

# 移相全桥串联谐振高压充电电源电路分析

李超杰 罗忠省 北京无线电测量研究所 (北京 100039)

**摘要:**本文提出了一种移相全桥串联谐振高压充电电源电路,它具有恒频、零电流开关、稳定度高、纹波小等特点,给出了该电路一定工作模式下的理论分析,并用 PSPICE 进行了仿真实验。

**叙词:**串联谐振 充电 移相

## 1 引言

自从开关电源问世以来,经历了 PAM、PWM、PFM、移相 PWM 及各种软开关拓扑电路等阶段。在高频高压直流开关电源领域,高频高压变压器本身固有的漏感大、折算到初级的分布电容很大的特点,以及高压滤波电容折算到初级的容量也相当的大特点,使得 PWM 硬开关型式高压电源的高频功率开关管承受很大的电流及电压应力。吸收电路的损耗大。电路产生的 EMI 也大。自串联谐振电路被引入到高压电源领域以来,以其零电流开关,低 EMI,低开关损耗,变压器漏感被吸收为谐振电感等优点,已得到了越来越广泛的应用。随着应用的广泛,以及对电源性能需求的提高,高压串联谐振变换器的缺点在某些应用领域已渐显露出来。

a. 由于串联谐振电路采用的是固定脉宽、频率可变的控制方式,在高压电源中,频率变化范围从几十 Hz 到几十 kHz,当频率在 16kHz 左右时,刺耳的噪音使人非常难受。因此,人们总是希望将开关频率固定或频率变化范围较小。

b. 传统串联谐振高压电源的调压或调功将伴随着电源的某些性能指标的降低。比如电源输出电压稳定度降低或输出电压纹波增大。

c. 在高压串联谐振充电电源中,当高压储能电容或高压滤波电容容量较小和系统重复工作频率较高时,当电源输出电压接近额定输出电压时,单次固定脉宽串联谐振充电使负载电容上增加的电压超过额定输出电压的稳定度指标。当降低单次固定脉宽串联谐振充电负载电容上的电压增幅,则可能又不满足较高的系统重复工作频率。

从上述三点出发,一个较理想的电路拓扑的工作方式是开关频率固定,当电源输出电压接近额定输出电压时,单次串联谐振充电负载电容上电压的增量要逐渐减少,当电源输出电压不接近额定输出电压时,单次串联谐振充电负载电容上电压的增量要最大。

本文基于上述想法提出了一种移相全桥串联谐振电路。它具有恒频、零电流开关、稳定度高、纹波小等特点。

## 2 电路形式

电路形式如图 1 所示。

它是由两个串联谐振全桥逆变器通过输出高频高压变压器的次级串联然后再整流滤波组成的。它的每一路全桥的驱动信号方式和单路全桥串联谐振变换器的驱动信号方式一样,两路全桥之间相对应的桥臂的驱动信号相差一段时间。

## 3 电路工作原理的稳态基本分析

为了简化分析,分析时假定:(a)电路的元件都是理想的,即电路无损耗;(b)变压器模型采用简化等效电路模型,考虑分布电容的影响;(c)电路工作于不连续导电模式,即工作频率等于谐振频率的一半;(d)忽略变压器次级电压变化对初级的影响;(e)电路的 Q 值不大。

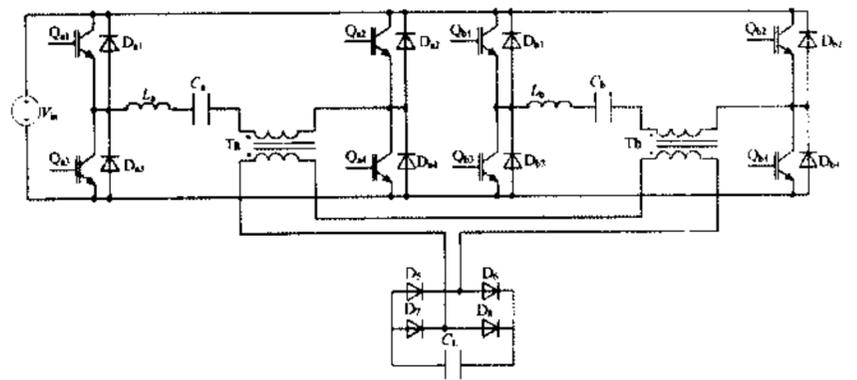


图 1

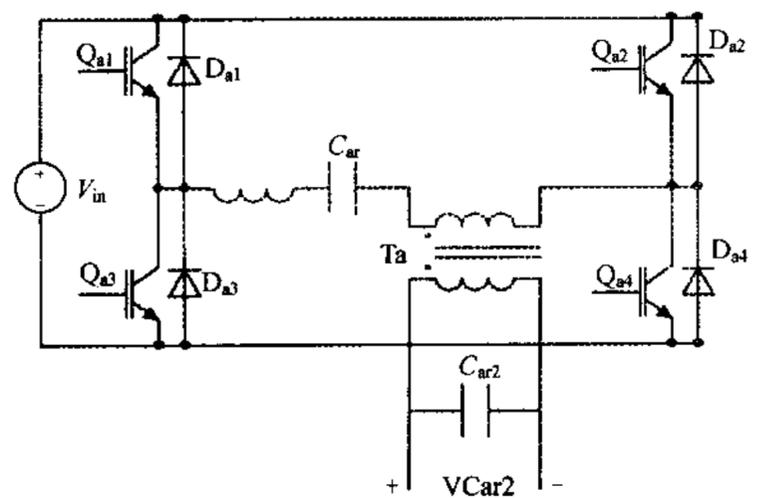


图 2

(1)a 路(超前路)全桥串联谐振等效电路如图 2 所示:把  $C_{ar2}$  折算到变压器初级,基本电路变为如图 3 所示:

其中,  $C_{ar1} = n^2 C_{ar2}$ ,  $V_{ar1} = V_{ar2}/n$ ,  $n$  为变压器  $T_a$  的变比。由电路的状态方程得到(限于篇幅,推导省略):

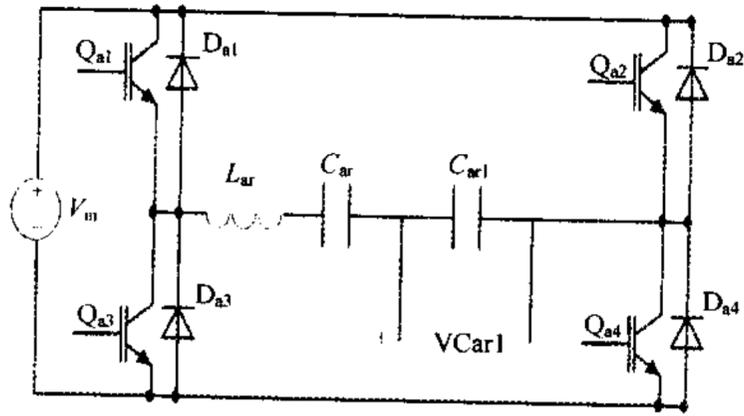


图 3

$$V_{Car}(t) = \frac{2C_{ar1}}{C_{ar1} + C_{ar}} V_{in} |\sin\theta| \sin\theta \quad (1)$$

$$V_{Car1}(t) = \frac{2C_{ar}}{C_{ar1} + C_{ar}} V_{in} |\sin\theta| \sin\theta \quad (2)$$

$$V_{Car2}(t) = \frac{2C_{ar}}{C_{ar1} + C_{ar}} nV_{in} |\sin\theta| \sin\theta \quad (3)$$

式中

$$\theta = \frac{\omega(t - t_0)}{2}, 0 \leq \theta \leq 2\pi$$

(2)b路(滞后路)

假设滞后路滞后超前路的角度为  $\beta$  ( $\beta = \omega \cdot \Delta t$ ,  $\Delta t$  为两路的时间差), 则类似超前路的推导过程结果, 有:

$$V_{Cbr}(t) = \frac{2C_{br1}}{C_{br1} + C_{br}} V_{in} |\sin(\theta - \beta)| \sin(\theta - \beta) \quad (4)$$

$$V_{Cbr1}(t) = \frac{2C_{br}}{C_{br1} + C_{br}} V_{in} |\sin(\theta - \beta)| \sin(\theta - \beta) \quad (5)$$

$$V_{Cbr2}(t) = \frac{2C_{br}}{C_{br1} + C_{br}} V_{in} |\sin(\theta - \beta)| \sin(\theta - \beta) \quad (6)$$

式中,  $0 \leq \theta \leq 2\pi, 0 \leq \beta \leq \pi$ 。

设  $C_{ar} = C_{br} = C_r, C_{ar1} = C_{br1} = C_{r1}, C_{ar2} = C_{br2}$ , 则根据移相全桥串联谐振电路的结构有:

$$\begin{aligned} V_0 &= V_{Car2} + V_{Cbr2} \\ &= nV_{in} \frac{2C_r}{C_{r1} + C_r} [|\sin\theta| \sin\theta + |\sin(\theta - \beta)| \sin(\theta - \beta)] \quad (7) \end{aligned}$$

式中,  $0 \leq \theta \leq 2\pi, 0 \leq \beta \leq \pi$ 。

#### 4 电路的 PSPICE 仿真

(1) 仿真电路原理图如图 4 所示。

(2) 仿真结果如图 5 所示。图中实线为仿真结果。横坐标轴表示超前路与滞后路的时间差, 纵坐标轴表示电路的输出电压。

#### 5 电路分析与 PSPICE 仿真结果比较

为了和仿真结果进行比较, 参照了仿真电路的元件参数, 根据式 (7) 理论分析, 用 MATLAB 语言编制的程序给出的结果如图 5 中的虚线所示。

由图中可以看出, PSPICE 仿真和理论分析, 结果相当一致。

### 6 结论

从图 5 关系曲线图中可知:

(a)  $V_{car2}$  和  $V_{cbr2}$  的叠加或即输出电压  $V_0$  和超前桥与滞后桥的差角即移相角  $\beta$  的关系近似为分段余弦的关系。 $0 \leq \beta \leq 0.5\pi$  为一段,  $0.5\pi \leq \beta \leq \pi$  为一段。

(b) 在  $0 \leq \beta \leq \pi$  的范围内, 输出电压幅度的变化是单调递减的。这就是全桥移相调压稳压的依据。

(c) 从控制品质和效率角度, 工作输出电压宜在最大输出电

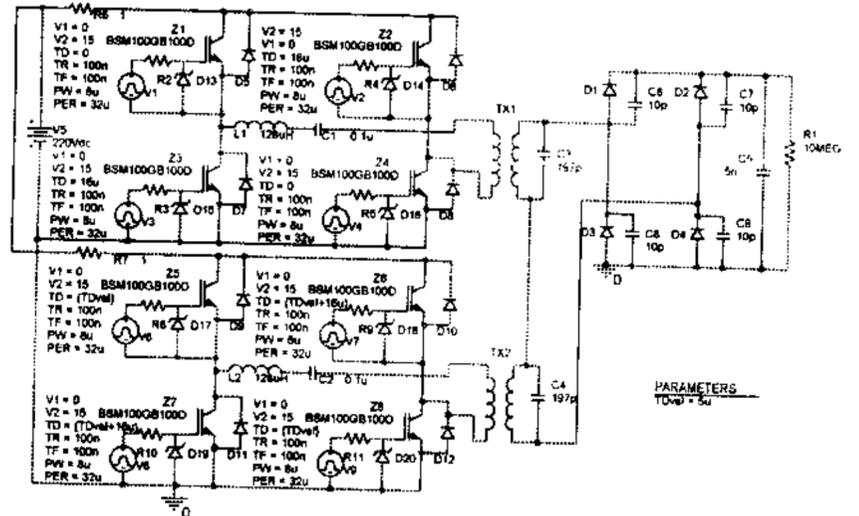


图 4

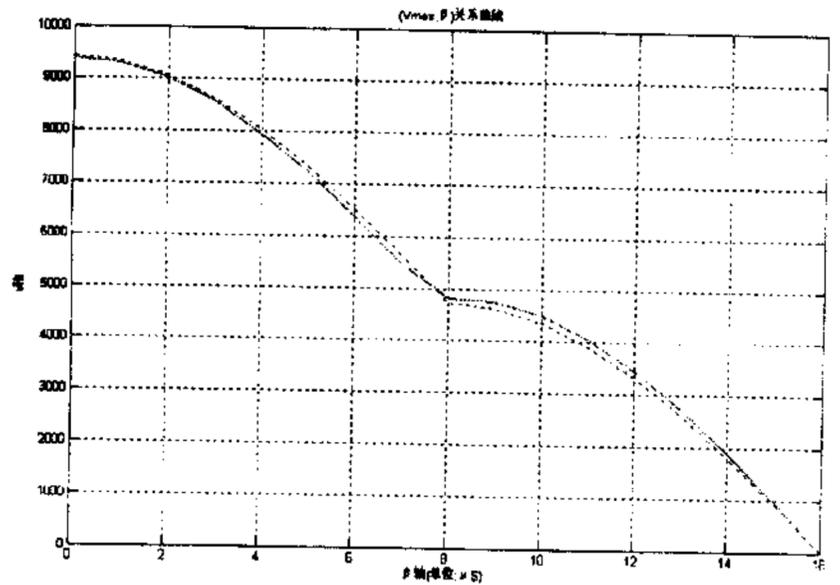


图 5

压的 0.7~0.9 倍之间。

#### 参考文献

- [1] 《高频功率电子学》蔡宣三、龚绍文著, 科学出版社。
- [2] 《直流开关电源的软开关技术》阮新波、严仰光著, 科学出版社。
- [3] Aaron C. Lippincott, Robert M., "A Capacitor-Charging Power Sup

(下转第 465 页)

关于低通滤波器的设计,着重指出如下几点:

- (1) 必须考虑共模和串模两种传导干扰的抑制。
- (2) 必须是负载情况下的插损。

目前商家给出的插损都是为  $50\Omega$  匹配阻抗测试系统的值。实际滤波器的输入输出

阻抗是复杂的,设计和选用时必须充分考虑。实践表明,在真实负载下,商用滤波器的实际插损比给定值低。

(3) 滤波器的安装质量对衰减特性影响很大,只有正确安装,才能获得预计的衰减特性。

1) 滤波器必须良好屏蔽,屏蔽体与电源良好搭接。

2) 输入滤波器应装在输入口处,输出滤波器应装在输出口处,并远离内部电磁发射很强的变压器、电感器、功率开关等。若允许的话尽可能作为一个独立部件与电源合理连接。

3) 滤波器的输入、输出线不能交叉,应采用屏蔽线或相互间设置屏蔽层。

(4) 滤波器内部的元件,自身要进行良好的电磁屏蔽和接地处理,以免流过滤器接地导线的短路电流造成有害电磁辐射。

(5) 滤波电感的铁芯最好采用罐型或环型,若用其他形状可加短路环或磁屏蔽。线圈采用单层或分段式绕法,小电流时可采用蜂房绕制的多层线圈。共轭电感不能采取双线并绕,应是对称的 2 个独立线圈。

(6) 应选高频特性好的电容器。

(7) 必要时可采用有源低通滤波器。它具有功率大、有效抑制带宽大、体积小的特点。

## 2.3 屏蔽

屏蔽是减小电磁辐射及感应的有效措施,它分电屏蔽、磁屏蔽和电磁屏蔽三种。屏蔽效果以屏蔽效能 SE 来衡量,以分贝数表示。

$SE = 20\log_{10}(E_2/E_1)$  对于电场,  $SE = 20\log_{10}(H_2/H_1)$  对于磁场

$E_1$ 、 $E_2$  分别为屏蔽前后的电场,  $H_1$ 、 $H_2$  分别为屏蔽前后的磁场

关于屏蔽的理论、材料及保证屏蔽有效性的措施,着重指出以下几点:

(1) 开关电源干扰频谱集中在低频段(30MHz 以下),  $\lambda/2\pi > 1$ , 因此主要是近场性质的电磁场,且属低阻抗场。

(2) 从场的观点看,电屏蔽实质是将干扰源发出的电力线终止于屏蔽体。从电路的观点分析,屏蔽体起减小干扰和感受体间的电容的作用。

良好的电屏蔽应注意:

1) 屏蔽体良好接地,接地电阻一般小于  $2\text{m}\Omega$ ,严格场合要求小于  $0.5\text{m}\Omega$ 。

2) 屏蔽体的接地点应靠近被屏蔽的低电平接地点。

3) 采用盒形,尽量无孔、无缝隙。

4) 材料选用良好导体,如铜、铝,必要时镀银。

(3) 对于低频磁场,主要是用高导磁材料的低磁阻特性起磁分路作用,对于高频磁场可利用涡流屏蔽。开关电源的发射频谱较宽,两者均可利用,例如铁壳导磁屏蔽,短路铜环等。磁屏蔽体的接缝应与壁内磁道的方向平行。通风孔不应减小磁路面积和增加磁路长度。

(4) 除了整个电源的电磁屏蔽外,要充分考虑对开关电源内部产生电磁干扰的器件,例如变压器、电感器、功率器件等,采取有效的屏蔽措施,并合理布局、走线,这既可以减小整个电源的辐射,也可以减小感应引起的传导发射。电源输入输出应采用穿心电容或屏蔽插头座。输入、输出线采用绞线,必要时再加屏蔽。

(5) 充分注意泄漏对屏蔽效能的影响。泄漏的通道有接缝、门、盖板、通风孔、孔洞、非均匀表面等。

(6) 开关电源既要电磁屏蔽又要散热。散热不好将严重影响可靠性,据有关可靠性资料介绍,内部温升每增加  $10^\circ\text{C}$ , MTBF 值约减小一半。也有资料介绍,工作在  $25^\circ\text{C}$  环境下的电源,其 MTBF 值为工作在  $85^\circ\text{C}$  环境下的 15 倍。因此屏蔽与散热必须综合考虑。

## 参考文献

- [1] 关于对六种进口产品实施电磁兼容强制检测的通知,国家出入境检验检疫局和对外经济贸易合作部联合下达,1999 年 1 月。
- [2] 叶治政等:开关稳压电源,高等教育出版社,1993 年 12 月。
- [3] 张惠等:电源大全[M],西南交通大学出版社出版,1993。

(上接第 470 页)

ply Using A Series-Resonant Topology, Constant On-Time/Variable Frequency Control, and Zero-Current Switching

## 作者简介

李超杰,男,高级工程师,主要从事雷达发射机系统及高压电源的研制工作。

罗忠省,男,研究员,室主任,主要从事雷达发射机系统及高压电源的研制工作。