



Is Now Part of



**ON Semiconductor®**

To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at  
[www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

Please note: As part of the Fairchild Semiconductor integration, some of the Fairchild orderable part numbers will need to change in order to meet ON Semiconductor's system requirements. Since the ON Semiconductor product management systems do not have the ability to manage part nomenclature that utilizes an underscore (\_), the underscore (\_) in the Fairchild part numbers will be changed to a dash (-). This document may contain device numbers with an underscore (\_). Please check the ON Semiconductor website to verify the updated device numbers. The most current and up-to-date ordering information can be found at [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com). Please email any questions regarding the system integration to [Fairchild\\_questions@onsemi.com](mailto:Fairchild_questions@onsemi.com).

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf). ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.



## FAN6230A

### 用于反激式转换器的次级端同步整流控制器

#### 特性

- 适用于反激式设计的次级端同步整流 控制器
- 在 DCM 和 CCM 之间无缝转换
- 集成了并联稳压器 (1.25 V 参考值)
- 集成了充电泵电路, 用于 CC 模式的低输出电压
- 集成了输出电缆补偿电路
- 采用次级端绕组电压进行 PWM 频率跟踪
- 超低  $V_{DD}$  工作电压, 用于 5 V、9 V、12 V 输出应用
- 超低绿色模式工作电流 (典型值: 0.5 mA)
- 空载时进入绿色模式工作提升效率达到较低功耗
- 16 引脚 MLP33 封装
- RES 下降保护 (进入绿色模式时)
- LPC 下降检测保护 (禁用栅极驱动)
- 因果期间保护 (禁用栅极驱动)

#### 描述

FAN6230A 是用于高效率应用的次级端同步整流器 (SR) MOSFET 控制器。它具有带低偏置电流的内部并联稳压器和内部充电泵电路, 用以减少外部部件数量、总成本和总系统功耗。凭借内部充电泵电路, 即使在 CC 调节的低偏压情况下 FAN6230A 也可确保 SR 开关的稳定运行。FAN6230A 还具有内部可调节电缆补偿, 帮助在电缆末端维持精确的恒压调节。

传统的 SR 电流感测方法测量对于不良 PCB 布局引入的噪声很敏感的同步整流 MOSFET 漏极电压。与之不同, FAN6230A 采用新颖的线性预测时序控制 (LPC) 电路来估计 SR 电流过零瞬间, 而无需外部电流感测电路。

在绿色模式下运行时, FAN6230A 关闭 SR MOSFET 并将偏置电源电流降低至 500  $\mu$ A, 以便进一步降低总系统功耗。

#### 应用

- 用于手机、无绳电话、平板电脑、PDA、数码相机和电动工具的自适应充电器。

#### 订购信息

部件编号	工作温度范围	封装	包装方法
FAN6230AMPX	-40°C 至 +125°C	16 引脚模塑无铅封装, (MLP) QUAD。JEDEC MO-220, 3 x 3	卷带和卷盘

应用框图

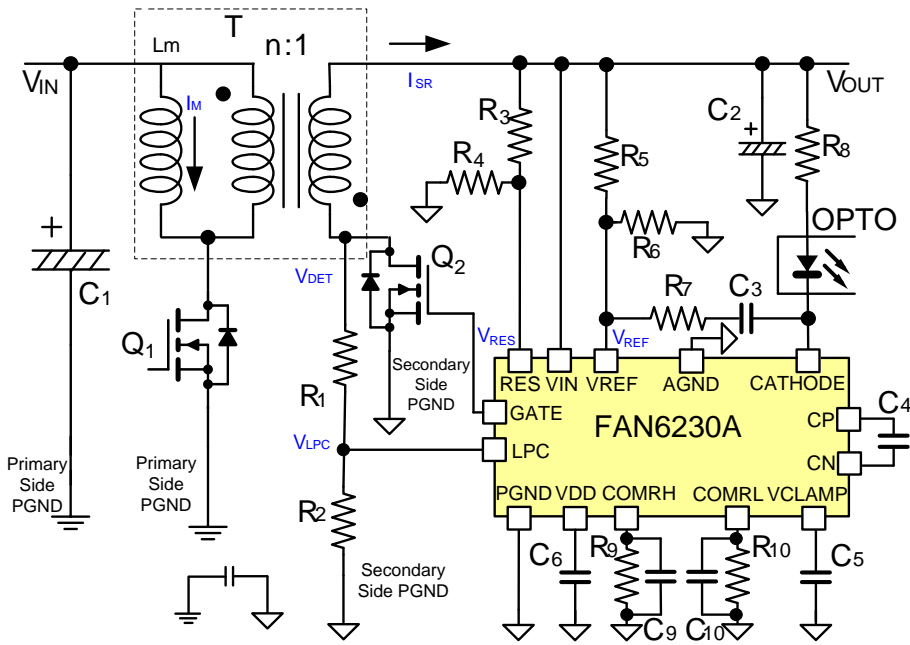


图 1. 典型应用电路

内部框图

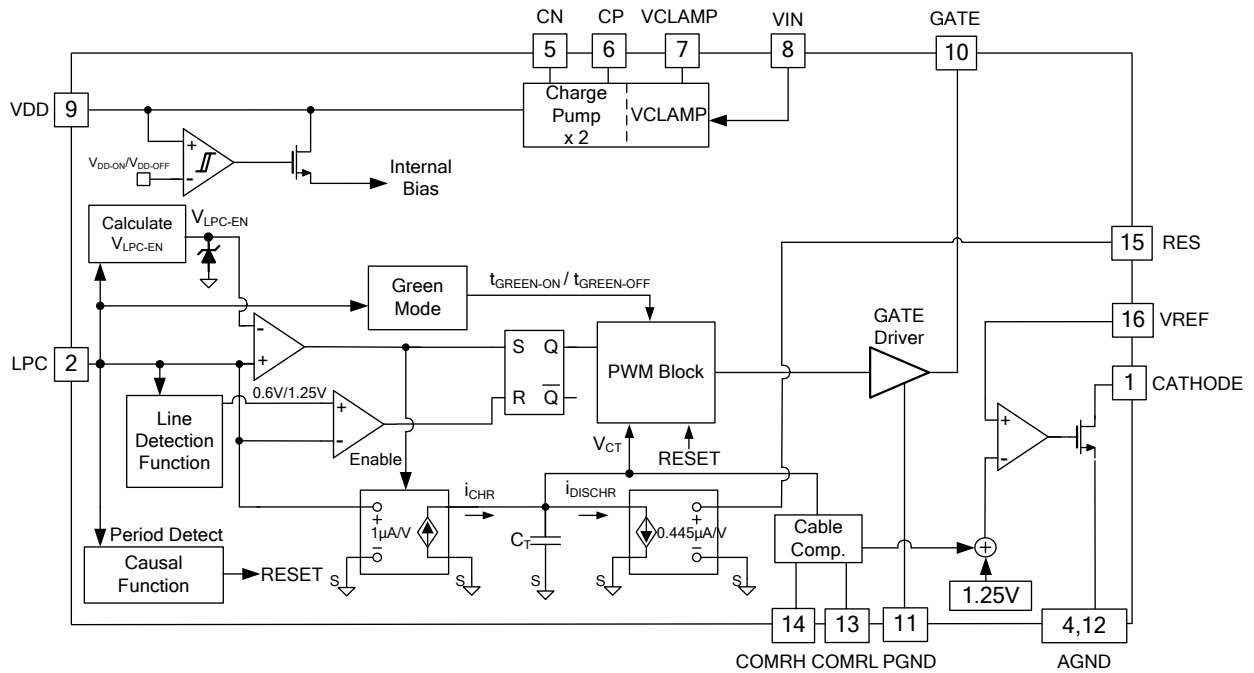


图 2. 功能框图

## 标识信息



图 3. 顶部标记信息

## 引脚配置

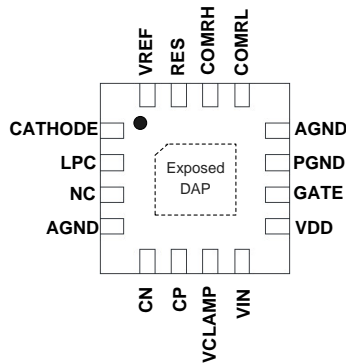


图 4. 引脚分配

## 引脚定义

引脚号	名称	描述
1	阴极	内部并联稳压器的阴极（开路漏极）
2	LPC	SR MOSFET 漏极电压检测。此引脚用于检测初级 FET 导通期间的次级绕组电压
3	NC	未连接。建议焊接至 PCB
4	AGND	模拟接地
5	CN	充电泵 CN
6	CP	充电泵 CP
7	VCLAMP	VIN 电压上的箝位电压 将箝位电压馈送到充电泵电路。需要 1 $\mu$ F 陶瓷旁路电容连接至 PGND
8	VIN	充电泵的输入电压，一般连接至电源转换器的输出电压。
9	VDD	SR 栅极驱动器电压源极和偏置电源，用于内部控制电路。
10	栅极	栅极驱动器输出。用于驱动外部 SR MOSFET 的图腾柱输出。
11	PGND	电源接地
12	AGND	模拟接地
13	COMRL	内部电缆补偿电路的输入。从此引脚连接一个电阻至 AGND，以便为低压线路运行设置电缆补偿功能
14	COMRH	内部电缆补偿电路的输入。从此引脚连接一个电阻至 AGND，以便为高压线路运行设置电缆补偿功能
15	RES	线性预测电路的复位控制。通过 RES 引脚上的电压电平来调节内部电流源极 IDISCHR。
16	VREF	内部并联稳压器的参考值。
裸露 DAP	模拟接地	必须焊接至 PCB 接地层

## 绝对最大额定值

应力超过绝对最大额定值，可能会损坏器件。在超出推荐的工作条件的情况下，该器件可能无法正常工作，所以不建议让器件在这些条件下长期工作。此外，长期在高于推荐的工作条件下工作，会影响器件的可靠性。绝对最大额定值仅是应力规格值。

符号	参数		最小值	最大值	单位
$V_{IN}$	充电泵电源电压			20	V
$V_{CATHODE}$	阴极引脚输入电压			20	V
$V_{VDD}$	VDD 引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$V_{VREF}$	VREF 引脚输入电压		-0.3	7.0	V
$V_{RES}$	RES 引脚输入电压		-0.3	7.0	V
$V_{LPC}$	LPC 引脚输入电压		-0.3	7.0	V
$V_{COMRH}$	COMRH 引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$V_{COMRL}$	COMRL 引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$V_{GATE}$	栅极引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$V_{CP}$	CP 引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$V_{CN}$	CN 引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$V_{VCLAMP}$	VCLAMP 引脚输入电压		-0.3	6.5	V
$P_D$	功耗 ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )			0.85	W
$\Theta_{JA}$	热阻 (结至周围环境热量)			147	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$\Psi_{Jt}$	热阻 (结至顶端热量)			12	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$T_J$	工作结温		-40	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	存储温度范围		-40	150	$^\circ\text{C}$
$T_L$	引脚温度 (焊接) 10 秒			260	$^\circ\text{C}$
ESD	静电放电能力	人体放电模型, ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2012		2.5	kV
		元件充电模型, JESD22-C101		1.5	

### 注意:

1. 若压力超过绝对最大额定值中所列的数值，可能会给器件造成不可修复的损坏。
2. 测得的所有电压，除差分电压之外，都以 AGND 引脚为参考点 (AGND=PGND)。

## 电气特性

$V_{IN}=5\text{ V}\sim 12\text{ V}$ ,  $LPC=1.5\text{ V}$ ,  $LPC$  宽度= $2\text{ }\mu\text{s}$ ,  $RES=1.5\text{ V}$ ,  $T_J=-40^\circ\text{C}$  至  $105^\circ\text{C}$ ,  $f_{LPC}=100\text{ kHz}$ , 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>VIN 部分 (充电泵)</b>						
$V_{IN}$	$V_{IN}$ 持续工作电压		1.9		16	V
$I_{IN-OP}$	$5 V_{IN}$ 时的工作电流	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $C_{VCLAMP}=C_{PN}=C_{VDD}=1\text{ }\mu\text{F}$ , $f_{LPC}=140\text{ kHz}$ , $C_L=3300\text{ pF}$ (包括充电泵)		12	16	mA
$I_{IN-OP-12V}$	$12 V_{IN}$ 时的工作电流	$V_{IN}=12\text{ V}$ , $C_{VCLAMP}=C_{PN}=C_{VDD}=1\text{ }\mu\text{F}$ , $f_{LPC}=140\text{ kHz}$ , $C_L=3300\text{ pF}$ (无充电泵)		6	8	mA
$I_{IN-GREEN}$	绿色模式下的工作电流	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $C_{VCLAMP}=C_{PN}=C_{VDD}=1\text{ }\mu\text{F}$		500	700	$\mu\text{A}$
$V_{OD}$	用于内部 $V_{DD}$ 电源的输出电压	$C_{VCLAMP}=C_{PN}=C_{VDD}=1\text{ }\mu\text{F}$ 、 $V_{IN}>2.5\text{ V}$ 、 $f_{LPC}=140\text{ kHz}$ 、 $C_L=3300\text{ pF}$ 、 $1.9 < V_{IN} < 2.5$ 、 $f_{LPC}=60\text{ kHz}$ 、 $C_L=3300\text{ pF}$	3.2	5.0	6.2	V
$f_s$	充电泵的开关频率		164	174	184	kHz
$V_{IN-CC}$	$V_{IN}$ 进入 CC 区域的阈值电压		3.8	4.0	4.2	V
$V_{IN-CV}$	$V_{IN}$ 进入 CV 区域的阈值电压		4.2	4.4	4.6	V
<b>VDD 部分</b>						
$V_{DD-ON}$	导通阈值电压 <sup>(3)</sup>	$V_{IN}=V_{DD}=2.5\text{ V}$ , $C_{VCLAMP}=C_{PN}=C_{VDD}=1\text{ }\mu\text{F}$ , $V_{DD}$ , 从 $2.5\text{ V}$ 至 $4\text{ V}$	3.20	3.35	3.50	V
$V_{DD-OFF}$	关断阈值电压	$V_{IN}=V_{DD}=2.5\text{ V}$ , $C_{VCLAMP}=C_{PN}=C_{VDD}=1\text{ }\mu\text{F}$ , $V_{DD}$ , 从 $4\text{ V}$ 至 $2.5\text{ V}$	2.85	3.00	3.15	V
$V_{DD-HYS}$	导通/关断阈值的滞回电压	$V_{DD-HYS}=V_{DD-ON} - V_{DD-OFF}$	0.20	0.35	0.50	V
<b>因果功能部分</b>						
$t_{DEAD-CAUSAL1}$	高压线路中由因果函数导致的 SR 关断死区时间	$f_{LPC}=85\text{ kHz}$ , $LPC=3\text{ V}$ , $LPC$ 宽度= $5\text{ }\mu\text{s}$ , $RES=1.5\text{ V}$	640	790	940	ns
$t_{DEAD-CAUSAL2}$	低压线路中由因果函数导致的 SR 关断死区时间	$f_{LPC}=140\text{ kHz}$ , $LPC=1.5\text{ V}$ , $LPC$ 宽度= $3\text{ }\mu\text{s}$ , $RES=1.5\text{ V}$	420	570	720	ns
$t_{DEAD-CAUSAL3}$	CC 范围内由因果函数导致的 SR 关断死区时间	$f_{LPC}=140\text{ kHz}$ , $LPC=1.5\text{ V}$ , $LPC$ 宽度= $3\text{ }\mu\text{s}$ , $RES=1.5\text{ V}$ , $V_{IN}=3.5\text{ V}$	650	850	1050	ns
$t_{DEAD-CFR}$	CFR 开始收缩时序 (上次从 SR 栅极下降至 $LPC$ 上升) <sup>(4)</sup>	因果功能调节器 (CFR)		70	200	ns
$t_{CAUSAL-LINEAR}$	因果函数的线性工作范围		5		30	$\mu\text{s}$
$K_{CAUSAL-PERIOD}$	带双周期的因果保护比 <sup>(4)</sup>		120	150	180	%
<b>输出驱动器部分</b>						
$V_{OL}$	输出低电平	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $I_{GATE}=100\text{ mA}$		0.16	0.25	V
$V_{OH}$	输出高电平	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $I_{GATE}=-100\text{ mA}$	4.5	4.8		V

接下页

## 电气特性

$V_{IN}=5\text{ V}\sim 12\text{ V}$ ,  $LPC=1.5\text{ V}$ ,  $LPC$  宽度= $2\text{ }\mu\text{s}$ ,  $RES=1.5\text{ V}$ ,  $T_J=-40^\circ\text{C}$  至  $105^\circ\text{C}$ ,  $f_{LPC}=100\text{ kHz}$ , 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
$t_R$	上升时间 <sup>(4)</sup>	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $C_L=3300\text{ pF}$ , $GATE=1\text{ V}\sim 4\text{ V}$		14		ns
$t_F$	下降时间 <sup>(4)</sup>	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $C_L=3300\text{ pF}$ , $GATE=4\text{ V}\sim 1\text{ V}$		9		ns
$t_{PD-HIGH-LPC}$	传播延迟至输出高 (LPC 触发器) <sup>(4)</sup>	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $GATE=1\text{ V}$		44	70	ns
$t_{PD-LOW-LPC}$	传播延迟至输出低 (LPC 触发器) <sup>(4)</sup>	$V_{IN}=5\text{ V}$ , $GATE=4\text{ V}$		16		ns
$t_{INHIBIT}$	栅极抑制时间 <sup>(4)</sup>			1.4		$\mu\text{s}$
$t_{MAX-PERIOD}$	LPC 上升沿至栅极下降沿最大周期期间的限制		42	47	52	$\mu\text{s}$
<b>V<sub>REF</sub> 部分 (分流稳压器)</b>						
$V_{REF}$	参考电压	$I_{CATHODE}=5\text{ mA}$ , $V_{CATHODE}=V_{REF}$	1.24	1.25	1.26	V
$V_{REF-CLAMP-H}$	高箝位电压		5.4	6.2	7.0	V
$V_{CATHODE}$	并联稳压器输出	$V_{REF} > V_{REF-CV}$ (1.1 V) 以使用 阴极	$V_{DD-OFF}$		15	V
$V_{DEV,I}$	$V_{REF}$ 过阴极电流的偏差	$I_{CATHODE}=0.5\text{ mA to }5\text{ mA}$ , $V_{REF}=V_{CATHODE}$	0	10	20	mV
$V_{DEV,T}$	$V_{REF}$ 过温的偏差	$I_{CATHODE}=0.5\text{ mA}$ , $V_{REF}=V_{CATHODE}$	0	15	30	mV
$R_{EGLI-FB}$	线路调节	$4 < V_{CATHODE} < 14$	0	2	4	mV/ V
$I_{L-CATHODE}$	漏电流	$V_{REF}=0\text{ V}$ , $V_{CATHODE}=6\text{ V}$	0	1	10	$\mu\text{A}$
<b>RES 部分</b>						
$V_{RES-EN}$	$V_{RES}$ 的阈值电压以使用 SR 栅极		0.1	0.2	0.3	V
$V_{RES}$	RES 引脚电压的线性工作范围 <sup>(4)</sup>	$V_{DD-OFF} < V_{DD} \leq 5\text{ V}$	0.4		$V_{DD}-1.0$	V
$V_{RES-CLAMP-H}$	较高箝位电压		5.4	6.2	7.0	V
$I_{RES-SINK}$	RES 灌电流	$V_{RES}=1\text{ V}$	50	150	250	nA
$K_{RES-DROP}$	带双周期的 RES 下降保护比	LPC 宽度= $5\text{ }\mu\text{s}$ , $RES=1\text{ V}$ 至 $0.7\text{ V}$	70		90	%
<b>LPC 部分</b>						
$V_{LPC}$	LPC 引脚电压的线性工作范围 <sup>(4)</sup>	$V_{DD-OFF} < V_{DD} \leq 5\text{ V}$	0.5		$V_{DD}-1.0$	V
$I_{LPC-SINK}$	LPC 灌电流	$V_{LPC}=1\text{ V}$	50	150	250	nA
$V_{LPC-HIGH-H}$	高压线路上的 SR 使能阈值电压 <sup>(4)</sup>		1.4		1.6	V
$V_{LPC-TH-H}$	高压线路上的 LPC 上升沿阈值电压 <sup>(4)</sup>	$V_{LPC-HIGH-H} \cdot 0.875 = V_{LPC-TH-H}$		1.25		V
$V_{LPC-HIGH-L-5V}$	低压线路上的 SR 使能阈值电压, $V_{IN}=5\text{ V}$	$V_{LPC-HIGH-L-5V} = V_{LPC-TH-L-5V} /$ 0.875	0.62	0.68	0.74	V
$V_{LPC-TH-L-5V}$	低压线路上的 LPC 上升沿阈值电压, $V_{IN}=5\text{ V}$ <sup>(4)</sup>	规格= $0.45+0.03 \cdot V_{IN}$ , $V_{IN}=5\text{ V}$	0.55	0.60	0.65	V

接下页

## 电气特性

$V_{IN}=5\text{ V}\sim 12\text{ V}$ ,  $LPC=1.5\text{ V}$ ,  $LPC$  宽度= $2\text{ }\mu\text{s}$ ,  $RES=1.5\text{ V}$ ,  $T_J=-40^\circ\text{C}$  至  $105^\circ\text{C}$ ,  $f_{LPC}=100\text{ kHz}$ , 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{LPC-HIGH-L-9V}$	低压线路上的 SR 使能阈值电压, $V_{IN}=9\text{ V}$	$V_{LPC-HIGH-L-9V}=V_{LPC-TH-L-9V}/0.875$	0.81	0.88	0.95	V
$V_{LPC-TH-L-9V}$	低压线路上的 LPC 上升沿阈值电压, $V_{IN}=9\text{ V}^{(4)}$	规格= $0.45+0.03\cdot V_{IN}$ , $V_{IN}=9\text{ V}$	0.72	0.77	0.82	V
$V_{LPC-HIGH-L-12V}$	低压线路上的 SR 使能阈值电压, $V_{IN}=12\text{ V}$	$V_{LPC-HIGH-L-12V}=V_{LPC-TH-L-12V}/0.875$	0.95	1.02	1.09	V
$V_{LPC-TH-L-12V}$	低压线路上的 LPC 上升沿阈值电压, $V_{IN}=12\text{ V}^{(4)}$	规格= $0.45+0.03\cdot V_{IN}$ , $V_{IN}=12\text{ V}$	0.85	0.90	0.95	V
$V_{LPC-TH-TRIG}$	触发器上的 LPC 下降沿阈值电压		40	70	100	mV
$V_{LINE-H-5V}$	LPC 引脚上的低至高压线路阈值电压, $V_{IN}=5\text{ V}$	规格= $[0.80+0.023\cdot V_{IN}]^*2$ ; $V_{IN}=5\text{ V}$	1.7	1.8	1.9	V
$V_{LINE-L-5V}$	LPC 引脚上的高至低压线路阈值电压, $V_{IN}=5\text{ V}$	规格= $[0.75+0.023\cdot V_{IN}]^*2$ ; $V_{IN}=5\text{ V}$	1.6	1.7	1.8	V
$V_{LINE-H-9V}$	LPC 引脚上的低至高压线路阈值电压, $V_{IN}=9\text{ V}$	规格= $[0.80+0.023\cdot V_{IN}]^*2$ ; $V_{IN}=9\text{ V}$	1.87	1.97	2.07	V
$V_{LINE-L-9V}$	LPC 引脚上的高至低压线路阈值电压, $V_{IN}=9\text{ V}$	规格= $[0.75+0.023\cdot V_{IN}]^*2$ ; $V_{IN}=9\text{ V}$	1.77	1.87	1.97	V
$V_{LINE-H-12V}$	LPC 引脚上的低至高压线路阈值电压, $V_{IN}=12\text{ V}$	规格= $[0.80+0.023\cdot V_{IN}]^*2$ ; $V_{IN}=12\text{ V}$	1.99	2.09	2.19	V
$V_{LINE-L-12V}$	LPC 引脚上的高至低压线路阈值电压, $V_{IN}=12\text{ V}$	规格= $[0.75+0.023\cdot V_{IN}]^*2$ ; $V_{IN}=12\text{ V}$	1.89	1.99	2.09	V
$V_{LPC-CLAMP-H}$	较高箝位电压		5.4	6.2	7.0	V
$V_{LPC-DIS}$	禁用 SR 栅极开关的 LPC 阈值电压	$V_{DD}=5\text{ V}$ , $LPC=3\text{ V}\uparrow$	4.50	4.75	5.00	V
$t_{LPC-LH-debounce}$	从低压线路到高压线路的线路改变去抖		12	18	24	ms
$t_{LPC-HL-debounce}$	从高压线路到低压线路的线路改变去抖 <sup>(4)</sup>			15		$\mu\text{s}$
<b>内部时序部分</b>						
比率 <sub>LPC</sub>	LPC 至 $I_{LPC}$ 转换比 <sup>(4)</sup>			1		$\mu\text{A/V}$
比率 <sub>RES</sub>	$V_{RES}$ 至 $I_{RES}$ 转换比 <sup>(4)</sup>			0.445		$\mu\text{A/V}$
比率 <sub>LPC-RES</sub>	$V_{LPC}$ 和 $V_{RES}$ 之间的比率	$V_{LPC}=1.5\text{ V}$ , $V_{RES}=1.5\text{ V}$ , LPC 宽度= $4\text{ }\mu\text{s}$	2.05	2.25	2.45	
$t_{LPC-EN-H}$	在高压线路时使能 SR 栅极的最小 LPC 时间, $V_{LPC-HIGH}>V_{LPC-HIGH-H}$	$V_{DD}\geq 5\text{ V}$ , $V_{LPC}=3\text{ V}$ , $V_{RES}=1.5\text{ V}$	80	180	280	ns
$t_{LPC-EN-L}$	在低压线路时使能 SR 栅极的最小 LPC 时间, $V_{LPC-HIGH}>V_{LPC-HIGH-H}$	$V_{DD}\geq 5\text{ V}$ , $V_{LPC}=1.5\text{ V}$ , $V_{RES}=1.5\text{ V}$	600	700	800	ns
$t_{MIN}$	最小栅极宽度 <sup>(4)</sup>	$V_{LPC}=1.5\text{ V}$ , $V_{RES}=1.5\text{ V}$	0.35	0.50	0.65	$\mu\text{s}$
$t_{gate-limit}$	$t_{on-SR}(n+1)-t_{on-SR}(n) < t_{gate-limit}$			500		ns
<b>GREEN 部分</b>						
$t_{GREEN-ON}$	进入绿色模式的最小 LPC 非开关周期	每个 LPC 群集至群集	260	330	400	$\mu\text{s}$

接下一页



**电气特性**

$V_{IN}=5\text{ V}\sim 12\text{ V}$ ,  $LPC=1.5\text{ V}$ ,  $LPC\text{ 宽度}=2\text{ }\mu\text{s}$ ,  $RES=1.5\text{ V}$ ,  $T_J=-40^\circ\text{C}\text{ 至 }105^\circ\text{C}$ ,  $f_{LPC}=100\text{ kHz}$ , 除非另有说明。

符号	参数	工作条件	最小值	典型值	最大值	单位
$t_{GREEN-OFF}$	退出绿色模式的最大 LPC 非开关周期	每个 LPC 群集至群集	100	150	200	$\mu\text{s}$
$n_{GREEN-OFF}$	退出绿色模式的持续 LPC 开关循环			256		周期
<b>COMR 部分</b>						
$V_{DIS-COMR-H}$	禁用电缆补偿的 COMRH 阈值电压	$V_{DD}>3.5\text{ V}$	2.0	2.5	3.0	V
$V_{DIS-COMR-L}$	禁用电缆补偿的 COMRL 阈值电压	$V_{DD}>3.5\text{ V}$	2.0	2.5	3.0	V
$V_{REF-COMRH}$	高压线路时的电缆补偿	$R_{COMRH}=100\text{ k}\Omega$ , $C_{COMRH}=100\text{ nF}$ , $V_{DD}=5\text{ V}$ , $RES=1.5\text{ V}$ , $LPC$ $HIGH=3\text{ V}$ , 栅极宽度= $5\text{ }\mu\text{s}$ , ( $V_{REF}=V_{CATHODE}$ , $I_{CATHODE}=5\text{ mA}$ )	1.37	1.40	1.43	V
$V_{REF-COMRL}$	低压线路时的电缆补偿	$R_{COMRL}=100\text{ k}\Omega$ , $C_{COMRL}=100\text{ nF}$ , $V_{DD}=5\text{ V}$ , $RES=1.5\text{ V}$ , $LPC$ $HIGH=1.5\text{ V}$ , 栅极宽度 = $5\text{ }\mu\text{s}$ , ( $V_{REF}=V_{CATHODE}$ , $I_{CATHODE}=5\text{ mA}$ )	1.37	1.40	1.43	V

**注意:**

- $V_{DD}>V_{DD\_ON}$ : 使能阴极引脚 (禁用以拉高阴极引脚)。
- 由设计保证

## 典型性能特征

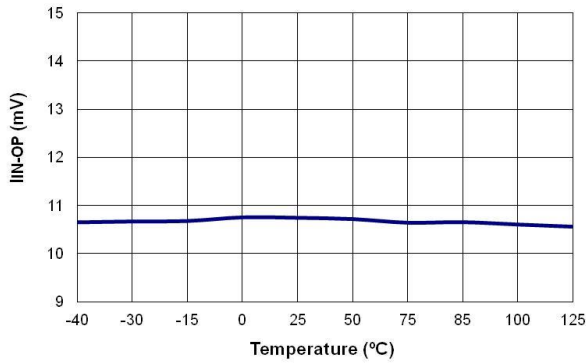


图 5. 工作电流 ( $I_{IN-OP}$ ) 与温度的关系

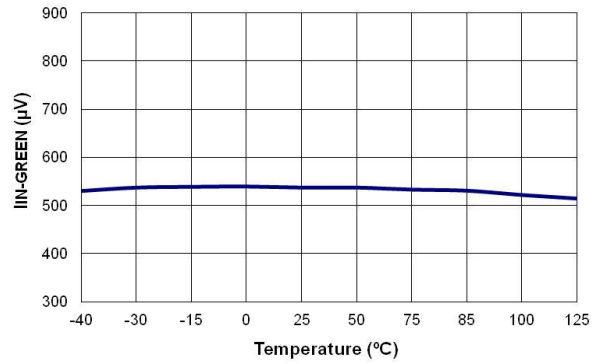


图 6. 绿色模式中的工作电流 ( $I_{IN-GREEN}$ ) 与温度的关系

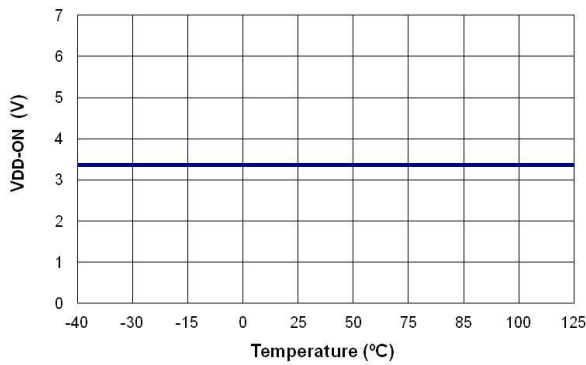


图 7. 导通阈值电压 ( $V_{DD-ON}$ ) 与温度的关系

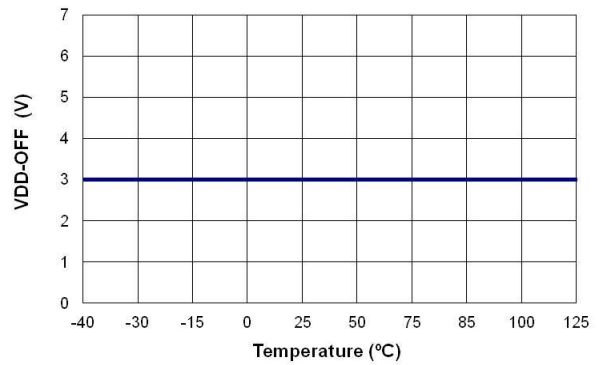


图 8. 关断阈值电压 ( $V_{DD-OFF}$ ) 与温度的关系

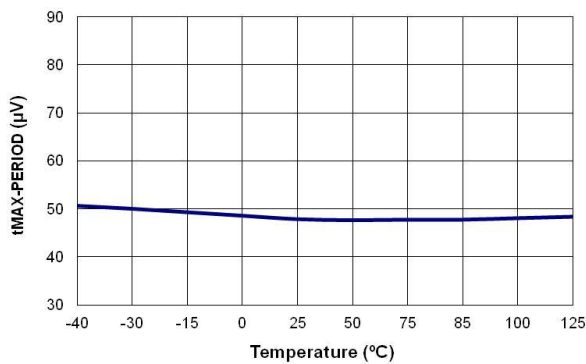


图 9. 最大周期 ( $t_{MAX-PERIOD}$ ) 与温度的关系

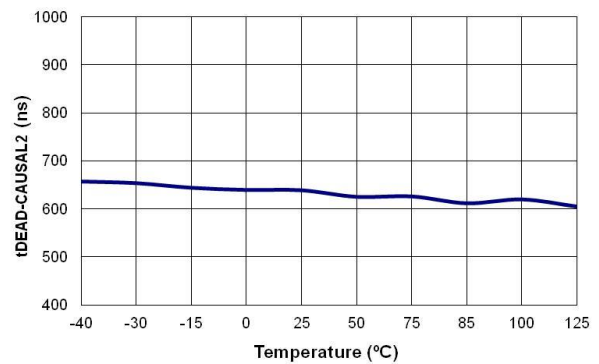


图 10. 低压线路上由因果函数导致的 SR 关断死区时间 ( $t_{DEAD-CAUSAL2}$ ) 与温度的关系

## 典型性能特征

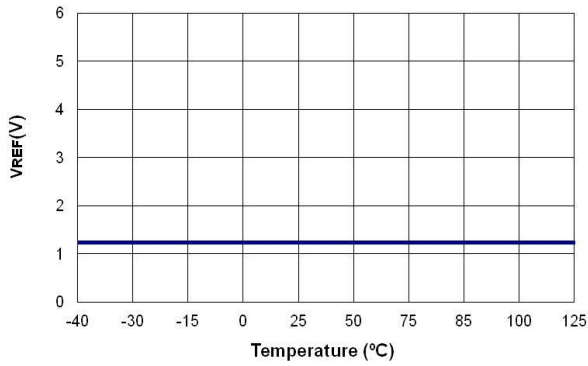


图 11. 参考电压 ( $V_{REF}$ ) 与温度的关系

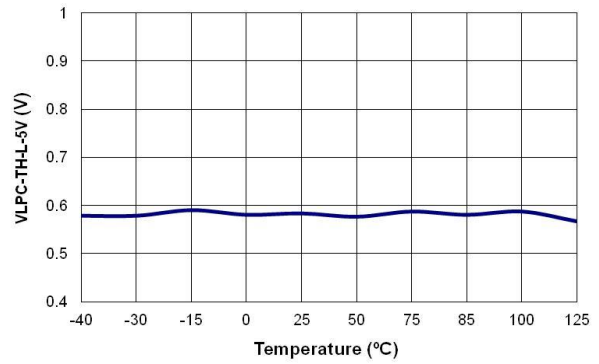


图 12. 低压线路上 LPC 上升沿阈值电压 ( $V_{LPC-TH-L-5V}$ ) 与温度的关系

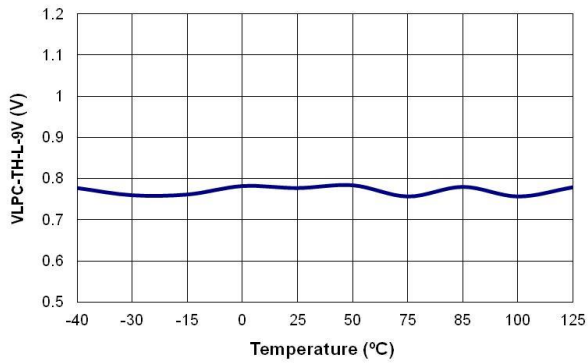


图 13. 低压线路上 LPC 上升沿阈值电压 ( $V_{LPC-TH-L-9V}$ ) 与温度的关系

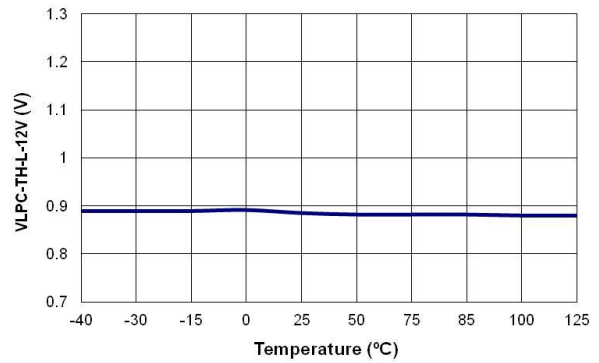


图 14. 低压线路上 LPC 上升沿阈值电压 ( $V_{LPC-TH-L-12V}$ ) 与温度的关系

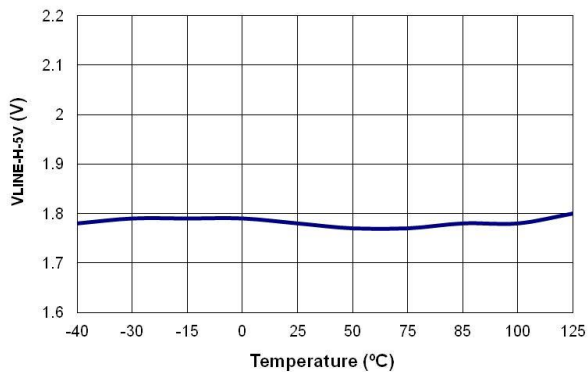


图 15. LPC 引脚上低至高压线路阈值电压 ( $V_{LINE-H-5V}$ ) 与温度的关系

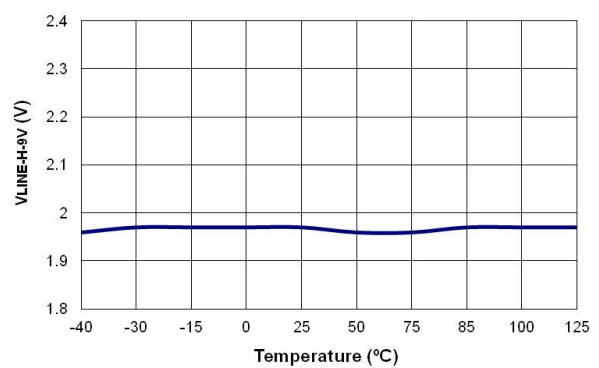


图 16. LPC 引脚上低至高压线路阈值电压 ( $V_{LINE-H-9V}$ ) 与温度的关系

## 典型性能特征

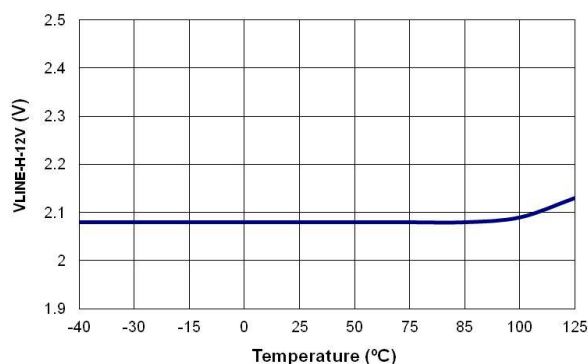


图 17. LPC 引脚上低至高压线路阈值电压 ( $V_{LINE-H-12V}$ ) 与温度的关系

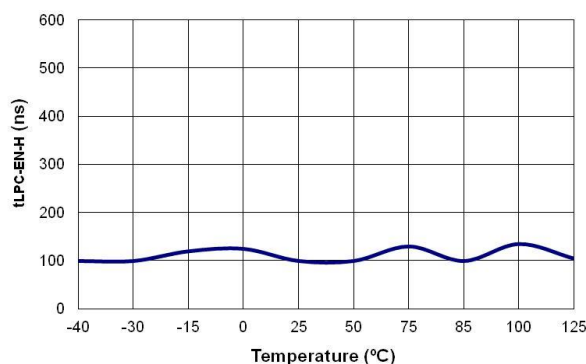


图 18. 高压线路上使能 SR 栅极的最小 LPC 时间 ( $t_{LPC-EN-H}$ ) 与温度的关系

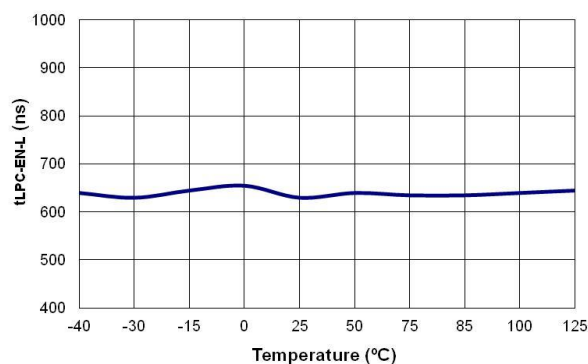


图 19. 低压线路上使能 SR 栅极的最小 LPC 时间 ( $t_{LPC-EN-L}$ ) 与温度的关系

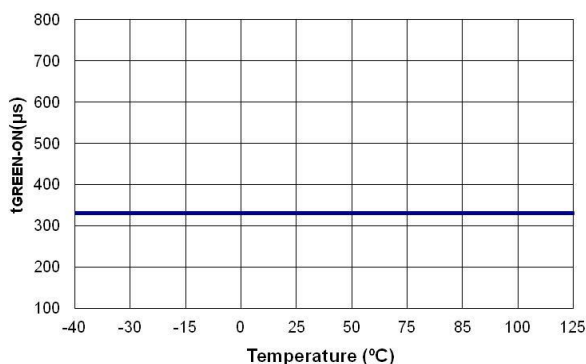


图 20. 进入绿色模式的最小 LPC 非开关周期 ( $t_{GREEN-ON}$ ) 与温度的关系

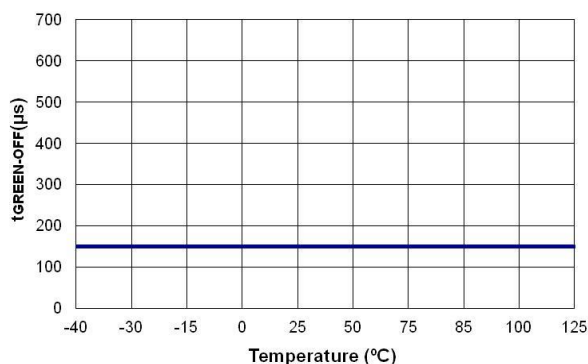


图 21. 退出绿色模式的最小 LPC 非开关周期 ( $t_{GREEN-OFF}$ ) 与温度的关系

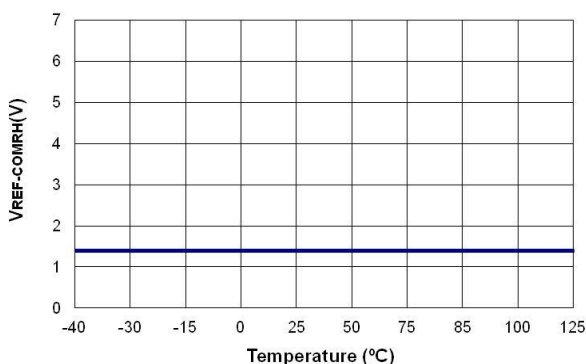


图 22. 高压线路上电缆补偿 ( $V_{REF-COMRH}$ ) 与温度的关系

## SR 控制工作原理

同步整流广泛用于低电压和高电流电源转换器应用，用以最大限度地提高效率。用以同步整流器 (SR) 方式工作的 MOSFET 代替整流二极管，可降低等效的正向压降，从而减少传导损耗。与降压式拓扑不同，反激式转换器的同步整流控制充满挑战，因为它是电流反馈、电容负载式电路结构。对于这种电路，变压器次级绕组上的电压极性仅在同步整流器 (SR) 关闭后才能改变。这是因为在 SR 导通时，次级绕组上的电压箝位于输出电压。因此，应预测 SR 电流过零瞬间，以便在 SR 电流达到零时正确关闭 SR 栅极，以允许 SR 体二极管自然关闭阻断反向电流。

图 23 显示简化的反激式转换器，带同步整流和关键波形。当开关 Qp 导通时，输入电压施加于变压器的初级端磁化电感，使磁化电感电流斜升。当 Qp 关断时，反映输出电压施加于初级端磁化电感两端，使磁化电感电流下降。根据转换器是在持续导通模式 (CCM) 还是非连续导通模式 (DCM) 下运行，确定不同的 SR 电流过零瞬间。在 DCM 下运行时，SR 电流过零瞬间根据初级端栅极驱动信号的占空比而变化。但是，在 CCM 运行中，SR 电流过零瞬间则在初级端开关导通时发生。因此，FAN6230A 采用两种不同的方式（线性预测和因果预测）来预测 CCM 和 DCM 运行的 SR 电流过零瞬间。

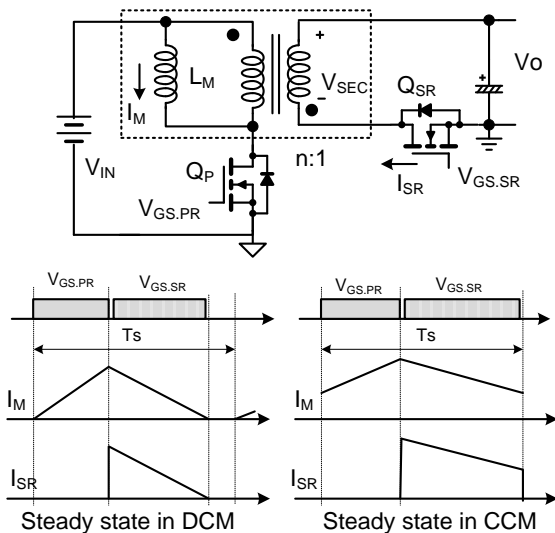


图 23. 每种运行模式的反激式转换器和关键波形

## 1. 线性预测控制 (LPC)

图 24 显示线性预测控制的概念电路和相应波形。在 DCM 运行中，每当新开关循环启动，变压器电流（磁化电感电流）都会从零斜升。此电流在下一开关循环启动前下降至零。由于磁化电流的斜率由施加在磁化电感两端的电压决定，伏秒平衡等式表示在一个开关循环之后磁化电流何时返回初始值。

$$\frac{V_{IN}}{L_m} t_{ON} = \frac{nV_{OUT}}{L_m} t_{DIS} \quad (1)$$

即使在 CCM 运行中，只要转换器以稳态运行，就满足伏秒平衡等式。(1)

线性预测方式的基本概念是在一个开关循环之后，变压器的磁化电流返回初始条件时，通过模拟磁化电感电流的运行来预测该瞬态。可采用变压器绕组电压（转换为电流并注入时序电容）来模拟电感电流。时序电容电压模拟电感电流，因此，可以预测 SR 电流过零瞬间，实现正确的 SR 栅极驱动。

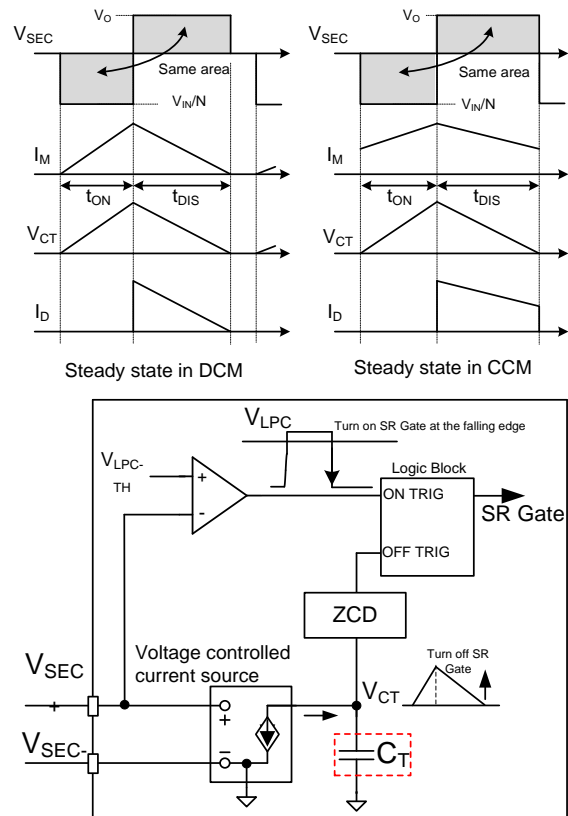


图 24. 线性预测控制的概念电路

## 2. 因果预测控制 (CPC)

虽然线性预测方式在 DCM 运行中可以非常高效地预测 SR 电流过零瞬间，但对于 CCM 运行则有所限制。这是因为当转换器在 CCM 模式下通过瞬态时，在开关循环的末端，磁化电流不返回初始条件，如图 25 所示。因此，线性预测方式导致 SR 栅极终止延迟，甚至可能因为初级端和次级端开关同时导通而造成直通。为了在所有工作模式下确保可靠的 SR 控制，FAN6230A 也采用了另一种 SR 控制方式—因果预测控制。

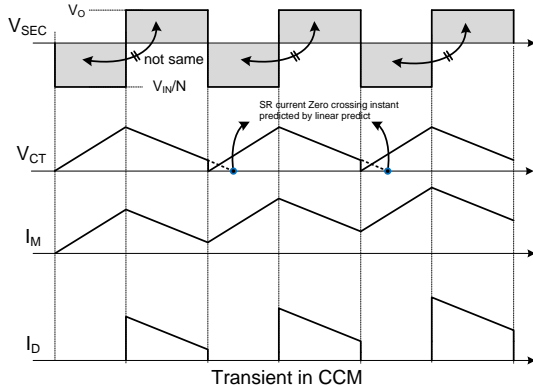


图 25. CCM 瞬态期间的磁化电流波形

因果预测控制根据前一开关循环的开关周期来预测 SR 电流过零瞬间，如图 26 所示。一般来说，因果预测 SR 控制的前提是开关频率在两个连续开关循环之间不会变化太大。因此，此方式根据前一开关循环的开关模式来预测电流开关循环的开关瞬态。

如图 26 所示，CPC 预测 SR 电流的过零时间迟于 DCM 中的实际过零时间。但是，LPC 则准确预测 DCM 中的 SR 电流过零瞬间。对于 CCM 运行，LPC 预测 SR 电流过零时间迟于实际过零时间。但是，CPC 则准确预测 CCM 中的 SR 电流过零瞬间。

FAN6230A 使用来自 LPC 和 CPC 的过零预测信号，在两个信号中，先引入的信号触发 SR 开关关断。

CPC 的限制之一是当初级端 PWM 控制器通过可变频率操作进行输出调节或为减少 EMI 而进行频率调制时，需要相对较大的死区时间。这是为了覆盖由初级端 PWM 控制器确定的两个连续开关循环之间的可能开关周期变化。

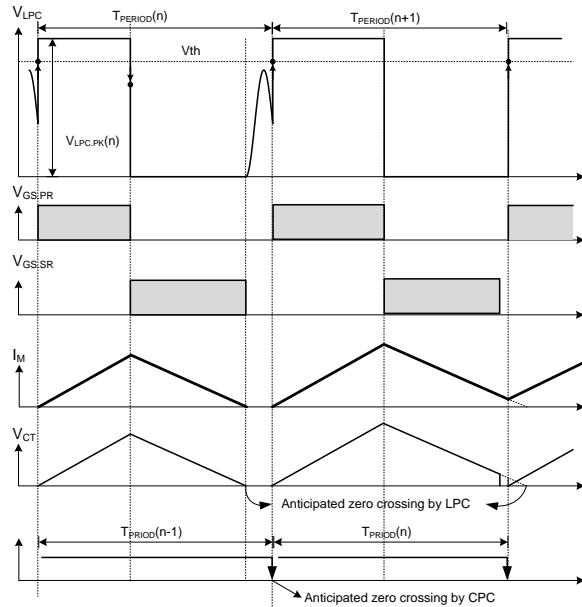


图 26. 因果预测控制的操作

## 功能说明

### 电路操作

#### 3. LPC 引脚电压触发的 SR 导通

FAN6230A 用于 SR 控制的最重要信号是 LPC 引脚电压，因为该信号用于检测初级端开关的导通和关断瞬态。图 28 显示典型的工作和用于 DCM 和 CCM 运行的 LPC 电压波形。问题是当初级端 MOSFET 和 SR MOSFET 在 DCM 运行中均关断时，LPC 信号发生振荡。为了维持正确的 SR 控制，必须区分来自实际 PWM 开关的振荡。LPC 电压必须满足两个条件，以便被视为 PWM 开关产生的有效 LPC 电压。

- LPC 电压应升高至超过前一开关循环的采样 LPC 电压的 90%。LPC 采样电压的 90% 也应高于  $V_{LPC-TH}$ 。换言之，LPC 电压采样电压应高于  $V_{LPC-TH} / 0.9$  ( $V_{LPC-HIGH}$ )。
- 此外，LPC 电压应高于阈值，且保持时间超过 LPC 使能时间 ( $t_{LPC-EN}$ )。LPC 使能时间根据工作条件相应变化， $t_{LPC-EN-H} = 180$  ns 用于高压线路，而  $t_{LPC-EN-L} = 700$  ns 用于低压线路。

一旦 LPC 电压被视为有效，当  $t_{LPC-EN}$  到期后，即开始 LPC 电压采样。采样的 LPC 电压用于产生阈值以便下一次验证 LPC 电压，也用于驱动压控电流源，以实现线性预测控制。

当 LPC 电压被视为有效时，LPC 信号降至低于  $V_{LPC-TH}$ ，并导通 SR MOSFET。

对于各种  $V_{IN}$  电压应用，根据  $V_{IN}$  电压调制  $V_{LPC-TH-L}$  是必需的，如图 27 所示，表 1 显示详细的  $V_{LPC-TH-L}$  和  $V_{LPC-TH-H}$ ，分别用于低压线路和高压线路条件。

为了避免 DCM 运行中的 SR 误触发，FAN6230A 具有 LPC 下降检测保护功能，LPC 电压应快速下降，在触发时间内通过两个检测阈值。

即使 LPC 电压快速下降且满足上述条件，但如果发生在 SR 关断瞬间后的  $t_{INHIBIT}$  (1.4  $\mu$ s) 抑制时间内，仍将被忽略。

表 1. 在低压线路和高压线路条件中 LPC 引脚的详细参数

参数	条件	典型值	单位
$t_{LPC-EN-H}$	高压线路	180	ns
$t_{LPC-EN-L}$	低压线路	700	ns
$V_{LPC-HIGH-H}$	高压线路	1.5	V
$V_{LPC-HIGH-L-5V}$	低压线路，5 V 输出	0.68	V
$V_{LPC-HIGH-L-9V}$	低压线路，9 V 输出	0.88	V
$V_{LPC-HIGH-L-12V}$	低压线路，12 V 输出	1.02	V
$V_{LPC-TH-H}$	高压线路	1.25	V
$V_{LPC-TH-L-5V}$	低压线路，5 V 输出	0.60	V
$V_{LPC-TH-L-9V}$	低压线路，9 V 输出	0.77	V
$V_{LPC-TH-L-12V}$	低压线路，12 V 输出	0.90	V
$V_{LPC-TH-TRIG}$		70	mV

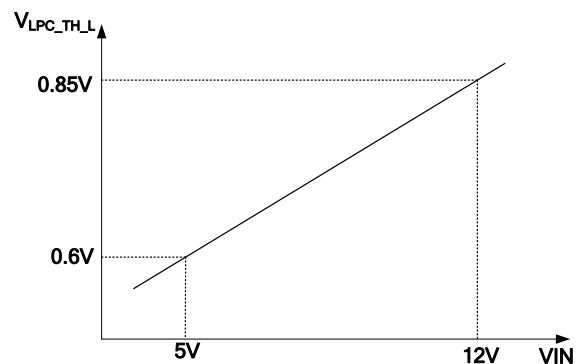


图 27.  $V_{IN}$  引脚电压的功能之一， $V_{LPC-TH-L}$  调节

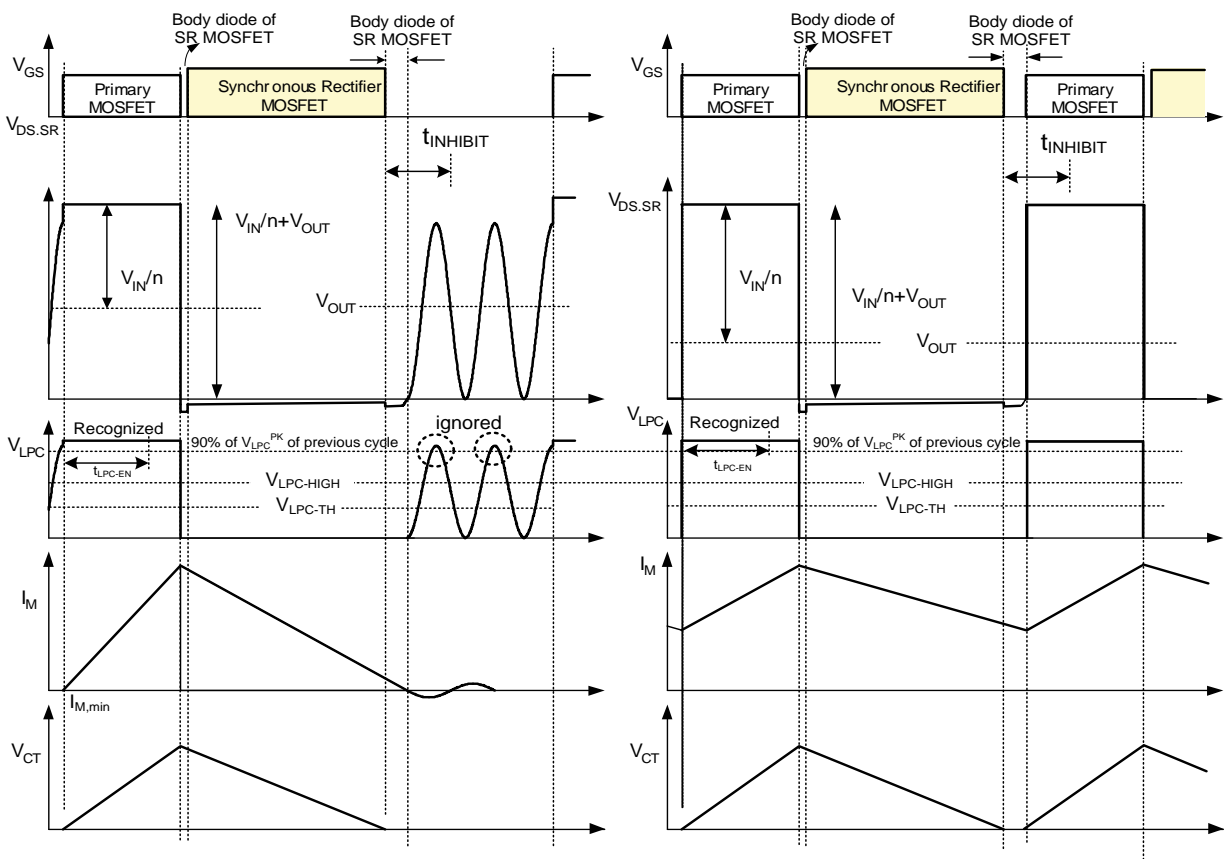


图 28. DCM 和 CCM 运行中线性预测时序控制的典型波形

#### 4. 低压/高压线路检测和 LPC 电压

根据 LPC 采样电压，检测低压和高压条件，根据线路电压调节各种关键参数。用于线路电压检测的阈值电压列表如下。

表 2. 用于线路电压检测的阈值电压

参数	条件	典型值	单位
$V_{LINE-H-5V}$	高压线路检测	1.80	V
$V_{LINE-L-5V}$	低压线路检测	1.70	V
$V_{LINE-H-9V}$	高压线路检测	1.97	V
$V_{LINE-L-9V}$	低压线路检测	1.87	V
$V_{LINE-H-12V}$	高压线路检测	2.27	V
$V_{LINE-L-12V}$	低压线路检测	2.09	V
$t_{LPC-LH-去抖}$	从低压到高压线路	18	ms
$t_{LPC-HL-去抖}$	从高压到低压线路	15	$\mu s$

#### 5. 线性预测的 SR 关断触发

图 29 显示线性预测控制框图。线性预测方式的基本概念是在完成一个开关循环之后，变压器的磁化电流返回初始条件时，通过仿真磁化电感电流的运行来估计该瞬间。两个电压控制的电流源和一个内部时序电容用于仿真磁化电流的充电和放电。

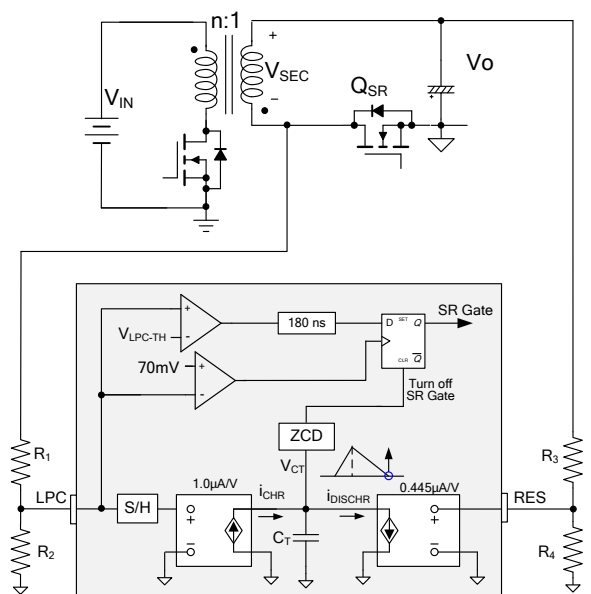


图 29. 线性预测控制框图



当 LPC 电压为高电平时，为内部电容 CT 充电的电流计算如下：

$$i_{CT1} = \frac{(\frac{V_{IN}}{N} + V_O)R_2}{R_1 + R_2} \cdot 1 \times 10^{-6} - \frac{V_O R_4}{R_3 + R_4} \cdot 0.445 \times 10^{-6} \quad (2)$$

当 LPC 电压为低电平时，向内部电容 CT 放电的电流计算如下：

$$i_{CT2} = V_O \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot 0.445 \times 10^{-6} \quad (3)$$

与电感伏秒平衡等效的电容电流秒平衡计算如下：

$$\begin{aligned} & [(\frac{V_{IN}}{N} + V_O) \frac{R_2 \cdot 1.0}{R_1 + R_2} - V_O \frac{R_4 \cdot 0.445}{R_3 + R_4}] \cdot T_{ON.PWM} \\ & = [V_O \frac{R_4 \cdot 0.445}{R_3 + R_4}] \cdot T_{ON.SR} \end{aligned} \quad (4)$$

通过引入一个定义为  $k = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$  的分压器

比，等式 (4) 可简化为：

$$[\frac{2.25}{k} \cdot (\frac{V_{IN}}{n} + V_{OUT}) - V_{OUT}] \cdot t_{ON.PWM} = V_{OUT} \cdot t_{ON.SR} \quad (5)$$

设  $k=2.25$ ，则伏秒平衡等式如下：(4)

$$\frac{V_{IN}}{N} \cdot t_{ON.PWM} = V_O \cdot t_{ON.SR} \quad (6)$$

如等式 (6) 所示，当 SR 电流过零时，CT 电压过零。考虑到电阻分压器和内部电路的容差，系数 K 应略大于 2.25，以确保 SR 电流到达零位前 SR 栅极关断。

由于 LPC 和 RES 引脚的内部电路存在可允许的电压范围，因此，对于 LPC 和 RES 分压器有各种要求。

- 因为允许 SR 栅极驱动运行的最小 LPC 采样电压是  $V_{LPC-HIGH}$ ，最小 LPC 采样电压应高于  $V_{LPC-HIGH}$ ，如下：

$$V_{LPC-HIGH-L} < \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\frac{V_{IN.MIN}}{n} + V_{OUT}) \quad (7)$$

- 为了确保 LPC 受控电流源的电压线性操作范围，LPC 电压应介于 0.5 V 和 4 V 之间，如下：

$$0.5V < \frac{R_2}{R_1 + R_2} (\frac{V_{IN.MIN}}{n} + V_{OUT}) \quad (8)$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} (\frac{V_{IN.MAX}}{n} + V_{OUT}) < 4V \quad (9)$$

- 为了确保 RES 引脚受控源电流的电压线性工作范围，RES 电压应介于 0.4 V 与 4.2 V 之间，如下：

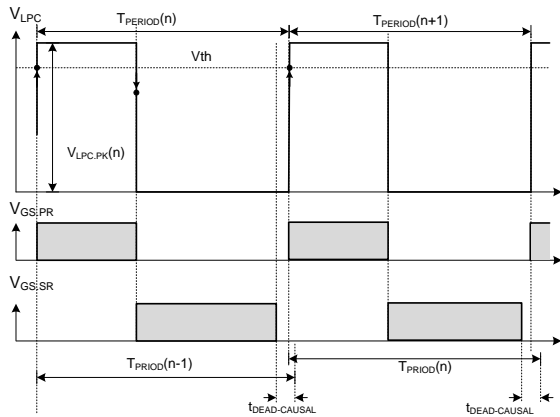
$$0.4V < \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{OUT} < 4.2V \quad (10)$$

### 6. 因果预测导致的 SR 关断触发

为了确保次级端同步整流的正确运行，初级端开关启动下一次开关之前必须关断 SR MOSFET，以便两个开关不会同时导通。表 3 显示因果预测控制引入的死区时间。

**表 3. 因果预测控制引入的死区时间**

参数	条件	典型值	单位
$t_{DEAD-CAUSAL1}$	CV 调节, 高压线路	790	ns
$t_{DEAD-CAUSAL2}$	CV 调节, 低压线路	570	ns
$t_{DEAD-CAUSAL3}$	CC 调节, 低压线路	850	ns



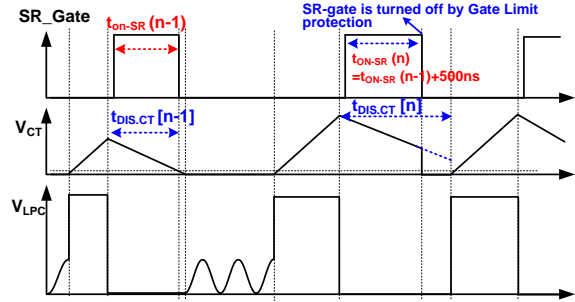
**图 30. 因果预测控制的操作**

### 7. SR 栅极扩展限制保护

栅极扩展限制保护控制 SR MOSFET 的导通时间扩展。一旦内部时序电容 ( $t_{DIS,CT}$ ) 的放电时间长于 500 ns 加上 SR MOSFET ( $t_{ON-SR(n-1)}$ ) 之前的导通时间,  $t_{ON-SR(n)}$  即限制为 500 ns 加上  $t_{ON-SR(n-1)}$ , 如图 31 所示。如果输出负载从轻到重快速变化, 则可能不应用伏秒平衡定理。在这种瞬态下, 将激活栅极扩展限制保护以避免 SR 栅极和 PWM 栅极之间交叠。

当 FAN6230A 通过 LPC 引脚电压检测到工作条件在高压线路和低压线路之间发生改变, 则 SR 栅极减少至最小值 (500 ns), 然后恢复 SR 栅极限制功能。

当 FAN6230A 启动或退出绿色模式时, SR 栅极限制功能也会参与其中, 并导致 SR 栅极的软启动。



**图 31. 栅极限制功能的操作**

### 8. RES 引脚操作

使用分压器在 RES 引脚检测到反激式转换器的输出电压。输出电压信息用于下列功能。

- 线性预测控制: RES 电压用以驱动线性预测控制中受控源电流的电压。
- 输出短路保护: 当 RES 电压降至低于 0.2 V 时, 将禁用 SR。当 RES 电压下降超过 10% (与前一开关循环的 RES 电压相比) 也禁用 SR 开关 (进入绿色模式)。

**表 4. 与 RES 引脚相关的参数**

参数	条件	典型值	单位
$V_{RES-EN}$		0.2	V
$K_{RES-DROP}$		90	%

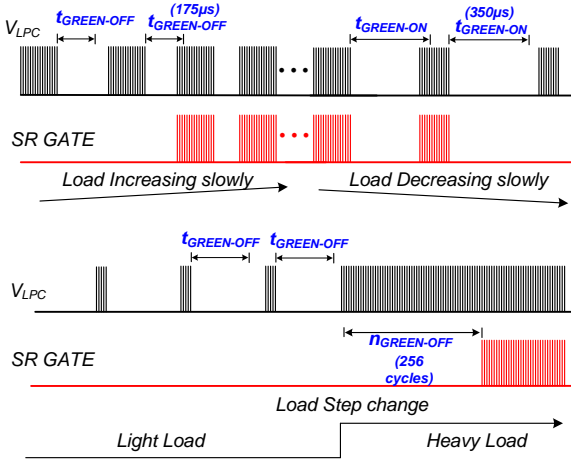
### 9. 绿色模式运行

为了提高轻负载条件下电源的系统效率, FAN6230A 提供绿色模式运行。当 FAN6230A 进入绿色模式时, 将禁用主要的控制功能, 包括 SR 栅极驱动, 工作电流将从 12 mA 减少至 500  $\mu$ A。进入和退出绿色模式的条件如下。

- 当间歇模式中的无开关持续时间 (介于两个间歇开关束之间的无开关时间) 超过 330  $\mu$ s 时, 进入绿色模式。
- 当间歇模式中的无开关持续时间少于 150  $\mu$ s 或正常开关持续超过 256 个连续开关循环时, 退出绿色模式。

**表 5. 绿色模式定义**

参数	典型值	单位
$t_{GREEN-ON}$	330	$\mu s$
$t_{GREEN-OFF}$	150	$\mu s$
$n_{GREEN-OFF}$	256	周期



**图 32. 进入和退出绿色模式**

此外，还有三个瞬态条件可使 FAN6230A 进入绿色模式，以避免任何异常条件。在下一个瞬态期间 FAN6230A 进入绿色模式后，开关将在 256 个开关循环后恢复。

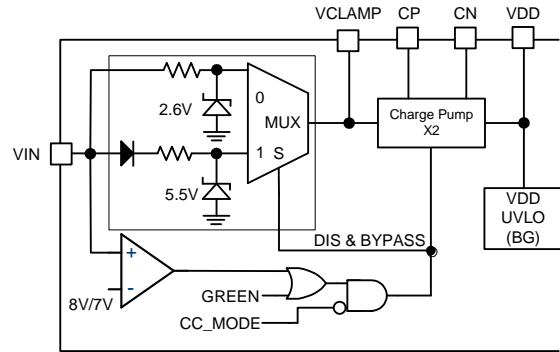
- LPC 电压应升高至超过前一开关循环的采样 LPC 电压的 90%。当 LPC 采样电压的 90% 低于  $V_{LPC\_TH}$ ，则 FAN6230A 进入绿色模式瞬态。
- 当 RES 电压下降超过 10%（与前一开关循环的 RES 电压相比），FAN6230A 进入绿色模式。

### 10. 充电泵操作

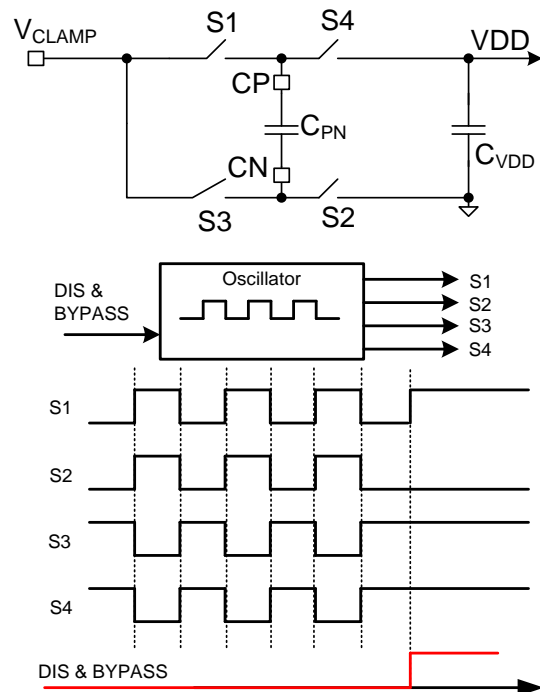
为了确保充电器应用的正常运行，即使是在 CC 运行中的低电源电压，FAN6230A 配置了集成式充电泵电路。内部充电泵电路可被分为两级。前端是电压箝位级 LDO，它为充电泵电路提供电源。充电泵级具有倍压模式和旁路模式，选择哪个模式取决于  $V_{IN}$  引脚的电压，如图 33 所示。当  $V_{IN}$  引脚电压低于 8 V 时，充电泵处于倍压模式。然后，电压箝位级将输出调节至 2.6 V 附近，以便充电泵可在  $V_{DD}$  引脚提供 5.2 V。当充电泵级处于旁路模式时，电压箝位电路在 5.5 V 下调节  $V_{CLAMP}$ ，后者与  $V_{DD}$  直接连接以旁路充电泵。

对于 5 V 输出充电器应用，大部分时间充电泵级处于倍压模式，以维持稳定的 5.2 V  $V_{DD}$  电源电压。为了减少 FAN6230A 的功耗，充电泵级处于绿色模式下的旁路模式，带恒压调节。

为了稳定箝位级的操作，通常将 1  $\mu F$  陶瓷电容分别用于  $V_{CLAMP}$  和 CPN。对于  $V_{DD}$  电容，建议使用 1-2  $\mu F$ ，因为过大的电容可能延迟 FAN6230A 的启动。



**图 33. 内部充电泵控制电路**



**图 34. 充电泵电路和时序图**

图 35 显示序列电源电路和内部信号连接 D 触发器的重置引脚，从而禁用 SR 栅极驱动信号。表 6 中列有每个信号的详细说明。

表 6. 每个信号的详细说明

禁用 SR 的信号	描述
绿光	绿色模式
RES_SHORT	RES 引脚电压低于 0.2 V
VDD_OVP	VDD 引脚电压高于 7 V
MAX_PERIOD	对于 CV 模式和 CC 模式，检测到的 LPC 电压上升至超过 $V_{LPC\_TH}$ 的时间分别不超过 24 $\mu\text{s}$ 和 50 $\mu\text{s}$ 。
POW_ON	VDD 高于 3.35 V
EN_32MS	VDD 上升至超过 3.35 V 之后 32 ms
LPC_RDY	LPC 引脚电压高于 $V_{LPC\_TH}$ 。另外集成了 500 $\mu\text{s}$ 功率升高延迟。

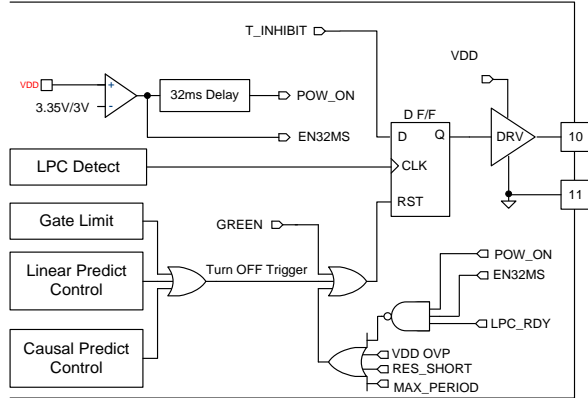


图 35. 禁用 SR 开关的条件

图 36 显示相应的启动和关断波形。

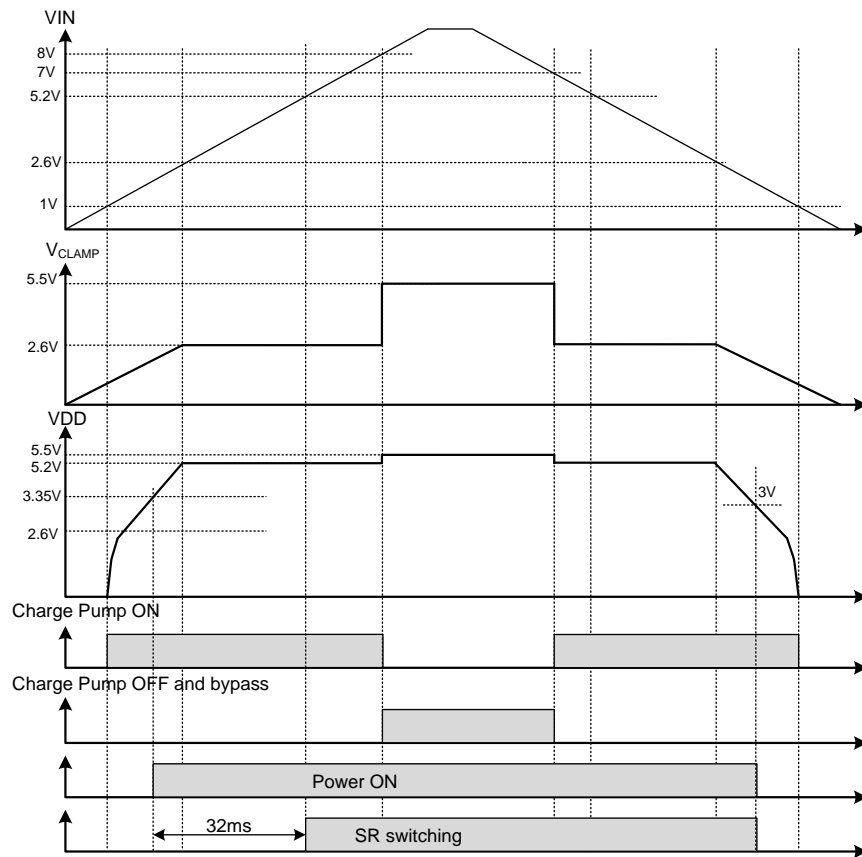


图 36. 功率序列波形

### 11. 电缆补偿

FAN6230A 具有内置电缆补偿电路，以在 CV 模式中的整个负载范围内提供电缆末端调节恒压。负载电缆上的压降通过调节内部并联稳压器的参考电压来补偿，如图 37 所示。

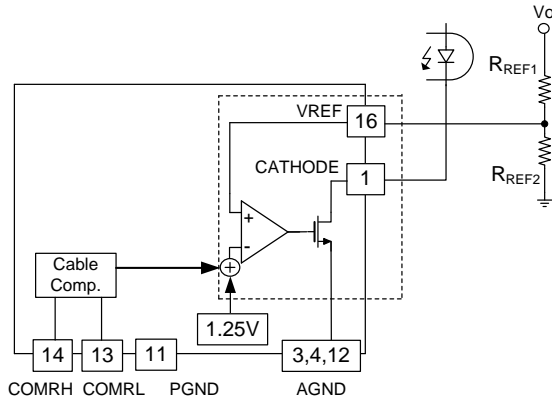


图 37. 电缆补偿

一般 FAN6230A 的阴极引脚连接光电耦合器以实施对初级端控制器的反馈。根据上述的控制机制，电缆补偿电路的安装可描述如下：

$$V_{OUT} = \left[ \frac{R_{REF1} + R_{REF2}}{R_{REF2}} \right] \cdot \left( 1.25V + 0.8 \cdot \frac{t_{SR\_ON}^2}{T_{PERIOD}} \cdot R_{COMR} \right) \quad (11)$$

使用电缆补偿功能时，一般将 1 nF 旁路电容与 COMRH/L 电阻并联。由于输出电流根据 SR MOSFET 的导通时间来估计，如果运行模式 (CCM 或 DCM) 随线路电压而改变，应调节电缆补偿增益。因此，FAN6230A 有两个用于电缆补偿增益设置的引脚 (COMRH 和 COMRL)，分别用于高压线路和低压线路。当补偿增益不需要进行线路电压调节时，连接 COMRL 引脚至 VDD。这样，低压和高压线路的电缆补偿增益仅由 COMRH 引脚上的电阻决定。如果无需电缆补偿，也可将 COMRH 和 COMRL 引脚短接至地；COMR 引脚应用表示在下表中：

表 7. COMR 控制器方式

COMRH	COMRL	电缆补偿引脚
VCOMRH	VCOMRL	VCOMRH 和 VCOMRL 程序高/低压线路电缆补偿
VCOMRH	V <sub>DD</sub>	VCOMRH 程序高/低压线路电缆补偿
V <sub>DD</sub>	10 nF	默认电缆补偿
0	0	无电缆补偿

### 12. RES 下降保护

在 V<sub>LPC</sub> 的上升沿期间和 t<sub>LPC-EN</sub> 期间，RES 电压作为参考电压 V<sub>RES</sub> 采样并保持。一旦 V<sub>RES</sub> 下降至低于先前采样和保持电压的 90%，就会触发绿色模式功能。n SR 栅极驱动信号被立即关断，如图 38 所示。当输出电压快速下降时，初级端的伏秒平衡磁化电感，L<sub>m</sub>，就无法满足。RES 下降保护激活以防止驱动信号重叠。

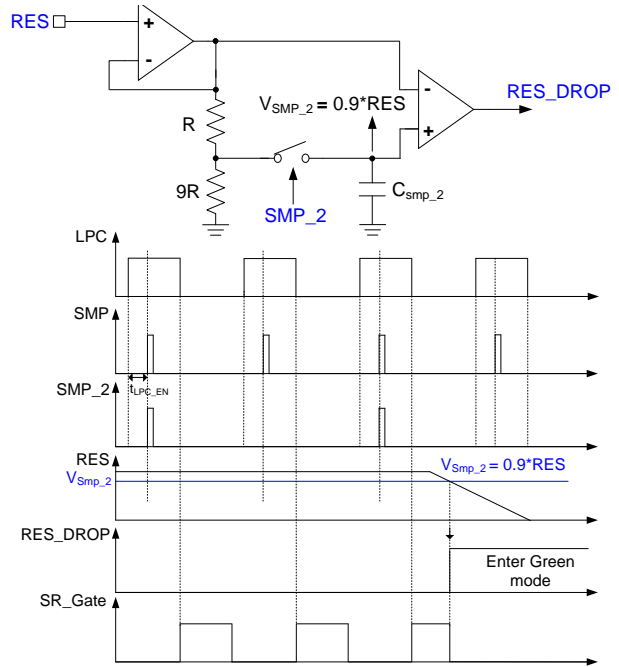


图 38. V<sub>RES</sub> 下降保护

### 13. 欠压锁定 (UVLO)

V<sub>DD</sub> 可充当 UVLO 保护。V<sub>DD</sub> 的导通和关断阈值分别是 3.35 V 和 3 V。凭借超低 V<sub>DD</sub> 阈值，FAN6230A 可用于低输出电压应用。

### 14. 因果期间保护 (CPP)

当因果功能在 CCM 运行中发生故障时，如第一周期比下一开关循环周期长，SR 将发生重叠问题。为了避免 SR 栅极在下次 PWM 上升前发生故障触发，集成了内部因果周期保护。如果第二周期 ( $t_{PERIOD(n+1)}$ ) 超过第一周期 ( $t_{PERIOD(n)}$ ) 的 150%，表示  $t_{PERIOD(n+1)} > t_{PERIOD(n)} \times 150\%$ ，SR 栅极脉冲将在下一开关循环周期内禁用，如图 39 所示。

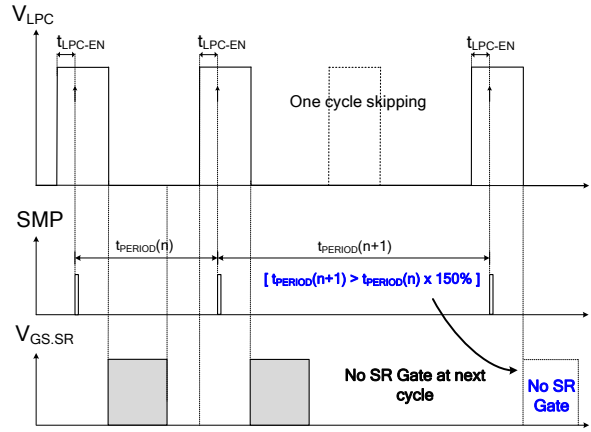


图 39. 因果周期保护

## 布局指南

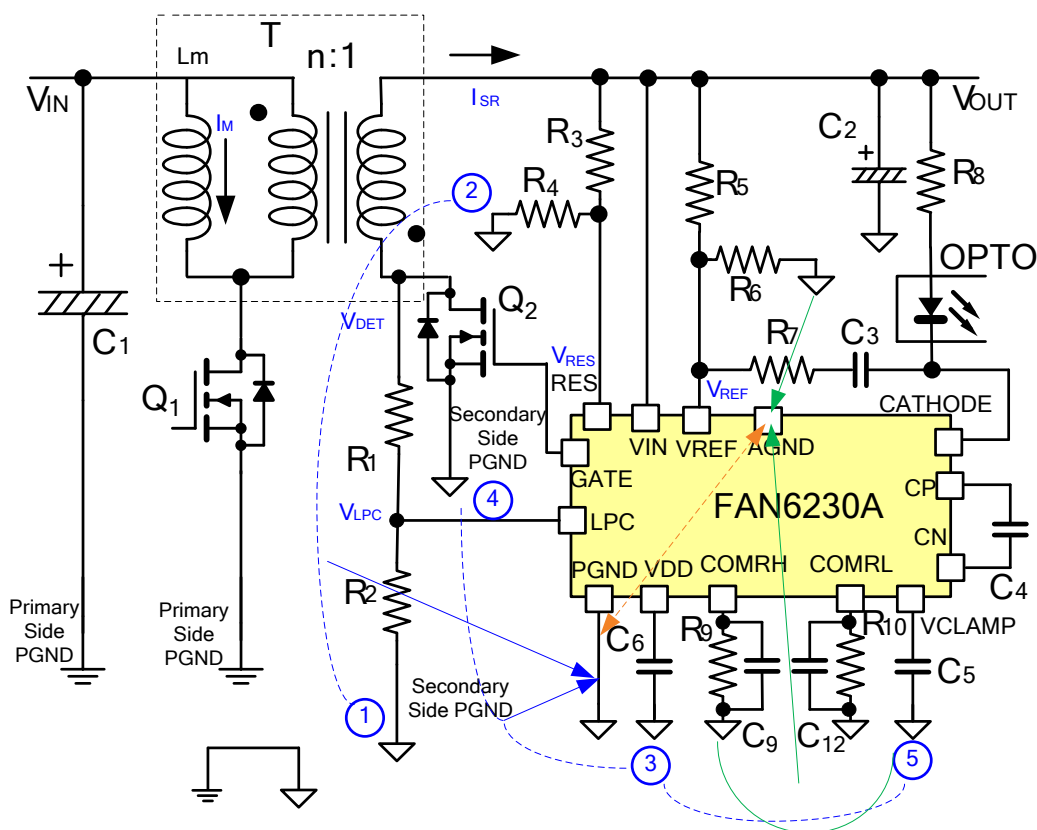


图 40. 简化的典型应用电路

布局在确保 FAN6230A 的正常运行方面至关重要。以简化应用电路为例说明在布置 PCB 方面应该考虑的事项。

如图 40 所示， $C_1$  和  $C_2$  分别是输入和输出电容。T 是反激式变压器。 $Q_1$  是初级端主开关。 $Q_2$  是 FAN6230A 控制的次级端 SR MOSFET。主电流流过变压器次级端绕组， $C_2$  和  $Q_2$ 。变压器次级端绕组形成环路， $C_2$  和  $Q_2$  应尽量小。电源地 1 应首先连接电源地 2，然后连接 PGND 引脚。由于充电泵输出提供了电源电压以驱动 MOSFET 栅极，所以从 GATE 引脚到  $Q_2$  栅极以及从  $Q_2$  源极到  $C_6$  接地的环路应尽量小。因此，首先将电源地 3、4 和 5 连接在一起，然后连接至 FAN6230A 的 PGND 引脚。

电阻  $R_5$  和  $R_6$  检测输出电压。在电缆获得良好的电压调节之后， $R_6$  的接地可连接到转换器输出电容或负载端。 $R_6$  地应直接返回 IC 的 AGND 以最大限度地减少噪声。电阻  $R_9$  和  $R_{10}$  用于电缆补偿。两个电阻接地应首先连接至一起，然后连接至 IC 的 AGND。最后，IC 的 AGND 和 PGND 应与 a PCB 上的单走线连接，如橙色箭头所示。

接地走线宽度应尽量大，以便获得更好的抗噪能力。

## LPC 和 RES 分压器的快速安装示例

### 设计规格

- 最大输入电压：375 V<sub>DC</sub> (265 V<sub>AC</sub>)
- 最小输入电压：80 V<sub>DC</sub> (90 V<sub>AC</sub> 带 10 V<sub>DC</sub> 纹波)
- 输出电压：5 V
- 线缆压降补偿 0.4 V
- 变压器匝数比：n=13 (N<sub>p</sub>/N<sub>s</sub>)
- 最大 SR 漏电压：375/13+(5+0.4)=34.24 V
- 最小 SR 漏电压：80/13+(5+0.4)=11.55 V

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{V_{IN\_MIN}}{n} + V_{OUT} \right) > V_{LPC-HIGH-L-5V(Max.)} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (11.55V) > 0.74V \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} > \frac{1}{15.61}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( \frac{V_{IN\_MAX}}{n} + V_{OUT} \right) < V_{DD} - 1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (34.24V) < 4.2V \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} < \frac{1}{8.15}$$

$$\therefore 8.15 < \frac{R_1 + R_2}{R_2} < 15.61$$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} (V_{OUT}) > V_{RES(Min.)} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (5.4V) > 0.4V \Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} > \frac{1}{13.5}$$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} (V_{OUT}) < V_{DD} - 1 \Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot (5.4V) > 4.2V \Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} > \frac{1}{1.28}$$

$$\therefore 1.28 < \frac{R_3 + R_4}{R_4} < 13.5$$

分压比 (LPC/RES 比) 应大于 2.25 以确保 SR 栅极在次级端二极管电流达到零位之前关断。

选择并考虑  $\frac{R_1 + R_2}{R_2} = 12.12$  LPC/RES 比超过 20% 裕量,  $\frac{R_3 + R_4}{R_4} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} / (2.25 \times 1.2) = 4.4$

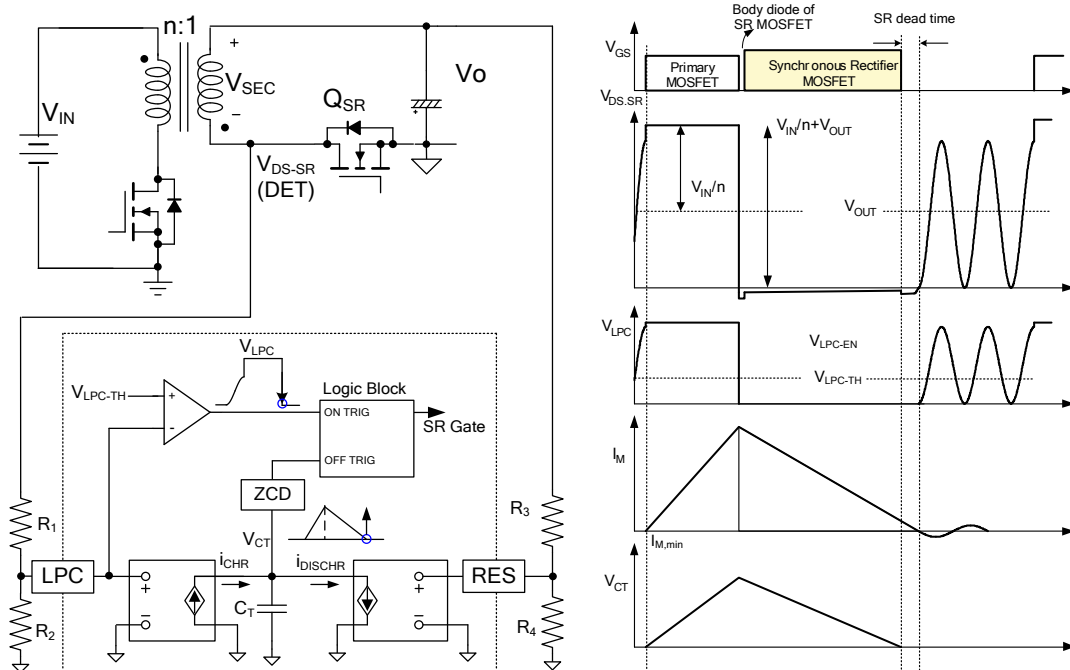


图 41. 简化的线性预测块



反激式转换器在 DCM 中运行时，当次级端二极管电流达到零，初级端 MOSFET 电压 ( $V_{DS,PRI}$ ) 振荡，这是由于 MOSFET 的有效输出电容和变压器的磁化电感之间的谐振造成的。这还会造成 SR MOSFET 电压的振荡 ( $V_{DS,SR}$ )，如下图所示，SR 漏电压的峰到峰幅度是输出电压的两倍。当输入电压下降，造成振幅 ( $2V_O$ ) 大于标称 SR 漏电压 ( $V_{IN}/n+V_O$ )，LPC 电压的振荡可能造成 SR 栅极在下一循环中收缩，因为振荡相位在峰值。

为了避免出现异常状况，建议设计合适的变压器匝比，以确保若 SR MOSFET 电压的 90% ( $0.9 V_{DS,SR,PK}$ ) 高于  $2V_O$  并且  $V_{IN}$  等于最大直流电压和最小直流电压的平均值，SR 栅极电压不会减小。参考下列计算：

$$\left(\frac{V_{IN}}{N_{tr}} + V_O\right) \times 0.9 > V_{DET\_resonance} \Rightarrow N_{tr} < \frac{V_{IN}}{\left(\frac{V_{DET\_resonance}}{0.9}\right) - V_O}$$

when  $V_{IN} : V_{DC\_AVG} = 0.5 \times (V_{DC\_MAX} + V_{DC\_MIN})$

when  $V_{DET\_resonance} = 2 \times V_O$

在设计示例中， $V_{AC}=90\text{ V}$ ， $V_O=12\text{ V}$ ， $I_O=1.56\text{ A}$ ， $C_{IN}=44\text{ }\mu\text{F}$ ；

$$N_{tr} < \frac{112}{\left(\frac{24}{0.9}\right) - 12} \Rightarrow N_{tr} < 7.63$$

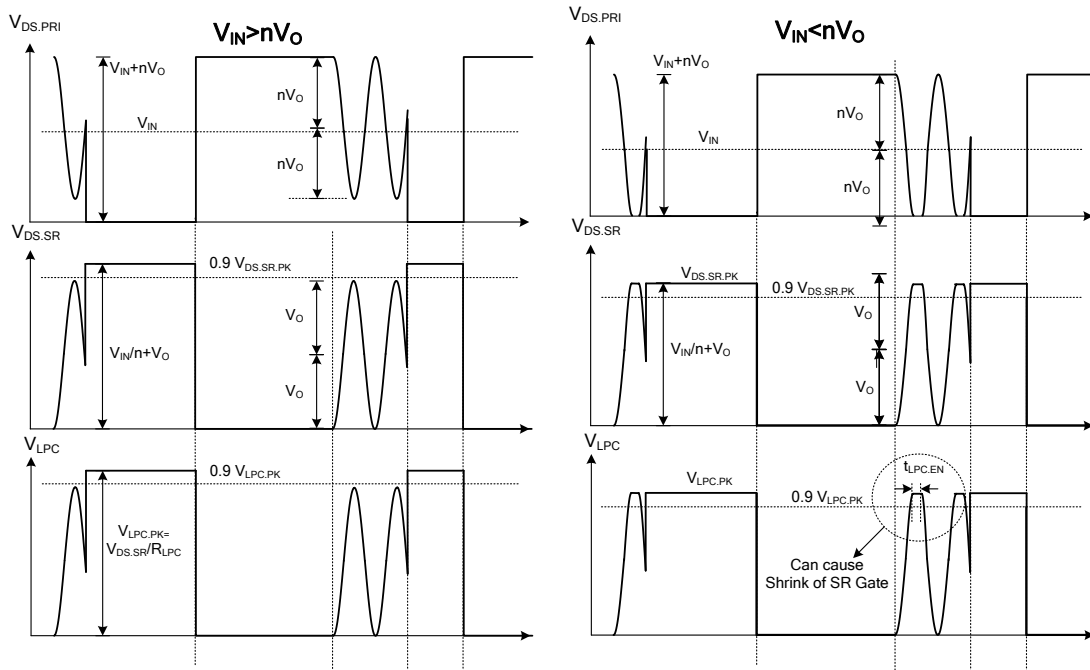


图 42. LPC 电压谐振导致 SR 误触发的条件

建议对 FAN6230A 栅极添加串联 20  $\Omega$  电阻，避免栅极引脚在电源应用中可能发生的较大负电压尖峰中受损。

### 典型应用电路（反激式充电器）

应用	Fairchild 器件	输入电压范围	输出
自适应充电器	FAN501, FAN6230A	90~265 V <sub>AC</sub>	5 V / 2.5 A

### 特性

- 超低待机功耗
- 高效率

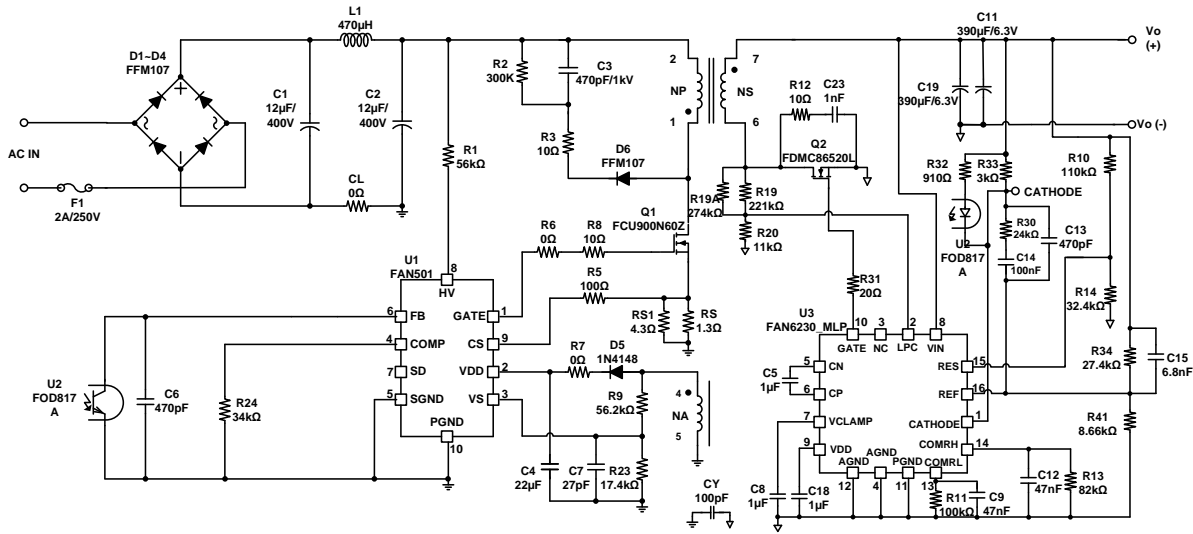


图 43. 典型应用电路原理图

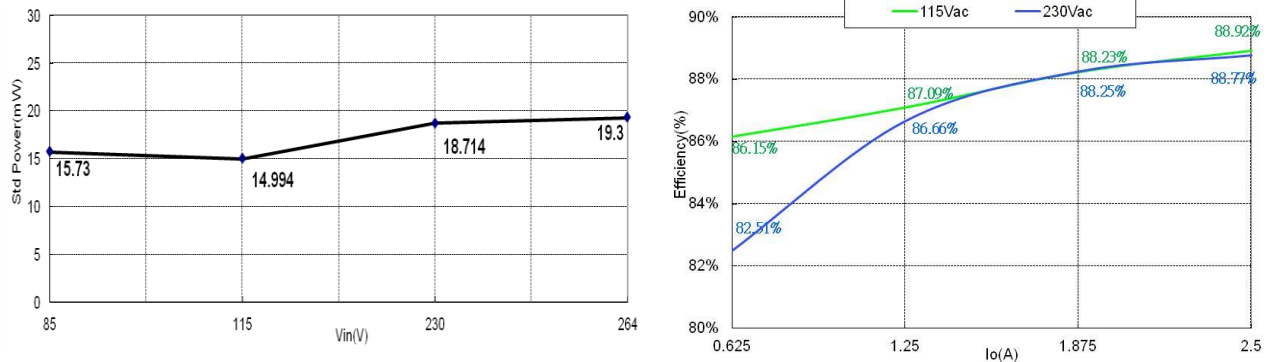


图 44. 待机功率和测得的效率

### 变压器规格

- 磁芯：EPC-1716 PC95
- 骨架：EPC-1716

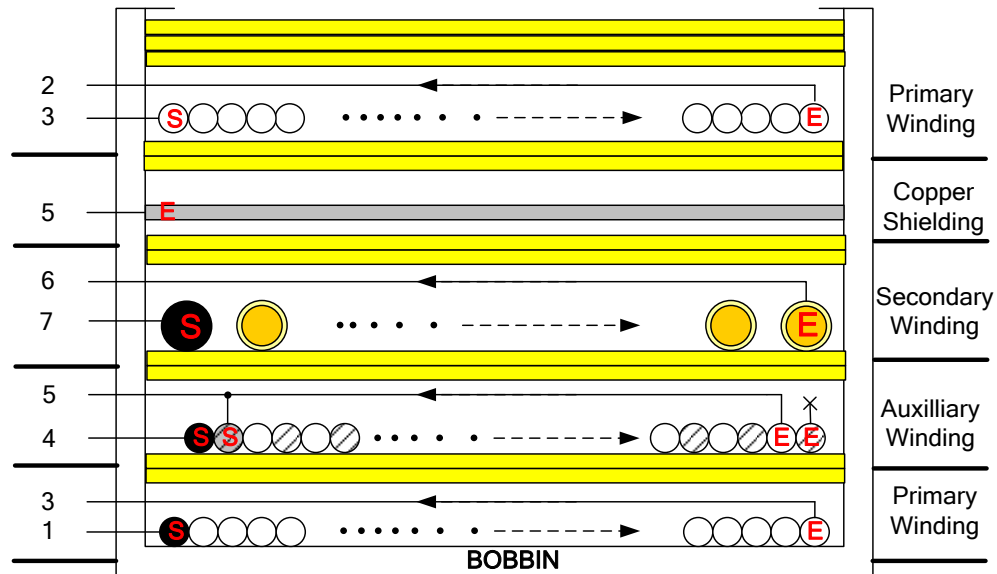
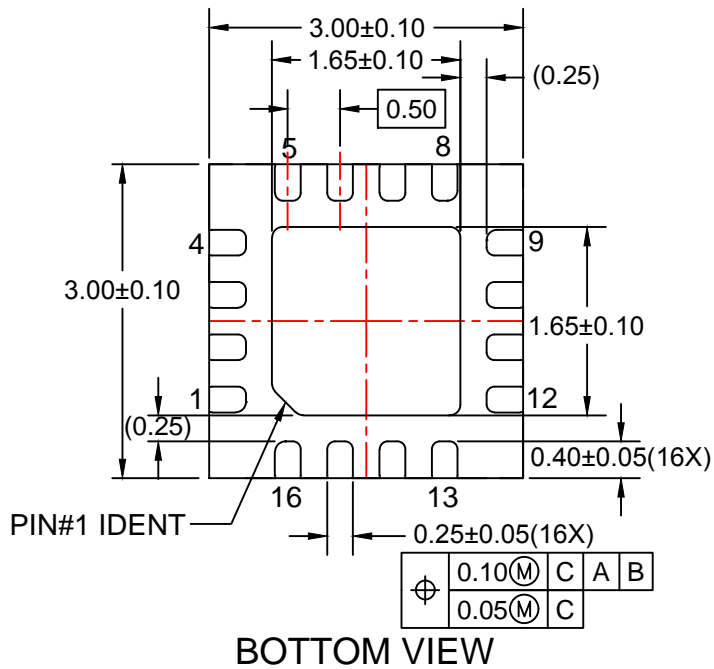
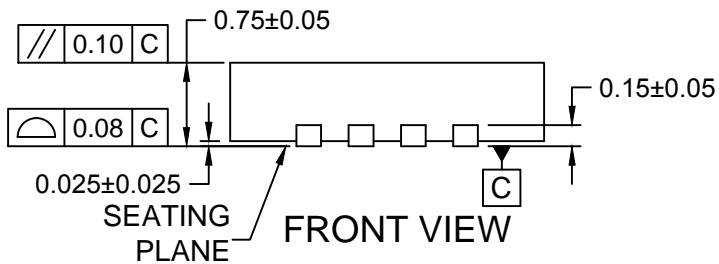
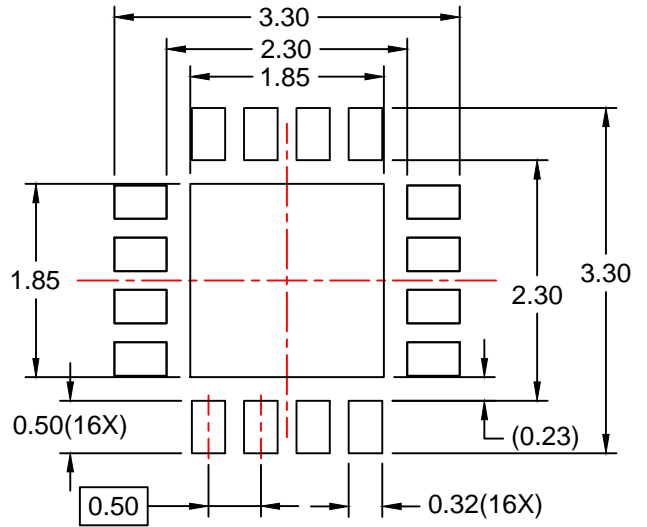
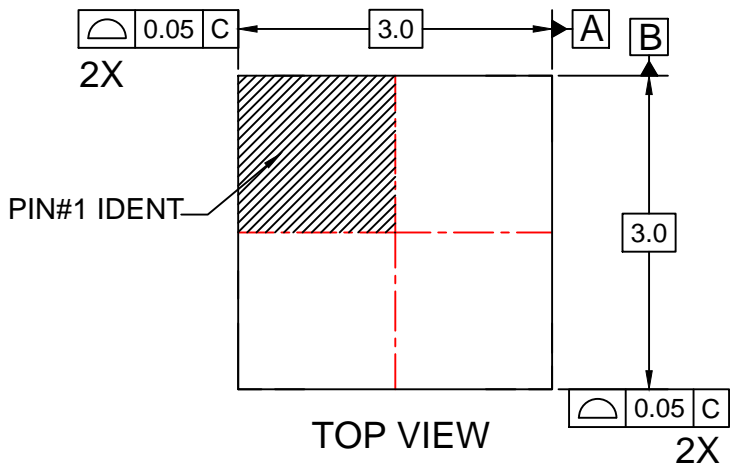


图 45. 变压器

表 8. 变压器绕组规格

编号	端子		引线	匝数	隔离层匝数
	起始引脚	终结引脚			
W1 (初级绕组)	1	3	2UEW 0.27*1	26	2
W2 (辅助绕组)	4	5	2UEW 0.20*2	8	2
	5	X	2UEW 0.20*2	8	
W3 (次级绕组)	7	6	2UEW 0.60*2	4	2
W4 (屏蔽)	5	X	铜片屏蔽层	1	2
W5 (初级绕组)	3	2	2UEW 0.27*1	26	3
磁芯屏蔽	铜	5	铜片屏蔽层	1	2

	引脚	规格	备注
初级端电感	1-2	540 $\mu\text{H} \pm 5\%$	80 kHz、1 V
初级端有效漏感	1-2	30 $\mu\text{H} \pm 5\%$	80 kHz, 1 V, 短路次级绕组



**RECOMMENDED LAND PATTERN**  
PLEASE SEE NOTE "D"

**NOTES:**

- A. CONFORMS TO JEDEC REGISTRATION, MO-220. VARIATION WEED-4.
- B. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- C. DIMENSIONS AND TOLERANCES PER ASME Y14.5M, 2009.
- D. LAND PATTERN RECOMMENDATION IS FOR REFERENCE ONLY, IT MAY NEED TO BE ADJUSTED TO MATCH YOUR SMT PROCESS CAPABILITIES.
- E. DRAWING FILENAME: MKT-MLP16Mrev2.



ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf). ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

### LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA  
**Phone:** 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
**Fax:** 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
**Email:** [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

**N. American Technical Support:** 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada  
**Europe, Middle East and Africa Technical Support:**  
Phone: 421 33 790 2910  
**Japan Customer Focus Center**  
Phone: 81-3-5817-1050

**ON Semiconductor Website:** [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)  
**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/orderlit>  
For additional information, please contact your local  
Sales Representative