

---

## Abstract

DPS (distributed power system) has been applied more and more widely because of large-power application requirements. And multi-module paralleled power supply is in more common use. But current-sharing control must be introduced in the paralleled system to balance power distribution, because every power module has various electric characteristic. Current-sharing technique is one of key techniques in the paralleled system.

There are many Current-sharing methods at present. Automatic current-sharing technique and droop method is widely in use in the numerous methods. Firstly, DPS and several current-sharing methods usually used are simply introduced. Secondly, the theory of these two methods is differently analyzed in detail. The result is validated through simulation in the end.

The droop current-sharing method has many practical realizing modes. The principles of three methods are analyzed in detail, based on complexity, cost, modularity, reliability, and current-sharing performance etc. The three methods' small signal models are listed. A detailed comparison between these methods through the simulation of two Buck low power level modules paralleled. Drawing a conclusion that active droop method has good current-sharing effect.

Automatic current-sharing technique is widely in use in the numerous methods for its high control precision and easy realization. At the same time, the method's current-sharing purpose is not good and a big range surge will come forth in its current in dynamic procession. In order to improve the transient response of current sharing, this paper develops an improved automatic current-sharing technique with average-current mode control. The control system has three control loops. The paper advances the design principle for current loop、voltage loop and current-sharing loop. Set up the theory foundation for the paralleled system. Finally, a prototype with two Buck modules is set up and emulation data verify the performance of current sharing.

---

**Keywords:** Parallel, Current-sharing, Three-loop Control, Droop method  
Active droop method, Average-current, Mode Control

---

## 第 1 章 绪论

随着科技的发展,电子设备往往需要大容量直流电源供电,例如:巨型计算机系统需要 5V、几百安电源供电;通讯用电源系统需要 50V/2400A 的电源供电;固态雷达发射机需要 40V/1000A 的稳定度高、纹波低且噪声小的电源供电等等。由于单个电源组件的功率容量毕竟是有限的,在需要大容量供电的情况下,如果采用单个电源,开关管与整流管的开关应力就会变得非常难以处理,散热问题也难以解决,因而设计与实现都非常困难。

另外,在当今社会,信息化程度越来越高,各种电子计算机系统已经在国民经济各部门得到了广泛而深入的应用。在许多时候,必须采取足够有效的措施保证各种计算机系统供电的万无一失,而传统的单电源供电却很难做到这一点。并且一旦单台电源发生故障则可能导致整个系统瘫痪,并导致不可估量的损失。如 1996 年美国电源协会曾公布美国计算机系统中“45% 以上的数据丢失的起因是电源故障,这一故障发生率远远高于 2% 的硬件、软件错误和 3% 的人为错误;在一个典型的系统中每月大约出现 120 次电源问题”。<sup>[3][4]</sup>

正是由于单电源供电在实现大容量和保证高可靠性方面存在困难,人们才将目光转向了分布式电源系统(Distributed Power System, DPS)。大功率输出和分布式电源,使电源模块并联得以迅速发展。然而一般情况下不允许模块输出间直接进行并联,必须采用均流措施,以确保每个模块分担相等的负载电流,否则,并联的模块有的轻载运行,有的重载甚至过载运行,输出电压低的模块不但不为负载供电,反而成了输出电压高的模块的负载,热应力分配不均,极易损耗。这将使系统的稳定性降低,会给我们的生产和生活带来严重的后果,而且电源模块自身的寿命也会大大缩短。国外有资料表明<sup>[11][12]</sup>,电子元器件在工作环境温度超过 50℃ 时的寿命是在常温(25℃) 时的 1/6。本文针对开关电源并联均流技术问题,对其进行理论研究和仿真分析。

## 1.1 分布式电源系统的简介

### 1.1.1 分布式电源系统的概念

所谓分布式电源系统,即是由若干小容量的电源模块组合而成的一个大容量的电源系统。从理论上说,分布式电源系统的构成可以有串联(图 1-1),并联(图 1-2),以及串联与并联混合等方式,不过实际应用中通常只是对电源的输出电流要求很高,应该是负载需要的电流越来越大,并联供电优势就越明显,并联电源系统得到了更广泛的应用。

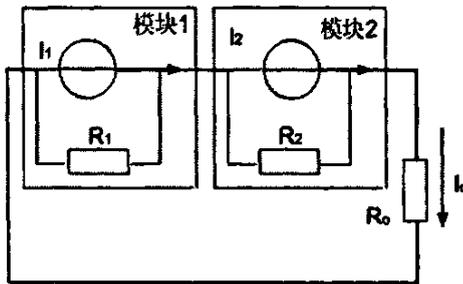


图 1-1 串联电源系统

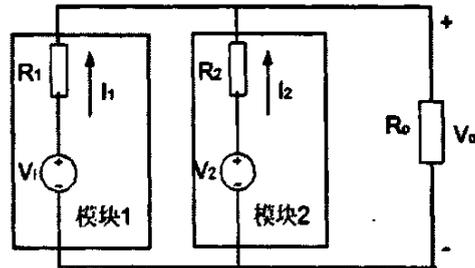


图 1-2 并联电源系统

### 1.1.2 分布式电源系统的发展

早在 70 年代,分布式电源系统 DPS(Distributing Power System)概念就已出现,最初应用于计算机供电系统和通信电源中。在此之前,每个通信系统往往备有两套完全一样的电源设备,虽然提高了可靠性,但成本增加了一倍。相对于传统集中式供电系统,它是利用最新电源理论和技术做成相对较小的电源功率模块来组合成积木式、智能化的大功率电源系统。分布式电源系统的引进,在提高可靠性和规范性的同时,也降低了成本,引起了人们的关注。随着分布式电源系统的发展,越来越多的电源系统采用模块并联技术。如图 1-3 所示,多个开关电源模块灵活地并联组合成大功率分布式电源体系,是目前实现开关电源大功率化的主要途径。

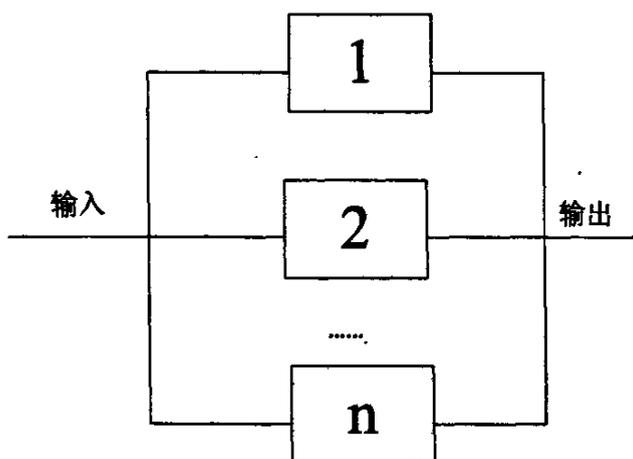


图 1-3 分布式电源并联结构图

### 1.1.3 分布式电源系统的优点

较之传统的单电源供电而言, 并联电源具有很多优点, 如可实现大容量、高效率, 能够保证较高的可靠性, 能够根据需要配置成为冗余系统, 能够实现电源的模块化, 能够实现电源容量的可扩充性, 能够降低成本投入等等。具体而言:

大容量是指输出采用并联形式, 用小功率电源模块构建大功率电源系统。由于系统中每个电源模块只分担总的电源容量的一小部分, 实现起来比较容易, 所以说, 并联电源系统方便实现大容量。

高效率包含两方面内容: 一方面, 小功率电源模块的开关管的损耗比较小, 磁性组件的损耗也比较小, 从整体上看, 较小功率模块的整体效率要比大功率的同类电源模块要高, 因此, 由较小功率电源模块并联而成的电源系统的整体效率也同样比相同容量相同类型的单一电源要高。另一方面, 由于电源的效率通常是在最大输出时最大, 而在小功率输出时的效率比较低, 如果采用一个大功率电源, 其在小功率输出时的效率就比较低, 但是如果在采用并联系统时, 可以在其输出小功率时, 只让其中一部分模块工作, 其它的不工作, 这样, 工作的模块仍然具有较高的工作效率, 这就可以使得并联电源系统从小功率输出到大功率输出范围内都可以保持较高的工作效率。综合

以上两方面内容,可以说,并联系统具有高效率的特点。高可靠性是指并联电源系统要比采用单个大功率电源的可靠性要高。

如果采用单一的电源,如果某一部分出现故障,则整个系统就不能正常工作。而在并联电源系统中,如果一部分出现故障,则可以自动把故障部分隔离,其它部分仍然可以正常工作,这样就提高了整体的可靠性。

良好的冗余特性是指如果系统在最大输出情况下需要  $N$  个模块并联,而此时采用  $N+1$  或者  $N+2$  个模块并联,在其中一个模块出现故障时,不仅可以隔离出现故障的模块,还可以自动把备份的模块并联进来,这样就仍然能够输出最大的功率。这种冗余特性也是单一电源所不具备的。模块化是指把子模块进行标准化设计后,如果需要设计大功率输出的电源系统,只需要把子模块进行并联,而不需要重新设计,针对不同的输出功率,采用不同数量的模块进行并联,这样一来,就可以非常灵活的实现大功率输出了。

低成本是指单位输出功率的成本低。由于小功率模块的单位输出功率成本比大功率模块要低,因而采用并联方式实现大功率电源时,便可以降低成本。此外,模块化的实现还可以降低设计成本,因为不同功率要求只需要采用不同数目的模块并联即可,而不需要进行重新设计。

因此,实现开关电源模块的并联运行是进一步提高分布式电源系统运行可靠性和扩大供电容量而需解决的关键技术问题,也成了近年来电源领域人们研究的一个热门问题。

## 1.2 均流控制的意义

### 1.2.1 直接并联的问题

并联电源系统较之传统的单电源供电有一些明显的优势,但如果将各模块直接并联的话,就会存在一些问题,这些问题主要是由于系统中参与并联各模块特性难以做到完全一致造成的。

由于工艺水平的限制以及误差的不可避免性,实际系统中参与并联的各个模块,它们彼此的参数或多或少都会有些差别,这种差别只可以尽量缩小,

却难以完全避免。此外,各个模块的参数还会随着时间和温度等外界因素的变化而发生变化,而这种由于外界因素而产生的各模块参数的差别可能要比模块本身固有的差别要大的多。

鉴于系统中参与并联的各电源模块的参数无法做到完全一致,如果将模块直接并联的话,也势必很难保证各模块均匀分担负载电流,可能会出现某些模块输出的电流比较大,某些模块输出的电流比较小,甚至有些模块可能根本没有输出电流的情况。

在并联电源系统中,如果各个模块输出的电流不一致,也即各个模块并没有均担负载电流的话,就可能会导致很多问题:

首先,各个模块输出电流不一致,势必会导致某些模块输出电流比较大,相应的,这些模块所承受的电压和电流的应力也比较大,这就会使它们损坏的机率上升。

其次,当系统工作在大负载状况时,如果各个模块输出电流不一致,则必然会导致其中输出电流最大的模块率先达到模块的最大电流限制,引起系统的保护动作,进而导致整个并联系统不能正常工作。

此外,在动态过程中,会出现更大的输出电流不均衡现象,严重时甚至能够导致系统无法稳定工作。

### 1.2.2 均流控制的一般原理

对于多个 DC/DC 模块并联的电源系统,参与并联的每个模块都可以等效为一个电压源(代表空载电压)和一个电阻(代表输出电阻)的串联,这种等效方法可以为进一步研究 DC/DC 并联时的电流分布情况提供便利。

图 1-4 是两个模块并联时输出电流与输出电压的关系曲线。图 1-4a 是两个模块的输出阻抗相等(输出特性曲线的斜率相等),但空载输出电压不相等时的情况,图 1-4b 是两个模块的空载输出电压相等,但输出阻抗不相等(输出特性曲线的斜率不相等)时的情况。

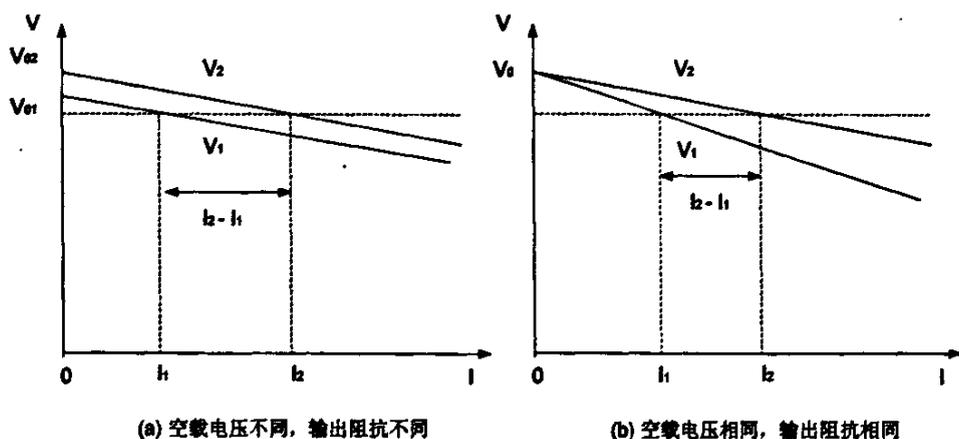


图 1-4 两个模块并联时输出电流与输出电压的关系

图 1-4a 中两个模块的输出特性分别为：

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{o1} - I_1 R_{o1} \\ V_2 &= V_{o2} - I_2 R_{o2} \end{aligned} \quad (1-1)$$

输出电流差异为：

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_{o2} - V_{o1}}{R_o} \quad (1-2)$$

图 1-4b 中两个模块的输出特性分别为：

$$\begin{aligned} V_1 &= V_o - I_1 R_{o1} \\ V_2 &= V_o - I_2 R_{o2} \end{aligned} \quad (1-3)$$

输出电流差异为：

$$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_o (R_{o1} - R_{o2})}{R_L (R_{o1} + R_{o2})} \quad (1-4)$$

这只是针对两个模块并联的情况，且要么空载电压存在差别，要么输出电阻存在差别，而非两者同时存在差别。更一般的，如果不是两个模块而是多个模块并联，如果各模块的空载电压和输出电阻都存在差别，那么，输出电流的情况就可想而知了。

因此，在采用并联技术实现分布式电源系统的同时，必须采取一定的措施来保证每个模块平均分担输出电流（即所谓的均流），只有这样，方能保证系统稳定可靠的工作，充分发挥并联电源的优点。

### 1.2.3 均流的衡量标准

负载均分性能一般以不平衡度指标来衡量，不平衡度越小，其均分性能越好，即各模块实际输出电流值距系统要求值的偏离点和离散性越小。国家有关标准和信息产业部入网要求其均分负载不平衡度  $CS_{error} \%$  不大于输出额定电流值的 5%。按照《通信用半导体整流设备》标准中描述的不平衡度，计算方法如下：

$$CS_{error} \% = \frac{\max[I_i - I_j]}{\sum_{k=1}^n I_k / n} \quad (1-5)$$

式中： $n$ —并联模块的数量

$I_k$ —第  $k$  个模块的输出电流

$\max[I_i - I_j]$ —所有模块输出电流的最大差异

### 1.2.4 均流的必要性

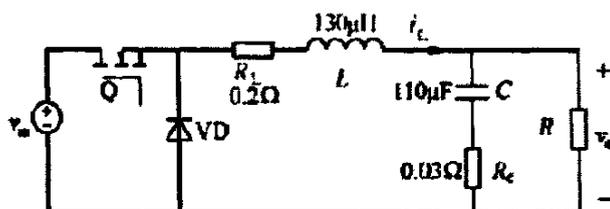


图 1-5 Buck 变换器电路图

下面以两个 Buck 变换器模块并联组成的系统为例来说明一下均流的重要性。该系统未加均流控制，每个 Buck 模块的输入电压为 48V，输出电压为 12V，额定电流为 10 A，电感值为 130uH，输出电容值为 110uF 开关频率为 100kHz（见图 1-5）。

图 1-6 为没有采用均流措施时，两个 BUCK 变换器的滤波电感的寄生电阻分别取 0.2Ω, 0.1Ω。当输出电流为 10A 时，采用 PSIM7.0 仿真软件进行仿真得到如下波形。

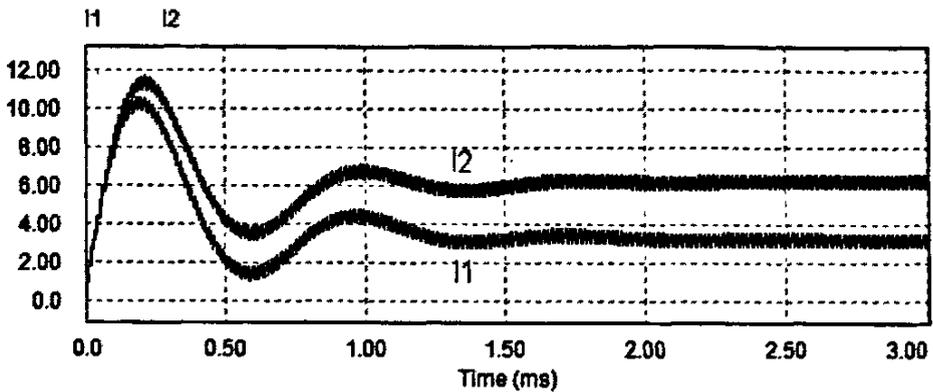


图 1-6 未加均流措施时的负载波形 (单位 A)

从图中可以看出, 稳态时, 模块 1、2 的输出稳态电流分别为  $I_1=3.5A$ ,  $I_2=6.5A$ 。此时, 均流误差为 60%, 远远超出允许值 5%。不符合均流规范要求。

考虑极端的情况, 某个并联模块可能负担了系统的大部分负载, 而有的模块可能没有任何输出功率。结果使得分担电流多的模块热应力增大, 使用寿命降低。据专家分析, 当电子元器件温度从  $25^{\circ}\text{C}$  上升到  $50^{\circ}\text{C}$  时, 其寿命将大为降低, 仅为  $25^{\circ}\text{C}$  时的  $1/6$ 。因此在并联系统中, 并联均流技术是其关键技术。

### 1.3 本文所做的主要工作

在众多常见的均流策略中, 最大电流自动均流法和输出阻抗法应用最为广泛。本文较为详细地分析这两种均流方法, 对它们在实际应用中的实现方法, 进行了分析比较, 并进行了仿真比较。

主要工作如下:

#### 1、输出阻抗法的分析和仿真

- (1) 该均流方法的原理分析;
- (2) 对该方法具有代表性的三种策略进行了原理分析;
- (3) 通过对两个小功率 Buck 模块并联的情况的仿真, 验证了这三种策略的特点, 总结了三种策略的优缺点。

## 2、最大电流自动均流法的分析和仿真

- (1) 详细介绍了其工作的原理；
  - (2) 简单地介绍了该方法的四种具体实现的策略，分析了它们各自的优缺点；
  - (3) 重点就其中一种改进式方法分析建模，最后通过仿真，证明该方法具有很好的均流效果。
-

## 第 2 章 常见均流方法的简介

从本质上讲,模块并联运行需要均流的主要原因是由于模块输出是电压源性质,输出电压的微小偏差会导致输出电流的很大差别。因此均流可以通过改变电压源的特性(使特性变软)或改变电压源的幅值来实现。从目前国内外对均流技术的研究看,在并联的电源系统中,实现均流控制常用的几种并联均流技术有以下几种:

- 1、下垂法(又称作输出阻抗法或者电压调整率法)
- 2、主/从设置法(Master/Slave)
- 3、平均电流自动均流法
- 4、最大电流自动均流法(民主均流法)
- 5、热应力自动均流法
- 6、外加均流控制器均流法

下面简单的介绍一下以上 6 种均流方法。

### 2.1 下垂法(Droop method)

下垂法是一种通过调节变换器输出阻抗(即调节外特性倾斜度),实现并联模块均流。

#### 2.1.1 方法的基本原理

图 2-1 表示开关变换器的伏安特性  $V_o=f(I_o)$ ,  $R$  为开关变换器的输出阻抗,其中也包括开关变换器模块连接到负载的导线或电缆的电阻。当空载时,模块的输出电压为  $V_{o\max}$ 。当电流变化量为  $\Delta I$  时,负载电压变化量为  $\Delta V$ ,故得  $\Delta V/\Delta I=R$ ,  $R$  即为该模块的输出阻抗。实际上,  $\Delta V/\Delta I$  指的是模块电流增加了  $\Delta I$  时,模块输出电压的降落  $\Delta V$  大小,因此  $\Delta V/\Delta I$  也代表了开关电源的输出电压调整率。

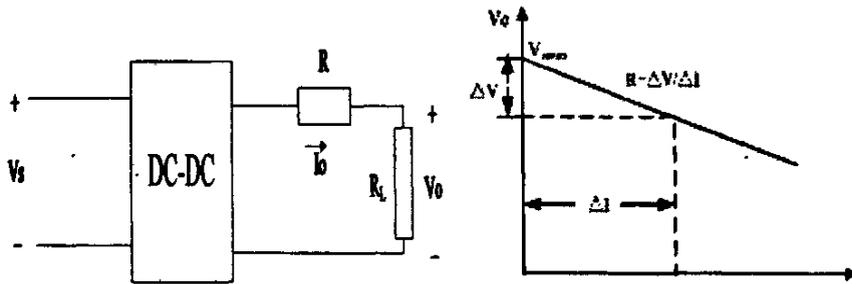


图 2-1 开关变换器的外特性  $V_0=f(I_0)$

因此，开关变换器的负载电压  $V_0$  与负载电流  $I_0$  的关系表达式如下：

$$V_0 = V_{0max} - RI_0 \tag{2-1}$$

图 2-2 为两台相同容量，具有相同主电路参数的开关变换器并联的情况，有下式：

$$V_{01} = V_{0max} - R_1 I_{01} \tag{2-2}$$

$$V_{02} = V_{0max} - R_2 I_{02} \tag{2-3}$$

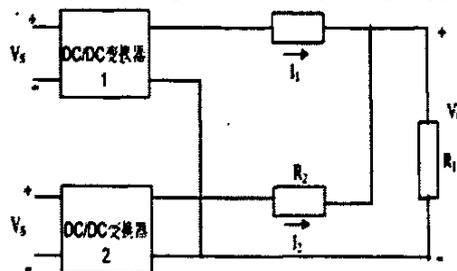
$R_1, R_2$  分别为模块 1 及模块 2 的输出阻抗（包括电缆电阻）。设  $R_L$  为负载电阻，可解得

$$I_{01} = [R_2 V_{01} + (V_{01} - V_{02}) R_L] / R_x \tag{2-4}$$

$$I_{02} = [R_1 V_{02} + (V_{02} - V_{01}) R_L] / R_x \tag{2-5}$$

式中  $R_x = R_1 R_2 + (R_1 + R_2) R_L$

由图 2-2 可知，当负载电流  $I_L = I_{01} + I_{02}$  时，负载电压  $V_0$ ，按两个模块的外特性倾斜率（即电压调整率）分配负载电流  $I_L$ ，斜率不相等，分配的负载电流也不相等；当负载电流增大到  $I_L' = I_{01}' + I_{02}'$  时，负载电压为  $V_0'$ 。可见，模块 1 外特性斜率小（即输出阻抗小），分配电流的增长量比外特性斜率大的模块 2 增长量更大。如果能设法将模块 1 的外特性斜率（即输出阻抗）调整得接近模块 2，则可使这两个模块的电流分配接近相等。



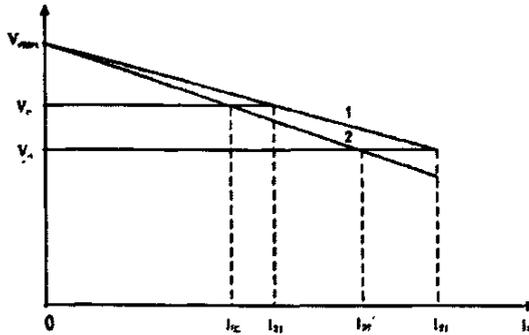


图 2-2 两台并联的开关变换器及外特性

### 2.1.2 下垂法(Droop method)实际应用

图 2-3 为基于外特性下垂法的均流控制电路。 $R$  为模块电流的检测电阻，与负载电阻串联。检测到的电流信号经过电流放大器输出  $V_i$ ，与模块输出的反馈电压  $V_r$  综合加到电压放大器的输入端。这个综合信号电压与基准电压  $V_r$  比较后，其误差经过放大得到  $V_e$ ，控制脉宽调制器及驱动器，用以自动调节模块的输出电压。当某模块电流增加得多， $V_i$  上升， $V_e$  下降，使该模块的输出电压随着下降，即外特性向下倾斜(输出阻抗增大)，接近其它模块的外特性，使其它模块电流增大，实现均流。

下垂法是最简单的均流方法，在小电流时电流分配特性差，重载时分配特性要好一些，但仍是不平衡。其缺点是：电压调整率下降，为达到均流，每个模块必须个别调整；对于不同额定功率的并联模块，难以实现均流<sup>[1]</sup>。

此外，还有许多因素在影响电流分配的不均匀性，如：元器件的容差，元件老化，物理条件改变使元件性能的变化有差别等等。因此，在用输出阻抗法实现近似均流以后，电源系统运行了一段时间，若发生上述变化，则电流分配又不均匀了。由于用输出阻抗法均流的系统电压调整率差，因此这一方法不可能用在电压调整率要求很高(例如 3% 或小于 3%)的电源系统中<sup>[1]</sup>。

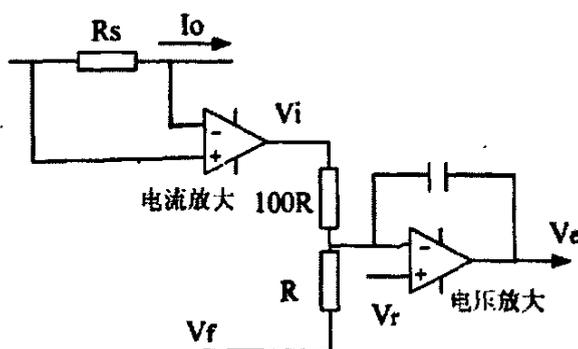


图 2-3 下垂法实际应用图

## 2.2 主/从设置法 (Master/Slave)

主从设置法适用于采用电流型控制的并联开关电源系统中,所谓电流型控制是指开关电源模块中有电压控制和电流控制,形成电压/电流双闭环系统。电压环用于调节输出电压、电流环用于调节电感电流。主从设置法是在并联的  $n$  个变换器模块中,任意指定其中一个为“主模块”(Master Module);其余各模块跟从主模块分配电流,称为从模块(Slave Modules)。图 2-4 给出  $n$  个 DC-DC 变换器模块并联的主从控制原理图。图中每个模块都采用电流型控制。设模块 1 为主模块,按电压控制规律工作,其余的  $n-1$  个模块按电流型控制方式工作。 $V_r$  为主模块的基准电压, $V_f$  为输出电压反馈信号。经过电压误差放大器,得到误差电压  $V_e$ ,它是主模块的电流基准,与  $V_{i1}$ (反映主模块电流的大小)比较后,产生控制电压  $V_c$  控制脉宽调制器和驱动器工作。于是主模块电流将按电流基准  $V_c$  调制,即模块电流近似与  $V_c$  成正比。各个从模块的电压误差放大器接成跟随器的形式,主模块的电压误差  $V_e$  输入各跟随器,于是跟随器输出均为  $V_e$ ;它即是从模块的电流基准,因此各个从模块的电流都按同一  $V_e$  值调制,与主模块电流基本一致,从而实现了均流。

主从控制法均流的精度很高,但存在的最大缺点是一旦主控电源出现故障,整个系统将完全失控。此外,由于系统在统一的误差电压控制下,任何非负载电流引起的误差电压的变化,都会导致各并联电源电流的再分配,从而影响均流的实际精度。通常主控电源电压取样反馈回路的带宽不宜太

宽，主从电源间的连线应尽量短。

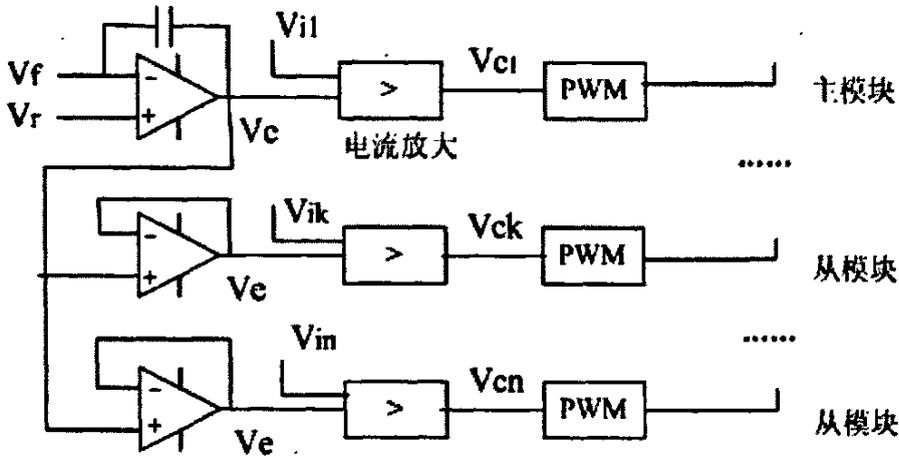


图 2-4 主从模块设置法均流控制原理示意图

### 2.3 平均电流自动均流法

图 2-5 为  $n$  个并联模块中一个模块按平均电流自动均流的控制电路原理图。这种方法要求并联各模块的电流放大器输出端(见图 2-5 中的点 a)通过一个电阻  $R$  接到一条公用电流母线上,称为均流母线(Share Bus)。图 2-5 为  $n$  个并联模块中一个模块按平均电流自动均流的控制电路原理图。图中,电压放大器输入为  $V_i'$  和反馈电压  $V_f$ ,  $V_i'$  是基准电压  $V_r$  和均流控制电压  $V_c$  的综合,它与  $V_f$  进行比较放大后,产生  $V_e$ (电压误差)来控制 PWM 控制器。 $V_i$  为电流放大器的输出信号,和模块的负载电流成比例,  $V_b$  为电流母线电压。

现在讨论两个模块并联( $n=2$ )的情况,  $V_{i1}$  及  $V_{i2}$  分别为模块 1 和 2 的电流信号,都经过阻值相同的电阻  $R$  接到母线 b,因此,当流入母线的电流为零时,可得下式:

$$(V_{i1} - V_b)/R + (V_{i2} - V_b)/R = 0, \text{ 或 } V_b = (V_{i1} + V_{i2})/2 \quad (2-6)$$

即母线电压  $V_b$  是  $V_{i1}$  和  $V_{i2}$  的平均值,也代表了模块 1、模块 2 输出电流的平均值。

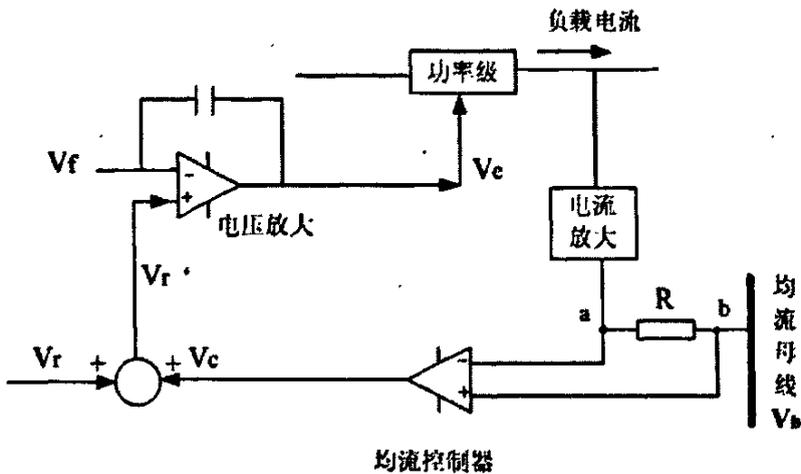


图 2-5 平均电流法自动均流控制电路原理图

$V_1$  与  $V_b$  之差代表均流误差，通过调整放大器(Adjustment Amplifier)输出一个调整用的电压  $V_c$  ( $V_b$  可能大于、也可能小于  $V_1$ )。当  $V_1 = V_b$  时，电阻  $R$  上的电压为零，表明这时已实现了均流。当  $R$  上有电压出现，说明模块间电流分配不均匀， $V_1 \neq V_b$ ，这时基准电压将按下式修正： $V_r' = V_r \pm V_c$ ，相当于通过调整放大器改变  $V_r'$ ，以达到均流的目的。这就是按平均电流(即按  $V_b$ )法实现自动均流的原理。

平均电流法可以精确地实现均流，但具体应用时，会出现一些特殊问题。例如，当均流母线发生短路，接在母线上的任一个模块不能工作时，母线电压下降，将促使各模块电压下调，甚至到达其下限，结果造成故障。而当某一模块的电流上升到其极限值时，该模块的  $V_1$  大幅度增大，也会使它的输出电压自动调节到下限。

## 2.4 最大电流自动均流法

图 2-6 所示最大电流自动均流法的原理图，该方法是一种自动设定主模块和从模块的方法。在  $n$  个并联的模块中，输出电流最大的模块，将自动成为主模块，而其余的模块则为从模块，它们的电压误差依次被整定，以校正负载电流分配的不平衡，又称为“自动主从控制法”。由于在  $n$  个并联的模块中，事先没有人为设定哪个模块为主模块，而是按电流大小排序，电流大

的模块，自动成为主模块，所以也有人称这个方法为“民主均流法”。

图 2-6 所示最大电流自动均流法与图 2-5 所示的平均电流自动均流法的差别，仅在于将连接在电流放大器和均流总线之间的电阻用二极管(令 a 点接二极管阳极，b 点接阴极)代替。这时均流母线上的电压  $V_b$  反映的是并联各模块的  $V_I$  中的最大值。由于二极管的单向导通性，只有电流最大的模块，二极管才导通，a 点才能与均流母线相连。设各模块分配的电流均衡的正常情况下，如果某个模块电流突然增大，成为  $n$  个模块中电流最大的一个，于是  $V_I$  上升，该模块自动成为主模块，其它各模块为从模块。这时  $V_b = V_{I_{max}}$ ，而各模块的  $V_I$  与  $V_b$  (即  $V_{I_{max}}$ ) 比较，通过调整放大器调整基准电压，自动实现均流。

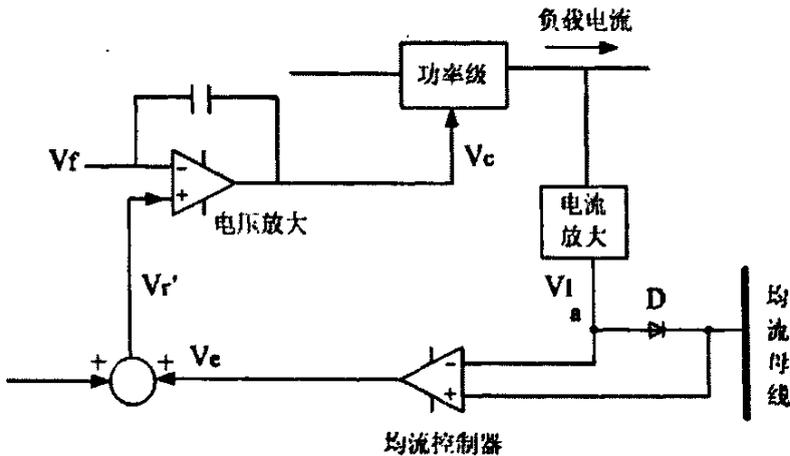


图 2-6 最大电流法自动均流控制电路原理图

美国 Unitrode 集成电路公司根据最大电流自动均流法均流原理，研制开发了 UC3907 系列负载均流集成控制器。为了减少主模块均流误差，UC3907 用单向缓冲器(Buffer)代替二极管。在 a, b 两点间介入如图 2-7 所示缓冲器电路。应用 UC3907 可以调节电源模块的电压并实现模块间的均流。UC3907 的开发简化了并联电源(线性或开关电源)系统的设计与调试。

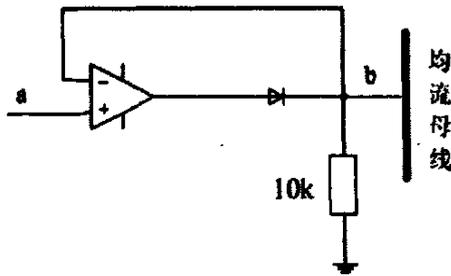


图 2-7 a, b 两点间接一缓冲器

## 2.5 热应力自动均流法

图 2-8 为热应力自动均流法原理图。本方法按每个模块的电流和温度(即热应力)自动均流。

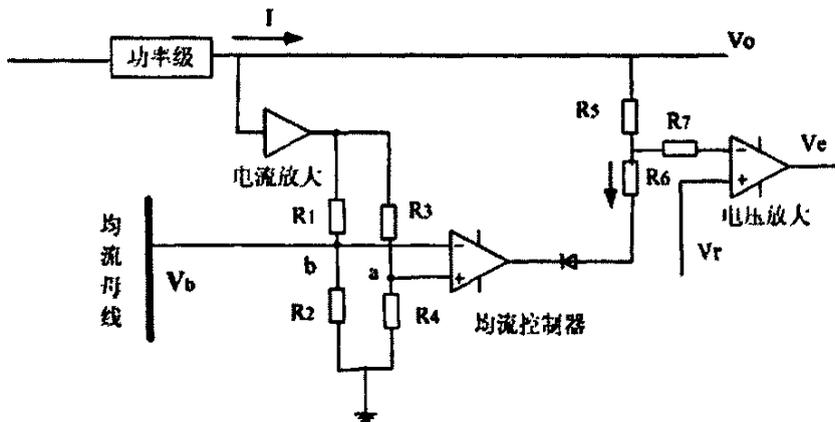


图 2-8 热应力自动均流控制电路原理图

模块负载电流经检测、放大后，输出一个低带宽电压  $V_1$ ：

$$V_1 = kIT^\alpha \quad (2-7)$$

$k$  与  $\alpha$  为常数； $T$  与模块运行温度成正比； $I$  为模块平均输出电流。

因此，每个模块的电流和温度决定了模块间均流的程度。电压  $V_1$  与模块电流成正比，加到一个电阻电桥的输入端，电桥输出(a, b 两点)接一个放大器的输入端；同时 b 点接均流母线。电阻  $R_1, R_2$  在这里又起了加法和平均电路的作用。因此，母线电压  $V_b$  与  $n$  个模块平均电流成正比：

$$V_b = (V_{I1} + V_{I2} + \dots + V_{In}) / n \quad (2-8)$$

每个模块的  $V_i$  值, 经过  $R_3, R_4$  分压电路, 在相应的均流控制器的 a 点, 产生电压  $V_a$ , 它反映了该模块的  $I_i'$  值。  $V_a$  与  $V_b$  经过窄频带比较器比较, 若  $V_a < V_b$ , 则  $R_5$  中电流增大, 电压放大器输出电压  $V_c$  发生变化, 该模块的输出电压上升, 输出更多电流, 使  $V_a$  接近  $V_b$ 。当均流母线有故障时, 电阻  $R_5$  限制了  $V_a$  偏离  $V_b$  的最大偏差, 以保持系统的正常工作。

电源系统中各并联模块在电源柜中所处的位置不同, 对流情况和散热条件也不同, 结果有的模块温度高, 有的模块温度低。但按热应力自动均流可以在设计电源柜时, 不必考虑各模块的布置情况。此外, 由于回路频带窄, 对噪声不敏感, 设计时也无需考虑电源对噪声的屏蔽。

## 2.6 外加均流控制器均流法

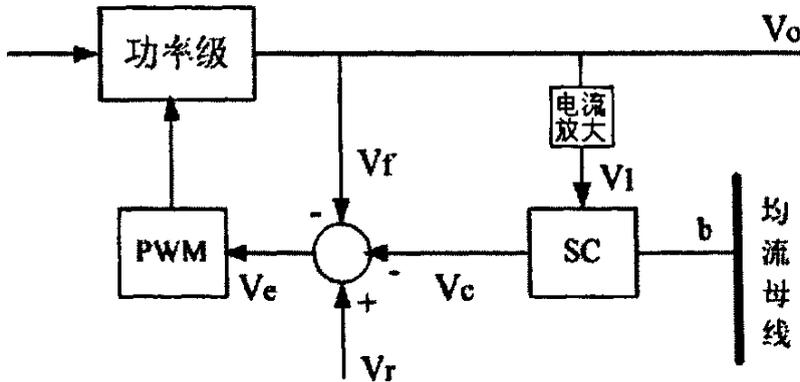


图 2-9 外加均流控制器的均流控制电路原理图

图 2-9 为  $n$  个并联的电源模块中的一个模块均流控制电路原理图。应用本方法时, 在每个模块的控制电路中都需要加一个特殊的均流控制器, 用以检测并联各模块电流不平衡情况, 调整控制信号  $V_c$ , 从而实现均流。图 2-9 为  $n$  个并联的电源模块中的一个模块均流控制电路原理图。图中突出了均流控制器 SC, 其输入为反映模块负载电流的信号  $V_i$ , 由电流放大器供给, SC 输出  $V_c$  与基准电压  $V_r$  和反馈电压  $V_f$  (由电压检测器提供) 综合比较后, 输出  $V_c$  经过电压放大器, 控制 PWM。各均流控制器的另一端 b 接均流母线。

设  $n$  个并联的模块输出功率相等, 电流检测、放大等电路也都一样。  $n$

个并联模块的均流控制器 SC 联接如图 2-10, 其中,  $n$  个均流控制器的输入端分别接  $V_{I1}$ 、 $V_{I2}$ 、 $\dots$ 、 $V_{In}$ ; 输出端分别为  $V_{c1}$ 、 $V_{c2}$ 、 $\dots$ 、 $V_{cn}$ 。b 端则并联到均流母线上。

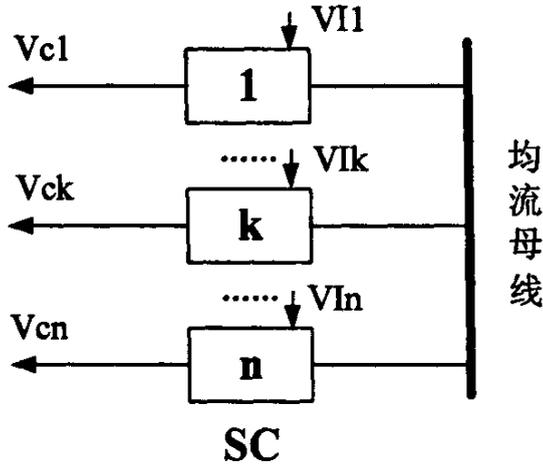


图 2-10  $n$  个均流控制器的联接图

当  $n=2$  时, 均流控制器的工作原理可用图 2-11 来说明。图中放大器 1 为加法器, 放大器 2 为比较器。加法器输入端经开关  $S_k$  ( $k=1,2$ ) 接到均流母线上。当所有开关  $S$  都合上时, 每个加法器的输出电压  $V_a=(V_{I1}+V_{I2})/2$ , 即它所反映的是两个并联模块的负载电流平均值。第  $k$  个均流控制器的  $V_a$  与  $V_{Ik}$  通过第  $k$  个比较器比较, 如果有差别, 表示两个模块负载电流不均衡, 该均流控制器若为比例控制, 输出电压  $V_{ck}$  由下式决定:

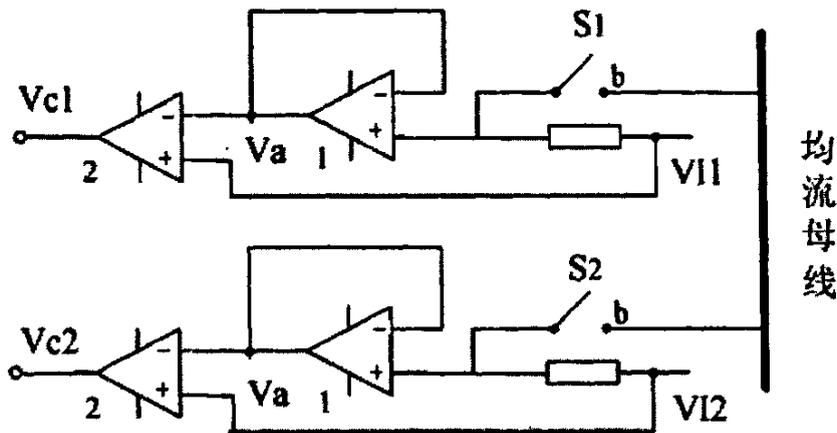
$$V_{ck} = -A(V_{Ik} - V_a), k = 1, 2 \quad (2-9)$$

$A$  为比例系数。调节第  $k$  个模块的输出电压, 使第  $k$  个模块电流跟随平均电流, 从而实现均流。

对  $n$  个并联模块说, 如果第  $k$  个模块失效, 则第  $k$  个均流控制器的开关  $S_k$  断开, 第  $k$  个 SC 从均流母线上撤出, 则这时  $V_b$  及  $V_a$  代表剩下的  $n-1$  个模块的平均电流:

$$\sum I_m / (n-1), m = 1, 2, \dots, k-1, k+1, \dots, n$$

根据上述原理, 可实现  $n-1$  个并联模块的均流。

图 2-11  $n=2$  时均流控制器的原理图

应用这一方法实现自动均流, 可使  $n$  个并联模块的电流不均衡度在 5% 以内<sup>[46][47]</sup>。最后应当指出, 均流控制器的引入, 将使并联电源系统的动态过程分析更加复杂, 如果不注意均流控制环的正确设计, 将使系统不稳定, 或者使系统动态性能变坏。

## 2.7 常见的均流方法的优劣比较

前述几种均流技术, 各有特点, 其中输出阻抗法和最大电流自动均流法应用较为广泛, 并且已有现成的集成控制芯片。下面对它们作简单的比较:

1、主从设置法均流利用双环控制, 提高了均流效果, 主要缺点是: (1) 主从模块间必须有通讯联系, 使系统复杂。(2) 如果主模块失效, 则整个电源系统不能工作, 因此这个方法不适用于冗余并联系统。(3) 电压环的带宽大, 容易受外界干扰。

2、平均电流法可以精确地实现均流, 但具体应用时, 会出现一些特殊问题。例如, 当均流母线发生短路, 或接在母线上的任一个模块不能工作时, 母线电压下降, 将促使各模块电压下调, 甚至到达其下限, 结果造成故障。而当某一模块的电流上升到其极限时, 该模块大幅度增大, 也会使它的输出电压自动调节到下限。

3、采用外加均流控制器虽然可以获得很好的均流效果和电压调整率,

但需要外加一个均流控制器,一旦它发生故障,系统将无法正常工作;而且当并联模块较多时,并联系统的连线也较多,在一定程度上也降低了系统的可靠性。基于这些原因,这种方法使用的不多。

并且均流控制器的引入,将使并联电源系统的动态过程分析更加复杂,但如果不注意均流控制环的正确设计,将使系统不稳定,或者使系统动态性能变坏。

4、下垂法不需要在并联模块电源间建立联系,是最简单的实现并联均流的方法。但它的缺点也很明显:首先它是通过改变模块等效内阻实现均流,在提高均流性能的同时会导致模块的电压调整率下降。文献[21]证明在并联系统输出电压波动范围为 5%,各并联模块电源负载特性曲线斜率差异为 1% 时,要想实现均流精度小于 10%,各模块电压空载电压差异必须小于 0.35%。因此输出阻抗法难以用在电压调整率要求较高的电源系统中。其次它要对每一个模块进行个别调整,而且对于额定功率不同的并联模块,难以实现均流。

采用输出阻抗法时,还有很多因素会影响电流的分配,如:外部运行条件变化,元器件性能的差异,元件的老化等等。因此当系统运行一段时间后,均流性能可能会大幅下降。

5、采用最大电流自动均流法的并联模块电源间不是孤立的,通过一条均流母线(sharing bus)联系起来的。它为每一个模块电源提供了一个电流基准值,而所有并联模块电源则依据这个基准值来调整其输出电流,实现系统总电流在各并联电源中的精确均分,因而是一种优良的均流方法。

最大电流自动均流法中的均流母线上体现输出电流最大的那个 DC/DC 变换器模块的电流信号(转化为电压信号),该模块也可称为主模块,其他电源模块(从模块)根据这个电流信号来调整自身的输出电流,直到某一个从模块的输出电流超过主模块的输出电流,而成为新的主模块,因此这种方法也称为自动主从法。采用这种方法可以实现较好的冗余,不会因为某一模块的故障而影响整个系统的运行,而且均流母线的抗干扰性能比较好。但是由于主从模块总处于不断的切换中,会导致各个模块的输出电流产生一个低频振荡,产生摇摆问题。不过只要合理设置参数,这个问题的影响并不十

分严重。

综上所述，可以总结出以上六种方法的优劣比较见表 2-1：

表 2.1 均流方法比较表

方法名称	均流精度	可靠性	应用范围
主从设置法	较高	差	较少使用
平均电流法	高	较好	较广泛
外加均流控制器法	较高	最差	很少采用
下垂法	较差	较好	应用广泛
最大电流法	高	好	应用广泛
热应力法	一般	差	很少采用

随着新的均流技术的出现和均流控制模式的不同组合方式的提出，将来会出来更多的均流方案，但任何控制策略都不可能是十分完美的，不可能通用于任何并联系统。以上所讨论的几种控制策略都各有其优点与不足，所以在为并联系统设计均流控制电路时，应根据实际应用的具体总电路要求和客观标准，如均流性能指标、系统可靠性、成本费用等等，选用正确的且能满足各条件的均流方案。

## 2.8 本章小结

本章详细分析了常用的各种均流控制方法。对各种均流方法进行了分析比较，其中重点分析比较了输出阻抗法和最大电流自动均流法。在以上所讨论的 6 种均流方法中，其中以这两种均流法应用最为广泛。在本文第 3、4 章将着重对这两种方法进行研究。为了说明方便，后面将“最大电流自动均流法”称作“自主均流法”。

## 第 3 章 输出阻抗法的分析

从 2.1 节的分析可以看出, 输出阻抗法实质就是通过改变电源的输出特性来达到均流的目的。本章将在详细分析其方法实现的原理的基础上, 对输出阻抗法具体实现的三种方案, 进行仿真分析, 并比较它们的优缺点。

### 3.1 电源模块并联的建模

分布式电源系统中, 多个电源模块并联是应用最多的情况。本节通过分析两个 DC/DC 变换器并联的系统, 建立其小信号模型。

#### 3.1.1 单个 DC/DC 变换器小信号模型

单个 DC/DC 变流器的简化电路见图 3-1 所示, 其中,  $v_{in}$  为输入电压,  $i_{in}$  为输入电流,  $v_o$  为输出电压,  $i_o$  为输出电流,  $d$  为占空比信号,  $v_{ref}$  为参考电压。电压电流和占空比等均可用其稳态分量和交流小信号分量之和来表示:

$$\begin{cases} v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \\ i_{in} = I_{in} + \hat{i}_{in} \\ v_o = V_o + \hat{v}_o \\ i_o = I_o - \hat{i}_o \\ d = D + \hat{d} \\ v_{ref} = V_{ref} + \hat{v}_{ref} \end{cases}$$

式中:  $V_{in}$ 、 $I_{in}$ 、 $V_o$ 、 $I_o$ 、 $D$ 、 $V_{ref}$  为各自变量的稳态分量, 也称稳态工作点。 $\hat{v}_{in}$ 、 $\hat{i}_{in}$ 、 $\hat{v}_o$ 、 $\hat{i}_o$ 、 $\hat{d}$ 、 $\hat{v}_{ref}$  为交流小信号量, 即扰动量。应用状态空间平均法, 电路平均法等建模方法, 可以得到图 3-2 所示的小信号模型图。将  $\hat{v}_o$ 、 $\hat{i}_{in}$  作为输出量,  $\hat{v}_{in}$ 、 $\hat{i}_o$ 、 $\hat{d}$  看作输入量。

则主电路频域内的小信号模型如下:

$$\begin{cases} \hat{v}_o = G_{vg}(s)\hat{v}_{in} + Z_{ol}(s)\hat{i}_o + G_{vd}(s)\hat{d} \\ \hat{i}_{in} = Y_{in}(s)\hat{v}_{in} + G_{ig}(s)\hat{i}_o + G_{id}(s)\hat{d} \end{cases} \quad (3-1)$$

控制电路模型如下:

$$\hat{d} = (\hat{v}_{ref} - K_v \hat{v}_o) A_v(s) F_m \quad (3-2)$$

其中：

$G_{v_o}(s)$  为输出电压—输入电压开环传递函数；

$Z_{oL}(s)$  为开环输出阻抗；

$G_{wv}(s)$  为输出电压—控制传递函数；

$Y_{in}(s)$  为开环输入导纳；

$G_{i_o}(s)$  为输入电流—输出电流传递函数；

$G_{id}(s)$  为输入电流—控制传递函数；

$K_v$  为电压检测比例；

$A_v(s)$  为电压误差放大器传递函数；

$F_m$  为 PWM 传递函数

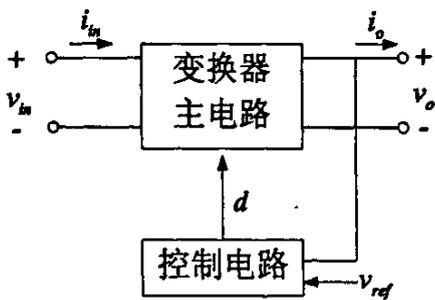


图3-1 DC/DC变换器简化电路框图

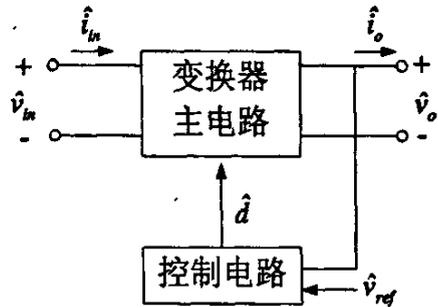


图3-2 DC/DC变换器小信号框图

根据式 3-1 和式 3-2 可得 DC/DC 变换器的控制框图，见图 3-3。

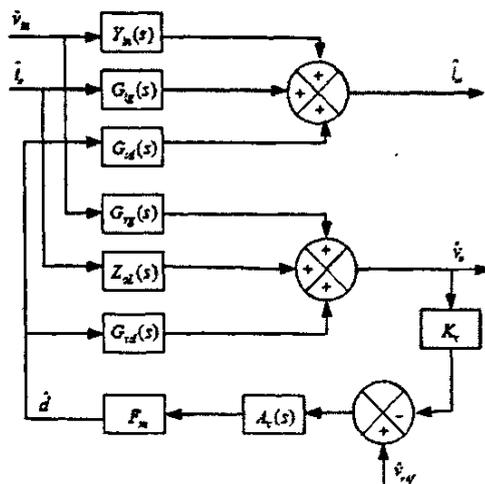


图 3-3 单个 DC/DC 变换器小信号原理图

### 3.1.2 DC/DC 变换器并联小信号模型

对于并联系统, 假设输入电压无扰动, 且省略式 3-1 中输入电流的部分, 得到单个变流器的小信号模型表示如下:

$$\begin{cases} \hat{v}_o = Z_{ol}(s)\hat{i}_o + G_{vd}(s)\hat{d} \\ \hat{d} = (\hat{v}_{ref} - K_v\hat{v}_o)A_v(s)F_m \end{cases}$$

于是闭环系统的输出电压变成:  $\hat{v}_o = \frac{Z_{ol}(s)\hat{i}_o + G_{vd}(s)A_v(s)F_m\hat{v}_{ref}}{1 + K_vG_{vd}(s)A_v(s)F_m}$

令  $T_v = K_v \cdot G_{vd}(s) \cdot A_v(s) \cdot F_m$ , 称为电压环路增益, 则:

$$\hat{v}_o = \frac{Z_{ol}(s)}{1 + T_v}\hat{i}_o + \frac{T_v}{(1 + T_v)K_v}\hat{v}_{ref}$$

通常把  $\frac{Z_{ol}(s)}{1 + T_v} = Z_{cl}(s)$  称作闭环输出阻抗。

两个模块不加任何均流措施直接并联的小信号模型如图 3-4 所示。为了简化表达, 后文中的小信号等效图和等式中都省略了括号中的  $s$ 。根据文献可知, 单个变换器主功率部分可以由受控电压源  $G_{vd} \cdot \hat{d}$  和输出电阻  $Z_{ol}$  串联来等效。因此可将图 3-4 等效成比较直观的小信号原理图 3-5。

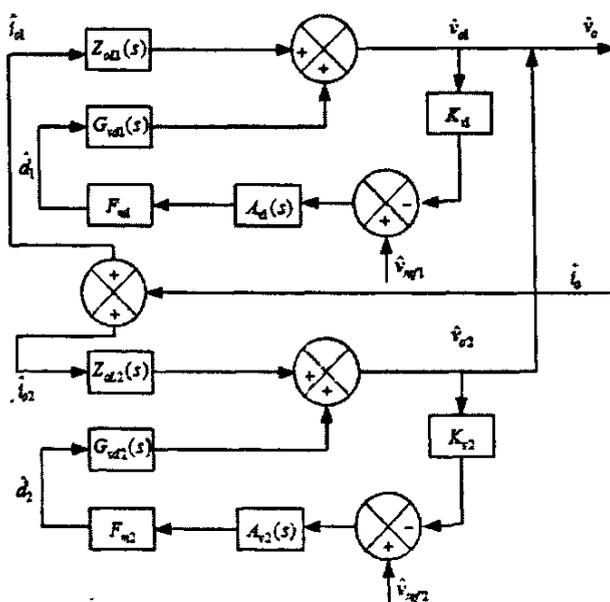


图 3-4 两 DC/DC 变换器并联的小信号框图

图 3-5 中,  $G_{vd} \cdot \hat{d}$  的值由参考电压  $\hat{v}_{ref}$  与反馈回来的输出电压来决定,

$Z_{ol}$  是变换器电压环开环时的输出阻抗,如果是电流模式控制的变换器的话, $Z_{ol}$  代表的是电流环闭环、电压环开环的输出阻抗。

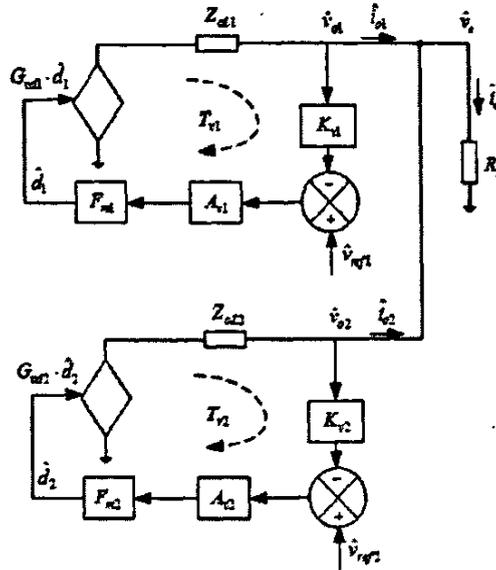


图 3-5 两 DC/DC 变换器并联直观小信号框图

### 3.2 输出阻抗法的原理及实现思路

电源并联时,需要均流的根本原因是模块参数的不一致,每个 DC/DC 变换器都有各自相应的输出特性曲线。由于 DC/DC 变换器输出是电压源性质,输出的稍微一点偏差就可以导致输出电流的很大差别。DC/DC 变换器均有稳态的输出直流电压,因此对于单个变换器,其输出电流取决于该变换器的等效空载电压和输出电阻的大小。于是,参与并联的每个变换器都可以等效成一个电压源  $v_{ojmax}$  (代表空载电压) 和一个闭环输出阻抗  $Z_{clj}$  的串联,  $R_{cabj}$  为变换器并联时输出到负载的连接电缆的电阻。两个变换器并联如图 3-6 所示,由图可以得到:

$$\begin{cases} v_o = v_{o1max} - (Z_{cl1} + R_{cab1}) \cdot i_{o1} \\ v_o = v_{o2max} - (Z_{cl2} + R_{cab2}) \cdot i_{o2} \end{cases} \quad (3-3)$$

设  $Z_{eqj} = Z_{clj} + R_{cabj}$ ,  $j = 1, 2$ , 为变换器的等效输出阻抗。如果两模块的参数完全相同,即  $v_{o1max} = v_{o2max}$ ,  $Z_{eq1} = Z_{eq2}$ , 则两个模块参数完全一致,两条外特性

曲线重合，负载电流平均分配。但实际电路往往很难达到  $v_{o1max}$  与  $v_{o2max}$  相等，并且  $Z_{eq1}$  和  $Z_{eq2}$  相等。

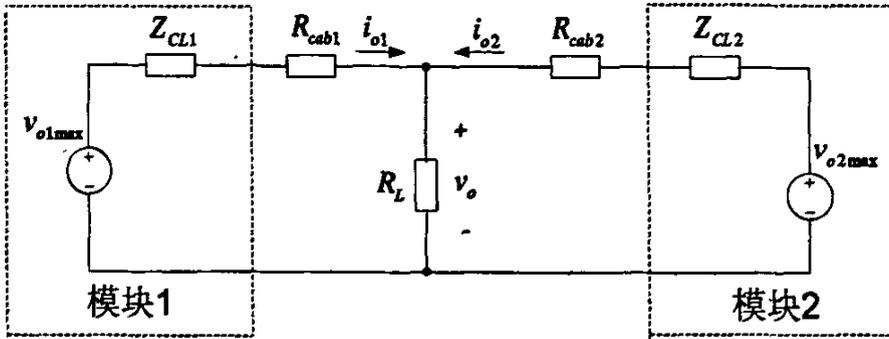
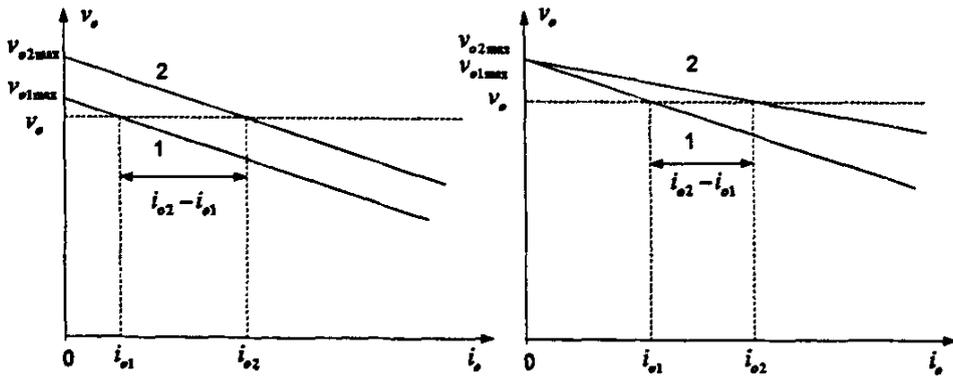


图 3-6 两 DC/DC 模块并联等效电路

图 3-7 为两个模块并联工作时输出电流和输出电压关系的外特性曲线。图 3-7a 是两个模块的等效输出阻抗相等(即外特性曲线斜率相等)，但是空载输出电压不相等(初始设置点不等)时的情况。图 3-7b 是两个模块的等效输出阻抗不等(即外特性曲线斜率不等)，但是空载输出电压相等(初始设置点相等)时的情况。



(a) 空载电压不同，输出阻抗不同

(b) 空载电压相同，输出阻抗相同

图 3-7 两 DC/DC 变换器并联的外特性图

对于图 3-7a,  $v_{o1max} \neq v_{o2max}, Z_{eq1} = Z_{eq2}$ , 解式 3-3 得电流差异为:

$$\Delta i = i_{o1} - i_{o2} = \frac{v_{o2max} - v_{o1max}}{Z_{eq1}}$$

对于图 3-7b,  $v_{o1max} = v_{o2max}, Z_{eq1} \neq Z_{eq2}$ , 解式 3-3 得电流差异为:

$$\Delta i = i_{o2} - i_{o1} = \frac{v_{o1\max}(Z_{eq1} - Z_{eq2})}{R_L(Z_{eq1} + Z_{eq2}) + Z_{eq1}Z_{eq2}}$$

以上的分析, 仅仅是针对两个模块并联的情况进行的, 并且只考虑要么空载电压存在差别, 要么等效输出阻抗存在差别。如果更一般的情况, 空载电压和等效输出阻抗都存在差别, 而且是更多个模块并联, 那么各个模块之间输出电流差别可想而知。因此, 需要调整外特性之间的差异, 这可以通过改变电压源的幅值(即改变空载电压)来实现, 或改变电压源的外特性斜率(即改变等效输出阻抗)来实现。这是实现模块并联均流最根本最一般的原理, 也是目前众多均流方法的基本出发点。

输出阻抗法就是通过调节各个模块的外特性曲线斜率, 也就是改变输出阻抗, 来达到并联模块间的均流。如图 3-8 所示, 负载电流为  $i_o = i_{o2} + i_{o1}$  时, 负载电压为  $v_o$ , 按两个模块的外特性倾斜率(即电压调整率)分配负载电流  $i_o$ , 斜率不相等, 电流分配也不相等: 当负载电流增大到  $i_o' = i_{o2}' + i_{o1}'$  时, 负载电压为  $v_o'$ 。易知, 模块 1 外特性斜率小(即等效输出阻抗小), 分配电流的增长量比外特性斜率大的模块 2 增长量更大。如果能设法将模块 1 的外特性斜率(即等效输出阻抗)调整得接近模块 2, 则可使这两个模块的电流分配接近均分, 这就是下垂法的原理。

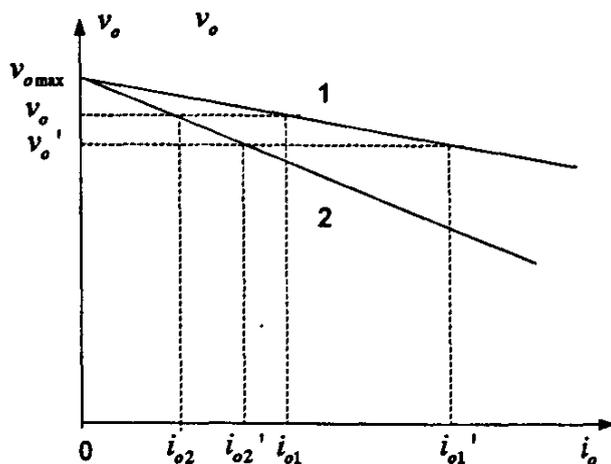


图 3-8 输出阻抗法原理解释图

实现下垂法的基本思路是:人为的扩大变流器输出阻抗  $Z_{cu}$ , 使得变流

器的输出阻抗  $Z_{CLj}$ ; 远大于变流器的连接电缆的电阻  $R_{cabj}$ , 即  $Z_{CLj} \gg Z_{cabj}$ , 于是变流器等效输出阻抗变成:

$$Z_{eqj} = Z_{CLj} + R_{cabj} \approx Z_{CLj}, \text{ 其中 } j = 1, 2.$$

于是由式 3-3 可以解得:

$$\frac{i_{o1}}{i_{o2}} = \frac{Z_{CL2} + R_{cab2}}{Z_{CL1} + R_{cab1}} \approx \frac{Z_{CL2}}{Z_{CL1}}$$

此时, 输出电流的分配取决于这个有意加大的输出阻抗之比。尽管这个加大的阻抗也常有大约  $\pm 1\%$  的误差, 但是只要满足  $V_{o1max} = V_{o2max} = V_{o,max}$  且,  $Z_{CLj} \gg Z_{cabj}$ , 就可以得到比较均匀的电流分配。

### 3.3 几种输出阻抗法的分析

根据前面所介绍的基本原理和实现思路, 产生了多种实现下垂法的方案。按照均流方法的复杂性、搭建均流电路的成本、模块化程度、可靠性和均流性能几个指标, 本文主要选择串电阻法、输出电流反馈法和有源 droop 法进行分析。

为了简化分析, 选取了连个基本的 Buck 模块。参数为: 开关频率 100kHz, 输入 5V, 输出 1V/10A; 滤波电感  $L = 10\mu H$ , 寄生电阻  $3m\Omega$ , 输出滤波电容  $C = 100\mu F$ , 忽略电容的寄生电阻。

一般来看, 在小功率场合, 两个相同模块进行并联时主要考虑输出到负载的连接电缆的电阻不匹配的问题。因此本文取模块 1、2 从输出到负载的电缆电阻分别  $0.04\Omega, 0.02\Omega$ 。

首先看一下, 两个模块直接并联时的负载分配情况。通过 PSIM7.0 仿真, 得到其输出电流波形如下。从图 3-9 可以看出, 模块 1、2 的稳态输出电流分别为 3.3A 和 6.6A, 此时的均流误差大约为 66%, 远远超出均流误差值 5%, 这在实际的电源模块并联中是不允许的。

下面, 将分别就上述三种输出阻抗法进行原理分析。并采用同样的两个 Buck 模块并联的电路, 分别采用这三种方法进行仿真, 最后分析它们的均流效果。

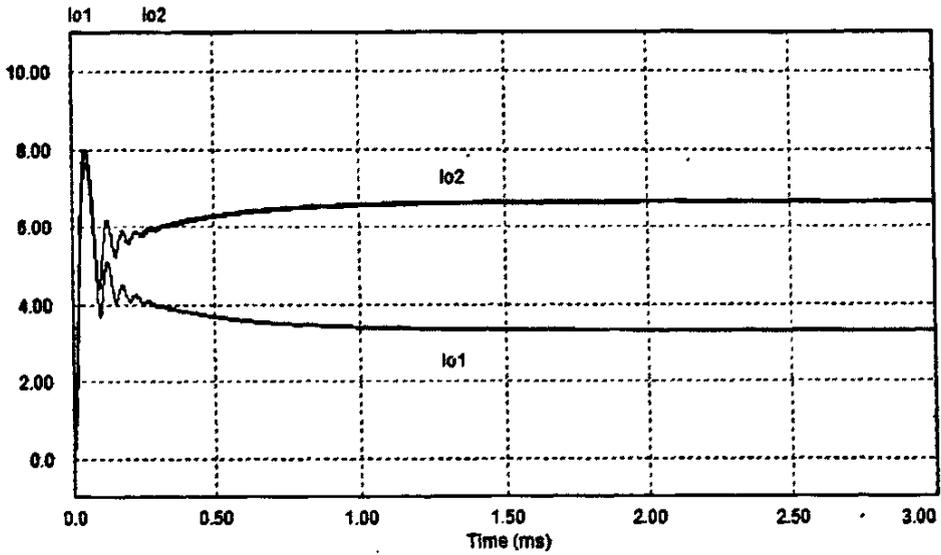


图 3-9 未加均流控制时两模块的输出电流

### 3.3.1 串电阻法

串电阻法就是通过在各个模块的输出端串一个电阻  $R_{csj}$ ，来加大输出阻抗，改善均流性能。如图 3-10 所示，虚线框内的等效电路可参考图 3-6 中虚线框，这是一种最简单的实现下垂法的策略。串电阻法并联时，所串电阻  $R_{csj}$  的阻值大小对均流效果的影响很大。由图 3-10 可得：

$$\begin{cases} v_o = v_{o1\max} - (Z_{CL1} + R_{cs1} + R_{csb1}) \cdot i_{o1} \\ v_o = v_{o2\max} - (Z_{CL2} + R_{cs2} + R_{csb2}) \cdot i_{o2} \end{cases} \quad (3-4)$$

解式 3-4 得均流误差：

$$\Delta CS_{error} \% = \frac{2(i_{o2} - i_{o1})}{i_{o2} + i_{o1}} = \frac{2v_{o1\max}(Z_{eq1}' - Z_{eq2}')}{v_o(Z_{eq1}' + Z_{eq2}') + Z_{eq1}'Z_{eq2}'\frac{v_o}{R_L}} \quad (3-5)$$

由上式可以看出，串的电阻越大，均流误差越小。但是同时，所串电阻越大，电路损耗也相应增大。对于不同均流误差的要求，可以根据式 3-5 选择合适的串联电阻。

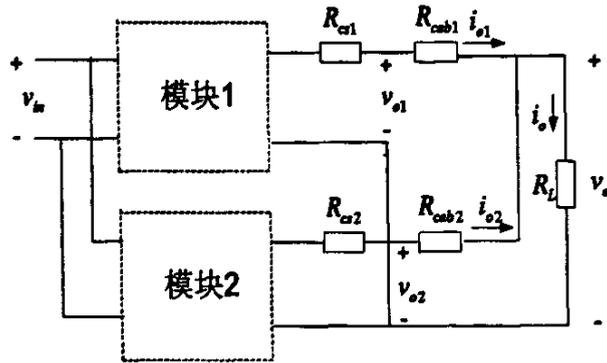
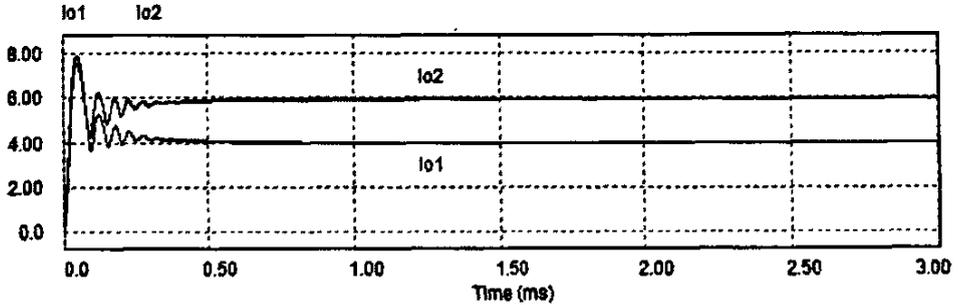
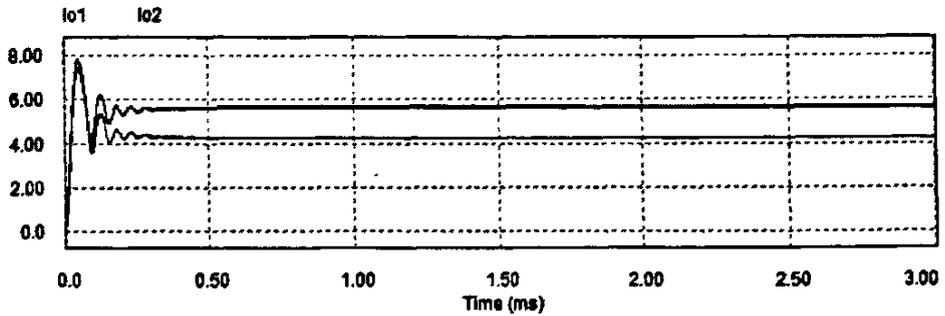


图 3-9 串电阻法原理图

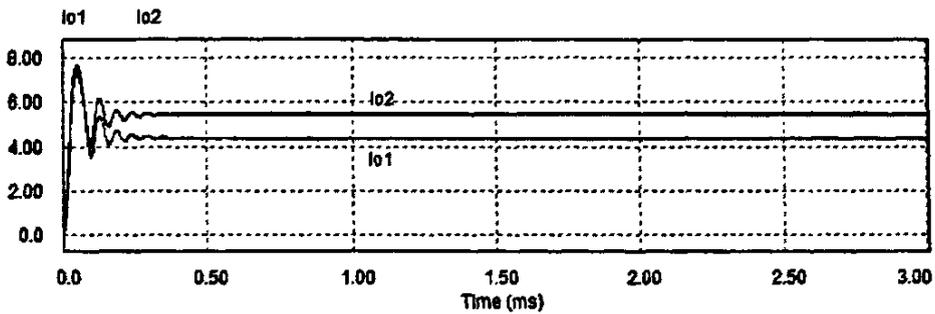
对两 Buck 变换器并联系统，采用串电阻法。分别取串联电阻为  $0.02\Omega, 0.04\Omega, 0.06\Omega$  进行仿真。其仿真波形如下：



(a) 串接电阻为 0.02 欧



(b) 串接电阻为 0.04 欧



(c) 串接电阻为 0.06 欧

图 3-11 采用串电阻法时两 Buck 模块的输出电流

从图 3-11, 可以看出当串接电阻 0.02 欧时, 两电源模块的输出电流分别为: 4A 和 6A, 此时的均流误差为 40%, 仍然有很大的均流误差, 但比未加均流措施时, 均流误差, 有了明显的下降; 当串接电阻 0.04 欧时, 两电源模块的输出电流分别为: 4.2A 和 5.6A, 此时的均流误差为 28%, 均流精度比串接 0.02 欧时提高很多; 串接电阻 0.06 欧时, 两电源模块的输出电流分别为: 4.35A 和 5.45A, 此时的均流误差为 22%, 均流效果比前两种情况下要好, 仍然有很大的均流误差。

从上面的仿真结果可以看出, 随着串联电阻的变大, 均流效果也变好。但是, 由于引入了均流电阻, 并联系统的额外损耗增加了; 串接电阻越大, 增加的损耗就越大, 这对提高电源的效率是不利的。电源模块的功率越高, 增加的损耗就越大。因此该均流方法在实际应用中, 实际上是达不到较高的均流精度, 因此, 该方法只能在对均流精度要求不高, 并且电源模块功率较小的情况下才采用。

此外, 对于不同功率的 Buck 电路, 由于其等效的输出阻抗存在差异, 因此, 对串联电阻大小的选取可能有较大的差异, 因此, 该方法在实际应用中, 很能真正实现模块化。

### 3.3.2 输出电流反馈法

输出电流反馈法本质上也是在输出端引入电阻, 只是这个电阻是通过一定的控制策略“虚拟”出来的。如图 3-12 所示, 输出电流信号经过采样放大处理后, 与模块输出的反馈电压综合加到电压放大器的输入端, 这个综合

电压信号与基准电压比较后，其误差经过放大，控制脉宽调制器及驱动器，用以自动调节模块的输出电压。

一般情况下，假设运放的增益为无穷大（即虚短），由图 3-12 可得下式：

$$v_{ref} = v_f = v_o \cdot K_v + i_o \cdot K_i$$

由上式解得：

$$v_o = \frac{v_{ref}}{K_v} - i_o \cdot \frac{K_i}{K_v} = v_{init} - i_o \cdot R_{droop} \quad (3-6)$$

其中： $\frac{K_i}{K_v} = R_{droop}$ ，为“虚拟”输出阻抗；

$\frac{v_{ref}}{K_v} = v_{init}$ ，为输出电流为零时的输出电压值。

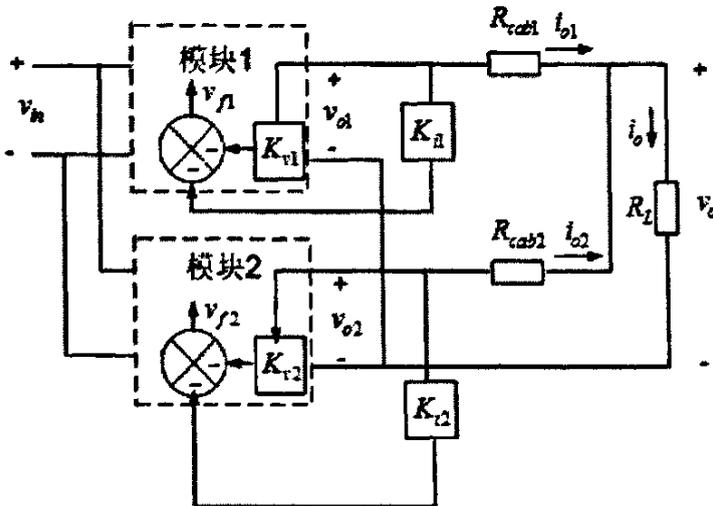


图 3-12 输出电流反馈法原理图

输出电流反馈法并联时，“虚拟”输出阻抗的阻值大小，对均流效果的影响很大。由图 3-12，且参考式 3-6，可得：

$$\begin{cases} v_o = v_{init1} - R_{droop1} i_{o1} \\ v_o = v_{init2} - R_{droop2} i_{o2} \end{cases} \quad (3-7)$$

设  $v_{init1} = v_{init2}$ ，解式 3-7 得均流误差：

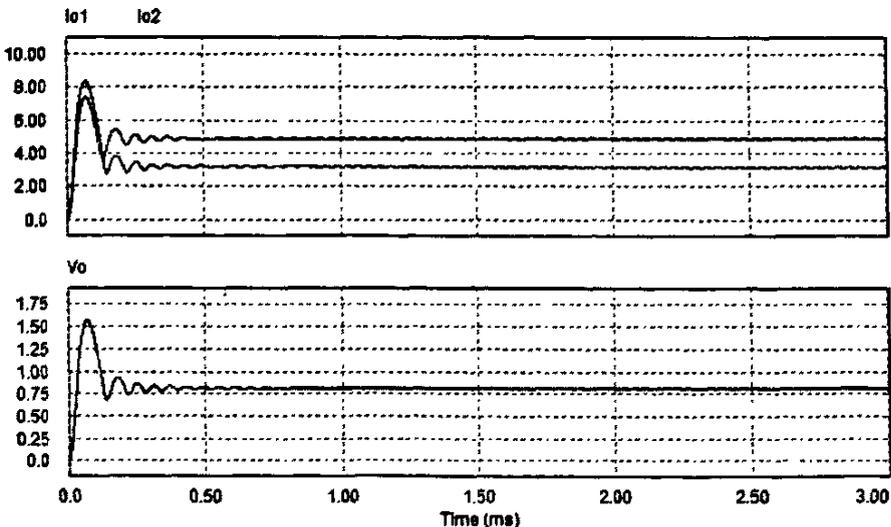
$$\Delta CS_{error} \% = \frac{2(i_{o2} - i_{o1})}{(i_{o2} + i_{o1})} \times 100\% = \frac{2v_{init1}(R_{droop1} - R_{droop2})}{v_o(R_{droop1} + R_{droop2}) + R_{droop1}R_{droop2} \frac{v_o}{R_L}} \quad (3-8)$$

对于要求的均流误差，可以根据式 3-8 选择合适的“虚拟”输出电阻  $R_{droop}$

即选择合适的  $K_i$  和  $K_v$ 。由此可以看出, 输出电流反馈法本质上和串电阻法是一致的, 只是由于将实际电阻  $R_s$  改成了“虚拟”电阻  $R_{droop}$ , 大大减少了电路损耗。

分别取  $R_{droop}$  为  $0.02\Omega, 0.04\Omega, 0.06\Omega$  时, 通过 PSIM7.0 进行仿真得到两个模块的输出电流、电压波形如下。从图 3-13 可以看出:  $R_{droop} = 0.02\Omega$  时, 模块 1 的输出电流大约为 3.2A, 模块 2 的输出电流大约为 4.9A, 均流误差大约 42%, 和串电阻法均流效果基本相当;  $R_{droop} = 0.04\Omega$  时, 模块 1 的输出电流大约为 3.15A, 模块 2 的输出电流大约为 4.35A, 均流误差大约为 32%;  $R_{droop} = 0.06\Omega$  时, 模块 1、2 的输出电流分别为 3.12A、3.93A, 均流误差大约 23%。由此可以看出随着  $R_{droop}$  的增大, 均流误差不断下降, 该均流法的本质与串电阻法相似, 均流效果也相差无几。并且, 由于  $R_{droop}$  为“虚拟”的, 因此, 该方法没有串电阻法的串联电阻引起的功率损耗。

不过该方法, 有一个最大的缺点: 由于电流反馈信号的注入, 使得通过电压误差放大器的负反馈, 导致输出的电压  $v_o$  比额定值低。通过上面的三种仿真情形,  $R_{droop}$  越大, 输出电压越低。因此在很难在实际应用中, 得到较好均流效果。此外, 由式 3-8 可以看出, 该方法的均流误差与总的输出电流有关, 对于不同的负载情况, 需要改变  $R_{droop}$  的值。因此, 该方法很难实现模块化。



(a)  $R_{droop} = 0.02\Omega$  时两模块输出电压电流波形

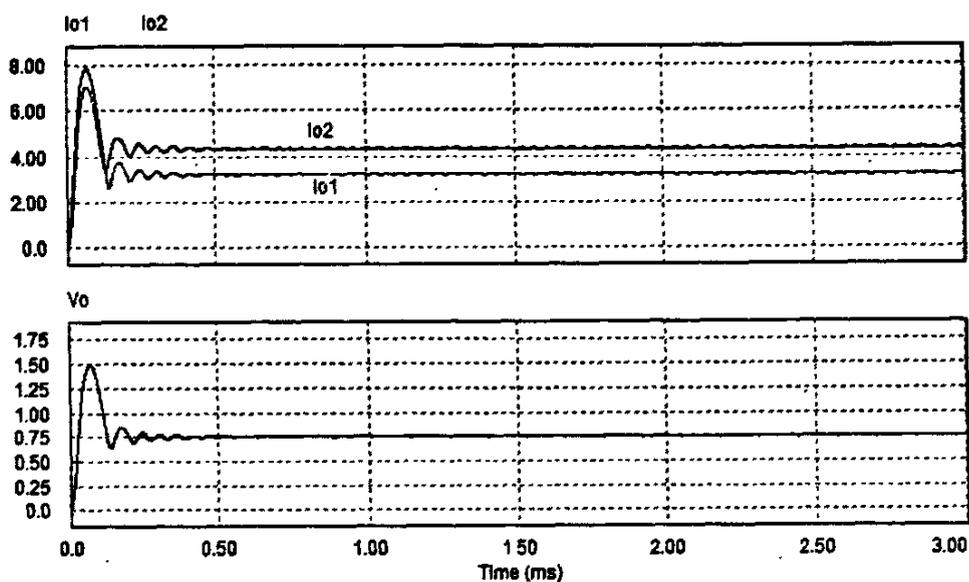
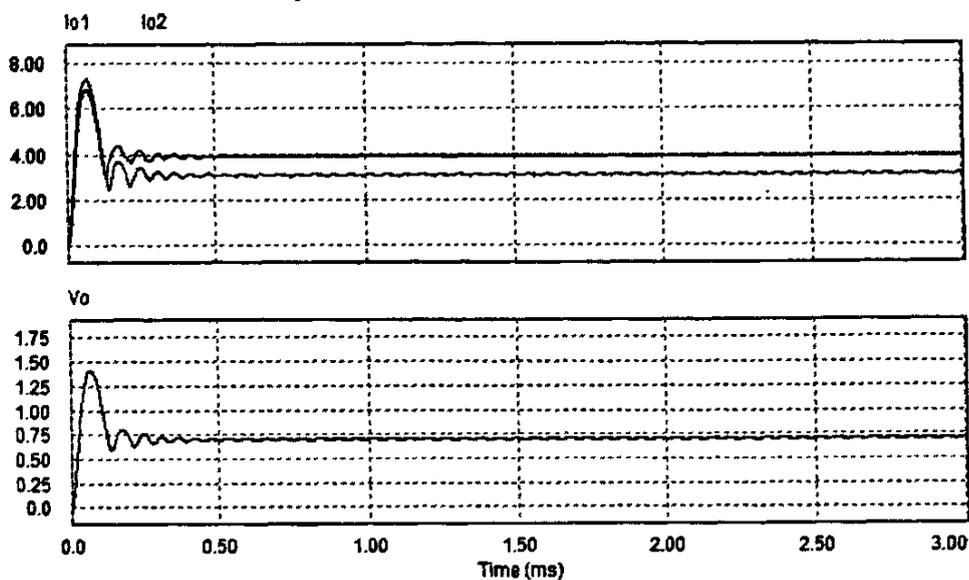
(b)  $R_{droop} = 0.04\Omega$  时两模块输出电压电流波形(c)  $R_{droop} = 0.06\Omega$  时两模块输出电压电流波形

图 3-13 采用输出电流反馈法时的仿真波形

### 3.3.3 有源 droop 法

在电源模块并联系统中，通常对均流精度要求很高，尤其是在 VRM（电

压调整模块)的应用中。有源 droop 法是为了满足 VRM 的性能要求而提出的一种较新的均流方法。它采用输出电流反馈法加外环调节有源法来实现,其原理图见图 3-14。从原理图可以看出,在这个系统中有三个控制环:电压环, droop 控制环和有源均流控制环。其中电压环是为了保证负载调整率, droop 控制环是为了实现 AVP (Adaptive Voltage Positioning) 控制, 有源均流控制环是为了保证均流精度。

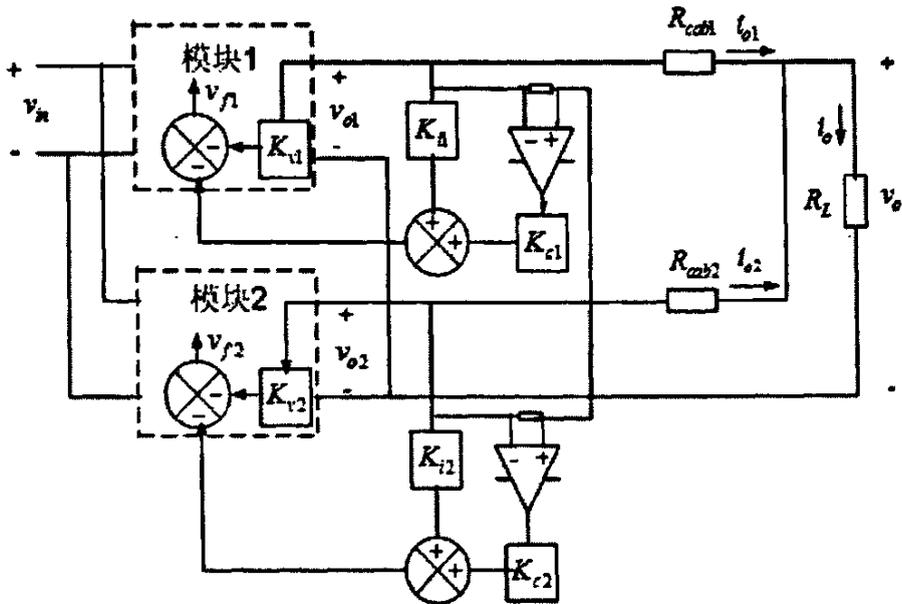


图 3-14 有源 droop 法原理图

就本文而言, Droop 控制环选择的 droop 方法是输出电流反馈的方法, 有源均流控制环选择的是外环调节中的 OLR+BAP 方法。

根据参考文献[9], 有源 droop 法控制中, 两个 Buck 电路小信号模型由参考电压源  $v_{ref}$ 、均流误差控制的受控电压源以及等效输出阻抗串联  $Z_s$ , 然后再与输出电容支路  $C$ 、 $R_c$  和输出负载  $R_L$  并联组成。具体如图 3-15 所示。采用 PSIM7.0 仿真, 其中电流检测 Buck 电路的电感电流, 并且比例放大其大小, 放大倍数 20 倍; 均流环节也采用比例差动放大, 放大倍数为 50 倍。取  $R_{droop} = 0.02\Omega$  时, 总输出电流 10A 时, 其仿真波形见图 3-16a。从图中可以看出, 两模块的输出电流几乎相等, 模块 1 的输出电流为 5.05A, 模块 2 的输出电流为 4.95A, 均流误差大约为 2%, 均流精度极高, 并且输出电压大

约 1.005V。取  $R_{droop} = 0.02\Omega$  时，总输出电流 20A 时，其仿真波形见图 3-16b。此时，模块 1、2 的输出电流为 9.95A 和 9.92A，基本上没有均流误差，输出电压也比较稳定，大约为 0.995V。

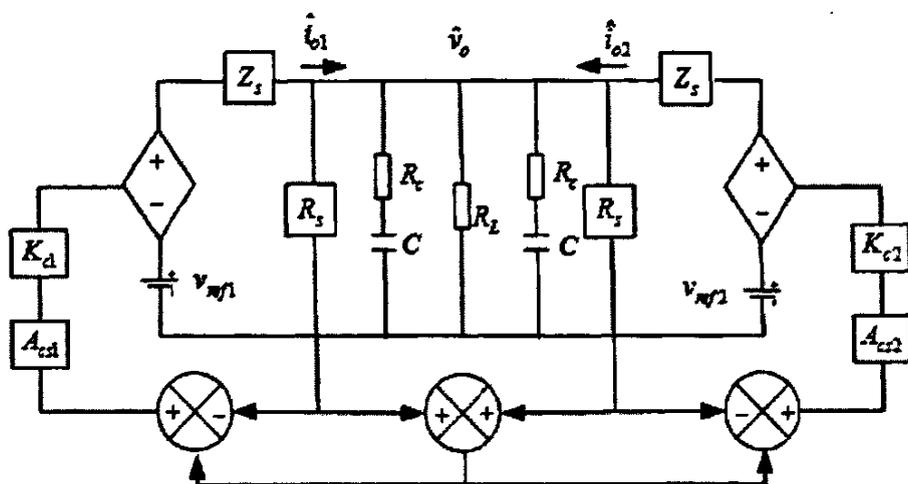
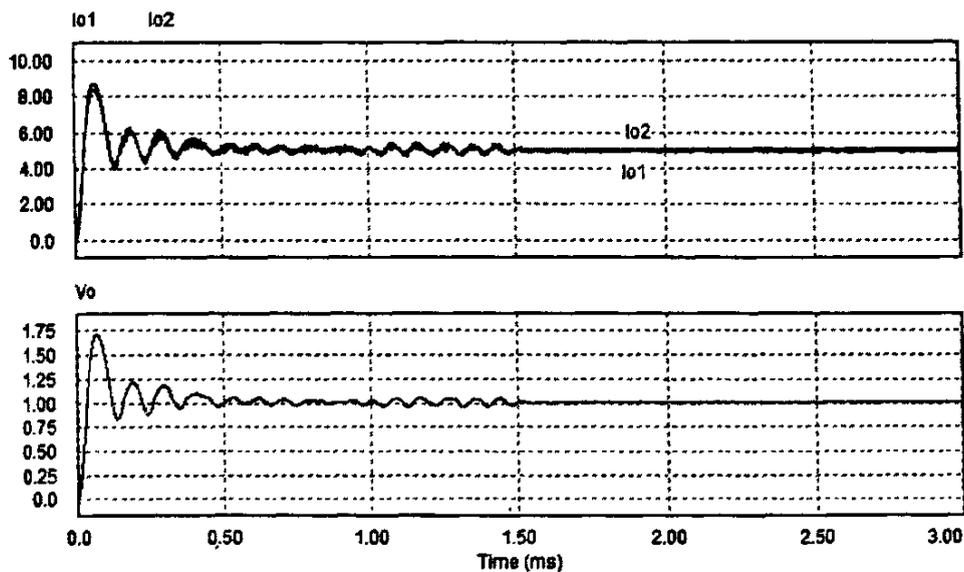
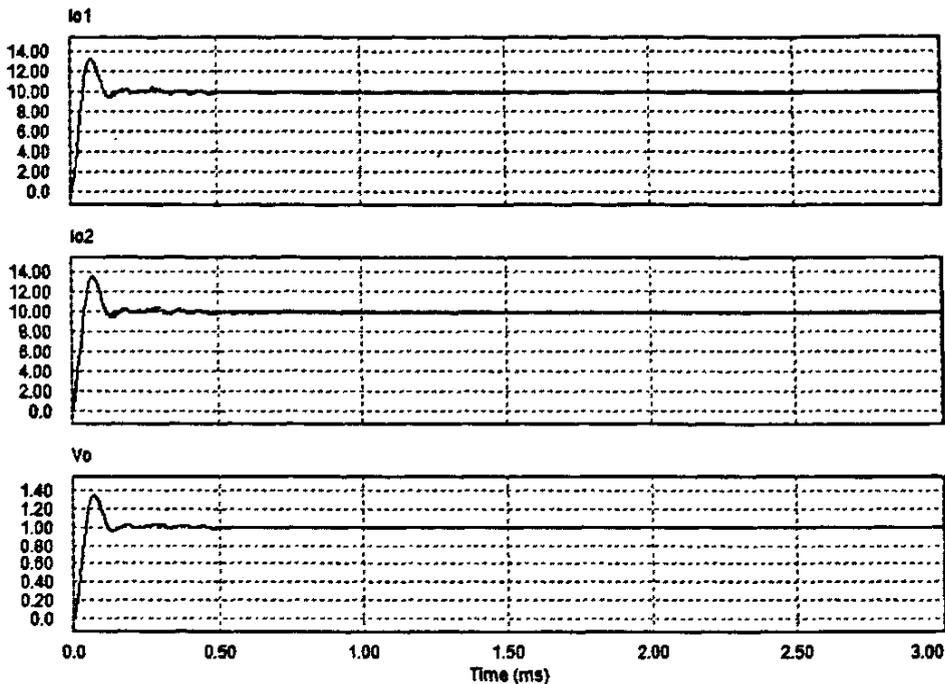


图 3-15 两模块并联有源 droop 法小信号模型



(a) 总输出 10A 电压电流波形



(b) 总输出 20A 电压电流波形

图 3-16 有源 droop 法两模块并联仿真波形

从上边的仿真波形可以看出，其均流效果相较于前两种方法提高很多，达到了很好的均流效果。但是，该方法为三环控制系统，控制电路对比较复杂，成本较高。

### 3.3.4 三种方法的总结

下垂法由于其固有的特征，在负载调整率和均流性能上没有办法做到兼顾，所以在中大功率的均流中不适合，而在小功率电源中，由于其简单性，被广泛应用。通过对小功率场合使用比较多的串电阻法、输出电流反馈法和有源 droop 法三种方法做了理论分析、仿真计算。得到各个方案的优缺点，如表 3.1 所示。从均流方法的复杂性、搭建均流电路的成本、模块化程度、可靠性、均流性能等几个指标对小功率场合常用的方法进行优选，可以看出，在对均流精度有要求的通用场合，有源 droop 法是比较好的一种方案。

表 3.1 三种方法性能比较表

均流方法	优点	缺点
串电阻法	<ul style="list-style-type: none"><li>●控制电路简单</li><li>●成本低</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>●均流效果不佳</li><li>●电路损耗大</li><li>●难于实现模块化</li></ul>
输出电流反馈法	<ul style="list-style-type: none"><li>●控制电路较简单</li><li>●成本不高</li><li>●电路损耗不大</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>●均流效果不佳</li><li>●难于实现模块化</li><li>●输出电压会低于设定值</li></ul>
有源 droop 法	<ul style="list-style-type: none"><li>●均流效果较佳</li><li>●易于模块化</li><li>●电路损耗不大</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>●控制电路复杂</li><li>●成本较高</li></ul>

### 3.4 本章小结

本章，首先分析了输出阻抗法的原理，然后分别就三种常见的较典型的输出阻抗法进行了原理分析，通过仿真计算，比较了这三种均流方法的效果，得出了有源 droop 法在小功率场合是一种比较好的均流方法的结论。

## 第 4 章 自主均流法的分析与建模

从系统的角度上来看,多个电源模块并联系统的控制部分可以分作两部分:电源模块控制部分和均流环节。针对本文所探讨的均流方法,可以在分析电源控制方法的基础上,在融合均流环节,就可以分析现有的自主均流法的几种策略的优缺点。基于这个思想,本章在简单介绍电流型控制和电压型控制两种控制方法的基础上,对目前几种均流策略进行分析,最后对于其中较好的一种进行了小信号分析,并对其进行了建模。

### 4.1 两种常见的电源控制方法

#### 4.1.1 电压型控制

图 4-1 所示为电压型控制 Buck 变换器,图 4-2 为其对应的主要波形。从图中可以看出,电压型控制方法是利用输出电压采样作为控制环的输入信号,将该信号与基准电压  $V_{ref}$  进行比较,并将比较的结果放大生成误差电压  $V_e$ 。误差电压  $V_e$  与振荡器生成的锯齿波  $V_{saw}$  进行比较生成一脉宽与  $V_e$  大小成正比的方波,该方波经过锁存器和驱动电路(图中未画出驱动电路)驱动开关管导通和关断,以实现开关变换器输出电压的调节。

早期文献中 Duty Cycle Control (Duty Ratio Programmed Control) 都是特指的电压型控制。在电流型控制方法出现之后,才明确提出了 Voltage Mode Control 的说法。电压型控制方法只检测输出电压一个变量,因而只有一个控制环,所以设计和分析相对比较简单。由于锯齿波的幅值比较大,抗干扰能力比较强。其主要缺点是输入或输出的变化只能在输出改变时才能检测到并反馈回来进行纠正,因此响应速度比较慢。由于电压型控制对负载电流没有限制,因而需要额外的电路来限制输出电流。

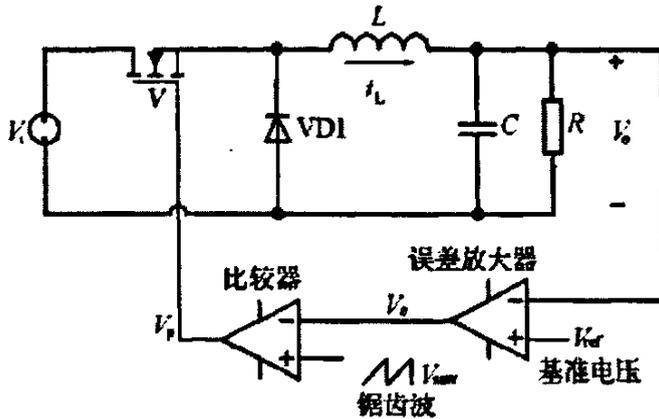


图 4-1 电压型控制电路

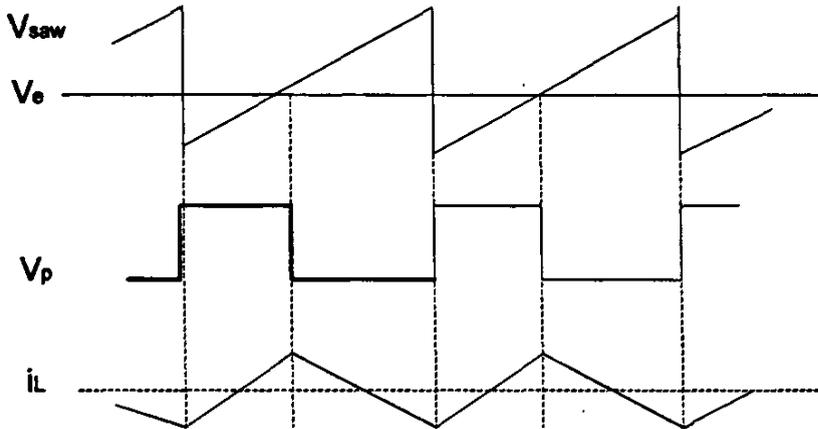


图 4-2 电压型控制主要波形图

### 4.1.2 电流型控制

电流型控制（Current Mode Control）又称为 Current Injection Control 或者 Current Programmed Control，1978 年首次提出。电流型控制同时引入电容电压和电感电流 2 个状态变量作为控制变量，提高了开关电源 PWM 控制策略的性能。由图 4-1 和图 4-3 可以看出，电流型控制方法和电压型控制方法的主要区别在于：电流型控制方法用开关电流波形代替电压型控制方法的锯齿波作为 PWM 比较器的一个输入信号。电流型控制方法的工作原理为：在每个周期开始时，时钟信号使锁存器复位开关管导通，开关电流由初始值线性增大，检测电阻  $R_s$  上的电压  $V_s$  也线性增大，当  $V_s$  增大到误差电

压  $V_e$  时, 比较器翻转, 使锁存器输出低电平, 开关管关断。直到下一个时钟脉冲到来开始一个新的周期。

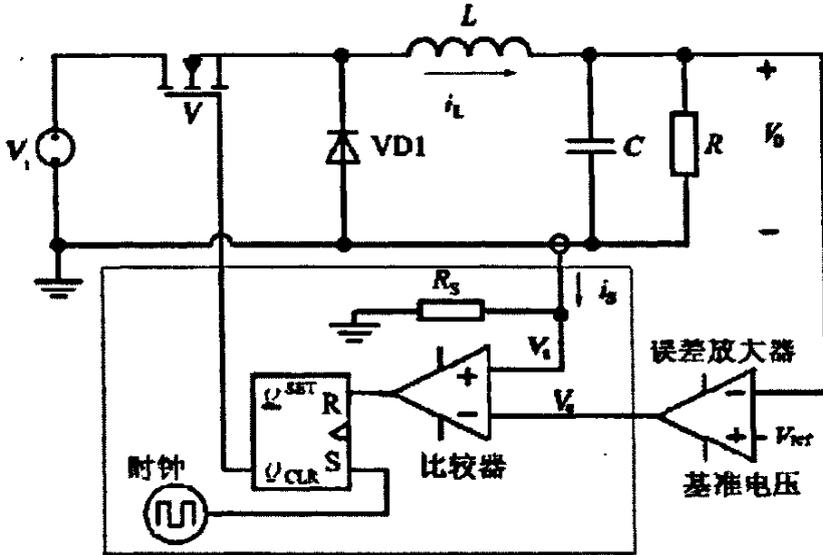


图 4-3 电流型控制电路

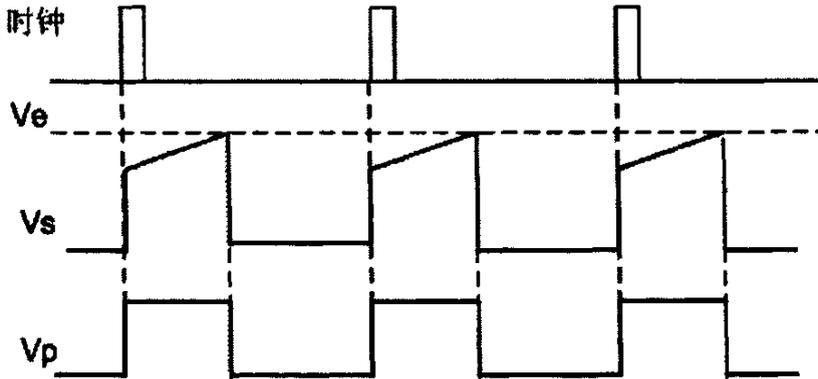


图 4-4 电流型控制主要波形图

由于电流型控制方法采用输出电流前馈控制, 相对于电压型控制方法有更快的负载或输入瞬态响应速度, 减小了输出电压的纹波; 且由于其自身具有限流的功能, 易于实现变换器的过流保护, 因而在多个电源并联时, 更便于实现均流。但电流型控制方法在占空比大于 50% 时要产生次谐波振荡, 从而产生稳定性问题。这通常可在比较器输入端使用一个补偿斜坡来消除。

以上的电流型控制由于不能精确控制电流以及抗干扰性差等缺点, 又提出了平均电流型控制 (Average Current Mode Control)。为了与平均电流型控

制方法区别，上文所述的控制方法又称为峰值电流型控制（Peak Current Mode Control）。平均电流型控制方法的控制电路见图 4-5，检测电流经电流积分器积分后与误差电压  $V_e$  相减，其差值与锯齿波比较生成控制脉宽驱动开关。平均电流型控制方法不但提高了电流的控制精度，而且抗干扰性强，但是响应速度比峰值电流控制方法慢。

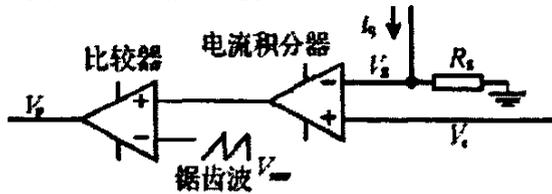
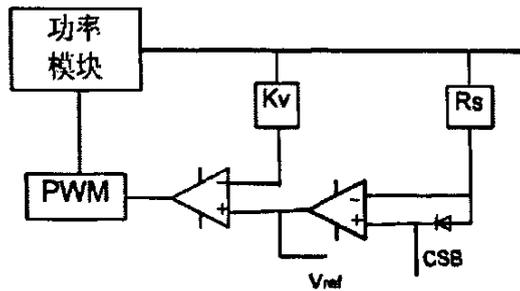


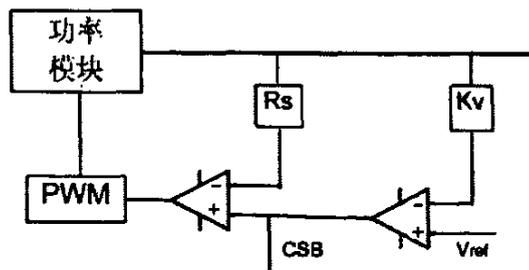
图 4-5 平均电流型控制

## 4.2 目前几种自主均流法

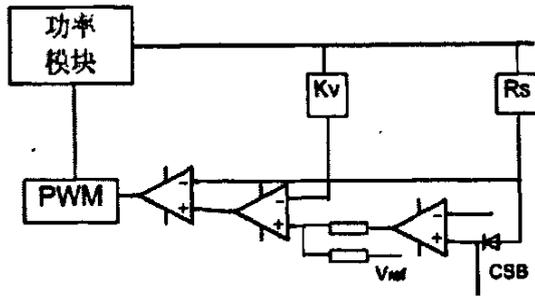
根据相关文献，目前的最大电流的自动均流策略有以下四种结构：电压型均流控制和另外三种电流型均流控制（原理图见下图）。



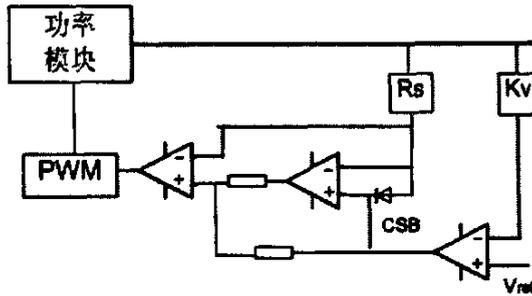
a 电压型均流控制



b 电流型均流控制 1



c 电流型均流控制 2



d 电流型均流控制 3

图 4-6 四种自动均流控制方法原理图

图 4-6a 所展示的均流策略实际上就是传统的最大电流自动均流方法。其工作原理为：每个模块的均流误差信号和参考电压信号一起注入到电压误差比较器中，通过控制输出电压实现均流。由于均在这种控制方式下，两个模块的输出电流存在一定交叉现象，即两个模块的主从方式一直是交叉进行的，其频率、幅值与均流环节的设计有关。为解决这问题，均流环需要加入一定的偏置电压，如图 4-7 所示。这也是 UC3907 芯片采用的方案加入的偏置电压会引起静态均流的误差，误差可以表示为

$$\Delta I = V_{\text{offset}} / K_i \quad (4-1)$$

其中， $K_i$  是输出电流采样的增益。

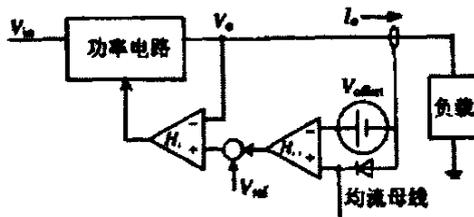


图 4-7 加入偏置电压原理图

总体上来看,这种控制方式具有容错性能好、抗干扰能力强以及有商用集成芯片可用等优点;但由于主模块电流不可控,系统的响应一般较慢,而且为解决主从交替问题,引入的偏置电压引起静态均流误差。这种控制本质上来说是电压型的控制,它不具备电流型控制的优点<sup>[2]</sup>。

图 4-6b 所展示的均流策略是三环控制,电路比较复杂。这种方法是每个模块检测本身的输出电压,与其基准相比较来得到电压误差,经过校正后输出为电流基准。与图 4-6a 的方法类似,通过加入电流误差来调整电流基准,每个模块的输出电流跟随这个校正后的电流基准,从而实现了各个模块的均流控制。这种方法的优点是电流误差在电压环的内部,动态响应比较好。但是,由于多环系统的复杂性,外面的电压环只能采用比例控制,这样输出电压存在静态误差,输出特性比较软,在对输出特性要求较高的场合就不适用。

图 4-6c 所展示的均流策略,通过电流误差信号来调整电压的基准,此调整后的电压基准与模块的检测电压相比较产生电压误差信号,经过校正后作为电流基准,输出电流将跟随这个电流,从而实现了各个模块的均流控制。由于每个模块本身就是电流型的,动态特性本身就比较好,而且输出特性也同单个模块没有差别,参与并联的模块可以独立工作,并联非常灵活。但是,在改策略中,电压环内添加电流环,但均流环仍在电压环的外面,仍受电压环的影响。

图 4-6d 所展示的均流策略,相交于图 4-6c 所示的均流方法,其结构上有所不同,该方法的结构中的均流环放进电压环的里面,电流环的外面,就继承前一种方法的优点,并且避免了电流环受电压环的影响。从而是一种更好的均流方法。

通过上面的分析比较,可以总结这四种策略的性能如下表。从下表可以看出,上述所讨论的策略中,第四种方法相对而言是性能最好的方法。因此本文将重点分析该方法。该方法为文献[26]所提出。为了便于称呼,本文后面对此方法仍采用原文献的名称“改进式自主均流法”。

表 4.1 四种方法性能比较表

方法名称	控制模式	均流精度	响应速度	适用条件
电压型均流控制	电压型控制	差	慢	对控制精度要求不高
电流型均流控制 1	电流控制	较高	较快	对输出特性要求不高
电流型均流控制 2	电流控制	高	较快	能适应各种场合
电流型均流控制 3	电流控制	高	较快	能适应各种场合

## 4.3 改进式自主均流法的分析

### 4.3.1 方法的特点

从图 4-6d 可以看出,改进式的均流法在控制结构上有如下特点:

第一、在电压环里面添加带宽较宽的电流环,这样可以利用电流内环动态响应快的优点来改善整个系统的动态性能。

第二、把均流调节器输出的均流误差信号直接注入到电流调节器的正相输入端,均流误差信号和电压误差信号一起进行电流调节。均流环与电压环平行,其频带宽度不再受电压环的限制,系统的动态均流效果得到进一步的提高。

第三、采集的电流信号是电感电流,属于平均电流控制模式,具有很强的抗噪声能力。

### 4.3.2 均流控制系统的设计

由图 4-6d 可见,改进后的均流方法法的控制电路是一个三环控制系统,其中外环是电压环,由电压采样器和电压调节器组成;中间环是均流环,由二极管、均流母线 CSB 和均流调节器组成;内环是电流环,由电流采样器和电流调节器组成。

图 4-8 是控制系统的小信号框图,图中  $K_v$  为电压采样器的传递函数; $R_s$  为电流传感器的传递函数,常用电阻值表示; $G_c$  为均流调节器的传递函



电流检测放大器由运放  $A_1$  和电阻网络构成闭环放大倍数为  $A_s$  的运放, 如下图所示。选取  $R_{11}=R_{13}$ ,  $R_{12}=R_{14}$ , 则有

$$V_{IL} = \frac{R_{12}}{R_{11}}(V_a - V_b) \quad (4-2)$$

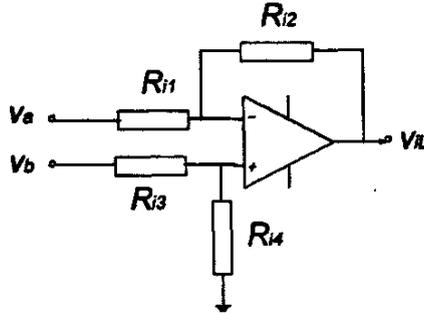


图 4-9 电流检测放大器

由式 4-2 知,  $A_s=R_{12}/R_{11}$ 。

$v_a$  和  $v_b$  分别为检测电阻  $R_s$  两端的电位。由于流过  $R_s$  的电流为  $i_L$ , 所以输出电压  $V_{IL}$  和电感电流  $i_L$  呈线性关系, 在复频域, 有

$$\frac{V_{IL}(s)}{I_L(s)} = A_s \cdot R_s = R_t \quad (4-3)$$

本文取  $R_{11} = R_{13} = 1k\Omega$ ,  $R_{12} = R_{14} = 20k\Omega$ , 检测电阻取  $150mV/10A$ , 则  $A_s=20$  倍, 代入式 4-3 得  $R_t=0.3\Omega$ 。

## (2) 电流调节器的设计

为了提高控制精度, 本文所提出的均流策略在该环节引入了平均电流控制的实现。平均电流控制的实现, 可以通过在电流控制环路中增加具有积分作用的电流调节器, 又称电流误差放大器, 该电流调节器必须具备高的增益。据文[26][33], 可采取如图 4-10 所示的电流调节器。

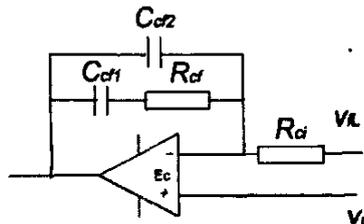


图 4-10 电流调节器电路

在每个开关周期, 电流误差放大器的同相输入端电压  $V_{IL}$  反映了平均电流设

定值的大小, 电流取样电阻  $R_s$  检测到的电压信号反映电感电流的实际值, 并送入电流调节器的反相输入端。  $C_{cf2}$  用来产生高频极点, 增强电路对高频噪声的抑制能力;  $C_{cf1}$ 、  $R_{cf1}$  及  $R_{cd}$  实现对  $V_{id}$  的比例积分运算。通过合适选取电路参数, 可保证控制电路的稳定性和快速性。电流调节器的传递函数为<sup>[33]</sup>:

$$G_c(s) = \frac{K_c(1+s/\omega_z)}{s(1+s/\omega_p)} \quad (4-4)$$

其中: 零点  $\omega_z = \frac{1}{R_{cf}C_{cf1}}$

$$\text{极点 } \omega_p = \frac{C_{cf1} + C_{cf2}}{R_{cf}C_{cf1}C_{cf2}}, \quad K_c = \frac{1}{R_{cd}(C_{cf1} + C_{cf2})}$$

传递函数的中频段增益  $K_f$  由下式决定:

$$K_f = \frac{R_{cf} \cdot C_{cf1}}{R_{cd}(C_{cf1} + C_{cf2})} \quad (4-5)$$

只要确定了  $K_f$ 、  $\omega_z$ 、  $\omega_p$  的值就可以算出电流调节器的电阻电容值。

(a)  $K_f$  的取值

在平均电流模式控制技术中, 通过限制电流调节器中频增益的大小避免系统发生次谐波振。据文[33]、 [34],  $K_f$  值必须同时满足下面两个条件:

$$\frac{V_o}{L} \cdot R_s \cdot K_{f \max} = m_c \quad (4-6)$$

$$K_f \leq \frac{2V_{pp} \cdot L \cdot f_s}{(V_{in, \max} - V_o) \cdot R_s} \quad (4-7)$$

式中:  $V_{pp}$  为 PWM 比较器的斜坡信号的峰值, 本文取 6V;

$f_s$  为开关频率  $f_s = 100\text{kHz}$ ,  $V_o$  为输出电压  $V_o = 12\text{V}$ ;

$L$  为 Buck 变换器的续流电感  $L = 130\mu\text{F}$ ;

$R_s$  为放大后的检测电阻  $R_s = 0.3\Omega$ ;

$V_{in, \max}$  为输入电压最大值, 取 48V;

$m_c$  为斜坡信号坡度,  $m_c = V_{pp} \cdot f_s$ ,

综合上两式可得:

$$K_f \leq \min \left[ \frac{2V_{pp} \cdot L \cdot f_s}{(V_{in, \max} - V_o) \cdot R_s}, \frac{L \cdot m_c}{V_o \cdot R_s} \right] \quad (4-8)$$

将上述参数分别代入上式得： $K_f \leq 14.4$ ；本文取  $K_f = 12$ 。

(b)  $\omega_z$ 、 $\omega_p$  的取值

零点  $\omega_z$  宜取开关频率  $f_s$  的 1/10 之内，用于增大电流环的穿越频率。

零点越小，中频段增益越高，电流环的带宽也越宽，本文取  $\omega_z = \frac{2\pi \cdot f_s}{50}$ 。

流环最好在大于  $f_s/2$  处有一个高频极点  $\omega_p$ ，使电流环开环增益  $T_i$  在高频段内以  $-40\text{dB/dec}$  的斜率下降。 $\omega_p$  的设置虽然使相角裕量稍为变小，但可以消除电流反馈波形中高频噪声的影响，提高电流环的噪声抗干扰能力，因此本文把极点  $\omega_p$  配置在开关角频率  $\omega_s$  处， $\omega_p = 2\pi \cdot f_s$ 。将  $K_f$ 、 $\omega_z$ 、 $\omega_p$  的值代入式 4-4、4-5 得电流调节器中各参数的实际取值为： $R_{ci} = 4.25\text{k}\Omega$ ， $R_{cf} = 52\text{k}\Omega$ ， $C_{ci} = 1.53\text{nF}$ ， $C_{cf} = 30\text{pF}$ 。

根据图 4-8，电流环的开环传递函数为：

$$T_i = G_{PWM} \cdot G_c \cdot R_s \cdot G_{di} \quad (4-9)$$

已知 Buck 变换器在 CCM 模式下占空比到电感电流的小信号传递函数  $G_{di}$  为<sup>[7]</sup>：

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{R} \cdot \frac{1+sCR}{s^2LC + s[C(R_c + R_L) + L/R] + 1} \quad (4-10)$$

为了使系统具有快速的动态响应，在保证系统稳定的前提下，电流环的穿越频率不仅要大于电压环的穿越频率，而且应该越大越好，但是不能引起次谐波振荡。图 4-12 为代入实际参数后电流环  $T_i$  的频率特性曲线。可见，相角裕度约为  $67^\circ$ ，幅值裕度约为  $60\text{dB}$  左右，穿越频率在  $33\text{kHz}$  附近，可见电流环稳定，且动态响应快。

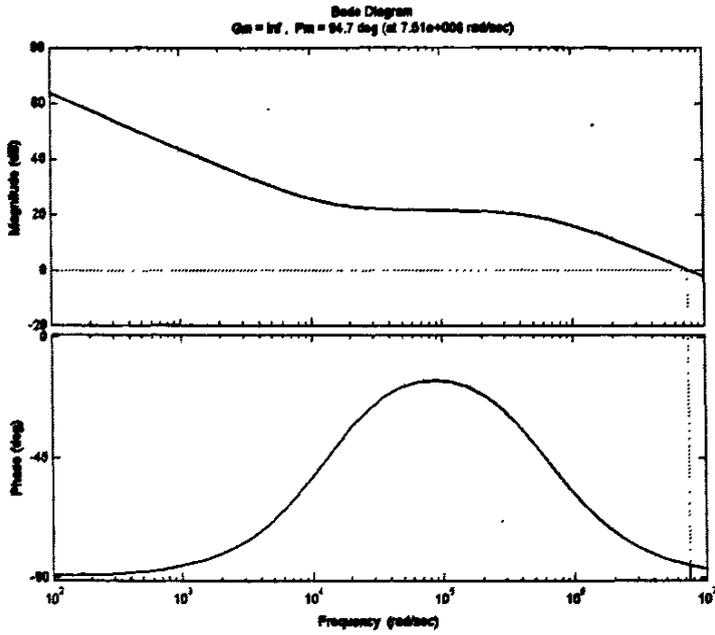


图 4-11  $G_c$  波特图

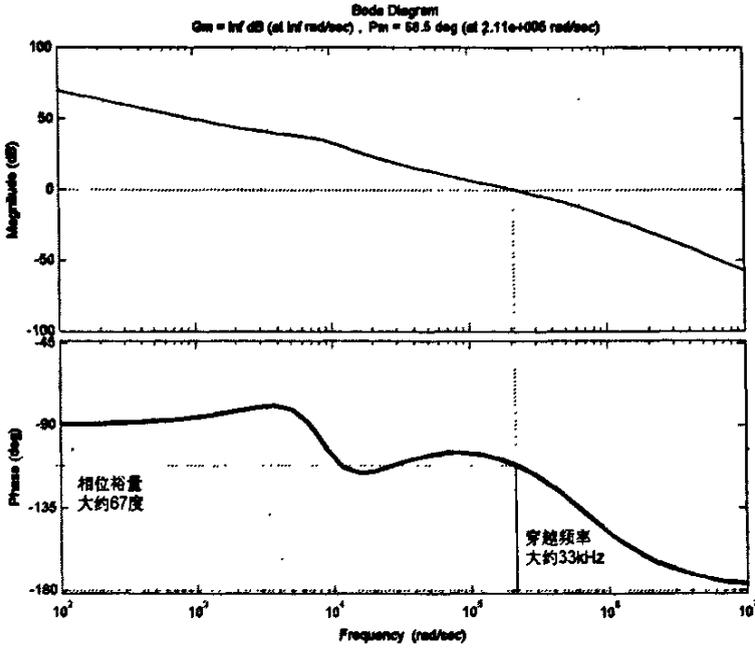


图 4-12 电流环  $T_1$  的波特图

### 4.3.2.2 电压环的设计

电压环的设计主要包括电压采样电路和电压调节器两部分。根据图 4-8, 电压环的开环传递函数  $T_v$  为:

$$T_v = G_{PWM} \cdot G_v \cdot G_{vc} \cdot K_v \cdot G_{dv} \quad (4-11)$$

下面介绍一下这两部分的设计:

#### (1) 电压检测电路的设计

输出电压的检测通常采用可调电阻电位器来采集, 其传递函数为  $K_v$ 。  $K_v$  的取值跟  $V_{ref}$  有关,  $K_v = V_{ref}/V_o$ , 其中  $V_o = 12V$ , 本文取  $V_{ref} = 2.5V$ , 故  $K_v = 0.2083$ 。取  $R_{v1} = 91k\Omega, R_{v2} = 24k\Omega$ 。

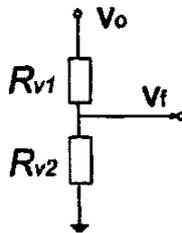


图 4-13 电压检测电路

#### (2) 电压调节器的设计

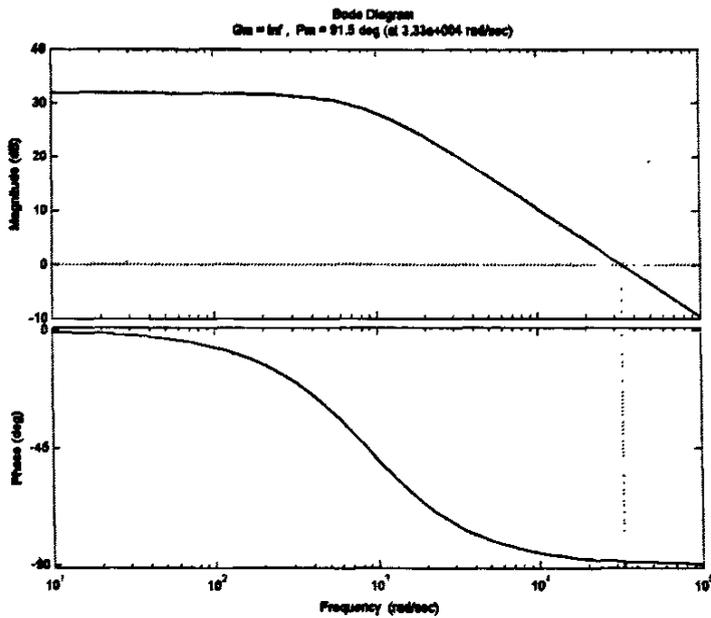
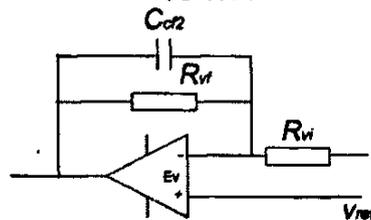
已知 Buck 变换器中占空比到输出电压的小信号传递函数  $G_{dv}$  为<sup>[7]</sup>:

$$G_{dv}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_m \frac{1 + sCR_c}{s^2LC + s[C(R_c + R_L) + L/R] + 1} \quad (4-12)$$

只要设计合理的电压调节器传递函数  $G_v$ , 就能把电压环校正到合理的频率特性, 并符合静、动态性能指标要求。电压调节器的一个重要设计原则是电压环的穿越频率必须低于电流环的穿越频率, 一般为电流环穿越频率的 1/10 左右。这时在低频段内电压环起主要作用, 而在高频段内电流环起主要作用, 保证电流型控制快速动态响应的优点, 如果电流环的穿越频率与电压环的相当或者更低, 那么变换器就失去了电流型控制的优点。由于式 4-4 中除  $G_v$  以外的所有项的乘积近似为一阶惯性环节, 因此,  $G_v$  可设计为带一个高频极点的惯性环节, 其传递函数为:

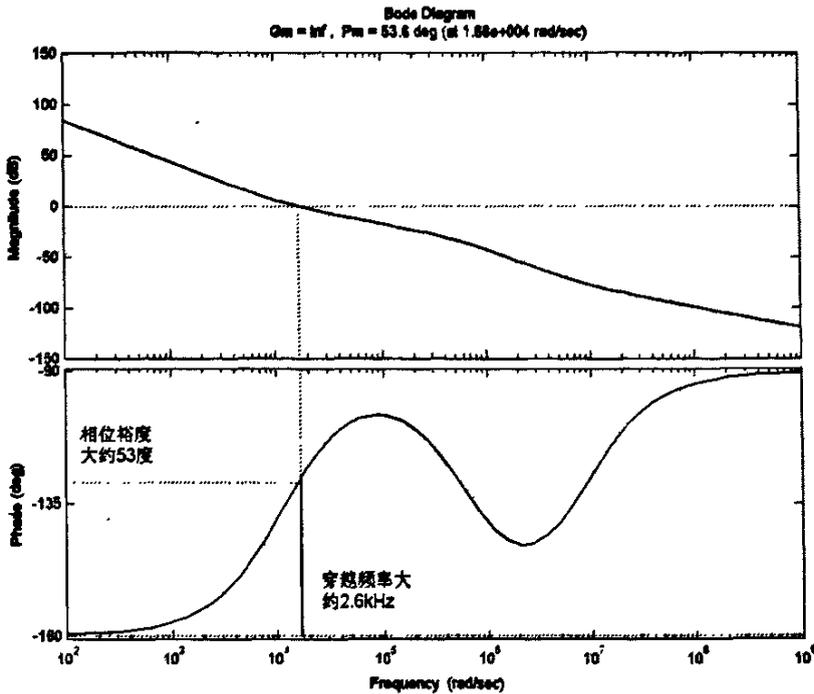
$$G_v(s) = \frac{R_{vf}}{R_{vi}(1 + sC_{vf}R_{vf})} \quad (4-13)$$

只要正确设计其放大系数,便可保证输出电压的稳态误差在要求的电压调整范围之内。本文把高频极点设置在 $\omega_s$ 附近,以降低高频噪声干扰。电压调节器的 Bode 图 and 实际电路如图 4-14b 所示,实际参数为 $R_{vi}=2k\Omega, R_{vf}=78k\Omega, C_{vf}=15nF$ 。图 4-15 为代入实际参数后电压环 $T_v$ 的频率特性曲线,可见它能满足一定的相角裕度和幅值裕度的要求,穿越频率约为 2.6kHz,比电流环的低,大约为电流环的 1/12,低频段增益比电流环的高,满足多环控制设计的原则。

a  $G_v$  波特图

b 电压调节器电路

图 4-14 电压调节器的设计

图 4-15 电压  $T_v$  的 Bode 图

### 4.3.2.3 均流环的设计

完成电流环、电压环的设计后，变换器模块可以单机稳定运行并具有很好的瞬态特性。但要使变换器能够并联运行，必须设计能够均分负载电流的均流调节器。

由图 4-6d 可见，由于二极管的单向导电性，只有电流最大的模块，二极管才接通，该模块自动成为主模块，均流母线上的信号反映的是主模块的电流值。从模块以均流母线上的电流信号作为本模块的电流基准，在均流调节器的作用下，调节本模块的输出电流，达到跟主模块均流的目的。由于均流控制的要求是各模块输出电流的直流值相等，所以为了控制系统的设计简单，均流调节器采用比例环节，比例环节的增益要尽量地大，放大倍数越大均流效果越好，但要避免系统的不稳定。为了减少多环控制中各个环路之间相互作用引起的不稳定，还应该把各环的穿越频率错分开来，因为本文设计

均流环的穿越频率比电压外环的大，以优化在瞬态过程的均流效果。

图 4-16 为均流调节器的实际电路图，其作用是把均流母线电压和代表本模块电流的电压进行比较，对得到的误差电压信号进行比例放大，用以调整电流环基准值，因此电流调节器的外围电路设计为差模输入的形式。一般选择  $R_{s11}=R_{s12}$ ， $R_{sf}=R_{sg}$ ，则输出电压的表达式为：

$$V_{cs} = \frac{R_{sf}}{R_{s11}}(V_{CSB} - V_{IL}) \quad (4-14)$$

另外，由于用于连接各模块的均流母线很容易引入外界噪声干扰，可以在均流调节器的反馈电阻  $R_{sf}$  上并联一个小电容来减少干扰。本文中各参数的取值为  $R_{s11}=R_{s12}=10k\Omega$ ， $R_{sf}=R_{sg}=91k\Omega$ ， $C_b=470pF$ 。

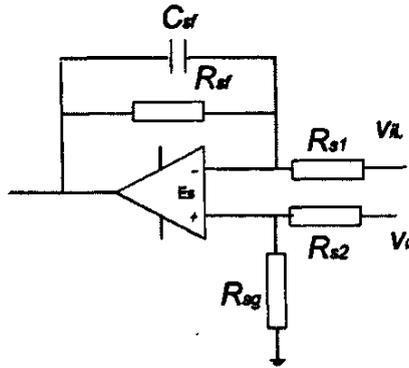
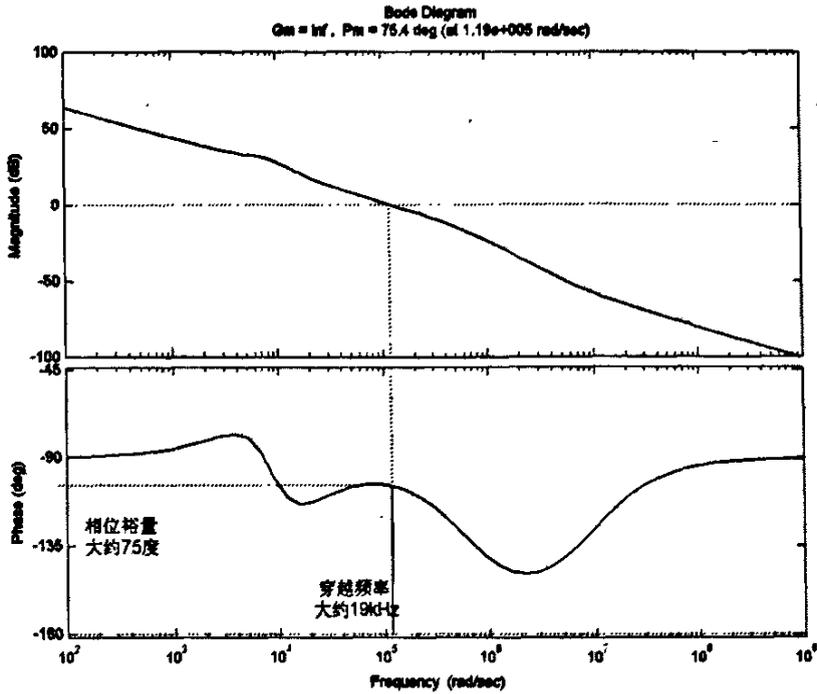


图 4-16 均流调节器的实际电路

根据图 4-8，均流环的开环传递函数  $T_s$  为：

$$T_s = G_{PWM} \cdot G_{ic} \cdot G_i \cdot R_i \cdot G_{ii} \quad (4-15)$$

图 4-17 为代入实际参数后均流环  $T_s$  的频率特性，从图中可以看出，穿越频率在 19kHz 附近，均流环具有较高的带宽，并且能够稳定运行。

图 4-17 均流环  $T_i$  的 Bode 图

#### 4.3.4 闭环系统的仿真结果

由图 4-12、图 4-15 和图 4-17 可知，电流环、电压环和均流环的开环频率特性均稳定，但是对于多环路控制系统而言，整个系统是否稳定还要考虑系统的闭环频率特性，主要是全体环增益  $T_{\text{overall}}$  和外部环增益  $T_{\text{outer}}$  [8]。

根据图 4-8， $T_{\text{overall}}$  定义为在 PWM 调制器输出处（图中 A 点）测量的所有环路的增益，即

$$T_{\text{overall}} = T_i + T_v + T_s \quad (4-16)$$

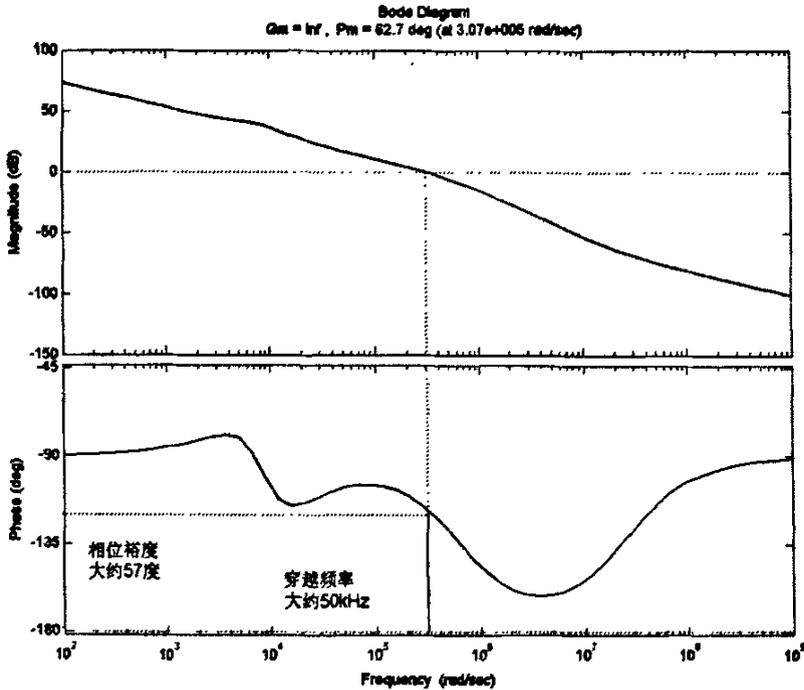
经过合理设计后的三环系统中， $T_{\text{overall}}$  表示三个环路中增益最大的环路信息，在低频段内， $T_{\text{overall}}$  反映的是电压环增益  $T_v$ ，而在大于电流环穿越频段， $T_{\text{overall}}$  反映的是电流环增益  $T_i$ 。

$T_{\text{outer}}$  定义为在电压调节器输出点测得的闭环环路增益，运用梅逊定理

可求出  $T_{outer}$  的表达式为:

$$T_{outer} = \frac{T_v}{1 + T_i + T_v} \quad (4-17)$$

将本文选取的参数代入式 4-12 和式 4-13, 得到  $T_{overall}$  和  $T_{outer}$  的频率特性见图 4-18。由图 4-18a 可见, 全体环增益  $T_{overall}$  在高频段与电流环相似, 在低频段与电压环相似, 其穿越频率约为 50kHz, 相角裕度约为  $57^\circ$ 。说明该 Buck 变换器并联系统是稳定的。图 4-18b 为外部环增益  $T_{outer}$  的 Bode 图, 可见  $T_{outer}$  满足一定的幅值和相角裕度, 其穿越频率比  $T_{overall}$  的小。以上仿真结果说明本文设计的电压环、电流环和均流环是合理的。



(a)  $T_{overall}$

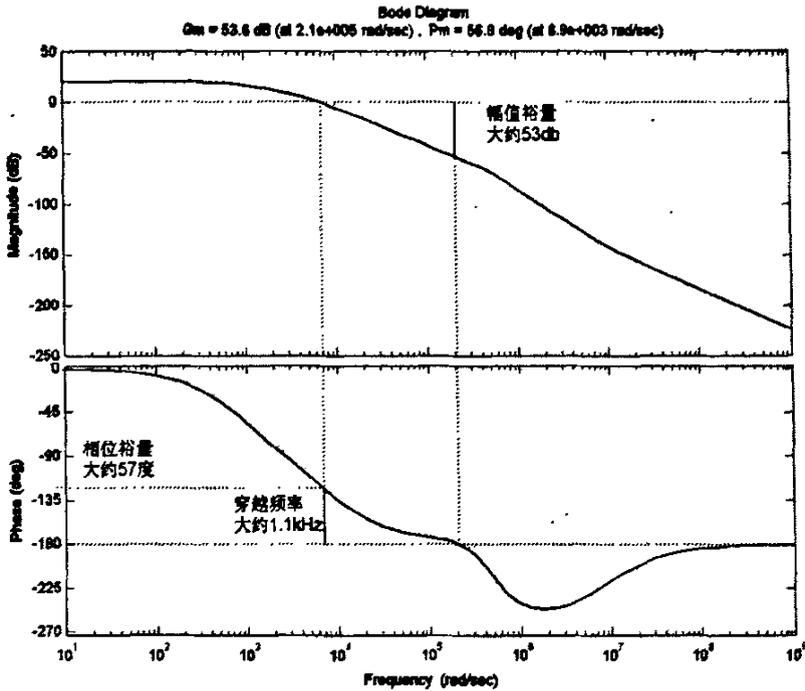


图 4-18 闭环系统的频率特性( $V_m=48V$ ,  $I_R=10A$ )

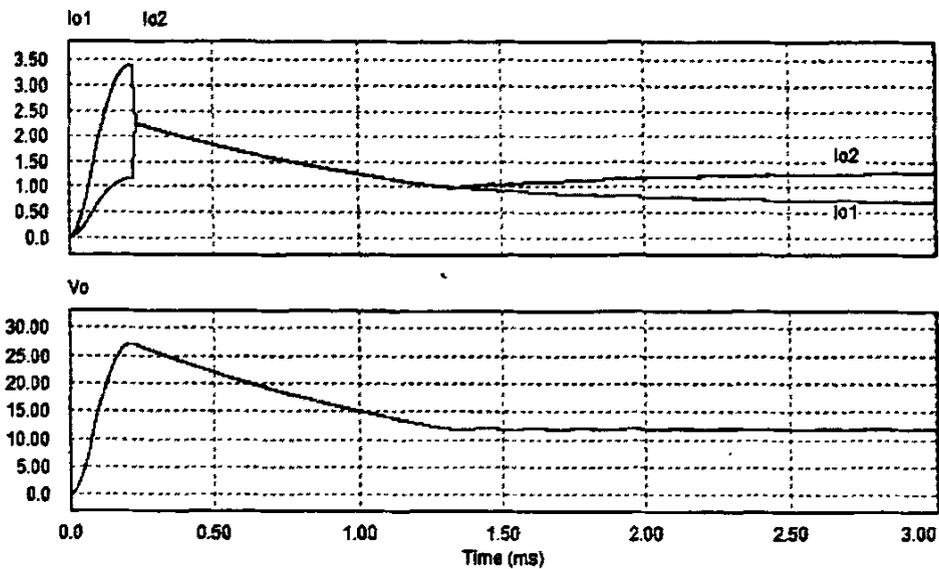
## 4.4 仿真分析

为了验证上一节所设计的控制模型的合理性,本节通过 PSIM7.0 仿真软件对其进行仿真。仿真采用两个 Buck 模块并联,具体的电路参数见图 1-5。设模块 1 滤波电感的寄生电阻为  $0.2\Omega$ ,模块 2 滤波电感的寄生电阻为  $0.1\Omega$ 。分采用改进式自主均流法和未采用均流措施两种情况仿真。

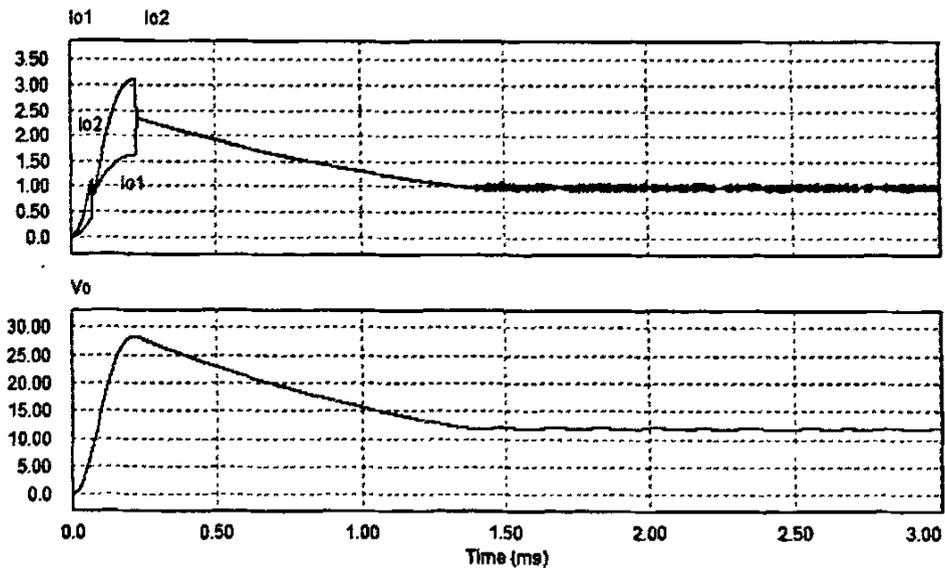
### 4.4.1 轻载时的仿真

取负载  $R=6\Omega$  时,即输出电流为 2A 时。未加均流控制的负载分布见图 4-19a。从图中可以看出,稳态时模块 1 的输出电流大约 0.73A,模块 2 输

出电流大约为 1.27A。此时，均流误差为 54%，远远超出均流误差所允许的 5% 的标准。



(a) 未加均流两模块输出电压电流波形



(b) 加改进是均流法两模块输出电压电流波形

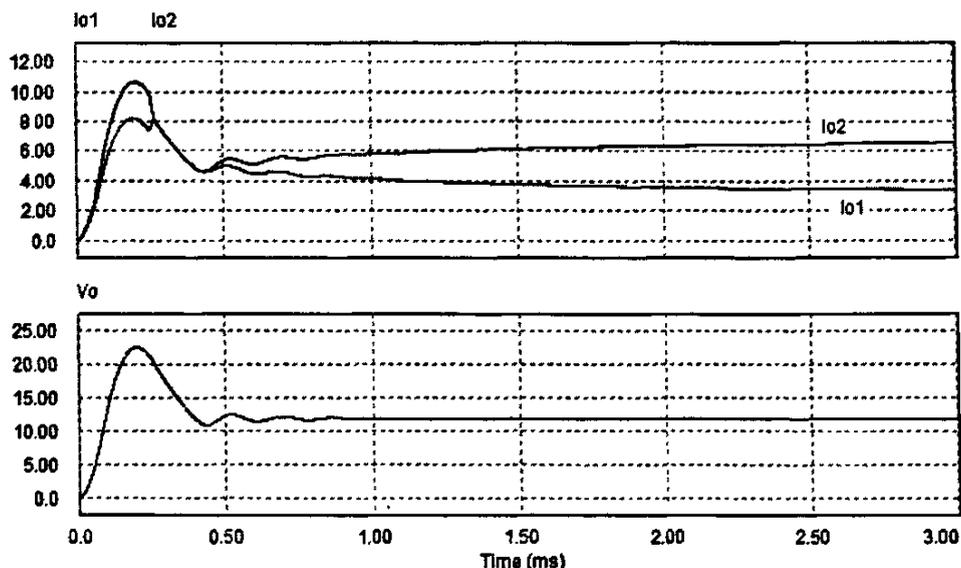
图 4-19 总输出 2A 电流时仿真波形

加入均流控制后的负载分配见图 4-19b。从图可以看出，模块 1 的输出电流大约为 0.97A，模块 1 的输出电流大约为 1.02A，均留误差大约为 5%，

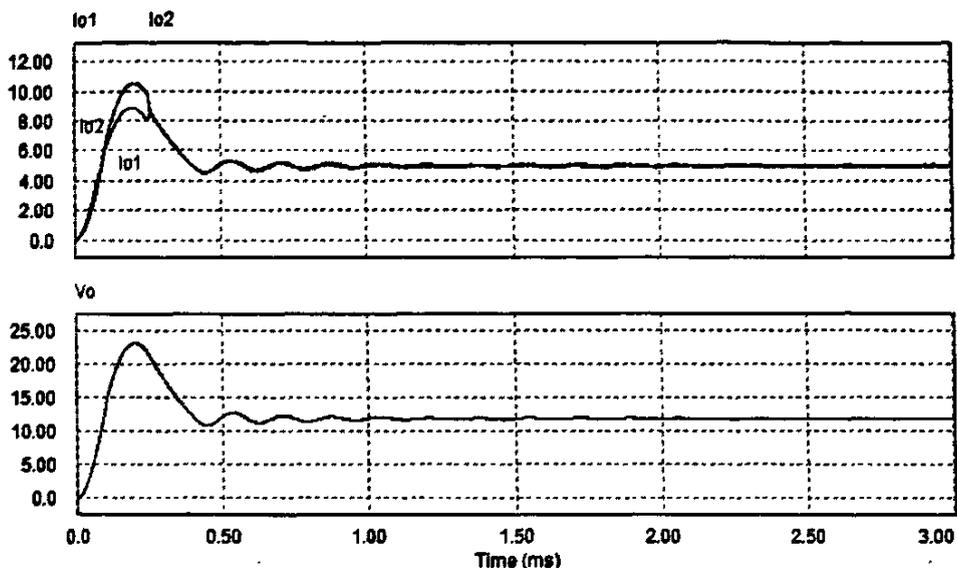
负载基本上平均分布。输出电压大约为 12V，与预期输出值只有基本没有差值。由此可以看出，采用改进式均流控制之后，轻载时，负载基本上在两个 Buck 模块中平均分配，并且输出电压稳定在预期值负载，说明该均流方法在轻载时均流达到了很好的均流效果。

#### 4.4.2 中等负载时仿真

总的输出电流为 50%额定值时，即总输出 10A 时，仿真结果如下。从图 4-20a 可以看出，没有加均流控制时，模块 1 的输出电流为 3.42A，模块 2 的输出电流为 6.56A，均流误差大约为 63%。从图 4-20b 看出，加入改进式均流控制时，模块 1 的输出电流为 5.00A，模块 2 的输出电流为 4.95A，均流误差大约为 1%，输出电压约为 11.95V。由此可以看出在中等负载情况下，并联系统均流精度很高，输出电压也较稳定。说明改进式自主均流法在中等负载时，均流效果很好。



a 没有加均流两模块输出电压电流波形

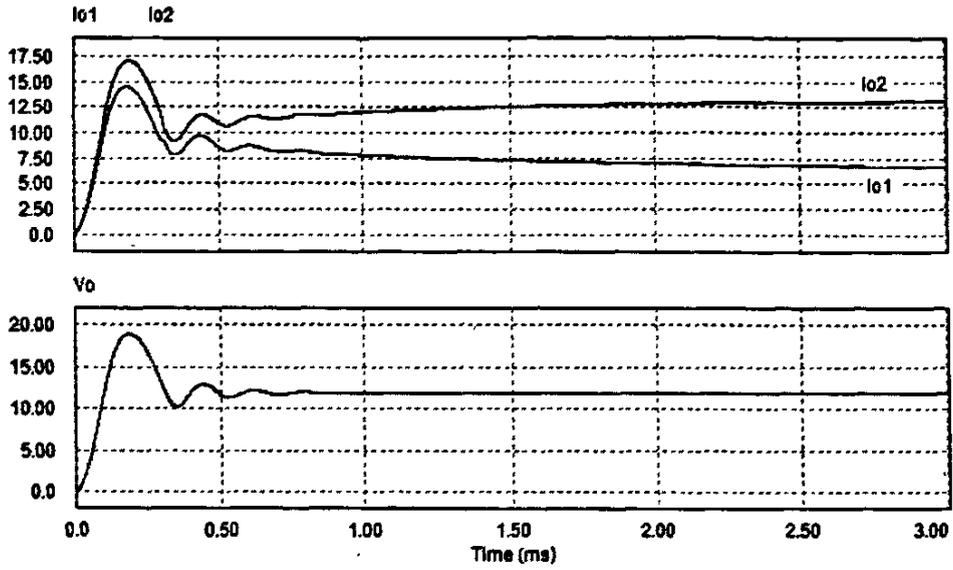


b 加改进式均流两模块输出电压电流波形

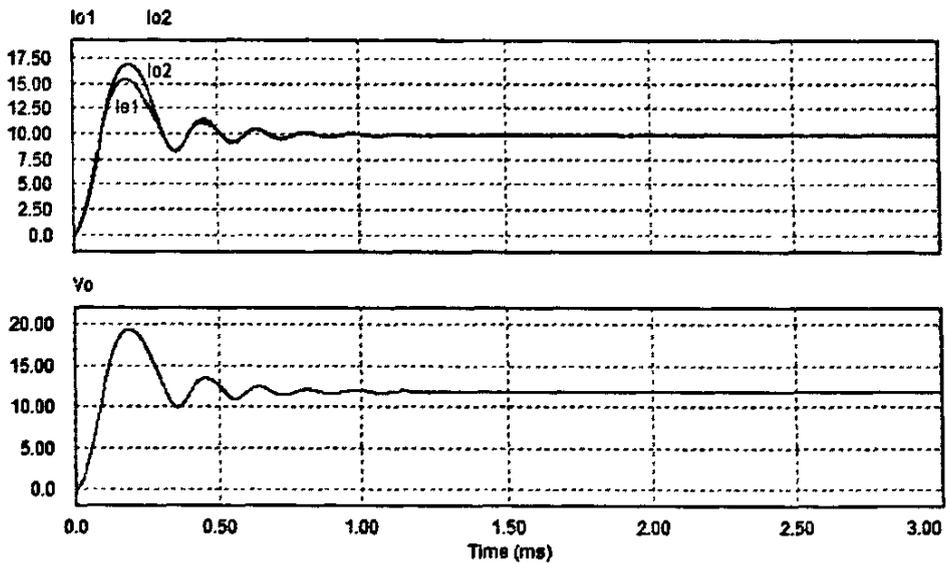
图 4-20 总输出 10A 时仿真波形

#### 4.4.3 满载时仿真

取并联系统总输出电流为 20A 时，并联系统处于设计电路的满负载运行，此时  $R=0.6\Omega$ 。经过仿真，结果见图 4-21。从图 4-21a 可以看出，没有加均流控制时，电源模块 1 的输出电流为 6.76A，电源模块 2 的输出电流为 13.14A，均流误差大约为 64%。从图 4-21b 可以看出，加入改进式均流控制后，电源模块 1 的输出电流为 9.90A，电源模块 2 的输出电流为 9.95A，均流误差大约为 0.5%，均流控制精度很高，此时，输出电压大约为 11.90V，比轻度和中度负载时，略有下降，但和设计预期值相差不大。因此，系统在满负载时，均流效果也很好。



a 没有加均流两模块输出电压电流波形



b 加改进式均流两模块输出电压电流波形

图 4-21 总输出 20A 电流时仿真波形

#### 4.4.4 仿真结果总结

总结上述三种不同负载情况下的均流效果见表 4.1。从表可以看出，在

不同的负载情况下，均流效果均比较好，并且系统稳定。从而验证了该自主均流法的优良特性。

表 4.1 均流效果表

负载情况	均流误差 (%)	输出电压 (V)
轻度负载	5	12.0
中度负载	1	11.95
满负载	0.5	11.90

#### 4.5 本章小结:

本章从多变换器并联均流控制系统可看作单个变换器控制部分和均流环节构成的思想出发，在对当前的几种最大电流自动均流方法进行了分析，并针对其中一种较新的均流策略进行了小信号分析，在此基础上对新的均流策略的设计进行了详细地分析，通过 Bode 图对其进行建模和三个环路的设计。最后，对两个滤波电感参数有差异的 Buck 模块并联系统，通过 PSIM7.0 软件进行了仿真比较，验证了本文所分析的均流控制方法优良的均流性能。

## 第 5 章 结论及展望

本文首先简要的说明了均流原理，然后介绍了当前常见的几种均流方法。最后重点就输出阻抗法和自主均流法进行了研究。

本文所得的结论如下：

(1) 下垂法由于其简单性，在小功率电源中，被广泛应用。本文通过理论分析和仿真计算，对小功率场合常用的串电阻法、输出电流反馈法和有源 droop 法进行比较分析。最后得出，在对均流精度要求较高的场合，有源 droop 法是比较好的一种方案。

(2) 自主均流法由于控制精度高，应用广泛，有很多专家和学者研究对其进行了详细地研究。该方法目前有四种具体实现的策略，通过对它们的结构分析，得出其中一种改进式自主均流法是其中较好的一种。最后对改进式自主均流法的控制系统进行了设计，通过 PSIM7.0 软件对系统进行仿真。验证了改进式自主均流法有很高的均流精度的结论。

由于本文作者水平有限，时间有限，尚有以下一些问题需进一步研究和解决：

(1) 文中所有的均流方法，虽然进行了仿真，但是没有搭建实际的实验电路。因此，如果投入实际应用，还需对所得出的结论进行进一步的实验验证。

(2) 目前的均流方法众多，此外，随着控制芯片的不断发展，新的控制方法也不断涌现。本文只是重点研究其中两种，其他均流方法并没有深入研究，这需要在今后的学习和工作中继续进行。

以上这些问题，作者没有能够在攻读硕士研究生学位学习的短暂时间内解决，在此提出，敬请老师和同学们指教并留待以后继续研究解决。

## 致 谢

本文的选取与论文的写作工作均得到导师——罗乾超教授的悉心指导。在我读研期间，罗老师在生活和生活上对我都很关心，让我受益匪浅。值此论文定稿之际，我谨向罗老师致以最衷心的感谢！

感谢我的父母、妹妹和所有关心我的亲人！感谢他们一直以来对我的关怀和照顾，他们的关心和支持是我安心学习并顺利完成多年学业的坚实基础。

感谢吴松荣、熊成林、何圣仲老师的关心和帮助。

感谢同实验室的各位同仁的帮助！

读研期间，本人与电气学院 04 级的诸位同学相处愉快，从大家身上，我学到了许多优秀的品质与积极的精神，尤其是一块儿踢球的各位球友，这里一并谢过，并祝愿各位都拥有美好前程！

最后我衷心地感谢在百忙之中评阅和即将参加我论文答辩的各位专家和学者。

---

## 参考文献

- [1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版), 电子工业出版社, 2004
  - [2] 符赞宣, 瞿文龙, 张旭. 平均电流模式 DC/DC 变换器均流控制方法. 清华大学学报, 2003, 43(3): 337~340
  - [3] 张军明, 谢小高, 吴新科等. DC/DC 模块有源均流技术研究. 中国电机工程学报, 2005, 25 (19) :30~36
  - [4] 吴奎东. 模块化电源关键技术的研究. 电源技术, 65~66
  - [5] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术. 电子工业出版社, 2001
  - [6] 程荣仓, 刘正之, 詹晓东. 基于自主均流法模块并联的小信号分析. 电力电子技术, 2001 (2): 36~38
  - [7] 杨尊峰等. 电流型开关稳压电源的研究. 电力电子技术 996, 30(1):44~46.
  - [8] Dixon L. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies. Uintrode's Product&Application Handbook, 1993~94: 92457~470.
  - [9] Xunwei Zhou, Peng Xu, Lee, F.C. A Novel Current-Sharing Control Technique for Low-Voltage High-Current Voltage Regulator Module Applications [J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2000
  - [10] 文斌, 哈进兵, 陈劲操等. 一种新的基于相位调制跟踪的电源并联控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(13):45~36
  - [11] Cooke P. Modeling average current mode control of power converters [ C ] .Proceeding of the IEEE Power Electronics Conference and Exposition, 2000: 256~262
  - [12] Wei Tang, Fred C Lee, Raymond B Ridley, Isaac Cohen. Charge Control: Modeling, Analysis, and Design [ J ] IEEE Transactions on Power Electronics, 1993 (10) :396~403
  - [13] Fengyan Wang, Songrong Wu, Jianping Xu, Junfeng Xu. Modeling and Simulation of V2 Controlled Switching Converters[C]. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003 (1) :613~617
  - [14] Crisione M, Lionetto A, Nunnari G, Occhipinti L. Embedded fuzzy control
-

- on monolithic DC/DC converters[C]. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on ISIA, 1998, 3, 131~134
- [15] Lam H K, Lee T H, Leung F H F, Tam P K S. Fuzzy control of DC-DC switching converters: stability and robustness analysis [C]. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001, 2: 899~902
- [16] Vidal-Idiarte E, Martinez-Salamero L, Guinjoan F, Calvente J, Gomariz S. Sliding and fuzzy control of a boost converter using an 8-bit microcontroller[C]. IEEE Proceedings on Electric Power Applications, 2004: 5~11
- [17] Vazquez N, Hernandez C, Alvarez J, Arau J. Sliding mode control for DC/DC converters: a new sliding surface Industrial Electronics [C]. 2003 IEEE International Symposium on PEDS, 2003, 1: 422~426
- [18] Siri K, Lee C Q. Current distribution control for parallel connected converters I & II [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(3): 829~851.
- [19] Lin Chang-Shiam, Chen Chern Lin. Single-wire current share paralleling of current mode controlled DC power supplies. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 780~786.
- [20] Choi B, Bo H. Three-loop control for multi-module converter systems [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1993, 8(4): 466~474
- [21] B.T. Irving, M. M. Jovanovic. Analysis, Design, and performance valuation of Droop Current-Sharing Method. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 235~241
- [22] Siri K, Lee C Q. Current distribution control for parallel connected converters I & II [J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(3): 829~851.
- [23] Jovanovic M M, Crow D E. A novel, low-cost implementation of "democratic" load-current sharing of paralleled converter modules [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4): 604~611.
-

- 
- [24]Lloyd D. Average current mode control of switching power supplies[R].  
Unitrode application note,U140,Texas,1999.356~369.
- [25]Issa B, SiriK.Investigation of the output droop characteristics of  
parallel-connected DC-DC converters. Power Electronics Specialists  
Conference of 25th Annual IEEE[C].1994.1342~1351.
- [26]丘东元, 张波, 韦聪颖.改进式自主均流技术的研究. 电工技术学报, 2005,  
20(10): 41~47
- [27]王凤岩, 许峻峰, 许建平.开关电源控制方法综述. 机车电传动, 2006, (1):  
6~10
- [28]Liang Feng, Qu Wenlong, Implementation of an Automatic Interleaving  
Approach for Paralleled DC/DC Converter Without Interleaving Bus,  
ICEMS'2003
- [29]韦聪颖, 张波. 开关电源并联运行及其均流技术.电气自动化,2004, 26(2):  
3~5
- [30]杨汝.峰值电流控制模式中斜坡补偿电路的设计[J].电力电子技术,  
2001,35(3):35~38.
- [31]Modelling, Analysis And Compensation of The Current Mode Converter  
[M].UnitrodeApplicationNote,1999.
- [32]王凤岩.开关电源控制方法的研究.2001, 西南交通大学硕士毕业论文。
- [33]杨汝.平均电流模式的控制电路设计[J].电力电子技术,2002,36(4):66~69.
- [34]Jian Sun and Richard M. Bass, "Modeling and Practical Design Issues for  
Average Current Control, Applied Power Electronics Conference and  
Exposition", 1999. APEC'99. Fourteenth Annual, Volume: 2,14-18 March  
1999 Pages: 980 ~986 vol.2.
- [35]Lloyd H. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power  
Supplies", Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook, 1990
- [36]Peng Li,and Brad Lehman.A Design Method for Paralleling Current Mode  
Controlled DC-DC Converters,IEEE Transactions on Power Electronics.  
Vol.19,No.3,May 2004, 748~756
-

- 
- [37] Isaac Zafrany and Sam Ben-Yaakov. Average Modeling, Analysis and Simulation of Current Shared DC-DC Converters, IEEE, pp640~646
- [38] J. M. Zang, X. G. Xie, X. K. Wu, Zhaoming Qian. Stability Study for Paralleled DC/DC Converters, Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. 1569~1575
- [39] 许化民等. 多路输出 DC/DC 变换器的并联均流, 电力电子技术, 2000 (3), 11~13
- [40] V. Joseph Thottuvelil, George C. Verghese, "Analysis and Control Design of Paralleled DC/DC Converters with Current Sharing", IEEE Trans. On Power Electronics, VOL. 13
- [41] Vlatko Vlatkovic, Juan A. Sabate. Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter, Power Electronics, IEEE Transaction, Volume. 7 Issue: 1992, 128~135
- [42] J. Rajagopalan, K. zing, Modeling and Dynamic Analysis of Paralleled DC/DC Converter with Master-Slave Current Sharing Control, APEC' 96, 678~ 684
- [43] V. Joseph Thottuvelil, George C. Verghese. Stability Analysis of Paralleled dc/dc Converters with Active Current Sharing, In IEEE Power Electronics Specialists Conf, 1996, 1080~1086
- [44] ZHANG Chengning, SLIN Fengchun, "Principle, Modeling and Control of DC-DC Convertors for EV", Journal of Beijing Institute of Technology, 2000
- [45] Stefan Huth, "DC/DC-Converters in Parallel Operation with Digital Load Distribution Control", from Internet
- [46] R. B. Ridley B. H. Cho, F. C. Lee. Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, Oct. 1998, 489~498
- [47] Renhua Wu, T. Kohama, Y. Kodern, T. Ninomiya, and F. Ihara. Load Current-sharing for parallel operation of DC- DC converters, In Proc. Of APEC 1993, 101~107
-

[48]Unitrode "Product&Applications handbook 1995-96"

[49]韦聪颖, 张波. 开关电源并联运行及其均流技术. 电源世界, 2004 (1)23-26

[50]Brian T.Irving and Milan M.Jovanovic. Analysis, Design and Performance Evaluation of Droop Current-Sharing Method, In Proc. Of APEC2000, 235~241

---

## 攻读硕士学位期间发表的论文

1. 王正国, 罗乾超, 刁元均. DC/DC 变换器交错并联技术研究. 通信电源技术. 2006 (5)
-