

副边反馈 ACDC 非对称半桥反激式开关电源 变换器设计

作者姓名 杨林森

学校导师姓名、职称 袁嵩 助理研究员

企业导师姓名、职称 牛皓 研究员

申请学位类别 电子信息硕士

学校代码 10701
分类号 TP39

学号 22111213610
密级 公开

西安电子科技大学

硕士学位论文

副边反馈 ACDC 非对称半桥反激式开关电源 变换器设计

作者姓名：杨林森

领 域：集成电路工程

学位类别：电子信息硕士

学校导师姓名、职称：袁嵩 助理研究员

企业导师姓名、职称：牛皓 研究员

学 院：广州研究院

提交日期：2025 年 2 月

Secondary-side feedback ACDC non-cheap half-bridge flyback switching power converter design

A thesis submitted to
XIDIAN UNIVERSITY
in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master
in Electronic Science and Technology

By

Yang Linsen

Supervisor: Yuan Song Title: Assistant Researcher

Supervisor: Niu Hao Title: Researcher

February 2025

西安电子科技大学 学位论文独创性（或创新性）声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同事对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文若有不实之处，本人承担一切法律责任。

本人签名：_____ 日 期：_____

西安电子科技大学 关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅、借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。同时本人保证，结合学位论文研究成果完成的论文、发明专利等成果，署名单位为西安电子科技大学。

保密的学位论文在____年解密后适用本授权书。

本人签名：_____ 导师签名：_____

日 期：_____ 日 期：_____

摘 要

关键词：开关电源，反激式，非对称半桥，快充

ABSTRACT

Keywords: Point Cloud Registration, Deep Learning, Millimeter Wave Radar, Constant False Alarm Rate

插图索引

图 2.1	传统反激式拓扑图	3
图 2.2	AHB 反激式拓扑图	4
图 2.3	AHB 简化拓扑图	5
图 2.4	AHBF BCM 工作波形图	6
图 2.5	阶段 1 ($t_0 \sim t_1$)	7
图 2.6	阶段 2 ($t_1 \sim t_2$)	7
图 2.7	阶段 3 ($t_2 \sim t_3$)	8
图 2.8	阶段 4 ($t_3 \sim t_4$)	9
图 2.9	阶段 5 ($t_3 \sim t_4$)	9
图 2.10	PWM 调制原理图	11
图 2.11	电压工作模式电路图	14
图 2.12	电流工作模式电路图	14
图 2.13	原边反馈电路电路图	15
图 2.14	副边反馈电路电路图	16
图 3.1	芯片内部结构图	20
图 3.2	功率管开通损耗波形图	22
图 3.3	多模式切换图	25
图 3.4	多模式频率变化图	26
图 3.5	RVS 工作模式波形图	27
图 3.6	退磁时间动态校准技术框图	30
图 3.7	精确谷底导通技术框图	32
图 4.1	高压 LDO 电路图	34
图 4.2	峰值电流控制电路框图	35
图 4.3	不同输出电压下的峰值电流电压波形	36
图 4.4	峰值控制电路电路图	37
图 4.5	精确谷底导通电路图 1	38
图 4.6	峰值检测电路图	38
图 4.7	鉴相鉴频器和电荷泵电路图	40
图 4.8	鉴相鉴频器电荷泵波形图	40
图 4.9	电荷泵电路图	41

图 4.10	精确谷底导通电路相关波形图	42
图 4.11	精确谷底导通电路相关波形仿真图	42
图 4.12	谷底导通放大仿真图	43
图 4.13	谷值锁定波形 1	43
图 4.14	谷值锁定电路 1	44
图 4.15	谷值变化策略图	44
图 4.16	双向计数器电路图	45
图 4.17	DAC 电路图.....	46
图 4.18	单周期谷值锁定电路波形图	47
图 4.19	多周期谷值锁定电路波形图	48
图 4.20	不同负载谷值锁定仿真图	48

表格索引

表 3.1	控制芯片的引脚定义	20
表 4.1	谷值锁定的三种操作	45

符号对照表

符号	符号名称
A	安培
mA	毫安
μA	微安
dB	分贝
Hz	赫兹
$K\Omega$	千欧
ns	纳秒
μs	微秒

缩略语对照表

缩略语	英文全称	中文对照
AC	Alternating Current	交流电
DC	Constant False Alarm Rate	直流电
CCM	Convolutional Neural Network	连续导通模式
DCM	Cell Under Test	断续导通模式
BCM	Fast Fourier Transform	临界导通模式
PWM	Frequency Modulated Continuous Wave	脉冲宽度调制
PFM	Greatest of CFAR	脉冲频率调制
PSM	Intermediate Frequency	脉冲跳周期调制
RVS	Resonance Valley Switch	谐振谷值开关模式
AHBF	Asymmetric Half Bridge Flyback	非对称半桥反激式
PSR	Primary Side Regulation	原边反馈
SSR	Secondary Side Regulation	副边反馈
QR	Quasi-resonant	准谐振
ACDC	Residual Attention CFAR	残差自注意力恒虚警率
DCDC	Root Mean Square Error	均方根误差
DRC	Design Rule Check	设计规则检查
LVS	Layout Versus Schematic	网表一致性检查
LED	Leading Edge Blanking	前沿消隐

目 录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	III
插图索引.....	V
表格索引.....	VII
符号对照表	IX
缩略语对照表.....	XI
第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 ACDC 国内外研究进展	1
第二章 反激式开关电源变换器工作机制	3
2.1 拓扑结构分析	3
2.1.1 传统反激式拓扑结构.....	3
2.1.2 非对称半桥反激式拓扑结构	4
2.2 工作原理.....	5
2.3 开关电源的工作模式.....	10
2.3.1 CCM 连续导通模式	10
2.3.2 DCM 断续导通模式	11
2.3.3 CRM 临界导通模式	11
2.4 开关电源的脉宽调制方式.....	11
2.4.1 PWM 调制方式.....	11
2.4.2 PFM 调制方式	12
2.4.3 PSM 调制方式	12
2.4.4 PWM+PFM 调制方式	12
2.5 开关电源的环路控制方式.....	13
2.5.1 电压控制模式	13
2.5.2 电流控制模式	14
2.6 开关电源的反馈方式.....	15
2.6.1 原边反馈电路	15
2.6.2 副边反馈电路	16
第三章 系统设计.....	19
3.1 外部电路结构.....	19

3.2	系统架构	19
3.2.1	芯片特点和设计指标	19
3.2.2	芯片内部结构	20
3.3	损耗分析	22
3.3.1	功率管开关损耗	22
3.3.2	功率管导通损耗	23
3.3.3	变压器的损耗	23
3.3.4	电流采样电阻损耗	24
3.3.5	副边二极管的损耗	24
3.3.6	输出电容损耗	24
3.3.7	损耗总结	24
3.4	多模式切换	24
3.4.1	CRM 工作模式	26
3.4.2	RVS 工作模式	26
3.5	恒流恒压控制模式设计	28
3.5.1	恒流控制模式	28
3.5.2	恒压控制模式	28
3.6	关键技术	29
3.6.1	退磁时间动态校准技术	29
3.6.2	精确谷底导通技术	30
3.7	小结	31
第四章	电路设计与仿真	33
4.1	欠压锁定电路	33
4.2	内部供电电路	33
4.2.1	带隙基准电路	33
4.2.2	高压 LDO 电路	34
4.3	峰值电流控制电路	35
4.4	精确谷底导通电路	37
4.5	谷值锁定电路	43
4.5.1	谷值锁定电路原理	43
4.5.2	谷值锁定电路仿真分析	47
4.6	逻辑控制电路	48
4.7	保护电路	48
4.8	系统整体仿真	48

4.9 小结.....	48
第五章 版图与后仿	49
5.1	49
5.2	49
5.3	49
5.4 小结.....	49
参考文献.....	51
致谢.....	53
作者简介.....	55

第一章 绪论

1.1 研究背景

1.2 ACDC 国内外研究进展

第二章 反激式开关电源变换器工作机制

本章研究开关电源的工作机制，首先阐述反激式开关电源的拓扑结构，然后分析反激式开关电源的各种工作模式、脉宽调制方式、不同的环路控制方式和两种反馈方式。为后续完成芯片工作流程与功能模块的构建，根据芯片应用电路和功能对系统的外围器件和内部参数指标进行设计。

2.1 拓扑结构分析

反激式 AC/DC 变换器的主要功能为将从交流电整流得到的直流高压转化为目标负载所需要的输出电压。主要适用于中小功率的应用场景，其本身由 Buck-boost 拓扑衍生而来，考虑到对电路安全性要求较高，在常规的 buck-boost 结构中加入变压器取代电感线圈发展出电气隔离结构，即隔离型反激式变换器。

2.1.1 传统反激式拓扑结构

反激式变换器拓扑通过使用变压器代替 Buck-boost 电路中的单电感，不仅能够储能和能量传递，还能实现电气隔离的作用，将未稳定的原边电压和稳定的输出电压隔离开来。该拓扑的电气隔离有效地切断了变压器原副边之间无用信号的传递，不但防止了原边危险的瞬态高压耦合到副边，还断开了原副边的接地回路，提高了输出信号的抗噪声能力，可以实现相比于普通 Buck-boost 电路更大的功率优势。传统反激式开关电源变换器系统的拓扑结构如图 2.1 所示。

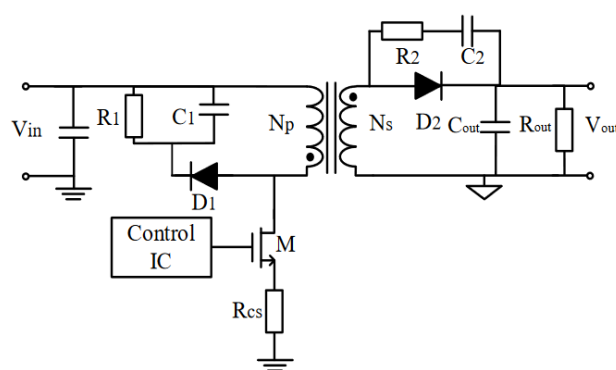


图 2.1 传统反激式拓扑图

该变换器系统的拓扑核心结构包括原副边极性相反的变压器、功率开关管、电流采样电阻、副边续流二极管、输出电容和输出负载电阻。功率管开关管的栅极连接变换器芯片的驱动信号，控制功率管的开启和关断；漏端连接在变压器的下边沿，源端连接采样原边电感电流的采样电阻。副边续流二极管的正端连接着变压器副线圈

的上边沿，负端连接着输出电容和输出负载电阻。除了核心结构外，拓扑中还包括了 RCD 尖峰电流吸收电路和二极保护电路等结构。由于实际的变压器中存在漏感，当功率管在硬开关的条件下被栅极驱动信号关断后，原边电感电流会产生的尖峰信号，加入由电阻、电容和二极组成的吸收电路可以通过合理消耗漏感的能量来抑制尖峰电流信号的大小；同时考虑到安全性的问题，为了减小副边续流二极管的反向恢复应力，在续流二极管上并联电阻和电容元件，保护续流二极管不会在功率管导通和关断时被烧毁。

2.1.2 非对称半桥反激式拓扑结构

非对称半桥反激式 (Asymmetric Half-Bridge Flyback) 开关电源变换器拓扑是由传统反激式电路的副边结构和 LLC 电路的原边结构组合而成，后续简称为 AHB 反激式。该拓扑结构结合了反激式拓扑和 LLC 拓扑的优点，既可以利用变压器的漏感实现功率管在全工作范围下的软开关，极大地降低开关损耗，又能通过回收寄生元器件的能量进而提高转换效率，降低变压器的体积，是当前针对中等功率领域极有优势的拓扑结构。

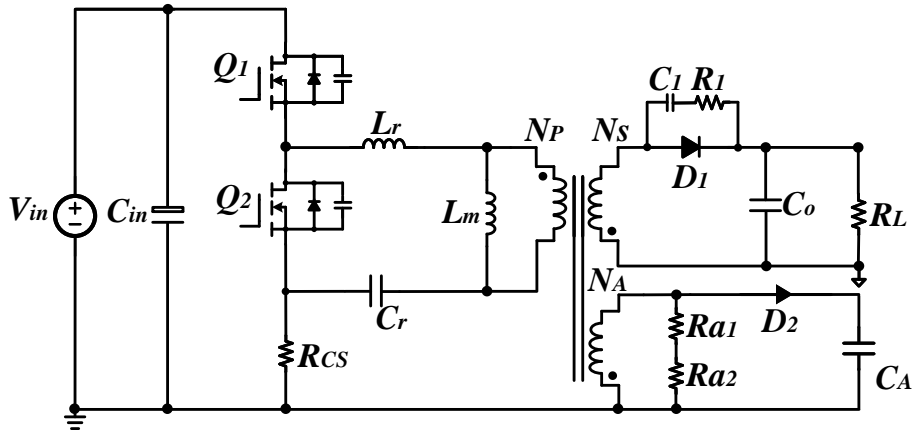


图 2.2 AHB 反激式拓扑图

AHB 反激式变换器拓扑结构电路如图 2.2 所示。该拓扑的原边电路包括两个功率管开关管 Q_1 和 Q_2 、采样电阻 R_{CS} 、变压器的原边励磁电感 L_m 和漏感 L_r ，以及与变压器和采样电阻串联的谐振电容 C_r ，原边电路类似于 LLC 变换器， L_m 、 L_r 、 C_r 共同组成串联谐振腔，显示了 AHB 反激式变换器电路的谐振特性，回收变压器的漏感能量，进而降低变压器体积和提高效率；变压器的副边电路和传统反激式变换器结构的副边相似，由续流二极管 D_1 、输出电容 C_o 和输出负载电阻 R_L 组成，续流二极管两端同样并联电阻 R_1 和电容 C_1 抑制续流二极管的反向恢复应力，此种电路结构可以为变换器系统提供较宽的输出范围。

特别的是该拓扑还包括一个辅助绕组，包括分压电阻 R_{a1} 和 R_{a2} 、续流二极管 D_2

和供电电容 N_A 。该辅助绕组不仅可以通过二极管和电容为变换器芯片提供稳定的供电电压，还可以通过电阻 R_{a1} 和 R_{a2} 分压后为变换器提供额外的电路信息，如检测输出电压的大小和检测副边电流的零电流导通 (ZCS) 时刻，确保功率管在全工作模式下都实现零电压导通 (ZVS) 的软开关，从而实现更高的能量转换效率。

2.2 工作原理

非对称半桥反激式开关电源变换器的简化拓扑结构如图 2.3 所示。该图中 V_{in} 为直流输入电压；变换器系统中的高低边功率管 Q_1 和 Q_2 的栅极驱动信号分别为占空比为 D 的 HSGD 和占空比为 $1-D$ 的 LSGD。每个功率管都包含一个体二极管和寄生电容。谐振电容 C_r 在低边功率管 Q_2 导通时近似为一个恒定的直流源；变压器原边线圈匝数为 N_p ，副边线圈匝数为 N_s ，原边和副边的匝数比为 N 。输出端 D 为副边续流二极管， C_o 为输出滤波电容， R 为输出负载电阻。

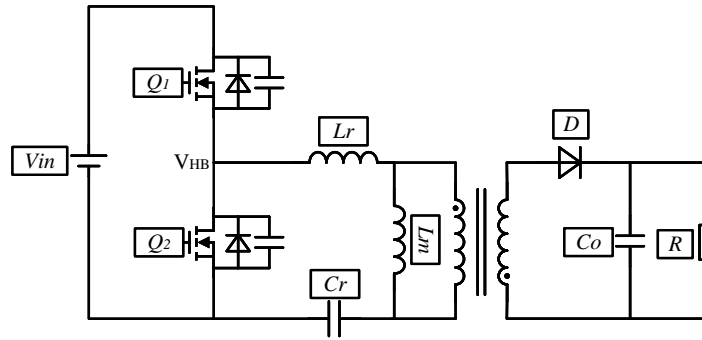


图 2.3 AHB 简化拓扑图

非对称半桥反激变换器工作在临界导通模式时的主要工作波形如图 2.4 所示。图中从上到下分别是高低边功率管 Q_1 和 Q_2 的电压驱动波形 HS 和 LS、辅助绕组电压分压 ZCD 引脚电压 V_{ZCD} 的波形、变压器原边励磁电感电流 I_{LM} 和原边电感电流 I_{HB} 的波形、变压器副边电感电流 I_{sec} 的波形，高低边功率管半桥节点电压 V_{HB} 的波形。该控制模式下共分为 5 个阶段。

阶段 1, $t_0 \sim t_1$: 此阶段在 t_0 时刻高边功率管 Q_1 完全导通，低边功率管 Q_2 保持关断状态，如图 2.5 所示。半桥节点电压 V_{HB} 等于输入电压 V_{in} ，原边电感电流 I_{HB} 正向流动，输入电压 V_{in} 对原边励磁电感 L_m 、变压器漏感 L_r 和谐振电容 C_r 进行充电，此时原边励磁电感 L_m 、变压器漏感 L_r 和谐振电容 C_r 共同构成谐振回路，由于谐振周期很大，远远大于一个开关周期，其谐振作用在一个开关周期中并不十分明显，因而电感电流近似线性增加。谐振电容 C_r 上的能量持续增加，变压器原边电感电压上正下负，由于变压器的反向作用，副边电感电压上负下正，副边二极管 D 反向偏置，阻止副边电流 I_{sec} 的产生，输出负载由输出电容提供能量。

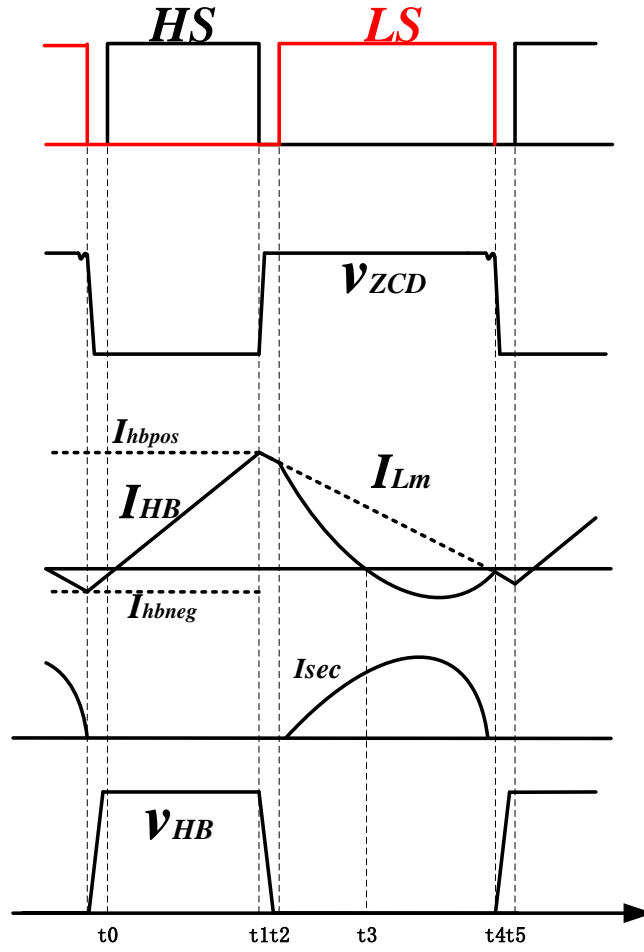


图 2.4 AHBF BCM 工作波形图

在该阶段内，根据回路电压为零和节点电流为零公式，可建立如下方程：

$$(L_m + L_r) \frac{di_r}{dt} = V_{in} - V_{Cr} \quad (2-1)$$

$$V_{Cr} \frac{dV_{Cr}}{dt} = i_r \quad (2-2)$$

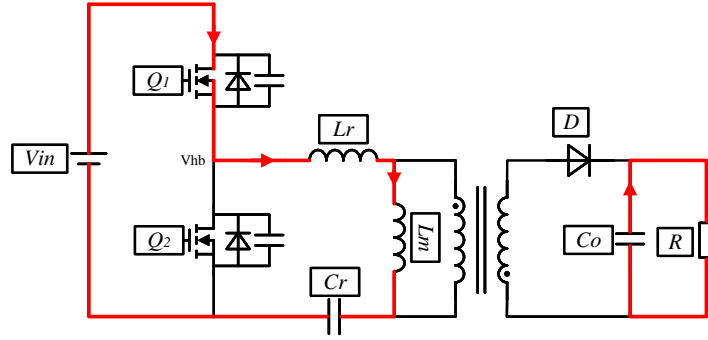
由式(2-1)和(2-2)可计算得下式：

$$i_{hb}(t) = i_{Lm}(t) = \frac{V_a - V_{Cr}(t)}{Z_o} \sin[\omega_o(t - t_0)] + I_{hbneg} \cos[\omega_o(t - t_0)] \quad (2-3)$$

$$V_{Cr}(t) = V_a - [V_a - V_{Cr}(t_0)] \cos[\omega_o(t - t_0)] + Z_o I_{hbneg} \sin[\omega_o(t - t_0)] \quad (2-4)$$

其中，特征阻抗值的公式为：

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_m + L_r}{C_r}} \quad (2-5)$$


 图 2.5 阶段 1 ($t_0 \sim t_1$)

谐振角频率的公式为:

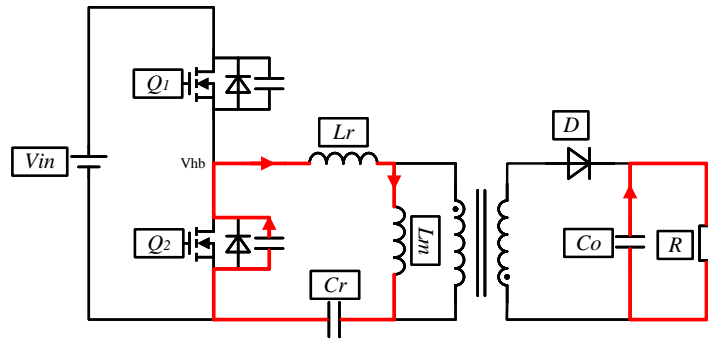
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_r(L_m + L_r)}} \quad (2-6)$$

V_a 的公式为:

$$V_a = V_{in} \quad (2-7)$$

由于谐振角频率 ω_o 很大, 原边电感电流和励磁电流可近似表示为式(2-8):

$$i_{hb}(t) = i_{Lm}(t) = I_{hbneg} + \frac{V_{in} - V_{Cr}(t)}{L_m + L_r}(t - t_0) \quad (2-8)$$


 图 2.6 阶段 2 ($t_1 \sim t_2$)

阶段 2, $t_1 \sim t_2$: 此阶段在 t_1 时刻关断高边功率管 Q_1 , 同时低边功率管 Q_2 仍保持关断状态, 如 2.5 所示, 进入功率管死区时间, 断开充电路径与 V_{in} 的连接。由于电感电流不能突变, 原边电感电流持续正向流动并逐渐减小, 对低边功率管 Q_2 的寄生电容进行放电, 迫使半桥节点电压 V_{HB} 下降, 直到 t_2 时刻低边功率管 Q_2 的体二极管开始导通, V_{HB} 电压近似为 0, 为低边功率管的 ZVS 导通提供准备, 此时变压器原边电感两端压降与电容器 C_r 的电压保持一致。输出负载仍由输出电容提供能量。此阶段由于副边二极管仍未被正向偏置, 谐振回路未发生变化, 特征阻抗值和谐振频率未变仍如式(2-5)和式(2-6), 故原边电感电流和励磁电流仍然相等, 但由于 V_{HB} 的近似为 0,

重新带入式(2-3)和式(??)中可将原边电感电流和励磁电感电流公式可近似为式(2-9):

$$i_{hb}(t) = i_{Lm}(t) = I_{hbpos} - \frac{N_P}{N_S} \frac{V_o}{L_m + L_r} (t - t_1) \quad (2-9)$$

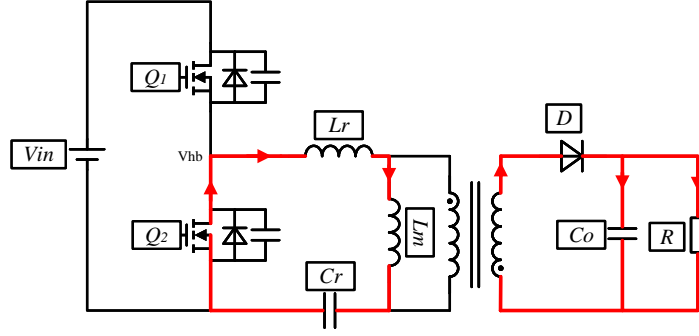


图 2.7 阶段 3 ($t_2 \sim t_3$)

阶段 3, $t_2 \sim t_3$: 此阶段在 t_2 时刻低边功率管 Q_2 在栅极信号的驱动下顺利在 ZVS 条件下实现导通, 极大地降低了开关损耗, 高边功率管 Q_1 仍保持关断状态, 如 2.7 所示。功率管中间半桥节点电压 V_{HB} 为零, 变压器原边电感极性发生变化, 电感电压变为上负下正, 经变压器反向后副边电感电压上正下负, 副边电感电压等于谐振电容两端电压 V_{Cr} 除以变压器匝数比 N , 副边二极管 D 正向偏置自然导通, 同时原边励磁电感被输出电压箝位, 励磁电感电压的公式为: $V_{Lm} = NV_o$, L_m 不再参与谐振, 谐振电容 C_r 只与变压器的漏感 L_r 发生串联谐振, 由于变压器漏感 L_r 和谐振电容 C_r 的谐振周期较小, 小于开关周期, 可见图中初级侧电感电流呈谐振式持续减小直至正向电流为零。存储在励磁电感中的电能开始通过变压器向副边转移, 副边电感电流 I_{sec} 开始逐渐增大。因为副边电流的存在, 原边电感电流和励磁电流不再相等, 原边电感电流和励磁电感电流的公式分别可表示为式(2-10)和(2-11):

$$i_{hb}(t) = \frac{\frac{N_P}{N_S} V_o - V_{Cr}(t)}{Z_r} \sin[\omega_o(t - t_2)] + i_{hb}(t_2) \cos[\omega_o(t - t_2)] \quad (2-10)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{hb}(t_2) - \frac{N_P}{N_S} \frac{V_o}{L_m} (t - t_2) \quad (2-11)$$

其中, 特征阻抗值的公式为:

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2-12)$$

谐振角频率的公式为:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_r L_r}} \quad (2-13)$$

由于励磁电感电流等于原边电感电流和经变压器反射后的副边电流之和, 如式(2-14)所

示，将式(2-10)和(2-11)带入其中可求得副边电流公式(2-15)：

$$I_{Lm} = I_{HB} + \frac{N_P}{N_S} I_{sec} \quad (2-14)$$

$$i_{sec}(t) = \frac{N_P}{N_S} i_{hb}(t_2) \{1 - \cos[\omega_r(t - t_2)]\} - \frac{N_P^2}{N_S^2} \frac{V_o}{L_m} (t - t_2) - \frac{\frac{N_P^2}{N_S^2} V_o - V_{Cr}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_2)] \quad (2-15)$$

随着副边电流的逐渐增大，原边电感电流在 t_3 时刻正向降低为零，该阶段结束。

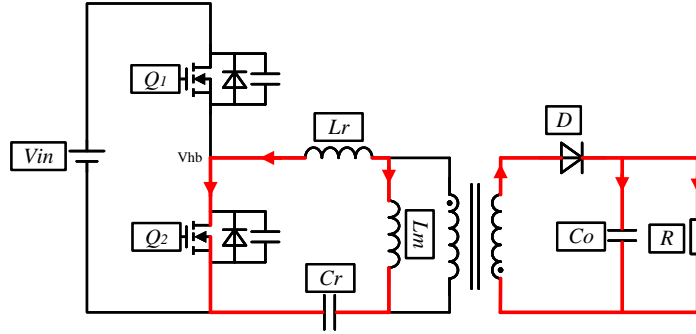


图 2.8 阶段 4 ($t_3 \sim t_4$)

阶段 4, $t_3 \sim t_4$: 此阶段高低边功率管 Q_1 和 Q_2 仍保持上一阶段状态，在 t_3 时刻原边电感电流正向降低为零，开始负向流动并持续增大，如 2.8 所示。此时谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m 共同为副边提供能量。同时，励磁电感电流也逐渐降低至与原边电感电流相等的值，如 2.4 中 t_4 时刻所示，此时励磁电感能量全部退磁完成，不再为副边提供能量，副边电感电流 I_{sec} 降低为零，辅助绕组电感电压分压 V_{ZCD} 波形上出现高频谐振，这是因为副边二极管寄生电容和变压器漏感发生的谐振现象，这一反映励磁电感退磁完成的高频谐振波形可以作为判断低边功率管关断的关键信号，故在 t_4 时刻低边功率管在栅极信号驱动下开始关断。

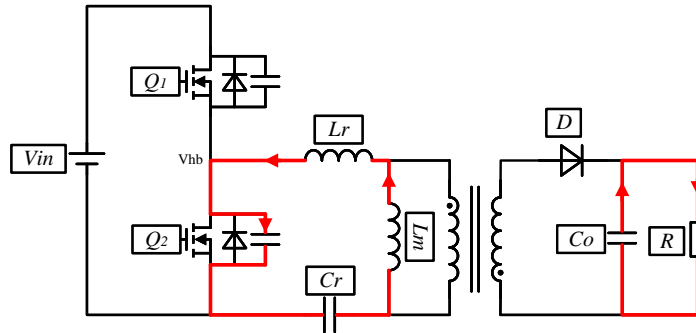


图 2.9 阶段 5 ($t_4 \sim t_5$)

阶段 5, $t_4 \sim t_5$: 此阶段高低边功率管都保持关断状态，再次进入功率管的死区时间，如 2.9 所示。由于励磁电感内存储的能量已全部传递到变压器副边，副边二极管在 ZCS 条件下自然关断，输出电压不再箝位励磁电感，励磁电感和变压器漏感共同

和谐振电容串联谐振，特征阻抗值恢复为 Z_0 ，谐振角频率恢复为 ω_0 ，谐振周期远远大于开关周期，原边电感电流和励磁电感电流如(2-8)所示，因为电感电流无法进行突变，电感电流仍负向流动，对低边功率管 Q_2 寄生电容进行充能，逐渐拉高半桥节点电压 V_{HB} ，直至 t_5 时刻半桥节点电压 V_{HB} 被高边功率管 Q_1 中的体二极管钳位， V_{HB} 近似等于输入电压，电路达到开启高边功率管 Q_1 的 ZVS 条件，至此，一个周期结束。

2.3 开关电源的工作模式

2.3.1 CCM 连续导通模式

对于非对称半桥反激式开关电源变换器而言，不同于传统的反激式开关电源变换器，连续导通模式是指，当系统给出功率开关管的下一周期导通信号时，变压器原边电感电流和励磁电感电流未重合，变压器励磁电感中的能量还没有完全退磁转移到次级侧负载，紧接着又从输入端开始继续获取能量。

非对称半桥反激式开关电源变换器在连续导通模式下的波形如下图所示， t_{HSON} 是高边功率管 HS 的导通时间， t_{LSON} 是低边功率管 LS 的导通时间， V_{HB} 是高低边功率管的中间节点电压， V_{Cr} 是初级侧谐振电容的两端电压差， I_{hb} 是初级侧电感电流， I_{Lm} 是励磁电感电流， I_{sec} 是次级侧电感电流。

当高边功率管导通时，输入电压的能量在变压器励磁电感和谐振电容中积累，当高边功率管关断时，励磁电感和谐振电容中的能量经由副边绕组传递到输出端。当下一周期高边功率管导通再次开始励磁时，变压器励磁电感和谐振电容中储存的能量还未完全退磁传递到副边绕组的工作模式就是 CCM 模式。

在输入输出电压稳定运行期间，对励磁电感应应用伏秒平衡原理，能够得到输入电压、输出电压和占空比 D 之间的关系。在 t_{HSON} 内，励磁电感两端电压为输入电压减去谐振电容电压 V_{Cr} ；在 t_{LSON} 内，励磁电感两端电压为谐振电容电压 V_{Cr} ，由此可得式(2-16)：

$$D \times (V_{in} - V_{Cr_avg}) = (1 - D) \times V_{Cr_avg} \quad (2-16)$$

$$V_{Cr_avg} = N \times V_o \times \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (2-17)$$

其中 V_{Cr_avg} 是谐振电容 Cr 上的平均电压，它等于输出电压经变压器原边励磁电感和漏感分压后乘以匝数比 N 。

对式(2-16)和(2-17)进行整理可得式(2-18)：

$$V_o = D \times \frac{V_{in}}{N} \times \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (2-18)$$

根据式(2-18)可知输出电压由占空比 D 、输入电压、变压器匝数比 N 、变压器励磁电感和漏感决定，与负载恒和频率无关。由于 L_r 对 L_m 而言非常小可以忽略不计，式(2-18)可化简为式(2-19)：

$$V_o = D \times \frac{V_{in}}{N} \quad (2-19)$$

2.3.2 DCM 断续导通模式

2.3.3 CRM 临界导通模式

2.4 开关电源的脉宽调制方式

开关电源通过调节开关管控制信号的导通关断时间来改变信号占空比由此达到稳定输出电压或输出电流的目的，根据改变占空比方式的不同将会得到不同的开关电源调制方式，本节将分别介绍脉冲宽度调制 (PWM)、脉冲频率调制 (PFM)、脉冲跳周期调制 (PSM) 以及脉冲宽度频率调制 (PWM-PFM)。

2.4.1 PWM 调制方式

PWM 调制的原理是指在功率管开关频率不变的情况下通过控制功率管管的导通时间来改变占空比的大小进而维持输出电压或输出电流的稳定，即定频调宽。这是开关电源变换器中最常用的一种调制方式，常见的 PWM 脉宽调制系统如下图所示，是将输出电压通过电阻串进行分压后产生的输出反馈信号 V_{fb} 与参考电压在误差放大器中进行比较，产生误差放大信号 V_{ea} ， V_{ea} 再与频率固定的三角波信号在 PWM 比较器中比较，生产占空比不同的 PWM 控制信号来控制功率管的导通和关断，其中电压模的锯齿波信号由固定电路给定，电流模的锯齿波信号由原边电流采样电阻上的电压处理得到。

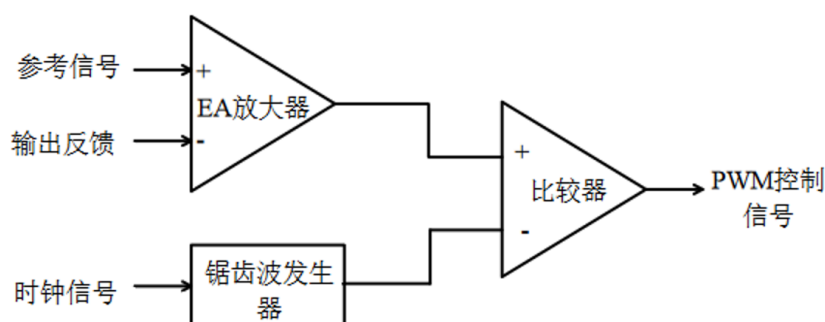


图 2.10 PWM 调制原理图

当输出负载电流变大，输出负载会从输出电容中抽取能量，输出电压 V_o 变小，相应 V_{fb} 也变小，因此误差放大信号 V_{ea} 增大， V_{ea} 与锯齿波信号比较后得到的脉冲

宽度就会增大,导致 PWM 控制信号的占空比增大,将更多的能量在下一个周期中传递到副边电路维持输出电压的稳定。PWM 调制作为最常用的调制方式,具有控制结构简单易于设计和实现、输出电压纹波小,动态响应快,线性度高,频率特性好等优点。但 PWM 调制由于频率固定,其更适用于重载情况下,因为不论输出负载大小如何,每个周期功率管都会进行导通关断操作,导致当输出负载处于空载和轻载情况下造成更多的开关损耗,电路的能量转换效率很低。

2.4.2 PFM 调制方式

PFM 调制的原理是指在功率管导通时间不变的情况下通过控制功率管的开关频率来改变占空比的大小进而维持输出电压或输出电流的稳定,即定宽调频。

常见的 PWM 脉宽调制系统如下图所示,同样是将输出电压通过电阻串进行分压后产生的输出反馈信号 V_{fb} 与参考电压在误差放大器中进行比较,产生误差放大信号 V_{ea} ,不同于 PWM 调制,PFM 调制的 V_{ea} 信号输入到脉冲调制器中产生时钟信号 CLK 控制功率管的导通;功率管导通时长由原边电流采样电阻上的电压 V_{cs} 与给定的参考电压 V_{csref} 比较所得的关闭信号控制。当脉冲调制器中

2.4.3 PSM 调制方式

利用恒频恒宽进行调节的方式称为脉冲跳周期调制,这样一种全新的控制模式被应用于开关功率变换器,当使用 PSM 调制时脉冲的宽度和频率保持恒定,这些脉冲作为开关管的输入信号,所需要周期的个数会由负载的大小来进行决定。当参考电压大于输出电压,恒定频率和宽度的时钟控制信号允许功率开关管在该周期中工作,当参考电压小于输出电压时,该周期将会被开关管忽略。PSM 调制模式其效率并不取决于输出功率,当负载发生变化时效率仍然保持恒定,脉冲跳周期调制模式的优点是轻负载时的转换效率比脉冲宽度调制模式高、抗干扰能力强、静态功耗低;跳过一些工作周期后,会带来很大的输出电压波纹、线性调整率变差、系统的有效频率降低等缺点。

2.4.4 PWM+PFM 调制方式

PWM-PFM 是一种将 PWM 调制方法与 PFM 调制方法相结合的混合调制方法。由上文分析可知,在高负载的情况下, PWM 调制方式效率更高,输出纹波小,开关频率固定,开关周期固定,因此针对 PWM 模式的噪声滤波器设计比较简单;但在负载较轻的情况下效率会降低,而 PFM 调制方法在轻载下频率会降低因而会有更高的效率。PWM-PFM 混合调制方法具备 PWM 调制方法和 PFM 调制方法共同的优点。PWM-PFM 混合调制模式兼具两种调制模式的优点,它既可以改变开关管控制信号

的频率，又可以改变控制信号脉冲宽度。在不同的负载情况下采用不同的方法使开关电源的效率始终高于不考虑负载变化的情况，但混合调制方法对应的电路设计非常复杂，不同的控制回路需要设计采用不同的补偿结构。

2.5 开关电源的环路控制方式

为了使电路的输出端可以连接不同大小的负载，需要在输出电路中加入反馈电路使输出达到稳定的状态，从而整个系统也能够继续稳定地工作。反馈环路是指输出端采样到运放的输出端，被控对象是指运放输出到系统输出，在开关电源的设计中，反馈电路的性能会对开关电源的精度和总体性能产生巨大影响。因此，良好反馈回路的设计是开关电源系统开发的关键，开关电源既可以用电压也可以用电流控制，下面对这两种模式的工作原理进行详细分析。

2.5.1 电压控制模式

电压控制环路属于单环路控制方式，只包含一个和输出电压信号相关的电压反馈回路，具有结构简单、设计容易和抗干扰能力强等优点。电压控制模式的典型电路如 2.11 所示，主要由误差放大器、振荡器、比较器、SR 锁存器和驱动电路等组成。误差放大器的负输入端是辅助绕组采样输出电压后通过分压电阻串 $R1$ 、 $R2$ 得到的分压电压，正输入端是参考电压 V_{ref} ，误差放大器通过放大分压电压和参考电压的差异生成误差放大信号 VEA 。当输出负载变化时会导致输出电压上冲或下冲，该变化会引起 VEA 的上下波动，因此 VEA 可以反映输出负载的变化，锯齿波信号与 VEA 通过比较器比较后即可在不同输出负载的情况下调节 SR 锁存器的复位时间，进而改变驱动模块生成的脉冲宽度大小。当负载电流减小，分压电压大于参考电压，误差电压信号 VEA 降低，从而 VEA 通过比较器和锯齿波电压信号比较后生成的输出信号更早得控制 SR 锁存器复位，驱动模块产生的控制高边功率管导通信号的脉宽变窄，降低对变压器副边的能量传递，将输出电压逐渐降低到标准范围，维持输出电压的稳定。

电压控制环路虽然结构简单且易于控制，但是由于只有一个电压环路，故只有当输出电压发生变化之后才会影响功率管的导通和关断时间，开始进行闭环负反馈动态调节，当输入电压产生干扰时，原边电感电流的上升斜率发生变化，会影响原边励磁电感的储能，但电压环路的控制和调节不会立即发生作用，而是在延迟一段时间之后才会起作用，系统整体的动态响应就会变差，输出电压产生很大的上冲和下冲现象。

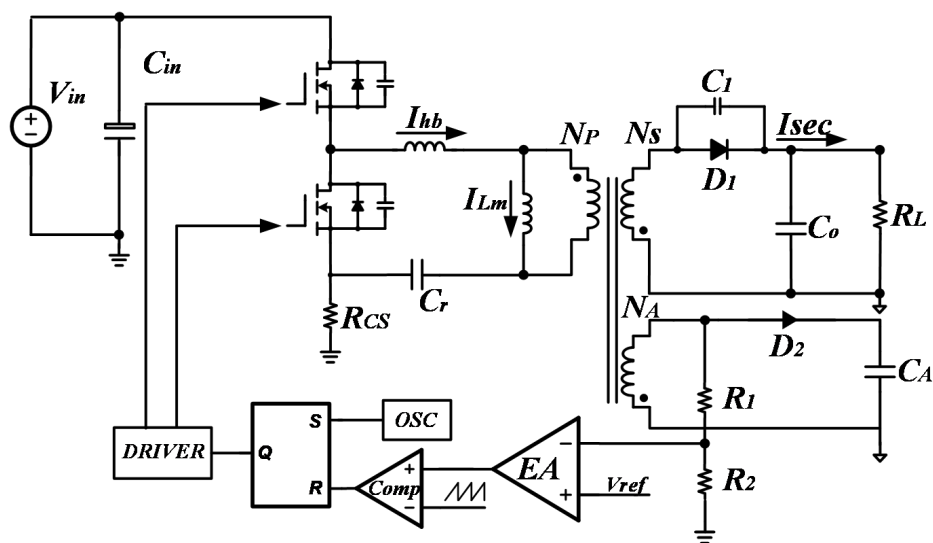


图 2.11 电压工作模式电路图

2.5.2 电流控制模式

电流控制环路属于多环路控制方式，典型电路图如 2.12 所示，包含一个电压环路和一个电流环路，电压环路和电压控制环路相同，采样输出电压信号用于生成误差放大信号；电流环路则是实时采样功率管的电流作为反馈电流，用采样电阻将电流转换为采样电压替代电压控制模式中的锯齿波信号，同误差放大信号 V_{EA} 进行比较。

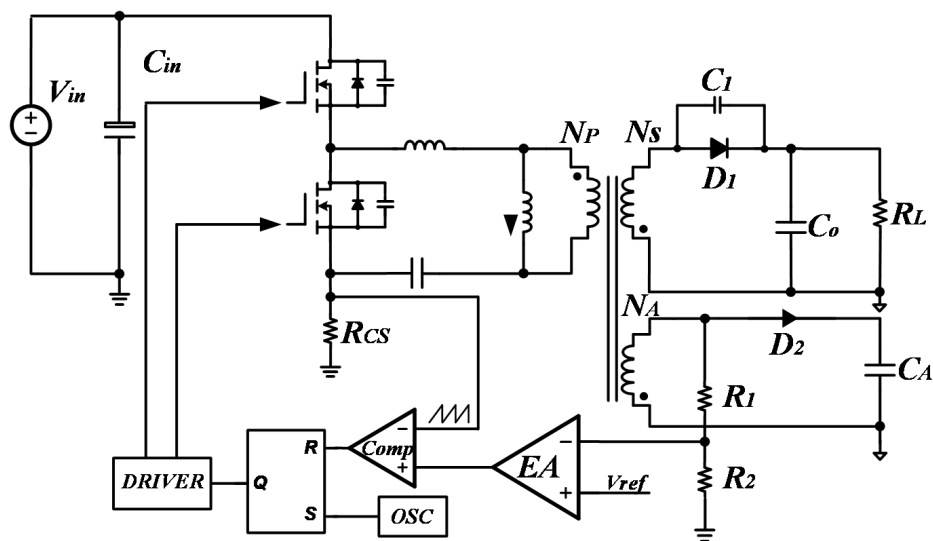


图 2.12 电流工作模式电路图

相比于电压控制模式对输入电压信号的不敏感，电流控制模式对输入输出信号都可以进行反馈，输入电压信号的变化会影响功率管导通时刻的电流斜率，通过采样电阻后产生一个随输入电压变化而变化的锯齿波信号，当输入电压发生扰动时，反馈环路可以直接响应改变功率管导通时间，而不需要等待输出电压信号发生相应波动后改变 V_{EA} 的大小再影响功率管导通时间，极大地提高了系统整体的动态响应时

间。但由于电流控制模式包含两个反馈环路，增大了电路结构的设计复杂度，另外，当驱动信号的占空比大于 50% 时，电路中不可避免地会出现次谐波振荡，这需要增加额外的斜坡补偿电路来解决，一定程度上，也增加了应用难度。

2.6 开关电源的反馈方式

反激式开关电源变换器电路为保证输出电压稳定，进行闭环回路控制，需要对输出电压信号进行采样，并通过不同的方式将其反馈到变换器芯片进行逻辑处理。反激式开关电源变换器根据反馈结构的不同分为原边反馈 (PSR) 和副边反馈 (SSR) 两种反馈方式。其中原边反馈是通过辅助绕组对副边输出电压信号进行检测采样，副边反馈是通过 TL431 稳压模块和光耦模块组成的反馈系统对输出电压信号进行检测采样。

2.6.1 原边反馈电路

非对称半桥反激式变换器的原边反馈电路拓扑结构如 2.13 所示。

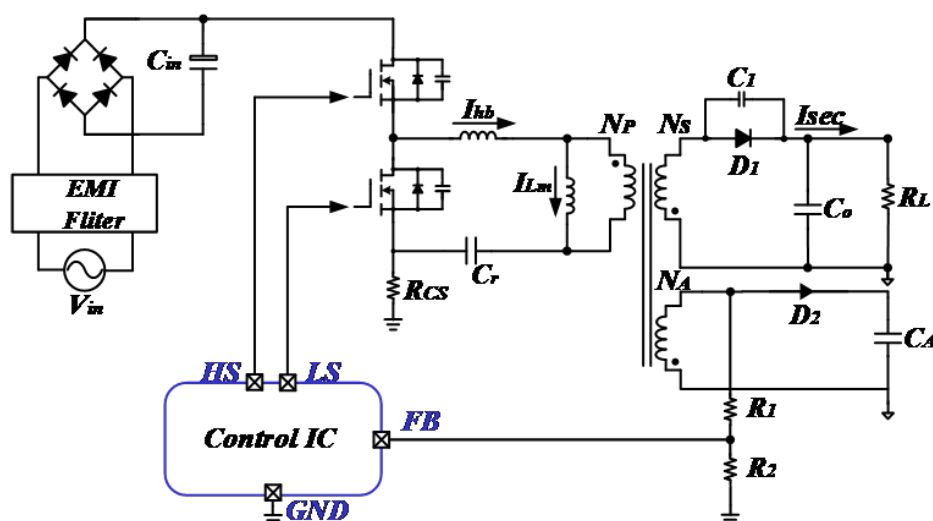


图 2.13 原边反馈电路电路图

原边反馈电路依靠辅助绕组采样输出电压，隔离变压器的特性是原边绕组、副边绕组和辅助绕组两端的电压相互成比例，原边绕组和辅助绕组电压极性相反，副边绕组和辅助绕组电压极性相同，因此辅助绕组电感电压值等于输出电压乘以副边绕组和辅助绕组的匝数比。在非对称半桥反激式开关电源系统中，在高边功率管导通阶段辅助绕组电感电压绝对值正比于原边绕组电感电压；低边功率管导通阶段辅助绕组检测副边绕组电感电压。辅助绕组电感电压 V_A 经过 R_1 和 R_2 分压后得到原边反馈电压 V_{FB} 送入变换器控制 IC 中参与闭环回路控制用以维持在负载变化情况下输出

电压的稳定性。VA 和 VFB 的电压值由式(2-20)和式(2-21)所示：

$$V_A = \frac{N_A}{N_S} \times (V_O + V_{D1}) \quad (2-20)$$

$$V_{FB} = V_A \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{N_A}{N_S} \times (V_O + V_{D1}) \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-21)$$

2.6.2 副边反馈电路

非对称半桥反激式变换器的副边反馈电路拓扑结构如 2.14 所示。

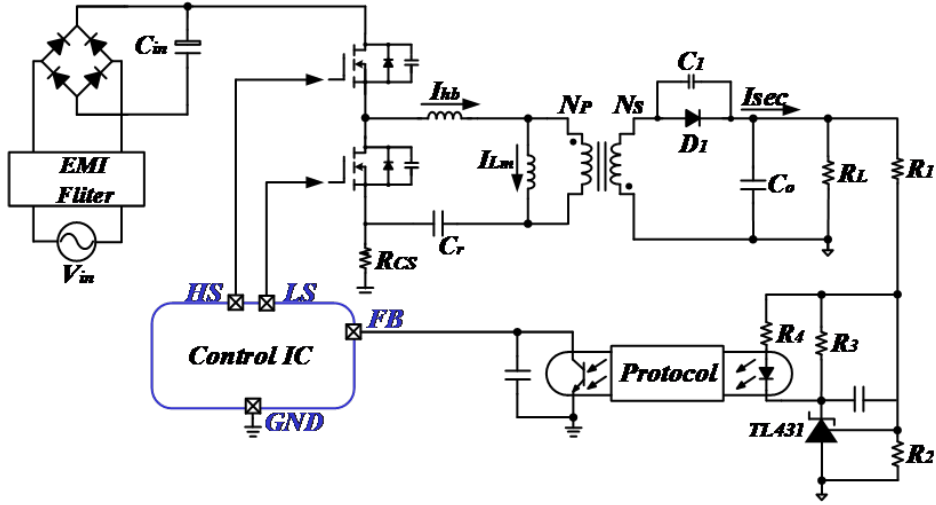


图 2.14 副边反馈电路电路图

副边反馈电路主要通过变压器副边侧基于 TL431 的反馈系统采集输出电压信号，该反馈系统包括输出电压分压电阻串 R1 和 R2、TL431 稳压模块、光电耦合器以及用于补偿的电容电阻。输出电压 Vo 通过分压电阻串 R1 和 R2 分压后送入 TL431 稳压模块中与其中自带的 2.5V 参考电压比较后产生一个误差信号，该误差信号经过光电耦合器，将电信号转化为光信号传输到变压器原边后再转化为电信号，实现变压器原副边电气隔离，TL431 稳压模块可类似为一个误差放大器，通过额外的电阻电容组成的补偿网络对 TL431 输出的误差信号进行补偿，相当于集成在原边反馈系统变换器中的反馈网络移到了片外，可以根据不同的情况通过改变电阻电容的方式进行更精确的调节，将包含输出电压和负载电流信息的反馈电压 VEA 传递给变换器中。

相比于副边反馈电路，原边反馈电路由于不需要额外的外围电路，通过将反馈电压 VFB 输入变换器芯片内与参考电压在误差放大器中比较后输出误差放大信号 Vea 用于反馈环路的调节，具有较高的集成度，极大地节省了芯片外围电路板的面积，但由于副边绕组的电感电压并不完全等于输出电压，而是等于输出电压和副边续流二极管导通电压之和，导致副边绕组电感电压还可能受到负载电流和温度等因素的影响，且辅助绕组和副边绕组间存在的不匹配的情况，也将导致实际反馈电压值异于式

(2-) 的计算值，故而相比于副边反馈，原边反馈的采样准确性明显更低，为了消除这些误差，原边反馈电路需要添加更多的补偿电路极大增大电路设计复杂度，增大芯片的面积和功耗。因此副边反馈电路广泛应用于工业届，几乎所有的中等功率消费类电源都使用副边反馈系统。

第三章 系统设计

本章给出了本文设计的非对称半桥反激式变换器系统的性能和设计指标。首先给出了本文设计的 AHB 变换器的性能指标，介绍了控制芯片的内部原理图。此外，为了提高系统的转换效率，分析了反激式变换器的主要损耗，总结了影响系统损耗的主要因素。根据损耗分析的结果，设计了多模式的控制方案，通过系统的带载情况来调节变换器的开关频率和原边的峰值电流值，从而降低系统的损耗，实现系统的整体效率的提升。另外，为了进一步提高系统的转换效率，针对性的提出了两种关键技术，分别用以降低功率管开关损耗和变压器的传导损耗。除此之外，为了降低系统的待机功耗，设计了空载下的突发工作模式。最后为了保证变换器能够稳定的运行，设计了副边反馈网络的二阶补偿结构，并对系统进行了稳定性仿真。

3.1 外部电路结构

本文设计的非对称半桥反激式开关电源变换器的外部电路结构如图所示，包括输入整流回路和反馈回路，为了提高反馈精度，反激回路采用副边反馈结构，通过 TL431 和光耦模块直接对输出电压进行采样产生误差信号反馈给变换器芯片来为稳定输出电压。

输入回路包括输入整流滤波和片外启动电路两部分，输入整流滤波由四个二极管和电容 C_{dc} 组成，将从电网传递进来的交流信号 V_{ac} 经过整流滤波后转换为直流输入信号 V_{dc} ，此输入信号是一个直流的高压，无法直接为变换器芯片进行供电，通过电阻 R_{shunt} 给电容 C_{vdd} 充能给变换器芯片供电，当其超过片内欠压锁定电路的最低电压后芯片开始工作，随着芯片控制高低边功率管的交替通断，辅助绕组能量积攒到一定程度后，二极管 D2 导通，对电容 C_{vdd} 进行充能，产生变换器输入电压 V_{dd} ，代替输入信号 V_{dc} 稳定地为变换器芯片电源端进行供电。

3.2 系统架构

3.2.1 芯片特点和设计指标

- 支持宽输入电压范围
- 支持宽输出电压范围
- 高效多模式控制
- 轻载低功耗模式

- 全电压和负载条件下支持零电压导通

表 3.1 控制芯片的引脚定义

引脚标号	名称	功能
1	EN	使能端
2	VDD	变换器芯片内部供电端
3	HSGD	半桥变换器高边功率管的栅极驱动器，控制高边功率管的通断
4	LSGD	半桥变换器高边功率管的栅极驱动器，控制低边功率管的通断
5	ZCD	辅助绕组分压采样端
6	CS	变压器原边峰值电流采样端
7	VS	输入电压分压端
8	GND	变换器芯片接地端
9	HB	功率管半桥中间节点端

3.2.2 芯片内部结构

图 3.1给出了芯片内部结构架构, 该架构包括电源模块、峰值电流控制模块、退磁检测模块、前沿消隐模块、精确谷底导通模块、谷值锁定模块、前沿消隐 (LEB)、退磁时间逐步逼近模块、模式选择模块、逻辑控制模块和驱动等主要模块, 每个模块的功能定义如下:

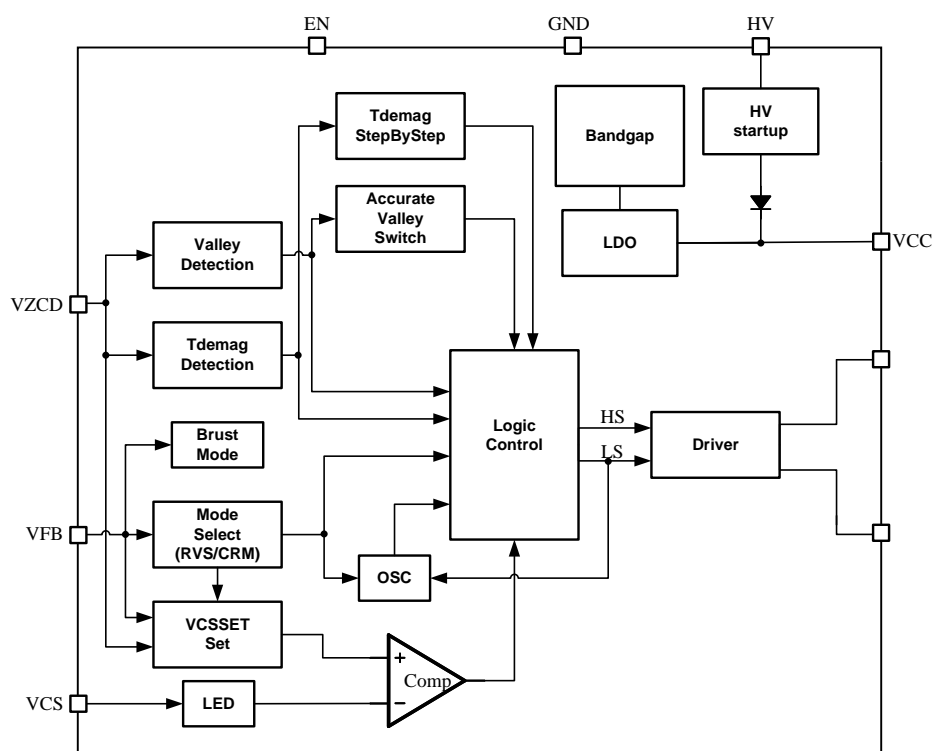


图 3.1 芯片内部结构图

电源模块：电源模块主要包括芯片的欠压锁定电路、带隙基准和降压电路等，该

模块的主要作用是为芯片内部各个模块提供稳定的供电电压和各种不受 PVT 影响的精确偏置电压信号。

峰值电流控制模块：峰值电流控制模块通过对片外副边反馈信号 V_{FB} 和辅助绕组分压信号 V_{ZCD} 进行配置补偿后，产生对应的峰值电流信号 V_{cspeak} ，用于和采样电阻上的采样电压信号 V_{cs} 进行比较控制高边功率管的导通和关断；该模块的主要功能是为了满足非对称半桥反激式开关电源变换器的宽输出范围下产生相对应的峰值电流信号 V_{cspeak} ，防止副边反馈信号 V_{FB} 在不同输出电压相同负载条件下的不匹配，影响后续电路的模式选择控制。

退磁检测模块：退磁检测模块将辅助绕组分压信号 V_{ZCD} 采样后，通过高通滤波电路检测并放大其电压波形上的高频谐振信号并与基准电压比较后，产生对应的输出脉冲来判断变压器原边励磁电感的退磁完成时间，进而控制低边功率管的关断。

前沿消隐模块：功率管导通瞬间会因为系统的寄生参数产生尖峰电流，前沿消隐模块通过屏蔽该尖峰信号以防原边峰值电流控制模块对电流的采样信号出现误判，以此提高电路的稳定性。

精确谷底导通模块：精确谷底导通模块的主要作用是控制低边功率管在半桥节点电压信号 V_{HB} 的谐振谷底处精确导通，模块中的传播延时补偿电路超前判断谐振谷底的到达，基本消除了控制信号经过驱动电路后产生的延时误差，最大限度地降低了功率管的开关损耗，提高了电路传递效率。

谷值锁定模块：谷值锁定模块通过数模混合技术，实现对 RVS 工作模式下高低边功率管等待时间中半桥节点电压 V_{HB} 谐振谷值数的锁定，主要作用是防止 RVS 模式时由于输出负载波动导致每周期中谐振谷值不一致，发生跳谷现象，影响电路的稳定性。

退磁时间动态校准模块：退磁时间逐步逼近模块主要作用是控制低边功率管的导通时间，影响变压器中能量对副边输出电容的传递，通过使用可自适应调整斜率的积分器电路来逐步调节低边功率管逐渐对退磁检测模块输出的退磁完成时间进行逼近，实现能量传递的最高效率和副边的零电流导通。

模式选择模块：模式选择模块通过检测副边反馈信号 V_{FB} 和辅助绕组分压信号 V_{ZCD} 来控制变换器 IC 选择在不同输出电压下和不同输出负载下的控制模式，在空载下使用突发模式降低待机功耗，在轻中载时使用 RVS 跳谷模式减低开关损耗，在重载时使用 CRM 模式实现最大能量传递满足负载需要。

逻辑控制模块：逻辑控制模块对模式选择模块的输出信号 SE、不同模式的周期导通信号、恒流恒压模式的切换信号等进行逻辑处理，实现输出高低边功率管通断控制信号给驱动模块的作用。

驱动模块：驱动模块用以将逻辑控制模块中所产生的功率管通断控制信号转换

为功率管的高低边栅压控制信号，满足功率管所需的大驱动能力和低导通损耗，同时需控制模块的功耗不能过大。

保护模块：保护模块包括过温保护、输出电压欠压和过压保护、芯片供电 VDD 欠压和过压保护等，其通过检测芯片工作的温度、输出电压值和 VDD 供电电压值的大小，在芯片温度过高或过低、输出电压不在限制范围和芯片供电不稳定时及时关断芯片对电路进行保护。

3.3 损耗分析

开关电源系统中的损耗严重影响了系统的转换效率，需要对系统中不同的损耗进行分析和研究。非对称半桥反激式变换器系统中主要的损耗有六种，分别是：功率管开关损耗、功率管导通损耗、变压器的损耗、采样电阻的损耗、输出二极管的损耗和输出电容的损耗。本文将在下面的小节中详细介绍这些损耗的原理和影响因素。

3.3.1 功率管开关损耗

功率管的开关损耗包括开通损耗和关断损耗，分别对应了功率管的导通和关断过程。以开通损耗为例，指的是实际的非理性功率管在导通时，其漏源电压 V_{DS} 并不是立即下降到零，存在一个对应的下降过渡时间；其漏电流 I_{DS} 也不是立即上升到最大值，同样存在一个上升过渡时间，如图 3.2 所示。在图 3.2 中可以观察到功率管的 V_{DS} 和 I_{DS} 的波形之间有交叠区域，在这个区域内产生的交越损耗即为开通损耗。关断损耗同理，只是对应的交叠区域出现在功率管的关断时刻。

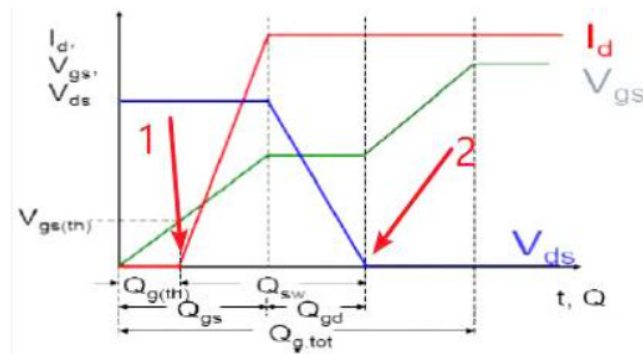


图 3.2 功率管开通损耗波形图

通过文献中的推导，结合图 3.2 中利用电压和电流的平均化处理可计算得功率管最差情况下的开关损耗，如式(3-1)所示：

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot T_{on} \cdot f_{sw} + \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot T_{off} \cdot f_{sw} \quad (3-1)$$

其中, T_{on} 是功率管的开通时间, T_{off} 是功率管的关断时间, f_{sw} 是功率管的开关频率。由式可知, 功率管开关损耗主要受到功率管漏源电压、漏电流、开关时间和开关频率的影响。为了降低功率管的开关损耗, 可以通过降低开关频率、减小栅极输入电阻减小开关时间、降低峰值电流和实现功率管 ZVS 条件下的软开关等方式。

3.3.2 功率管导通损耗

功率管的导通损耗是指功率管在完全导通的情况下, 无法将其等效为电阻为零的导线, 在实际使用的情况下, 功率管导通时存在一定的导通电阻 $R_{DS,on}$, 功率管漏电流流过该电阻后会产生一定的损耗。导通损耗的计算公式如式(3-2)所示。

$$P_{con} = I_{pri,rms}^2 \cdot R_{DS,on} \quad (3-2)$$

其中, $I_{pri,rms}$ 是功率管漏电流的有效值。降低功率管导通电阻需要降低反激式变换器系统的原边峰值电流或选用小 $R_{DS,on}$ 的功率管。

3.3.3 变压器的损耗

在开关电源系统中, 变压器是用于实现电压转换、原副边电气隔离和能量传递的关键元件, 其上产生的损耗也极大的影响了系统的转换效率。变压器的损耗主要包括磁芯损耗(铁损)、绕组损耗(铜损)和漏感损耗等部分。

铁损是由于交变磁场在磁性材料中产生的能量损耗, 包括磁芯材料在反复的励磁和退磁过程中都需要克服内部阻力产生的损耗和磁场在磁芯中感应出的涡流通过磁芯电阻产生的损耗。通过斯坦梅茨的铁损模型, 铁损的表达式可简化为:

$$P_{core} = K \cdot f_{sw}^\alpha \cdot B_{max}^\beta \cdot V_{core} \quad (3-3)$$

其中 K 是损耗系数, B_{max} 是最大磁场强度, V_{core} 是磁芯体积。

铜损则是由于电流流过变压器线圈而产生的电阻热损耗。根据铜损模型可推导出铜损的表达式:

$$P_{copper} = I_{rms}^2 \cdot R_{DC} \quad (3-4)$$

其中 I_{rms} 是流经变压器电流的有效值, R_{DC} 是变压器线圈的阻抗。

变压器的漏感损耗, 指的是由于原边电流对漏感储存的能量无法传递到变压器副边, 该部分能量通过功率管或吸收电路被消耗掉产生的损耗, 漏感损耗的公式可表达为:

$$P_{lk} = \frac{1}{2} \cdot I_{pri,peak}^2 \cdot f_{sw} \quad (3-5)$$

其中 $I_{pri,peak}$ 指的是变压原边电感的峰值电流。

3.3.4 电流采样电阻损耗

反激式变换器系统通过使用外接电流采样电阻来检测变压器原边电流，采样电阻上的损耗如式(3-2)所示，主要受到采样电阻和原边电流有效值的影响。

$$P_{CS} = I_{pri,rms}^2 \cdot R_{CS} \quad (3-6)$$

3.3.5 副边二极管的损耗

在反激式变换器系统中，副边二极管的损耗占较大比重，式(3-7)表示了副边输出二极管的损耗。

$$P_{diode} = I_{sec,rms} \cdot V_{diode} \cdot D \quad (3-7)$$

其中 $I_{sec,rms}$ 为副边电流的有效值， D 为副边输出二极管的导通占空比。

3.3.6 输出电容损耗

开关电源系统中的输出电压由于功率管的开关会产生相应的电压纹波，为了稳定输出电压需要在输出端添加输出电容来滤除输出纹波。但输出电容存在寄生电阻，该电阻可以等效为一个和输出电容串联的 ESR_{out} 电阻，当输出电流流过 ESR_{out} 电阻时会产生电阻热损耗，该损耗的计算公式为：

$$P_{Co} = (I_{sec,rms}^2 - I_{out}^2) \cdot ESR_{out} \quad (3-8)$$

3.3.7 损耗总结

从上节描述的各种损耗的原理可以看出，大部份都与反激式变换器系统的工作电流和开关频率有密切关系，由于反激式变换器一般通过采样原边的电流采样电阻来检测系统的工作电流的大小，因此可以看成这些损耗与系统的原边电感峰值电流相关。由此可以得出，影响系统损耗的两个关键因素为原边的峰值电流和系统的开关频率。

3.4 多模式切换

根据对上文对反激式变换器系统的各种损耗分析可知，为了实现在不同输出电压下和不同输出负载情况下降低系统的损耗，提高系统整体的传递效率，需要根据负载和输出电压的大小自动地调节系统的开关频率和峰值电流。根据文献的研究，反激式变换器系统在重载情况下主导损耗是功率管导通损耗，在轻载条件下主导损耗是功率管开关损耗，因此为了实现全负载范围下的低损耗高效率，需在重载情况时使用 CRM 模式降低导通损耗，在轻载情况时使用 RVS 模式降低开关损耗，在空载时使用

突发模式实现最小的待机功耗。除此以外，考虑到宽输出范围的影响，不同模式的切换也要受到输出电压的影响。

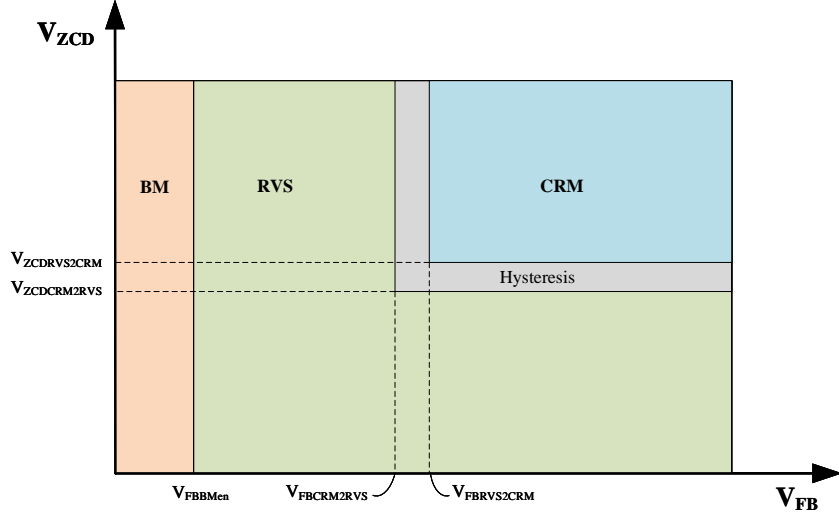


图 3.3 多模式切换图

本文设计了如图 3.3 所示的多模式控制方案，模式切换通过监测引脚 FB 和引脚 ZCD 上的电压值来判断输出负载电流和输出电压的大小，一旦其超过所设置的不同阈值，模式选择模块控制变换器芯片切换到相应的模式。根据变换器芯片设计，当输出负载电流很小处于极轻载或空载情况时， V_{FB} 小于对应的参考电压 V_{FBBMen} ，此时芯片被设定为突发工作模式；当输出负载电流逐渐增大进入轻载情况， V_{FB} 同样随着输出负载电流的增大而增大，且其未大于 $V_{FBRVS2CRM}$ 时，芯片工作在 RVS 模式中，RVS 工作模式是非对称半桥反激式开关电源所特有的一种新型工作模式，能最大化地同时降低高低边功率管的开关损耗；当输出负载电流继续增大，进入重载情况后， V_{FB} 此时大于 $V_{FBRVS2CRM}$ ，芯片被从 RVS 工作模式切换为 CRM 工作模式，在不影响变压器中储能转换的情况下，实现最大的开关频率，最大限度地降低功率管导通损耗并为副边传递能量，维持输出电压在重载下的稳定性。为了防止模式切换时的不稳定性问题，避免芯片在两个模式中来回切换，针对性的设置了 CRM 模式和 RVS 模式之间的迟滞区间，当负载电流从重载向轻载切换时， V_{FB} 则需要小于 $V_{FBCRM2RVS}$ 时，才能由 CRM 模式切换为 RVS 模式。由文献可知，AHB 反激式变换器系统在轻载时使用 CRM 模式无法达到最大的能量传递效率，因此输出电压同时制约着不同模式的切换，通过辅助绕组的分压引脚 V_{ZCD} 监测输出电压大小，根据计算和测试，选择输出电压大于 15V 后才允许芯片从 RVS 模式切换为 CRM 模式。为了避免模式之间的频繁切换引起的电路振荡， V_{ZCD} 同样设置有两个偏置电压 $V_{FBRVS2CRM}$ 和 $V_{FBCRM2RVS}$ 作为迟滞区间。

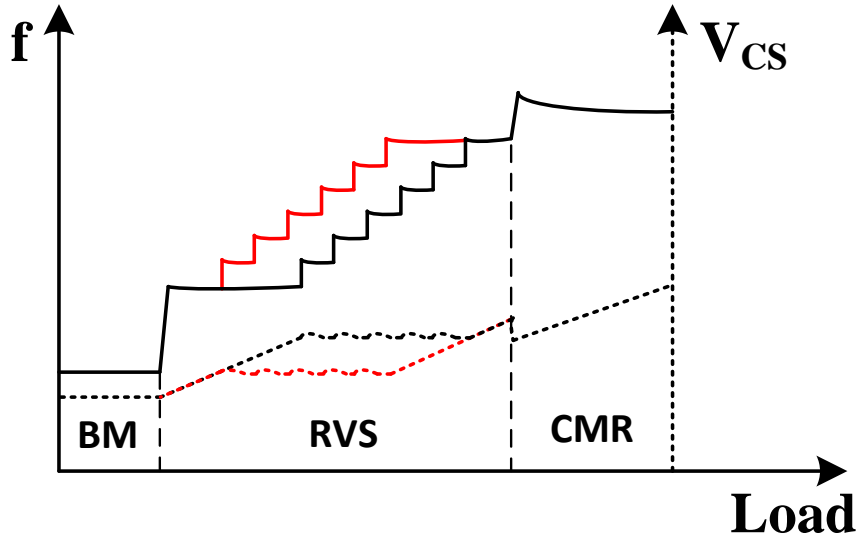


图 3.4 多模式频率变化图

不同的模式影响着功率管的开关频率和峰值电流变化，如图 3.4 所示。

在突发模式时，功率管开关频率和峰值电流都被设定为最小值，通过控制系统间歇性地工作，关断芯片内部除供电模块的所有的控制模块，降低系统的待机功耗；

在 RVS 工作模式时，功率管开关频率随着输出负载电流的增大呈阶梯式波动，这是由于 RVS 工作模式为了减小开关损耗，只在高低边功率管中间节点电压 V_{FB} 谐振波谷的谷底处触发导通信号，开始新的周期；为了防止开关频率和峰值电流共同变化导致变换器系统的相位降低引起的稳定性问题，变压器原边电感的峰值电流则不随开关频率的变化产生剧烈波动，通过谷底锁定模块将其维持在一个稳定的区间，以适应输出功率的变化。

在 CRM 工作模式时，功率管开关频率随着输出负载电流的增大提高到当前变换器系统 LC 谐振腔允许的最大开关频率；变压器原边电感的峰值电流随输出负载电流的增大而增大，以满足最大工作频率下输出功率的需要。CRM 工作模式的工作频率达到最大值后有缓慢减小的趋势，这是由于低边功率管因为 LC 谐振腔的谐振周期限制了退磁时间的大小，而高边功率管的导通时间随着峰值电流的增大而增大，导致开关周期相应变长，开关频率缓慢降低。

3.4.1 CRM 工作模式

3.4.2 RVS 工作模式

RVS 工作模式是针对非对称半桥反激式开关电源设计的一种新型的 DCM 操作模式，旨在轻载工况下消除高低边功率管的输出损耗。由于非对称半桥反激式变换器拓扑结构初级侧和 LLC 型开关电源相同，存在谐振电容 C_r 和变压器漏感 L_r 组成的

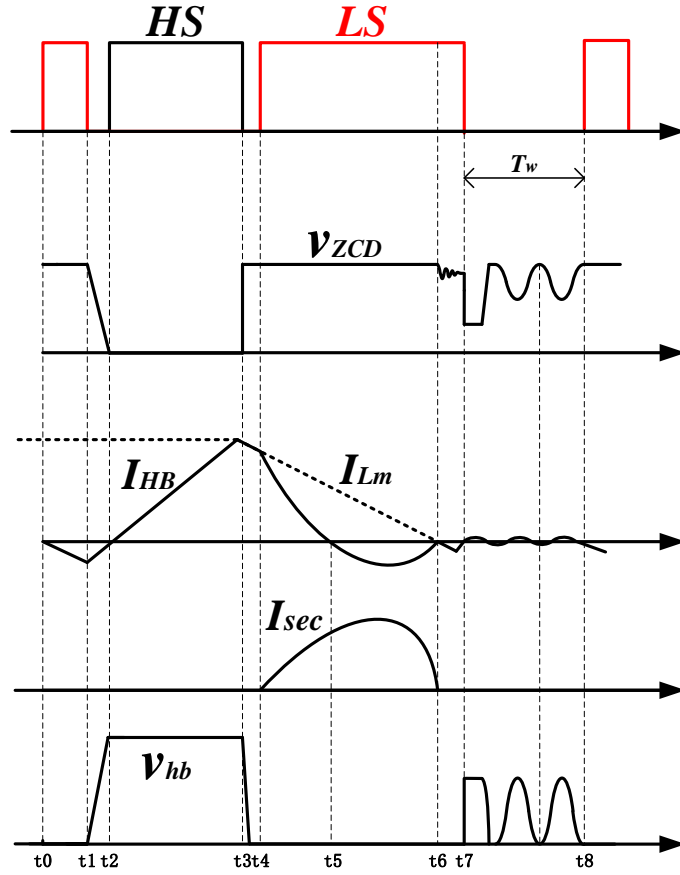


图 3.5 RVS 工作模式波形图

谐振腔, 因此当控制器处于 DCM 控制模式时, 高低边功率管都关闭的等待时间内产生谐振现象, 如图 3.5 中 T_w 时间。因此无法在等待时间内利用逆向电感电流将高低边功率管中间节点电压 V_{HB} 充电到等于输入电压 V_{in} , 高边功率管存在较大的源漏电压差 V_{DS} ($V_{DS} = V_{in} - V_{HB}$), 故在非对称半桥反激式系统中使用传统的 DCM 控制方式导通高边功率管会产生巨大的开关损耗, 降低电路的能量传递效率, 因此非对称半桥反激式系统中一般使用边界导通 (BCM) 模式, BCM 工作模式在重载时具有最佳的效率, 在轻载时同样存在一定的问题, 如能量传递延后和能量传递出现双脉冲等情况。根据文献的研究, 提出了新型的谐振谷底开关工作 (RVS) 模式。

此控制方式巧妙地在开启高边功率管前, 提前打开底边功率管一定时间, 产生逆向的电感电流为 V_{HB} 节点进行充电, 合理规划死区时间即可将 V_{HB} 节点电压充电到等于 V_{in} , 此时再打开高边功率管对变压器原边电感进行励磁储能, 极大的降低开关损耗和能量传递效率, 具体波形图如图 3.5 所示。同时考虑到等待时间内 V_{HB} 的谐振情况, 通过精确谷底导通模块控制低边功率管在 V_{HB} 电压谐振谷底处导通, 抑制低边功率管引入的不必要的开关损耗。

3.5 恒流恒压控制模式设计

反激式变换器系统的控制模式主要分为恒流模式（CC）和恒压模式（CV）。当输出电压还升高到额定电压时，此时变换器芯片工作在恒流模式，输出端以恒定的输出电流为输出电容和输出负载充电，直至输出电压达到额定电压转为恒压模式，维持输出电压的稳定。

3.5.1 恒流控制模式

下面分析输出电流和原边电感电流之间的关系，每个半桥开关周期的输入功率取决于谐振电容 C_r 上的平均电压 V_{cr_avg} ，该电压在高边功率管 HS 导通期间由原边电感电流 I_{HB} 充电。输入功率和输出功率的表达式分别如式(3-9)和(3-10)：

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot V_{cr_avg} \cdot (I_{hbpos} + I_{hbneg}) \quad (3-9)$$

$$P_{out} = V_o \cdot I_o \quad (3-10)$$

其中 I_{hbpos} 和 I_{hbneg} 分别是变压器原边电感电流的正向电流峰值和负向电流峰值。

假设变压器原边和副边线圈的能量在理想情况下完全传递即 $P_{in} = P_{out}$ ，由式(2-17)、(3-9)和(3-10)可以得到输出电流的表达式，如式(3-11)所示：

$$I_o = \frac{N}{2} \cdot (I_{hbpos} + I_{hbneg}) \quad (3-11)$$

根据式(3-11)可知输出电流完全取决于原边励磁电感中的正负峰值电流。因此，只需要确定了原边励磁电感中的正负峰值电流即可实现恒定的输出电流。

3.5.2 恒压控制模式

当输出电压达到电路设计的额定电压时，变换器芯片的控制模式由恒流模式转换为恒压模式，控制输出电压稳定在额定电压附近。反激式变换器的输入功率和输出功率的公式还可表达为：

$$P_{in} = \frac{E_P}{T} = \frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I_{hbpos} \cdot \frac{1}{T} \quad (3-12)$$

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (3-13)$$

其中， E_P 是励磁电感的励磁能量， T 是开关周期时间， R_L 是输出负载电阻。

同样假设输入功率等于输出功率，忽略变压器的损耗，由式(3-12)和(3-13)可以得

到输出电压的表达式，如式(3-14)所示：

$$V_o = I_{hbpos} \cdot \sqrt{\frac{L_m R_L}{2T}} \quad (3-14)$$

由该式可见得，当输出负载电阻发生变化，而原边电感峰值电流和开关周期未发生时，输出电压会随着负载电阻的变化而变化。输出电压变化后，经过分压电阻分压后输入副边反馈环路中，通过 TL431 和光耦模块产生电压 V_{FB} 通过副边反馈引脚 FB 输入芯片内，控制系统在不同工作模式下的峰值电流和开关频率大小。在 RVS 工作模式时，保持峰值电流的相对稳定，通过改变开关频率的大小逐渐调节输出电压恢复其额定电压；在 CRM 工作模式时，保持开关频率的恒定，通过逐渐改变峰值电流的大小维持输出电压的恒压控制。

3.6 关键技术

3.6.1 退磁时间动态校准技术

AHB 反激式变换器系统通过导通高边功率管对变压器原边励磁电感和谐振电容进行储能，导通低边功率管对励磁电感和 LC 谐振腔中的能量传递到变压器副边的输出电容中，高低边功率管的交替导通实现在不同负载情况下系统的宽范围输出电压稳定。不同于高边功率管的导通时间由峰值电流决定，低边功率管的导通时间设置目前仍未得到广泛探索，低边功率管导通时间过长或过短都存在的问题。

过长的低边功率管导通时间实现了变压器副边二极管的 ZCS 关断，但在高输出电压的情况下会增大不必要的导通损耗，且会继续 LC 谐振腔内的能量，影响下一周期副边二极管的正向偏置，产生可靠性问题；过短的低边功率管导通时间既可能造成副边的电流纹波增大，无法实现副边二极管 ZCS 关断，又未能将励磁能量完全传递到副边输出电容，影响系统传递效率。因此无论是重载工况下的 CRM 工作模式还是轻载工况时的 RVS 工作模式，都要求低边功率管的最佳导通时间是导通后在励磁电感退磁完成时刻关断功率管。

由文献可知，如 3.5 中的 t_6 时刻，当变压器原边电感电流 I_{Lm} 和 I_{Lr} 相等时，变压器副边电流 I_{sec} 同时降低为 0，原边励磁电感退磁完成，此时副边二极管的寄生电容 C_{pj} 迅速放电且与变压器漏感发生高频谐振，谐振频率公式如(3-15)所示。

$$f_{hp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r * C_{pj}/N^2}} \quad (3-15)$$

其中

$$N = \frac{N_P}{N_S} \quad (3-16)$$

此高频谐振现象可以在 ZCD 引脚中观察到，故通过对 ZCD 引脚电压 V_{ZCD} 进行采样处理后，即可得到励磁电感退磁完成信号 LST_e。

包含有退磁时间动态自校准模块的非对称半桥反激式变换器系统的简单框图如图 3.6 所示，辅助绕组 N_A 上的绕组电压由电阻 R_1 和 R_2 分压后通过 ZCD 引脚输入变换器芯片中，经采样保持电路处理后输入给退磁时间动态校准模块，最终该模块输出低边功率管的导通时间信号 T_{Q2} 。在模块中不仅需要检测出上文所提到的 ZCD 引脚上的高频谐振现象，同时输出负载电流波动还会导致的励磁电感退磁完成时刻不固定的问题，针对此问题该模块还新颖的设计了动态自校准的方案，避免低边功率管导通时间随着退磁完成时刻的波动而剧烈变化，引入不必要的人为电路噪声和不稳定性问题，通过一系列电路设计，使得低边功率管导通时间在退磁完成时刻波动后，随着周期的推进，导通时间动态地逐步逼近到退磁完成时刻，实现对退磁完成时刻的精确校准，既满足副边电流 ZCS 的关断又达到励磁电感能量最佳传递效率。

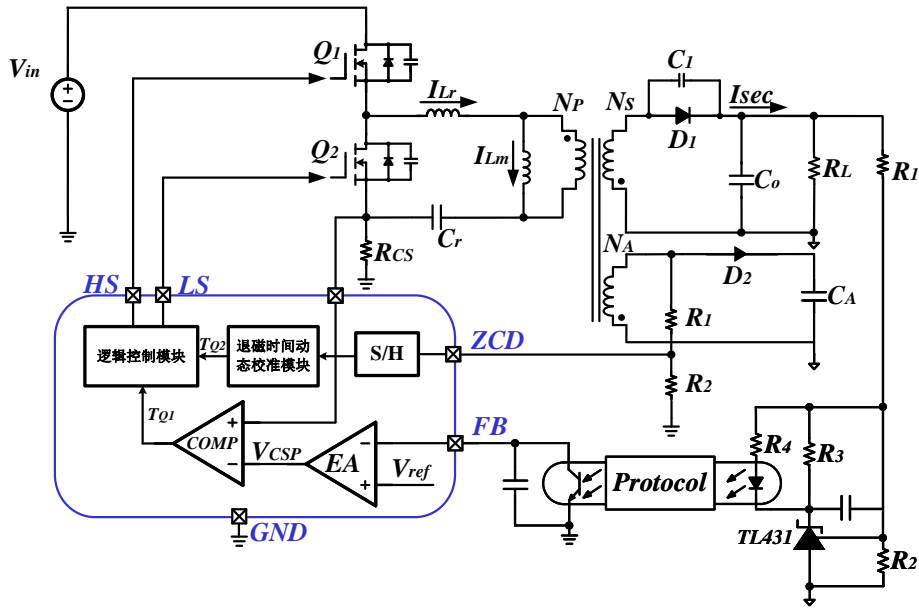


图 3.6 退磁时间动态校准技术框图

3.6.2 精确谷底导通技术

当 AHB 变换器芯片处于 RVS 工作模式时，存在如图 3.5 所示的 T_w 等待时间，此时高低边功率管都关断，此时原边电感不给副边传递能量，原边电感和功率管寄生电容发生谐振现象，功率管半桥节点电压 V_{HB} 自由振荡。为了发挥在 RVS 工作模式的最佳优势，未采用传统反激式变换器中准谐振模式使用的方案，仅通过比较器将谐振

信号和参考电压比较后判断到波谷的位置，即导通功率管的方案。而是新颖地设计了精确谷底导通技术，控制低边功率管在 V_{HB} 电压谐振谷底处精确导通，最大程度地减小低边功率管的开关损耗。

该技术电路解决了两个困难点，一方面是精确监测 V_{HB} 的谐振电压谷底，产生对应谷底信号参与后续逻辑控制；另一方面是解决驱动电路导致的信号延时问题，防止控制功率管的栅极驱动信号比逻辑控制信号更晚产生导致的实际低边功率管滞后于 V_{HB} 的谐振谷底处导通，产生不必要的开关损耗。

图 3.5 中等待时间 T_w 内显示了一个开关周期内 V_{HB} 信号自由谐振的波形；但因为 V_{HB} 电压过高无法直接输入变换器芯片内进行采样处理，且该谐振现象同时反映在辅助绕组分压引脚 ZCD 上，如图 3.5 中 V_{ZCD} 信号的波形，因此将辅助绕组电感电压通过电阻分压后产生的 V_{ZCD} 信号输入变换器芯片内的进行采样处理。

包含有精确谷底导通技术模块的 AHB 反激式变换器系统的简单框图如图 3.7 所示，LS 和 LSGD 分别是逻辑控制电路和驱动电路针对低边功率管产生的逻辑控制信号和栅极驱动信号，引脚 ZCD 将带有谐振信息的电压波形输入变换器芯片后经过一个低通滤波器 (low pass filter) 电路滤波后输入到精确谷底导通模块中。副边反馈信号也通过 FB 引脚输入到片内谷值锁定电路中进行处理，产生一个 RVS 工作模式下适应变换器系统负载工况下的等待时间 T_w ，同样输入到精确谷底导通模块中。同时为了解决驱动电路的延时逻辑控制信号问题，将输出的低边功率管栅极驱动信号输入到该模块中。经过该模块内一系列电路的处理，最终输出一个受到谷值锁定电路锁定时间限制的，超前于 V_{HB} 谐振谷谷底一个驱动延时的 CLK 信号，保证低边功率管在 V_{HB} 的谐振谷最低处导通，最小化功率管开关损耗，提高了电路传递效率。同时为了应对不同工况下的变化，该模块对 CLK 信号同样进行动态控制，通过补偿环路将其逐渐逼近到最佳位置。

3.7 小结

本章对变换器芯片的整体进行了系统性的描述，首先分析了芯片的外围电路的设计，简单介绍了外部交流转直流和对芯片启动与供电的过程；其次介绍了芯片的主要指标和内部电路的具体组成部分；之后对反激式变换器系统的几种损耗进行了具体的分析，得出降低损耗的方法；紧接着介绍了芯片在不同负载情况下多种工作模式的切换过程，分析了在不同模式下峰值电流和开关频率的关系；然后介绍了芯片的恒流和恒压两种控制模式的具体工作原理和环路构成；最后针对如何进一步提高对 AHB 反激式拓扑的转换效率，提出了两种新颖的关键技术，简单介绍了它们的使用优势和工作过程，具体电路介绍将在后续章节内进行详细分析。

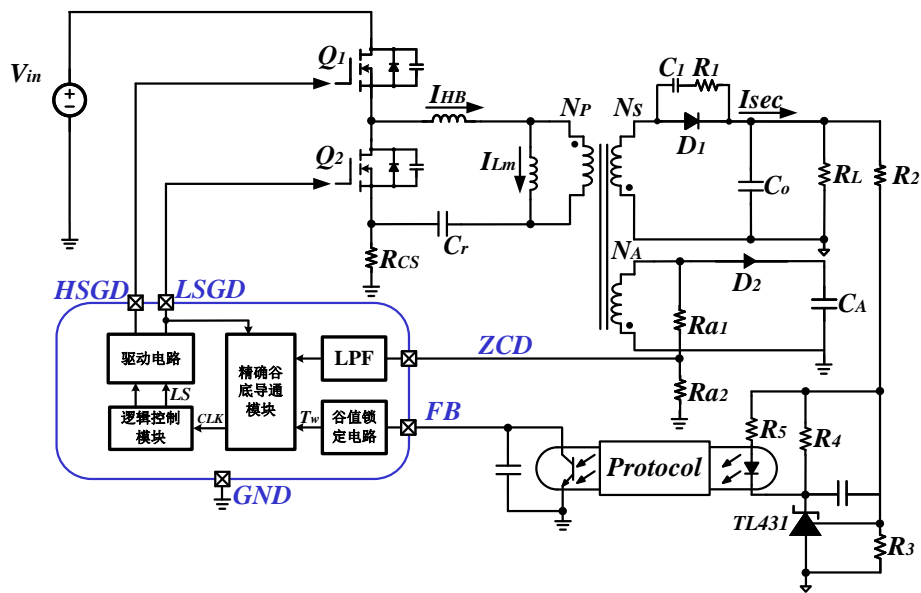


图 3.7 精确谷底导通技术框图

第四章 电路设计与仿真

本章对基于 Cadence Virtuoso 仿真软件和 SMIC 0.18um BCD 工艺设计的变换器芯片的各个关键电路进行分析和仿真，包括欠压锁定电路、内部供电电路、模式切换电路、退磁时间动态校准电路、峰值电流控制电路、精确谷底导通电路、谷值锁定电路、逻辑控制电路和各个保护电路等。最后对整体电路进行系统仿真，测试变换器芯片的基本功能，验证该电路设计的合理性和可靠性。

4.1 欠压锁定电路

4.2 内部供电电路

4.2.1 带隙基准电路

在变换器芯片工作过程中，其内部的各个模块都需要相应的偏置电压和偏置电流，为了维持这些偏置电压和偏置电流的精确和稳定性，不能用普通的与电源无关的基准电路产生全部的信号，因此需要设计带隙基准电路，提供受电源电压和温度变化影响很小的基准电压电流，使得变换器芯片适用于各种工况下。

带隙基准电路的实现原理是通过将一个正温度系数的电压和一个负温度系数的电压加权相加后，抵消掉其正负温度系数，得到不受温度变化影响的零温度系数的基准电压。实际电路中，负温度系数的电压利用双极型晶体管产生，其正向压降 V_{be} 带有负温度特性。通过半导体物理的基础知识可知，电压 V_{be} 的公式为：

$$V_{be} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right) \quad (4-1)$$

其中， V_T 是热电压，公式为：

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (4-2)$$

I_c 是 PN 结的集电极电流，公式为：

$$I_c = I_s \cdot \exp\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right) \quad (4-3)$$

I_s 是 PN 结饱和电流，公式为：

$$I_s = bT^{4+m} \exp\left(\frac{-E_g}{kT}\right) \quad (4-4)$$

结合式(4-1)、(4-3)和(4-4)，通过正向压降 V_{be} 对温度求偏导，可计算得 V_{be} 的负温度

$$\frac{\partial V_{be}}{\partial T} = \frac{V_{be} - (4 + m)V_T - E_g/q}{T} \quad (4-5)$$

$$\Delta V_{be} = V_T \ln\left(\frac{I_c}{I_s}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_c}{nI_s}\right) = V_T \cdot \ln(n) \quad (4-6)$$

$$\frac{\partial \Delta V_{be}}{\partial T} = \frac{k}{q} \cdot \ln(n) \quad (4-7)$$

为了满足变换器芯片中的低压数字模块,

由辅助绕组产生的供电端电压对于片内的元器件而已电压过大且不够稳定，无法直接用于作为供电电压，需要设计用于产生稳定输出电压的低压线性稳压器电路，将供电端的高压转化为可为内部电路供电的电源电压输出。

图 4.1 高压 LDO 电路图

4.3 峰值电流控制电路

为满足 AHB 反激式变换器系统的宽输出范围的工作需求，且不影响其他电路模块的正常功能，设计了峰值电流控制电路来设置一个合适的峰值电流电压 V_{CSP} 。

在开关电源系统中，如上文 2.5.2 小节图 2.12 中所示，反馈引脚电压信号是峰值电流参考电压 V_{CSP} 的重要组成部分，其可以一定程度地反映输出负载电流的大小。当负载电流突然增大时，为了满足变大的输出功率，变压器原边需要增加高边功率管的导通时间提供更多的能量传递给输出电容，因此 V_{CSP} 增大， V_{FB} 也相应地增大；当负载电流突然减小时，同理 V_{FB} 也相应地减小。但在不同输出电压的情况下，相同负载电流下，信号 V_{FB} 稳定后电压值却大不相同，严重影响了芯片内多种电路模块，如精确谷底导通、谷值锁定、退磁时间动态校准等模块对 V_{FB} 的采样要求。为了避免此问题，需要设计峰值电流控制电路实现在当输出电压不同时，仍能维持信号 V_{FB} 的电压值在负载电流不变情况下的一致性。

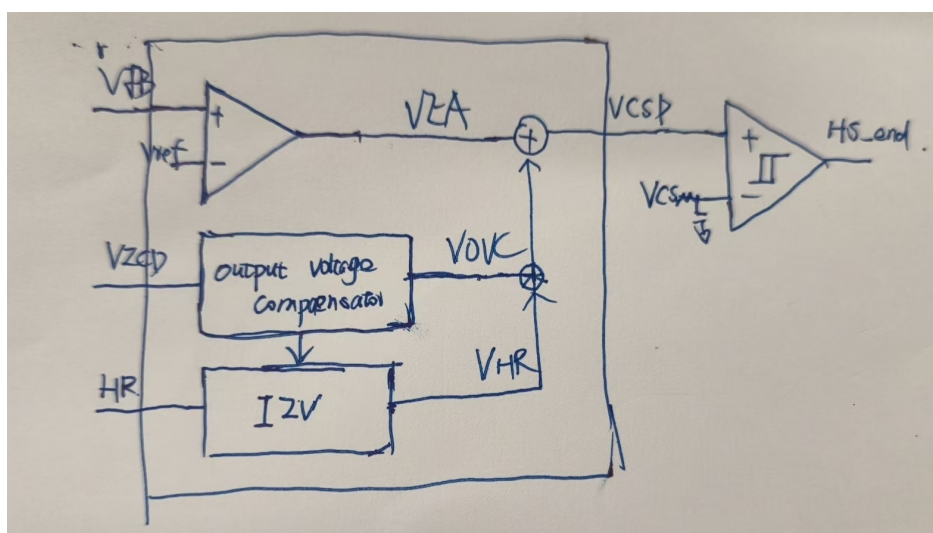


图 4.2 峰值电流控制电路框图

由于需要考虑到不同输出电压的影响，因此峰值电流参考电压 V_{CSP} 不能完全由 V_{FB} 计算产生，需要引入携带输出电压信息的 V_{ZCD} 信号进行补偿 V_{CSP} ，实现高边功率管导通时间在 V_{FB} 维持不变的情况下随着输出电压的变化而自动变化。峰值电流控制电路的设计框图如图 4.2 所示，峰值电路电压 V_{CSP} 由电压信号 V_{EA} 、 V_{OVC} 和 V_{HR} 加权求和所得。电压 V_{EA} 是信号 V_{FB} 和信号 V_{ref} 通过误差放大器输出所得； V_{OVC} 是输出电压补偿信号，由信号 V_{ZCD} 通过输出电压补偿电路得到； V_{HR} 是在不同工作模式下的补偿电压，用来补偿模式切换时开关频率骤变后的峰值电流变化。 V_{CSP} 的公

式可表达为：

$$V_{CSP} = V_{EA} + V_{OVC} + V_{HR} \quad (4-8)$$

$$= k_1(V_{FB} - V_{ref}) + k_2V_{ZCD} + V_{HR} \quad (4-9)$$

通过合理设置系数 k_1 和 k_2 的值，当输出电压切换导致 V_{CSP} 波动时， V_{ZCD} 相应的变化可以维持 V_{FB} 的稳定。

当输出电压为 5V 时，对应的峰值电流电压为 V_{CSP1} ，占空比为 $D1$ ；当输出电压为 20V 时，对应的峰值电流电压为 V_{CSP2} ，占空比为 $D2$ 。其中，根据式(2-19)可求得 $\frac{D2}{D1} = 4$ 。但由于电感电流的斜率也可能发生变化，结合式(2-17)可得电感电流的斜率 K_{slope} 的公式为：

$$K_{slope} = \frac{V_{in} - NV_o}{L_m} \quad (4-10)$$

由式(4-10)可见，电感电流斜率会随着输出电压的变化而变化，输出电压越大，斜率越小。因此，在输出电压变化的情况下，峰值电流电压的变化和占空比 D 的变化不成正比。

图 4.3 中显示了在不同输出电压下峰值电流电压、电感电流斜率和占空比的关系。由图中可得峰值电流电压的公式为：

$$V_{CSP} = K_{slope} \cdot DT_s = \frac{V_{in} - NV_o}{L_m} \cdot \frac{NV_o}{V_{in}} T_s \quad (4-11)$$

分别将输出电压 5V 和 20V 带入式中，可计算得 V_{CSP1} 和 V_{CSP2} 的比值为：

$$\frac{V_{CSP2}}{V_{CSP1}} = \frac{4(V_{in} - 20N)}{V_{in} - 5N} \quad (4-12)$$

故当测得单一输出电压下的峰值电流电压值后，其他输出电压下的 V_{CSP} 也都可计算求出。

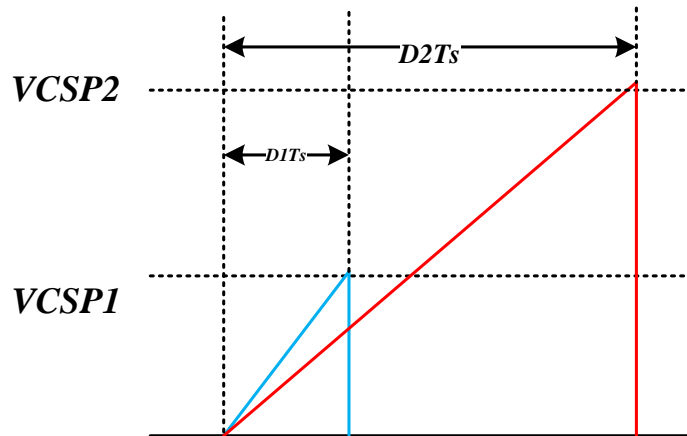


图 4.3 不同输出电压下的峰值电流电压波形

为计算 k_1 和 k_2 的值，将 5V 和 20V 的输出电压带入式(4-8)中：

$$V_{CSP1} = k_1(V_{FB} - V_{ref}) + k_2V_{ZCD1} + V_{HR} \quad (4-13)$$

$$V_{CSP2} = k_1(V_{FB} - V_{ref}) + k_2V_{ZCD2} + V_{HR} \quad (4-14)$$

$$\Delta V_{CSP} = V_{CSP2} - V_{CSP1} = k_2(V_{ZCD2} - V_{ZCD1}) \quad (4-15)$$

峰值控制电路的具体电路图如图 4.4 所示。

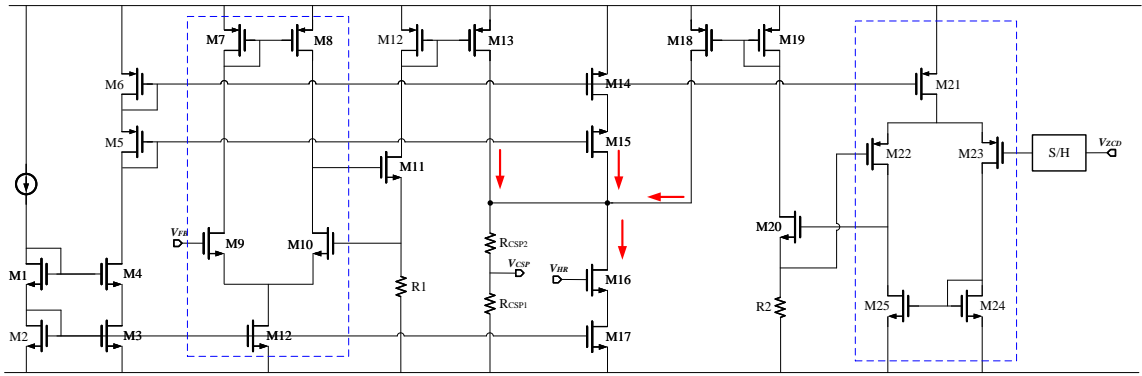


图 4.4 峰值控制电路电路图

4.4 精确谷底导通电路

根据上文 3.6.2 节介绍的精确谷底导通技术，本小节对图 3.7 中的精确谷底导通模块进行具体的描述并仿真其基本功能。

图 4.5 是精确谷底导通模块的电路框图。包括两个峰值检测电路、压控高通滤波器、SR 锁存器、鉴相鉴频器、电荷泵和逻辑电路等。

因为功率管半桥节点信号 V_{HB} 的电压值过大，无法直接输入变换器芯片内进行处理，因此对在等待时间 T_w 内同样带有谐振信息的辅助绕组分压引脚 ZCD 的电压信号 V_{ZCD} 进行采样处理。由于 V_{ZCD} 信号和 V_{HB} 信号的谐振电压相位相反，故 V_{HB} 的谐振谷底对应 V_{ZCD} 的谐振谷峰值。如图 4.5 中所示，采用峰值检测电路来检测 V_{ZCD} 信号在等待时间 T_w 内的谐振谷峰值，并输出对应的峰值脉冲信号 P_ZCD 。

峰值检测电路图如图 4.6 所示。峰值检测电路包括一个由晶体管 M2、M4、M5、M6 和 M7 组成的五管运算放大器，一个晶体管 M9 和 M10 组成的电流镜以及晶体管 M11 构成的源极跟随器。电流镜晶体管 M12 为源极跟随器 M11 提供偏置电流。该电路的工作原理是通过运算放大器比较输入电压 V_{in} 和输出电压 V_{out} 的大小，当输入电压 V_{in} 大于输出电压 V_{out} 时，运算放大器输出低电平，拉低电流镜晶体管 M9 的栅端电压，电流镜开始工作，对电容 C_1 进行充电，电压 V_1 逐渐升高， V_{out} 在源极跟随器

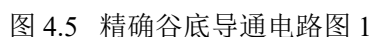


图 4.6 峰值检测电路图

38

低边功率管，不仅降低开关损耗，还可以极大地减小峰值检测电压的过冲现象。为满足该功能，要求逻辑控制信号 LS 超前产生的时间近似等于驱动电路等结构的延长时间。

该模块中实现超前采样 V_{ZCD} 信号峰值的核心电路是采用的压控高通滤波器电路，如图 4.5 中所示，可以通过控制 MOS 管的栅极电压 V_{GS} 来调节 MOS 管的导通电阻 R_{on} ， R_{on} 的计算公式为：

$$R_{on} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})} \quad (4-16)$$

由式可知，随着 MOS 管栅极电压 V_{GS} 的增大，其导通电阻逐渐减小。根据高通滤波器的幅频曲线公式可知，当功率管栅压 V_{GS} 为零电压时，功率管截止，导通电阻近似无穷大，对应的时间常数 RC 无穷大，相位变化为 0 度，压控高通滤波器的输出信号 $V_{ZCD,PH}$ 和信号 V_{ZCD} 的电压波形重合。随着栅压信号 V_{GS} 的增大，时间 RC 常数越小， $V_{ZCD,PH}$ 波形超前的相位变化越大，直至时间常数 RC 等于零时，超前相位最大值 90 度。

$$\varphi_{j\omega} = \arctan\left(\frac{\omega_c}{j\omega RC}\right) \quad (4-17)$$

其中 ω_c 为滤波器的截止频率。通过和合理的调节 MOS 管栅压信号 V_{GS} 的值，即可调节 $V_{ZCD,ph}$ 波形恰好超前 V_{ZCD} 电压波形的相位时间信号 D_Phase 和驱动电路的延长时间信号 L_Phase 的脉冲宽度相等，实现低边功率管栅极驱动信号的精确谷底导通功能。其中，如图 4.5，信号 D_Phase 是信号 $V_{ZCD,PH}$ 和 V_{ZCD} 通过峰值采样电路分别输出的峰值脉冲信号 PH_ZCD 与 P_ZCD 经过一个 SR 锁存器产生的；信号 L_Phase 则是将栅极驱动信号 LSGD 经过电平移位器降为低压后同逻辑控制信号 LS 经过 SR 锁存器产生的。

压控高通滤波器的栅压信号 V_{GS} 的调控方式采用了锁相环电路中的鉴相鉴频器和电荷泵结构来动态调节实现。图 4.7 为该模块使用的鉴相鉴频器电路和电荷泵的电路图。包括两个带复位端的下降沿 D 触发器和一个与门组成。触发器的 D 输入端都接高电平保持逻辑“1”，触发器 1 的时钟输入端 D_Phase 是信号 $V_{ZCD,PH}$ 和信号 V_{ZCD} 波形的超前相位时间差；触发器 2 的时钟输入端 L_Phase 是逻辑控制信号 LS 和栅压驱动信号 LSGD 的延迟时间差。通过这两个 D 触发器检测 D_Phase 和 L_Phase 信号的相位时间差信号 UP 和 DN，再通过信号 UP 和 DN 控制电荷泵的开关 S1 和 S2，选择对电容 C_{GS} 进行充电或放电功能。

鉴相鉴频器和电荷的波形图如 4.8 所示。不同于上升沿 D 触发器组成的鉴相鉴频器，该模块中使用的下降沿鉴相鉴频器的输出信号 UP 和 DN 是信号 D_Phase 和 L_Phase 的下降沿的相位时间差。当信号 D_Phase 先于信号 L_Phase 变为低电平时，

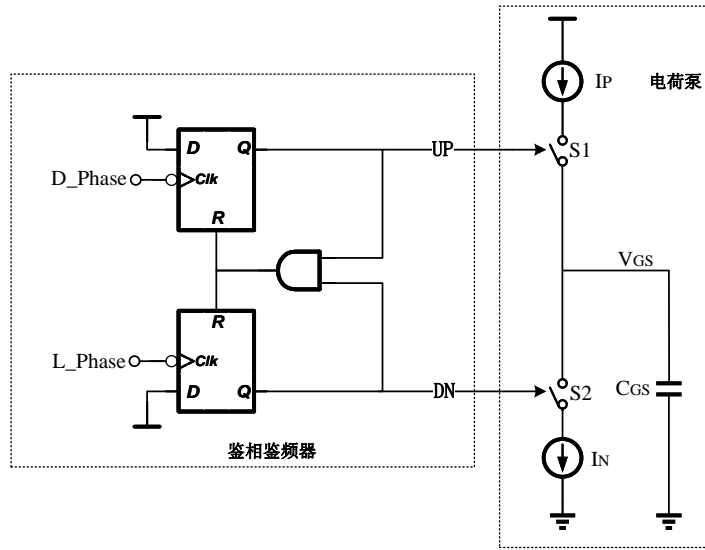


图 4.7 鉴相鉴频器和电荷泵电路图

信号 UP 由低变高，导通开关 S1，电流源 I_P 对电容 C_{GS} 进行充电，电压 V_{GS} 逐渐增大；当信号 L_Phase 的下降沿到来后，UP 由高变低，开关 S1 关断， V_{GS} 保持不变。同理，信号 DN 和 UP 相似，区别在于 L_Phase 先于信号 D_Phase 变为低电平时有低变高，导通开关 S2 通过电流源 I_N 对电容 C_{GS} 进行放电，电压 V_{GS} 逐渐减小。随着鉴相鉴频器和电荷泵电路的不断工作，最终信号 D_Phase 和信号 L_Phase 几乎重叠，信号 UP 和 DN 脉冲保持一致，同时给电容 C_{GS} 进行充电和放电，电压 V_{GS} 维持稳定。

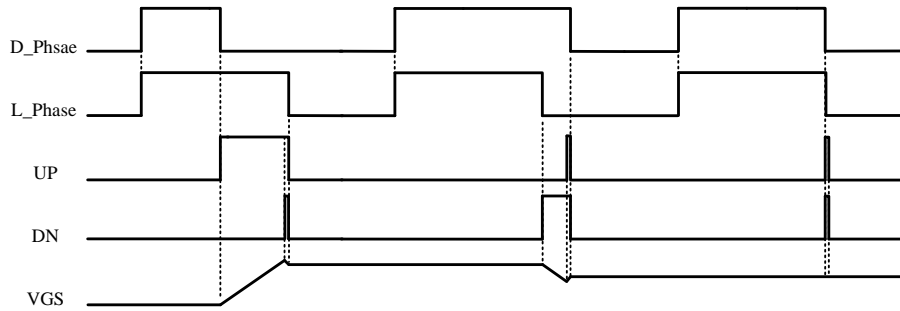


图 4.8 鉴相鉴频器电荷泵波形图

其中，模块中使用的单端结构电荷泵的实际电路图如图 4.9 所示，电荷泵的单端结构占用面积较小，且更易于设计，满足于精确谷底导通模块的使用需求。同时为了减小电荷泵电路中的电荷注入、时钟馈通和电荷共享的非理性效应，采用了源极开关型结构。该电荷泵结构未直接将 MOS 开关管 MP5、MN4 连接在电容 C_{GS} 的上极板，通过电流镜晶体管 MP6、MN3 将开关管和电容隔离开，阻挡了开关管关断时反型层中的沟道电荷注入电容，提高了电压 V_{GS} 的稳定性。

为了满足 PMOS 管在信号 UP 的控制下正确地导通和关断，通过一个反相器输出信号 UPN 来控制开关管 MP5，在信号 UP 电压由低变高时，信号 UPN 电压由高变

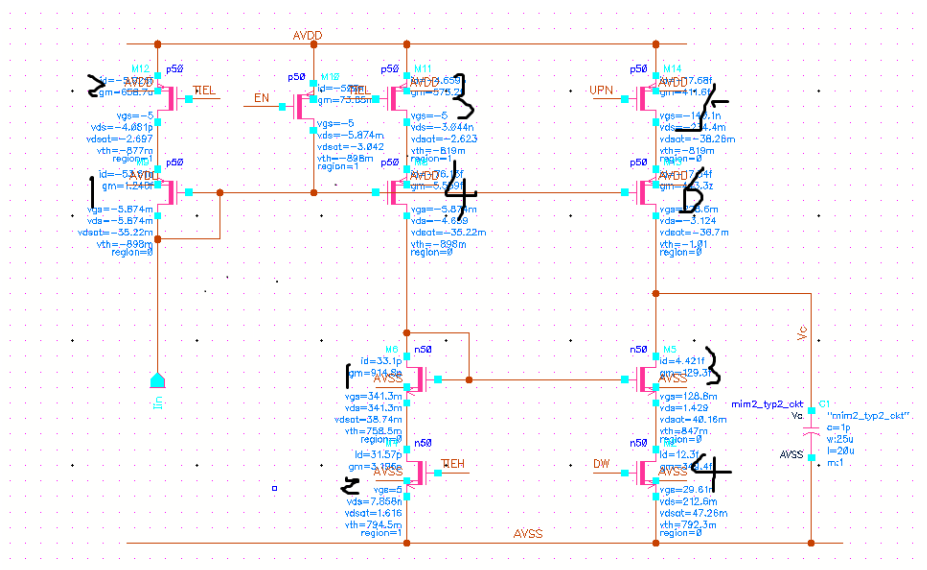


图 4.9 电荷泵电路图

低，导通开关管 MP5，对电容 C_{GS} 进行充电；信号 DN 电压由低变高时，直接控制开关管 MN4 导通，对电容 C_{GS} 进行放电。电荷泵电路除了由晶体管 MP1、MP4、MP6 组成的 PMOS 电流镜和晶体管 MN1、MN3 组成的 NMOS 电流镜，还额外加入了晶体管 MP2、MP3、MN2 来和开关管 MP5 MN4 相对应，提高了电路的对称性，在开关管导通时使得电流镜晶体管的源极电压相等，提高电流镜的复制比精度，迫使电容 C_{GS} 的充放电电流尽可能一致。

结合图 4.10 中的工作波形，精确谷底导通模块的具体工作过程为：当工作模式首次切换为 RVS 模式时，此时压控高通滤波器的栅压 V_{GS} 为零，晶体管 M0 未导通，晶体管的导通电阻近似无穷大，高通滤波器的相位变化为零，信号 $V_{ZCD,PH}$ 和信号 V_{ZCD} 波形重叠，模块将峰值检测电路检测的 V_{ZCD} 峰值脉冲信号 P_ZCD 作为时钟 CLK 输出给逻辑控制模块，产生的逻辑控制信号 LS 在 t_1 时刻的 V_{HB} 谐振谷底处由低电平变为高电平，经过驱动电路延时后，栅极驱动信号在 t_2 时刻控制低边功率管导通，此时 V_{HB} 电压较大，产生较大的开关损耗。信号 D_Phase 和 L_Phase 经过鉴相鉴频器输出的信号 UP 导通电荷泵开关管对电容充电，压控高通滤波器栅压 V_{GS} 线性增大。

经过几个开关周期的充电后，栅压 V_{GS} 大于晶体管 M0 阈值电压，晶体管导通，压控高通滤波器产生的超前信号 D_Phase 迫使信号 LS 在 V_{HB} 谐振谷底前导通，与信号 L_Phase 之间的相位差 UP 也相应减小，成功实现逐步逼近功能，栅极驱动信号 LSGD 在 t_5 时刻导通低边功率管，此时虽仍未在谷底处导通，但开关损耗已大大降低。

最后经过几个开关周期的变化，压控高通滤波器产生的超前信号 D_Phase 几乎与信号 L_Phase 重叠，鉴相鉴频器输出信号 UP 和 DN 脉冲宽度相等，电容上电压 V_{GS}

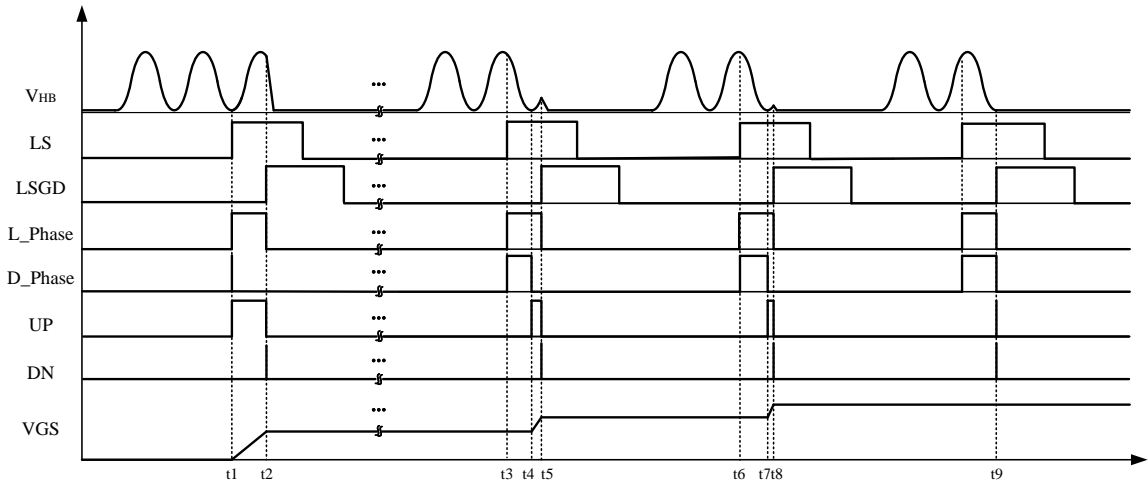


图 4.10 精确谷底导通电路相关波形图

维持稳定, t_9 时刻 LSGD 在 V_{HB} 谐振谷底处实现精确导通低边功率管的功能。

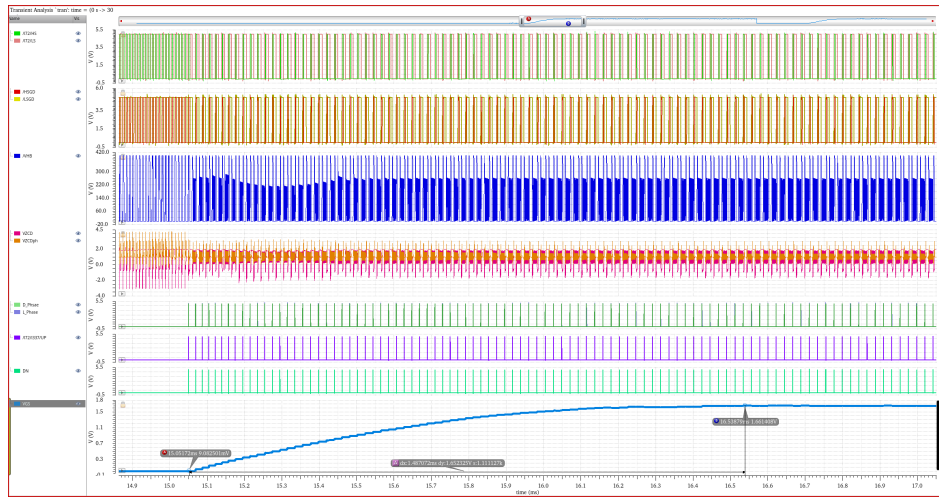


图 4.11 精确谷底导通电路相关波形仿真图

图 4.11 为精确谷底导通电路相关波形仿真图, 由仿真图可见, 当系统由恒流模式切换为恒压模式中的 RVS 工作模式后, 精确谷底导通模块内压控高通滤波器的栅压 V_{GS} 随着开关周期逐渐增大, 经过 1.43ms 后稳定在 1.65V, 此时电路已完成精确谷底导通功能。图 4.12 中分别展示了电路在栅压 V_{GS} 未稳定和稳定后的具体波形图。在图 4.12 (a) 中, 栅极驱动信号 LSGD 未能在 V_{HB} 谐振谷底处导通, 其导通时刻 V_{HB} 电压值等于 27.7V, 和谷底处电压值的差值约为 21.3V。在图 4.12 (b) 中可见, 由于电路精度的限制, 栅极驱动信号 LSGD 导通低边功率管时 V_{HB} 电压值和谷底电压值的差值仅为 252mV, 可以近似忽略不计, 实现了电路的设计需求和功能。

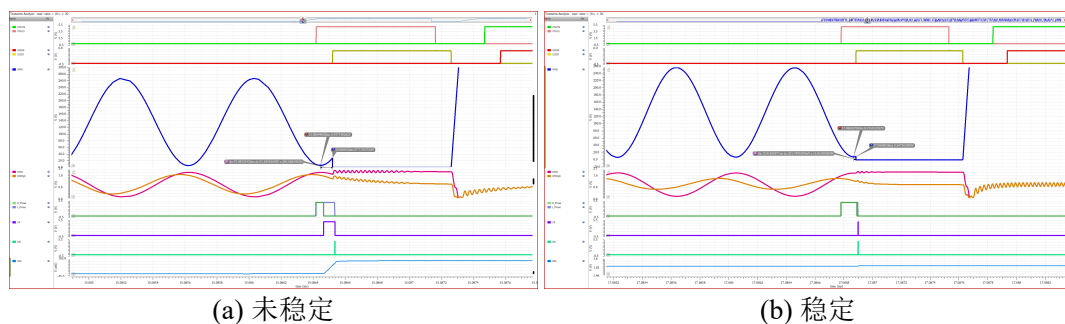


图 4.12 谷底导通放大仿真图

4.5 谷值锁定电路

4.5.1 谷值锁定电路原理

在 RVS 工作模式中，上文所提到的精确谷底导通电路工作前需先确认等待时间信号 T_w ，只有识别到 T_w 的下降沿到达后，才能在其之后的谐振谷底处导通低边功率管，如图 4.13 所示，当 t_1 时刻 T_w 电压由高变低后，精确谷底导通模块开始工作，寻找识别到距离下降沿最近的 t_2 时刻的谐振谷底，开启下个开关周期。

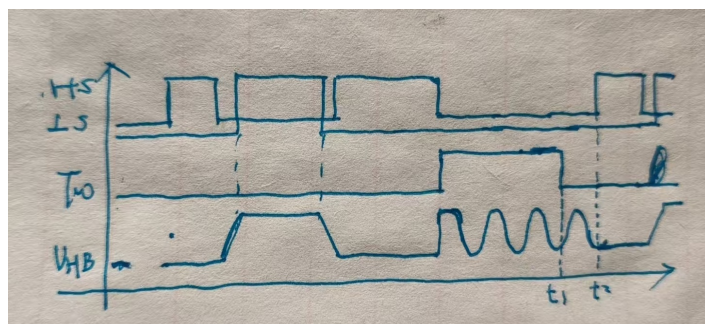


图 4.13 谷值锁定波形 1

若使用随负载变化控制频率大小的振荡器电路来产生 T_w ，可能会出现在功率重叠范围内即使输出负载不变， T_w 内信号 V_{HB} 的谐振谷数值在不同开关周期内发生来回跳动的情况，称之为跳谷现象，为解决该问题，设计了谷值锁定电路。

谷值锁定电路的作用同样是根据负载的轻重情况调节开关频率大小，副边反馈引脚电压信号 V_{FB} 如 4.3 小节中提到的，是峰值电流参考电压 V_{CSP} 的重要组成部分，可以一定程度地反映输出负载电流的大小。为了降低导通损耗，需要维持一个较低的峰值电流，因此在负载变化时，利用谷值锁定电路根据 V_{FB} 的变化动态调节谐振谷的数量，以改变 T_w 时间长度的方式改变开关频率，更快地恢复输出电压的稳定。但不同与振荡器电路的是，为了防止跳谷现象的产生，通过对负载的变化调整并锁定等待时间 T_w 内的谐振谷数值，只有当电路判断实际的谷值和设定谷值相等时，才允许精确谷底导通模块在最近的谷底处导通低边功率管，开启下一开关周期。该电路彻底避

免了在负载不变的情况下谐振谷值的频繁变化问题，减小了电路的不稳定现象。

谷值锁定电路具体组成如图 4.14 所示，主要包括三个迟滞比较器、一个 D 触发器、一个双向计数器、一个双向计数器和 DAC 电路等。

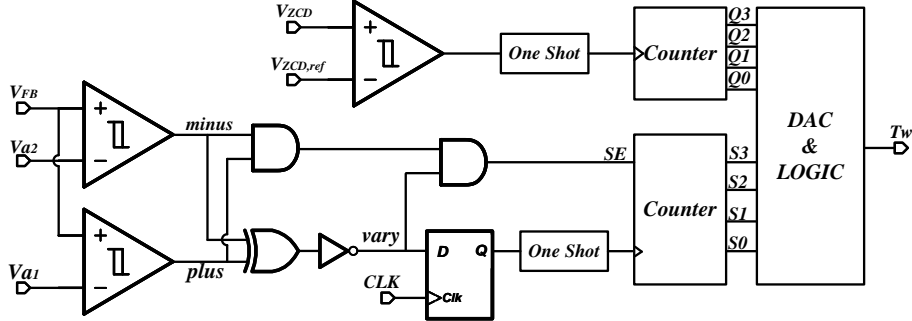


图 4.14 谷值锁定电路 1

如图 4.15 的谐振谷数值变化策略所示，当输出负载电流较小时， V_{FB} 电压值小于参考电压 V_{a1} ，比较器 3 的输出端 plus 等于逻辑“1”，此时需要随着 CLK 信号的触发通过双向计数器电路增加 T_w 时间内的谐振谷数量，降低开关频率；当输出负载电流较大时， V_{FB} 电压值大于参考电压 V_{a2} ，比较器 2 的输出端 minus 等于逻辑“1”，说明需要减小 T_w 时间内的谐振谷数量，增大开关频率；当 V_{FB} 大于 V_{a1} 但小于 V_{a2} 时，锁定 T_w 时间内的谐振谷数量，防止发生跳谷现象。

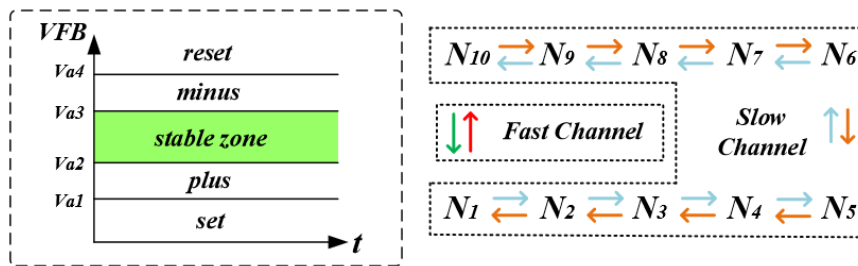


图 4.15 谷值变化策略图

信号 V_{FB} 和参考电压 V_{a1} 、 V_{a2} 通过比较器比较后输出的信号 plus、minus 的组合逻辑决定了谷值锁定电路不同的工作状态，具体工作状态如 4.1 表所示。如在 plus 信号为逻辑“0”，minus 信号为逻辑“1”时，谷值锁定电路将对谐振谷数量进行锁定；在 plus 和 minus 信号的其他逻辑转态将对谐振谷进行增加或减小数量的调整操作。plus 和 minus 信号通过一个同或门后输出 vary 信号并连接到 D 触发器的 D 输入端，保证在 vary 信号为逻辑“1”时允许时钟信号 CLK 对双向计数器进行计数。plus 和 minus 信号还经过两个与门后输出 SE 信号，SE 信号控制了双向计数器向上和向下的两种计数模式。当 SE 信号为逻辑“1”时，双向计数器进行向上计数操作，增加 T_w 时间内的谐振谷数量；当 SE 信号为逻辑“0”时，双向计数器进行向下计数操作，减少 T_w 时间内的谐振谷数量。双向计数器输出的 4bit 信号 S[3:0] 会通过 DAC 电路

转为模拟电压信号，与另一个计数器产生的 4bit 信号 Q[3:0] 产生的电压信号进行比较，输出 T_w 等待时间给精确谷底导通电路。

其中 CLK 脉冲信号的设置根据香农定律，为了保证信号采样的完整性，采样频率应至少为带宽的两倍。本文定义 $\frac{1}{T_{CLK}}$ 作为 CLK 脉冲信号的工作频率。在开关电源系统中，为了避免可听噪声，开关频率 f_{CLK} 必须超过 20Hz 20KHz 频段。 T_{CLK} 可以表示为如下形式：

$$T_{CLK} > 2 \times \frac{1}{20kHz} \quad (4-18)$$

取 T_{CLK} 的开关周期长度为 100u。

表 4.1 谷值锁定的三种操作

(minus,plus)	功能	vary	SE
(0,0)	减小谷值	1	0
(0,1)	锁定谷值	0	disable
(1,1)	增加谷值	1	1

4bit 双向计数器电路的电路图如图 4.16 所示，包括四个 D 触发器和 MUX 电路。不同于普通的单向计数器，可以通过 SE 信号选择实现向上或向下计数的功能。当 SE 信号为逻辑“1”时，将每个 D 触发器的反向输出端输入到下一个 D 触发器的 CLK 输入端，此时是向上计数功能；当 SE 信号为逻辑“0”时，MUX 将 D 触发器的正向输出端输入到下一个 D 触发器的 CLK 输入端，实现向下计数功能。电路中还包括 hold 信号，hold 信号的作用是消隐掉 SE 信号的电平切换的上升沿或下降沿，防止其对计数方向切换造成影响。

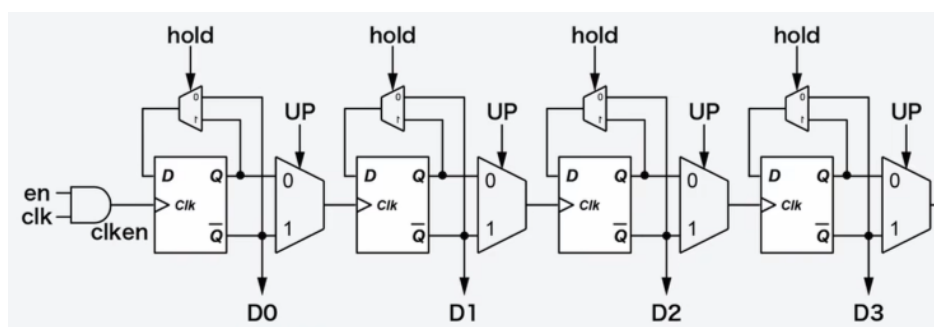


图 4.16 双向计数器电路图

谷值锁定电路中的 DAC 电路如图 4.16 所示，计数器的计数值作为 DAC 的输入信号，两个计数器分别控制思路电流镜开关管的导通和关断，每个电流镜的镜像比例为 1: 2: 4: 8，成倍增加，产生随 4bit 数字信号 S[3:0]、Q[3:0] 信号对应的电流 I_S 、 I_Q 。电流镜采用了 cascode 结构增大电流镜的输出阻抗，提高电流镜像的精度。每一路电流镜还都添加了毛刺消除结构晶体管 M11、M13 等，用于吸收当数字信号控制 M10、

M12 等开关管导通瞬间产生的巨大毛刺电压。没有毛刺消除结构时，如图 4.16 中的电压 V_2 和 V_3 ，分别为晶体管 M2 和 M3 的漏极电压，在数字信号 S0 未导通开关管 M10 时， $V_2 = V_3 = V_{DD}$ ；当 S0 控制开关管 M10 导通，电压 V_3 由于 cascode 结构的大输出阻抗的作用下和电压 V_1 近似相等，电压 V_2 则由于开关管导通等于电阻 R_S 上的电压。在开关管通断前后电压 V_2 和 V_3 的变化量分别为：

$$\Delta V_2 = V_{DD} - V_{GS1} \quad (4-19)$$

$$\Delta V_3 = V_{DD} - V_S \quad (4-20)$$

由于电流镜晶体管存在寄生电容 C_{ds} ，故电流镜晶体管 M3 和 M2 的寄生电容上的能量 $\Delta P_3 = \Delta V_3 C_{ds3}$ 、 $\Delta P_2 = \Delta V_2 C_{ds2}$ 会在开关管导通的瞬间传递到电阻 R_S 上，在电压 V_S 引起巨大的毛刺。加入毛刺消除结构 M11 后，由于 M11 是 NMOS 晶体管，其会和开关管 M10 交替导通，在晶体管 M11 导通时，电压 V_2 等于零，电压 V_3 的值仍近似等于 V_1 ；当开关管 M10 导通的时候，电压 V_2 和 V_3 的值和没有晶体管 M11 时相同，故电压 V_2 和 V_3 的变化量分别变为：

$$\Delta V_2 = V_{GS1} - V_{GS1} = 0 \quad (4-21)$$

$$\Delta V_3 = V_S - 0 = V_S \quad (4-22)$$

由式中可见得，电压 V_2 和 V_3 的变化量大大降低，明显降低了毛刺现象。

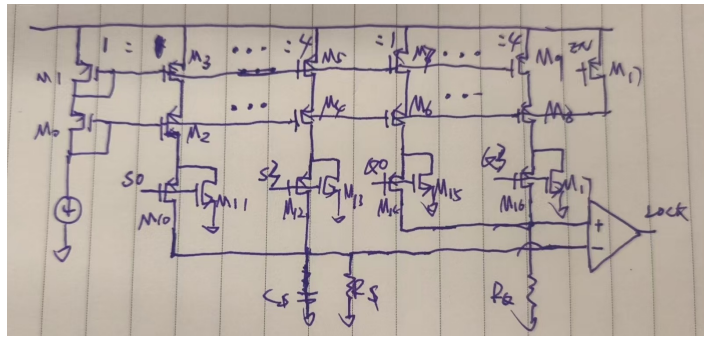


图 4.17 DAC 电路图

数字信号 $S[3:0]$ 、 $Q[3:0]$ 控制产生的电流 I_S 、 I_Q 流经电阻 R_S 、 R_Q 后产生的电压 V_S 、 V_Q 通过比较器进行比较大小，当电压 V_Q 大于 V_S 后，比较器输出信号 T_w 由高电平转为低电平，锁定时间结束，精确谷底导通电路开始工作，寻找最近的谐振谷底开启下一开关周期。

4.5.2 谷值锁定电路仿真分析

图 4.18 为单个开关周期内的谷值锁定电路相关的波形图，图中在 t_1 时刻处，原边励磁电感退磁完成，低边功率管顺势关断，此时进入等待时间 T_w 内，图中 T_w 的波形由低电平变化为高电平，在经过一段时间在 t_2 时刻原边电流恢复到零安培后，半桥节点电压信号 V_{FB} 和辅助绕组分压信号 V_{ZCD} 开始自由振荡，通过比较 V_{ZCD} 和 $V_{ZCD,ref}$ ，计数器 1 不断地对谐振谷进行计数，通过 DAC 电路输出为电压信号 V_Q ，在图中可见在 t_3 、 t_4 、 t_5 等时刻电压 V_Q 的波形持续进行阶梯式的抬升，直至在 t_{10} 时刻大于电压信号 V_S ，完成信号 V_S 设置的对八个谷值的锁定功能， T_w 的波形也随着由高电平变化为低电平，谷底导通电路接收到此下降沿后，在 t_{11} 时刻的第八个谐振谷底处开启下一个开关周期。

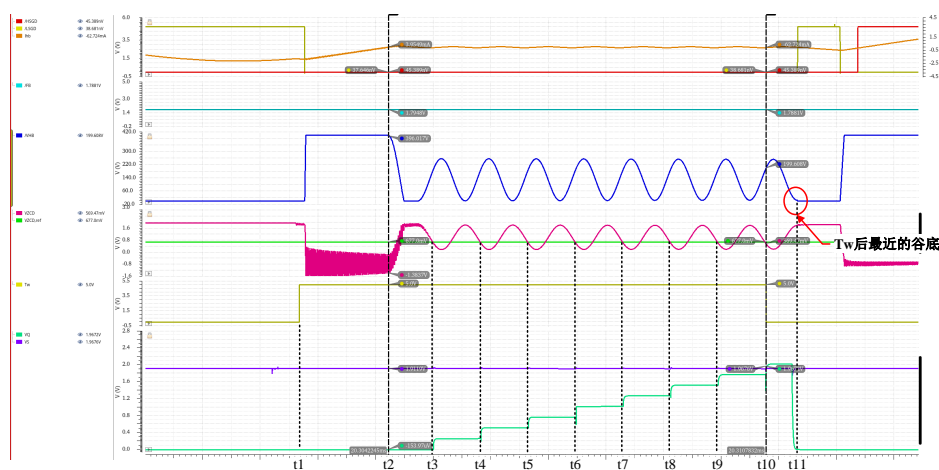


图 4.18 单周期谷值锁定电路波形图

图 4.19 为多个开关周期内的谷值锁定电路相关的波形图，输出负载电流在图中从 1A 在 t_1 时刻变化为 1.5A，在 t_5 时刻再次变化 2A。随着输出负载电流的变化，信号 V_{FB} 的波形如上文所提到的，跟随着发生变化。在 t_1 时刻前， V_{FB} 小于参考电压 V_{a1} ，此时图中的信号 vary 为逻辑“1”的高电平，信号 SE 为逻辑“0”的低电平，表示此时计数器应该随着信号 CLK 的脉冲增加谐振谷数值，但由于此时图中谐振谷数值已经达到最大谷值，故参考电压 V_S 未发生变化保持恒定的 3.15V。在 t_1 时刻后，负载电流增大为 1.5A，在开关频率未变化的情况下， V_{FB} 为满足输出功率的需求，迅速增大，在 t_3 时刻爬升到大于参考电压 V_{a2} ，信号 vary 为逻辑“1”，信号 SE 同样为逻辑“1”，此状态计数器应减少谐振谷数值，在 t_3 和 t_4 时刻之间，随着 CLK 的脉冲信号电压 V_S 阶梯式降低，开关周期每 100us 缩短一个谐振谷长度，持续增大开关频率，进而降低 V_{FB} 的电压值以维持一个较低的峰值电流。在 t_4 时刻处， V_{FB} 降低至小于参考电压 V_{a2} ，信号 vary 变为逻辑“0”并 disable 信号 SE，谐振谷数值不再发生变化， V_{FB} 的电压值稳定在 1.722V，直至 t_5 时刻负载电流再次增大，后续波形的变化同理。

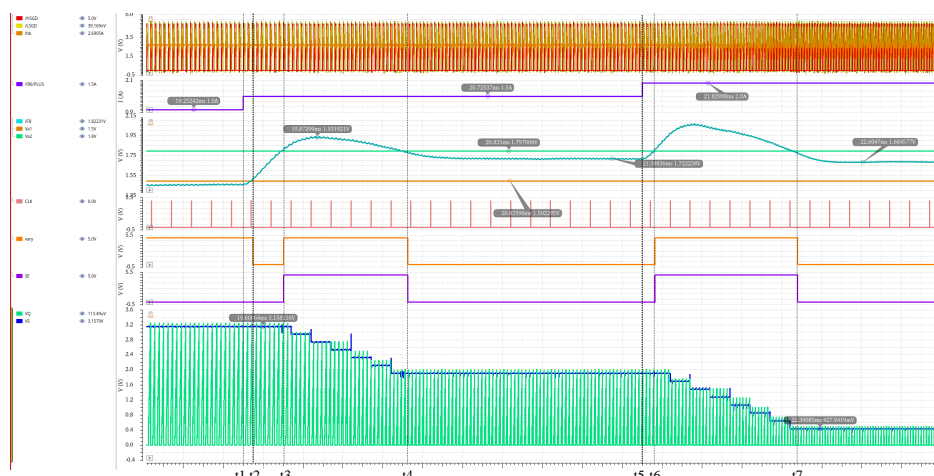


图 4.19 多周期谷值锁定电路波形图

图 4.20是具体不同负载下谷值锁定电路的仿真波形图。当系统在 1.5A 的负载电流下稳定后，如图 4.19中的 t4-t5 时间段内，谷值锁定电路将每个开关周期内等待时间的谐振谷锁定在相同数值，防止跳谷现象的发生，在图 4.20(a)中可见得，连续 5 个开关周期内都保持在第八个谐振谷底处导通低边功率管，未发生跳谷现象。在图 4.20(b)中可，在 2A 的负载电流情况下，稳定后的系统在每个开关周期内的第二个谐振谷底处导通低边功率管，同样未发生跳谷现象。根据上文的仿真图可得，谷值锁定电路完成设计的功能，达成了预期的设计指标。

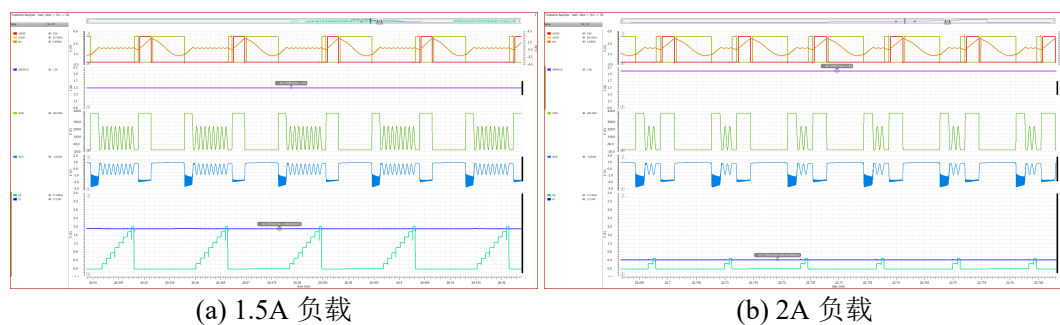


图 4.20 不同负载谷值锁定仿真图

4.6 逻辑控制电路

4.7 保护电路

4.8 系统整体仿真

4.9 小结

第五章 版图与后仿

5.1

5.2

5.3

5.4 小结

参考文献

致 谢

作者简介

1. 基本情况

杨林森，男，河北张家口人，1998年1月出生，西安电子科技大学广州研究院集成电路工程专业2022级硕士研究生。

2. 教育背景

2017.09~2021.07 华北理工大学大学，本科，专业: 电子科学与技术
2022.09~ 西安电子科技大学，硕士研究生，专业: 集成电路工程

3. 攻读硕士学位期间的研究成果

3.1 申请（授权）专利

[1] 袁嵩, 杨林森, 刘启帆等. 一种用于降低开关损耗的精确谷底开关电路: 中国, CN202410228018.0

3.2 参与科研项目及获奖

- [1] 国家重点研发计划, 智慧城市云计算平台及服务关键技术研究, 2019.12-2022.11, 结题, 参与。
- [2] 国家自然科学基金, 多域物联网系统数据安全关键技术研究, 2023.01-2027.12, 在研, 参与。
- [3] 企、事业单位委托项目, 校园安防智慧哨兵系统, 2021.06-2024.07, 结题, 研发负责人。

