

规格书变更记录

版本	变更内容	变更日期	变更签名
0.97	首版	2024.03.20	AE

LANDP PRELIMINARY

概述

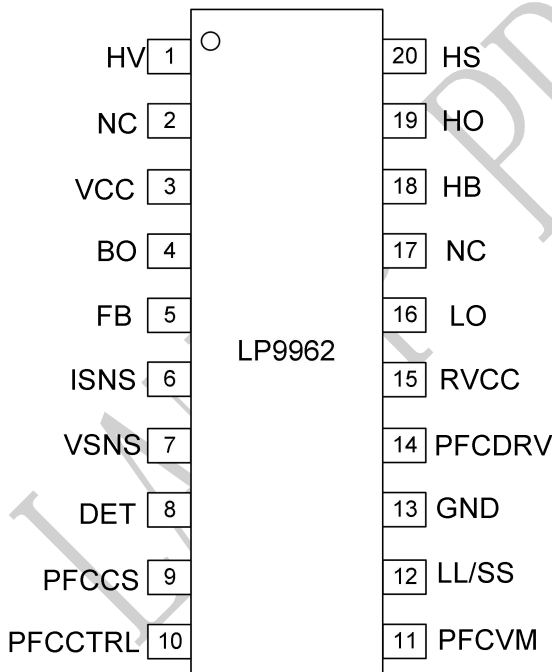
LP9962AA 是一款带有高压半桥驱动的全集成 PFC 和 LLC 控制器。内部实现了 600V 的高压栅极驱动，使得可以采用极简的外围元件，就可以实现高效、可靠的 LLC 谐振系统。自适应的死区时间控制可以极大的改善系统的效率。特有的突发控制模式，可以满足同时实现轻载下的高效率和空载下的低待机功耗。

LLC 采用模拟双向电流控制环路；PFC 采用 CCM 控制模式。

LP9962AA 内部集成多重保护机制：LLC 部分有完善的输入过/欠压保护、系统输出过/欠压保护、输出过流保护、容性区保护以及过温保护等；PFC 部分有电感过流保护、过功率限制、输入欠压保护、输出过/欠压保护以及过温保护等。

LP9962AA 采用 SOP20 封装。

管脚封装



特点

LLC 部分

- 采用模拟双向电流控制环路
- 自适应死区时间控制
- 突发模式的外部可编程并引入线电压补偿
- 数字算法输入功率控制，保证不受线电压影响
- 支持较宽的工作频率范围35KHz~1MHz
- 内置高压启动
- 具有X电容放电功能
- Boot diode内部集成
- 优秀的EMI和音频特性
- 上电谐振电容放电功能
- 内置软启动电路
- 多重保护机制：
 - ☆ 输入过压/欠压保护
 - ☆ 输出过压/欠压保护
 - ☆ 输出过流保护
 - ☆ 容性区保护
 - ☆ 过温保护

PFC 部分

- CCM平均电流模式
- 快速动态响应
- 多重保护机制：
 - ☆ 电感过流保护
 - ☆ 过功率限制
 - ☆ 输入欠压保护
 - ☆ 输出过压/欠压保护
 - ☆ 过温保护

应用

- TV开关电源
- LED照明
- AC-DC适配器
- PC电源适配器

管脚描述

编号	管脚名称	描述
1	HV	连接内部高压管，实现高压启动、AC 电压检测以及 X 电容放电
2	NC	悬空
3	VCC	芯片电源脚位
4	BO	PFC 输出电压反馈脚位。通过分压电阻连接到 PFC 的输出电压，通过采样到的电压信号，调节 PFC 输出电压以及实现 PFC 输出过压、欠压保护。同时也是 LLC 输入线电压检测脚位
5	FB	LLC 光耦反馈输入端，利用此脚检测表征输出功率的光耦电流
6	ISNS	检测 LLC 谐振电流，通过一个微分器来检测系统的谐振电流
7	VSNS	检测 LLC 谐振电压的分压
8	DET	LLC 输出电压检测，用来实现过压保护、恒流等功能
9	PFCCS	PFC 电流检测脚位。采样电流 I_{cs} 与电感电流 I_L 成正比；采样电流 I_{cs} 提供过流保护，过功率限制以及调节 PFC 占空比
10	PFCCTRL	PFC 输入阻抗的电压控制脚位。调节 PFC 占空比；该引脚外部连接补偿电路，限制 $V_{PFCCTRL}$ 带宽（通常在 20Hz 以下）；当 $V_{PFCCTRL} < V_{PFCCTRLMIN}$ ，关闭驱动；芯片上电开始工作后，PFCCTRL 电压缓慢上升，实现软启动功能。
11	PFCVM	PFC 内部乘法器输出脚位，调节 PFC 占空比；PFC 电路的输入阻抗与连接到该引脚的外部电阻 R_M 成正比；如果此脚外部连接电容到地，则以平均电流模式工作，否则，将以峰值电流模式运行。
12	LL/SS	LLC 外接电容控制软启动时间、外接电阻编程内部突发模式电压阈值
13	GND	芯片的地
14	PFCDRV	PFC 功率 MOS 的驱动
15	RVCC	内部 LDO 输出，用于产生 LLC 低压端电压和 PFC 驱动电压
16	LO	LLC 低压端驱动电压
18	HB	LLC 高压端驱动供电电源
19	HO	LLC 高压端驱动电压
20	HS	LLC 高压端驱动供电浮地

典型应用

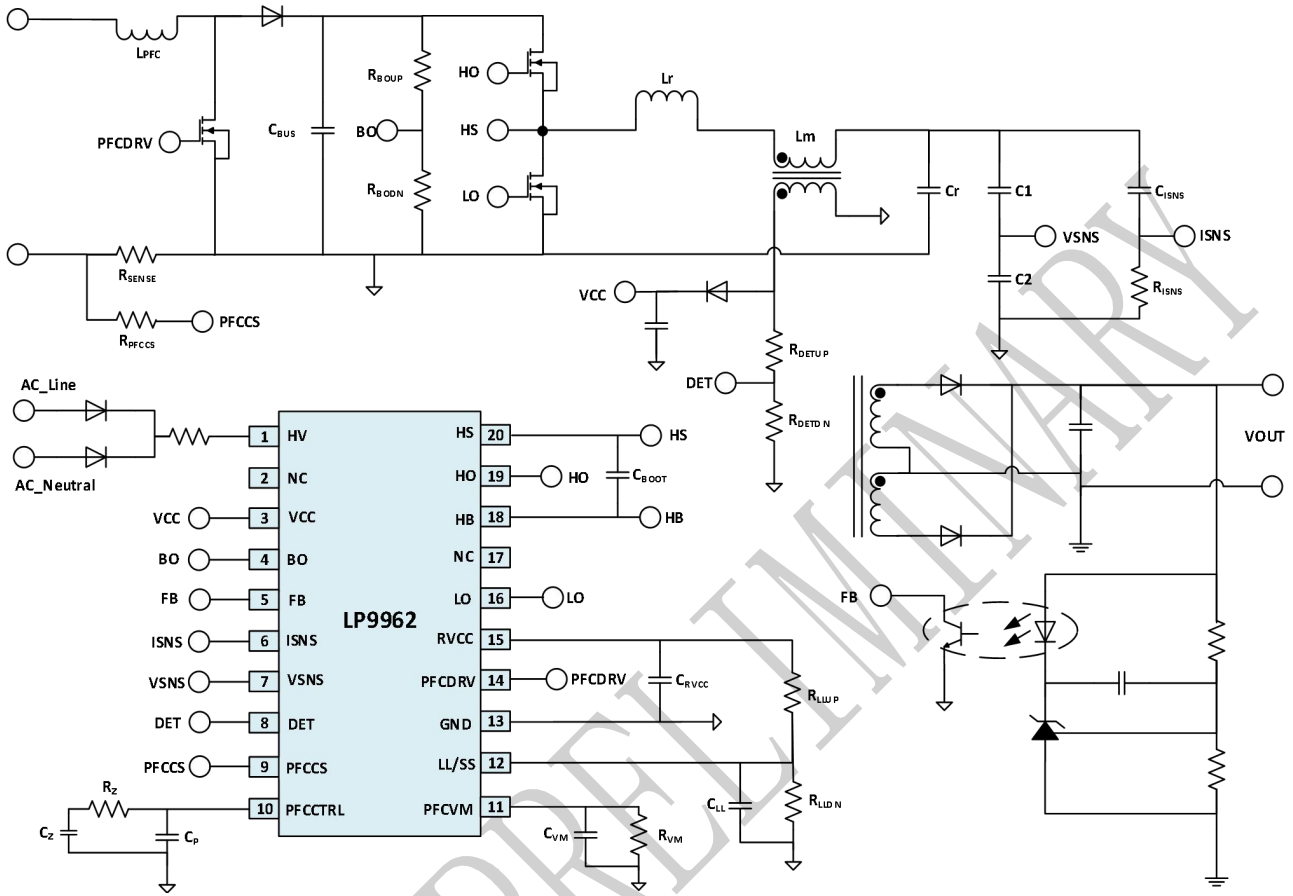


图 1 LP9962AA 典型应用

订购信息

订购型号	封装	包装形式	印章
LP9962AA	SOP20L	编带 1500 颗/盘	LP9962AA XXXX

印章说明:

X: 第一个字母代表年份, A: 2014 年, B: 2015 年, C: 2016 年, D: 2017 年..... 按顺序依此类推
 X: 第二个数字或字母代表周数, 第 1 周: 数字 1, 2345678 依此类推到第 9 周: 数字 9。第 10 周开始用大写字母 A B C..... Z, 依此类推“Z”代表第 35 周。第 36 周开始用小写字母 abcd..... z 依此类推到本年份的最后一周。
 XX: 第三个和第四个代表内部序号

极限参数(注 1)

符号	参数	参数范围	单位
HV、HB	高压脚位	-0.3 ~ 600	V
HB-HS	高压端自举电源地	-0.5 ~ 25	V
HO-HS	高压端驱动	HS-0.3 ~ HB+0.3	V
VCC	电源脚位	-0.3 ~ 25	V
LO、PFCDRV	低压端驱动	-0.3 ~ 25	V
RVCC	LDO 电源脚位	-0.3 ~ 20	V
FB、BO、LL/SS PFCVM、PFCCS PFCCTRL	低压输入端口	-0.3 ~ 7	V
DET、ISNS、VSNS	低压输入检测脚位	-5 ~ 7	V
P _{DMAX}	功耗(注 2)	1.0	W
θ _{JA}	PN结到环境的热阻	65	°C/W
T _J	工作结温范围	-40 to 150	°C
T _{STG}	储存温度范围	-55 to 150	°C
T _{LEAD}	过锡炉温度	≤260	°C
t _{LEAD}	过锡炉时间	≤10	s
	ESD (注 3)	> 2	KV

注 1: 最大极限值是指超出该工作范围, 芯片有可能损坏。推荐工作范围是指在该范围内, 器件功能正常, 但并不完全保证满足个别性能指标。电气参数定义了器件在工作范围内并且在保证特定性能指标的测试条件下的直流和交流电参数规范。对于未给定上下限值的参数, 该规范不予保证其精度, 但其典型值合理反映了器件性能。

注 2: 温度升高最大功耗一定会减小, 这也是由 T_{JMAX}, θ_{JA}, 和环境温度 T_A 所决定的。最大允许功耗为 P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_A) / θ_{JA} 或是极限范围给出的数字中比较低的那个值。

注 3: 人体模型, 100pF 电容通过 1.5KΩ 电阻放电。

建议参数(注 4)

符号	参数	最小值	最大值	单位
HB、HS	高压脚位		600	V
HB-HS	高压端电源地	10	16	V
VCC	供电电源	12	23	V
C _{BOOT}	高压端自举电容	0.1	5	uF
C _{LL}	软启动电容	4.7	470	nF
C _{RVCC}	LDO 输出电容	4.7		uF
T _A	工作环境温度	-40	125	°C

注 4: 设计保证

电气参数(注 5, 6) (无特别说明情况下, $V_{CC}=20V, T_A=25^{\circ}C$)

符号	描述	条件	最小值	典型值	最大值	单位
高压启动 HV						
I_{HVlow}	供电小电流	$V_{CC} < V_{CCinhibit}$		0.4		mA
I_{HVhigh}	供电大电流	$V_{CC} > V_{CCinhibit}$	6	10	14	mA
$I_{HVleakage}$	HV 脚漏电流	HV=600V			20	uA
$V_{brownin}$	PFC 输入欠压解除保护	HV 上升		120		V
$V_{brownout}$	PFC 输入欠压保护电压	HV 下降		105		V
$T_{brownout}$	PFC 输入欠压保护计时时间	$V_{HV} < V_{brownout}$		100		ms
电源电压 VCC						
$V_{CCinhibit}$	V_{CC} 低于此值 HV 脚小电流供电			1.0		V
$V_{CCreset}$	V_{CC} 内部逻辑重置阈值	V_{CC} 下降		6.5		V
$V_{CCrecharge}$	重启高压充电	V_{CC} 下降		10		V
$V_{CCstart}$	V_{CC} 启动电压	V_{CC} 上升		18		V
I_{CC}	V_{CC} 工作电流	$V_{CC}=15V$, 最大死区时间		2.7		mA
$I_{CCburst}$	突发模式无开关时 V_{CC} 电流	$V_{CC}=15V$		900		uA
LLC 浮地放电 HS						
$I_{HSdischarge}$	HS 放电电流	$V_{HS} > 10V$		10		mA
V_{HSmin}	HS 放电截止电压			6		V
稳压电源 RVCC						
V_{RVCC}	稳压电源输出电压	$V_{CC}=15V$, 无负载		13		V
		$V_{CC}=15V, I_{RVCC}=100mA$		13		V
		$V_{CC}=13V$, 无负载		12.9		V
		$V_{CC}=13V, I_{RVCC}=30mA$		12.5		V
$V_{RVCCinhibit}$	V_{RVCC} 低于此值, $RVCC$ 脚小电流供电			2		V
$I_{RVCCmax}$	稳压电源最大输出电流	$V_{RVCC} < 2V$		1.5		mA
		$V_{RVCC} > 2V$		170		mA
$V_{RVCCclamp}$	$RVCC$ 钳位电压			17		V
$V_{RVCCstart}$	稳压电源工作电压			10		V
$V_{RVCCuvlo}$	稳压电源欠锁电压			7		V
X 电容放电控制						
$T_{line (removal)}$	线电压移除检测计时器			100		ms
$I_{HV (disch)}$	HV 放电电流			3.75		mA
$I_{CC (disch)}$	V_{CC} 放电电流			17.5		mA
$V_{HVdisch (end)}$	HV 放电终止电压			18		V
LLC 输入电压						
$V_{BOstart}$	允许工作的输入电压值			2.45		V

V_{B0stop}	停止工作的输入电压值			2.0		V
LLC 光耦反馈电压 FB						
R_{FB}	FB 上拉电阻			40		K Ω
V_{FBOPEN}	FB 开路电压			6.5		V
LLC 谐振电流检测 ISNS						
$V_{ISNSocp1}$	OCP1 电压阈值			4		V
$V_{ISNSocp1ss}$	启动阶段 OCP1 电压阈值			5		V
N_{OCP1}	OCP1 保护计数周期数	$V_{ISNS} > V_{ISNSocp1}$		4		--
$V_{ISNSocp2}$	OCP2 电压阈值			0.6		V
T_{OCP2}	OCP2 保护计时时间	$V_{ISNS} > V_{ISNSocp2}$		2		ms
$V_{ISNSocp3}$	OCP3 电压阈值			0.4		V
T_{OCP3}	OCP3 保护计时时间	$V_{ISNS} > V_{ISNSocp3}$		50		ms
$V_{Ipolarityhys}$	谐振电流极性判断回差电压	I_{SNS} 下降过程		30		mV
LLC 谐振电容电压检测 VSNS						
V_{VSNSCM}	VSNS 共模电压			2.75		V
$V_{VSNSmax}$	VSNS 最大电压	VSNS 灌电流, $I_{VSNS}=2mA$		5.47		V
I_{CM}	内部谐振电容充、放电电流值			2.00		mA
$I_{CMmismatch}$	内部谐振电容充、放电电流失配		-1.2		1.2	%
LLC 内部自举						
$I_{BOOTcharge}$	内部给自举电容充电电流	$V_{HB}-V_{HS}>10V$		60		mA
$R_{BOOTcharge}$	内部给自举电容充电电阻	$V_{HB}-V_{HS}<10V$		180		Ω
I_{BOOT}	(HB-HS)静态电流	无开关动作		30		μA
T_{BOOT}	上电后自举电路第一次充电时间	启动时, 低压管开通充电		256		us
LLC 软启动 LL/SS						
I_{SS}	软启动阶段 SS 上拉输出电流			36		μA
R_{SS}	异常状态下 SS 下拉电阻	容性区或者 OCP1		300		Ω
$R_{LLinternal}$	内部产生轻载阈值 V_{BML} 电阻		90	100	110	k Ω
$N_{burstmin}$	Burst 模式下最小开关数			33		--
N_{soft}	Burst 模式下软开/软关开关数			7		
K_{soft}	Burst 模式下软开/软关电压系数			0.33		
V_{BMLmin}	进入 burst 模式电压阈值最小值			0.2		V
V_{BMLmax}	进入 burst 模式电压阈值最大值			3.0		V
$K_{BML/BMH}$	进入、退出 V_{BML}/V_{BMH} 电压比值			0.6		--
$K_{BMH1/BMH}$	V_{BMH1}/V_{BMH} 电压比值			1.2		--
$N_{ENTERBURST}$	进 Burst mode, 需满足的计数个数			2		--
$T_{burstoffmax}$	Burst 模式下, 最长关闭时间			1.0		s
LLC 辅助绕组 DET						
$V_{DETposovp}$	DET 正电压过压保护阈值			4		V
$V_{DETnegovp}$	DET 负电压过压保护阈值			-4		V

N _{DETovp}	DET 正、负过压保护计数			5		--
LLC 导通时间						
T _{ONMAX}	最大导通时间			10		us
T _{ONMIN}	最小导通时间			250		ns
LLC 自适应斜率检测 dV/dT						
dV _{HB} /dt	自适应斜率		-0.1		50	V/ns
T _{DTMAX_ZCS}	ZCS 时, 最大死区时间			150		us
T _{DTMAX}	正常工作, 最大死区时间			1000		ns
T _{DTLEB}	电流过零检测, 屏蔽时间			400		ns
LLC 保护重启时间						
T _{Restart}	保护重启时间			2		s
LLC 栅极驱动 LO/HO						
I _{HOSource}	高压端驱动上拉电流			0.6		A
I _{HOsink}	高压端驱动下拉电流			1.2		A
t _{HOrise}	高压端驱动上升时间	10%~90%, C _{load} =1nF		30		ns
t _{HOfall}	高压端驱动下降时间	10%~90%, C _{load} =1nF		20		ns
I _{LOsource}	低压端驱动上拉电流			0.6		A
I _{LOsink}	低压端驱动下拉电流			1.2		A
t _{LOrise}	高压端驱动上升时间	10%~90%, C _{load} =1nF		30		ns
t _{LOfall}	高压端驱动下降时间	10%~90%, C _{load} =1nF		20		ns
PFC 环路控制						
V _{BOREF}	PFC 控制的基准电压			2.5		V
V _{BOREFburst}	PFC burst mode 时基准电压			2.525		V
I _{EAmx}	内部误差放大器电流			±30		uA
G _{EA}	误差放大器增益		100	200	300	uS
V _{PFCCTRLmax}	PFCCTRL 输出电压最大值	V _{Bo} =2V		3.7		V
V _{PFCCTRLmin}	PFCCTRL 输出电压最小值	V _{Bo} =3V		0.7		V
V _{PFCCTRLclamp}	LLC burst mode 时, 最小钳位电压			3.0		V
V _{PFCFBboostL}	触发 PFCCTRL boost 电压			2.375		V
V _{PFCFBboostH}	解除 PFCCTRL boost 电压			2.400		V
V _{PFCFBuvp}	PFC 输出欠压保护阈值			0.2		V
V _{PFCFBovp}	PFC 输出过压保护阈值			2.625		V
I _{PFCCTRLboost}	PFCCTRL 快速响应输出电流			200		uA
F _{PFC}	最大工作频率			65		KHz
D _{PFCmax}	最大占空比			97		%
V _{HVDclamp}	V _{HVD} (注7) 钳位电压			4.0		V
I _{csplus}	I _{CS} 补偿电流			4		uA
PFC 乘法器输出 PFCVM						
I _{PFCVM1}	乘法器输出电流 1	V _{Bo} =0.9V, I _{PFCCS} =25uA	-	1.9	-	uA

		$V_{PFCCTRL}=V_{PFCCTRLmax}$				
I_{PFCVM2}	乘法器输出电流 2	$V_{BO}=0.9V, I_{PFCCS}=75\mu A$ $V_{PFCCTRL}=V_{PFCCTRLmax}$	-	5.6	-	μA
I_{PFCVM3}	乘法器输出电流 3	$V_{BO}=0.9V, I_{PFCCS}=25\mu A$ $V_{PFCCTRL}=V_{PFCCTRLmin} + 0.2V$	-	28.1	-	μA
I_{PFCVM4}	乘法器输出电流 4	$V_{BO}=0.9V, I_{PFCCS}=75\mu A$ $V_{PFCCTRL}=V_{PFCCTRLmin} + 0.2V$	-	84.4	-	μA
PFC 电流采样 PFCCS						
$V_{PFCCSos}$	电流采样脚失调电压	$I_{PFCCS}=100\mu A$		10		mV
$I_{PFCCSocp}$	过流保护阈值			200		μA
PFC 过功率保护						
I_{PFCOPL}	PFC 过功率限制	$I_{PFCOPL}=I_{PFCCS}\times V_{HVD}$ (注 7)		314		$\mu A * V$
PFC 驱动 PFCDRV						
I_{source}	PFC 驱动上拉电流			1.1		A
R_{onup}	PFC 驱动上拉电阻	$V_{PFCDRV}=V_{RVCC}-0.2V$		3.3		Ω
I_{sink}	PFC 驱动下拉电流			1.8		A
R_{ondn}	PFC 驱动下拉电阻	$V_{PFCDRV}=0.2V$		1.2		Ω
过温功能						
T_{SD}	过热保护温度			150		$^{\circ}C$
T_{HYS}	过温保护迟滞			30		$^{\circ}C$

注 5: 典型参数值为 25 $^{\circ}C$ 下测得的参数标准。

注 6: 规格书的最小、最大规范范围由测试保证, 典型值由设计、测试或统计分析保证。

注 7: V_{HVD} 是 HV 脚峰值电压的 1/100。

内部结构框图

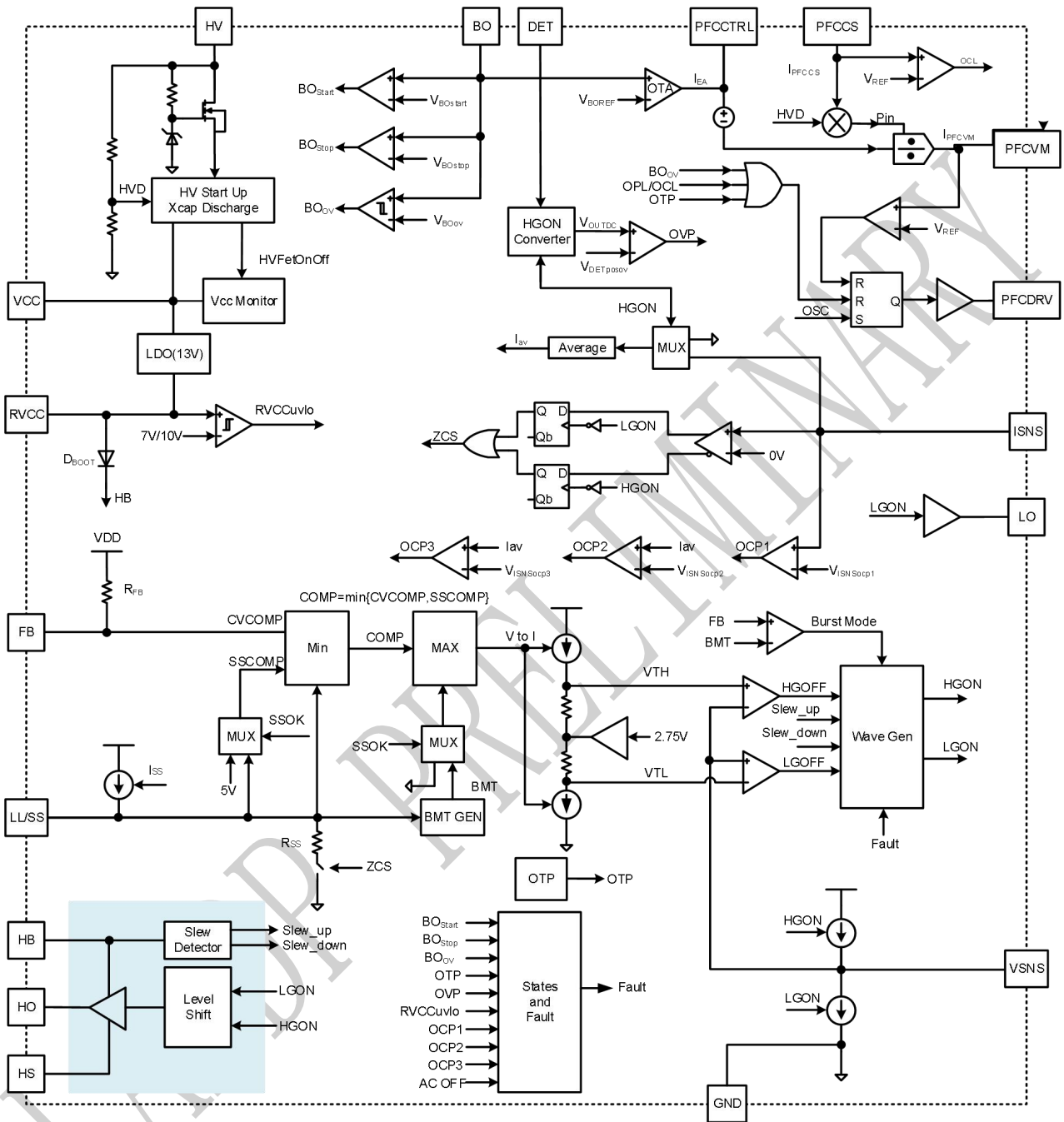


图 2 LP9962AA 内部框图

应用信息

LP9962AA 是一款集成了 PFC 和高压半桥驱动的高效 LLC 恒压恒流控制驱动芯片。采用模拟的方法实现了电流双向混合控制方式，在实现系统稳定的同时，可以满足更高的动态响应。

LLC 高压启动

LP9962AA 内部集成高压启动。当插入 AC 电源之后，内部高压管首先会通过 HV 脚对 VCC 电容进行充电。

当 VCC 小于 $V_{CCinhibit}$ 时，是用充电电流 I_{HVlow} 进行充电，有利于保护 VCC 脚位异常短路时芯片不受损伤。

当 VCC 大于 $V_{CCinhibit}$ 时，采用较大的充电电流 I_{HVhigh} 进行充电，有利于快速启动。

当 VCC 电压超过 $V_{CCrecharge}$ 后，会激活内部 LDO 的工作，启动对 RVCC 的电容的充电并最终稳定在电压值 V_{RVCC} 。

当 VCC 电压超过 $V_{CCstart}$ 后，会关闭高压管的充电通路，后续正常工作后，主要是通过辅助绕组给 VCC 供电。

为了实现较低的待机功耗，在芯片正常工作且关闭高压 HV 的充电通路后，此 HV 脚流入的电流维持在 $I_{HVleakage}$ 。

X 电容放电

LP9962AA 通过对 HV 脚的电压斜率进行检测判断 AC 是否掉电；一旦识别到 AC 掉电后，会打开 HV 脚对 VCC 的充电回路，并利用此回路对 X 电容进行放电操作直至全部放电完毕或者 AC 重新上电。

LP9962AA 内部有一个 100ms 的线电压移除计时器，通过检测 HV 脚位电压的上升斜率和下降斜率对其进行计时复位。每 2ms 之内，当 HV 脚位分压电阻上的电压的下降斜率大于 $25mV/250\mu S$ ，累计超过 3 次的时候，或者每 16ms 之内，上升斜

率大于 $25mV/250\mu S$ 累计超过 3 次，该 100ms 计数器会被复位，重新开始计时。

如果计数器一直没有被复位，而是计满 100ms，则会进入 X 电容放电保护模式。

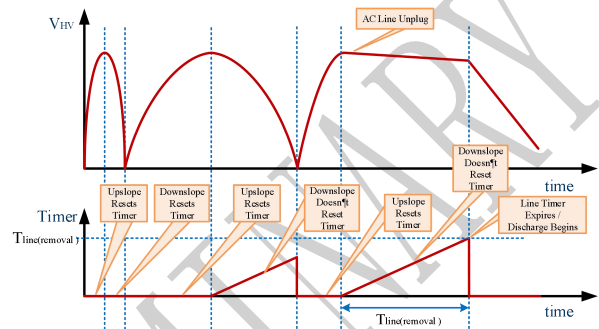


图 3

当进入 X 电容放电模式时，芯片停止工作，HV 脚位对 VCC 供电通路打开，供电电流为 I_{HVhigh} 。通过控制对 VCC 到地的放电电流，实现不停循环此放电过程，让 VCC 始终维持在 $V_{CCrecharge}$ 和 $V_{CCstart}$ 之间。在整个放电过程中，如果 AC 重新上电，那么放电保护会自动被解除，开始重启过程。

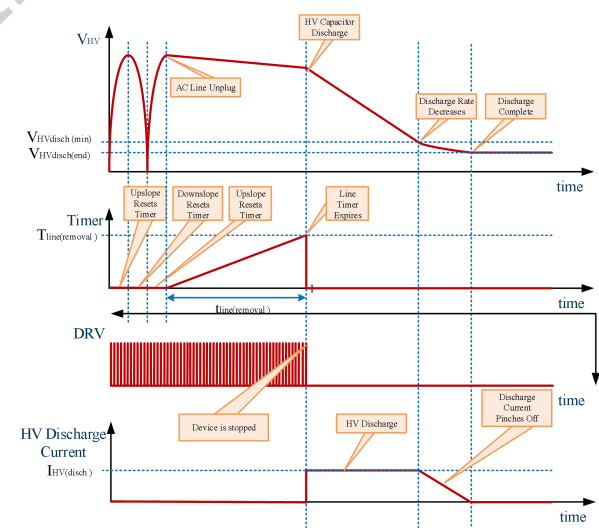


图 4

LLC 谐振电容放电

LLC 系统每次关闭后，谐振电容上都会保留有一定的电荷，由于此电容数值一般比较大，所以积攒了相对较多的能量，如果下次重新开机之前，

这些能量并未得到有效泄放，那么在第一次开通低压端功率管时，会激起比较高的谐振电压、谐振电流，损坏系统中的元器件。

LP9962AA 采用了特有的谐振电容放电电路，在每次重新启动过程中，都会通过谐振网络的浮地脚位 HS，对此谐振电容进行小电流 $I_{HSdischarge}$ 放电处理。

较小的电流放电不至于激起大的谐振电压、电流，又可以充分的将谐振电容的能量释放掉。当浮地电压低于预设电压后 V_{HSmin} 后，才关闭放电通路，并允许首先开启 LLC 低压端功率管，进入正常的系统工作模式，如图 5 所示。

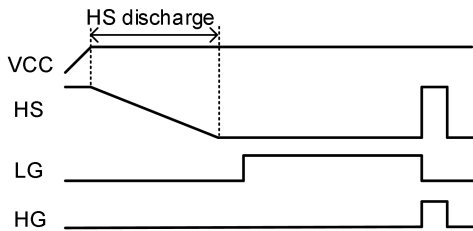


图 5

LLC 软启动和突发模式阈值

LP9962AA 内置软启动功能。启动阶段，通过内部固定的电流 I_{SS} 输出到 LL/SS 脚位，给外接的电容进行充电产生内部环路控制电压。通过此电容电压控制内部的开关频率，实现软启动由外围元件可调。

在系统异常状态下，尤其是进入容性工作区后，通过内部的 R_{SS} 对此引脚进行强制下拉，以此来提升系统的工作频率，确保系统的工作安全。

另外，LL/SS 脚位在软启动结束后，还充当了内部突发模式阈值 V_{BML} 的电压设置功能。并且引入了 LLC 输入线电压 BO 进行补偿，确保不同的电压条件下对应的系统输出电流是相同的。

如下图所示，结合外部的电阻 R_{LLUP} 和 R_{LLDN} ，实现内部的 V_{BML} 的阈值表达式如下：

$$V_{BML} = R_{LLinternal} \times \left(\frac{V_{RVCC}}{R_{LLUP}} - \frac{R_{LLUP} + R_{LLDN}}{R_{LLUP} \times R_{LLDN}} \times V_{BO} \right)$$

同时为了保证内部工作不受外围异常状态影响，

对于此阈值，内部有钳位，最大最小值分别为 V_{BMLmax} 和 V_{BMLmin} ；

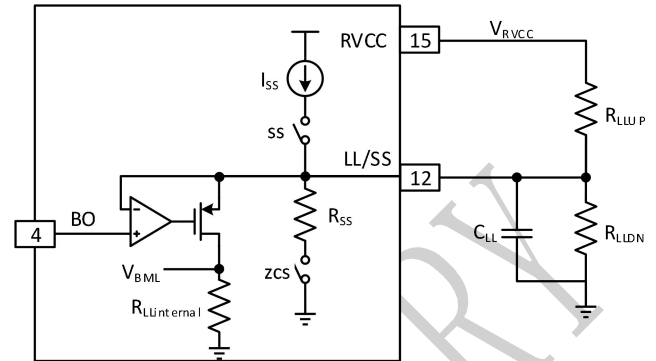


图 6

LLC 模拟实现双向电流混合模式控制

如下图所示，通过对谐振电容电压的分压波形上叠加一个固定电流充放电的斜坡电压，实现模拟双向电流混合模式的控制。

相比较传统的频率模式控制，此混合模式可以改善系统的频率特性，既可以满足系统稳定性的需要，又可以极大的改善系统的动态性能。

通过内部精准的电流匹配以及后续的 trimming 电路，可以实现 $\pm 1.2\%$ 的电流匹配精度。

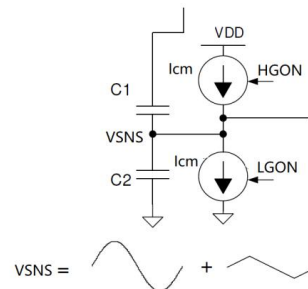


图 7

LLC 谐振电容电流保护

通过外围的微分器 R_{ISNS} 和 C_{ISNS} 连接到谐振电容上，可以将谐振电容的电流特性转换为一个电压特性。此电压的正负就代表着谐振电流的正负。所以，通过检测此电压就可以判断出谐振电流的方向。与此同时，通过对此电压进行平均计算，可以得到系统的输入平均电流值，这样就可以通过设置固定的阈值来限制系统的输入功率，完成过载保护等功能。

谐振电流峰值 OCP1，一旦满足固定的周期数，就立即进入保护状态；

输入平均电流 OCP2，需要满足一定的计时时间 T_{OCP2} 才可以进入保护；

输入平均电流 OCP3，更低的阈值，则需要满足更长的计时时间 T_{OCP3} ，才进入保护。

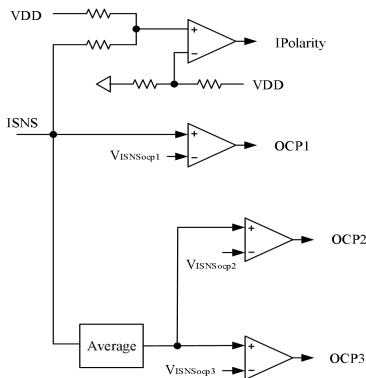


图 8

LLC 系统输入电压检测

LLC 系统的增益由输入电压、输出电压决定。比较窄的增益范围决定了系统输入电压可以尽可能的保持稳定，所以，通过适当的分压电阻来检测此系统输入电压，可以控制 LLC 的开始和关闭，保证系统的可靠性工作。

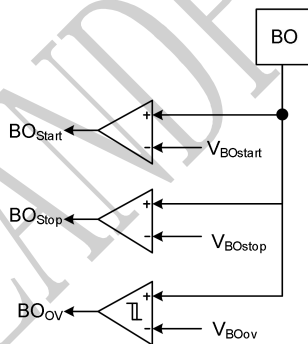


图 9

LLC 系统输出电压检测

通过辅助绕组来感知 LLC 系统的输出电压，就可以实现对系统输出电压的过压保护。

LP9962AA 中实现了对输出电压正压、负压双向检测保护，可以实现对副边两个输出绕组的检测。

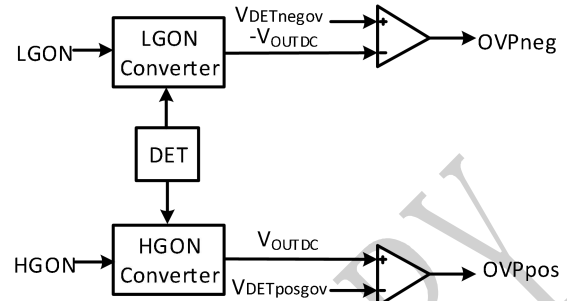


图 10

LLC 自适应死区时间控制

LP9962AA 内部集成了高压半桥驱动。通过对半桥驱动的高压端口进行斜率检测，可以实现自适应死区的判断，极大的改善系统的工作效率。

LLC 系统不允许有任何的硬开关的存在，因此在低压端管子或高压端管子关闭之后，必须要检测系统浮空地的上升或下降过程，只有当此电压充电或放电至稳定的电位，使得功率 MOS 的体二极管导通，才允许下一次高压端管子或低压端管子打开，如下图所示。

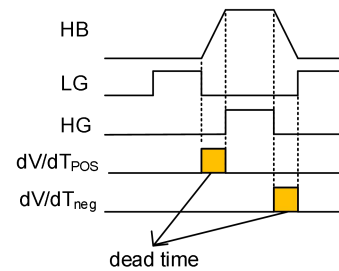


图 11

LLC 容性区判断

LLC 系统的特殊性决定了无论是高压端开关、还是低压端开关，都不可以硬开关。否则，极大的电压电流冲击很容易损坏器件。因此，也就意味着 LLC 系统必须工作在感性区域，绝对不可以进入容性区。

LP9962AA 特有的谐振电容电流检测功能可以实现容性区的判断。一旦检测到进入容性区，会强行推迟下一个开关动作的进行并提升开关频率，

直至谐振网络的电流进入正确的极性，脱离容性区，以免系统功率管的硬开关，保证系统的可靠、稳定工作。

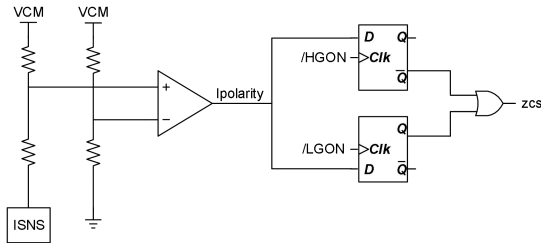


图 12

LLC 突发模式

LLC 系统的工作特点决定了负载越小，工作频率越高。因此，当负载比较轻的时候，较高的工作频率会导致较大的开关损耗，从而导致轻载效率比较低。

为了提升轻载下的效率，LP9962AA 采用了突发模式控制。通过比较光耦反馈输入电压与设定的阈值电压比较，来判定进出和退出突发模式的时刻。与此同时，LP9962AA 会在此判定阈值中叠加输入线电压因子，从而保证对于固定的系统，进入、退出突发模式对应的输出功率基本不变。

另外，由于在突发模式下，系统的平均工作频率较低，为了改善系统的音频特性，引入了特殊的脉冲串开启、关闭控制方式。在突发模式下，每次开启脉冲的头 7 个或者关闭脉冲串最后 7 个，都是比较小的谐振电流以及较高的工作频率，从而避免了音频噪声。

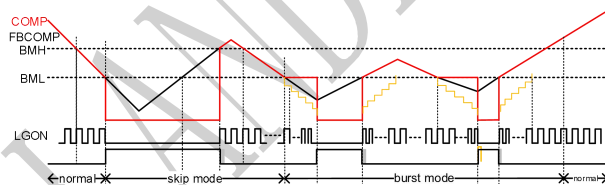


图 13

PFC CCM Boost 技术原理

LP9962AA 的 PFC 采用 CCM 控制方式。如下图 14、图 15，PFC 输出电压 V_{PFCOUT} 与输入电压 V_{in} 的关系式：

$$V_{in} \times t_1 = (V_{PFCOUT} - V_{in}) \times t_2$$

$$V_{in} = \frac{T - t_1}{T} \times V_{PFCOUT} \dots\dots\dots \text{公式 1}$$

V_{PFCOUT} : PFC 输出电压

V_{in} : PFC 输入电压

T : PFC 开关周期

t_1 : MOSFET 导通时间

t_2 : MOSFET 关断时间

由于输入的滤波电容 C_{filter} 和前端 EMI 器件的高频滤波作用，使得：

$$I_{in} = I_{L_50} \dots\dots\dots \text{公式 2}$$

I_{in} : 输入 AC 电流

I_L : 电感电流

I_{L_50} : 带宽 50Hz 的电感电流

从公式 1 和公式 2 可得 PFC 级等效的输入阻抗 Z_{in} ：

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{T - t_1}{T} \times \frac{V_{PFCOUT}}{I_{L_50}} \dots\dots\dots \text{公式 3}$$

Z_{in} : PFC 级输入阻抗

当 PFC 输入阻抗 Z_{in} 维持不变时，就能实现高 PFC 功能。

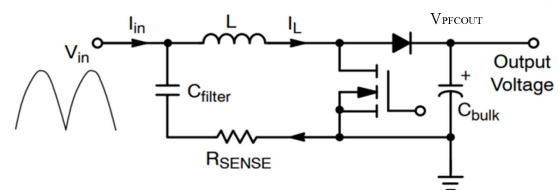


图 14

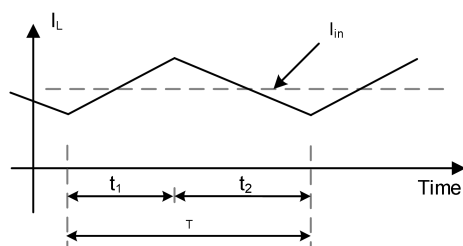


图 15

PFC 的调制和时序如下图 17，导通时间 t_1 由 V_{ramp} 电压和基准电压 V_{REF} 比较产生。

$$V_{ramp} = V_{PFCVM} + \frac{I_{ch} \times t_1}{C_{ramp}} \dots\dots\dots \text{公式 4}$$

V_{ramp} : 芯片内部的斜坡电压，接 PFC 调制比较器的正端

V_{PFCVM} : 经过乘法器后的 PFCVM 脚电压

I_{ch} : 芯片内部的充电电流

C_{ramp} : 芯片内部电容

V_{BOREF} : 芯片内部基准电压，接 PFC 调制比较器的负端

I_{ch} , C_{ramp} 和 V_{BOREF} 也作为开关频率的斜坡信号， I_{ch} 有以下公式得到：

$$I_{ch} = \frac{C_{ramp} \times V_{BOREF}}{T} \dots\dots\dots \text{公式 5}$$

从公式 4 和公式 5 可得如下公式：

$$V_{PFCVM} = V_{BOREF} - \frac{t_1}{C_{ramp}} \times \frac{C_{ramp} \times V_{BOREF}}{T} = V_{BOREF} \times \frac{T - t_1}{T} \dots\dots \text{公式 6}$$

从公式 3 和公式 6，可得输入阻抗 Z_{in} ：

$$Z_{in} = \frac{V_{PFCVM}}{V_{BOREF}} \times \frac{V_{PFCOUT}}{I_{L50}} \dots\dots\dots \text{公式 7}$$

稳定状态下， V_{BOREF} 和 V_{PFCOUT} 基本上是恒定常数，从公式 7 可知，只要 V_{PFCVM}/I_{L50} 是恒定常数，就能实现 Z_{in} 是恒定常数，实现高 PFC 的目的。

从图 18 可知，PFCVM 包含电感电流 I_L 开关脉冲纹波，开关脉冲纹波可以精准的控制 LP9962AA 的导通占空比，此种控制方式是峰值电流控制模式；

当 PFCVM 脚外加滤波电容 C_{VM} 后，可以旁路 PFCVM 脚的高频信号，使得 LP9962AA 实现平均电流控制模式。

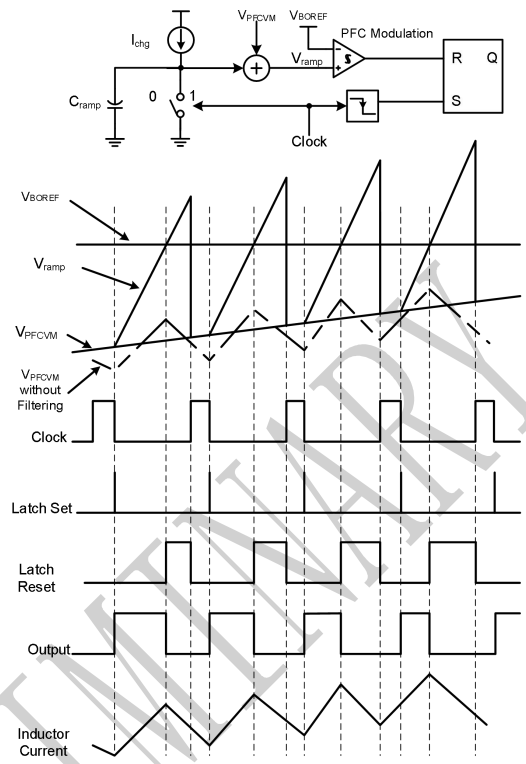


图 16

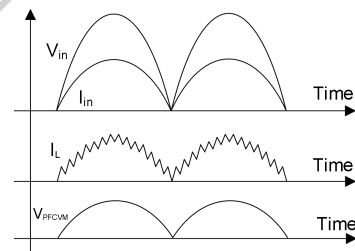


图 17

经过乘法器后的 V_{PFCVM} 电压公式如下：

$$V_{PFCVM} = \frac{R_{VM} \times I_{PFCS} \times V_{HVD}}{4 \times (V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin})} \dots\dots \text{公式 8}$$

R_{VM} : PFCVM 脚外接的电阻

V_{HVD} : HV 脚峰值电压的 1/100

I_{PFCS} : 采样电流，与 PFC 级电感电流成正比

$V_{PFCCTRL}$: PFCCTRL 脚的电压，也是内置 OTA 的输出电压

$V_{PFCCTRLmin}$: PFCCTRL 脚最小限制电压（典型值 0.7V）

R_{VM} 直接限制了最大输入功率能力, R_{VM} 的值影响“跟随升压模式”或“恒输出电压模式”两种情况的运行。

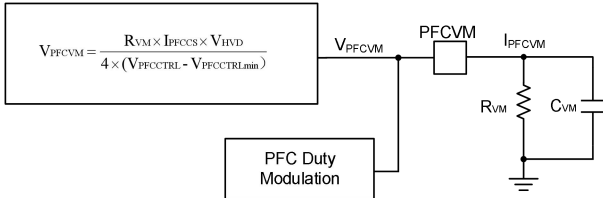


图 18

如下图 19:

$$V_{HVD} = K_{HV} \times V_{HVpeak} = K_{HV} \times \sqrt{2} \times V_{ac} \dots\dots \text{公式 9}$$

$$K_{HV} = \frac{1}{100} : \text{芯片内部设定}$$

V_{HVpeak} : 经过全波整流后的 HV 脚的峰值电压

V_{ac} : 输入线电压 (有效值电压)

如下图 19, 采样电流 I_{PFCCS} 与电感电流 I_L 成正比。 I_L 包含有 di/dt 以及电感 L 共同产生的高频部分和低频部分 $I_{L_{50}}$ 。

$$I_{PFCCS} = \frac{R_{SENSE}}{R_{PFCCS}} \times I_L \dots\dots \text{公式 10}$$

R_{SENSE} : 电感 L 上电流采样电阻

R_{PFCCS} : PFCSS 脚和 R_{SENSE} 之间的电阻

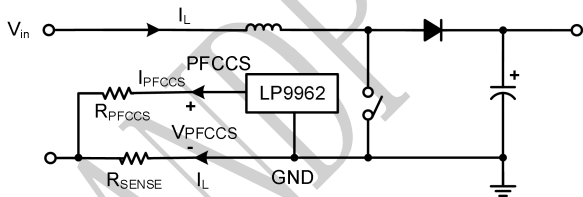


图 19

如下图 20, 跨导放大器 OTA, 通过反馈分压电阻 R_{BOUP} 和 R_{BODN} 采样输出电压 V_{PFCOUT} 。经过跨导放大器后, 构造控制电压 $V_{PFCCTRL}$, $V_{PFCCTRL}$ 反应输出功率和输出电压 V_{PFCOUT} 的变化。 $V_{PFCCTRL}$ 的电压范围是 $V_{PFCCTRLmin}$ 到 $V_{PFCCTRLmax}$ 。

$V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin}$ 用来控制 LP9962AA 导通占空比。跨导放大器 OTA 输出的控制电流 $I_{PFCCTRL}$ 跟随输出电压 V_{PFCOUT} , V_{PFCOUT} 是缓慢变化的信号, 相应的 $I_{PFCCTRL}$ 也是缓慢变化的电流。 PFCCTRL

脚外加补偿电路 (R_Z , C_Z , C_P), 使得 $V_{PFCCTRL}$ 和 $I_{PFCCTRL}$ 的带宽都小于 20Hz, 以达到优异的 PFC 目的。

如果, $C_Z \gg C_P$, 则 V_{PFCOUT} 到 $V_{PFCCTRL}$ 的传输公式如下:

$$\frac{V_{PFCCTRL}}{V_{PFCOUT}} = \frac{R_{BODN} \cdot GEA \cdot R_Z}{R_{BODN} + R_{BOUP}} \times \frac{1 + sR_Z C_Z}{sR_Z C_Z (1 + R_Z C_P)} \dots\dots \text{公式 11}$$

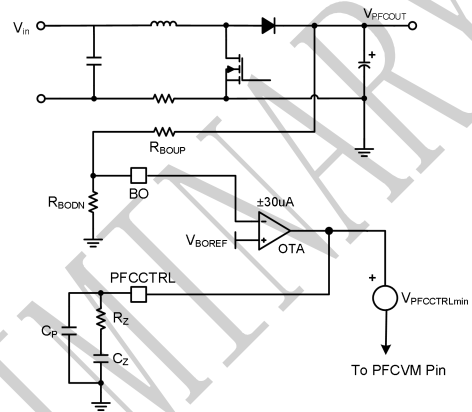


图 20

从公式 7~公式 10, 输入阻抗 Z_{in} 转化成以下公式:

$$Z_{in} = \frac{\sqrt{2}}{400} \cdot \frac{R_{VM} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{PFCOUT} \cdot V_{ac} \cdot I_L}{R_{PFCCS} \cdot (V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin}) \cdot V_{BOREF} \cdot I_{L_{50}}} \dots\dots \text{公式 12}$$

当 I_L 等于 $I_{L_{50}}$ 时, Z_{in} 转换成如下公式:

$$Z_{in} = \frac{\sqrt{2}}{400} \cdot \frac{R_{VM} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{PFCOUT} \cdot V_{ac}}{R_{PFCCS} \cdot (V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin}) \cdot V_{BOREF}} \dots\dots \text{公式 13}$$

电容 C_{VM} 对 PFCV_M 脚的高频信号进行滤波, PFCV_M 脚的高频信号主要来自电感电流 I_L ;

另一方面, 输入电容 C_{filter} 也会对电感电流 I_L 进行滤波。当 C_{VM} 和 C_{filter} 匹配较好时, I_L 近似等于 $I_{L_{50}}$, 使得输入阻抗 Z_{in} 在 50Hz 或 60Hz 的带宽上是恒定的, 实现高 PFC 功能。

输入功率公式如下:

$$P_{in} = \frac{V_{ac}^2}{Z_{in}} = \frac{400 \cdot R_{PFCCS} \cdot (V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin}) \cdot V_{BOREF} \cdot V_{ac}}{\sqrt{2} \cdot R_{VM} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{PFCOUT}} \dots\dots \text{公式 14}$$

输出功率公式如下:

$$P_{OPFC} = \eta P_{in} = \eta \frac{400 \cdot R_{PFCCS} \cdot (V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin}) \cdot V_{BOREF} \cdot V_{ac}}{\sqrt{2} \cdot R_{VM} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{PFCOUT}} \dots\dots \text{公式 15}$$

η : 系统的转化效率

PFC 跟随升压模式

当 $V_{PFCCTRL}$ 增大到 $V_{PFCCTRLmax}$ 时,
 $V_{PFCCTRL} - V_{PFCCTRLmin} = V_{PFCCTRLmax} - V_{PFCCTRLmin} = \Delta V_P$
 $V_{PFCCTRL}$ 是恒定值 (典型值 3.0V), 公式 15 可简化成公式 17:

$$P_{out} = \eta P_{in} = \eta \frac{400 \cdot R_{PFCCS} \cdot \Delta V_{PFCCTRL} \cdot V_{BOREF} \cdot V_{ac}}{\sqrt{2} \cdot R_{VM} \cdot R_{SENSE} \cdot V_{PFCOUT}} \dots \text{公式 16}$$

公式 16 转化可得输出电压 V_{PFCOUT} 计算公式如下:

$$V_{PFCOUT} = \eta P_{in} = \eta \frac{400 \cdot R_{PFCCS} \cdot \Delta V_{PFCCTRL} \cdot V_{BOREF} \cdot V_{ac}}{\sqrt{2} \cdot R_{VM} \cdot R_{SENSE} \cdot P_{out}} \dots \text{公式 17}$$

从公式 17 可知, 当带载恒定不变时, V_{PFCOUT} 跟输入电压 V_{ac} 成正比; 当输入电压 V_{ac} 不变时, V_{PFCOUT} 跟输出功率成反比。

从跟随升压模式的原理可知, 不管 V_{PFCOUT} 随输入电压 V_{ac} 的增大而增大, 还是 V_{PFCOUT} 随带载功率 P_{out} 增大而减小, V_{PFCOUT} 始终会大于输入电压

$\sqrt{2}V_{ac}$; 从占空比可知, 导通时间 t_1 会减小, t_1 减小会使得电感功耗和 MOS 功耗减小。有助于优化电感和 MOS 成本; 有助于减小电感和 MOS 所受的应力, 增强可靠性。

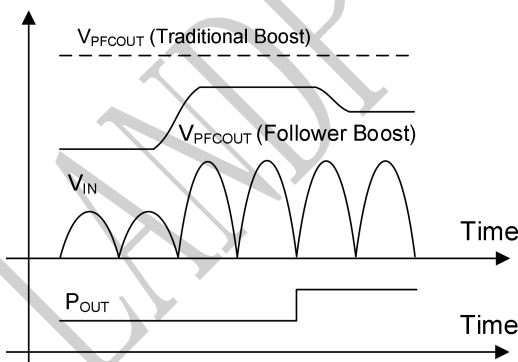


图 21

PFC 输出电压反馈

BO 脚通过分压电阻 R_{BODN} 和 R_{BOUP} 采样 PFC 输出电压 V_{PFCOUT} , V_{PFCOUT} 电压调节公式如下:

$$V_{PFCOUT} = V_{BOREF} \frac{R_{BOUP} + R_{BODN}}{R_{BODN}} \dots \text{公式 18}$$

PFC 快速瞬态响应

由于调节模块的低带宽, 当负载或输入电压突然变化时 (例如在启动时), PFC 的输出电压会出现过压 (overshoot) 或欠压 (undershoot) 情况。为了改善输出过压, LP9962AA 增加输出过压保护功能 (OVP); 为了改善输出欠压, LP9962AA 增加输出欠压动态响应功能。

输出过压保护 (OVP): V_{BO} 跟随输出电压 V_{PFCOUT} 增大而增大, 当 $V_{BO} \geq 105\% \cdot V_{REF}$ 时, 关闭开关脉冲, 避免 overshoot; 当输出电压 V_{PFCOUT} 降低, $V_{BO} < 105\% \cdot V_{REF}$ 时, 恢复开关脉冲。

输出欠压动态响应: 当输出电压低于其调节水平的 95%, 即 $V_{BO} \leq 95\% \cdot V_{REF}$ 时, PFCCTRL 脚会增加 200uA 电流, 使得 PFCCTRL 脚电压瞬间增大, 加速动态响应能力, 避免 undershoot。

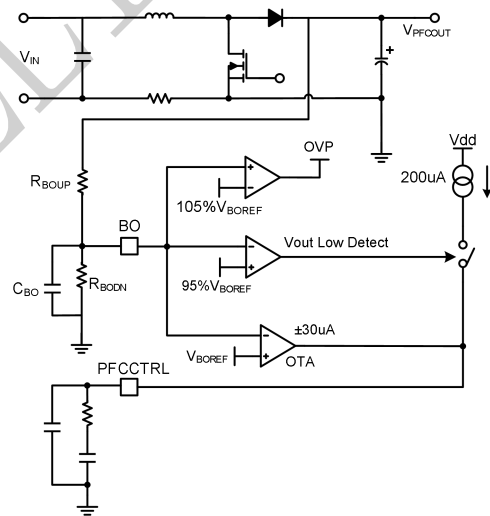


图 22

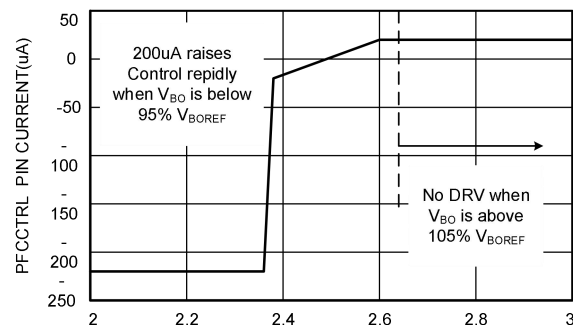


图 23

PFC 软启动

如下图 24，当 LP9962AA 处于输入欠压保护（Brown-out），输出欠压保护（UVP）以及 VCC 欠压保护（UVLO）时，PFCCTRL 脚电压会被拉低到低于 $V_{PFCCTRLmin}$ ，禁止开关脉冲。如下图 25，当 LP9962AA 从输入欠压保护（Brown-out）、VCC 欠压保护（UVLO）或输出欠压保护（UVP）恢复时，即使 V_{BO} 小于 $95\% \cdot V_{REF}$ ，200uA 也不会增加到 PFCCTRL 脚，PFCCTRL 脚电压会缓慢上升，导通占空比缓慢增加，减小 MOSFET 的电流以及电压应力，实现软启动功能。

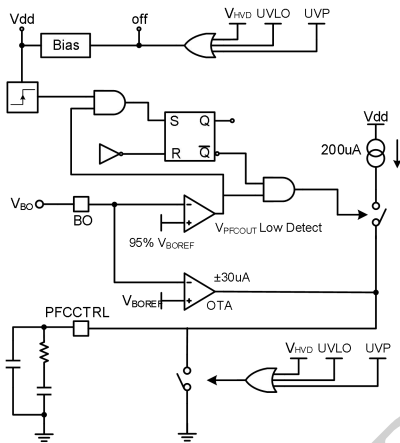


图 24

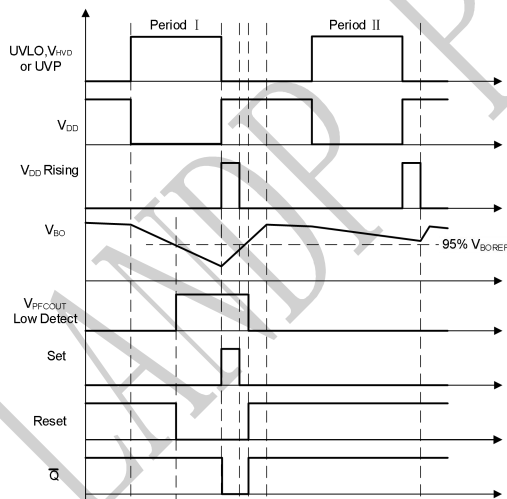


图 25

PFC 输出欠压保护（UVP）

当 V_{BO} 电压小于 $8\% \cdot V_{BO REF}$ 时，触发输出欠压保护（UVP），禁止开关脉冲。当 V_{BO} 电压大于 $12\% \cdot V_{BO REF}$ 时，自动解除输出欠压保护（UVP），恢复正常出开关脉冲。输出欠压使得 BO 脚短路到

GND 或 R_{BOUP} 断开时，能起保护作用。

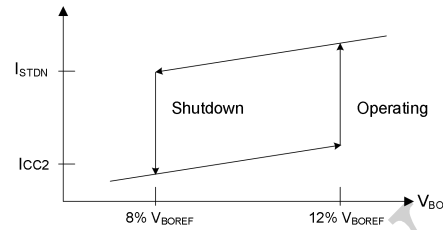


图 26

PFC 输入欠压保护（Brown-out）

当 HV 脚接输入线电压时，是全波整流，内部检测信号 V_{HVD} 的公式如下：

$$V_{HVD} = \frac{1}{100} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{ac} \dots \dots \dots \text{公式 19}$$

从公式 19 可知，HV 脚内部信号电压 V_{HVD} 与 V_{ac} 成正比；

当 V_{ac} 减小，检测到的 V_{HVD} 电压小于 $1/100 \cdot V_{brownout}$ ，则触发输入欠压保护，禁止开关脉冲；

当 V_{ac} 增大，检测到的 V_{HVD} 电压大于 $1/100 \cdot V_{brownin}$ ，则解除输入欠压保护，恢复正常开关脉冲。

PFC 电感过流保护（OCP）

采样脚 PFCSS 设置最大过流电流 $I_{PFCSSocp}$ （典型值 200uA）。当 PFCSS 脚检测到的电流 I_{PFCSS} 大于 $I_{PFCSSocp}$ 时，触发电感过流保护，禁止开关脉冲。按如下公式计算电感过流保护电流：

$$I_{Loop} = \frac{R_{PFCSS} \cdot I_{PFCSSocp}}{R_{SENSE}} = \frac{R_{CS}}{R_{SENSE}} \cdot 200uA \dots \dots \text{公式 20}$$

PFC 过功率限制（OPL）

如下图 30，芯片内部检测 $V_{HVD} \cdot I_{PFCSS}$ 的值，当此值大于 I_{PFCOPL} 时，则触发过功率限制（OPL），禁止开关脉冲；当此值小于 I_{PFCOPL} 时，自动解除过功率限制。

$$I_{PFCSS} \cdot V_{HVD} < I_{PFCOPL} \dots \dots \dots \text{公式 21}$$

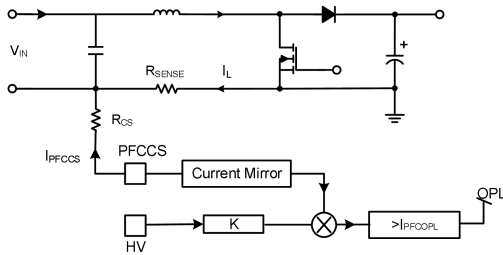


图 27

PCB 设计

在设计 LP9962AA PCB 时，需要遵循以下指南：

- 除了储能电解电容器以外，在 VCC 引脚上放上一个 2.2 μ F 陶瓷电容器。该 2.2 μ F 陶瓷电容器应尽量靠近 VCC 引脚。
- RVCC 引脚应具有 4.7 μ F 或更高电容的旁路电容器。除了 4.7 μ F 陶瓷电容器以外，建议还增加一个 0.1 μ F 陶瓷电容器。电容器应尽可能靠近 RVCC 引脚。RVCC 电容器需至

少是自举电容器的 5 倍。

- 最小建议引导电容器是 0.1 μ F。需根据最小突发频率确定自举电容器的最小值。自举电容器应足够大，以便在最低突发频率期间保持自举电压。
- 在接地引脚周围大面积覆铜
- BO、ISNS、DET 上的滤波电容器应尽量靠近引脚
- FB 走线应尽量短
- 软启动电容器应尽可能靠近 LL/SS 引脚
- 在 VSNS 分压器和 ISNS 电容器上使用薄膜电容器或 COG、NP0 陶瓷电容器以保证低失真
- 不要在 HV 接地引脚上放置任何电容器。此引脚的布局应使 HV 接地引脚产生低寄生电容(< 60pF)。
- 保持必要的高电压间隙

系统参数计算

LLC 部分

1. LLC 增益范围

通过标称的输入电压 V_{INNOM} 和输出电压 V_{OUTNOM} 确定变压器匝比 n :

$$n = \frac{V_{INNOM}}{2 \times V_{OUTNOM}}$$

确定 LLC 增益范围 G_{MIN} 和 G_{MAX} 。假设整流二极管压降 V_F

$$G_{MIN} = 2n \times \frac{V_{OUTMIN} + V_F}{V_{INMAX}}$$

$$G_{MAX} = 2n \times \frac{V_{OUTMAX} + V_F}{V_{INMIN}}$$

V_{OUTMIN} : 最小输出电压

V_{OUTMAX} : 最大输出电压

V_{INMIN} : 最小输入电压

V_{INMAX} : 最大输入电压

G_{MIN} : 最小增益

G_{MAX} : 最大增益

2. 选择 L_n 和 Q

L_n 是磁化电感 L_m 和谐振电感 L_r 之比

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}$$

L_n 尽量选大, 可以考虑 6~15

$$Q_{MAX} = \frac{1}{L_n \times G_{MAX}} \times \sqrt{L_n + \frac{G_{MAX}^2}{G_{MAX}^2 - 1}}$$

$$Q = k_Q \times Q_{MAX}$$

k_Q 是系数, 尽量选大, $k_Q < 1$

Q : 品质因数

Q_{MAX} : 最大品质因素

3. 确定等效负载

$$R_o = \frac{V_{OUTNOM}}{I_{OUTNOM}}$$

$$R_e = \frac{8 \times n^2}{\pi^2} \times R_o$$

V_{OUTNOM} : 输出电压

I_{OUTNOM} : 输出电流

R_o : 输出阻抗

R_e : 等效阻抗

4. 计算 C_r , L_r , L_m

选定谐振频率 f_r

$$C_r = \frac{1}{2\pi \times Q \times f_r \times R_e}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \times f_r)^2 \times C_r}$$

$$L_m = L_n \times L_r$$

根据上述计算值, 实选 C_r , L_r , L_m 接近值

基于实选的 C_r , L_r , L_m 验证谐振频率

$$f_{rSJ} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_r \times C_r}}$$

5. 计算 f_{min} , f_{max}

$$f_{min} = \frac{f_{rSJ}}{\sqrt{1 + L_n \left(1 - \frac{1}{G_{MAX}^2}\right)}}$$

$$f_{max} = \frac{f_{rSJ}}{\sqrt{1 + L_n \left(1 - \frac{1}{G_{MIN}^2}\right)}}$$

f_{min} : 最小工作频率

f_{max} : 最大工作频率

6. 计算最大输入电压以及最大工作频率时的励磁

电感截止电流 i_{Lm}

$$i_{Lm} = \frac{n \times (V_{OUTNOM} + V_F)}{L_m} \times \frac{T_{min}}{4} = \frac{n \times (V_{OUTNOM} + V_F)}{4 \times f_{max} \times L_m}$$

$$i_{Lmin} = (2C_{OSS} + C_{stay}) \times \frac{V_{INMAX}}{T_d}$$

$$i_{Lm} > i_{Lmin}$$

若不满足需重新调整 Ln 和 Q

C_{OSS}: MOS 管的参数 C_{OSS}

C_{stay}: 下管 MOS 与散热片之间的寄生电容

T_d: 允许的最大死区时间

7. 计算 LLC 初级侧电流

初级侧 RMS 负载电流 I_{ORMS_P}(基于 110%过载条件计算电流)

$$I_{ORMS_P} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times \frac{1.1 \times I_{OUTNOM}}{n}$$

最小开关频率的 RMS 磁化电流 I_{m_RMS}通过以下方式进行计算

$$I_{m_RMS} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \times \frac{nV_{OUTNOM}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{nV_{OUTNOM}}{\omega L_m}$$

谐振回路总电流通过以下方式进行计算

$$I_r = \sqrt{I_{ORMS_P}^2 + I_{m_RMS}^2}$$

8. 计算 LLC 次级侧电流

总次级侧 RMS 负载电流是从初级侧电流 I_{ORMS_P}流入次级侧的电流

$$I_{ORMS_S} = n \times I_{ORMS_P}$$

在此设计中, 变压器次级侧具有中间抽头配置。

各次级变压器绕组的有效值电流 I_{RMS_S}的计算方

式如下:

$$I_{RMS_S} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times I_{ORMS_S}$$

相应的半波平均电流为:

$$I_{d_avg} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times I_{ORMS_S} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times I_{ORMS_S}$$

9. 计算初级电感匝数 N_{p_min}和次级电感匝数 N_{s_min}

$$N_{p_min} = \frac{n (V_{OUTMAX} + V_F)}{4f_{min} \times \Delta B \times A_e}$$

$$N_{s_min} = \frac{N_{p_min}}{n}$$

10. LLC 谐振电感

经过谐振电感器的交流电压可通过其阻抗乘以电流计算得出:

$$V_{Lr} = \omega L_r I_r$$

根据计算的 L_r, I_r, V_{Lr}以及 f_{min}~f_{max} 选择谐振电感

11. LLC 谐振电容

该电容器以高频率承载全初级电流。需要使用低损耗器件, 以防止器件过热

经过谐振电容器的交流电压可通过其阻抗乘以电流计算得出:

$$V_{Cr} = \frac{I_r}{\omega C_r}$$

$$V_{Crms} = \sqrt{\left(\frac{V_{INMAX}}{2}\right)^2 + V_{Cr}^2}$$

峰值电压:

$$V_{Crpeak} = \frac{V_{INMAX}}{2} + \sqrt{2}V_{Cr} = \frac{V_{INMAX}}{2} + \sqrt{2} \times \frac{I_r}{\omega C_r}$$

谷值电压:

$$V_{Crvalley} = \frac{V_{INMAX}}{2} - \sqrt{2}V_{Cr} = \frac{V_{INMAX}}{2} - \sqrt{2} \times \frac{I_r}{\omega C_r}$$

额定电流: I_r

根据计算的 C_r, I_r, V_{Cr}以及 f_{min}~f_{max} 选择谐振电容

12. LLC 初级侧 MOS

选择 MOS 的额定电压为最大输入电压的 1.5 倍:

$$V_{QLLCpeak} = 1.5 \times V_{INMAX}$$

MOS 的有效值电流

$$I_{RMS_MOS} = \frac{I_r}{\sqrt{2}}$$

选择 MOS 的额定电流为最大初级侧 RMS 电流的 1.1 倍:

$$I_{QLLC} = 1.1 \times I_r$$

13. LLC 续流二极管

输出续流二极管的额定电压通过以下方式进行计算:

$$V_{DB} = 1.2 \times \frac{V_{INMAX}}{n}$$

输出续流二极管的额定电流通过以下方式进行计算:

$$I_{d_avg} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\sqrt{2}}{2} \times I_{ORMS_S} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times I_{ORMS_S}$$

14. LLC 输出电容

假设输出电容承载整流器的全波输出电流, 则电容器的峰值电流

$$I_{RECTpk-pk} = \frac{\pi}{2} \times I_{OUT}$$

输出电容额定纹波电流为:

$$I_{RECT} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times I_{OUT}$$

输出电容使用的额定电压:

$$V_{LLCcap} = (1.4 \sim 1.6) \times V_{OUT}$$

输出电容的 RMS 额定电流为:

$$I_{Cout} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{OUT}\right)^2 - I_{OUT}^2}$$

LLC 级输出的纹波电压是流经电容的交流电流大小的函数。要估测此电压, 假定所有电流 (包括负载中的直流电流) 均流经滤波电容

$$ESR_{max} = \frac{V_{OUTpk-pk}}{I_{RECTpk-pk}}$$

根据计算的额定电压, 额定纹波电流以及 ESR 选定输出电容

15. HV 引脚串联电阻

多个电阻与 HV 引脚串联连接, 以限制 LP9962AA 的功率损耗。建议与 HV 引脚串联的电阻为 5kΩ。

16. DET 引脚分压电阻

DET 引脚感测经过偏置绕组的输出电压, 并对功率级提供过压保护。标称输出电压为 V_{OUTNOM} 。辅助绕组有 N_f 匝, 次级侧绕组有 N_s 匝。因此, 辅助绕组的标称电压通过以下方式进行计算:

$$V_{Biasnom} = V_{OUTNOM} \times \frac{N_f}{N_s}$$

在此设计中, 理想 OVP 阈值是标称值的 115%。LP9962AA 的 OVP 阈值电平为 $V_{DETposov}=4V$, 因此 DET 脚的标称电压可通过以下方程式进行计算:

$$V_{DETnom} = \frac{V_{DETposov}}{115\%}$$

将 DET 分压电阻的下电阻选定为:

$$R_{DETDN} = 10k \Omega$$

上电阻可通过以下方程式进行计算:

$$R_{DETUP} = R_{DETDN} \times \left(\frac{V_{Biasnom} - V_{DETnom}}{V_{DETnom}} \right)$$

17. ISNS 引脚微分器

$$I_{INAVG} = \frac{P_o}{\eta} \times \frac{1}{V_{INNOV}}$$

$$R_{ISNS} = \frac{V_{INAVG}}{I_{INAVG} \times C_{ISNS}}$$

先选择电流感测电容, 因为可选择的高压电容比电阻少:

$$C_{ISNS} = 150pF$$

然后计算需要的 ISNS 电阻值 R_{ISNS}

要保证: 最低输入电压时, $V_{INAVGMAX}$ 小于 $V_{ISNSocp3}$, 否则会发生过载保护

18. VSNS 引脚电容分压器

VSNS 引脚上的电容分压器设置两个参数：(1) 谐振电容器电压的分压比；(2) 要增加的频率补偿量。电容分压器需要满足的第一个条件是在过载条件下，VSNS 引脚上的峰间电压为 5V。

根据之前的推导， V_{COMP} 电压、 ΔV_{VSNS} 、开关周期、输入平均电流和 VSNS 电容分压器之间的关系如下：

$$V_{COMP} = \Delta V_{VSNS} \approx \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{1}{C_r} \times I_{INAVG} \times T + I_{COMP} \times \frac{1}{C_1 + C_2} \times \frac{T}{2}$$

在该方程式中， C_1 是电容分压器上的上电容； C_2 是电容分压器上的下电容。 V_{COMP} 由两个部分构成：分压后的谐振电容器电压和 VSNS 引脚内部电流源产生的电压。将内部电流源的分配定义为 $K_{VSNSRamp}$ 。

$$K_{VSNSRamp} = \frac{I_{COMP} \times \frac{1}{C_1 + C_2} \times \frac{T}{2}}{\frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{1}{C_r} \times I_{INAVG} \times T + I_{COMP} \times \frac{1}{C_1 + C_2} \times \frac{T}{2}} = \frac{1}{\frac{C_1}{C_r} \times \frac{I_{INAVG}}{I_{COMP}} \times 2 + 1}$$

选择 C_1 和 C_2 ，使得 $K_{VSNSRamp}$ 处于 0.1 至 0.6 范围内，且在过载条件下， V_{COMP} 小于 5V。

19. 突发模式编程

LP9962AA 内置软启动功能。启动阶段，通过内部固定的电流 I_{SS} 输出到 LL/SS 脚位，给外接的电容进行充电产生内部环路控制电压。通过此电容电压控制内部的开关频率，实现软启动由外围元件可调。

在系统异常状态下，尤其是进入容性工作区后，通过内部的 R_{SS} 对此引脚进行强制下拉，以此来提升系统的工作频率，确保系统的工作安全。

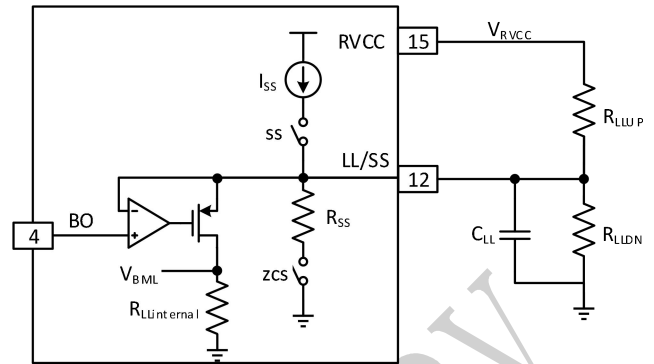
另外，LL/SS 脚位在启动结束后，还充当了内部突发模式阈值 V_{BML} 的电压设置功能。并且引入了 LLC 输入线电压 BO 进行补偿，确保不同的电压条件下对应的系统输出电流是相同的。

如下图所示，结合外部的电阻 R_{LLUP} 和 R_{LLDN} ，实现内部的 V_{BML} 的阈值表达式如下：

$$V_{BML} = R_{LLinternal} \times \left(\frac{V_{RVCC}}{R_{LLUP}} - \frac{R_{LLUP} + R_{LLDN}}{R_{LLUP} \times R_{LLDN}} \times V_{BO} \right)$$

同时为了保证内部工作不受外围异常状态影响，对于此阈值，内部有钳位，最大最小值分别为

V_{BMLmax} 和 V_{BMLmin} ；



要确定 R_{LLUP} 和 R_{LLDN} ，需要两组 (V_{BML}, V_{BO}) 值。 V_{BO} 可以直接从 BO 引脚测得， V_{BML} 可以直接从 FB 引脚测得。将负载电流调整到需要的突发模式阈值。例如，需要的突发模式阈值水平是 10% 负载。设置负载电流后，将输入电压变为两个不同的电压，并记录两组不同的读数 (V_{BML1}, V_{BO1}) 和 (V_{BML2}, V_{BO2}) 。然后，根据这两组数据可计算 R_{LLUP} 和 R_{LLDN} 。

$$R_{LLUP} = \frac{R_{LLinternal} \times V_{RVCC} \times (V_{BO2} - V_{BO1})}{V_{BML1} \times V_{BO2} - V_{BML2} \times V_{BO1}}$$

$$R_{LLDN} = \frac{V_{BO1}}{\frac{V_{RVCC}}{R_{LLUP}} - \frac{V_{BML1}}{R_{LLinternal}}}$$

20. 软启动电容器

软启动电容器设置软启动斜坡的速度。软启动时间随负载条件的变化而变化。在满负载或过载条件下，软启动时间最长。具体的软启动时间值不容易计算。但可以估测，在满负载条件下，可能达到的最长软启动时间通过以下方式进行计算：

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times \Delta U}{I_{SS}}$$

PFC 部分

1. PFC 电感 L_{PFC} 计算

$$V_{in} = \sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t$$

$$V_{rms} = V_{ac}$$

$$V_{avg} = \frac{2}{\pi} \times \sqrt{2} \times V_{ac}$$

$$I_{rms} = \frac{P_{OPFC}}{\eta \times V_{ac}}$$

$$I_{in} = \sqrt{2} \times \frac{P_{OPFC}}{\eta \times V_{ac}} \times \sin \omega t$$

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{PFCOUT}} = 1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{V_{PFCOUT}}$$

$$T_{ONPFC} = \frac{D}{f_{PFC}}$$

$$\Delta I_{PFCL} = \frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{L_{PFC} \times f_{PFC}} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{V_{PFCOUT}}\right)$$

$$KI = \frac{\Delta I_{PFCL}}{I_{in}} = \frac{\frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{2 \times L_{PFC} \times f_{PFC}} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{V_{PFCOUT}}\right)}{\frac{\sqrt{2} \times P_{OPFC}}{\eta \times V_{ac}} \times \sin \omega t} = \frac{\eta \times V_{ac}^2}{2 \times L_{PFC} \times f_{PFC} \times P_{OPFC}} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{V_{PFCOUT}}\right)$$

当 $\omega t=0$ 时, KI 为最大值

$$KI = \frac{\eta \times V_{ac}^2}{2 \times L_{PFC} \times f_{PFC} \times P_{OPFC}}$$

当 $\omega t = \pi/2$ 时, KI 为最小值

$$KI = \frac{\eta \times V_{ac}^2}{2 \times L_{PFC} \times f_{PFC} \times P_{OPFC}} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{ac}}{V_{PFCOUT}}\right)$$

$$L_{PFC} = \frac{\eta \times (V_{ac})^2}{2 \times KI \times f_{PFC} \times P_{OPFC}} \times \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times V_{ac} \sin \omega t}{V_{PFCOUT}}\right)$$

通常选择 $\omega t = \pi/2$ 时, $KI=0.05 \sim 0.20$

$KI=1.0$ (BCM 临界工作)

$$I_{PFCLPK} = I_{in} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$N_{PFCL} = \frac{L_{PFC} \times I_{PFCLPK}}{A_e \times B_{max}}$$

η : PFC 级效率

P_{OPFC} : PFC 级输出功率, 即 LLC 级输入功率

V_{ac} : 输入有效值电压 (V_{rms})

V_{in} : PFC 输入电压 (整流桥后电压)

V_{PFCOUT} : PFC 输出电压

V_{avg} : PFC 输入平均电压

I_{rms} : PFC 输入有效值电流

I_{in} : PFC 输入电流

D : PFC 占空比

T_{ONPFC} : PFC 导通时间

f_{PFC} : PFC 工作频率

ΔI_{PFCL} : PFC 电感变化电流

I_{PFCLPK} : 电感峰值电流

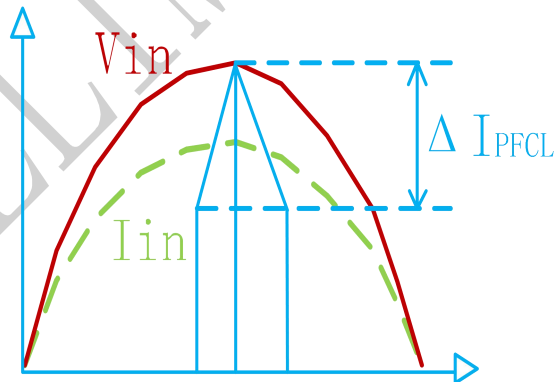
KI : PFC 电感电流变化系数

L_{PFC} : PFC 变压器电感量

N_{PFCL} : 变压器电感匝数

A_e : 磁芯横截面积

B_{max} : 最大磁饱和量



2. BO 引脚分压电阻

BO 引脚设置 PFC 输出电压 V_{PFCOUT} (等于 V_{INNM})

按照以下方程式计算 BO 电阻分压比

$$K_{BO} = \frac{V_{PFCOUT}}{V_{BOREF}}$$

BO 引脚电阻的预期功耗是 P_{BOsns} , BO 感应电阻总值通过以下方式进行计算:

$$R_{BOsns} = \frac{V_{PFCOUT}^2}{P_{BOsns}}$$

BO 下分压电阻:

$$R_{BODN} = \frac{R_{BOsns}}{K_{BO}}$$

BO 上分压电阻:

$$R_{BOUP} = R_{BOSns} - R_{BODN}$$

3. R_{SENSE} 采样电阻

采样电阻 R_{SENSE} 功耗

$$P_{R_{SENSE}} = R_{SENSE} \times \left(\frac{P_{OPFC}}{\eta \times V_{ac}} \right)^2$$

$$R_{SENSE} = \frac{P_{R_{SENSE}}}{\left(\frac{P_{OPFC}}{\eta \times V_{ac}} \right)^2}$$

$P_{R_{SENSE}}$: 采样电阻功耗, 选取适当功耗值

4. R_{PFCCS} 采样电阻

$$R_{PFCCS} = \frac{R_{SENSE}}{I_{PFCCS}} \times I_{PFCLPK}$$

$$I_{PFCCS} < I_{PFCCS_{oep}}$$

$I_{PFCCS_{oep}}$: PFC 过载电流, 一般取 $0.8I_{PFCCS_{oep}}$

5. R_{VM} 和 C_{VM}

$$R_{VM} = \eta \frac{400 \cdot R_{PFCCS} \cdot \Delta V_{PFCCTRL} \cdot V_{BOREF} \cdot V_{ac}}{\sqrt{2} \cdot R_{SENSE} \cdot P_{OPFC} \cdot V_{PFCOUT}}$$

时间常数 $R_{VM} \cdot C_{VM}$ 取 5 倍工作周期周期 $5/f_{PFC}$

$$C_{VM} = \frac{5}{f_{PFC} \times R_{VM}}$$

6. R_Z , C_Z 和 C_P

R_Z , C_Z , C_P 设置带宽, 建议将带宽设置在 20Hz 以下, 以有效过滤信号 100Hz 或 120 Hz 纹波。如

果 $C_Z \gg C_P$, 可得如下传输公式:

$$\frac{V_{PFCCTRL}}{V_{PFCOUT}} = \frac{R_{BODN} \times G_{EA} \times R_Z}{R_{BODN} + R_{BOUP}} \times \frac{1 + sR_Z C_Z}{sR_Z C_Z (1 + sR_Z C_P)}$$

低频零点

$$f_z = \frac{1}{2\pi \times R_Z \times C_Z} < 10Hz$$

高频极点

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times R_Z \times C_P} > 300Hz$$

R_Z 取 $10k\Omega \sim 20k\Omega$

7. PFC 功率管的 R_{DSON}

$$R_{DSON} = \frac{P_{ONMAX}}{\left(\frac{P_{INMAX}}{V_{ac}} \right)^2 \times \left(1 - \frac{8\sqrt{2}V_{ac}}{3\pi V_{PFCOUT}} \right)}$$

P_{ONMAX} 取 $(1 \sim 2\%) \times P_{INMAX}$

8. PFC 输出电容 C_{BUS}

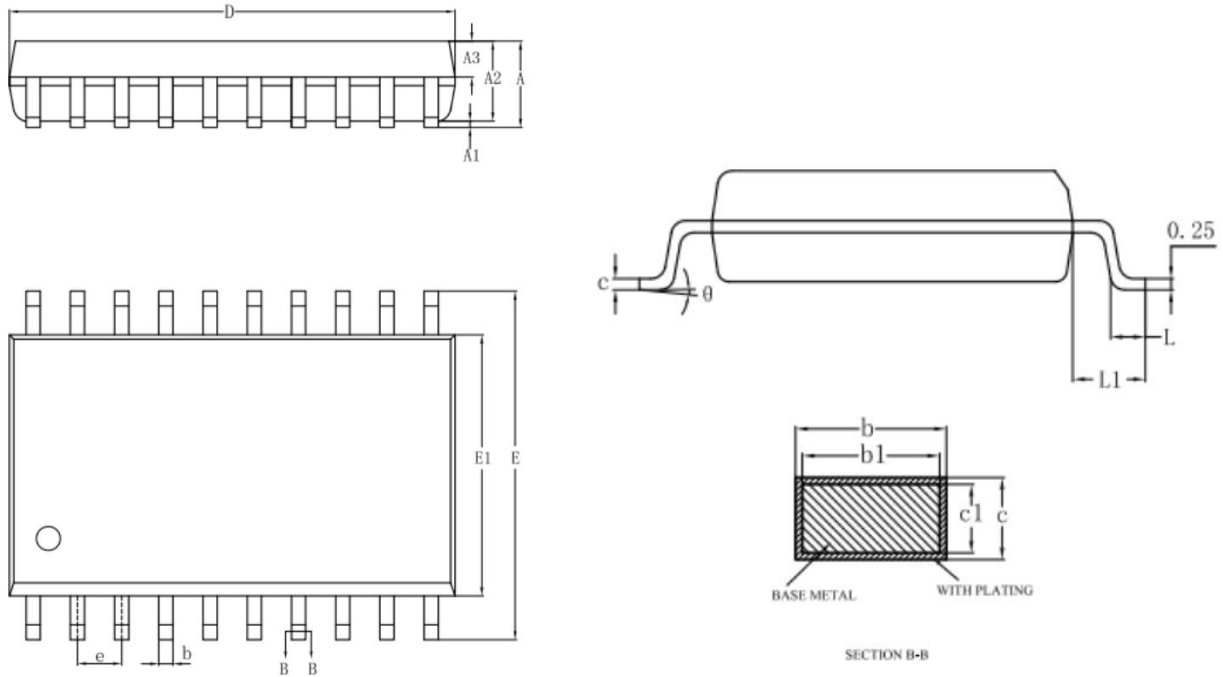
$$C_{BUS} > \frac{2P_{OPFC} \times t_{HOLD}}{V_{PFCOUT}^2 - V_{PFCOUTMIN}^2}$$

$$t_{HOLD} = Kt \times \frac{1}{2 \times fac}$$

fac: 输入交流频率

Kt: 取 0.7~0.8

SOP20L 封装信息



SYMBOL	MILLIMETER		
	MIN	NOM	MAX
A	—	—	2.65
A1	0.10	—	0.30
A2	2.25	2.30	2.35
A3	0.97	1.02	1.07
b	0.39	—	0.47
b1	0.38	0.41	0.44
c	0.25	—	0.29
c1	0.24	0.25	0.26
D	12.70	12.80	12.90
E	10.10	10.30	10.50
E1	7.40	7.50	7.60
e	1.27BSC		
L	0.70	—	1.00
L1	1.40REF		
θ	0	—	8°