

## ABSTRACT

The power amplifier has been extensive used in audio application, industry and other areas. As the switch frequency higher and higher, the power electronic productions get smaller and smaller; so many traditional power amplifiers have been taken by the switching power amplifiers. Now, the switching power amplifiers have become a hotspot in power electronics field.

The switching power amplifier modulates the input signal and magnifies the PWM signal, then demodulates the PWM signal to get the output signal. The operation of switching power amplifier makes sure the high efficiency. However, the operation also makes the output distortion bigger than the traditional amplifier. Many domestic and overseas researchers are now focusing on how to improve the output quality and the efficiency at the same time.

Our research team has done many researches about the switching power amplifiers. And many achievements had been obtained. Based on these achievements, the contents in this paper are as follows:

1. Introduced the principle and configuration of the double-frequency half-bridge switching audio amplifier. And the high frequency and low frequency circuits' analysis models had been built.

2. As the feedback loop is good for improving the output signal quality, in this paper, the PID feedback combined the OCC controller has been introduced to the double-frequency half-bridge switching power amplifier. And built the compensated model, analyzed the theory of restraining distortion. The way of low-frequency inductor current following high-frequency inductor current had been raised to reduce the switching frequency of low-frequency part.

3. Simulated the designed double-frequency half-bridge switching power amplifier. The differences between the single high-frequency and double-frequency power amplifier, compensated and un-compensated double-frequency power amplifier, with and without the high-frequency inductor current filter had been analyzed.

4. Completed the whole circuit design of a double-frequency half-bridge power amplifier, and debugged the circuit. Some theories had been validated.

**Keywords:** double-frequency control, switching power amplifier, harmonic distortion, feedback loop

# 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得重庆大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志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谢意。

学位论文作者签名：唐含泓

签字日期：2007 年 5 月 29 日

# 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解重庆大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权重庆大学可以将学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

保密 ( )，在    年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密 (  )。

(请只在上述一个括号内打“√”)

学位论文作者签名：唐含泓

导师签名：周群峰

签字日期：2007 年 5 月 29 日

签字日期：2007 年 6 月 1 日

# 1 绪论

## 1.1 线性功率放大器

功率放大器能在输入信号的作用下安全、高效且失真较小地将直流电源的直流功率转换为输出信号功率，实现对输入信号放大的功能，其应用范围相当广泛。图 1.1 是四种根据输出级晶体管的导通时间进行分类的线性功放电路，表 1.1 对它们进行了简单的归纳和比较。

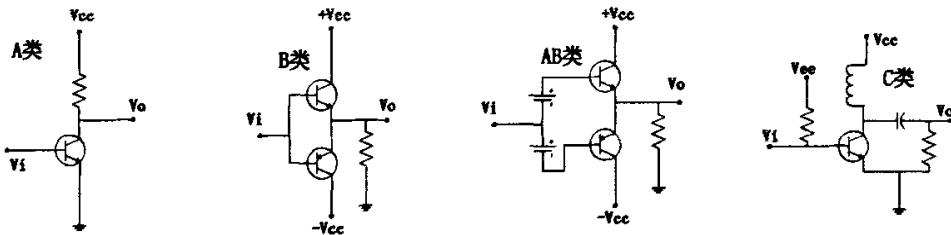


图 1.1 四类传统的功放

Fig.1.1 Four kinds of traditional power amplifier

表 1.1 四类传统功放的对比

Table 1.1 Comparison of 4 kinds of power amplifier

	A 类	B 类	AB 类	C 类
导通角度	360	180	>180	<180
效率	25%	50%	40%	78.5%
应用场合	输出信号质量要求较高，对效率不作要求			射频放大

从表 1.1 中可以看到，传统的线性功放工作效率一般都只有 30~50%左右，因此体积和成本都无法降低，在节能要求越来越高，产品体积越来越小的今天，在许多应用场合它们正逐渐被开关功率放大器所代替。

## 1.2 开关功率放大器工作原理

开关功率放大器实质是对输入信号进行 PWM 调制，经输出级解调后将放大的信号提供给负载。由于放大级器件工作在开关状态，理论上效率能达到 100%。开关功率放大器工作原理的简单框图如图 1.2，输入信号经过载波信号的调制，形成一系列不同宽度的脉冲，其脉宽与输入信号的幅值成正比例，调制后的信号经

过开关功率放大电路放大和解调以后，得到幅值与输入信号成比例的输出信号。对于相同的输出功率，高效率的开关功率放大器显然可以使得电源、散热器以及外壳体积更小，因此在更低的成本下，产生同样的放大能力。

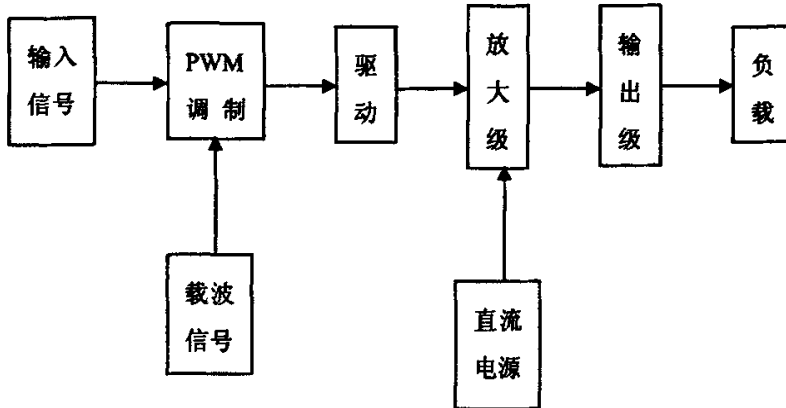


图 1.2 开关功放的原理框图

Fig1.2 The configuration of switching power amplifier

### 1.3 功率放大器的主要技术指标

除了输入电压、输出功率等一些电子产品常用的技术指标以外，功率放大器还有一些自己特有的技术指标，一般可分为动态和静态两种。静态指标是指输入正弦波进行测量所得，这种测试在二十世纪二三十年代便已开始使用，测试项目包括有频率响应，谐波失真，信噪比，互调失真及阻尼系数等；动态指标是指用较复杂的信号例如方波，窄脉冲等所测量得的，包括有瞬态响应、瞬态互调失真等。下面对几个主要技术指标进行简要介绍：

#### 1、频率响应

在众多技术指标中，频率响应是最为人们所熟悉的一种规格。习惯上对频率响应范围的规定是：当输出电平在某个低频点下降了3分贝，则该点为下限频率；同样在某个高频点处下降了3分贝，则定为上限频率。

#### 2、相位失真

相位失真是指信号由功放输入端至输出端所产生的相位差（时间差）。这个时间差自然是越小越好，否则可能会影响功放的工作。除此之外相位失真也和瞬态响应有关，尤其是和近年来日益受到重视的瞬态互调失真有密切的联系。

#### 3、总谐波失真（THD）

功放的线路充满着各种各样电子零件，接线和焊点，这些东西或多或少都会降低功放的线性表现，当信号通过功放时，非线性特性会使信号产生一定程度的

扭曲变形，这相当于在输出信号中加入了一些谐波，所以这种信号变形的失真被称为谐波失真。谐波失真通常用百分比来表示，百分比小即表示功放所产生的谐波少，也就是说输出波形被扭曲的程度低。

#### 4、信号噪声比 (Signal Noise Ratio)

信号噪声比简称信噪比，是指有用信号功率与无用的噪声功率之比。因为功率是电流和电压的函数，所以信噪比也可以用电压值来计算，即信号电平与噪声电平的比值，只是计算公式稍有不同。

### 1.4 开关功率放大器输出信号失真原因简析

开关功放的工作原理首先是要将需要放大的信号进行调制，通过功率级以后解调以此产生放大的输出信号，因此输入信号将经过一个被转变为脉冲信号的过程。在调制和解调的过程中就会在输出信号中引入非线性失真，而这也正是开关功放最主要的失真。通过对开关功放工作原理的详细分析后可以看到，产生非线性失真的因素主要有以下几种：

- 1、采样时的脉宽误差和量化误差；
- 2、驱动信号的死区时间和延迟时间；
- 3、功率管的非理想性开通和关断；
- 4、输出低通滤波器的非理想性。

### 1.5 开关功率放大器的研究现状

由于开关功放存在较多的不利因素会产生非线性失真，而这些不利因素又多与其工作原理有关，因此只有通过电路结构和控制方式上做出一定的改进，才可能既获得较高的效率，又降低输出失真度，国内外许多文献分别在这两方面做了探索。文献[11]将线性功率放大器与开关功率放大器并联，图 1.3 是主电路结构图。为了避免过多降低效率，主要的输出电流由开关功放提供，而线性功放在开关功放的开关开通和关断时给负载提供能量。根据其实验，10W 左右的输出功率均能保持很低的失真度。文献[13]针对实际负载的非线性，利用传统的反馈原理，将控制电路设计为电流和电压的双闭环反馈，如图 1.4 所示，在扩展了带宽的同时也降低了因为负载而引起的输出失真度，但是效率没有得到显著的提高。文献[15]在电流电压双闭环的基础上采用了多级电压反馈，如图 1.5，文中的实验表明采用了这种多级反馈的结构可以去掉滤波器，降低了体积和成本，并且能保持很低的失真度。文献[20]中利用现有的 AB 功放集成芯片作为开关功率放大器的滤波器，获得了较小的失真度和较宽的频响带宽，图 1.6 是其主电路图。

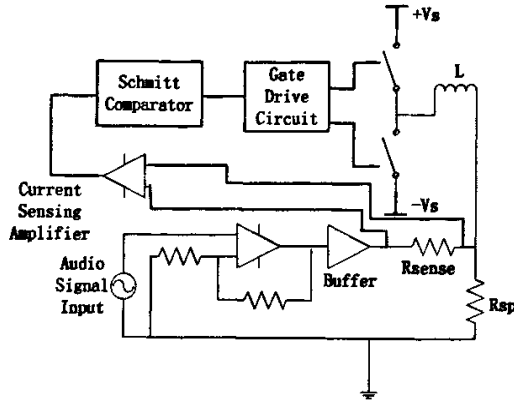


图 1.3 文献[11]中的电路拓扑结构

Fig1.3 The circuit topology in article [11]

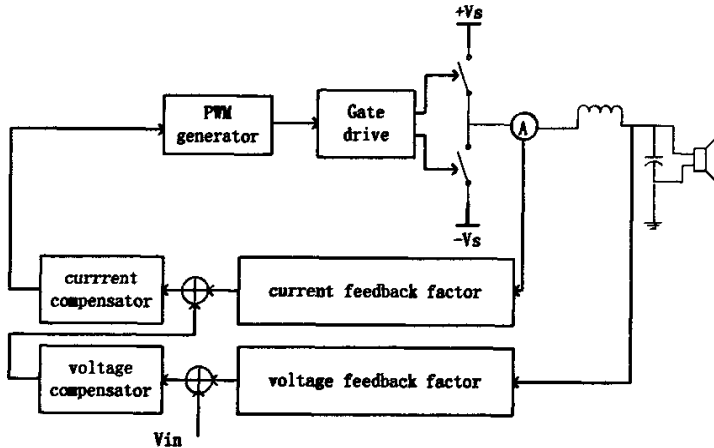


图 1.4 文献[13]中的电路拓扑结构

Fig1.4 The circuit topology in article [13]

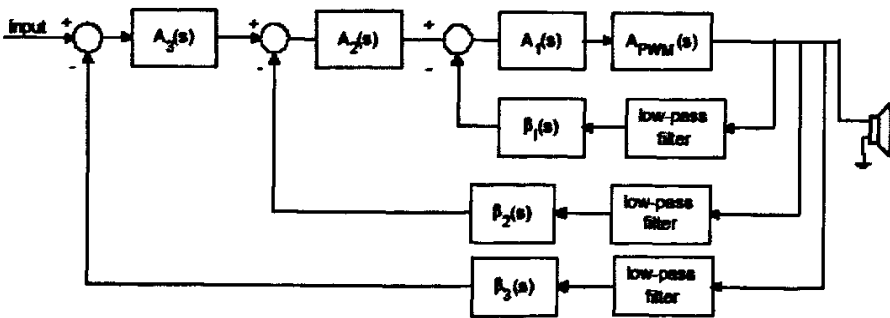


图 1.5 文献[15]中的电路拓扑结构

Fig1.5 The circuit topology in article [15]

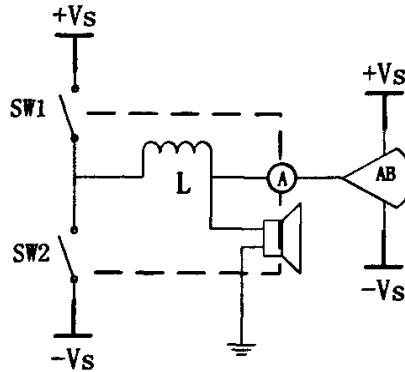


图 1.6 文献[20]中的电路拓扑结构

Fig1.6 The circuit topology in article [20]

由这些国内外的相关文献可以看到：1、反馈环节已经是开关功放的一个必不可少的组成部分；2、如何保持效率的同时提高输出信号质量依然是研究的热点。但是目前大多文献中所介绍的均为中、小功率的开关功率放大器，很少有文献讲到大功率输出的情况，这是因为一方面输出功率增大以后，开关功放输出信号的失真度会显著增加；另一方面，随着电流的增大，系统效率也将会降低。图 1.7 展示了典型的输出功率与输出信号 THD+D 之间的关系，从图中可以看到在输入电压一定的情况下，各个频率的输出信号 THD+D 都随着功率的增大而增大，而且在功率较大时直线上升。这些不利因素限制了开关功放在大功率场合的应用。

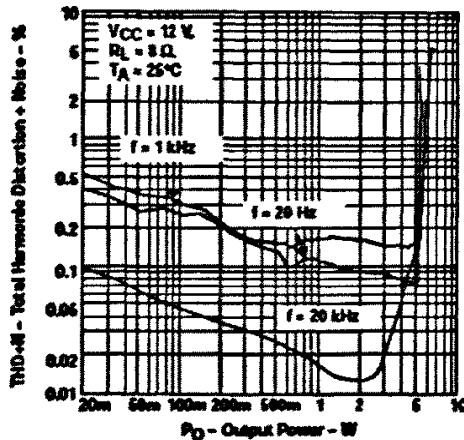


图 1.7 THD 和输出功率的关系

Fig1.7 The relationship between THD+D and the power of output

## 1.6 单周控制原理及其在开关功率放大器中的应用情况



单周控制理论由美国加州理工大学的 K.M.Smedley 教授于 20 世纪 90 年代初提出。图 1.8 是单周控制的基本框图。它是一种大信号、非线性控制技术，其基本思想是保证在每个开关周期中开关量等于参考量的平均值或与其成比例。单周控制具有结构简单、控制精度高、响应速度快等优点，特别是其控制性能不受电源参数变化的影响。最初成功应用在 DC-DC 变换器中，然后逐步推广应用于功率因数校正器和有源电力滤波器等电力电子装置的控制中。

整个单周控制由一个积分器、一个复位开关、一个 RS 触发器和一个比较器组成。当时钟信号使 Q 置 1，主开关 S1 导通， $V_s$  等于输入电压  $V_{dc}$ ，同时积分器开始积分；当  $V_{int}$  等于参考电压  $V_{ref}$  时，产生复位信号，使得 Q 置 1，主开关 S1 关断， $V_s$  为零，复位开关 S2 导通，电容 C1 两端电压清零，直到下一个时钟信号到来，进入下一个开关周期。其控制方程可以表示为：

$$\bar{v}_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_s(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ref} dt = kv_{ref} \tag{1.1}$$

其中： $k = \frac{R_1 C_1}{T_s}$

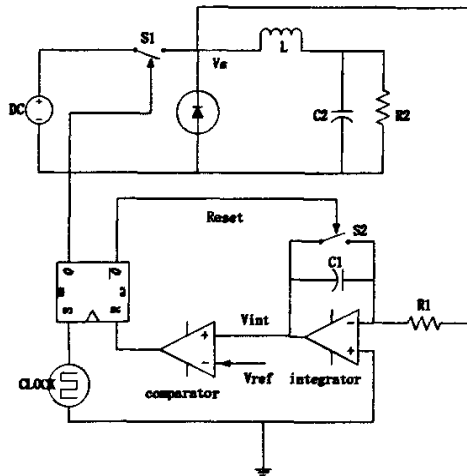


图 1.8 单周控制原理框图

Fig1.8 The configuration of The OCC

式 (1.1) 中， $T_s$  表示一个开关周期； $\bar{v}_s$  表示开关量  $V_s$  一个开关周期的平均值， $k$  为放大倍数。通过控制方程的描述，单周控制单元以及主电路的主开关和滤波器可以作为一个整体，理解为一个输出随参考量周期变化的线性增益的放大单元，其增益的大小由积分常数和开关周期的比值决定。同时控制方程也说明单周控制本质上是一种开环的控制方式，没有输出信号的反馈回路。

在文献[1]中,单周控制技术已经成功应用于开关功率放大器中,构造出了半桥结构和全桥结构的单周控制开关功率放大器。从该文献的研究可以看出,单周控制技术能够使开关变量在一个开关周期中精确地跟踪参考信号;能够有效地消除电源纹波干扰,因此不需要高精度的直流电源,有利于降低系统成本。

## 1.7 本论文的主要工作

近年来,本课题组对于开关功率放大器做了大量理论和试验研究。论文[52]重点针对开关功放的失真问题以及双频控制开关功放进行了理论研究,构造了一种以补偿为目的的双频控制开关功放主电路,但存在电路结构复杂、高频变压器易饱和以及使用开环控制的不足。论文[50]首次提出了一种新型的双频半桥开关功放主电路,其基本思想是分离功率输出回路与补偿回路,分别采用高、低频来控制这两个回路,以分流为目标,达到既保证系统输出要求又不显著增加系统损耗的目的,在获得较高效率的同时提高输出信号的质量。论文[53]对论文[50]所提出的双频半桥开关功放进行了较为深入的理论研究,利用状态空间平均法对双频控制的电路进行了建模,对影响双频电路输出性能的一些参数进行了仿真分析,设计了部分实验电路。但由于时间有限,该论文没有完成整体电路的设计和调试,没有通过实验对理论分析进行验证,并且仿真中采用的控制方式仍然为开环控制。

本论文的研究目的是要将双频的电路结构应用在大功率输出的开关功放中。在以往研究成果的基础上,本文选用了PID补偿环节与单周控制相结合构成闭环控制用于高频部分,这样使得输入电源扰动和输出信号的非线性失真都得到了很好的兼顾;由于采用了双频的电路结构,系统效率和输出信号质量在大功率输出时候也得到了较好的平衡。论文的工作主要有以下几个方面:

- 1、首先简要介绍了双频半桥开关功放的主电路结构及工作原理,通过引入开关函数对高频部分建立统一状态方程,对低频部分进行小信号扰动分别推导出了高、低频的分析模型。

- 2、把PID补偿环节与单周控制相结合的闭环控制方式引入了双频半桥开关功放,建立了反馈后的电路结构和系统模型,并对其扰动抑制原理做了简要分析。提出了低频电感电流跟踪高频电感电流平均值以进一步降低低频部分开关频率的方法。

- 3、对双频与单一高频半桥开关功放以及有、无反馈环节,有、无高频电感电流滤波环节的双频半桥开关功放主要技术参数做了对比仿真分析。

- 4、完成了一台小功率的双频半桥开关功放的整体实验电路设计,通过调试获得了较好的输出信号。实验对部分双频半桥开关功放的理论分析做了验证。

## 2 双频半桥开关功率放大器

为了对双频半桥开关功放进行分析,需要建立该功放的分析模型。本文的双频半桥开关功放用于DC-AC逆变,因此下面对逆变器的建模方式做一个简单总结。

### 2.1 逆变器建模方法小结

逆变器因为其输出电压变化范围较大难以满足小信号分析的前提,在状态方程的处理上不能沿用DC-DC变换器的小信号线性化处理来获得系统模型。但是通过一些模型的变化或者其它的建模方法仍然能够得到逆变器的分析模型。

#### 1、基于状态空间平均法的建模

状态空间平均法的基本思想是:当系统带宽远小于开关频率时,则系统状态的改变相对于开关频率而言足够缓慢,那么一个工作在CCM模式的变换器就可以用两个线性非时变方程来描述,其分别与一个开关周期中的两个开关状态相对应。在这两个方程的基础上求取一个开关周期的平均值就可以得到变换器的分析模型。

在DC-DC变换器分析中,状态空间平均法与小信号分析是相结合的,但是对于逆变器而言,由于其输出电压大幅度正弦变化,小信号分析法不再适合。文献[36]以状态空间平均法为基础,通过引入开关函数,建立统一状态方程后把状态空间平均过程简化为求解控制输入的移动平均值,最后得到逆变器的状态空间平均模型。文献[48]也在状态空间平均法的基础上建立了简化的逆变器稳态运行电路并以该电路作为分析模型。

#### 2、基于等效电路的建模

开关变换器的开关元件按一定占空比开通或者关断一条支路,使得系统呈现非线性。等效电路法一般保持原电路的拓扑结构和R、L、C元件不变,将开关元件用受控源代替以求取等效电路模型。文献[35]中采用等效电路法,将开关等效为与占空比有关的受控电流源和受控电压源,以此体现逆变器的直流和小信号特性,最后用回路电流法获得了主电路的传递函数。

由于基于状态空间平均法的建模容易得到数学表达式,能更清楚地表现高、低频之间的相互关系,本论文对双频半桥开关功放高频部分的建模方法将采用文献[36]中的方式。

### 2.2 双频半桥开关功放的工作原理

虽然高频化能改善电力电子装置的动态性能、提高功率密度、减小体积、降低成本，但是随着开关频率的提高，开关损耗加大，使得变换器效率严重降低。为了解决高频化带来的问题，软开关技术被大量应用于电力电子产品中。但是软开关技术同样有负载依赖性、工作频率范围有限和器件应力较高等问题。

对于以上矛盾，本课题组近来提出了双频的控制方式。它的基本思想是：分离功率输出回路与补偿回路，分别采用高、低频来控制这两个回路，从而达到既保证系统输出要求，又不显著增加系统损耗的目的，以期在获得较高效率的同时提高输出信号的质量。从双频控制方式的基本思想可以看到，把这种控制方式用于大功率的半桥式开关功放中有望同时解决功放效率降低和输出信号失真度上升的问题。

图 2.1 即为双频半桥开关功放的主电路结构，这个电路是在普通半桥式结构的基础上添加了一个由低频开关和低频电感组成的低频电流跟踪环节，即为图中的开关 S11、S12 和电感 L1。

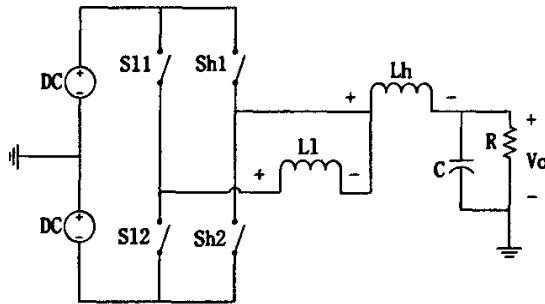


图 2.1 双频半桥式开关功放主电路

Fig2.1 The circuit of double-frequency half-bridge switching power amplifier

因为两部分工作频率不同，在一个低频开关周期中双频电路结构将有四个开关状态，现逐一分析如下：

设状态一时，开关 Sh1 和 S11 开通，主电路如图 2.2，此时的状态方程为：

$$L_h \frac{di_h}{dt} = V_{DC} - V_o \quad (2.1)$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = 0 \quad (2.2)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_h - \frac{V_o}{R} \quad (2.3)$$

此时低频电感两端电压为零，电感中电流不变；高频电感两端电压为正，电感电流上升。

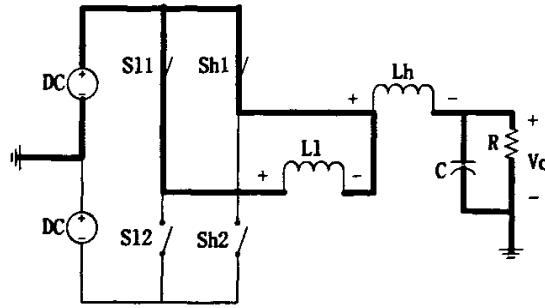


图 2.2 工作状态一

Fig.2.2 The first statement

状态二时，由于高频部分动作较快，开关 Sh2 和 S11 开通，此开关状态的电路如图 2.3 所示，状态方程为：

$$L_h \frac{di_h}{dt} = -V_{DC} - V_o \tag{2.4}$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = 2V_{DC} \tag{2.5}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_h - \frac{V_o}{R} \tag{2.6}$$

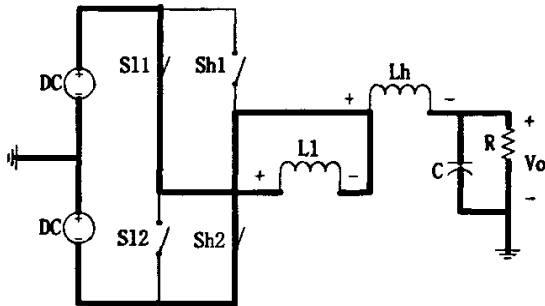


图 2.3 工作状态二

Fig.2.2 The second statement

该状态中，高频电感两端电压为负电压，电感电流会减小；而低频电感在正的端电压作用下，电感电流逐渐增大。

设状态三时，开关 Sh1 和 S12 开通，电路如图 2.4，此时的状态方程为：

$$L_h \frac{di_h}{dt} = V_{DC} - V_o \tag{2.7}$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = -2V_{DC} \tag{2.8}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_h - \frac{V_o}{R} \tag{2.9}$$

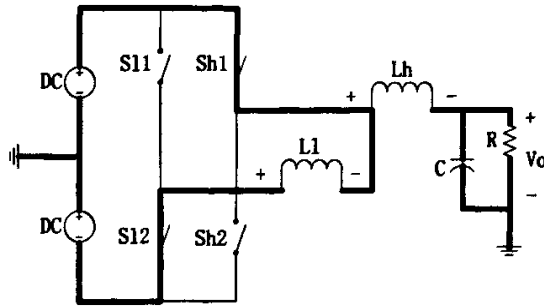


图 2.4 工作状态三

Fig2.4 The third statement

状态三中的低频电感端电压与状态二时等值反向，电感电流减小；而高频电感中的电流在正端电压的作用下不断增加。

该状态时段中，开关 Sh2 和 S12 开通，电路如图 2.5，状态方程为：

$$L_h \frac{di_h}{dt} = -V_{DC} - V_o \tag{2.10}$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = 0 \tag{2.11}$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i_h - \frac{V_o}{R} \tag{2.12}$$

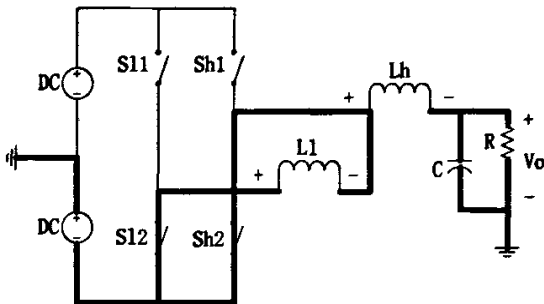


图 2.5 工作状态四

Fig2.5 The fourth statement

状态四时，低频电感端电压为零，电感电流保持不变；高频电感电流在两端负电压的作用下逐渐减小，直到下一个周期的开始。

### 2.3 双频半桥开关功放的平均等效模型

本文对双频半桥开关功放的建模采用文献[36]中的方法。根据文献[36]，将双频半桥式开关功放的主电路用图 2.6 等效表示，其中 R 综合了直流电源的等效串连内阻、滤波电感的等效串联电阻等非理想因素，并将负载等效为一个电流源 I。

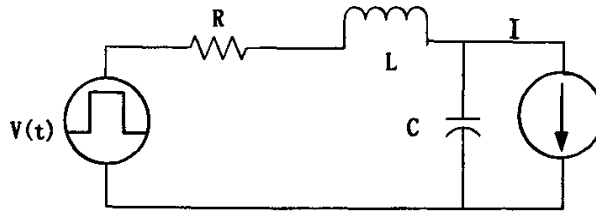


图 2.6 双频半桥式开关功放的等效图

Fig2.6 The equivalent circuit of double-frequency half-bridge switching power amplifier

现针对高频和低频环节分别进行建模。

1、高频部分：

Sh1 导通时：

$$\begin{bmatrix} L_h & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_h}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_h \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ I \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Sh2 开通时：

$$\begin{bmatrix} L_h & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_h}{dt} \\ \frac{dV_o}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_h \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ I \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

选择开关函数  $s$  ( $s=1$  时，桥臂中点输出负电压； $s=-1$  时，桥臂中点输出正电压)。统一高频部分的状态方程为：

$$\begin{bmatrix} L_h & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_h}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_h \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -sV_{DC} \\ I \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

对模型做上述处理以后，各个系数矩阵与开关状态函数  $s$  无关，它们的等效平均矩阵即为其自身，而输入向量由时变的  $-sV_{DC}$  和负载电流  $I$  构成。这样就将输入信号造成的时变系统变成了非时变系统，而输入信号的作用则体现在输入向量中。状态空间平均过程简化为求解控制输入的移动平均值。

因为不同的控制方式可能对开关函数  $s$  的移动平均值有不同的求解方法，对于单周控制而言  $s$  的移动平均值求解如下：

$$\bar{s} = 1 \times \frac{t_{on}}{T} - 1 \times \frac{t_{off}}{T} \quad (2.16)$$

因为：

$$\frac{t_{on}}{T} \cdot \frac{-1}{RC} \cdot (-V_{DC}) + \frac{t_{off}}{T} \cdot \frac{-1}{RC} \cdot V_{DC} \equiv \frac{v_{ref}}{T} \quad (2.17)$$

所以：

$$\bar{s} = \frac{t_{on}}{T} - \frac{t_{off}}{T} \equiv k \frac{v_{ref}}{V_{DC}} \quad (2.18)$$

把  $\bar{s}$  的移动平均值代替状态方程中的  $s$ ，方程化为：

$$\begin{bmatrix} L_h & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_h}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_h \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -kv_{ref} \\ I \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

将式 (2.19) 展开并进行拉氏变换，有：

$$v_c (LCs^2 + RCs + 1) = -kv_{ref} \quad (2.20)$$

则单周控制的半桥式功放从输入信号到输出信号的传递函数为：

$$G(s) = \frac{v_c(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{-k}{s^2 LC + sRC + 1} \quad (2.21)$$

2、低频部分：

一个低频周期内低频电感电流平均值为：

$$\begin{aligned} \langle V_L(t) \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \left[ D_l T_s \cdot \frac{T_s}{T_s} (1 - D_h) \cdot 2V_{DC} + (1 - D_l) \cdot T_s D_h \cdot (-2V_{DC}) \right] \\ &= \left[ (D_l - D_h) + (\hat{d}_l - \hat{d}_h) \right] \cdot 2(V_{DC} + \hat{V}_{DC}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

所以：

$$L_l \frac{d\hat{i}_l}{dt} = 2V_{DC} (\hat{d}_l - \hat{d}_h) + 2(D_l - D_h) \hat{V}_{DC} \quad (2.23)$$

由 (2.23) 式可得到低频部分的小信号模型：

$$\hat{i}_l = \frac{2V_{DC} (\hat{d}_l - \hat{d}_h)}{sL_l} \quad (2.24)$$

以上的状态分析证明了双频半桥开关功放中高频部分的开关状态过程与普通的单一开关频率半桥功放完全相同，式子 (2.21) 中没有低频部分的参数说明高频与低频之间相互解耦，结合式子 (2.24) 能看到低频部分的参数和控制方式与输出信号的质量无关。如通过控制实现低频电感电流跟踪高频电感电流则能实现低频



部分对高频部分的分流作用，因此电路中电流的主要部分流过低频开关，会在没有使用软开关技术的情况下降低系统的开关损耗。同时，在开关较小电流的基础上如果提高高频环节的频率，就能进一步提高输出信号的质量。

## 2.4 双频半桥开关功放的效率分析

通过前两节对双频电路工作状态的介绍和高、低频分析模型的建立可以看到双频结构通过实现低频开关对高频开关分流，以此来降低开关损耗，实现效率的提高。下面简要分析双频半桥开关功放的工作效率。

由于实际器件的非理想性，开关变换器的效率并非理论的 100%，其损耗主要有三个部分：开通阶段的导通损耗、关断过程中的关断损耗以及开通过程中的开通损耗。

### 2.4.1 导通损耗

实际的开关管都有一定的导通电阻，因此开关管导通时导通电阻上将消耗一定能量，如果只考虑开关管的导通损耗，则电路的效率大致表示式为：

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{I^2 R_L}{I^2 (R_{ON} + R_L)} \quad (2.25)$$

其中  $R_L$  为负载电阻； $R_{ON}$  为开关的导通电阻。

对于单频的半桥开关功放而言，效率表达式即为式 (2.25)

对于双频的半桥开关功放而言，效率表达式有所变化：

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{(I_h + I_l)^2 R_L}{I_l^2 R_{l-ON} + I_h^2 R_{h-ON} + (I_l + I_h)^2 R_L} \quad (2.26)$$

即多出了低频开关管的导通损耗。但是从双频结构的控制原理分析可知：输出功率的主要电流由低频部分来承担，高频部分电流很小，因此：

$$I_l \approx I_h + I_l \quad (2.27)$$

将式 (2.27) 代入 (2.26)，化简双频功放的效率表达式为：

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{I_l^2 R_L}{I_l^2 (R_{l-ON} + R_L)} \quad (2.28)$$

化简后式 (2.28) 与式 (2.25) 基本相同，这是只考虑了开关管导通状态时功率损耗的结果，对于开关变换器另一部分重要损耗，即开关在开通和关断过程中的损耗没有考虑。

### 2.4.2 开关过程中的损耗

单一频率的半桥式功放开关过程损耗如式 (2.29)：

$$P_{sw} = I_D \cdot V_{DS} \cdot (t_f + t_r) \cdot f_{PWM} \quad (2.29)$$

式中  $I_D$  为流过开关的电流值,  $V_{DS}$  为开关关断后承受的电压。

双频的半桥式功放因为加入了两个低频开关, 因此其开关损耗与单一频率的半桥式功放稍有不同, 用式子 (2.30) 表示如下:

$$P_{sw} = I_{D_l} \cdot V_{DS_l} \cdot (t_{f_l} + t_{r_l}) \cdot f_{PWM_l} + I_{D_h} \cdot V_{DS_h} \cdot (t_{f_h} + t_{r_h}) \cdot f_{PWM_h} \quad (2.30)$$

从式 (2.30) 与式 (2.29) 的对比可以看到, 虽然低频部分的加入增加了开关管的数量, 但是在开关开通和关断瞬间由于  $I_{D_l} \gg I_{D_h}$ , 以及  $f_{PWM_l} \ll f_{PWM_h}$  而大大降低了开关过程的暂态损耗, 因此双频结构有益于电路工作效率的提高。

## 2.5 控制方式的选择

### 1、高频部分

高频部分的控制方式采用了单周与 PID 补偿环节相结合的闭环控制。单周控制是一种大信号、非线性控制技术, 其基本思想是保证在每个开关周期中开关量等于参考量的平均值或与其成比例。它具有结构简单、控制精度高、响应速度快等优点, 特别是其控制性能不受电源参数变化的影响, 对于由电源电压引起的扰动有很好的抑制作用。在文献[1]中, 单周控制技术已经成功应用于开关功率放大器中, 构造出了半桥结构和全桥结构的单周控制开关功率放大器。

### 2、低频部分

要求低频部分的电感电流需要跟踪高频电感电流, 所以只要以高频电感电流为参考量, 采用合适的电流跟踪控制方法即可, 本文中采用电流滞环控制。滞环控制通过被控制量与参考量在给定范围内的比较来确定变换器开关元件的开关时序。这种控制方式具有反应速度快、理论较为成熟、容易实现等优点, 但是采用滞环控制的电路其开关频率将随着参考量的改变而改变, 所以低频部分采用滞环控制后其开关频率不会是定值。为了把低频部分的开关频率控制在较低的频率范围内, 根据双频电路的工作原理, 可以增大滞环的环宽或者增大低频电感值降低电感电流的上升率。不过在大功率的开关功放情况中, 有几个因素不利于低频开关频率的降低:

- 1) 若想提高功放的工作带宽就要减小高频电感值以提高输出滤波器的截止频率, 这样使得高频电感电流的变化速度加快;
- 2) 为了能够调制频率较高的输入信号必然要提高高频部分的开关频率, 这也会导致高频电感电流的变化频率加快;
- 3) 为了能在尽可能高的输入信号频率下实现低频电感电流对高频电感电流的有效跟踪就不能将滞环环宽放得过大, 这使得被控量和参考量之间的差

距范围较小。

为了减小这些不利因素的影响，在本文中将取样的高频电感电流经过一级滤波处理获取其平均值作为低频电感电流的跟踪值，在不牺牲系统性能的前提下，避免了低频电路因为高频电感电流波动而引起开关动作，增大开关频率，降低系统效率。而且这样处理以后为估算低频部分的开关频率提供了方便。

## 2.6 低频部分开关频率的估算

确定了高、低频两部分各自的控制方式以后，结合双频半桥式开关功放的工作原理分析可知：单周控制积分器输出电压上升的时候正是低频电感电流上升的时候；相对应的，单周控制积分器输出电压下降的时候也正是低频电感电流下降的时候。一个低频开关周期内低频电感电流的变化趋势如图 2.7 所示：

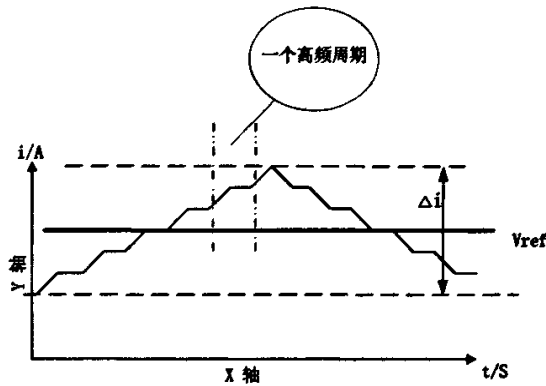


图 2.7 低频电感电流在一个低频周期内的变化情况

Fig2.7 The waveform of low frequency inductor in a low frequency period

在一个高频周期内，低频电感电流的上升量为：

$$\frac{2V_{DC} \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{L_1} \quad (2.31)$$

在一个高频周期内，低频电感电流的下降量为：

$$0 \cdot t_{on} - \frac{2V_{DC} \cdot t_{off}}{L_1} \quad (2.32)$$

不妨做以下两点假设：

- 1、高频部分的开关频率足够高，在其一个开关周期内参考量的变化忽略不计；
- 2、系统稳定运行。

为了能使低频部分在尽可能高的输入信号频率也跟踪高频电感电流，低频开关频率不能太低，所以高频电感电流通过滤波以后用于低频跟踪的参考量在一个

低频开关周期内的变化也可忽略，那么：

$$\begin{cases} t_{on} = t_{on} \\ t_{off} = t_{off} \end{cases} \quad (2.33)$$

设低频电感电流上升段时间为  $T_1$ ，下降段时间为  $T_2$ ，则：

$$T_1 = \frac{\Delta i \cdot L_l \cdot T_h}{2V_{DC} \cdot t_{on}} \quad (2.34)$$

$$T_2 = \frac{\Delta i \cdot L_l \cdot T_h}{2V_{DC} \cdot t_{off}} \quad (2.35)$$

所以低频部分的开关频率可以表示为：

$$T = T_1 + T_2 = \frac{\Delta i \cdot L_l}{2V_{DC} \cdot d(1-d)} \quad (2.36)$$

式子 (2.36) 虽然是一个估算的式子，但是通过这个将问题简化后的式子同样能说明：低频开关频率不仅和滞环控制的环宽、低频电感有关，更与高频部分瞬时占空比有关，这三个因素使得低频部分开关频率的确定变得复杂。设环宽一定，对式 (2.36) 求导后可知，在  $d$  等于 0.5 时  $T$  有最小值，即有最大开关频率。

## 2.7 输入电源扰动及输出信号失真抑制原理

目前开关功放中引入反馈回路已经相当常见，这样设计的最大好处是能有效抑制开关功放输出信号的非线性失真。虽然国内外一些文献介绍了一些新颖的反馈方式和补偿方式，但是这些措施也使得系统变得复杂，不易实现。

传统的 PID 反馈控制对于输出信号扰动能起到很好的抑制作用，在适当选用参数的情况下，也能获得很好的动态响应性能，但是对于输入电源引起的扰动则无法抑制，而单周控制的原理使它能消除输入电源的扰动。本文在高频部分采用了单周控制与 PID 反馈补偿相结合的闭环控制方式，以期在抑制电源扰动的同时获得对输出信号非线性失真的抑制。下面简要分析这种控制方式对于输入电源扰动和输出信号扰动的抑制原理。

### 2.7.1 输入电源扰动的抑制原理

传统的 PID 反馈控制策略中，占空比是通过放大后的误差信号与参考量的比较结果来进行控制。如果输入电源有波动，如突然跳变，这种控制方式不能在变化的瞬间做出反应，必须等到误差信号出现变化才能做出调整，因此输出电压会出现电压抖动，或者过压、欠压等情况，须经过一定的调整时间才能重新达到稳态，而这段时间的持续长短，由反馈回路决定。采用单周控制单元取代传统的 PWM

调制单元后，根据单周控制原理，即使输入电压有波动，因为积分器的积分斜率直接与输入电压成正比：

$$V_{int} = \int_0^t \frac{v_{dc}(t)}{R \cdot C} dt \quad (2.37)$$

积分电压值与参考信号做比较，以决定积分时间即 RS 触发器的复位时间。当输入电压较高时，斜率增大，积分电压值很快达到参考信号量，发出复位信号，关断开关，占空比就小；输入电压较低时，斜率减小，积分电压值将经过较长时间达到参考量，从而增大了占空比。通过积分电压值与参考量的比较，单周控制始终能保证在一个周期内开关量的平均值，即滤波后的输出电压，为参考量的线性增益。所以在误差信号还没有发生变化时，系统就已经消除了输入电压的扰动。

### 2.7.2 输出信号非线性和相位失真的抑制原理

不妨将输出信号的非线性和相位失真视为输出端的扰动  $\Delta V$ ，建立单周与 PID 补偿环节相结合后闭环控制的框图如图 2.8 所示。其中  $G_{onc}$  是指单周控制单元的传递函数， $G_{vd}$  是指半桥式变换器的传递函数， $G_c$  是指补偿环节的传递函数。

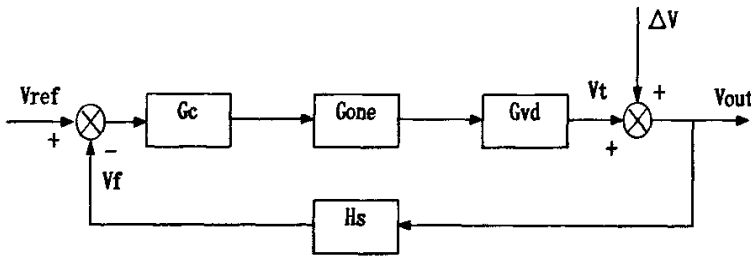


图 2.8 引入 PID 反馈的单周控制半桥功放方框图

Fig.2.8 The configuration of OCC half-bridge power amplifier with PID feedback

由于采用了负反馈控制，输出电压与扰动的关系式可以表示为：

$$\left. \frac{\hat{v}_{onc}(s)}{\Delta v(s)} \right|_{\hat{v}_{ref}(s)=0} = \frac{1}{1 + H_s G_c G_{onc} G_{vd}} \quad (2.38)$$

从该式可以看出，与传统的 PID 反馈控制相同，只要环路的增益足够大，输出电压的扰动就会被抑制在很小的范围内，不同的只是单周控制单元代替了传统的 PWM 调制单元。

对于单独的单周控制，由于其是一个开环控制结构，输出电压的特性完全由输出滤波器决定。因此负载的变化将改变输出滤波器的特性，这样即使开关量的平均值是参考值的线性增益，但滤波器的特性因为负载而改变后，输出电压的幅值也会受到滤波器的影响，频率越高受到的影响也就越大。所以单独的单周控制对于输出扰动没有抑制能力。

## 2.8 单周控制单元的建模

用单周控制单元替代 PWM 调制单元以实现与 PID 补偿环节的结合就需要获得其传递函数, 参考文献[4]及前一章中对单周控制原理的分析可以看出, 在一个开关周期中, 单周控制单元输出信号的占空比可以表示为:

$$d(t) = \frac{k \times v_c(t)}{v_{dc}(t)} \quad (2.39)$$

对式(2.39)进行小信号扰动, 令:

$$v_c(t) = V_c + \hat{v}_c(t) \quad (2.40)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (2.41)$$

$$v_{dc}(t) = V_{dc} + \hat{v}_{dc}(t) \quad (2.42)$$

将式(2.40) ~ (2.42)带入式(2.39), 则:

$$D = \frac{k \times V_c}{V_{dc}} \quad (2.43)$$

$$\hat{d}(t) = \frac{k \times \hat{v}_c(t)}{V_{dc}} \quad (2.44)$$

所以单周控制单元的传递函数为:

$$G_{me} = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{k}{V_{dc}} \quad (2.45)$$

从式(2.45)可以看出, 单周控制单元的传递函数与 PWM 调制单元相似, 均为一个常数环节。用单周控制单元替代 PWM 调制单元以后对 PID 补偿环节的设计没有影响。

## 2.9 小结

本章介绍了双频半桥开关功放的主电路结构, 并分析了主电路的工作原理。在此基础上, 分别求取了高频和低频部分的分析模型。通过工作原理分析以及高、低频两部分的分析模型证明了双频半桥开关功放中高频部分的开关状态过程与普通的单一开关频率半桥功率放大器完全相同, 得到了高频部分与低频部分电路相互解耦的关系, 输出信号质量与低频部分无关的结论。根据双频结构的工作原理简要分析了该结构提高系统效率的原因。随后分别确定了高频和低频部分的控制电路, 给出了低频部分开关频率的估算公式, 对单周控制与 PID 补偿环节相结合

后的闭环控制抑制输入电源扰动和输出信号失真的原理做了简要分析。最后求取了单周控制单元的传递函数。

### 3 双频半桥开关功率放大器的仿真分析

本论文对一台双频半桥开关功放做了仿真分析，该功放的一些参数如下：

输入电源电压：±100V

输入信号幅值：4V

输入信号频率：20Hz~20kHz

放大倍数：10

高频部分开关频率：500kHz

负载：8Ω

在仿真中根据其输出功率和输入信号要求对主电路和控制电路的一些参数做了分析设计。

#### 3.1 部分参数的设计

##### 3.1.1 输出滤波器

由开关功放的工作原理不难看出输出滤波器对于开关功放而言非常重要，只有通过滤波器解调矩形波，将其中的高频成分滤除才能获得放大后的输入信号波形。为了提高效率和降低辐射，实际设计中大多采用无源滤波器。无源低通滤波器的类型主要有巴特沃思滤波器、切比雪夫滤波器和贝塞尔滤波器。其中巴特沃思低通滤波器具有最大平坦振幅特性，并且振幅随着频率上升单调下降，其通带和阻带平坦性及过渡带斜率也随阶数增大而更好。巴特沃思滤波器的这些特性对保持系统动态性能，降低非线性失真有非常重要的作用，结合对成本的考虑，开关功放一般选用二阶巴特沃思低通滤波器。

单端二阶低通滤波器的传递函数为：

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (3.1)$$

对比巴特沃思低通滤波器的逼近函数

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad (3.2)$$

可得到单端二阶低通滤波器的电容和电感的计算公式：

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}\omega_c R} = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi f_c R} \quad (3.3)$$



$$L = \frac{1}{C \omega_c^2} \quad (3.4)$$

$$L = \frac{\sqrt{2}R}{\omega_c} = \frac{\sqrt{2}R}{2\pi f_c} \quad (3.5)$$

因此平衡二阶巴特沃思低通滤波器的电容和电感计算公式应为：

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}\omega_c R} = \frac{1}{4\sqrt{2}\pi f_c R} \quad (3.6)$$

$$L = \frac{\sqrt{2}R}{\omega_c} = \frac{\sqrt{2}R}{2\pi f_c} \quad (3.7)$$

因为要求低通滤波器能尽量不衰减地输出较高频率的信号，提高系统的带宽，本文取转折频率为 15kHz，通过式 (3.7)，算得  $L=0.12\text{mH}$ 。通过仿真，取  $C=1\mu\text{F}$ 。

### 3.1.2 PID 补偿环节

如前所述，在开关功放中引入反馈环节是目前设计的趋势，其作用在于减小输出信号失真。因为本文中的双频开关功放高频部分采用半桥式的结构，通过以上的分析模型可知高频部分和低频部分是相互解耦的，因此高频部分主电路的传递函数即为半桥式开关变换器的传递函数  $G_{vd}$ ：

$$G_{vd} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_{DC}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (3.8)$$

选用的反馈补偿环节结构如图 3.1：

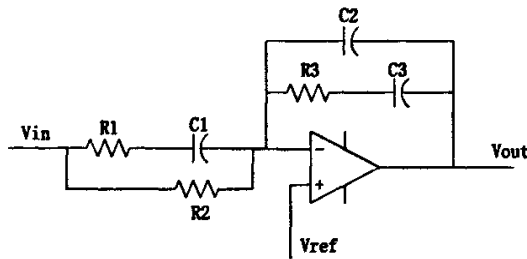


图 3.1 补偿环节

Fig3.1 The configuration of the compensator

其传递函数  $G_c$  为：

$$G_c = \frac{v_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{k\left(\frac{s}{\omega_1} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_3} + 1\right)}{s\left(\frac{s}{\omega_2} + 1\right)\left(\frac{s}{\omega_4} + 1\right)} \quad (3.9)$$

其中:

$$k = \frac{1}{R_2(C_2 + C_3)} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_1} = C_3 R_3 \\ \frac{1}{\omega_2} = \frac{C_2 C_3 R_3}{C_2 + C_3} \\ \frac{1}{\omega_3} = C_1 (R_1 + R_2) \\ \frac{1}{\omega_4} = C_1 R_1 \end{cases} \quad (3.11)$$

现取:  $\omega_1 = 600$ ;  $\omega_2 = 157k$ ;  $\omega_3 = 31.4k$ ;  $\omega_4 = 314k$ ;  $k = 600$ 。该补偿环节的幅频特性以及整个系统的幅频特性分别如图 3.2 和 3.3 所示。

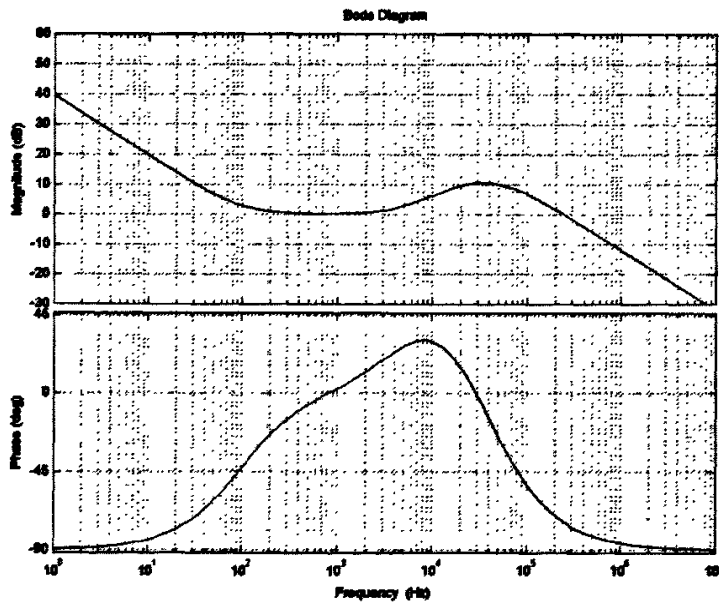


图 3.2 补偿器的波特图

Fig3.2 The bode plot of compensator

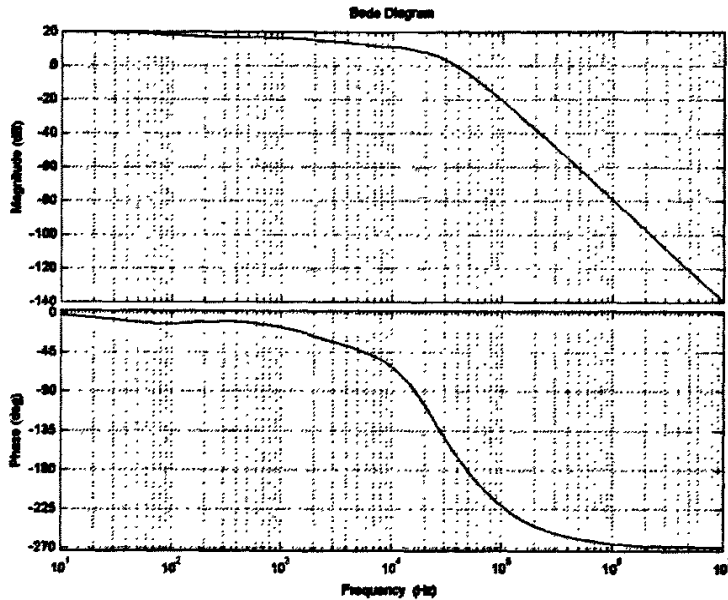


图 3.3 系统波特图

Fig3.3 The bode plot of system

从补偿后的系统幅频特性图中可以看到：系统的工作频带较宽，对 20kHz 以后的信号以 -40dB 的斜率衰减，20kHz 以前的信号基本保持其幅值不变。

### 3.1.3 高频电感电流滤波器的设计

高频电感电流的滤波器应尽可能满足输入信号与输出信号在系统频带范围内没有相位差，这样才能使低频电感电流有效跟踪高频电感电流，达到提高系统效率的目的。在此基础上要尽量减小系统频带范围外的频宽，避免在低频电感电流的参考量中引入过多的高频分量，达到降低低频部分开关频率的目的。无源滤波器要实现上述两点要求比较困难，同时也不利于减小体积，因此本文选用了有源滤波器。

设计滤波器使用的是 Filter Wiz Pro V3.0f 软件，该软件能根据设计要求设计出合适的有源滤波器。本文设计的滤波器为四阶的切比雪夫形式，其传递函数为：

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_1 s + 1} \cdot \frac{1}{R_3 R_4 C_3 C_4 s^2 + (R_3 + R_4) C_3 s + 1} \quad (3.12)$$

该滤波器的结构形式和幅频相频特性分别如图 3.4、3.5 和 3.6：

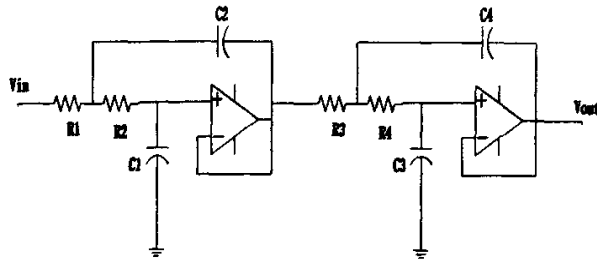


图 3.4 四阶有源滤波器

Fig3.4 Four-order power filter

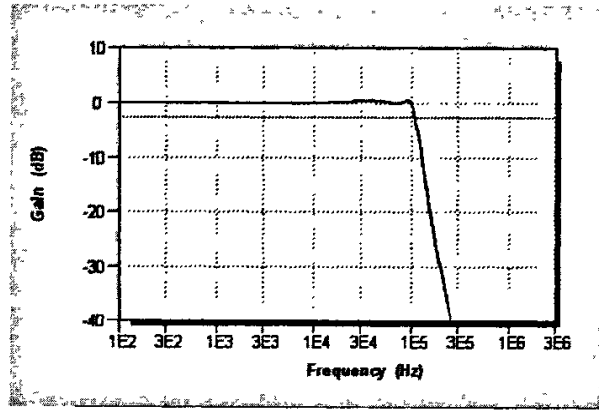


图 3.5 滤波器幅频特性图

Fig3.5 The magnitude-frequency graph of the filter

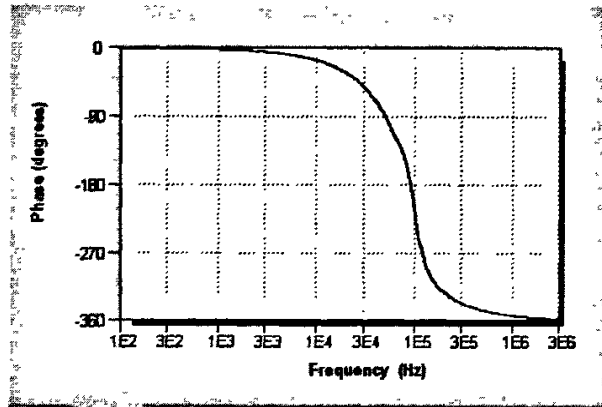


图 3.6 滤波器的相频特性

Fig3.6 The phase-frequency graph of the filter

图 3.5 和 3.6 表明该滤波器在 100kHz 左右开始以 -40dB 的斜率下降，20kHz 以前的信号其相位在通过滤波器以后基本不变，所以该四阶切比雪夫有源滤波器基本满足设计的要求。虽然 20kHz~100kHz 的信号也能不衰减的经过这个滤波器，对于低频电感电流的参考值有一定影响，但是相比没有使用这个滤波器的控制电

路来说，低频部分的开关频率仍然有所下降，这将在后面的仿真中得到验证。

### 3.2 仿真分析

为了验证理论的正确性，利用 SABER 仿真软件进行了仿真研究。仿真中低频部分的关键参数如下：

低频电感值：0.35mH

滞环环宽：±1V

#### 3.2.1 输入信号为 1kHz 时的仿真结果

1kHz 输入信号常常作为功放最重要的测试信号，大多厂家所标的一些重要技术指标都是在 1kHz 的输入信号作用下获得。这里展示了所设计的双频半桥开关功放放在输入 1kHz 信号时的一些仿真结果。

##### 1、输入信号与输出信号的比较

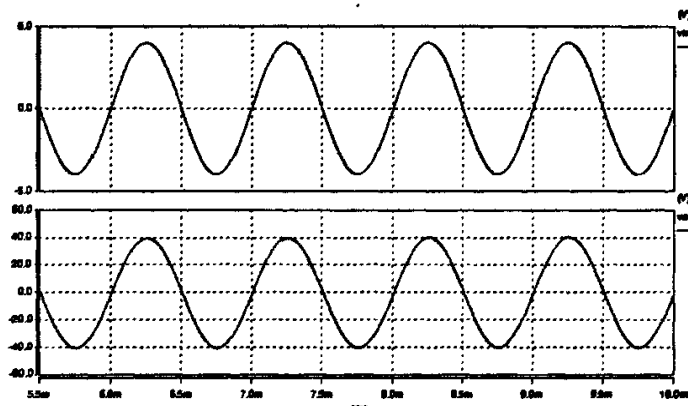


图 3.7 1kHz 输入信号与输出信号

Fig3.7 The 1kHz input signal and the output

从图 3.7 能看到，所设计的功放对 1kHz 的输入信号放大效果较好，输出信号无明显的非线性失真和相移，其放大幅度达到了放大倍数的要求，THD 值只有千分之二点四。

##### 2、低频开关与高频开关上的电流

图 3.8 和 3.9 分别为低频开关和高频开关上流过电流的整体波形和展开波形。从图 3.9 能看到，所设计的双频半桥开关功放的低频部分开关上流过的电流远远大于高频开关上流过的电流，较好地起到了对高频开关的分流作用，使得高频开关上的电流在 1kHz 输入信号作用下只有 1A 左右的峰值，因此输出电流已经主要由低频开关来承担。

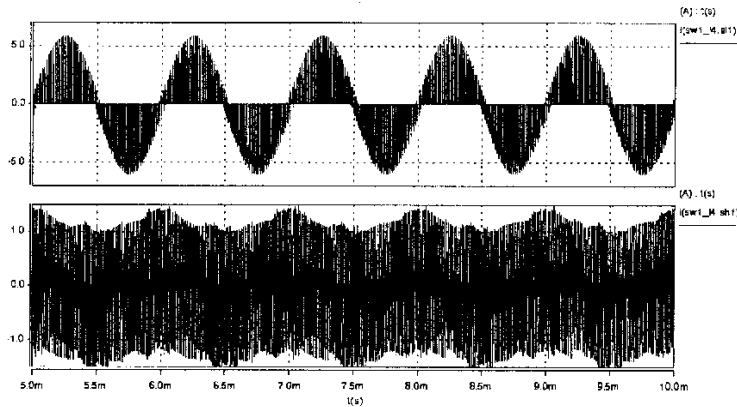


图 3.8 低频开关和高频开关上的电流

Fig3.8 The current in high-frequency and low-frequency switches

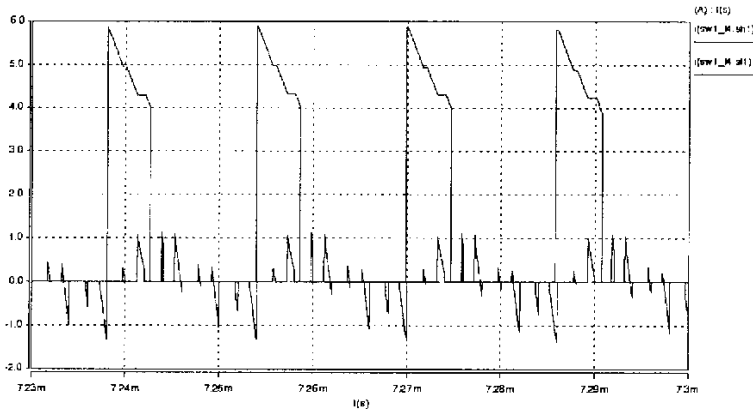


图 3.9 低频开关和高频开关上的电流

Fig3.9 The current in high-frequency and low-frequency switches

图 3.9 所示的高频开关在一个低频开关周期之内出现了正向电流和负向电流，产生这个现象的原因有两个：首先，本文对高频电感电流进行滤波以后才作为低频电感电流的跟踪参考值，所以低频电感电流实质上跟踪的是高频电感电流平均值；其次，低频部分采用了滞环控制方式，这种控制方式本身就要求输出信号在一定时间内要大于被跟踪信号。这两个原因使得低频电感电流的瞬时值可能在一定时间段内大于高频电感电流的瞬时值，根据双频半桥开关功放的主电路结构可知高频开关管上流过的电流即为高频电感电流与低频电感电流之间的差值，因此当低频电感电流值大于高频电感电流值时高频开关管上将会有负向电流出现。

上述现象的出现有利于提高系统的效率。不妨假设高频开关管上始终流过正向电流，即低频电感电流值始终小于高频电感电流瞬时最小值，这个差值将比低频电感电流跟踪高频电感电流平均值时两者间的差值大。当开关频率一定，流过开关管上的电流量就决定了开关损耗。因此高频开关管出现负向电流，即低频电感电流跟踪高频电感电流平均值的情况将有利于降低开关损耗，提高系统效率。

### 3、低频电感和高频电感上的电流

图 3.10 和 3.11 分别显示了低频电感电流和高频电感电流的整体波形以及展开后的情况。虽然预先对高频电感电流进行了滤波处理，但从图 3.10 中能看到图中上半部分的低频电感电流仍然很好地跟踪了下半部分的高频电感电流，所加入的滤波器对低频电感电流的跟踪性能影响不大。在图 3.11 中能看到两个电感电流的详细情况，滞环控制的低频部分开关周期明显小于高频部分。

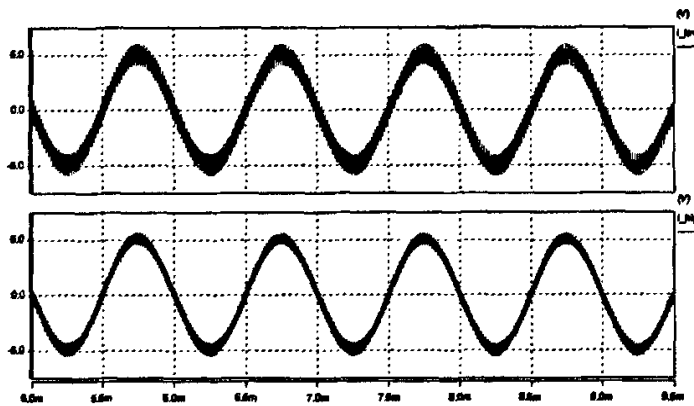


图 3.10 低频电感和高频电感上的电流

Fig3.10 The current in high-frequency and low-frequency inductor

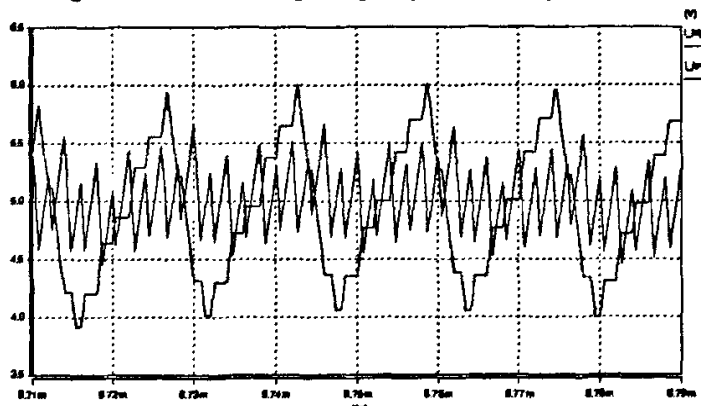


图 3.11 低频电感和高频电感上的电流

Fig3.11 The current in high-frequency and low-frequency inductor

### 3.2.2 双频与单一高频主要性能指标的对比

为了进一步说明双频结构中低频部分在不同输入信号频率时对高频部分的分流作用，本文以单一高频的半桥开关功放作为对比进行了仿真研究。所选择的单频功放其开关频率、输出滤波器和反馈环节的参数与高频部分完全一致，并分别选择了低频段、中频段和高频段的几个输入信号频率进行对比，结果如表 3.1。

在表 3.1 中记录了几个主要对比项目的结果,其中前三项说明设计的双频功放  
在低频段和中频段分流效果相当明显,只有 0.5A (有效值)左右的电流流过高频  
开关,相对于工作在 500kHz 开关频率,并且开关上流过大约 2.5A (有效值)电流  
的高频功放而言效率已有所提高。从表中可以看到一直到 10kHz 的较高信号频率  
阶段后低频部分仍然能对高频部分进行有效分流。表中最后两个对比项目则表明  
了双频功放中低频部分主要承担输出功率的任务,验证了输出信号质量与低频部  
分参数和控制无关的理论分析,因此如果进一步提高高频部分的频率将在不牺牲  
系统效率的同时提高输出信号的质量。

表 3.1 双频与单频功放的对比仿真

Table3.1 The comparison between double-frequency and single-frequency amplifier

项目		低频开 关的开关 频率范 围 (kHz)	流经高 频开关 的电流 有效值 (A)	流经低 频开关 的电流 有效值 (A)	流过高 频电感 的电流 有效值 (A)	流过低 频电感 的电流 有效值 (A)	输出 电压 幅值 (V)	输出 电压 THD 值 (%)
频率 (Hz)								
200	双 频	62~72	0.49	2.45	3.49	3.53	+40.2 -40.2	0.24
	单 频		2.52		3.57		+40.2 -40.2	0.24
500	双 频	62~72	0.49	2.55	3.65	3.67	+40.3 -40.2	0.24
	单 频		2.52		3.57		+40.3 -40.2	0.24
1K	双 频	55~72	0.48	2.47	3.65	3.69	+40.3 -40.0	0.24
	单 频		2.53		3.57		+40.3 -40.0	0.24
3K	双 频	50~78	0.54	2.46	3.51	3.55	+39.9 -39.5	0.24
	单 频		2.55		3.53		+39.9 -39.5	0.24
5K	双 频	30~75	0.62	2.52	3.57	3.62	+39.3 -39.0	0.25



	单频		2.53		3.57		+39.3 -39.0	0.25
10K	双频	10~20	2.28	1.97	3.86	2.79	+39.2 -38.8	0.25
	单频		2.74		3.86		+39.2 -38.8	0.25

### 3.2.3 有、无 PID 补偿环节的双频系统对比仿真

采用 PID 补偿环节的目的在于通过引入负反馈形成闭环控制来降低输出信号的非线性失真和与输入信号间的相移。为了更直观展示闭环控制的作用，下面用同一个双频半桥开关功放主电路，对高频段输入信号进行了闭环与开环的对比仿真。在图 3.12 展示了没有 PID 补偿环节时输入信号为 10kHz 时与输出信号的对比情况。从图中可以看到，到了 10kHz 输入信号阶段，输出信号已经与输入信号间产生了约 90 度的相位差，而且随着频率的提高，这样的相位差将越来越大。同时输出信号的幅值也与设计目标相差较远，这主要是由于输出滤波器在高频阶段的特性所决定。

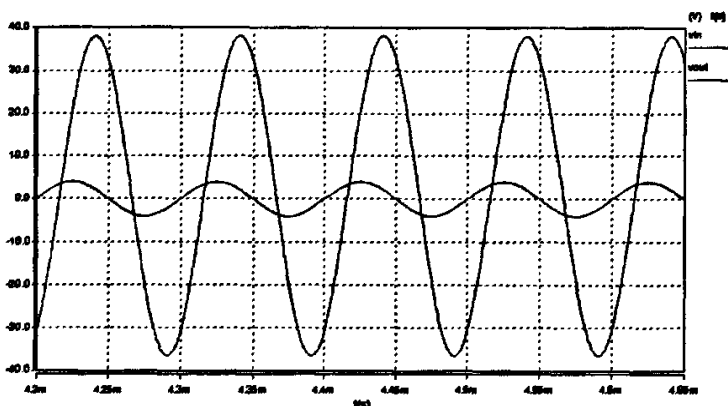


图 3.12 无反馈环节输入信号与输入信号的对比

Fig3.12 The compare with input and output of uncompensated amplifier

图 3.13 展示了有 PID 补偿环节时输入信号为 10kHz 时与输出信号间的情况。与图 3.12 中的情况比较后可以看见：图 3.13 中的输出信号与输入信号间的相位差明显小于图 3.12，约 15 度左右，远远小于图 3.12 中的情况，这表明输出信号的跟踪效果较好。而幅值也较图 3.12 中有所提高，基本与设计目标一致。

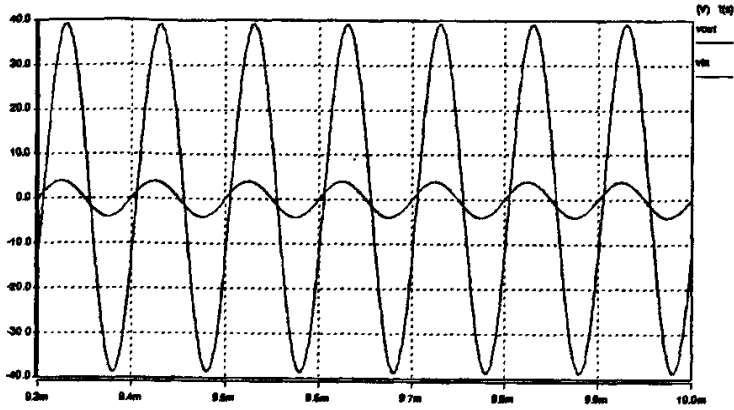


图 3.13 有反馈环节输入信号与输入信号的对比

Fig3.13 The compare with input and output of compensated amplifier

### 3.2.4 有、无高频电感电流滤波环节的双频系统对比仿真

如前所述，为了降低低频部分的开关频率，保证系统能实现较高的输出效率，首先对高频电感电流的采样值进行了滤波处理。在仿真中对于有、无高频电感电流滤波环节的两种双频电路进行了对比，选用的两个双频电路其主电路参数、反馈环节的设计、高频开关频率以及滞环环宽都完全相同，不同之处只在于有无高频电感电流滤波器。图 3.14 展示了两种电路在 1kHz 输入信号作用下低频部分开关频率的差异。

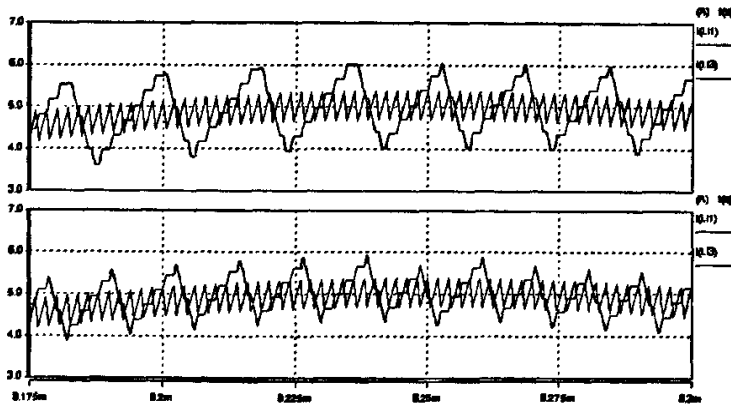


图 3.14 有无高频电感电流滤波器的对比

Fig3.14 The compare between two kinds of circuits

从这个 1kHz 输入信号的高频电感电流和低频电感电流波形图可以看到，下面没有高频滤波电路的低频开关频率显然要比上面采用了滤波电路的开关频率大。由于电流主要流过低频部分的开关，因此低频部分的开关频率过大将不利于系统效率的提高，会降低双频功放相对于单频功放的优越性。

在表 3.2 中进一步显示了几个中频段不同输入信号频率作用下两种电路的仿

真数据对比情况。

表 3.2 有无高频电感电流滤波环节的对比

Fig3.2 The compare between two kinds of circuit

项目 \ 频率		1kHz	3kHz	5kHz
高频电感的电流有效值 (A)	有	3.65	3.51	3.57
	无	3.57	3.51	3.57
低频电感的电流有效值 (A)	有	3.69	3.55	3.62
	无	3.60	3.52	3.57
高频开关的电流有效值 (A)	有	0.48	0.54	0.62
	无	0.42	0.41	0.42
低频开关的电流有效值 (A)	有	2.47	2.46	2.52
	无	2.57	2.53	2.53
低频部分的开关频率 (kHz)	有	55~72	50~78	30~75
	无	83~125	71~125	45~100

以表 3.2 中的数据相比而言, 有高频电感电流滤波环节的电路因为滤波器的作用使得流过高频开关的电流有效值稍大; 但由于低频部分采用滞环控制, 开关频率不固定, 从仿真的数据看, 没有滤波器的双频功放其低频开关频率明显大于有滤波环节的双频功放, 甚至前者的最低值比后者的低频开关最大值更大。综合来看, 提高一点高频部分开关上流过的电流值仍然有利于提高系统效率。

### 3.3 小结

本章首先完成了一些关键参数的分析设计, 例如输出滤波器、反馈环节等。在仿真分析中, 对单一高频和双频的半桥开关功放进行了对比仿真, 仿真结果验证了双频结构有助于提高系统效率; 随后对有、无反馈环节的双频功放以及有、无高频电感电流滤波器的双频功放分别进行了对比仿真, 其结果分别验证了反馈环节和滤波环节有助于提高输出信号质量和系统效率。

## 4 双频半桥开关功率放大器的实验研究

目前在仿真研究的基础上制作了一台小功率双频半桥开关功放。下面对设计的各个部分电路进行较为详细的介绍。

### 4.1 主电路及驱动

目前开关功率放大器的主电路大多采用半桥式或者全桥式结构，这两种方式各有各的特点。全桥结构不会存在电源电容充放电不平衡的现象，适合放大低频和直流信号，但是由于单频结构的全桥式开关功放就已经采用了 4 个开关管，如果把双频原理应用到全桥结构的电路中，其主电路将有 8 个开关管，这样主电路和控制电路都将比较复杂，不利于降低成本和体积。所以本文采用了半桥结构的主电路。

实验设计的双频半桥开关功放主电路如图 4.1 所示，图中 A 点与 B 点将接减法器的两个输入端，其差值作为积分器的输入量。两个电流传感器 CT 的输出信号也将接减法器的两个输入端，其差值作为滞环比较器的比较信号。

在实际电路的设计中，为了提高控制电路部分各个芯片工作的安全性，将信号地与功率地进行了相互隔离，功率地接入输入分压电容之间，信号地则直接与输入电压的地相接。这样的改变使得单周控制中的电压取样与仿真有所不同，需要加入减法器才能获得理论的正负电压信号，并且取样电压需要分压以后才能与积分复位环节的运放输入端相连，否则可能会损坏器件。这些措施都对系统放大倍数的设计产生了影响，这些将在后面的章节中详细叙述。

#### 4.1.1 缓冲电路

由于高频部分的频率较高，要求功率开关的开关速度较快，本文选用了 IR 公司的 IRF640。由于 MOSFET 的寄生二极管反向恢复时间较长，因此一般用串连一个肖特基二极管后反向并联超快恢复二极管的方法将寄生二极管屏蔽。本文的肖特基二极管选用了 1N5822，超快恢复二极管选用 MUR120。

为了抑制开通和关断时候的尖峰电压，在 MOSFET 开关两端增加了 RC 缓冲电路。根据公式，用高频部分的参数计算 R、C 的值如下：

$$\frac{I_D V_{DS} (t_r + t_f)}{2} = \frac{V_{DS}^2 C}{2} \quad (4.1)$$

$I_D$ ：最大的漏极电流；

$V_{DS}$ ：最大的漏源电压；

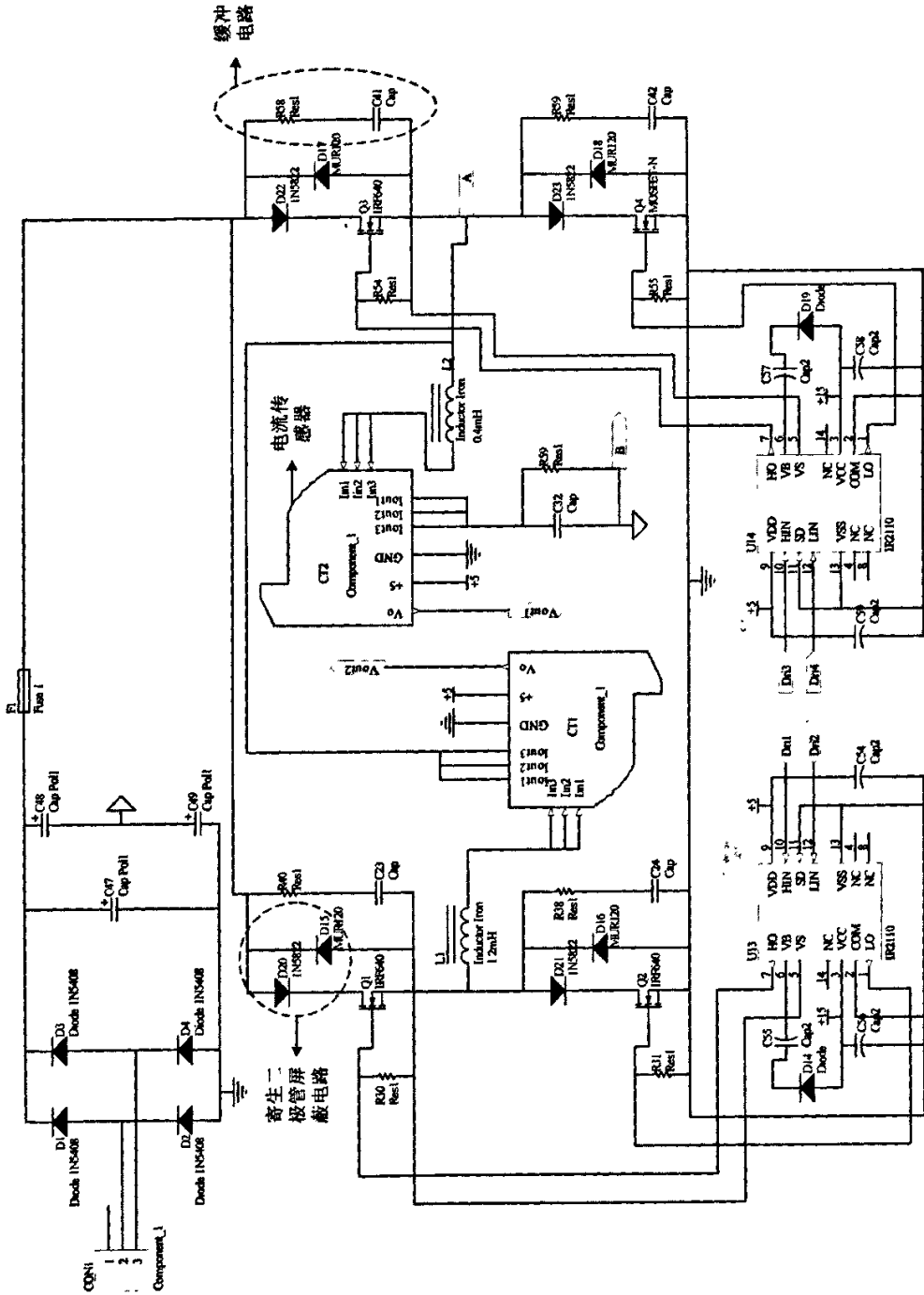


图 4.1 主电路及驱动

Fig4.1 The power circuit and driver

$t_r$ : 关断过程中电压上升时间;

$t_f$ : 关断过程中电压下降时间。

从开关管的器件资料中有： $t_r = 45ns$ ； $t_f = 38ns$ ；设计实验中的最大漏极电流  $I_D = 4A$ ，最大漏源电压  $V_{DS} = 50V$ 。

$$\text{所以： } C = \frac{4(t_r + t_f)}{50} = 6.64nF \quad (4.2)$$

选择 R 使电容在每次导通时间内可以完全放完电，假定三倍时间常数可以放完电，则： $R \leq \frac{t_{on}}{3C}$

设  $t_{on} = 500ms$ ，则  $R \leq 25\Omega$

$$\text{验算电阻的功率： } P_R = \frac{1}{2} C V_{DS}^2 f = 2W$$

低频开关管的 RC 缓冲电路参数计算方法与上述公式相同。

#### 4.1.2 电流传感器

为了减小双频半桥开关功放的体积和实现控制电路与主电路的电气隔离，本文使用电流传感器来对电感电流实时取值。电流传感器选用了 LEM 公司的 LTS6-NP，该传感器是一款霍尔效应的闭环传感器，使用单电源供电，可直接焊接到 PCB 板上，并且具有精度高、输出信号线性度好、反应速度快和频带较宽等优点。LTS6-NP 的输出信号电压与输入电流值的关系为：

$$2.5 \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN}) \quad (4.3)$$

其中： $I_p$  表示电流传感器原边电流的测量范围（0~±19.2A）

$I_{PN}$  表示电流传感器原边电流的额定有效值（6A）

双频电路的工作原理要求低频电感电流跟踪高频电感电流，因此高频电感电流的取样对于低频部分的电路设计及电路所用元件参数的确定有很大影响。若其取样值不能真实有效反应高频电感电流将影响低频部分的分流作用以及降低功放的效率，甚至会造成电路无法正常工作。式（4.3）说明该传感器的输出电压值并不是与输入电流值成 1 比 1 的对应关系，并且有一个直流偏置。但是因为高频电感电流和低频电感电流的取样都是采用的这一款电流传感器，它们之间的相互关系仍然不变，只是在设定低频部分滞环电路环宽时需要加以注意。

#### 4.1.3 驱动电路

驱动电路选用了 IR 公司的 MOSFET 开关管专用驱动芯片 IR2110。该芯片是一款高压、高速的自举式驱动芯片，上管和下管的驱动电路相互独立，驱动信号输入端口与 CMOS 和 TTL 电路输出兼容，信号延时为数十纳秒，开关频率可以高达数百千赫，其内部结构如图 4.2。

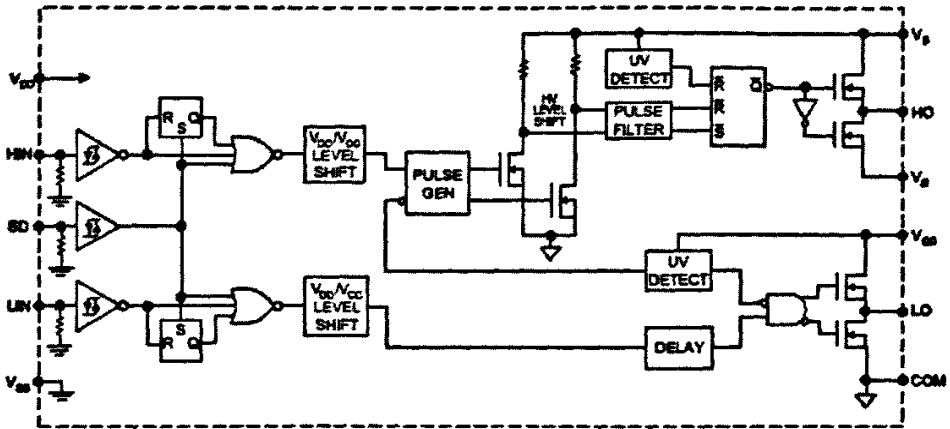


图 4.2 芯片内部结构

Fig4.2 The circuit of IC 2110

该芯片只需要在外部添加一只二极管和一只浮充电容即能构成自举电路正常驱动上下桥臂的开关管，其工作状态时的电路结构如图 4.3 所示：

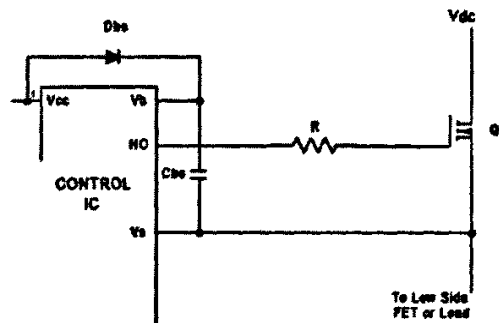


图 4.3 自举结构

Fig4.3 Bootstrap circuit

当一支桥臂的下管开通时，Vs 点的电压被拉低为地电压，此时电容 Cbs 通过二极管充电；当同一桥臂的上管开通信号到来时，上管的驱动能量即由浮充电容 Cbs 提供，一个完整的开关过程如图 4.4 所示：

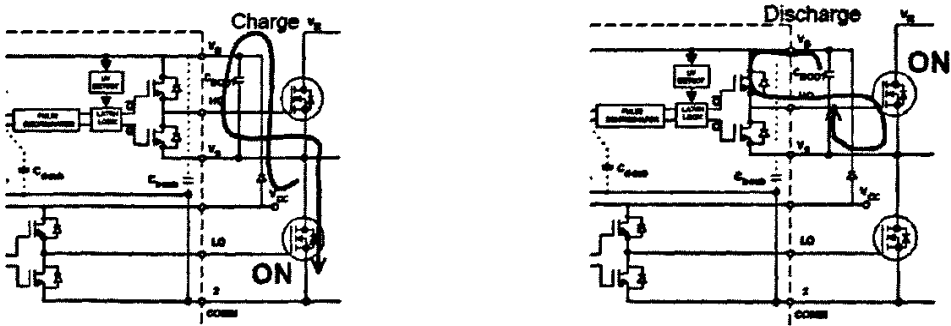


图 4.4 自举电路工作原理

Fig4.4 The process of bootstrap circuit

由于采用浮充电容的自举式驱动原理提供上管的驱动电压，浮充电容值的选择就相当重要。电容过小可能会发生过充，损坏芯片，或者不能满足驱动上管开通的需要。浮充电容最小值的确定与很多因素有关，计算公式如式 (4.4)：

$$C \geq \frac{2 \left[ 2Q_g + \frac{I_{qbs(\max)}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{Cbs(\text{leak})}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{\min}} \quad (4.4)$$

其中：  $V_f$ ：  $D_{bs}$  的正向压降；

$V_{\min}$ ：  $V_B$  与  $V_S$  的最小压差；

$V_{LS}$ ： 低端 FET 开通时的压降；

$I_{qbs}$ ： 高端驱动电路的静态电流

$I_{Cbs(\text{leak})}$ ： 浮充电容漏电流，如果用非电解电容，则可以忽略。

根据低频和高频部分开关管的参数不同，以及二极管 MUR120 的内部参数，可以分别算得到所需的最小浮充电容值。一般实际应用中需要取式 (4.4) 中所得值的 15 倍。本文中用高频部分的参数作为计算标准，并统一取高频和低频开关的浮充电容为 1 $\mu$ F

## 4.2 高频控制电路

如前所述，实验电路的结构与仿真的电路有所差异，这些差异主要体现在高、低频部分的控制电路中。图 4.5 为高频部分的总体控制框图，后面将按照功能模块的不同来详细介绍。

### 4.2.1 分压及减法器

前面的章节中提到，设计的电路其功率地与信号地分离，因此需要加入减法器，将取样点的电压减去功率地的电压后才能得到理论的正负积分电压信号。由于取样点的电压大大高于运放芯片的输入电压允许范围，因此要首先对取样信号分压以后再接入运放的输入端。根据单周控制的原理，取样点电压进行分压以后，会对放大倍数产生影响，如果想保持原来的放大倍数不变，需要对积分电容和电压值进行处理。

设没有对取样点电压分压时电路的放大倍数为  $k$ ，分压以后电路的放大倍数为  $k'$ ，分压值为  $1/N$ 。根据单周控制原理，取样点的平均电压可以表示为：

$$\bar{V}_S = kV_{ref} \quad (4.5)$$

分压后的取样点平均电压为：



$$N \cdot \bar{V}_s = kV_{ref} \quad (4.6)$$

$$\text{因此: } k' = \frac{1}{N}k \quad (4.7)$$

即分压后的电路若想维持原有理论放大倍数的话, 需要将实际放大倍数设为理论值的  $1/N$ , 在开关频率不变的情况下, 只有减小积分电容或者积分电阻值。

实际电路中取分压值为  $1/10$ , 用两片 LM318 高速运放来实现该电路。该运放是通用型运放中速度较快的一款, 与其它型号的通用型运放相比具有电压转换速率快、频带宽、输出动态范围大、较完善的保护电路等优点, 适合于脉冲信号放大器、宽带放大器、中频放大器和宽频带信号发生器等电路。连接于芯片 2 脚和 8 脚之间的电阻、电容以及 1 脚和 5 脚之间的电阻能较为有效地提高输出电压的变化率, 减小输出电压的高频震荡, 提高芯片在高频阶段的工作稳定性; 并联于 2 脚和 6 脚的小电容也用于抑制输出信号的高频振荡。

#### 4.2.2 积分复位电路

在单周控制电路中, 积分复位电路是最核心的部分, 其参数的设计关系到功放对信号的放大倍数和输出功率整个系统的放大倍数、功率输出。本文采用一个 LT1220 运放作为积分复位电路的积分器, 采用 MC14053 作为积分复位电路中的复位开关。

LT1220 是一款高精度超高速运算放大器, 该运放具有很低的输入偏移电压和输入偏置电流, 能提供更高的直流增益、更宽的带宽 (45MHz) 和输出电压斜率 (250V/us), 在高频电路中工作更为稳定。由于本文所设计的双频半桥开关功放其高频部分的开关频率较高, 选用这款运放作为积分器正是需要利用它较高的电压转换速率和较宽的工作频带。MC14053 是四选一多路开关, 导通电阻约为  $40\Omega$ , 工作电源  $\pm 8V$ , 可对工作电源范围内的正负模拟信号进行开断。

#### 4.2.3 积分比较单元

用于积分输出与输入信号之间的比较单元选用了一款电压型快速比较器 LM306。该比较器输出端能驱动 10 级 TTL 负载, 芯片内部带有短路和峰值电流保护电路, 确保芯片安全工作, 同时两个使能端口能对芯片的输出进行有效控制。由于器件本身的限制, 必须对输入信号以及积分信号分压以后再进行比较, 同时接地端的分压电阻不宜太小, 否则会比较器不能正常输出信号。

#### 4.2.4 开关管驱动信号处理电路

因为实际电路中的信号总是有一定时间宽度的, 或者由于电路参数的不匹配以及工作不稳定等原因都可能导致单周控制中的时钟信号与比较器输出信号同时为高电平, 即同时对 RS 触发器有效, 如果不预防这种情况的发生就会产生上下桥臂短路而烧坏开关管或者其它器件。因此有必要对时钟信号和比较器输出信号进行处理以后再输入到 RS 触发器里。本文用与门和非门实现了两个信号同时有效时

对比较器的输出信号进行屏蔽，只有时钟信号对 RS 触发器有效。

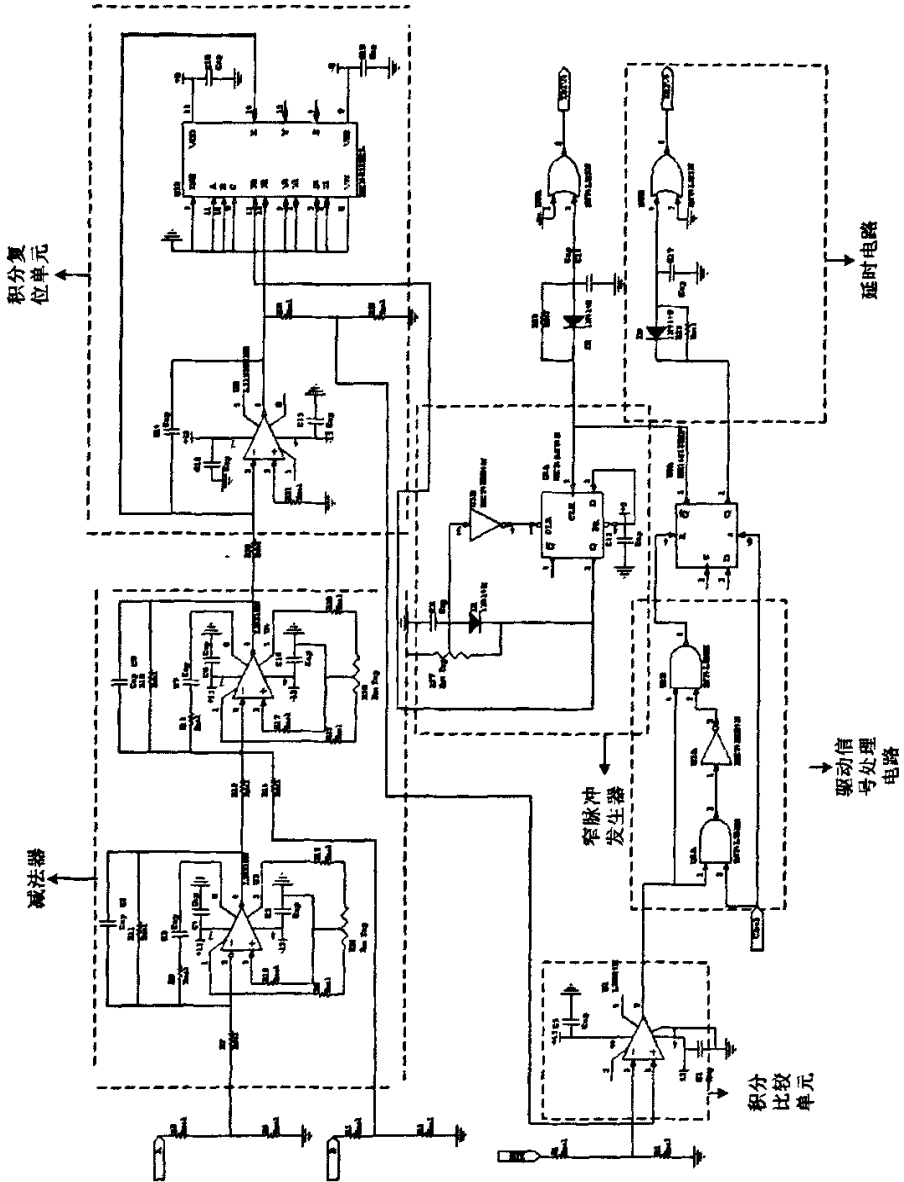


图 4.5 高频部分总体控制框图

Fig4.5 The configuration of high-frequency part

### 4.2.5 延时电路

RS 触发器的输出信号需要经过延时以后再作为驱动芯片的输入信号。延时电路的作用同样是对电路的一种保护措施，也是为了避免上下桥臂短路现象的发生。本文用一个或门来实现输入信号的延时。当信号为高电平时，电容通过电阻充电，

其电压达到或门所要求的高电平标准时，或门输出高电平；信号为低电平时，电容通过电阻放电，直到下一个周期的到来。这里需要注意的是电容的放电速度，因为如果在下一个高电平信号到来前电容上的电荷没有完全释放，会导致延迟时间减短；若电荷在每个放电周期都没有释放完，周而复始，可能会使或门的输出一直为高电平，影响电路正常工作，甚至烧坏器件。。

#### 4.2.6 窄脉冲发生器

根据单周控制的原理，需要使积分电容在每个周期内将存储的能量释放为零，但这个过程不能太长，否则会使输出波形失真加大，甚至影响电路的正常工作，所以需要设计一个窄脉冲发生器，由该窄脉冲发生器产生的脉冲信号导通多路开关 MC14053 以释放积分电容上的能量。

本实验中采用一个 D 触发器 MC74AC74 来产生窄脉冲。将 RS 触发器的输出端  $\bar{Q}$  接到 D 触发器的时钟端 (3 脚)，作为窄脉冲的发生信号。当 RS 触发器复位时，其输出信号  $\bar{Q}$  由低电平变化为高电平，使 D 触发器的输出 Q 也突变为高电平并通过电阻 R 给电容 C 充电，当电容 C 上的电压上升到反向器的高电平门限时，反向器输出低电平，强制 D 触发器输出端 Q 归零，完成窄脉冲的发生。该电路通过调节电阻 R，就可以调整电容 C 的充电时间，从而达到调整脉冲宽度的目的。

### 4.3 低频控制电路

如前所述，低频控制回路采用了滞环控制，其总体框图如图 4.6。低频控制主要分为减法器、正相放大单元、滞环比较单元和 RS 触发单元。下面分别对这几个单元进行介绍。

#### 4.3.1 高频电感电流信号与低频电感电流信号间的减法器

根据双频电路的工作原理，要求低频电感电流跟踪高频电感电流，本文中低频部分采用了滞环控制，因此两个电感电流之间的差值就必不可少。由于电流传感器 LTS6-NP 要求负载不小于  $2k\Omega$ ，所以在运放的输入端先用了一个电阻接地，除此之外该减法器与前面所提到的用于积分取样点电压和功率地电压相减的减法器完全相同，仍然是两片 LM318 高速运放来实现，并且同样在芯片 2 脚和 8 脚之间、2 脚和 6 脚以及 1 脚和 5 脚之间也连接了电阻和电容，以提高输出电压的变化率，减小输出电压的高频震荡，提高芯片在高频阶段的工作稳定性。

#### 4.3.2 正相放大单元

前面对于电流传感器 LTS6-NP 的介绍中提到其输出的电压信号幅值与输入电流信号的幅值并不是 1 比 1 的比例，根据其产品手册可以看到它的输出电压幅值较小。两个电流传感器的输出信号经过减法器后的信号幅值更小，这样不利于后

级比较器的工作，可能会使得比较器误动作，因此需要将减法器输出信号放大。为了不改变差值的相位，这里选用了正相放大器。

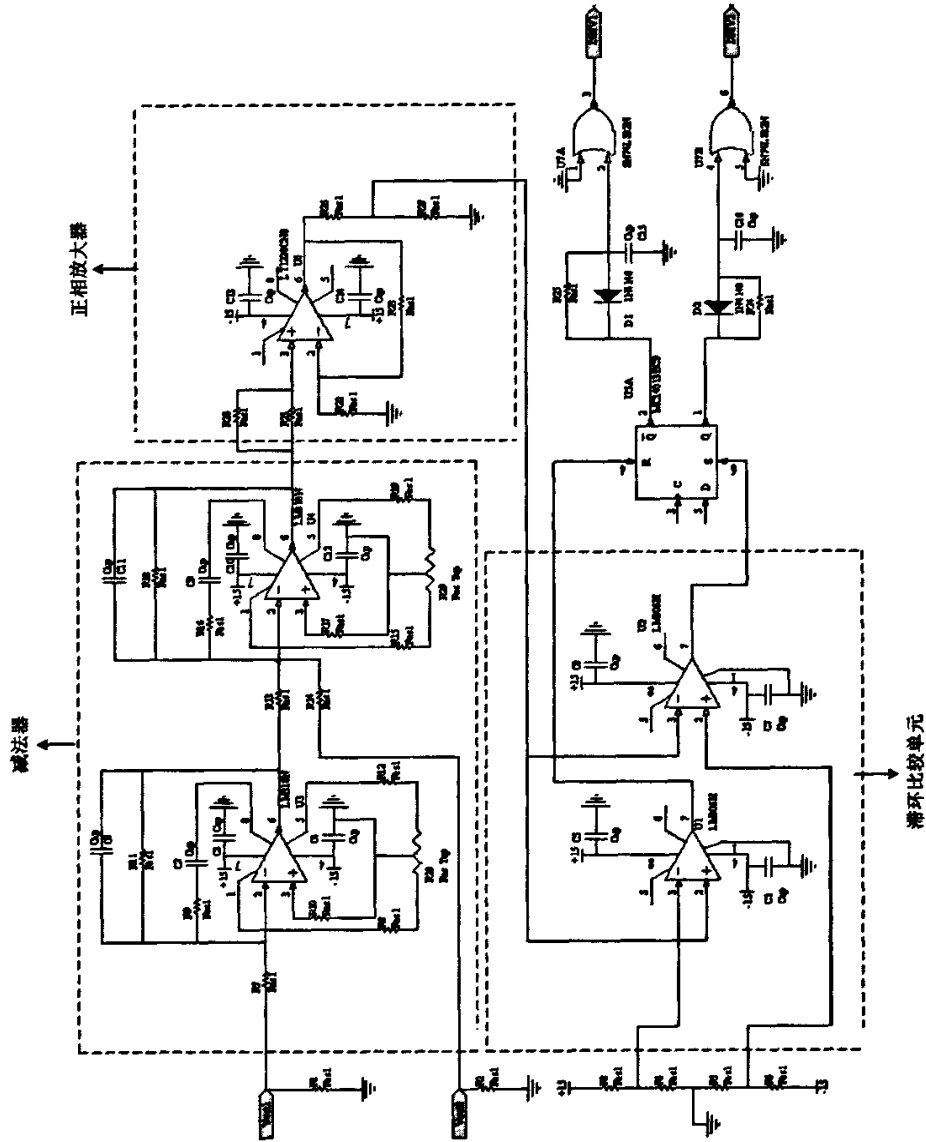


图 4.6 低频部分总体控制框图

Fig.4.6 The configuration of low-frequency part

### 4.3.3 滞环比较单元

滞环电路中比较器的反应时间将决定电路的反应时间。这里仍然选用 LM306 快速差分输入电压型比较器。用于确定环宽的电压值由分压电路获得。

滞环比较单元以后的电路结构还有 RS 触发器、死区延时电路，其结构与高频

部分的完全相同，这里不再一一介绍。

#### 4.4 时钟电路

时钟电路是高频部分的单周控制必不可少的组成部分，因为实验的调试需要，用 555 芯片构成了一个多谐振荡器来产生可以调整输出频率的时钟信号，图 4.7 是其电路原理图。

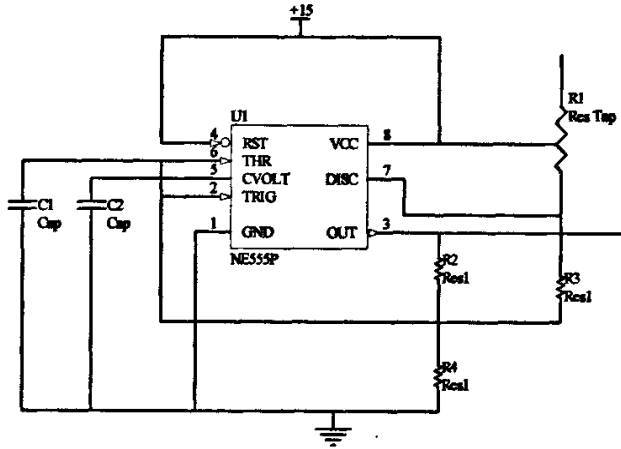


图 4.7 时钟电路

Fig4.7 The timer circuit

该电路的周期是由电容 C1 的充放电时间决定的。

电容 C1 的充电时间：

$$T_1 = (R_1 + R_2) C_1 \ln \left( \frac{V_{CC} - \frac{V_{CC}}{3}}{V_{CC} - \frac{2V_{CC}}{3}} \right) \approx 0.7(R_1 + R_2) C_1 \quad (4.8)$$

放电时间：

$$T_2 = R_2 C_1 \ln \left( \frac{0 - \frac{2V_{CC}}{3}}{0 - \frac{V_{CC}}{3}} \right) \approx 0.7 R_2 C_1 \quad (4.9)$$

所以振荡周期为：

$$T = T_1 + T_2 = 0.7(R_1 + 2R_2) C_1 \quad (4.10)$$

在实验中确定时钟频率为 250kHz，即高频部分的开关频率为 250kHz。

#### 4.5 整机输出信号

实验的电路板如图 4.8 所示，所设计的双频半桥开关功放放大倍数为 5 倍，负

载为  $10\Omega$  的电阻，高频电感值为  $0.4\text{mH}$ ，低频电感值取为  $1.2\text{mH}$ 。实验结果在下面的章节里一一介绍。

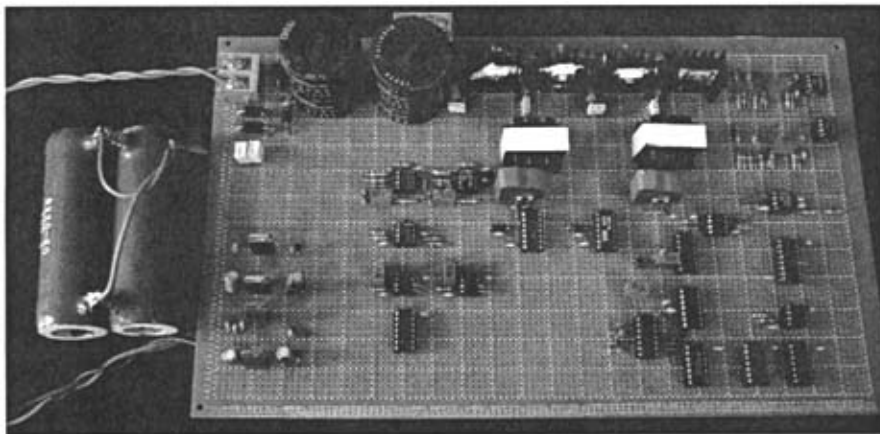


图 4.8 实验板

Fig4.8 The circuit board

#### 4.5.1 高频工作时的输出波形

由前面的理论分析可以看到，对于双频控制的开关功放而言，输出信号的质量只与高频部分有关，高频部分电路单独工作能得到较好的输出信号是双频工作的基础，因此设计好高频部分的电路十分重要。图 4.9~4.12 分别显示了设计的半桥开关功放只有高频部分工作时对于  $100\text{Hz}$ 、 $200\text{Hz}$ 、 $500\text{Hz}$  和  $1\text{kHz}$  输入信号的输出波形。图中的 CH1 均为输出电压信号。

从实验的几个输入信号频率来看，所设计的双频半桥式开关功放在只有单频工作时对输入信号做了较好的放大，幅值都达到了设计的要求。这为双频工作打下了基础。

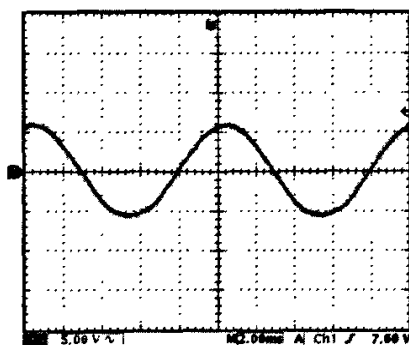


图 4.9 单频半桥式开关功放的输出波形 ( $100\text{Hz}$ )

Fig4.9 The output of single-frequency half-bridge switching amplifier ( $100\text{Hz}$ )

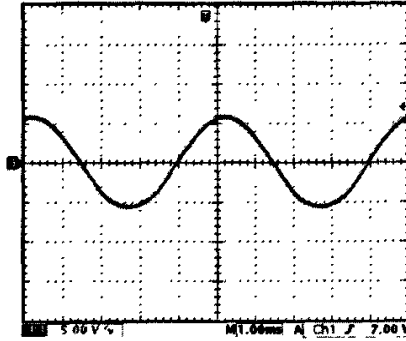


图 4.10 单频半桥式开关功放的输出波形 (200Hz)

Fig4.10 The output of single-frequency half-bridge switching amplifier (200Hz)

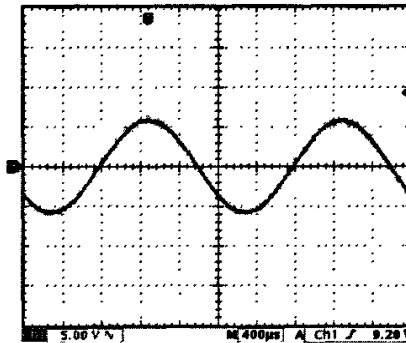


图 4.11 单频半桥式开关功放的输出波形 (500Hz)

Fig4.11 The output of single-frequency half-bridge switching amplifier (500Hz)

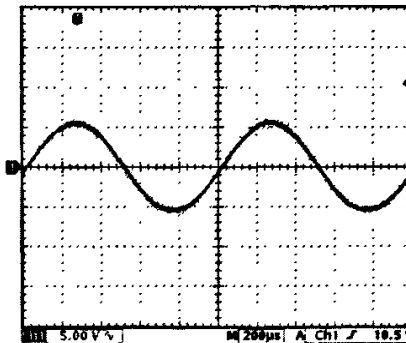


图 4.12 单频半桥式开关功放的输出波形 (1kHz)

Fig4.12 The output of single-frequency half-bridge switching amplifier (1kHz)

#### 4.5.2 双频工作时的输出波形

对于双频工作时候的开关功放而言，输出信号质量与低频部分无关，即双频工作状态下的输出信号质量应该和单频工作基本一致。图 4.13~4.16 分别为该半桥开关功放双频工作时对于 100Hz、200Hz、500Hz 和 1kHz 输入信号的输出波形。各幅图中的 CH1 也均为输出电压信号。

从四个测试频率的输出波形来看,本文设计的半桥开关功放在双频工作时候实现了对输入信号失真较小的放大,且放大后的输出信号幅值达到了预期要求。

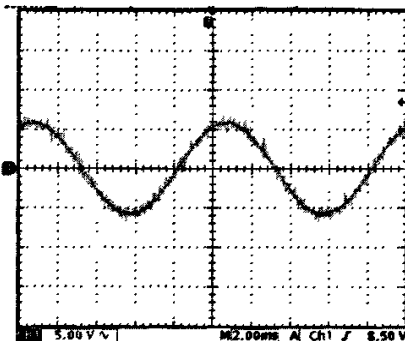


图 4.13 双频半桥式开关功放的输出波形 (100Hz)

Fig4.13 The output of double-frequency half-bridge switching amplifier (100Hz)

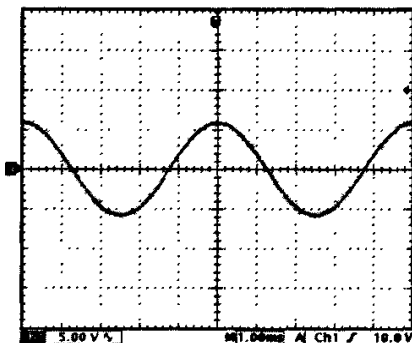


图 4.14 双频半桥式开关功放的输出波形 (200Hz)

Fig4.14 The output of double-frequency half-bridge switching amplifier (200Hz)

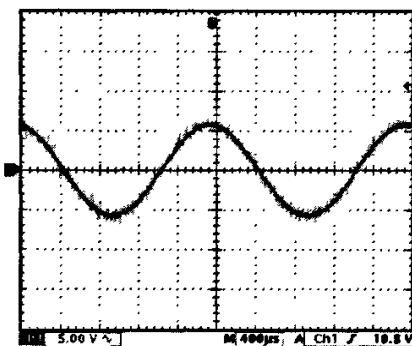


图 4.15 双频半桥式开关功放的输出波形 (500Hz)

Fig4.15 The output of double-frequency half-bridge switching amplifier (500Hz)



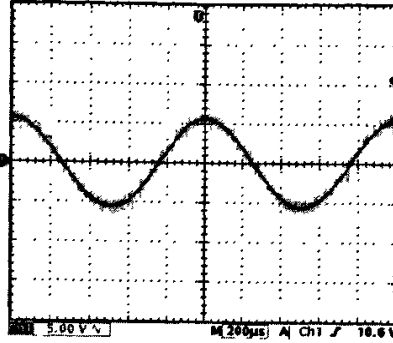


图 4.16 双频半桥式开关功放的输出波形 (1kHz)

Fig4.16 The output of double-frequency half-bridge switching amplifier (1kHz)

### 4.5.3 高频与双频工作状态输出信号的比较

前述理论中讲到输出信号的质量与是否有低频部分无关，这里用两种工作状态时不同频率输出信号的 THD 值作对比，以此验证理论的正确性。对比结果如表 4.1 所示。

表 4.1 两种工作状态输出信号 THD 值的对比

Fig4.1 The compare of output signal's THD between two situation

信号频率 \ 工作状态	100Hz	200Hz	500Hz	1000Hz
高频工作	2.82%	2.56%	2.52%	2.62%
双频工作	2.61%	2.66%	2.93%	2.85%

表中的数据均利用 WAVESTAR 软件对输出信号作 FFT 分析后所得，其分析过程如图 4.17 所示。图中展示了双频工作状态时对 100Hz 输出信号做 FFT 分析的结果。

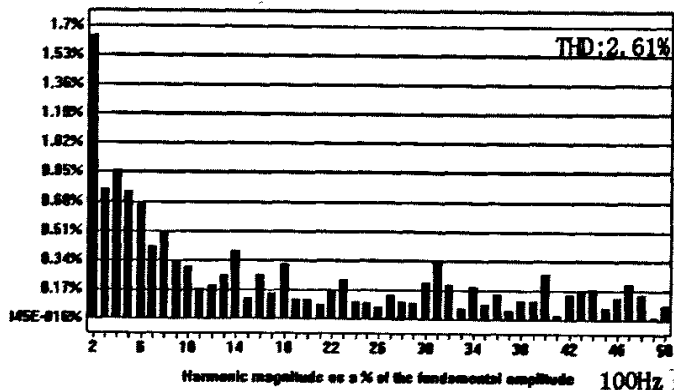


图 4.17 100Hz 信号的 THD 分析

Fig4.17 The THD analyze for the 100Hz output signal

虽然表 4.1 中的各个数据并非完全相同,但考虑到在示波器中获取输出波形的偶然性和软件计算能力的非理想性,这些数据验证了高、低频部分相互解耦,低频部分的参数与输出信号质量无关的理论。

#### 4.5.4 双频工作时的电感电流

双频的工作原理要求低频电感电流跟踪高频电感电流,以实现低频部分对高频部分的分流作用。在实验中对这种工作原理做了观察,其结果如下

图 4.18 为 100Hz 输入信号时的高频和低频电感电流波形,图 4.19 为其展开波形图。

图 4.20 为 200Hz 输入信号时的高频和低频电感电流波形,图 4.21 为其展开波形图。

这些图中,CH3 均为高频电感电流,CH2 均为低频电感电流。从测试的两个输入信号频率来看,设计的双频半桥式开关功放低频电感电流能有效跟踪高频电感电流,并且由于低频电感值相对高频电感值较大,低频部分的开关频率远远小于高频部分,这在两幅电感电流的展开图中有所展示。根据对双频结构的效率分析,较低的低频开关频率有利于提高系统效率。

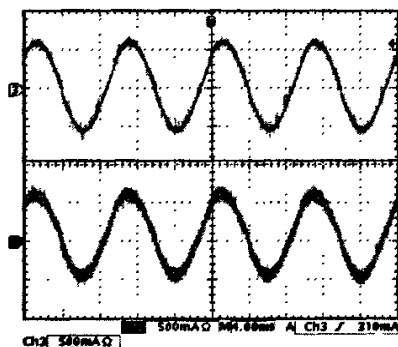


图 4.18 高频和低频电感电流 (100Hz)

Fig4.18 The current of high-frequency and low-frequency inductor (100Hz)

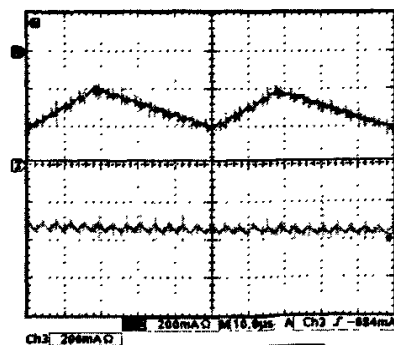


图 4.19 高频和低频电感电流 (100Hz)

Fig4.19 The current of high-frequency and low-frequency inductor (100Hz)

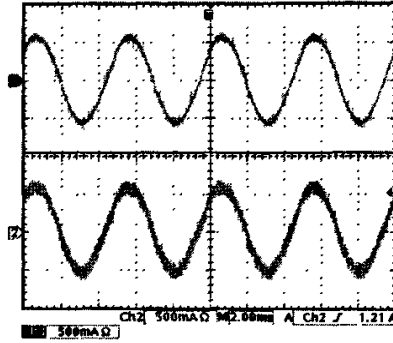


图 4.20 高频和低频电感电流 (200Hz)

Fig4.20 The current of high-frequency and low-frequency inductor (200Hz)

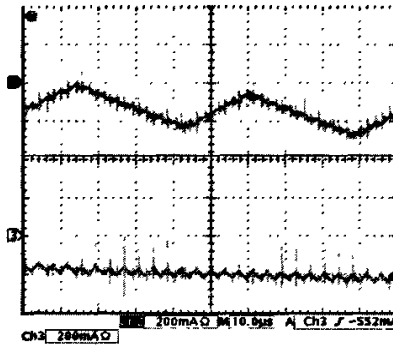


图 4.21 高频和低频电感电流 (200Hz)

Fig4.21 The current of high-frequency and low-frequency inductor (200Hz)

## 4.6 小结

本章首先分功能模块介绍了所设计的一台小功率双频半桥开关功放的电路结构，重点讲解了实际电路与仿真电路的不同之处。该功放经过调制得到了较好的输出信号。实验结果验证了所设计电路的有效性，通过对双频工作状态以及单一高频工作状态时输出信号 THD 的分析验证了高频部分与低频部分相互解耦，低频部分参数与输出信号质量无关的理论。

## 5 总结

高频化始终是电力电子产品的发展方向，开关功率放大器也始终朝着高频化、小型化和高效化发展。但是随着开关频率的提高，开关损耗也将不断加大，这限制了开关功放在大功率输出场合中的应用。

论文[50]提出的双频控制思想正是为了解决变换器在大功率输出场合时如何降低开关损耗，提高效率的问题。这种控制思想在原有变换器的结构中加入低频单元，通过低频单元来处理输出功率，而高频单元则用于提高输出信号质量，这样在提高信号输出质量的同时也提高了变换器的工作效率。

本文在论文[50]所提出的双频半桥开关功放基础上，对其进行了较为深入的分析，在原有电路的基础上加入了反馈环节和高频电感电流滤波环节，并对两个环节所产生的影响做了分析。设计了一台小功率的双频半桥功放整体电路，通过调试得到了较好的输出信号。主要成果如下：

- 1、系统分析了双频半桥开关功放的工作原理，鉴于逆变器输出电压变化范围较大难以满足小信号分析的情况通过引入开关函数建立了高频部分的统一状态方程，从而获得其分析模型。利用高、低频两个部分的分析模型，得到了它们相互解耦且输出信号质量与低频部分参数无关的结论。根据工作原理，对双频结构如何降低开关损耗，提高系统效率做了简要分析，说明双频结构的系统相对于单一高频系统而言具有更高的工作效率。
- 2、将单周控制与 PID 补偿环节相结合作为高频部分的控制方式，低频部分则采用了滞环控制以实现低频电感电流对高频电感电流的跟踪。通过定性分析，证明了该系统对于输入电源的扰动以及输出信号的失真都具有较好的抑制能力。
- 3、仿真分析中设计了一台最大输出功率为 200W 的双频半桥开关功放，针对该功放的具体参数，以及利用前述中所获得的电路等效模型，完成了输出滤波器和补偿环节的设计。为了进一步降低低频部分的开关频率，进而降低系统开关损耗，提高工作效率，提出了低频电感电流跟踪高频电感电流平均值的方法。
- 4、将所设计的双频功放与单一的高频功放做了对比仿真，仿真结果表明该双频功放的低频电感电流能较好跟踪高频电感电流，低频开关能对高频开关进行有效分流，所加入的反馈环节和高频电感电流滤波环节对于整个双频系统没有不利影响。从仿真数据可以看到，由于大部分电流流过了开关频率很低的低频开关，结合前述关于系统开关损耗的分析说明相对单一高频功放而言双频功放减小了开关损耗，验证了双频结构能有效提高系统效率。随后分别对有、无反馈环

- 节的双频功放以及有、无高频电感电流滤波环节的双频功放也做了对比仿真分析，仿真结果验证了单周控制与 PID 补偿相结合的控制方式能有效抑制输出信号失真，而高频电感电流滤波环节由于滤除了高频分量，使得低频电感电流只是跟踪平均值，因此有效降低了低频部分的开关频率，有利于系统效率的提高。
- 5、在完成上述理论和仿真分析的基础上，设计了一台小功率的双频开关功放整体电路，经过调试获得了较好的输出信号。实验验证了所设计的电路能较好地工作。通过对双频工作状态以及单一高频工作状态时输出信号 THD 的分析验证了高频部分与低频部分相互解耦，低频部分参数与输出信号质量无关的理论。对于一些双频结构的工作原理也在实验中得到了验证。

## 致 谢

研究生三年的学习生活转眼就要结束了。在这三年中，我得到了老师、同学和朋友的关心、帮助和支持，在此，向大家表示感谢。

首先，我要感谢我的导师周雒维教授。在三年的学习生活中，周老师给予了我无微不至的关怀和帮助。周老师渊博的知识、严谨的治学态度和为人师表的作风令我终生难忘，这必将对我以后的学习、工作和生活产生重要影响。周老师对课题的研究和论文的撰写倾注了大量心血，再次向周老师致以深深的谢意。

我还要对谢品芳教授、杜雄师兄、罗全明师兄和卢伟国师兄表示感谢。在平时的生活和学习中一直得到谢老师的关心和帮助。在实验调试阶段，杜雄师兄、罗全明师兄和卢伟国师兄给予我大量的帮助，使我能比较顺利地完成实验工作。

在这个论文工作中，身边的同学、师弟师妹也给予我大量真诚的帮助，在此一并表示衷心感谢。

最后，感谢各位评审论文的专家，感谢你们对论文工作的支持。

唐舍涵

二〇〇七年四月

## 参考文献

- [1] Zheren Lai, Keyue M. Smedley, A Low Distortion Switching Audio Power Amplifier, PESC'95 Record., Vol.1, pp174-180.
- [2] Zheren Lai, Keyue M. Smedley, A New Extension of One-Cycle Control and Its Application to Switching Power Amplifiers, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No.1, 1996, pp99-105.
- [3] K. Mark Smith, Zheren Lai, Keyue M. Smedley, A New PWM Controller with One-Cycle Response, IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, Vol.14, No.1:142-150.
- [4] Mohsen RUZBEHANI, Luwei ZHOU, Mingyu WANG, A New Approach in Combining One-Cycle Controller and PID Controller, 2004 IEEE International Symposium, 2004, Vol.2, pp1173-1177.
- [5] Keyue M. Smedly, Slobodan Cuk, One-Cycle Control of Switching Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, Vol.10, No.6:625-633.
- [6] Enrico Santi, Slobodan Cuk, Modeling of One-Cycle Controlled Switching Converters, INTELEC'92, 1992, pp131-138.
- [7] Yong Wang, Songhua Shen, Research on One-Cycle Control for Switching Converters, Proceedings of the 5<sup>th</sup> World Congress on Intelligent Control and Automation, June 15-19, 2004, Hangzhou, P.R. China, Vol.1, pp74-77.
- [8] Zheren Lai, Keyue M. Smedley, Yunhong, Ma, Time Quantity One-Cycle Control for Power-Factor Correctors, IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, Vol. 12, No.2:369-375.
- [9] M. T. Tan, J. S. Chang, Z. Cheng, Y. C. Tong, Novel self-error-correction pulse width modulation for a class D hearing instrument amplifier, IEE Proc.-Circuits Devices Syst, 2001, Vol.148, No.5:1142-1148.
- [10] Jun-woo Lee, Jae-shin Lee, Gun-sang Lee, Suki Kim, A 2W BTL Single-Chip Class-D Power Amplifier with Very High Efficiency for Audio Applications, ISCAS 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000, Geneva, Switzerland
- [11] Chen Hai, Wu Xiaobo, A Class D Audio Power Amplifier with High-Efficiency and Low-Distortion, Design Automation Conference, 2005, Vol.2, pp815-818.
- [12] Marco Berkhout, A Class D Output Stage with Zero Dead Time, 2003 IEEE International Solid-State Circuits Conference, Vol.1, pp134-135.
- [13] Jae H. Jeong, Hwan H. Seong, Jeong H. Yi, Gyu H. Cho, A Class D Switching Power Amplifier

- with High Efficiency and Wide Bandwidth by Dual Feedback Loops, IEEE Transactions on Consumer Electronics,1995,pp428-429.
- [14] Tong Ge, Wei Shu, Meng Tong Tan, Joseph S. Chang, A Low Power Low Voltage Class D Amp Based on Sigma-Delta and Bang-Bang Control, 2004 IEEE International Workshop on Biomedical Circuits and Systems,2004,ppS1/3/NV-S1/316-6.
- [15] Alejandro R. Oliva, Simon S. Ang, Thuy V. Vo, A Multi-Loop Voltage-Feedback Filterless Class-D Switching Audio Amplifier using Unipolar Pulse-Width-modulation Pulse-Width-Modulation, IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004,Vol.50, No.1:312-319.
- [16]张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 第一版.北京.电子工业出版社.1999
- [17]胡文斌, 哈向兵等. 自适应滞环控制高频软开关电源的研究. 电力电子技术.2004.2:69-71
- [18] Kyu Min Cho, Won Seok Oh, Won Sup Chung, Hee Jun Kim, A New Class-D Stereo Audio Amplifier Using Direct Speaker Current Control, 2004 35<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference,Vol.2,pp1308-1310
- [19]王晓兰, 王惠中. 改善直流脉宽调制型功率放大电路性能的方法研究. 电工技术杂志. 1998.4: 26-29
- [20] R. A. R. van. Der Zee, A. J. M. van Tuiji, A Power Efficient Audio Amplifier Combining Switching and Linear Techniques, IEEE Journal of Solid-State Circuits,1999,Vol.34,No.7:985-991.
- [21] Kyu Min Cho, Won Seok Oh, Chi Gak In, A New Switching Strategy for PWM Power Converters, Power Electronics Specialists Conference,2002,Vol.1,pp221-225.
- [22] Joseph S. Chang, Bah Hwee Gwee, Yong Seng Lon, Meng Tong Tan, A Novel Low-Power Low-Voltage Class D Amplifier with Feedback for Improving THD, Power Efficiency and Gain Linearity, ISCAS,2001,Vol.1,pp635-638.
- [23]李兴城, 杨静, 张华容. PWM功率放大器在磁浮主轴中的应用. 西安理工大学学报. 1996.12(4): 289-292
- [24]陈立群, 张钢, 谢友柏. 电磁轴承系统中的功率放大器. 西北轻工业学院学报.1998.16(2):22-26
- [25] Meng Tong Tan, Joseph S. Chang, Hock Chuan Chua, Bah Hwee Gwee, An Investigation Into the Parameters Affecting Total Harmonic Distortion in Low-Voltage Low-Power Class-D Amplifiers, IEEE transactions on circuits and systems-I: fundamental theory and applications, 2003,Vol. 50, NO.10:1304-1315.
- [26]林维明, 黄是鹏, 张冠生, 陈为. 具有快速负载动态响应的DC/DC开关变换器开环控制新策略. 中国电机工程学报.2001(9): 116-120
- [27] Joseph S. Chang, Meng-Tong Tan, Zhilong Cheng, Yit-Chow Tong, Analysis and Design of



- Power Efficient Class D Amplifier Output Stages, IEEE transactions on circuits and systems I: fundamental theory and applications, 2000, Vol. 47, NO.6:897-902.
- [28] Sang-Hwa Jung, Nam-In Kim, Gyu-Hyeong Cho, Class D Audio Power Amplifier with Fine Hysteresis Control, ELECTRONICS LETTERS 24<sup>th</sup>, 2002, Vol. 38, NO. 22:1302-1303.
- [29]王广柱, 王玉斌, 王雷. 脉宽调制式三相功率源的研制. 计量学报.1998.19(3): 165-169
- [30]刘长学, 王惠贞. 开关放大器的交越失真. 电声技术.2002.7: 52-55
- [31] Don Dapkus, Class-D Audio Power Amplifier: An Overview, ICCE.2000,2000,pp400-401.
- [32]谢嘉奎, 宣月清, 冯军. 电子线路(非线性部分). 第四版.北京.高等教育出版社.2000
- [33]吴文波. 高保真音响设计制作. 第一版.北京.电子工业出版社.2000
- [34] F. A. HIMMELSTOSS, K. H. EDELMOSER, Compensated Class-D Amplifier as High Quality AC-Voltage Source, PEDS'99, 1999, Hong Kong, Vol.1, pp116-120.
- [35]韩思亮, 汤建新, 马皓, 新型Buck逆变器研究及应用, 电力电子技术, 第39卷第1期
- [36]王归新, 康勇, 陈坚, 基于状态空间平均法的单相逆变器控制建模, 电力电子技术, 2004, Vol.38, No.5: 9-12.
- [37] LUIGI MALESANI, PAOLO TENTI, A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency, IEEE Transactions on Industry Application, 1990, Vol. 26, No.1:88-92.
- [38]李青, 潘岚, 刘伯恕. 电路与电子技术教程. 第一版.北京.中国计量出版社.2001
- [39]陈新国, 程耕国. 开关功放输出滤波器的优化与仿真. 电子元件与材料.2004.4: 45-47
- [40]周维维, 候振程, 李再华. 开关型直流稳压系统的一种新的控制方式——交叉双环控制. 仪表技术.1989(6): 1-4
- [41]刘红萍, 张代润. 有源电力滤波器的正弦滞环控制方法研究. 四川联合大学学报(工程科学版).1999.7: 103-110
- [42] Luowei Zhou, Keyue M.Smedley, Unified Constant-frequency Integration Control of Active Power Filters-Steady-State and Dynamics, IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, Vol.16, No.3:428-436.
- [43] Chongming Qiao, Keyue M.Smedley, Three-phase Grid-Connected Inverters Interface for Alternative Energy Sources with Unified Constant-frequency Integration control, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, 2001, Vol. 4, pp2675 - 2682.
- [44] Jose Antenor Pomilio, Geomar M.Martins, Simone Buso, Giorgio Spiazzi, Three-Phase Low-Frequency Commutation Inverter for Renewables, IECON 02, 2002, Vol. 2, pp1119 - 1124.
- [45]罗全明. 积分复位控制三相升压型功率因数校正研究. 重庆大学硕士学位论文.2002
- [46]龚伟. 单周控制的开关功率放大器. 重庆大学硕士学位论文.2003

- [47]张维国. 放大器的技术指标及其对音质的影响. 影音初步.2002.08.pp68-72
- [48] Naser M. Abdel-Rahim, John E. Quaicoe ,Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters ,IEEE Transactions on Power Electronics,1996, Vol.11, No.4:532-541.
- [49]周雏维, 罗全明. 高效率积分复位控制三相Boost型功率因数校正. 中国电机工程学报. 2003.23(1): 47-50
- [50]杜雄. 电力谐波有源补偿新方法的研究. 重庆大学博士学位论文.2005
- [51]龚伟, 周雏维. 开关音频功率放大器控制方式综述. 重庆大学学报.2003.26(2): 117-122
- [52]钟顺洪. 双频控制开关功率放大器 重庆大学硕士学位论文.2005
- [53]韩思维. 双频半桥开关功率放大器的研究 重庆大学硕士学位论文.2006

## 附录 作者在攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 唐含涵, PID 反馈与单周控制相结合的开关音频功放. 计算机仿真, 已录用未发表