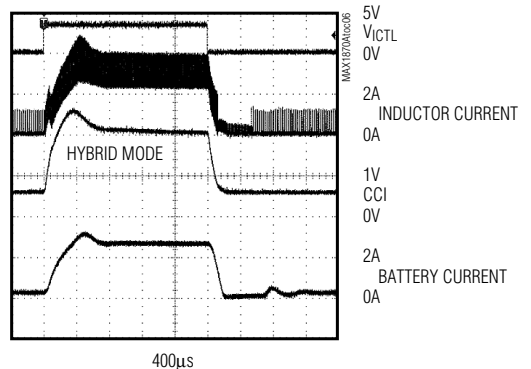
SYSTEM LOAD-TRANSIENT RESPONSE



CHARGE-CURRENT STEP RESPONSE



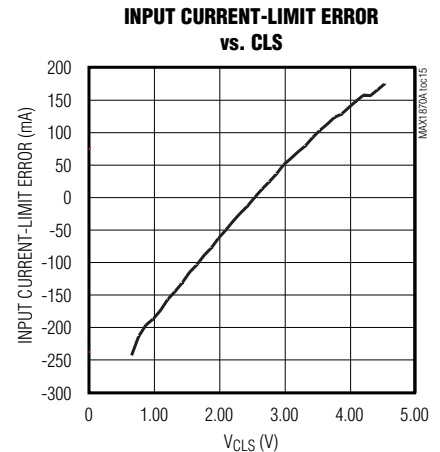
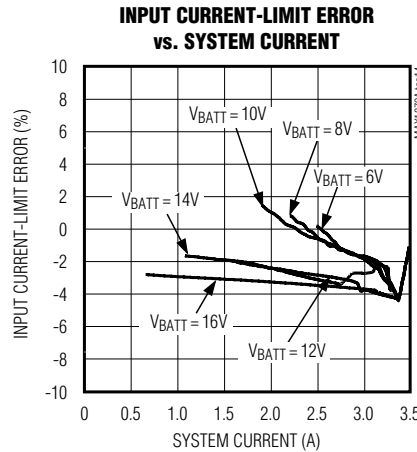
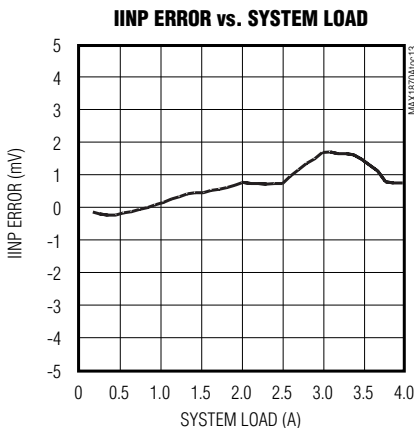
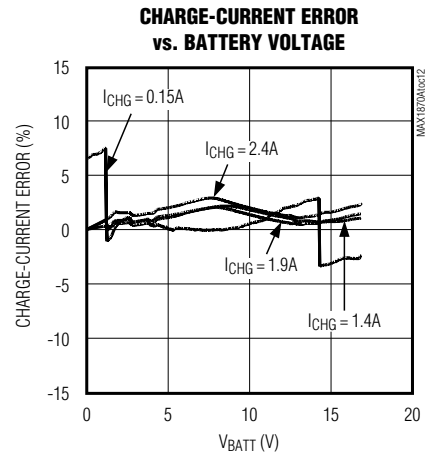
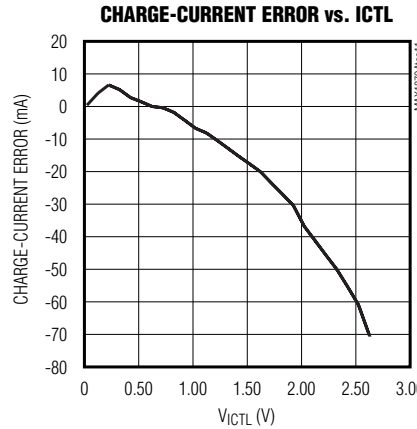
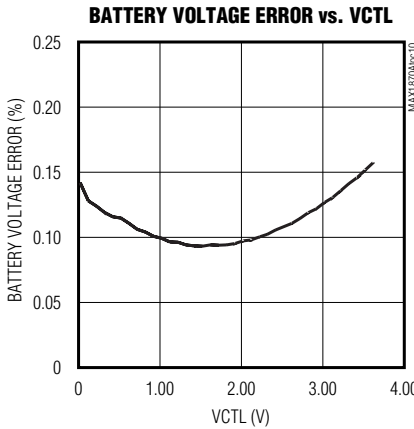
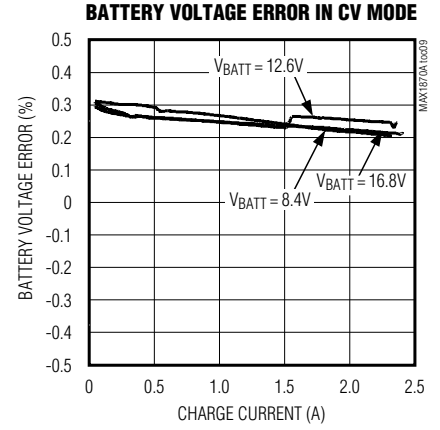
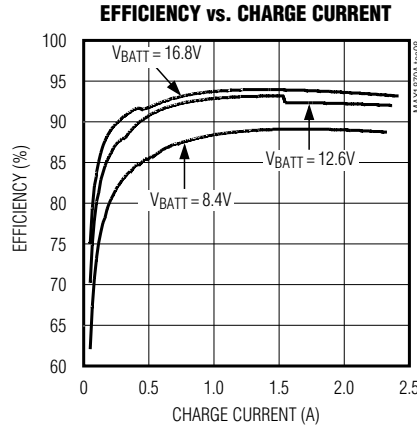
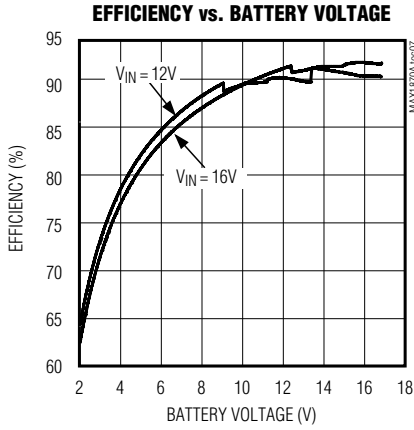
CHARGE-CURRENT STEP RESPONSE



升/降压 Li+ 电池充电器

典型工作特性 (续)

(Circuit of Figure 1, $V_{DCIN} = 16V$, $CELLS = REFIN$, $V_{CLS} = V_{REF}$, $V_{ICTL} = V_{REFIN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

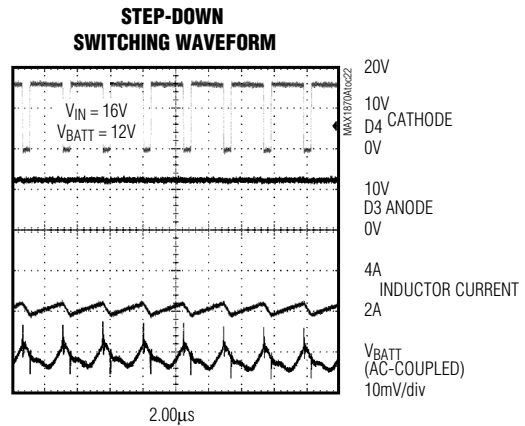
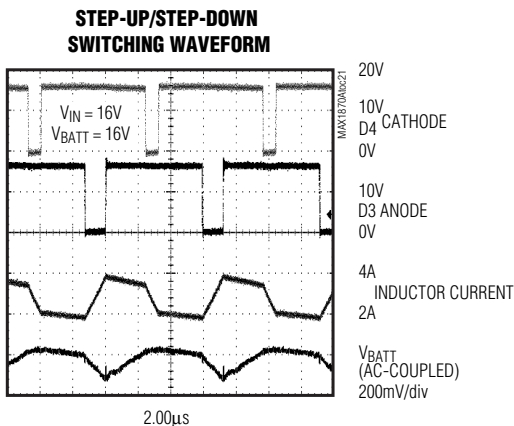
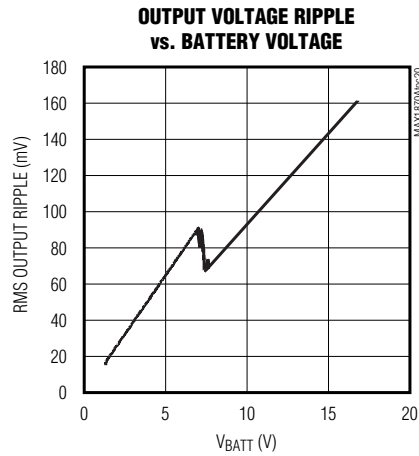
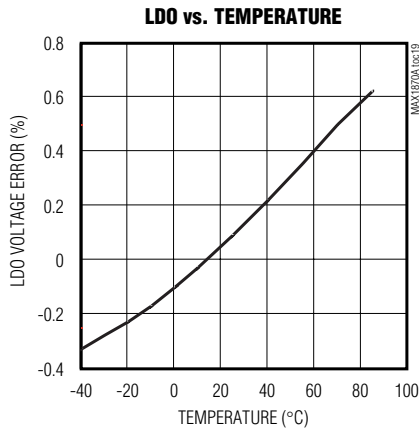
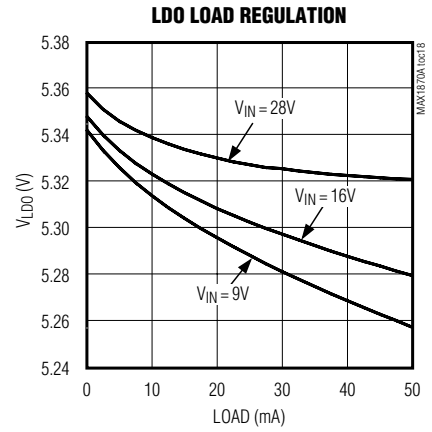
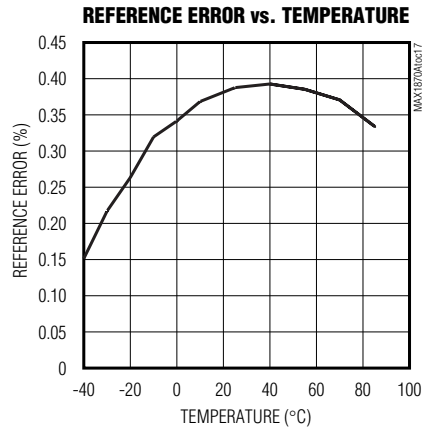
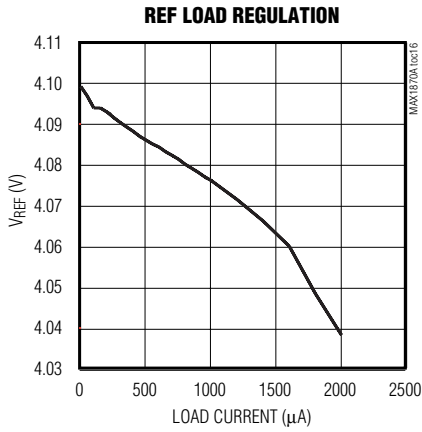


升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

典型工作特性 (续)

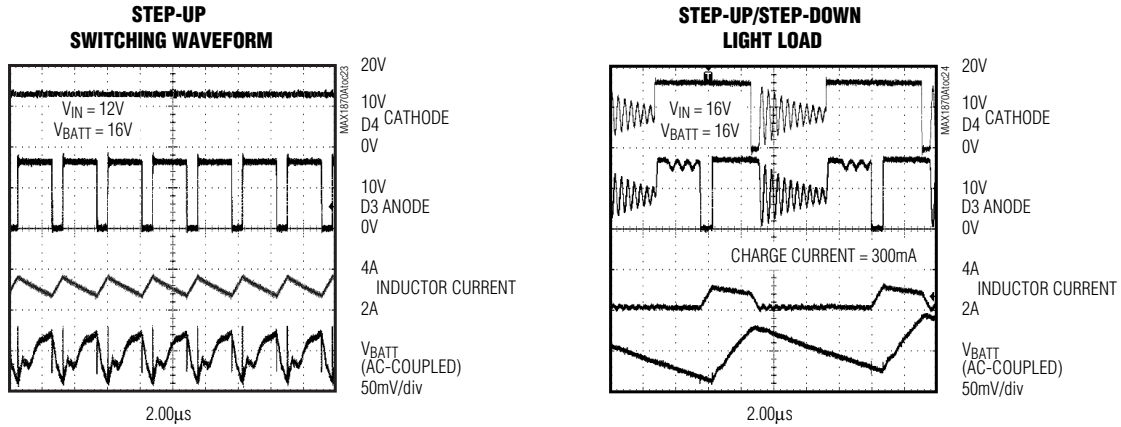
(Circuit of Figure 1, $V_{DCIN} = 16V$, $CELLS = REF$, $V_{CLS} = V_{REF}$, $V_{ICTL} = V_{REFIN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



升/降压 Li+ 电池充电器

典型工作特性 (续)

(Circuit of Figure 1, $V_{DCIN} = 16V$, $CELLS = REFIN$, $V_{CLS} = V_{REF}$, $V_{ICTL} = V_{REFIN} = 3.3V$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



引脚说明

引脚	名称	功能
1	LDO	芯片电源。是 5.4V 线性稳压器的输出，该稳压器由 DCIN 供电。在 LDO 和 GND 间接一只 1 μ F 或容值更大的陶瓷旁路电容。
2	REF	4.096V 电压基准。在 REF 和 GND 之间接一只 1 μ F 或容值更大的陶瓷旁路电容。
3	CLS	源电流门限控制输入。输入电压用于设置输入源的电流门限。请参见设置输入电流门限一节。
4, 8	GND	模拟地。
5	CCV	电压调节环补偿点。串联一只 10k Ω 的电阻和一只 0.01 μ F 的电容到 GND。
6	CCI	充电电流调节环补偿点。接一只 0.01 μ F 电容到 GND。
7	CCS	输入电流调节环补偿点。接一只 0.01 μ F 电容到 GND。
9	REFIN	基准输入。为提高精度，ICTL 和 VCTL 分别与 REFIN 成比例关系。
10	ASNS	适配器检测输出。当输入电流大于 1.5A 时，其逻辑输出为高（采用 30m Ω 检流电阻，在 IINP 和 GND 间连接 10k Ω 电阻）。
11	VCTL	充电电压控制输入。驱动 VCTL 电压从 0 到 V_{REFIN} 可在 4V 到 4.4V 范围内调节每节电池的充电电压。请参见设置充电电压一节。

升/降压 Li+ 电池充电器

引脚说明 (续)

MAX1870A

引脚	名称	功能
12	ICTL	充电电流控制输入。驱动 ICTL 电压从 $V_{REFIN}/32$ 到 V_{REFIN} 以调节充电电流。请参见设置充电电流一节。将 ICTL 电压拉低到 GND，可禁止充电。
13	CELLS	电池数量选择输入。连接 CELLS 与 GND 时，可选用两节 Li+ 电池。浮空 CELLS 时，可选用三节 Li+ 电池，或者，将 CELLS 与 REFIN 连接，则选用四节 Li+ 电池。
14	IINP	输入电流监控输出。IINP 输出电流正比于 MAX1870 检测到的输入电流。代表充电器和系统消耗的总电流。IINP 的跨导值为 $2.8\mu A/mV$ 。
15	\overline{SHDN}	关断比较器输入。拉低 \overline{SHDN} ，可停止充电。可以选择连接一只热敏电阻，以便在电池温度过高时，停止充电。
16	BATT	电池电压反馈输入。
17	CSIN	充电电流检测负极输入。
18	CSIP	充电电流检测正极输入。在 CSIP 和 CSIN 之间连接一只电流检测电阻。在 CSIP 和 GND 间连接一只 $2.2\mu F$ 电容。
19	BLKP	电流检测放大器的电源连接点。BLKP 与 BATT 连接。
20, 21	I.C.	已内接。不要连接这两个引脚。
22	DBST	升压功率 MOSFET (NMOS) 栅极驱动器输出。
23	PGND	功率地。
24	I.C.	已内接。不要连接该引脚。
25	DLOV	低端驱动器电源。DLOV 与 GND 间接一只 $1\mu F$ 旁路电容。
26	VHN	高端 MOSFET 驱动器的电源连接点。VHP 和 VHN 间接一只 $1\mu F$ 或容值更大的陶瓷旁路电容。
27	DHI	高端功率 MOSFET (PMOS) 驱动器输出。与高端降压 MOSFET 的栅极相连。
28	VHP	高端 MOSFET 驱动器的电源连接点。VHP 和 VHN 间接一只 $1\mu F$ 或容值更大的陶瓷旁路电容。
29	CSSN	充电电流检测电阻的负极端口。CSSN 与 GND 间连接一只 $2.2\mu F$ 的电容。
30	CSSS	系统负载电流检测电阻负极端口。
31	CSSP	输入电流检测电阻的正极端口。CSSP 与 CSSN 间连接一只电流检测电阻。CSSP 与 CSSS 间连接一只等值的检测电阻。
32	DCIN	DC 电源电压输入。DCIN 与功率地间接一只 $1\mu F$ 或容值更大的陶瓷旁路电容。
Paddle		垫盘。与 GND 连接。

升/降压 Li+ 电池充电器

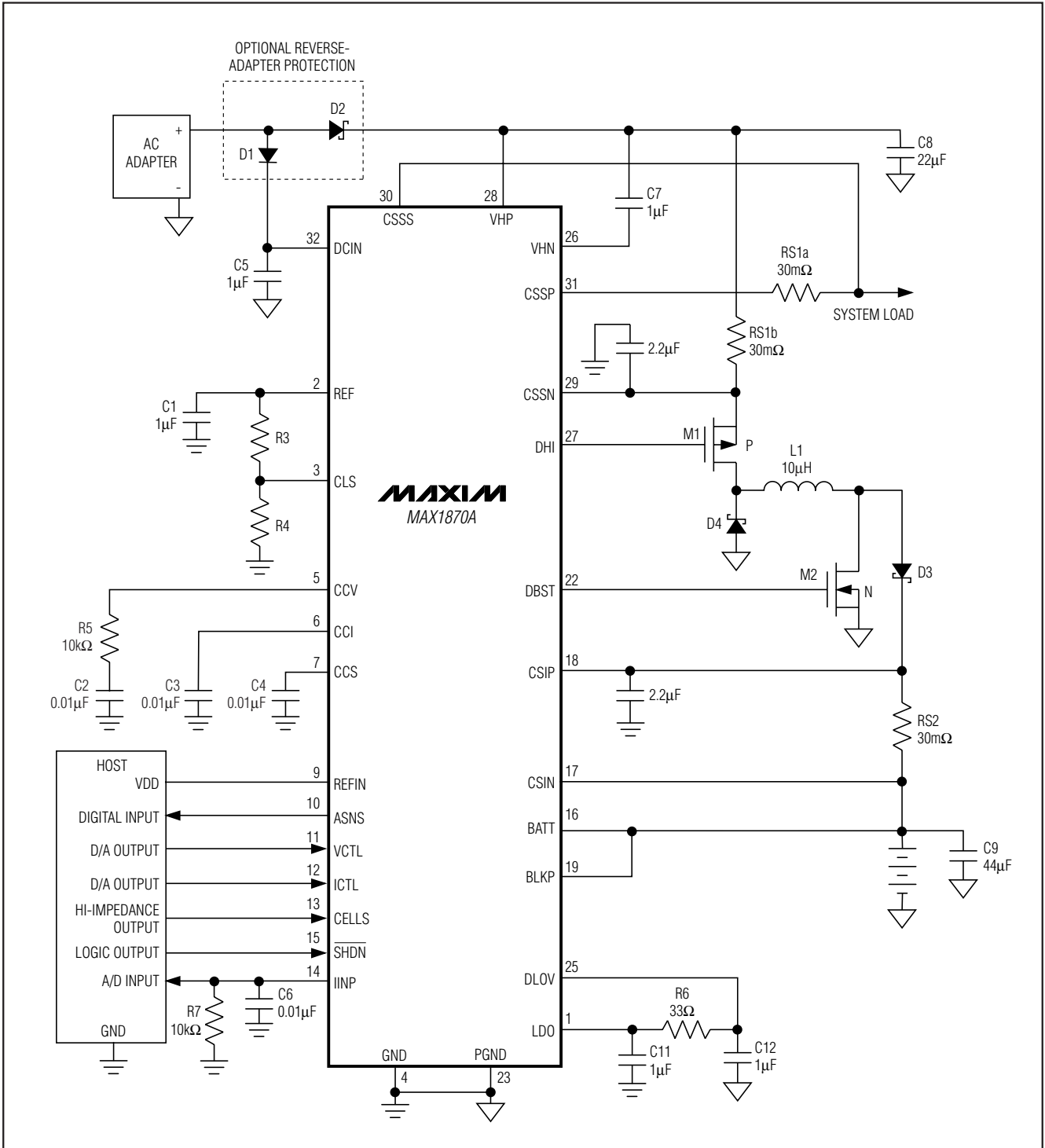


图 1. µC 控制的典型应用电路

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

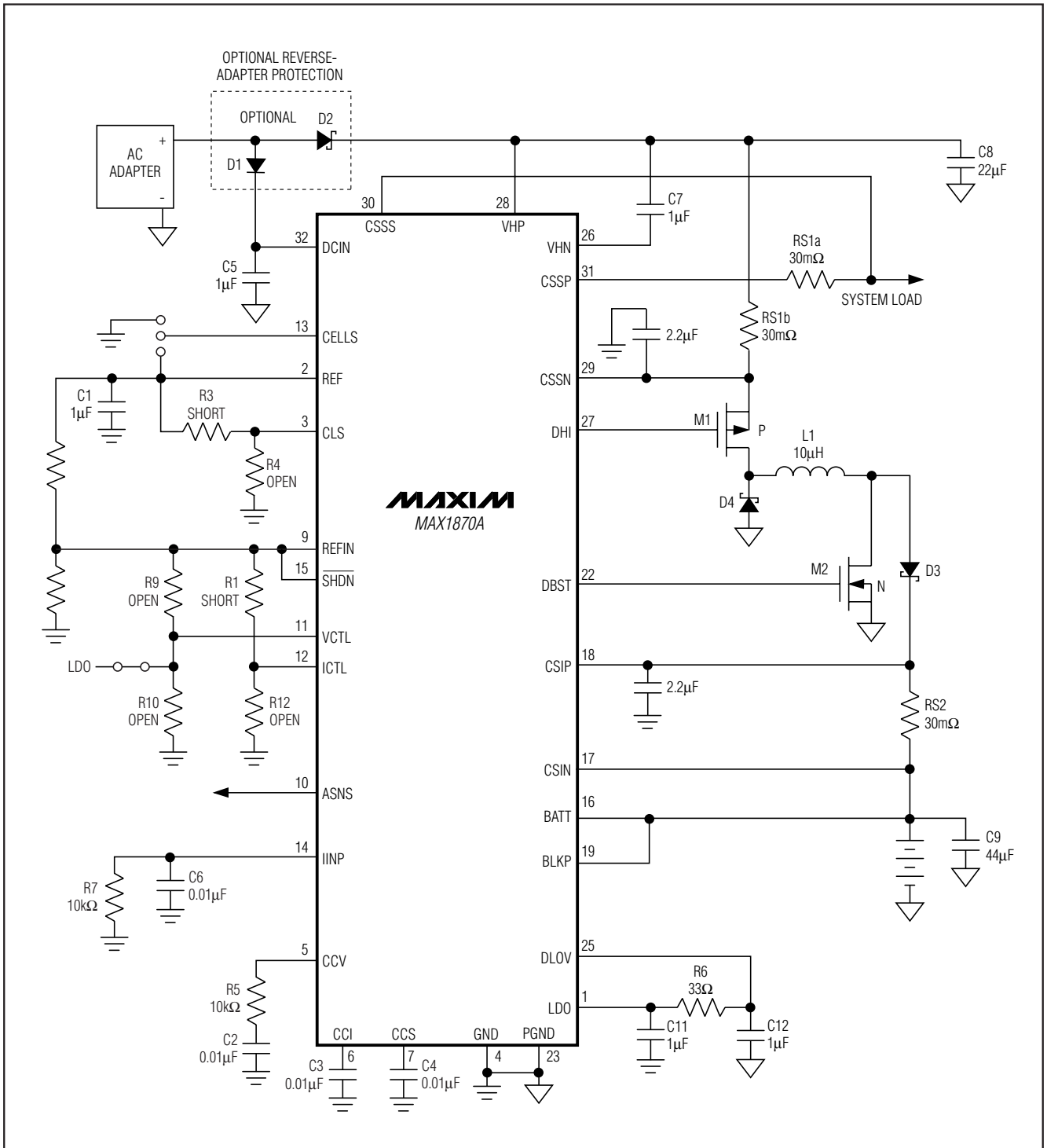


图 2. 独立使用的典型应用电路

升/降压 Li+ 电池充电器

详细说明

MAX1870A 具备为 Li+、NiMH 和 NiCd 电池充电所需的所有功能。采用一种高效 H 桥拓扑结构的 DC-DC 转换器控制充电电压和电流。与传统 H 桥控制器相比，这种专有的控制方案具有更高的效率，能够使用更小的电感，并可以工作在高于和低于电池电压的输入电压下。MAX1870A 集成了模拟控制输入，以限制 AC 适配器电流、充电电流和电池电压。一路模拟输出 (IINP) 可提供一个正比于输入电源电流的输出电流。图 1 所示的典型应用中，采用了一个微控制器 (μC) 来控制充电电流或电压，而图 2 所示的典型应用中，充电电压和电流固定为特定值。ICTL 引脚的电压和 RS2 的值设定了充电电流。VCTL 引脚的电压和 CELLS 输入设定了充电器的电池调节电压。CLS 脚的电压和 R3、R4 阻值设定了输入源的电流限。

MAX1870A 集成了一个电压调节环 (CCV) 和两个电流调节环 (CCI 和 CCS)。CCV 是电池电压调节环的补偿点。CCI 和 CCS 分别是电池充电电流环和供电电流环的补偿点。MAX1870A 根据系统负载需求，降低电池充电电流，从而调节适配器电流。

设置充电电压

MAX1870A 能够精确地调节充电电压。利用 VCTL 的电压来调节单体电池的电压限。在 0 到 V_{REFIN} 范围内设置 VCTL 电压，可以在 10% 的范围内调节单节电池的充电电压，或者将 VCTL 和 LDO 互连，以实现每节电池 4.2V 的默认设置。有限范围的调节量降低了充电电压对外接电阻容差的灵敏度。当利用 $\pm 1\%$ 的电阻来对基准电压进行分压，形成 VCTL 的电平时，充电电压的总精度会优于 $\pm 1\%$ 。每节电池的端电压与电池的化学成分和结构有关。请咨询电池制造商来确定该电压。根据以下公式来计算电池电压：

$$V_{\text{BATT}} = N_{\text{CELLS}} \times \left(4\text{V} + 0.4\text{V} \times \frac{V_{\text{VCTL}}}{V_{\text{REFIN}}} \right)$$

表 1. 电池数量设定表

CELLS	CELL COUNT
GND	2
Float	3
REFIN	4

其中， N_{CELLS} 表示由 CELLS 选定的电池数量。VCTL 与 REFIN 成比例关系，从而在使用电阻分压器时可提高精度。按照表 1 所示连接 CELLS，对两节、三节或四节电池进行充电。电池数量即可由硬件设定，也可由软件控制。内部误差信号放大器 (GMV) 对电压进行调节 (有关功能框图请参考图 3)。在 CCV 和 GND 间串联一只 10k Ω 电阻和一只 0.01 μF 电容，以补偿电池电压环。有关详细信息，请参见电压环补偿一节。

设置充电电流

利用 ICTL 以及在 CSIP 和 CSIN 之间连接的电流检测电阻 RS2 来设置最大充电电流。可根据 $V_{\text{ICTL}}/V_{\text{REFIN}}$ 的比例关系设置电流阈值。根据以下公式设定电池充电电流：

$$I_{\text{CHG}} = \frac{V_{\text{CSIT}}}{R_{\text{S2}}} \times \frac{V_{\text{ICTL}}}{V_{\text{REFIN}}}$$

其中， V_{CSIT} 表示满刻度充电电流阈值，为 73mV (典型值)。ICTL 的输入范围是 $V_{\text{REFIN}}/32$ 到 V_{REFIN} 。若要关闭 MAX1870A，则将 ICTL 强制下拉到 $V_{\text{REFIN}}/100$ 以下。

内部误差信号放大器 (GMI) 对电流进行调节 (有关功能框图请参考图 3)。在 CCI 与 GND 之间连接一只 0.01 μF 电容，以补偿充电电流环。有关详细信息，请参考充电电流环补偿一节。

设置输入电流限

由墙上适配器或其他 DC 电源输出的总电流是系统供电电流和电池充电电流之和。当输入电流超过了预设的限定点时，MAX1870A 通过降低充电电流来限制流出墙上适配器的电流。随着系统供电电流的增大，可用于充电的电流正比于系统电流而线性地下降。充电电流降到零后，若系统电流继续增大，MAX1870A 则无法进一步限制墙上适配器的电流。

升/降压 Li+电池充电器

MAX1870A

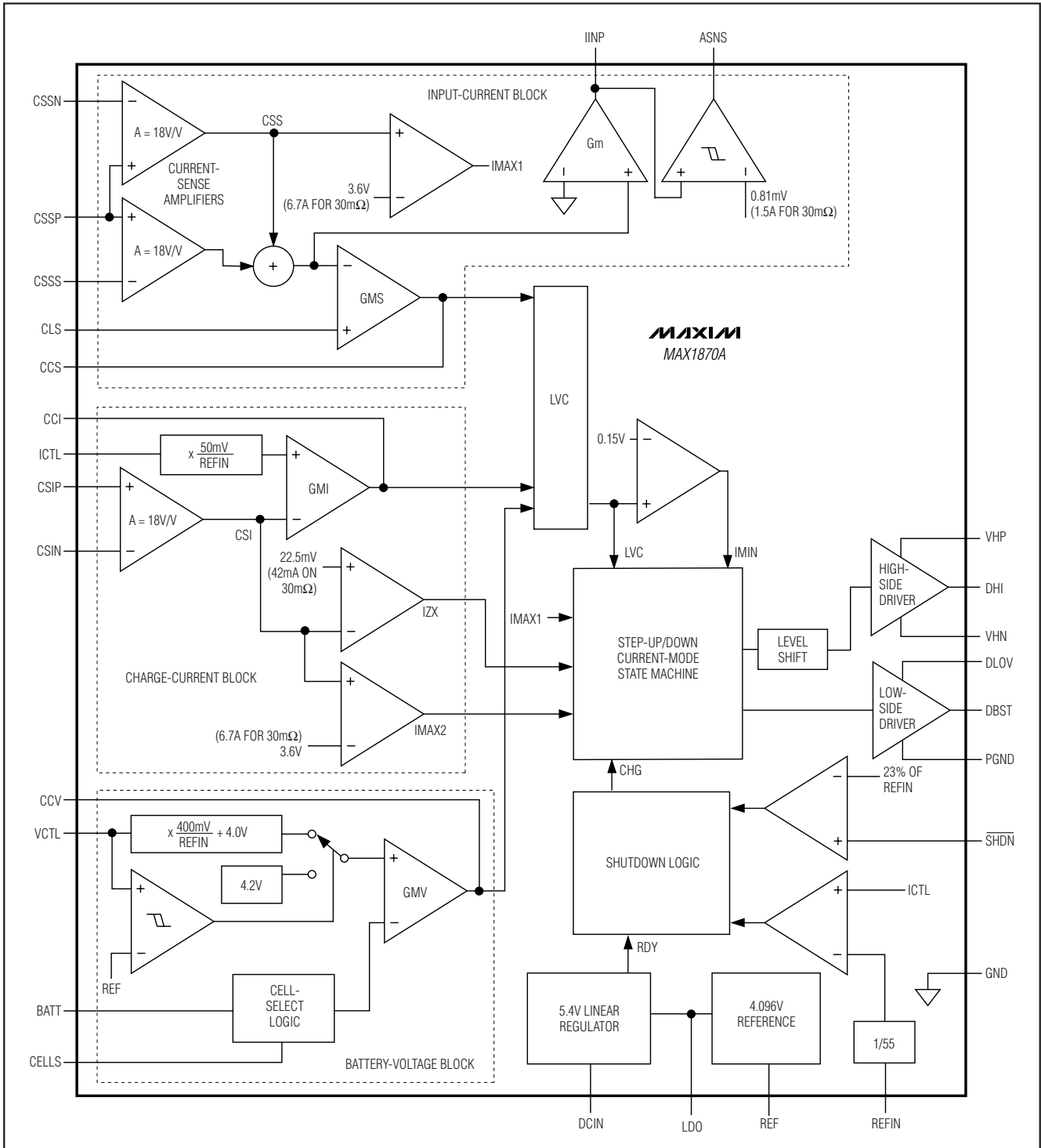


图 3. 功能框图。

升/降压 Li+ 电池充电器

输入源电流是 MAX1870A 的静态电流、充电器输入电流和系统负载电流的总和。和充电电流与负载电流相比，MAX1870A 的 6mA 最大静态电流是极小的。可根据以下公式来确定墙上适配器的实际电流：

$$I_{ADAPTER} = I_{SYS_LOAD} + \frac{I_{CHARGE} \times V_{BATT}}{V_{IN} \times \eta}$$

其中， η 表示 DC-DC 转换器的效率（典型值为 85% 至 95%）， I_{SYS_LOAD} 表示系统负载电流， $I_{ADAPTER}$ 表示适配器电流， I_{CHARGE} 表示充电电流。

通过控制输入电流，对于交流适配器的电流要求得以降低，使系统尺寸和成本降到最少。为控制输入电流，在需要的时候降低充电电流，优先保证系统负载。

内部的一只放大器将 $(V_{CSPP}-V_{CSSN})$ 及 $(V_{CSPP}-V_{CSSS})$ 之和与 CLS 输入设定的标定电压作比较。VCLS 可直接被激励或利用 REF 和 GND 间的分压电阻来设定。将 CLS 连至 REF 则选择最大输入电流限为 105mV。利用检测电阻 RS1a 和 RS1b 来设置墙上适配器的最大允许电流。RS1a、RS1b 和 RS2 的阻值相同。根据以下公式可计算出墙上适配器的最大电流：

$$I_{ADAPTER_MAX} = \frac{V_{CLS}}{V_{REF}} \times \frac{V_{CSST}}{RS1_}$$

其中， V_{CSST} 表示满刻度源电流检测电压阈值，为 105mV（典型值）。内部误差信号放大器 (GMS) 对输入电流进行调节（有关功能框图参见图 3）。一般情况下，在 CCS 和 GND 间接一只 0.01 μ F 电容，以补偿源电流环 (GMS)。有关详细信息，请参考 [充电电流和墙上适配器电流环补偿](#)。

输入电流测量

MAX1870A 具有一个输入电流监视输出：IINP。IINP 是系统电流与等效到输入的充电电流二者之和按比例缩小后的“复制品”。IINP 的输出电压范围是 0 到 3.5V。IINP 上的电压与输出电流的比例关系如以下公式所示：

$$V_{IINP} = I_{ADAPTER} \times RS1_ \times G_{IINP} \times R7$$

其中， $I_{ADAPTER}$ 表示 AC 墙上适配器提供的 DC 电流， G_{IINP} 表示 IINP 的跨导（典型值为 2.8 μ A/mV），R7 表示在 IINP 和地间相连的电阻。

在典型应用电路中，占空比和 AC 负载电流会影响 V_{IINP} 的精度（请参见 [典型工作特性](#)）。

LDO 稳压器

LDO 从 DCIN 输入调节产生 5.4V 电源。低端 MOSFET 驱动器通过 DLOV 供电，后者必须如图 1 所示连接到 LDO。LDO 也为 4.096V 基准 (REF) 和内部大多数控制电路供电。LDO 和 GND 间接一只 1 μ F 或容值更大的陶瓷旁路电容。DLOV 和 PGND 间接一只 1 μ F 或容值更大的陶瓷旁路电容。

AC 适配器检测

MAX1870A 集成了一个逻辑输出 ASNS，可显示 AC 适配器是否连接。当系统负载消耗的电流大于 1.5A 时 (30m Ω 检测电阻，R7 为 10k Ω)，ASNS 逻辑输出上拉为高。

关断

移除 AC 适配器后，MAX1870A 进入低功耗关断模式，通过引脚 CSIP、CSIN、BLKP 和 BATT 从电池吸取的电流小于 1 μ A。当 DCIN 电压降到 7.5V 欠压锁定 (UVLO) 阈值以下时，充电器进入这种低功耗状态。

另外一种情况，将 \overline{SHDN} 下拉到 V_{REFIN} 的 23.5% 以下或将 ICTL 电压下拉到 $V_{REFIN}/100$ 以下可禁止充电。此时开关电路停止工作，CCI、CCS 和 CCV 被下拉到地。该状态下，LDO、输入电流监控器和控制逻辑都保持有效。

升/降压 DC-DC 控制器

MAX1870A 是一款升/降压 DC-DC 控制器。MAX1870A 控制一个低端 n 沟道 MOSFET 和一个高端 p 沟道 MOSFET，使其输出一个稳定电压，无论输入电压高于、接近或低于输出电压。MAX1870A 采用一种专有的控制方案，和其他升/降压控制方案相比，其转换效率更高，器件尺寸更小，输出纹波更小。这些得以实现的原因是 MAX1870A 工作在更低的电感电流下，如图 4 所示。

MAX1870A 专有的控制算法具备以下优点：

- 最小化的电感电流要求。
- 很低的电感饱和和电流要求允许使用物理尺寸更小的电感。
- 低电感电流同时还降低了 MOSFET、电感和检测电阻中的 I^2R 损耗，从而提高了效率。

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

• $V_{IN} > 1.4 \times V_{OUT}$ 时的连续输出电流降低了输出纹波。
MAX1870A 采用如图 5 所示的状态机制。根据 V_{IN} 和 V_{BATT} ，控制器在 A、B 和 C 状态间切换。状态 D 在轻负载期间采用 PFM 模式工作。在中等负载和重负载期间，MAX1870A 以 PWM 方式工作。

降压工作 ($V_{IN} > 1.4 \times V_{BATT}$)

在 $V_{IN} > 1.4 \times V_{BATT}$ ，且中等及重载下，MAX1870A 在状态 A 和状态 B 间交替切换，并一直关闭 MOSFET M2 (如图 5)。图 6 给出了降压操作中的电感电流。该模式下，MAX1870A 调节降压关闭时间。最初，DHI 关闭 M1 (状态 A)，电感电流以 V_{BATT}/L 的 di/dt 斜率下降，直至达到目标电流 (由误差积分器决定) 为止。达到目标电流后，DHI 开启 M1 (状态 B)，电感电流以 $(V_{IN}-V_{BATT})/L$ 的 di/dt 斜率上升。M1 一直开启，直到降压开启时间定时器超时

为止。根据输入和输出电压来计算该开启时间，以获得 400kHz 的准固定工作频率。在状态 B 结束时，启动另一个降压关闭时间 (状态 A) 并重复以上循环。关闭时间是通过误差信号调节谷电流而确定的。误差信号由充电电流或电源电流中到达极限者，或者由电池电压 (如果两者均未到达极限) 来确定。

轻负载期间，电感电流在状态 A 中下降到零时，控制器切换到状态 D，以降低功耗，防止电流在输入和输出间循环。

升压操作 ($V_{IN} < 0.9 \times V_{BATT}$)

$V_{IN} < 0.9 \times V_{BATT}$ 时，MAX1870A 在状态 B 和状态 C 间交替切换，并一直开启 MOSFET M1。该模式下，控制器就像一个简单的升压控制器。图 7 给出了升压操作中的电感电流。该模式下，MAX1870A 调节升压开启时间。最初，DBST 开启 M2 (状态 C)，电感电流以 V_{IN}/L 的 di/dt

表 2. MAX1870A H 桥控制器优点

MAX1870A H-BRIDGE CONTROLLER	TRADITIONAL H-BRIDGE CONTROLLER
<ul style="list-style-type: none"> Only 1 MOSFET switched per cycle Continuous output current in step-down mode 	<ul style="list-style-type: none"> 2 MOSFETs switched per cycle Always discontinuous output current (requires higher inductor currents)

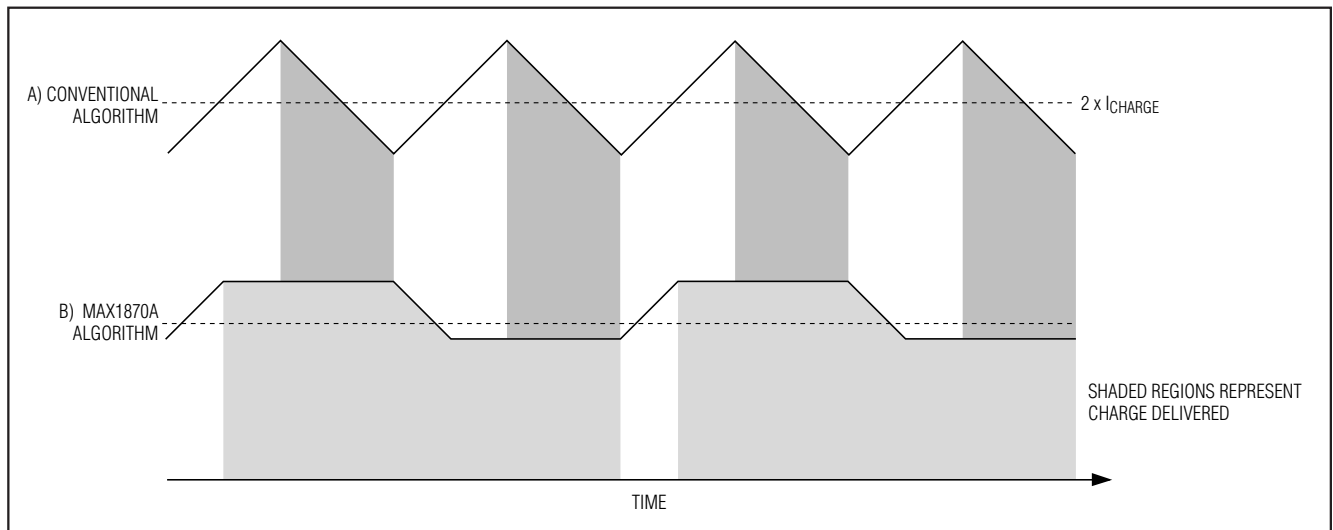


图 4. $V_{IN} = V_{BATT}$ 时的电感电流

升/降压 Li+ 电池充电器

斜率上升。电感电流值越过目标电流值 (由误差积分器设定)后, DBST关闭 M2 (状态 B), 电感电流以 $(V_{BATT} - V_{IN})/L$ 的 di/dt 斜率下降。M2 一直关闭, 直到升压关闭时间定时器超时为止。根据输入和输出电压来计算关闭时间, 以获得 400kHz 的准固定工作频率。升压开启时间由误差信号来调节, 误差信号由充电电流或电源电流中到达极限者, 或者由电池电压 (如果两者均未到达极限) 来确定。

升/降压操作

$$(0.9 \times V_{BATT} < V_{IN} < 1.4 \times V_{BATT})$$

MAX1870A 具有一种升/降压模式, 可消除电压跌落。图 8 给出了升/降压操作中的电感电流。当 V_{IN} 在 V_{BATT} 的 10% 以内时, MAX1870A 在状态 A、状态 B 和状态 C 间

交替切换, 次序依次为 A、B、C、B、A、B、C 等, 其大部分时段为状态 B。由于状态 B 占据更多时间段, 因此减少了电感纹波电流, 提高了效率。

状态 C 期间为峰值电流调节, 剩余时段为状态 B (如图 8A)。该工作模式下, 平均电感电流比负载电流近似高出 20%。

状态 A 期间为谷电流调节, 剩余时段为状态 B (如图 8B)。该模式下, 平均电感电流比负载电流大约 10%。

其他控制方案要求两倍高的电感电流, 导致 I^2R 损耗高出四倍之多, 电感体积也大出四倍。

I_{MIN} 、 I_{MAX} 、 $CCMP$ 和 $ZCMP$

MAX1870A 状态机制采用五个比较器来确定应该处于什么状态以及什么时候切换状态 (如图 3)。根据输入电流、

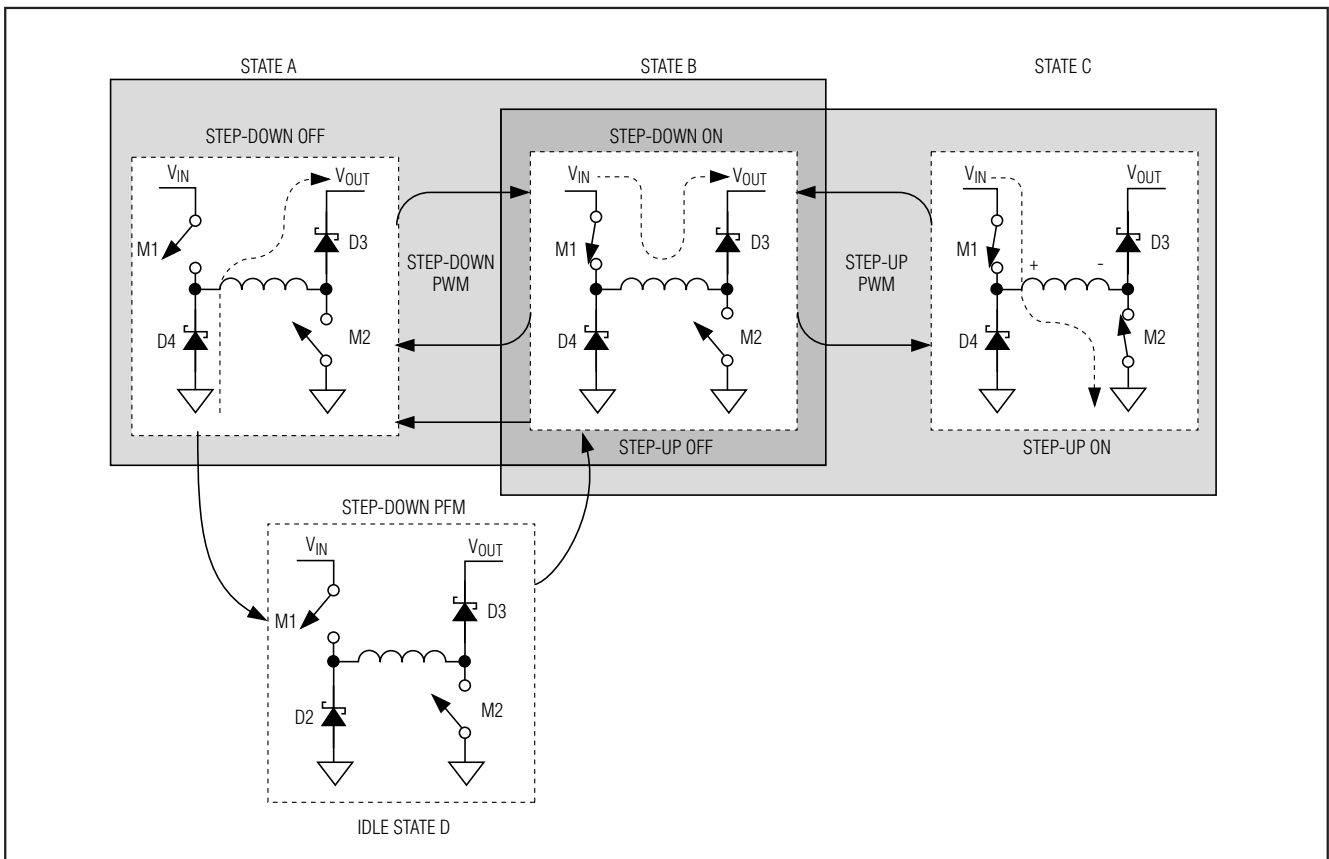


图 5. MAX1870A 状态机制

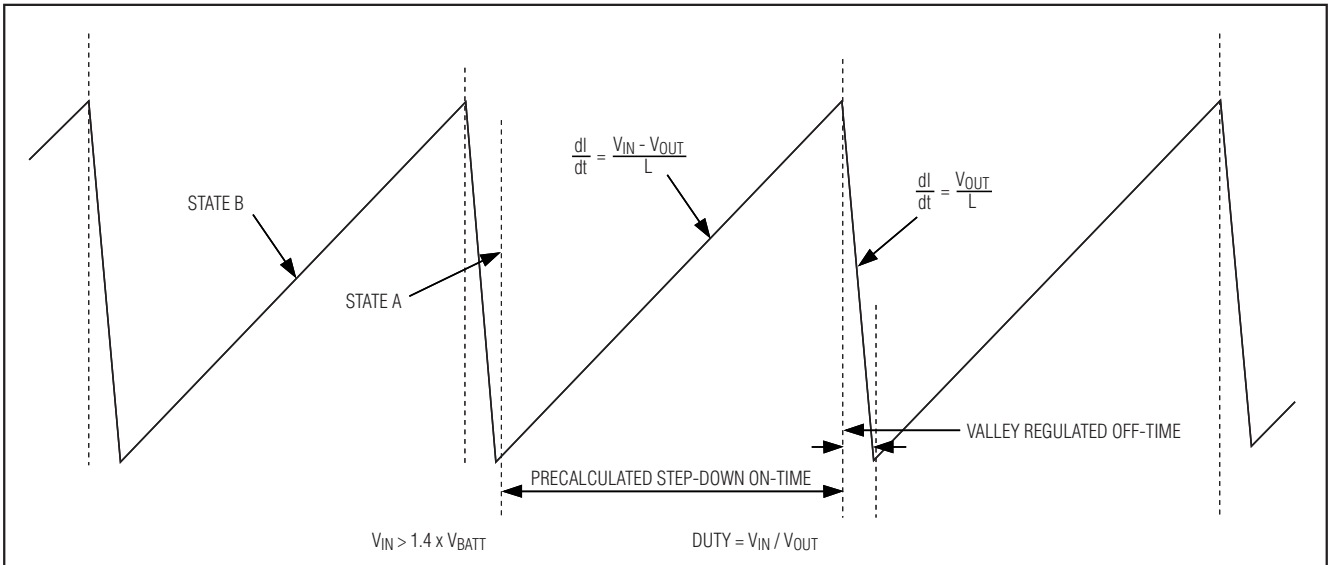


图 6. MAX1870A 降压模式电感电流波形

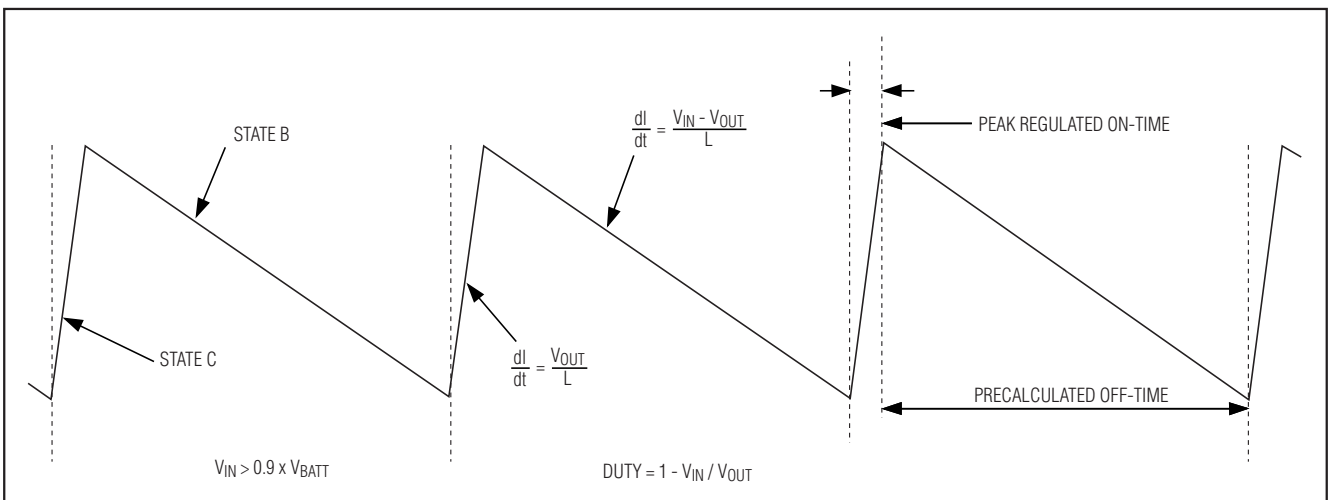


图 7. 升压模式电感电流波形

充电电流和电池电压的积分误差，MAX1870A 产生一个误差信号。由最低钳位电压 (LVC) 决定的误差信号设定了电流模式调节的阈值。以下比较器用于调节：

IMIN：如果 LVC 低于 0.15V，则 MAX1870A 工作于非连续转换模式，不会启动另一个降压开启时间。在非连续升压转换模式，峰值电流由 IMIN 设定。非连续升压模式

中的峰值电感电流为：

$$I_{PK} > \frac{V_{IMIN}}{A_{CSI} \times RS2}$$

其中， V_{IMIN} 表示 IMIN 比较器的 0.15V 阈值， A_{CSI} 表示充电电流检测放大器的 18V/V 增益。

升/降压 Li+ 电池充电器

CCMP: CCMP将电流模式控制点 LVC与电感电流进行比较。在降压模式中,当电感电流降低到 LVC设定的电流阈值以下时,关闭时段(状态 A)结束。在升压模式中,当电感电流上升到 LVC设定的电流阈值以上时,开启时段(状态 C)结束。

IMAX: IMAX比较器提供逐周期电感电流限制。该电路将电感电流(降压模式中的 CSI或升压模式中的 CSS)与内部固定的逐周期电流门限比较。电流检测电压门限为 200mV。RS1_ = RS2 = 30mΩ时,对应为 6.7A。如果电

感电流检测电压大于 V_{IMAX} (200mV),则升压开启时段结束,或不启动新的降压开启周期。

ZCMP: ZCMP比较器检测电感电流过零的时间。如果在降压关闭时段,ZCMP输出变高,则 MAX1870A 切换到空闲状态(状态 D),以节省功率。

开关频率

MAX1870A 包含有输入和输出电压前馈,以获得 400kHz 准固定频率工作。根据输入电压、输出电压和一个时间

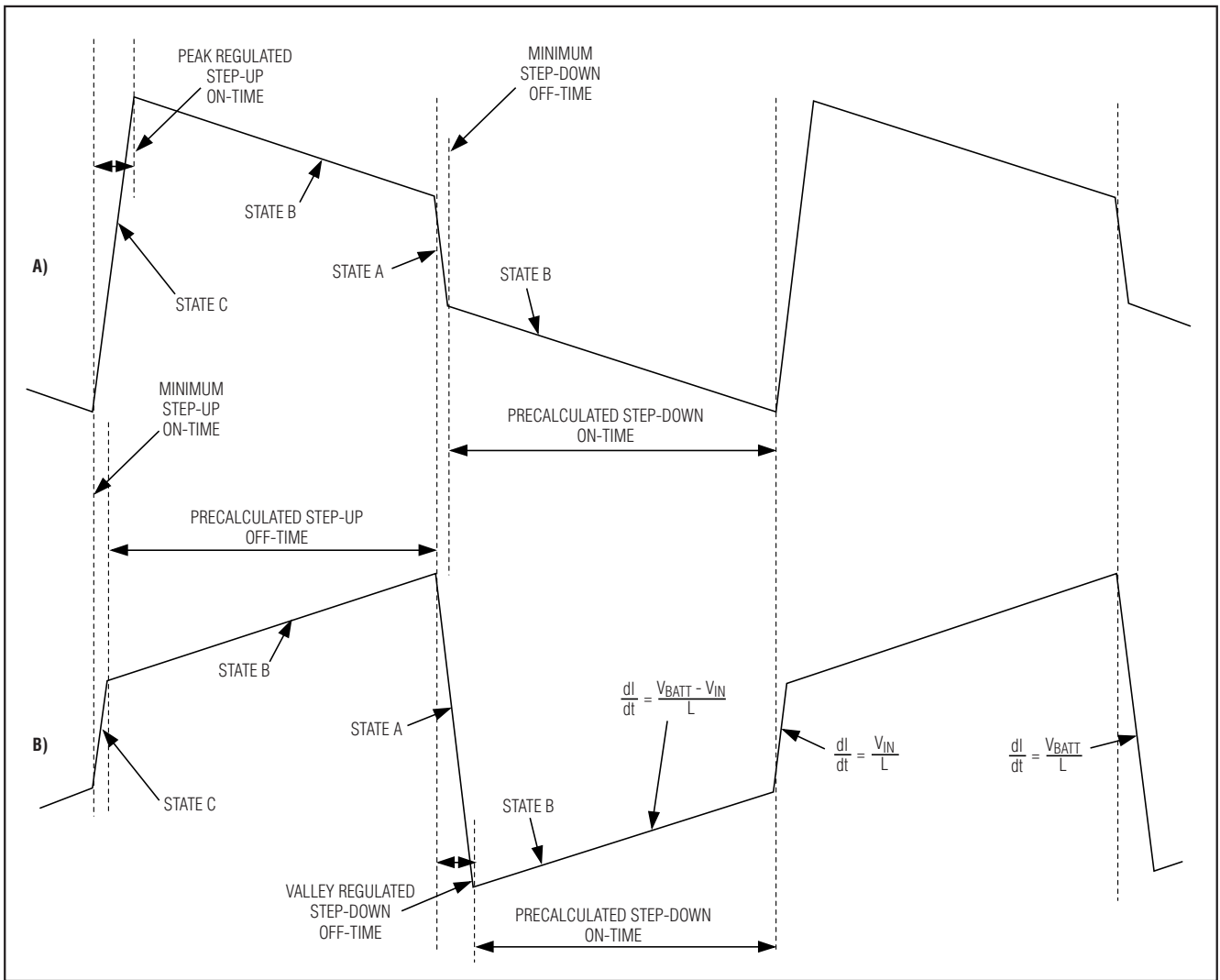


图 8. MAX1870A 升/降压电感电流波形

升/降压 Li+ 电池充电器

常数来设置状态 B 时段。在升/降压模式中，开关频率被有效地一分为二，分别用于升压周期和降压周期。对于介于 8V 和 28V 之间的 V_{IN} ，开关频率典型值在 350kHz 至 405kHz 之间。参见典型工作特性。

补偿

分别利用 CCV、CCI 和 CCS 引脚来补偿三个调节环（电池电压、充电电流和输入电流限制）。在 CCV 和 GND 间串联一只 10kΩ 电阻至一只 0.01μF 电容，来补偿电压调节环。分别在 CCI 至 GND 间与 CCS 至 GND 间连接 0.01μF 电容，来补偿充电电流环和源电流环。

电压环补偿

调节充电电压时，MAX1870A 相当于一个电流模式降压或升压电源。由于电流模式控制器根据误差信号调节其输出电流，可将占空比调制器建模为一个 GM 级（如图 9）。降压、升压或升/降压模式下的结果相似，但有一个例外，升压模式中有一个负载相关的右半平面零点。

所需的补偿网络是由 C_{CV} 和 R_{CV} 形成的极点-零点对。选择的 C_{CV} 要足够大，以便其阻抗在接近交越频率时相对于 R_{CV} 足够小。 R_{CV} 设置误差放大器在交越点的增益。 R_{CV} 和 C_{OUT} 确定了交越频率，因此，也就决定了系统的闭环响应以及对于电池移走时的响应时间。

R_{ESR} 是充电器输出电容 (C_{OUT}) 的等效串联电阻 (ESR)。 R_L 是充电器等效输出负载， $R_L = \Delta V_{BATT} / \Delta I_{CHG} = R_{BATT}$ 。GMV 放大器的等效输出阻抗 R_{OGMV} 大于 10MΩ。电压环跨导 ($GMV = \Delta I_{CCV} / \Delta V_{BATT}$) 与电池数量成反比。电池为四个时， $GMV = 0.1\mu A/mV$ ，为三个时，为 $0.133\mu A/mV$ ，两个时，则为 $0.2\mu A/mV$ 。DC-DC 转换器的跨导取决于充电电流检测电阻 $RS2$ ：

$$GM_{PWM} = \frac{1}{A_{CSI} \times RS2}$$

在典型应用电路中， $A_{CSI} = 18$ ， $RS2 = 30m\Omega$ ，因此 $GM_{PWM} = 1.85A/V$ 。

根据以下公式来计算环路传递函数 (LTF)：

$$LTF = GM_{PWM} \times \frac{R_{OGMV} \times (1 + sC_{CV} R_{CV})}{(1 + sC_{CV} \times R_{OGMV})} \times \frac{R_L}{(1 + sC_{OUT} \times R_L)} \times GMV \times (1 + sC_{OUT} \times R_{ESR})$$

表 3 中从低到高列出了电压环传递函数的极点和零点。

接近交越点时， C_{CV} 的阻抗比 R_{OGMV} 低得多。由于 C_{CV} 与 R_{OGMV} 并联，因此主要由 C_{CV} 决定交越点附近的并联阻抗。另外， R_{CV} 的阻抗比 C_{CV} 高得多，则主要由 R_{CV} 决定 R_{CV} 和 C_{CV} 的串联阻抗，因此：

$$\frac{R_{OGMV} \times (1 + sC_{CV} \times R_{CV})}{(1 + sC_{CV} \times R_{OGMV})} \cong R_{CV}, \text{ 接近交越点}$$

交越点附近 C_{OUT} 的阻抗也比 R_L 低得多，因此，并联阻抗主要呈容性，而且：

$$\frac{R_L}{(1 + sC_{OUT} \times R_L)} \cong \frac{1}{sC_{OUT}}$$

如果 R_{ESR} 足够小，它产生的输出零点在交越点附近的影响可以忽略，环路传递函数可被简化为如下公式：

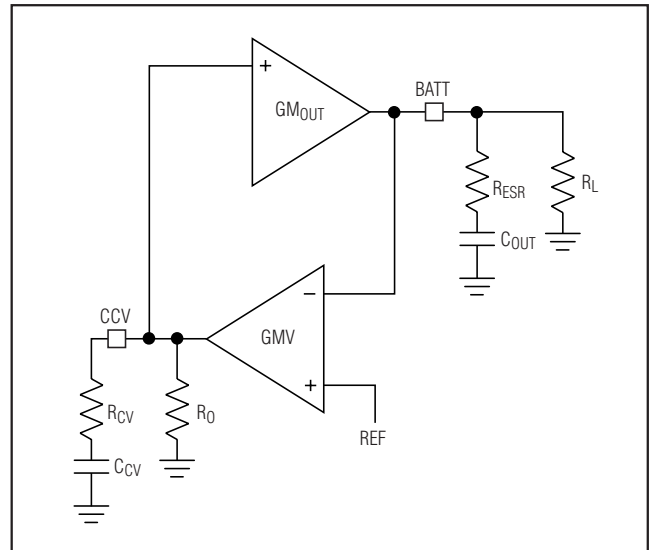


图 9. 简化的 CCV 环框图

升/降压 Li+ 电池充电器

$$LTF = GM_{P_{PWM}} \times \frac{R_{CV}}{sC_{OUT}} G_{MV}$$

令 $LTF = 1$ ，求出单位增益频点：

$$f_{CO_CV} = GM_{P_{PWM}} \times G_{MV} \left(\frac{R_{CV}}{2\pi \times C_{OUT}} \right)$$

为获得稳定的工作，交越频率应低于开关频率的 1/10。交越点频率也必须小于右半平面零点（该点是在最大充电电流、最小输入电压和最大电池电压下计算的）。

选定 13kHz 的交越点频率，并利用图 1 中列出的元器件值来计算 R_{CV} ：

MODE = VCC (4 节)

C_{OUT} = 22μF

V_{BATT} = 16.8V

R_L = 0.2Ω

GMV = 0.1μA/mV

GM_{P_{PWM}} = 1.85A/V

f_{CO_{_CV}} = 13kHz

f_{OSC} = 400kHz

$$R_{CV} = \frac{2\pi \times C_{OUT} \times f_{CO_CV}}{GMV \times GM_{P_{PWM}}} = 10k\Omega$$

为确保补偿零点能充分抵消输出极点，请选择 $f_{Z_CV} \leq f_{P_OUT}$ 。

$$C_{CV} \geq (R_L / R_{CV}) \times C_{OUT}$$

$$C_{CV} \geq 440pF$$

图 10 表示电压环频率响应波特图，采用以上计算出的结果。

充电电流和墙上适配器 电流环的补偿

当 MAX1870A 调节充电电流或适配器电流时，系统稳定性不依赖于输出电容。图 11 所示的简化原理图说明了充电电流环 (CCI) 处于控制中时 MAX1870A 的工作情况。图 12 所示简化原理图说明了源电流环 (CCS) 处于控制中时 MAX1870A 的工作情况。由于输出电容阻抗对电流环响

表 3. 电压环极点和零点

NO.	NAME	CALCULATION	DESCRIPTION
1	CCV Pole	$f_{P_CV} = \frac{1}{2\pi \times R_{OGMV} C_{CV}}$	Lowest Frequency Pole created by C _{CV} and GMV's finite output resistance. Since R _{OGMV} is very large (R _{OGMV} > 10MΩ), this is a low-frequency pole.
2	CCV Zero	$f_{Z_CV} = \frac{1}{2\pi \times R_{CV} C_{CV}}$	Voltage-Loop Compensation Zero. If this zero is lower than the output pole, f _{P_{_OUT}} , then the loop transfer function approximates a single-pole response near the crossover frequency. Choose C _{CV} to place this zero at least 1 decade below crossover to ensure adequate phase margin.
3	Output Pole	$f_{P_OUT} = \frac{1}{2\pi \times R_L C_{OUT}}$	Output Pole Formed with the Effective Load Resistance R _L and the Output Capacitance C _{OUT} . R _L influences the DC gain but does not affect the stability of the system or the crossover frequency.
4	Output Zero	$f_{Z_OUT} = \frac{1}{2\pi \times R_{ESR} C_{OUT}}$	Output ESR Zero. This zero can keep the loop from crossing unity gain if f _{Z_{_OUT}} is less than the desired crossover frequency. Therefore, choose a capacitor with an ESR zero greater than the crossover frequency.
5	RHP Zero	$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}}{2\pi \times L I_L}$ $= \frac{V_{IN}^2}{2\pi \times L I_{OUT} V_{OUT}}$	Step-Up Mode RHP Zero. This zero occurs because of the initial opposing response of a step-up converter. Efforts to increase the inductor current result in an immediate <i>decrease</i> in current delivered, although eventually result in an increase in current delivered. This zero is dependent on charge current and may cause the system to go unstable at high currents when in step-up mode. A right-half-plane zero is detrimental to both phase and gain. To ensure stability under maximum load in step-up mode, the crossover frequency must be lower than half of f _{RHPZ} .

升/降压 Li+ 电池充电器

应几乎无影响，故仅需要单极点来补偿该环路。A_{CSI}和A_{CCS}是电流检测放大器的内部增益。RS2是充电电流检测电阻。RS1a和RS1b是适配器电流检测电阻。R_{OGMI}和R_{OGMS}是GMI和GMS放大器的等效输出阻抗，大于10MΩ。GMI是充电电流放大器跨导(2.4μA/mV)。GMS是适配器电流放大器跨导(1.7μA/mV)。GM_{PWM}是DC-DC转换器跨导(1.85A/V)。

根据以下公式来计算环路传递函数：

$$LTF = GM_{PWM} \times A_{CS_} \times RS_ \times GM_ \frac{R_{OGM_}}{1 + sR_{OGM_} \times C_{C_}}$$

该函数描述了一个单极点系统。由于 GM_{PWM} =

$$\frac{1}{A_{CS_} \times RS_}$$

因此环路传递函数可被简化为：

$$LTF = GM_ \frac{R_{OGM_}}{1 + sR_{OGM_} \times C_{C_}}$$

根据以下公式来计算交越点频率：

$$f_{CO_CI} = \frac{GMI}{2\pi C_{CI}}, f_{CO_CS} = \frac{GMS}{2\pi C_{CS}}$$

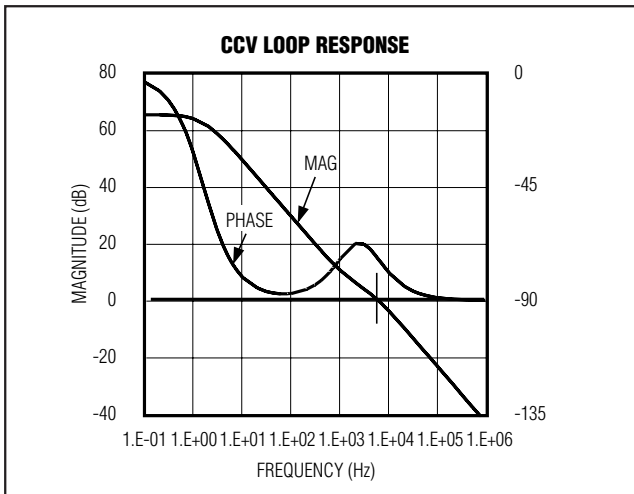


图 10. CCV 环响应

为保持稳定，选择的交越点频率要低于 1/10 的开关频率，并低于右半平面零点的一半。

$$C_{CI} = 10 GMI / (2\pi \times f_{OSC}), C_{CS} = 10 GMS / (2\pi \times f_{OSC})$$

$$f_{RHPZ_WorstCase} = \frac{V_{IN_MIN}}{2\pi \times L \ I_L} = \frac{V_{IN_MIN}^2}{2\pi L \ I_{OUTMAX} \ V_{OUTMAX}}$$

该零点与充电电流成反比，在升压模式中，可能会导致系统在大电流时不稳定。右半平面的一个零点会恶化相位和增益特性。同样，在升压模式中，要确保最大负载情况下的稳定，CCI 交越点频率必须低于 f_{RHPZ}。右半平面零点不影响 CCS。

选定 30kHz 的交越频率，采用图 1 所列出的器件值，使得 C_{CI}和 C_{CS} > 10nF。比最小值大十倍的 C_{CI}/C_{CS} 值会延缓电流环的响应。图 13 给出了采用以上计算值时的输入电流频率响应波特图。

MOSFET 驱动器

针对中等尺寸的功率 MOSFET，优化了 DHI 和 DBST。从驱动器输出到 MOSFET 栅极间采用低感抗和低阻值的连线。DHI 向 P 沟道 MOSFET 的栅极源出 1.6A 和吸收 0.8A 电流。DHI 在 VHP 与 VHN 之间摆动。VHN 是一个相对于 VHP 稳压的负 LDO，用于驱动高端栅极。连接 VHP 到 DCIN。VHN 接一只 1μF 旁路电容到 VHP。

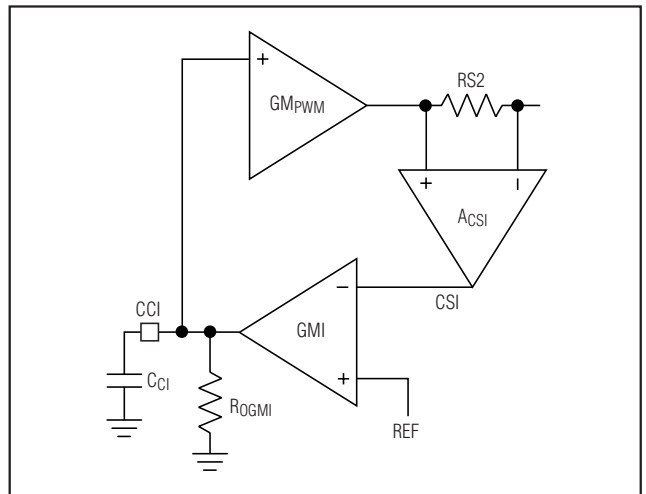


图 11. CCI 环简化原理图

升/降压 Li+ 电池充电器

LDO由DCIN输入产生5.4V电源, 并可提供10mA以上电流。n沟道MOSFET驱动器DBST由DLOV供电, 能输出2.5A电流, 吸收5A电流。由于LDO为内部模拟电路提供电源, 故从LDO到DLOV间采用图1所示的RC滤波器, 使LDO处的噪声最小。LDO也为4.096V基准(REF)和内部大多数控制电路供电。用一只1 μ F或更大的电容旁路LDO到GND。

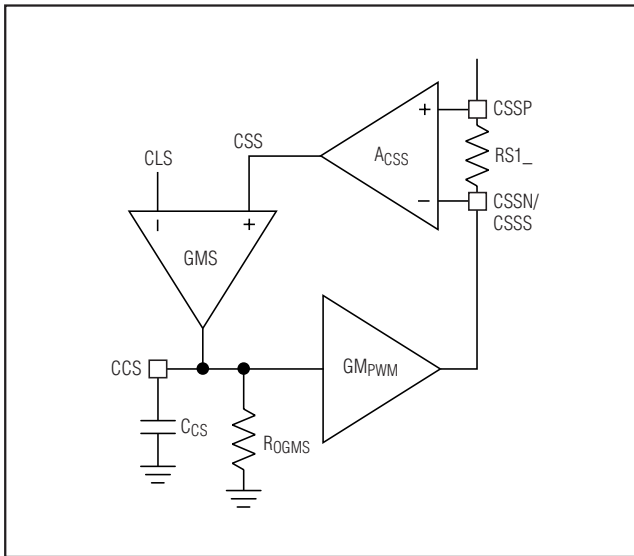


图 12. CCS 环简化原理图

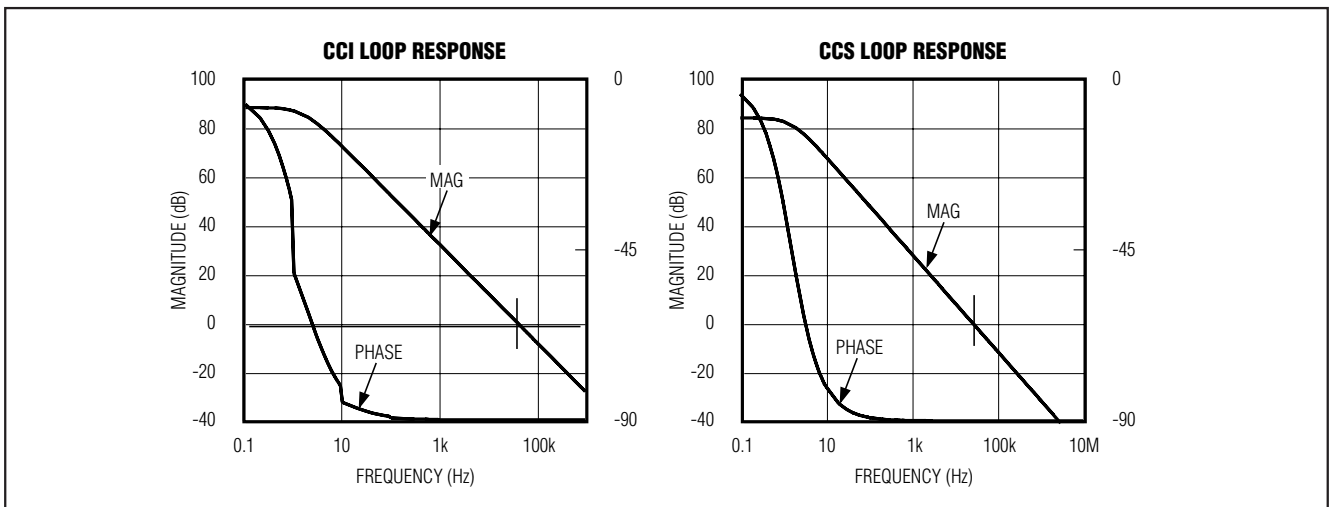


图 13. CCI 和 CCS 环响应

应用信息

器件选择

表 4 列出推荐器件, 并参考图 1 所示的电路。以下部分将说明如何选择这些器件。

MOSFET

MAX1870A 需要一个 p 沟道 MOSFET 和一个 n 沟道 MOSFET。只要具有相等或更低的导通电阻和栅极电荷, 并且有足够的电压、电流和功率容量, 就可替代这些器件。如果是更小功率的应用, 则可按比例地降低 MOSFET 的要求, 可选用栅极电荷更小的 MOSFET, MOSFET 的导通电阻则可同比例地增加。例如, 如果实际设计只需一半的电流, 则可以选择导通电阻大两倍而栅极电荷只有一半的 MOSFET, 同时仍能保持相同或更高的效率, 尺寸和成本却降低了。

确认线性稳压器能驱动选定的 MOSFET。驱动一只给定的 MOSFET 所需的平均电流为:

$$I_{LDO} = Q_{GM2} \times f_{switch}$$

$$I_{VHN} = Q_{GM1} \times f_{switch}$$

其中, f_{switch} 为 400kHz (典型值)。

升/降压 Li+ 电池充电器

MAX1870A

MOSFET 功率损耗

表 5 说明了每只 MOSFET 在升压或降压工作中的阻性和开关损耗。表 5 给出了一阶估算，但没有考虑二阶影响，如纹波电流或非线性栅极驱动。

在 $V_{BATT}/2 < V_{IN} < 2 \times V_{BATT}$ 的典型应用中，由于 M2 以低占空比工作，电阻损耗在 M1 中起主要作用。M1 在降压模式、M2 在升压模式会产生开关损耗。选择最佳的 MOSFET，使最大负载和典型输入/输出条件下，MOSFET 有基本平衡的阻性和开关损耗。在混合模式中 (V_{IN} 接近于 V_{BATT})，阻性损耗可以很好地估算出来。M1 和 M2 在混合模式中都有开关损耗。

当降压工作中的 AC 适配器电压为最大时，或适配器电压最低而电池电压最高时，开关损耗就会产生大量的热量。这主要是由于开关损耗方程中的 CV^2f 项所致。表 5 只给出了一个大概的估算，不能代替电路试验板评估。

电感选择

选择电感，以使 MOSFET、电感和检测电阻中的功耗最小。为优化电阻损耗和 RMS 电感电流，请将 LIR (电感电流纹波) 设置成 0.3。由于最大阻性功率损耗发生在混合模式中的升压临界状态，请选择适用于该模式的 LIR。请根据以下公式来选择电感：

$$L = \frac{2 \times V_{IN} \times t_{min}}{LIR I_{CHG}}$$

可采用更大的电感值；但是，这样会产生额外的、降低效率的电阻。更小的电感值会增加 RMS 电流，也能降低效率。

饱和电流值

电感必须具备足够高的饱和电流值，以保证它在满充、最大输出电压和最小输入电压的情况下不会饱和。在升压工作中，电感承载的电流比降压工作中相同负载下的电流大。可根据以下公式计算电感饱和电流额定值：

$$I_{SAT} \geq \frac{V_{OUT_MAX} \times I_{CHG_MAX}}{V_{IN_MIN}} + \frac{T \times V_{IN_MIN} \times \left(1 - \frac{V_{IN_MIN}}{V_{OUT_MAX}}\right)}{2 \times L}$$

输入电容选择

输入电容必须满足开关电流产生的纹波电流要求 (I_{RMS})。可优先考虑非钽化学类型 (陶瓷、铝或 OSCON)，原因是其对上电的浪涌电流具有适应力。

表 4. 器件列表

DESIGNATION	PART NUMBER	SPECIFICATIONS
INDUCTORS		
L1	Sumida CDRH104R-100 Sumida CDRH104R-7R0 Sumida CDRH104R-5R2 Sumida CDRH104R-3R8	10μH, 4.4A, 35mΩ power inductor 7μH, 4.8A, 27mΩ power inductor 5.2μH, 5.5A, 22mΩ power inductor 3.8μH, 6A, 13mΩ power inductor
P-CHANNEL MOSFETs		
M1	Siliconix Si4435DY Fairchild FDC602P Fairchild FDS4435A Fairchild FDW256P	P-FET 35mΩ, Q _G = 17nC, V _{DSMAX} = 30V, 8-pin SO P-FET 35mΩ, Q _G = 14nC, V _{DSMAX} = 20V, 6-pin SuperSOT P-FET 25mΩ, Q _G = 21nC, V _{DSMAX} = 30V, 8-pin SO P-FET 20mΩ, Q _G = 28nC, V _{DSMAX} = 30V, 8-pin TSSOP
N/P-CHANNEL MOSFET PAIRS		
M1/M2	Fairchild FDW2520C (8-pin TSSOP)	N-FET 18mΩ, Q _G = 14nC, V _{DSMAX} = 20V, P-FET 35mΩ, Q _G = 14nC, V _{DSMAX} = 20V
N-CHANNEL MOSFETs		
M2	IRF7811W	N-FET, 9mΩ, Q _G = 18nC, V _{DSMAX} = 30V, 8-pin SO

升/降压 Li+ 电池充电器

表 5. MOSFET 阻性和和开关损耗

DESIGNATION	STEP-DOWN MODE	STEP-UP MODE
	DC LOSSES	
M1	$\left(\frac{V_{BATT}}{V_{DCIN}}\right) \times I_{CHG}^2 \times R_{DS(ON)}$	$\left(\frac{V_{BATT}}{V_{DCIN}} \times I_{CHG}\right)^2 \times R_{DS(ON)}$
D4	$\left(1 - \frac{V_{BATT}}{V_{DCIN}}\right) \times I_{CHG} V_{Diode}$	0
M2	0	$\left(1 - \frac{V_{DCIN}}{V_{BATT}}\right) \times \left(\frac{V_{BATT}}{V_{DCIN}} \times I_{CHG}\right)^2 \times R_{DS(ON)}$
D3	$I_{CHG} \times V_{DIODE}$	$I_{CHG} \times V_{DIODE}$
SWITCHING LOSSES		
M1	$\frac{V_{DCIN(MAX)}^2 \times C_{LX} \times f_{SW} I_{CHG}}{I_{GATE}}$	0
D4	0	0
M2	0	$\frac{V_{BATT(MAX)}^3 \times C_{LX} \times f_{SW} I_{CHG}}{I_{GATE} \times V_{DCIN(MAX)}}$
D3	0	0

Note: C_{LX} is the total parasitic capacitance at the drain terminals of M1 and M2. I_{GATE} is the peak gate-drive source/sink current of M1 or M2.

输入电容的尺寸应该满足以下要求，在连续传导模式下，因纹波电流引起的温升不应超过 10°C。所选电容的纹波电流容量应该大于 $0.5 \times I_{CHG}$ 。

输出电容选择

输出电容在降压模式中吸收电感纹波电流，或者在升压或混合模式中吸收与电感电流相等的峰峰值纹波电流。因此，电容值和 ESR 在确定输出电容规格时具有同样重要的意义。实际的纹波幅值为两者之和。可优先考虑陶瓷器件，原因是其对浪涌电流具有适应性。当输入电压为最小时，混合模式期间会产生最差的输出纹波。请参见典型工作特性。

所选电容要能承受 $0.5 \times I_{CHG} \times V_{BATT}/V_{IN}$ 的纹波电流，同时保持其内部温升不超过 10°C。另外，输出电容还需要能够承受电池初次装入充电器时，来自于电池的浪涌电流。

电池移出响应

在移出电池时，MAX1870A 继续维持恒定的电感电流，直到电池电压 V_{BATT} 超过调节阈值。MAX1870A 的响应时间取决于 CCV 环的带宽 f_{CO} (请参见电压环补偿部分)。在一些对电池过冲要求苛刻的应用中，可增大 C_{OUT} 或扩宽 f_{CO} (通过增大 R_{CV})。请参见典型工作特性中的电池插入和移出。

系统负载瞬变

MAX1870A 电池充电器对系统负载瞬变响应非常快。由于将输入电流环作为单极点系统而配置，MAX1870A 对系统负载瞬变响应很快 (请参见典型工作特性中的系统负载瞬变响应图)。这就降低了触发墙上适配器过流阈值的风险，降低了对于适配器规格的余量要求。

布局 and 旁路

DCIN 到地间接一只 $1\mu\text{F}$ 旁路电容 (图 1)。当 DC 电源输入反向时, 可选的二极管 D1 和 D2 保护 MAX1870A。由于 DCIN 只为 LDO 和内部基准电路供电, D1 采用小信号二极管就足够了。良好的 PC 板布局对于达到规定的噪声、效率和稳定性要求非常重要。必须向 PC 板布局工程师清楚地说明——最好用一张草图来说明电源开关器件和大电流线路的布局。有关范例, 请参考 MAX1870A 评估板中的 PC 板布局。为获得最佳性能, 地平面是至关重要的。在大多数应用中, 电路位于一个多层板上, 建议充分利用四层或更多的覆铜层。顶层用于大电流连接 (PGND、DHI、VHP、VHN、BLKP 和 DLOV), 底层用于静连接 (CSSP、CSSN、CSSS、CSIP、CSIN、REF、CCV、CCI、CCS、DCIN、LDO 和 GND), 中间层用于连续的地平面。请参考下列细则:

- 1) 最先放置大功率连接元件, 它们的接地点相邻:
 - 使电流检测电阻连线长度最小, 利用开尔文连接来确保精确的电流检测。CSSP、CSSS、CSSN、CSIP 和 CSIN 采用单独支路。
 - 使大电流通路中的地线长度最小。
 - 使大电流通路中的其他线路长度最小。
 - 对于大电流通路, 采用宽度 $> 5\text{mm}$ 的连线。

理想情况下, 表贴功率器件应彼此相邻放置, 它们的地端几乎相互接触。然后在顶层用很宽的覆铜区来互连这些大电流地, 使得它们不会通过过孔。其他大电流通路也应该最小化, 但重点主要放在缩短地线和电流检测线上, 这样可以消除大约 90% 的 PC 板布局问题。

- 2) 放置 IC 和信号器件。保持主要开关节点 (电感连接点) 远离敏感的模拟器件 (电流检测线和 REF 电容)。重点注意: IC 距电流检测电阻不能超过 10mm。保持删除驱动线 (DHI 和 DBST) 长度小于 20mm, 远离电流检测线和 REF 布线。尽可能靠近 IC 放置陶瓷旁路电容。大电容可远一些放置。旁路 CSSP、CSSN、CSIN 和 CSIP 到模拟地, 以降低开关噪声, 并保持输入电流和充电器电流的精确度。在器件下面放置电流检测输入滤波器电容, 直接接 GND。
- 3) 采用一种单点星形接地, 直接布在器件下面。将输入地线、功率地 (子地层) 和普通地连接到该节点。

图 14 给出了功率通路和元件的部分布局。有关详细信息, 请参考评估板数据资料。

升/降压 Li+ 电池充电器

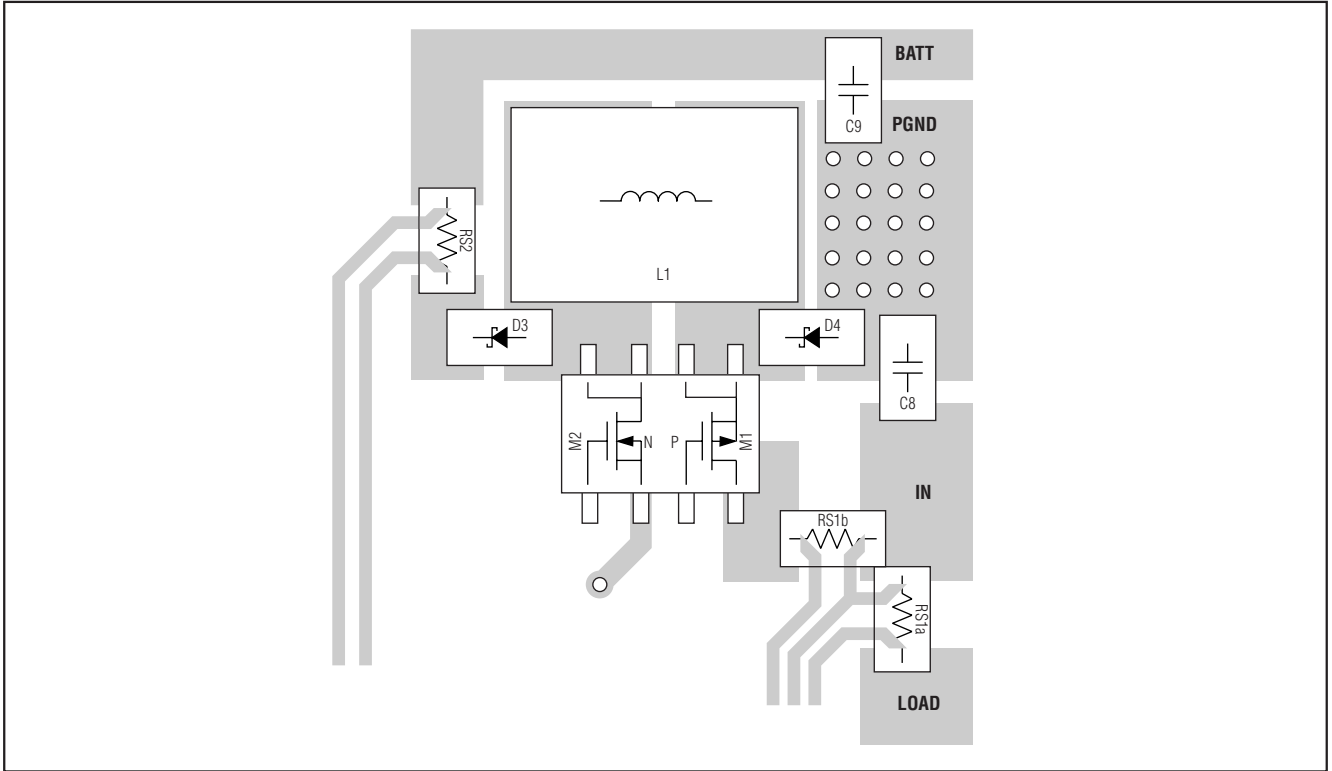
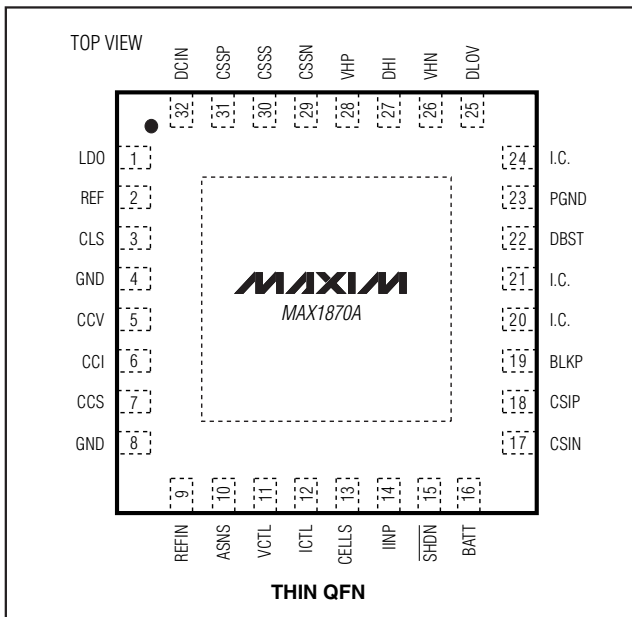


图 14. MAX1870A 推荐布局

引脚配置

芯片信息



TRANSISTOR COUNT: 6484
PROCESS: BiCMOS

升/降压 Li+ 电池充电器

封装信息 (续)

(本数据资料提供的封装图可能不是最近的规格, 如需最近的封装外型信息, 请查询 www.maxim-ic.com/packages。)

COMMON DIMENSIONS												
PKG.	16L 5x5			20L 5x5			28L 5x5			32L 5x5		
SYMBOL	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.
A	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80	0.70	0.75	0.80
A1	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05	0	0.02	0.05
A3	0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.			0.20 REF.		
b	0.25	0.30	0.35	0.25	0.30	0.35	0.25	0.30	0.35	0.25	0.30	0.35
D	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
E	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10	4.90	5.00	5.10
e	0.80 BSC.			0.65 BSC.			0.50 BSC.			0.50 BSC.		
k	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-	0.25	-	-
L	0.30	0.40	0.50	0.45	0.55	0.65	0.45	0.55	0.65	0.30	0.40	0.50
L1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
N	16			20			28			32		
ND	4			5			7			8		
NE	4			5			7			8		
JEDEC	WHHB			WHHC			WHHD-1			WHHD-2		

EXPOSED PAD VARIATIONS									
PKG. CODES	D2			E2			L ±0.15	DOWN BONDS ALLOWED	
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.			
T1655-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	
T1655-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	YES	
T1655N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	
T2055-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	
T2055-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	YES	
T2055-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	
T2055-5	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	0.40	Y	
T2855-1	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	NO	
T2855-2	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	NO	
T2855-3	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	YES	
T2855-4	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	YES	
T2855-5	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	NO	
T2855-6	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	NO	
T2855-7	2.60	2.70	2.80	2.60	2.70	2.80	**	YES	
T2855-8	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	0.40	Y	
T2855N-1	3.15	3.25	3.35	3.15	3.25	3.35	**	N	
T3255-2	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	
T3255-3	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	YES	
T3255-4	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	
T3255N-1	3.00	3.10	3.20	3.00	3.10	3.20	**	NO	

**SEE COMMON DIMENSIONS TABLE

NOTES:

- DIMENSIONING & TOLERANCING CONFORM TO ASME Y14.5M-1994.
- ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS. ANGLES ARE IN DEGREES.
- N IS THE TOTAL NUMBER OF TERMINALS.
- THE TERMINAL #1 IDENTIFIER AND TERMINAL NUMBERING CONVENTION SHALL CONFORM TO JESD 95-1 SPP-012. DETAILS OF TERMINAL #1 IDENTIFIER ARE OPTIONAL, BUT MUST BE LOCATED WITHIN THE ZONE INDICATED. THE TERMINAL #1 IDENTIFIER MAY BE EITHER A MOLD OR MARKED FEATURE.
- DIMENSION b APPLIES TO METALLIZED TERMINAL AND IS MEASURED BETWEEN 0.25 mm AND 0.30 mm FROM TERMINAL TIP.
- ND AND NE REFER TO THE NUMBER OF TERMINALS ON EACH D AND E SIDE RESPECTIVELY.
- DEPOPULATION IS POSSIBLE IN A SYMMETRICAL FASHION.
- COPLANARITY APPLIES TO THE EXPOSED HEAT SINK SLUG AS WELL AS THE TERMINALS.
- DRAWING CONFORMS TO JEDEC MO220, EXCEPT EXPOSED PAD DIMENSION FOR T2855-1, T2855-3 AND T2855-6.
- WARPAGE SHALL NOT EXCEED 0.10 mm.
- MARKING IS FOR PACKAGE ORIENTATION REFERENCE ONLY.
- NUMBER OF LEADS SHOWN ARE FOR REFERENCE ONLY.

-DRAWING NOT TO SCALE-

PACKAGE OUTLINE, 16, 20, 28, 32L THIN QFN, 5x5x0.8mm	
APPROVAL	DATE
	21-0140
REV.	F 2/2

MAXIM北京办事处

北京 8328 信箱 邮政编码 100083

免费电话: 800 810 0310

电话: 010-6201 0598

传真: 010-6201 0298

Maxim 不对 Maxim 产品以外的任何电路使用负责, 也不提供其专利许可。Maxim 保留在任何时间、没有任何通报的前提下修改产品资料和规格的权利。

32 **Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086 (408) 737-7600**