

1 特点

- 超宽输入电压范围 4V~100V 启动电路
- 适用于反激\Boost\Buck 多种拓扑
- 限流阈值电压 156mV 和 500mV 可选
- 单电阻可编程振荡器频率
- 轻负载逐级模拟降频优化效率曲线
- 空载间歇工作实现低空载功耗
- 使能关断电流低至 0.1uA
- 逐周期限流保护和短路保护、过温保护
- 电流感测信号的前沿消隐
- 内置斜坡补偿电路
- 可精确设置输入欠压保护及回差
- 可选内置或外置软启动
- CCM/DCM 模式下内置环路 PSR 控制
- 直接光耦合器接口
- MSOP10 超小体积封装形式

2 应用领域

- 断续 (DCM) /连续 (CCM) 模式反激转换器
- 工业电源转换
- BMS 辅助电源
- POE 电源
- 隔离通信电源

3 说明

VPC218X 系列是适用于多种拓扑结构 (Flyback\Buck\ Boost) 和输出电压反馈方式

(SSR\PSR\电阻分压) 的高度集成电源控制芯片。集成了低至 4V、高至 100V 的超宽范围启动电路。内部集成的防倒灌二极管可防止电流从 VDD 端反流到 VIN 端。

VPC218X 内部集成了电流采样差分放大器来大幅提高采样信噪比, 将 CS 端口的限流阈值电压降低至 156mV, 可大幅减小电流采样电路的功耗, 采用无电流互感器设计, 从而降低成本和提高可靠性。

VPC218X 控制器在较重负载时固定工作于设定好的最大工作频率下进行 PWM 调制, 随着负载减轻到一定程度, 控制器通过逐级模拟降频工作模式来优化全负载范围效率, 同时获得较低的轻负载纹波电压和空载功耗。

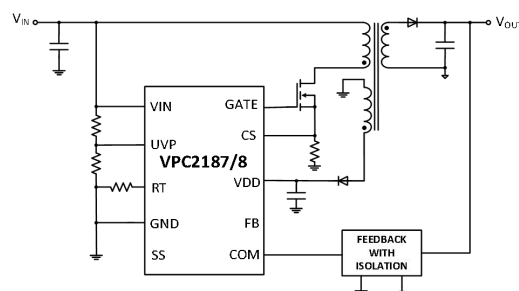
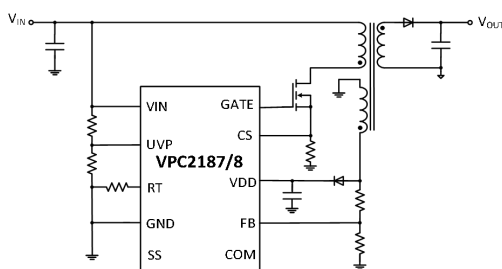
VPC218X 可以在数百 kHz 工作频率下实现 PSR 反馈方式, 内置的输出电压采样电路可同时工作在 CCM 和 DCM 模式下, 对采样电压的时间宽度要求低至 350nS; 内置的具有快速动态响应功能的环路补偿电路, 使开关电源的稳定性和动态指标都有较好的表现。

VPC218X 具备可精确编程输入欠压保护及回差, 输出短路保护、输出过压保护、过温保护等功能, 全范围保证开关电源的高可靠性。

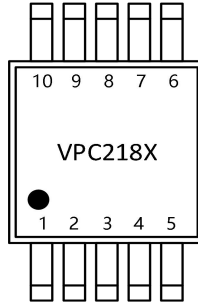
器件信息

型号	封装	尺寸	SPQ
VPC2187	MSOP10	3.0mm*4.9mm	5000
VPC2188	MSOP10	3.0mm*4.9mm	5000

4 简化应用



5 引脚及功能



名称	编号	模式	描述
COM	1	SSR 模式	光耦反馈引脚，此处的电压调节峰值电流和频率。内部集成了 RC 补偿电路，可与光耦耦合器直接连接。
VIN	2	---	启动电路的输入端口。从 VIN 到 VDD 是一个高压 LDO，在 VDD 处的稳压输出为 8.7V，可提供电流高达 20mA。
UVP	3	---	输入欠压保护端口，比较阈值为 2V，进入输入欠压保护后芯片从该端口抽取 4.4uA 的电流，设置上拉电阻的大小来设置回差电压。
VDD	4	---	芯片的供电端口，同时设计有钳位功能，钳位电压为 18.6V，当钳位吸收的电流大于 6.6mA 时，进入可自恢复式的保护状态。
GATE	5	---	外置 MOSFET 驱动端口。
GND	6	---	芯片电源参考地端口。
CS	7	---	电流采样端口，VPC2187 的最大限流阈值电压为 156mV，VPC2188 的最大限流阈值电压为 500mV。并且设有短路保护功能，CS 电压大于最大阈值电压的 1.6 倍时，进入自恢复式的保护状态。
RT	8	---	频率编程引脚，外接电阻到 GND，可设置芯片内振荡器的频率。
SS	9	---	外编程的软启动引脚，连接电容到 GND 可设置软启动时间。若该引脚悬空，芯片内置的软启动时间为 1.2mS。
FB	10	PSR 模式	电压反馈引脚。在 GATE 输出高电平时连续检测到 FB 有负电压或者 COM 连接到 GND，芯片自动选择 FB 作为采样电压反馈引脚。

6 技术规格

6.1 绝对最大额定值

		最小值	最大值	单位
V _{IN} 对 GND 的电压范围	V _{IN}	-0.3	110	V
V _{IN} 钳位持续电流	I _{VIN (CLAMP)}		1	mA
V _{DD} 和 GATE 对 GND 的电压范围	V _{DD}	-0.3	25	V
所有其它引脚对 GND 的电压范围		-0.3	6.6	V
最大工作结温	T _{JMAX}		150	°C

超过绝对最大额定值的应力可能会对器件造成永久性损坏。这些仅为应力额定值，并不意味着器件在这些或任何其他条件下的功能操作超出了推荐工作条件下的指示。长期暴露在绝对最大额定条件下可能会影响器件的可靠性。所有电压都与接地有关。电流为正输入，负输出。

6.2 ESD 能力

		数值	单位	
V _(ESD)	抗静电能力	人体模式 HBM, per ESDA/JEDEC JS-001; (Zap 1 pulse, Interval: >=0.1S)	±2000	V
		机器模式 CDM, per ESDA/JEDEC JS-002	±1000	V

6.3 推荐工作条件

		最小值	典型值	最大值	单位
V _{IN} 输入电压	V _{IN}	4		100	V
工作结温	T _J	-40		125	°C

6.4 电气性能参数

在没有特别说明的情况下，以下参数在 V_{IN}=12V 或 V_{DD}=12V 温度 T=25°C 的条件下测得。

符号	参数	测试条件	最小	典型	最大	单位
输入引脚 VIN						
I _{VIN (SHDN)}	使能关断时输入电流	V _{UVP} =0V		0.1		uA
I _{VIN (UVP)}	输入欠压未关断时输入电流	V _{UVP} =1.8V		294		uA
I _Q	正常工作电流	GATE 悬空, COM 接 3.3k 到 GND		2.0	3.0	mA
I _{VIN (SRC)}	V _{IN} 供电能力	V _{IN} =12V, V _{DD} =6.5V	15	20		mA
V _{IN(clamp)}	V _{IN} ESD 钳位电压	I _{VIN} =1mA, V _{DD} =12V	110	118	128	V
电源引脚 VDD						
V _{DD (ON)}	VDD 启动电压	V _{DD} 电压上升, VPC2187	3.5	3.7	3.9	V
		V _{DD} 电压上升, VPC2188	6.9	7.4	7.9	V
V _{DD (OFF)}	VDD 锁定电压	V _{DD} 电压下降, VPC2187	3.2	3.4	3.6	V
		V _{DD} 电压下降, VPC2188	5.8	6.3	6.8	V
V _{DD (REG)}	V _{IN} 到 VDD 的稳压值	VDD 和 GATE 不带负载	8.1	8.7	9.3	V
V _{DD (DO)}	V _{IN} 到 VDD 的跌落电压	I _{VDD(LOAD)} =5mA, V _{IN} =8V		1.2		V
V _{BV(DIODE)}	防倒灌二极管耐压		37			V
V _{DD (OVP)}	VDD 过压保护阈值电压	V _{DD} 电压上升	17.5	18.6	19.7	V

I _{DDSNK (OVP)}	OVP 时 VDD 吸收电流	V _{DD} = V _{DD (OVP)}		6.6			mA
V _{DD (clamp)}	VDD ESD 钳位电压	I _{VDD (SNK)} = 10mA	23	27			V
电流采样引脚 CS							
t _{CS(DLY)}	电流限制比较延时	CS 从 0 到 0.6V 开始计算, 到 GATE 变为低电位的延迟时间		40			nS
V _{CS(LIM)}	限流阈值电压	VPC2187	140	156	172		mV
		VPC2188	450	500	550		mV
V _{CS(MIN)}	最小阈值电压	PSR 反馈模式, VPC2187	26	31	36		mV
		PSR 反馈模式, VPC2188	90	100	110		mV
V _{SCP(LIM)}	短路保护阈值	V _{COM} 超过 V _{COM(OLP)} , VPC2187	225	250	275		mV
		V _{COM} 超过 V _{COM(OLP)} , VPC2188	720	800	880		mV
t _{CS(OVLD)}	过载保护计时			2 ¹⁴			T _{sw}
T _{SLEEP(SR)}	自恢复保护模式休眠时间			400			mS
t _{LEB (CS)}	PWM 比较消隐时间			95			nS
t _{LEB (SCP)}	SCP 比较消隐时间			50			nS
D _{35%}	增加斜坡补偿起始占空比			35			%
软启动引脚 SS							
V _{SS (OPEN)}	软启动引脚开路电压	CLK 悬空	5.0	5.4	5.8		V
t _{SS(IN)}	内置软启动时间	COM 作为反馈电压, SS 悬空	0.8	1.2	1.6		mS
		FB 作为反馈电压, 与 SS 无关	1.8	3	4.8		mS
I _{SS}	外置软启动电流		22	28	34		uA
R _{SS(DIS)}	软启动泄放电阻			300			Ω
R _{SS(TOCOM)}	SS 到 COM 脚的下拉电阻			800			Ω
频率设置引脚 RT							
F _{OSC1}	R _T =44.2kΩ时的频率		135	150	165		kHz
F _{OSC2}	R _T =22kΩ时的频率		270	300	330		kHz
F _{OSC3}	R _T =13.3kΩ时的频率		440	500	560		kHz
V _{RT}	R _T 引脚基准电压		1.92	2.02	2.12		V
输入欠压引脚 UVP							
V _{REF(UVP)}	欠压保护比较电压		1.9	2.0	2.1		V
V _{UVP(CLAMP)}	引脚被钳位电压	I _{UVP} =0.6mA 注入 UVP 引脚	5.0	5.5	6.0		V
I _{UVP(SNK)}	保护后抽取的下拉电流	V _{UVP} =1.8V	3.4	4.4	5.4		uA
V _{UVP(ON)}	使能开通 LDO 的阈值电压	V _{UVP} 电压从低往高		0.9			V
V _{UVP(OFF)}	使能关闭 LDO 的阈值电压	V _{UVP} 电压从高往低		0.6			V
电压反馈引脚 FB							
V _{REF(REG)}	EA 正端口基准电压		1.975	2.000	2.025		V
A _V	EA 低频增益			1400			V/V
T _{D(SAMP)}	采样延迟时间	RT=22kΩ		252			nS
I _{FB}	引脚输入电流	FB 引脚作为反馈电压时		40			nA
		COM 引脚作为反馈电压时		-20			uA
环路反馈引脚 COM							
D _{MIN}	最小占空比				0		%
D _{MAX}	最大占空比		75	80	85		%

K _{PWM}	COM 到 PWM 比较的增益			0.42		
V _{COM(OPEN)}	COM 引脚开路电压		5.0	5.4	5.8	V
V _{COM(OLP)}	开环保护阈值电压	V _{DD} ≥ 5.4V		4.6		V
		V _{DD} < 5.4V		V _{DD} -0.8		V
I _{COM}	COM 脚短路电流	V _{COM} =0V	0.6	1.1	1.5	mA
V _{COM(DMAX)}	最大占空比时 COM 脚电压			3.75		V
V _{COM(SKIP)}	间歇工作模式阈值电压			1.0		V
V _{COM(HYS)}	间歇工作模式回差电压			55		mV
输出引脚 GATE						
V _{GATEH}	GATE 带 50mA 负载, 输出高电平时 V _{DD} -V _{GATE} 的压差	I _{GATE} =50mA		185		mV
V _{GATEH}	为 GATE 提供 100mA 上拉电流, 低电平时的电压	I _{GATE} =-100mA		170		mV
I _{GATE(SRC)}	GATE 输出峰值电流	V _{GATE} =7.5V		0.8		A
I _{GATE(SINK)}	GATE 抽取峰值电流	V _{GATE} =7.5V		1.5		A
t _r	上升时间	GATE 接 1nF 到 GND		30		nS
t _f	下降时间	GATE 接 1nF 到 GND		20		nS
过温保护						
T _{SHDN}	过温保护阈值		148	163	178	°C
T _{SHDN (HYS)}	过温保护回差			18		°C

6.5 典型特征曲线

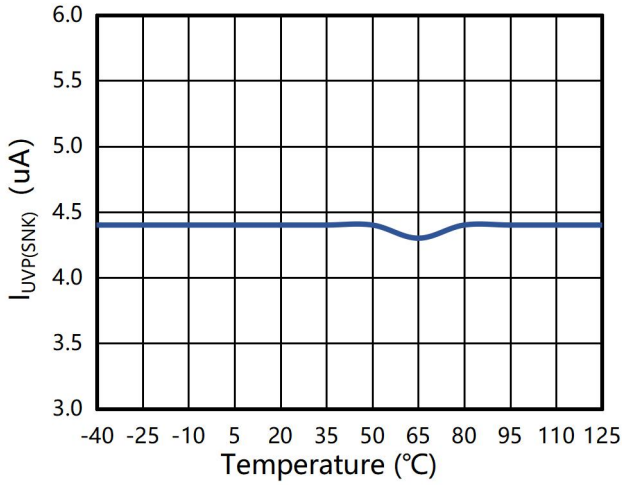


图 1 I_{UVP(SNK)} vs Temperature

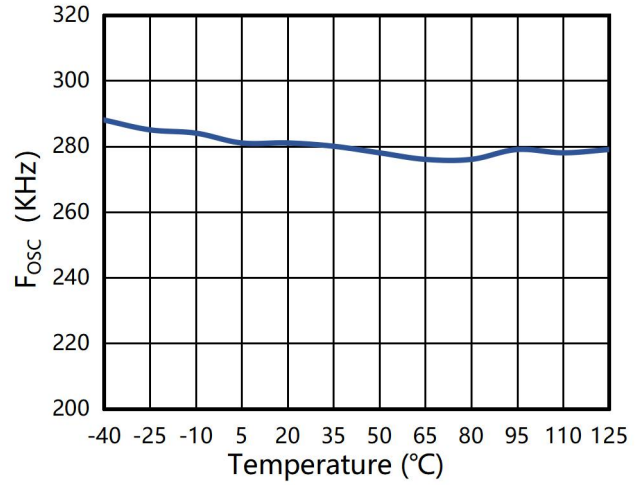


图 2 F_{OSC} vs Temperature@R_T=22kΩ

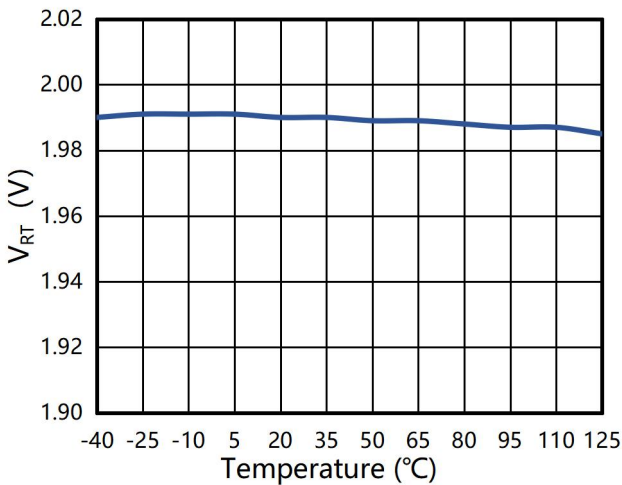


图 3 V_{RT} vs Temperature

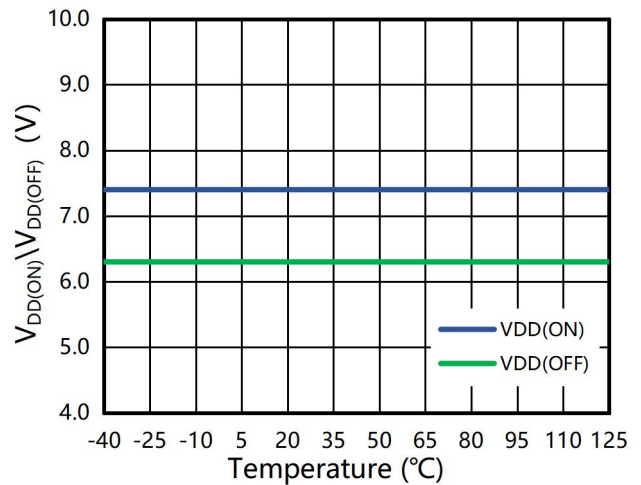


图 4 V_{DD(ON)} \ V_{DD(OFF)} vs Temperature

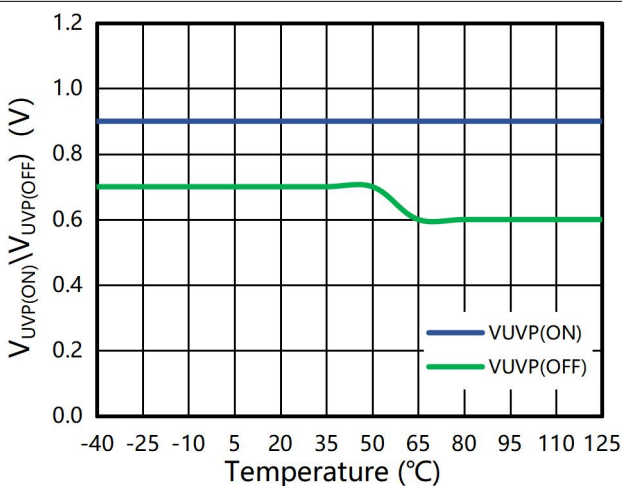


图 5 V_{UVP(ON)} \ V_{UVP(OFF)} vs Temperature

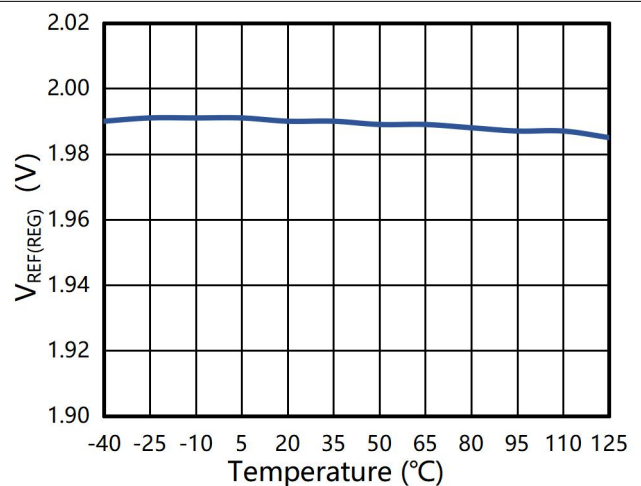


图 6 V_{REF(REG)} vs Temperature

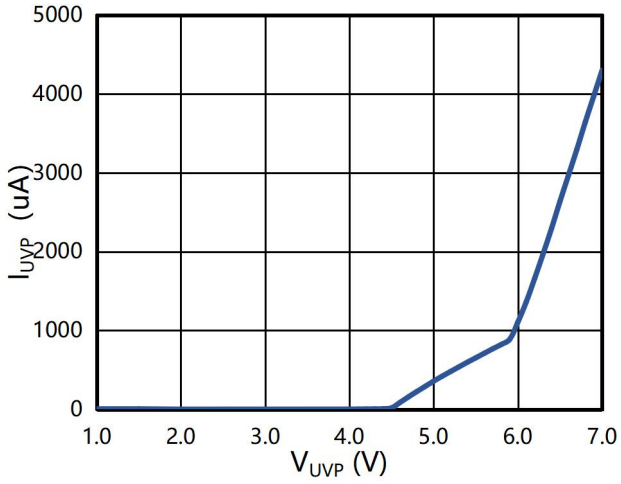


图 7 I_{UVP} vs V_{UVP}

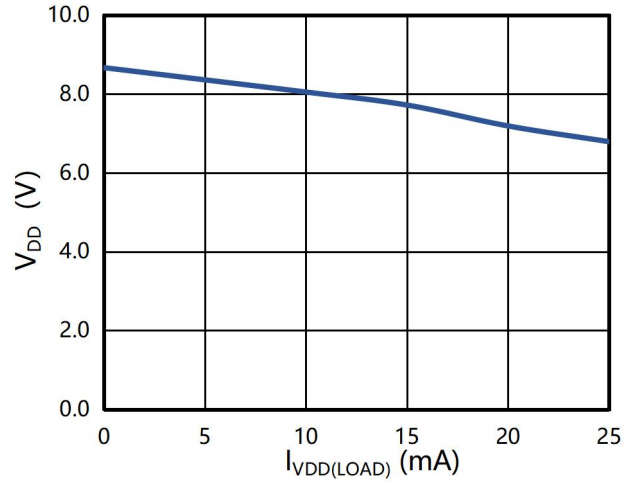


图 8 V_{DD} vs I_{VDD(LOAD)}

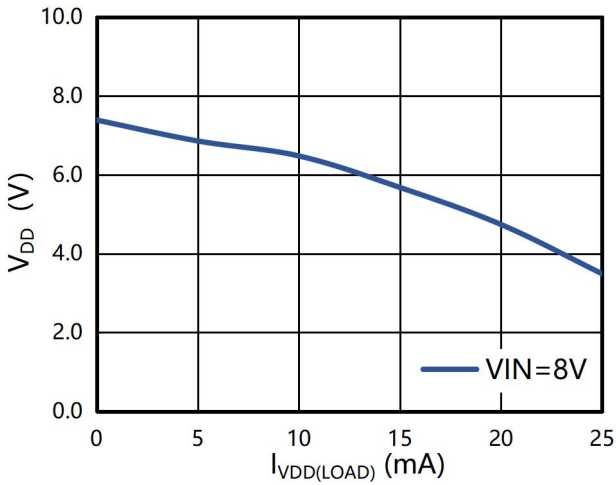


图 9 V_{DD} vs I_{VDD(LOAD)}

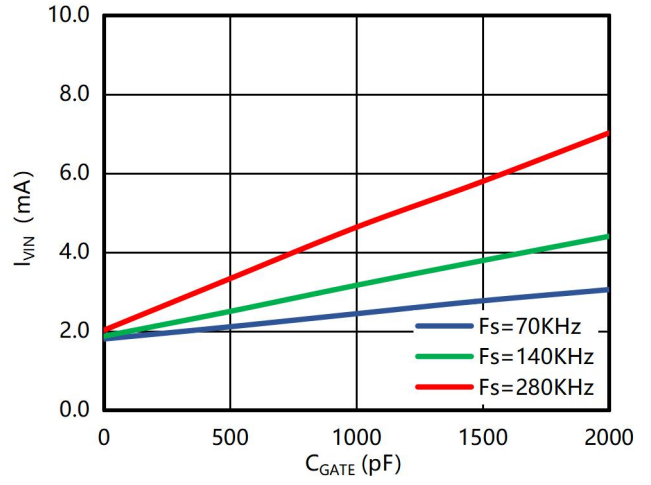


图 10 I_{VIN} vs C_{GATE}

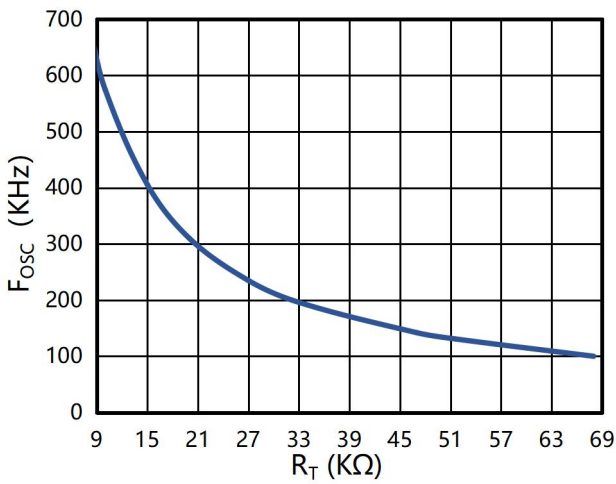


图 11 F_{osc} vs R_T

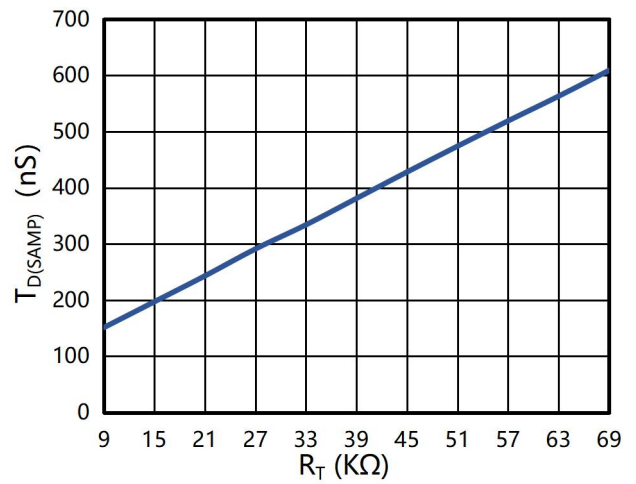


图 12 T_{D(SAMP)} vs R_T

7 功能及原理

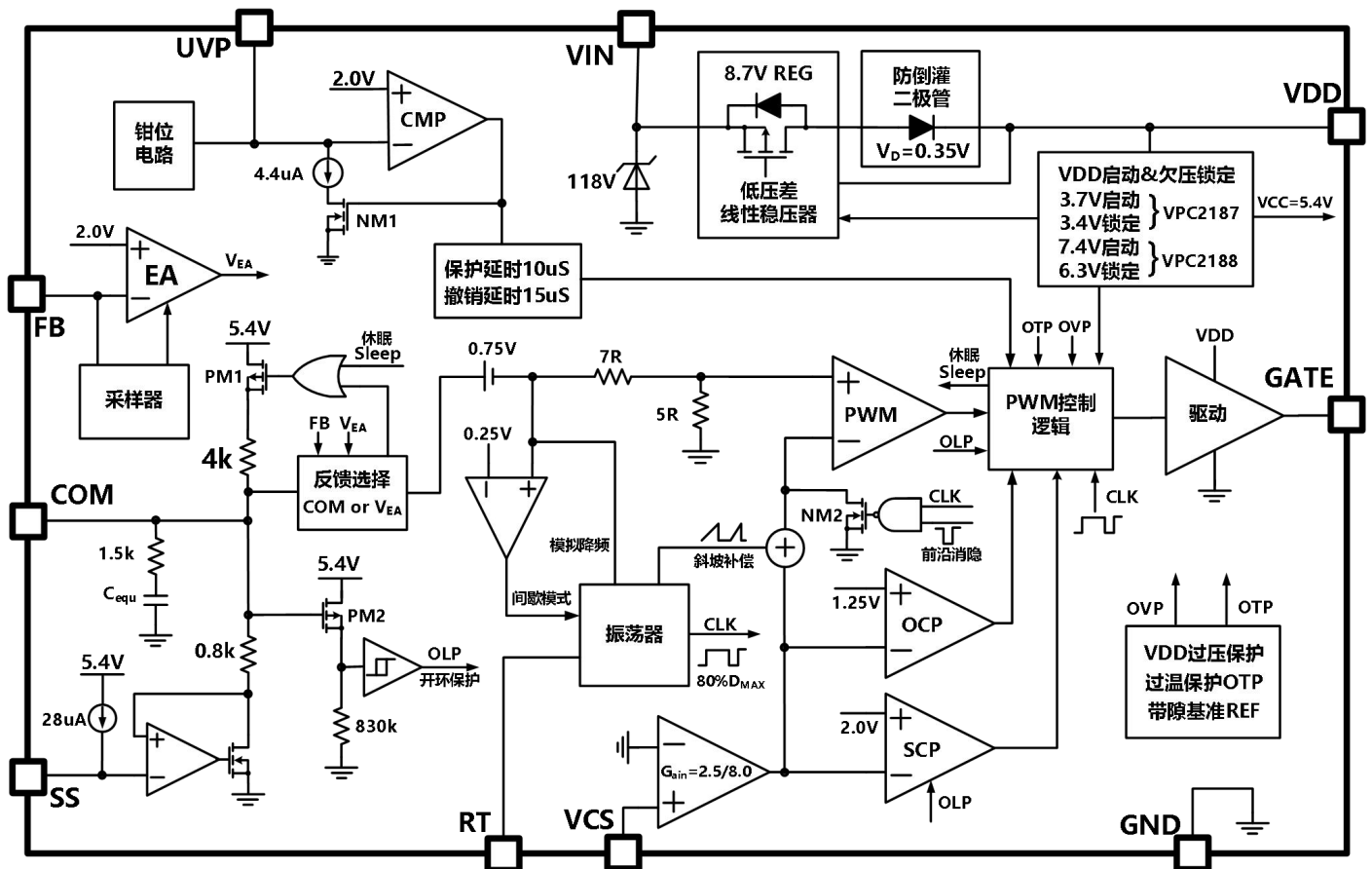
7.1 概述

VPC218X 是一款高集成度的电流模 PWM 控制器，可广泛适用于反激、Buck、Boost 等多种拓扑结构的开关电源中。它们集成了高压启动电路和防倒灌二极管，外围启动电路简单；它们集成电流差分放大器，提高电流检测的信噪比，实现超低电流阈值比较；它们集成多种环路反馈方式，其中 PSR 反馈的高速采样电路使得数百 kHz 工作频率的无光耦反馈隔离开关电源成为现实。

它们为开关电源每项性能指标的提高作出最大的努力。外置可编程软启动功能，可根据需要设定软启动时间以减小启动应力和输出过冲；内置斜坡补偿，避免次谐波振荡；所有保护的触发都设有相应的延时滤波，避免干扰信号误触发；所有保护状态下都会把不需要的模块关闭，使功耗最低；在极轻负载时进入深度降频模式，降低空载功耗，同时控制住纹波不过大和避免出现异音。

它们还为开关电源提供全方位的保护功能，通过 UVP 脚可根据需要设定输入欠压保护值和回差电压，通过 VDD 脚实现输出过压保护，通过 COM 脚实现输出过载和开环保护，通过 CS 脚实现变压器或输出短路保护。

7.2 功能框图



7.3 特点描述

7.3.1 启动与供电

VPC218X 的高压电源引脚 VIN 到低压电源引脚 VDD 是一个低压差线性稳压器 LDO，它是由 UVP 引脚的电压使能的，当 UVP 的电压大于 0.9V 使能开通 LDO，当 UVP 的电压小于 0.6V 时关闭 LDO，关闭后芯片的耗电极低，为 nA 级别的 MOS 管漏电流。VIN 引脚处有 118V ESD 管钳位，避免 LDO 过压损坏。对于 VIN 引脚电压可能存在短暂超过钳位电压的情况（例如输入浪涌电压），建议在芯片外围串联一个电阻来提高可靠性。LDO 在 VDD 产生的稳定输出电压是 8.7V，可提供的电流超过 20mA，在 VDD 电压超过 8.7V 时，LDO 自关闭。芯片内部 VIN 与 VDD 之间串联了防倒灌肖特基二极管，在 VDD 电压大于 VIN 时避免电流从 VDD 经过 LDO 的 PMOS 管的寄生体二极管倒灌至 VIN。

VDD 引脚具有电压钳位和过压保护功能，钳位电压是 18.6V，当钳位吸收的电流超过 6.6mA 时触发过压保护，芯片进入休眠状态。所以在反激开关电源的应用中，可以采用变压器辅助绕组整流后给 VDD 供电，一方面可以提高效率，另一方面可以通过 VDD 过压保护来实现开关电源的输出过压保护功能，因为变压器辅助绕组与副边输出绕组的电压成比例。

7.3.2 电流采样、过流保护、短路保护

VPC218X 将电流采样 CS 引脚的电压信号通过比例差分放大器进行放大，VPC2188 和 VPC2187 的比例放大系数分别是 2.5 和 8，放大后的电压作为过流保护比较器 OCP 和短路保护比较器 SCP 的输入信号，由于这两个比较器的基准电压分别为 1.25V 和 2.00V，那么折算到 CS 引脚后就可以得到过流保护阈值电压和短路保护阈值电压。VPC2188 的过流保护阈值电压和短路保护阈值电压分别是 500mV 和 800mV。VPC2187 的过流保护阈值电压和短路保护阈值电压分别是 156mV 和 250mV。

过流保护功能：VPC218X 是逐周期过流保护模式，一旦 CS

电压超过过流保护阈值电压，GATE 立即停止输出高电平。另外，若连续 2¹⁴ 个周期检测到 VPC2188 和 VPC2187 的电流采样引脚 CS 电压分别超过 500mV 和 156mV，则认为开关电源的负载超出了设定功率范围，进入休眠状态，休眠时间 400mS 结束后重新恢复工作。

短路保护功能：检测到 COM 引脚（COM 作为环路反馈时）或 EA 输出电压（FB 引脚作为环路反馈时）较高，产生开环保护有效信号 OLP，此时过流比较器开始工作，若 VPC2188 和 VPC2187 的电流采样引脚 CS 电压分别超过 800mV 和 250mV，则进入休眠状态，休眠时间 400mS 结束后重新恢复工作。

在外置功率 MOS 管开通时，经常在 CS 引脚处产生一个瞬态噪声电压，为了避免该噪声电压误触发比较器的翻转，芯片内部设定了 95nS 的前沿消隐时间，在此时间内禁止 CS 放大电压传至 PWM 比较器。若在实际应用中，CS 引脚出现较大时间宽度的噪声，建议在外围增加 RC 滤波，并且连接在 CS 引脚和 GND 之间的滤波电容越靠近芯片 CS 引脚越好。

7.3.3 多种电压反馈方式的模式选择

由于 VPC218X 既可以应用于光耦隔离传输的次级侧反馈方式（SSR），也可以应用于变压器绕组初级侧反馈方式（PSR），还可以应用于电阻分压直接采样方式，前一种反馈方式的闭环需从 COM 脚引入，后两种反馈方式的闭环需从 FB 引脚感应开关电源的输出电压。所以需要根据芯片外围的连接方式来选择与之相适应的工作模式，这种模式选择在上电启动或者退出保护重新恢复工作的前 12 个开关周期完成。若选择 COM 脚作为反馈引脚，则 COM 引脚的电压作为 PWM 比较的占空比调制电压；若选择 FB 脚作为反馈引脚，则 EA 的输出电压 V_{EA} 作为 PWM 比较的占空比调制电压。对于不同反馈方式，芯片引脚的连接方式如下：

反馈方式	COM 引脚	FB 引脚
光耦反馈 SSR	接光耦	无要求
绕组反馈 PSR	无要求	辅助绕组电阻分压端
电阻分压直接采样	接 GND，此时 FB 既能采样辅助绕组电压，也可采样直流电压	开关电源输出的电阻分压端

7.3.4 PWM 比较器与斜坡补偿

PWM 比较器将电流采样电压跟占空比调制电压进行比较，来调制 GATE 输出高电平的占空比。COM 脚电压和 EA 输出电压经过模式选择后产生与外围连接方式对应的占空比调制电压，该电压减去 0.75V 以后再按照 12:5 的比例分压，作为 PWM 比较器的正输入比较电压；CS 端口的电压经过比例差分放大器放大，在叠加斜坡补偿电压后作为 PWM 比较器的负输入比较电压。在 EA 输出电压被选为占空比调制电压时，PWM 会限定 PWM 比较器的正输入电压最小值 $V_{PWM(MIN)}=250mV$ ，那么折算到 CS 端口，VPC2188 和 VPC2187 的最小峰值电流对应的阈值电压分别 $V_{CS(MIN)}=100mV$ 和 $31mV$ ；在 COM 脚电压被选为占空比调制电压时，不会限定 PWM 比较器的正输入电压，从而理论上最小导通时间可以接近零，实际上主要由前沿消隐时间和功率 MOS 管的关断延时决定。

VPC218X 允许输出的最大占空比为 80%，为避免占空比超过 50% 时发生次谐波振荡，内部集成了斜坡补偿功能。利用振荡器的斜坡电压产生斜坡电流，在电流采样比例放大器输出端与 PWM 比较器输入端之间串联的斜坡补偿电阻上叠加斜坡电压。为了尽量避免斜坡补偿影响低压输入的带载能力，占空比大于 35% 才产生斜坡补偿，小于 35% 不会叠加斜坡补偿电压，最大占空比到达最大值 80% 时斜坡补偿电阻上的压差为 250mV。

7.3.5 振荡器频率设定与模拟降频功能

振荡器可通过 RT 引脚外围电阻 R_T 来编程，RT 引脚处的基准电压为 2V，它在电阻 R_T 上产生的基准电流与内部张弛振荡器的充放电电流成比例，频率设定公式是：

$$f_{osc} = \frac{6600}{R_T(k\Omega)} (kHz)$$

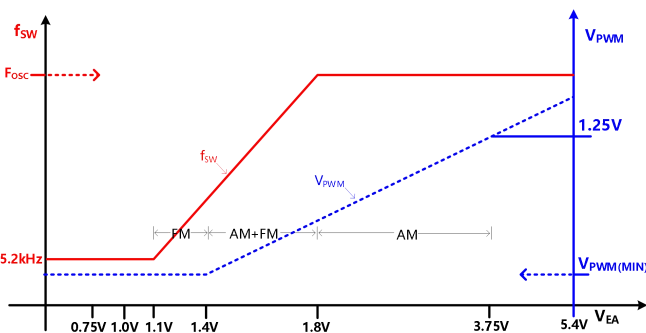


图 7.3.1 开关频率和峰值电流调制随 V_{EA} 的变化曲线

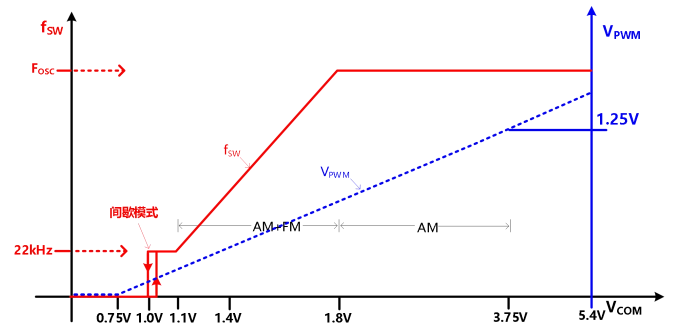


图 7.3.2 开关频率和峰值电流调制随 V_{COM} 的变化曲线

VPC218X 具有模拟降频功能，随着负载减轻到一定程度开关频率逐渐减小，可提高轻负载的效率。在极轻负载时针对不同的反馈方式采用不同频率策略来减小空载功耗：因 PSR 反馈的固有特点不允许进入间歇工作模式，所以限制了最小工作频率 5.2kHz，需要在开关电源输出端添加假负载来消耗最小输出功率；SSR 反馈可以进入间歇工作模式，若不要此模式，可在外围添加前馈补偿或者从 VDD 取电流使 CS 引脚的电压抬高来消除，另外只要芯片 GATE 输出驱动脉宽，频率 $\geq 22kHz$ 。

7.3.6 输入欠压保护电压和回差电压设定

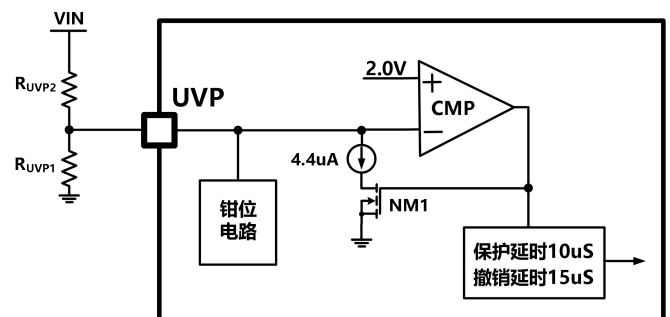


图 7.3.3

UVP 引脚用于设置开关电源的欠压锁定门限，可通过选取合适的分压电阻实现精准的欠压保护工作点与电压回差。同时，此引脚也可直接用作 ON/OFF 控制，可关闭芯片内部的低压差线性稳压器，关闭后芯片的功耗仅为 MOS 管的漏电流，大小在 nA 级别。

当 UVP 引脚电压从高往下降到 2V 时，输入欠压比较器产生输入欠压控制信号，该信号持续 10uS（若有间断，重新计时）后才进入保护状态，撤销保护需要持续 15uS，这两个滤波时间避免干扰信号误触发欠压保护，若实际应用中需要更大的滤波时间，可在 UVP 并联电容到 GND。进入保护状态后将在 UVP 引

脚产生额外的下拉电流，此电流的大小为 4.4uA，它与芯片外部的上拉电阻 R_{UVp2} 产生设定的电压回差。UVP 具有钳位功能，引脚电压超过 4.0V (3V 加 PM1 管驱动电压) 时开始钳位吸收上拉电阻的电流，它的输入特性曲线见图 7 所示。

输入欠压保护门限与恢复电压可通过以下公式计算：

$$V_{IN(UVP+)} = \frac{2.0V \cdot (R_{UVp1} + R_{UVp2})}{R_{UVp1}} + 4.4\mu A \cdot R_{UVp2}$$

$$V_{IN(UVP-)} = \frac{2.0V \cdot (R_{UVp1} + R_{UVp2})}{R_{UVp1}}$$

7.3.7 软启动

软启动的作用是在开关电源启机时，输出电压和变压器励磁电流逐渐达到它的初始稳态值，这样可以减低启动应力和输入冲击电流。COM 反馈时，内部产生 28uA 的电流源从 SS 引脚流出，它给外置的软启动电容 C_{SS} 充电，C_{SS} 电压的上升速度控制着 COM 脚电压的上升快慢，从而控制占空比逐渐展开的速度，通过设计外置软启动电容的大小，可以设定软启动时间；FB 反馈时，软启动时间是芯片内部固定的 3mS。

7.3.8 FB 引脚 PSR 反馈电压采样

VPC218X 可以通过变压器辅助绕组来感应开关电源的输出电压，将辅助绕组的采样电阻连接到 FB 引脚，在变压器消磁阶段采样电压作为 EA 的输入负信号，与输入正的基准电压 V_{REF(REG)}=2V 差分放大产生占空比调制电压 V_{EA}，调制开关电源的占空比，如图 7.3.4 所示，图 7.3.4 中辅助绕组的电压波形如图 7.3.5 所示，环路稳定后 FB 端口的采样电压等于 EA 的基准电压 2V。可计算出：

$$V_{FB} = (V_{OUT} + V_F + I_S R_S) \cdot \frac{N_A}{N_S} \cdot \frac{R_{FB1}}{R_{FB1} + R_{FB2}} = 2V,$$

$$\text{从而, } V_{OUT} = \frac{N_S}{N_A} \cdot \frac{R_{FB1}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \cdot 2V - (V_F + I_S R_S),$$

N_S 和 N_A 分别是变压器的副边输出绕组和原边辅助绕组的匝数，R_{FB2} 和 R_{FB1} 是辅助绕组的采样电阻，V_F 是输出二极管的结压降，I_S 是变压器副边输出电流，R_S 是变压器副边输出回路电阻的总和。从公式可以看出，I_SR_S 对开关电源输出的负载调整率有影响，应该尽量避免。为此，VPC218X 在消磁阶段的末端采样 FB 引脚电压，此时副边消磁电流 I_S 最小。在 DCM 模式时 I_S=0，输出电压不再受 I_SR_S 的影响，所以若想输出电压精度高，尽量将开

关电源设计在 DCM 工作状态下；在 CCM 模式下，由于 I_SR_S 的影响，随着负载的增加输出电压降低。

不管是 DCM 还是 CCM 工作状态，都以 FB 电压突然下降 80% 作为变压器消磁阶段末端的判断条件，采样器会发出信号锁存差分放大器 EA 的输出电压，因为 EA 的输出电压设计了延时，在 FB 突然下降的短时间内不会变化太多，所以此时锁定的电压实际是 FB 电压突变前的。在功率管关断后变压器消磁的初始阶段，由于变压器漏感与电容的谐振也会导致 FB 电压有较大幅度的波动，为避免误采样，采样器设计了采样延时 T_{D(SAMP)}，在此时间内采样器是不工作的，在它的工作时间 T_{SAMP} 内应控制这种谐振峰峰值在 FB 平台电压的 80% (约 400mV) 以内，折算到辅助绕组端的电压需考虑电阻分压比例。T_{D(SAMP)} 是跟外围频率编程电阻 R_T 相关联，特性曲线如图 12 所示，在 R_T=22kΩ 时，T_{D(SAMP)}=252nS。注意尽量不要在 FB 引脚并联滤波电容到 GND，这样会使 FB 电压波形失真，影响开关电源输出电压精度，特别是在数百 kHz 的高频 PSR 应用中，由于轻负载时消磁时间很短，示波器探头的寄生电容也可能影响 FB 引脚波形而导致输出电压变化。综合考虑 FB 引脚电压波形的质量和采样电阻的功耗，建议 R_{FB1} 的取值在 2.5kΩ~6kΩ，典型值取 4kΩ。

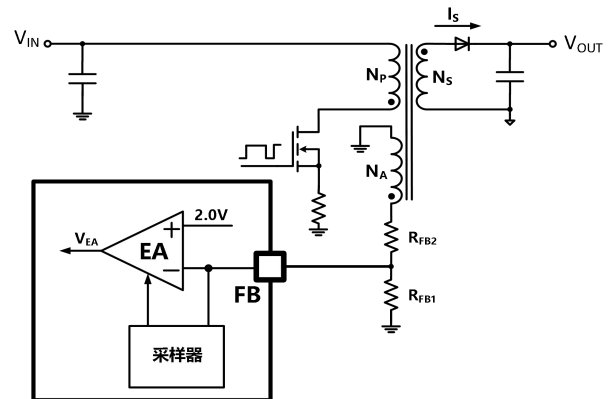


图 7.3.4

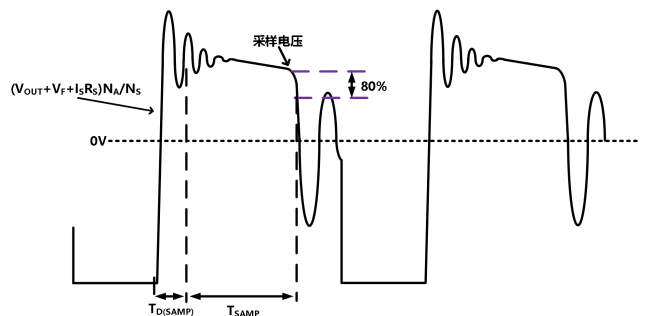


图 7.3.5

7.4 工作模式

7.4.1 工作于反馈端口选择与软启动状态

如图 7.4.1 所示，在芯片上电启机或者撤销保护重启机时，在前 12 个开关周期 ($t_1 \sim t_2$) 进行反馈端口模式选择，之后进入软启动阶段 ($t_2 \sim t_3$)。在模式选择阶段 COM 脚电压大小约为 3.2V，此电压仅用于端口检测，不会导致 CS 峰值电流大，在此阶段内部限制了 PWM 比较阈值。若 COM 与光耦连接，此电压会持续 12 个周期，若选择 FB 端口作为 PSR 反馈，模式选择结束，此电压仅持续 2 个周期。在光耦反馈中，模式选择结束后进行软启动阶段，COM 脚的电压接收 SS 引脚的控制，随 SS 电压逐渐上升，占空比逐渐展开。

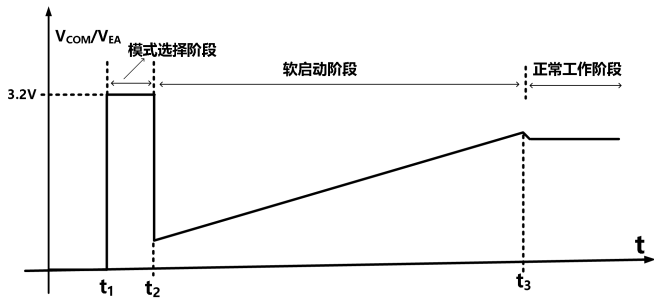


图 7.4.1

7.4.2 正常工作状态

在 COM、CS、VDD、UVP 四个引脚电压未触发相应保护逻辑的情况下，输出电压建立而形成环路反馈（图 7.4.1 中 t_3 时刻），此时软启动结束，进入正常的环路调节状态。根据开关电源输出负载的不同，软启动结束 t_3 时刻 V_{COM}/V_{EA} 上升到不同的高度后进入稳态，可能工作在振荡器的频率 F_{OSC} ，或处于模拟降频状态，或处于间歇工作模式下（SSR 反馈）。

7.4.3 工作于输出过载、输出短路、开环状态

开关电源输出负载超出设计值、输出短路、例如虚焊或器件损坏等导致环路处于开路状态是经常遇到的异常状态，VPC218X 针对这些异常情况设计了全面的保护控制，时序如图 7.4.2 所示。这三种异常状态都会导致占空比调制电压 V_{COM} 或 V_{EA} 的电压过高，超出开环保护值 4.6V（若 V_{DD} 电压小于 5.4V 时，此值为 $V_{DD}-0.8V$ ）时，芯片开始计时（若异常情况从软启动阶段就存在，那么从第一个脉宽开始计时），这种占空比调制电压过压状态连续 2^{14} 个开关周期（若有间断，计数清零），则会触发休眠功能，休眠 400mS 后再次恢复工作。在 2^{14} 个周期内也可能因为 CS 电压过高而触发 SCP 保护或 VDD 电压超过 18.6V 而触发过压保护，提前进入休眠状态。所以，结合进入休眠状态前 GATE 输出脉冲的时间长度、CS 电压、VDD 电压可判断开关电源处于何种保护机制下，利于找出开关电源工作异常的具体原因。

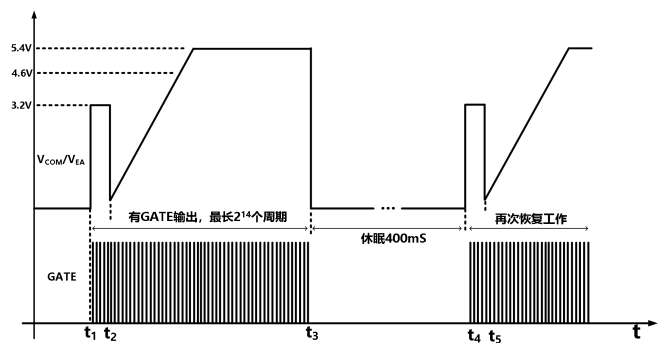


图 7.4.2

8 应用案例

8.1 应用信息

8.1.1 启动电路

如图 8.1.1 所示，图中标注的①、②、③、④的虚框对应 4 种不同的启动电路连接方式，各自适用于不同的输入电压范围。

第①种：直接将芯片的高压电源引脚 VIN 与开关电源的输入端连接，通过内部的高压 LDO 为 VDD 产生供电电源。根据 VPC218X 的 VIN 耐压，这种直接启动的方式适用于 100V 以内的应用；

第②种：在芯片的高压电源端口 VIN 与开关电源输入端之间串联一个电阻，防止短时出现的电压尖峰，串联的电阻一般取几百欧姆至几千欧姆，根据开关电源在低限输入下 VDD 所需电流而定。

第③种：在外围搭建一个齐纳管钳位的稳压电路，这是常用的结构，可拓展 VPC218X 的高压输入范围。在没有高压电源端口的芯片应用中，一般在该启动电路三极管发射极串联一个二极管后跟 VDD 连接，串联的二极管为了防止三极管发射极反向击穿。由于 VPC218X 在 VIN 与 VDD 之间串联了防倒灌肖特基二极管，所以从 VIN 接入外搭的高压启动电路，可以节省该二极管。

第④种：VPC2187 的启动电压是 3.7V，可以满足低至 4V 输入的应用，若直接利用输入电压供电，由于驱动电压低，最好选择阈值电压小于 1V 的功率管，避免开关电源工作后 VDD 电压下降而导致功率管导通不充分。若采用第④种启动方式，功率管漏极 RCD 吸收电路中的二极管阴极与 VPC2187 的高压电源输入端连接，在不选择低阈值功率 MOS 管的情况下实现低至 4.5V(考虑到二极管压降不能到 4V，若再添加其它电路让 VDD 能够达到启动电压 3.7V，也可满足 4V 输入应用) 输入的开关电源应用，因为开关电源一旦工作，就有反射电压和漏感能量为芯片供电，具有升压作用。

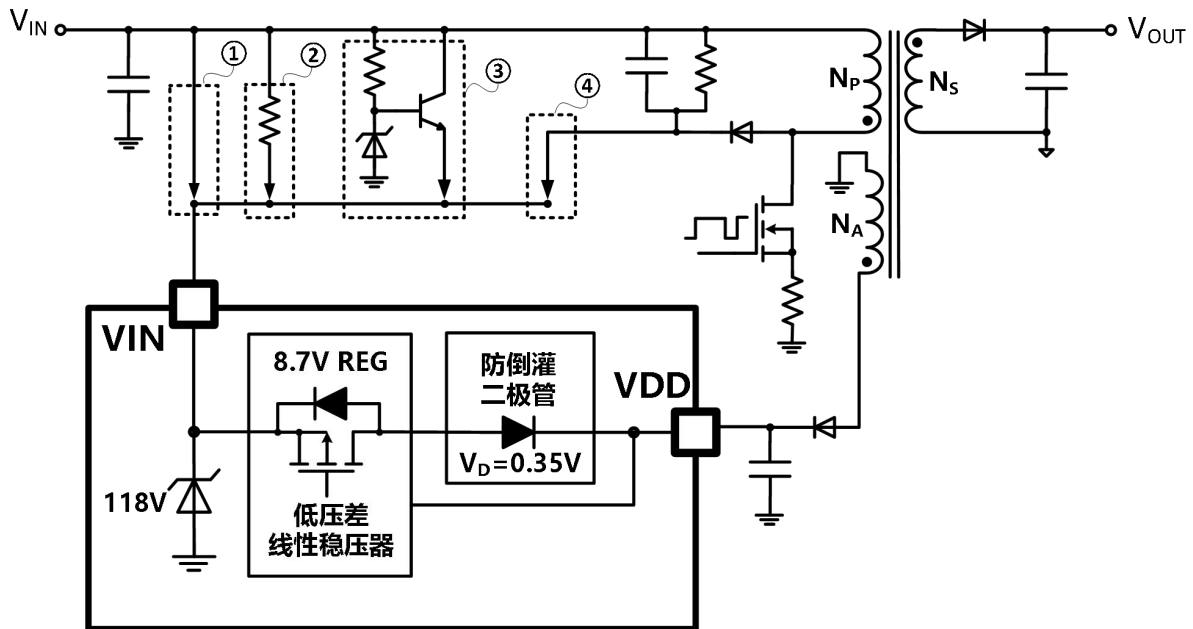
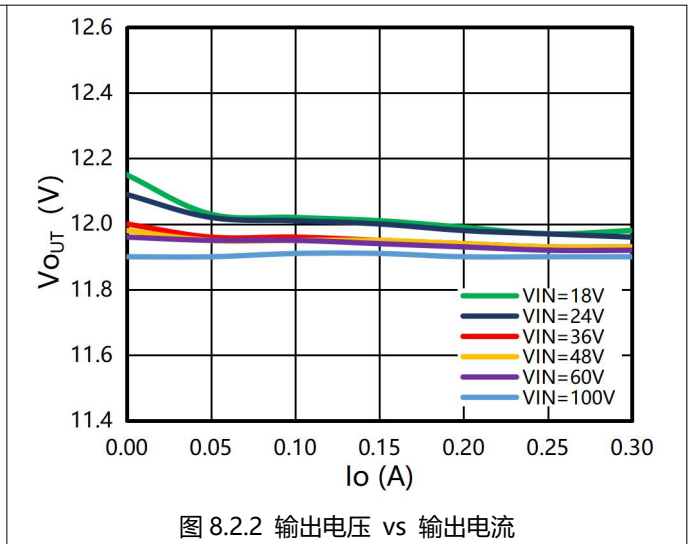
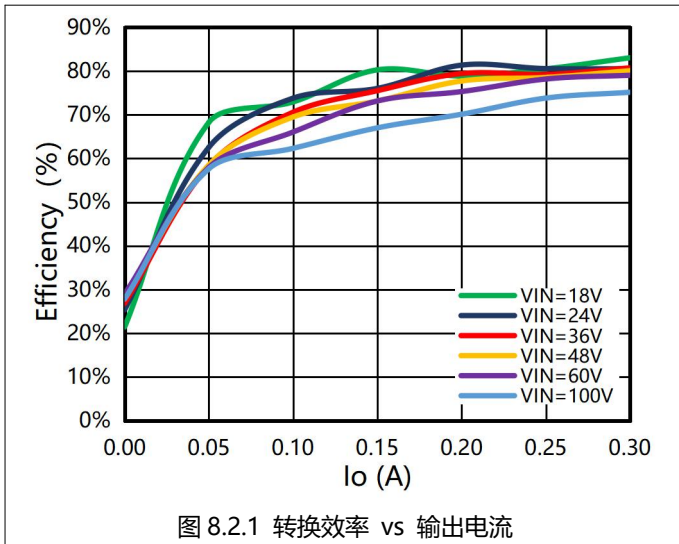
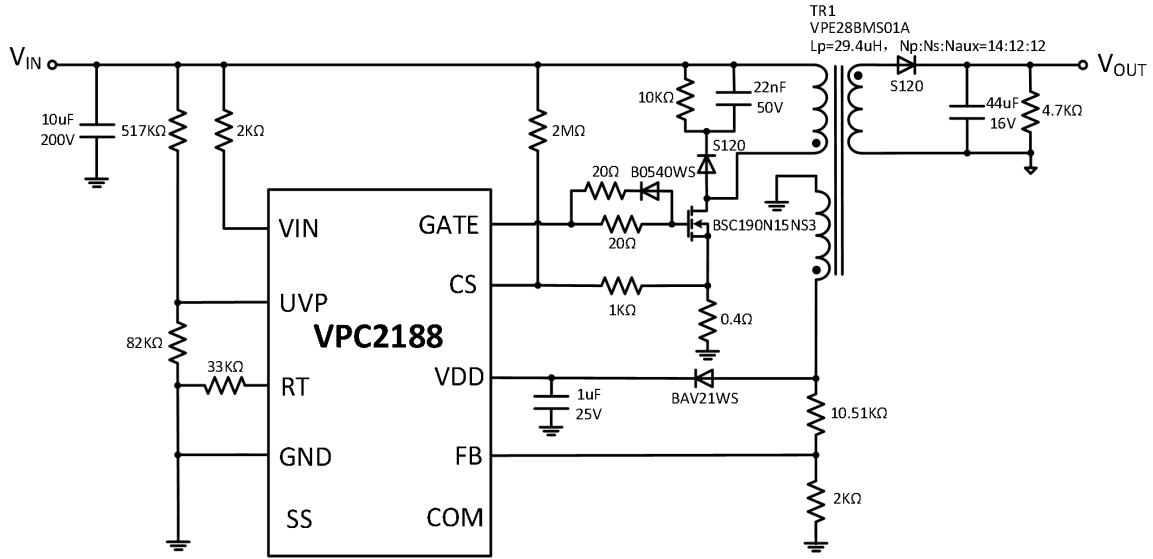


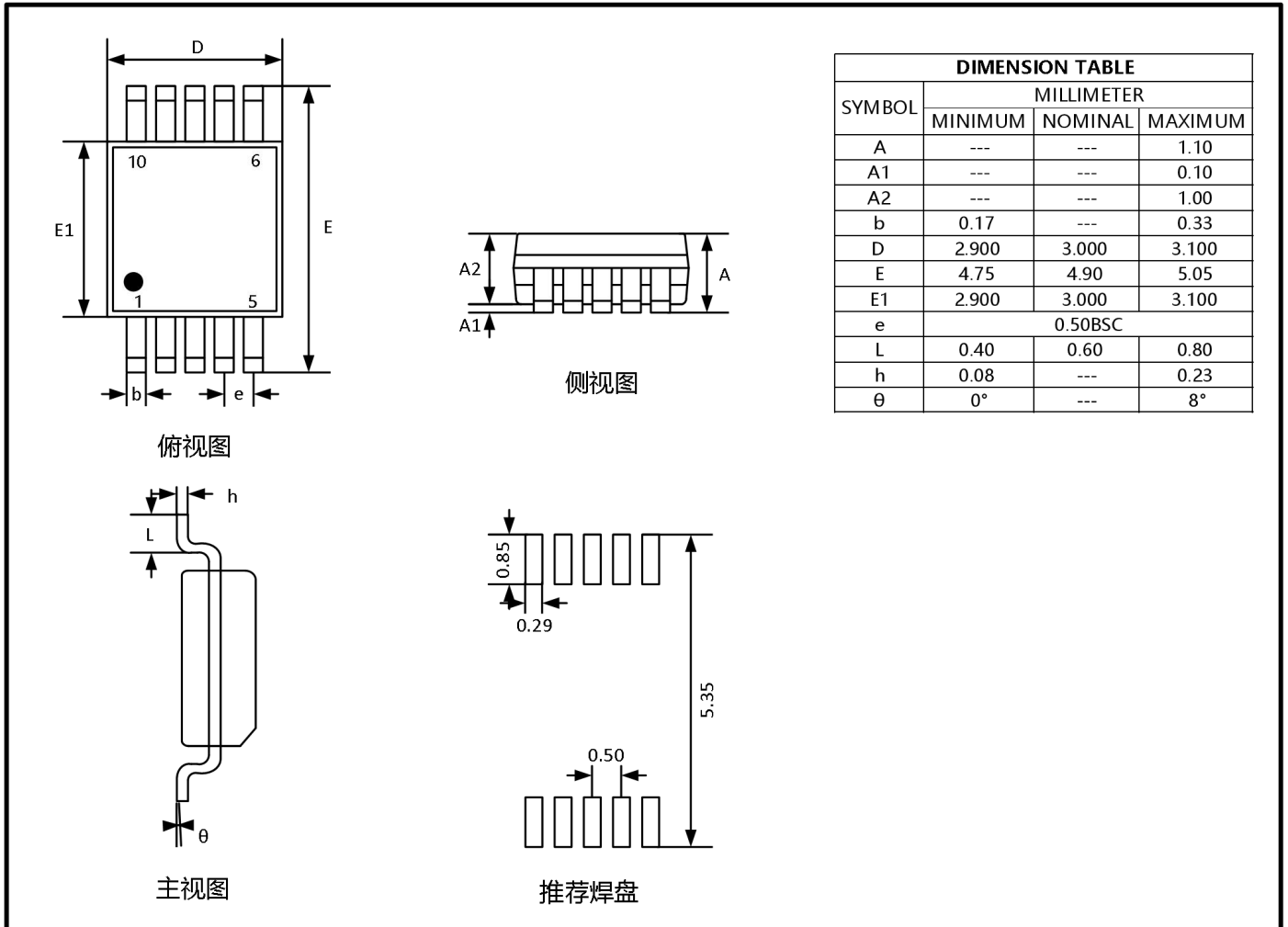
图 8.1.1

8.2 典型应用



9 封装信息

MSOP10



10 订购信息

器件	封装形式	管脚数	包装方式	数量	丝印*	MSL 等级
VPC2187	MSOP10	10	卷带	5000	VPC2187 XXXX	MSL-3
VPC2188	MSOP10	10	卷带	5000	VPC2188 XXXX	MSL-3

*丝印说明:

VPC——公司代号

2187/8——产品型号

XXXX——产品追溯识别码