

Abstract

The control techniques of switching converters are completely described and analyzed. The techniques with two different methods are classified as: the mode of pulse width modulated, and the difference of control signal. The advantages and disadvantages of each method is analyzed and compared, and where each method is more adapted to is pointed out.

V^2 control technique is analyzed and studied intently, for which responses more quickly to the change of load compared with current control method. It is shown that V^2 control technique and current control method has the same line response, but the load response of V^2 control technique is much faster than that of the current control method.

The principle of state-space averaging and linearization is discussed, the small-signal models for the switching converters are also deducted, i.e. the regulator's open-loop gain function, input voltage susceptibility and output impedance, which controlled by voltage mode, current mode and V^2 control technique separately. The features of three control modes are given.

The theory of interleaving technique is discussed briefly. The performance of the one-choke interleaving approach is analyzed in comparing with the two-choke interleaving approach. Two implementation methods are brought out to control the converter performing interleaved. The principle of the methods is analyzed.

PSPICE and MATLAB simulation are employed in the paper, the simulation results are in positive with the theory.

Keywords: Control technique Current mode Voltage mode
 V^2 control technique Small-signal model Interleaving

第一章 绪 论

电力电子技术是研究电能变换原理与变换装置的综合性学科，它利用功率半导体器件和无源功率元件、微处理器及大规模集成电路、变换理论、传感与信息处理技术、现代控制理论、计算机仿真与辅助设计技术，以功率变换电路为核心对电能进行变换与控制。所以整个电路可以分为功率级和控制级两部分。功率级设计的首要任务是根据不同的应用选择相应的变换拓扑，变换拓扑的选择往往要兼顾电力半导体器件的选择。电力半导体器件是具体电路能否实现的关键，从某种意义上讲，电力半导体器件已经成为电力电子技术发展的瓶颈，在低成本、高功率密度电源设计中，电力半导体器件的选择尤为重要。控制级的设计主要根据对性能指标要求的不同选择相应的控制方法，功率变换的控制方法主要有电压型控制方法、电流型控制方法、电荷型控制方法和 V^2 控制方法等。电力电子器件、变换拓扑电路和控制技术是进行电力电子技术研究的三个主要方面。

第一节 电力电子器件的现状与展望

电力半导体器件是电力电子应用装置的基础。一种新型电力半导体器件的出现，总是带来一场电力电子技术的革命。电力半导体器件的研究，一直是该领域极为活跃的主要课题之一。电力半导体器件的发展经历了晶闸管(SCR)、可关断晶闸管(GTO)、功率晶体管(GTR)、功率 MOSFET 和绝缘门极晶体管(IGBT)等。

一、 电力电子器件的回顾

1. 半控型器件

1957年美国通用电气公司发明了第一只晶闸管，标志着电力电子技术的开端[1]。利用晶闸管的变流技术很快取代了传统的电动发电机组和水银整流器。随着微电子技术的发展，晶闸管的派生器件越来越

多,到了 70 年代,已经派生了快速晶闸管、逆导晶闸管、双向晶闸管、不对称晶闸管等器件,电力半导体器件的功率越来越大,性能日臻完善。然而由于晶闸管的固有特性,工作频率较低(一般低于 400Hz),大大限制了它的应用范围,并且晶闸管是半控器件,要想关断这些器件,必须要有强迫换相电路,使得整体体积增大、重量增大、效率降低、可靠性下降。

2. 全控型器件

既可以控制开通又可以控制关断的电力半导体器件称为全控型器件,此类电力半导体器件大大提高了开关控制的灵活性。从 70 年代后期开始,可关断晶闸管(GTO)、电力晶体管(GTR 或 BJT)及其模块相继实用化。在中、大容量的变流装置中,传统的晶闸管逐渐被这些新型器件取代。此后各种高频率的全控型器件不断问世,并得到迅速发展。这些器件主要有:电力场控晶体管(即功率 MOSFET)、绝缘栅极双极晶体管(IGT 或 IGBT)、静电感应晶体管(SIT)、静电感应晶闸管(SITH)等,这些器件的产生和发展,已经形成了一个新型的全控电力电子器件的大家族。

二、 电力电子器件的最新发展

现代电力电子器件仍然在向大功率、易驱动和高频化方向发展。另外,电力电子模块化是电力电子向高功率密度发展的重要的一步。当前电力电子器件的主要成果有[2][3]:

1. IGCT—集成门极换流晶闸管(Integrated Gate Commutated Thyristors)

IGCT 是一个将门极驱动器与以低电感封装的 GTO 元件相集成的组件,改进的结果进一步增加了 GTO 门极电流的变化率($-di_G/dt$),使门极电流($-I_{CQ}$)在一微秒内上升到阳极电流的幅值,此时,GTO 的门极—阴极结迅速恢复阻断,几乎所有的阳极电流都转向门极抽出。从而减轻了原 GTO 存在的非均匀关断和阴极电流收缩效应。

与常规的 GTO 晶闸管相比,它具有许多优良的特性:不用缓冲电

路就能够实现可靠关断、存储时间短、开通能力强、关断门极电荷少和应用系统(包括所有器件和外围部件如阳极电抗器和缓冲电容器等)总的功率损耗低等。因此,在大功率 MCT 未问世以前,IGCT 有望成为高功率高电压低频变流器的优选功率器件之一。

目前,4.5kV(1.9kV/2.7kV 直流链)及 5.5kV(3.3kV 直流链)、275A $<I_{T,GM}<3120A$ 的 IGCT 已研制成功。

2. IEGT—电子注入增强栅晶体管 (Injection Enhanced Gate Transistor)

近年来,日本东芝开发了 IEGT,IEGT 利用了“电子注入增强效应”,使之兼有 IGBT 和 GTO 两者的优点:低的饱和压降,宽的安全工作区(吸收回路容量仅为 GTO 的 1/10 左右),低的栅极驱动功率(比 GTO 低两个数量级)和较高的工作频率。加之该器件采用了平板压接式电极引出结构,可望有较高的可靠性。目前该器件已达到 4.5kV/1000A 的水平。

3. MOS 门控晶闸管

MOS 门控晶闸管充分的利用了晶闸管良好的通态特性及 MOS 管优良的开通和关断特性,具有优良的自关断动态特性和非常低的通态电压降,易于得到高的耐压,成为未来电力电子装置和系统中有发展前途的高压大功率器件。目前世界上有十几家公司在积极开展对 MCT 的研究。MOS 门极晶闸管主要有三种结构: MOS 场控晶闸管(MCT);基极电阻控制晶闸管(BRT);及射极开关晶闸管(EST)。其中 EST 可能是 MOS 门控晶闸管中最有希望的一种结构。但是,这种器件要真正成为商业化的实用器件,达到取代 GTO 的水平,可能还需要相当长的一段时间。

4. IPEM—集成电力电子模块 (Integrated Power Electronics Modules)

IPEM 已经不是传统意义上的电力电子器件的概念,它是将电力电子装置的诸多器件集成在一起的模块。它的组成过程如下:首先将半导体器件 MOSFET、IGBT 或 MCT 与二极管的芯片封装在一起组成一个积木单元,然后将这些积木单元迭装到开孔的高电导率的绝缘陶瓷

衬底上, 在它的下面依次是铜基板、氧化铍瓷片和散热器。在积木单元的上部则通过表面贴装将控制电路、门极驱动、电流和温度传感器以及保护电路集成安装在一薄层绝缘层上。

IPEM 完全取消了传统模块封装中的粗线键合工艺, 取而代之的是三维立体组装, 可以实现电力电子技术的智能化和模块化, 并大大降低电路接线电感, 提高了系统的效率。进一步提高了可靠性, 降低了系统的噪音和寄生振荡。

第二节 开关变换器的功率变换技术

开关电源可以简单的认为是由功率级和控制电路组成, 功率级为功率变换的主体, 主要是通过开关器件和电感、电容等器件实现功率变换。主要特点是: 通过调节开关器件的工作状态, 来取得所希望的功率变换和一定的输出。开关电源的主要组成部分是开关型 DC—DC 变换器, 它是整个变换的核心。这里主要介绍 DC—DC 变换器。

DC—DC 变换器的基本拓扑分为非隔离式和隔离式两种[4]。在非隔离式变换器的输入到输出之间没有电气隔离, 非隔离式拓扑主要有: Buck、Boost、Buck-boost、Cuk、Zeta、Sepic 等。隔离式拓扑利用变压器实现了输入到输出的电隔离, 隔离式拓扑主要有: 单端正激变换器、单端反激变换器、推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器等。图 1-2-1 给出了上述变换器的原理图。

根据 DC—DC 变换器的工作方式, DC—DC 变换器可以分为: PWM 变换器、谐振变换器、软开关 PWM 变换器和零转换 PWM 变换器等。下面主要对变换技术进行详细介绍:

一、PWM 变换技术

脉宽调制 PWM 技术 (相对于软开关技术, PWM 也称为硬开关) 由于其电路简单、控制方便而得到了广泛应用。1976 年美国硅通用公司第一个做出了单片集成控制芯片 SG1524, 称为脉宽调制器。从此,

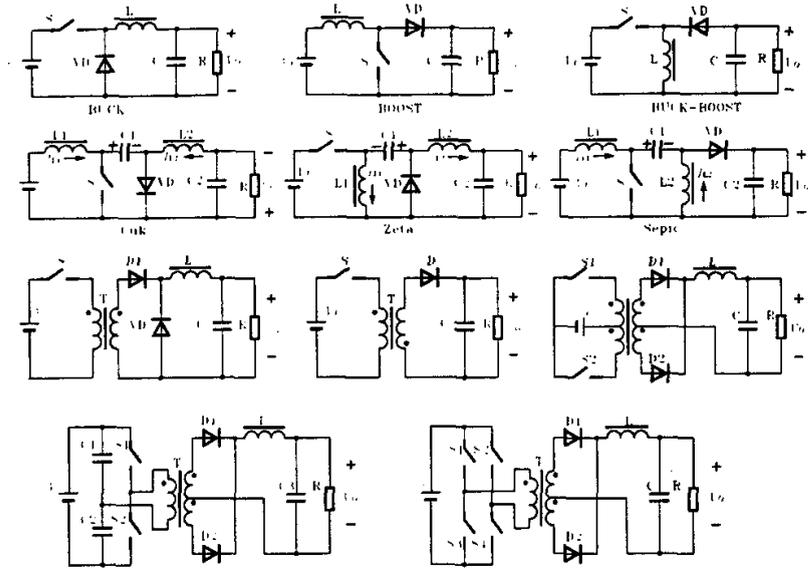


图 1-2-1 开关变换器基本拓扑

PWM 技术的应用和发展开始进入了相对成熟的阶段。目前,应用 PWM 技术的变换器运行的最佳频率范围是 30—50KHz(使用 MOSFET 做开关管),在这个范围内,整个系统无论体积、重量、可靠性和价格都基本实现了最佳。但是,常规 PWM 技术的固有缺陷限制了其进一步的高频化,表现在:1) 在开关器件导通和关断的过程中,电压和电流的波形有重叠,产生开关损耗,并且该损耗随着开关频率的提高而增大;2) 电路的寄生电感和寄生电容在高频时产生严重的电压尖峰和浪涌电流。由于这些局限性,迫使人们另想办法,围绕着减小开关损耗,消除或缓解电路中寄生参数的影响而提出了谐振变换技术。

二、谐振变换技术

谐振变换技术可以使开关器件在零电压或零电流的条件下进行开关状态的转换。从而可以大大降低开关损耗。谐振变换电路主要有串联谐振、并联谐振、准谐振、E 类谐振、多谐振等。这类变换器利用谐振原理使开关管两端的电压或流过开关管的电流在一个周期内有一段时间呈正弦规律变换,电压和电流波形错开,从而实现了零电压开

关 (ZVS) 或零电流开关 (ZCS) 条件, 使得开关管自然导通或关断。零电流开关的特点是能保证运行中开关器件在关断信号到来之前, 流经开关管的电流已经下降到零, 即保证了器件在零电流条件下断开; 零电压开关的特点是保证运行中器件在开通信号到来之前, 开关管的端电压已经下降到零, 从而使开关管能够在零电压下导通。

与 PWM 变换器相比, 谐振式变换器具有许多优点: 1) 寄生参数被纳入谐振元件后, 大大降低了电路中的 di/dt 或 dv/dt ; 储存在寄生电感和寄生电容中的能量可以通过谐振回馈到电网中, 而不是被吸收电路消耗掉; 2) 由于实现了零电压开关或零电流开关, 使得开关损耗明显减小; 3) 有源谐振波形与方波相比, 谐振分量大大减小, 因此减小了变换器中的电磁干扰。

谐振式变换器的主要缺点有: 1) 功率电路拓扑复杂, 在不同的负载条件下, 存在着不同的工作模式; 2) QRC、MRC 一般都是变频控制, 控制电路复杂; 3) 谐振波形使得开关管的电压或电流应力比 PWM 变换器的还要大。针对这些局限性, 人们又提出了软开关技术。

三、 软开关技术

软开关变换器是 QRC 和 PWM 开关变换器的综合: 在 QRC 变换器中增加一个辅助开关, 以控制谐振网络的工作, 使变换器在一个周期内, 一部分时间按 ZVS 或 ZCS 准谐振变换器工作, 另一部分时间按 PWM 变换器工作。因此它兼有谐振变换技术和 PWM 变换技术的特点: 1) 谐振阶段只发生在开关管的开关过程中, 从而既保证了功率半导体器件的软开关工作条件, 又使得开关管只承受较低的电压和电流应力; 2) 能量传输的主要形式采用了 PWM 变换技术的特点, 减小了谐振通态损耗; 3) 零电压、零电流开关条件不受输入和负载变化的影响, 所以从理论上讲适用于任何传统 PWM 变换器。

第三节 开关电源的控制方法

开关电源的控制电路是通过采样功率级的状态信号，输出开关管的驱动信号，利用功率级的当前状态来调节开关的占空比，使系统能够在各种扰动下，保证相对稳定的输出。由此可以看出开关电源的控制电路在整个系统中的作用是至关重要的。开关电源的其它功能，如遥控、过流保护等功能都是通过控制电路来实现的。

开关电源的控制方法主要有：电压型、电流型、电荷型、平均电流型和 V^2 型等。

一、电压型控制方法

传统的 PWM 型 DC—DC 变换器常采用电压型控制。电压型控制方法只对输出电压采样，作为反馈信号实现闭环控制，以稳定输出电压[5]。因为是单环控制，便于分析和设计，但是由于基本开关变换器是一个含有电感、电容的二阶系统（如图 1-2-1 所示），我们知道二阶系统是一个有条件稳定系统，通常要在控制中增加补偿电路，才能使系统稳定工作[12]。

二、电流型控制方法

根据控制理论，一个 n 阶系统要达到最优控制需要 n 个独立的反馈变量，所以同时引入电容电压和电感电流两个状态变量的电流型控制方法提高了 PWM 控制策略的性能[6]。第一个电流型开关变换器是由欧洲空间机构技术中心在 1978 年开发的。与电压型控制方法相比，电流型控制方法由于具有自动限流、对输入电压变化有更快的响应速度、闭环系统稳定性高等优点，从而使电流型控制方法得到了广泛的应用。但是电流型控制方法在占空比大于 50% 时，会产生开环不稳定和次谐波振荡，需要增加斜坡补偿来消除[35]。由于电流型的电流纹波幅值比较小，因此抗干扰性差，并且峰值电流和平均电流存在误差，对电流的控制精度不高。

三、 V^2 控制方法

V^2 控制方法仍然是双环控制，只是用输出电压的纹波代替了电流

型控制方法中的电流纹波[14]。 V^2 控制方法不但具有电流型控制方法的输入电压动态响应速度快、闭环系统稳定性高等优点，而且对负载的变化具有超快的响应速度。但是 V^2 控制方法没有自动限流的功能，同样需要增加斜坡补偿来消除占空比大于 50%时的开环不稳定和次谐波振荡。

当前，信息产业异军突起，微处理芯片技术飞速发展，微处理芯片对电源性能指标（特别是瞬态响应）的要求越来越严格。 V^2 控制方法由于具有对负载变化的超快的响应速度，有望成为新一代电源的首选控制方法。

四、交错并联技术

由于开关电源的发展，很大程度上受到功率开关器件的发展程度的制约，单个电源要得到大功率的输出，必须采用多个功率开关器件并联，在这种情况下，往往需要强制散热，这既增加了电源的成本，也增加了体积，且电源的可靠性不高。所以在现代通讯设备中更多的采用多个电源模块并联的方法来输出大功率，这就是所谓的分布式供电系统。

在分布式供电系统中由于多个电源模块并联，所以多个模块的输出纹波叠加在一起，如果模块间纹波的相位不固定，则总的输出纹波没有周期性，且幅值也不固定，因而增加了滤波难度。以往往往要求并联的多个模块同步工作，这样可以得到频率和幅值固定的总的输出纹波，便于输出滤波。但是 n 个同步的并联模块的纹波的幅值是单个模块幅值的 n 倍，大大增加了滤波电路的成本。交错并联技术是指在多个功率模块并联时，各个模块的开关时刻都错开一段时间（开关周期内），这样就可以在不增加开关损耗和器件应力的前提下减小输出纹波的幅值，使总的输出纹波频率升高[17]。所以交错系统可以节省滤波和储能器件，从而可以大大的提高系统的功率密度且不降低变换效率。事实上，交错并联技术是实现并联供电的一种控制方法。

第四节 本文的主要工作

本文的主要目的是：较为深入的对传统开关电源控制方法（尤其是电压型和电流型控制方法）进行分析，研究其工作原理，在此基础上对 V^2 控制方法进行详尽的分析研究，建立电压型、电流型和 V^2 控制方法的小信号模型，最后对交错并联供电技术进行了简要的分析。

本文的结构是按照以下思路安排的：

- 首先，对开关电源控制方法进行分类研究，提出了按脉宽的实现方式和按控制电路的采样变量的两种分类方式，基于这两种分类方式，详细分析了电压型、电流型、电荷型和平均电流型控制方法的基本原理和各自的优、缺点。
- 为适应飞速发展的微处理芯片的需要，对具有超快速响应的 V^2 控制方法进行研究，详细分析了其基本原理，并对其在输入阶跃变化和负载阶跃变化的响应原理进行了分析，阐明了其对负载阶跃变化具有超快速响应的原因，并利用 PSPICE 进行了仿真验证。
- 详细的分析了开关电源的状态空间平均和线性化的基本原理，在此基础上分别对电压型、电流型和 V^2 控制方法进行数学建模，求出其开环传递函数，并利用仿真波形对建模的正确性进行验证，并对三种控制方法的特点进一步进行比较。
- 最后，在对分布式供电系统进行简要介绍的基础上，分析了交错并联技术的基本原理，阐明了采用交错并联技术的意义。详细分析了采用双滤波电感和单滤波电感的单端正激变换电路的工作原理，并对其性能进行比较。然后，研究了交错并联技术在冗余系统中的一种实现方式。

第二章 开关电源控制方法的分类研究

对开关变换器进行控制的目的是根据变换器的状态，动态的调节开关的占空比，以得到满意的输出。本章主要对开关电源的控制方法进行分类研究，详细分析了电压型、电流型、电荷型和平均电流型等控制方法的原理及其优、缺点。

第一节 脉宽调制技术 (PWM)

开关电源的核心部分是 DC—DC 变换器。其转换的基本手段是用半导体功率器件作为开关，使带有滤波器 (L、C) 的负载线路与直流电压间或导通、断开，从而使负载上得到需要的直流电压。下面以 Buck 变换器为例，举例分析开关电源的工作原理。

Buck 变换器的基本拓扑如图 2-1-1 所示，对应的波形图为图 2-1-2，其中 V_T 为开关管的驱动波形。

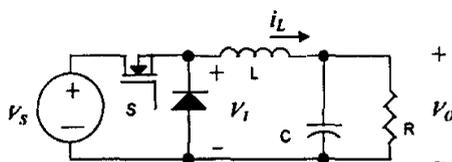


图 2-1-1 Buck 变换器拓扑图

由波形图可分别求得电感电流上升和下降的变化量 Δi_{L1} 、 Δi_{L2} :

$$\Delta i_{L1} = \int_0^{DT} \frac{V_s - V_o}{L} dt = \frac{V_s - V_o}{L} DT \quad (2.1.1)$$

$$\Delta i_{L2} = \int_{DT}^T \frac{V_o}{L} dt = \frac{V_o}{L} (1-D)T \quad (2.1.2)$$

假设电路已工作于稳态，则电感电流在开关管开通时的上升量与开关管关断时的下降量是相等的。所以有：

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} \quad (2.1.3)$$

联合式 (2.1.1)、(2.1.2)、(2.1.3) 可求得：

$$V_o = DV_s \quad (2.1.4)$$

以上所讨论的为电感电流连续的工作模式 (Continuous Conduction Mode, CCM)。同理可以求得 CCM 下其他基本变换器的输入输出的稳态变换关系。表 2-1-1 为图 1-2-1 中 Buck、Boost、Buck-Boost、Cuk 等基本变换器的输入输出关系[4]:

表 2-1-1 CCM 下几种基本变换器的输入输出关系

基本变换器	输入输出变换关系
Buck	$V_o = DV_s$
Boost	$V_o = \frac{1}{1-D} V_{IN}$
Buck-Boost	$V_o = \frac{D}{1-D} V_{IN}$
Cuk	$V_o = \frac{D}{1-D} V_{IN}$

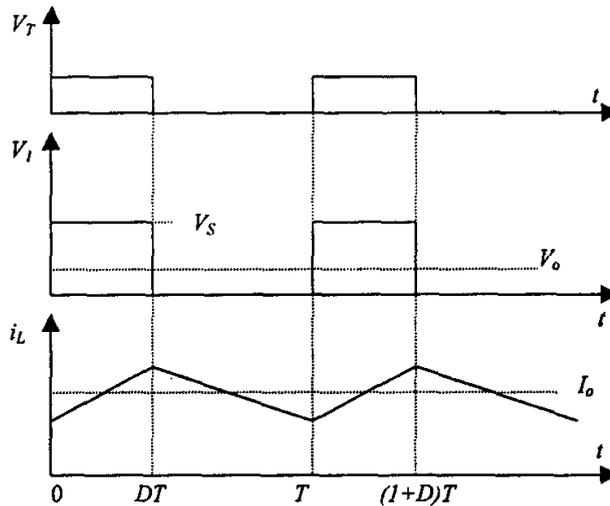


图 2-1-2 Buck 变换器在 CCM 下的波形图

当电感 L 较小, 负载电阻较大, 或周期 T 较大时, 将会出现电感电流已经下降到零, 而新的周期却尚未开始的情况。当新的周期到来时, 电感电流从零开始, 线性增大。这种工作方式称为电感电流不连续的工作模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM), 此时波形如图 2-1-3, 其中

V_T 为开关管的驱动波形。类似的可以求得 Buck 变换器在 DCM 下的输入输出的变换关系为：

$$V_O = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_{IN} \quad (2.1.5)$$

其中, D_1 为占空比, D_2 为开关管断开、二极管导通时间占空比。

同理可以求得 DCM 下其他基本变换器的输入输出的稳态变换关系 [4], 如表 2-1-2:

表 2-1-2 DCM 下几种基本变换器的输入输出关系

基本变换器	输入输出变换关系
Buck	$V_O = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_{IN}$
Boost	$V_O = \frac{D_1 + D_2}{D_2} V_{IN}$
Buck-Boost	$V_O = \frac{D_1}{D_2} V_{IN}$
Cuk	$V_O = \frac{D_1}{D_2} V_{IN}$

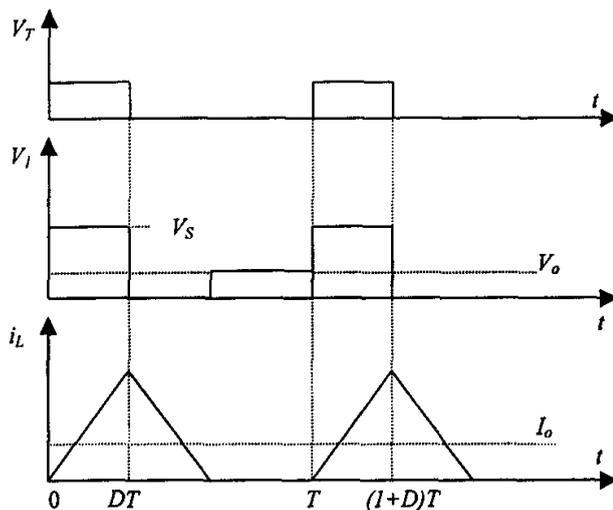


图 2-1-3 Buck 变换器在 DCM 下的波形图

一、按占空比的实现方式分类

在上面， D 表示稳态的占空比，在随后的章节中，我们用变量 d 表示动态的占空比。由式 2.1.2 可知，改变占空比 d 即可调节输出电压 V_O ，而 d 又可写为：

$$d = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T} \quad (2.1.6)$$

其中：

T 为开关周期；

t_{ON} 为在一个周期中，开关管的导通时间；

t_{OFF} 为在一个周期中，开关管的截止时间。

所以改变 t_{ON} 或 / 和 t_{OFF} 可以实现对占空比 d 的调节。这种调节脉冲占空比的控制方法就是我们通常所说的脉宽调制（Pulse-width modulation）简称 PWM。依据 t_{ON} 和 t_{OFF} 的不同组合，PWM 的控制方法可分为定频调节和变频调节两大类，其中变频调节又有如表 2-1-3 所示的三种实现方式[7]。

表 2-1-3 按占空比的实现方式分类

调节方式		t_{ON}	t_{OFF}
变频调节	定开通时间	固定	变化
	定关断时间	变化	固定
	恒定迟滞环宽	变化	变化
定频调节		变化	变化

1. 恒定迟滞环宽控制

电路原理如图 2-1-4(a)，图 2-1-4(b)为其主要波形。其中比较器以施密特触发器的方式工作， V_{MAX} 和 V_{MIN} 分别为施密特触发器的上限电压和下限电压。

该电路的工作原理为：施密特触发器初始输出高电平，开关管开通，输出电压 v_O 上升，当 v_O 上升到 V_{MAX} 时，则施密特触发器输出反

转, 输出低电平, 开关管关断; 随后输出电压 v_o 下降, 当 v_o 下降到 V_{MIN} 时, 施密特触发器输出再次反转, 输出高电平, 开关管开通。如此周而复始的运行。

2 定开通时间控制

图 2-1-4(c)为其基本原理图, 图 2-1-4(d)为相应的波形图。工作原理为: 单稳触发器初始处于稳态, 输出低电平, 开关管截止, 输出电压下降; 当电压下降到 V_{MIN} 时, 比较器反转, 输出高电平, 触发单稳触发器进入暂态, 输出高电平, 开关管开通; 经过 t_{ON} 时间后, 单稳触发器自动反转进入稳态, 输出低电平, 开关管关断, 完成一个周期的运行。

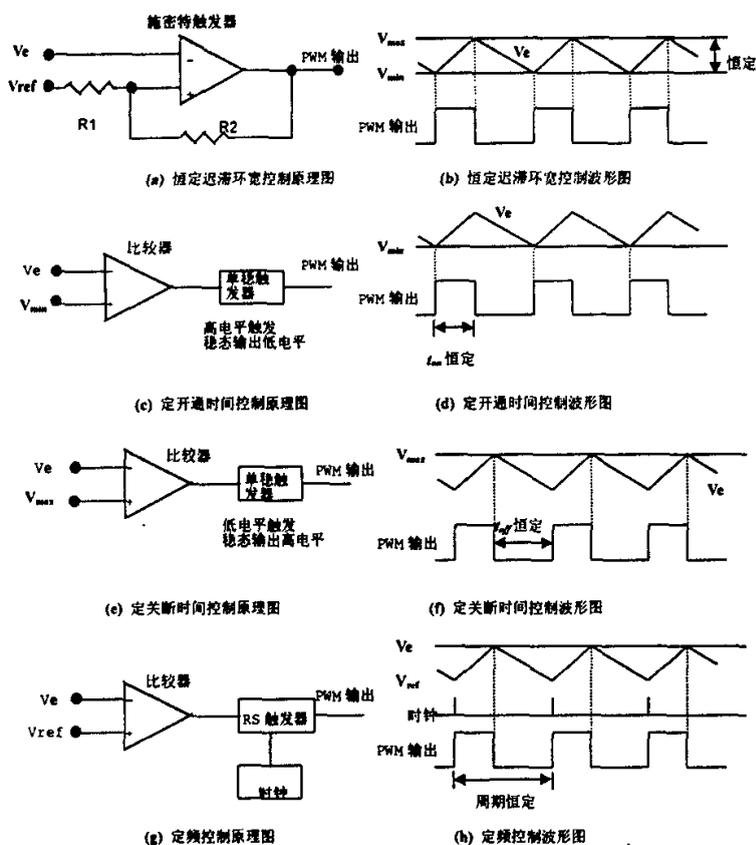


图 2-1-4 电压型控制方法原理和波形图

3 定关断时间控制

电路原理如图 2-1-4(e), 图 2-1-4(f)为其主要波形。工作原理为: 单稳触发器初始处于稳态, 输出高电平, 开关管开通, 输出电压上升; 当电压上升到 V_{MAX} 时, 比较器反转, 输出低电平, 触发单稳触发器进入暂态, 输出低电平, 开关管关断; 经过 t_{OFF} 时间后, 单稳触发器自动反转进入稳态, 输出高电平, 开关管开通, 如此周而复始的运行。

以上三种控制方法都为变频控制方法, 虽然电路相对简单, 但是它的频率不固定, 噪声频谱不固定, 加大了电磁干扰 (EMI) 的控制难度。

4 定频控制

定频控制是当前最为广泛应用的一种控制方法, 该控制方法得以广泛应用的主要原因有:

- 更易于变压器和滤波电路的设计, 从而更便于减小电磁干扰;
- 可以比较容易买到高性能价格比的 PWM 控制芯片。

定频 PWM 控制的应用方式多种多样, 图 2-1-4(g)为定频控制简化原理图, 图 2-1-4(h)为其主要波形图。

在时钟脉冲到来时, 锯齿波复位。 V_e 为误差放大器的输出, 其变化速度要比开关频率慢的多, V_p 是锯齿波的峰值。

该电路的稳态工作原理: 输出电压 V_O 在误差放大器中做减法运算, 其差值再放大生成误差电压 V_e ; 在时钟脉冲到来时, 锯齿波复位, 比较器输出高电平, 开关管开通, 同时锯齿波的斜坡信号由零线性增大; 当锯齿波的电压升高到 V_e 时, 比较器反转, 输出低电平, 开关管关断, 同时锯齿波的电压继续线性增大, 直到下一个时钟脉冲, 锯齿波再次复位开始新的周期。

从以上的分析中可以看出, 定频控制的主要组成部分有:

- 时钟用于设置开关频率;
- 基准电压及输出电压的误差放大器;
- 比较器用于将误差电压与斜坡信号比较;
- 斜坡信号 (锯齿波)。

二、按控制电路的采样变量分类

PWM 控制方法的另一种分类方式是参照控制电路的采样变量。理想的基本变换电路可认为是一个二阶系统[6]，因而只有两个独立的变量。只采样一个变量的为单环控制，采样两个变量的为双环控制。表 2-1-4 为根据采样变量进行的分类：

表 2-1-4 根据采样变量分类表

	采样电容电压	采样电感（开关）电流	名称
单环控制	Yes	No	电压型控制
	No	Yes	电荷型控制
双环控制	Yes	Yes	电流型控制
	Yes	间接采样	V^2 型控制

值得说明的是，只采样电感电流的电荷型控制方法，结果是得到输出电流恒定的电流源[15]，实际应用的比较少；双环控制中的 V^2 型控制方法虽然没有直接对电感电流进行采样，但是其中一个采样环的采样变量是电感电流的线性函数，因而采样的两个变量是线性独立的。在本章随后的几节中，我们将结合第二种分类方法详细分析电压型控制方法、电流型控制方法、电荷型控制方法等经典控制方法；在第四章中将主要对 V^2 型控制方法进行研究。

第二节 电压型控制方法

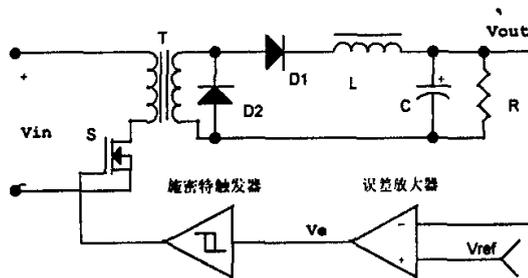
要得到稳定的输出电压，最简单的方式就是将输出电压反馈回来调节开关管的占空比的电压型控制方法。电压型控制方法是人们最早采用的控制方法，由于是单环控制，电路相对比较简单，容易实现，从而得到了广泛的应用。

结合上一节中按占空比的实现方式分类，电压型控制方法可以有四种实现方式，如图 2-2-1(a)、(b)、(c)、(d)。各电路在稳态时的

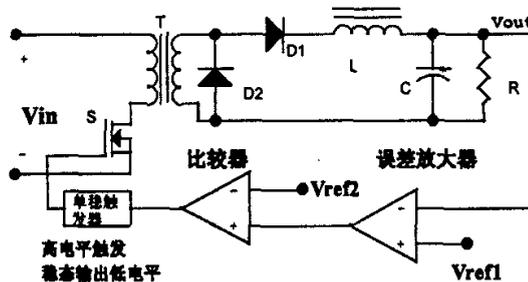
波形图与上一节介绍的基本一致，下面仅对比较常用的定频控制进行详细分析，在随后的两节中也只对定频控制进行详细介绍。图 2-2-2 为定频控制的波形图。

一、电压型定频控制的工作原理

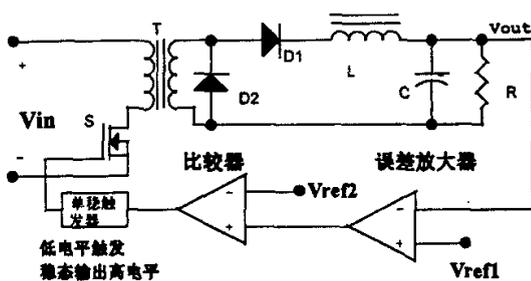
如图所示，电压型控制方法是简单的将输出电压作为控制环的输入，将输出电压信号与基准电压比较，并将比较的结果放大生成误差电压 V_e ， V_e 再与振荡器生成的锯齿波 V_R 比较生成一脉宽与 V_e 大小成正比的方波，该方波经过锁存器和驱动电路（图中未画出驱动电路）来驱动开关管工作。



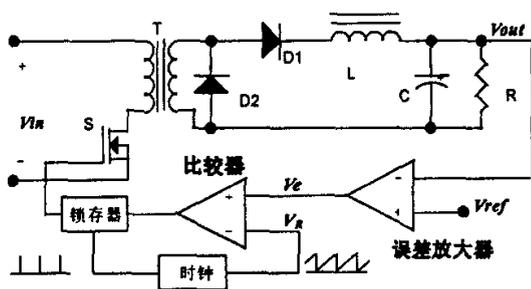
(a) 电压型恒定迟滞环宽控制



(b) 电压型定开通时间控制



(c) 电压型定关断时间控制



(d) 电压型定频控制

图 2-2-1 电压型控制原理图

结合电路图 2-2-1 (d) 和波形图 2-2-2 可得占空比和输出电压的关系式:

$$d = \frac{V_e}{V_p} = \frac{[1+K]V_R - KV_{OUT}}{V_p} \quad (2.2.1)$$

由上式可以看出, 占空比 d 和输出电压 V_{OUT} 成线性关系, d 为 V_{OUT} 的负反馈。

式 (4.19) 中的 K 为误差放大器的增益, $K = \frac{Z_2}{Z_1}$ 。

二、电压型定频控制的特点

电压型控制方法只有一个控制环, 设计、分析相对比较简单, 电路

成本较低，体积较小；此外由专门锯齿波发生器产生的锯齿波幅值比较大，因而抗干扰能力比较强；电压型控制方法另外一个比较突出的优点就是输出阻抗低，在多路输出供电的电源中可以较好的实现交叉调节。目前在一些对电源性能要求不高的场合，仍有电压型控制方法在使用。

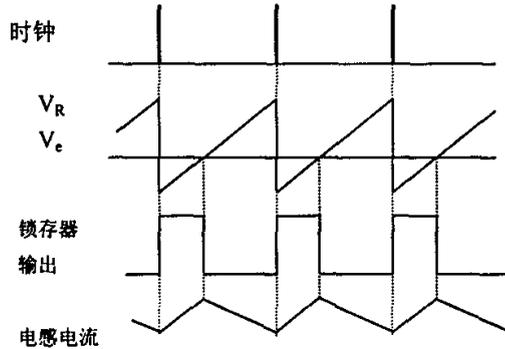


图 2-2-2 电压型定频控制波形图

电压型控制方法的突出的缺点是[5]：任何输入或输出的变化只能在输出改变时才能检测到并作为反馈输入进行纠正，所以响应速度比较慢；由于输出滤波给控制环增加了两个极点，所以从系统稳定性考虑要么误差放大器的主极点增移向低频，要么增加一个零点进行补偿；由于环路增益不独立于输入电压，要实现补偿是相当复杂的（在第四章中将详细分析）。

第三节 电流型控制方法

常见的理想开关电源的主电路拓扑为一个含有电感、电容的二阶电路，从控制的角度讲，一个 n 阶系统的最优控制一般要求 n 个独立的反馈变量，同时引入电容电压和电感电流两个状态变量的电流型控制方法提高了 PWM 控制策略的性能[6]。峰值电流型控制方法（Current-injection control, CIC）是最早也是目前较为普遍应用的电

流型控制方法。图 2-3-1(a)、(b)、(c)分别为电流型恒定迟滞环宽控制、电流型定开通时间控制和电流型定关断时间控制的原理简图。由图 2-3-1 可以看出,这三种电流型控制方法与相应的电压型控制方法的区别在于电压型控制方法的采样输出电压经误差放大器后生成的误差信号 V_e 直接输入到触发器,而电流型控制方法则是将 V_e 与电感电流的采样信号相减,将差输入到触发器。电流型变换器的波形图与电压型相似,不再详细画出了。

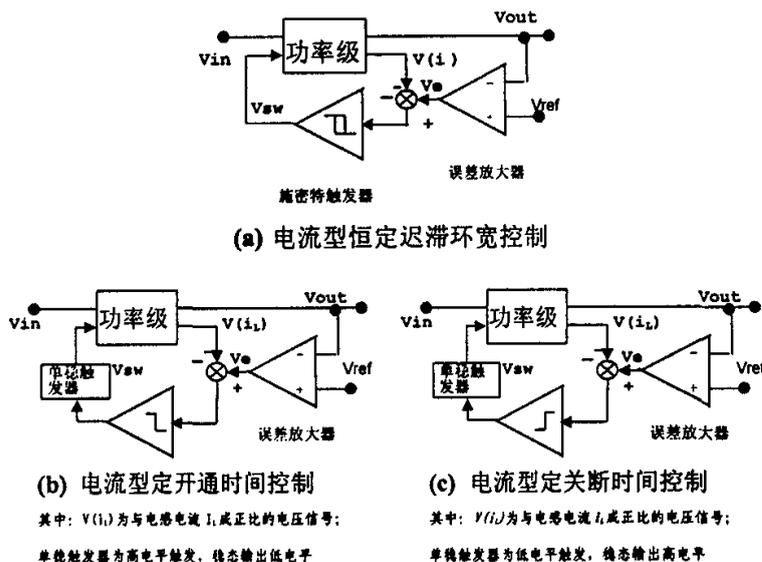


图 2-3-1 电流型控制方法

下面以电流型定频控制为例分析电流型控制方法的原理。图 2-3-2 为电流型定频控制在单端正激变换器中的应用电路原理图。图 2-3-3 为其主要波形图。

一、 电流型定频控制的工作原理

由图 2-3-2 可以看出电流型定频控制方法和电压型定频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了电压型控制方法的锯齿波。

电流型控制方法的工作原理为: 在每个周期开始时时钟使锁存器

复位, 开关管导通, 开关电流由初始值线性增大; 当 V_s 增大到误差电压 V_e 时, 比较器翻转, 进而使锁存器输出为低, 开关管关断, 直到下一个时钟脉冲到来, 开始一个新的周期。

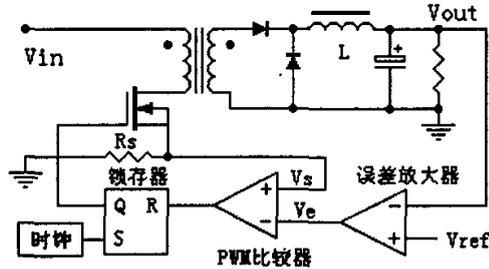


图 2-3-2 电流型定频控制

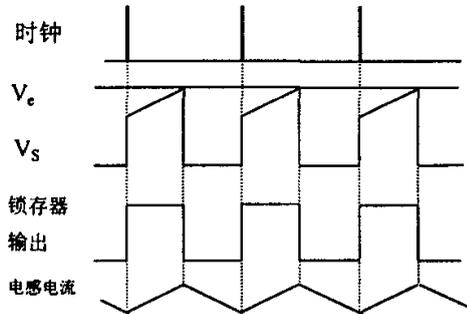


图 2-3-2 电流型定频控制波形图

二、 电流型定频控制的优、缺点[5][7]

1. 电流型定频控制的优点

- (1) 固有的脉冲电流限制, 使得变换器在过载时几乎不会受到破坏。多个电源并联时, 易于实现均流。从而方便的提高总的输出电流容量。
- (2) 由于输出电流参与反馈控制, 从而获得对负载瞬态变化的超快响应, 减小了输出电压的纹波。
- (3) 由于电感电流参与反馈, 所以滤波部分仅向反馈环提供一个

极点（在我们所感兴趣的频率范围内），从而与电压型控制方法相比可以更方便的实现补偿，获得更高的增益带宽。

- (4) 由控制到电感电流没有相位滞后，从本质上消除了闭环控制产生低频谐波振荡的可能性。
- (5) 对输入电压变化具有比电压型控制方法更快的响应速度，特别适用于 AC 电源作为输入的应用。

2. 电流型定频控制的缺点

- (1) 抗干扰能力差。由于电感电流的纹波幅值与其平均值相比要小的多，因而一个小脉冲干扰都有可能使比较器误动作。
- (2) 需要斜坡补偿。电流型控制方法由于在占空比大于 50%时要产生次谐波振荡，因而不稳定。通常在比较器输入端使用一个补偿斜坡（斜率等于电感电流的下降斜率）来消除不稳定。
- (3) 峰值与平均电流的误差。一般情况下，由于电感电流的纹波幅值与其平均值相比要小的多，因而这一问题带来的影响并不明显。但在高功率因数 boost 预调节等电路中峰值与平均电流的误差将带来严重的影响。
- (4) 拓扑问题。传统的电流型控制事实上是控制电感电流，当使用 buck 变换器时，电感在输出部分，因此是非常有效的。但是对于反激和 boost 拓扑，电感不在输出部分，控制不了正确的电流，失去了电流型控制器的许多优点。反之，boost 变换器的电感在输入部分，适用于高功率因数预调节时对输入电流的控制，但是由于 buck 和反激拓扑的电感不在输入部分，对输入电压的动态和静态变化不敏感，因而不适用。

第四节 平均电流型控制方法

在上一节中，讨论了采用电感电流的波形作为斜坡信号的电流型控制方法，为了避免同随后介绍的平均电流型控制方法相混扰，在需要区分的时候称之为峰值电流型控制方法，通常所说的电流型控制方

法就是指峰值电流型控制方法。由于峰值电流型控制方法对输出电流的控制不是很精确，所以在某些对电流精度要求比较高的应用场合，它的缺点（3）和（4）将会十分明显。而平均电流型控制方法是控制电感电流的平均值，因而对电流的控制更为精确。平均电流型控制方法的电路图如图 2-4-1，主要波形如图 2-4-2[10]。

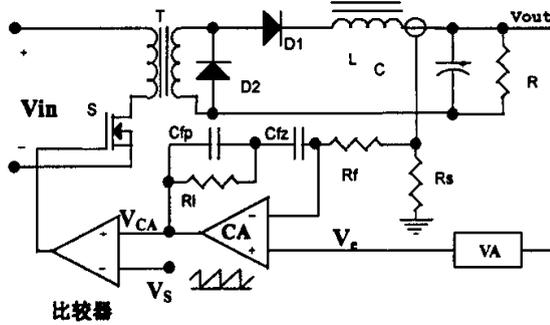


图 2-4-1 平均电流型定频控制

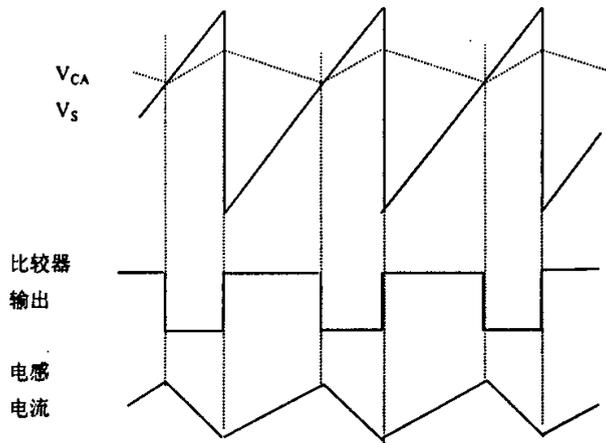


图 2-4-2 平均电流型定频控制波形图

一、平均电流型定频控制的工作原理

图中，CA 为内环对电流积分的高增益误差放大器，VA 为输出电压的误差放大器。工作原理为：输出电压经 VA 后生成输出电压误差 V_e ，而电感电流的采样值经 CA 积分，然后与之相减生成电感电流和

输出电压的综合误差信号 V_{CA} ，与锯齿波发生器产生的锯齿波进行比较，生成 PWM 波（与电压型定频控制相似）。

二、平均电流型定频控制的优、缺点

平均电流型控制方法的最大优点就是可以准确控制电感电流，精度高，并且不需要斜坡补偿。但是要达到系统稳定，开关频率对环路增益有限制。由于电压和电流采样的信号都经过了积分电路，所以抗噪性能强，此外，平均电流型方法可用于检测和控制任意支路的电流，既可以准确控制 buck 和反激拓扑的输入电流，也可以控制 boost 和反激拓扑的输出电流。

平均电流型控制方法的最大缺点是：由于采样后对电感电流进行积分，所以响应速度比峰值电流控制方法慢。

第五节 电荷型控制方法

在电流型控制中采用对电感电流峰值进行采样、反馈控制。但是，在一个周期中电感电流的峰值并不能准确反映电感电流的平均值（无论在连续模式下还是在非连续模式下），因此电流型控制方法不适用于功率因数校正或电池充电等对平均电流特别敏感的地方。电荷控制技术是解决这一问题的有效方法。

一、电荷型定频控制的工作原理

如图 2-5-1 为电荷型定频控制原理图，图 2-5-2 是其波形图[15]。在每个周期开始时，时钟脉冲使锁存器复位，主开关开通， C_T 开始对开关电流进行积分，从而获得总的电荷；当 C_T 的电压达到控制电压 V_C 时，主开关关断，与电容并联的开关开通，对电容进行放电；在下一个周期开始前， C_T 的电荷全部放完。由于一个周期的总电荷与平均电流成正比，可以实现对输出电流的控制。

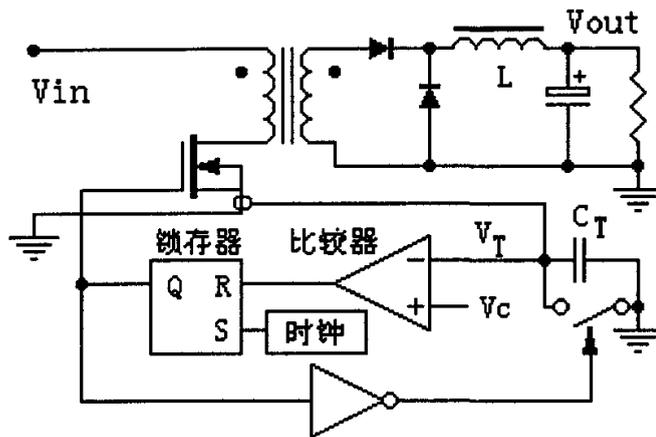


图 2-5-1 电荷型定频控制原理图

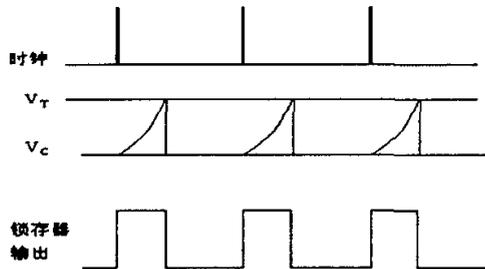


图 2-5-2 电荷型定频控制波形图

二、电荷型定频控制的优、缺点

1. 电荷型定频控制的优点

- (1) 采用电感电流积分的方法取得电流的平均值，从而消除了电流型控制方法存在的峰值与平均值误差的问题。
- (2) 同电流型控制方法一样易于实现均流。
- (3) 同电流型控制方法一样对输入电压的变化有较快的响应速度。
- (4) 由于使用开关电流的积分作为控制信号，与电流型控制方法相比，其抗噪音能力更强。在电流型控制方法的应用中，开

关开通时的尖峰可能会使其过早关断,而电荷型控制方法通过积分消除了开关噪声干扰。

- (5) 与电流型控制方法相比,电荷型控制方法不需要外部斜坡信号,从而使电路更加简单。
- (6) 电荷型控制方法不限制最大电感电流,更适用于在开关电流达到最大值仍不关断的场合,如多谐振振荡变换器。

2. 电荷型定频控制的缺点

- (1) 次谐波振荡。与电流型控制方法相似,电荷型控制方法也存在次谐波振荡现象。当电荷型控制变换器工作于轻载时,就会产生次谐波振荡,同样,在引入斜坡补偿后可以加大稳定裕量。
- (2) 对电流的瞬态变化响应速度慢,不能有效的保护开关管等功率器件。
- (3) 电路实现更为复杂,增加了设计难度。

本章小结

通过本章的分析可以看出,不同的控制方法有各自的优、缺点,实际设计时,可以根据需要选择相应的控制方法,以达到特定的技术指标。

双环控制的电流型控制方法比单环控制的电压型控制方法具有更快的对输入变化的响应速度,然而对负载的动态响应速度并没有改善。现代的微处理芯片对电源的瞬态响应要求越来越严格,原有的控制方法很难满足其要求,在下一章中将详细介绍采用双环控制的对负载变化具有超快速响应的 V^2 控制方法。

第三章 V^2 控制方法

由上一章的分析可以看到, 电流型控制方法由于引入了电感电流前馈, 使得其对输入电压的阶跃变化的响应速度比电压型控制方法快得多, 但是对负载电流的阶跃变化响应速度并没有改善。本章将对具有快速响应的 V^2 控制方法进行介绍、详细分析其工作原理, 并与经典控制方法进行比较, 最后通过仿真进行验证。

第一节 V^2 控制方法的基本原理

近年来, 随着微处理芯片技术飞速发展, CPU、DSP 和其它大规模逻辑器件芯片尺寸的缩小使其电源电压不断下降, 目前在 +1.5V 至 +2.5V 范围, 将会降低到 1V。高效率地产生这样低电压的电源存在一些困难, 尤其是在输出电流达到 10A 或更高时。尤为重要的是现在的 CPU 内核要求非常严格的负载调整 [31]。随着电源电压的降低和电源电流与时钟频率的提高, 使得对于电源的要求急剧提高——特别是瞬态响应。日益严格的性能要求使设计的难度和成本越来越高。

为了提高系统的响应速度, 一方面可以从功率级入手, 对功率级的输出滤波部分进行优化, 设计最优的滤波参数, 考虑到线路的分布参数, 设计滤波电容的规格、大小、数目、以及分布的位置[29][30]; 另一方面是选择好的控制方法, 从控制理论上讲, 要在既不损失对输入电压变化的响应速度的前提下, 又要提高对负载电流的阶跃变化响应速度, 仍然应该采用双环控制。我们在对功率级进行分析时, 往往做如下假设: 电感电流的纹波(高频成分)完全经过滤波电容, 仅有直流成分才经过负载, 这样可以在负载上得到恒定的电压 V_{out} 。事实上, 在做小信号分析时, 这一假设并不成立的, 滤波电容上总是或多或少的存在 ESR(寄生电阻), 从而纹波在经过电容的时候产生压降, 使得输出直流电压 V_{out} 上叠加了纹波 $\hat{i}_L R_{ESR}$, 所以在开关电源稳态工作

时，输出电压的纹波与电感电流的纹波的波形是相同的。用该纹波信号代替电流型控制方法的电流信号时，由于是直接于负载端上采样，对负载冲击有更快的响应速度。

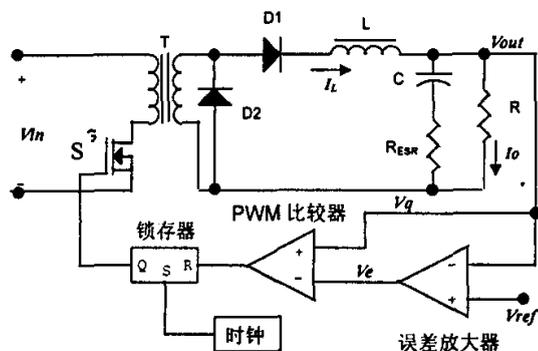


图 3-1-1 V^2 型控制方法原理图

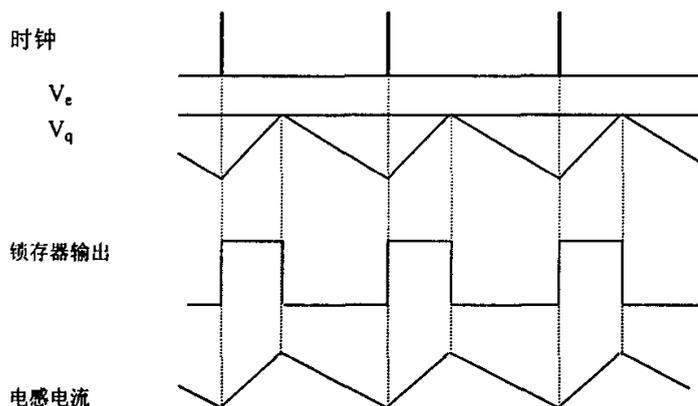


图 3-1-2 V^2 控制的主要波形

基于以上思想可以设计出如图 3-1-1 所示的定频 V^2 控制方法的单端正激变换器[14]，图 3-1-2 为其对应的主要波形。由图 3-1-1 和图 3-1-2 可以看出 V^2 控制方法与电流型控制方法的区别在于： V^2 控制方法用滤波电容电压采样代替了电流型控制方法中 PWM 比较器的电流采样输入，输出电压 V_{OUT} 反馈回来作为两个控制环的反馈量。DC 级

作为慢的外环反馈信号，输入到低带宽的误差放大器，该误差放大器将 V_{OUT} 与固定的基准电压 V_{ref} 比较，产生一个 PWM 控制电压 V_e 。输出电压的纹波 V_q 作为内环反馈控制信号，作为 PWM 比较器的斜坡信号反馈到 PWM 比较器的输入。事实上， V_q 为电感的纹波电流在输出滤波电容的寄生电阻 (ESR) R_S 上的压降。 V^2 控制方法中速度快的 PWM 内环控制瞬态响应，速度慢的外环负责优化 DC 控制精度。

V^2 控制方法稳态时的工作原理为：在每个周期开始时时钟信号使锁存器复位、输出高电平，经过驱动电路（图中未画出）开通开关管，则输入电压 V_{in} 加到变压器原边，从而在变压器副边得到正的电压 $V_2 = nV_{in}$ ，其中 n 为变压器的变比。二极管 D1 正偏导通，D2 反偏截止，电感两端得到正向电压 ($V_2 - V_{out}$)，电感电流 i_L 由初始值开始线性增大，变化量为

$$\hat{i}_L = \frac{V_2 - V_{out}}{L} t = \frac{nV_{in} - V_{out}}{L} t \quad \text{其中 } mT < t \leq (m + d_n)T$$

$m=0, 1, 2, \dots$ ，表示第 m 个开关周期，下同。

由于负载电流 I_o 固定不变，该变化的电流完全通过滤波电容的 ESR 给滤波电容充电，从而在 ESR 上产生与电感电流斜率相同的压降

$$v_q = \hat{i}_L R_S = \frac{(V_2 - V_{out})R_S}{L} t = \frac{(nV_{in} - V_{out})R_S}{L} t$$

其中 $mT < t \leq (m + d_n)T$

该电压即为内环的采样电压，当 v_q 增大到误差电压 V_e 时，比较器翻转，从而使锁存器输出低电平，开关管关断。变压器原边电压为零，则副边 V_2 也降为零，二极管 D1 截止；电感电流 i_L 经二极管 D2 续流，输出电压反加到电感的两端，则

$$\hat{i}_L = -\frac{V_{out}}{L} t \quad \text{其中 } (m + d_n)T < t \leq (m + 1)T$$

$$v_q = \hat{i}_L R_S = -\frac{V_{out} R_S}{L} t \quad \text{其中 } (m+d_n)T < t \leq (m+1)T$$

直到下一个时钟脉冲信号到来，开始一个新的周期。

第二节 V^2 控制方法的动态响应分析

以图 3-1-1 所示电路为例，分析 V^2 控制方法在输入电压和负载（电流）瞬变时的动态响应特性。

一、 V^2 控制方法在输入电压变化时的响应原理

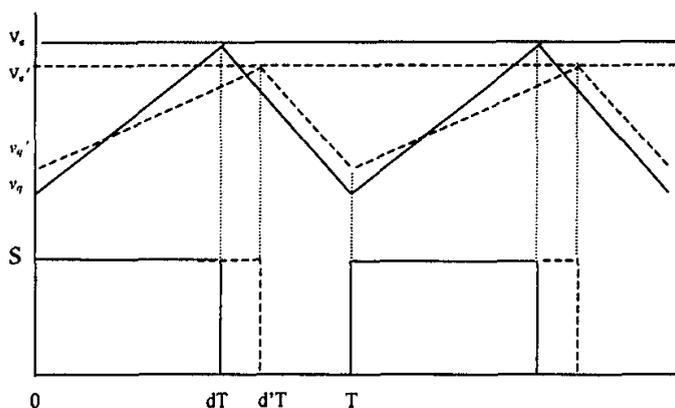


图 3-2-1 输入电压变化前后的波形比较

当输入电压下降时，电感两端压降的降低导致电感纹波电流上升沿斜率为 V_{in}/L ，由于输出电压纹波是电感电流纹波在输出电容 ESR 上的压降，所以输出电压纹波上升沿的斜率也减小，从而导致占空比自动增大，误差放大器输出的 PWM 控制信号保持不变。这一调整过程与电流型控制方法相同，因而在输入电源电压变动时 V^2 控制方法和电流型控制方法具有同样快的瞬态响应速度。如图 3-2-1 所示为输入电压变动时（图 3-1-1 所示电路中）误差电压 v_e 、内环采样电压 v_q 和开

关管 S 的驱动波形，其中实线为调整前的波形，虚线为调整后的波形。

二、 V^2 控制方法在输出电流变化时的响应原理

当负载电流由 I_{O1} 减小到 I_{O2} 时，由于电感电流 I_L 的稳态值 ($I_L=I_{O1}$) 不能瞬变，则瞬间滤波电容以 $I_{O1}-I_{O2}$ 进行充电，滤波电容的 ESR 纹波电压在瞬间叠加了一稳态电压 $(I_{O1}-I_{O2})R_S$ ，虽然输出电压纹波斜率不变，但其平均值将提高，同样导致占空比减小，减小变换器输出功率，起到稳压的作用。如图 3-2-2 所示为负载电流变动时（图 3-1-1 电路中）误差电压 V_e 、内环采样电压 V_q 和开关管的驱动波形 S，其中实线为调整前的波形，虚线为调整后的波形。而电流型控制方法在负载变化的瞬间，不会引起电感电流纹波斜率变化，所以电流环检测不到这一变化，因而相对于 V^2 控制方法响应速度慢。

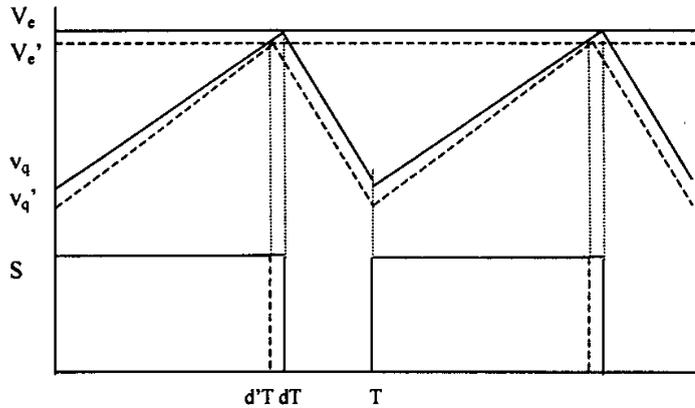


图 3-2-2 输出负载变化前后的波形比较

传统的电流型控制事实上是控制电感电流。当使用 buck 变换器时，电感在输出部分，所以使用电流型控制非常有效；但是对于反激变换器和 boost 变换器拓扑，电感不在输出部分，电流型控制的许多优点体现不出来。 V^2 控制方法由于内环检测点在输出部分，提高了 buck 变换器和正激变换器对输入和输出静态和动态变化的响应速度，解决了电流型控制方法存在的问题。

V^2 控制方法由于其快速的内环采用反馈输出电压的纹波,因而与电流型控制方法一样,抗干扰能力差;当占空比大于 50%时,会产生次谐波振荡,所以也要使用斜坡补偿。 V^2 控制方法可与普通的控制方法如定频、定开通时间、和滞环控制配合使用以提高系统的响应速度。在使用定关断时间的 V^2 控制方法时,可免于使用斜坡补偿。 V^2 控制方法对输入和输出电流都没有直接控制,所以不便于电源的并联使用,需要额外的电路来进行过流保护。

第三节 V^2 控制方法的仿真

为了验证以上分析的正确性,利用 PSPICE 仿真软件采用相同的主电路拓扑,分别采用 V^2 控制方法和电流型控制方法来进行仿真。

一、仿真电路介绍

两种控制方法均采用 UC1842 控制芯片,唯一的区别在于 UC1842 在电流型控制方法中的电流采样端子在 V^2 控制方法中充当内环电压采样端子。

主要参数如下:

开关频率: $f_s = 100kHz$

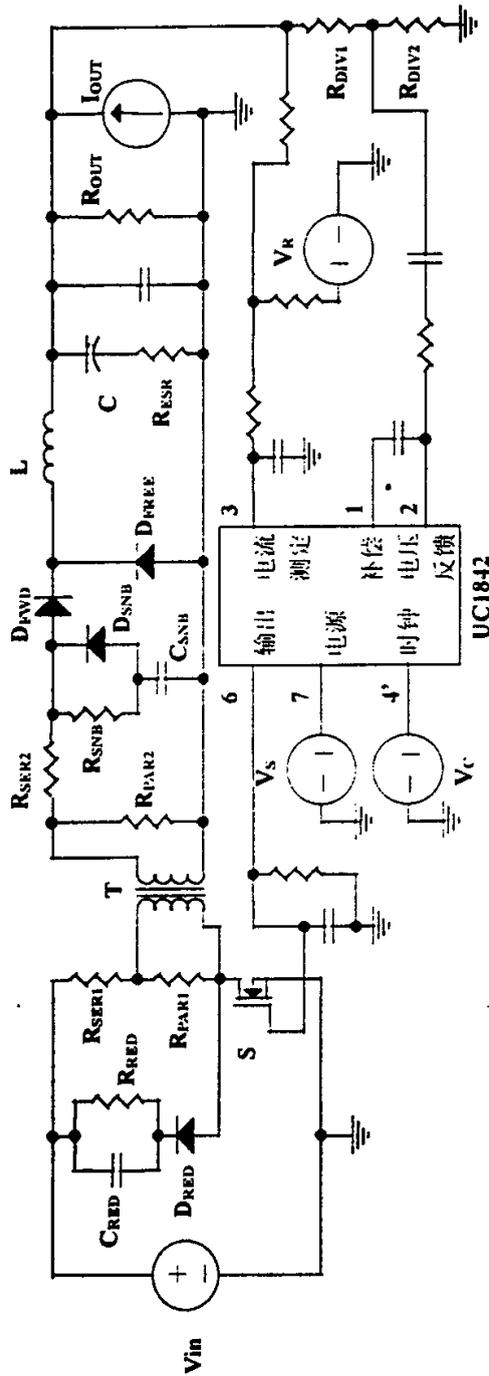
输入电压: $V_m = 245 \sim 275V$

输出电压: $V_{out} = 7.5V$

输出电流: $I_O = 75A$

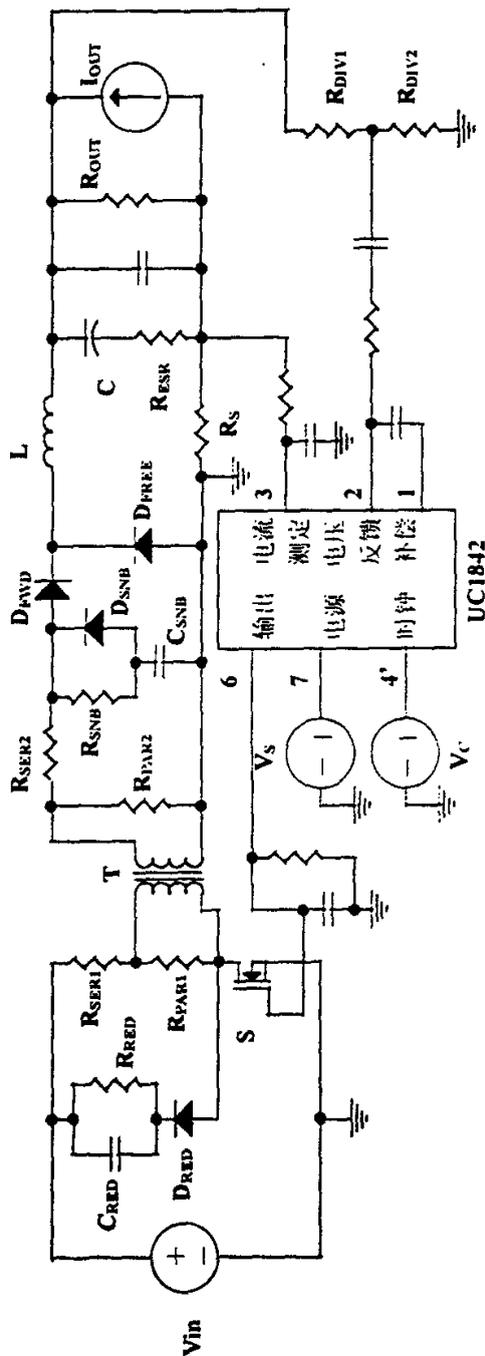
二、 V^2 控制方法对输入电压变化的瞬态响应仿真

图 3-3-3 为电流型控制方法在输入电压阶跃冲击下的响应波形,图 3-3-4 为 V^2 控制方法在输入电压阶跃冲击下的响应波形。由波形图可以看出两种控制方法在相同的输入冲击下,都能在一个开关周期内做出响应,响应速度没有明显差异。



R_{SER1} 、 R_{PAR1} 为变压器原边寄生串联、并联电阻
 R_{SER2} 、 R_{PAR2} 为变压器副边寄生串联、并联电阻
 R_{RED} 、 C_{RED} 、 D_{RED} 组成 RCD 复位吸收电路
 R_{SNB} 、 C_{SNB} 、 D_{SNB} 组成副边吸收电路
 R_{DIV1} 、 R_{DIV2} 组成分压电路
 V_S 为 UC1842 芯片提供工作电源
 V_C 为时钟发生器用于代替 RC 振荡器
 V_R 为基准电压源,用于调节电流测定端子输入电压的基准点
 I_{OUT} 用于产生电流阶跃,模拟负载阶跃变化

图 3-3-1 V² 型控制单端正激变换器仿真电路图



- R_{SER1} 、 R_{PAR1} 为变压器原边寄生串联、并联电阻
- R_{SER2} 、 R_{PAR2} 为变压器副边寄生串联、并联电阻
- R_{RED} 、 C_{RED} 、 D_{RED} 组成 RCD 复位吸收电路
- R_{SNB} 、 C_{SNB} 、 D_{SNB} 组成副边吸收电路
- R_{DIV1} 、 R_{DIV2} 组成分压电路
- V_S 为 UC1842 芯片提供工作电源
- V_C 为时钟发生器用于代替 RC 振荡器
- V_R 为基准电压源,用于调节电流测定端子输入电压的基准点
- I_{OUT} 用于产生电流阶跃,模拟负载阶跃变化

图 3-3-2 电流型控制单端正激变换器仿真电路图

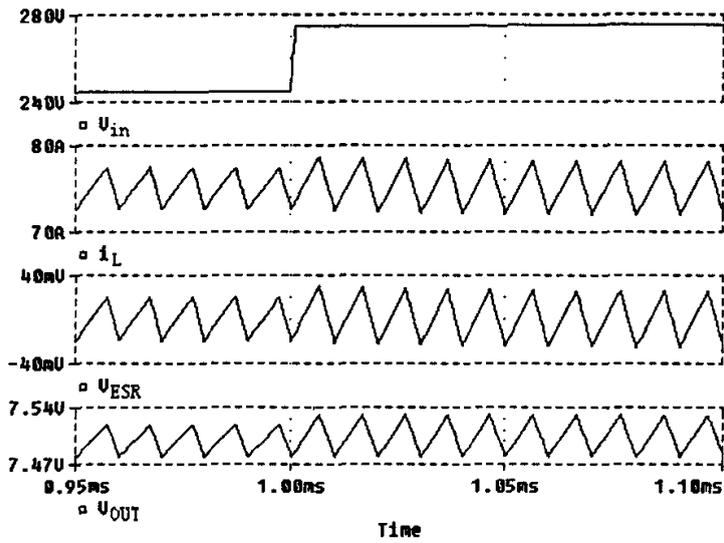


图 3-3-3 电流型控制单端正激变换器在输入电压阶跃冲击下的主要响应波形图

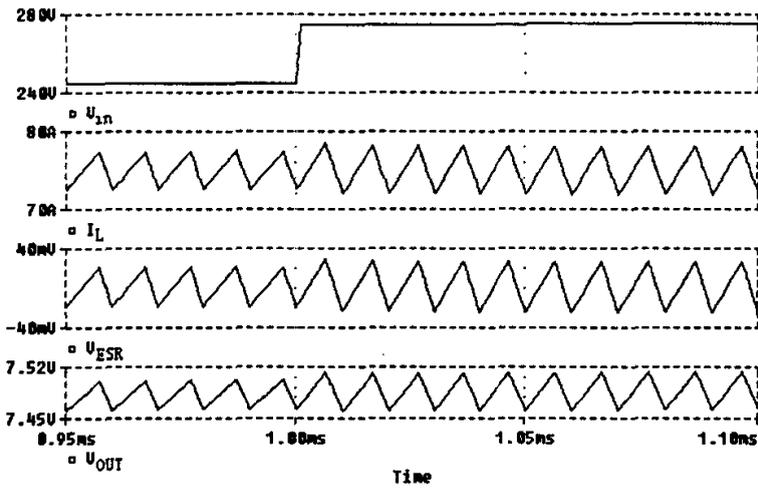


图 3-3-4 V^2 型控制单端正激变换器在输入电压阶跃冲击下的主要响应波形图

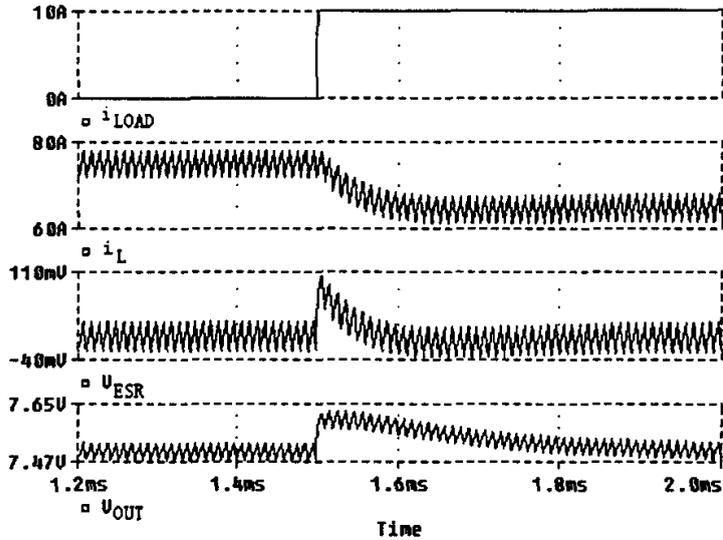


图 3-3-5 电流型控制单端正激变换器在负载电流阶跃冲击下的主要响应波形图

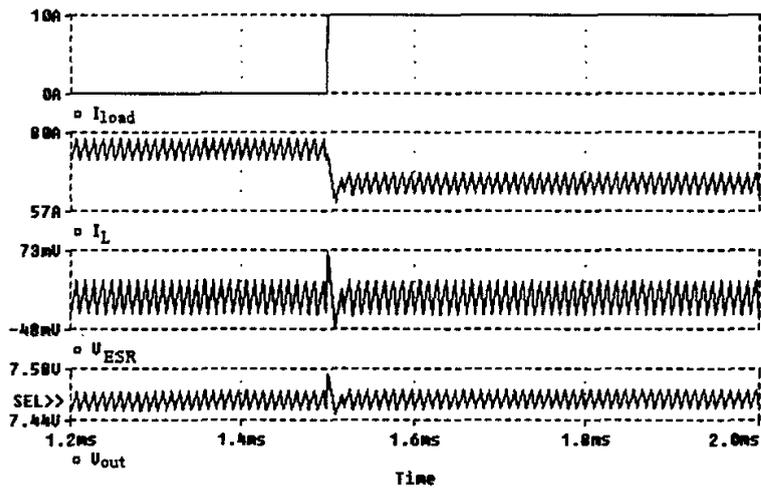


图 3-3-6 V^2 型控制单端正激变换器在负载电流阶跃冲击下的主要响应波形图

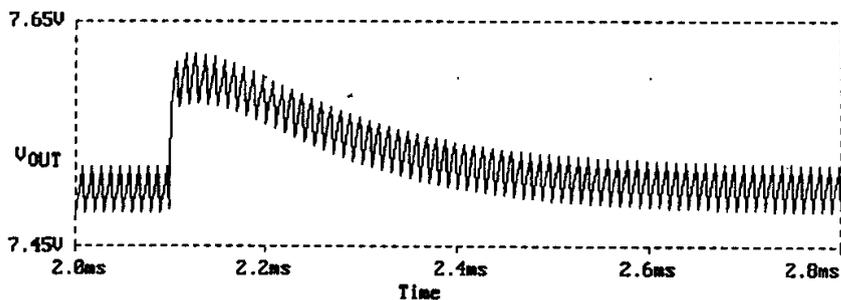
三、 V^2 控制方法对输出电流变化的瞬态响应仿真

图 3-3-7 电流型控制方法在负载冲击下的输出电压调整波形

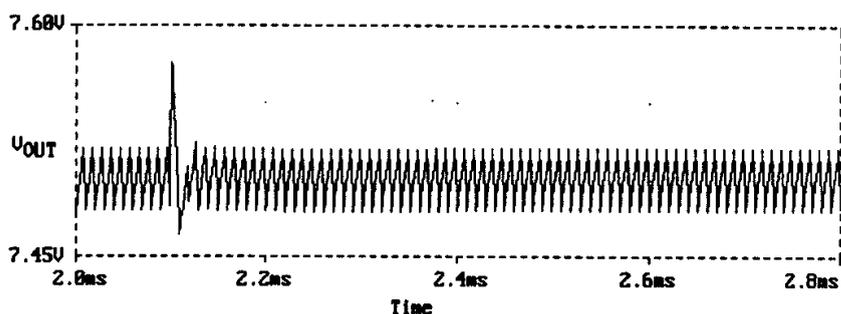
图 3-3-8 V^2 控制方法在负载冲击下的输出电压调整波形

图 3-3-5 为电流型控制方法在输出电流阶跃冲击下的主要响应波形，图 3-3-6 为 V^2 型控制方法在输出电流阶跃冲击下的主要响应波形。由波形图可以看出 V^2 型控制方法的响应速度明显比电流型控制方法快。将两者输出电压 V_{OUT} 的仿真波形放大如图 3-3-7、图 3-3-8。在 2.1ms 处给两者以相同的负载冲击， V^2 控制方法在经过三个开关周期（ $30\mu\text{S}$ ）后就完全恢复电压稳定。而电流型控制方法在经过了 0.55ms 即直到 2.65ms 时才恢复稳定。在负载电流变化时， V^2 控制方法的响应速度比电流型控制方法提高 18.3 倍。很显然 V^2 控制方法的瞬态响应速度要比电流型控制方法优越的多。另外，在同样的负载冲击下电流型控制方法的峰—峰值为 157.4mV，而 V^2 控制方法的峰—峰值为 115.2mV。 V^2 控制方法比电流型控制方法具有更低的超调量。

本章小结

本章详细研究了 V^2 控制方法的工作原理，分析和仿真结果表明， V^2 控制方法对于电源和负载的变化会以较快的速度自动调节占空比。输入电源的变化首先影响电感电流，进而影响输出电压；负载的变化直接影响输出电压。因为输出电压直接反馈作为 PWM 比较器的斜坡信号，从而可有效的调节占空比。并且具有超快的响应速度，对输入和输出的电压静态和动态变化能够以开关周期的数量级进行响应。因而具有非常理想的电压调整率和负载调整率。

第四章 开关电源的小信号分析

为了从理论上对开关电源进行更为深入的研究,更科学的引导我们进行电源的设计,需要对开关电源系统进行数学建模,然后可以利用控制理论对其进行分析和优化。本章首先介绍了状态空间平均和线性化的方法,随后采用该方法分别建立了电压型、电流型和 V^2 控制方法的小信号模型,并利用该模型对三种控制方法进行比较,分析电路参数对变换器性能的影响。

第一节 状态空间平均和线性化

开关电源的主回路是一个分段线性系统,各段之间是不连续的,控制回路是一个线性系统。对于这样一个由分段线性和线性两部分构成的系统,要建立一个既便于分析又精确的模型是相当困难的。但是在我们所关心的信号频率比开关频率低的多时,可以利用状态空间平均的方法将开关系统近似为连续系统,在交流变量幅度与直流工作点相比足够小的时候,可以使用线性化的方法使非线性系统近似为线性系统[36]。

一、状态空间平均

在一个开关周期中,开关有两个工作状态,在这两个状态中系统是连续的[12]。以基本 Boost 变换器为例,拓扑如图 4-1-1,在两个状态,电路可以分别等效为 4-1-2 (a)、4-1-2 (b):

以电感电流 x_1 , 电容电压 x_2 为状态变量,则可以得电路 4-1-2 (a) 的状态方程:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{L} u_1 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{RC} x_2 + \frac{1}{C} u_2 \end{aligned}$$

写成矩阵形式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \quad \frac{n}{f_s} \leq t < \frac{n+d_n}{f_s} \quad (4.1.1A)$$

$$\text{其中 } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

同理由图 4-1-2 (b) 可以得到:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \quad \frac{n+d_n}{f_s} \leq t < \frac{n+1}{f_s} \quad (4.1.1B)$$

$$\text{其中 } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

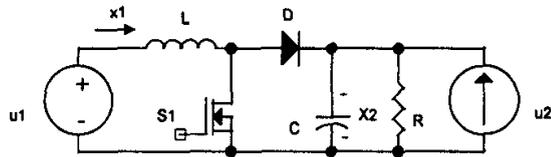
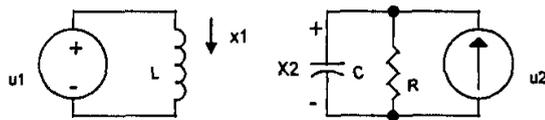
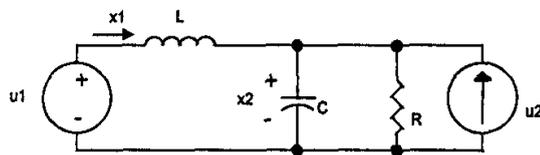


图 4-1-1 基本 Boost 变换器



(a) 开关开通时的等效电路



(b) 开关截止时的等效电路

图 4-1-2 Boost 变换器两种开关状态的等效电路

如果开关频率与电路的自然频率和信号频率相比高的多（周期足

够的短), x 可近似为:

$$\dot{x}\left(\frac{n}{f_s}\right) = \frac{x\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right) - x\left(\frac{n}{f_s}\right)}{\frac{d_n}{f_s}} \quad (4.1.2A)$$

$$\dot{x}\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right) = \frac{x\left(\frac{n+1}{f_s}\right) - x\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right)}{\frac{1-d_n}{f_s}} \quad (4.1.2B)$$

将式 (4.1.1)、(4.1.2) 联立消去 x 的微分项 $\dot{x}\left(\frac{n}{f_s}\right)$ 、 $\dot{x}\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right)$ 及

$x\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right)$ 项, 可得:

$$\begin{aligned} x\left(\frac{n+1}{f_s}\right) &= x\left(\frac{n}{f_s}\right) + \frac{d_n}{f_s} \left[A_1 x\left(\frac{n}{f_s}\right) + B_1 u\left(\frac{n}{f_s}\right) \right] \\ + \frac{1-d_n}{f_s} A_2 \left\{ x\left(\frac{n}{f_s}\right) + \frac{d_n}{f_s} \left[A_1 x\left(\frac{n}{f_s}\right) + B_1 u\left(\frac{n}{f_s}\right) \right] \right\} &+ \frac{1-d_n}{f_s} B_2 u\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right) \end{aligned} \quad (4.1.3)$$

同样下式近似成立:

$$\dot{u}\left(\frac{n}{f_s}\right) = \frac{u\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right) - u\left(\frac{n}{f_s}\right)}{\frac{d_n}{f_s}} \quad (4.1.4)$$

将式 (4.1.4) 代入式 (4.1.3), 消去 $u\left(\frac{n+d_n}{f_s}\right)$ 项, 得:

$$\frac{\mathbf{x}\left(\frac{n+1}{f_s}\right) - \mathbf{x}\left(\frac{n}{f_s}\right)}{\frac{1}{f_s}} = [d_n \mathbf{A}_1 + (1-d_n) \mathbf{A}_2] \mathbf{x}\left(\frac{n}{f_s}\right) + [d_n \mathbf{B}_1 + (1-d_n) \mathbf{B}_2] \mathbf{u}\left(\frac{n}{f_s}\right) + \frac{1}{f_s} [d_n (1-d_n)] \left\{ \mathbf{A}_2 \left[\mathbf{A}_1 \mathbf{x}\left(\frac{n}{f_s}\right) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}\left(\frac{n}{f_s}\right) \right] + \mathbf{B}_2 \dot{\mathbf{u}}\left(\frac{n}{f_s}\right) \right\} \quad (4.1.5)$$

考虑到 f_s 足够大, 等式左边可近似为 $\dot{\mathbf{x}}\left(\frac{n}{f_s}\right)$, 等式右边以 $\frac{1}{f_s}$ 为系数的项可以忽略, 则可得:

$$\dot{\mathbf{x}}\left(\frac{n}{f_s}\right) = [d_n \mathbf{A}_1 + (1-d_n) \mathbf{A}_2] \mathbf{x}\left(\frac{n}{f_s}\right) + [d_n \mathbf{B}_1 + (1-d_n) \mathbf{B}_2] \mathbf{u}\left(\frac{n}{f_s}\right) \quad (4.1.6)$$

则连续时间状态空间平均为:

$$\dot{\mathbf{x}} = [d \mathbf{A}_1 + (1-d) \mathbf{A}_2] \mathbf{x} + [d \mathbf{B}_1 + (1-d) \mathbf{B}_2] \mathbf{u} \quad (4.1.7)$$

或记为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (4.1.8)$$

其中

$$\mathbf{A} = d \mathbf{A}_1 + (1-d) \mathbf{A}_2 \quad (4.1.9A)$$

$$\mathbf{B} = d \mathbf{B}_1 + (1-d) \mathbf{B}_2 \quad (4.1.9B)$$

经过如上的一系列变换, 近似得到连续化的系统式 (4.1.8)。可以认为 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 分别为 \mathbf{A}_1 、 \mathbf{A}_2 和 \mathbf{B}_1 、 \mathbf{B}_2 在时间上平均, 所以称为状态空间平均法。

由式 (4.1.9)、(4.1.10) 可以看出, 虽然系统是连续的, 但系数矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为占空比 d 的函数, 由第二章、第三章可知 d 是控制回路产生的, 它一般是 \mathbf{x} 和 \mathbf{u} 的函数, 所以系统是非线性的, 因此仍不能对其进行拉氏变换, 也不能画出 Bode 图, 因而还要对其进行线性化。

二、线性化

在直流工作点附近，任何非线性系统都可以近似为线性系统，所以可以将 x 、 u 和 d 的交流分量从直流量中分离出来，对式 (4.1.8) 进行线性化，即：

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_0 + \hat{\mathbf{x}} \quad (4.1.11A)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_0 + \hat{\mathbf{u}} \quad (4.1.11B)$$

$$\mathbf{d} = \mathbf{D} + \hat{\mathbf{d}} \quad (4.1.11C)$$

其中带 “^” 为交流项。

然后，再假设交流的幅值足够小，任何二次及二次以上的交流变量项都可以忽略。

将式 (4.1.11) 代入式 (4.1.7) 并分离直流量和交流分量可得：

$$\mathbf{0} = [\mathbf{A}_1\mathbf{D} + \mathbf{A}_2(1-\mathbf{D})]\mathbf{x}_0 + [\mathbf{B}_1\mathbf{D} + \mathbf{B}_2(1-\mathbf{D})]\mathbf{u}_0 \quad (4.1.12)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= [\mathbf{A}_1\mathbf{D} + \mathbf{A}_2(1-\mathbf{D})]\hat{\mathbf{x}} + [\mathbf{B}_1\mathbf{D} + \mathbf{B}_2(1-\mathbf{D})]\hat{\mathbf{u}} \\ &+ [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{x}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{u}_0]\hat{\mathbf{d}} \end{aligned} \quad (4.1.13)$$

可以做如下定义：

$$\mathbf{A}_0 = [\mathbf{A}_1\mathbf{D} + \mathbf{A}_2(1-\mathbf{D})] \quad (4.1.14A)$$

$$\mathbf{B}_0 = [\mathbf{B}_1\mathbf{D} + \mathbf{B}_2(1-\mathbf{D})] \quad (4.1.14B)$$

$$\mathbf{E} = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{x}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{u}_0] \quad (4.1.14C)$$

则式 (4.1.12)、(4.1.13) 可写为：

$$\mathbf{0} = \mathbf{A}_0\mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_0\mathbf{u}_0 \quad (4.1.15)$$

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_0\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_0\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{d}} \quad (4.1.16)$$

将式 (4.1.15)、(4.1.16) 相加可得线性方程：

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_0\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_0\hat{\mathbf{u}} + \mathbf{E}\hat{\mathbf{d}} \quad (4.1.17)$$

其中 $\dot{\mathbf{x}}$ 即为 $\dot{\hat{\mathbf{x}}}$ 。

定义：输入电流 y_1 ，输出电压 y_2 ，则有：

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_0 \mathbf{x} + \mathbf{D}_0 \mathbf{u} + \mathbf{P} \dot{\mathbf{a}} \quad (4.1.18)$$

(4.1.17) 与 (4.1.18) 联立消去 $\dot{\mathbf{a}}$ 项，并取小信号项进行拉氏变换可得：

$$\hat{\mathbf{Y}}(s) = \mathbf{M}(s) \hat{\mathbf{X}}(s) + \mathbf{N}_0 \hat{\mathbf{U}}(s) \quad (4.1.19)$$

经过状态空间平均和线性化，我们将非连续的开关电源系统建立了近似的线性化数学模型，可以用式 (4.1.15) 求电路的稳态工作点，用式 (4.1.16) 进行小信号分析。在随后的几节中将利用该方法分别建立电压型、电流型和 V^2 型控制方法的小信号模型。

第二节 电压型控制 Boost 变换器的小信号分析

一、电压型控制方法的开环传递函数

因为式 (4.1.16) 为线性的，可以对其进行拉氏变换，得：

$$\hat{\mathbf{X}} = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0)^{-1} \mathbf{B}_0 \hat{\mathbf{U}}(s) + (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0)^{-1} \mathbf{E} \hat{\mathbf{d}}(s) \quad (4.2.1)$$

一般情况下， d 是 x (反馈控制) 和 u (前馈控制) 的函数。这个描述 d 与 x 、 u 的关系的函数称为控制策略，控制策略是由控制方法(控制回路)决定的。控制策略也可以是非线性的，对非线性的控制策略我们可以利用上一节的小信号近似法将其线性化，线性化后控制策略可以写成通用函数：

$$\hat{\mathbf{d}}(s) = \mathbf{F}^T(s) \hat{\mathbf{X}}(s) + \mathbf{Q}^T(s) \hat{\mathbf{U}}(s) \quad (4.2.2)$$

如果控制回路中含有积分和微分环节，则式 (4.2.2) 中的系数就是 s 的函数。将式 (4.2.2) 代入式 (4.2.1) 并整理得：

$$\hat{\mathbf{X}}(s) = [s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0 - \mathbf{E}\mathbf{F}^T(s)]^{-1} [\mathbf{B}_0 + \mathbf{E}\mathbf{Q}^T(s)] \hat{\mathbf{U}}(s) \quad (4.2.3)$$

(4.1.19) 与 (4.2.3) 联立消去 $\hat{X}(s)$ 项, 可得输入输出传函:

$$\mathbf{T}_{yu}(s) = \mathbf{M}(s)[s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0 - \mathbf{E}\mathbf{F}^T(s)]^{-1}[\mathbf{B}_0 + \mathbf{E}\mathbf{Q}^T(s)] + \mathbf{N}_0 \quad (4.2.4)$$

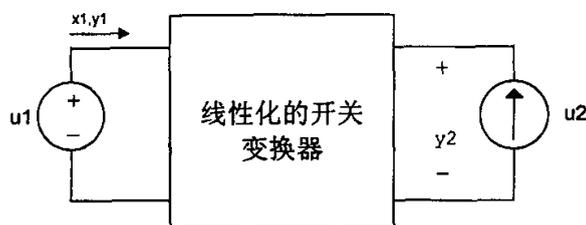


图 4-2-1 线性化的开关变换器的双口模型

由图 4-2-1 可以得出:

$$\frac{\hat{Y}_1(s)}{\hat{U}_1(s)} = \text{输入导纳} = Z_1^{-1}(s) \quad (4.2.5A)$$

$$\frac{\hat{Y}_1(s)}{\hat{U}_2(s)} = \text{输出电流灵敏度} \quad (4.2.5B)$$

$$\frac{\hat{Y}_2(s)}{\hat{U}_1(s)} = \text{输入电压灵敏度} \quad (4.2.5C)$$

$$\frac{\hat{Y}_2(s)}{\hat{U}_2(s)} = \text{输出阻抗} = Z_2(s) \quad (4.2.5D)$$

开关变换器的数学模型经过线性化后, 就可以用经典稳定性判据来对其稳定性进行分析。也可以根据数学模型做出开环 Bode 图来对控制方法进行频域分析和优化。

将式 (4.2.2) 的交流状态矢量 $\hat{X}(s)$ 用检测矢量 $\hat{V}(s)$ 代替就可以得到开环的数学方程:

$$\hat{d}(s) = \mathbf{F}^T(s)\hat{V}(s) + \mathbf{Q}^T(s)\hat{U}(s) \quad (4.2.6)$$

将式 (4.2.6) 代入 (4.2.1) 可得到:

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{V}(s)} = (sI - A_0)^{-1} E F^T (s) \quad (4.2.7)$$

由控制理论可知，对于可实现的负反馈系统，总的反馈开环增益函数是单个开环增益函数的和，即：

$$G(s)H(s) = -\sum_{k=1}^n \frac{\hat{X}_k(s)}{\hat{V}_k(s)} = -\sum_{k=1}^n \text{diag}[(sI - A_0)^{-1} E F^T (s)] \quad (4.2.8)$$

下面以基本 Boost 变换器为例来求电压型控制方法的开环传函。结合电路图 4-2-2 和波形图 4-2-3 可得：

$$d(s) = \frac{V_e(s)}{V_p} = \frac{[1 + K(s)]V_R(s) - K(s)Y_2(s)}{V_p} \quad (4.2.9)$$

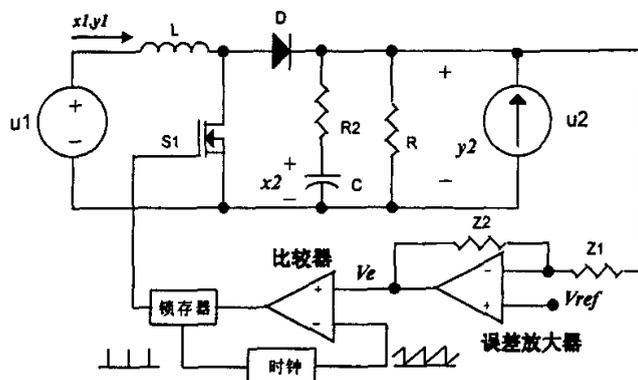


图 4-2-2 考虑 ESR 的电压型定频 Boost 变换器

由电路图 4-2-2 可知，由于考虑了滤波电容的寄生电阻（ESR），反馈采样的输出电压并不为 $X_2(s)$ ，而为 $Y_2(s) = X_2(s) + R_2 C s X_2(s)$ ，式

$$(4.2.9) \text{ 中的 } K(s) \text{ 为误差放大器的增益， } K(s) = \frac{Z_2}{Z_1}。$$

利用小信号线性化方法可得：

$$\hat{d}(s) = -\frac{K(s)}{V_p} \hat{Y}_2(s) = -\frac{K(s)}{V_p} [1 + R_2 C s] \hat{X}_2(s) \quad (4.2.10)$$

结合式 (4.2.2) 可知

$$\mathbf{F}^T(s) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K(s)}{V_p}(1 + R_2Cs) \end{bmatrix} \quad (4.2.11A)$$

$$\mathbf{Q}^T(s) = 0 \quad (4.2.11B)$$

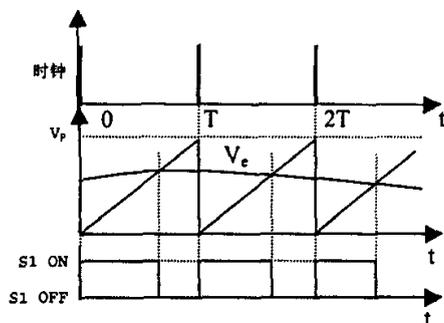


图 4-2-3 电压型定频控制动态波形图

该电路考虑了滤波电容的寄生电阻,重新求得系数矩阵如下:

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_2(1-D)}{L} & -\frac{(1-D)}{L} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{R_1C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{R_2(1-D)}{L} \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{u_{10}}{L(1-D)} \\ -\frac{u_{10}}{R_1C(1-D)^2} \end{bmatrix} \quad (4.2.12)$$

代入式 (4.2.8) 则可求得开环传函:

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{u_{10}K(s)R_2}{V_p R_1(1-D)^2} \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right) \left[\frac{R_1(1-D)^2}{L} - s \right]}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2(1-D)}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.2.13)$$

在求上式的过程中，我们认为 $R_2 \ll R_1$ 而进行了简化。

同理可以求得 Buck 和 Buck-boost 变换器的开环传函：

Buck

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{u_{10}K(s)R_2}{V_p L} \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right)}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2}{L} \right] + \frac{1}{LC}} \quad (4.2.14)$$

Buck-boost

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{u_{10}K(s)R_2 D}{V_p R_1(1-D)^2} \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right) \left[\frac{R_1(1-D)^2}{LD} - s \right]}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2(1-D)}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.2.15)$$

若假设误差放大器既没有零点也没有极点（称为未补偿），即：

$K(s) = K$ （常量），则可以画出开环增益函数的 Bode 图，如图 4-2-4，

并对其进行比较可以得出如下结论：

1. 以上开环函数可以看出 Boost 和 Buck-boost 变换器的开环增益幅值和复极点角频率 $(1-D)/\sqrt{LC}$ 都依赖于 D。另外，这两种变换器都有一个右半平面零点，导致相位滞后。与 Buck 变换器相比，这些特性增加了环路补偿的难度。
2. 以上三种变换器对于固定的 V_p ，其增益直接依赖于直流输入电压 (u_{10})。因而在这种情况下，为了保证最大输入时的稳定， V_p 不能设的太大，这样将导致最小输入时的带宽变窄，解决的办法可以将锯齿波设计成 V_p 与 u_{10} 成正比，从而使开环增益独立于 u_{10} 。

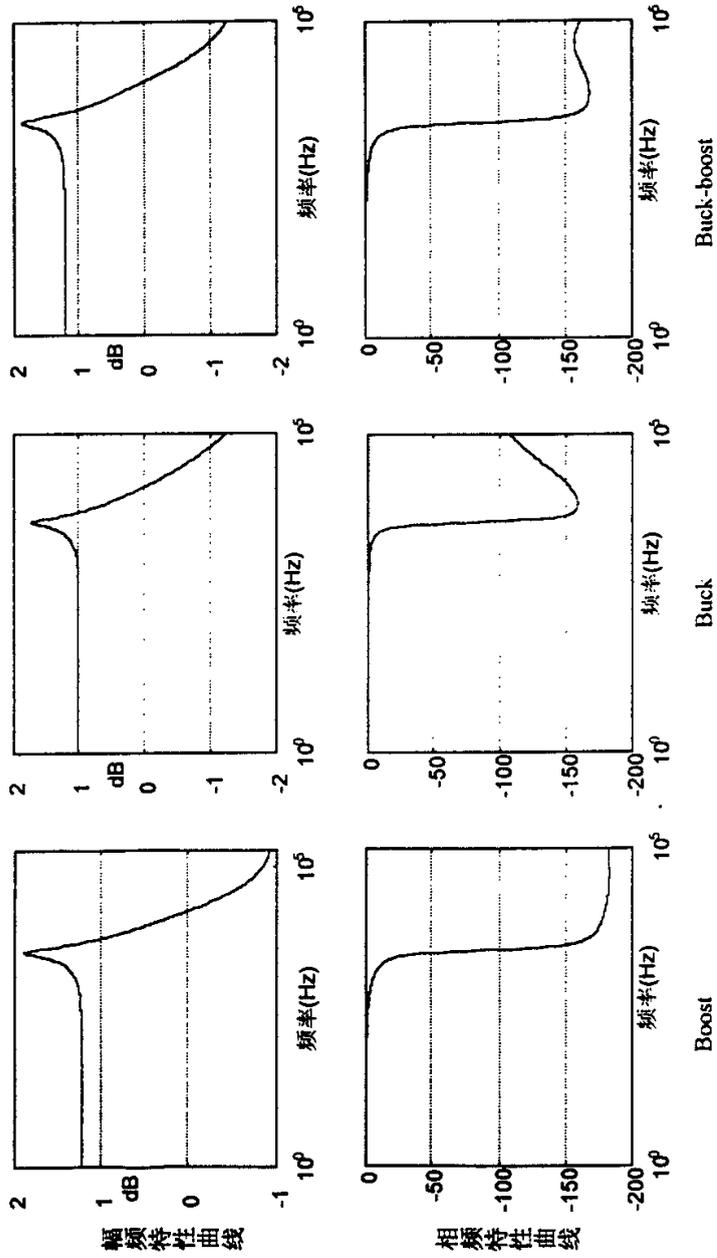
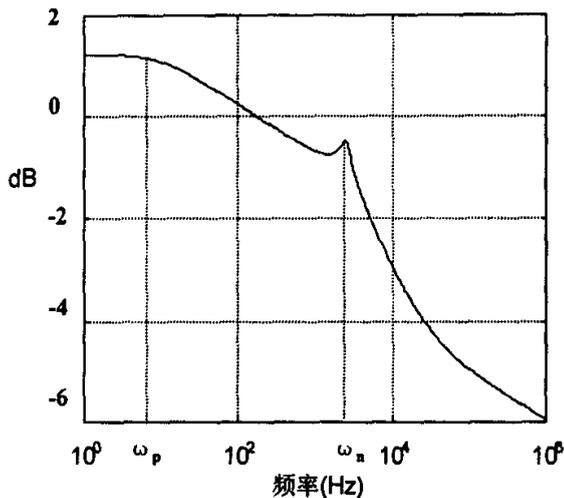


图 4-2-4 基本变换器传递函数频率特性曲线

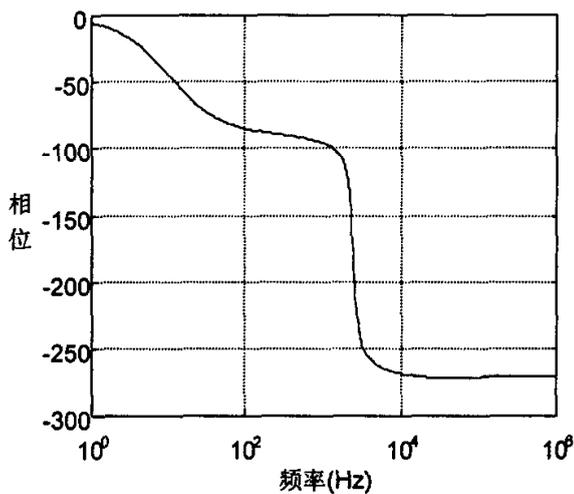
二、环路补偿

由图 4-2-4 可以看出, 按照经典控制理论的稳定性要求, 三个开环传函都不满足增益裕量(大于 6dB)和相位裕量($30^{\circ}\sim 60^{\circ}$)的要求, 所以需要对其进行补偿, 补偿的方式有超前补偿和滞后补偿, 为简单起见, 通常在误差放大器增加一个零点或一个极点来实现。通常采用滞后补偿, 即增加一个极点, 该极点的角频率 ω_p 必须足够低以至于当开环相位滞后 180° 时, 幅值增益低于单位增益 6dB。仍以 boost 变换器为例, 令 $K(s) = \frac{\omega_p K}{s + \omega_p}$, 则可以得到补偿后的开环传递函数的幅频

曲线和相频曲线如图 4-2-5 (A)、(B), 由图可以看出, 为了使系统稳定, 不得不使用较小的补偿的角频率 ω_p , 从而使频带变窄, 使频率响应特性变差。超前补偿的开环带宽比滞后补偿要宽的多, 使得超前补偿具有对负载和电源的动态响应有更宽的频率范围。但是宽的频率范围增加了 EMI 滤波的难度, 并且超前补偿会引起次谐波振荡。



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 4-2-5 补偿后的频率特性曲线

第三节 电流型控制 Boost 变换器的小信号分析

一、传递函数

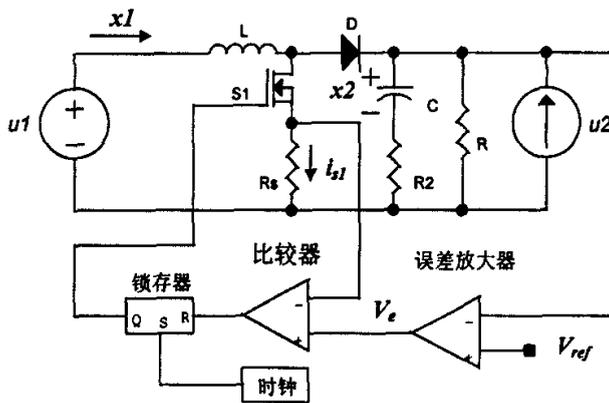


图 4-3-1 电流型定频控制

由电路图 4-3-1 和波形图 4-3-2 可得：

$$v_e \left(\frac{n+d_n}{f_s} \right) = R_s \left[i_1 \left(\frac{n}{f_s} \right) + \frac{u_1 d_n}{L f_s} \right] \quad (4.3.1)$$

$$\frac{1}{2} (i_1 R_s + v_e) = R_s x_1 \quad (4.3.2)$$

将 (4.3.1) 中依赖于时间的变量连续化，可近似为：

$$v_e = R_s \left(i_1 + \frac{u_1 d_n}{L f_s} \right) \quad (4.3.3)$$

式 (4.3.2)、(4.3.3) 联立消去变量 i_1 ，可得连续的控制策略：

$$u_1 d = \frac{2v_e L f_s}{R_s} - 2x_1 L f_s \quad (4.3.4)$$

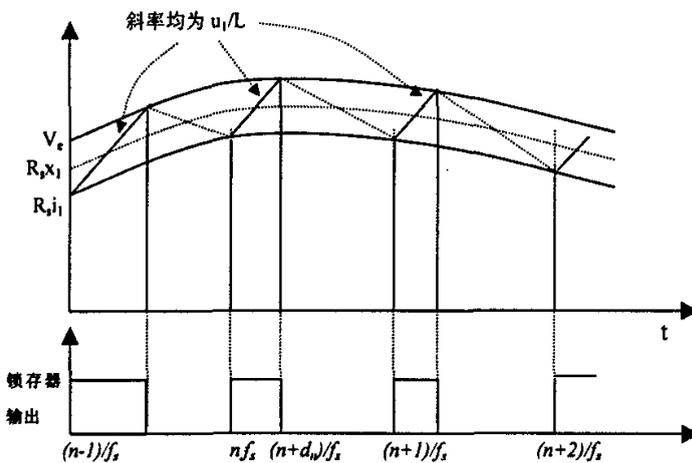


图 4-3-2 电流型定频控制动态波形图

利用小信号近似法，将 $u_1 = u_{10} + \hat{u}_1$ 和 $d = D + \hat{d}$ 代入式 (4.3.4) 并忽略 $\hat{u}_1 \hat{d}$ 项，可以得到线性方程：

$$\hat{d} = \frac{2\hat{v}_e Lf_s}{u_{10} R_s} - \frac{2\hat{x} Lf_s}{u_{10}} - \frac{\hat{u}_1 D}{u_{10}} \quad (4.3.5)$$

对上式进行拉氏变换可得：

$$\hat{d}(s) = \frac{2Lf_s}{u_{10} R_s} \hat{V}_e(s) - \frac{2Lf_s}{u_{10}} \hat{X}_1(s) - \frac{D}{u_{10}} \hat{U}_1(s) \quad (4.3.6)$$

在上一节中，求得误差放大器的传函为：

$$\frac{\hat{V}_e(s)}{\hat{X}_2(s)} = -K(s)(1 + R_2Cs) \quad (4.3.7)$$

将式 (4.3.7) 代入式 (4.3.6) 得：

$$\hat{d}(s) = -\frac{2Lf_s}{u_{10}} \hat{X}_1(s) - \frac{2Lf_s(1 + R_2Cs)K(s)}{u_{10} R_s} \hat{X}_2(s) - \frac{D}{u_{10}} \hat{U}_1(s) \quad (4.3.8)$$

从而有：

$$\mathbf{F}^T(s) = -\frac{2Lf_s}{u_{10}} \left[1 \quad \frac{(1 + R_2Cs)K(s)}{R_s} \right] \quad (4.3.9A)$$

$$\mathbf{Q}^T(s) = -\frac{D}{u_{10}} [1 \quad 0] \quad (4.3.9B)$$

二、 电流型控制方法的稳定问题与斜坡补偿

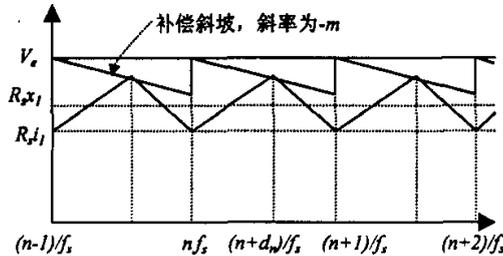


图 4-3-3 具有斜坡补偿的电流型定频控制波形图

电流型控制方法存在两种不稳定[35]：1、在占空比大于 50%的时

候开环不稳定。当电流环存在一个小的扰动，在随后的周期中这一扰动造成的影响并不会减小（理想的控制是要逐渐减小到零的），这样系统就变得不稳定了；2、次谐波振荡。次谐波振荡是由系统固有的相位滞后造成的，造成的后果是功率级相邻的驱动脉宽不对称，电压环在开关频率一半的地方产生振荡。在经过斜坡补偿后以上的问题就得到了解决。

斜坡补偿实现的方式有两种：1、在电流环上叠加一个正斜率的与开关同频率锯齿波；2、在电压环产生的误差信号上叠加一个负斜率的与开关同频率锯齿波。两者的意义是相同的。

考虑斜坡补偿后，需要对前面的推导进行修订，将(4.3.2)、(4.3.3)

中的 v_e 用 $v_e - m \frac{d}{f_s}$ 代替则式(4.3.5) 改为：

$$\hat{d} = \frac{2\hat{v}_e L f_s}{\left(u_{10} + 2m \frac{L}{R_s}\right) R_s} - \frac{2\hat{x} L f_s}{\left(u_{10} + 2m \frac{L}{R_s}\right)} - \frac{\hat{u}_1 D}{\left(u_{10} + 2m \frac{L}{R_s}\right)} \quad (4.3.10)$$

即将原来的 u_{10} 项用 $\left(u_{10} + 2m \frac{L}{R_s}\right)$ 代替，为了简化起见，定义 γ 为：

$$\gamma = \frac{u_{10}}{u_{10} + 2m \frac{L}{R_s}} \leq 1 \quad (4.3.11)$$

因此，加有斜坡补偿的电流型定频控制矩阵变为：

$$\mathbf{F}^T(s) = -\frac{2L f_s \gamma}{u_{10}} \left[1 \quad \frac{(1 + R_2 C s) K(s)}{R_s} \right] \quad (4.3.12A)$$

$$\mathbf{Q}^T(s) = -\frac{D \gamma}{u_{10}} [1 \quad 0] \quad (4.3.12B)$$

三、 电流型控制方法开环传函

仍旧以考虑了 ESR 的 boost 变换器为例，应用矩阵(4.2.12) 和

(4.3.12) 以及等式 (4.2.8) 可以求得:

电流环增益:

$$G_1(s)H_1(s) = \frac{\frac{2f_s\gamma}{1-D}\left(s + \frac{2}{R_2C}\right)}{s^2 + s\left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L}\right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.3.13)$$

电压环增益:

$$G_2(s)H_2(s) = \frac{\frac{2Lf_s\gamma(1+R_2Cs)K(s)}{R_sR_1C(1-D)^2}\left[\frac{R_1(1-D)^2}{L} - s\right]}{s^2 + s\left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L}\right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.3.14)$$

其中, 假设 $\frac{R_2}{R_1} \ll 1$, 将式 (4.3.13) 和 (4.3.14) 相加则可以求得总的开环增益:

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{2f_s\gamma}{1-D}\left\{s\left[1 - \frac{LK(s)}{R_sR_1C(1-D)}\right] + \frac{2}{R_1C}\left[1 + \frac{R_1(1-D)K(s)}{2R_s}\right]\right\}}{s^2 + s\left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L}\right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.3.15)$$

由开环增益函数可以看出虽然增加了斜坡补偿, 但是其仅仅降低了增益的幅值而对系统的极点和零点并没有影响。由式 (4.3.15) 可以看出, 如果可以设计调节器, 满足:

$$\frac{LK(s)}{R_sR_1C(1-D)} \ll 1 \quad (4.3.16)$$

则可以消除右半平面的零点, 进一步, 若满足不等式:

$$\frac{R_1(1-D)K(s)}{2R_s} \gg 1 \quad (4.3.17)$$

则开环增益函数可以简化为:

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{2f_s\gamma}{1-D} \left[s + \frac{(1-D)K(s)}{R_s C} \right]}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.3.15)$$

这样系统化为左半平面的一个零点和两个极点的系统，下面进一步认为误差放大器的开环增益 $K(s) = K$ (常数) $\frac{1-D}{10\sqrt{LC}} < \omega < 10\omega_c$

从而可以进一步设想将零点频率 $(1-D)K/R_s C$ 设为极点频率 $(1-D)/\sqrt{LC}$ ，使开环增益函数有近于 90% 的相位裕量，如此可以求得：

$$K = R_s \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (4.3.16)$$

将 (4.3.16) 代入 (4.3.15) 可得设计的开环增益函数：

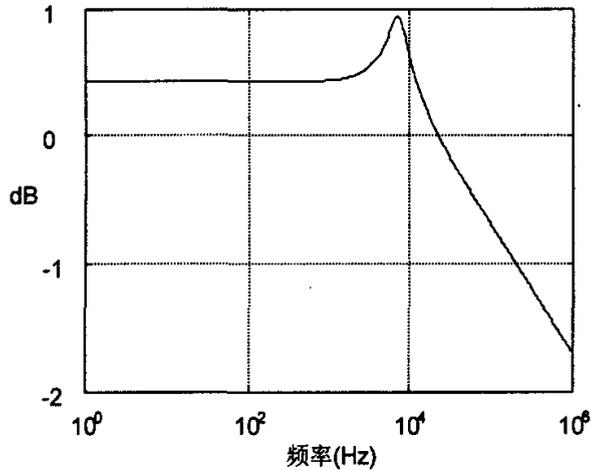
$$G(s)H(s) = \frac{\frac{2f_s\gamma}{1-D} \left[s + \frac{1-D}{\sqrt{LC}} \right]}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.3.17)$$

同电压型控制一样可以对系统进行校正，增加一个零点在 $\omega_2 \leq 0.1\omega_n$ (min) 来提高系统的直流增益。

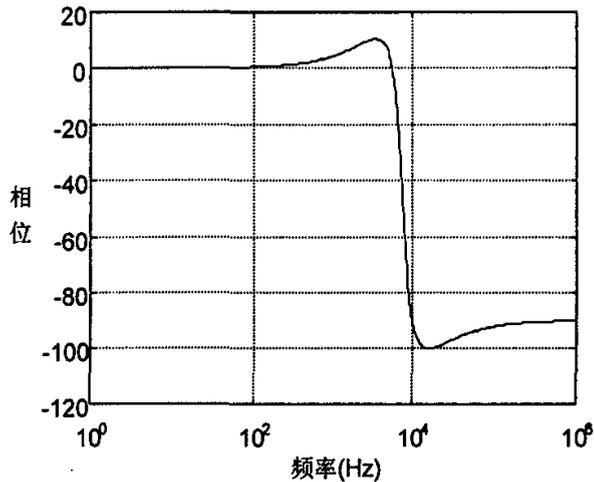
由式 (4.3.17) 可以画出电流型控制的 boost 变换器的开环频域曲线，如图 (4-3-4)。由式 (4.3.17) 及图 (4-3-4) 并比较电压型控制 boost 变换器的开环增益函数 (4.2.15) 和开环频域曲线 (4-2-4) 可以得出如下结论：

1. 与电压型控制方法相比，电流型控制方法的 (左半平面) 零点不受滤波电容 ESR (R_2) 的影响，从而使零点配置具有更大的自由度。
2. 电流型控制方法的直流增益与开关频率成正比，由于开关频率比较大，所以一般具有比电压型更高的开环直流增益。

3. 一般情况下, r 接近于 1, 所以电流型的直流增益受输入 (u_{10}) 的影响比较小。



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 4-3-4 电流型控制方法频响特性曲线

四、电压型、电流型的输入电压灵敏度和输出阻抗的比较

由式 (4.2.4) 和 (4.2.5) 可以求得:

电流型:

1. 输出阻抗:

$$Z_2(s) = \frac{sR_2 \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right) \left(s + \frac{2f_s \gamma}{1-D} \right)}{(s + \omega_z)(s + \omega_n) \left(s + \frac{2f_s \gamma}{1-D} \right)} \quad (4.3.18)$$

2. 输入电压灵敏度:

$$\frac{\hat{Y}_2(s)}{\hat{U}_1(s)} = \frac{sR_2 \gamma D \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right) \left(s + \frac{2f_s}{D} \right)}{R_1 (1-D)^2 (s + \omega_z)(s + \omega_n) \left(s + \frac{2f_s \gamma}{1-D} \right)} \quad (4.3.19)$$

(滞后补偿) 电压型:

1. 输出阻抗:

$$Z_2(s) = \frac{R_2 s^2 \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right)}{(s + \omega_c) \left\{ s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2 (1-D)^2}{L} \right] + \omega_n^2 \right\}} \quad (4.3.20)$$

2. 输入电压灵敏度:

$$\frac{\hat{Y}_2(s)}{\hat{U}_1(s)} = \frac{\frac{sR_2 (1-D)}{L} \left(s + \frac{1}{R_2 C} \right)}{(s + \omega_c) \left\{ s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C} + \frac{R_2 (1-D)^2}{L} \right] + \omega_n^2 \right\}} \quad (4.3.21)$$

其中, ω_z 为零点角频率, ω_n 为极点角频率。在求解上式的过程中, 为了表达式的明了, 进行了简化[36]。

在相同的功率器件下, 比较电流型和电压型控制变换器的 $Z_2(s)$ 和 $\hat{Y}_2(s)/\hat{U}_1(s)$, 如图4-3-5和图4-3-6所示, 为了简单起见, 电压型和电流

型的 ω_2 均设为 $0.1 \omega_n$ 。

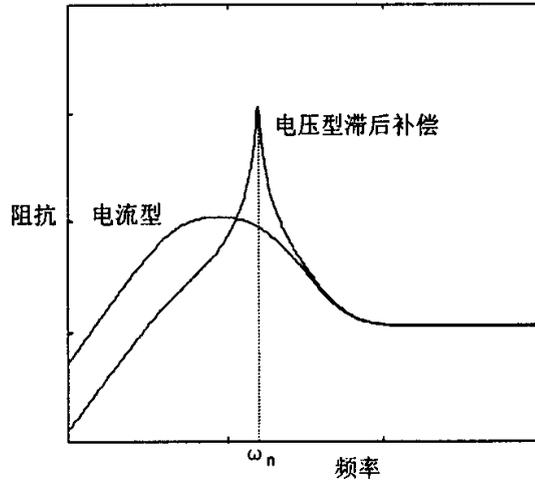


图 4-3-5 电压型、电流型输出阻抗对数曲线

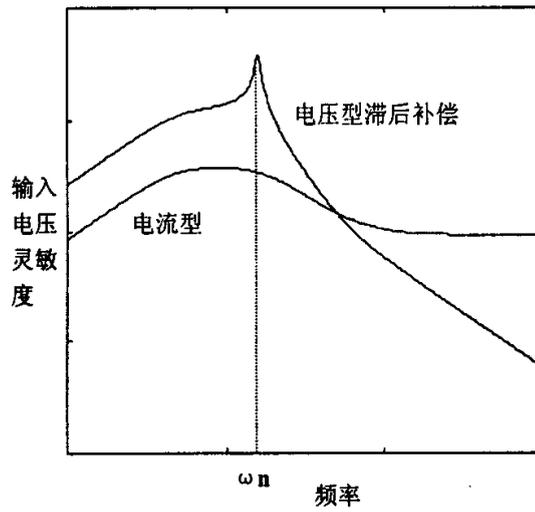


图 4-3-6 电压型、电流型输入电压灵敏度对数曲线

由图4-3-5和图4-3-6可以看出：

1. 当 $\omega < \omega_n$ 时, 电压型 boost 变换器的输出阻抗比电流型的低; 当 $\omega = \omega_n$ 时, 输出阻抗由输出电容及其 ESR 决定, 所以两种方法的输出阻抗相等。
2. 在我们所感兴趣的相当宽频率范围内, 电流型的输入电压灵敏度比电压型低的多。
3. 电流型的输出阻抗和输入电压灵敏度都没有谐振尖峰, 从而在极点角频率附近仍能够保持低的输出阻抗和输入电压灵敏度。

第四节 V^2 控制 Boost 变换器的小信号分析

一、控制环的传递函数

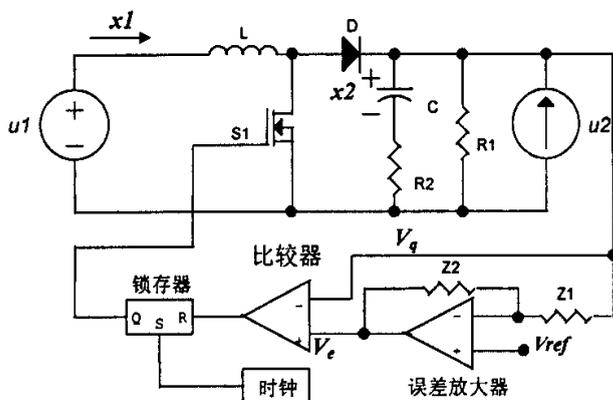


图 4-4-1 基本 Boost 变换器 V^2 型定频控制

仍以 Boost 变换器为例, 如图 4-4-1, 可以看出 V^2 型控制方法中两个控制环都是对输出进行采样, 由于考虑了滤波电容的 ESR, 因而输出电压并不是理想电容上的压降 x_2 , 所以我们将电路的输出部分进行简化, 如图 4-4-2, 求输出电压 y 与状态变量 x_1 和 x_2 的关系。

$$y \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = x_1 + \frac{x_2}{R_2} + u_2 \quad (4.4.1)$$

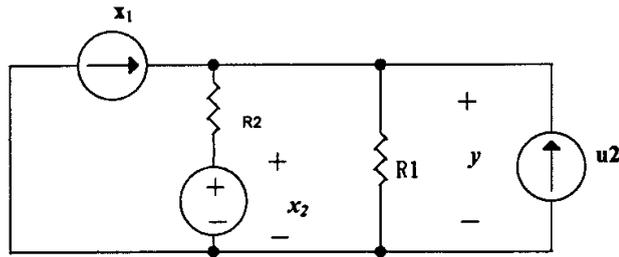


图 4-4-2 简化输出部分电路图

$$y = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (R_2 x_1 + x_2 + R_2 u_2) \quad (4.4.2)$$

由于 $\frac{R_2}{R_1} \ll 1$ ，则式 (4.4.2) 可以简化为：

$$y = R_2 x_1 + x_2 + R_2 u_2 \quad (4.4.2)$$

因为开关频率非常大，可以认为所有的纹波电流均只通过滤波电容支

路，从而只在 R_2 上造成压降，电感电流纹波的幅值为： $\frac{u_1 d}{L f_s}$ ，则滤波

电容的 ESR 上压降的幅值为 $\frac{u_1 R_2 d}{L f_s}$ 。

图 4-4-3 为基本 Boost 变换器 V^2 型定频控制的波形图，与电流型控制相似可以得到：

$$v_e \left(\frac{n + d_n}{f_s} \right) = y_{\min} + \frac{u_1 R_2 d_n}{L f_s} \quad (4.4.3)$$

$$y_{\min} = 2y - v_e \quad (4.4.4)$$

将 (4.3.3) 中依赖于时间的变量连续化，然后将式 (4.4.4) 代入可以得到：

$$\begin{aligned} \hat{d}(s) = & -\frac{2[1+K(s)]Lf_s}{u_{10}} \hat{X}_1(s) - \frac{2[1+K(s)]Lf_s}{u_{10}R_2} \hat{X}_2(s) \\ & - \frac{D}{u_{10}} \hat{U}_1(s) - \frac{2[1+K(s)]Lf_s}{u_{10}} \hat{U}_2(s) \end{aligned} \quad (4.4.9)$$

从而有：

$$\mathbf{F}^T(s) = -\frac{2[1+K(s)]Lf_s}{u_{10}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ & R_2 \end{bmatrix} \quad (4.4.10A)$$

$$\mathbf{Q}^T(s) = -\begin{bmatrix} \frac{D}{u_{10}} & \frac{2[1+K(s)]Lf_s}{u_{10}} \end{bmatrix} \quad (4.4.10B)$$

与电流型控制方法相似，为了保证系统的稳定行，可以加入斜坡补偿，加入斜坡补偿后，式 (4.4.3)、(4.4.4) 中的 v_e 用 $v_e - m \frac{d}{f_s}$ 代替，

类似可求得系数 γ ：

$$\gamma = \frac{u_{10}}{u_{10} + 2m \frac{L}{R_2}} \leq 1 \quad (4.4.11)$$

因此，加有斜坡补偿的 V^2 型定频控制矩阵变为：

$$\mathbf{F}^T(s) = -\frac{2[1+K(s)]\gamma Lf_s}{u_{10}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ & R_2 \end{bmatrix} \quad (4.4.12A)$$

$$\mathbf{Q}^T(s) = -\begin{bmatrix} \frac{\gamma D}{u_{10}} & \frac{2[1+K(s)]\gamma Lf_s}{u_{10}} \end{bmatrix} \quad (4.4.12B)$$

二、 V^2 型控制方法开环传函

仍旧以考虑了 ESR 的 boost 变换器为例，应用矩阵 (4.2.12) 和 (4.4.12) 以及等式 (4.2.8) 可以求得：

电流环增益：

$$G_1(s)H_1(s) = \frac{\frac{2[1+K(s)]f_s}{1-D} \left(s + \frac{2}{R_1C} \right)}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.4.13)$$

电压环增益:

$$G_2(s)H_2(s) = \frac{\frac{2[1+K(s)]Lf_s}{R_1R_2C(1-D)^2} \left[\frac{R_1(1-D)^2}{L} - \frac{R_2(1-D)}{L} - s \right]}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.4.14)$$

将式 (4.4.13) 和 (4.4.14) 相加则可以求得总的开环增益:

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{2[1+K(s)]f_s}{1-D} \left\{ s \left[1 - \frac{L}{R_1R_2C(1-D)} \right] + \left(\frac{1}{R_1C} + \frac{1-D}{R_2C} \right) \right\}}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.4.15)$$

同电流型控制方法相似, 认为:

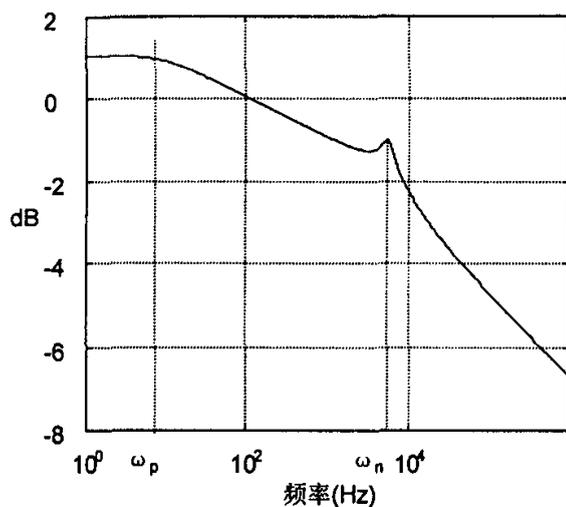
$$\frac{L}{R_1R_2C(1-D)} \ll 1 \quad (4.4.16)$$

$$\frac{1-D}{R_2C} \gg \frac{1}{R_1C} \quad (4.4.17)$$

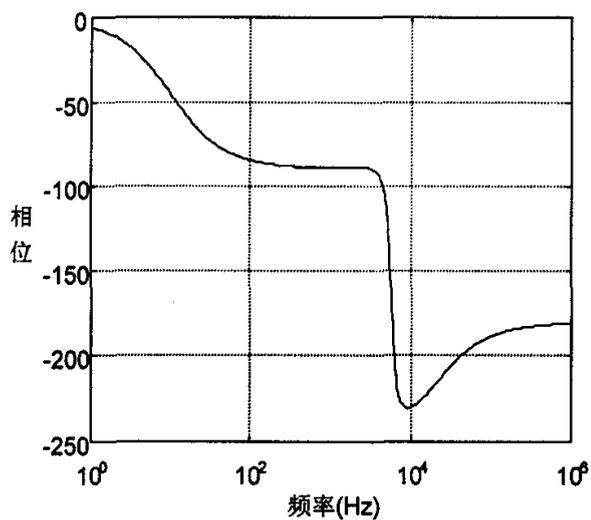
$$K(s) = K \text{ (常数)} \quad \frac{1-D}{10\sqrt{LC}} < \omega < 10\omega_c \quad (4.4.18)$$

则开环增益函数可以简化为:

$$G(s)H(s) = \frac{\frac{2[1+K(s)]f_s}{1-D} \left(s + \frac{1-D}{R_2C} \right)}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1C} + \frac{R_2(1-D)^2}{L} \right] + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (4.4.19)$$



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 4-4-4 V^2 型滞后补偿频率特性曲线

这样系统化为左半平面的一个零点和两个极点的系统。

在电流型控制方法的开环增益函数中(式 4.3.17), 通过改变 K 的

大小配置零点在极点的位置上,从而具有近于 90 度的相位裕量。然而由式 (4.4.19) 可以看出 V^2 型同电压型控制方法类似,零点固定,所以可以采用滞后补偿的方式,使得系统具有较高的稳定裕量。如图 (4-4-4) 为滞后补偿 V^2 型控制方法的频率特性曲线。由式 (4.4.19) 及开环频域曲线并比较电压型和电流型控制 boost 变换器的开环增益函数和开环频域曲线,可以得出如下结论:

1. 与电压型控制方法相似,零点与滤波电容 ESR (R_2) 有关,由于一般 (R_2) 比较小,使得零点角频率远远大于极点角频率。从而在一般情况下,需要对系统进行补偿,才能使系统具有大的稳定裕量。
2. 增大误差放大器的放大倍数 K ,可以增大开环直流增益,而不影响零点的位置,这一点仍与电压型相同。电流型虽然增大 K 也可以提高低频时的增益,但同时会使零点的位置发生变化,从而影响系统的稳定性。
3. 同电流型一样,直流增益与开关频率成正比,因此同样可以取得较高的开环直流增益。

四、 V^2 型的输入电压灵敏度和输出阻抗

应用第三节中求电压型和电流型控制 Boost 变换器的输入电压灵敏度和输出阻抗的方法,可以求得 V^2 型控制方法的输出阻抗和输入电压灵敏度。由于求得的等式相当复杂,所以此处不再列出直观的表达式,只给出利用 MATLAB 仿真的波形,并将其与电流型控制方法进行比较,如图 4-4-5, 4-4-6, 可以得到如下结论:

1. 在我们所感兴趣的频率范围内, V^2 型比电流型具有更低的输出阻抗,这一点可以说明为什么 V^2 型对负载阶跃变化具有更快的响应速度。
2. 在我们所感兴趣的相当宽频率范围内, V^2 型的输入电压灵敏度比电流型低。
3. 与电压型和电流型不同,在频率比较高时, V^2 型的输出阻抗并不由滤波电容的寄生阻抗 (ESR) 唯一决定,这是因为 V^2 型的内环在

ESR上采样。

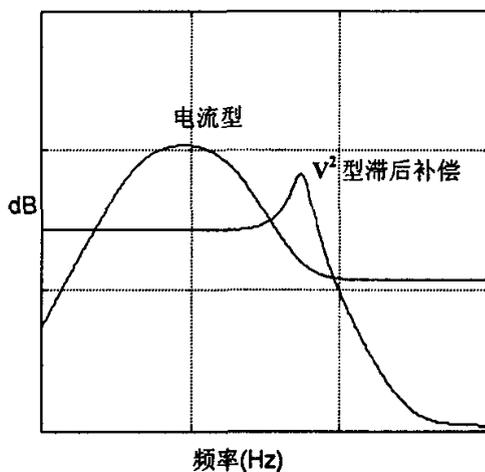


图 4-4-5 V^2 型、电流型输出阻抗对数曲线

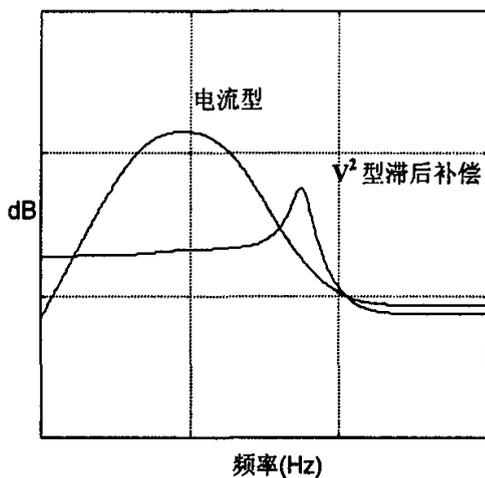


图 4-4-6 V^2 型、电流型输入电压灵敏度对数曲线

本章小结：

本章主要介绍了PWM的数学建模的方法之一——小信号模型法。通过状态空间平均和线性化,将开关变换器建立了线性的小信号模型。文中并利用该方法分别建立了电压型、电流型和 V^2 型控制方法的小信号模型。通过比较可以看出电流型可以通过配置零点,提高系统的稳定裕量,而电压型和 V^2 型则一般需要进行补偿。电压型、电流型和 V^2 型的输出阻抗和输入电压灵敏度是依次降低的,所以 V^2 型控制方法对负载阶跃变化具有超快的响应速度。

第五章 交错并联技术

前面是对开关变换器的控制方法进行了讨论,控制的目的是使变换器在各种干扰下,能够稳定输出。本章所研究的是多个变换器并联使用时采用的一种控制方法—交错并联技术,该技术的主要优点是能够减小总的输出纹波,降低滤波电路的重量和体积。

第一节 交错并联技术的基本原理

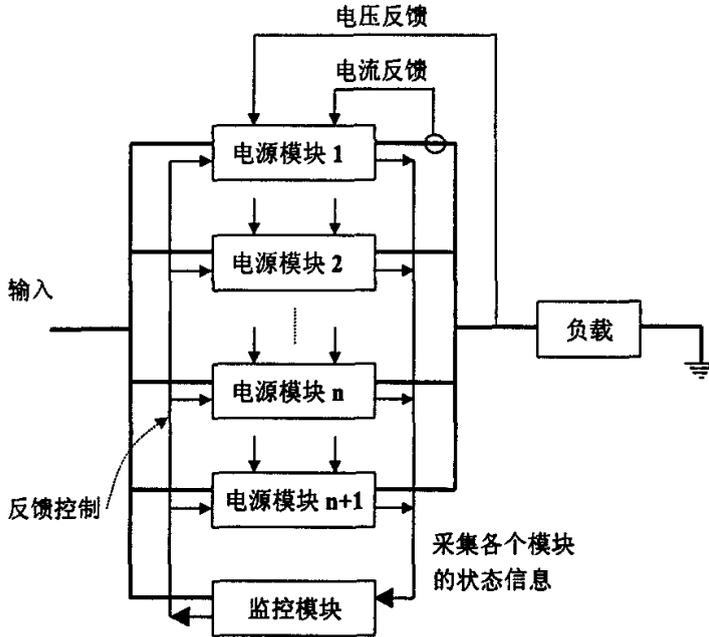


图 5-1-1 采用冗余技术的分布式供电系统

一、分布式供电系统

当今,由于电路集成度越来越高,供电电压不断降低,通讯系统

的规模越来越大。传统的晶闸管整流型电源由于效率低、可靠性差已经退出了历史舞台，取而代之的是高频开关电源。然而因为高频开关器件的限制，单台电源的功率很难达到我们的需要，需要多台电源并联工作以得到所需要的功率。这种采用多台开关电源组合使用的供电系统称为分布式供电系统，如图 5-1-1 所示。

并联供电的主要特征[20]:

热量管理: 在并联结构中，每个模块只处理总的功率的一部分，所以每个单元的功率损耗小，简化了热量设计。

可靠性: 并联减小了半导体器件的电应力和热应力，虽然在并联系统中器件的数目增加，但是整个系统的可靠性也随之增加。

冗余技术: 并联技术的一个最重要的特征就是可以使用多于负载所需要的最少模块的个数，来实现冗余系统。例如至少需要 n 个模块才能满足负载所需要的功率，而通常采用 $(n+1)$ 个模块，如图 5-1-1。

冗余技术适用于高可靠性的应用，如：大型计算机、航空航天和军事等应用。

模块化: 并联机构非常适用于模块系统的设计，模块化便于系统的改变和结构调整，可以通过增加模块的数目来提高输出的功率，因此只需设计标准模块，从而既可以减小制造的费用又可以节约系统升级的时间。

可维护性: 并联系统经过恰当的设计可以允许在线更换故障模块，实现不中断维护和维修，这在连续运行的高可靠系统中是相当重要的。

减小体积: 模块化设计可以提高系统的功率密度，因为低功率模块可以实现高开关频率，从而减小滤波器件的体积。交错技术提高了纹波频率，进一步降低了滤波器件的体积。

二、交错并联技术的基本原理

下面以两个模块并联为例进行分析[17]，如果所有的模块的时钟都同步，则整个系统特性类似于单个模块，如图 5-1-2 (a)；而如果模块的时钟是相互独立的，并且认为时钟频率不完全相同，则模块之间输

入和输出的电流纹波的均方根以系数 $n^{\frac{1}{2}}$ 随机相消[5], 如图 5-1-2 (b); 为了最大限度的消除纹波, 可以设想让所有的模块工作在相同的频率下, 而让各个模块的开关错开 $2\pi/n$, 如图 5-1-2 (c), 可以看到纹波的幅值有了很大的降低, 纹波的频率也提高了 n 倍。

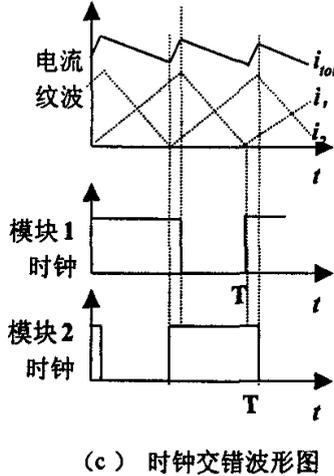
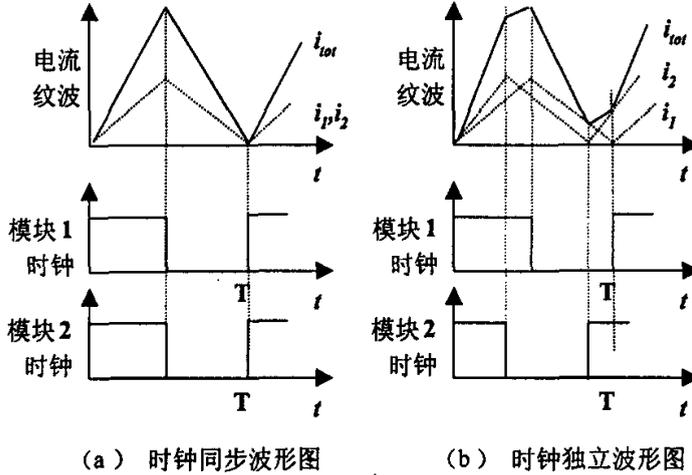


图 5-1-2 交错并联的基本原理

综上所述, 可知交错并联技术就是在多个功率模块并联时, 各个模块开关的开关时刻都错开一段时间, 这样就可以在不增加开关损耗

和器件应力的前提下减小输出纹波的幅值，并且使总的输出纹波频率升高。所以交错系统可以节省滤波和储能器件，从而可以大大的提高系统的功率密度而不降低变换效率。

第二节 单端正激变换器的交错并联

在并联供电系统中应用交错并联技术，仍可以应用图 5-1-1 所示系统，仅仅控制各个模块的时钟信号依次错开 T/n 即可，这样单个模块仍独立应用电压型或电流型控制方法；另一种实现的方法是所有的模块只采用一个控制电路，集中控制各个模块开关的开通和关断。采用该方法可以自动实现均流，但是可靠性低，难于应用 $n+1$ 冗余技术。

一、 交错并联的实现电路

交错并联技术与基本变换拓扑相结合可以派生出正激、反激等组合电路，如图 5-2-1 为二个变换器交错并联电路图。下面以两个正激变换器构成的交错并联式单端正激变换器为例进行研究。交错并联式单端正激变换器有两种实现方式：单滤波电感和双滤波电感[19]。下面依次详细分析其工作原理。

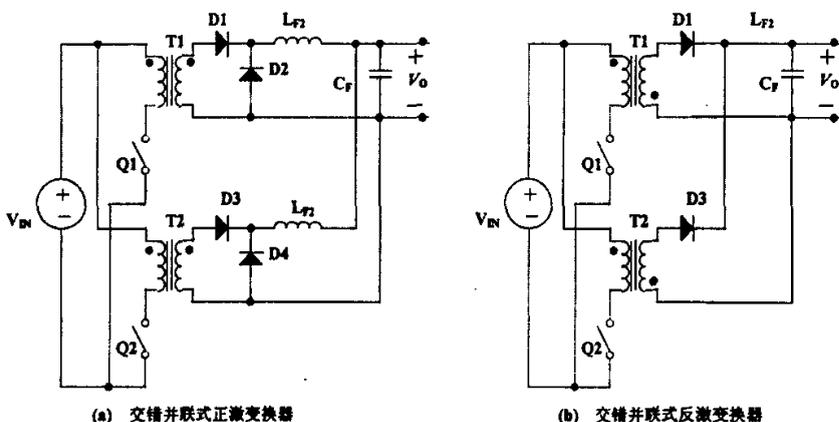


图 5-2-1 二个变换器交错并联电路图

二、双滤波电感正激变换器的工作原理

双滤波电感正激变换器如图 5-2-2 (a)，图 5-2-2 (b) 为其相应的波形图。变换器的复位可以通过变压器的激磁电感和 MOSFET 的输出电容（包括外部电容）的谐振实现；也可以由电阻—电容—二极管（RCD）箝位电路复位。正激变换器在两种复位方式下的运行原理是相同的。由图可以看出两个变换器占空比小于 0.5，开关管的驱动波形交错 $T/2$ ，两个变换器的运行相对独立，波形与单个变换器运行时相同。但是输出电流叠加后，总的输出电流纹波的峰—峰值有了很大的降低，总的输出电流纹波的频率为单个输出电流纹波频率的 2 倍，从而减小了输出滤波电容的体积和重量。

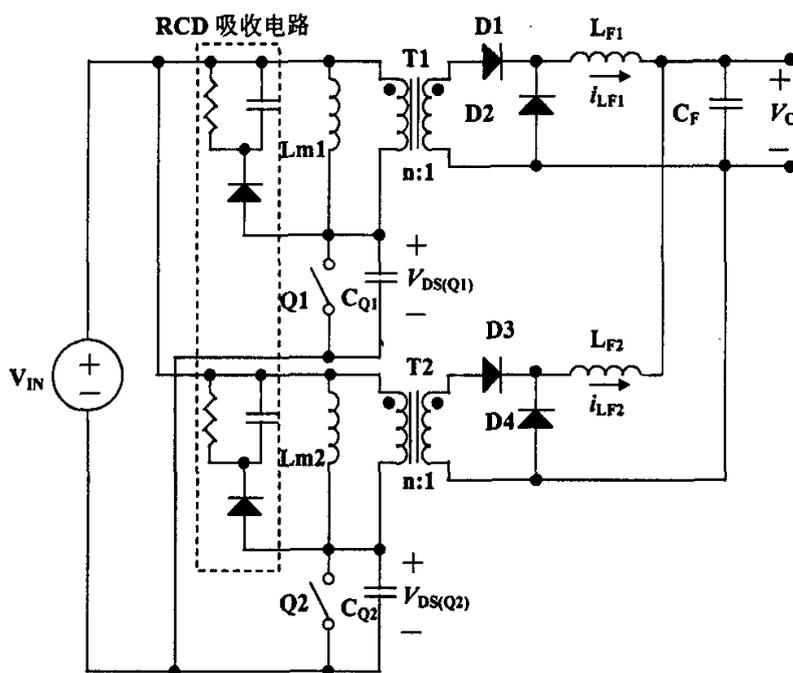


图 5-2-2 (a) 双滤波电感交错并联式正激变换器

为了便于与单滤波电感正激变换器的工作原理比较，现将工作过程介绍如下：

- 1) 阶段 A [t_0-t_1]：当开关 Q_1 在 $t=t_0$ 开通，滤波电感的电流 i_{Lf}

由续流二极管 D2 转向二极管 D1。由于反相运行，在开关 Q1 开通 $t=t_0$ 前，变压器 T2 在复位的相位，也就是说，由于 $V_{DS(Q2)} > V_{IN}$ 变压器原边电压是负的。开关 Q1 开通后 T2 继续复位，由于谐振（由 L_{m2} 和 C_{Q2} 谐振决定） $V_{DS(Q2)}$ 继续向 V_{IN} 下降。在单谐振复位正激变换器，或多滤波电感交错正激变换器，由于续流二极管的箝位作用，开关 $V_{DS(Q)}$ 漏源极电压不能低于输入电压[7]。也就是说，当 $V_{DS(Q)}$ 达到 V_{IN} 时，续流二极管正向偏置开始导通反射到次边的激磁电流，由于正向二极管和续流二极管（负载电流）同时导通，次边线圈短路， $V_{DS(Q)}$ 被箝位在 V_{IN} 。直到 $t=t_1$ Q1 关断，阶段 A 结束。

2) 阶段 B [t_1-t_2]: 在 $t=t_1$ 时刻 Q1 关断后，由于电容 C_{Q1} 被一定的激磁电流和输出滤波电感的反射电流 $i_1 = i_{m1} + i_{Lf}/n$ 充电，电压 $V_{DS(Q1)}$ 开始谐振。同时， $V_{DS(Q2)}$ 保持 V_{IN} 不变。该拓扑阶段在 $t=t_2$ $V_{DS(Q1)}$ 升至 V_{IN} 结束。

3) 阶段 C [t_2-t_3]: 当 $V_{DS(Q1)}$ 在 $t=t_2$ 到达 V_{IN} ，续流二极管 D2 开始正偏，流过部分滤波电感电流 i_{Lr1} 。由于在该阶段 D1 和 D2 同时导通，变压器 T1 副边短路。因此漏感 L_{lk1} 和电容 C_{Q1} 开始谐振，

使 $V_{DS(Q1)}$ 高于 V_{IN} 。同时， $V_{DS(Q2)}$ 仍保持 V_{IN} 不变，在 $t=t_3$ 时，

T1 的漏感电流等于激磁电流，即， $i_{lk1} = i_1 = i_{m1}$ ，导致 D1 关断，该阶段结束。

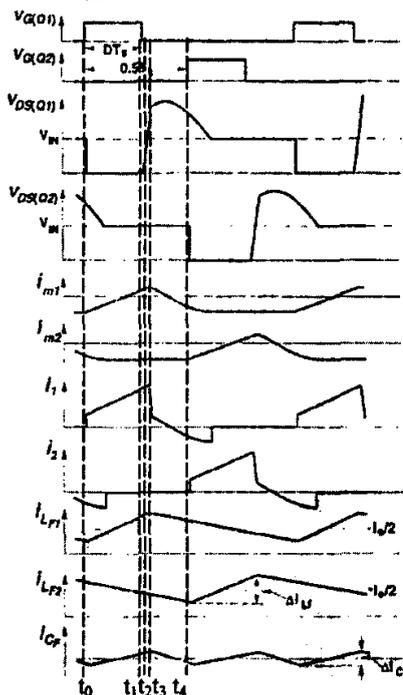


图 5-2-2 (b) 双滤波电感交错并联式单端正激变换器波形图

4) 阶段 D [t_3-t_4]: 在该阶段, D1 关断, $i_{L_{F1}}$ 由 D2 续流。因此, $L_{m1}-C_{Q1}$ 谐振, 在该阶段 $V_{DS(Q2)}$ 保持 V_{IN} 不变, 当 $t=t_4$ 时, Q2 开通该阶段结束。。然而, $V_{DS(Q2)}$ 可能在该阶段结束前到达 V_{IN} , 而不是进入下一阶段才下降到 V_{IN} 。

在剩下半个周期里, 运行情况同上, 只是开关 Q1、Q2 的“角色”互换。

三、单滤波电感正激变换器的工作原理

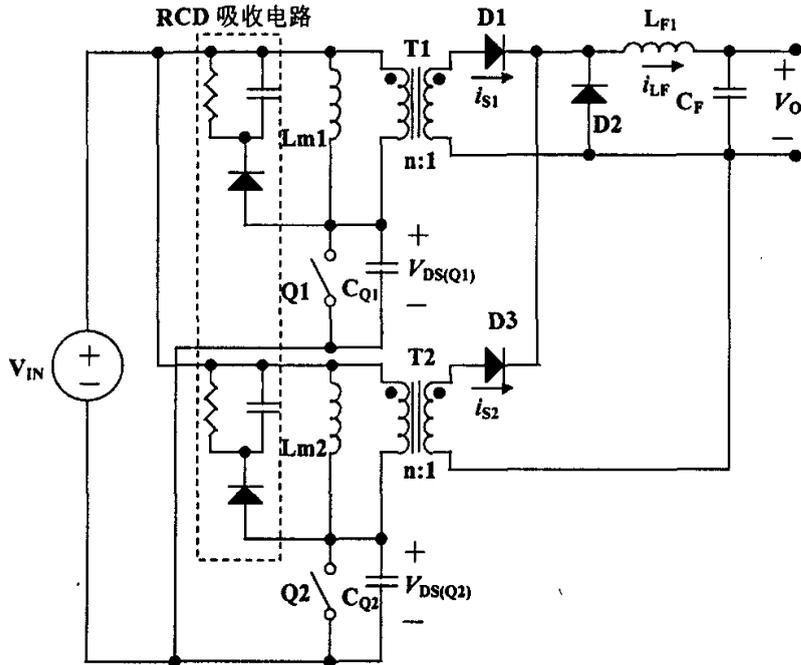


图 5-2-3 (A) 单滤波电感交错并联式正激变

图 5-2-3 (a) 为单滤波电感正激变换器的原理图。由于单滤波电感正激变换器的两个模块公用一个续流二极管和滤波电感, 所以两个模块的工作不是相互独立的。事实上, 单滤波电感和双滤波电感的两模块交错单端正激变换器的工作原理是完全不同的。单滤波电感波形图如图 5-2-3 (b)。

下面结合图 5-2-3, 详细分析单滤波电感正激变换器的工作原理。为了简化分析, 所有半导体器件都视为理想器件, 变压器是具有激磁电感和漏感的理想变压器。C_{Q1} 和 C_{Q2} 包含了 Q1 和 Q2 的源极和漏极间的所有电容。

稳态时, 一个开关周期有 5 个等价拓扑, 如图 5-2-4 (a) -- (e)。在开关 Q1 开通 t=t₀ 前, 滤波电感电流 i_{LF} 通过续流二极管 D2 流动。同时, 由于变压器 T2 被复位二极管 D3 反偏, 所以, V_{sec2} 是负的。

1) 阶段 A [t₀—t₁]: 当开关 Q1 在 t=t₀ 开通, 滤波电感的电流 i_{Lf} 由续流二极管 D2 转向续流二极管 D1, 图 5-2-4 (a)。该转换并不影响 D3 的状态, 也就是说, D3 仍关断。然而当 D1 在 t=t₀ 时导通, D3 阴极的电势由 0V 上升到 V_{sec1}=V_{in}/n。因此, 要使 D3 导通, 则 D3 正极电压 V_{sec2} ≥ V_{in}/n。

由于反相运行, 在开关 Q1 开通 t=t₀ 前, 变压器 T2 在复位的相位, 也就是说, 由于 V_{DS(Q2)} > V_{IN} 变压器原边电压是负的。开关 Q1 开通后 T2 继续复位, 由于谐振 (由 L_{m2} 和 C_{Q2} 谐振决定) V_{DS(Q2)} 继续向 V_{IN} 下降。在双滤波电感电路终, V_{DS(Q)} 被箝位在 V_{IN}, 然而在电路图 5-2-4 (a) 中, 开关电压 V_{DS(Q2)} 在变压器复位期间可以低于 V_{IN}, 因为由于 D1 的导通 D3 的阴极电势升至 V_{sec1}=V_{in}/n, 在这种情况下, V_{DS(Q2)} < V_{IN} 时,

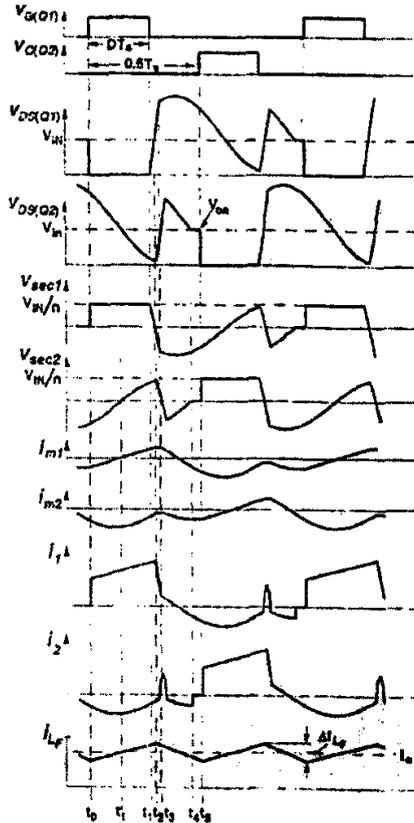


图 5-2-3 (B) 单滤波电感交错并联式单端正激变换器波形图

D3 仍反偏，由图 5-2-3 (b) 可以看出在 $t=t_1'$ 到达 V_{IN} 后，开关电压 $V_{DS(Q2)}$ 继续下降低于 V_{IN} 直到 $t=t_1$ Q1 开通阶段 A 结束。

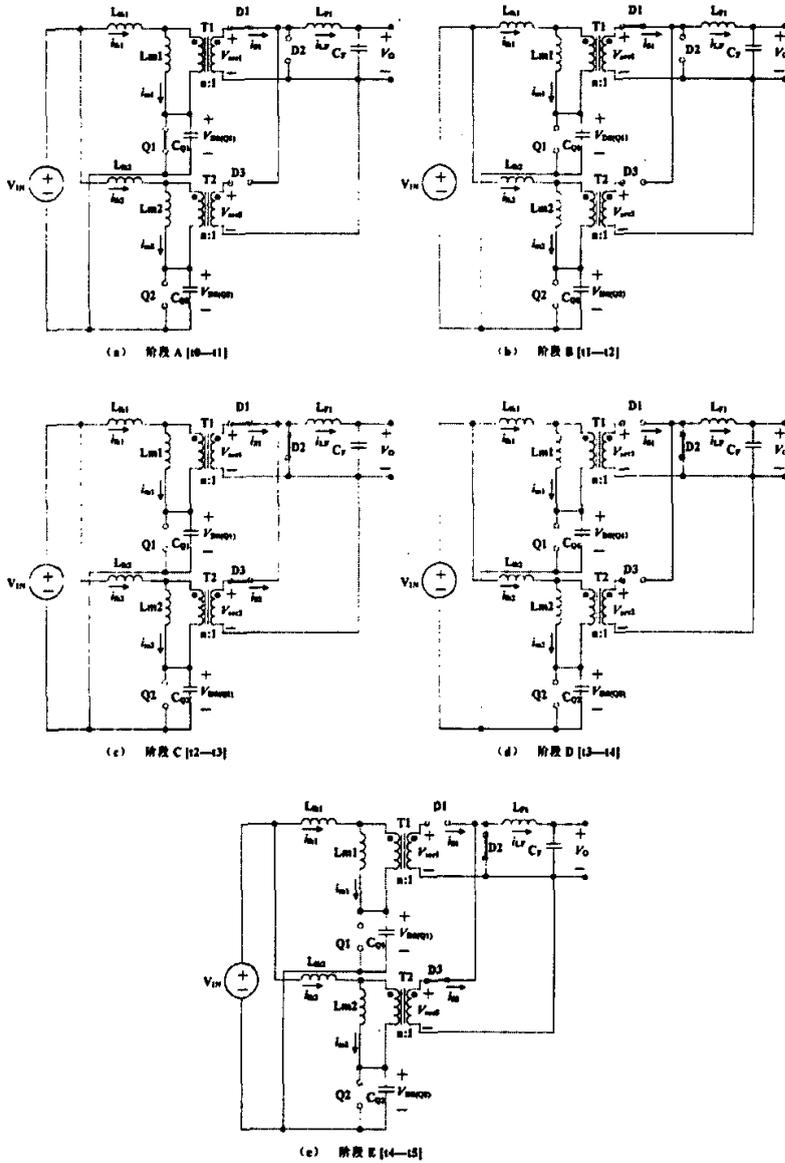


图 5-2-4 等效拓扑图

2) 阶段 B [t₁—t₂]: 在 $t=t_1$ 时刻 Q1 关断后，由于电容 C_{Q1} 被一

定的激磁电流和输出滤波电感的反射电流 $i_1 = i_{m1} + i_{Lf} / n$ 充电, 电压 $V_{DS(Q1)}$ 开始谐振, 如图 5-2-4 (b)。同时, 由于变压器 T2 仍处于复位阶段 $V_{DS(Q2)}$ 继续低于 V_{IN} 。该拓扑阶段在 $t=t2$ $V_{DS(Q1)}$ 升至 V_{IN} 结束。

3) 阶段 C [$t2-t3$]: 当 $V_{DS(Q1)}$ 在 $t=t2$ 到达 V_{IN} , 续流二极管 D2 开始正偏, 流过部分滤波电感电流 i_{Lf} 。由于在该阶段 D1 和 D2 同时导通, 如图 5-2-4 (c), 变压器 T1 副边短路。因此漏感 L_{k1} 和电容 C_{Q1} 开始谐振, 使 $V_{DS(Q1)}$ 高于 V_{IN} , 如图 5-2-3 (B)。同时, D2 的导通导致 D3 正偏, 因为 D2 的导通使 D3 的阴极电压为 0, 而副边电压 $V_{sec2} = [V_{IN} - V_{DS(Q2)}] / n$ 为正, 因为在 $t=t2$, $V_{DS(Q2)} < V_{IN}$ 。D3 的导通使 T2 的副边也短路。由于 L_{k2} 和电容 C_{Q2} 谐振, 电压 $V_{DS(Q2)}$ 快速上升, 在 $t=t3$ 时, T1 的漏感电流等于激磁电流, 即, $i_{k1} = i_1 = i_{m1}$, 导致 D1 关断, 该阶段结束。

4) 阶段 D [$t3-t4$]: 在该阶段, D1 和 D3 都关断, i_{Lf} 由 D2 续流, 图 5-2-4 (d)。因此, 在 $L_{m1} - C_{Q1}$ 谐振时 T1 复位, 而 $L_{m2} - C_{Q2}$ 谐振使 C_{Q2} 放电, 使 $V_{DS(Q2)}$ 向 V_{IN} 下降, 该阶段在 $t=t4$ 时, 当 $V_{DS(Q2)}$ 到达 V_{IN} 时, 自然结束。然而, 值得指出的是, 该阶段可能在 $V_{DS(Q2)}$ 到达 V_{IN} 前由于 Q2 的开通而结束。在这种情况下, 半周期运行完成而没有阶段 E 了。

5) 阶段 E [$t4-t5$]: 当在 $t=t4$ 时 $V_{DS(Q2)}$ 到达 V_{IN} , D3 正偏, 激磁电流 $n \cdot i_{m2}$ 开始流过 D3, 图 5-2-4 (e)。由于 T2 次边短路, i_{m2} 在该阶段始终保持不变。在该阶段, T1 继续复位。在 $t=t5$ 时, Q2 开通, 另半个周期初始化, 该阶段结束。在剩下半个周期里, 运行情况同上, 只是开关 Q1、Q2 的“角色”互换。

在以上分析的谐振复位的单滤波电感交错正激变换器的运行情况可直接扩展至 RCD 箝位复位的单滤波电感交错正激变换器。事实上, 两种复位方式的不同之处在于: 主开关关断后变压器磁芯复位的初始

阶段, 用 RCD 箝位复位, 在开关关断后 (如图 5-2-3 (B) 中 $t=t_4$), 主开关的波形 $V_{DS(Q)}$ 有一个高的平台 (由于 RCD 箝位电路的箝位) 而不是图 5-2-3 (B) 的谐振波形, 直到激磁电流降为 0, 箝位才结束, 此后, RCD 箝位复位电路的复位情况同谐振复位电路相同。

最后, 值得指出的是使用有源箝位复位单滤波电感交错变换器同单个变换器是相同的, 因为有源箝位复位单滤波电感交错变换器的复位电压在整个关断期间都有, 主开关电压从不低于 V_{IN} , 从而消除了阶段 C, 图 5-2-4 (c), 这使单个和两个滤波电感的运行情况更加不同。

四、交错并联技术的仿真

为了验证以上的理论分析, 分别设计了单电感交错并联式变换器和双电感交错并联式变换器进行仿真试验, 仿真参数如表 5-2-1, 对应的仿真波形如图 5-2-5 和图 5-2-6。由波形图可以看出仿真结果与理论分析是一致的。

表 5-2-1 交错并联单端正激变换器的仿真参数

	双滤波电感	单滤波电感
激磁电感 L_m	400 μ H	400 μ H
漏电感 L_{lk}	200nH	200nH
电容 C_{Q1} 、 C_{Q2}	8.8nF	10nF
滤波电感 L_F	5 μ H、5 μ H	2.5 μ H
滤波电容 C_F	3500Mf	3500 μ F
变压器变比 n	20	20
时钟周期 T	10 μ s	10 μ s
占空比 D	3 μ s	3 μ s
输入电压 V_{IN}	375V	375V

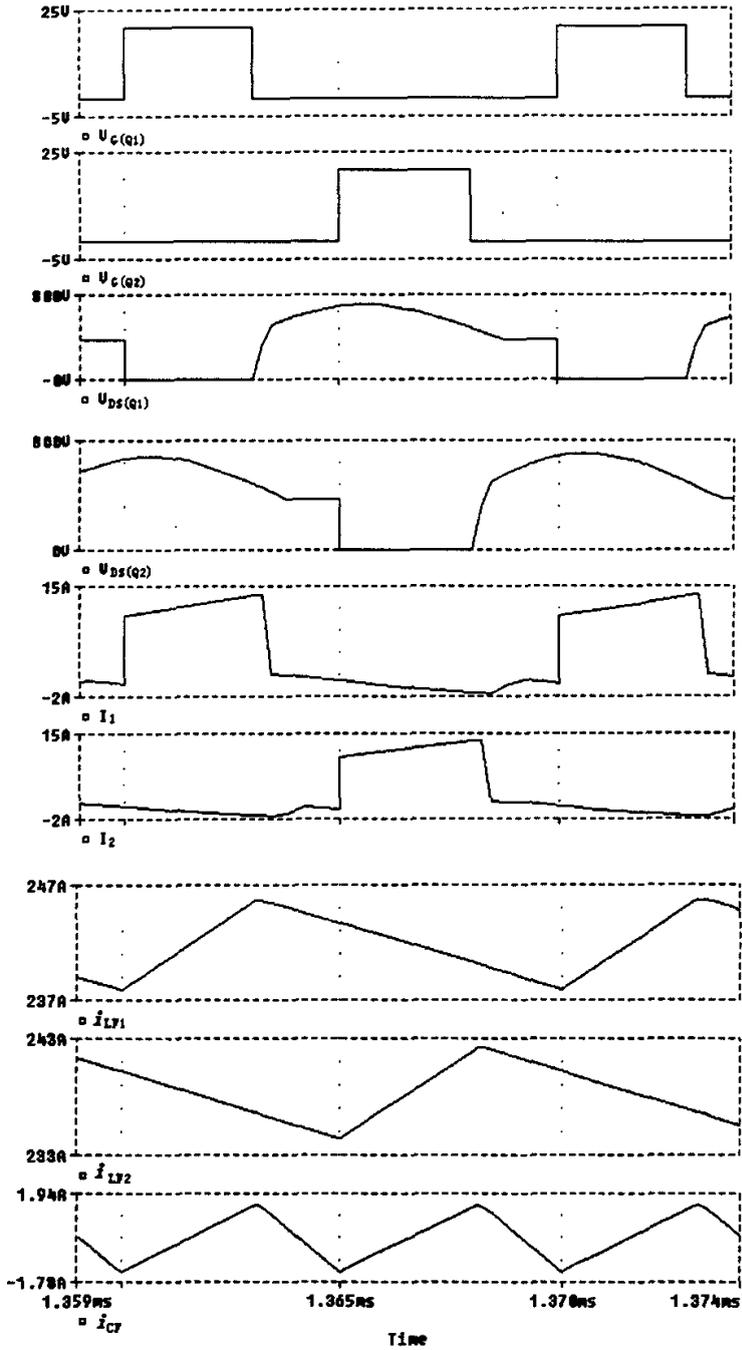


图 5-2-5 双滤波电感仿真波形图

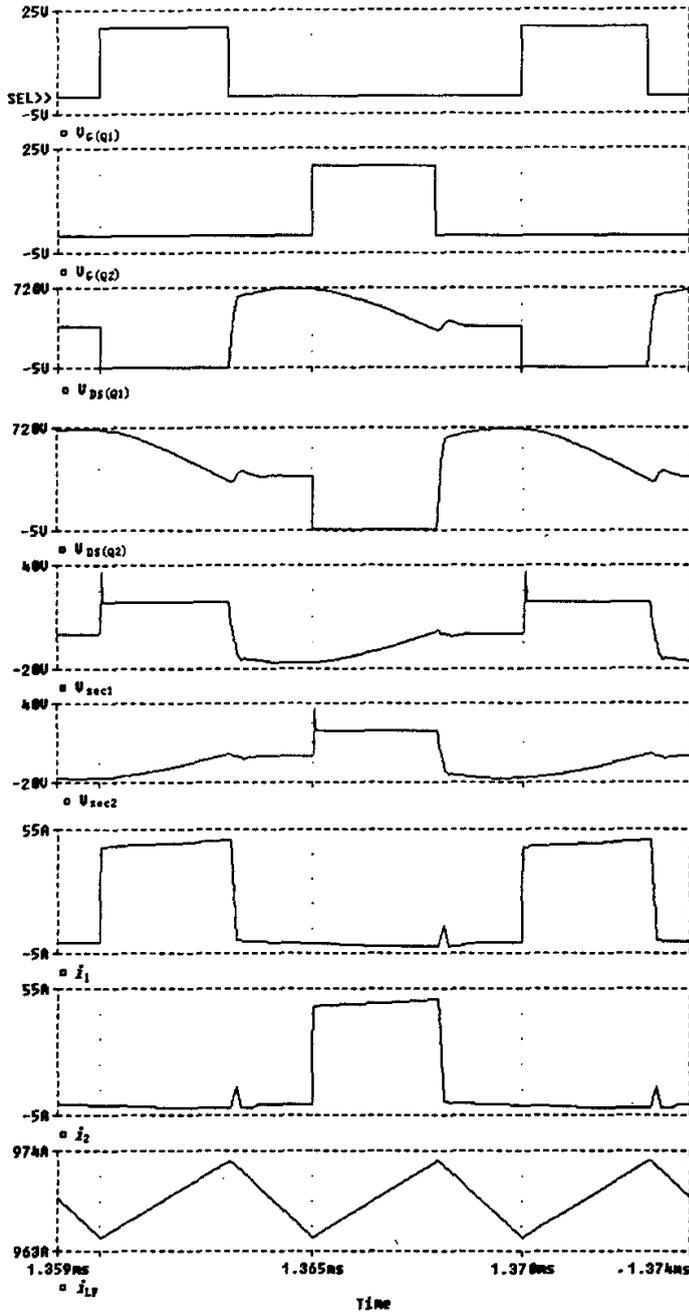


图 5-2-6 单滤波电感仿真波形

第三节 交错并联技术在冗余系统中的实现

在冗余系统中, 并联的模块的个数 (n) 不是固定不变的。交错并联技术要求各个交错并联的各个变换器的开关管驱动信号错开 T/n , 从而应用交错并联技术时需要根据实际投入运行的模块的个数实时的调节交错的度数。

一、 利用监控模块产生交错的控制信号

在冗余系统中, 监控模块一般是不可缺少的, 其主要作用是监控各个电源模块的状态, 一旦某个模块异常, 就将之从整个系统中切离出来, 使整个系统能够正常工作。监控模块核心部分一般用微处理芯片实现。所以可以利用监控模块根据正常工作的模块的个数产生相应的交错的同步信号, 使得正常工作的模块的时钟能够交错 $T/n_{\text{正常}}$, 或者由监控模块统一产生交错 $T/n_{\text{正常}}$ 发时钟信号 (电源模块不再需要独立的时钟发生器)。

在监控模块的微处理芯片的时钟频率与电源模块的开关频率相近, 或者大于电源的开关频率的时候, 这种方法是很难实现的。事实上, 监控模块的微处理芯片一般是单片机, 时钟频率一般是几兆赫兹到几十兆赫兹, 当开关频率为几百千赫兹的时候, 单片机产生的时序信号就很难满足精度要求了。并且在低成本的无监控的并联系统中, 再增加一个单片机系统来进行交错控制也是不经济的。所以下文将讨论只采用模拟电路来实现交错控制。

二、 利用模拟电路产生交错的控制信号

图 5-3-1 为用模拟电路实现交错并联控制框图, 每个单元都有自己的时钟。所有的时钟都通过交错并联 BUS 连接在一起, 最后经 R_b 接地。时钟电路如图 5-3-2 所示[17]。每个时钟发生器包括一个压控振荡器 (VCO), 它的频率 (和相位) 可以随着控制电压在小范围内变化。VCO 有两路同频率、同相位输出: 一路为方波, 另一路为正弦波。方

波作为本单元的时钟信号。正弦信号则输入到一个电压—电流变换器，产生一个与正弦信号成正比的电流信号，再输送到交错并联 BUS 上，最后流过 R_b 。BUS 上的总电压（ R_b 的端压）等于各单元 VCO 输出正弦信号的矢量和。每个时钟发生器都检测到该电压信号，将它自己的正弦信号减去，剩下其它各单元电压总和。鉴相器将该信号与本单元的时钟信号相比较。再经滤波转换作为 VCO 的输入。从而驱动振荡器产生与其它单元输出总和反相的方波和正弦信号。也就是说，每个时钟发生器都在调整自己的相位和频率，以使得交错并联 BUS 上的电压为零。

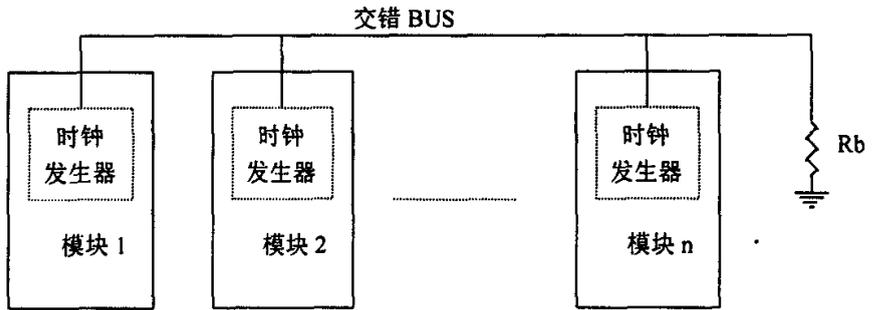


图 5-3-1 交错控制框图

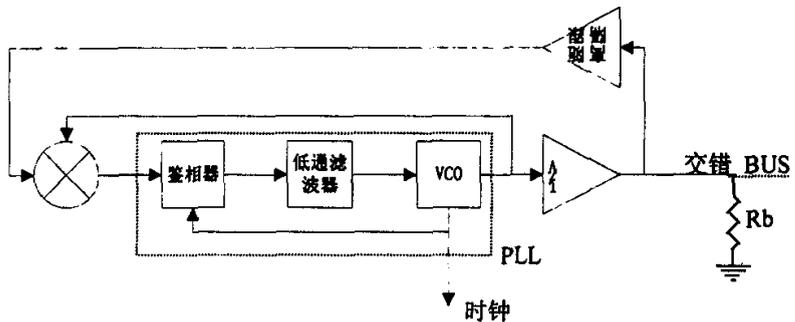


图 5-3-2 时钟产生电路

当某个单元不再运行于该相位时，交错并联 BUS 上的电压总和不再为零。每个鉴相器的输入电压仍为其它单元电压的总和。依据其它

单元输出电压的总和的反相电压是超前还是滞后该单元电压，鉴相器的输出电压的平均值相应为正或者为负。当变换器工作于锁相状态下，因为输出到 BUS 上的电流几乎刚好相消，交错并联 BUS 上的电压接近于零，每个鉴相器的输出电压的平均值的微小的变化都可以调节 VCO 输出电压的相位和频率。

当某个单元从整个系统脱离时，相应的其 V/I 输出也不再连接到交错并联 BUS 上，这样将导致 BUS 上的电压和不为零，剩下的单元时钟产生电路会相应的调节输出相位，直到 BUS 上的电压为零。

当两个时钟发生器连到交错并联 BUS 上，他们的相位相差 180 度。当 3 个时钟发生器连上时，它们每个相位是其它两个相位总和的反相，从而使每 2 个之间的相位差为 120 度。当相连的时钟发生器多于 3 个时，就会有不止一个固定的相位，如图 5-3-3，四个时钟相连时，时钟输出的相位只要两两反相即可。

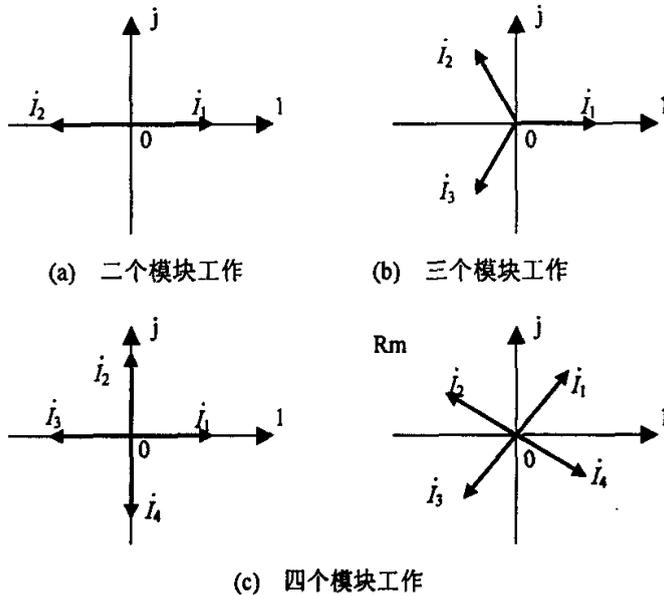


图 5-3-3 二~四个模块工作时时钟输出电流信号的相位关系

本章小结：

本章讨论了一种并联供电的新方法—交错并联技术，详细分析了单端正激变换器交错并联的运行原理，通过分析可以看出采用双滤波电感和单滤波电感的单端正激变换器交错并联时的运行原理完全不同，采用双滤波电感的变换器的工作原理与单个变换器运行时相同，而采用单滤波电感的变换器由于共用同一个滤波电感和续流二极管，导致变换器之间相互影响。最后介绍了实现实时交错控制的两种方法：以微电脑为核心的数字控制和以锁相技术为核心的模拟电路实现方法。

结 论

从以上各章所进行的研究工作可以看出,本文全面的阐述了开关电源的各种控制方法。本文的主要贡献在于:

1. 从二种不同的角度对开关电源的控制方法进行分类研究,一是按脉宽调节的方式进行分类,可分为定频调节和变频调节,其中变频调节有三种实现方式,即:定关断时间、定开通时间和恒定迟滞环宽调节;二是按控制电路的采样变量进行分类,分为:电压型、电荷型、电流型、 V^2 型等控制方式。基于后一种分类方式结合第一种分类方式详细分析了电压型、电流型、平均电流型、电荷型等控制方法的工作原理,以及各自的优缺点。
2. 着重分析了 V^2 控制方法的基本原理,分别研究了 V^2 控制方法对输入变化和负载变化的响应原理,并与电流型控制方法进行比较,得出了如下结论:对于输入的变化, V^2 型和电流型具有相同的响应速度,然而, V^2 型控制方法对负载变化的响应速度却比电流型快得多。通过仿真对该理论进行了验证。
3. 详细推理了状态空间平均和线性化的方法,并利用该方法建立了开关变换器的小信号模型,分别推导出电压型、电流型和 V^2 型控制的开关变换器的开环传递函数、输入电压灵敏度和输出阻抗,对采用三种控制方法的开环传递函数、输入电压灵敏度和输出阻抗的特性曲线进行比较,更深入的分析 and 比较了电压型、电流型和 V^2 型控制方法的特点。
4. 深入的介绍了交错并联技术的基本原理和应用的意义,着重分析了分别采用单滤波电感和双滤波电感的单端正激变换器交错并联的工作原理,并通过仿真验证了理论分析的正确性。最后研究了实现交错并联的两种控制方法:以微电脑为核心的数字控制和以锁相技术为核心的模拟电路实现方法,其中更为详细的分析了后一种方法的工作原理。

当今,信息产业迅猛发展,相应的各种电子设备对电源性能的要

求越来越高，要大幅度的提高开关电源的动态响应和可靠性等指标，以上的研究仍是不够的，尚需在今后的工作中进一步研究，并通过实验给予验证。

由于作者水平有限，文中一定存在诸多不足和问题，敬请各位师长批评指正。

致 谢

本文是在导师许建平教授的指导下完成的。在两年多的学习和工作中，得到了导师的悉心指导和关怀。导师严谨的科研作风、深厚的理论功底和饱满的工作热情使我受益匪浅。在此，特向尊敬的导师表示衷心的感谢和诚挚的敬意。

另外，在托普集团电源产品开发室实习的过程中，得到了高级工程师王崇平老师的悉心指导。王老师不仅在工作中对我无私教导，而且在生活中对我关怀倍至。在此，特表示感谢。

参考文献

- 1 邵丙衡 主编, 连级三 主审, 电力电子技术, 1997 中国铁道出版社。
- 2 钱照明, 吕征宇, 何湘宁, 电力电子器件的最新发展, 2000 年 10 月, 中国电工技术学会电力电子学会第七次全国学术会议论文集。
- 3 张昌利, PESC'99 电力电子技术专家会议归来, 2000 年 10 月, 中国电工技术学会电力电子学会第七次全国学术会议论文集。
- 4 张占松, 蔡宣三, 开关电源的原理与设计, 1999, 电子工业出版社。
- 5 Robert Mammano, Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode, Unitrode Product & Applications Handbook, 1995-96
- 6 R. D. Middlebrook, Topics in Multiple-Loop Regulators and Current-Mode Programming 1985 IEEE PESC. Record, pp. 716-732.
- 7 R. Redl, Current-Mode Control, Five Different Types, Used with the Three Basic Classes of Power Converters: Small-Signal AC and Large-Signal DC Characterization, Stability Requirements, and Implementation of Practical Circuits, 1985 IEEE PESC.
- 8 John A. O'Connor, Converter Optimization for Powering Low Voltage High Performance Microprocessors, 1996 IEEE APEC. Record, pp. 984-989.
- 9 G. K. Schooeman and D. M. Mitchell, Output Impedance Considerations for Switching Regulators with Current-Injected Control, 1987 IEEE PESC. Record, pp. 324-335.
- 10 Lloyd Dixon, Average Current Mode Control of Switching Power Supply, Unitrode Product & Applications Handbook, 1995-96
- 11 Yigang Guo, Design Consideration for low Voltage High Current Parallel Power Module Systems, 1998 IEEE

- 12 Daniel M. Mitchell, An Analytical Investigation of Current-Injected Control for Constant-Frequency Switching Regulators, July 1986 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 167-174.
- 13 Yie-Tone Chen, Dan Y. Chen, Yan-Pei Wu, and Fu-yuan Shih, Small-Signal Modeling of Multiple-Output Forward Converters with Current-Mode Control, January 1996 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 122-131.
- 14 George Schuellein, Current Sharing of Redundant Synchronous Buck Regulators Powering High Performance. Microprocessors using the V^2 Control Method, 1998 IEEE APEC. Record, pp. 853-859.
- 15 Wei Tang, Fred C. Lee, Raymond B. Ridley, and Isaac Cohen, Charge Control: Modeling, Analysis, and Design, October 1993 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 396-403.
- 16 Keyue M. Smedley, Slobodan Cuk, One-Cycle Control of Switching Converters, November 1995 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 625-633.
- 17 David J. Perreault, and John G. Kassakian, Distributed Interleaving of Paralleled Power Converters, August 1997 IEEE Transactions on Circuits and System-1: Fundamental Theory and Applications, pp. 728-734.
- 18 Chin Chang, and Mike A. Knights, Interleaving Technique in Distributed Power Conversion Systems, May 1995 IEEE Transactions on Circuits and System-1: Fundamental Theory and Applications, pp. 245-251.
- 19 Michael T. Zhang, Milan M. Jovanovic, and Fred C. Y. Lee, Analysis and Evaluation of Interleaving Techniques in Forward Converters, July 1998 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 690-698.
- 20 David J. Perreault, Robert L. Selders, and John G. Kassakian, Frequency-Based Current-Sharing Techniques for Paralleled Power Converters, July 1996 IEEE Transactions on Circuits and System-1:

- Fundamental Theory and Applications, pp. 1073-1079.
- 21 张占松, 高频开关稳压电源, 1992, 广东科技出版社。
 - 22 孙时生, 张占松, 具有反馈环的脉宽调制稳压电源的计算机仿真, 1999年6月, 广东工业大学学报。
 - 23 蔡宣三, 龚绍文, 高频功率电子学(直流—直流变换部分), 1993, 科学出版社。
 - 24 曹箫洪, 有源箝位开关变换器的研究, 1999 西南交通大学硕士毕业论文。
 - 25 高曾辉, 侯振程, 单端反激变换器的状态空间模型的建立, 1999年5月, 西南民族学院学报-自然科学版。
 - 26 杨尊峰, 贾贵玺, 电流控制型开关稳压电源的研究, 1996年第一期, 1996年2月, 电力电子技术。
 - 27 Brett A. Miwa, David M. Otten, Martin F. Schlecht, High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques, 1993 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 396-403.
 - 28 Raymond B. Ridley, Bo H. Cho, and Fred C. Y. Lee, Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators, 1988 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 489-498.
 - 29 Michael T. Zhang, Milan M. Jovanovic, and Fred C. Y. Lee, Design Consideration for Low-Voltage On-Board DC/DC Modules for Next Generations of Data Processing Circuits, March 1996 IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 328-337.
 - 30 Xunwei Zhou, Thomas G. Wang and Fred C. Lee, Optimizing Design for Low Voltage DC-DC Converters, 1997 IEEE APEC. Record, pp. 612-616.
 - 31 Joseph G. Renauer, Challenges in powering high performance, low voltage processors, 1996 IEEE APEC. Record, pp. 977-983.
 - 32 赵莉, 谐振软开关 DC-DC 变换器的研究, 1999 西南交通大学硕士毕业论文。

-
- 33 徐辅东, 电流型控制开关变换器的研究与优化, 1999 西南交通大学硕士毕业论文。
 - 34 张占松, 孙时生, 伍言真, 电路和系统的仿真实践, 2000, 科学出版社。
 - 35 Modelling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter, Unitrode Product & Applications Handbook, 1995-96
 - 36 Daniel M. Mitchell, DC-DC Switching Regulator Analysis, McGraw-Hill Book Company