

第六章 谐振开关技术

本章在分析开关电路中器件开关损耗的基础上,阐述三种(零电压、零电流和多谐振)谐振开关电路的工作原理,进而介绍它的技术发展情况,并介绍谐振环逆变器。

6.1 概 述

PWM DC/DC 变换技术主要应用于开关电源以及直流电压的调节。使用高速电力半导体器件,特别是 VDMOS 管,PWM 开关电源工作频率可提高到 $500\sim 800\text{kHz}$ 。为了满足宇航和计算机等领域对开关电源提出的超小型化、高效率和高功率密度($50\sim 80\text{W/in}^3$)的要求,开关电源的频率还需进一步提高(数兆赫至数十兆赫)。然而原先的 PWM 开关电路拓扑结构决定了开关损耗的进一步降低遇到了困难,因此如何大幅度地降低开关损耗成为发展“卡片式”开关电源的最关键问题之一。

80 年代迅速发展起来的谐振开关技术为解决降低器件的开关损耗和提高开关频率找到了有效的解决办法,引起了电力电子技术领域和工业界同行的极大兴趣和普遍的重视。从原理上看,这种谐振开关技术可以使器件的开关损耗降到零,因而频率的提高不受限制。但是,这时磁性材料的性能成为提高开关频率一个主要障碍。目前数兆赫的谐振开关电源已经问世,20MHz 的谐振开关电源也已研制出来,功率密度可达每立方英寸 $30\sim 50\text{W}$,效率大于 80%。单从兆赫级谐振开关电源投入实用化角度看,需解决诸如兆赫级变压器的制造技术、电路的封装技术、印刷电路板的设计与制造工艺以及进一步提高磁性材料性能等问题。

若将零电压和零电流开关技术应用于 DC/AC 变换器,即开拓大功率应用领域,还需解决下列一些问题:

- (1) 减少器件的电压和电流应力,即降低谐振峰值电压或电流。
- (2) 扩大功率使用范围。
- (3) 由调频控制转入恒频脉宽调制,即软开关 PWM 控制。
- (4) 进一步完善控制技术。
- (5) 提高工作可靠性。

近几年,国际和国内的研究人员对于谐振开关电路的拓扑结构以及控制技术等进行了广泛的探讨和深入的研究,产生了一些很有应用前景的变换器电路,例如“有源电压箝位谐振直流环逆变器”、“新型并联谐振直流环软开关 PWM 变换器”、“半桥式零电压多谐振变换器”以及其它电路等。这些方面的研究都在上述某些方面有所突破,从而给人们展现了谐振开关技术在逆变器中应用的广阔前景。这些逆变器代表着当今逆变技术的发展方向。这些技术的进一步完善和实用化,将为实现较理想的功率双向流动、高功率密度、低的电磁干扰和环境噪声以及高动态品质的变流系统打下坚实的基础。

6.2 器件的损耗

6.2.1 典型的开关损耗

图 6.1 给出了纯阻负载电路中自关断器件开关工作时的典型电压和电流及其相应的开关能量损耗波形。很显然,器件在工作过程中的损耗包括下面四部分:

- (1) 断态损耗(漏电流引起的) P_1 ;
- (2) 通态损耗 P_2 ;
- (3) 开通损耗 P_{on} ;
- (4) 关断损耗 P_{off} 。

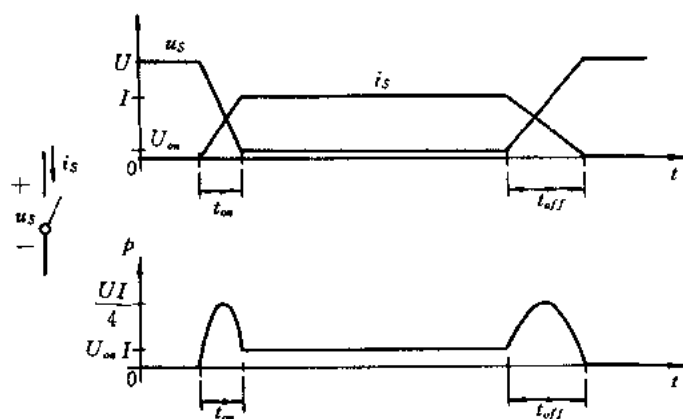


图 6.1 器件开关工作时的典型电压、电流及能量损耗波形

那么,器件的总损耗为

$$P = P_1 + P_2 + P_{on} + P_{off} \quad (6.1)$$

而器件的开关损耗定义为

$$P_{sw} = P_{on} + P_{off} \quad (6.2)$$

通常,器件的断态损耗可以忽略,其通态损耗为:

$$P_2 \approx U_{on} I \quad (6.3)$$

若假定,在开关过程中器件的电压和电流按线性规律变化,同时在计算时忽略 U_{on} (通态压降) 和漏电流,则器件的开通和关断损耗分别近似为

$$P_{on} = \frac{1}{6} f_{sw} U I t_{on} \quad (6.4)$$

$$P_{off} = \frac{1}{6} f_{sw} U I t_{off} \quad (6.5)$$

式中 f_{sw} 为开关频率。

式(6.4)和(6.5)表明,器件的开关损耗同开关频率 f_{sw} 成正比。随开关频率增加,开关损耗将成为器件损耗的主要部分。

6.2.2 Buck 电路中器件的开关损耗

对于典型的 Buck 电路,当负载电流保持恒定时,其电路可等值于图 6.2。

在 Q 管关断期间,负载电流 I_o 通过续流管 D 继续流通。现给 Q 管一个激励信号使其导通,D 管中电流逐渐向 Q 管转移,因此在 Q 管电流上升期间,Q 管上的电压必须保持在 U_d 而不下降,直到 $i_Q = I_o$ 时,Q 管上的电压才开始下降,如图 6.3(a)所示。

同理分析,当已导通的 Q 管在撤除激励信号后,其上电压 u_Q 必须首先从零开始上升,在 Q 管电压上升期间,Q 管的电流 i_Q 维持在 I_o 值,直到 Q 管上电压上升到 U_d 时,Q 管中的电流 i_Q 才开始下降,如图 6.3(b)所示。

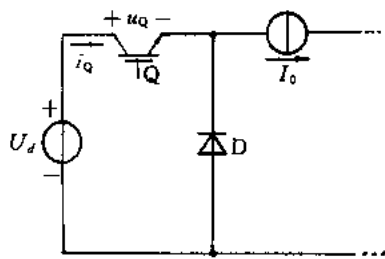


图 6.2 Buck 等值电路

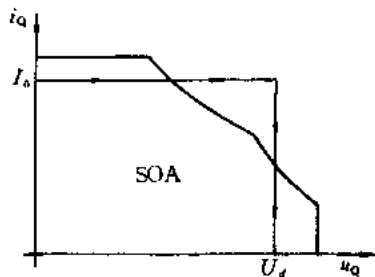
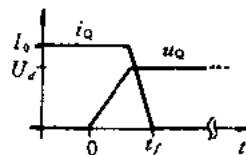
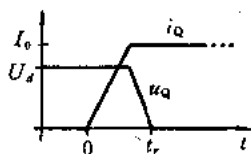
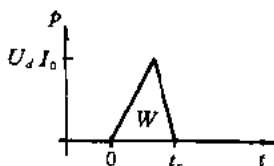
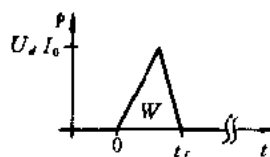


图 6.4 PWM 电路中器件的开关过程的轨迹



(a)



(b)

图 6.3 Buck 电路中器件开关工作波形及能量损耗波形

(a) 开通时的波形; (b) 关断时的波形

根据图 6.3 的波形,在线性假设条件下,器件的开通和关断损耗分别表示为

$$P_{on} = \frac{1}{2} f_{sw} U_d I_o t_r \quad (6.6)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} f_{sw} U_d I_o t_f \quad (6.7)$$

比较式(6.4)和(6.6)以及式(6.5)和(6.7)可知,Buck 电路中器件的开关损耗更为严重。若 $I_o = 50\text{A}$, $U_d = 400\text{V}$, $t_f = t_r = 0.5\mu\text{s}$, $f_{sw} = 20\text{kHz}$, 那么器件开关过程的瞬时峰值功率将达 20kW , 开通和关断的平均功率损耗为 100W 。其开关过程的动态轨迹如图 6.4 所示。因此,对于 Buck 电路,要进一步提高其脉宽调制频率到兆赫级,困难很大。在开关电路中,增设缓冲网络,虽然能进一步降低开关器件的开关损耗,但缓冲网络的损耗仍然存在。

6.3 谐振开关式 DC/DC 变换器

6.3.1 谐振开关技术

为了能大幅度地降低开关器件的开关损耗,可以采用谐振开关技术。谐振开关技术的核心问题是为器件提供最良好的开关工作条件,使得器件在零电压或零电流条件下进行状态转变,从而把器件的开关损耗降到最低水平。

从器件的电压和电流波形上看,对于 PWM 变换器(Buck),开关器件的电压和电流波形均为方波,这对器件的开关状态转换是不利的,引起了大的开关损耗和开关应力。对于谐振开关变换器来说,开关器件的电压或电流或两者的波形都以准正弦波形式出现,这样也就改善了开关器件在状态转换过程的工作条件,从而显著地降低了器件的开关损耗,减少了器件上的开关应力,图 6.5 给出 PWM 开关和准谐振开关中器件的开关工作轨迹。由上面讨论中可知,“谐振”这一词用“准谐振”代替更为确切。

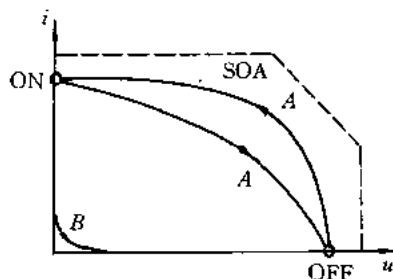


图 6.5 PWM 和准谐振开关中器件的开关工作轨迹示意图
A: PWM; B: 准谐振开关

其具体作法是将 PWM 开关同谐振槽路有机地结合在一起组成谐振开关。在这种结合过程中,谐振开关电路中的电容和电感可以巧妙地利用开关器件的寄生电容、线路的寄生电感和变压器的漏感。组成准谐振开关的基本结构有如下三种(见图 6.6):

- (1) 零电流准谐振开关(简称零电流开关);
- (2) 零电压准谐振开关(简称零电压开关);
- (3) 多谐振开关。

为了帮助读者更好地了解和掌握这方面的知识,下面将介绍国内外学者的主要研究成果,并作必要的说明和评述,以拓宽读者的思路。

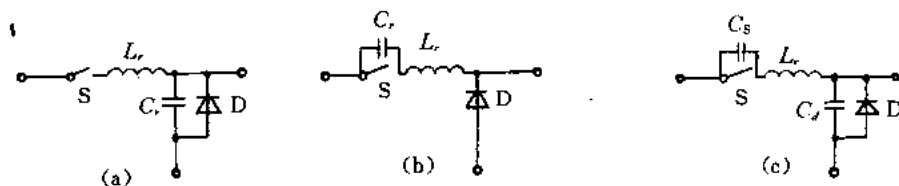


图 6.6 准谐振开关的基本结构形式

(a) 零电流开关; (b) 零电压开关; (c) 多谐振开关

6.3.2 零电流准谐振开关电路(ZCS-QRC)

零电流准谐振开关电路及其等值电路示于图 6.7。在 ZCS-QRC 中,谐振电容(C_r)与二极管并联,而谐振电感(L_r)与有源开关串联。若有源开关只允许电流单向流通,则零电流开关工作于“半波模式”;若有源开关允许电流双向流通,则零电流开关工作于“全波模式”。

下面按四个阶段(对应图 6.7 中四种等值电路)进行分析:

1. $[T_0, T_1]$ 阶段(电感充电)

在 $t=T_0$ 时刻,开关 S 接通(之前 D 已导通),开关 S 上的电压迅速下降到零后,谐振电感中的电流开始按直线上升,直到 $t=T_1$ 。

2. $[T_1, T_2]$ 阶段(谐振阶段)

在 $t=T_1$ 时,谐振电感中的电流 $i_L=I_0$,二极管 D 在零电压下关断。 L_r 和 C_r 进入谐振状态,谐振电感中电流 i_L 继续增加, (i_L-I_0) 对电容 C_r 充电。当电感中电流下降到 $i_L<I_0$ 时,谐振电容放电,并逐渐增大,而 i_L 仍逐渐减少。

3. $[T_2, T_3]$ 阶段(电容放电)

对于半波工作模式,在 $t=T_2$ 时 $i_L=0$,这时谐振电容 C_r 通过负载放电,并维持放电电流为 I_0 ,因此 C_r 上的电压线性下降。若在 $t=T_2$ 之后,使开关 S 关断,即在零电流下关断,则其上的电压开始上升。

对于全波工作模式,在 $t=T_2$ 之后, i_L 反向流动,这时谐振电容 C_r 通过负载和谐振电感放电,谐振电容上的电压继续下降。若在 i_L 反向流动期间,使开关 S 关断,即在零电流

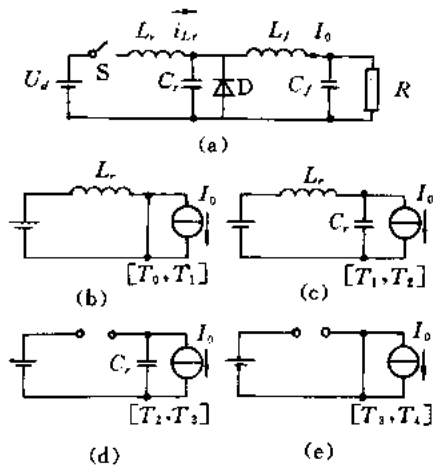


图 6.7 Buck ZCS-QRC 及其等值电路
(a) 电路; (b)~(e) 等值电路

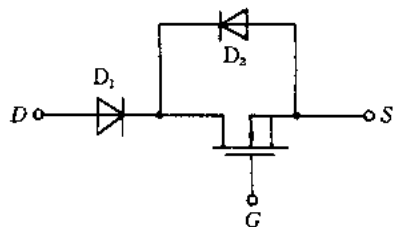


图 6.9 S 开关的结构形式

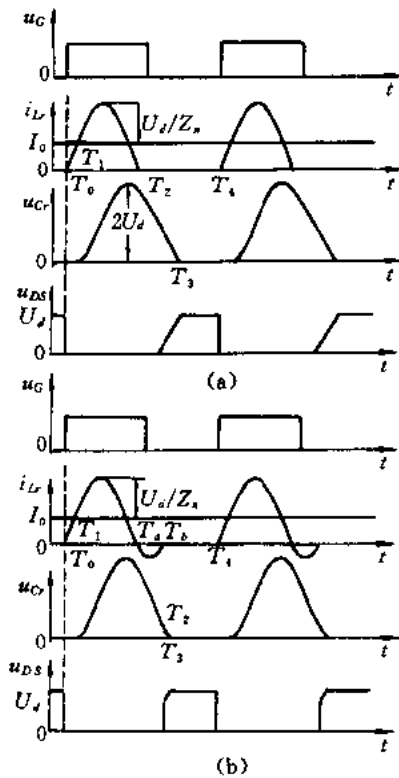


图 6.8 对应图 6.7 的工作波形 ($Z_s = \sqrt{L_r/C_r}$)
(a) 半波工作模式; (b) 全波工作模式

下关断,则其上电压上升。

4. $[T_3, T_4]$ 阶段(续流时期)

在 $t=T_3$ 时刻,电容 C_r 上的电压下降到零,续流二极管 D 在零电压下导通,负载电流 I_o 通过它流通。

图 6.8 为电路的工作波形。更需注意的是,半波模式的开关结构形式应如图 6.9 所示。

6.3.3 零电压准谐振开关电路(ZVS-QRC)

零电压准谐振开关电路及其等值电路示于图 6.10。在 ZVS-QRC 中,谐振电容 C_r 与有源开关并联,谐振电感 L_r 与二极管开关串联。若有源开关只能承受单方向电压,则 ZVS-QRC 工作于“半波模式”;若有源开关能承受双向电压,则 ZVS-QRC 工作于“全波模式”。

下面按四个阶段(对应图 6.10 中四种等值电路)进行分析:

1. $[T_0, T_1]$ 阶段(电容充电)

在这阶段之前 D 管已关断。若在 $t=T_0$ 时刻,使开关 S 断开,谐振电容 C_r 携带 I_o 被充电,因此, C_r 上电压按直线规律上升,直到 $u_{Cr}=U_d$ 为止。

2. $[T_1, T_2]$ 阶段(谐振阶段)

在 $t=T_1$ 时刻, D 管导通,这时 L_r 和 C_r 进入谐振状态。对于半波工作模式,在 $t=T_2$ 时刻, u_{Cr} 电压被箝位于零。对于全波工作模式,电容上电压继续朝反向振荡,并在 $t=T_2$ 时刻反向回零。在这期间的电感电流 i_{Lr} 下降到零后反向。

3. $[T_2, T_3]$ 阶段(电感充电)

在 $t=T_2$ 之后,电感电流直线上升,并在 $t=T_3$ 时刻达到 I_o 。通常,对于半波工作模式,开关 S 在 T_2 之后和电感电流 i_{Lr} 变正之前这段期间被激励导通,否则将损失零电压关断条件。对于全波工作模式,开关 S 可在 u_{Cr} 电压为负期间加上激励信号。

4. $[T_3, T_4]$ 阶段(恒流阶段)

在 $t=T_3$ 时刻, D 管关断,负载电流 I_o 通过开关 S,并一直维持到 $t=T_4$ 时刻。

ZVS-QRC 中的工作波形表示在图 6.11。全波工作模式时的 S 开关结构形式示于图 6.12。对于 ZVS-QRC,由于 D 管上不并联电容,所以 D 管上的电压波形出现高频振荡,如图 6.13 所示。

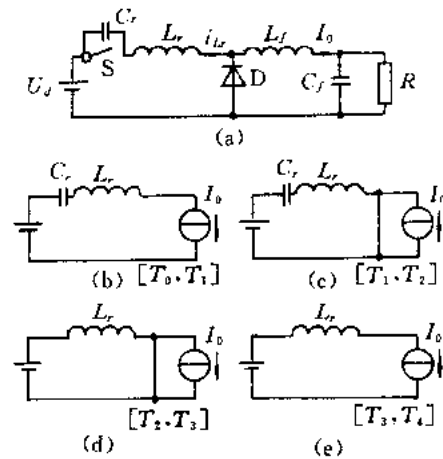


图 6.10 Buck ZVS-QRC 及其等值电路
(a) 电路图; (b)~(e) 等值电路

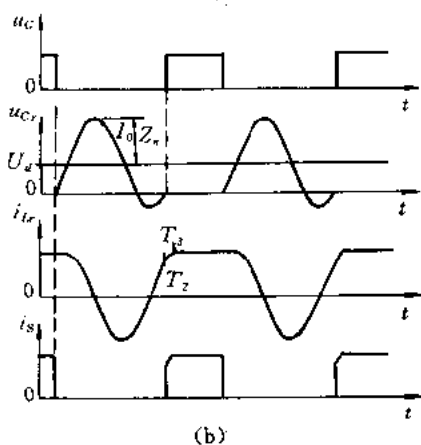
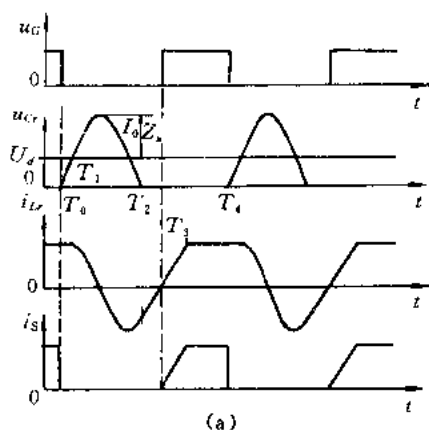


图 6.11 对应图 6.10 的工作波形 ($Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$)
(a) 半波模式; (b) 全波模式

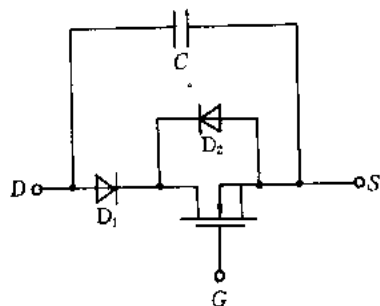


图 6.12 零电压全波工作模式时,
S 开关的结构形式

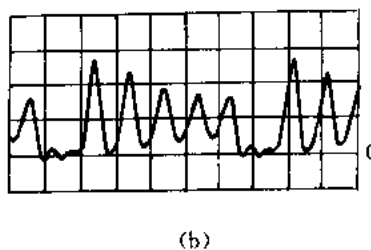
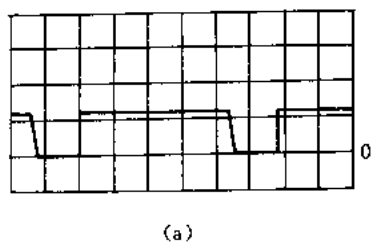


图 6.13 在 ZVS-QRC 中的整流管 D 上的波形
(a) 理论波形; (b) 实际波形

6.3.4 零电压多谐振开关电路 (ZVS-MRC)

从图 6.6(a)和(b)的电路结构形式及两电路工作原理分析可知,在零电流开关电路中,有源开关处于零电流工作条件,然而二极管 D 却工作于零电压条件;在零电压开关电路中,有源开关工作于零电压条件,而二极管却工作于零电流条件。而且对比可知,零电压开关条件对有源器件和二极管 D 工作是更加有利的。为此,在多谐振开关中,把有源开关和无源开关都与电容并联,以消除全部寄生参数的影响,使二者都工作于零电压条件下。

Buck 多谐振开关及其等值电路示于图 6.14。现对有源开关中电流为双向流动的情况按下面四个阶段(对应图 6.14 四个等值电路)进行分析:

1. $[T_0, T_1]$ 阶段 (L_r 充电)

在 $t=T_0$ 时,有源开关上电压 u_s 已降到零,这时接通有源开关 S。因此,在这期间里有源开关和二极管开关都导通,电感 L_r 中的电流 i_{Lr} 线性增长,直到 $i_{Lr}=I_0$ 。

2. $[T_1, T_2]$ 阶段 (L_r - C_d 谐振——第一次谐振)

在 $t=T_1$ 时刻, $i_{Lr}=I_0$, D 管截止,其上电压开始上升,电路进入 L_r - C_d 谐振状态(第一

次谐振), 相当于 ZCS-QRC 的谐振阶段。

3. $[T_2, T_3]$ 阶段 (L_r - C_d - C_s 谐振——第二次谐振)

在 $t=T_2$ 时刻, 将有源开关 S 断开, 电路进入 L_r - C_d - C_s 谐振状态(第二次谐振), 在此期间, 有源开关上的电压 u_s 按振荡规律变化, 二极管 D 上的电压 u_D 也按振荡规律变化, 直到 $t=T_3$ 为止。

4. $[T_3, T_4]$ 阶段 (L_r - C_s 谐振——第三次谐振)

在 $t=T_3$ 时刻, 二极管 D 上电压 u_D 下降到零, D 管导通, 电路进入 L_r - C_s 谐振状态(第三次谐振)——相当于 ZVS-QRC 的谐振阶段, 这时有源开关 S 上的电压 u_s 并未下降到零。当有源开关上的电压 u_s 在 $t=T_4$ 时刻下降到零时, 使有源开关 S 导通, 电路完成了一个工作周期。

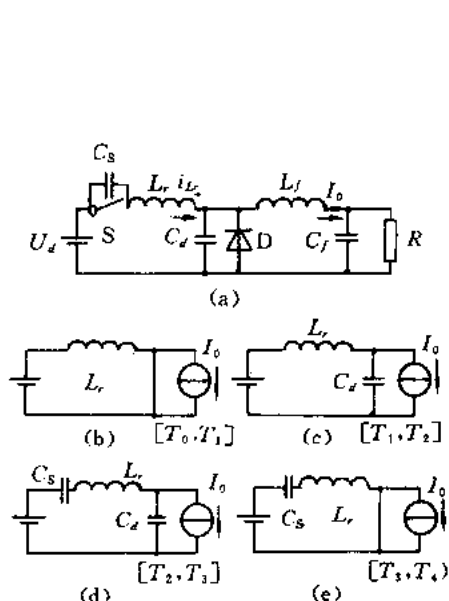


图 6.14 Buck ZVS-MRC 及其等值电路
(a) 电路图; (b)~(e) 等值电路

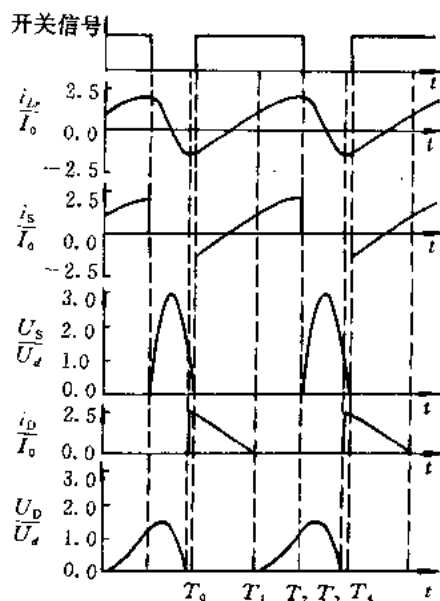


图 6.15 对应图 6.14 的工作波形
(S 开关电流双向流动)

该电路的工作波形示于图 6.15。从上述三种电路分析可知, 谐振开关电路很好地解决了有效地降低和消除器件的开关损耗, 使得 ZCS-QRC 的实际工作频率达到 $1 \sim 2\text{MHz}$, ZVS-QRC 的实际工作频率达到 10MHz , ZVS-MRC 的实际工作频率达到 20MHz 。但器件的电压或电流应力都比 Buck 电路大, 这是一个缺点, 也是应用中一个重要的限制因素, 值得进一步研究。

6.4 谐振开关技术的发展

三种基本的 Buck 谐振开关都存在着开关器件上电压和电流应力大的缺陷, 特别是对于目前电压定额还比较低的高频场控器件的应用, 这是一个严重的限制。因此, 降低器

件的应力,特别是电压应力也是国内外都非常关注的一个问题。一个更加合理的解决方案是同时利用谐振开关中器件的开关损耗很微小和硬开关 PWM 中器件的电压和电流应力小的特点,来构造一种所谓软开关 PWM。因此,软开关 PWM 技术同谐振开关技术是有差别的。这种软开关 PWM 技术包括下面两个核心内容:

- (1) 在电路开关器件发生状态转换时,开关器件工作于零电压或零电流条件下。
- (2) 当开关状态转换完毕之后,器件工作于硬开关 PWM 状态下。

这样一来,在实际应用中,就可以不采用像谐振开关电路中所采用的调频控制方案,而采用高频脉宽调制方式。目前,这一研究题目已成为现代电力电子技术领域中一大热门课题,而且取得了令人瞩目的成果。

1985 年美国弗吉尼亚工学院李泽元教授提出的谐振开关技术是在研究 DC/DC 变换器过程中发展起来的。这种谐振开关的原理也可以应用于 DC/AC 变换器。1986 年美国威斯康星大学的 D. M. Divan 教授提出了“谐振直流环逆变器(谐振环)的概念”,这对于谐振开关技术应用于 DC/AC 变换器领域起了很大的推动作用。谐振环的原理是把原先具有恒定直流电压的母线变成一个高频直流脉动或高频交流母线,从而在母线上出现电压(或电流)过零现象,挂在这样母线上的逆变器中的开关器件在同步信号的控制下,则能实现零电压或零电流条件下的开通和关断。近几年,这种谐振环逆变器电路有了很大的发展。需特别提出的是 1991 年 Jung, G. Cho 等人提出的“新型并联谐振直流环软开关 PWM 变换器”是一种比较理想的拓扑结构。

从原理上看,母线电压被限制在直流电源电压下,挂在母线上的逆变器中的所有开关器件都能满足零电压或零电流开关条件,此外,在控制上可实现脉宽调制,功率适用范围在 20~200kW,而且可构成对称电路实现功率的双向流动,并可对整流器和逆变器同时实施软开关 PWM 技术。下面介绍有关的进展,以拓宽读者的思路 and 提供研究线索。

(一) 离线桥式零电压多谐振开关 DC/DC 变换器

这是在半桥或全桥式逆变电路中引进零电压多谐振开关技术而产生的一种变换器,其原理电路示于图 6.16。该电路吸收了所有开关器件上的结电容作为谐振电容,而谐振电感 L_r 吸收了线路电感和变压器漏感,构成了零电压多谐振开关变换器。有源开关上反并联二极管起到了电压箝位作用,从而使有源开关上的电压峰值不超出直流电源电压,如图 6.17 所示。国内外利用该电路达到的技术指标,如表 6-1 所示。

表 6.1 离线半桥式零电压多谐振开关 DC/DC 变换器技术指标

指标 \ 国别	国外	国内
输入直流电压范围/V	150~350	150~350
调频范围/MHz	1.7~10	0.9~2.9
输出功率/W	100	100
效率×100	81.6	74(实验室样品)

指标	国别	国外	国内
功率密度/ $\text{W} \cdot \text{in}^{-3}$		30	—

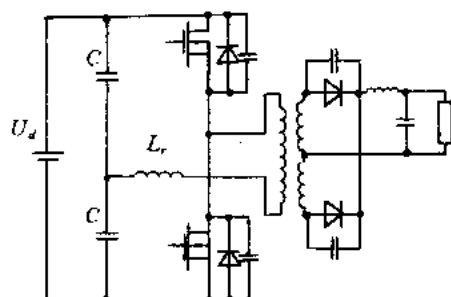


图 6.16 离线半桥式零电压多谐振开关变换器原理电路

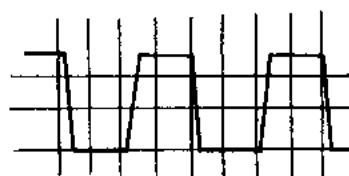


图 6.17 图 6.16 中 VDMOS 管上的电压波形(100V/格, 0.2μs/格)

为利用该电路达到输出恒压的目的,需控制开关的频率,因此这种控制方式对变压器的设计、滤波以及抑制电磁干扰都增加了困难。

(二) 双管谐振开关单元

双管谐振开关单元拓扑结构有多种,图 6.18 示出其中的一种。 S_1 和 S_2 为有源开关, $D_1 \sim D_4$ 为无源开关,其上的电容($C_1 \sim C_4$)包括了开关元件的结电容,谐振电感 L 吸收了线路的杂散电感,谐振单元的输出从 b 点引出。从工作原理上看,该电路的特点是,输出端电压 u_b 的峰值被箝位在 U_d 电压值下,其波形类同于硬开关 PWM,脉宽可调,而且双管谐振开关单元内的所有开关均工作于零电压条件下。但是,该谐振单元仍存在电流应力问题。它可以应用于 DC/DC 变换器,也可以作为谐振环应用于 DC/AC 变换器,如图 6.19 (a)和(b)所示。

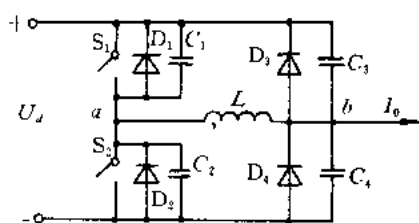


图 6.18 双管谐振开关单元

该电路工作原理,读者可以自己分析,分析时需注意其工作特点:(1) 有源开关均在其上反并联二极管导通期间加上激励信号,因此可以保证有源开关在零电压条件下开通;(2) 有源开关在零电压下关断是在起缓冲作用的电容帮助下实现的。

(三) 谐振环

前面所提到的基本谐振开关都是以 Buck 电路为基础,其实也可以构成 Boost 谐振开关。所谓带电流预置的谐振直流环和有源电压箝位的谐振直流环均以 Boost 谐振开关为基础。谐振环可分两大类,谐振交流环和谐振直流环,它们都可以有串联和并联两种形式,如表 6.2 所示。一般谐振交流环所用的开关器件数比与其相对应的谐振直流环的多一倍。目前,研究和应用比较广的是谐振直流环。下面

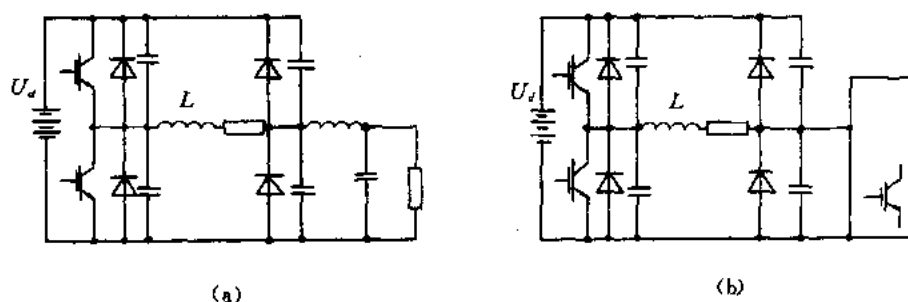


图 6.19 双管谐振开关单元的应用
(a) DC/DC 变换器; (b) DC/AC 变换器

就有关问题作些阐述。

表 6.2 谐振环类型

环路类型	谐振形式	拓扑结构	所用开关器件	电路特点
谐振交流环	并联			零电压
	串联			零电流
谐振直流环	并联			零电压
	串联			零电流

1. 谐振直流环的工作原理

谐振直流环的最基本拓扑结构,如图 6.20 所示。这实质上是在 Boost 电路的基础上,增加了谐振槽路(L, C),使得输出直流环路上出现周期过零的高频脉动的直流电压。其电路工作过程简述如下:

(1) $[0, T_1]$ 阶段。此前,电容电压已回零。在 $t=0$ 时刻, Q 管在零电压下开通。这时,电感电流 i_L 线性增加,其中 $(i_L - I_0)$ 部分流入 Q 管。在 $t=T_1$ 时刻, i_L 达到 $(i_L - I_0) = I_K$

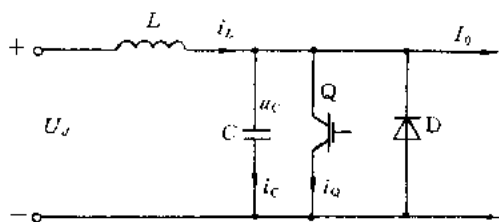


图 6.20 谐振直流环的基本拓扑

时,使 Q 管关断。

(2) $[T_1, T_2]$ 阶段(谐振)。Q 管一旦断开,电路就进入 LC 谐振阶段,直到电容电压 u_c 回零为止。

(3) $[T_2, T_3]$ 阶段。 u_c 一旦回零,二极管 D 自动导通,电容电压被箝位在零电压。这时期内,电感电流 i_L 也是线性增加。需注意的是, Q 管可以在这一时期内任一时刻被加上激励信号而在零电压下开通。

在这里,重要的是必须保证电容电压 u_c 能过零,否则 Q 管将失去零电压开通条件,这也就是上述分析中所提到的,要求 $(i_L - I_o)$ 达到一定的差值 I_K ,方能断开 Q 管,以补充谐振过程中所消耗的能量。其电路工作波形示于图 6.21,所拍摄的直流母线电压波形示于图 6.22。从上述分析可知,这样就为挂在谐振直流环上的逆变器中的开关元件提供了零电压开关的条件。

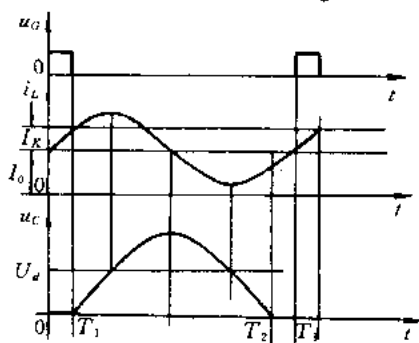


图 6.21 谐振直流环基本电路的工作波形



图 6.22 谐振直流环路电压波形(示波图)

2. 有源电压箝位的谐振直流环

谐振直流环的基本拓扑的环路峰值电压超过直流输入电压至少两倍以上,如果 $(i_L - I_o)$ 差值过大,峰值电压还要增高,这是一个很大的缺点。图 6.23 给出的有源电压箝位的谐振直流环拓扑可在一定程度上缓解这个问题,但并没有使问题得到圆满的解决。该电路在谐振直流环基本电路的基础上,增加了由 C_1 , Q_1 和 D_1 元器件构成的电压箝位电路,从而使环路电压峰值被箝位在 kU_d 。其电压示意波形表示在图 6.24。通常, k 值可控制在 $(1.3 \sim 1.8)$ 范围内,开关频率为几十千赫,输出功率可达几十千瓦。已有报导,利用该电路,在三相 440V 输入电压下,使用 100A/1200V IGBT 时输出容量为 30kVA,开关频率达 65kHz,环路电压被限制在 850V, k 值接近 1.3。其电压箝位过程如下:当 u_c 略超过 kU_d 时,二极管 D_1 被打通,于是 u_c 被箝位在 kU_d 。箝位时期结束,电路返回谐振工作状态。

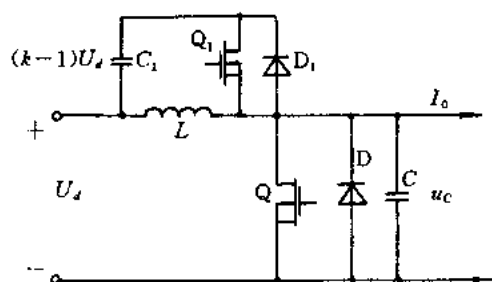


图 6.23 有源电压箝位的谐振直流环拓扑

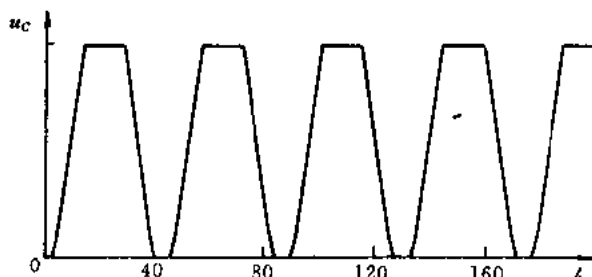


图 6.24 有源电压箝位的谐振直流环路电压示意波形

3. 新型并联谐振直流环拓扑

其原理电路表示在图 6.25, 其电路工作波形示于图 6.26。该电路比基本电路多了两个有源开关和两个无源开关。该电路的工作过程如下:

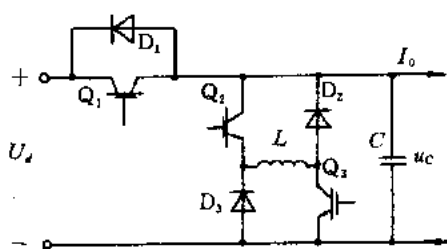


图 6.25 新型并联谐振直流环拓扑

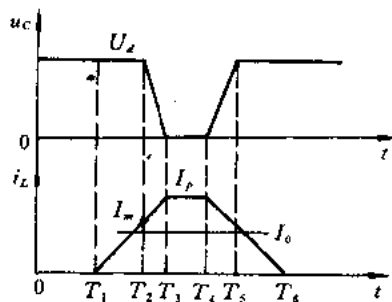


图 6.26 对应图 6.25 的工作波形

(1) $[0, T_1]$ 阶段。在 $t=0$ 时刻, Q_1 管在零电压下导通, Q_2 和 Q_3 处于关断状态, 则电路由直流电源供电, Q_1 管流过负载电流 I_0 , 环路电压为 U_d 。这种状态一直维持到 Q_2 和 Q_3 管同时开通为止。

(2) $[T_1, T_2]$ 阶段。在 $t=T_1$ 时刻, Q_2 和 Q_3 管在零电流条件下开通, 电感中电流 i_L 线性增加, 直到 Q_1 管断开为止, 这时 i_L 达到预设的 I_m 值。在这期间, 环路电压 u_c 仍为 U_d , 负载电流仍由直流电源提供。

(3) $[T_2, T_3]$ 阶段。在 $t=T_2$ 时刻, Q_1 管在零电压条件下关断, Q_2 和 Q_3 管仍导通, 此时负载电流由谐振电容提供, 同时谐振电容向谐振电感 L 释放能量。于是, 电路进入谐振状态, 谐振电容上电压 u_c 按振荡规律下降, 电感中电流 i_L 仍继续上升, 直到 $t=T_3$, $u_c=0$, 即环路电压为零止。

(4) $[T_3, T_4]$ 阶段。在 $t=T_3$ 时刻, u_c 电压下降到零, 电感中的电流 i_L 达到最大值, 尔

后就自动地通过两条续流通道(Q_2 和 D_2 , Q_3 和 D_3)流通,而保持该值不变。这时,对逆变器的控制,应使负载电流通过逆变器自身续流,在这期间,环路电压 u_c 保持在零电压,逆变器也在这期间做好工作状态转换的准备(零电压条件下进行),同时预测下一个工作状态的负载电流值。

此时,非常值得注意的是,环路保持零电压的时间是可以控制的,即看何时将 Q_2 和 Q_3 管同时打开,而在这之前, Q_2 和 Q_3 管是一直导通的。这就为实现软开关 PWM 的控制提供了条件。

(5) $[T_4, T_5]$ 阶段。为了使 u_c 电压回升,在 $t=T_4$ 时刻同时断开 Q_2 和 Q_3 管,而且是在零电压条件下进行的,这时,电感 L 通过 D_2 和 D_3 同电容 C 发生谐振, u_c 电压回升,同时向负载提供能量,直到电容器上的电压达到 U_d 。

(6) $[T_5, T_6]$ 阶段。当电容器上电压 u_c 稍超过 U_d , Q_1 管上的反并联二极管就在零电压下开通,电感中所储存的能量除供负载外,剩余的都返回电源,电感中电流下降到零,这时 D_1 管也自动关断,至此,电路完成了一个工作周期。

从上面分析可知,该电路的特点是,环路电压被限制在直流电源电压下,环路上的脉冲电压宽度可调,脉冲位置可变,如果逆变器挂在这个环路上,则能实现软开关 PWM 控制策略。

为了增大挂在谐振环路上逆变器的 PWM 输出功率,而把集中的谐振电容 C 分散到逆变器各个开关管上(如图 6.27 中的 C_0),实现了逆变器上的每一个有源开关都工作在软开关条件下。这样一来,由于新型并联谐振环同逆变桥上每一个有源开关都在软开关条件下工作,逆变器的 PWM 输出容量可以进一步扩大,预计可达到 200kW。

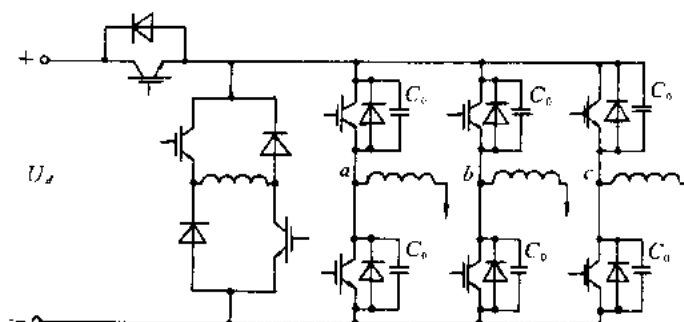


图 6.27 具有分布谐振电容的并联谐振环逆变器原理电路

综合以上分析可知,谐振开关技术被广泛地引入到逆变器工作中,标志着最新一代逆变器登上了历史的舞台。这种软开关技术也可以应用于网侧变流器,从而构成一个比较理想的功率双向流动的变流系统,如图 6.28 所示。目前这种变流系统越来越引起人们的关注。所谓“理想变流系统”系指:网侧的电压和电流呈正弦波,功率因数为 1;负载端电压和电流波形也呈正弦形状;系统中开关频率超过音频段,实现低噪声运行;系统中所有开关元件均工作在软开关状态,且应力小,实现了低 EMI 运行;功率双向流动;系统处于高效率运行状态。

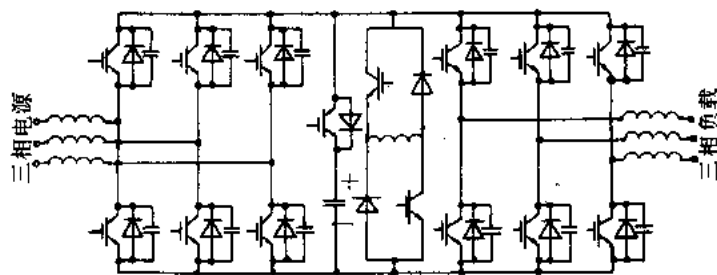


图 6.23 较理想的功率双向流动的变流系统

思考与练习六

- 6.1 谐振开关工作的特点是什么？
- 6.2 试分析谐振开关电路的优缺点。
- 6.3 何谓软开关和硬开关？
- 6.4 试分析图题 6.4 两个电路在工作原理上的差别，并指出它们的异同点。

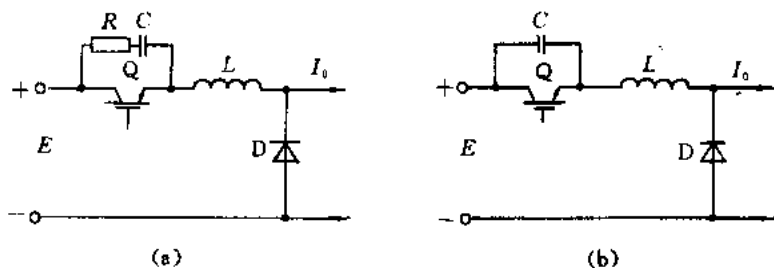


图 题 6.4

- 6.5 为什么谐振环电路更多地采用并联形式？
- 6.6 试定量分析零电流开关电路。
- 6.7 试定量分析零电压开关电路。
- 6.8 为什么在全波模式零电流开关电路中，Q 管上的电压 u_s 出现如图题 6.8 所示的波形？[参看本章图 6.8(b)。]
- 6.9 试说明，在零电压多谐振开关电路中，为什么二极管回零时刻比电容器上电压回零时刻提前？(参看本章图 6.15 工作波形图。)
- 6.10 为什么谐振交流环所用的开关元件比谐振直流环的多？
- 6.11 软开关 PWM 的含义是什么？
- 6.12 试简述谐振环逆变器的应用前景。
- 6.13 试分析双管谐振开关单元的工作原理。

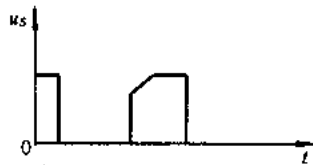


图 题 6.8