

# 一种半桥串联谐振低纹波高稳定度开关电源

吕富勇 崔海安 胡中兵 南京船舶雷达研究所(南京 210003)

**摘要:**介绍一种串联谐振低纹波高稳定度开关电源的工作原理;采用合适的滤波设计及补偿网络达到低纹波高稳定度的要求。重点分析了半桥串联谐振电路休止期低频振荡的产生及影响,以及如何通过设计变压器参数减小该影响;并对一些关键电路进行了介绍。

**叙词:**低频振荡 休止期 低纹波

## 1 前言

随着磁控管在脉冲多谱勒天气雷达发射机中的应用,对高压电源的稳定度、纹波、可靠性及体积、重量等都提出更高的要求。对串联谐振式高压电源设计中碰到的低频振荡以及降低输出纹波的介绍,目前国内这方面的文章很少。本文介绍的低压纹波高稳定度开关电源,采用 PFM 控制的半桥串联谐振逆变电路,开关管工作在零电流状态,具有开关应力小、效率高、纹波中尖

刺少及不怕负载短路的优点。选用日本三菱公司的 IGBT(CT60-20M)作为功率开关器件;精心设计功率变压器,改变变压器的初级匝数、变比等参数,克服休止期低频振荡的不利影响,减小谐振峰值电流,将变压器温升控制在 10℃ 以内,为该电源能无故障运行三年提供了保障。

## 2 工作原理

逆变电源原理框图如图 1 所示

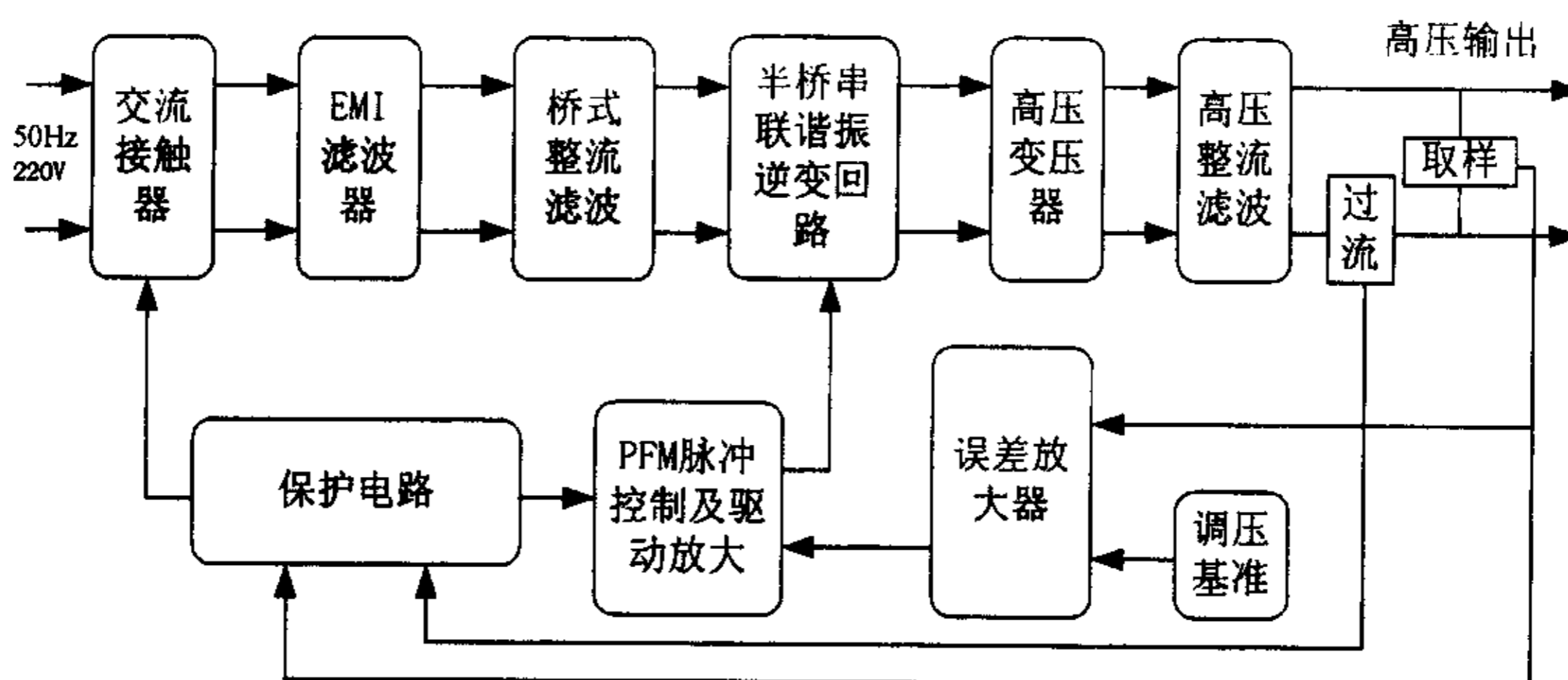


图 1 逆变电源框图

**原理简介:** 50Hz、220V 交流输入电压经交流接触器后,送入 EMI 电网滤波器阻断噪音信号,再经整流滤波变成较平滑的直流电压,作为串联谐振逆变器的输入直流电源。逆变器功率开关管在 PFM 脉冲(固定导通宽度,可变频率脉冲)控制下,将直流电压变为高频方波电压经升压、整流、滤波后输出直流高压。该高压经高压采样产生反馈信号及过压信号。反馈信号送至误差放大器与精密调压基准比较,产生控制信号控制 PFM 脉冲控制器作出调频控制稳定输出电压;过压信号送至保护电路实现过压保护功能。高压输出电流经电流采样送至保护电路进行过流保护。保护电路执行关断触发脉冲、切断交流输入及故障指示功能。

**稳压过程简介:** 当电网电压或负载电流变化时,引起输出电压变化。高压取样电路将该变化电压反馈至误差放大器与基准

电压进行比较放大后送入 PFM 脉冲控制器,对脉冲频率进行调节。若输出电压升高,则脉冲频率降低,减小占空比,降低输出电压;反之,增大占空比,提高输出电压。整个过程在反馈控制环的控制下,及时、准确的动作稳定输出电压。

## 3 半桥串联谐振电路休止期低频振荡的产生原因及其不利影响

### 3.1 半桥串联谐振电路的等效及工作过程简介

图 2(a)是半桥串联谐振电路原理简图,由于  $R_L C_3$  时间常数远远大于开关周期使得电容上的电压基本保持不变,可视为电压源,折算到变压器初级用  $V_0$  表示。图 2(b)为等效原理图,其中  $L_s$  为变压器等效漏感,  $L_p$  为变压器等效激磁电感,  $C_1$ 、 $C_2$  为谐振电容,电感  $L_1$  与漏感  $L_s$  共同组成谐振电感。(  $V_0$  为直流

输入电压,  $V_{d1}$ 、 $V_{d2}$  分别为电容器  $C_1$ 、 $C_2$  上电压)。

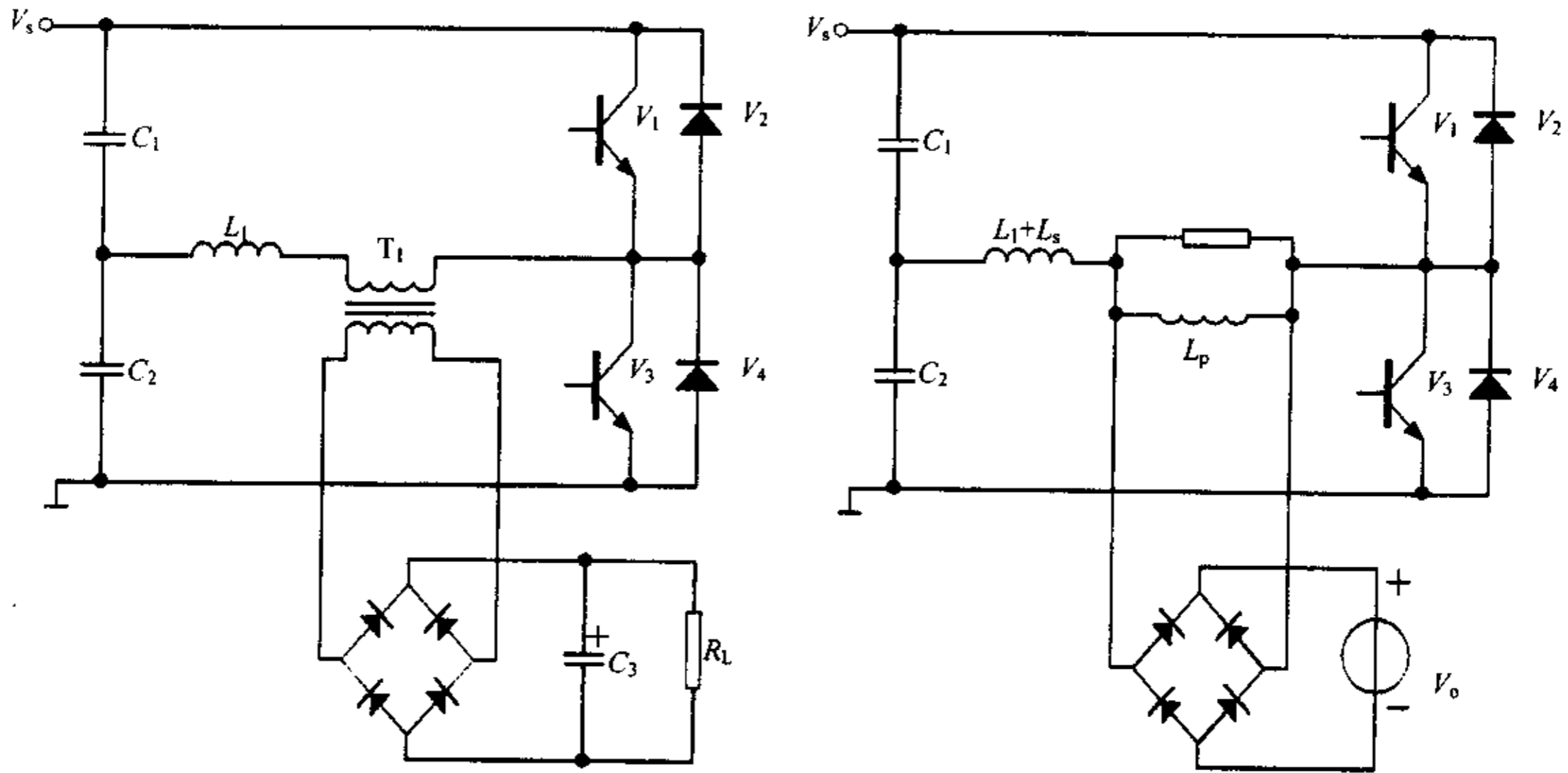


图 2(a) 半桥串联谐振电路原理图

2(b) 半桥串联谐振电路等效原理图

图 2

主回路工作过程:在  $t_0$  时刻  $V_1$  的触发脉冲到来,  $V_1$  导通  $C_1$  上的电压经过  $V_1$ 、 $T_1$ 、 $L_1$  构成的回路谐振放电形成如图 3 中  $t_0 \sim t_1$  期间的  $i(t)$  波形。  $t_1$  时刻  $V_1$  的触发脉冲截止,  $V_1$  在零电流状态下关断(实际触发脉冲截止时刻位于  $t_1 \sim t_2$  期间, 均可认为是零电流关断)。  $t_1 \sim t_2$  期间续流二极管  $V_2$  导通, 流过电流反峰, 由于续流二极管的导通压降比 IGBT 的饱和导通压降低, 使  $t_1$  时刻的  $V_{ce}(t)$  的波形上出现阶跃。  $V_3$ 、 $V_4$  的工作过程于上述  $V_1$ 、 $V_2$  类似。

4 中电流不为零, 存在低频振荡。这是因为图 4 中  $t_2$  时刻  $V_{d1} \leq 0$ , 导致  $t_2 \sim t_3$  期间续流二极管  $V_2$  非正常导通, 产生由谐振电感  $L_1$ 、漏感  $L_s$ 、变压器初级激磁电感  $L_p$  (实际变压器激磁电感为有限值, 理想变压器的激磁电感为无穷大无法构成振荡回路)、电容  $C_1$  组成低频振荡放电回路。图 3 中因为  $t_2$  时刻  $V_{d1} \geq 0$  (电容电压上正下负), 续流二极管  $V_2$  截止, 电容  $C_1$  无法振荡放电工作于正常状态。

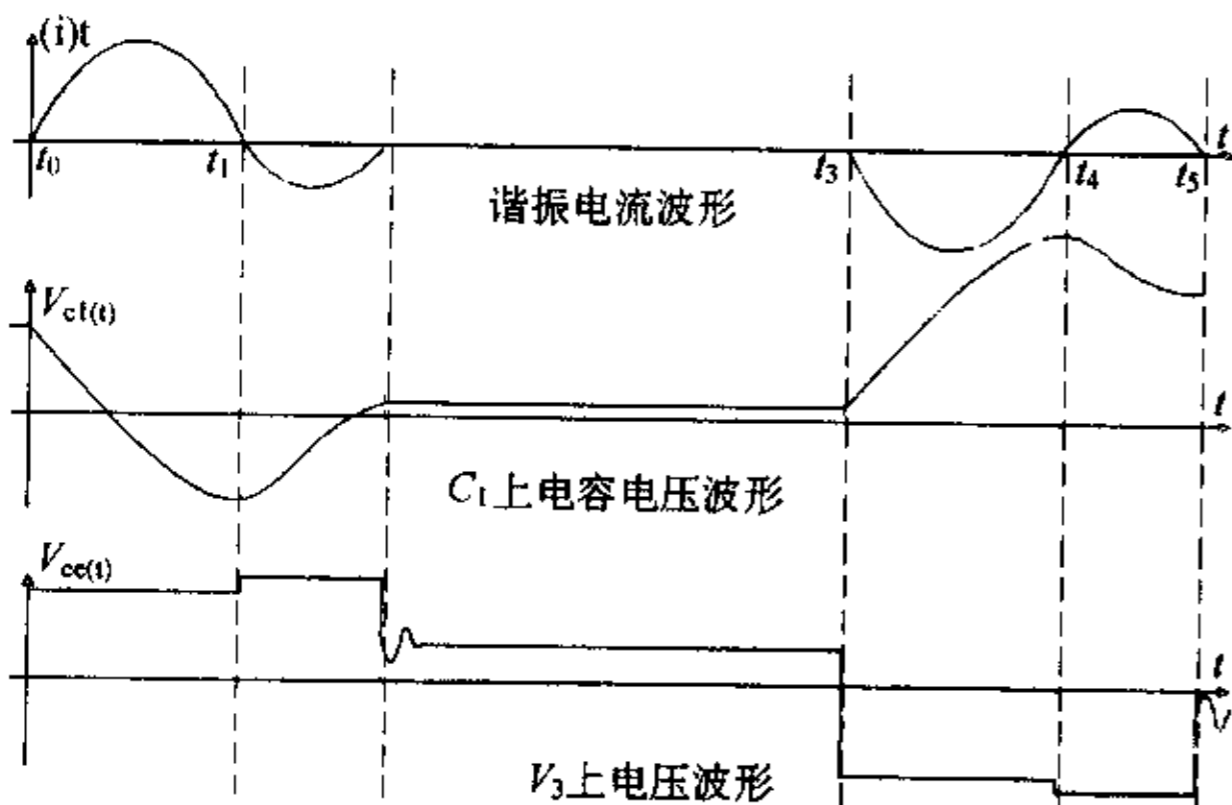


图 3 正常谐振电流、电容电压及开关管电压波形

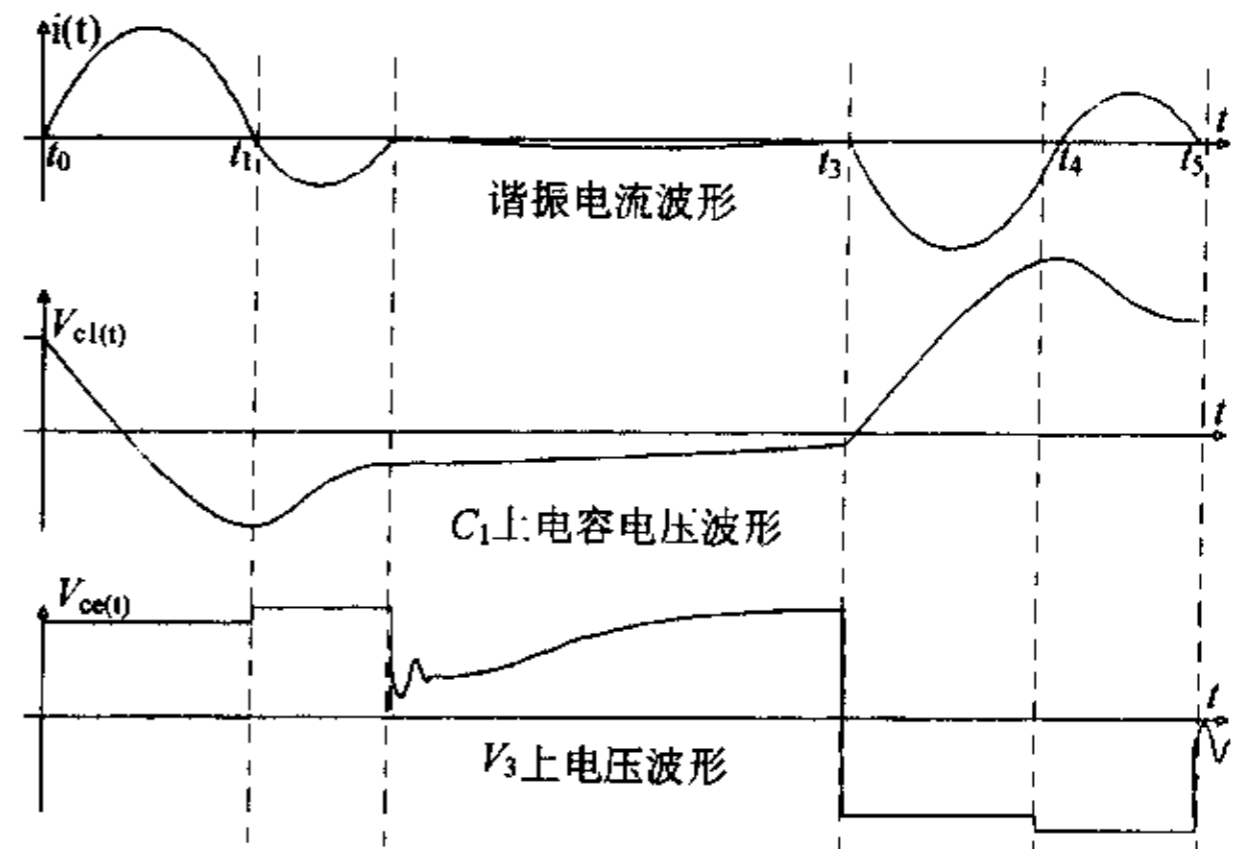


图 4 存在低频振荡时谐振电流、电容电压及开关管电压波形

### 3.2 半桥串联谐振电路休止期低频振荡的产生原因及其不利影响

比较图 3、图 4 的  $i(t)$ 、 $V_{ce}(t)$  波形, 在休止期  $t_2 \sim t_3$  期间, 图

当休止期间存在低频振荡时, 可能产生两种不利影响: 一方面, 由于休止期低频振荡使  $V_{d1}$  增大,  $V_{d2}$  减小。当  $V_3$  开通时, 下臂电流主峰比正常情况下小, 导致上下臂开通时电流主峰大小

不等,系统失去平衡,变压器出现偏磁现象;另一方面,在  $t_3$  时刻,因低频振荡续流二极管  $V_2$  处于非正常导通状态,而此刻正常下臂触发脉冲的到来使  $V_3$  迅速导通,由于续流二极管关断存在反向恢复时间,使  $V_3$  开通时发生直通损坏开关管。

#### 4 合理设计变压器参数解决低频振荡的不利影响

经过对串联谐振电路的归一化模型分析:

$$V_{ci} = V_o(1 - 2q)/2 \quad \text{其中 } q = 2V_o/V_s, 0 < q < 1$$

$$\text{当 } 0 < q \leq 0.5 \text{ 时 } \quad V_{ci} \geq 0$$

$$\text{当 } 0.5 < q < 1 \text{ 时 } \quad V_{ci} \leq 0$$

由上面的分析可知  $q$  值决定了是否出现低频振荡,由于变压器匝比影响着  $q$  值的大小,因此可以通过合理设计变压器的匝比,使  $q < 0.5$  满足不产生低频振荡的条件。但这种情况下变压器的初级电压低(最高只有  $V_s/4$ ),谐振电流峰值大,开关管的电流应力大,而且变压器的效率降低。为提高变压器的效率,通常选用较高的  $q$  值,但此时会出现低频振荡。实验表明低频振荡频率低时,休止期中电容放电少,对系统影响小;反之,电容放电多,对系统影响大。根据上述低频振荡产生机理可知,增大变压器的激磁电感  $L_p$  能有效降低休止期低频振荡频率。因此在  $q$

$> 0.5$  时,可通过合理设计变压器的激磁电感,降低低频振荡频率,减小低频振荡的不利影响。

实际高压大功率串联谐振电源中,由于采用超微晶、非晶材料的磁芯绕制变压器,变压器的激磁电感大,休止期中产生的低频振荡频率低,当  $q$  值取到 0.9 时,都能正常工作;对于中小功率串联谐振电源,通常选用铁氧体磁芯绕制变压器,变压器激磁电感小,低频振荡频率高影响较为显著,必须增大激磁电感降低休止期低频振荡的频率。(注意低频振荡频率较高时,很容易在电网升高导致休止期增大时,直通损坏开关管。)

本电源高压变压器设计参数:根据该电源输出电压 1000V,功率 550W 的特点,选用 EE70 铁氧体磁芯。虽然串联谐振电路能将变压器的漏感当作谐振电感的一部分而利用,但足够大的漏感和分布电容并存时,将使谐振电流中因出现高次谐波而略变,因此应尽可能的减小分布参数。通常采用特制骨架分段绕制高压变压器,减小分布电容,但制作骨架成本高。本电源采用次级双绕组的桥式整流叠加方案如图 5,减小了分布电容,免去特制骨架的制作,采用市场易购的骨架,降低了成本。实际变压器初级绕制 15 匝,次级每个绕组绕制 114 匝,电源起稳时的  $q$  值为 0.45。

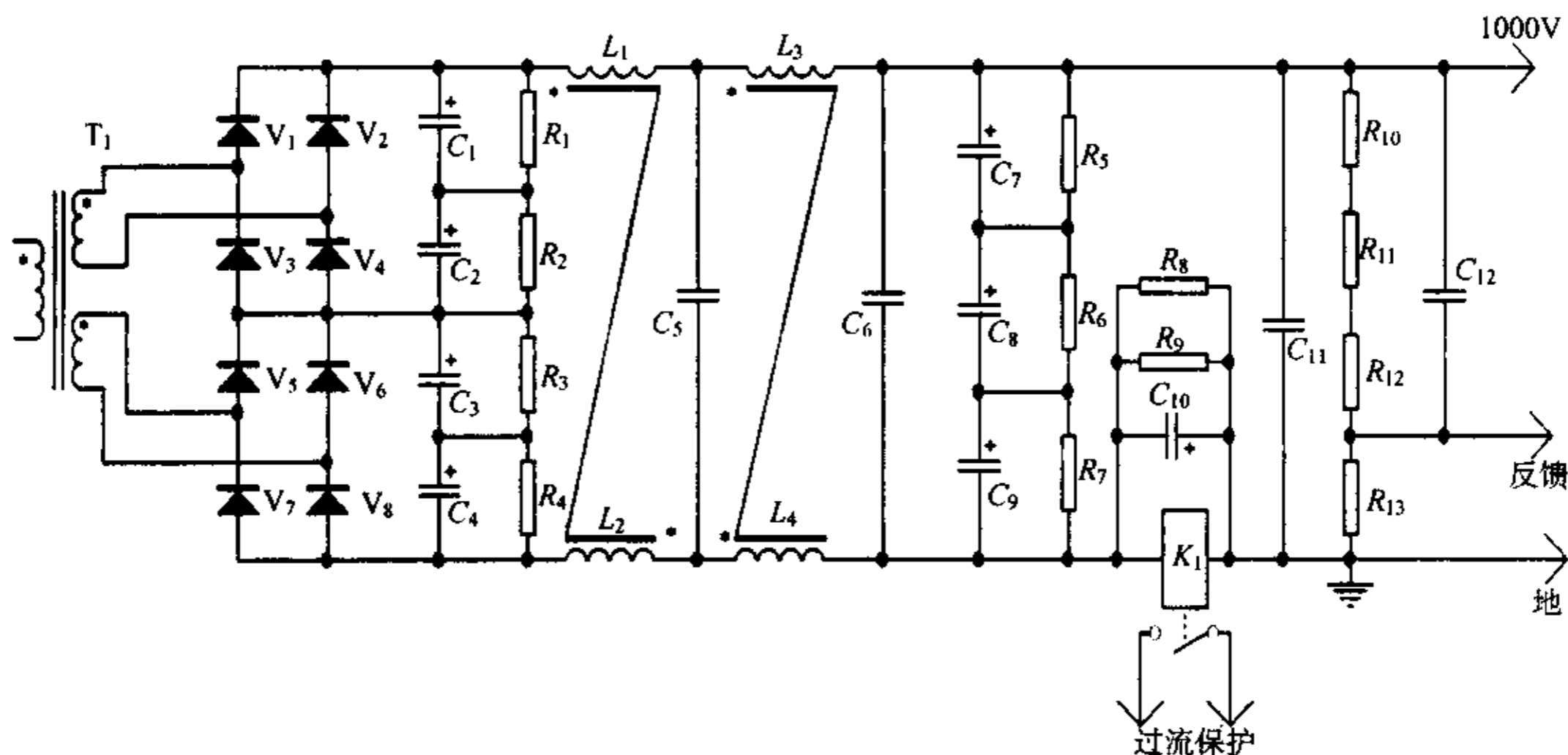


图 5 双绕组桥式整流滤波、过流采样及反馈采样电路

#### 5 滤波、过流采样及反馈电路

针对该电源输出纹波低的特点,精心设计滤波电路如图 5。 $L_1$ 、 $L_2$  为差模电感滤除反相位噪音, $L_3$ 、 $L_4$  为共模电感滤除同相位噪音, $C_5$ 、 $C_6$  为聚丙烯电容吸收高频噪音,电解电容全部采用红宝石电容。 $K_1$  为过流保护继电器,当发生过流时(设定 600mA),经过  $R_8$ 、 $R_9$  分流及电容器  $C_{10}$  滤波后产生平滑的直流电压,吸合继电器,送出过流故障。BDS 精密电阻  $R_{10} \sim R_{13}$  组成高压采样,将输出电压的变化送给误差放大器,调节输出电压实

现自动稳压。

#### 6 补偿网络的设计

采用单极点、单零点 PI 补偿网络如图 6 所示,分析图 6(a)令  $Z_1(s) = R_1$ ,  $Z_2(s) = (1/sC_1) // (R_2 + 1/sC_2)$ , ( $//$ 表示并联)网络传递函数为:

$$K(s) = Z_2(s)/Z_1(s) = G_p(1 + sT_z)/s(1 + sT_p)$$

$$\text{其中 } G_p = 1/R_1(C_1 + C_2), T_z = R_2C_2, T_p = R_2(C_1 // C_2)$$

(下转第 58 页)

预计轨道;DC-DC 变换器工作在周期运行模式下的稳定性问题等。

另外,DC-DC 变换器的混沌控制作为非线性控制理论的新分支,正成为一个很活跃的研究领域。它是建立在混沌动力学基础之上与传统的控制规则相区别的一类新的控制策略。一个混沌系统的行为是许多有序行为即周期行为的集合,但每一个有序行为在正常条件下都不占主导地位。近几年的研究结果表明:如果以适当的方法对系统中的某些参数进行微扰,就能促使该系统的输出从一种周期态向另一种周期态转变。由于混沌系统能在许多不同周期轨道中迅速转换,因此混沌控制对提高系统的瞬态响应是有利的,并且在控制上具有一定的柔性。目前,国外学者主要集中研究 DC-DC 变换器混沌产生的机理并取得了共识,而对混沌控制方法的研究,仍处于起步阶段。由此可见,对功率变换器中混沌控制方法的研究是十分重要的,它可能是提高功率变换器性能指标的新途径。如何通过混沌控制的方法避免混沌的发生,并利用混沌自身的特性来改善 DC-DC 变换器的性能指标,将是一个非常意义的研究课题。

参考文献

[1] C. K. Tse, Mario Di Bernardo. "Complex Behavior in Switching Power Converters". Proceedings of the IEEE, vol. 90, pp. 768 - 781, NO. 5, May 2002.

[2] Mario di Bernardo, Francesco Vasca, . "Discrete-Time Maps for the Analysis of Bifurcations and Chaos in DC/DC Converters". IEEE Trans. Circuit and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 47, pp. 130 - 143, NO. 2, Feb. 2000.

[3] M. Di Bernardo, F. Garofalo, L. Glielmo, and F. Vasca. "Switchings, bifurcations and chaos in DC/DC converters". IEEE Trans. Circuit and Systems I, vol. 45, pp. 133 - 141, Feb. 1998.

[4] 丘水生. "混沌机理研究的新进展"(I)、(II)。

[5] 张鸿,刘嘉勇. "开关功率变换器中的混沌现象研究". 成都科技大学学报, vol. 90, pp. 90 - 95. NO2, 1996

[6] C. K. Tse, Y. M. Lai, and H. H. C. Iu. "Hopf bifurcation and chaos in a free-running current-controlled C' uk switching regulator". IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 47, pp. 448 - 457, Apr. 2000.

[7] A. El Aroudi. "Hopf bifurcation and chaos from torus breakdown in a pwm voltage-controlled dc - dc boost converters". IEEE Trans. Circuits and Systems. I, vol. 46, pp. 1374 - 1382, Nov. 1999.

作者简介

陈素芬,女,硕士生,研究方向电力电子技术。  
张波,男,博士,教授,博士生导师,研究方向电力电子技术。

(上接第 75 页)

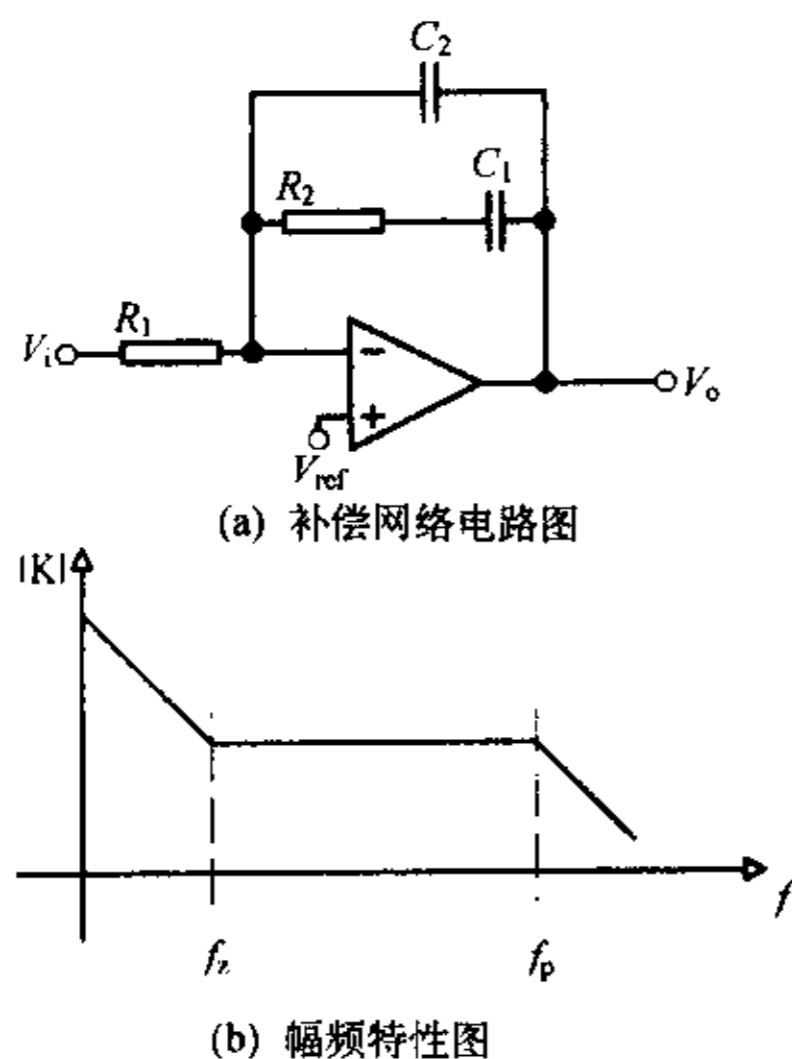


图 6

零点频率  $f_z = \pi R_2 C_2$ , 极点频率  $f_p = \pi R_2 (C_1 // C_2)$

本电源零点频率  $f_z$  取 500Hz, 极点频率  $f_p$  取 40kHz, 经过补偿后低频段增益高, 中频段以 -1 斜率穿越 0dB 线, 保证系统稳

定, 高频段增益快速减小, 以减小高频噪音。实际中通过多次调节相应元件使补偿网络既能减小低频纹波, 又能保证系统稳定的工作。

7 结论

本电源设计中成功解决了半桥串联谐振电路中低频振荡问题, 采用合理的滤波电路和补偿网络使输出纹波小于 0.1% (峰峰值 90mV)。该电源已应用于多台脉冲多谱勒天气雷达, 各项指标高, 且稳定可靠。

参考文献

[1] King, R. J., (1983) Transformer Induced Instability of the Series Resonant Converter. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, . AES - 19 (MAY 1983), 474 - 48

作者简介

吕富勇,男,1974 年 10 月生,工程师。主要从事高频逆变电源及高压大功率发射机电源的研制工作。

崔海安,男,1968 年 4 月生,高级工程师。主要从事高频逆变电源及高压大功率发射机电源的研制工作。

胡中兵,男,1978 年 5 月生,工程师。主要从事高压变压器的研制工作。