1 简介

CN12039A/B/C/D 是一款适用于宽电压输入、高性能的 AC/DC 转换器。该芯片集成了 PWM 控制器和 1200V 功率管，采用高压启动，实现了超低待机功耗。通过采用 PWM/PFM/Burst 混合调制技术，确保全负载范围内系统效率最佳，同时还集成了抖频技术，简化了系统 EMI 的设计。CN12039A/B/C/D 还提供了极为完善的保护功能，包括逐周期过流保护、CS 电阻短路保护、VDD 过压保护、过载保护、输出短路保护、反馈开路保护和过温保护。

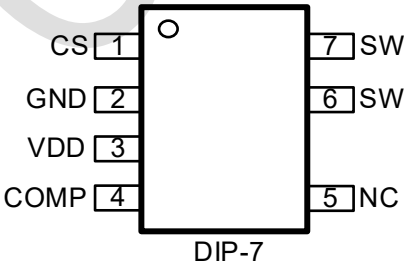
2 特征

- 内置 1200V 功率 MOSFET
- 内置高压启动电路
- 内置线电压补偿和斜坡补偿
- 集成频率扩展技术
- 频率倍增功能改善磁场干扰（仅 CN12039B、CN12039D 有此功能）
- PWM/PFM/Burst 混合控制方式
- 内部集成输入欠压保护功能（仅 CN12039C、CN12039D 有此功能）
- 空载功耗<50mW@230VAC
- 完善的保护功能（OCP、OLP、UVLO、VDD_OVP、OTP）

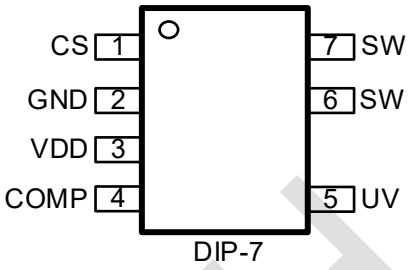
3 应用领域

- 小功率仪表开关电源
- 智能电表

4 引脚排列



CN12039A、CN12039B



CN12039C、CN12039D

5 订购信息

产品编号	封装	数量/管装
CN12039AUFU	DIP-7	50PCS/管
CN12039BUFU	DIP-7	50PCS/管
CN12039CUFU	DIP-7	50PCS/管
CN12039DUFU	DIP-7	50PCS/管

6 丝印

产品编号	丝印*
CN12039AUFU	CN12039A YYWW
CN12039BUFU	CN12039B YYWW
CN12039CUFU	CN12039C YYWW
CN12039DUFU	CN12039D YYWW

注*：YY=Year；WW=Week

绿色（RoHS&HF）：芯北科技将“绿色”定义为无铅（符合 RoHS 标准）且不含卤素物质。如果您有其他意见或问题，请直接联系您的芯北代表

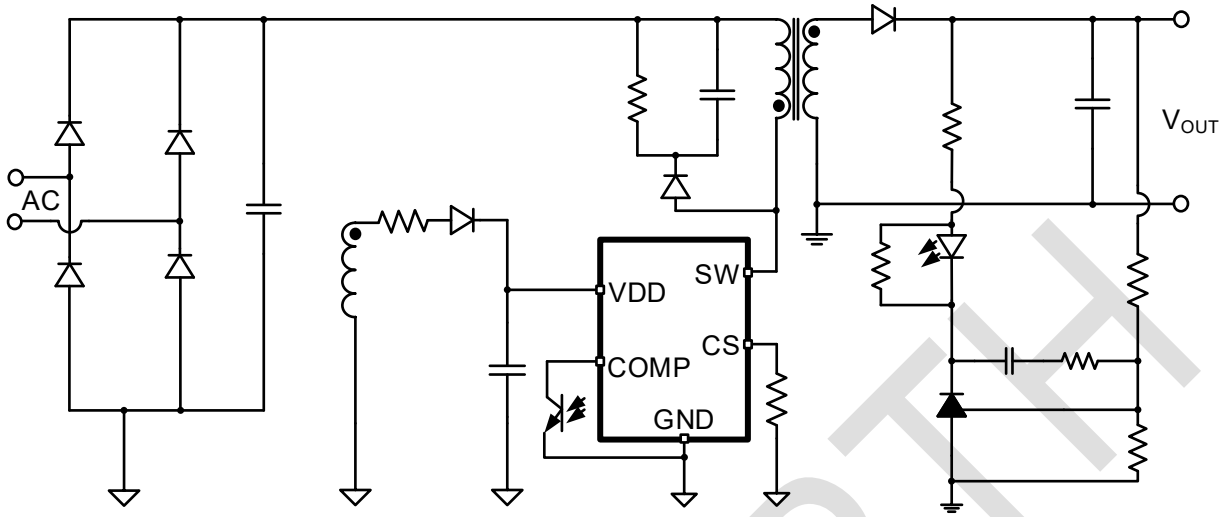
湿敏等级（MSL）：3

7 型号说明

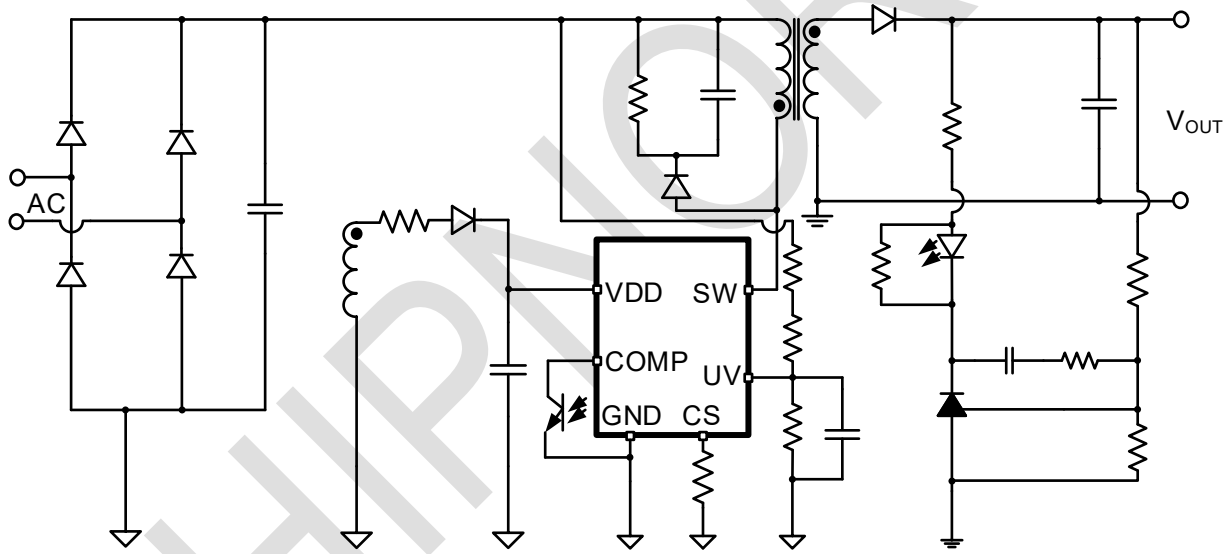
产品型号	抗强磁功能	输入欠压保护功能
CN12039A	无	无
CN12039B	有	无
CN12039C	无	有
CN12039D	有	有

CHIPNORTH

8 典型应用



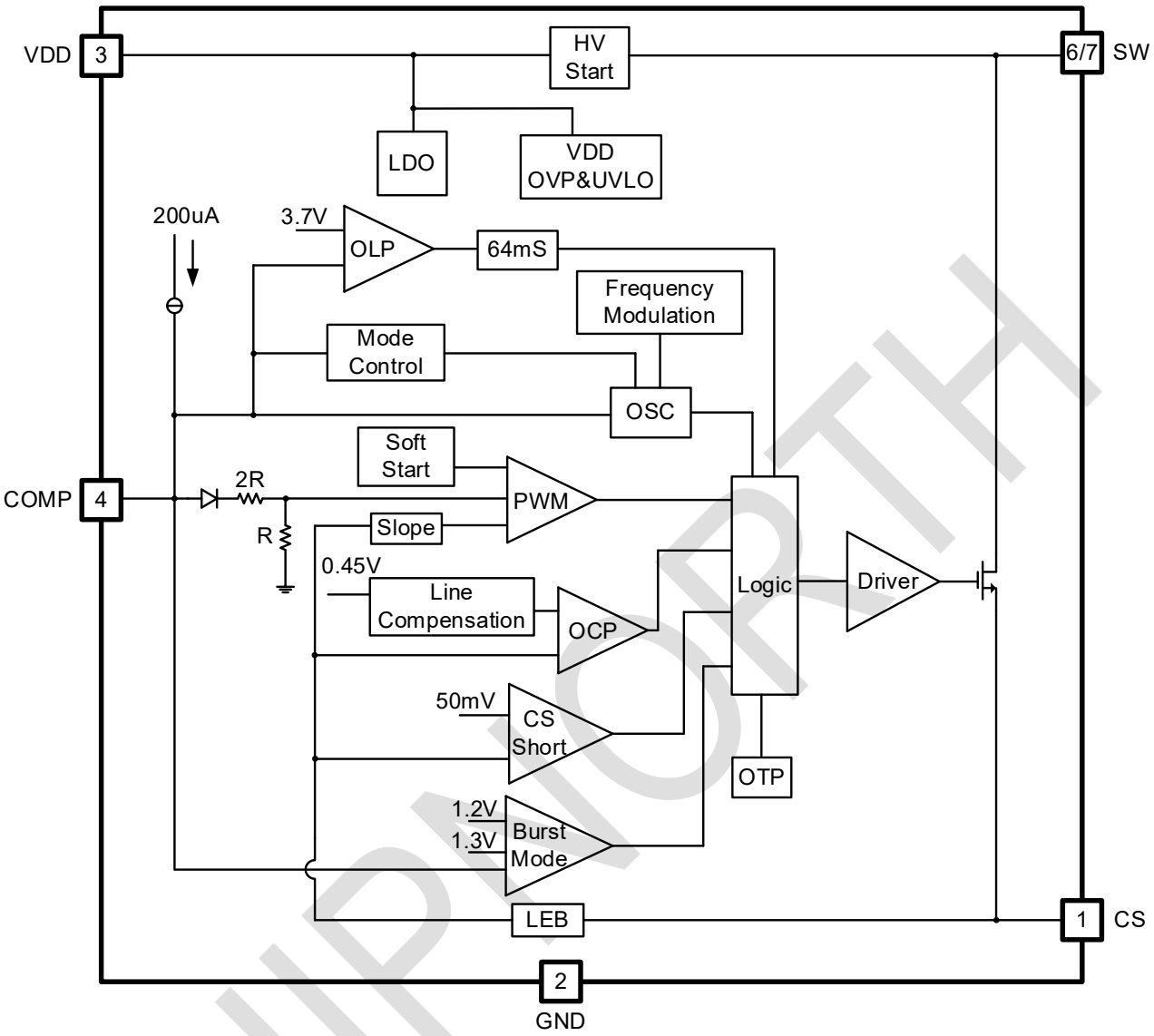
CN12039A、CN12039B 典型应用图



CN12039C、CN12039D 典型应用图

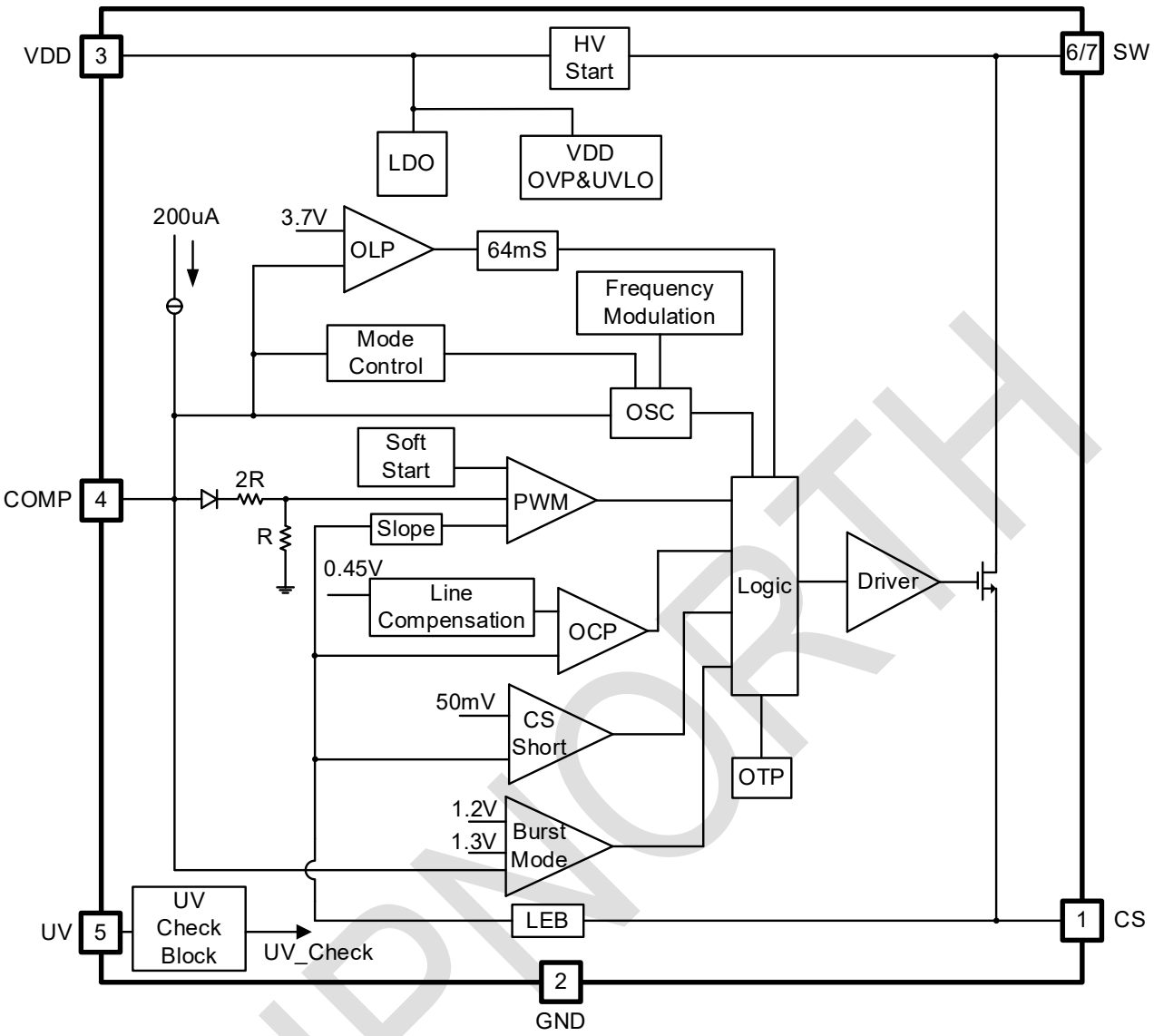
CHIPNORTH

9 功能框图



CN12039A、CN12039B 功能框图

CHIPNORTH



CN12039C、CN12039D 功能框图

10 引脚描述

名称	引脚	说明
CS	1	内置高压 MOSFET 源极，电流检测引脚
GND	2	地
VDD	3	工作电压输入引脚
COMP	4	反馈引脚
UV	5	输入欠压保护检测引脚（仅 CN12039C、CN12039D 有此功能）
SW	6/7	内置高压 MOSFET 漏极引脚，与变压器初级绕组相连

CHIPNORTH

11 规格

11.1 绝对最大额定值

参数	值	单位
VDD 脚耐压	50	V
SW 脚耐压	1200	V
UV、CS、COMP 脚耐压	-0.3~5.5	V
环境温度	-40~105	°C
存储温度	-55~150	°C
焊接温度	260（soldering，10s）	°C
封装热阻 $R\theta_{JC}$（DIP-7）	40	°C/W
漏极脉冲电流（Tpulse=100us）	2	A

注：应力超过“绝对最大额定值”中所列的额定值可能会对设备造成永久性损坏。这些仅为应力额定值，并不意味着设备在这些条件下或超出“建议操作条件”下所示条件的任何其他条件下都能正常运行。长时间暴露在绝对最大额定条件下可能会影响设备的可靠性。

11.2 静电放电等级

放电模式	标准	值	单位
HBM	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2023	±4000	V
CDM	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2022	±2000	V

11.3 典型输出功率

封装	输入电压范围	开放式平均功率	开放式峰值功率
DIP-7	85-425Vac	11W	14W
	230V±15%	13W	18W

11.4 热阻

参数	封装	值	单位
$R\theta_{JA}$	结至环境	80	°C/W
$R\theta_{JC}$	结至外壳	40	°C/W

CHIPNORTH

11.5 电性参数

测试条件：T_A=25°C，VDD=15V，除非另有规定。

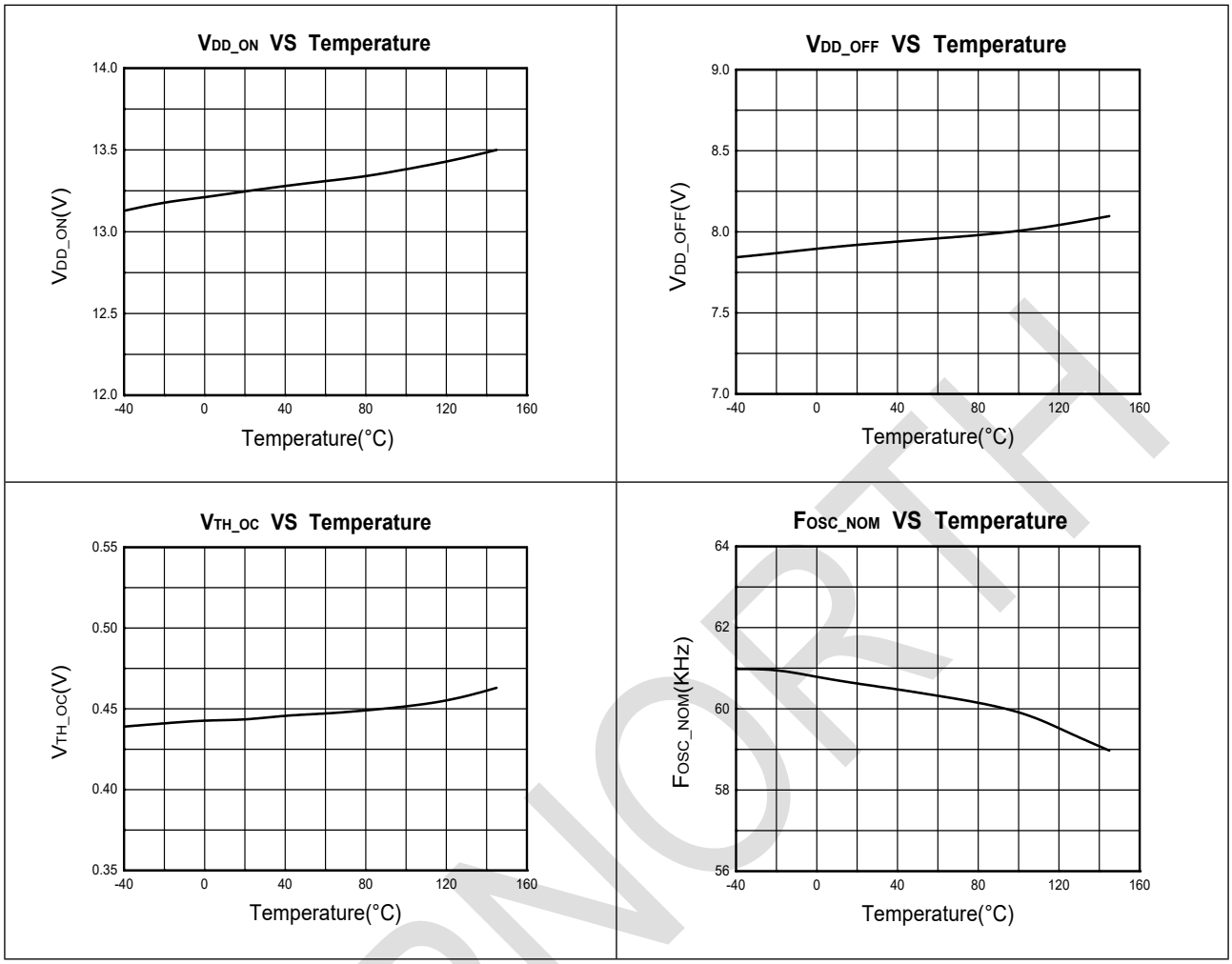
参数	符号	条件	值			单位
			最小	典型	最大	
芯片供电部分						
启动电压	V_{SW_START}				55	V
启动管充电电流	I_{DD_CH}	V_{SW}=105V，V_{COMP}=GND，V_{DD}=10V		1.8		mA
工作电压范围	V_{DD}	After turn-on	9		28	V
VDD 工作保护电压	V_{DDOVP}	V_{CS}=0V，V_{COMP}=2V，Ramp up VDD until gate is off	28	30	32	V
欠压锁存退出	V_{DDON}	V_{COMP}=GND	12	13	14	V
欠压锁存进入	V_{DDOFF}	V_{COMP}=GND	7.5	8	8.5	V
静态工作模式电流	I_{DD0}	V_{DD}=15V，V_{COMP}=GND		1	1.5	mA
正常工作模式电流	I_{DD1}	V_{DD}=15V，V_{COMP}=2V		2	3	mA
保护状态工作电流	I_{DD_FAULT}			170	220	uA
欠压状态工作电流	I_{DD_OFF}	V_{DD}=6V		100	130	uA
COMP 部分						
开环电压	V_{COMP_OPEN}			4.8		V
过载保护阈值	V_{COMP_OLP}			3.7		V
升频模式阈值（仅 CN12039B、CN12039D 版本有此功能）	V_{COMP_TRI}			3		V
PFM 工作模式阈值	V_{COMP_PFM}	Voltage falling when frequency decrease		2.0		V
Burst 模式阈值	V_{COMP_BM}	Voltage falling		1.2		V
Burst 模式滞回阈值	$V_{COMP_BM_HYS}$	Voltage rising		1.3		V
COMP 短路电流	I_{COMP}	V_{COMP}=GND		-200		uA
过载保护延时时间	T_{D_OLP}			64		mS
检测电压增益	A_{VCS}			3.3		V/V
电流检测部分						
软启动时间	T_{SS}			10		mS
最小导通时间	T_{ON_MIN}			500		nS
关断延迟时间	T_D			150		nS
前沿消隐时间	T_{LEB}			350		nS
限流保护阈值	V_{TH_OC}		0.425	0.45	0.475	V
限流钳位电压	$V_{OCP_CLAMPING}$			0.55		V
内置振荡器部分						
升频模式最大开关频率（仅 CN12039B、CN12039D 版本有此功能）	F_{OSC_MAX}		162	180	198	KHz
开关频率	F_{OSC}	VDD in operating voltage	54	60	66	KHz

CHIPNORTH

		range，V_{COMP}=2V				
频率抖动范围	F_D			±5		KHz
调制频率	F_M			250		Hz
最大占空比	D_{MAX}		70		85	%
间歇模式工作频率	F_{Burst}		21.5	25		KHz
UV 检测部分（仅 CN12039C、CN12039D 有此功能）						
上拉电流	I_{UV}			1		uA
钳位电压	V_{UV_CLP}	$I_{_UV}$=0.5mA	3.9	4.5	5.1	V
检测阈值电压	V_{UV_REF}		0.52	0.55	0.58	V
过温保护部分						
过温保护温度	T_{SD}		135	150		°C
过温保护滞回温度	T_{HYST}			30		°C
内置功率管部分						
功率管耐压	BV_{DSS}	I_{SW}=250uA，T_J=25°C	1200			V
功率管导通电阻	R_{DS_ON}	I_{SW}=0.5A，T_J=25°C		9		Ω

CHIPNORTH

11.6 特性曲线



CHIPNORTH

12 详细说明

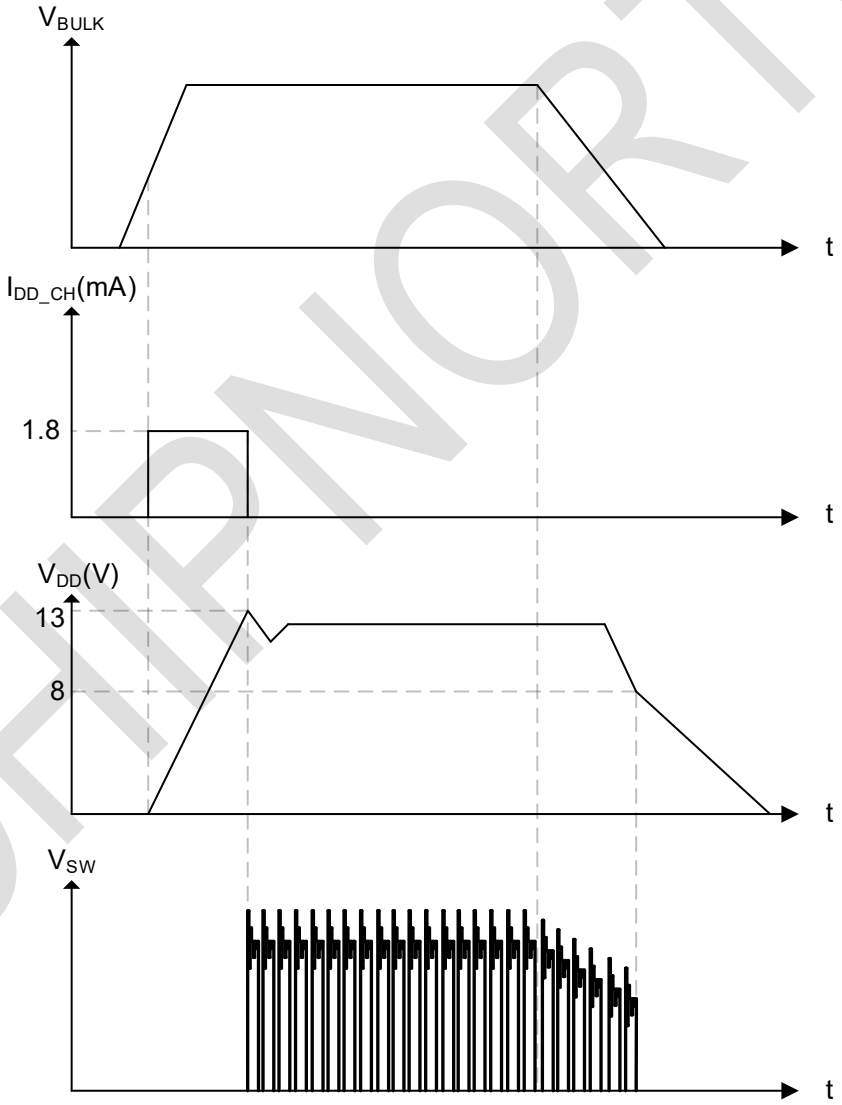
12.1 概述

本芯片为功率 MOSFET 与 PWM 控制器于一体的高效开关电源控制器，极其精简的外围元器件更利于开关电源的设计。CN12039A/B/C/D 提供了极为完善和智能化的保护功能，包括逐脉冲过载保护、过压保护、CS 短路保护、过温保护及软启动等功能。另外，PWM、PFM、Burst 三种混合调制技术能实现不同负载下系统的最佳效能；特有的高压启动策略能实现更低的待机功耗。内置的抖频功能和频率调制技术使得 EMI 有更加优异的表现。CN12039A/B/C/D 为超低待机功耗的应用场景提供了可靠的解决方案。

12.2 功能描述

12.2.1 启动

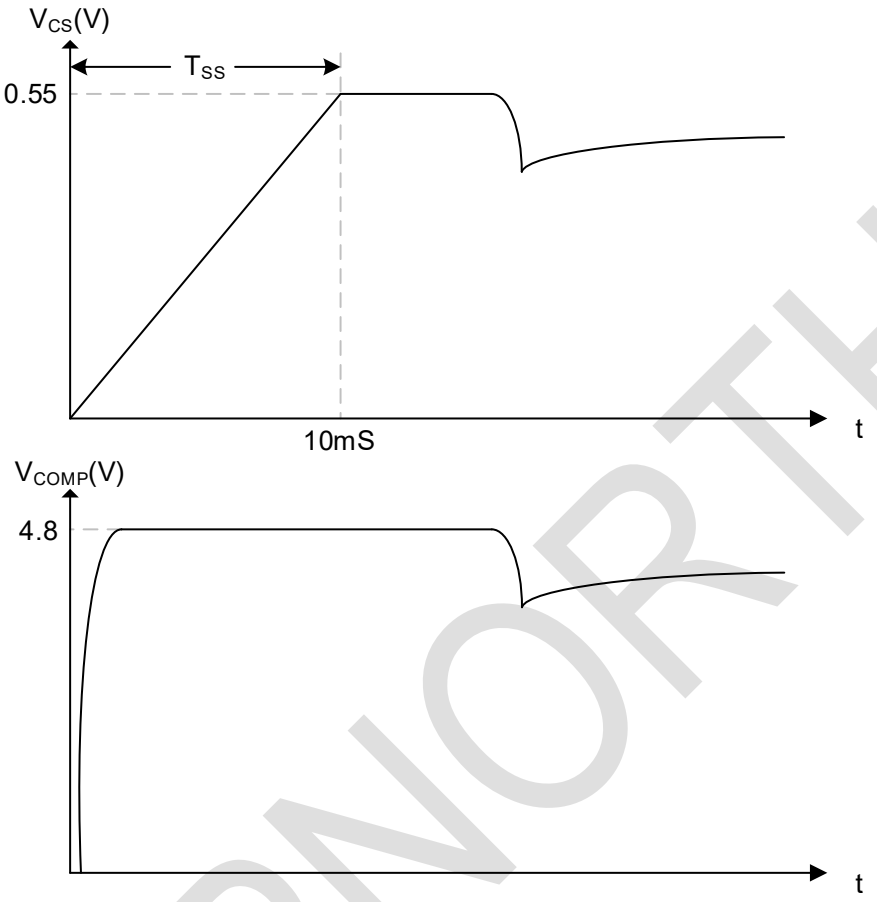
内置高压启动管提供 1.8mA 电流对外部 VDD 电容充电。一旦 VDD 电压达到 13V，CN12039A/B/C/D 立即开始工作，此时高压启动管将停止对 VDD 电容充电，VDD 电容放电维持芯片工作，VDD 电压略有下跌，然后变压器辅助绕组对 VDD 电容提供能量，使 VDD 电容电压保持稳定。



CHIPNORTH

12.2.2 软启动

在启动阶段，内置功率管漏极的最大峰值电流的限制值缓慢提升；这样可以最大限度的减小器件承受的应力，防止变压器饱和。本芯片软启动时间典型值为 10mS。



12.2.3 输出驱动

CN12039A/B/C/D 采用特有的驱动技术并优化了图腾柱结构，合理配置驱动电流以及死区时间，使得 EMI 性能更优及损耗更低。

12.2.4 振荡器

CN12039A/B/C/D 无需外围电路进行频率设置，内置振荡器频率固定为 60KHz，配备特有的频率抖动技术，可进一步优化 EMI 特性。

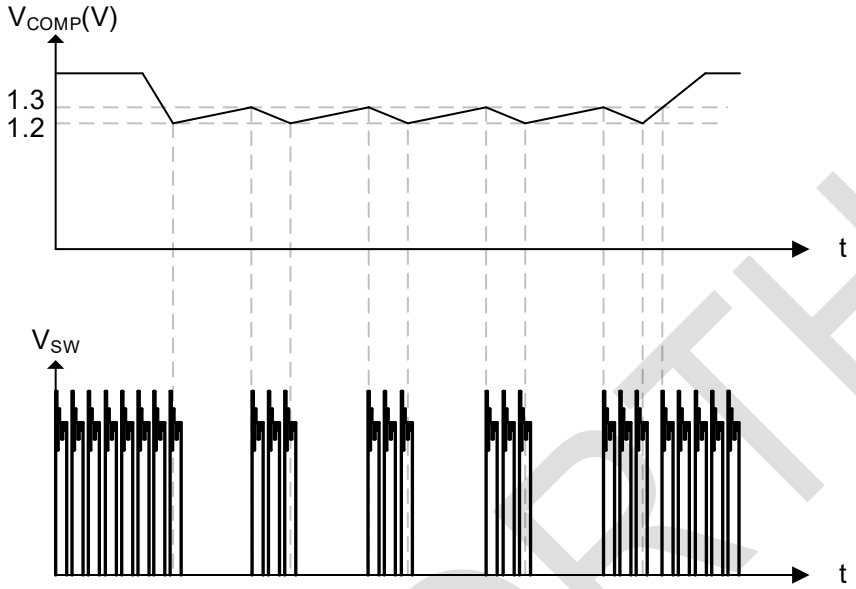
12.2.5 反馈控制

本芯片采用电流模式控制策略。COMP 引脚的电压可以控制功率管的电流，从而达到稳压的目的。

CHIPNORTH

12.2.6 间歇工作模式

轻负载下，CN12039A/B/C/D 将运行在间歇工作模式以减小系统功耗。当负载减轻时，COMP 引脚电压减小，当 V_{COMP} 小于 Burst 模式阈值时（典型 1.2V），芯片进入间歇工作模式。一旦 V_{COMP} 超过 Burst 模式滞回阈值，CN12039A/B/C/D 可退出 Burst 模式。



12.2.7 降频工作模式

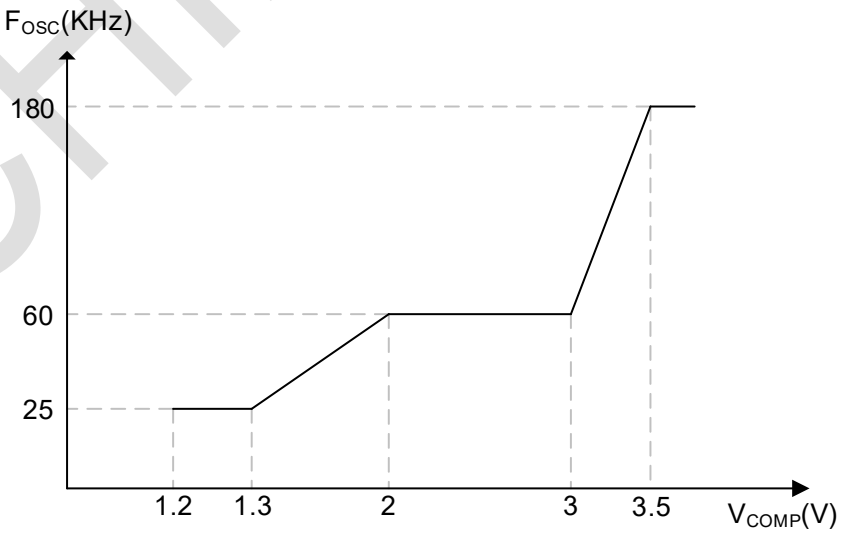
CN12039A/B/C/D 提供降频工作模式，通过检测 COMP 脚电压，在轻载和空载条件下降低开关频率以提高轻载效率。当 COMP 脚电压小于 PFM 工作模式阈值时（典型 2V），芯片进入降频工作模式，开关频率随负载降低而降低，本芯片最小频率 25KHz，以消除轻载条件下的音频噪声。

12.2.8 PWM 工作模式

当 CN12039A/B/C/D 工作在重载 V_{COMP} 大于 2V 条件时，进入 PWM 工作模式，工作频率保持在 60KHz 不变。

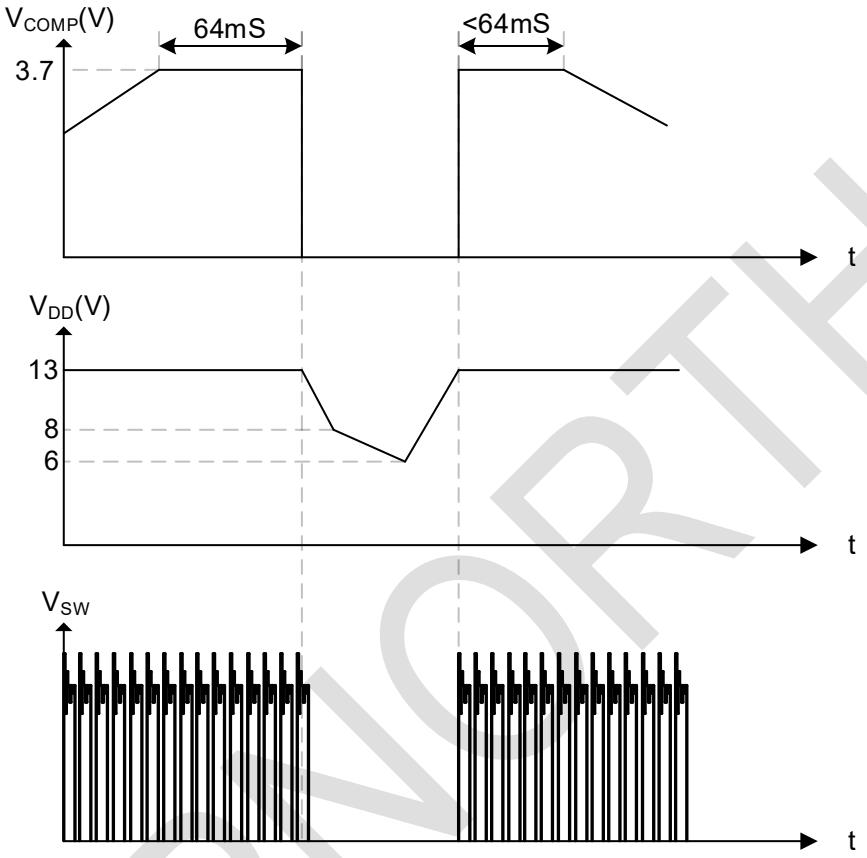
12.2.9 升频工作模式（仅 CN12039B、CN12039D 具有此功能）

当 CN12039B、CN12039D 工作在强磁或过载 V_{COMP} 大于 3V 条件下，将进入升频工作模式，工作频率随 V_{COMP} 线性提高至原来的 3 倍，以补偿强磁场下变压器感量下降为原来的 1/3 的影响。



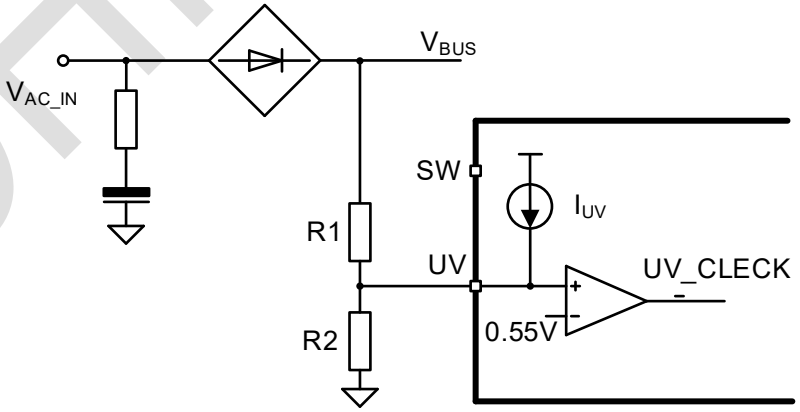
12.2.10 过载保护

负载电流超过预设定值时，系统会进入过载保护（“打嗝”式保护）：在异常情况下，可对系统进行保护。当 V_{COMP} 引脚电压超过 3.7V 并经过固定的 64mS 延迟后，芯片将停止工作，故障解除后，芯片可恢复运行。



12.2.11 输入欠压保护（仅 CN12039C、CN12039D 版本有此功能）

该芯片内部集成了输入电压检测模块，从输入滤波电解电容正极，通过分压电阻连接到 UV 引脚，系统启机后会检测 UV 电压并与内部基准比较，当 UV 电压大于基准时，系统开始工作，若 UV 电压低于基准，则芯片停止工作。UV 引脚需要接滤波电容以减弱 SW 引脚对 UV 引脚的耦合干扰。



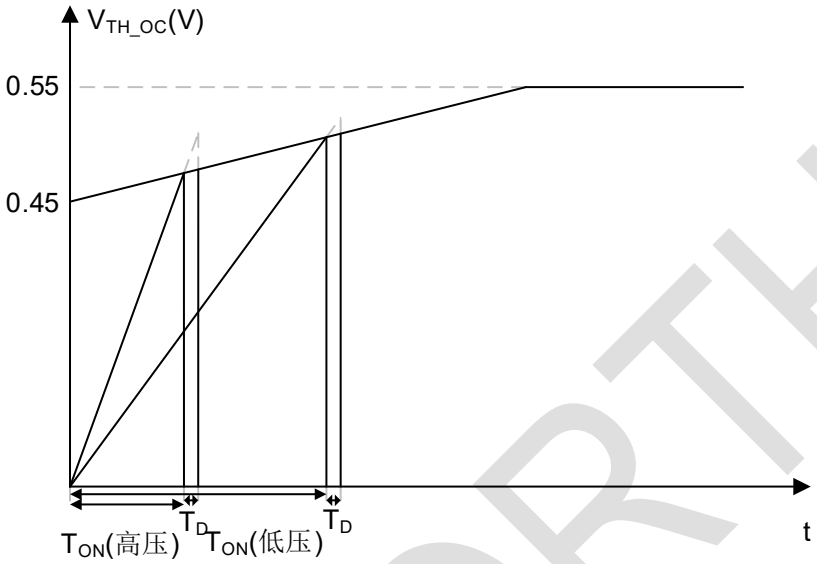
输入启动电压 V_{AC_IN} 的计算公式如下：

$$V_{AC_IN} = \frac{1}{1.414} \times \left(\frac{0.55}{R2} - I_{UV}\right) \times (R1 + R2)$$

R1、R2 单位为 KΩ，I_{UV} 单位为 mA。

12.2.12 线电压补偿

CN12039A/B/C/D 提供过流线电压补偿，在全电压范围内实现恒定输出功率限制。T_D 为导通延时，高压输入时导通时间比低压输入短，经过线电压补偿后高压输入时的 V_{TH_OC} 更低，但 T_D 时间内的 CS 引脚的电流采样值更高，两者综合后，高低压输入时峰值电流基本保持一致。



12.2.13 斜坡补偿

CN12039A/B/C/D 提供了斜坡补偿，将电压锯齿信号叠加在采样电流信号上，用于改善系统环路的稳定性。

12.2.14 过流保护

本芯片为逐周期过流保护。可通过设定 CS 引脚与 GND 之间的 R_{CS} 电阻来检测并控制流过开关管的电流，从而达到调节过流保护点的目的。

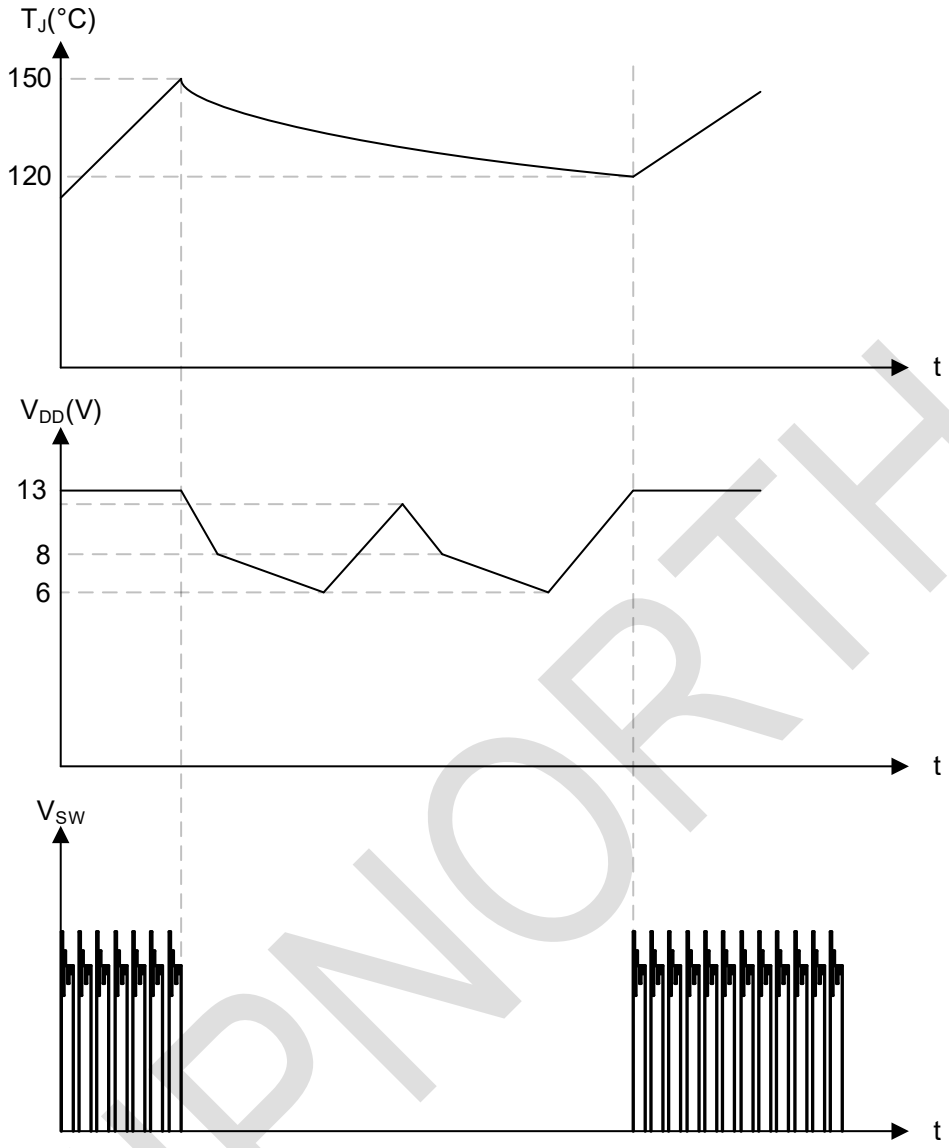
12.2.15 CS 短路保护

CN12039A/B/C/D 提供了 CS 短路保护功能。若系统起机前，CS 电阻短路，芯片进入 CS 短路保护状态。在异常情况下，可对系统进行保护。

12.2.16 过温保护

功率 MOSFET 和控制芯片集成在一起，使得控制电路更易于检测 MOSFET 的温度。当温度超过 150°C 时，芯片进入过温保护状态；当温度恢复到 120°C 时，芯片可恢复工作。

CHIPNORTH

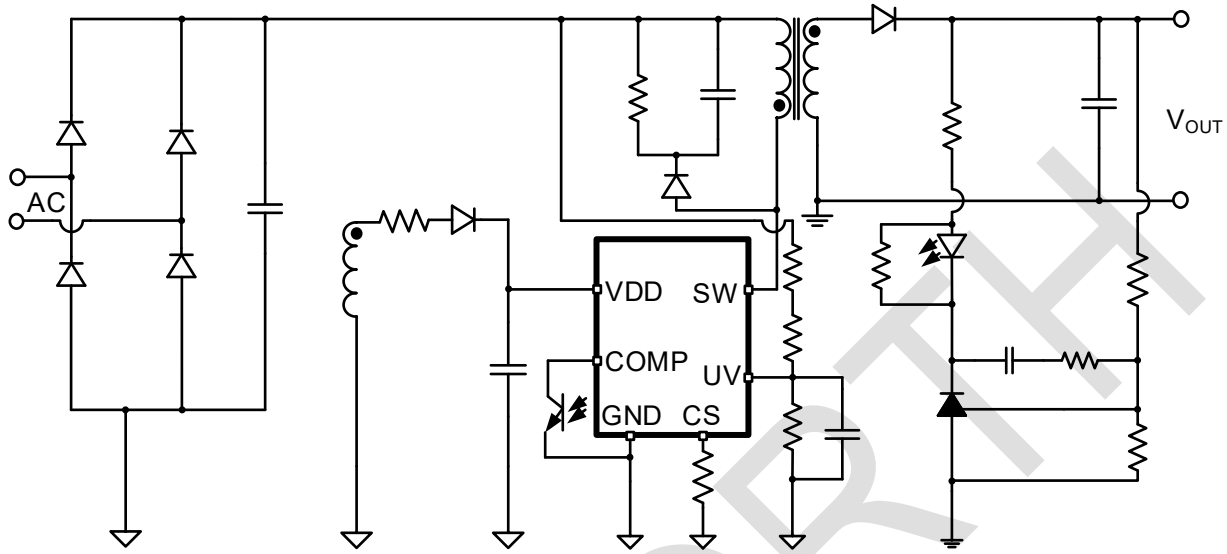


CHIPNORTH

13 应用信息

13.1 典型应用

下图为典型应用电路原理图，该电路可用作评估 CN12039A/B/C/D 的性能，该部分介绍应用原理图具体的设计过程。



13.2 输入高压电解电容容量 C_{BUS} 的选择

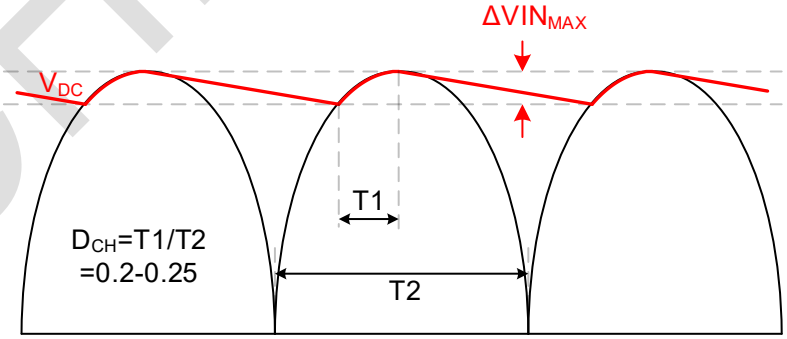
$$C_{BUS}=\frac{P_{IN}\times(1-D_{CH})}{\sqrt{2}\times VAC_{MIN}\times 2\times f_L\times \Delta VIN_{MAX}}$$

- 输入功率 P_{IN}=Po/η（η 为效率）
- VAC_{MIN}是最低交流输入电压
- f_L 为线路交流电频率，一般为 50~60Hz
- D_{CH} 为输入整流滤波电容的充电占空比，其典型值为 0.2~0.3

一般将 ΔVIN_{MAX} 设定为$\sqrt{2}VAC_{MIN}$ 的 10%~30%；

电容耐压应大于$VIN_{MAX}=\sqrt{2}\times VAC_{MAX}$，$VAC_{MAX}$是最大交流输入电压；

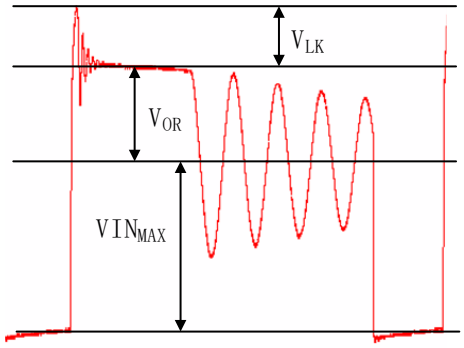
也可按照经验值，针对通用输入范围（85VAC~265VAC）时 C_{BUS} 取值为 2~3uF/W，高电压输入（195VAC~265VAC）时 C_{BUS} 取值为 1uF/W。



13.3 变压器设计

13.3.1 确定匝比

当 MOSFET 关断时，漏感电压 V_{LK}，输入电压 VIN 以及反射到初级的输出电压 V_{OR} 将施加在 MOSFET 的两端，



反射电压 V_{OR} 为：

$$V_{OR} = V_{DS_{MAX}} - V_{LK} - VIN_{MAX} - V_{MARGIN}$$

- V_{LK} 为漏感尖峰电压
- V_{DS_MAX} 为 MOSFET 最大电压
- V_{MARGIN} 为裕量（消费类为 100V，电力类为 300V）

由此可以算出匝比 n：

$$n = \frac{V_{OR}}{V_O + V_F}$$

- V_F 为输出二极管正向压降

13.3.2 最大占空比

$$D = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + VIN_{MIN}}$$

- VIN_{MIN} 是最低的交流输入电压对应的直流电压，$VIN_{MIN} = (0.7\sim0.9) \times \sqrt{2} \times VAC_{MIN}$

注意：最大占空比 D 不能超过芯片最大占空比，并且要留一定裕量，建议在 0.5 左右。

13.3.3 峰值开关电流

由输出功率和预设效率算出平均输入电流 I_{IN}：

$$I_{IN} = \frac{P_O}{\eta \times VIN_{MIN}}$$

初级电感电流斜坡中心值 I_L 为：

$$I_L = \frac{I_{IN}}{D}$$

峰值开关电流 I_{PK} 为：

$$I_{PK} = (1 + \frac{r}{2}) \times I_L$$

$$r = \frac{\Delta I}{I_L}$$

其中 r 为电流纹波率，推荐 r 取 1，ΔI 为初级电感电流的变化量。

13.3.4 原边侧电感值

$$L_P = \frac{VIN_{MIN} \times D}{I_L \times r \times F_{SW}}$$

其中 F_{SW} 为开关频率，CN12039A/B/C/D 的开关频率典型值为 60KHz。

13.3.5 绕组匝数

原边侧绕组 N_P：

$$N_P = \frac{I_{PK} \times L_P}{B_{PK} \times A_e}$$

- 其中 B_{PK} 为满载时最大磁通密度

满载时$I_{PK} = I_L + 0.5 \times I_L \times r$，120%负载时$I_{PK} = 1.2 \times I_L + 0.5 \times I_L \times r$。

$$\frac{B_{PK}}{B_{MAX}} = \frac{1 + 0.5 \times r}{1.2 + 0.5 \times r}$$

120%负载时的磁通密度 B_{MAX} 建议不超过 0.35T，则 r 取 1 时，满载 B_{PK} 不超过 0.31T。

根据输出功率选择合适的磁芯，得到磁芯的有效截面积 Ae。

可以得到副边侧绕组匝数 N_S 为：

$$N_S = \frac{N_P}{n}$$

VDD 电压范围 9V~28V，满载时取值 15V，辅助绕组匝数 N_A：

$$N_A = N_S \times \frac{VDD + V_F}{V_O + V_F}$$

其中 V_F 为整流二极管正向导通压降。

13.3.6 初次级线径计算

初级线圈电流有效值 I_{P_RMS} 为：

$$I_{P_RMS} = I_L \times \sqrt{\frac{D}{3} \times (3 + \frac{r^2}{4})}$$

次级线圈电流有效值 I_{S_RMS} 为：

$$I_{S_RMS} = n \times I_L \times \sqrt{\frac{1 - D}{3} \times (3 + \frac{r^2}{4})}$$

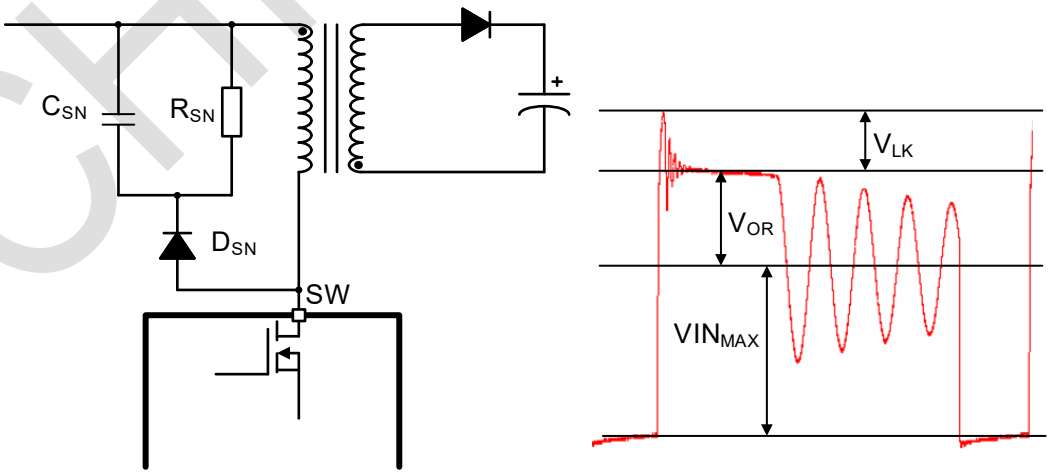
绕线截面积$S = I_{RMS}/J$，其中 J 为电流密度，一般取 6~8A/mm²。

绕线线径 d 为：

$$d = \sqrt{\frac{4 \times S}{\pi}}$$

13.4 RCD snubber 计算

下图左侧是 RCD 吸收电路的参考图，右侧是 SW 电压波形图，



图中 V_{LK} 是漏感尖峰电压，V_{OR} 是变压器反射电压，RCD 电路中的二极管建议选择 1A 以上电流能力的高压二极管，电容的选取参考以下公式：

CHIPNORTH

$$P_{SN} = 0.5 \times L_{LK} \times I_{PK}^2 \times F_{SW} \times \frac{V_{LK} + V_{OR}}{V_{LK}}$$

$$R_{SN} = \frac{(V_{LK} + V_{OR}) \times V_{LK}}{0.5 \times L_{LK} \times I_{PK}^2 \times F_{SW}}$$

$$C_{SN} = \frac{V_{LK} + V_{OR}}{R_{SN} \times F_{SW} \times \Delta V_{SN}}$$

其中：

- P_{SN} 为漏感损耗
- L_{LK} 是变压器漏感
- I_{PK} 是变压器峰值电流
- F_{SW} 是开关频率，典型值为 60KHz
- ΔV_{SN} 是电容纹波，根据经验，一般取值为电容两端电压（V_{LK}+V_{OR}）的 10%~30%

13.5 CS 采样电阻计算

CS 引脚是内部集成 MOSFET 的源极，CN12039A/B/C/D 具有逐周期的过流保护功能，V_{CS}=0.45V，可通过 CS 对地电阻 R_{CS} 检测并控制峰值电流。根据以下公式算出 R_{CS}。

$$R_{CS} = \frac{V_{CS}}{I_{PK}}$$

13.6 VDD 电容选型

VDD 电容在芯片启动阶段先通过高压启动管充电，然后放电维持芯片运行，因此 VDD 电容的选择直接影响着启动时间，建议设置值为 10uF~47uF，计算公式如下：

$$T_{START} = \frac{C_{VDD} \times VDD}{I_{DD_CH}}$$

例如选择 VDD 电容为 22uF，I_{DD_CH}=1.8mA，CN12039A/B/C/D 的启动电压阈值 13V，则对应启动时间为 T_{START}=159mS。

13.7 输出整流二极管的选型

输出整流二极管的最大反向电压 V_{DR} 和电流有效值 I_{D_RMS} 为：

$$V_{DR} = V_O + \frac{VIN_{MAX}}{n}$$

$$I_{D_RMS} = I_{S_RMS} \times \sqrt{\frac{VIN_{MIN}}{V_{OR}}}$$

实际应用中，整流二极管的最大反向电压 V_{RRM} 和平均正向电流 I_F 的裕量如下：

$$V_{RRM} > 1.3 \times V_{DR}$$

$$I_F > 1.5 \times I_{D_RMS}$$

13.8 输出电容的选型

输出电容的选型主要考虑纹波电流的有效值，ESR 和耐压。

输出电容的纹波电流 I_{C_RMS} 为：

$$I_{C_RMS} = \sqrt{(I_{D_RMS})^2 - (I_O)^2}$$

输出电容的电压纹波主要由电容的充放电和 ESR 造成，

电容的充放电造成的纹波为：

$$\Delta V_{CO} = \frac{I_O \times D}{C_O \times F_{SW}}$$

CHIPNORTH

- C_O 为电容值
  ESR 造成的纹波为：

$$\Delta V_{ESR} = I_{PK} \times n \times R_{ESR}$$

- R_{ESR} 为输出电容的 ESR
  由于电解电容容量比较大，主要考虑 ESR 造成的纹波，算出 R_{ESR}：

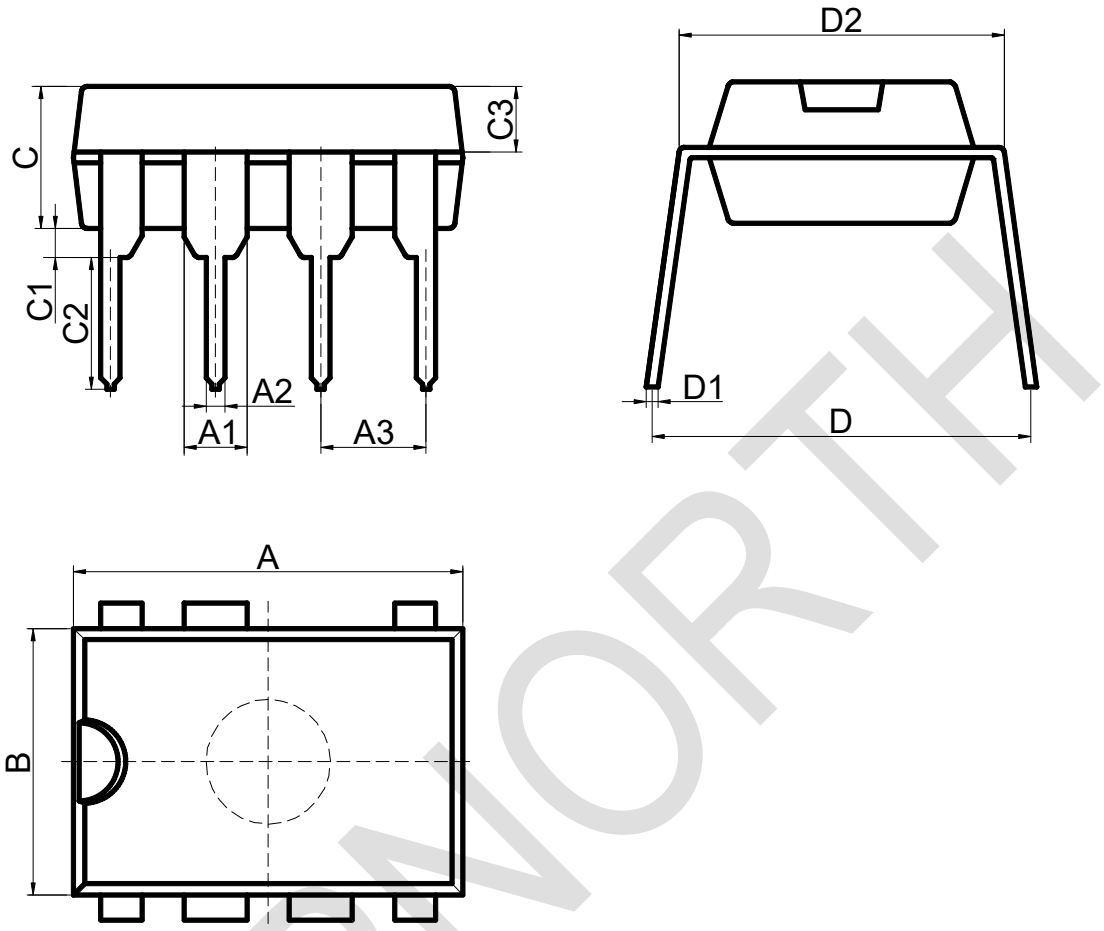
$$R_{ESR} = \frac{I_{PK} \times n}{\Delta V_{ESR}}$$

  输出电容的耐压在输出电压基础上至少留出 20%的裕量。

CHIPNORTH

14 封装信息

DIP-7



尺寸 / 标注	最小（mm）	标准（mm）	最大（mm）
A	9.15	9.25	9.35
A1	1.52REF		
A2	0.44	-	0.52
A3	2.54BSC		
B	6.25	6.35	6.45
C	3.20	3.30	3.40
C1	0.51	-	-
C2	3.00	-	-
C3	1.55	1.60	1.65
D	7.62	-	9.30
D1	0.25	-	0.29
D2	7.62REF		

CHIPNORTH

15 重要声明

芯北电子科技（南京）有限公司及其子公司保留对本文件及本文所述任何产品进行修改、改进、更正或其他变更的权利，恕不另行通知。芯北电子科技（南京）有限公司不承担因使用本文件或本文所述任何产品而产生的任何责任；芯北电子科技（南京）有限公司也不转让其专利权或商标权及其他权利的任何许可。在使用本文件或本文所述产品的任何客户或用户应承担所有风险，并同意芯北电子科技（南京）有限公司和其产品在芯北电子科技（南京）有限公司网站上展示的所有公司免受任何损害。

对于通过未经授权的销售渠道购买的任何产品，芯北电子科技（南京）有限公司不作任何保证，也不承担任何责任。如果客户购买或使用芯北电子科技（南京）有限公司的产品用于任何非预期或未经授权的用途，客户应赔偿芯北电子科技（南京）有限公司及其代表，使其免受因直接或间接引起的任何人身伤害或死亡造成的所有索赔、损害赔偿和律师费。

CHIPNORTH