

# 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	自适应特征融合网络 .....	6
图 2.2	PWM 调制原理图 .....	6
图 2.3	电压工作模式电路图 .....	9
图 2.4	电流工作模式电路图 .....	9
图 2.5	原边反馈电路电路图 .....	10
图 2.6	副边反馈电路电路图 .....	11
图 3.1	芯片内部结构图 .....	14
图 3.2	多模式切换图 .....	17
图 3.3	多模式频率变化图 .....	18
图 3.4	精确谷底导通电路图 .....	19



## 表格索引

表 3.1 控制芯片的引脚定义 .....	14
-----------------------	----





## 符号对照表

符号	符号名称
$A$	安培
$mA$	毫安
$\mu A$	微安
$dB$	分贝
$Hz$	赫兹
$K\Omega$	千欧
$ns$	纳秒
$\mu s$	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 准谐振反激式拓扑结构 .....	3
2.1.3 非对称半桥反激式拓扑结构 .....	3
2.2 开关电源的工作模式.....	3
2.2.1 CCM 连续导通模式 .....	3
2.2.2 DCM 断续导通模式 .....	4
2.2.3 CRM 临界导通模式 .....	4
2.3 工作原理.....	4
2.4 开关电源的脉宽调制方式.....	5
2.4.1 PWM 调制方式.....	6
2.4.2 PFM 调制方式 .....	7
2.4.3 PSM 调制方式 .....	7
2.4.4 PWM+PFM 调制方式.....	7
2.5 开关电源的环路控制方式.....	8
2.5.1 电压控制模式 .....	8
2.5.2 电流控制模式 .....	8
2.6 开关电源的反馈方式.....	10
2.6.1 原边反馈电路 .....	10
2.6.2 副边反馈电路 .....	11
第三章 系统设计 .....	13

3.1	外部电路结构 .....	13
3.2	系统架构 .....	13
3.2.1	芯片特点和设计指标 .....	13
3.2.2	芯片内部结构 .....	14
3.3	损耗分析 .....	16
3.4	恒流恒压环路设计 .....	16
3.4.1	恒流环路设计 .....	16
3.4.2	恒压环路设计 .....	16
3.5	多模式切换 .....	16
3.6	关键技术 .....	18
3.6.1	精确谷底导通技术 .....	18
3.6.2	退磁时间逐步逼近技术 .....	19
	参考文献 .....	21
	致谢 .....	23
	作者简介 .....	25

## 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

#### 2.1.2 准谐振反激式拓扑结构

#### 2.1.3 非对称半桥反激式拓扑结构

### 2.2 开关电源的工作模式

#### 2.2.1 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， $t_{H\text{Son}}$  是高边功率管 HS 的导通时间， $t_{L\text{Son}}$  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  $t_{H\text{Son}}$  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  $t_{L\text{Son}}$  内,励磁电感两端电压为谐振电容电压  $V_{cr}$ , 由此可得式(2-1):

$$D \times (V_{in} - V_{cr\_avg}) = (1 - D) \times V_{cr\_avg} \quad (2-1)$$

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

其中  $V_{cr\_avg}$  是谐振电容  $C_r$  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(2-1)和(2-2)进行整理可得式(2-3):

$$V_o = D \times \frac{V_{in}}{N} \times \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (2-3)$$

根据式(2-3)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(2-3)可化简为式(2-4):

$$V_o = D \times \frac{V_{in}}{N} \quad (2-4)$$

### 2.2.2 DCM 断续导通模式

### 2.2.3 CRM 临界导通模式

## 2.3 工作原理

针对(??)提出的问题,本小节提出一种自适应特征融合网络,结构如图(2.1)所示,网络的输入分别是点云特征  $P$  和目标特征  $T$ ,为了方便融合这两种特征,首先分别通过线性层进行将特征映射到相同的维度,而且为了适应不同点云子网络学习的点云特征的差异性,采取拼接、乘性、注意力三种融合方式进行加权融合,并且加权的参数是可学习的,从而可以更加有效地融合 MR-PPFN 并行网络学习到的点云与目标点特征。

在三种融合策略中,注意力机制是通过计算输入特征之间的相关性来动态地调整特征的重要程度,突出关键特征,抑制不相关或冗余的信息。在特征融合中,注意力机制可以帮助模型专注于输入特征中最有用的部分,从而提高特征表示的质量。而

特征连接是通过将不同来源的特征直接拼接在一起，从而保留了所有输入特征的信息。这种方法简单且有效，可以为后续的网络层提供丰富的特征信息。乘性融合是通过逐元素地相乘两个特征，强调它们之间的交互关系，这种方法可以捕捉到特征之间的非线性关系。

假设输入的点云特征向量为  $P \in \mathbb{R}^{n \times d_p}$ ，目标特征向量为  $T \in \mathbb{R}^{n \times d_t}$ 。首先，将点云特征和目标特征投影到一个共同的特征空间：

$$P' = W_p P + b_p \quad (2-5)$$

$$T' = W_t T + b_t \quad (2-6)$$

其中， $W_p \in \mathbb{R}^{d_f \times d_p}$  和  $W_t \in \mathbb{R}^{d_f \times d_t}$  是投影矩阵， $b_p \in \mathbb{R}^{d_f}$  和  $b_t \in \mathbb{R}^{d_f}$  是偏置向量。

其次是通过公式(2-7)计算注意力权重，其中的  $W_q, W_k \in \mathbb{R}^{d_f \times d_f}$  是注意力机制的权重矩阵。

$$A = \text{softmax} \left( \frac{(P' W_q)(T' W_k)^T}{\sqrt{d_f}} \right) \quad (2-7)$$

紧接着结合拼接、乘性、注意力三种融合策略：

$$F_{\text{attention}} = A(T' W_v) \quad (2-8)$$

$$F_{\text{concat}} = \text{ReLU}(W_c [P'; T']) \quad (2-9)$$

$$F_{\text{mul}} = \text{ReLU}(P' \odot T') \quad (2-10)$$

其中， $W_v \in \mathbb{R}^{d_f \times d_f}$  是用于计算输出特征的权重矩阵， $W_c$  是用于连接特征的权重矩阵。

最后通过可学习的权重  $\alpha, \beta, \gamma$  行加权求和，如公式(2-11)所示，并且权重参数之间满足  $\alpha + \beta + \gamma = 1$ ，得到最终的融合特征  $F$ 。

$$F = \alpha F_{\text{attention}} + \beta F_{\text{concat}} + \gamma F_{\text{mul}} \quad (2-11)$$

## 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)。

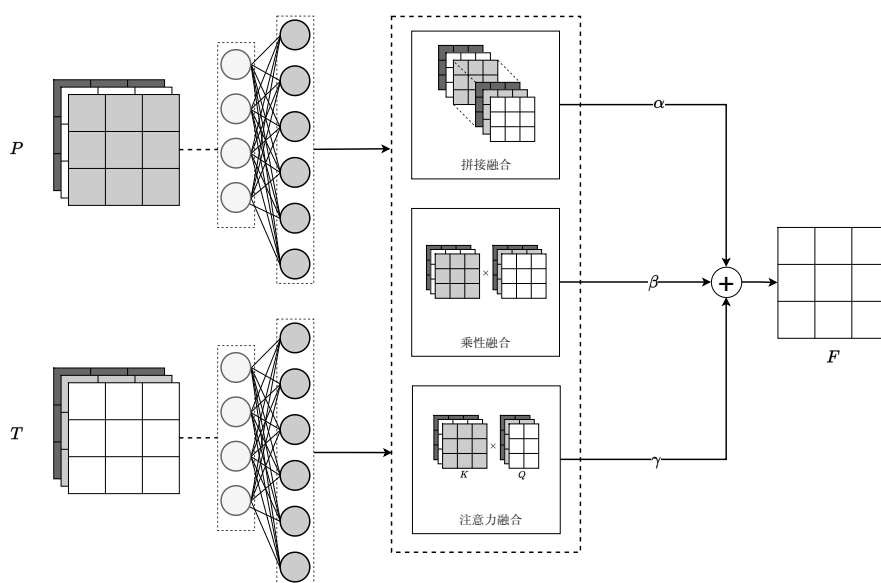


图 2.1 自适应特征融合网络

### 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。

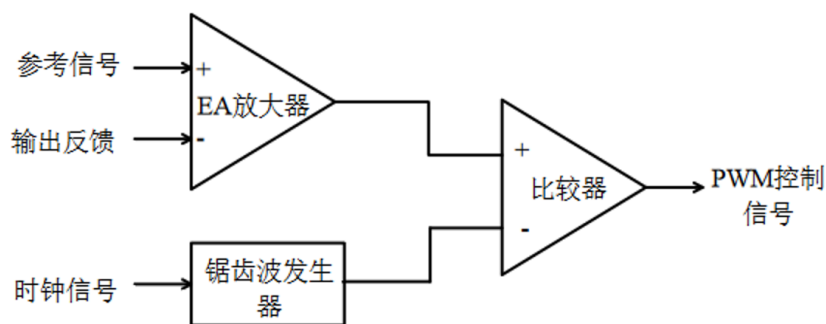


图 2.2 PWM 调制原理图

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 2.3 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。

### 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 2.4 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

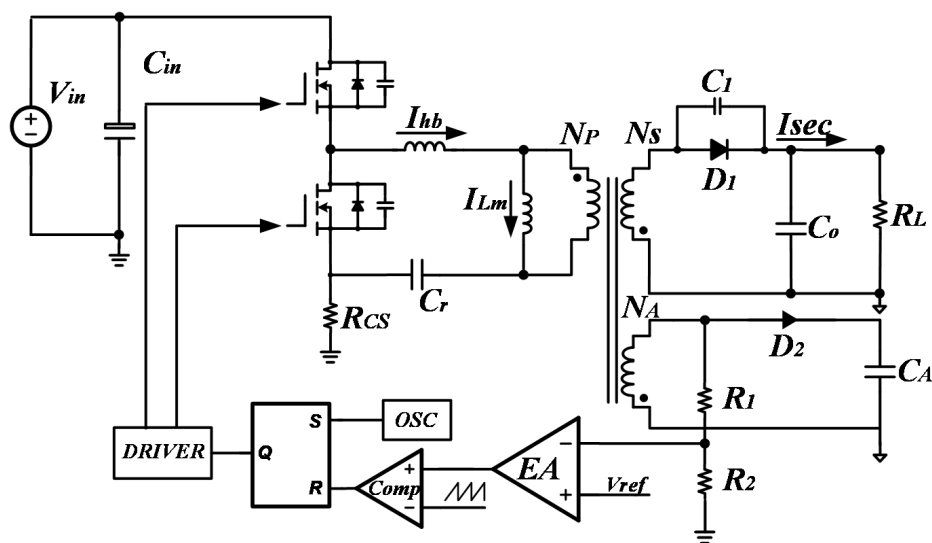


图 2.3 电压工作模式电路图

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。

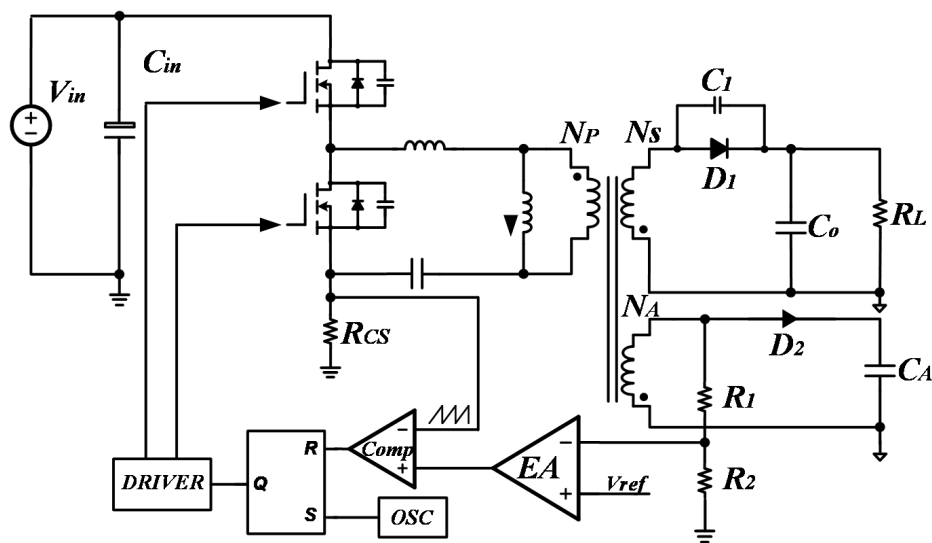


图 2.4 电流工作模式电路图

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 2.5 所示。

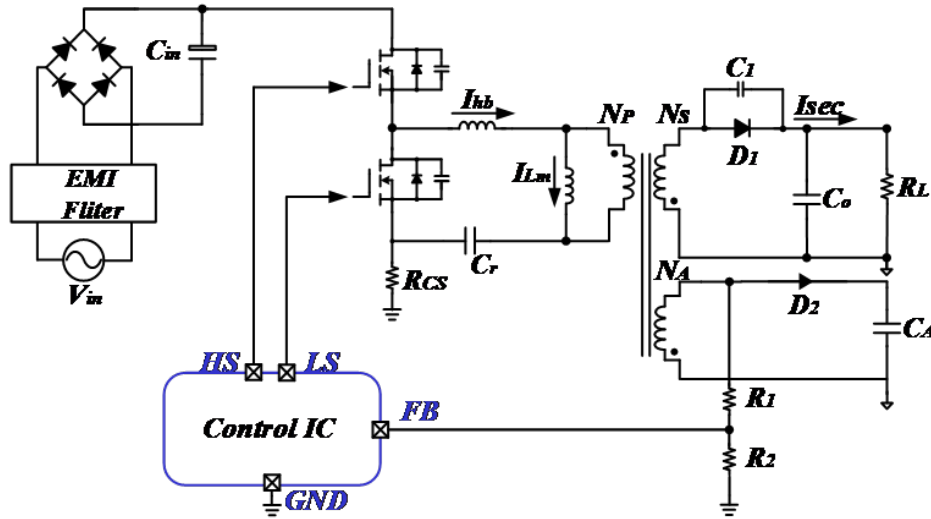


图 2.5 原边反馈电路电路图

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。 $V_A$  和  $V_{FB}$  的电压值由式(2-12)和式(2-13)所示:

$$V_A = \frac{N_A}{N_S} \times (V_O + V_{D1}) \quad (2-12)$$

$$V_{FB} = V_A \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{N_A}{N_S} \times (V_O + V_{D1}) \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-13)$$



## 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 2.6 所示。

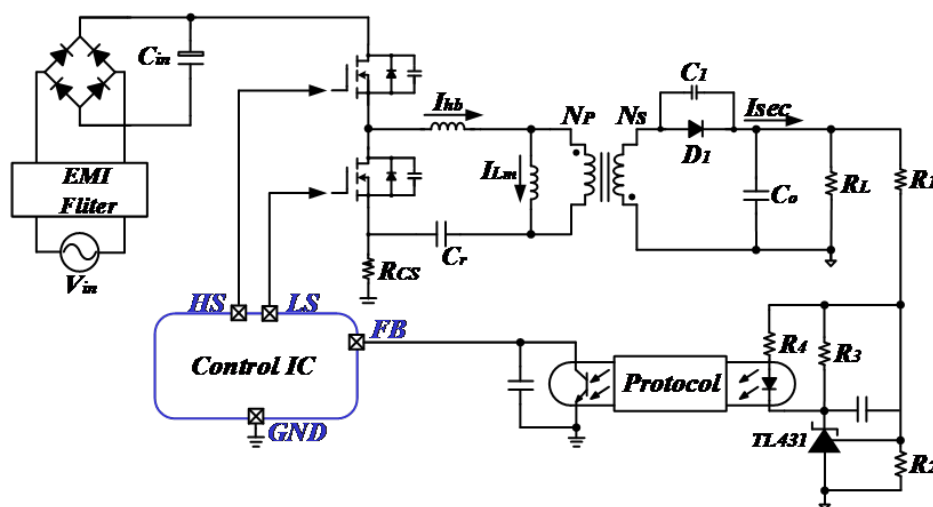


图 2.6 副边反馈电路电路图

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  $R_1$  和  $R_2$ 、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  $V_o$  通过分压电阻串  $R_1$  和  $R_2$  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  $V_{EA}$  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  $V_{FB}$  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  $V_{ea}$  用于反馈环节的调节，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  $R1$  和  $R2$  分压后给变换器芯片供电，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来回通断，辅助绕组能量积攒到一定程度后，二极管  $D2$  导通，对电容  $C_{vdd}$  进行充电，产生变换器输入电压  $V_{dd}$ ，代替输入信号  $V_{dc}$  的分压信号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	HS GD	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	LS GD	半桥变换器低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：

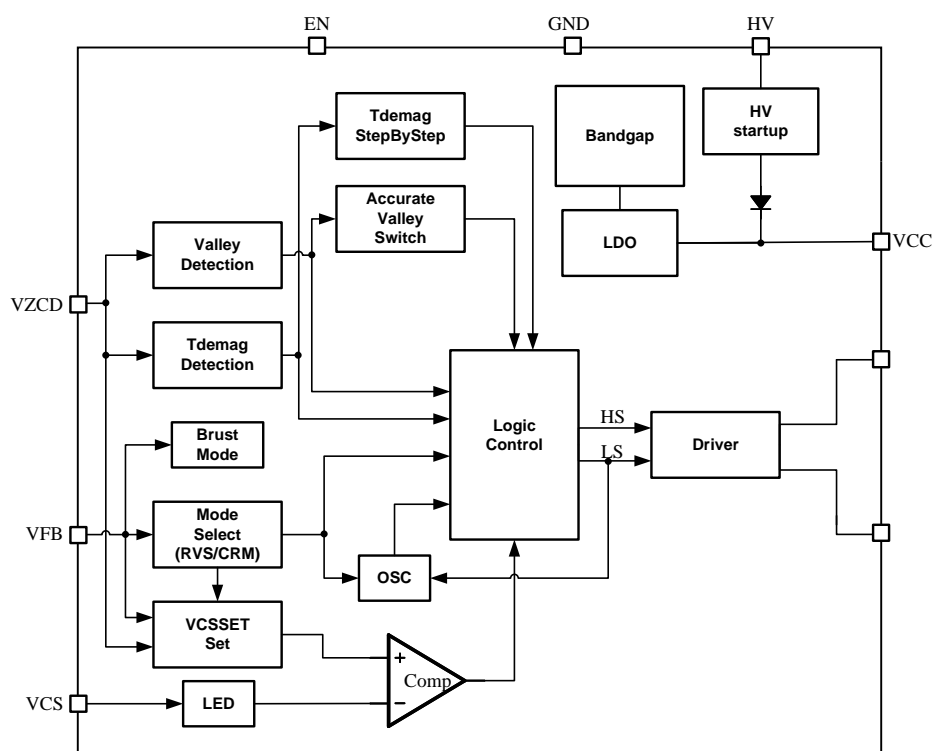


图 3.1 芯片内部结构图

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。

**退磁时间逐步逼近模块：**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

### 3.4 恒流恒压环路设计

#### 3.4.1 恒流环路设计

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(3-1)和(3-2)：

$$P_{in} = \frac{1}{2} \times V_{cr\_avg} \times (I_{hbpos} + I_{hbneg}) \quad (3-1)$$

$$P_{out} = V_o \times I_o \quad (3-2)$$

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(2-2)、(3-1)和(3-2)可以得到输出电流的表达式，如式(3-3)所示：

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

根据式(3-3)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恒定的向输出电容

#### 3.4.2 恒压环路设计

### 3.5 多模式切换

根据对前文的描述可知，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，提高开关电源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，开关电源系统在重载情况

下主导损耗是导通损耗，在轻载条件下主导损耗是开关损耗，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，为了满足宽输出范围的需要，不同模式的切换也要受到输出电压的影响。

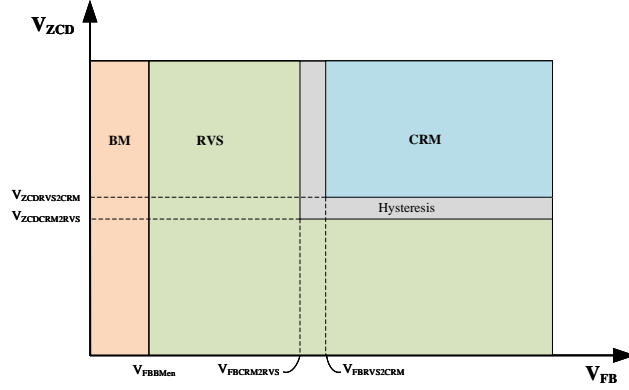


图 3.2 多模式切换图

本文设计了如图 3.2 所示的多模式控制方案，模式切换通过监测引脚  $V_{FB}$  和引脚  $V_{ZCD}$  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阈值，模式选择模块开始工作，切换到对应的模式。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， $V_{FB}$  同样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。

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 3.3 所示，在突发模

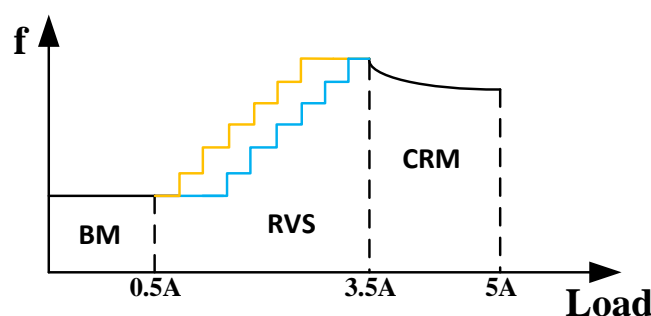


图 3.3 多模式频率变化图

式时，功率管开关频率处于最小值，通过使系统间歇地工作，关闭其他多余模块的工作，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，这是因为 RVS 模式为了减小开关损耗，只在谐振波谷的谷底处开启新的周期，开关频率非连续；在 CRM 工作模式时，开关频率随着输出负载电流的增大而缓慢减小，这是由于 CRM 模式中低边功率管由于谐振腔的原因退磁时间趋于一致，而高边功率管的导通时间随着峰值电流的增大而增大，导致周期时间相应变长，开关频率逐渐降低。

## 3.6 关键技术

### 3.6.1 精确谷底导通技术

在 RVS 控制模式时，一个周期内存在高低边功率管都关断的等待时间阶段，此时原边电感不给副边传递能量，电感电压出现谐振现象。为了满足 RVS 控制模式的低开关损耗，设计精确谷底导通电路实现 VHB 电压谐振谷底处导通低边功率管，减小低边功率管的开关损耗。

电路存在两个困难点，一方面是需要测量 VHB 谐振电压谷底，产生对应谷底信号参与后续逻辑控制；另一方面是由于驱动电路存在的信号延时问题，会导致实际控制功率管的开关信号比 PMW 信号更晚产生，以致于实际低边功率管不在 VHB 谐振谷底处导通，产生不必要的开关损耗。

图是 RVS 模式中一个周期内 VHB 信号的波形图，在等待时间内，由于原边漏感  $L_r$  和原边谐振电容  $C_r$  产生电感电容谐振；但因为 VHB 电压过高无法接入芯片内进行采样处理，因此将原边电感电压通过电阻分压后产生 VZCD 信号传入变换器内采样。图是 VZCD 电压信号的波形图，VZCD 信号和 VHB 信号谐振相反，VHB 的谐振谷底对应 VZCD 的谐振峰值。使用峰值检测电路来检测 VZCD 信号在等待时间内的谐振峰值，图是峰值检测电路的电路图。再通过比较器产生峰值脉冲信号用于后续逻辑控制。



因为存在驱动器等电路的延时,为了实现精确的谷底导通功能,通过需要在 VHB 谐振谷底到来之前产生低边功率管的导通逻辑信号,使得逻辑信号通过驱动器后,产生的实际控制低边功率管导通信号刚好处于 VHB 信号谐振谷底的位置处,因此要求逻辑信号提前产生的时间等于驱动器等电路的延时时间。图 3.4 是精确谷底导通信号的电路图。

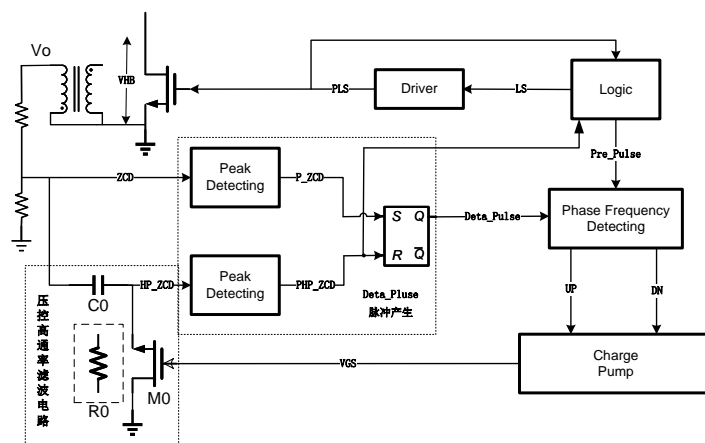


图 3.4 精确谷底导通电路图

LS 和 PLS 分别是 PWM 控制电路产生的低边功率管控制信号和实际控制信号,

### 3.6.2 退磁时间逐步逼近技术



## 参考文献



## 致 谢

时光飞逝，转眼间已到毕业之际。在这三年间遇到了许多良师益友，他们对我的工作和学习提供许多帮助，在此，我要向这些人表达最真挚的感谢和敬意。

首先，我要感谢沈玉龙老师，沈老师严谨的科研态度，塑造了良好的实验室氛围；沈老师为实验室提供了优越的实验条件和充足的实验设备，并经常组织学术讲座，极大的开拓了我的专业视野。感谢祝幸辉老师，研究生三年，祝老师亦师亦友，在工作和学习上为我提供了许多关心和帮助；在学习和科研上，祝老师为我指明了方向让我能够继续探索；在生活上他所传授丰富的阅历让我不断地成长。

感谢实验室的所有老师和同学，感谢他们的帮助为我的研究带来了许多启发与灵感。感谢师兄师姐刘太鹏、匡昶、孙俊飞、邱和龙、王凯、王海洋、张翰霆、王娟、严静、张潇丹，为我的科研和工作提供了许多指导，让我少走了许多弯路。感谢同门毛佳、吕龙龙、曹强、冯林林、张启元、田泽中、窦俊、顾书浩、童伟，有他们陪伴、帮助和支持，让我的研究生生活充满乐趣。感谢师弟师妹罗文勋、杨丽、陈鸿林、文金铭、梁家杰、滕少西，感谢他们在我找工作以及写论文时承担项目，让我没有后顾之忧。感谢我的朋友谢亦高、张智嵩、陈健航，在我读研期间的鼓励以及帮助，让我更有勇气坚持下去。

感谢我的家人，在我多年的求学生涯中，家人的无条件支持和付出永远是我坚实的后盾和最温暖的港湾。

感谢所有曾为我提供过帮助与支持的人。感谢以上所有提及的人，还要感谢那些虽然没被提及但是对我有过帮助的人，虽未提及但是我会永远记得你们的帮助，谢谢你们！



## 作者简介

### 1. 基本情况

赵文超，男，河南周口人，1997年12月出生，西安电子科技大学广州研究院计算机技术专业2021级硕士研究生。

### 2. 教育背景

2017.09~2021.07 河南工业大学，本科，专业：软件工程

2021.09~ 西安电子科技大学，硕士研究生，专业：计算机技术

### 3. 攻读硕士学位期间的研究成果

#### 3.1 申请（授权）专利

[1] 祝幸辉, 赵文超, 沈玉龙等. 一种基于深度学习的毫米波雷达点云数据迭代配准方法: 中国, CN202410300316.6

#### 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。

