

有源箝位正激式高频二次直流开关电源 模块的分析与设计

徐 鹏 张兴柱

(浙江大学电机系 310027)

摘要: 本文介绍了用有源箝位正激变换器构成的通信用二次直流开关电源的电路原理和分析过程;总结了该种电路的设计公式和步骤;设计和研制了一个采用上述技术的二次电源模块;并用实验证实了理论分析的正确性。

一、概 述

通信用二次电源,也叫模块电源或 ON BOARD 电源,是通信领域内使用的一种高可靠、高性能的电源。一般直接安装在通信数字板附近或上面。其投入与使用不得影响通话质量,也不得影响通信系统的质量。因此通信用二次电源必须具有体积小、重量轻、效率高、噪声小和可靠性高等诸多要求。

目前二次电源的主电路一般采用正激式、反激式或半桥结构,控制多采用脉宽调制(PWM),开关频率一般低于 500kHz。本文介绍了一种有源箝位正激变换器。与无源箝位正激变换器相比,它吸收利用了部分寄生参数,如变压器的激磁电感、有源开关的寄生电容,从而大大减小了有源开关关断时的电压尖峰,改善了开关管上的波形,减小了对外界的 EMI 干扰和输出尖峰干扰。由于采用有源箝位技术,在主开关管上可不加吸收电路,辅助开关还可实现零电压开关(ZVS)。因此有源箝位正激变换器的开关频率比无源箝位正激变换器要高,可达 500kHz 左右。另外,有源箝位技术还可增加正激变换器的工作占空比(如可使其工作占空比在 0.5 以上),可进一步提高开关器件和储能元件的利用率,进一步缩小变换器的体积。

二、有源箝位正激变换器的工作原理

有源箝位正激变换器如图 1 所示。与基本正激变换器的不同点是它用辅助开关管 S_2 和电容 C_1 组成一个有源箝位电路来代替传统的去磁电路。其作用有两个:一可减小开关管的电压耐量;二可使变压器磁路复原。下面详细分析这种电路的工作原理。

为简化分析,先作如下假定:

- (1) 电路中的电感、电容、二极管均为理想;
- (2) 输出滤波电感用一个恒流源等效;
- (3) 只考虑变压器的激磁电感,忽略漏感;
- (4) 有源开关 S_1 只考虑漏源间电容 C_{ds} ,忽略其他寄生参数;

(5) 辅助开关 S_2 只考虑反并二极管 D_{S2} ，忽略其他寄生参数。

由此可得有源箝位正激变换器的等效电路，如图 2 所示

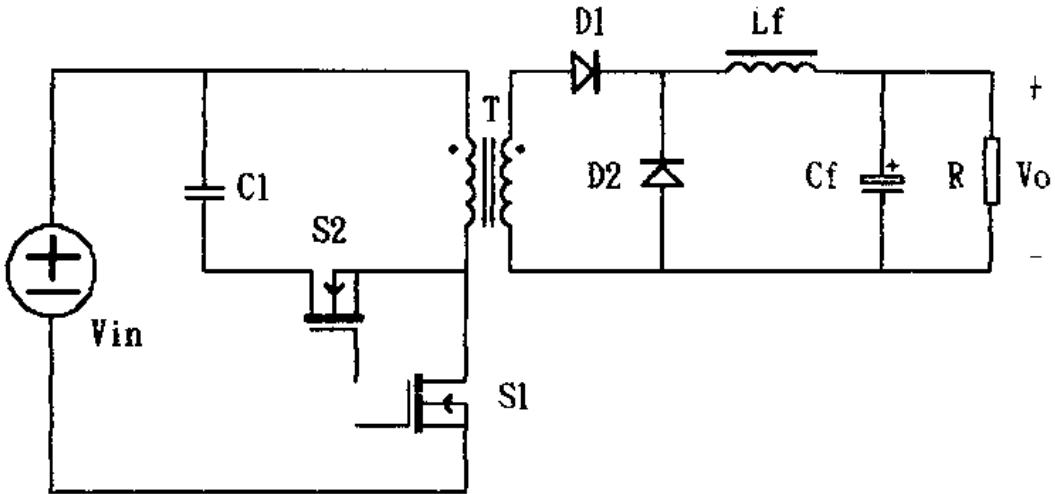


图 1 有源箝位正激变换器

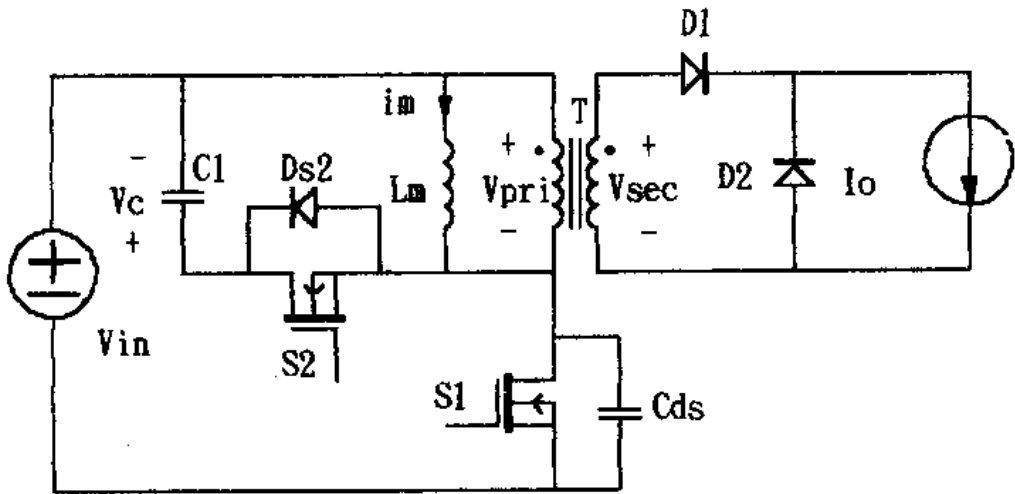


图 2 有源箝位正激变换器等效电路图

在电感电流连续工作模式 (CCM) 下，有源箝位正激变换器各主要变量的稳态波形如图 3 所示。共有五种工作状态，各个工作状态下的等效电路如图 4 所示。

电路的工作过程如下：

(1) 状态 1 (t_0-t_1):

t_0 时刻，主开关管 S_1 开通，辅助管 S_2 关断，整流管 D_1 导通，变压器向副边传递能量，同时变压器的激磁电感线性充电。

(2) 状态 2 (t_1-t_2):

t_1 时刻，主开关管 S_1 关断，变压器的激磁电感 L_m 和负载电流折算到变压器原边的电流 I_o/N 同时对电容 C_{ds} 充电。由于充电电流较大且 C_{ds} 很小，因此这一过程可看作是电容 C_{ds} 线性充电阶段。电容 C_{ds} 两端的电压（也即主开关管 S_1 漏源间的电压） V_{ds} 很快上升到输入电压 V_{in} 。

(3) 状态 3 (t_2-t_3):

t_2 时刻, 电容 C_{ds} 两端的电压 V_{ds1} 等于输入电压 V_{in} , 过了这一时刻, 整流管 D_1 反偏, 整流管 D_2 导通维持负载电流的连续, 同时变压器不向负载传送能量; 变压器的激磁电感 L_m 和电容 C_{ds} 串联谐振, 电容 C_{ds} 两端的电压 V_{ds1} 继续上升。

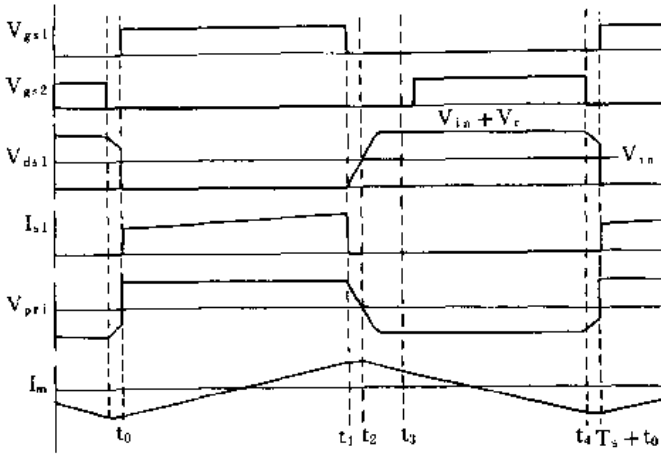


图 3 连续导电模式下有源箝位正激变换器各主要变量的稳态波形

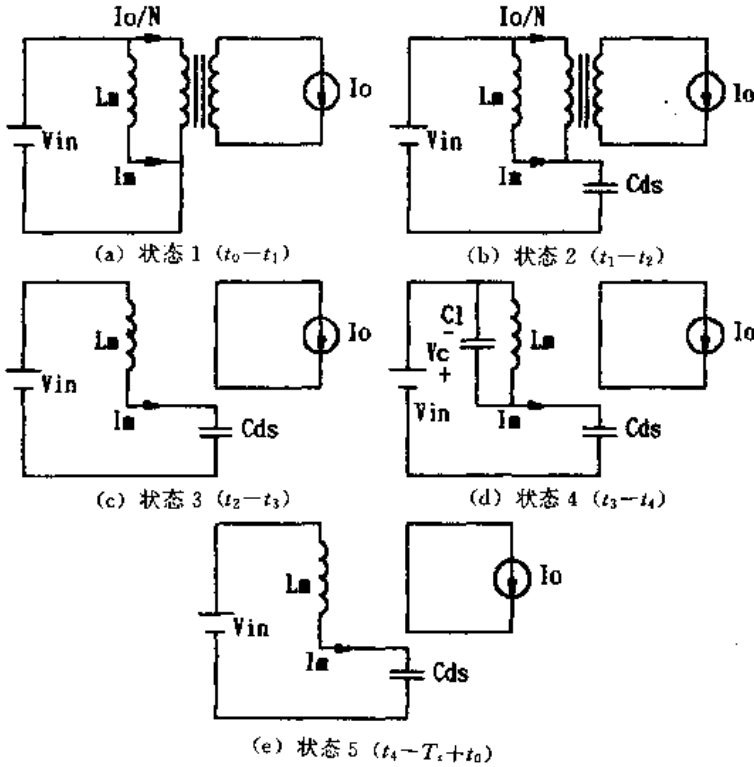


图 4 连续导电模式有源箝位正激变换器五种工作状态下的等效电路

(4) 状态 4 (t_3-t_4):

t_3 时刻, 电容 C_{ds} 两端电压 V_{ds1} 等于输入电压 V_{in} 和箝位电容 C_1 两端的电压 V_c 之和。过了这一时刻, 辅助管 S_2 的反并二极管 D_{S2} 因正偏而导通, 变压器的激磁电感 L_m 、箝位

电容 C_1 和电容 C_a 三者之间发生谐振。由于 $C_a \ll C_1$ (实际两者往往相差几个数量级), 为简单起见, 可忽略 C_a 的作用。这样仅激磁电感 L_m 和箝位电容 C_1 进行谐振。只要谐振周期大于近似两倍的主开关管 S_1 关断时间, 电路便可以可靠工作。但为了使在整个谐振期间箝位电容 C_1 两端的电压变化量尽可能小, 箝位电容 C_1 应尽可能大(具体推导见后)。在这期间, 箝位电路发生作用, 使主开关管 S_1 漏源两端的电压 $V_{ds1} = V_{in} + V_C$, 同时变压器的激磁电流 i_m 反向, 使变压器的磁路得以恢复。为保证谐振时电流能反向, 辅助开关管 S_2 的门极驱动脉冲在主开关管 S_1 关断后经适当延时后来。

(5) 状态 5 ($t_4 - T_s + t_0$):

t_4 时刻, 辅助开关管 S_2 关断, 变压器的激磁电感 L_m 和电容 C_a 串联谐振。该期间的等效电路与状态 3 的相同, 但由于初始条件的不同, 电路的工作波形也不同。此期间, 电容 C_a 两端的电压 V_{ds1} 下降。在 $T_s + t_0$ 时刻, 主开关管 S_1 重新开通, 从而又开始了下一个周期。

三、有源箝位正激变换器的设计公式和步骤

图 3 给出了有源箝位正激变换器稳态运行中的全部信息, 其各种特性均可从这些波形中求出。为清楚起见, 图 3 中 $t_1 - t_2$ 、 $t_2 - t_3$ 、 $t_4 - T_s + t_0$ 间隔都进行了放大, 实际上这些间隔在整个周期中所占的比重很小。在以下的分析中, 可忽略这些间隔, 对最后的结果影响甚微。

忽略了上述间隔后有源箝位正激变换器的稳态波形如图 5 所示。从图 5 中可知, 简化后的有源箝位正激变换器的稳态波形与无源箝位正激变换器的稳态波形除有些波形在幅值上不太一样外, 其余均相同。且输入与输出的稳态关系式仍为

$$V_{out} = \frac{D}{N} V_{in} \quad (1)$$

因此有源箝位正激变换器的设计与无源箝位正激变换器的设计十分相似。

1. 箝位电路的设计

在主开关管 S_1 关断期间内, 箝位电容 C_1 与变压器的激磁电感 L_m 谐振, 其波形放大后如图 6 所示。实际电路中由于激磁电感 L_m 和箝位电容 C_1 的谐振周期比该间隔大得多, v_C 和 i_m 均很平坦。

在主开关管 S_1 关断期间 ($t'_1 - t'_2$), v_C , i_m 满足:

$$C_1 = i_m \frac{dv_C}{dt} \quad (2)$$

$$L_m = -v_C \frac{di_m}{dt} \quad (3)$$

稳态运行时, 存在如下条件:

$$v_C(t'_1) = v_C(t'_2) \quad (4)$$

$$i_m(t'_1) = i_m(t'_0) + DT_s \frac{V_{in}}{L_m} \quad (5)$$

$$i_m(t'_0) = i_m(t'_2) \quad (6)$$

解方程(2)、(3),并考虑条件(4)、(5)、(6),可得:

$$i_m = A \sin(\omega(t - t_1) + \phi) \quad (7)$$

$$v_c = L_m \omega A \cos(\omega(t - t_1) + \phi) \quad (8)$$

其中,

$$t: t_1 - t_2$$

$$\phi = \pi - \frac{1-D}{2} T_s \quad (9)$$

$$A = \frac{DT_s V_{in} / L_m}{\sin(1-D)\omega T_s / 2} \quad (10)$$

$$\omega = 1 / \sqrt{L_m C_1} \quad (11)$$

由式(8)可知,只要激磁电感 L_m 与箝位电容 C_1 的谐振周期大于近似两倍的主开关管 S_1 的关断时间,即只需箝位电容 C_1 满足式(12),电路便可正常工作,但同时也可以看出,为使 v_c 在谐振期间内近似为一条直线,箝位电容 C_1 应尽量大。工程中,只要箝位电容 C_1 大于 $0.1\mu\text{F}$, v_c 便近似为一常量 V_c 。以下的分析中,假定 $v_c = V_c$ 。

$$C_1 > \frac{(1-D)^2 T_s^2}{\pi^2 L_m} \quad (12)$$

从图5可知,变压器原边电压波形 V_{pri} 即为激磁电感 L_m 两端的电压波形。由伏秒平衡规则,可得:

$$V_c = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (13)$$

从图5可知,辅助管 S_2 的峰值电压

$$V_{s2\text{peak}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (14)$$

辅助管 S_2 的峰值电流

$$I_{s2\text{peak}} = \frac{DT_s V_{in}}{2L_m} \quad (15)$$

根据式(14)、(15)便可选择辅助管 S_2 。箝位电容 C_1 的选择按式(12),应尽量大一点,一般可选为 $0.1\mu\text{F}$,其电压容量应大于 V_c 。

2. 功率电路的设计

从图5可知,主开关管 S_1 的峰值电压

$$V_{s1\text{peak}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (16)$$

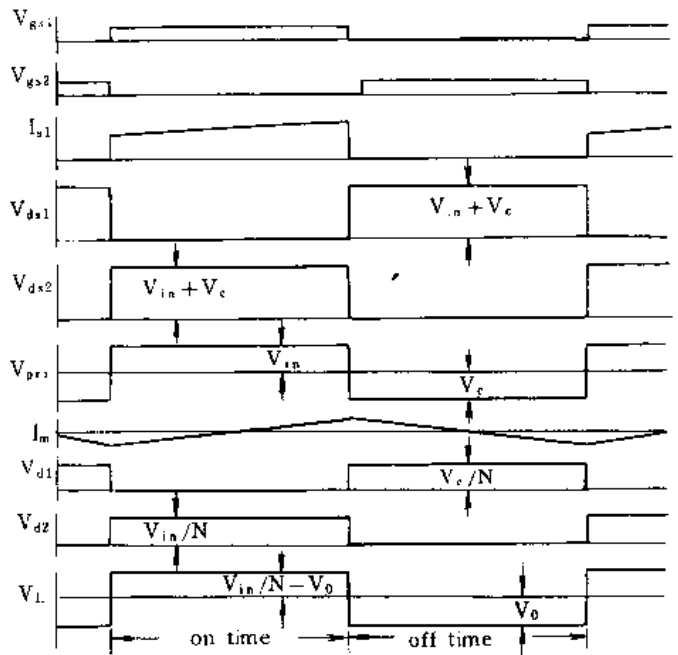


图5 有源箝位正激变换器的简化稳态波形

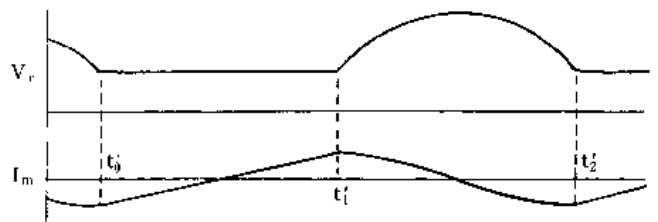


图6 有源箝位正激变换器简化后的 V_c , I_m 波形

整流管 D_1 的峰值电压

$$V_{d1\text{peak}} = \frac{DV_{in}}{N(1-D)} \quad (17)$$

功率变压器和输出滤波电感的设计与无源箝位正激变换器相同，此略。

3. 有源箝位正激变换器设计步骤

有源箝位正激变换器的设计步骤如下：

- (1) 首先根据输入及负载要求决定最大工作占空比 D_{\max} ，一般大于 0.5；
- (2) 确定变压器的变比 N ；

$$N = \frac{D_{\max} V_{in\min}}{V_o + V_{don}} \quad (18)$$

其中， D_{\max} 为最大工作占空比； $V_{in\min}$ 为输入电压最小值； V_o 为输出电压； V_{don} 为输出整流管通态压降。

- (3) 确定最小工作占空比 D_{\min} ；

$$D_{\min} = \frac{NV_o}{V_{in\max}} \quad (19)$$

其中 $V_{in\max}$ 为输入电压最大值。

- (4) 功率主变压器设计与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [1] 中 p. 293 和 p. 294，此处略；
- (5) 输出滤波电感设计与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [1] 中 pp. 290—292，此处略；
- (6) 输出滤波电容设计与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [2] 中 p. 162 和 p. 163，此处略；
- (7) 输出整流管设计，除 D_1 的电压容量需按式 (17) 选择外，其他参数与无源箝位正激变换器完全相同，具体设计可参见文献 [2] 中 pp. 158—161，此处略；
- (8) 主开关管设计，其电压容量按式 (16) 选择，电流容量的选择与无源箝位正激变换器完全相同，此处略；
- (9) 箝位电路中的辅助管设计，可按式 (14) 和 (15) 选择；
- (10) 箝位电容设计：可按式 (12)，应尽量大一点，一般可选 $0.1\mu\text{F}$ ，其电压容量应大于 V_c ， V_c 的计算见式 (13)。

四、通信用二次电源原理及其实验结果

本文用有源箝位正激变换器作为主电路，设计了一个 5V/40A 的二次电源模块。下面简要介绍这个电源的性能要求、具体组成、工作原理和实验结果。

1. 电路组成和工作原理

二次电源原理框图如图 7 所示。它由主电路、主控制电路、辅助电源和输入过欠压

保护电路等四大部分组成。主电路采用有源箝位正激变换器结构。主控制电路包括软启动、过流保护、输出电压检测、误差放大、PWM 调制、移相和驱动放大电路等部分。辅助电源有两组。一组供主控制电路；另一组供输入过欠压保护电路。其目的是为了提高电源保护的可靠性。下面简要介绍一下该电路的稳压原理。

当输入或者负载发生变化时，输出电压也将随之变化。为了实现稳压，必须采用负反馈控制。由图 7 可知，一旦输出电压发生变化，该电路能马上校正这一变化，最后实现稳压，其原理为：若因某种原因，如输入电压升高或者负载减小，而导致输出电压增加，则控制电路将产生下述调整过程： $V_o \uparrow \rightarrow V_k \downarrow \rightarrow V_c \uparrow \rightarrow V_c \downarrow \rightarrow d \downarrow \rightarrow V_o \downarrow$ ；反之亦然。因此可实现输出稳压。主控制电路的关键是误差放大器（补偿网络）和 PWM 控制器。

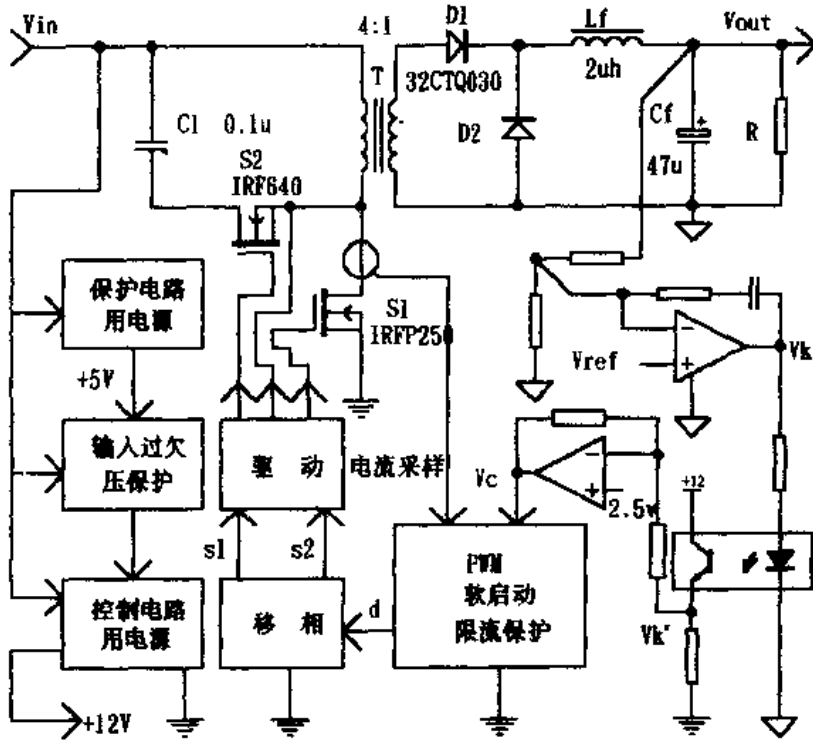


图 7 用有源箝位正激变换器构成的通用 DC/DC 模块电源

2. 主要性能指标

输入电压范围：40—60V，标称值 48V；

输出电压：5V；

输出电流：40A；

满载效率：>80%；

输出电压精度：<±1.0%；

负载调整率：<1.0%；

电源调整率：<1.0%；

开关频率：500kHz。

3. 实验结果

实验电路的稳态特性如表 1 所示。

表 1 实验电路稳态特性

输出 电压 (V) 输出 电流 (A)	输入电压 (V)		
	输入电压 1	输入电压 2	输入电压 3
	40	48	60
0.96	5.01	5.00	5.01
4.95	5.00	5.00	5.01
7.85	5.01	5.00	5.02
10.0	5.00	5.00	5.00
20.0	5.01	5.00	5.00
26.1	5.00	5.00	5.00

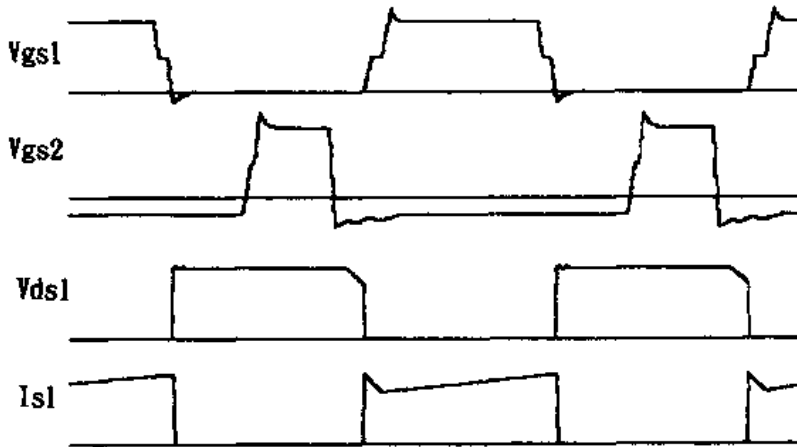


图 8 实际电路中观察到的波形

图 8 是实验波形，与理论分析一致。

五、结 论

有源箝位正激变换器具有效率高、体积小、开关波形好、干扰噪声小的优点，非常适用于中小功率的 DC/DC 变换器模块电源。本文介绍了用有源箝位正激变换器构成的通信用二次直流开关电源的电路原理和分析过程；总结了该种电路的设计公式和步骤；设计和研制了一个采用上述技术的二次电源模块，并用实验证实了理论分析的正确性。

参 考 文 献

- [1] 蔡宣三、龚绍文编著，高频功率电子学——直流-直流变换部分，科学出版社，1993。
- [2] 张占松编著，高频开关稳压电源，广东科技出版社，1990。
- [3] G. C. Hua, W. A. Tabisz, C. S. Lee, N. Dai, R. Watson and F. C. Lee, Development of DC Distributed

Power System Components, Virginia Power Electronics Center, 1993.

[4] R. Watson, G. C. Hua and F. C. Lee, Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for DC/DC Conversion and Power Factor Correction Application, Virginia Power Electronics Center, 1993.

[5] Product & Application Handbook 1993—1994, Unitrode.

程控电话交换机一次 IGBT 开关电源的研制

李爱文 尹海 陈培红
(山东工业大学 250014)

摘要: 本文给出了程控电话交换机一次 IGBT 开关电源的一套设计方案。主回路采用了四阶输入滤波器和双单端正激式开关电路,并设计了完善的抗干扰系统。控制回路采用闭环 PI 调节控制系统和先进的 PWM 控制芯片,还设计了完善的保护系统,从而保证了电源的输出精度、输出稳定性和工作可靠性,并提高了功率因数。

关键词: 程控交换机 开关电源 IGBT

一、引言

随着我国经济的飞速发展,通信事业的发展速度也随之大大加快。在今后十几年内,我国的程控电话交换机平均年需求量在 1000 万门左右。数字式程控电话交换机的配套电源是一项待开发的高新技术,也是电力电子技术的一项重要内容。目前程控电话交换机一次电源的来源主要有两个:一是靠进口,二是沿用国外已淘汰了的可控硅整流电源。前者价格太高,耗资很大。后者效率低,体积庞大,噪声严重,可靠性较差,已不能适应数字式程控电话交换机的要求。为了尽快实现国产化,目前研究程控电话交换机一次开关电源是十分必要的。

二、程控电话交换机一次开关电源简述

程控电话交换机一次开关电源的输入是三相 380V 或单相 220V 交流电压,输出直流电压一般标称为 -48V 或 -24V,输出电流规格有 25A, 50A, 100A, 200A 等。局级交换机采用 50A 以上的电源类型供电,并用多台组成 $(N+1)$ 系统。由于程控电话交换机的特殊工作需要,其一次电源比一般开关电源性能要求要高得多,这主要有:

- (1) 输出精度高,输出稳定性好,整机功率因数高。
- (2) 工作可靠性很高,平均无故障工作时间为 10 到 15 年。
- (3) 输出电压手动和自动调节并存,实现电屏初充、均充和浮充。

为了满足这几项要求,设计一次开关电源时,既要采用优选的主回路形式,又要设计完善的控制系统、抗干扰系统和保护功能。

三、程控交换机一次开关电源的主回路设计

1. 电路形式选择

一次开关电源的主回路采用三相全波整流、四阶输入滤波器滤波、双单端正激式开

关电路变成 25kHz 的方波，再分别用变压器降压，经二极管整流后，并联进行 LC 滤波输出。在每一个环节都设计了抗干扰电路或吸收电路。具体分析设计将在后面详细讨论，其电路原理图见图 1。

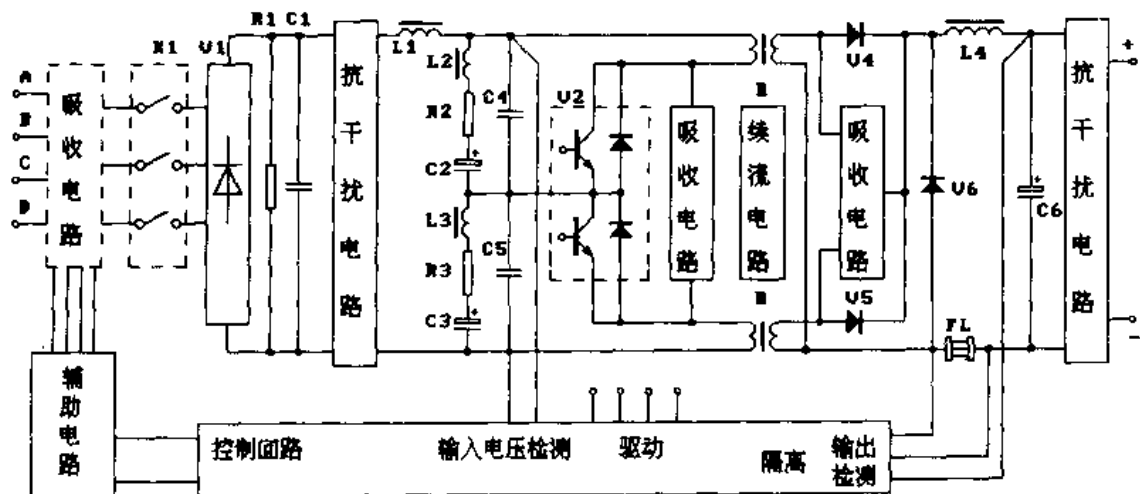


图 1 程控交换机一次开关电源电路原理图

2. 四阶输入滤波器的设计

开关电源输入侧线路滤波器实际上是一个二端口网络，见图 2。

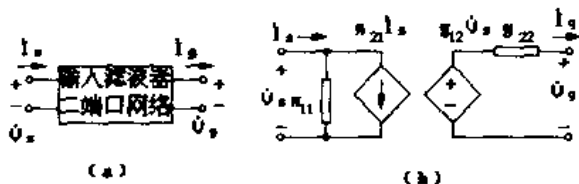


图 2 输入滤波器二端口网络

由图 2 可以写出下式：

$$\begin{aligned} \dot{I}_s &= g_{11} \cdot \dot{V}_s + g_{12} \cdot \dot{I}_g \\ \dot{V}_g &= g_{21} \cdot \dot{V}_s + g_{22} \cdot \dot{I}_g \end{aligned} \quad (1)$$

或者写成：

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{V}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{V}_s \\ \dot{I}_g \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中， $1/g_{11}$ 为滤波器的输入阻抗；

g_{22} 为滤波器的输出阻抗；

g_{12} 为滤波器的反向电流增益；

g_{21} 为滤波器的正向电压增益。

滤波器的设计原则是要求它本身具有以下功能^[1]：

(1) 高的输入阻抗 ($1/g_{11}$ 很大)；

(2) 低的输出阻抗 (g_{22} 很小)；

(3) 能阻止开关电流反馈到输入电源线上 (g_{12} 很小);

(4) 能阻止电网瞬态过电压对开关电路的影响 (g_{21} 很小)。

要设计这样的线路滤波器,二阶 LC 滤波电路不易实现,四阶滤波器的设计自由度就很大^[2]。所以,我们设计了四阶输入滤波器,由 $L_1, L_2, L_3, C_2, C_3, C_4, C_5, R_2, R_3$ 组成。通过选择合适的参数,可以很容易地实现上述要求。当 $f > f_s/10$ 时(这里 f 代表通过滤波器的电流、电压的频率, f_s 代表 IGBT 开关频率),有:

$$|g_{11}| < 0.02, \quad |g_{12}| < 0.005,$$

$$|g_{21}| < 0.005, \quad |g_{22}| < 0.2$$

这个结果完全能满足电源的要求,有效地稳定了直流母线上的电流和电压,并基本阻止了电网和开关变换器的相互影响。

采用这种滤波器的另一目的就是要提高电源的功率因数。由于输入电感的作用,输入电流波形接近于正弦,谐波分量较小,从而提高了电源整机的功率因数。

3. 功率变换开关电路的选择

该电源采用双单端正激式 IGBT 开关电路来实现功率变换,由 V_2, T_1, T_2 组成(见图 1)。这种电路有效地避免了半桥和桥式电路中因各种原因造成的开关直通问题,只不过多用了一只变压器。对工作频率为几十 kHz 的变换电路来说变压器比较小,造价不高(例如,对于 100A, -48V 的一次开关电源,工作频率为 25kHz 时,若采用微晶合金,一只这样的变压器造价大约只有 350 元人民币)。但是换来的是其工作可靠性的大幅度提高,这对于程控交换机电源来说是比较合理的。这种电路的设计方法与半桥电路类似,只是在计算变压器的公式中, $\Delta B = B_m - B_r$, 而不是 $\Delta B = 2B_m$ 。

$$S_p S_c = P_2(1 + \eta)/(2f_s \eta K_c K_v \Delta B) \quad (3)$$

$$N_p = U_i/(2f_s K_v \Delta B) \quad (4)$$

式中各量都用国际单位制。

4. 抗干扰电路

对电源主回路和控制部分造成干扰的原因主要有以下几点:

- (1) 电网上的瞬态过电压;
- (2) 功率变换器开关电流和电压尖峰;
- (3) 整流二极管的反向恢复过程造成的电压电流尖峰;
- (4) 负载的变化和输出线上的干扰信号。

为了解决这些干扰问题,在从输入到输出的各个环节,设计了不同形式的吸收电路^[3],见图 3。

四、控制方案和保护功能设计

1. 闭环控制系统和输出状态逻辑控制

程控电话交换机一次开关电源主要是要求输出电压精度高、稳定性好,所以我们设计了电压负反馈 PI 调节控制系统,如图 4 所示。

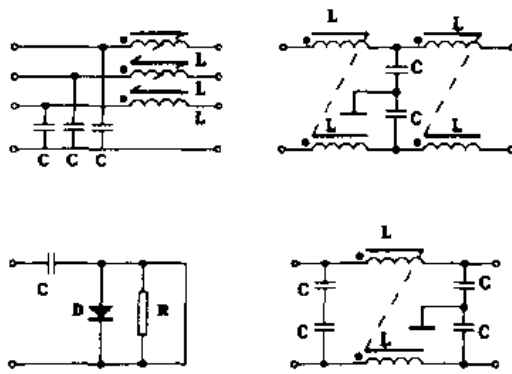


图3 干扰信号吸收电路

该闭环系统采用了输出电压负反馈的无静差调节，从而保证了输出电压的精度。通过合理地设计零极点校正网络，实现了整个系统的稳定性。

用手动开关和逻辑电路控制给定调节，来分别实现电源初充、均充和浮充状态下不同输出电压值的转换。

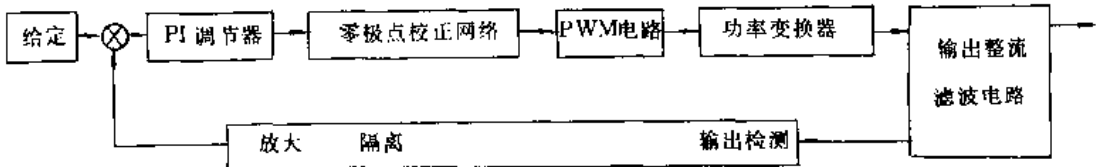


图4 电压闭环PI调节控制系统

2. 保护功能设计

为了保证电源可靠地工作，设计了一套完善的保护系统，主要包括：输入侧的过电压和欠压保护、输出电压过压和欠压保护、输出电流过流保护和 IGBT 过流保护。用电阻分压检测输入侧直流电压送比较器实现过压和欠压保护。用电流互感器获得开关电流信号实现 IGBT 过流保护。从分流器上取输出电流信号送放大器和比较器以实现输出过流保护。用逻辑电路实现输出电压的瞬时、连续和长期过压的不同保护。

3. PWM 控制芯片选择

选用西门子公司生产的 TDA4700 型 PWM 控制芯片，其内部结构示意图如图 5 所示。

这种芯片与一般 PWM 控制芯片（如 494）相比，具有功能全、使用方便、控制灵活的特点。这主要表现在：

- (1) 可以通过选择 CR 和 RR 设计最小死区时间；
- (2) 在引脚 8 加电容 C_s 设置软启动；
- (3) 可以用 K_2 （引脚 15, 16, 17）组成 PI 调节放大器；
- (4) 用 K_5 , K_6 （引脚 21, 19）可以实现输入侧过压和欠压保护；
- (5) 用 K_7 （引脚 22, 23）可以实现输出过流保护；

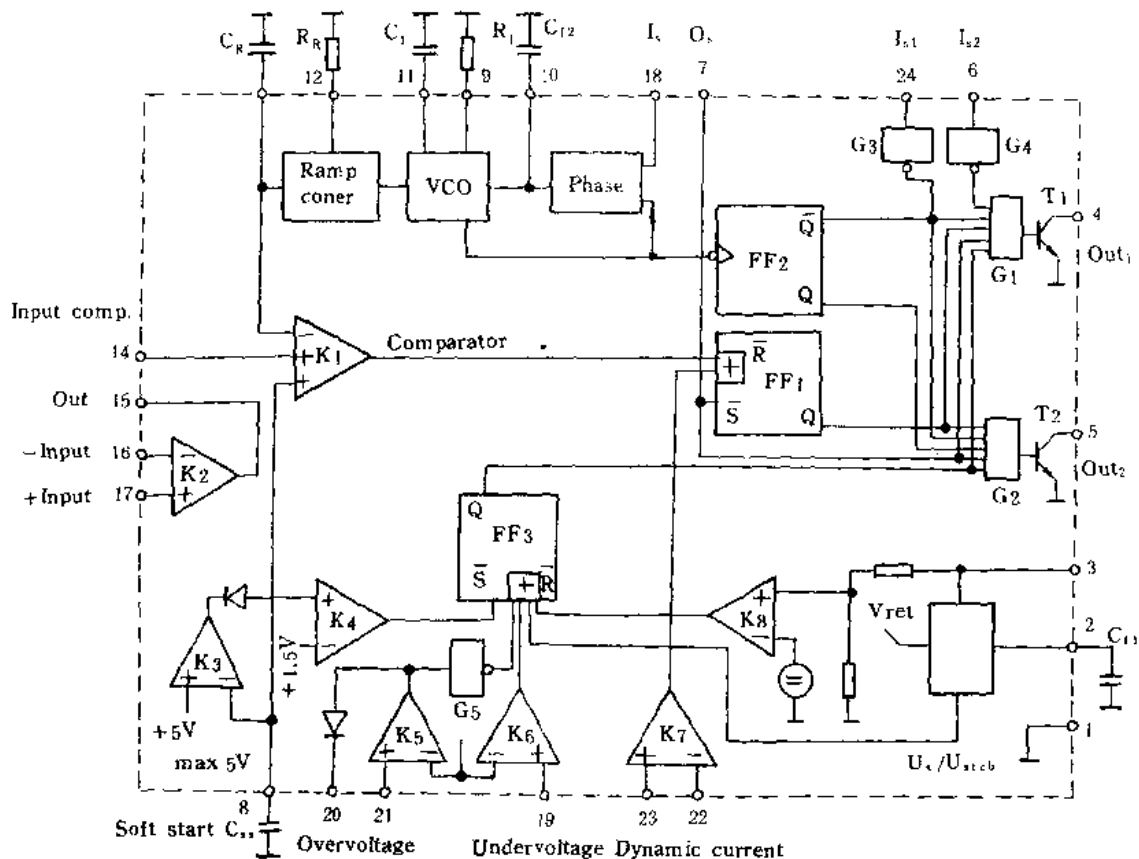


图5 TDA4700 内部结构示意图

(6) 可以用 G_3 (引脚 24), G_4 (引脚 6) 构成 IGBT 过流快速保护;

(7) 电源电压 V_c 欠压封锁脉冲由 K_8 完成, 在电压低时可以避免输出脉冲逻辑混乱现象, 不易造成 IGBT 直通。

其他部分, 如振荡器 (VCO)、PWM 比较器 (K_1)、输出驱动 (T_1, T_2) 等与一般 PWM 芯片类似。由于 TDA4700 使用方便、控制灵活、快速, 很容易实现闭环控制系统和各种保护功能。

五、实验结果

根据以上的设计方案, 我们研制了 100A, -4.8V 程控电话交换机一次 IGBT 开关电源, 对其测试的结果如下:

- (1) 输出电压稳定精度: 0.4%;
- (2) 输出电压衡重杂音: 0.4mV;
- (3) 整机效率: 92%;
- (4) 稳定工作输入电压范围: (1-20%) 380V 到 (1+15%) 380V。

样机运行实验 7 个月, 工作稳定可靠。

六、结 论

为了保证程控电话交换机一次开关电源的输出电压精度和稳定性以及整机工作可靠性,主回路可设计为四阶输入滤波器和双单端正激式开关电路,控制回路可采用闭环PI调节控制系统和控制灵活的TDA4700型PWM控制芯片,还必须设计完善的抗干扰系统和保护功能。

参 考 文 献

- [1] R. D. Middlebrook, Input Filter Consideration in Design and Application of Switching Regulator, IAS'76 Annual Meeting, pp. 366-382.
- [2] F. C. Lee and Y. Yu, Input-Filter Design for Switching Regulator, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-15, Sep. 1977, pp. 627-634.
- [3] 褚邦田, 电子线路抗干扰技术手册, 北京科学技术出版社, 1988.

高频开关电源

路秋生

程 荣

(北京电影机械研究所 100026) (北京恒声电子工业公司 100095)

摘要: 本文讨论了各种可工作于兆赫级的开关电源电路, 并重点介绍了 SEPIC 电路及特点。

一、引言

由于分布式供电系统具有便于规范化、模块化设计, 便于扩容, 工作频率可以做得很高, 功率密度可以做得比较大的特点, 所以得到了广泛的应用。本文将讨论各种可工作于兆赫级的开关电源电路, 并重点介绍 SEPIC 电路及特点。

二、工作频率为兆赫级的 DC/DC 变换器电路

按电路结构可分为开关型、谐振型、准谐振型三大类。功率档次为 1—100W 的 DC/DC 变换器, 为降低损耗, 常采用单开关式的电路结构。表 1 是典型单开关 PWM 开关电源开关管、二极管上电压的比较。Boost, Cuk 和 SEPIC 电路是有公共地的非隔离型电路。Forward 和 Flyback 电路具有隔离作用并可做到多路输出。由于隔离变压器有耐压要求, 所以隔离变压器的制作要求严些, 价格相应也高些。在分布式供电的变换器中, 常采用非隔离的电路结构。

表 1 各种电路中的器件的电压应力

电 路	开关管上的电压	二极管上的电压
Buck	V_i	V_i
Forward	$V_i/(1-D)$	$V_o/(1-D)$
Boost	V_o	V_o
Flyback	$V_i/(1-D)$	V_o/D
Buck Boost	V_i+V_o	V_i+V_o
SEPIC	V_i+V_o	V_i+V_o
Cuk	V_i+V_o	V_i+V_o

注: V_i : 输入电压 V_o : 输出电压

Boost, Cuk 和 SEPIC 电路的工作特性各不相同, Boost 电路的输出电流是脉动的而输入电流是平滑的, 并且输出电压高于输入电压。Cuk 电路输入、输出电流都是平滑的, 并且输出电压既可高于、也可低于输入电压。Cuk 电路的输入、输出电压反极性。对通常的正极性总线电压而言, Cuk 电路只能输出负压。SEPIC 电路是一个同极性变换电路, 它的输出电压既可以高于也可以低于输入电压, 输入电流是平滑的, 但输出电流是脉动的,

平滑的输入、输出电流可减小电路的 EMI 和简化滤波器的电路设计。

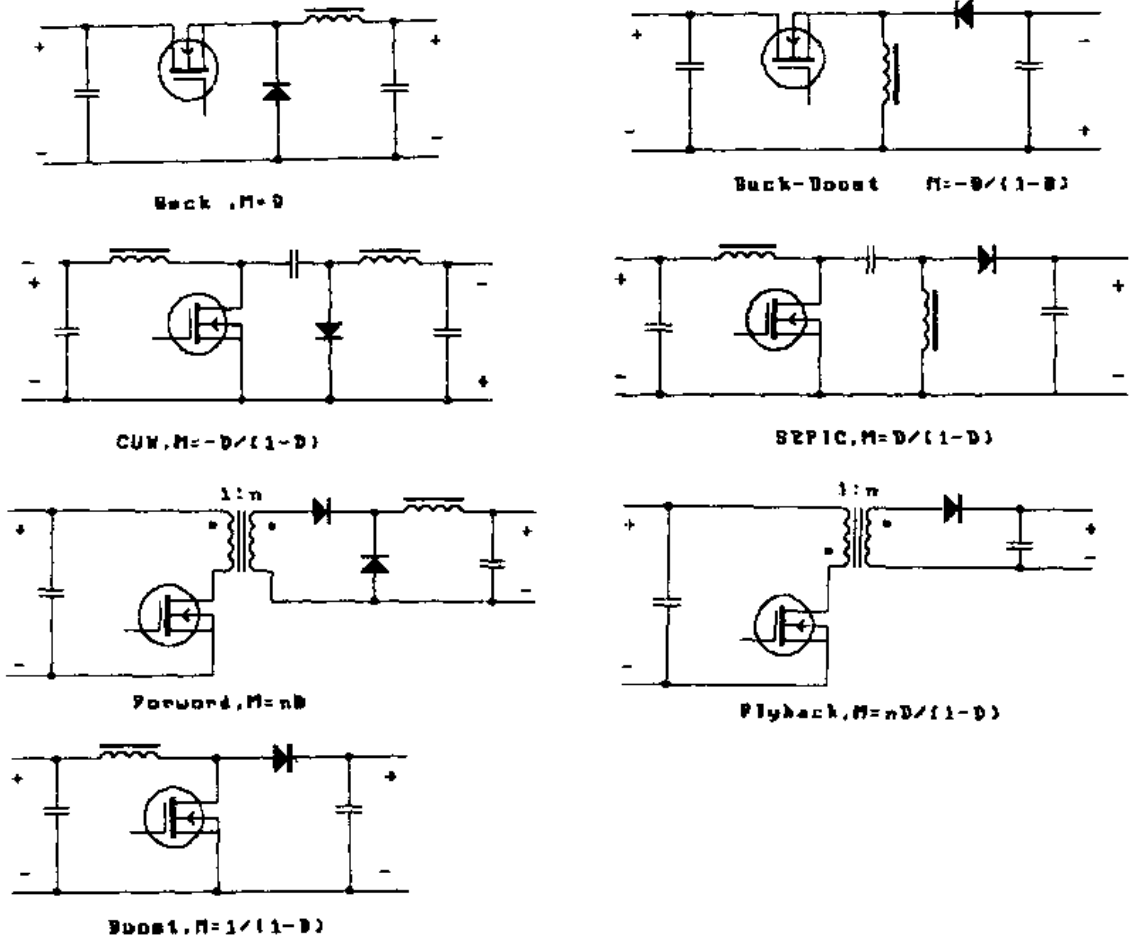


图 1 各种变换器电路

图 1 所示的电路为常用的电路形式，这些电路的输入、输出的传递函数是一阶的。如 $M = V_o/V_i$ 为 D , $1/(1-D)$ 或 $D/(1-D)$ 。最新的研究表明，存在单开关二阶，甚至更高阶的电路结构，图 2 所示的三种电路结构在输入电压变化范围宽和输入、输出电压比高的场合很实用。

在开关频率很高的应用场合，开关电路的性能受到器件的分布电感和分布电容的限制，克服这个问题的方法是使这些杂散参数成为电路工作的一部分。图 3 是升压型零压开关 ZVS-QRC 准谐振电路。当然其他电路也可以实现 ZVS-QRC。该类变换器在工作周期的一部分时间内工作波形为正弦波，而开关周期的另一部分时间内工作波形为非谐振的线性波形。

这个电路的主要优点是：在开关的通、断期间，开关上的电压为零。这样就降低了开关上的损耗和开关管上的应力。在这个电路中，开关管的结电容和漏电感都被利用了起来。这就确保了该电路可工作在 10MHz 以上的工作频率。这种电路只能工作于改变频率的方式下，控制过程易于实现，但是开关频率变化范围大时，引入了 EMI 的问题。如要工作于固定开关频率的工作方式，则还应附加一个开关。然而不利点是开关管上的电压应力将大于输入、输出电压。典型值是 3—5 倍的输入电压，同时负载变化范围不大。

然而 ZVS-MRC（零电压开关多谐振）可以对 ZVS-QRC 电路的性能有所改进。图 4

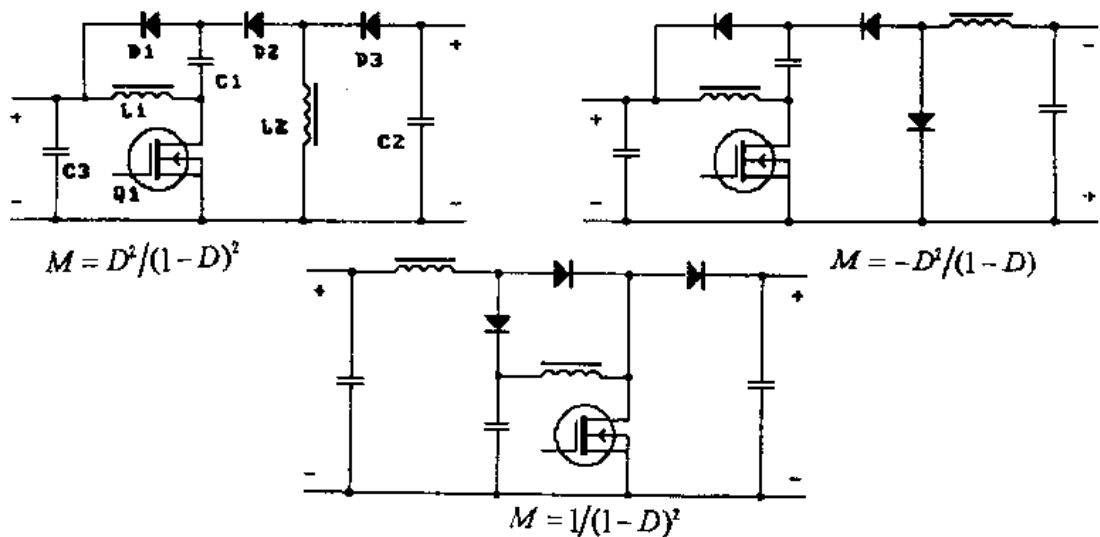


图2 二阶变换器

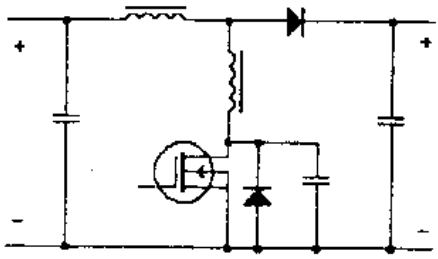


图3 ZVS-QRC Boost 变换器

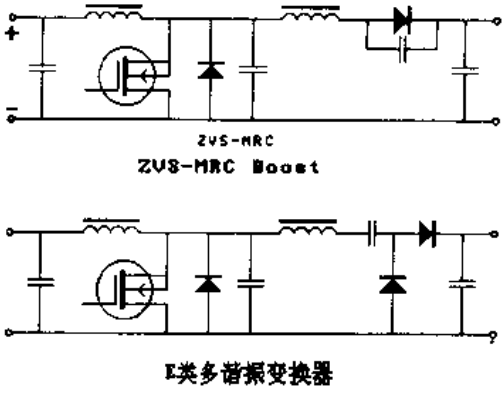


图4 多谐振变换器

为两个例子。

在多谐振零电压开关电路中，开关管和二极管都工作在低开关应力的情况下，但这种电路仍具有ZVS-QRC的许多不足，所以这类电路未得到广泛的应用，除非在一些要求开关工作频率很高的场合才使用。

许多谐振变换器可以用于工作频率很高的场合，但它仍需要不止一个开关管。在低功率 (<100W) 的应用场合优势不明显。

三、工作于兆赫级工作频率的开关电源

谐振和多谐振开关电路用以克服工作频率很高时 PWM 电路的不足，但是谐振型电路又有导通损耗较大使用元件多的特点，失去了 PWM 控制特性，并且负载变化范围和输入电压变化范围也受到限制。

如果 PWM 电路在高工作频率下的缺点可以克服，则 PWM 电路还有许多优越性。限制 PWM 电路工作于兆赫级开关频率的主要因素是电路的分布参数的影响。图 5 示出了典型功率变换级的杂散参数分布。

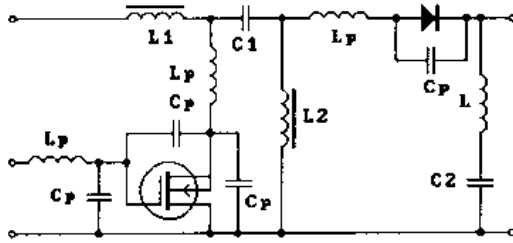


图 5

MOSFET 的本身工作频率很高，但受到输入结电容充电速度的限制，同时栅极和源极电路中分布电感也限制了充电速度，从而限制了开关频率的提高。漏极电路中的杂散电感和杂散电容又会引起电压电流振荡，从而使开关管和有关元件上过电压，因而增加了开关损耗和引起较大的 EMI。

为了克服杂散参数的影响，可采取 PASIC（功率专用集成电路）的办法，用这种方法既可提高分布供电电源的集成度又可以减小电路杂散参数的影响。同时由于开关和驱动电路被集成在一很小的集成电路中，所以可以做到纳秒级的开关时间，并且功率 IC 便于大规模生产也便于降低成本。

功率 IC 仍需用一些外围器件，但是这些器件的布线应使分布参数小。在图 5 所示的 SEPIC 变换器中， C_1 可采用瓷片电容， D_1 可采用表面安装的肖特基二极管，这两个元件都应尽量靠近功率 IC。

在 SEPIC 电路中，功率 MOS 开关管的源极可接地，这样便于栅极电路的设计调试，同时在 SEPIC 电路中，当功率开关管短路或开路时，负载无不利的影响。在 SEPIC 电路中的负载经耦合电容和开关管返回到地，这就不会像在 Buck 电路中，当功率开关管短路或开路时，将所有的输入电压都加到负载上。

四、SEPIC 变换器

对 Boost, Cuk, Flyback 和 Forward 变换器我们已经比较熟悉，而对 SEPIC 电路我们还了解不够。下面重点介绍 SEPIC 电路。

SEPIC 是 Single-Ended Primary Inductance Convertor 的缩写。1970 年由 AT&T Bell 实验室发明，是一种全新的电路结构，其特点是输入、输出电压同极性。图 6 是 SEPIC

典型电路。

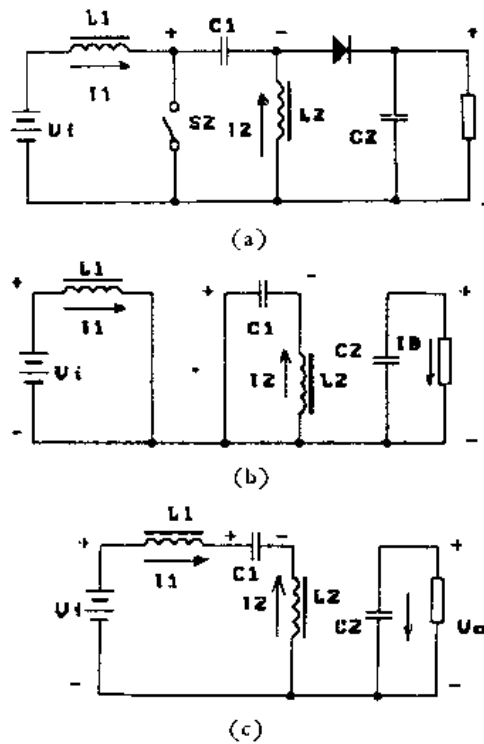


图6 SEPIC 变换器工作过程

在 SEPIC 电路中有三个动态储能元件 L_1 , L_2 , C_1 。任何开关电源的特性很大程度上都取决于电感中电流连续与否和电容上的电压是否连续、突变(阶跃)。根据电感上的电流是否连续和电容上的电压是否连续, 可以有不同的工作模式。如表 2 所示。

表 2 SEPIC 工作模式 (假定 C_1 和 C_2 上的纹波电压很小)

电 感	导 通 模 式					
	D	C	C	-C	C	-D
L_1	D	C	C	-C	C	-D
L_2	D	C	-C	C	D	C

注: D 不连续, C 连续

电感的工作方式有六种: -C 表示一个电感中的电流为零之前另一个电感中的电流反向; -D 表示一个电感中的电流变负并且两个电感中的电流为一定值。这些模式的前提是 C_1 上的电压为定值(纹波很小)。如果 C_1 上的电压不连续则可能工作于其他的模式。有用的工作模式是 C_1 上的电压连续, L_1 , L_2 之一的电流连续, 或 L_1 , L_2 中的电流都不连续。下面分别以 CCM 和 DCM 来表示这两种工作模式。

1. CCM 工作模式

在以下分析中, 假定 C_1 , C_2 容量足够大, C_1 , C_2 上的纹波电压足够小, 电流通路为 C_1 , L_1 , L_2 。有 $V_{C1} = V_i$ 同时 $V_{C2} = V_o$ 。

当开关 S_1 导通时, D_1 关断并且当 S_1 关断时, D_1 导通。即在每个开关周期中有两个工作状态, 这个工作状态如图 (b), (c) 所示。

当开关 S_1 导通时, V_i 直接加在 L_1 上, I_1 线性上升, 并储能于 L_1 。 C_1 和 L_2 相连, 所

以 I_2 也上升。 C_1 中的能量被送到 L_2 中，输出电流 I_o 由 C_2 来维持。

当开关 S_1 断开时，电感 L_1 中的能量释放到电容 C_1, C_2 中， L_2 中的能量被释放于 C_2 中。对 CCM 工作模式， L_1, L_2 中的能量未完全放完 (I_1 和 $I_2 \neq 0$)。在 S_1 开关间隔的末了， S_1 又重新导通，又开始重复下一个工作周期。

为了使下面的讨论更简单，省略电路的详细分析。方程式的推导见附录。

电压传输比定义为

$$M = V_o/V_i \quad (1)$$

占空比为

$$D = t_{on}/T \quad (2)$$

式中， t_{on} 是 S_1 的导通时间； T 是开关周期， $T=1/f_s$ 。

D 是 M 的函数

$$D = M/(1 - M) \quad (3)$$

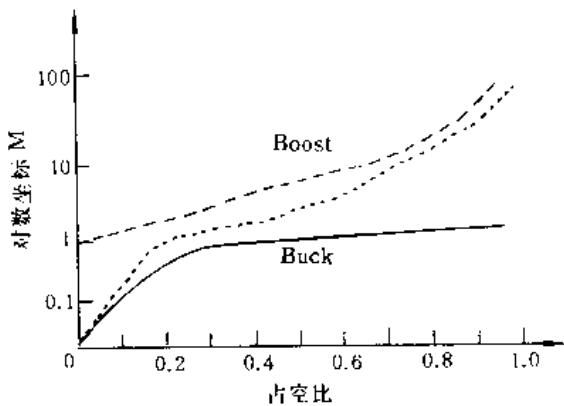
则

$$M = D/(1 - D) \quad (4)$$

图 7 是关于方程式(4)的 Boost, Buck, Cuk 和 Buck-Boost 电路的比较图。SEPIC 电路的变压比和 Cuk, Buck-Boost 电路是相同的，但 SEPIC 是一个同极性变换器，改变 D 可以使输出电压高于或低于输入电压。

表 3 SEPIC 的 CCM 电压、电流关系

M	V_o/V_i
D	$M/(1+M)$
M	$D/(1-D)$
$(I_{L1})_{RMS}$	$M \times I_o$
V_{L1}	$V_o, M \geq V_o/M, M \leq 1$
V_{S1}	$\frac{(M+1)}{M}V_o = V_o + V_i$
$(I_{S1})_{AVG}$	$M \times I_o$
$(I_{S1})_{RMS}$	$I_o \times \sqrt{M^2 + M}$
V_{C1}	$V_o/M - V_i$
$(I_{C1})_{RMS}$	$I_o \times \sqrt{M}$
V_{L2}	$V_o, M \geq 1; V_o/M = V_i, M \leq 1$
$(I_{L2})_{RMS}$	I_o
V_{D1}	$\frac{(M+1)}{M}V_o = V_o + V_i$
$(I_{D1})_{AVG}$	I_o
$(I_{D1})_{RMS}$	$I_o \times \sqrt{M+1}$
V_{C2}	V_o
$(I_{C2})_{RMS}$	$I_o \times \sqrt{M}$



- - - - Boost $M = 1/(1 - D)$
 - - - Buck $M = 1/D$
 Buck-Boost, Cuk 和 SEPIC $M = D/(1 - D)$

图7 各种变换器电压传输比 M 和占空比 D 的关系曲线

SEPIC 电路中其他元件上的电压、电流是表 3 中 M, V_o, I_o 的函数。注意： U_{L1} 和 U_{L2} 的峰值电压取决于 $M > 1$ 或 $M < 1$ ，并且表 3 是以 L_1, L_2 足够大，上面的纹波电压又很小为前提，要求电感中电流工作于 CCM 和 DCM 之间时，电流波形为三角波而不是矩形波，并且均方根值要高 15%。

工作于 CCM 和 DCM 的中间状态则取决于 $R_L (R_L = V_o/I_o), f_s$ 和 M ，临界 L_1 和 L_2 可用下式表示：

$$L_{1c} = \frac{R_L}{2f_s(M^2 + M)} \quad (5)$$

$$L_{2c} = \frac{R_L}{2f_s(M + 1)} \quad (6)$$

如果电感值高于临界值，则变换器工作于 CCM，否则工作于 DCM。

L_{2c} 和 L_{1c} 的比值为：

$$\frac{L_{2c}}{L_{1c}} = M \quad (7)$$

这里很重要的一点是，当 $L_{2c}/L_{1c} = M$ 时， L_1 和 L_2 中的电流同时为零，如 V_o 为恒定值并且 V_i 为变量，则会产生 CCM-DCM 工作状态交替变化的情况。

在分布供电系统中 V_i 是直流总线电压，比较稳定， M 的变化范围也比较小，在这种情况下，CCM 和 DCM 的平滑过渡是可能的。如果 $L_{2c}/L_{1c} \neq M$ ，电路的工作特性则完全不同。

如果 I_2 先于 I_1 为零，由于 L_1 中的电流， $-D$ 将持续导通，这意味着 L_2 上有一个电压使 I_2 反向，这又产生两种工作模式。 $I_1(T) > -I_2(T)$ 的电流波形如图 8 所示。这种工作状态相当于表 2 中的 C 和 $-C$ 状态。图 9 表示在 $t < T$ 时， $I_1 = -I_2$ 的波形。在这种工作模式下，当 $I_1 = -I_2$ ， D_1 不再导通，则进入图 8 所示的工作状态。在这个期间 ($t_2 - T$)，由于 C_1 上的电压抵消了输入电压，则电感电流维持恒定（理想状态）。图 8 为连续导通模式，但这种模式又不同于两个电感中电流方向相同的工作模式。在图 9 所示的工作模式中，电感中电流连续，但由于 ($t_2 - T$) 期间 $di/dt = 0$ ，电路又工作于 DCM 状态。

C, $-C$ 和 C, $-D$ 这两种工作状态，都不同于以前讨论的 CCM，但 L_1 中电流先于 L_2 中电流为零情况是类似的。

2. CCM 电路举例

下列 SEPIC 电路数据可使我们对 SEPIC 电路元件尺寸和元件上的电流、电压值有个实际概念。

$$V_i = 35V, V_o = 12V, P_o = 50W, f_s = 1MHz$$

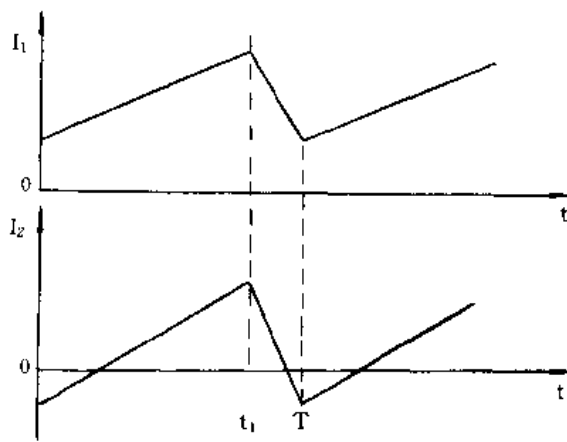


图8 $t=T$ 时 $I_1 > -I_2$ 时的电感电流

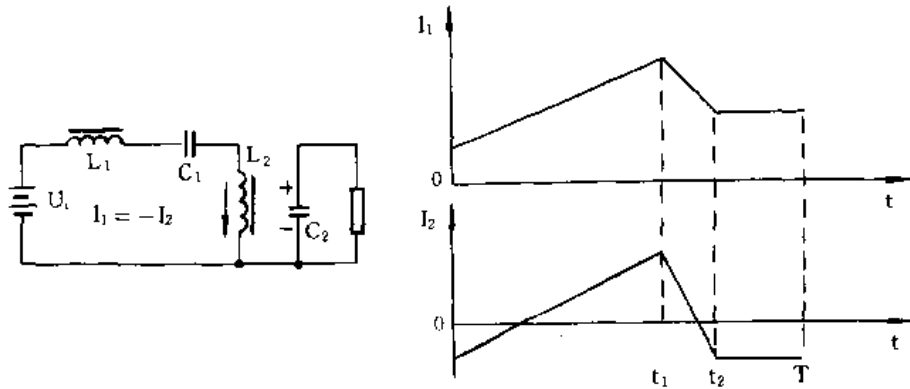


图9 $I_1 = -I_2$, $t < T$ 时刻的电感电流

则有

$$I_o = 4.2\text{A}, R_L = 2.88\Omega, M = 0.34$$

由方程(5)和(6)有

$$L_{zC} = 3.2\mu\text{H}, L_{zC} = 1.1\mu\text{H}$$

为了减小 RMS 电流值和使电路稳定地工作于 CCM 模式, 使

$$L_1 = 5\mu\text{H}, L_2 = 1.7\mu\text{H}$$

电感应绕在 NiZn 铁氧体磁芯上, 单层绕制, 由表 3 有

$$V_{S1} = 47\text{V}, (I_{S1})_{\text{RMS}} = 2.8\text{A}_{\text{RMS}}$$

选 $V_{\text{DSS}} = 60\text{V}$ 的 MOSFET 就可适用于开关管 S_1

$$V_{D1} = 47\text{V}, (I_{D1})_{\text{AVG}} = 4.2\text{A}$$

D_1 采用 60V 的肖特基二极管。

$$V_{C1} = 35\text{V}, (I_{C1})_{\text{RMS}} = 2.4\text{A}_{\text{RMS}}$$

C_1 选 50V, 0.47—1 μF 的瓷片电容。

$$V_{C2} = 12\text{V}, (I_{C2})_{\text{RMS}} = 2.4\text{A}_{\text{RMS}}$$

C_2 选 25V, 1 μF 瓷片电容。

3. DCM 模式

下面假定 $L_2/L_1 = M$, 并且 L_1, L_2 同时工作于电流不连续状态。

要工作于 DCM, 则应增加一个电路工作状态, 如图 10 所示。在 $t=0$ 时刻, S_1 导通, $I_1, I_2=0, L_1, L_2$ 中的电流上升直至 S_1 关断 (图 10(a))。在这种情况下, 电感中的能量传送到输出端 (图 10(b))。当电感电流为零时, D_1 停止导通 (图 10(c))。由于电容 C_1 上的电压抵消了输入电压 V_i , 电感中电流为零。

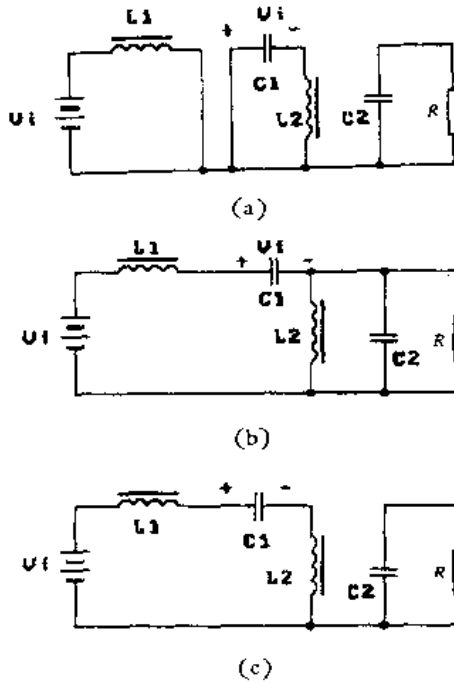


图 10 SEPIC DCM 电路工作状态 ($L_2/L_1=M$)

D 和 M 的表达式为:

$$D = \sqrt{2\tau_L(M^3/1 + M)} \quad (8)$$

式中,

$$\tau_L = f_s L_1 / R_L \quad (9)$$

方程(8)仅在 $D < 1$ 时成立, 则 τ_L 的上限为:

$$(\tau_L)_{\max} = \frac{M+1}{2M^3} \quad (10)$$

如 τ_L 值大于这个值, 则意味着电路工作于 CCM。

方程(8)可用图 11 和图 12 的图形来表示, 这两个图表示了在 $M > 1$ 和 $M < 1$ 情况下负载和输出电压的关系。

4. 耦合电感的工作

如图 6 所示, 当开关管 S_1 导通时, 电感 L_1, L_2 上的电压均为 V_i , 由图 6(b) 可以看出, 在开关周期的剩余段, 电感 L_1, L_2 上的电压为 V_o , 因为这两个电压相等并且同相, 所以 L_1, L_2 可以绕在同一个磁芯上, 即可作为耦合电感。图 13 为耦合电感的电路形式。这种电路结构有几个优点, 耦合电感的漏感可在电源的输出端产生零电流纹波效应。由

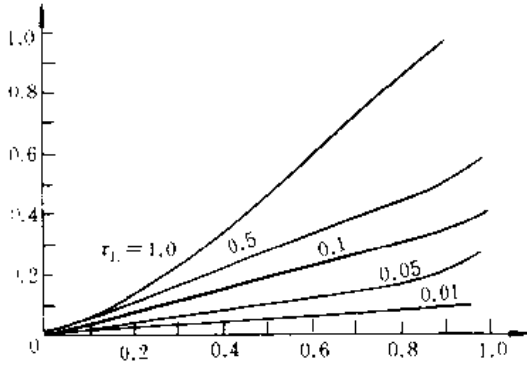


图 11 SEPIC 电路工作于 DCM 模式
 $M < 1$ 和 τ 值间关系图 ($M = V_o/V_i$)

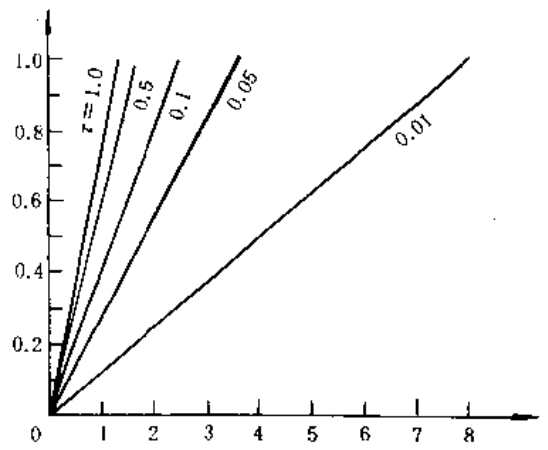


图 12 SEPIC 电路工作于 DCM 模式时 τ 和 $M < 8$ 时的关系图

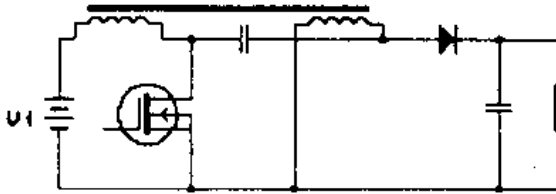


图 13 采用耦合电感的 SEPIC 电路

于匝数比为 1 : 1, 所以 $L_1 = L_2$, 并且 L_1 和 L_2 中的储能、释放状态一致。这种电路既可工作于 CCM 也可工作于 DCM 状态。

附录

1. 工作于 CCM 和 DCM 模式的 SEPIC 电路公式推导 (下列计算见图 6)

当 C_1, C_2 足够大时, $V_{C1} = V_i$ 和 $V_{C2} = V_o$ 。

当开关管 S_1 导通时, $V_{L1} = V_{L2} = V_i$ 。

当开关管 S_1 关断时, $V_{L1} = V_{L2} = -V_o$ 。

由

$$V_i t_{on} = V_o (T - t_{on}) \quad (1)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T}, \quad M = \frac{V_o}{V_i}$$

$$M = \frac{D}{1 - D} \quad (2)$$

有

$$D = \frac{M}{1 + M} \quad (3)$$

假定 L_1, L_2 电感量足够大, 则电流纹波足够小, 下列公式成立:

$$I_o = (I_1 + I_2) \times (1 - D) = \frac{I_1 + I_2}{M + 1} \quad (4)$$

由 $P_i = P_o$, 有 (5)

$$V_i I_i = V_o I_o, \quad M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o}$$

由式(4), (5)可知

$$I_2 = I_o \quad (6)$$

2. 开关管 S_1 上的电压和电流

当开关管 S_1 断开时,

$$V_{S1} = V_{C1} + V_o = V_i + V_o \quad (7)$$

用 M, V_o 表示有:

$$V_{S1} = \left(1 + \frac{1}{M}\right) V_o \quad (8)$$

$$V_{S1} = V_{C1} + V_o = V_i + V_o$$

当开关管 S_1 导通时,

$$(I_{S1})_{\text{RMS}} = (I_1 + I_2) \sqrt{D} \quad (9)$$

公式(9)又可推导为:

$$(I_{S1})_{\text{RMS}} = I_o \sqrt{M + M^2} \quad (10)$$

3. D_1 上的电压和电流

由

$$(I_{D1})_{\text{AVG}} = I_o \quad (11)$$

当 S_1 导通时,

$$V_{D1} = V_i + V_o = \left(1 + \frac{1}{M}\right) V_o \quad (12)$$

可见开关管 S_1 和二极管 D_1 上的峰值电压相同。

4. 电感电流

$$(I_1)_{\text{RMS}} = I_1 = M \times I_o \quad (13)$$

$$(I_2)_{\text{RMS}} = I_o \quad (14)$$

即当电感 L_1, L_2 足够大时, 纹波电流较小, 如果电感 L_1, L_2 的电感量较小, 则电感中的电流近似为三角波 (接近 DCM 和 CCM 的交界), 则 I_{RMS} 要高出 15%。

5. 电容中的电流

$$(I_{C1})_{\text{RMS}} = \sqrt{I_1^2 (1 - D) + I_2^2} \quad (15)$$

又可推导为:

$$(I_{C1})_{\text{RMS}} = I_o \sqrt{M} \quad (16)$$

$$(I_{C2})_{\text{RMS}} = \sqrt{I_o^2 \times D + (I_1 + I_2 - I_o)^2} \quad (17)$$

又可推导为:

$$(I_{C2})_{\text{RMS}} = I_o \sqrt{M} \quad (18)$$

6. L_1, L_2 的临界电感值

对于给定的电流值, 临界电感值是使在开关周期的终点, 电流刚好为零, 这是 CCM 的一个特例。

输入电流将为三角波, 电流的峰值 I_{1P}

$$I_{1P} = 2I_{1\text{AVG}} = 2M \times I_o \quad (19)$$

$$I_{1P} = \frac{V_i t_{\text{on}}}{L_1} \quad (20)$$

$$t_{\text{on}} = D \times T \quad (21)$$

$$f_s = \frac{1}{T} \quad (22)$$

由方程(19)–(22), 有:

$$L_{1C} = \frac{R_L}{2f_s(1+M)M} \quad (23)$$

同样 L_2 的表达式为:

$$L_{2C} = \frac{R_L}{2f_s(1+M)} \quad (24)$$

7. DCM 工作模式分析

由分析有:

$$\frac{L_{2C}}{L_{1C}} = M \quad (25)$$

即表示 I_1, I_2 同时为零。图 10 所示的电路状态可用于这种工作方式的分析。

由

$$V_i t_1 = V_o t_2 \quad (26)$$

式中, $t_1 = t_{\text{on}} =$ 开关管的导通时间, $t_2 =$ 电感中电流的下降时间。有:

$$I_{1\text{AVG}} \times t_2 = I_{2\text{AVG}} \times t_1 \quad (27)$$

由 $P_i = P_o$, 有:

$$V_i I_{1\text{AVG}} = V_o I_o \quad (28)$$

8. M, D 的推导

$$I_{1P} = \frac{V_i t_1}{L_1} \quad (29)$$

$$I_{1\text{AVG}} = I_{1P} \times \frac{(t_1 + t_2)}{2T} \quad (30)$$

由式(27)和式(30), 有:

$$D = \sqrt{\left(\frac{2f_s L_1}{R_L}\right) \times \frac{M^2}{1+M}} \quad (31)$$

参 考 文 献

- [1] Product & Applications Handbook 1993—1994, Unitrode.
- [2] 张占松编著, 高频开关稳压电源, 广东科技出版社, 1992. 4.
- [3] 徐德洪、叶茂, 单开关谐振变换器的分析, 电力电子技术, 1995. 3, p. 22.
- [4] Andrecak, Bill, 1.5MHz Current Mode IC Controlled 50 Watt Power Supply, Proceedings of the High Frequency Power Conversion Conference, 1986.
- [5] Andreycak, W., 3MHz Resonant Mode Control IC Regulates 150W Off-line Power Supply, HFPC 1988.

高频磁放大器稳压电源的设计

路秋生

(北京电影机械研究所 100026)

一、引言

近几年来多路输出开关稳压电源越来越普遍采用磁放大器。这种稳压电源具有每路输出稳压精度高、效率高、简单易行的优点。磁放大器稳压电源特别适用于输出电流为1A到几十A的场合,但也可用于要求稳压精度高、效率高、低功率输出的场合。

采用非晶态合金作为磁放大器的磁性材料可工作于较高的工作频率。非晶态磁芯具有高的矩形比、低矫顽磁力、磁芯损耗低的特点,它使非晶态磁性材料用于输出稳压场合具有很好的稳压精度和工作效率。

虽然线性稳压电源和每路输出单独稳压的稳压电源具有稳压功能,但用于较高工作频率和较大的输出电流场合受到限制。线性稳压电源用于大电流输出的应用场合时,工作效率低,大电流工作时需加散热器,这样既增加了体积,又增加了成本。

多路开关稳压电源可提高工作效率,但是电路复杂,和磁放大器电源相比不仅成本高而且可靠性差。

本文将介绍磁放大器稳压器的设计准则,包括饱和电感及控制电路的设计。附录A介绍了一个简单、低损磁放大稳压器的实例。附录B介绍了输出滤波电感的设计准则。附录C介绍了电流型负反馈控制电路设计事项。

二、磁放大稳压器的的工作原理

磁放大稳压器是通过调节开关变压器次级侧的脉冲宽度来达到输出稳压目的。开关功能是由饱和电感来完成的,该电感磁芯的 $B-H$ 曲线具有很好的矩形特性。磁放大器的工作特性如图1所示。

图1所示电路是一个12V/10A, 5V/40A两路输出的正激型开关变换器。误差放大器 U_1 用以在脉冲间歇期控制饱和电抗器的复位。并且这个复位决定下一个脉冲前沿的延迟时间。 e_2 为饱和电抗器SR输出侧的波形,见附录A。脉冲间歇期 a 由误差放大器控制。当延迟时间 b 内的伏秒积等于 a 期间的伏秒积时,延迟时间 b 终止。电感 L 的输入波形如 e_3 所示。由于二极管CR2, CR1的作用,开关变压器初级侧的电流 I_p 在磁芯饱和时有个阶跃变化。

为了了解反馈环的工作,首先假定输出电压变高,引起放大器同相端电压上升,运算放大器的输出上升,这个上升电压又提高了饱和电感器SR输出侧 e_2 的电压,相应提高

了加到磁放大器上的复位值，从而导致脉冲前沿延迟量的增加，直至输出电压达到预期值。

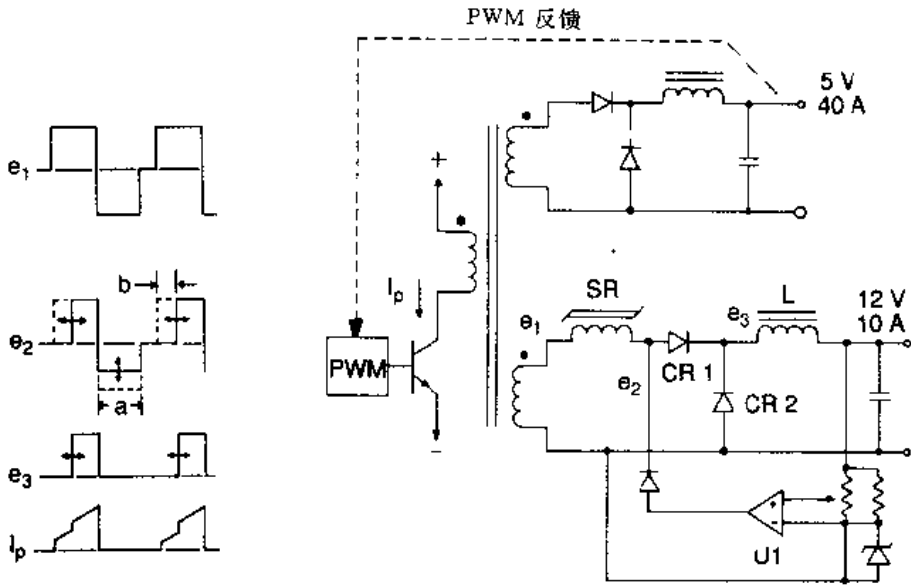


图 1 电路基本结构

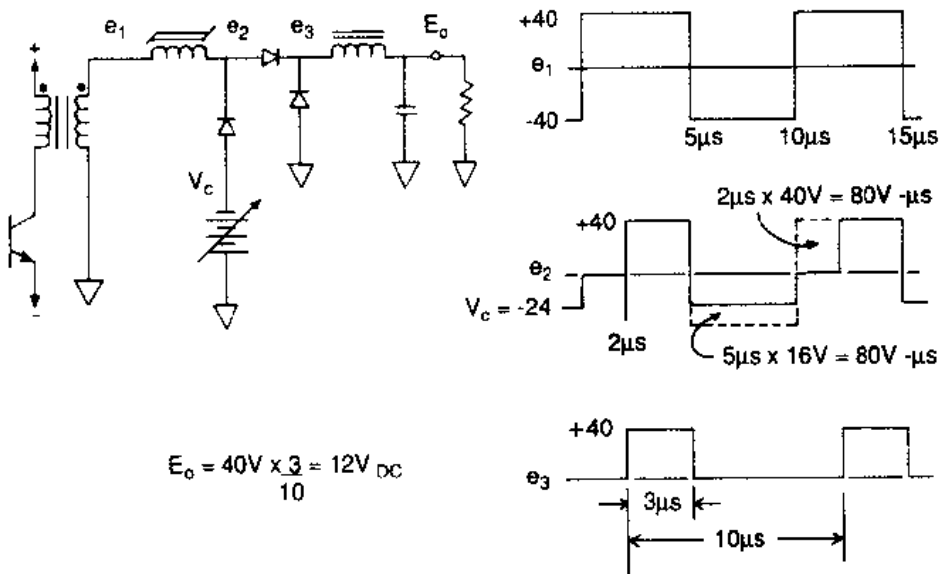


图 2 电路工作过程

图 2 表示了饱和电抗器的工作情况。假定输出电压为 12V，则变压器次级电压平均电压为 20V，在 50% 的占空比情况下， e_1 的幅值就应为 40V。使用饱和电感器并取一定的箝位电压 $V_c = -24V$ ，则磁复位所需的伏秒值为 $16V \times 5\mu s = 80V\mu s$ 。当正脉冲电压加到饱和电感的输入端时，饱和电感的工作特性就像一个开路开关，直至达到所期望的伏秒值。因为脉冲电压幅值为 40V，延迟时间为 $2\mu s$ ，脉冲电压持续时间为 $5 - 2 = 3\mu s$ ，输出电压 $V_o = 40V \times 3\mu s / 10\mu s = 12V$ 。

在稳压的同时，对每路输出，磁放大器应提供过流保护功能。事实上，对磁放大器

限流功能的要求和稳压并使输出电流降低至一个低限值的情况类似，这时输出滤波电感中的电流是不连续的。在这种情况下，饱和电感必须要承受输入波形的所有伏秒值。这样有两种使用情况：(1) 仅稳压；(2) 输出关断。仅稳压功能电源无限流功能。

三、磁放大器电感的设计

在电感器设计之前，首先需要确定这个电感器是仅稳压还是具有输出关断功能。如不需限流，则就不必对电感器进行限流设计。例如，在电源的输出端可采用一个假负载，以保证当负载电流最小时，电感中的电流连续。

电感器设计的任务是决定磁芯型号和线圈的匝数。例如工作频率为 150kHz 的正激型变换器，磁芯应参照表 1 选择。表 1 仅适用于稳压型。它假定磁放大器要承受 40% 的输入脉冲。表 2 适用于关断型稳压电源，它假定在关断期，磁放大器要承受全部的输入脉冲。例如，12V、8A 的稳压磁放大器，需在 MP1603 型磁芯上双线并绕 18# AWG 线 12 圈。

如不使用以上的图表，建议采用下列步骤：

1. 决定电感所要承受的伏秒积值 Λ

首先应决定这个磁放大器是仅用于稳压或还是具有输出过流关断功能。伏秒积值由下式计算：

$$\Lambda = V \cdot t \quad (1)$$

式中， V 表示脉冲电压幅度； t 表示脉冲前沿所需的最大延迟时间。

为了克服输入脉冲的瞬态变化，最好这个伏秒值要比计算值大 10%—20%。输出电压是加到滤波电感上的脉冲电压平均值。例如在图 2 中，12V 的输出电压是 $40V \times 3\mu s$ 在 $10\mu s$ 期间的平均值： $E_{out} = (40V \times 3\mu s) / 10\mu s = 12V$ 。

因为输入脉宽是 $5\mu s$ ，磁放大器电感必须承受 $40V \times (5 - 3\mu s) = 80V\mu s$ 。如留有 20% 的余量，则 $\Lambda = 80V\mu s \times 120\% = 96V\mu s$ 。

2. 决定磁芯的横截面积乘积 $W_e A_c$ (W_e 代表磁芯的窗口面积， A_c 代表磁芯的有效截面积)

根据所需的 $V\mu s$ 积值，可采取下列方法来决定磁芯的横截面积乘积 $W_e A_c$ 。1) 查手册来确定磁芯的横截面积。2) 选择合适的导线，然后再根据导线所需的磁芯横截面积和窗口面积来确定磁芯的横截面积乘积。

方法 2 按下列步骤计算：

(1) 根据输出电流值选择所需导线。一般在空气自然对流情况下，温升为 20—30℃，磁芯外径为 12—25mm 的情况下，每安培应选用 400 圆密尔的导线。空气强迫对流的情况下，可选用较小一些的导线。这样就可计算窗口横截面 A_c 值。

在工作频率高于 75kHz 的情况下，最好采用多股导线。400 圆密尔的导线横截面积等效为 $2.03 \times 10^{-3} \text{cm}^2$ 。

$$1 \text{ 圆密尔} = 5.067 \times 10^{-6} \text{cm}^2$$

(2) 选择磁芯的窗口填充系数 K 。当磁芯外径为 12—25mm 时, 对 22—16 号线规可选择填充系数 $K=0.3$ 。当导线的直径较大或采用多股线时, 可选用填充系数 $K=0.2$ 。

(3) 计算磁芯的截面积乘积 $W_a A_c$ 值。

$$W_a A_c = A_w \Delta \times 10^4 / 2B_m K (\text{cm}^4) \quad (2)$$

式中 A_w 表示导线横截面积, 单位为 cm^2 , B_m 表示磁芯饱和磁通密度, 单位为特斯拉。

(4) 根据所需的最小磁芯截面积乘积 $W_a A_c$ 值按表 3 选择所需的磁芯尺寸。

3. 计算所需绕组的圈数

$$N = \Lambda \times 10^4 / 2B_m A_c (\text{匝}) \quad (3)$$

式中, Λ 为伏秒积值, B_m 为饱和磁通密度, 单位特斯拉; A_c 为磁芯有效横截面积, 单位 cm^2 。

四、磁芯损耗和温升的估测

磁放大器稳压器的损耗由饱和电感器的损耗、绕组铜损和复位晶体管功耗组成。可忽略控制电路的损耗。输出滤波电感和整流器中也会有损耗, 该损耗与用不用磁放大器无关, 所以在这里就不讨论了。复位电路中的功耗在复位电路设计部分讨论。

磁芯损耗的计算是根据磁通量的变化再根据图 3 或公式来计算。在这里磁芯损耗曲线适用于双极性的磁通变化并用峰值来表示, 而不是峰-峰值。这就是为什么在下式中有个系数 2 的原因。

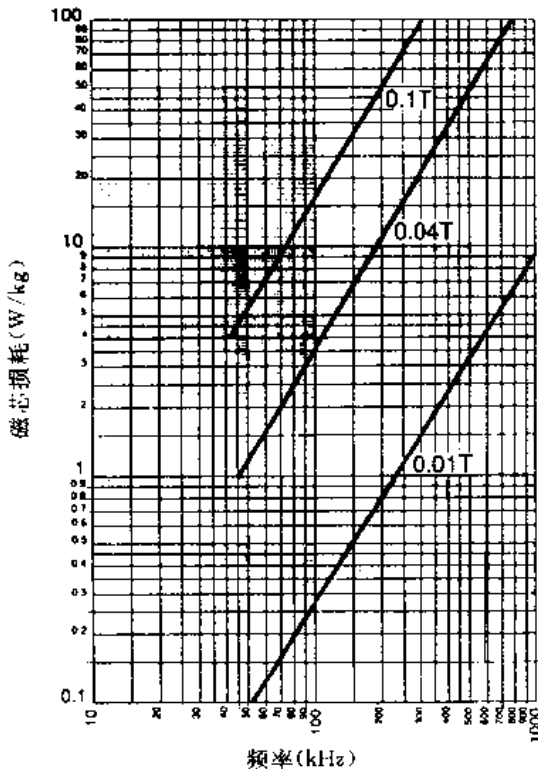
$$B = \Lambda \times 10^4 / 2NA_c \quad (4)$$

式中, B 表示磁通密度, 单位特斯拉; Λ 表示正常工作条件下的伏秒积; A_c 表示磁芯横截面积, 单位为 cm^2 。 N 表示绕组匝数。

在确定磁芯损耗 (W/kg) 后, 再将这个值和磁芯质量相乘, 就可得到磁芯损耗。

$$P_{\text{磁芯}} = (\text{W/kg}) \cdot (\text{kg}) \quad (5)$$

铜损通过计算绕组长度和确定它的电阻乘以电流有效值的平方求得。铜损由两部分组成: 1) 直流电流铜损; 2) 交流电流铜损。交流铜损又分电流的基波成分而造成的铜损和各次谐波成分造成的铜损。交流损耗由每次谐波的交流等效电阻决定, 而交流等效电阻又由集肤效应和邻近



取决于频率 f (Hz) 和磁感强度 B (T) 的磁芯损耗 P_{CORE} (W/kg) 由下式决定:

$$P_{\text{CORE}} = (9.93 \times 10^{-6}) (f^{1.57}) (B^{1.70})$$

图 3 磁芯损耗和工作频率、磁感应的关系图

效应决定。

本文将主要讨论由集肤效应而决定的交流电阻。由于每个磁放大器的饱和电感仅由1—2层绕制而成，所以在里就忽略了邻近效应。交流损耗由计算线圈的交流等效电阻乘电流有效值的平方。

图4表示了由交流电阻和直流电阻比值所决定的集肤效应。这样，交流电阻为

$$R_{ac} = (R_{ac}/R_{dc})R_{dc} \quad (6)$$

R_{dc} 值可从表4查出，并且 R_{ac}/R_{dc} 值可以由图4中查出。图4要求 $D\sqrt{f}$ 因子已知。其中 D 表示导线的直径，单位为英寸； f 表示工作频率，单位为Hz。导线的直径 D 可以从表4中查出。

绕阻损耗可从下式计算得到：

$$P_{导线} = (I_{rms})^2 R_{ac} \quad (7)$$

式中 I_{rms} 是在假定电流波形为矩形波而得到的。在这种情况下

$$(I_{rms})^2 = (I_{out})^2 d \quad (8)$$

式中 d = 脉冲占空比， I_{out} 表示输出到负载的最大输出电流。在图2所示电路中。脉冲占空比为 $3\mu s/10\mu s = 0.30$ 。

由于输出波形被输出滤波电感平均，所以脉冲占空比可按输出电压和加到磁放大器的输入峰值电压比来计算： $12V/40V = 0.30$ 。

电感中的总损耗为：

$$P = P_{磁芯} + P_{导线} \quad (9)$$

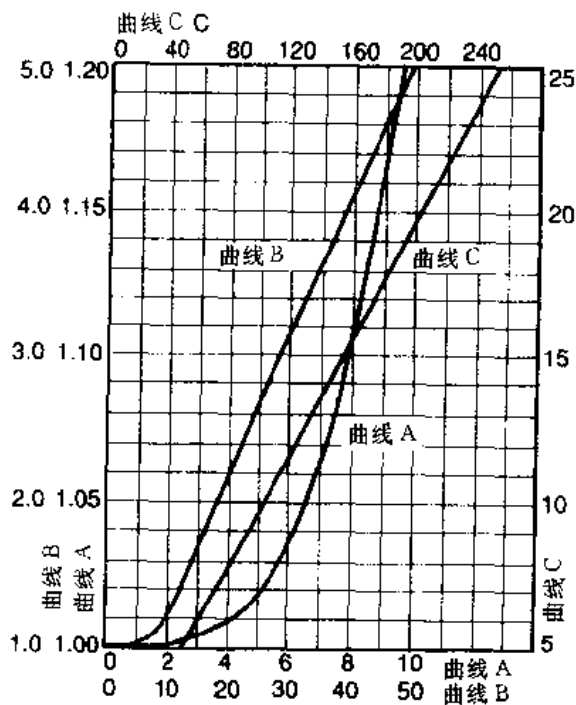
电感器的温升可由下式来估测：

$$T_{温升} = (P/A)^{0.8} \times 100^\circ C \quad (10)$$

在自然通风条件下，式中 P 代表功耗，单位为瓦。 A 代表电感器的表面积，单位为平方英寸（通常绕组外形为圆柱形）。在对流空气的条件下，温升会低些。

五、复位电路的设计

复位电路用以提供当变压器次级工作于关态时所需的复位伏-秒值。这种形式的复位既可叫做电压复位也可叫做电流复位，这取决于复位电路的结构和它的输出阻抗。每种电路有它的优点和缺点。但由于电流型复位电路具有易于制作的优点，所以电流型复位电路用的较多些。图5表示了这两种类型的电路。由一个变化范围为0—10V的控制电压 V_c 就可完成电流型、电压型磁芯复位，见附录C。为了使电路安全工作，复位晶体管需加散热器。非晶态磁芯的主要优点就是它的低耗，因而复位电流也低，相应也降低了复



在20°C时对于铜为 $D\sqrt{f}$ ，

或对于任何导线材料为 $D\sqrt{f} \sqrt{\mu_r \rho_c / \rho}$

图4 绝缘圆型导线的阻抗比曲线

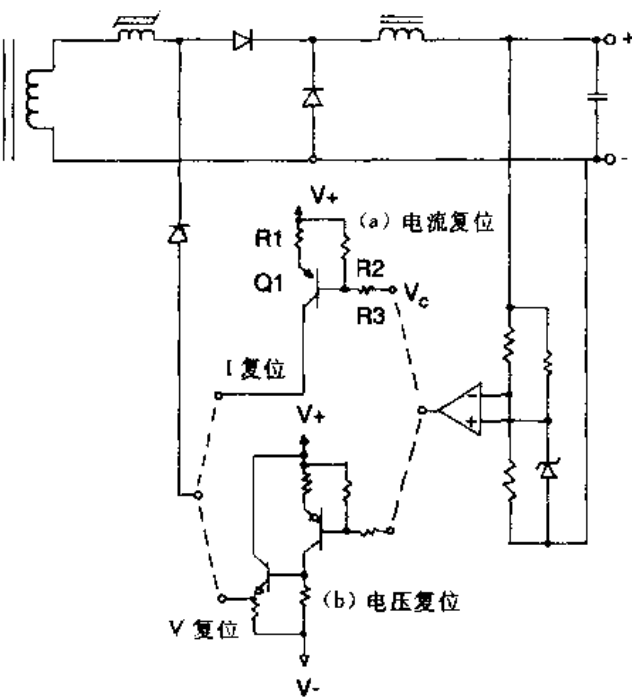


图5 复位电路

位电路的功耗。

磁复位电路的设计步骤如下：

1. 估测所需的控制电流（控制稳压输出磁芯所需的复位电流）

复位控制电流可按式计算：

$$I_{\text{re}} = H_R l / 0.4\pi N \quad (11)$$

式中 l 表示磁路长度，单位为 cm ； N 表示电感器的绕组匝数； H_R 表示矫顽磁力，单位为奥斯特。 H_R 由下式决定：

$$H_R = 0.1502(f_{sw})^{0.57} (\Delta)^{0.7} / (NA_c)^{0.7} \quad (12)$$

式中 A_c 表示磁芯的有效横截面积，单位为 cm^2 ； Δ 表示饱和电感器所要提供的伏秒积值； f_{sw} 表示开关工作频率，单位 Hz 。

如果磁芯的窗口截面积允许的话，应多绕一些圈数以减小复位晶体管电流和降

低复位晶体管功耗。这样相应降低了磁通密度和磁芯损耗。但相反又增加了铜损，也提高了饱和电感值。综合以上因素，考虑还是增加圈数合算些。

2. 复位晶体管 Q_1 的选择

如图5所示的电流型复位结构，采用PNP的达林顿晶体管。这个晶体的反向击穿电压应足够高，以致能承受供电电压和次级侧在非正常条件下的反向最大电压值之和。它的电流增益应当足够高，功耗也应足够大。选大电流放大倍数晶体管就是为了使复位放大极的增益（定义为 $I_{\text{reset}}/V_{\text{control}}$ ）和晶体管的放大倍数无关，也就是应使复位晶体管的基极电流在电阻 R_3 上的压降足够小。

3. 核算晶体管的温升

复位晶体管的功耗为发射极-集电极之间的电压和集电极电流的乘积平均值，晶体管的温升可根据晶体管的热阻、散热器的形状来决定。

4. 发射极电阻 R_1 的计算

电阻 R_1 用来稳定复位电路的工作。一般选取原则是当复位电流为最大值时， R_1 上的压降为 1V 。即

$$R_1 = 1\text{V} / (I_{\text{control}})_{\text{max}} \quad (13)$$

5. 电阻 R_2 , R_3 的选取

电阻 R_2 , R_3 在一起组成分压器。电阻 R_3 用以保护复位晶体管 Q_1 、 U_1 。 R_3 可按下面的方法来选取，复位电路正常工作时，使通过 R_2 的电流为 1mA （推荐选 2mA ），因为要

使 TL431 基准稳压器正常工作，电流就至少 1mA。

$$R_2 = \frac{V_{BE(sat)}}{I_{R_2}} \Omega \quad (14)$$

式中， $I_{R_2} = 0.002A$ 。

通常 R_3 的选取原则是使误差放大器的最大输出电压低于电源电压 3—4V。为了使在 R_3 上的最小压降为 4V， R_3 由下式决定：

$$R_3 = \frac{4 - V_{BE(sat)}}{I_{R_2}} \Omega \quad (15)$$

式中， $I_{R_2} = 0.002A$ 。

六、控制电路的设计

图 6 所示电路就是常用的一种电路。它提供一个很稳定、精密的输出控制和具有很低的损耗。这种电路是一种只稳压的电路，没有限流功能，要求最小负载电流大于电感临界电流。对这种情况，通常在电源的初级侧具有限流功能。

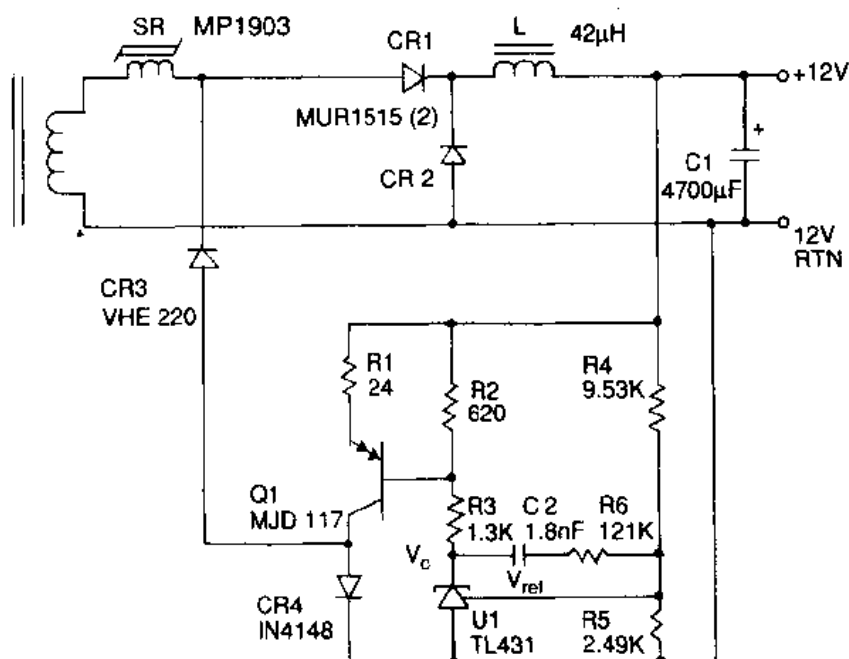


图 6 TL431 控制电路

这个电路的核心是 TL431。它的最小阳极工作电流为 1mA，以确保 2.5V 参考电压的准确性。

电阻 R_4 、 R_5 应按下列式选取：

$$R_4/R_5 = (V_{out} - V_{ref})/V_{ref} \quad (16)$$

上式限定了 R_4 、 R_5 的比值关系。而 R_4 、 R_5 的具体取值应考虑到允许的功耗和分压器所需的阻抗。从提高电路工作稳定性和降低噪声的角度，应使 R_4 、 R_5 的取值尽量小，但从降低电阻热耗的角度，阻值又应当较大。为了使电阻的发热小，这里使这两个电阻

的损耗低于 20mW，有：

$$R_{\Sigma} = R_4 + R_5 > V^2/P - 12^2/P = 144/0.02 = 7220\Omega$$

通过电阻的电流 $I_R = V_{out}/7220 = 1.66\text{mA}$ 。如果该电流减小至 1mA，电阻的计算就会变得简单一些，即每个电阻的取值是每伏 1k Ω 。因为基准电压是 2.5V， R_5 的值应取 2.5k Ω 。

这样对于 12V 的输出电压，电阻值取为 9.53k 和 2.49k 完全符合阻值公差为 1% 的要求。阻值的计算公式为：

$$R_5 = V_{ref}/1\text{mA} = V_{ref}(\text{k}\Omega) \quad (17)$$

$$R_4 = (V_{out} - V_{ref})/1\text{mA} = V_{out} - V_{ref}(\text{k}\Omega) \quad (18)$$

注意：电阻 R_1 、 R_2 和 R_4 都被接到稳压输出端。当需要限流时， R_1 、 R_2 必须连至一个固定电压，并且这个电压不受稳压电源磁放大器输出关断的影响。这是因为在输出关断的情况下，必须要有一个电源来为磁放大器提供适当的伏秒数来关断输出。

R_5 、 C_2 用以稳定反馈环路的工作，它的取值取决于输出电感 L ，输出电容 C_1 和磁放大器环路的增益。建议按如下步骤来设计：

1. 计算输出调节器/滤波器的角频率

滤波器的角频率为：

$$f_c = 1/2\pi \sqrt{(L)(C_1)} \quad (19)$$

调节器/滤波器的角频率应比 f_c 高些，它是调节器电路增益的函数。

$$f_{\text{调节/滤波}} = f_c \sqrt{1+G} \quad (20)$$

如果电阻 R_1 、 R_2 被连到了一个固定电压值而不是输出端电压，则 G 表示调节器/滤波器的增益。 G 通常在 2—6 范围内取值。假定取值为 4，则 $f_{\text{调节/滤波}} = \sqrt{(1+4)}f_c = 2.2f_c$ 。即

$$f_{\text{调节/滤波}} = 2.2/(2\pi \sqrt{(L)(C_1)}) \quad (21)$$

2. 反馈放大器回路增益的计算

假定在 $f_{\text{调节/滤波}}$ 的角频率点放大器的增益为零，则在 1/10 的工作频率点的增益为 1。我们假定电容器的等效串联电阻足够小，以致增益曲线的斜率在 $f_{\text{调节/滤波}}$ 和 $0.1f_s$ 之间为 -1。同时，由方程式 (11)， $f_{\text{调节/滤波}}$ 的低频增益为 $G/(1+G)$ ，比 1 稍小些，所以有：

$$G_c \cong (0.1f_s)/f_{\text{调节/滤波}} \quad (22)$$

R_6 的取值将取决于 G_c 。

3. R_6 的计算

$$R_6 = G_c \cdot R_4 \quad (23)$$

4. 电容 C_2 的计算

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(f_{\text{调节/滤波}})R_0} \quad (24)$$

这个计算步骤已很简化了。前提条件是确定调节器的增益和输出电容的等效串联电阻为零。设计细节在附录 A。

通过频率响应分析器或瞬态负载（半载或全载）可以检查稳压电路的稳定性，稳压电路的恢复时间应小于 1ms。

附录 A 设计举例

现以一个 12V, 10A 的磁放大器稳压器为例来介绍设计步骤。这个电路如图 6 所示，变压器次级侧的工作频率为 100kHz。当输入线电压为最小值时的峰值电压为 40V（次级侧的脉冲占空比为 0.5）。波形如图 2 所示。在这个例子中磁放大器不需要输出关断功能，相反，它只要求有稳定的输出。

如果工作频率为 150kHz，脉冲峰值电压为 32V 而不是 40V，则磁芯和绕组的选择应按表 2 进行。为了使这个例子更有实用性，假定工作频率为 100kHz，并不用图表进行设计。

1. 决定磁芯所必须承受的伏秒积值

$$\Delta = V \cdot t \quad (1)$$

$V = 40V$ （输入波形的峰值电压）。求 t 值，首先应求出使输出电压为 12V 脉冲所应有的脉冲持续时间。然后再由脉宽减去脉冲持续时间就可得到磁放大器处于“关”态所需时间。为了保证稳压器可靠工作，再把这个磁放大器“关”态时间加大 20% 而得到 t 值。在这种情况下，输出电感上的脉冲持续时间为：

$$\text{脉宽} = (12/40) \times 10\mu s = 3\mu s \quad (25)$$

因为加到磁放大器输入端的脉宽是 $5\mu s$ ，电感器必须承受 $5 - 3 = 2\mu s$ 的关断时间。正如前面已提到的，加 20% 的余量有：

$$\Delta = (1.2) \times (40V) \times 2\mu s = 96V\mu s \quad (26)$$

2. 计算磁芯所需的面积积 $W_p A_c$

1) 根据电流选择导线尺寸，一般按每安 400 圆密尔来选择导线。10A 电流所需导线为 $10 \times 400 = 4000$ 圆密尔。由表 4 可以看出 14# AWG 的线符合要求。

为了便于绕制，可选用双股 17# AWG 线绕制，这可以减小由于集肤效应而引起的损耗。当然最好选用多股线来绕制，效果会更好。在选定线号以后，应再核实导线的横截面积 A_w 。假定选用 2 股 17# AWG 线绕制，则横截面积为：

$$A_w = 2(2421 \text{ 圆密尔}) = 4842 \text{ 圆密尔} = 0.025\text{cm}^2 \quad (27)$$

2) 选择填充系数 K 。由于导线较 16# AWG 线小，可选填充系数 K 值为 0.3。

$$K = 0.3 \quad (28)$$

3) 计算磁芯面积 $W_p A_c$ ：

$$W_a A_c = \frac{A_w \Lambda \times 10^4}{2B_m K} \text{cm}^4 \quad (2)$$

在这个例子中, $A_w = 0.025 \text{cm}^2$, $\Lambda = 96 \times 10^{-6}$, $K = 0.3$, Metglas 2714A 磁性材料的饱和磁通密度为 0.55 特斯拉。即 $B_m = 0.55$, 所以有:

$$W_a A_c = (0.025 \times 96 \times 10^{-6} \times 10^4) / (2 \times 0.55 \times 0.3) = 0.0727 \text{cm}^4 \quad (29)$$

4) 由表 3 根据 $W_a A_c$ 选择所需的磁芯。Meiglas MP1903 型磁芯的面积为 0.079cm^4 。如果所需值很接近下一级较小的磁芯规格, 则可选用这个较小规格的磁芯。

$$W_a A_c = 0.079 \text{cm}^4 \quad (30)$$

同时注意到 MP1930 型磁芯的横截面积为:

$$A_c = 0.082 \text{cm}^2 \quad (31)$$

3. 计算所需匝数

$$N = (\Lambda \times 10^4) / (2B_m A_c) \text{匝} \quad (3)$$

$$N = (96 \times 10^{-6} \times 10^4) / (2 \times 0.55 \times 0.082) = 10.64 \text{匝(使用 11 匝)} \quad (32)$$

线圈匝数决定后, 电感器的损耗和温升也可决定了。

4. 计算最大磁通密度

由

$$B = \Lambda \times 10^4 / 2NA_c \quad (4)$$

有:

$$B = (96 \times 10^{-6} \times 10^4) / (2 \times 11 \times 0.082) = 0.53 \text{特斯拉} \quad (33)$$

5. 计算磁芯损耗

可通过图 3 或通过计算的方法来计算磁芯损耗。

$$P_{\text{磁芯}} (\text{W/kg}) = (93 \times 10^{-5}) (f^{1.57}) (B)^{1.70} \quad (34)$$

在这个例子中,

$$P_{\text{磁芯}} (\text{W/kg}) = (9.93 \times 10^{-6}) (10^5)^{1.57} (0.53)^{1.70} = 239 (\text{W/kg}) \quad (35)$$

将这个值和磁芯质量相乘有:

$$P_{\text{磁芯}} = 239 (\text{W/kg}) (3.1\text{g}) \times (0.001\text{g/kg}) = 0.74\text{W} \quad (36)$$

6. 铜损的计算

由

$$P_{\text{铜损}} = (I_{\text{rms}})^2 R_{ac} \quad (7)$$

和

$$R_{ac} = (R_{ac}/R_{dc}) R_{dc} \quad (6)$$

R_{ac}/R_{dc} 在算出

$$D\sqrt{f} \quad (37)$$

后可由图 4 的曲线图中查出。 D 表式导线直径, 单位英寸, f 表示工作频率。在这个例子

中，电感到 17#AWG 双线并绕，17#AWG 线径为 0.0453 英寸，工作频率为 100kHz，所以有：

$$D\sqrt{f} = (0.0453) \sqrt{100000} = 14.3 \quad (38)$$

由图 4， $R_{ac}/R_{dc} = 1.7$ 。 R_{dc} 由每匝的平均长度、匝数和单位长度的电阻值计算出。

MP1930 磁芯的外形尺寸为：21mm（外径），11.1mm（内径），5.1mm（高）。假定单层绕组外形为圆形，线圈的内径等于横截面的对角线尺寸：

$$\begin{aligned} \text{内径} &= \sqrt{((\text{外径} - \text{内径})/2)^2 + (\text{高度})^2} \\ &= ((21 - 11.1)/2)^2 + (5.1)^2)^{\frac{1}{2}} = 7.11\text{mm} = 0.28 \text{ 英寸} \end{aligned} \quad (39)$$

绕组直径比这个值略大于一个导线直径值。17#AWG 线径为 0.0453 英寸，所以

$$\text{线圈直径} = \text{内径} + \text{导线直径} = 0.3253 \text{ 英寸} = 0.027 \text{ 英尺} \quad (40)$$

线圈周长为：

$$\text{周长} = \text{每圈的长度} = \pi \cdot D = 0.085 \text{ 英尺} \quad (41)$$

正如表 4 所示，17#AWG 线在 20°C 下的直流电阻为 5.06Ω/1000 英尺，所以线圈的直流电阻为：

$$R_{dc} = 1/2(11T)(0.085 \text{ 英尺}/T) \times 0.00506\Omega/\text{英尺} = 0.0024\Omega \quad (42)$$

上式中的系数 1/2 是因为采用双线并绕的原因。

R_{ac} 可按下式计算：

$$R_{ac} = (R_{ac}/R_{dc})R_{dc} = 1.7 \times 0.0024 = 0.0041\Omega \quad (43)$$

绕组中的电流 rms 平方值为：

$$(I_{rms})^2 = (I_{out})^2 d \quad (8)$$

式中 d 表示磁放大器电感中的电流波形占空比，它等于磁放大器中输出电压和峰值电压的比值。

在这种情况下： $I_{out} = 10\text{A}$ ， $d = 12/40 = 0.30$ 。所以

$$(I_{rms})^2 = 10^2 \times 0.30 = 30 \quad (44)$$

导线铜损为

$$P_{铜损} = (I_{rms})^2 R_{ac} = 30 \times 0.0041 = 0.123\text{W} \quad (45)$$

电感器的总损耗为：

$$P = P_{铜损} + P_{磁芯} = 0.74 + 0.123 = 0.863\text{W} \quad (46)$$

7. 估测温升

$$T_{温升} = (P/A)^{0.8} \times 100^\circ\text{C} \quad (10)$$

假定外形为圆形，则表面积为：

$$\text{端面：}\pi r^2 = 3.14 \times 0.455^2 = 0.65 \text{ 英寸}^2 \quad (47)$$

$$\text{外围：直径} \times \pi \times \text{高度} = 3.14 \times 0.91 \times 0.28 = 0.80 \text{ 英寸}^2 \quad (48)$$

$$\text{总外表面积：} A = 2 \times 0.65 + 0.80 = 2.15 \text{ 英寸}^2 \quad (49)$$

所以

$$T_{温升} = (0.863/2.15)^{0.8} \times 100^\circ\text{C} = 48^\circ\text{C} \quad (50)$$

8. 控制电流的设置

首先计算方程 (12) 中所需的复位电磁力, 然后再根据方程 (11) 计算所需控制电流。

$$H_R = [0.1502(f_{sw})^{0.57}(A)^{0.7}]/(NA_c)^{0.7} \quad (12)$$

$$= [0.1502(10^5)^{0.57} \times (96 \times 10^{-6})^{0.7}]/[(11 \times 0.082)^{0.7}] \quad (51)$$

$$= 0.18 \text{ (奥斯特)}$$

所以

$$I_{控制} = H_R l / 0.4\pi N \quad (11)$$

$$= (0.18 \times 5) / (0.4 \times 3.14 \times 11) = 65 \text{ mA} \quad (52)$$

根据以上设计过程, 建议设计时考虑以下几点。

1) 控制电流稍高时, 需为复位晶体管加散热器。

2) 磁芯损耗稍高, 导致电感器的 48°C 温升。

3) 可以通过增加圈数的办法来降低磁通密度 (和降低磁芯损耗), 并降低控制电流。

因为铜损仅为 0.123W, 相对于磁芯损耗 0.74W 而言不大, 所以可以进一步降低导线的一个线规而不致明显地增加电感器的温升。这将允许增加更多的匝数并导致总损耗下降。

改用双股 18#AWG 线。双股线的横截面积为:

$$A_w = 2 \times 0.0098 = 0.0196 \text{ cm}^2 \quad (53)$$

17#AWG 线的 $A_w = 0.025 \text{ cm}^2$, 所以可按导线截面积的比例 (0.025/0.0196) 来增加线圈圈数。新的圈数为

$$11 \times 1.28 = 14.08 = 14 \text{ 圈} \quad (54)$$

事实上, 只要填充系数可以加大, 则可增加更多圈数。采用 14 圈的 18#AWG 线, 填充系数为:

$$K = NA_w/W_c = 14 \times 0.0196/0.96 = 0.285 \quad (55)$$

如果填充系数增加至设计目标值 0.3, 则圈数为:

$$N = KW_c/A_w = 0.3 \times 0.96/0.0196 = 14.69 \quad (56)$$

为满足 0.3 填充系数的要求, 圈数不应超过 14 圈。新的磁通密度为:

$$B = \Lambda(10^4)/2NA_c = (96 \times 10^{-6})(10^4)/(2 \times 14 \times 0.082) = 0.42 \text{ 特斯拉} \quad (57)$$

$$P_{磁芯}(\text{W/kg}) = (9.93 \times 10^{-6}) \times (10^5)^{1.57} \times (0.42)^{1.70} = 161(\text{W/kg}) \quad (58)$$

$$P_{磁芯} = 161(\text{W/kg}) \times 3.1\text{g} \times 0.001\text{g/kg} = 0.499(\text{W}) \quad (59)$$

同样可算出:

$$P_{铜损} = 0.171(\text{W}) \quad (60)$$

所以损耗为:

$$P = P_{磁芯} + P_{铜损} = 0.499 + 0.171 = 0.670(\text{W}) \quad (61)$$

同时新的温升预测值为 39°C。考虑到这是静止空气的情况, 在运动空气的情况下, 温升还要小些。

在这种情况下的 H_R 值 = 0.15 奥斯特, 控制电流降至 43mA。这样对 12V, 10A,

100kHz 的情况有:

磁芯: Metglas MP1903

导线: 14 圈 $2 \times 18 \#$ AWG

温升: 39°C (静止空气)

复位电流: 43mA

9. 复位晶体管的选用

复位晶体管的电流放大倍数应足够大, 以使电路的增益和晶体管无关, 耐压应当足够高, 功耗应合适。本例选用 MJD117 的达林顿管。它的 $V_{ce\max} = 100\text{V}$, 在 40mA 情况下的典型电流放大倍数为 450。

在输出稳压工作状态。晶体管的电流为 43mA, 所以基极电流近似为 0.1mA。

10. 核对晶体管的温升

晶体管的功耗是复位电流和上面的平均电压之积。为了稳定输出电压, 磁芯应承受 $96\text{V}\mu\text{s}$ 。在这种情况下, 复位工作时间为 $5\mu\text{s}$ 。变压器次级的峰值电压为 40V。在复位期间加在磁芯上的平均电压为 $A/5\mu\text{s} = 19.2\text{V}$ 。加至晶体管集电极的电压为 $40 - 19.2 = 20.8\text{V}$, 其余期间, 由于图 6 中的二极管 CR_4 的作用, 集电极电压为零电位。在变压器次级的正持续期间晶体管发射极-集电极之间的电压为 10V, 在复位期内集电极-发射极电压为 $20.8 + 10 = 30.8\text{V}$ 。平均电压为 $(30.8 + 10) / 2 = 20.4\text{V}$ 。将这个电压值和集电极复位电流相乘有复位晶体管的功耗为 877mW。散热器的温升为 $30^\circ\text{C}/\text{W}$, 在使用中允许 $1^\circ\text{C}/\text{W}$, 晶体管外壳的温升为 $0.877(30 + 1) = 27^\circ\text{C}$ 。由于复位晶体管 pn 结和外壳间的热阻为 $6.25^\circ\text{C}/\text{W}$, 所以结温升为 32.7°C 。结温温升按下式计算:

$$\Delta T_{\text{结-环境}} = (R_{JC} + R_{CS} + R_{SA})P_{\text{平均}} \quad (62)$$

$$= (6.25 + 1 + 30) \times 0.877 = 32.7^\circ\text{C} \quad (63)$$

11. 电阻 R_1 的设计

由方程 (13) 可算出电阻 R_1 值:

$$R_1 = 1\text{V}/I_{\text{控制}} = 1/0.043\text{A} = 23.25 = 24\Omega \quad (64)$$

12. 电阻 R_2, R_3 的计算

由方程 (14) 有:

$$R_2 = V_{BE(\text{饱和})}/I_{R2\text{最小}} = 1.2\text{V}/0.002\text{A} = 600\Omega \approx 620\Omega \quad (65)$$

由方程 (15) 有:

$$\begin{aligned} R_3 &= (4 - V_{BE(\text{饱和})})/I_{R2} = (4 - 1.35\text{V})/0.002\text{A} \\ &= 1325\Omega \approx 1.3\text{k}\Omega \end{aligned} \quad (66)$$

13. R_4, R_5 的计算

由方程(17)有:

$$R_5 = V_{\text{ref}}/1\text{mA} = 2.5\text{k}\Omega \approx 2.49\text{k}\Omega \quad (67)$$

并由方程(18)有:

$$R_4 = (V_{out} - V_{ref})/1mA = 12 - 2.5 = 9.5k\Omega \approx 9.53k\Omega \quad (68)$$

14. 输出调制器/滤波器角频率的计算

由方程(21)有:

$$f_{\text{调制/滤波}} = 2.2 / (2\pi \sqrt{(L)(C_1)}) \quad (21)$$

由附录 B 中的方法, 由公式 (76) 计算电感。

$$L_{\text{min}} = E_o(1-d)T / (2I_{\text{min}})$$

对这个例子而言, I_{min} 选为 1A。(10% 的满载电流)。占空比 $d=3/10=0.3$ 。相对于 100kHz 的开关工作频率工作周期为 $10\mu\text{s}$ 。 E_o 为 12V。则有:

$$L = [12(1-0.3) \times 10 \times 10^{-6}] / 2 \times 1 = 42\mu\text{H} \quad (69)$$

电容 C_1 用以使输出纹波电压足够低。为了使输出纹波电压不大于 $100\text{mV}_{\text{p-p}}$, 电容 C_1 的阻抗为:

$$Z = V_{\text{纹波p-p}} / I_{\text{纹波p-p}} = 0.05\Omega \quad (70)$$

C_1 常用电解电容器, 但它的 esr 值是决定它阻抗的主要因素。在这种情况下, 选 $C_1 = 4700\mu\text{F}$, 16V。

$$C_1 = 4700\mu\text{F} \quad (71)$$

由方程(21)有:

$$f_{\text{调制/滤波}} = 2.2 / [2\pi \times 42 \times 10^{-6} (4700 \times 10^{-6})^{0.5}] = 788\text{Hz} \quad (72)$$

15. 反馈放大器的增益 G_c

这个值过单位增益轴时应位于 1/10 开关频率处。

由方程(22)有:

$$G_c = 0.1f_s / f_{\text{调制/滤波}} = 0.1 \times 10^5 / 788 = 12.7 \quad (73)$$

16. R_5 的计算

由方程(23)

$$R_5 = G_c \cdot R_4 = 12.7 \times 9.53k\Omega = 121k\Omega \quad (74)$$

17. 电容 C_2 的计算

由方程(24)有:

$$\begin{aligned} C_2 &= 1 / (2\pi(f_{\text{调制/滤波}})R_5) = 1 / (2\pi \times 788 \times 121 \times 10^3) \\ &= 1.67\text{nF} \end{aligned} \quad (75)$$

电容 C_2 上的电压不超过 12V, 所以可选用小型瓷片电容。

为了获得最佳的瞬态响应特性, 应在动态负载或频率响应分析仪上加以模拟测试。

附录 B 输出电感的计算

当设计一个磁放大输出稳压器时, 就要设计输出滤波电感。临界电感值可按下式计

算：

$$I_{min} = (E_T(1-d)T)/(2I_{min}) \quad (76)$$

式中, L_{min} 表示临界电感(低于这个值, 电流就不再连续); d 表示电感中脉冲占空比; T 表示加在电感上的波形的周期; I_{min} 表示稳压器的最小输出电流。

附录 C 电流型控制

图 7 表示了具有限流功能和电流型控制(双环控制)的控制电路。尽管它比图 6 所示电路复杂, 由于所附加的元件具有体积小、价格低的特点, 图 7 所示电路很实用。

在这个电路中, 放大器 U1A 用来控制输出电流, R_4 是电流取样电阻。图中:

$$e_3 = [(R_5 + R_6)/R_5][(e_1R_6 + e_2R_7)/R_7 + R_8] \quad (77)$$

式中, $(R_5 + R_6)/R_5$ 表示放大器 U1A 的增益。

电阻 R_4 的功耗应足够大, 并且精度为 +1% 的线绕电阻。当电流大于 2—3A 时, 应采用一个 4 端的“Kelvin”式电阻电桥结构, 以避免由于电流取样电阻接点而引入误差, 电桥电阻可采用普通电阻, 但电桥接入电路时应尽量减小引线电阻。从降低功耗角度而言电阻应足够小, 但从取样灵敏度而言, 电阻值又应取得较大。例如, 如果取样运算放大器的最大失调电压值为 $\pm 5\text{mV}$, 0.01Ω 的取样电阻将导致 0.5A 的误差, 这仅仅只因为运算放大器的失调电压。这种取样电流误差当输出电流为 10A 时, 还是可以接受的, 然而如果不是这种情况, 则应选用低失调电压的运算放大器。如果选用 0.01Ω 的电阻。在 10A 输出电流的情况, 取样电阻上的功耗为 1W, 这样取样电阻就需要采取散热措施, 或至少应采取措施使取样电阻不要靠近一些关键器件。当然电流取样也可采用一些如霍尔元件法, 互感器取样法。

电阻 R_5, R_6, R_7, R_8 的计算步骤如下。这 4 个电阻决定差分放大器 U1A 的增益。这些电阻的选择应根据控制稳压输出电压值的要求来选取。通过选定 U1A, U1B 的工作点, 就可以唯一地选定 R_5 对 R_6, R_7 对 R_8 的比值。例如, 选 $R_6 = R_7 = 1\text{k}\Omega$, 则按下列比例来选样 R_5, R_8 的阻值。

$$R_5 = aR_6 \quad (78)$$

$$R_8 = bR_7 \quad (79)$$

使 V_1, V_2 为点 1, 点 2 的电压, 并加以下标分别表示部分负载和满载的工作情况。通过选定 R_2, R_3 来设定 V_3 。为了简化起见, 假定 V_3 不是负载的函数, 则有下式:

$$b = (V_{2p} - V_{2f}) / (V_{1f} - V_{1p}) \quad (80)$$

$$a = V_3(1 + b) / (V_{2p} + bV_{1p}) - 1 \quad (81)$$

通常, 选定空载和满载两种工作情况, 在这种情况下 $V_{1p} = 0$ 。作为一个例子, 使 $V_{1p} = -0.005, V_{1f} = -0.1, V_{2p} = 4, V_{2f} = 7, V_3 = 12$ 。

这样有: $b = 31.6, a = 101.8$ 。如果 $R_6 = R_7 = 1\text{k}\Omega$, 则 $R_8 = 33\text{k}, R_5 = 100\text{k}$ ($\pm 5\%$ 误差)。

C_2 用以减小 +15V 供电的噪声的旁路电容。

R_9 用以提供 TL431 所需的工作电流。在这种情况下:

$$I_{bas} = (15\text{V} - 2.5\text{V}) / 10\text{k}\Omega = 1.25\text{mA} \quad (82)$$

表 1 磁芯选择/用于稳压场合电感所需最小匝数
(它是输出电压、电流的函数)

工作频率: 150kHz		电路结构: 正激变换器							
输出电流:		2	4	6	8	12	16	32	
线规 (AWG):		21	18	16	2×18	3×18	3×17	4×15	
电压:	3	电感匝数	MP1303 3	MP1303 3	MP1303 3	MP1303 3	MP1303 3	MP1603 3	
	5	电感匝数	MP1603 5	MP1303 5	MP1303 5	MP1303 5	MP1303 5	MP1603 5	MP1903 3
		12	电感匝数	MP1303 12	MP1303 12	MP1603 12	MP1603 12	MP1903 6	MP1903 6
	15	电感匝数	MP1303 15	MP1303 15	MP1603 15	MP1603 15	MP1903 8	MP1903 8	MP2303 8
		24	电感匝数	MP1303 23	MP1603 23	MP1903 12	MP1903 12	MP2303 12	MP2303 12
	48	电感匝数	MP1603 46	MP1903 23	MP2303 23	MP2303 23	MP2505 16	MP2505 16	MP2510 8

表 2 磁芯选择/具有输出截止功能稳压器电感所需最少匝数
(它是输出电流、电压的函数)

工作频率: 150kHz		电路结构: 正激变换器							
输出电流:		2	4	6	8	12	16	32	
线规 (AWG):		21	18	16	2×18	3×18	3×17	4×15	
电压:	3	电感匝数	MP1303 6	MP1303 6	MP1303 6	MP1303 6	MP1603 6	MP1603 6	MP1903 3
	5	电感匝数	MP1303 10	MP1303 10	MP1303 10	MP1603 10	MP1603 10	MP1903 5	MP2303 5
		12	电感匝数	MP1303 23	MP1603 23	MP1903 12	MP1903 12	MP2303 12	MP2303 12
	15	电感匝数	MP1303 29	MP1603 29	MP1903 15	MP1903 15	MP2303 15	MP2303 5	MP2505 10
		24	电感匝数	MP1603 46	MP1903 23	MP2303 24	MP2303 24	MP2505 16	MP2505 16
	48	电感匝数	MP1903 46	MP2303 47	MP2505 32	MP2505 32	MP2510 16	MP2510 16	MP3506 16

表 3 Metglas™磁芯标准尺寸

磁芯 型号	外形尺寸 (mm)			l_m (cm)	A_c (cm ²)	质量 (g)	磁通密度 2ϕ (μ Wb)	W_a (cm ²)	$W_a A_c$ (cm ⁴)	
		外径	内径							高度
MP0805P-4AS	磁芯 外形	8.5	5.0	4.8	2.12	0.066	1.06	7.6	0.13	0.008
		9.6	4.0	6.0						
MP1303P-4AS	磁芯 外形	12.8	9.5	3.2	3.50	0.041	1.1	4.7	0.49	0.021
		14.6	7.9	5.1						
MP1603P-4AS	磁芯 外形	15.9	12.7	3.2	4.50	0.041	1.4	4.7	0.96	0.039
		17.8	11.1	5.1						
MP1903P-4AS	磁芯 外形	19.2	12.7	3.2	5.00	0.082	3.1	9.3	0.96	0.079
		21.0	11.1	5.1						
MP2303P-4AS	磁芯 外形	22.9	16.5	3.2	6.19	0.081	3.8	9.2	1.68	0.14
		25.0	14.6	5.1						
MP1305P-4AS	磁芯 外形	12.5	9.5	4.8	3.46	0.057	1.5	6.5	0.49	0.028
		14.4	7.9	6.6						
MP1405-4AS	磁芯 外形	13.9	9.5	4.8	3.67	0.083	2.3	9.4	0.49	0.041
		15.8	7.9	6.6						
MP1805-4AS	磁芯 外形	18.4	12.7	4.8	4.88	0.11	4.0	12	0.92	0.10
		20.8	10.8	6.7						
MP2705-4AS	磁芯 外形	27.3	16.5	4.8	6.89	0.20	10.4	22.8	1.72	0.344
		29.5	14.8	6.6						
MP1506P-4AS	磁芯 外形	15.0	9.5	6.4	3.87	0.14	4.2	16.0	0.48	0.067
		17.1	7.8	8.2						
MP1906P-4AS	磁芯 外形	19.1	12.7	6.4	4.99	0.16	6.1	18	0.90	0.14
		21.3	10.7	8.4						
MP2008P-4AS	磁芯 外形	20.1	12.7	8.4	5.15	0.24	9.4	27.4	0.96	0.23
		22.2	11.0	10.2						
MP2510P-4AS	磁芯 外形	25.6	19.1	9.5	7.01	0.241	12.8	27.5	2.28	0.552
		27.8	17.0	11.8						

磁芯命名:

注: 1 圆密尔 = $5.067 \times 10^{-6} \text{cm}^2$

MP

13

03

P 或 E

4A

S

Metglas

外径

高度

P—塑料外封装

合金

方形

产品

(OD)

(HT)

E—外涂材料

2714A

环形

表4 线 规

线 规 AWG	直 径		横 截 面 积		电阻率 $\Omega/10^3$ 英寸	电流密度 mA@500c. m. /amp
	英寸	厘 米	圆 密 尔	cm ²		
10	0.1071	0.2720	11470	58.12	0.999	25960
11	0.0957	0.2431	9158	46.40	1.261	20565
12	0.0855	0.2172	7310	37.04	1.588	16323
13	0.0765	0.1943	5852	29.65	2.001	12960
14	0.0684	0.1737	4679	23.71	2.524	10275
15	0.0613	0.1557	3758	19.04	3.181	8150
16	0.0548	0.1392	3003	15.22	4.020	6450
17	0.0492	0.1250	2421	12.27	5.054	5125
18	0.0440	0.1118	1936	9.810	6.386	4063
19	0.0395	0.1003	1560	7.905	8.046	3225
20	0.0353	0.08966	1246	6.314	10.13	2563
21	0.0317	0.08062	1005	5.092	12.77	2038
22	0.0284	0.07216	807.0	4.089	16.20	1600
23	0.0255	0.06476	650.0	3.294	20.30	1275
24	0.0229	0.05814	524.0	2.655	25.67	1010
25	0.0206	0.05230	424.0	2.148	32.37	801
26	0.0185	0.04697	342.0	1.733	41.00	633
27	0.0165	0.04189	272.0	1.378	51.40	504
28	0.0148	0.03759	219.0	1.110	65.30	398
29	0.0134	0.03408	180.0	0.9121	81.20	319
30	0.0120	0.03048	144.0	0.7297	104.0	250
31	0.0108	0.02747	117.0	0.5928	131.0	198
32	0.0098	0.02489	96.0	0.4864	162.0	160
33	0.0088	0.02235	77.40	0.3922	206.0	126
34	0.0078	0.01981	60.80	0.3081	261.0	99
35	0.0070	0.01778	49.00	0.2483	331.0	79
36	0.0063	0.01600	39.70	0.2012	415.0	63
37	0.0057	0.01448	32.50	0.1647	512.0	51
38	0.0051	0.01295	26.00	0.1317	648.0	40
39	0.0045	0.01142	20.20	0.1024	847.0	31
40	0.0040	0.01016	16.00	0.0811	1080	24

(本文译自美国 Alliedsingal Inc 公司, 高频磁放大器稳压器应用手册, 1994)

矿用脉宽调制开关电源 NEG880

吴冰 付子义

(焦作工学院 454159)

煤矿监控系统是煤矿进行安全生产的现代化装备，井下监控微机分站必须装备高性能的直流稳压电源才能保证监控系统安全、可靠地工作。由于井下环境恶劣，对直流电源有以下特殊要求：

- (1) 本质安全型输出
- (2) 高可靠性
- (3) 电网适应性
- (4) 抗干扰
- (5) 安装方便
- (6) 不间断供电

开关型稳压电源的优点有以下几个方面：

- (1) 效率高
- (2) 温升小
- (3) 适应性强
- (4) 体积小、重量轻

因此，煤矿井下采用开关型稳压电源已成为今后发展的方向。德国产 NEG880 隔爆兼本安型整流电源是德国 AEG 公司生产的 CP80 煤矿监控系统井下微机分站配套使用的直流电源。表 1 是 NEG880 的主要技术参数。图 1 是 NEG880 的原理框图。

表 1 NEG880 技术参数

输入交流电压 (V)	220, +20%~-30%
输出直流电压 (V)	5.2
额定电流 (A)	4.0
输出直流电压 (V)	12.0
额定电流 (A)	1.2
外形尺寸 (mm)	150×200×370
重量 (kg)	25

其电路主要分为整流电路和辅助电压产生电路、7V 前级调节器电路、5V 精密调节器电路、13.5V 前级调节器电路、12V 精密调节器电路和监视电路。

NEG880 不仅具有适应性强、体积小、重量轻等特点，还因为它采用了现代电子器件，设计了完善的保护和监视电路，使其工作更安全、可靠。下面将各部分电路分别进行介绍。

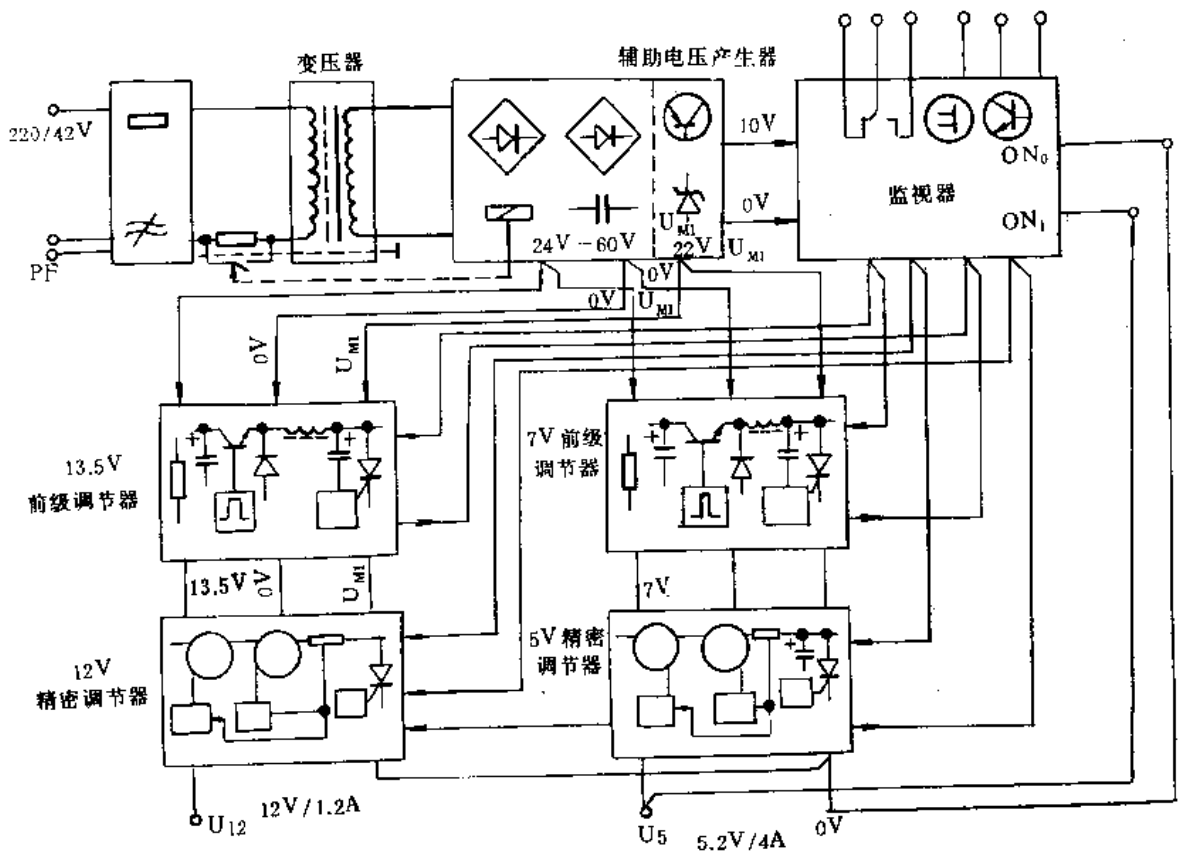


图1 NEG 880 原理方框图

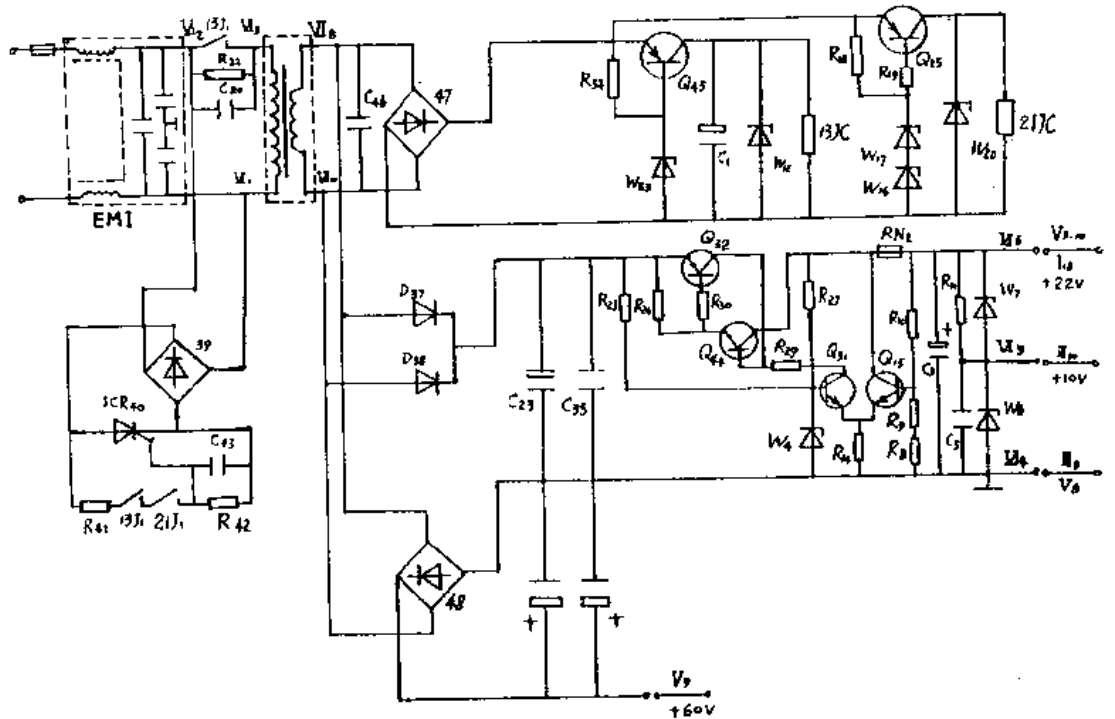


图2 整流电路和辅助电压产生电路原理图

1. 整流电路和辅助电压产生电路

这部分电路的原理图如图 2 所示。本电路不仅提供主工作电压，还提供辅助电压，交流电源输入端采用了电源滤波器 EMI，可以有效地抑制电网中高频电压干扰。为保证主、辅电压电路正常工作，电路中设置了过压和过流保护电路。结构上辅助电压整流桥与主整流桥构成一体，使电路工作安全可靠。

辅助电压产生电路是产生辅助工作电压的。其中 22V 直流电压供给前级和精密调节器，10V 直流电压供给监视器。辅助电压产生电路结构为晶体管串联线性稳压电源，其中设置了过流保护电路。

2. 前级电压调节器

其原理图如图 3 所示。前级电压调节器有两路，一路为输出 13.5V，另一路为输出 7V。前级电压调节器由于采用了脉宽调制型直流-直流变换开关稳压电路，因而其调整范围大，也即适应性强。电路中采用了功率集成开关器件和脉宽调制组件集成块，使其结构更加简单，控制更加容易，工作更加可靠。

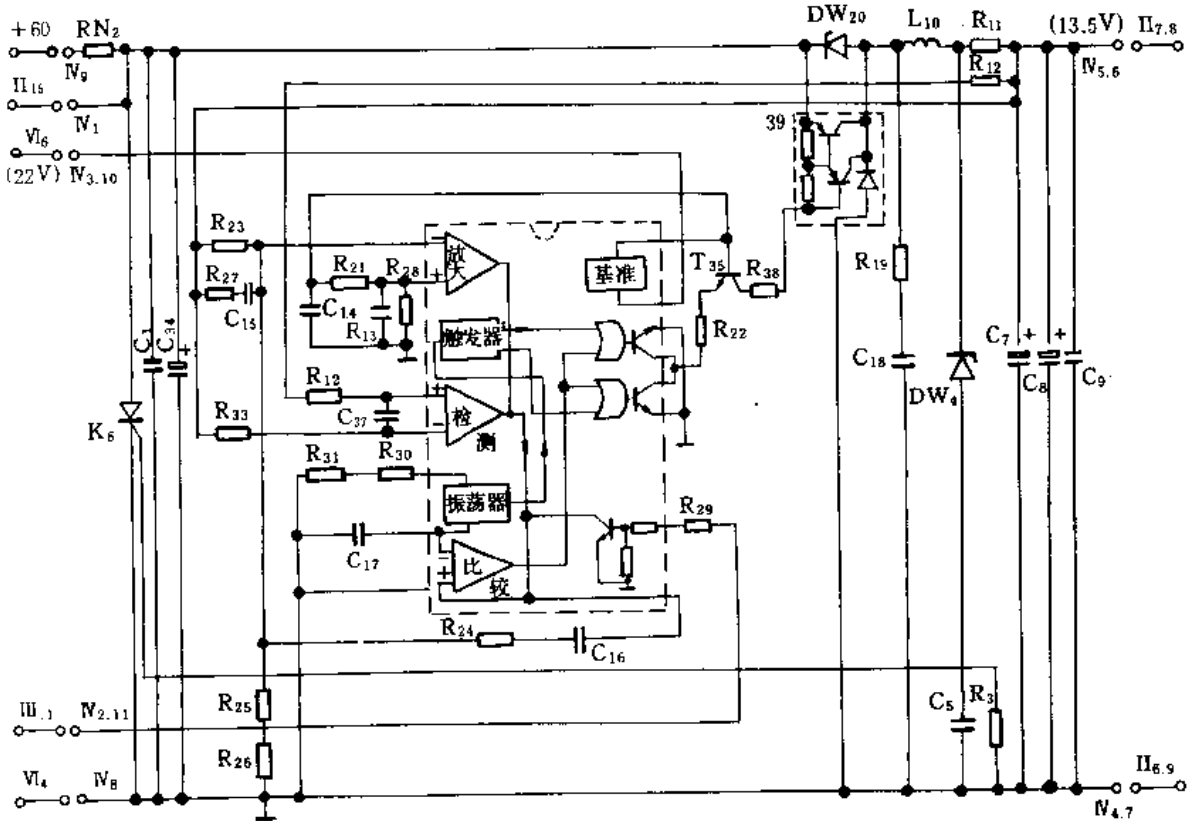


图 3 13.5V 前级电压调节器原理图

13.5V 电压调节器伏安特性曲线如图 4 所示，该图表示了本电路的两种工作状态及其两种工作状态的分界点，分界点左侧为电路的不连续工作状态区，分界点右侧为电路的连续工作状态区。

根据前级电压调节器的输出电压波纹系数公式：

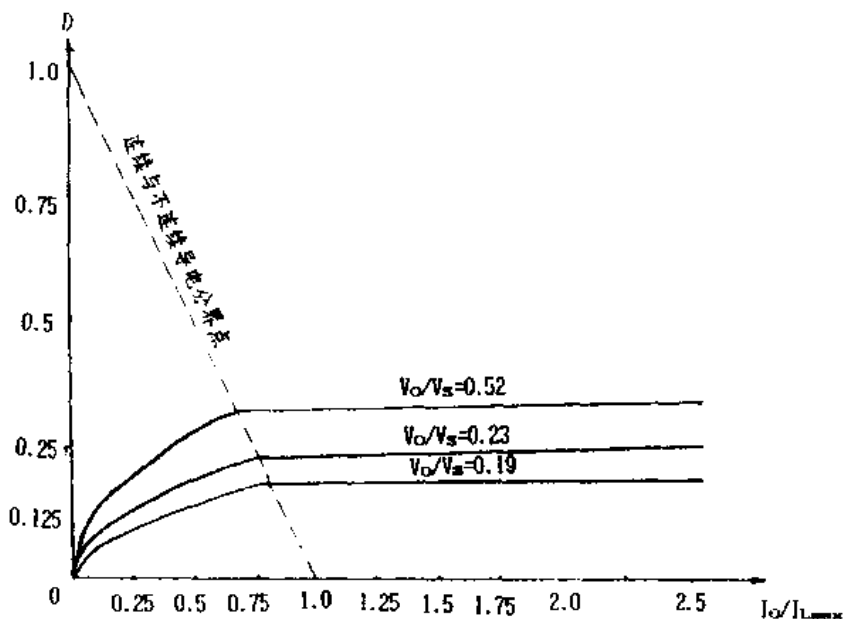


图4 13.5V 前级电压调节器伏安特性

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} \quad (1)$$

式中, V_o 为输出电压, ΔV_o 为输出电压变化量, T_s 为开关周期, D 为占空比。

由公式 (1) 及电路参数得表 2。

表 2

项 目	D	C_T μF	C_8 μF	C_9 μF	L_{16} μH	f_c Hz	f_s kHz	$\frac{\Delta V_o}{V_o} \times 10^{-5}$	ΔV_o mV
参 数	0.23	220	220	0.47	418	371	100	5.23	0.71

脉宽调制电路采用 UC3524, 其原理框图如图 5 所示。工作波形见图 6。

由图 5 可以看出, 它由 5V 基准电压块、锯齿波振荡器、误差运算放大器、控制放大器、比较器、与门及功率驱动管组成。其工作频率由

$$f = \frac{1.1}{R_T C_T} = 100 \text{kHz} \quad (2)$$

确定。

其工作过程如下: 当输出 V_o 升高时, 误差运算放大器输出 V 下降, V 下降使比较器输出电压 V_2 宽度减小。触发器连成计数器状态, 它在三角波的触发下, 在其 Q 和 \bar{Q} 非端分别输出相位差 180° 的 V_Q 和 \bar{V}_Q 矩形脉冲, 如图 6(c), (d) 所示。矩形脉冲 V_Q 与 \bar{V}_Q 和 V_2 与 V_o 在两个与门分别进行“与”操作, 因 V_2 减少, 输出控制电压 V_{Q1} 和 V_{Q2} 宽度也减小, 从而使输出下降, 保持 V_o 基本不变。

3. 精密电压调节器

精密电压调节器原理图如图 7 所示, 主要电路由两个串联的功率 MOSFET 组成。功

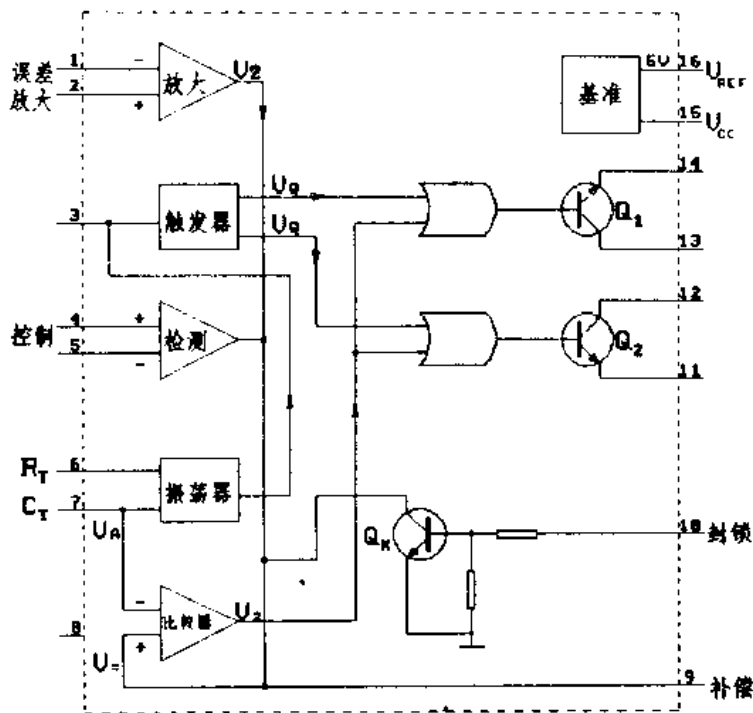


图5 UC3524 原理框图

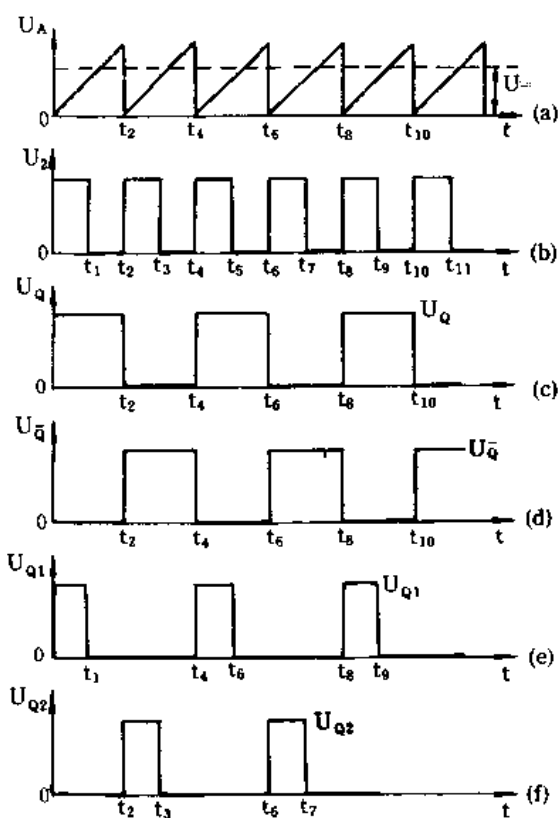


图6 UC3524 工作波形

率 MOSFET 是单极型的电压控制器件，具有驱动功率小、工作速度快、安全工作区宽等显著特点。由于器件内只有一种载流子，故开关时间短，一般为纳秒数量级，典型值为 20ns，工作频率可达 500kHz 以上。功率 MOSFET 的栅源之间被一层 SiO_2 所隔离，故其输入阻抗大于 $40\text{M}\Omega$ 。功率 MOSFET 为电压控制器件，控制较为方便，这种器件具有负的电流温度系数，因而器件具有良好的电流自动调节能力。

本电路中设有过流和过压保护电路。当电流超过输出电流限定值 4.8A，过流保护电路开始工作，它强迫功率 MOSFET 的栅源 V_{GS} 电压小于其开启电压 V_{th} ，从而使功率 MOSFET 自行关断。当输出电压大于 5.5V 时，晶闸管导通，强迫输出电压为零，这时电流保护电路配合工作，使功率 MOSFET 关断，切断电源与负载的联系。

本电路中还设有六种直流电压检测电路，它们是 60V 和 22V 直流电压检测，13.5V 和 7V 直流电压检测，12V 和 5.2V 直流电压检测。只要其中任一电压为低压状态，

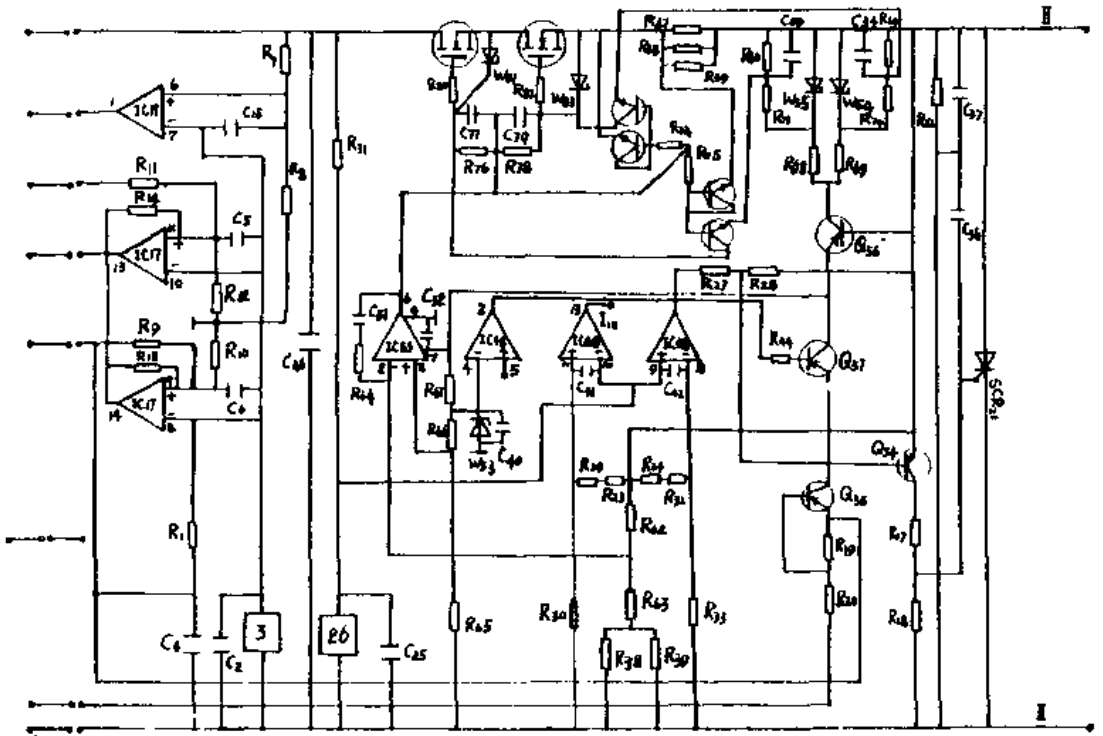


图 7 12V 精密电压调节器原理图

则检测电路输出低电平并送至监视器，监视器将根据不同情况控制电源的工作状态。另外本电路的工作状态由封锁电路控制。它由图 7 中的 Q_{35} 、 R_{20} 、 R_{21} 及控制信号共同组成。

4. 监视电路

监视电路是将各种电压检测信号进行综合，然后进行判断，并输出相应信号从而决定电源工作状态的电路。其电路原理图如图 8 所示。

各接线端的作用如下：

- Ⅱ₁、Ⅱ₂ 和 Ⅱ₃：接指示灯端钮。
- Ⅱ₄ 和 Ⅱ₅：检查输出电压是否连接端钮，即所谓“ON”电路输入端。
- Ⅱ₆ (WESP)：控制重启动信号端钮。
- Ⅱ₇ (USNW)：低电压报警信号端钮。
- Ⅱ₈ (USN)：断电报警信号端钮。
- Ⅱ₉ 和 Ⅱ₁₀：监视电路工作电压输入端钮。
- Ⅱ₁₁：控制前级电压调节器信号端钮。
- Ⅱ₁₂：控制精密电压调节器信号端钮。
- Ⅱ₁₃：60V 和 22V 低压监视信号端钮。
- Ⅱ₁₄：前级电压调节器输出电压低压监视信号端钮。

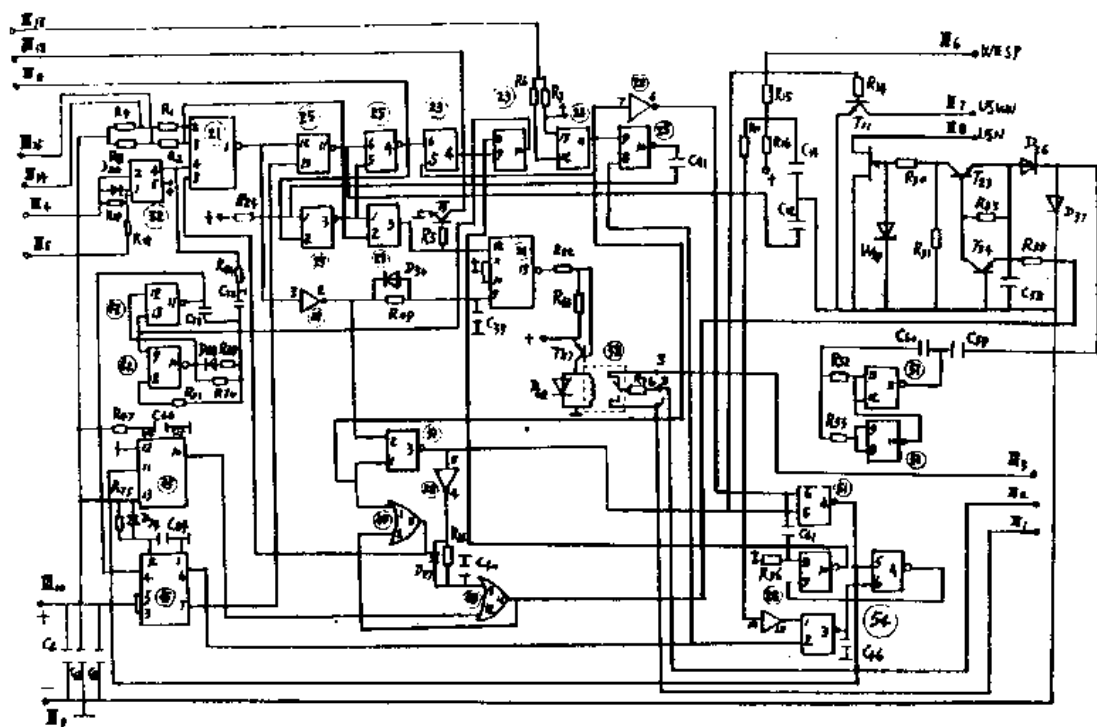


图8 监视电路原理图

■₁₅: 精密电压调节器输出电压低压监视信号端钮。

监视电路主要实现以下几种功能:

(1) 低压报警功能

在电源电压正常时, 低压报警信号端钮 ■₇, 即 USWN 呈高阻状态, 表明电源正常工作。当电源电压低压时, 此时 USWN 端由高阻状态变为低阻状态, 并向计算机发出报警信号, 使计算机及时采取措施, 保护数据, 停止运行程序, 低压监视能对电路中的六个直流电压进行监视, 其中任一个低压, 低压报警端都将发出报警信号。

(2) 断电报警功能

电源电压正常时, 断电报警信号端钮 ■₈, 即 USN 呈高阻状态, 当电源断电时, 首先是低压报警信号端变为低阻, 大约 1ms 后, 断电报警信号端由高阻变为低阻状态, 并向计算机发出报警信号。

(3) 重启动功能

在低压时, USWN 发出报警后, 此时电路进入重启动状态, 输出电压是一个频率为 1Hz 的脉冲电压。如果电压恢复正常, 则重启动电路自动将电源投入, 并解除报警信号, 即 USWN 由低阻状态变为高阻状态, 计算机重新恢复工作。

(4) 重启动控制功能

端钮 ■₆, 即 WESP 为重启动控制端, 若 WESP 不接 0V, 则在低压时, 将允许电路进行重启动的尝试, 若 WESP 接 0V, 则在低压时, 不允许电路进行重启动尝试, 若主电源断电, WESP 将允许重新投入。

(5) 指示灯显示功能

根据电压的不同状态, 电路将通过 ■₁, ■₂ 和 ■₃ 接通指示灯, 提醒操作人员注意。

(6) 控制电源工作状态功能

U_{11} 和 U_{12} 信号端钮分别为控制前级电压调节器和精密电压调节器的控制端,当 U_{11} 和 U_{12} 端为高电平时,前级电压调节器和精密电压调节器输出正常电压。

通过对 NEG880 隔爆兼本安型稳压电源的分析,我们可以看到,开关式稳压电源的结构、工作原理等与线性稳压电源不同。由于现代电力电子器件发展迅速,微电子技术的高度发达,使开关电源的结构更加简单、效率更高、控制更加方便可靠,同时也使开关电源制造更加简化。

参 考 文 献

- [1] 武钦箭,隔爆兼本安型整流电源 NEG880 研究,焦作矿院学报,1992 (2)。
- [2] 伊协一等,开关型本安电源在煤矿监测系统中的应用,煤矿自动化,1992 (1)。
- [3] 蔡宣三,高频功率电子学,科学出版社,1993。
- [4] 徐德高等,脉宽调制变换器型稳压电源,科学出版社,1993。
- [5] 张立等,现代电力电子技术,科学出版社,1992。

低功率因数低畸变优化控制 SPWM 逆变器

孙礼明 问延棟

(哈尔滨工业大学 602 教研室 150001)

摘要: 本文介绍了 H 桥优化正弦脉冲宽度调制 (简称 SPWM) 逆变器的工作原理、运行方式和电路结构并进行了分析讨论。该逆变器可使负载不同相的电压、电流运行在四个象限内连续, 能低耗、高效、低畸变地传输其正弦波形结构。实验结果表明, 当负载功率因数处于滞后 0.5~超前 0.5 的变化范围, 输出的正弦电压、电流波形的失真度小, 甚至整流性质的负载也能保持良好的电压波形。因此, 本文对于设计要求较高质量正弦波形结构的恒电压或恒电流的中小功率逆变系统、伺服系统均有一定的参考价值。

关键词: 低功率因数 逆变器 失真度。

一、引言

当前, 在计算机控制、检测系统以及宇航、通信系统, 都要求提供高质量、低电压谐波的净化逆变式正弦波交流电源。由于这些负载的功率因数大多在滞后 0.5~超前 0.5 的宽范围内变化, 使得逆变电路输出电压的正弦度难以全面保证而使谐波增加, 这些谐波给负载带来不良的影响。例如, 谐波过大会因谐波损耗, 降低电动机的效率, 并引起电动机转矩的波动; 谐波过大也会对计算机和通信设备产生干扰, 增加谐波损耗, 降低效率等等。分析表明采用提高逆变器工作频率的措施, 可以降低输出谐波电压的方均根值, 减少失真度, 但通常普通单相 H 桥型 SPWM 方式下工作的逆变器, 开关器件的工作频率与输出电压的脉动频率相同, 由于受器件开关特性的限制, 其工作频率又无法随意提高, 谐波电压不能被有效降低。为了抑制其谐波, 通常采取的技术措施是减小滤波器的带宽而增加其尺寸, 或有选择地消除选定次数的谐波^[1,3], 这些措施对特定负载的性质是有效的, 但很难适应于负载功率因数宽范围的变化, 且动态响应较差。本文提出了一种提高逆变交流电源性能的优化控制方法, 该方法是将普通 SPWM 信号, 通过时序逻辑接口电路, 而获得主电路中各开关器件的优化驱动信号, 使该电源适合于各种负载性质, 克服了普通 SPWM 控制方法中, 因负载性质引起负载电流与电压不同相时, 负载电压波形失控, 而使得电压谐波增加的困扰。此外本文的控制方法使得输出载波频率是开关器件换流次数的一倍, 即在允许的开关频率下, 可使输出的载波频率提高一倍, 而可减小输出电压谐波的方均根值, 使正弦失真度减小。由此从另一角度考虑, 在谐波含量不超出允许的范围, 则可适当降低开关频率, 以减少开关器件的开关损耗, 从而可提高电源的逆变效率和可靠性。因本文方案的载波比 K 提高了一倍, 可采用异步调制方式, 使电路结构得到了简化。实验结果表明, 该电源系统具有正弦电压失真度小、效率高、动态响应好等特点。

二、谐波分析及方案选择

单极性正弦波脉宽调制 (SPWM) 控制技术在工业领域中得到最为广泛应用的原因之一, 与双极性相比较, 它能有效地降低输出电压谐波含量, 提高电路性能。通常 SPWM 是利用三角波与正弦波的交点作为逆变电源的开关控制信号, 参见图 1。

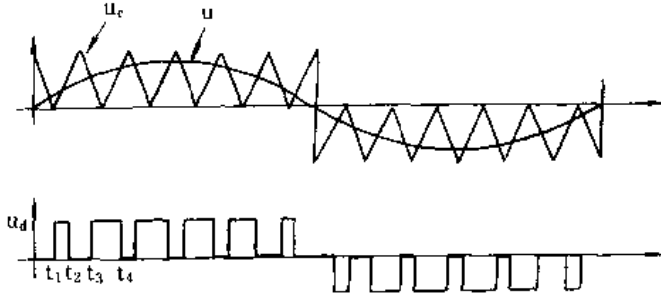


图 1 单极性 SPWM 原理

设正弦调制信号

$$u(t) = U \sin \omega t \quad (1)$$

调制比

$$K = \frac{\omega_c}{\omega} = \frac{f_c}{f} = \frac{T}{T_c} \quad (2)$$

式中, ω_c 为三角波的角频率, T_c 为三角波周期, ω 为所设正弦控制波角频率。

在一个正弦波周期内, 三角波在第 i 段区间内的方程为:

$$u_c(t) = (-1)^i A_c \frac{2}{T_c} \left[t - \frac{T_c}{2} \left(i - \frac{1 + (-1)^i}{2} \right) \right], \quad i \in 1, 2, \dots, 2k \quad (3)$$

式中, A_c 为三角波的峰值。

三角波与正弦波的交点, 即 t_i 满足:

$$\sin \frac{2\pi}{T} t - (-1)^i A_c \frac{2}{T_c} \left[t - \frac{T_c}{2} \left(i - \frac{1 + (-1)^i}{2} \right) \right] = 0 \quad (4)$$

其中 $t \in [(i-1)T_c, iT_c]$ 。

图 1 中 SPWM 序列为奇函数, 由傅里叶级数的性质知, 图 1 的傅里叶展开式中只有基波和奇次正弦项, 所以逆变器输出电压波形的频谱的傅里叶系数为:

$$U_n = \frac{4ud}{n\pi} \sum_{i=1}^k (\cos n\omega t_{2i-1} - \cos n\omega t_{2i}) \quad (5)$$

图 2 为长 $k=20$ 时输出电压的频谱图。

总谐波失真度^[3]:

$$\text{THD}_v = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2} \quad (6)$$

从图 2 中可知, 如果增加 $k \left(= \frac{\omega_c}{\omega} \right)$ 值, 可使 ω_c 远离 ω , 即可降低输出电压的谐波含

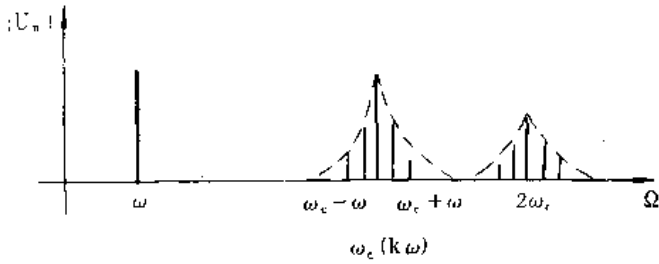


图2 $k=20$ 时 SPWM 逆变电路输出电压频谱图

量。但当正弦控制波的频率为一定时, 增加 k 就意味着增加载波频率, 即增加器件的开关次数, 由此会增加器件的开关损耗, 降低逆变电路的效率, 因此, 必须全面权衡损益。为此本文提出了 SPWM 优化控制, 即取减少输出电压的谐波含量为优

化目标, 以降低效率为约束条件, 在控制电路上采取 SPWM 倍频控制方案。

三、系统的构成及工作过程分析

采用优化 SPWM 控制构成的 CVCF 逆变电源的框图如图 3 所示。

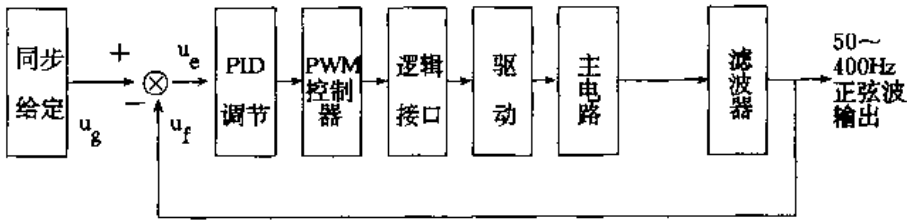


图3 逆变电源原理框图

其工作原理是, 与外电路同步的给定信号 u_g 与反馈信号 u_f 产生的误差信号 u_e 给 PID 调节后作为调制波送入 PWM 调制器, 若取载波频率为 8kHz , 给定信号频率为 $50\sim 400\text{Hz}$, 可使载波比 $k \geq 20$ 。PWM 调制器输出的脉冲经时序逻辑接口电路产生的脉冲序列信号分别送往 H 桥电路 4 个桥臂 GTR 基极, 经放大后, 去驱动 GTR。

主电路参见图 4, 用图 5(b) 的优化 SPWM 时序脉冲来控制相应的 GTR, 可使 H 桥主电路的电流、电压在四个象限范围内都能传输能量。即始终能保持因负载性质反映在变压器原端电压电流不同相时电流的续流通路, 以保证电压的 SPWM 波形结构不变, 从而解决了因负载的性质不同而引起的输出电压波形畸变的问题。图中 $D_1 \sim D_4$ 是续流二极管, 为滞后或超前的负载电流提供通路。现以感性负载为例来说明主电路和控制方法, 设负载电压、电流波形如图 5(a) 所示。 i_{ab} 为负载电流 i_o 折算到原边的电流。例如, 在 $t_1 \sim t_4$ 期时, 电压过零变负, 而电流应仍为正值, 变压器原边等效负载电感释放能量以维持电流继续流动; 从而保持了电流仍为正值。为保持逆变变压器能正确传输它们的波形结构, 如果使施于 GTR $T_1 \sim T_4$ 各基极的时序脉冲优化为如图 5(b) 所示, 则变压器原端 u_{ab} 将获得 SPWM 序列脉冲优化为如图 5(c) 所示, 经变压器副边再适当滤波后, 负载将得到所需的单相正弦波电压输出。比较图 5(b), (c) 可见, H 桥输出的 SPWM 序列脉冲的频率比 $T_1 \sim T_4$ 基极的驱动脉冲频率提高了一倍。其优化控制的工作过程如下:

在 $t_1 \leq t \leq t_2$ 其间, T_2, T_4 保持导通, T_1, T_3 截止, 电压 u_o 过零反向, 电流 i_o 方向应为正值, i_{ab} 经 T_4, D_2 形成续流回路, 从而保证了输出的负载电流连续。此时 $u_{ab} = 0$ (参见图 6(a))。

在 $t_2 \leq t \leq t_3$ 其间, T_2, T_3 保持导通, T_1, T_4 截止, 电压 u_o 反向, 电流 i_o 方向仍是正值, i_o 经 D_2, D_3 和电源 U 形成续流回路, 从而仍维持输出负载电流的连续, 此时 $u_{ab} = -U$ (参见图 6(b))。

在 $t_3 \leq t \leq t_4$ 其间, T_1, T_3 导通, T_2, T_4 截止, 电压 u_o 反向, 电流 i_o 方向仍未变, i_o 经 D_3, T_1 形成续流回路, 从而仍维持输出负载电流的连续, 此时 $u_{ab} = 0$ (参见图 6(c))。

在 $t_4 \leq t \leq t_5$ 其间, T_2, T_3 保持导通, T_1, T_4 截止, 电压 u_o 反向, 电流 i_o 过零反向, i_o 经 T_2, T_3 和电源 U 形成续流回路, 从而使输出负载电流过零反向, 此时 $u_{ab} = -U$ (参见图 6(d))。

(这里忽略 GTR 的饱和压降和 $D_1 \sim D_4$ 的导通压降) 依此类推, 可得 u_{ab} 的 SPWM 序列脉冲波形如图 5(c) 所示。全周期序列脉冲的合成的包络经变压器输出端适当滤波电感解调, 即是正弦波连续电压波形, 其基波电压幅值由式(5)知:

$$U_1 = \frac{4U}{\pi} \sum_{r=1}^{\frac{k}{2}} (\cos \omega t_{2r-1} - \cos \omega t_{2r}) \quad (7)$$

容性负载和非线性负载时的分析方法同上, 从略。

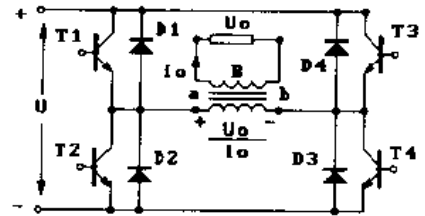


图 4 主电路

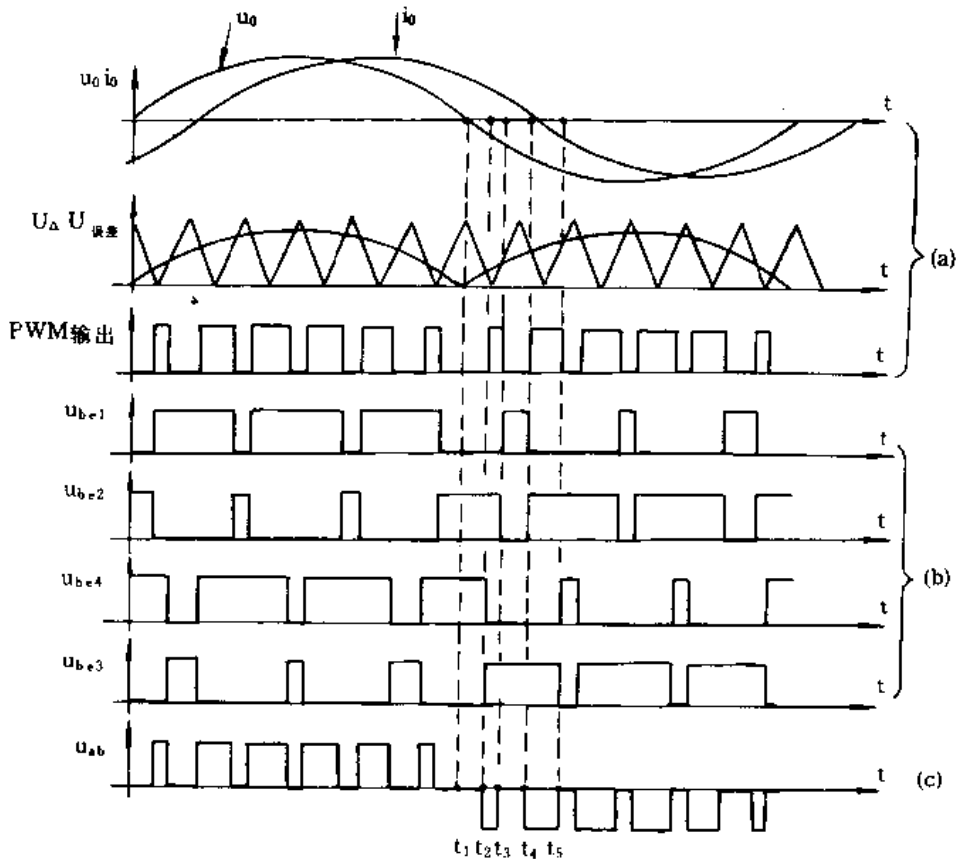


图 5 优化 SPWM 工作原理波形图

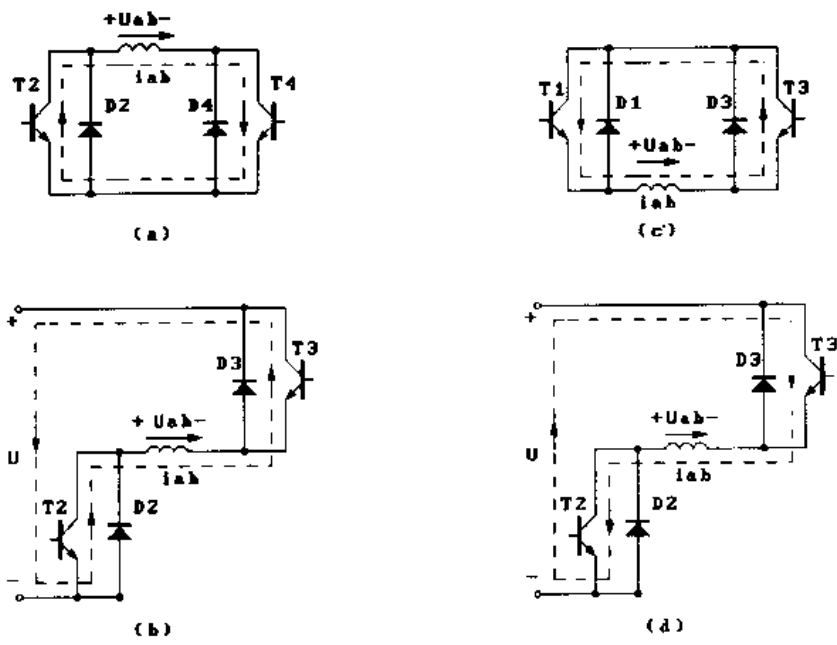


图6 主电路工作原理图

四、主要控制电路的设计与构成

1. SPWM 控制电路

输出电压 u_o 的反馈信号 u_f 与给定正弦信号 u_r 经误差放大、PID 调节后作为调制信号，将其与三角波 U_Δ 相比较后产生 SPWM 脉冲序列（参见图 7）。系统的稳压过程是，当输出电压 $u_o \downarrow \rightarrow u_f \downarrow \rightarrow |u_f| \downarrow \rightarrow |u_r + u_f| \uparrow \rightarrow u_3 \uparrow \rightarrow$ 占空比 $D \uparrow \rightarrow u_o \uparrow$ ，从而实现 CVCF 自适应调节。

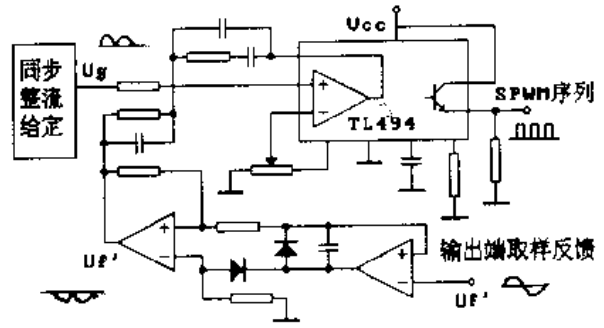


图7 误差放大器

2. 优化 SPWM 序列脉冲的实现

为获得图 5 (b) 各 GTR 的驱动波形，运用时序逻辑电路设计方法，从图 5 中导出控制方程。设 A 为 SPWM 序列脉冲， B 为给定信号的方波信号， Q 是 D 触发器组成的二分频电路的输出， $T_1 \sim T_4$ 是控制 GTR 的优化 SPWM 控制信号，控制方程为：

$$T_1 = \overline{AQB} + BQ + AB \quad (8)$$

$$T_2 = \overline{AQB} + \overline{AB} + \overline{BQ} \quad (9)$$

$$T_3 = \overline{AQB} + \overline{AB} + \overline{QB} \quad (10)$$

$$T_4 = \overline{AQ\overline{B}} + AB + \overline{QB} \quad (11)$$

由式(8)~式(11),可组成逻辑接口电路如图8所示。电路中采用2选1数据选择器(CD4519),为的是使每路延迟相等,防止“竞争与冒险”以消除误触发。为防止半桥中的两个GTR直臂导通,用单稳设置死区时间。将带有死区的 $T_1 \sim T_4$ 的脉冲信号经放大后去驱动相应的GTR,逆变器输出 ab 端便可得到SPWM波形。从式(8)~式(11)知,当调制信号频率与载波的频率不相关时,逆变器仍可输出SPWM波形。

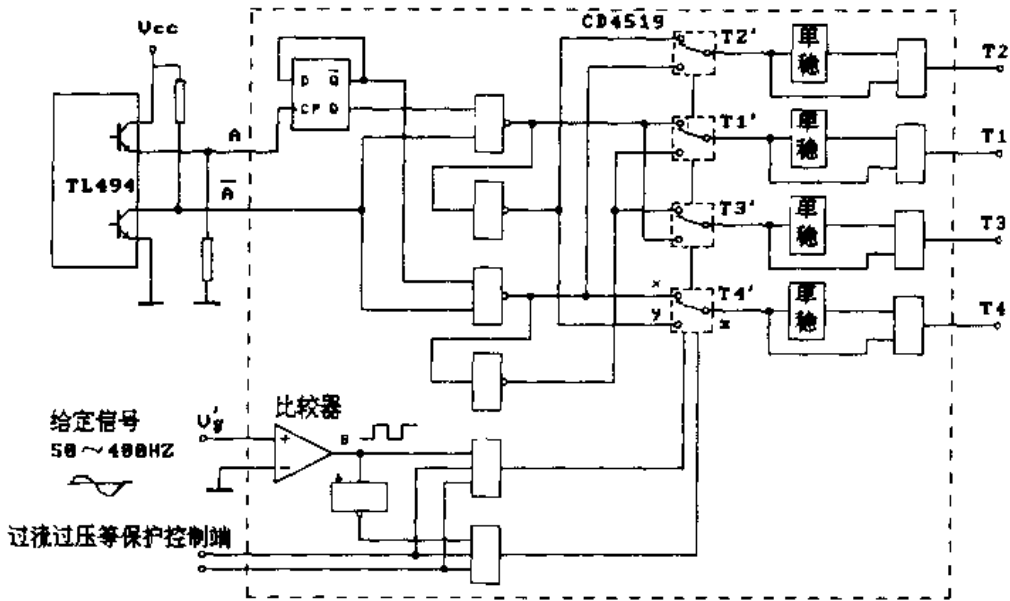


图8 时序逻辑接口电路

3. 给定正弦波信号源及同步电路

由于用正弦波作为给定信号,该信号的电压稳定度、频率稳定度和谐波含量都会直接影响该电源的性能指标。因此,采用集成锁相环(CD4046)作为同步振荡电路,通过3阶通带波纹为0.5dB的切比雪夫型低通滤波器得到给定信号。电路参见图9。

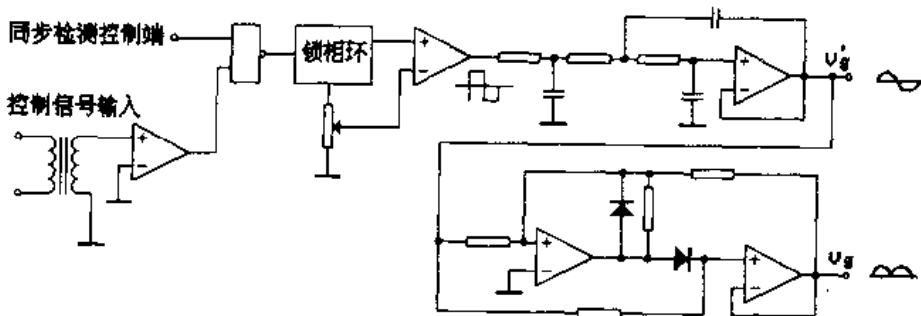


图9 同步正弦波给定电路

五、实验结果

(1) 实验器材

GTR: MJ10002 (美产)

示波器: LEADERLOB-522 (日产)

功率计: D26-W 型 (国产)

失真度测量仪: SZ-3 型 (国产)

(2) 输出电压及谐波失真度

输入电压 $DC110V \pm 10\%$, 测得输出交流电压 $220V \pm 1.5\%$, 容量 500VA, 频率 $50Hz \pm 0.5\%$ 。图 10 为电源在各种性质负载下的输出电压波形。表 1 为实测失真度。可见波形畸变完全满足日本富士的标准技术规范 (线性负荷 5% 以下, 50% 的整流负荷 10% 以下)。实测电压精度 $\pm 1.5\%$, 实测频率稳定度 $\pm 0.5\%$ 。

表 1 失真度 (AC220V)

负载性质	输出功率 (W)	失真度 (%)	负载功率因数	
			φ	$\cos\varphi$
空载	0	3		
阻性	150	2.8	0°	1
阻性	300	2.4	0°	1
阻性	500	2.5	0°	1
感性	450	2.4	20°	0.94
感性	400	2.2	40°	0.766
感性	450	2.6	60°	0.5
容性	450	2.6	-20°	0.94
容性	450	2.8	-40°	0.766
容性	400	2.9	-60°	0.5
整流	150	3.9	电容 $1300\mu F$	
整流	200	4.4	电容 $1300\mu F$	
整流	255	4.8	电容 $1300\mu F$	

(3) 系统效率

由实测结果给出系统效率曲线如图 11 所示。可见, 在额定条件下 (0.8 滞后, 500VA) 效率大于 78% (还可提高)。这里, P 为实际输出功率, P_N 为额定输出功率。

六、结论

本文提出的低功率因数低畸变优化控制的逆变器具有简单、稳定和可靠等特点。输出正弦电压的失真度很小 (实测 $< 5\%$), 输出电压稳定度高 (实测 $< \pm 1.5\%$)。系统效

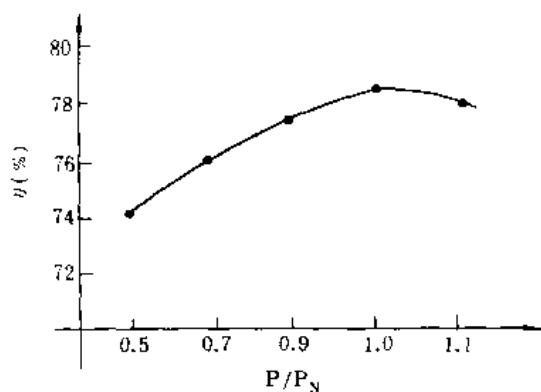


图 11 效率

率高(实测 $>78\%$,还可提高),频率稳定度高(实测 $<\pm 0.5\%$)。因此本文提出的系统适合于中小功率负载性质在宽范围内随机变化的较理想正弦交流净化电源或通过改变反馈观测点,可构成恒流型逆变电源及伺服系统驱动电源。

本文提出的电源所采用的变压器是0.35mm冷轧硅钢片,故该系统输出的频率范围可适用50~400Hz,如果采用MOSFET或IGBT开关器件,电源的载波频率可进一步提高,其效率、暂态响应、失真度等指标还可进一步提高。

参 考 文 献

- [1] 俞萍等,国内外电力电子发展综述,电力电子技术,1992.4。
- [2] K. Deng, L. Shizaka, et al., Single-phase Sinusoidal Converter Using MOSFETS IEE Proceedings-B Vol. 136, No. 5, 1989.9, pp. 237-242.
- [3] 李可敬,变频电源谐波抑制技术的研究与应用,哈尔滨工业大学硕士学位论文,95.3。

逆变式脉冲弧焊电源的研究

熊腊森

(华中理工大学 430074)

摘要: 本文研究了逆变式脉冲弧焊电源获得脉冲输出的方法和工作原理, 提出了给定脉冲控制电路及逆变器驱动电路。

关键词: 逆变器 脉冲弧焊电源

一、前言

脉冲电弧焊接是焊接技术划时代的进步。其最大的特点在于能够通过调整脉冲电源的基本参数, 控制焊接电弧和熔滴过渡, 从而控制焊接熔池的输入能量和熔池的体积, 实现超薄金属焊接、全位置焊接、热输入敏感材料焊接以及稀有金属或合金的焊接。脉冲焊接具有焊缝质量高、成形美观、变形小、合金元素烧损少以及节约电能等优点, 正在获得日益广泛的应用。

脉冲电源的基本参数包括基值电流幅值 I_b , 脉冲电流幅值 I_p , 基值电流时间 t_b , 脉冲电流时间 t_p 等, 此外还有脉冲电流上升时间 t_u 和下降时间 t_d 两项, 如图 1 所示。

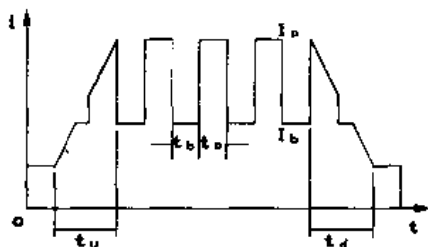


图 1 脉冲电源的基本参数

脉冲电源输出脉冲电流的获得方法目前主要有交流断续式、直流断续式以及阻抗变换式几种。采用的主要器件为硅二极管整流器、磁放大器、晶闸管、晶体管等^[1]。随着电力电子技术的发展和大功率开关器件的开发应用, 开关式场效应管脉冲弧焊电源已有研究报告^[2-4], 其获得脉冲输出的方式如图 2 所示。

本文以逆变式直流弧焊电源的基本结构为基础, 充分发挥其高效率、大电流、输出稳定等优点; 通过在开关控制回路中设置低、中频率调制脉冲给定信号, 来实现脉冲电源主要输出参数 I_b , I_p , t_b 以及 t_p 的调节与控制。

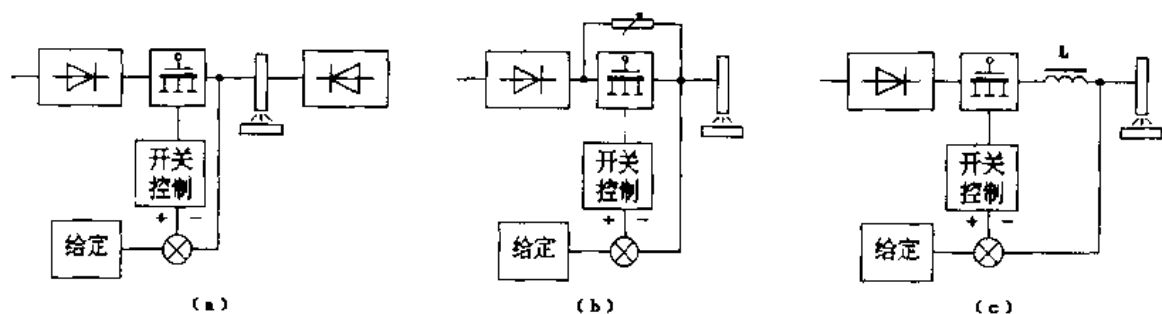


图2 开关式场效应管脉冲输出的几种方式

二、脉冲电源输出的实现方法和工作原理

本研究电源结构如图3所示。逆变主回路为串联半桥式，功率开关器件为绝缘栅双极晶体管，逆变频率为25kHz，经高频变压器进行电压转换^[5]，再经整流、滤波得到脉冲电弧焊接所需的电压和电流。

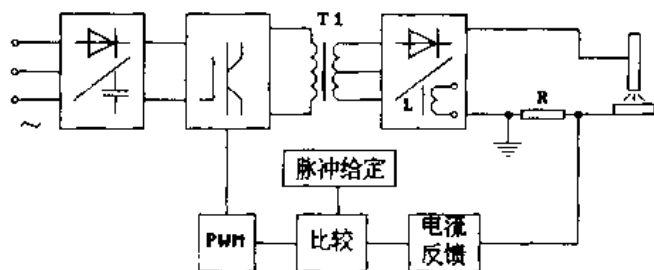


图3 逆变式脉冲电源结构框图

本电源在开关控制回路中设有中、低频率脉冲给定环节。该环节提供一个脉冲频率和占空比独立可调，脉冲基值和峰值独立可调的调制脉冲给定信号。该信号加至脉宽调制器（PWM）控制端，即可控制功率开关器件的导通与关断，从而获得脉冲电流输出。本研究采用TL494脉宽调制器构成脉冲输出调制与控制电路，调控原理如图4所示。图(a)为给定脉冲信号 u_g 波形示意图。 u_g 作为调制信号，其频率可根据焊接工艺的需要进行调节；脉冲峰值可在0~3V之间调节，基值可在0~1.2V之间调节。图(b)为高频脉冲变压器 T_1 的次级输出电流 i_2 的波形示意图。图(c)为 i_2 经整流后的电流波形 i_D 的波形示意图。图(d)为 i_D 经滤波后得到的脉冲焊接电流 i_w 波形示意图。

由图4可见，脉冲电流输出在峰值期间包罗频率为50kHz窄间隙、宽脉冲的高频脉冲；在基值电流期间则包罗同样频率的宽间隙、窄脉冲的高频脉冲。经电感 L 滤波后，即可获得脉冲频率与给定调制脉冲频率及波形形状一致的电流输出。

为了满足钨极氩弧焊（TIG焊）和手工电弧焊焊接工艺的要求，本电源设计为恒流输出伏-安特性（恒流外特性），采用电流负反馈方法获得恒流输出。所谓电流负反馈，即

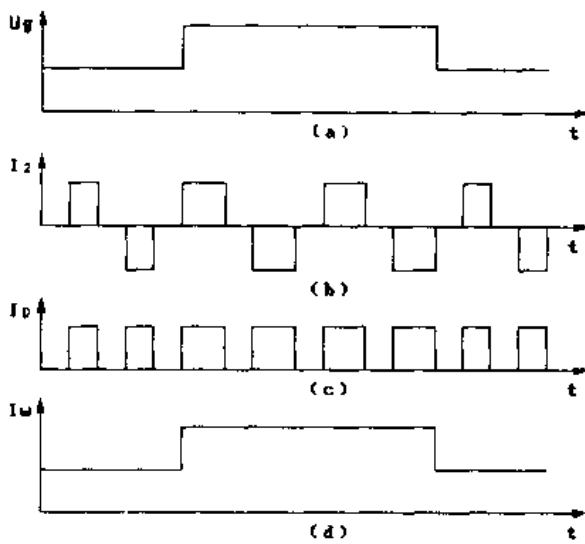


图4 脉冲调制波形示意图

是以输出电流为采样信号，经采样环节得到与输出电流成正比的反馈量 nRI_w ，使其与给定信号 U_g 比较并放大，得到控制信号 U_k 以控制 PWM 电路。当焊接回路负载电流 I_w 到达预置数值以后，继续降低负载电阻试图增大焊接电流 I_w 时，则使 nRI_w 增大，控制信号 U_k 增大，脉宽调制电路输出脉冲变窄，输出电压降低，使负载电流保持恒定，而得到恒流外特性。本电源闭环控制系统如图 5 所示。

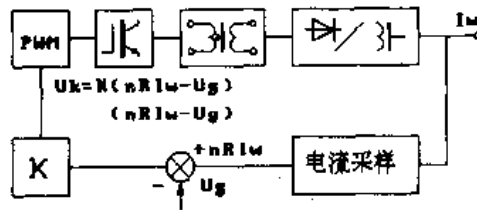


图5 逆变式脉冲弧焊电源控制框图

图 5 中输入 PWM 的控制信号 U_k 为：

$$U_k = K(nRI_w - U_g) \quad (1)$$

式中， K 为放大环节的放大倍数， n 为电流反馈放大系数。 U_k 设计为 $0.5 \sim 3V$ ，当 K 足够大时有：

$$nRI_w - U_g \approx 0 \quad (2)$$

即

$$I_w \approx U_g / nR \quad (3)$$

式中， R 为反馈电阻，可见当 U_g 一经确定，输出电流 I_w 即保持不变。这种调制方法在脉冲给定信号为高值时，对应输出电流 I_w 为高值； U_g 为低值时，对应 I_w 为低值。电源-电弧系统的工作点在电弧负载线与两条恒流外特性的交点上随 U_g 的调制频率而脉动切换。以脉冲 TIG 焊为例，设基值电流 I_0 为 $40A$ ，峰值电流为 $120A$ ，电弧工作点示意图如图 6。此时工作点在 A ， B 两点随 U_g 频率交替变换。

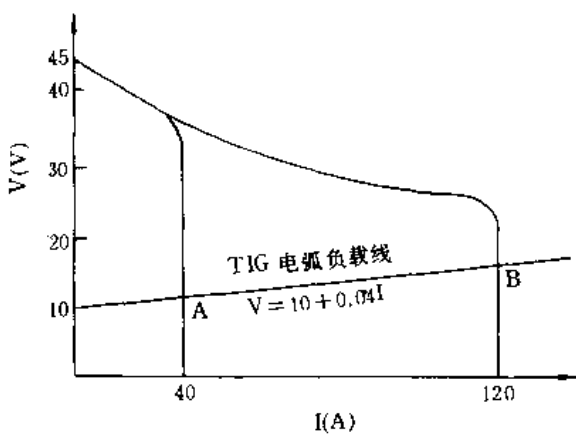


图 6 脉冲 TIG 焊工作点示意图

三、脉冲给定电路及 IGBT 驱动电路

图 7 所示为脉冲给定基本电路。该电路结构简单，调节方便。555 的引脚 3 输出脉冲频率和占空比独立可调的 0~15V 脉冲信号。调节 RP_1 或 RP_2 即可调节该输出脉冲频率；调节 RP_3 则可调节占空比。调节 RP_4 可调整给定脉冲 U_x 的高值电压值；调节 RP_5 则可调整 U_x 的低值电压值。

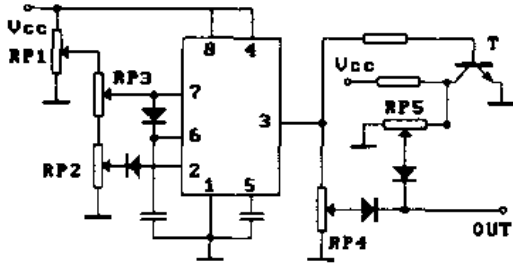


图 7 脉冲给定基本电路

本电源逆变主电路为 IGBT 串联半桥式结构，采用驱动器 IR2110 驱动^[6]。IR2110 是一种高压、高速、双通道驱动芯片，可用于功率场效应管和 IGBT 驱动电路。

四、本电源性能及实际应用

本电源设计为恒流输出外特性，实验得到的外特性曲线如图 8 所示。电源输入电压为三相 380V，输出空载电压为 45V，基值电流和脉冲峰值电流均可在 5—160A 之间连续可调；脉冲频率可在 2—4000Hz 之间调节，占空比为 0—1；整机效率达 80%。

本电源设有脉冲给定和直流给定转换电路，使电源不仅可作为脉冲电源，亦可作直流电源。因此，本电源可用于脉冲 TIG 焊、直流 TIG 焊以及直流手工电弧焊。实验表明，本电源用于高频脉冲 TIG 焊时，电弧集中，可明显改善小电流脉冲 TIG 焊时电弧漂移现象；同时焊接过程稳定，焊缝成型美观。

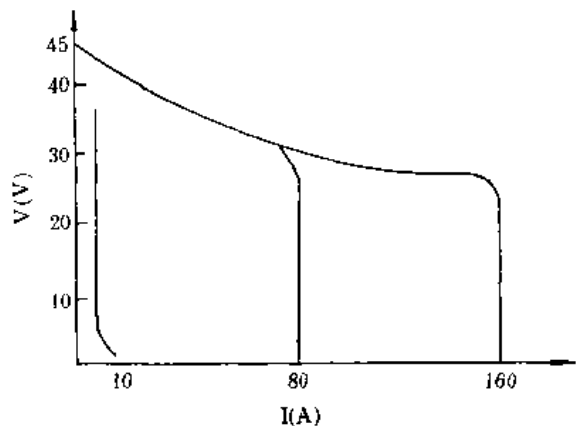


图 8 电源外特性曲线

五、结 论

- (1) 逆变式脉冲弧焊电源脉冲输出稳定, 电流容量大, 波形畸变小, 整机效率高。
- (2) 本电源脉冲输出调制方法简便可靠, 脉冲参数可单独、连续调节。
- (3) 采用 IGBT 作为开关器件, 兼有场效应管的输入特性和 BJT 管的输出特性; 且电流容量大于 BJT, 开通损耗小于场效应管, 是目前用于逆变式弧焊电源的理想器件。
- (4) 本电源焊接工艺性能优良, 应用范围广泛。

参 考 文 献

- [1] 郑宜庭、黄石生, 弧焊电源, 机械工业出版社, 149—151, 1988。
- [2] 黄石生等, 超小型场效应管式中频脉冲弧焊逆变器的研究, 电焊机, 1992 (6): 12—15。
- [3] 黄石生等, 开关式场效应管直脉两用弧焊电源的研究, 电焊机, 1993 (1): 9—13。
- [4] 范红刚等, 开关式场效应管直流脉冲 TIG 焊接电源的研究, 电焊机, 1995 (1): 4—6。
- [5] 熊腊森等, 逆变弧焊电源高频变压器的设计, 电焊机, 1995 (5): 10—12。
- [6] Bimal K. Bose, Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28 (2): 403—413.

ICS1700 系列镍镉、镍氢电池高速充电微电脑控制器

王鸿麟 车 杰

(西安通信学院 710061)

一、概 述

1. 镍镉、镍氢电池的发展

1899年,镍极板开始用在 Waldmar Jungner 发明的开口型镍镉蓄电池中。几乎与此同时,Thomas Edison 发明了用于电动车的镍铁电池。遗憾的是,这些碱性蓄电池的极板材料比其他蓄电池昂贵得多,因此,实际应用受到极大限制。

后来,Jungner 的镍镉电池经过几次重要改进,特性明显改善。1932年一项重要的改进是将活性物质放入多孔的镍极板中,然后将镍极板装入金属壳内。1947年开始研制密封型镍镉电池,在这种电池中,化学反应产生的各种气体不能排出,只能在电池内部化合。密封镍镉电池的研制成功,使镍镉电池的应用范围大大增加。

密封镍镉电池具有很高的效率、很高的循环寿命和很大的能量密度,并且体积小、重量轻、结构紧凑,此外,它不需要维护,并且非常结实耐用,因此在工业和消费产品中广泛应用。

随着空间技术的发展,人们对卫星电源的要求越来越高,70年代中期,美国研制成功了功率大、重量轻、寿命长、成本低的镍氢电池,并且于1978年成功地将这种电池应用在导航卫星上。镍氢电池与同体积镍镉电池相比,容量可提高一倍,而且没有重金属镉带来的污染问题。它的工作电压与镍镉电池完全相同,同时它还具有良好的过充电和过放电性能,两种电池的工作寿命也大体相当。可以预言,不久的将来,镍氢电池将取代目前应用非常广泛的镍镉电池。近年来,镍氢电池受到世界各国的重视。1992年,日本三洋公司每月可生产200万只镍氢电池。目前国内已有20多个单位研制生产镍氢电池。国产镍氢电池的综合性能已经达到国际先进水平。

2. 蓄电池参数

蓄电池内通常含有单只或多只单元电池,为了得到较高的输出电压,可将单元电池串联。单元电池是一个独立的结构单元,它由一个镉极板(正极),一个镍极板(负极)、绝缘隔板和碱性电解液组成。

电池的容量通常用 Ah 表示。单元电池内活性物质的数量决定了单元电池含有的电荷量,因此,电池越大,它的容量越高。蓄电池的充电电流通常用充电速率 C 表示,C 为蓄电池的额定容量。例如,用 2A 电流对 1Ah 电池充电,充电速率就是 2C。同样地,用 2A 电流对 500mAh 电池充电,充电速率就是 4C。

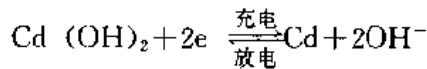
空载时,单元镍镉电池的电压约为 1.3V。内部电化学反应决定单元电池的空载电压。当环境温度、使用时间和工作状态变化时,单元电池的空载电压略有变化,此外,空载电压 V_0 与电池的剩余电量也有一定关系。

电池的有效内阻抗决定于以下两个因素:极板的电阻和离子流的阻抗。极板的电阻是不变的,但是电池充电时,离子流阻抗变化很大。

3. 电化学反应

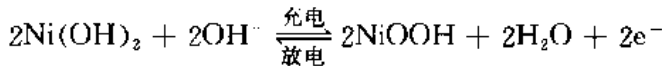
电池充电或放电时,镍极板和镉极板进行氧化-还原反应。这表示离子化的氧在正负极板之间迁移。

极板之间发生的氧化-还原反应,并不改变极板上物质的状态。反应是完全独立并且可逆的,因为充电或放电过程中,极板上消耗同样多的活性物质。充电时,正极板释放氧气到电解液中,并且从充电电源获得两个电子,因此,正极板上活性物质从氢氧化镉还原为镉。



公式 1: 还原反应

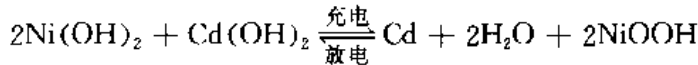
负极板上的氢氧化镍从电解液中接受氧气产生氢氧化亚镍:



公式 2: 氧化反应

蓄电池中碱性电解液不参与化学变化。它的作用是将氢氧离子从一个极板传输到另一个极板。

电池电解液中总的化学反应为:



公式 3: 总反应

氧气在正负极板上产生和化合的过程是放热反应。这就意味着反应过程中将产生热量。镍镉电池充电过程中,放热反应将使电池的温度升高。

4. 电池充电曲线

镍镉电池充电电压与充电时间的关系如图 1 所示。恒定电流刚充入放完电的电池时,由于电池内阻产生压降,所以电池电压很快上升(A点)。此后,电池开始接受电荷,电池电压以较低的速率连续上升。在这个范围内(AB之间)电化学反应以一定的速率产生氧气,同时氧气也以同样的速率与氢气化合,因此,电池内部的温度和气体压力都很低。

电池充电过程中,电池内部产生氧气和氢气,当产生的氧气高于吸收的氧气时,电池内压力升高。充电时,电池内的正常压力^① 大约为 1 lbf/in²。过充电时,根据充电速率,电池内部压力将很快上升到 100 lbf/in² 或者更高。

充电一定时间后(C点),电池电压开始较快上升。充电电压曲线斜率迅速变化是由

^① 磅力每平方英寸 (lbf/in²) 为非许用单位, 1lbf/in² = 6894.754Pa。

于内阻抗增加而引起的，并且是接近充足电的信号。阻抗增加是由于正极板上能够产生氧气的剩余面积越来越少而造成的。

充足电后，充入电池的电流不是转换为电池的储能，而是在正极板上产生氧气超电位。氧气是由于电解液电解而产生的，不是由于氢氧化镉还原为镉而产生的。在氢氧化钾和水组成的电解液中，氢氧离子变成氧、水和自由电子。

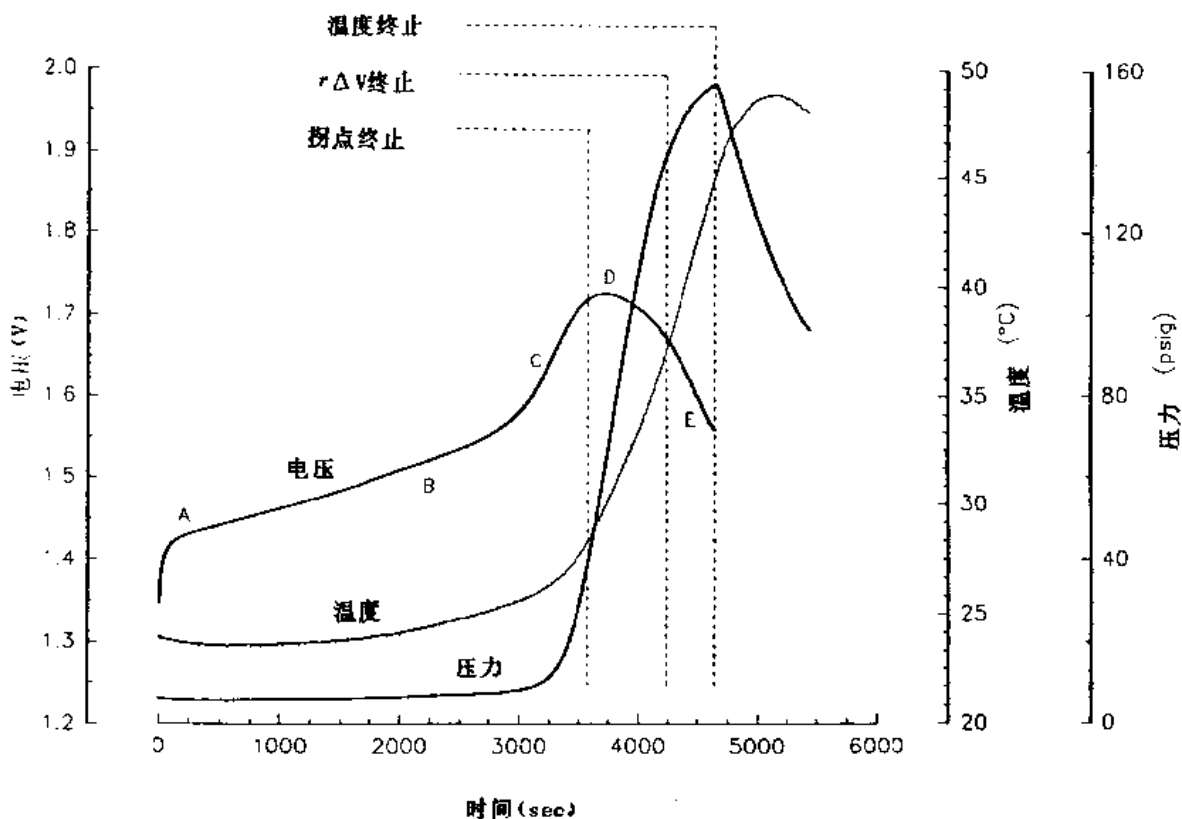
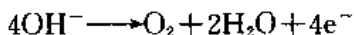


图1 电压、温度和压力曲线



公式 4: 负离子氧化反应

虽然，因电解液电解产生的氧气很快在负极板表面的电解液中复合，但是电池的温度仍显著升高。此外由于充电电流用来产生氧气，所以电池内的压力也升高。

从极板上产生氧气转换到电解液中产生氧气，由于从大量的氢氧离子中比从很少的氢氧化镉中更容易分解出氧气，所以电池内的温度急剧下降。这样就使电池电压下降。因此电池电压曲线出现峰值 (D 点)。

电解液中，氧气的产生和复合是放热反应。电池过充电时 (E 点)，不停地产生氧气，从而使电池内的温度和压力升高。如果强制排出气体，将引起电解液减小、电池容量下降并且会损伤电池。若气体不能很快排出，电池将会爆炸。

5. 与充电有关的几个重要概念

(1) 内部压力

研究蓄电池的各种充电方法时，镍镉电池内产生的气体是一个重要问题。气泡聚集在极板表面，将减小极板表面参与化学反应的面积并且增加电池的内阻。过充电时，电池内产生的大量气体如果不能很快复合，电池内部的压力就会显著增加，这样将损伤电池。此外，压力过大时，密封电池将打开放气孔，从而使电解液逸散。若电解液反复通过放气孔逸散，电解液的粘稠性增大，极板间离子的传输更困难，因此，电池的内阻增加，容量下降。

(2) 温度

增加通风，散去电池产生的热量，这样可避免缩短电池的寿命。镍镉电池也具有负温度系数，这就是说环境温度增加时，电池的空载电压将降低。

(3) 记忆效应

电池在正常使用条件下（即电池全部放完电），电池极板上结晶体的尺寸很小。在电池部分放电后，如果氢氧化亚镍没有完全变为氢氧化镍。氢氧化亚镍结晶将结合在一起，形成更大的结晶体。结晶体变大是镍镉电池产生记忆效应的主要原因。

(4) 电池短路

采用低速率恒流涓流充电时，电池内产生的枝晶能够通过隔板在极板之间扩散。在枝晶扩散较严重的情况下，这些枝晶能够部分或全部将电池内部短路。

6. 充电方法

(1) 恒流充电法

为了避免过充电，大部分充电器都采用小电流充电。镍镉电池正常充电时，充电速率通常都由 C/30 下降到 C/50。镍镉电池可以接受 C/10 或更低的充电速率。这样充电时间为 18~22 小时，在这种情况下，电池内不会产生过多的气体，电池温度也不会过高。只要电池接到充电器上，低速率恒流充电器就能对电池提供很小的涓流充电电流。电池采用小电流充电时，电池内产生的热量可以逐渐散去。

涓流充电器的主要问题是充电速度太慢，例如，容量为 1Ah 的电池，采用 C/10 充电速率时，充电时间要 10 小时以上。此外，电池采用低充电速率反复充电时，还会引起枝晶产生。大部分涓流充电器中，一般都没有任何电压或温度反馈控制，因而不能保证电池充足电后，立即关断充电器。

为了更安全地工作，充电器中应加入反馈控制系统。反馈系统可以监控电池电压、电池温度，也可以采用定时器控制充电时间。

最容易监控的参数是电池充足电后的峰值电压。许多充电器采用检测电池电压负增量（ $-\Delta V$ ）的方法，电池电压出现 $-\Delta V$ 时，终止充电。有的充电器采用检测电压临界值的方法，当电压达到临界值时，终止充电。

当电池组由特性不完全相同的电池组成时，电压检测法就不适用。因为电池组中不同电池的电压不完全相同。当环境温度变化 25°C 时，电池电压可能变化 5%，并且各电池的变化不完全相同，另外，各电池的内阻和充电前的电压也有差别。

为了判定电池是否充足电，还可检测电池的温度。电池充足电时的温度大约为 $45\sim 50^{\circ}\text{C}$ 。此外，还可以检测电池组内部和外部的温度变化率，并且当温度变化率达到预定数值时，终止电池充电。

由于镍镉电池具有负温度系数，因此，不管采用哪一种检测方法，当环境温度较高时，电池将充不足电。当环境温度较低时，电池将过充电。此外采用检测温度判定电池的充足电状态时，还必须在电池组内部适当位置装入温度传感器。

(2) 脉冲充电、放电去极化快速充电法

ICS1700 快速充电智能控制器可实现镍镉电池快速充电，并且不会损伤电池。为了实现镍镉电池快速充电，必须控制充电电流，并且监控电池的充电状态。为了满足这些要求，该控制器采用脉冲电流充电并且采用电池电压的导数 (dV/dt) 判定电池的充足电状态。

ICS1700 采用脉冲充电法。首先用脉冲电流对电池充电，然后让电池放电。放电脉冲的幅值很大，宽度很窄，充放电电流波形如图 2 所示。充电脉冲的幅值决定于充电机的最大电流、电池所需的充电速率和电池的容量。采用 ICS1700 时，快速充电速率可为 4C, 2C, 1C 和 0.5C, C 为电池的额定容量 (Ah)。采用这样的充电速率时，充电时间分别为 20min, 45min, 1.5h 和 3h。

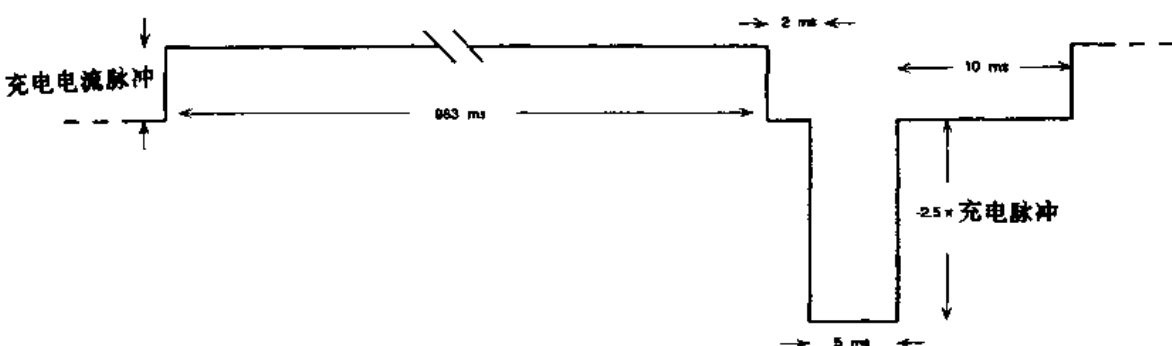


图 2 充放电电流波形

放电脉冲的幅值为充电脉冲的 2.5 倍，因此放电脉冲的幅值与电池容量有关，但是，与充电电流幅值的比值保持不变。

充电过程中，氢氧化镍还原为氢氧化亚镍，氢氧化镉还原为镉，在这个过程中极板上将产生气泡。为了避免这些气泡在极板上累积，所以加入了放电脉冲。

充电过程中产生的气泡，聚集在电池极板两边。这样就减小了极板的有效面积，并且使极板的内阻增大。由于极板的有效面积变小，所以充入全部电量所需的时间增加。

加入放电脉冲后，气泡离开极板并与负极板上的氧复合，这个去极化过程减小了电池内部压力、温度和内阻。同时，充入电池的大部分电荷都转换为化学能，而不会转变为气体和热量。

充放电脉冲宽度的选择应能保证通过分解电池极板上的结晶使晶体结构完全复原，从而消除记忆效应。这个过程也应使镉极板恢复原来的晶体结构，采用放电去极化措施后，可以提高充电效率并且允许大电流快速充电。

放电脉冲结束后 10ms 内，没有充电电流，电池极板上的活性物质逐渐复原。在这段时间内，ICS1700 可实现无电流电池电压检测。此时的电池电压能够更准确地反映电池的真正充电状态，因为没有充电电流，所以电池电压不受内阻压降和外电路压降的影响，也

不受极板表面电荷的影响。

快速充电控制器判定蓄电池已经充足电后，控制器立即转入维护充电状态。保证以后应用时，蓄电池总处充足电状态。因为存放时，镍镉电池的电量将按 C/30 到 C/50 的自放电速率减小。只要电池接在充电器上并且充电器接通电源，在维护充电状态下，充电器将以 C/30 的充电速率给电池补充电荷。

采用脉冲充电放电去极化快速充电模式时，在维护充电状态下，C/30 的充电电流同样包括充电脉冲和放电脉冲，只是充电脉冲的占空比不同，如图 3 所示。例如，以 2C 充电速率充电时，充放电脉冲周期为 1s，在充电速率为 C/30 的维护充电状态下，充放电脉冲的周期应为 60s。

维护充电状态下的充放电脉冲能够避免极板上形成枝晶，使极板上的活性物质保持一定的晶体结构。

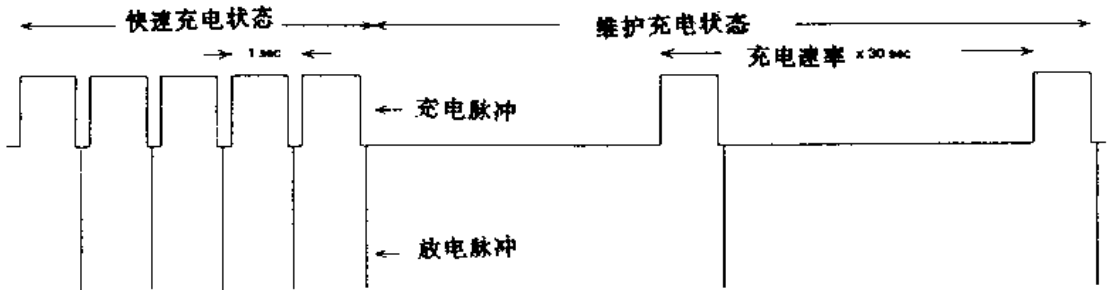


图 3 快速充电和维护充电状态下电流波形

电池充足电的最明显标志是电池电压曲线的峰点。在峰点以前，电压曲线的斜率为正值，曲线顶部较平坦，然后电压曲线的斜率变为负值。取电池电压对时间的导数 dV/dt ，可以作出充电电压斜率曲线。

电池电压曲线很小的变化将引起斜率曲线很陡的变化，如图 4 所示。斜率曲线的峰值出现在电池电压峰值以前。ICS1700 快速充电控制器利用斜率检测，可以在电池即将过充电前精确地终止充电。

二、ICS1700 系列集成电路工作

ICS1700 的核心实质上是具有专用精简指令集 (RISC) 的微处理器。该处理器适宜作有效的数值计算，因为导出线性斜率和决定正确的充电点，需要很复杂的数字计算。

控制器采用 10 位递次接近模数变换器 (ADC) 将取样的模拟电压信号变换成数字电压信号。连续取样的若干个电压信号平均，可得到平均电压值。这样可以消除电池和模数变换器因受干扰而产生电压突变对取样值的影响。求取平均值所需的连续取样数字电压的数目，决定于充电速率。

平均电压值经过滤波器后，消除电池电压曲线上任意较大的偏差值。经滤波后的平均值存入具有 12 个取样信号的先进先出的栈中。这 12 个平均电压值可用来产生电压曲线的斜率。

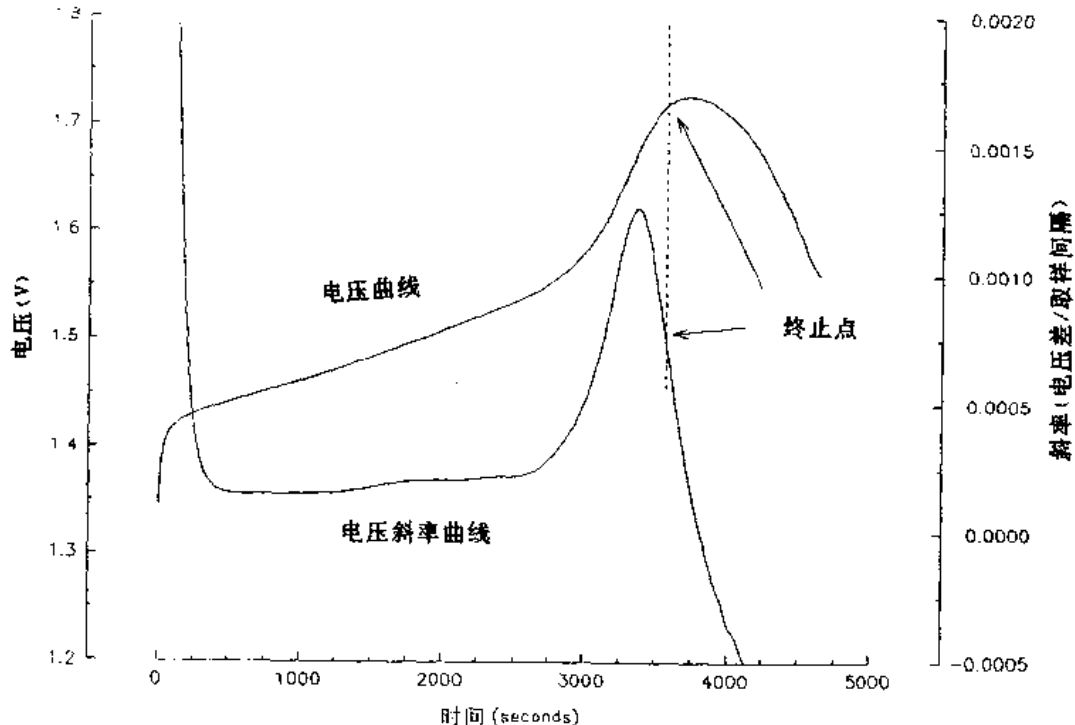


图4 充电电压和电压斜率曲线

1. 管脚功能

各管脚的符号和功能如下：

管脚号	符号	功能
1	CHARGE	该脚为高电平时，接通外部恒流源，对电池充电。
2	DISCHARGE	该脚为高电平时，接通外部放电电路。
3	BF	该脚为低电平时，接通外接电池故障发光管的电源，指示待充电电池存在故障。
4	CM	该脚为低电平时，接通外接充电状态发光管的电源，发光管连续发光时，电池处于脉冲充电放电去极化充电状态。发光管闪光时，电池处于维护充电状态。
5	OT	当超温开关断开时，该脚为低电平，接通外接电池温度过高发光管的电源。充电器没有接入电池时，接在该脚的发光管也发光。
6	SO	与S1共同确定所需的充电速率。
7	LVSS	发光管的接地端。
8	VSS	逻辑接地端。
9	S1	与SO共同确定所需的充电速率。
10	RESET	主控制器复位后，开始充电过程。
11	RC	外接的电阻和电容确定内部时钟的频率。
12	TS	温度开关。电池组内的常闭温度开关。
13	NC	空脚。
14	VIN	经分压后的单体电池电压输入。
15	TEST	该脚接高电平时，充电器处于测试状态。正常充电时，该脚接VSS。
16	VDD	5V电源。

2. 内部框图

ICS1700 内部由以下几部分组成：基准电源、电池阻抗和电池开路检测、电池短路检测、电池超温检测、A/D 变换器、RC 振荡器、DSP 控制器、多路调制器、运算器、累加器、数据 ROM、指令 ROM、RAM、输出控制器等，如图 5 所示。

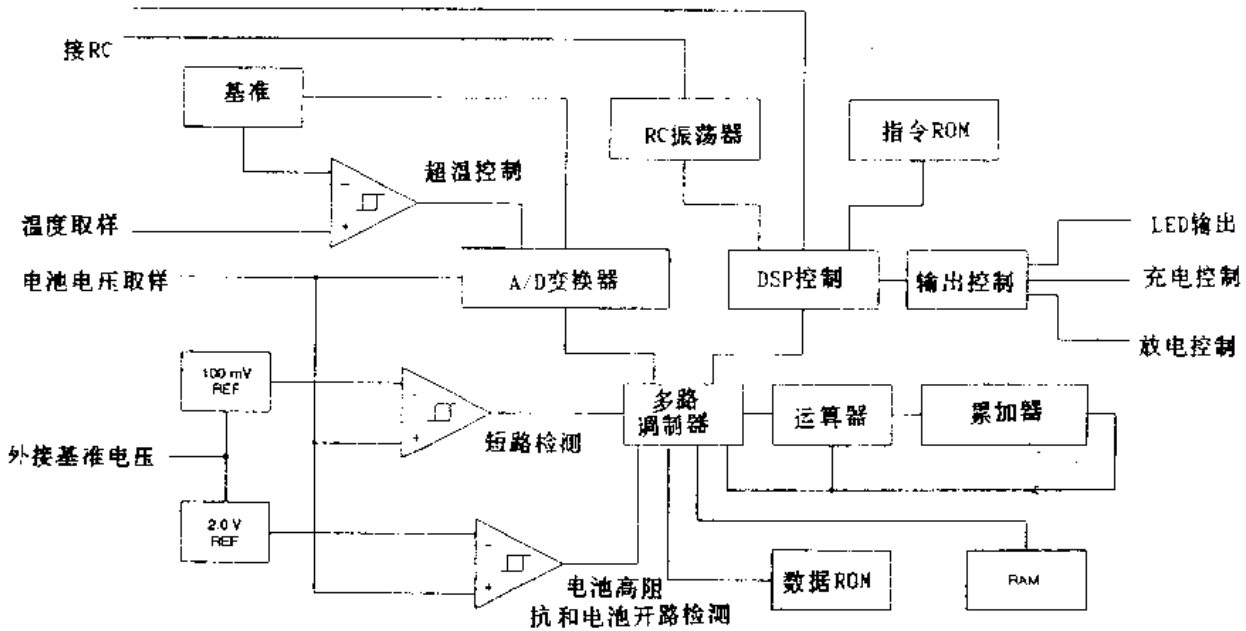


图 5 ICS1700 内部框图

3. 电气参数和逻辑信号

电气参数如下表。

参 数	符 号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单 位
电源电压	V_{DD}		4.5	5.0	5.5	V
电源电流 (静态)	I_{DDs}		2.9	3.9	4.2	mA
电源电流 (动态)	I_{DDd}		15.4	16.4	17.4	mA
内部基准电压	V_{BC}		1.192	1.246	1.280	V
高阻抗/开路检测	V_{HI}		2.010	2.067	2.130	V
短路检测	V_{LO}		0.122	0.131	0.138	V
VIN 输入阻抗				1.0		MΩ
充电脉冲宽度	t_{CPW}	$f_{CLK}=1.0\text{MHz}$		990		ms
时钟频率	f_{CLK}	$R=16\text{k}\Omega$ $C=100\text{pF}$		1.0		MHz

逻辑信号如下表。

参 数	符 号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入高电平	V_{IH}		3.5			V
输入低电平	V_{IL}		0.80	0.84	0.89	V
输出高电平	V_{OH}	$I_{OH}=2.0\text{mA}$ $V_{DD}=\text{min}$	2.4			V
输出低电平	V_{OL}	$I_{OL}=2.0\text{mA}$ $V_{DD}=\text{min}$			0.4	V
低电平输入电流 (LED 输出)	I_{SI}		130.0	138.5	146.0	mA
低电平输出电压 (LED 输出)	V_{OI}	$I_{OL}=10\text{mA}$	0.102	0.109	0.115	V

4. 控制快速充电终止的方法

ICS1700 通过电池电压监控、电池温度取样和定时关机等措施终止快速充电过程。

(1) 电池电压监控

电池电压的斜率曲线如图 4 所示, 充电开始后, 控制器连续计算电池电压的斜率, 当电池电压曲线的斜率达到图 4 中所示的终止点时, 快速充电终止并且立即转入涓流充电状态 (维护状态)。

由于电池电压很小的变化就会使电压曲线斜率发生很大变化。不同电池产生的电压异常现象可能使快速充电过早地终止。在以下各种异常情况下, ICS1700 均能保证电池正好充足电。

某些不匹配的电池组能够引起电池组充电曲线不能达到电池组的峰值电压。充电过程中, 某些电池先达到它的峰值电压时, 这种情况就会发生。ICS1700 另一个终止快速充电的方法是连续计算电池电压曲线的负斜率。当电压曲线出现负斜率后, 停止充电, 电池转入维护充电状态。

充足电的电池接入充电器后, 电池电压很快上升, 因为充入电池的电量都变成了极板表面的电荷, 没有任何能量贮存到电池中。为了避免过充电, ICS1700 能够检测出迅速上升的电压, 并且立即停止充电, 电池转入维护充电状态。

过充电的电池, 重新接入充电器后, 由于电池阻抗变化, 电池电压迅速下降, 电压下降引起电压曲线的斜率迅速减小。ICS1700 将充电器迅速转换到小电流维护充电状态。

某些存放几个月的镍镉电池呈现出很大的阻抗。这种电池在充足电以前, 高阻抗状态没有明显的影响。但是继续充电时, 这种电池的温度将升高, 内部压力将增大。ICS1700 能够检测出这些高阻抗电池, 如果电池的空载电压过高, 充电器将停止充电。最好更换这些电池。对其他电池充电以前, ICS1700 必须重新复位。

电池组中含有因枝晶生长或隔板损坏而短路的单体电池时, 在大电流充电以前, ICS1700 能够检测出这些电池。加入充电电流后, 正常单体电池的电压将很快上升到 1.3V。若内部有短路单体电池时, 电池组的电压将低于预定的数值。这些短路的电池应

当及时更换。在对其他电池组充电前，控制器必须复位。

(2) 定时关机

采用自动停充定时器终止电流充电时，预定的充电时间达到后，不管电池电压曲线是否达到峰值，也不管电压曲线斜率是否下降，充电器均将终止充电。定时器设定的充电时间应由充电速率决定。终止充电后，若要继续充电，充电器必须复位。

(3) 电池温度控制充电终止时间

充电时，为了避免电池出气，镍镉电池的最高温度大约为 $45\sim 50^{\circ}\text{C}$ 。当电池的温度达到这个数值时，温度取样信号切断充电电路。当镍镉电池高速率充电时，应当采用这种温度控制法。

为了避免损坏充电器，充电前，应当检测充电器输出接头有无开路或短路。将大电流脉冲加到接有一定电压的充电器输出接头上，如果电压不上升或者电压上升过高，充电器接头就有故障。当电池极性接错时，充电器不能开始充电。

5. 外部电路

ICS1700 需要接一些元件，以便控制时钟频率和显示充电状态（参看图 6）。芯片还必须外接电源，以便对电池组提供恒定充电电流，外接电源还要对产生负脉冲的放电电路供电。对于选定的充电速率来说，所需的恒定充电电流必须由外接电源提供。例如，以 2C 速率对 1.2Ah 电池充电时，外电源必须提供 2.4A 恒定电流。充电信号为高电平时，恒流源工作，蓄电池充电；放电信号为高电平时，放电电路工作，蓄电池放电。

发光管 LED 用来显示充电状态和任意故障状态。ICS1700 有三个外接 LED 指示器的输出端，每个输出端的电流为 20mA，因此接入 LED 时，应串入限流电阻。三个指示器分别显示电池故障、充电状态和电池温度过高。

当电池电压曲线的斜率很低或者电池具有较高的阻抗时，电池故障指示器 LED 都发光。充电电压曲线斜率很低表明电池不能接受正常充电。电池开始充电后 20 秒内，如果电池电压上升很小，即表明电池充电电压斜率很低。充电开始后 20 秒内，如果电池电压升得非常高，即表示电池阻抗过大。充电器与电池接触不良、充电器输出端短路或者电池组内有短路单体电池时，电池故障指示器 LED 都发光。当检测到接点故障时，控制器将重新检测，每秒钟检测两次，共检测 10 秒。如果充电 10 秒后，接点故障没有消除，控制器将停止工作。此时，只有暂时打开超温开关或者将复位 (RESET) 脚暂时接地，控制器才能重新工作。

充电过程中，充电状态指示灯 (LED) 始终发光。当控制器进入维护充电状态时，该指示灯每半秒钟闪光一次。

只要超温开关一打开，超温指示灯就发光。该信号表明电池组的温度过高。超温信号也对微处理器发出复位指令。如果电池处于故障状态，断开接到电池组内的温度开关上的连线，故障状态就能够消除。

TS 输入端接温度传感器开关的一端，传感器开关的另一端接地。当电池温度达到 45°C 时，温度开关应当断开。此时，TS 输入端内部的正偏置电阻使该端处于高电平。只有该端处于低电平时，控制器方能开始充电过程。

S_0 和 S_1 信号由用户根据所需的充电速率来调整。不同充电速率时， S_0 和 S_1 信号如

下表所列。需要低电平时， S_1 和 S_0 应接地；需要高电平时，只需将相应的开关打开，不需要将 S_1 和 S_0 接到 V_{DD} 。

S_0	S_1	充电速率	充电时间	主脉冲周期
L	L	4C	30min	120s
L	H	2C	60min	60s
H	L	1C	90min	30s
H	H	0.5C	210min	15s

电池组电压经过分压后接到 VIN 脚。该电压必须为单体电池的电压。例如，若电池组由六只单体电池组成，VIN 脚的电压必须等于电池组电压除以 6，这可以通过两只外接分压电阻来完成。VIN 脚输入阻抗很高，大约为 $1M\Omega$ 。

RC 脚用来确定内部时钟的频率。16k Ω 电阻接在 RC 脚与 V_{DD} 脚之间，100pF 电容接在 RC 脚与地之间，内部时钟的频率为 1MHz。

复位脚能够提供重新开始充电程序。1 μ F 电容应当接在该脚和地之间，以便提供主控制器通电复位信号。另外复位脚与 +5V 电源之间应接入一只二极管。这样，电源瞬时中断时，电容器可通过二极管放电。

ICS1700 不需要外部基准电压。内部基准电压（通常为 1.25V）是供检测电池故障和接点故障用的。如果需要更精确的基准电压，可以在 13 脚接入外部基准电压。此时，外部基准电压将取代内部基准电压。

ICS1700 有两个接地脚 LVSS 和 VSS。LVSS 用来使流入 LED 的电流回到地。为了避免产生 VSS 脚的接地脉冲，LVSS 应当直接接地。VSS 为复位电路的接地点。

三、采用 ICS1700 的镍镉电池快速充电控制器实际电路

1. 工作原理

采用 ICS1700 的镍镉电池快速充电器实际电路如图 6 所示。在该电路中，为了适应所需的充电速率、放电电流和串联电池数，必须外加几个元件。ICS1700 芯片中含有 5V 稳压器。该稳压器可接受的输入电压为 8~32V。该芯片也可由 5V 电源直接供电。ICS1700 的 14 脚输入电压必须是单体电池的电压，当被充电池组的串联电池数为 1~8 只时，分压电阻 R_6 和 R_8 之值必须按下表选用。

当电池组串联电池数高于 8 只时，电阻值可按下式计算：

$$R_8 = (\text{串联电池数} - 1)R_6$$

电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 的阻值都小于 1Ω 。这些电阻的阻值决定放电脉冲的幅值。放电脉冲的幅值至少应比充电电流大 2.5 倍。 R_1 、 R_2 、 R_3 的阻值可根据实际所需的放电电流幅值计算。 R_1 、 R_2 、 R_3 应当串联。如果某个电阻不用的话，该电阻两端应用短路线相连，以便完成电流通路。

电 池 数	R_c	R_d
1	开路	短路
2	2k Ω	2k Ω
3	1k Ω	2k Ω
4	1k Ω	3k Ω
5	3k Ω	12k Ω
6	2k Ω	10k Ω
7	2k Ω	12k Ω
8	1-3k Ω	9-1k Ω

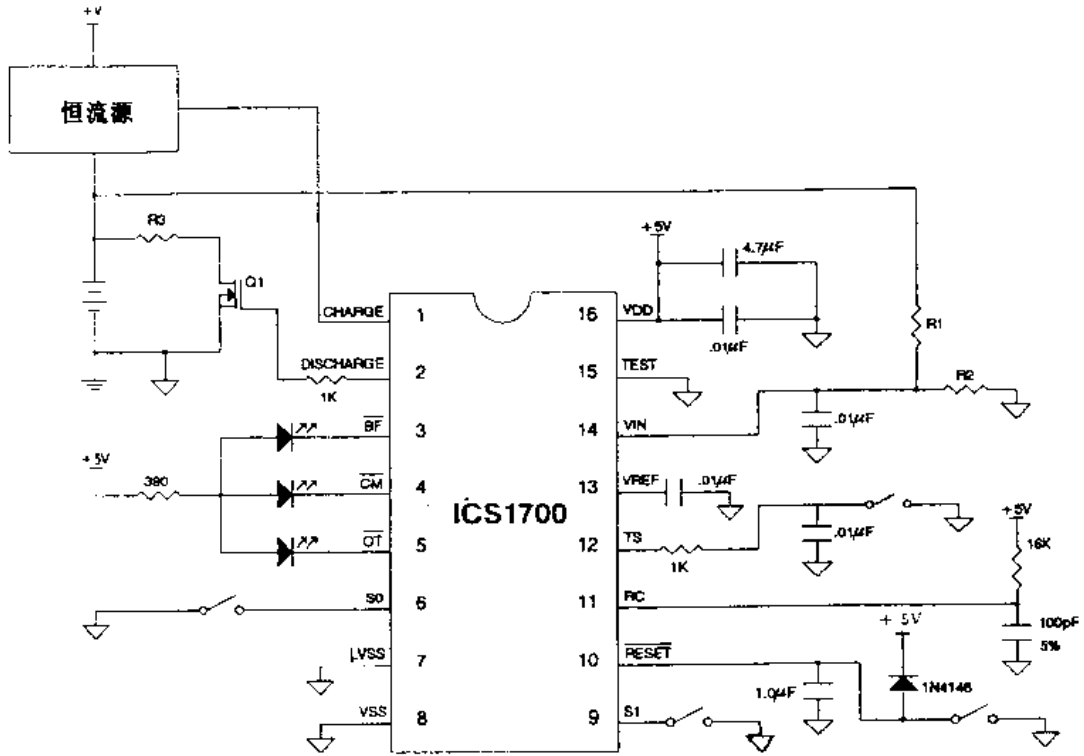


图 6 采用 ICS1700 的镍镉电池快速充电器实际电路

ICS1700 可以采用四种不同的充电速率：0.5C，1C，2C，4C。充电速率可以通过转换开关或跳线来选择。如果在实际电路中没有转换开关，充电速率必须通过适当的位置加入跳线来选择。

充电速率可根据下表来选择。

充电速率	DIP 开关		跳线	
	S ₀	S ₁	S ₀	S ₁
0.5C	断开	断开	取出	取出
1C	断开	接通	取出	插入
2C	接通	断开	插入	取出
4C	接通	接通	插入	插入

该电路中装有+5V 稳压器 VR₁，+V 输入端的直流电压为 8~32V。也可以去掉三端稳压器，在+5V 端加入+5V 电压。

在 TS 脚和地之间，应当接入工作温度为 45℃ 的常闭温度开关。如果不用温度开关，TS 脚必须接地。

待充电应当接在+BAT 和地 (GND) 之间。有两个充电信号可用来接通外部充电电路。一个是 CHARGE，充电电流流过时，它为高电平。另一个是-CHARGE，充电时，它为低电平。每个信号都用来控制外部电路。

外部充电电路必须根据所选充电速率提供恒定的充电电流。例如，采用 2C 速率对 1.2Ah 电池充电时，充电电路必须输出 2.4A 电流。ICS1700 只能控制充电晶体管导通或截止，而不能控制电池的充电电流。

该电路接入电源后，芯片将开始充电程序。如果接通电源后，不希望立即开始充电程序，RESET 脚必须接入一个开关，以保证芯片处于复位状态。当 RESET 脚处于高电平或开路时，充电程序开始。

充电程序开始后，芯片首先检测故障状态。如果没有故障状态，经过 2 秒钟延迟后，绿色的充电状态 (CM) 发光管 (LED) 将发光，直到快速充电过程结束。此后，电池进入维护充电状态。此时充电状态发光管 (CMLED) 闪光。只有电源中断、TS (温度开关) 输入高电平或者 RESET 输入低电平时，维护充电状态才结束。

2. 故障状态

在充电前或充电过程中，ICS1700 都能够检测出各种故障状态。

充电过程开始后，如果红色电池故障发光管 (BFLED) 立刻发光，通常是电池接触不良。检查电池的所有接点，保证当充电信号为高电平时，有电流流入电池。然后检查电池两端有无短路或开路。当电流流入电池组后，如果充电控制器检测电压高于 2V (开路状态) 或者低于 100mV (短路状态)，电池故障发光管 (BFLED) 将发光。

如果 BFLED 在充电过程中某一时刻发光，说明电池组有故障，不能正确地接受充电。这种情况通常是电池组中有短路或阻抗过大的单体电池。单体电池短路时，控制器检测出电压上升很慢。单体电池阻抗过大时，电压上升很快。此外，如果充电速率和充电电流不适当，也会引起上述故障现象。

如果这种故障状态持续存在，应当更换新的电池组。

当 TS 加入高电平时，红色超温发光管 (OTLE) 发光。这表明温度开关开路。这是因电池温度超过 45℃ 而引起的。正常工作时，这种情况不会发生。当电池温度过高时，ICS1700 处于复位状态。只有超温状态消失后，才能开始正常充电。

3. 外围元件的作用

VR₁ 为 5V 稳压器，它为 ICS1700 提供工作电压；VR₂ 为产生 1.2V 基准电压的稳压管；Q₁ 为功率 MOSFET，它由放电脉冲驱动；Q₂ 为充电信号反相器；CR₁ 和 C₈ 完成电源接通和复位功能。C₁，C₂，C₃，C₄，C₅ 和 C₆ 为旁路电容；C₇ 和 R₁₀ 组成时钟产生电路，R₁，R₂，R₃ 为放电脉冲限流电阻。

4. 设计考虑

采用 ICS1700 设计充电电路时,通常应当兼顾充电速率与功率元件的价格。当特别需要高速充电时,元件的价格就不必考虑。为了降低充电器的成本,充电时间可适当延长一些。

快速充电时,需要很大的充电电流。为了降低价格、减小体积和降低功耗,电源部分应当采用脉宽调制型开关控制器。另外,当电池组所需的充电电压高于直流电源电压时,采用开关型控制也可实现快速充电。例如,采用升压型反激式开关变换器,12V 汽车电池就可以对 24V 电池充电。

采用 ICS1700 设计的充电器,要求电池组中应含有温度开关。否则当控制系统的电子元件发生故障时,电池就不能及时终止充电。这样可造成电池损坏或者爆炸。

设计印制电路板时,接地线应当粗一些,旁路电容应当靠近集成电路。ICS1700 能够测试接近 1mV 的电压差,这对减小干扰非常重要。因为电池放电电流很大,放电脉冲上升很快,所以电池的负极应尽可能靠近放电晶体管,以减小可能干扰芯片正常工作的引线中的电流。由于温度开关输入端对电池引线的干扰很敏感,因此应当用电容旁路温度开关。

由于所需的放电脉冲电流很大,所以放电电阻的阻值很小,这种低阻值的电阻可以在印制电路板上用连线直接作出。

四、采用 ICS1720 的镍氢电池充电器实际电路

1. 镍氢电池特性和终止充电的方法

单体镍氢电池的电压为 1.2V,与镍镉电池相同。但是两种电池的充电特性差别很大。镍氢电池要求采用特殊的充电方法。

镍氢电池最明显的特性是充电时电池温度较高。热量是由电池内部发生的放热电化学反应产生的。在同等条件下,镍氢电池的温度要比镍镉电池高几度。因此,充电过程中应特别注意电池的温度,尤其是过充电时。因为过充电时,也像镍镉电池那样,镍氢电池内部温度急剧上升。电池温度过高,就可能使电池冒气。镍氢电池通常不允许反复大电流过充电,因此采用大电流快速充电时,镍氢电池进入过充电状态前,必须立即停止快速充电。

作为镍镉电池开始过充电信号的电池峰值电压,通常不能用来判定镍氢电池过充电。镍氢电池具有非常低的峰值电压,并且过充电时,电池电压没有非常明显的下降,因此,不能像镍镉电池那样,采用 $-Δ$ 终止充电的方法。

ICS1720 能够监控充电电池的电压,利用线性回归法和数字滤波技术,计算电池电压的斜率 (dV/dt),决定电池电压曲线的拐点,并且当拐点出现时,立即转入小电流维护充电状态。

电池进入维护充电状态后,充电电流将按两阶段逐步由大变。第一阶段采用 C/10 速率充电,大约需要 2 小时。这样可使镍氢电池达到很弱的过充电状态,保证电池既充足电又不会因过热而损坏。第二阶段采用 C/40 小电流维护充电,这样可以补偿电池的自

放电作用，使电池始终处于充足电状态。

除了通过计算电池电压曲线斜率终止充电的方法外，ICS1720 还采用其他几种方法作为终止充电的备用方法，由于镍氢电池制造过程中采用新的电化学工艺，所以这几种终止充电的方法非常重要。

在充电过程中，镍氢电池不会达到真正峰值电压。这个终止充电的方法是尽可能快地检测出单体电池充电电压的下降（这种现象表示电池过充电）。

电池短路、开路或内阻过大等状态可通过电压比较器来监控，当取样值超过门限值时，比较器翻转。当电池短路、开路或内阻过大时，ICS1720 转入维持充电状态。定时器能够保证预定的充电时间达到后，自动终止充电。最后，所有的电池充电系统都要求在电池组中装入温度开关。该开关的开路温度为 $50\sim 55^{\circ}\text{C}$ 。ICS1720 中也设有温度开关输入，当电池组温度达到一定数值后，也能够终止快速充电。

2. ICS1720 的主要特点和工作过程

ICS1720 是镍氢电池快速充电控制器。它的内部结构和主要参数都与 ICS1700 基本相同。但是由于镍氢电池不存在记忆效应，所以，不需要放电控制电路。为此，ICS1720 的 2 脚为空脚。

接通电源后 10ms 内，电池没有充电电流。在这段时间内，ICS1720 检测电池的空载电压。这样，ICS1720 能够精确地检测出电池的真实电压，该电压不受充电过程中电学和化学干扰的影响。

在 ICS1720 中，用户可选择的充电速率有：1C，C/2，C/4 和 C/8。改变 S_0 ， S_1 脚的接法，就可以改变充电速率。提供充电电流的恒流源和电池组也必须能够承受充电速率所确定的充电电流。

根据复位信号，ICS1720 开始检查充电器输出端是否接入蓄电池。接有蓄电池后，50ms 充电脉冲周期地加入蓄电池，并且检测蓄电池电压。当单体电池的电压低于 130mV 时，则认为电池短路。经过几次检测后，ICS1720 指示电池存在故障状态，ICS1720 将继续检测电池的情况，一直到单体电池电压为正常值。

电池电压正常后，ICS1720 将给电池加入很大的恒定充电电流。充电过程中，ICS1720 不断检测和处理电池电压，一直到快速充电过程终止。此后，ICS1720 进入两阶段维护充电过程，一直到电池从充电器上取下为止。蓄电池取下后，ICS1720 重新开始检测程序。

3. 外围元件的作用

采用 ICS1700 的镍氢电池快速充电器实际电路如图 7 所示。ICS1720 提供高电平充电信号。当 CHARGE 脚为高电平时，外部恒流源对电池充电。就将电池组电压变换为单体电池的电压后，接入电压输入脚（VIN）。例如，电池组包括六只单体电池时，VIN 脚的电压必须等于电池组电压除以六。为此，可采用由两只电阻组成的分压器。

RC 输入用来设定内部时钟的频率。当 $16\text{k}\Omega$ 电阻接在 RC 脚和 VDD 脚之间，100pF 电容接在 RC 脚和地之间时，内部时钟的频率为 1.0MHz。

复位脚决定重新开始充电，为了提供通电复位信号，在复位脚和地之间应当接入 $1.0\mu\text{F}$ 电容器。另外，在电源瞬时中断的情况下，为了让电容放电，在复位脚和 +5V 电

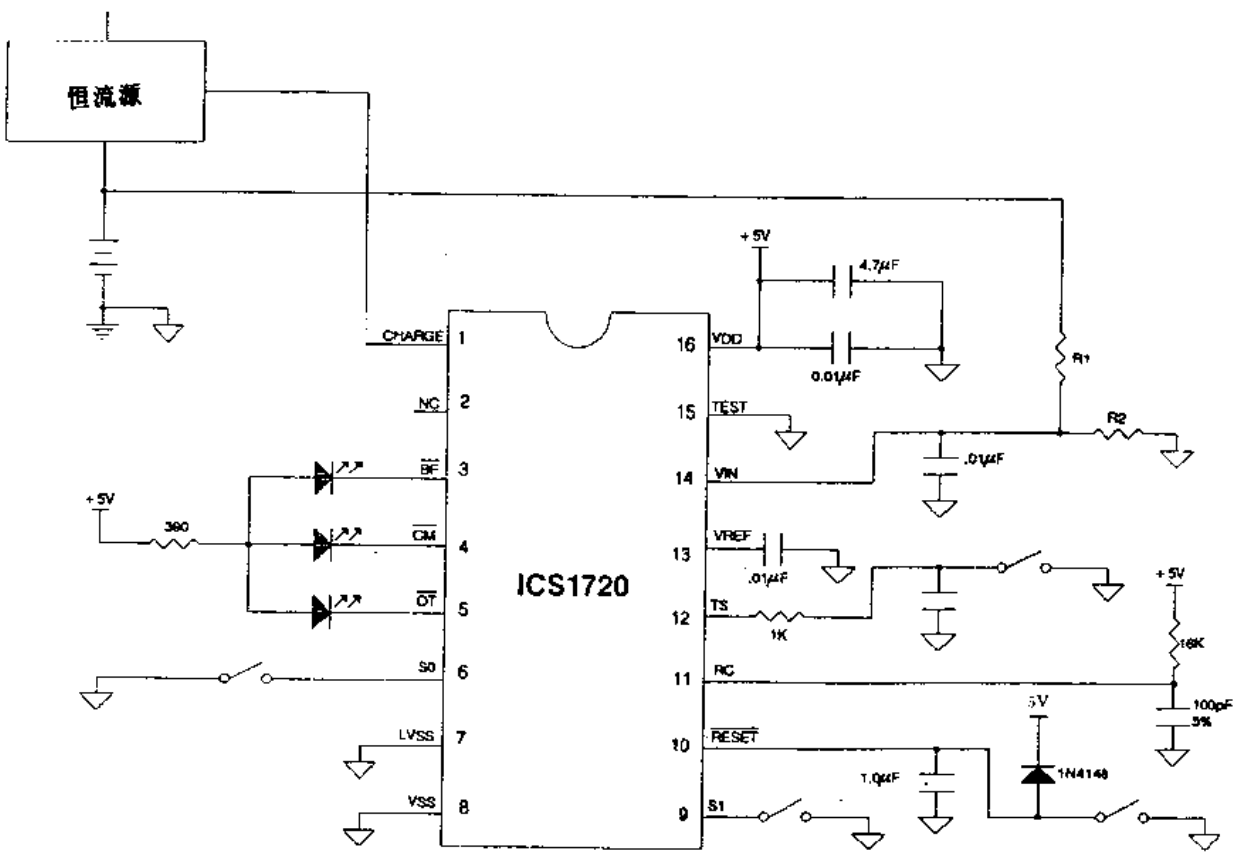


图7 采用 ICS1720 的镍氢电池快速充电器实际电路

源之间应接入一只二极管。

为了显示充电状态和任何故障状态，接入了三只发光二极管。三只发光管分别指示电池故障、充电和维护充电状态及超温状态。三个脚的输入电流为 100mA。为此，发光管需要外接限流电阻。

温度检测输入端 (TS) 接到温度开关的一端，温度开关的另一端接地。当温度开关打开时，TS 脚处于高电平。

S_0 、 S_1 脚的电平与充电速率和充电时间的关系如下表：

S_0	S_1	充电速率	充电时间
L	L	1C	65min
L	H	C/2	130min
H	L	C/4	260min
H	H	C/8	520min

一种新型的全固态高电压多波形脉冲调制器

罗忠省

(航天工业总公司二院二十三所 100854)

摘要:现代雷达战术和技术性能的日益提高和完善,对发射机提出了更高的要求。多波形脉冲输出就是其中之一。因此,研制高电压、多波形脉冲调制器是现代雷达发射机的一个重要课题。基于某雷达发射机的性能指标要求,本文介绍一种以VMOSFET为开关管,以高频多次级小功率高压隔离脉冲变压器为耦合、隔离元件,以高频调制脉冲包络为触发脉冲的新型全固态、高电压、多波形脉冲调制器。文中介绍了该调制器的基本构成和工作原理,给出了试验结果并就该调制器谈了几点认识。

关键词:高频调制脉冲包络 全固态 高电压 多波形

一、基本构成和工作原理

新型的全固态高电压多波形脉冲调制器由高频调制脉冲发生器、高频多次级小功率高压隔离脉冲变压器、高频脉冲检波器、截尾电路、VMOSFET、高压电源等组成,其电路原理图如图1所示。

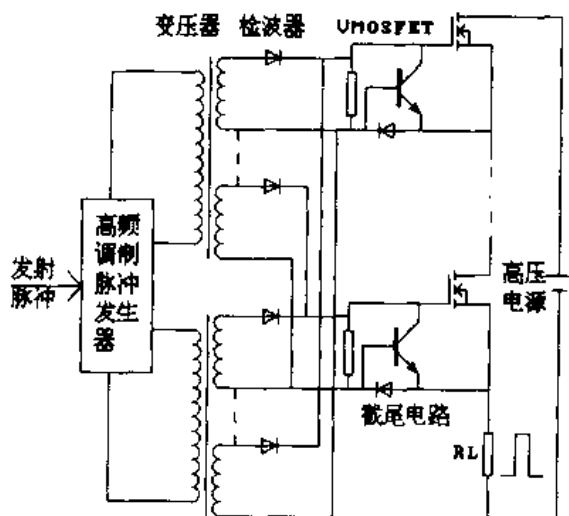


图1 脉冲调制器电路原理图

该脉冲调制器的工作原理如下:来自雷达系统定时器的发射脉冲,使高频调制脉冲发生器同步工作,产生两个高频调制脉冲串。这两个高频调制脉冲串脉宽与发射脉冲宽度相同,脉内为频率数兆赫的高频脉冲且彼此相位互补。两个高频调制脉冲串分别经两个高频多次级小功率高压隔离脉冲变压器耦合、隔离和分配,就变成了两个多路脉冲串

并被送往高频脉冲检波器检波成包络脉冲，该包络脉冲经截尾电路后就成为 VMOSFET 的触发脉冲。多个 VMOSFET 串联，分别受各自触发脉冲的同步触发而导通，这样，直流高压电源被斩波，形成了脉冲高压输出。由于变压器初次级间的高压隔离，使脉冲高压输出端可悬浮于直流高压之上，即可实现高电位悬浮下的高压脉冲输出。

二、各组成部分的功能

由该脉冲调制器的工作原理可知，各组成部分都有其特定功能。

高频调制脉冲发生器由高频振荡器和脉冲调制电路组成，受雷达系统定时器的同步控制，其作用是产生两路脉宽与发射脉冲宽度相同、脉内为数兆赫且相位互补的高频脉冲串，并且脉冲串有一定的功率输出。高频调制脉冲发生器输出波形如图 2 所示。

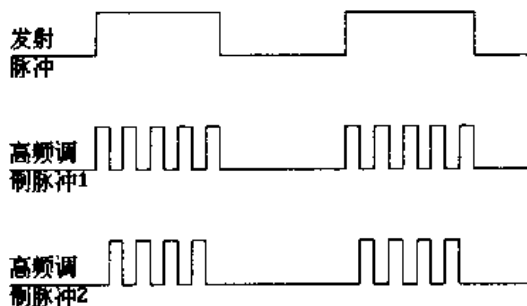


图 2 高频调制脉冲发生器输出波形

高频多次级小功率高压隔离脉冲变压器的作用是耦合来自高频调制脉冲发生器的高频调制脉冲串并把其分解成多路彼此隔离且与变压器初级也隔离的高频调制脉冲串，以形成悬浮于高电位之上的多路高频调制脉冲串，即起耦合、分解和隔离作用。

高频脉冲检波器由高频检波二极管组成，其作用是对来自高频多次级小功率高压隔离脉冲变压器次级的高频调制脉冲串进行检波，形成高频调制脉冲包络，并且利用 VMOSFET 的输入分布电容，形成 VMOSFET 的触发脉冲。

截尾电路由电阻、高频二极管和高频三极管组成，其作用是在 VMOSFET 触发脉冲的后沿，很快地泄放掉 VMOSFET 输入分布电容的储能，以形成较陡的触发脉冲后沿。

VMOSFET 多只串联作为开关管，受触发脉冲的控制，对直流高压电源进行斩波，从而形成高压脉冲输出。VMOSFET 的应用，实现了调制器固态化。

三、试验结果

按图 1 电路进行了试验，其中高频振荡器振荡频率为 2MHz，试验结果如下：

脉冲输出电压：7kV

脉冲输出电流：5A

脉冲宽度：1 μ s~数 s

脉冲前沿：0.25 μ s

脉冲后沿：0.25 μ s

脉冲重复频率：数 Hz~160kHz

悬浮电位：30kV

四、几点认识

以 VMOSFET 为开关管，以高频多次级小功率高压隔离脉冲变压器为耦合、隔离元件，以高频调制脉冲包络为触发脉冲的这种新型脉冲调制器具有很多优点。

VMOSFET 的应用，使调制器实现了固态化。

以高频调制脉冲包络为触发脉冲，变压器仅耦合固定频率、固定脉宽的单一脉冲，且对波形无太严格的要求，解决了传统电路中要求一只脉冲变压器传递多种波形，而一只脉冲变压器无法实现的问题，使得多波形（尤其是窄脉冲和宽脉冲同时存在）、高脉冲重复频率输出成为现实，同时充分利用了变压器耦合和高电压隔离易于实现且安全可靠的优点。

经变压器耦合的高频调制脉冲经检波器检波后形成的包络脉冲具有足够的功率输出，足以触发 VMOSFET 导通，而无需放大。同时，无源截尾电路保证了良好的脉冲后沿。这就大大简化了电路并大大提高了电路的可靠性，尤其是在高电压输出、高电位悬浮的情况下。

全固态、高电压、多波形的这种新型脉冲调制器体积小、重量轻、效率高、简单、可靠，在雷达发射机中有着广泛的用途。

BiCMOS PWM 控制器 TC35C25

车 杰 晓 军

(西安通信学院 710061)

摘要: TC35C25 系列 PWM 控制器是目前取代 3525 开关电源控制器的理想器件。本文除介绍 TC35C25 系列 PWM 控制器的优点和特性外,重点讲述该控制器的输出级、振荡器及其同步、软启动以及欠压锁定部分的工作原理;同时还给出了有关的重要参数及典型电路。

关键词: PWM 控制器 软启动 同步欠压锁定

一、概 述

TC35C25 系列 PWM 控制器采用 CMOS 工艺制作,它可以取代 3525 电压型开关电源控制器。

这种新型 CMOS 器件与以前的 CMOS 或双极型器件相比,功耗大大降低。并且,控制器的输出电路和控制电路有独立的电源脚 V_{IN} 和 V_{DD} ,这样便于自举工作。每路 CMOS 输出电压在 25mV 以内。

此外,还有一些性能有所改进。如滞后更加可靠;在工作温度范围内,欠压启动值更加准确;另外,各输入端的输入偏置电流都很小。

TC35C25 系列 PWM 控制器的功能方框图如图 1 所示。

TC35C25 的特性如下:

- 低功耗的 BiCMOS 结构
- 电源电流小 在 20kHz 时电源电流值为 1.0mA
- 封锁抗干扰性 输出处大于 500mA
- 低轨输入保护 $-5V$
- 输出驱动电流大 峰值为 500mA
- 脉冲上升下降时间短 50ns@1000pF
- 工作频率高 可达 1MHz
- 三态同步脚便于并联工作
- 欠压滞后关断
- 具有关闭管脚
- 两路输出
- 软启动(外接容量很小的电容)
- 关闭输出的延迟时间很短 140ns_{typ}

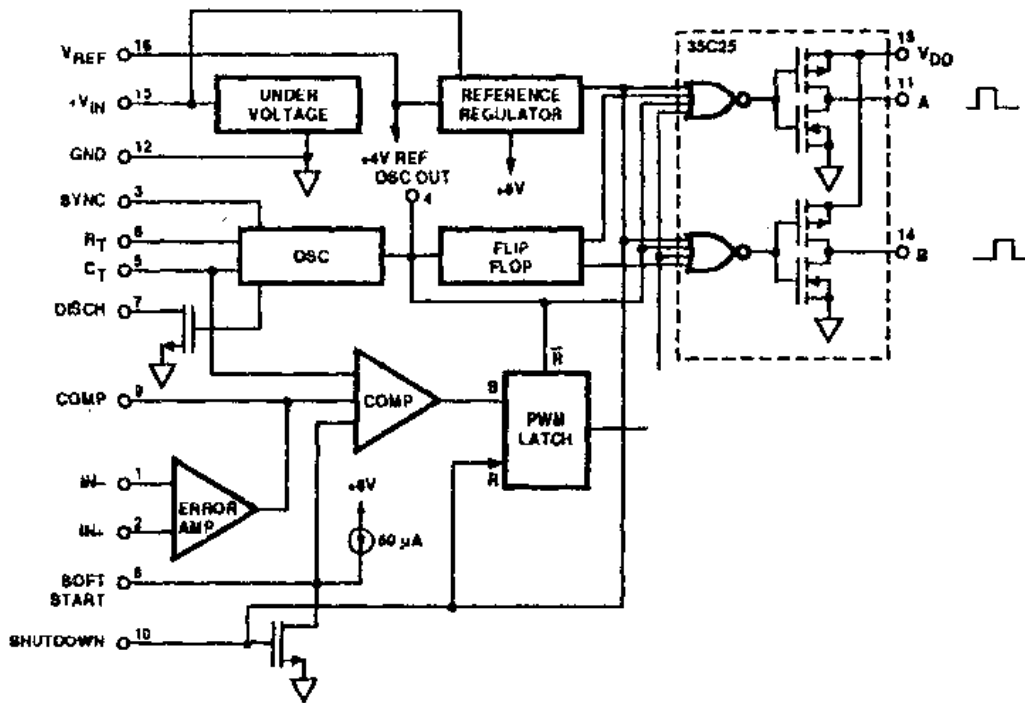


图1 功能方框图

二、基本工作原理

1. 输出部分

TC35C25 输出级是由两对推挽工作的互补 CMOS 驱动器组成。每个输出端都可以输出（流入或流出）500mA 的峰值电流。输出级还可以吸收较大的反冲电流。

2. 软启动

软启动时间可通过改变接在软启动（管脚 8）与地线之间的电容器的容量来选择。软启动时间可按 $60\text{ms}/\mu\text{F}$ 来计算。

在欠压封锁、接通电源或关断电源后，以及开关电源开始工作前，都有软启动过程。

3. 关断

TC35C25PWM 控制器具有最小延时、非锁定关断性能。在关断脚（管脚 10）加入一个正何电压，两个输出都截止。典型的关断阈值为 2.4V。将关断脚接地时，开关电源又将开始软启动过程。

4. 振荡部分

为了适应系统要求多个控制器以“主从”状态运行这一特点，器件中增加了三态特性。可以把定时电阻脚（ R_T ，管脚 6）接到 V_{REF} ，从而使同步脚（SYNC，管脚 3）处于高阻状态。这样一来，该芯片就可以由一个外部电源进行时控。

TC35C25 的同步输出 (OSCOUT, 管脚 4) 可以驱动以此方式组合几个 TC35C25 的同步输入端。

5. 振荡器同步

为了实现两个 TC15C25/27 的同步, 一个 PWM 控制器可作为主振荡器, 另一个作为从振荡器, 如图 2 所示。

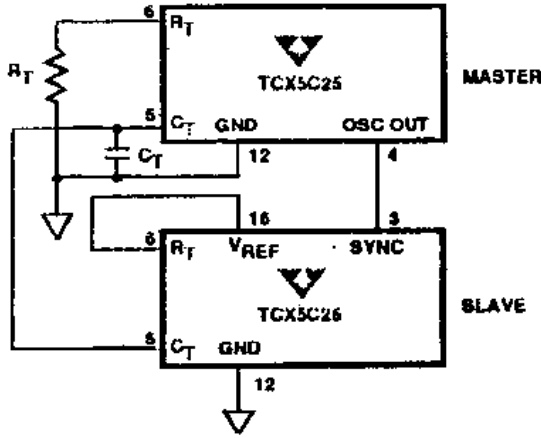


图 2 振荡器同步

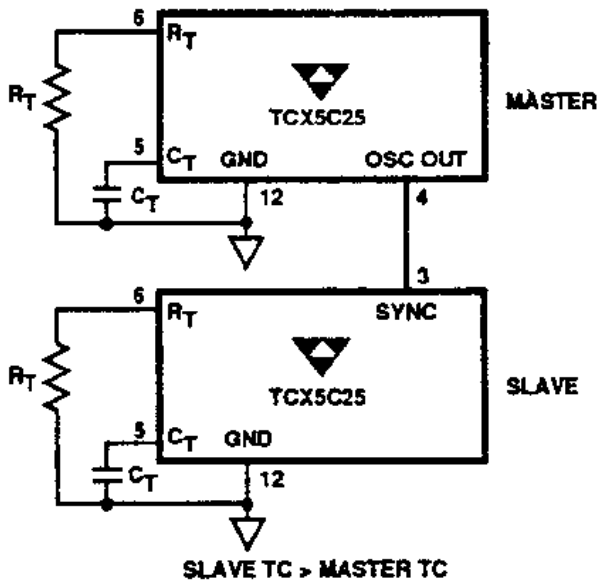


图 3 另一种同步方法

在从振荡器上接入单独的 RC 定时电路, 也可实现两个 PWM 控制器同步, 如图 3 所示。此时从振荡器的频率应略低于主振荡器。这里应当注意的是, 采用这种同步方法时, 由于同步输入端不处于高阻抗状态, 所以对从振荡器的数目有一定的限制。这一同步方法通常是在从振荡器处于不同位置时采用。当从振荡器采用单独的 RC 定时器时, 振荡器接地回路的噪声干扰将大大减小。

6. 振荡频率与输出死区时间

振荡器电路及有关波形如图 4 所示。

振荡频率

$$F_o = \frac{1}{T_{\text{CHG}} + T_D}$$

式中, T_{CHG} 为 C_T 的充电时间。 C_T 充电时, PWM 控制器一个输出驱动器导通。 T_D 是两个输出驱动器均无输出的死区时间。 电阻 R_T 决定电容 C_T 的充电电流。

选择振荡频率 F_o 时, 首先应确定要求的死区时间 T_D , 然后计算电容器 C_T 的充电时间 T_{CHG} 。

$$T_{\text{CHG}} = \frac{1 - F_o \cdot T_D}{F_o}$$

电容 C_T 的容量应在 100pF 到 1000pF 之间选择。 电容充电电流 I_{CHG} 可由下式求出:

$$I_{\text{CHG}} = \frac{2.5 \times C_T}{T_{\text{CHG}}}$$

在以上各式中, C_T 的单位为 F, T_{CHG} 的单位为 s, I_{CHG} 的单位为 A, R_T 的单位为 Ω 。

$$R_T = \frac{1.5}{I_{\text{CHG}}}$$

电阻 R_D 控制死区时间 T_D 。 在死区时间内, 该电阻上的电流是 C_T 的放电电流和充电电流 I_{CHG} 之和。 R_D 阻值的范围为 1 Ω 到 900 Ω 。 R_D 增大, 死区时间增加。

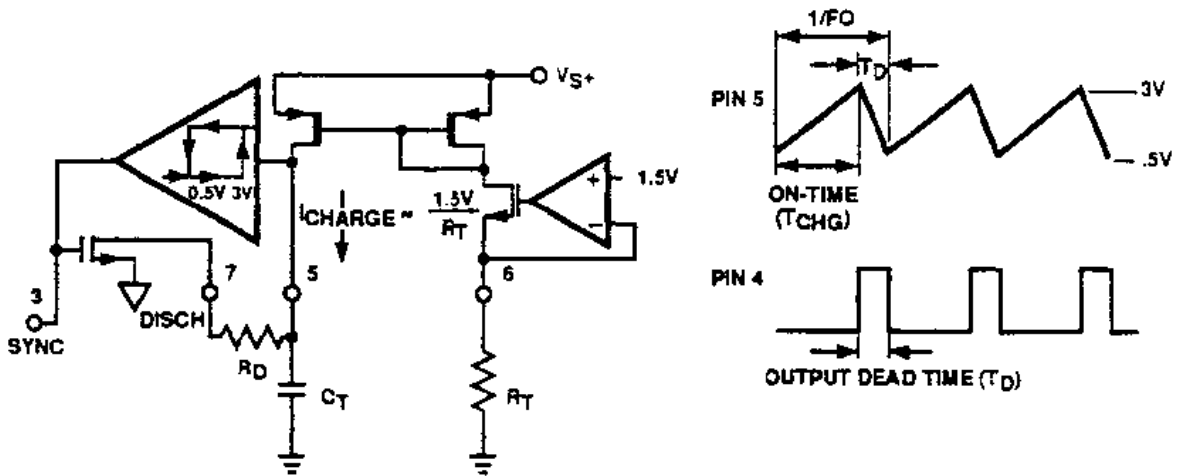


图 4 振荡电路及有关波形

7. 欠压锁定部分

该系列 PWM 控制器的典型工作导通阈值电压为 9.2V。当电源电压超过 9.2V 时, 该控制器正常工作; 当 15 脚的电源电压降至 7V 以下时, 加在 11 和 14 脚的两路输出驱动器均截止。具有滞后作用的欠压封锁电路及相关波形如图 5 所示。

8. 实验电路及波形

该系列控制器的典型应用电路如图 6 所示, 各点波形如图 7 所示。5k 电位器在 2 脚

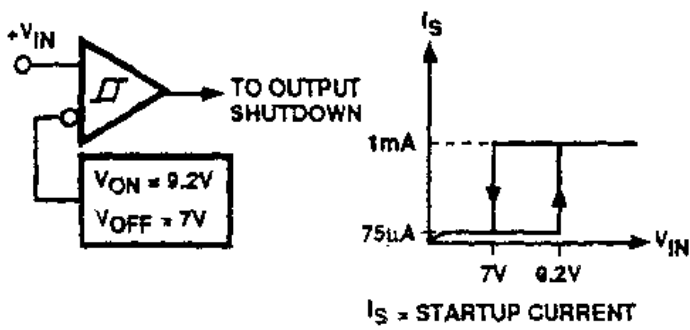


图5 欠压封锁电路及有关波形

设定一个基准电压。当5脚的斜波电压升至该基准电压时，输出驱动脉冲。改变接5脚和7脚之间的放电电阻可改变死区时间。增大放电电阻即可增长死区时间。

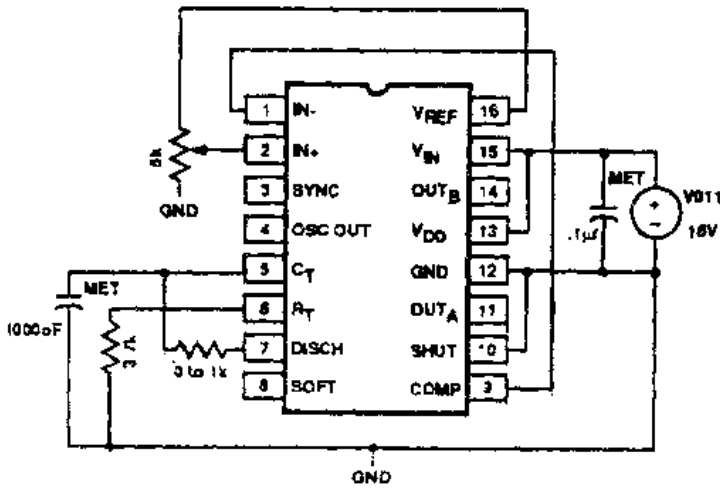


图6 试验电路

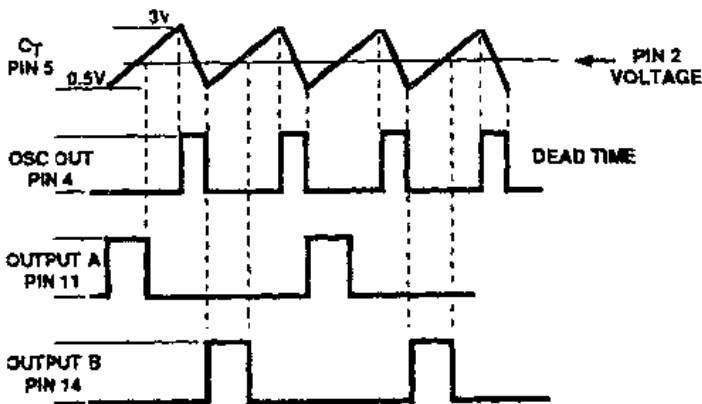


图7 各点波形

9. 用 CMOS 控制器代替双极型控制器

虽然双极型控制器 UC3525 和 CMOS 控制器 TC35C25 的引出脚及功能都是相同的, 但还有一些差异之处应当注意。TC35C25 的基准电压为 4V, 而不是 5V, 振荡器斜波电压为 3V 而不是 4V, 并且当频率和要求的死区时间不同时, R_T 和 C_T 的数值也各不相同。

最大的差别是 TC35C25 的 V_{DD} 和 V_{IN} 绝对最大值为 18V, 而 UC3525 则为 40V。

三、TC35C25 的绝对最大参数

电源电压	18V
最大芯片温度	150°C
储存温度	-65°C ~ +150°C
焊接温度 (10s)	300°C
包装热阻:	
Cer DIP RQJ-A	150°C/W
Cer DIP RQJ-C	55°C/W
PDIP RQJ-A	125°C/W
PDIP RQJ-C	45°C/W
SOIC RQJ-A	250°C/W
SOIC RQJ-A	75°C/W
运行温度:	
15C2X	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$
25C2X	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +85^{\circ}\text{C}$
35C2X	$0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +70^{\circ}\text{C}$

该器件为静态灵敏型器件, 在不使用时必须储存于导体材料中, 以防止静态放电和静态场损坏器件。若某项数据超过上表中所列绝对最大参数时, 就可能使器件彻底损坏。以上数据仅作参考。另外, 工作中若在绝对最大参数的状态下停留时间过长, 器件的可靠性亦可能受到影响。

四、管脚功能的描述

管脚	符号	描述
1	IN ₋	误差放大器的反相输入
2	IN ₊	误差放大器的同相输入
3	SYNC	振荡器同步输入脚
4	OSCOUT	内部振荡器输出脚
5	C _T	确定振荡器频率的定时电容输入脚

管脚	符号	描述
6	R_T	定时电阻输入脚
7	DISCH	定时电容 C_T 放电脚
8	SOFT	用于对电源进行软启动的管脚
9	COMP	反馈回路响应补偿
10	SHUT	关断 11 和 14 脚两个输出
11	OUT _A	A 相输出驱动脚, 用于驱动推挽晶体管 A
12	GND	所有输入、输出信号的地线
13	V _{DD}	输出驱动级 A 和 B 的电源输入脚
14	OUT _B	B 相输出驱动脚, 用于驱动推挽晶体管 B
15	V _{IN}	除输出驱动级以外的所有 PWM 控制器电路的电源输入脚
16	V _{REF}	4.0V 的参考电源输出

功率因数控制器 MC34262/33262 应用

钟利平 刘成芳

(西安通信学院 710061)

摘要: 本文简单介绍了功率因数控制器 MC34262/MC33262 的结构, 较详细地介绍了其工作原理, 并给出了实用电路。

关键词: 前置变换器 功率因数

一、概述

由于电源电路中存在着大量谐波, 人们都在寻找使功率因数接近 1 的简单经济的方法。本文介绍的单片式功率因数控制 IC, 仅需少量外部元件。

大多数电子镇流器和开关电源都采用桥式整流器和一个大容量滤波电容从市电中获得直流电压。如图 1 所示。

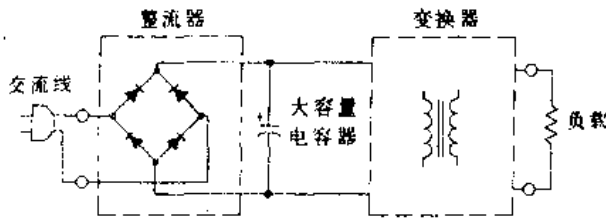


图 1 未校正功率因数电路

当瞬时交流电压超过电容电压时, 该电源从市电中获得电能。由于滤波电容器容量很大, 整流管仅在交流电压峰值附近导通, 此时电容器产生较大充电电流尖峰, 如图 2 所示。这些电流尖峰内谐波含量丰富。因此, 表观输入功率远大于有功功率, 线路的功率

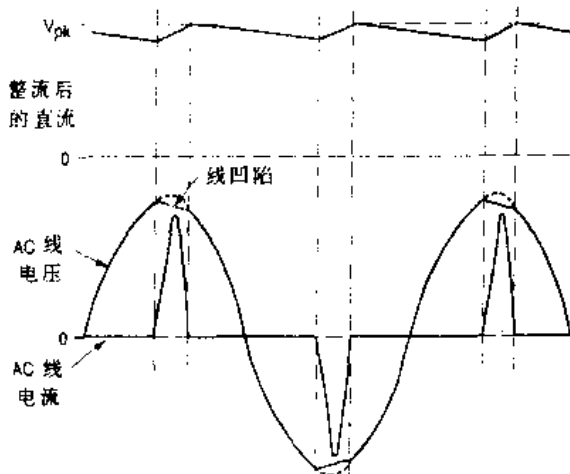


图 2 未校正功率因数输入波形

因数很低，一般在 0.5~0.7 之间。

采用无源或有源输入电路，都可实现功率因数校正。无源电路通常由大容量电容器、电感和市电整流器组成。有源电路通常由高频开关变换器组成。最常用的升压变换器电路如图 3 所示。由于有源输入电路工作频率远远高于市电频率，因此，该电路具有体积小、重量轻等特点，在前置变换器的适当控制下，几乎所有复杂负载对交流电源来说都具有电阻性，从而大大减少了电流中的谐波。

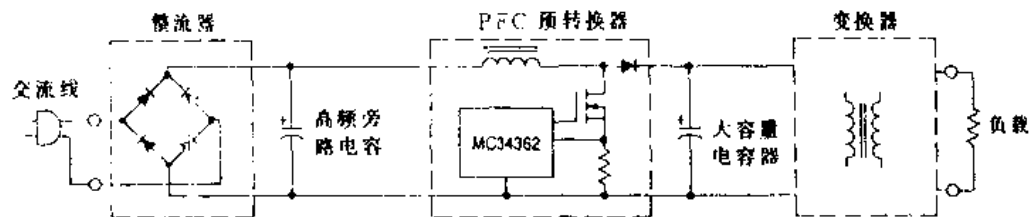


图 3 有源功率因数校正前置变换器

MC34262, MC33262 是一种高性能、临界导通、电流型功率因数控制器，主要用于离线式有源前置变换器中。前置变换器使交流市电电流呈正弦波，并且与市电电压同相位，因此，功率因数可接近 1。

二、工作原理

MC34262, MC33262 内含许多现代高性能电流型电源控制器所具有的单元电路和许多保护功能。它与一般电流型电源控制器如 UC3842 相比，主要差别有两点，从图 5 所示的方框图中可以看出，一个差别是电流取样回路中增加了一个乘法器；另一个差别是该 IC 内不含振荡器。下面介绍各部分工作原理。

1. 误差放大器

误差放大器具有反相输入（管脚 1）和输出（管脚 2）。该放大器为跨导型放大器，它具有输出阻抗高、电压电流增益可控制等特点。放大器典型增益 g_m 为 $100\mu S$ 。同相输入端有 $2.5V \pm 2.0\%$ 的内部偏压，并且没有引出管脚。功率因数变换器的输出电压经分压后加到误差放大器的反相输入端，误差放大器监测变换器输出电压。误差放大器最大输入偏流为 $-0.5\mu A$ 。该偏流可产生的输出电压误差等于输入偏流与上部分压电阻 R_2 的乘积。误差放大器输出端内接乘法器并通过管脚 2 接出，以便加入外部回路补偿。通常，误差放大器的带宽低于 20Hz，因此，误差放大器在交流市电整个周期内都比较稳定。实际上，误差放大器监控交流市电几个周期内变换器的平均输出电压，在整个工作温度范围内误差放大器的跨导基本上保持不变。这样，设计人员可在预定的工作温度范围内确定补偿带宽。若乘法器能够在全部动态范围驱动，那么流入或流出误差放大器输出级的电流为 $10\mu A$ ，输出电压的振幅为 1.7~6.4V。

采用跨导型放大器最关键的特点是：由于补偿电容接地，电压的允许变化输入与输出无关。这样，电压反馈输入脚（1 脚）既可作误差放大器的反相输入端，又可作过压比较器的同相输入端。

2. 过压比较器

过压比较器主要用于避免输出电压超出控制范围。这种情况一般发生在启动、突然关断负载时或输出端跳火时，输出电压过高将导致误差放大器控制回路必须具有较窄的带宽。过压比较器检测变换器的峰值输出电压，当输出电压超过规定值时，立即关断 MOSFET。器件内设定的比较器门限电压为 $1.08V_{ref}$ 。在正常工作时，为了防止过压比较器误翻转，输出滤波电容器 C_3 的容量应足够大，以使纹波电压峰-峰值低于平均直流输出电压的 16%。从过压比较器输入信号加入至驱动输出电压关断经历的延迟时间一般为 400ns。

3. 乘法器

单象限、双输入乘法器是功率因数控制器的关键元件。交流市电经全波整流后的直流电压通过电阻分压后，通过管脚 3 加到乘法器的一个输入端，由管脚 2 监测的误差放大器输出电压加到乘法器的另一个输入端。在较大的动态范围内(3 脚电压在 $0 \sim 3.2V$ 之间，2 脚电压在 $2.0 \sim 3.75V$ 之间)，乘法器的传输曲线为线性。如图 4 所示。正弦波交流电压从零升至峰值电压时，乘法器输出电压控制电流取样比较器的门限电压。这样可使 MOSFET 导通时间跟随输入市电电源电压，从而形成固定的驱动输出导通时间，最终使前置变换器负载对于交流市电呈现电阻性。电流取样比较器的门限电压值可近似根据下式计算。只有在给定测试条件下该式计算结果才是精确的：

$$V_{CS, \text{脚 4 门限}} \approx 0.65(V_{脚2} - V_{th(M)})V_{脚3}$$

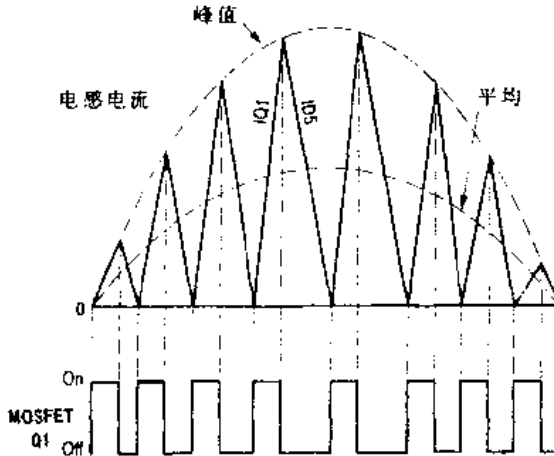


图 4 电感电流和 MOSFET 门极电压波形

在交流电压过零点时，强制前置变换器转换可大大减少电源电流的畸变。给乘法器和电流取样比较器加一定的控制偏置电压，可以使前置变换器转换。内建偏置电压由下式给出，其精度为 10%。设 $V_{th(M)} = 1.991V$ ，则

$$V_{CS, \text{脚 4 门限}} = 0.544(V_{脚2} - V_{th(M)})V_{脚3} + 0.0417(V_{脚2} - V_{th(M)})$$

4. 零电流检测器

MC34262 是一种临界导通电流型控制器，输出开关开始导通由零电流检测器控制，同时，当峰值电感电流达到由乘法器输出设定的门限值时，输出开始停止导通，当电感

电流为零时，零电流检测器通过使 RS 锁存器置“1”使输出开始再次导通。这样临界导通工作有两个优点：第一，由于 MOSFET 在电感电流为零时才能导通，从而使输出整流管反向恢复时间低于临界值，因此，可以采用一个廉价的整流元件；第二，由于各周期期间没有死区，电源电流是连续的，因此，峰值开关电流可限制到平均输入电流的两倍。

当辅助线圈的电压低于 1.4V 时，零电流检测器通过监测器直接取样电感电流。为避免不正常转换，应具有 200mV 迟滞。零电流检测器输入由内部的两个箝位晶体管保护，上限 6.7V 箝位可避免输入电压过高，下限 0.7V 箝位可避免衬垫注入。下限箝位晶体管可避免输入脚接地，零电流检测器输入至驱动输出导通之间延迟时间为 320ns。

5. 零电流取样比较器和 RS 锁存器

采用电流取样比较器和 RS 锁存器可确保在一个给定周期内只有一个脉冲加到驱动输出端。通过接入一个与输出开关 Q_1 源极串联的接地取样电阻 R_7 可将电感电流转变成电压。该电压加到电流取样输入端并且与乘法器输出电平比较。在正常工作状态下，峰值电感电流 $I_{L(PK)}$ 由脚 4 的门限电压决定：

$$I_{L(PK)} = \frac{\text{脚 4 门限电压}}{R_7}$$

当前置变换器在极高电压下启动或输出取样电压未加入时，将产生非正常工作状态，此时，乘法器输出和电流取样门限电压在器件内部被箝位至 1.5V，因此，最大峰值开关电流将限制到

$$I_{PK(max)} = \frac{1.5V}{R_7}$$

为了衰减电流波形上出现的任何高频噪声，该器件内部加有 RC 滤波器。尤在接近过零点或在过零点，该滤波器可减小交流电源电流畸变。当输入电源电压为 90V 时，在半波正弦峰值处电流取样比较器的门限电压为 1.1V，当交流输入电压为 268V 时，该门限电压为 100mV。电流取样输入至驱动输出关断之间的延迟时间通常小于 200ns。

6. 定时器

该器件具有监视计时功能。因此，单独应用时，不需外接振荡器。当电感电流下降到零以后，若驱动输出已关断 620μs 以上，定时器可启动或重新启动前置变换器。

7. 欠压锁定和快速启动

欠压锁定比较器可在输出级启动前确定该 IC 已完全运行。欠压锁定比较器监控电源正极电压 (V_{CC})，该电压 (V_{CC}) 上限为 13V，下限为 8.0V。当在备用状态下， V_{CC} 为 7.0V，所需的电源电流小于 0.4mA。由于 V_{CC} 上下限范围很宽并且启动电流很小，因此，该器件可以采用自举启动电路，从而使该器件适用于输入电压范围很宽的离线式前置变换器。 V_{CC} 到地之间加入了 36V 箝位电路，可以避免该器件和 C_1 承受过高电压，当外部电路延迟前置变换器启动时，该特性是需要的。

快速启动电路可实现变换器最佳启动。刚启动时，补偿电容 C_1 放电，误差放大器输出低于乘法器门限值。这样可防止驱动器输出关断。同时，通过二极管 D_6 延迟电容 C_4 产

生自举电压。C₄ 两端电压放电至低于欠压锁定下限前，若 4 脚电压尚未达到乘法器的门限值，则前置变换器将产生间断工作并且启动过程将大大延迟。快速启动电路对电容 C₄ 预充电使其电压达到 1.7V，该电压略低于 2 脚乘法器门限电压，并且在 C₄ 两端电压超过欠压锁定上限时，可直接驱动输出开关和自举电路。

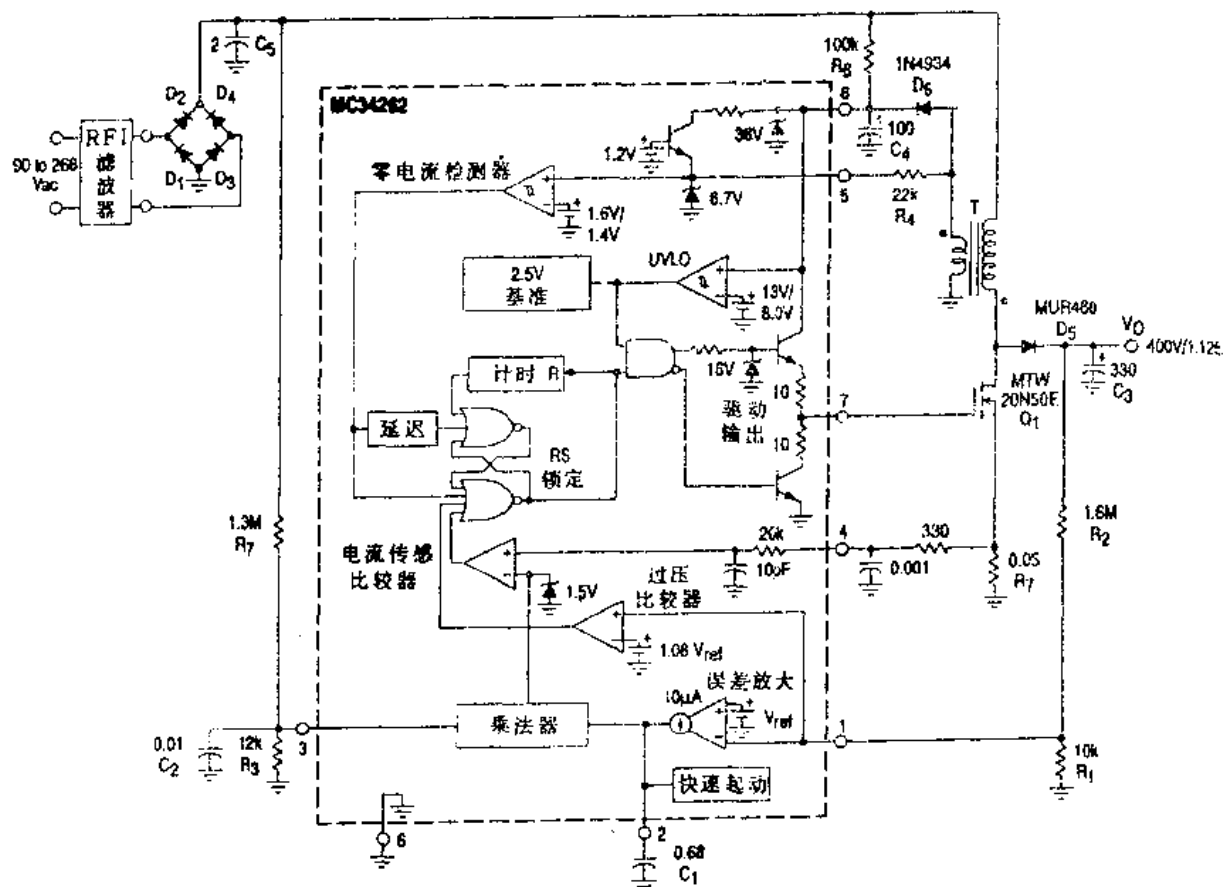


图 5 450W 通用输入功率因数控制器

8. 驱动输出

MC34262/MC33262 内含一个单一推挽式输出级，用于直接驱动功率 MOSFET。驱动输出峰值电流可达±500mA，当负载电容为 1.0nF 时，上升和下降时间通常为 50ns。当欠压锁定有效时，内部电路使电流流入驱动输出级。该特性使 IC 不需外接门极吸收电阻。高速工作时，推挽式输出可大大减少交越导通电流。此外，附加的两个 10Ω 电阻，一个与源输出晶体管串联，一个与吸收输出晶体管串联，可通过限定输出上升和下降时间来减少交越导通电流和辐射噪声。输出级内的 16V 箝位电路用以限制高电平 V_{OH} ，这样，当 V_{CC} 超过 20V 时，可防止 MOSFET 门极绝缘击穿。

三、实用电路

图 5 为 450W 通用前置变换器实际电路。其输入电压范围为 90~268V_{AC}。在最坏条件下，功率因数约为 0.989。

DC/DC 变换器两级 LC 输入滤波器设计

陈遂炼 沈冬珍

(南京航空航天大学自动控制系 210016)

摘要: 本文介绍 DC/DC 变换器两级 LC 输入滤波器的设计。讨论了电感 L 与电容 C 的取值范围。对电源谐波进行数字计算, 从而为滤波器的设计提供了充分的理论依据。实验证明了理论计算的正确性, 滤波器具有良好的滤波效果。

一、概 述

这里要讨论的 1kVA 航空静止变流器功率电路如图 1 所示。它的最大特点在于先将 28V 直流升压到稳定的 190V 直流, 然后再逆变成 115V, 400Hz 交流。

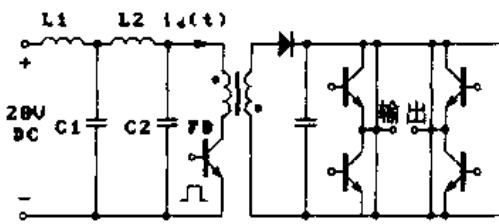


图 1 航空静止变流器功率电路

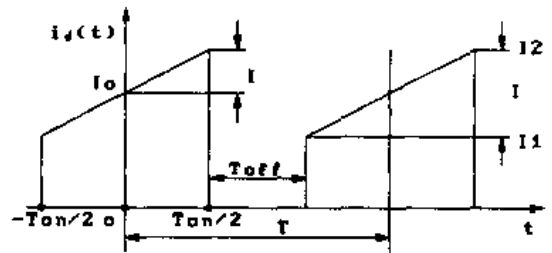


图 2 变流器输入电流波形

DC/DC 变换器采用单端反激式变换器, 这种变换器具有可升压、输入输出隔离、线路简单等优点。但是, 这种变换器亦有一个突出缺点, 即相对并联升压式变换器而言, 输入电流 $i_d(t)$ 脉动量很大, 如图 2 所示, 由此造成了输入滤波器负担很重。

由于航空静止变流器是作为二次电源使用的, 大脉动量的电流 $i_d(t)$ 必然要影响到电网上其他直流用电设备。因此, 精心设计输入滤波器是航空静止变流器的一项重要工作, 它是整机的重要性能之一。这里的输入滤波器有双重功能, 既能用来抑制从直流电网来的瞬变量, 又能抑制变流器对直流电网产生的瞬变量及噪声。文献 [1] 和 [2] 从优化设计的角度出发, 利用变换器平均模型, 分析了具有输入滤波网络的系统稳定性, 并得出了两个结论: (1) 相同重量下, 单级 LC 滤波器较双级 LC 滤波器有较大的正向传输函数谐振峰值 BF 和输出阻抗谐振峰值 BR。(2) 相同 BF、BR 下, 单级滤波器较双级滤波器要重得多。因此, 采用双级 LC 滤波器是优越的。本文主要讨论两级 LC 滤波器参数的选取方法及滤波器滤波效果分析——电源谐波的理论和实验验证。

二、两级 LC 滤波器的设计

两级 LC 滤波器网络如图 3 所示, 由这一网络可以列出如下方程组:

$$\begin{cases} v_i = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{1}{C_1} \int i_{C1} dt \\ i_{L1} = i_{L2} + i_{C1} \\ v_o = \frac{1}{C_1} \int i_{C1} dt - L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

经推导, 得网络传递函数为

$$\begin{aligned} G(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= \frac{1}{(1 + L_1 C_1 s^2) \left[\frac{C_2}{C_1} + (L_2 C_2 s^2 + 1) \right] - \frac{C_2}{C_1}} \\ &= \frac{1}{L_1 L_2 C_1 C_2 s^4 + (L_1 C_1 + L_2 C_2 + L_1 C_2) s^2 + 1} \end{aligned} \quad (2)$$

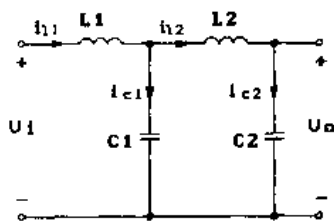


图 3 两级 LC 滤波网络

LC 网络谐振时会产生很大的尖峰。为此, 我们要对三个频率点的谐振峰值进行限制, 这三个频率点是: 第一级滤波器谐振频率 f_1 ; 第二级滤波器谐振频率 f_2 ; 变换器开关频率 F 。下面对这三个频率点进行讨论。

(1) 在第一级滤波器谐振频率 f_1 处, 有 $s^2 = -\frac{1}{L_1 C_1}$, 此时 $G(s)$ 的大小为

$$P_1 = |G(j2\pi f_1)| = C_1/C_2 \quad (3)$$

为了限制第一级滤波器谐振点峰值, 则要求分贝值为负, 即 $20\log P_1 < 0$, 从而要求 $C_1/C_2 < 1$, 取

$$C_1/C_2 = 0.05 \sim 0.5 \quad (4)$$

(2) 在第二级滤波器谐振频率 f_2 处, 有 $s^2 = -\frac{1}{L_2 C_2}$, 此时 $G(s)$ 的大小为

$$P_2 = |G(j2\pi f_2)| = L_2/L_1 \quad (5)$$

为了限制第二级滤波器谐振频率点谐振峰值, 则要求分贝值为负, 即 $20\log P_2 < 0$, 从而要求 $L_2/L_1 < 1$, 取

$$L_2/L_1 = 0.25 \sim 0.6 \quad (6)$$

(3) 在变流器开关频率 $F = 21.6\text{kHz}$ 处, 有 $F \gg f_1$, $F \gg f_2$, 此时 $G(s)$ 的大小为

$$\begin{aligned} P_F = |G(j2\pi F)| &= \frac{1}{\left| 1 + \frac{F^4}{f_1^2 \cdot f_2^2} - F^2 \left(\frac{1}{f_1^2} + \frac{1}{f_2^2} + 4\pi^2 L_1 C_2 \right) \right|} \\ &= \frac{1}{\left| 1 + \frac{F^4}{f_1^2 \cdot \frac{L_1 C_1}{L_2 C_2}} - \frac{F^2}{f_1^2} \left(1 + \frac{L_2 C_2}{L_1 C_1} + \frac{C_2}{C_1} \right) \right|} \end{aligned} \quad (7)$$

由上述分析得到如下两级 LC 滤波器设计步骤：

(1) 计算在变流器最大负载情况下电容 C_2 中的纹波电流有效值及稳态下 C_2 的峰值电压，由此选定 C_2 的容量。通常 C_2 中纹波很大，因而 C_2 的容量也要选大的。

(2) 由 $\frac{C_1}{C_2} = 0.05 \sim 0.5$ ，取某一比值可定 C_1 的容量。通常 C_1 中的纹波电流较 C_2 要小得多。

(3) 根据对在开关频率点的谐振峰值的限制可以求出 f_1 值。一般取 $20\log P_F = -20 \sim -150\text{dB}$ ，由式(7)求出 f_1 值，不同的分贝值就有不同的 f_1 值。

(5) 由 $L_2/L_1 = 0.25 \sim 0.6$ ，取某一比值可定电感 L_2 之值。

$$(6) f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$$

根据上述设计步骤，考虑到工程上元器件选择，当 $20\log P_F = -20 \sim -150\text{dB}$ 时，取两个不同的值，就得到了如表 1 所示的两组元器件参数。

表 1 元器件参数

C_2 ($\mu\text{F}/\text{V}$)	C_1 ($\mu\text{F}/\text{V}$)	$20\log P_F$ (dB)	f_1 (Hz)	L_1 (μH)	L_2 (μH)	f_2 (Hz)
4400/50	440/50	-128.5	812.0	87.0	42.3	370.0
4400/50	440/50	-101.9	941.6	65.0	29.5	441.7

三、电源谐波理论计算——滤波效果分析

前一部分分析了滤波器参数选取，对已选好的参数，利用计算机对电源谐波进行理论计算——滤波效果分析，看看电源谐波是否足够小，从而检验一下滤波器是否满足要求。

两级 LC 滤波网络等效电路如图 4 所示，图中 R_i 为电源内阻， $i_d(t)$ 在图 2 中已画出。在整个周期 T 内

$$i_d(t) = I + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} I_k e^{jk\omega t} \quad (8)$$

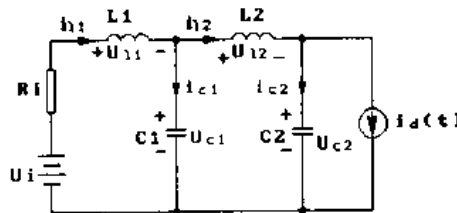


图 4 两级 LC 滤波器等效电路

这里 k 是谐波次数， I 是整个周期 T 内的平均值即直流分量，角频率 $\omega = 2\pi/T$ 。 k 次谐波幅值为

$$I_k = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_d(t) e^{-jk\omega t} dt \quad (9)$$

电流瞬时值为

$$i_d(t) = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) + (I_2 - I_1)t/T_m \quad \left(-\frac{1}{2}T_m \leq t \leq \frac{1}{2}T_m \right) \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)且从 $-\frac{1}{2}T_m$ 到 $\frac{1}{2}T_m$ 积分得

$$I_k = \frac{1}{2k\pi} \left[(I_1 + I_2) \sin \frac{k\pi T_m}{T} + j(I_2 - I_1) \cdot \left(\cos \frac{k\pi T_m}{T} - \frac{T}{k\pi T_m} \cdot \sin \frac{k\pi T_m}{T} \right) \right] \quad (11)$$

这里 k 为 $-\infty \sim +\infty$ 。若定义 $\tau = \frac{T_m}{T}$, $I_o = \frac{1}{2}(I_1 + I_2)$, $\Delta I = I_2 - I_1$, 由式(11)可知, k 次谐波幅值大小为

$$|I_k| = \frac{1}{k\pi} \left[4I_o^2 \cdot \sin k\pi\tau + \Delta I^2 \left(\cos k\pi\tau - \frac{1}{k\pi\tau} \sin^2(k\pi\tau) \right) \right]^{1/2} \quad (12)$$

相角为

$$\theta_k = \arctg \frac{\Delta I \cdot \left(\cos k\pi\tau - \frac{1}{k\pi\tau} \sin k\pi\tau \right)}{2I_o \cdot \sin k\pi\tau} \quad (13)$$

这里 k 为 $1 \sim +\infty$, 又

$$I = \tau \cdot I_o = \frac{T_m}{T} \cdot \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \quad (14)$$

所以, 电流 $i_d(t)$ 有效值为

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} |I_k|^2 + I^2} \quad (15)$$

图4所示网络的交流等效电路如图5所示。

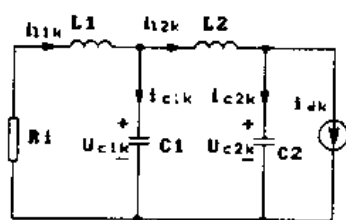


图5 滤波网络的交流等效电路

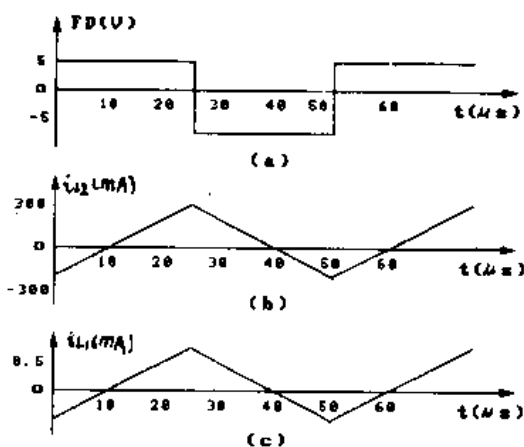


图6 电源谐波电流波形

据网络回路电流法得

$$\begin{cases} Z_{11}\dot{I}_{L1k} - Z_{12}\dot{I}_{L2k} = 0 \\ -Z_{21}\dot{I}_{L1k} + Z_{22}\dot{I}_{L2k} = Z_A\dot{I}_{dk} \end{cases} \quad (16)$$

式中, $Z_{11} = R_1 + j\left(k\omega L_1 - \frac{1}{k\omega C_1}\right)$, $Z_{12} = Z_{21} = -j\frac{1}{k\omega C_1}$, $Z_{22} = j\left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_2} - \frac{1}{k\omega C_1}\right)$, $Z_A = -j\frac{1}{k\omega C_2}$ 。

由式(16)可得

$$\dot{I}_{L1k} = \frac{Z_A Z_{12}}{Z_{22} Z_{11} - Z_{21} Z_{12}} \cdot \dot{I}_{dk} \quad (17)$$

$$\dot{I}_{L2k} = \frac{Z_A Z_{11}}{Z_{22} Z_{11} - Z_{21} Z_{12}} \cdot \dot{I}_{dk} \quad (18)$$

$$\dot{I}_{C1k} = \dot{I}_{L1k} - \dot{I}_{L2k} \quad (19)$$

$$\dot{I}_{C2k} = \dot{I}_{L2k} - \dot{I}_{dk} \quad (20)$$

$$\dot{U}_{C1k} = -j \frac{1}{k\omega C_1} \cdot \dot{I}_{C1k} \quad (21)$$

$$\dot{U}_{C2k} = -j \frac{1}{k\omega C_2} \cdot \dot{I}_{C2k} \quad (22)$$

由式(17)~(22)求各物理量各次谐波分量,然后再求各电量有效值,有助于工程实现中元器件选择。用式(15)求解时 k 取到 10 足够精确。

最关心的问题是一个开关周期内电感 L_1 和 L_2 中电流谐波峰峰值的计算,计算公式如下:

$$i_{L1}(t) = I + \sum_{k=1}^{\infty} [|I_{L1k}| \sin(k\omega t + \theta_{dk} + \theta_{L1k})] \quad (23)$$

$$i_{L2}(t) = I + \sum_{k=1}^{\infty} [|I_{L2k}| \sin(k\omega t + \theta_{dk} + \theta_{L2k})] \quad (24)$$

$$\theta_{dk} = \arctg \frac{\Delta I \cdot \left(\cos k\pi\tau - \frac{1}{k\pi\tau} \sin k\pi\tau \right)}{2I_o \cdot \sin k\pi\tau} \quad (25)$$

$$\theta_{L1k} = \arctg \frac{R_i \left(\frac{1}{k\omega C_1} + \frac{1}{k\omega C_2} - k\omega L_2 \right)}{\left(\frac{1}{k\omega C_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{k\omega C_1} - k\omega L_1 \right) \left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_1} - \frac{1}{k\omega C_2} \right)} \quad (26)$$

$$\theta_{L2k} = \arctg \frac{A \cdot \frac{R_i}{k\omega C_2} + B \cdot \left(k\omega L_1 - \frac{1}{k\omega C_1} \right) \frac{1}{k\omega C_2}}{A \cdot \left(\frac{1}{k\omega C_1} - k\omega L_1 \right) \frac{1}{k\omega C_2} + B \cdot \frac{R_i}{k\omega C_2}} \quad (27)$$

式中

$$A = \left(\frac{1}{\omega C_1} \right)^2 + \left(\frac{1}{k\omega C_1} - k\omega L_1 \right) \cdot \left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_2} - \frac{1}{k\omega C_1} \right)$$

$$B = R_i \left(k\omega L_2 - \frac{1}{k\omega C_1} - \frac{1}{k\omega C_2} \right)$$

根据上述公式,将参数 ω , I_o , τ , L_1 , L_2 , C_1 , C_2 , R_i , U_i 等送入计算机,可求得每个工作周期 T 内, i_{L1} 和 i_{L2} 谐波峰峰值。

参数 $R_i = 0.369\Omega$, $F = 21.6\text{kHz}$, $C_1 = 440\mu\text{F}$, $C_2 = 4400\mu\text{F}$, 在两组不同电感值下得到了两组不同的电源谐波峰峰值 I_{L1p-p} 和 I_{L2p-p} , 如表 2 所示,表中 V_o 及 I_o 分别为 DC/DC 变换器输出电压及输出电流。

表 2

	V_i (V)	V_o (V)	I_o (A)	I_{L1p-p} (mA)	I_{L2p-p} (mA)
$L_1=87.0\mu\text{H}$	30.0	187.2	0.85	5.7761	285.3386
	29.5	186.3	1.65	7.2884	318.4469
	28.5	186.0	2.50	9.3321	348.3194
$L_2=42.3\mu\text{H}$	28.0	185.5	3.30	11.1554	375.6531
	27.1	184.8	4.20	13.5550	440.4379
	30.0	187.2	0.85	8.3299	380.3265
$L_1=65.0\mu\text{H}$	29.5	186.3	1.65	11.4288	415.9944
	28.5	186.0	2.50	14.6345	448.0390
	28.0	185.5	3.30	17.5032	481.5371
$L_2=29.5\mu\text{H}$	27.1	184.8	4.20	23.4065	529.0241

由表 2 可知,在给定的电感 L_1, L_2 值下,电源谐波峰峰值 I_{L1p-p} 不超过 20mA,充分表明这种滤波器的良好性能,满足飞机对航空电源的要求。

四、实验验证

在给定滤波器参数情况下,由实验测得如表 3 所示数据。将表 3 同表 2 对照可知,理论计算与实验结果基本一致,实验验证了理论计算的正确性。当 $V_i=28.5\text{V}$, $V_o=186.0\text{V}$, $I=2.5\text{A}$, $L_1=87.0\mu\text{H}$, $L_2=42.3\mu\text{H}$ 时,电源谐波电流 i_{L1} 与 i_{L2} 的波形如图 6 所示。

表 3

	V_i (V)	V_o (V)	I_o (A)	I_{L1p-p} (mA)	I_{L2p-p} (mA)
$L_1=87.0\mu\text{H}$	30.0	187.2	0.85	6.5	300.5
	29.5	186.3	1.65	8.1	327.6
	28.5	186.0	2.50	10.3	360.0
$L_2=42.3\mu\text{H}$	28.0	185.5	3.30	12.5	389.4
	27.1	184.8	4.20	14.6	412.3
	30.0	187.2	0.85	9.5	397.2
$L_1=65.0\mu\text{H}$	29.5	186.3	1.65	12.3	429.3
	28.5	186.0	2.50	15.8	467.2
	28.0	185.5	3.30	19.0	499.5
$L_2=29.5\mu\text{H}$	27.1	184.8	4.20	21.9	541.4

五、结 论

(1) 由网络传递函数,从限制滤波器谐振峰值及开关频率点传递函数的大小这一观点出发,得到了电感 L 、电容 C 的取值范围。

(2) 将变换器电流 $i_d(t)$ 进行傅里叶分解,求得各电量的有效值及谐波峰峰值,计算结果表明电流谐波峰峰值最大不超过 20mA,满足飞机对航空电源性能要求。

(3) 实验证明了理论计算的正确性。实践表明, 两级 LC 滤波器具有良好的滤波效果。

(4) 这种滤波器设计方法具有普遍意义。

参 考 文 献

- [1] Yuan Yu, Max Bachman, F. C. Lee, Formulation of a Methodology for Power Circuit Design Optimization, IEEE, PESC-76, pp. 35—43.
- [2] F. C. Lee, Yuan Yu, Input-filter Design for Switching Regulators IEEE, 1979, AES-15, pp. 627—634.
- [3] 陈道炼, 应用双环控制技术的开关型 DC/DC 变换器的研究 (硕士论文), 南京航空学院, 1989。

开关电源输出纹波抑制措施的研究

杜中义

(航天工业总公司二院二十三所 100854)

摘要: 本文对影响开关电源输出纹波的主要因素进行了系统分析,并在此基础上研制了新型开关电源输出纹波滤波器。

关键词: 输出纹波 开关电源 滤波器

一、引言

开关电源具有效率高、体积小、重量轻的优点,是传统线性电源的理想换代产品。但输出纹波大、电磁干扰大的不足严重影响了其在通讯设备中的广泛应用。为此,结合某型号雷达系统要求,对开关电源输出纹波的影响因素进行了系统分析,并在此基础上研制了低输出纹波开关电源,由于采取了新型纹波抑制措施,使开关电源的输出纹波降到30mV左右(对24V,6A输出),达到了美国Victor公司加滤波模块电源的水平,不仅完全满足了型号需求,而且为进一步扩大开关电源的应用范围奠定了基础。

二、纹波影响因素分析

开关电源的基本电路结构如图1所示,对其进行分析可知:其输出纹波主要来自以下四个方面,即输入交流电源噪声、高频噪声、寄生参数引起的共模噪声和功率器件开关过程中产生的超高频噪声。

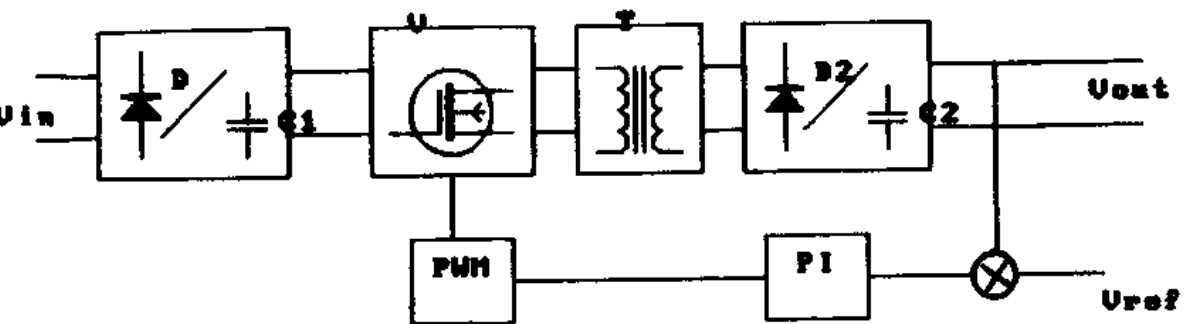


图1 开关电源的基本结构

1. 输入交流电源噪声

开关电源由AC/DC和DC/DC两部分组成,AC/DC的基本结构为整流滤波电路,其

输出的直流电压中含有交流纹波，其频率为输入交流电源频率的二倍，幅值和电源输出功率及滤波电容容量有关，一般为 20V 左右，该交流纹波经 DC/DC 变换器衰减后，在开关电源输出端表现为低频噪声，其大小由 DC/DC 变换器的变比和控制系统的增益决定。对 24V 电源，电压型控制 DC/DC 变换器的纹波抑制比一般为 45—50dB，则输出端的低频交流纹波为 60—120mV。电流型控制 DC/DC 变换器的纹波抑制比稍有提高，但其输出端的低频纹波仍较大。如要实现开关电源的低纹波输出，对低频电源噪声必须采取滤波措施。

2. 高频噪声

开关电源是依靠功率器件对输入直流电压进行高频变脉宽斩波而后整流滤波实现稳压输出的，在其输出端含有与斩波频率同频的高频噪声，其大小主要和开关电源的开关频率及输出滤波器的结构和参数有关。

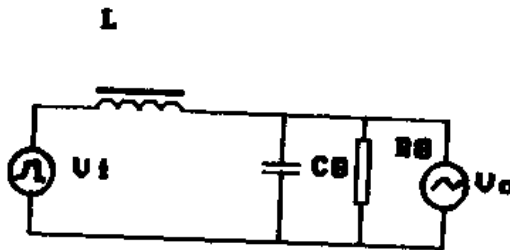


图 2 开关电源输出滤波器

图 2 为开关电源输出滤波器结构图。其中， V_i 为斩波器输出纹波， V_o 为电源输出高频噪声， R_0 为负载电阻， L 为滤波电感， C_0 为滤波电容， n 为变压器变比。则

$$V_o = \frac{V_i R_0}{n [L R_0 C_0 (2\pi f)^2 + 2\pi L f + R_0]}$$

即开关频率越高，电感、电容越大，则输出纹波越小。受功率器件开关损耗的限制，电源的开关频率一般取 50—100kHz，输出高频噪声一般为 100mV 左右。

3. 共模噪声

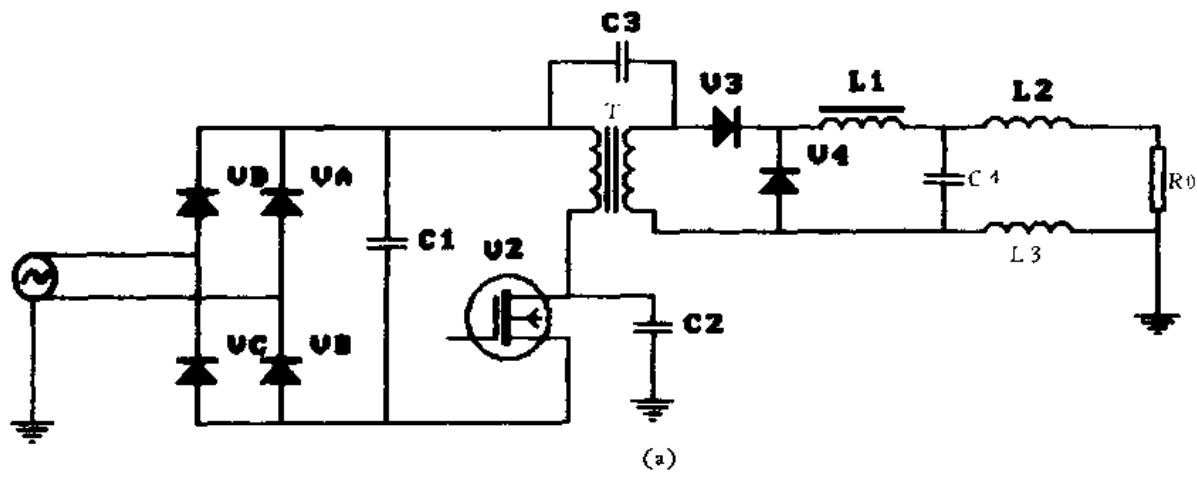
由于功率器件与散热器底板以及变压器初次级之间存在寄生电容，导线存在寄生电感，矩形波电压作用于功率器件时，则在开关电源输出端产生共模噪声。图 3(a) 为含寄生参数的 DC/DC 变换器原理图。其中， C_2 为功率器件与散热器底板之间的寄生电容， C_3 为变压器初次级之间的寄生电容， L_2 ， L_3 为导线寄生电感。

为了简化分析，作如下假设：

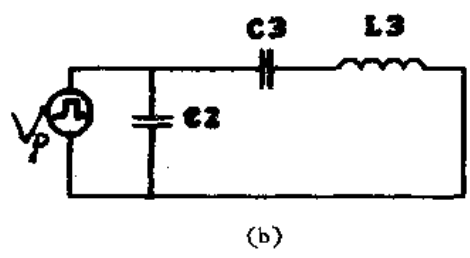
- (1) 散热器底板阻抗为零；
- (2) 与流过 L_2 ， L_3 的噪声电流相比忽略流过 L_1 的噪声电流；
- (3) 变压器的输出阻抗为零，即对共模噪声变压器输出端相当于短接。

根据上述假设，当矩形波电压作用于功率器件时，图 3(a) 的等效电路如图 3(b) 所示。则共模噪声

$$V_c = \frac{L_3 C_3 s^2 V_f(s)}{L_3 C_3 s^2 + 1}$$



(a) 含寄生参数的 DC/DC 原理图



(b) 图 3(a) 的等效电路

图 3

4. 超高频噪声

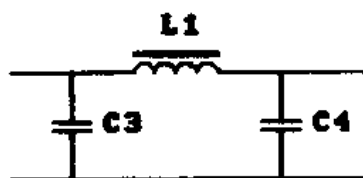
由于 DC/DC 变换器次级整流二极管存在反向恢复时间，在由正偏到反偏的过渡过程中，反偏的二极管由于存储电荷的存在不能立刻截止，而表现出电容特性（其值随二极管的种类、反向电压峰值、续流时的电流的不同而不同），从而和导线的寄生电感引起超高频振荡，该振荡经 LC 滤波器衰减，在电源的输出端表现为超高频噪声。高频振荡的幅值为 $2V_r/n$ ，频率一般为 1—10MHz。

三、滤波器的设计

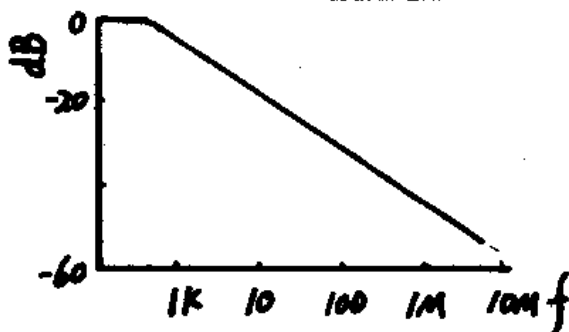
在上述分析计算的基础上，针对噪声的不同来源分别采取了无源 LC 滤波、有源滤波和共模滤波措施，使 24V、6A 开关电源的输出纹波降到 30mV 左右，满足了设计要求。

1. 高频无源滤波器

该滤波措施主要针对超高频噪声和低频噪声而设，因这两种电源噪声频率较高，采用无源滤波时，L、C 的取值较小，滤波器的体积较小。所设计滤波器采用了 3 阶 Butterworth 滤波器结构，其电路如图 4(a) 所示，其抑制曲线如图 4(b) 所示。该滤波器的设计较容易，但在元件制作和选取时应注意寄生参数的影响，绕制高频滤波电感时要避免线圈重叠，且要均匀分布，以减少寄生电容；电容选择时要选择高频特性好的一类陶瓷电容和无感聚丙烯电容，安装时要尽量挨近，以减少分布参数。

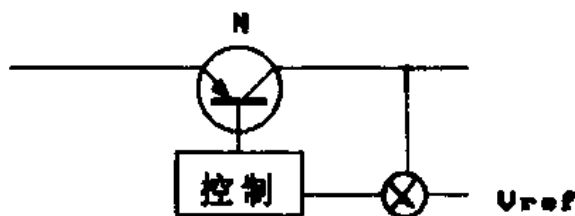


(a) Butterworth 滤波器电路

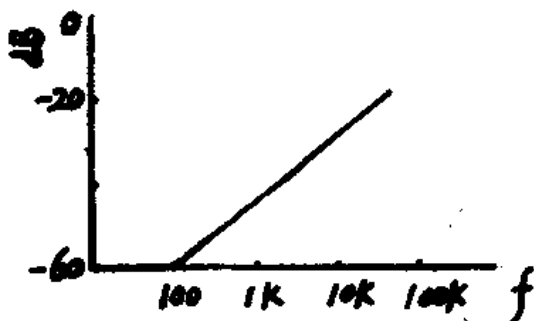


(b) 3阶 Butterworth 滤波器抑制曲线

图 4



(a) 有源滤波器电路



(b) 有源滤波器抑制曲线

图 5

2. 低频有源滤波器

对于低频交流输出噪声，由于频率较低，如采用无源滤波措施，电容、电感的取值势必很大，体积较大，成本较高。故在实验中采用了有源滤波措施，其电路和纹波抑制曲线如图 5 所示。其主要不足是串联功率器件有一定的电压降，从而影响了整机的效率，

在实验中通过选用高质量的控制电路及功率管使其值限制在 0.5V 以下 (24V, 6A)。

为减少共模干扰, 在电源次级与大地间接共模抑制电容, 短接共模噪声。

四、实验结果

采用 TDS310 数字型记忆示波器对所设计电源进行了测试, 结果如下: 图 6(a) 是没有采用滤波措施的电源的输出纹波, 图 6(b) 是只采取高频无源滤波时电源的输出纹波, 图 6(c) 是采用有源、无源和共模联合滤波的电源输出纹波, 图 6(d) 为功率相当的美国 Vicor 公司加滤波模块电源的输出纹波。实验结果表明: 上述分析是正确的, 所采取的措施是有效的, 并达到了国外同类产品 90 年代水平。

五、结 语

本文对影响开关电源输出纹波的各种因素进行了系统分析, 认为开关电源的输出纹波由四部分组成: 即低频交流噪声、高频开关噪声、超高频噪声和共模噪声。在此基础上研制了新型开关电源纹波滤波器, 使开关电源的输出纹波由原来的 340mV 降为 30mV, 为进一步扩大开关电源的应用范围做了一些工作。

参 考 文 献

- [1] UC1834 High Efficiency Linear Regulator, Product & Application Handbook, Un:trode, 1994.
- [2] Arthur B. Williams, Electronic Filter Design Handbook, McGraw-Hill Book Company, 1981.

一种可靠的开关电源保护电路

李 严

(空间研究院 511 所 100029)

用集成开关稳压器 SG3525A 作脉宽调制器的开关电源, 在进行过压、过流保护时, 通常的做法是: 将电压或电流信号作适当处理后加到 SG3525A 的关闭端“10”脚。当采样信号电压达到切断阈值(典型值为 0.8V)电压时, 在 200 μ s 内将输出封锁, 切断电源输出。

这样做会产生两个问题: 第一, 当加在“10”脚上的电压 $\geq 0.8V$ 时, SG3525A 输出能可靠封锁; 当此电压 $\leq 0.75V$ 时, SG3525A 能可靠开通工作; 当此电压在 0.75~0.8V 之间时, SG3525A 则处于一种频繁的开-关、开-关状态, 即振荡状态, 工作极不稳定, 此时也最容易损坏功率输出管。第二, 当加在“10”脚上的电压 $\geq 0.8V$ 时, SG3525A 的输出在 200 μ s 内被关闭封锁, 在大短路电流故障情况下, 关闭之前功率输出管早已损坏, 因为流过功率管的短路电流越大, 就需要在越短的时间内关断, 功率管才能得到保护。

采用图 1 所示的过压、过流保护电路, 这两个问题都可以得到解决, 使电源得到可靠保护。

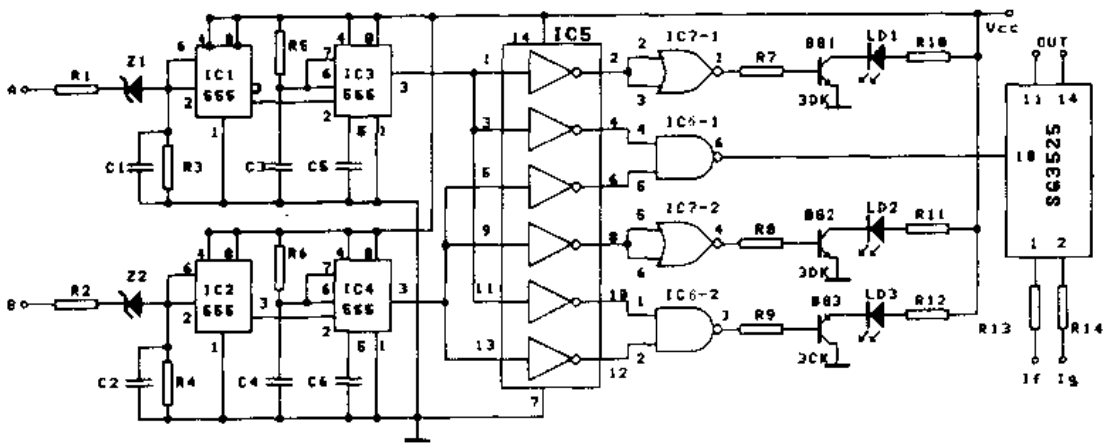


图 1 过压、过流保护电路原理图

电路由门限电路 R_1Z_1 , R_2Z_2 , 施密特触发器 IC_1 , IC_2 , 启动延时电路 IC_3 , IC_4 , 六非门 IC_5 , 与非门 IC_6 和或非门 IC_7 及相关元器件组成。

电源正常工作时, 电压和电流采样电压都低于门限电压, Z_1 , Z_2 不导通, IC_1 , IC_2 输入端 2, 6 脚为低电平, 输出端 3 脚为高电平, IC_3 , IC_4 输入端 2 脚为高电平, 6, 7 脚为低电平, 根据逻辑功能, 其输出端 3 脚为低电平, 则通过六非门 IC_5 和与非门 IC_6-1 加到 SG3525A “10” 脚上的电平为低, 关闭端不起作用。同时, 通过 IC_6-2 加到 BG_3 基极上的

电平也为低，BG₃导通，发光二极管LD₃（绿色）点亮，表示电源处于正常工作状态。

当发生过压或过载故障时，电压或电流采样电压高于门限电压，Z₁或Z₂被击穿导通，IC₁或IC₂输入端2，6脚上升为高电平，输出端3脚变为低电平，此时被启动的延时电路IC₃或IC₄的两输入端2脚和6，7脚均为低电平，根据逻辑功能，其输出端3脚为高电平，通过六非门IC₅及与非门IC₆，加到SG3525A“10”脚上的电平为高，将其输出封锁，关闭电源，输出电压和输出电流均降到0。同时，通过或非门IC₇₋₁或IC₇₋₂将BG₁或BG₂打开，LD₁或LD₂（红灯）点亮，表示电源处于过压或过载的故障状态。

电源的输出一旦降到0，施密特触发器IC₁或IC₂的输入端2，6脚也随之降到低电平，输出端3脚上升到高电平。同时，V_{cc}通过电阻R₅或R₆给电容C₃或C₄充电，经过时间t_d以后，充电电压上升到2/3V_{cc}时，IC₃或IC₄的输入端6，7脚也上升到高电平，此时，IC₃或IC₄的两输入端2脚和6，7脚都为高电平，输出端3脚则变为低电平，SG3525A的“10”脚也变为低电平。封锁被解除，电源恢复正常工作。

在IC₃或IC₄输出端3脚下降到低电平，电源恢复正常工作的同时，电容C₃或C₄也很快放电完毕，整个电路又恢复到起始状态。如果此时故障已经排除，则电源继续工作下去；如果故障仍然存在，电路将重复上述过程，直至故障排除为止。

无论过压、过载或过压、过载同时发生，通过保护电路都可将SG3525A输出封锁，切断电源输出，保护电源和负载。

从上述电路的工作过程可知，只要采样电压达到门限电路的设定值，电路就动作，否则，电路就不动作。提高了工作的可靠性。

电路被封锁关闭以后，电源输出电压、输出电流都降到0，故障状态消失，由于延时电路的作用，经过t_d时间以后，封锁信号解除，电源方能恢复正常工作。这就可以避免在故障被排除以前的振荡状态。

当电源发生短路故障时，电流控制环和过流保护电路将协同工作。加在SG3525A“1”脚上的电流反馈和加在“2”脚上的电流给定构成的电流控制环，首先对短路电流起到限制作用，使功率输出管不会流过过大的短路电流，然后，通过过流保护电路将电源关闭。这种对短路故障的双重保护措施，能非常可靠地保护电源和负载。

另外，在设计驱动电路时，使输出信号的上升沿和下降沿不要太陡，这样会损失一些效率，但换来的是高可靠性。

二极管反向恢复时间及简易测试

徐宝丰

(辽宁省信息中心 110003)

摘要: 在开关电路中应用的二极管, 反向恢复时间 t_{rr} 是一个主要参数。用图示仪器直接观察 t_{rr} 特性曲线是理想的测试方法, 但需要专用测试设备。本文阐述了二极管的 t_{rr} 特性及简易测试方法, 介绍了笔者设计制作的便携式二极管 t_{rr} 测试仪。

一、二极管的反向恢复时间特性

如图 1 所示, 二极管正向导通时, 电流 $I_F = E - U_D / R$, 当外加电压由 $+E$ 突变到 $-E$ 时, 由于电荷的存贮效应, 二极管在 t_s 时间 (存贮时间) 就要流过反向电流 $I_R = -E + U_D / R$, 又称反向恢复电流, 此后, 又经过 t_d 时间 (下降时间), 少数载流子形成的存贮电荷基本耗尽, 电流降到 $1/10 I_R$, 这时可认为二极管截止, 反向恢复了高阻状态。存贮时间与下降时间之和叫反向恢复时间, 即 $t_{rr} = t_s + t_d$ 。

二、 t_{rr} 测试方法

根据二极管反向恢复时间特性, 首先给被测二极管正向加标准宽度的方波电流; 再把 $1/10 I_R$ 以上的反向电流转换成与正向电流同幅度的方波电流。然后将正向与反向方波电流的有效值进行比较, 所得差值即反映二极管的反向恢复时间 t_{rr} , 差值与 t_{rr} 成反比关系, 即 t_{rr} 值越小, 差值电流越大; t_{rr} 值越大, 差值电流越小。经过校准即可用指针表直接读出二极管的 t_{rr} 值。

三、便携式二极管 t_{rr} 测试仪介绍

笔者根据上述原理设计制作了几种 t_{rr} 测试仪, 其中最小的一种超小型二极管 t_{rr} 测试仪体积为 $100\text{mm} \times 62\text{mm} \times 30\text{mm}$, 可在指针表上直接读出二极管

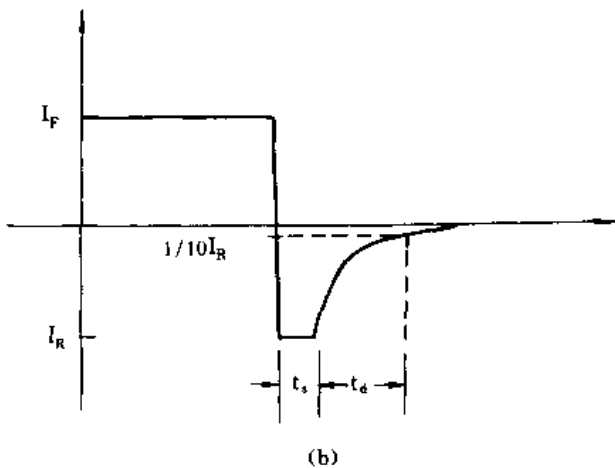
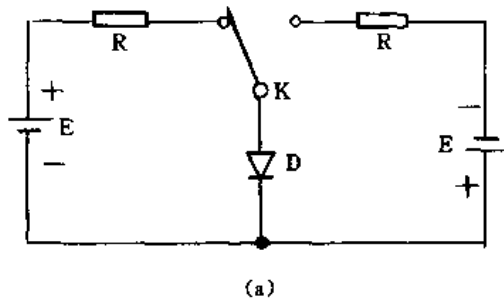


图 1

的 t_r 值, 读数为 $200\mu\text{s} - 20\mu\text{s} - 2\mu\text{s} - 200\text{ns} - 20\text{ns}$, 机内电源为 $\sim 220\text{V}$ 或 6V 直流, 6V 直流供电时, 最大功耗为 300mW 。

这种小仪器问世两年多的使用情况证明: 该仪器性能良好、携带方便, 是从事电源技术工作人员必备的工具之一。

参 考 文 献

- [1] 蔡宣三, 龚绍文, 高频功率电子学, 科学出版社 1993。
- [2] 华东计算技术研究所电源室, 晶体管开关稳压电源, 人民邮电出版社, 1985。
- [3] 石田純一, スイッチングダイオード, 電子技術, 1991。

谐振型开关电源

宋 诚

(山西省电子产品检验所 030024)

摘要:对于开关电源而言,在高频小型化的快速进程中,存在的问题就是开关损失。谐振型开关电源是把开关损失降到零的同时,实现无噪声、表面贴装的小型化电源。

本文将分谐振型开关电源的特征及存在的问题、谐振型开关电源的基本电路及其工作原理、铁谐振型开关电源的设计、部分电压谐振型开关电源的设计四部分加以说明。

一、谐振型开关电源的特征及存在的问题

由于半导体集成电路技术的普遍应用,电子设备显著地小型化了,性能价格比也逐步提高。其中,电源部分的集成化成了突出问题。

谐振型变换器就是解决这个问题的一种电路方式。目前作为谐振型转换器的实用化而言,还存在着很多应该解决的问题。同样,谐振变换技术本身也还存在着很多原理上无法解决的问题。本文将围绕谐振型变换器存在的各种问题和解决这些问题的方法加以说明。

1. 关于高频化和 PWM 方式的问题

原先的变换器是控制开关的通断时间比 (Duty Ratio), 即 PWM 方式。这是一种有效的电源控制方式, 现在已经用于许多电子设备中。

而半导体开关的通断损失和整流频率成比例, 因此损失随频率增加而增加。为防止高频化损失的增加, 首先应减少整流损失, 因此电路中应该使用高速整流元件。

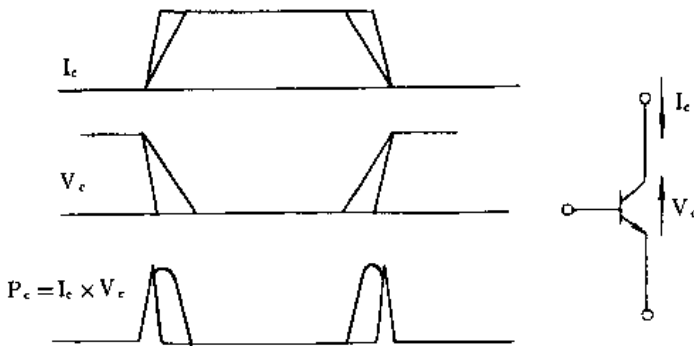


图 1 减少高速开关损失

图 1 所示的就是这个原理。一方面, 在图 2 表示的开关断开线路时, 由于电感线圈和变压器的漏感 L 会在开关元件两端施加电压脉冲 $L(dI/dt)$; 另外, 在开关线路接通

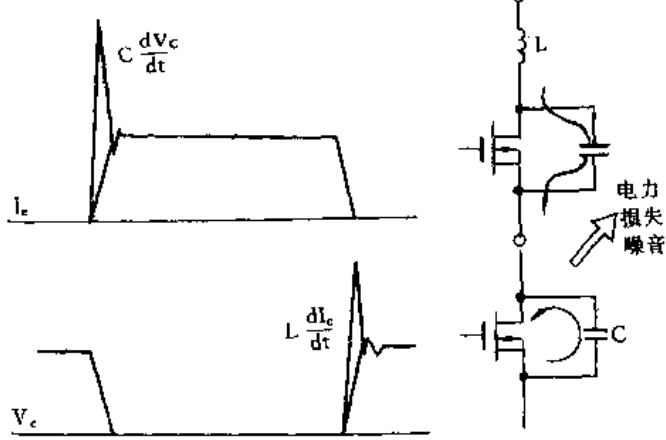


图2 开关噪音

时，由于储存在开关元件寄生电容 C 上的电荷 $C(dV/dt)$ 要以脉冲电流的形式通过开关放电。特别应予以注意此刻二极管需要反偏截止，但由于放电脉冲构成的逆向电流，将使正处于反向恢复过程的二极管两端及输出端出现很大的尖峰。

实际上，对于高频化的 PWM 方式变换器而言，必须有抑制这种脉冲尖峰的对策，一般利用 $R-C$ 吸收网络可以有效地消除电压脉冲，不过由于有欧姆损失而使效率降低。

对此，国外最近开发的整流缓冲器是低损失的，而抑制脉冲的能力又在 $R-C$ 吸收网络之上。图 3 表示的就是把这样的缓冲器用于升降压型变换器的场合。主开关 SW_m 和缓冲器的开关 SW 反复交换接通、断开。主开关线路断开时，在回路中的剩磁能量贮存在电容器中， SW_m 的线路接通的同时，能量从输出侧释放出来。

图 3 所示的缓冲器副边，缓冲开关和二极管并联，可以消除二极管的存储电荷电流脉冲。图 4 是表示整流缓冲器有效地消除电压脉冲的试验结果。

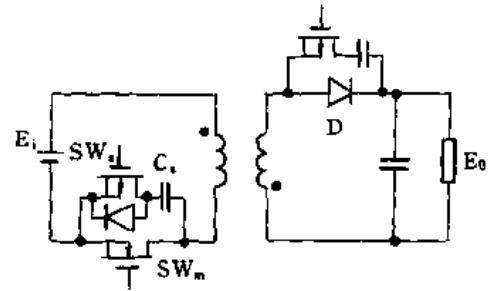


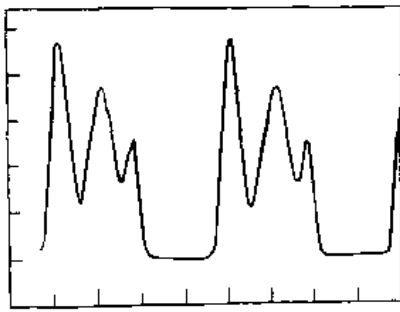
图3 开关缓冲器的应用例

因为二极管存储电荷的电流脉冲和二极管的正向电流成比例，高频整流电流愈大，二极管存储电荷的危害也就愈大。对此肖特基势垒二极管和新开发的 GaAs 二极管在原理上不存在存储电荷的影响。所以可以降低伴随着高频整流的电流脉冲，但肖特基势垒二极管反向耐压低，而 GaAs 二极管的正向压降比较大，这就留下一个今后解决问题的课题。

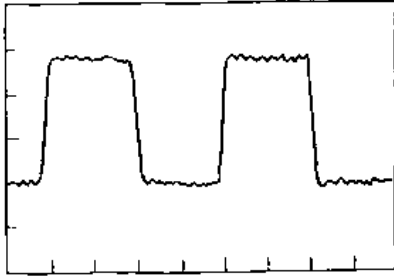
为防止这样的电流脉冲，还可以应用磁缓冲器。对于磁缓冲器而言，可以有效地利用具有矩形磁滞回线、高频损失（涡流损失）很小的、Co-基非晶态磁芯作为磁性材料。

2. 谐振型变换器的原理

PWM 变换器通常使用的电路工作频率高达 500kHz，常用的频率是 200kHz 左右。对于提高到 MHz 的开关频率来说，有效的方式是将采用将谐振电路与开关结合的低损耗开关方式。把它称为谐振型开关。谐振型变换器原理上认为 15MHz 以上的高频波驱动是可能的。不过，考虑综合交叉技术的合理性，当前可实现的目标是几 MHz。



(a) 无缓冲器的波形



(b) 用缓冲器的波形

输入: 140V 输出: 5V, 2A
(100V/div 0.5μs/div)

图4 开关缓冲器
(主开关 SW₁ 的电压波形)

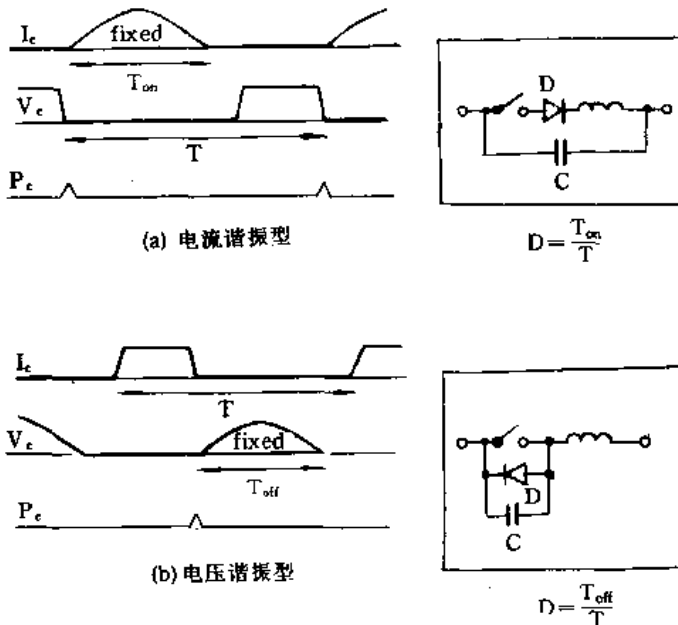
图5所示的是谐振型开关的原理。图(a)是电流谐振型，图(b)是电压谐振型。对于电流谐振型来说，在接通的期间可把电流波形做成正弦波形，在接通时间终了时把电流做成零。这样就可以使接通线路或断开线路的开关损失为零，同时不产生瞬变的电流脉冲，称之为零电流开关。

电压谐振型电路则是电流谐振型对偶形态。在断开时间里把需要的电压做成正弦波，此后直到接通终了的断开时刻把电压做成为零，同样能完成零损失开关动作。而在这种情况下，假如电流谐振型是电压源驱动，电压谐振型是电流源驱动，同样对图(b)来说，在和开关并联的二极管中流过的电流方向改变时，全部开关成为闭合状态，不影响二极管的存储效应。因此，零电压开关比零电流开关更适合于高频率开关电源。

对于原先的 PWM 开关电源而言，如果把开关置换成谐振型开关，就可以实现谐振型变换器电路。图6就是这样的例子。它表示出了把降压型变换器做成谐振型的情况，图(a)为电流谐振型，图(b)为电压谐振型。

3. 关于谐振型变换器存在的问题

谐振型变换器是适合于高频化的电路形式，使用它的时候，必须解决如下问题。



时比率控制 → 频率控制

图5 谐振型开关原理

- (1) 在固定频率的情况下电压调整困难。
- (2) 功率开关元件有较大的应力。
- (3) L 和 C 发热 (谐振电流欧姆损耗)。

其中,电压调整问题最突出。如图 5 所示,在电流谐振型中,接通开关的电流幅值由谐振电路导通周期 T_{on} 决定。同样,对于电压谐振型而言,加在开关上的电压幅值由谐振电路关断周期 T_{off} 决定。因此,如果开关周期 T 被固定,为了控制通断时间比率 $D=T_{on}/T$,开关频率必须可变。而改变开关频率,伴随着开关开闭的噪声频谱就成了可变的,它使抑制噪声的对策难以实施。另外,决定变换器大小的磁器件和电容器必须在最低频率下设计,限制了进一步小型化。

因此,进行谐振型变换器频率控制时,负载特性要尽量平坦,输出阻抗要小,而且必须选用宽频带的电路形式。

其次是关于功率开关的应力问题,电流谐振时,正弦波的输出电流波形的峰值的负载成比例地增大。因此,半导体开关器件的电力消耗和驱动功率将增加。而在电压谐振时,因为断开状态加在开关上的电压峰值很高,所以功率开关必须使用耐高压的元件。对于这方面的问题,应该研究做一个辅助开关分流或采用电压箝位电路,以减轻应力。

在谐振变换器方面,功率开关元件的应力同时对组成谐振电路的 L 或 C 增加了负担。这时对特别大的负载来说, L 和 C 分别加上了过大的电压,电流的振幅将增加。对 L 来说,为控制发热必须开发具有优质高频特性和低发热低阻抗的材料,以及为了小型化,必须开发高导磁率和低矫顽力的软磁材料。另外对电容器来说,对于开发在高频下具有充分大的电流容量,等价串联阻抗非常小的元件是十分重要的。

4. 定频谐振变换器的电压调整

(1) 磁放大器、铁谐振电路的应用

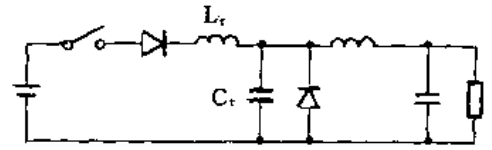
在固定频率的情况下,进行谐振变换器的电压调整最简单的方法就是把磁放大器或铁谐振电路连接到输出侧,做成定电压输出。而且,对于这个方法来说,因为组成磁放大器或铁谐振电路的可饱和磁心损失增加,所以开发在高频情况下损失少的可饱和磁芯也是必不可少的。

用磁放大器的时候,Co-基非晶态磁芯很适合。

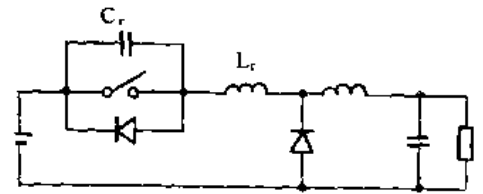
(2) 可变电抗元件的应用

进行谐振变换电压调整的另一方法,就是用改变组成谐振电路的 C 或 L 的值来代替改变开关频率,对于改变谐振用 L 的值而言,可利用磁芯饱和原理,而这样的方法和磁放大器的电压调整本质上是相同的,因此必须解决高频磁芯损失的问题。

利用改变谐振电容 C 的方法就是应用感应体的非线性。除电容器的正负极外,内加一新的控制用的第三电极,就是在控制极加上控制电压,来改变静电容量。不过这时在控制端子有高频电流流过,因此必须要有防止高频电流流过的对策。



(a) 电流谐振型



(b) 电压谐振型

图 6 用降压型电路做成谐振变换器 (半波形)

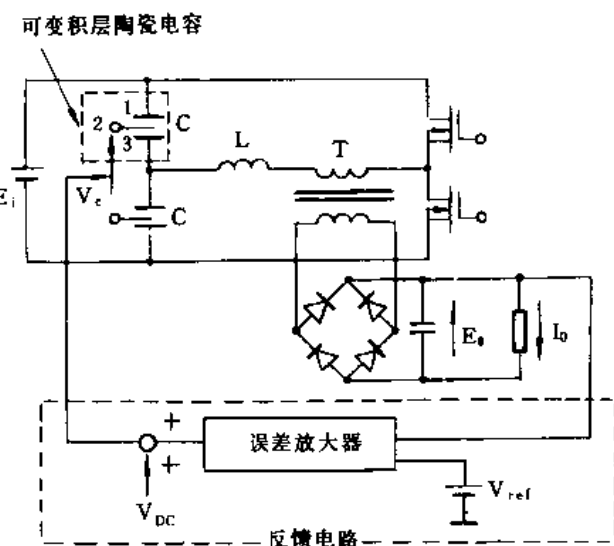


图7 用可变电容控制的谐振型变换器

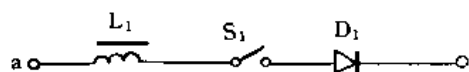
图7就是根据可变电容元件电流谐振型变换器进行电压调整的例子。两个可变电容量元件控制端子的高频电流相抵消。

(3) 辅助开关等效于可变电抗器

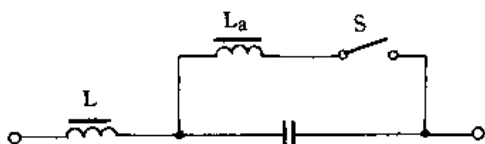
代替前面说的可变电抗器元件，把辅助开关连接在谐振电路用的 L 或 C 上，可以等效地改变 L 或 C 的值。

图8(a)所示的是等效可变电感器电路，图(b)是等效可变电容器电路的一个例子，对于这样的电路，由于改变开关的导通角把等效的电抗大幅度地改变是有可能的，把它连接到实际谐振型换流器中时，如果是图8(a)的情况，通过整流电路的电流为连续的话，就像图9(a)那样，通常用串联开关。如果是图8(b)的情况，加在电容上的电压波形是连续的话，就像图9(b)那样，通常和电容并联是可行的。有关这样的等效可变整流电路的辅助开关转换器的损失，就是图8(a)满足零电流转换的条件，而图8(b)是满足零电压转换的条件。所以不必考虑转换损失。

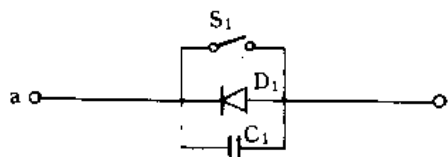
电容上的电压波形是连续的话，就像图9(b)那样，通常和电容并联是可行的。有关这样的等效可变整流电路的辅助开关转换器的损失，就是图8(a)满足零电流转换的条件，而图8(b)是满足零电压转换的条件。所以不必考虑转换损失。



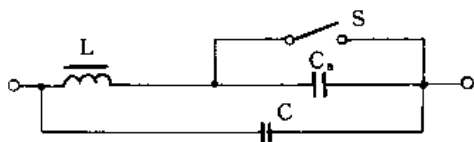
(a) 可变电感电路



(a) 用可变电感电路的情况



(b) 可变电容器电路



(b) 用可变电容器电路的情况

图8 可变电抗电路（半波形）

图9 用可变电抗电路的谐振电路

同样，在图8(b)的等效可变电容器电路中，对半导体二极管加反向偏压的状态就是断开的状态，二极管存储电荷的影响与高频驱动无本质区别。把这个等效可变电容量作用于E级电压谐振型变换器中的结果，在1MHz的驱动频率下，对于输出20W, 5V的电源可以得到84%的效率。

5. 非谐振型（电感转换型）DC-DC变换器

对于谐振型变换器来说，已经说明了对降低转换损失是有效的。这时基本上为零电压（或零电流）的转换。如果是为了进行这样的零电压（或零电流）的转换，在转换频率上的谐振是必不可少的。而谐振现象只有转换时才有必要，其谐振频率与转换频率是

无关的。这样的电路，不仅在解决原来谐振变换器中存在的对开关元件的应力问题有用，而且在某些场合，在固定转换频率的条件下进行电流调整也是可能的。

对于称之为部分谐振、多谐振、同步整流等名称的变换器来说，就是具有这样特性的零电压开关变换器。在这样的转换器中，整流转换型变换器由于非谐振在原理上使零电压转换为可能，产生电脉冲也极少，在零点转换下由 PWM 控制的电压调整也成为可能，它将是人们十分感兴趣的电路形式。

图 10 就是表示这样电路形式的基本电路， L_c 是储能电感， C_c 是隔直电容（不是谐振用）。这时 FET_1 和 FET_2 重复相互接通、断开，而在接通、断开期间，两个开关同时为断开时，在这期间以电感 L_c 的能量对 FET_1 和 FET_2 的漏源间的静电电容进行充电或放电，做如下的转换时，把 A 点的电压或等于零或等于电源电压 E ，这样既能满足零电压转换的条件，又能同时抑制电流脉冲。

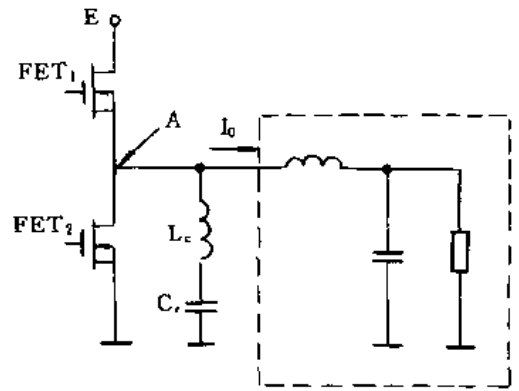


图 10 电感整流电路（非谐振电路）

6. 变换器电源存在的问题

(1) 小型电源

变换器电源市场需要量大，特别是对于 100W 以下的电源来说，强烈要求成为轻、薄、短小型化的产品。

谐振型变换器在高频工作时，对减少元件发热的转换损失是有利的。如果用于集成化的电源部分，还可考虑更进一步的电路方式。把二极管、FET 等半导体器件的寄生容量和变压器的漏电感等的寄生元件作为谐振电路元件利用也有很大的潜力。而在集成化方面，是有困难的。但表面贴装的混合 IC 技术，已成为变换器电源的关键技术。

另一方面，和其他的电子仪器一样，对电源的超薄形化要求强烈，作为理想的电源是名片形电源，在这种情况下变压器就是个问题。电抗等的磁器件和微分电容的平面化，特别是变压器，必须把线圈绕在磁芯上，已经成为大批生产的卡脖子问题，应该研究适用的薄膜技术，在这种情况下，为了使初级和次级紧耦合，必须在薄膜导体中插入绝缘物做成多层结构。这样，初级和次级线圈间的静电电容就要增大，不过，应用谐振型变换器时，可以把这个容量包含在谐振用的 C 中。

(2) 大容量电源

对于下面的大容量电源而言，特别是正如看到的低电压大电流的大型电子计算机用的电源那样，输出二极管的损失很大就是个问题。

(3) 技术问题

包括谐振变换器在内的实用变换器电源，还有以下几个课题：

- 1) 在谐振型转换器的基础上确定控制方式。
- 2) 确定低损失的整流方式。
- 3) 热设计及变换器的 CAD, CAM。

- 4) 在 MHz 变换的基础上, 电力用开关和控制部分的一体化。
- 5) 实现超薄技术的超薄形磁部件。
- 6) 开发在 MHz 区域内用于变压器、微分或谐振用的低损失磁性材料。
- 7) 微分电容的平板化和微型化。

将来应该解决的问题是:

- 1) 实现单片电源。
- 2) 射频噪音的模型化和模拟。
- 3) 应用高温超导体转换器。
- 4) 研制积聚电荷、正向压降小的高耐压二极管。
- 5) 由光控制电力的传送及变换。

以上, 大体上把谐振型转换器作为中心的转换电源技术加以说明, 对于这样的电源方式的正式的应用, 目前已有许多实用的电路方式, 当然离不开磁性体、电容、材料、部件等的长足发展。特别是, 多种控制电路的专用集成芯片的商业化, 谐振变换器电源已有广泛的应用。

二、谐振型开关电源的基本电路及其工作原理

开关电源应用于电子机器已经有二十几年的历史了, 作为小型化、重量轻、高频化的开关频率已经提高到原来频率的 50 多倍, 现已成了 MHz 级的开关时代。

随之而来的是对于原来方波电压、方波电流的开关变换器而言, 因为晶体三极管的损失急剧增加, 所以带来的变换效率减低和可靠性下降。作为克服上述缺点的对策就是使用谐振电路。最近有关超过 10MHz 开关频率的谐振型变换器已经很受人们的注意。

一方面, 谐振变换器可以考虑很多电路方式, 因为没有精确的包括动态特性的一般解析法, 到目前为止, 还不能在这方面充分地进行动态特性的比较。本文对谐振型变换器的基本电路进行稳态特性的解析, 并给出整理后的结果, 在解析结果的基础上, 举出二、三个设计例子。接下去简述动态特性的解析方法, 并讨论各种谐振型变换器的动态特性的概略情况。

1. 谐振型变换器的组成

在半导体开关线路中, 把组成 LC 谐振电路的开关叫做谐振开关 (resonant switch), 如果把原来的方波变换器的开关用谐振型开关替换的话, 可以组成谐振型变换器。

对于谐振型开关来说, 可以分为加在开关两端的电压为正弦波的电压谐振开关和流过开关的电流为正弦波的电流谐振开关, 对于每一个不同形式的开关来说, 开关的电压或电流又有全波形式 (Full-wave) 和半波形式 (Half-wave)。

图 11 所示的是谐振开关。图(a)为电压谐振型, 由于开关两端的谐振用电容而使电压为正弦波。不过, 需要进行零电压转换 (Zero-Voltage Switching), 使电容的积聚电荷不成为开关接通时的损失。对于全波形式而言, 和三极管串联接入二极管而阻止反向电流, 在反向时也发生谐振电压; 对半波形式而言, 和三极管并联附加反向二极管 (或 FET 的寄生二极管) 而在开关三极管两端不发生反向电压。另一方面, 图(b)为电流谐振开

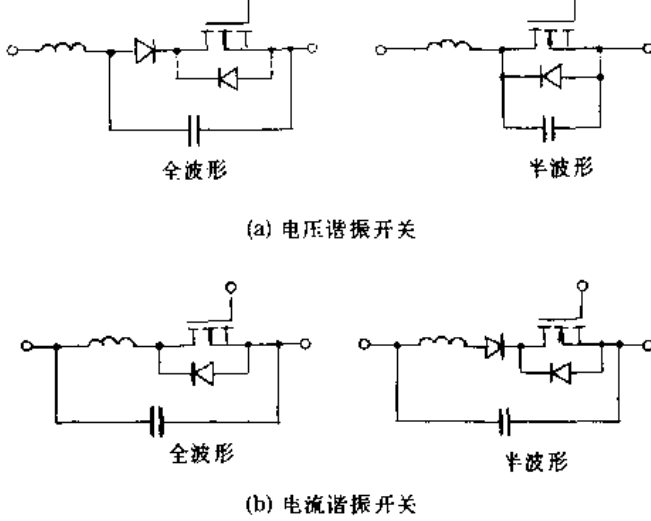


图 11 谐振开关

关。谐振用电感是和开关串联连接，必须在零电流切换条件下进行工作。对于全波形式而言，和三极管并联的二极管（或 FET 的寄生二极管）是反向电流通道。就半波形式而言，为了阻止三极管的反向电流而串联一个二极管。用这样的四种开关代替原来的矩形波形变换器的开关，可以组成四种不同类型的谐振型变换器。

2. 谐振型变换器电路组成及稳态特性

在这里，首先以降压型电路为基础，导出电压谐振型变换器或电流谐振型换流器的组成，并说明他们的稳态特性。在下面就升压型电路而言，把稳态特性归纳并表示出来。

(1) 电压谐振型降压变换器

如果把原来的方波降压变换器的三极管开关用图 11 (a) 所示的全波形式电压谐振开关置换的话，就得到了图 12 所示的电压全波谐振型降压变换器。在这里， D_p 是 FET 的寄生二极管。对于这个变换器，一个交流周期 T ，可分为图 13

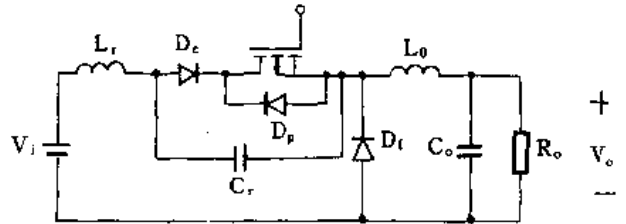


图 12 电压谐振全波降压型变换器

所示的四个状态。解析各种状态的工作就得到了图 14 所示的电压、电流波形。这个结果其中一个开关两端电压成为谐振波形，开关中流过的电流为矩形波，这是已经知道的。也就是说，开关两端的电压 V_r （严格地说是谐振电容电压）在开关电路接通期间，用下式表达谐振波形。

$$V_r(t) = V_i + Z_n I_0 \sin \omega_n (t - T_1) \quad (1)$$

在这里， $\omega_n = 2\pi f_n = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 是谐振角频率。 $Z_n = \sqrt{L_r C_r}$ 表示谐振电路的特征阻抗。在这种电路的场合下，阻止反向电流用的二极管 D_c 就谐振电容而言，也产生反向电压而成为全波谐振型。

在反向电压期间，把 FET 断开，而在谐振电容的电压为零后，接通 FET 让正向开关电流流过，即实现了零电压切换。而为了零电压切换，必然要产生上述的反向电压，因此， $I_0 \geq V_i / Z_n$ 应是式 (1) 成立的最小负载电流条件。这样的变换器，输入电流等于谐振电感器的电流 i_r ，可用近似式表示。

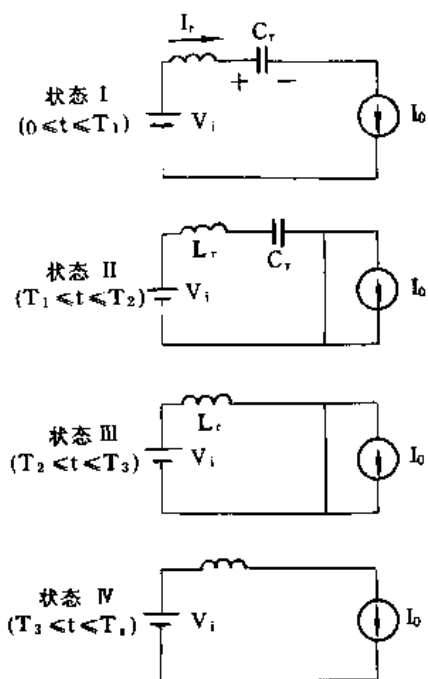


图 13 等效电路

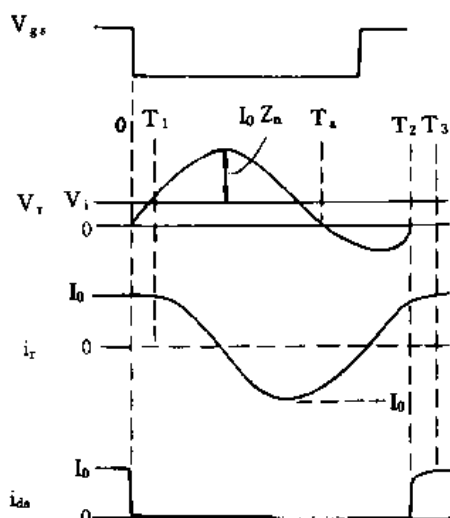


图 14 各部波形 (电压谐振全波形)

$$i_r(t) = \begin{cases} I_0, & (0 - T_1) \\ I_0 \cdot \cos \omega_n(t - T_1), & (T_1 - T_3) \\ I_0, & (T_3 - T_4) \end{cases} \quad (2)$$

在这里, 因为区间 $T_1 - T_3$ 大致和谐振周期 $T_n = 2\pi/\omega_n$ 相等, 所以如果考虑使用平均值的话, 图 14 的电流波形 i_r 和用虚线表示的情况等效。

即输入电流的平均值为:

$$I_r = I_0(T_s - T_n)/T_s = I_0(1 - f_s/f_n) \quad (3)$$

因此, 如果输出功率为 $V_o I_r = V_o I_0$ 时, 输入输出电压比和开关频率的关系式由如下导出:

$$V_o/V_i = I_r/I_0 = 1 - f_s/f_n \quad (4)$$

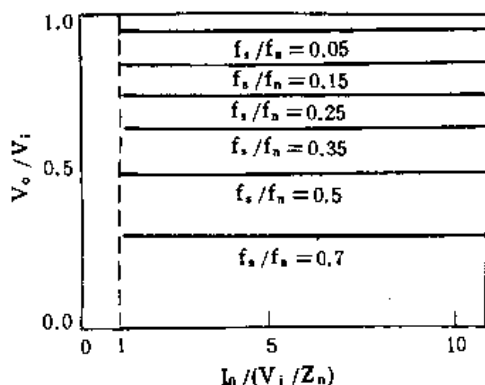


图 15 电压谐振全波降压型变换器的负载特性

即因为开关的断开时间等于 T_n 为常数, 通过改变开关频率来控制开关的接通时间,

以调节输出电压。这相当于用归一化开关频率 f_s/f_n 置换方波降压变换器中的脉冲宽度比 T_{off}/T_s 。电压全波谐振型变换器的工作特性和方波变换器的特性基本相同。

其结果，不管负载电流如何变化，电压是恒定的，因此电压特性是已知的。图 15 示出了这样的负载特性及开关频率的控制特性。

如果用图 11(a) 的半波电压谐振开关，可导出在图 16 中所示的电压半波谐振型降压变换器。这个电路各部分的波形可用图 17 表示，由于取消了上面所说的全波电路的阻止反向电流用的二极管 D_r ，开关两端的谐振电压就只剩下正方向的半波。

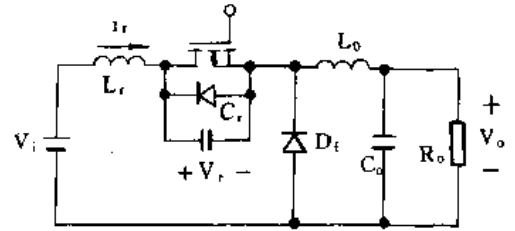


图 16 电压谐振半波型降压变换器

零电压开关的条件就是这个谐振电压存在零

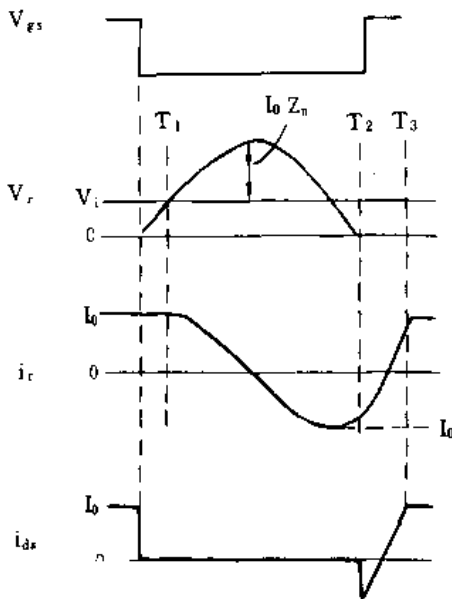


图 17 各部波形（电压谐振半波形）

点。和全波相同，认为 $I_o \geq V_i/Z_n$ 是较小负载电流的条件。

这个谐振型变换器的输入输出电压比与前面所说的输入电流的平均值有关。并以输入输出功率相等为条件。不过，这样的结果和全波形的场合不同，如下面所示的那样，它将成为相当复杂的式子。

$$x = 1 - \frac{F}{2\pi} \left[\pi + \sin^{-1} \left(\frac{r}{x} \right) + \frac{r}{2x} + \frac{x}{r} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{r}{x} \right)^2} \right) \right] \quad (5)$$

不过， $x = V_o/V_i$ （输入输出电压比）， $F = f_s/f_n$ （标准开关频率）， $r = R_o/Z_n$ （归一化的负载阻抗）。

把式（5）根据数值计算解出。如果求出负载

特性，就得出图 18。这个结果，对于电压半波谐振型变换器而言，输出阻抗显示出显著的下垂特性。

还有，关于电压谐振型变换器的控制特性，如果增加开关频率的话，输出电压就要下降。

(2) 电流谐振型降压变换器 (Current-mode resonant buck converter)

如果把方波降压变换器的开关三极管用图 11(b) 所示的电流谐振型开关替换的话，就得到了图 19 所示的电流谐振型降压变换器。全波电路的各部分的波形表示在图 20 中，开关电流是正弦波，反向电流在流过寄生二极管 D_p 期间内让三极管电路断开，实现零电流开关。

在这里，开关电流 i_s 用下式表示。

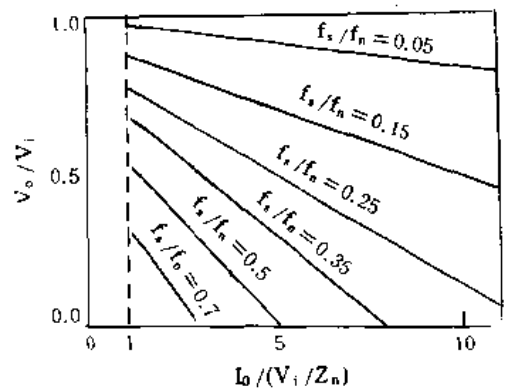


图 18 电压谐振半波形降压变换器的负载特性

$$i_r(t) = I_0 + (V_i/Z_n)\sin\omega_s(t - T_1) \quad (6)$$

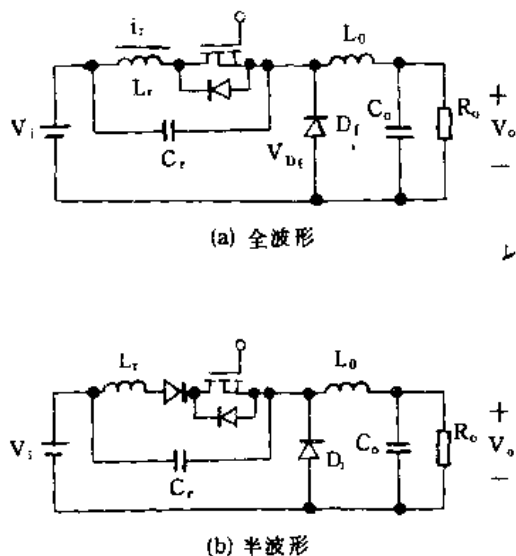


图 19 电流谐振降压型变换器

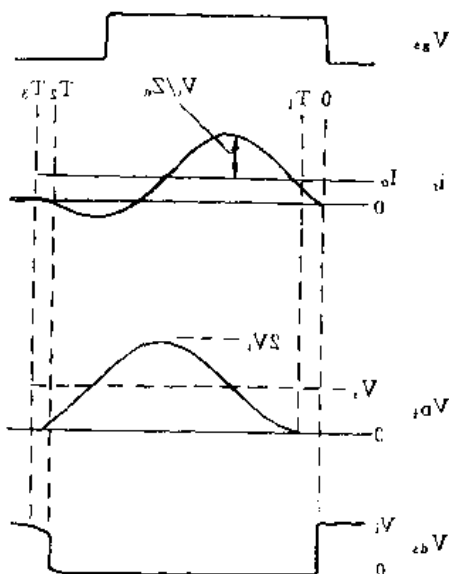
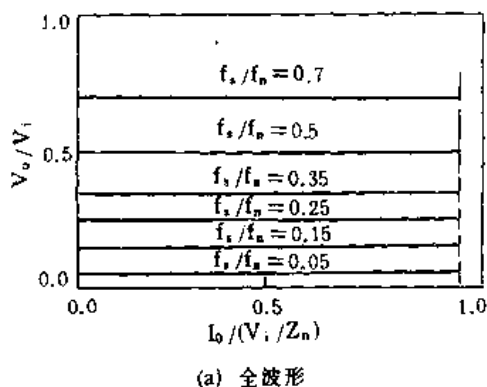
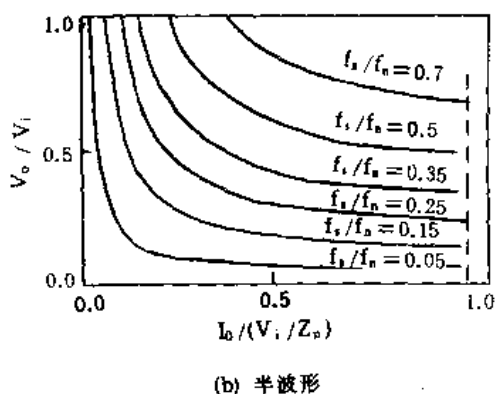


图 20 各部波形 (电流谐振全波形)



(a) 全波形



(b) 半波形

图 21 电流谐振降压型变换器负载特性

零电流开关的必要条件是 $i_r(t) = 0$ 。代入式 (6)，就给出 $I_0 \leq V_i/Z_n$ 的最大负载电流的条件。

全波场合，环流用二极管两端的电压 V_{Df} 在相当于谐振周期 T_n 的一个周期部分的区间 $T_1 \sim T_3$ 时刻，把输入电压 V_i 做成正弦波形，在其他区间为零。因此，如果只看平均值的话，和图 20 虚线所示的电压相同。这个平均值（即直流部分）因为是输出电压，所以电流全波谐振型降压变换器的输出电压比用下式表示：

$$V_o/V_i = T_n/T_s = f_s/f_n \quad (7)$$

另一方面，在半波场合，电压 V_{Df} 的平均值不能用简单形式，对于输入输出电压比 $x = V_o/V_i$ 可用下式得出。

$$x = \frac{F}{2\pi} \left[\pi + \sin^{-1} \left(\frac{x}{r} \right) + \frac{x}{2r} + \frac{r}{x} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{x}{r} \right)^2} \right) \right] \quad (8)$$

电流谐振型降压变换器的负载特性用图 21 表示。由此，和电压谐振型的场合相同。全波表示恒定电压特性，半波形表示输出阻抗比较大的下垂特性。关于控制特性，和电压谐振型不同，随着开关频率增加，输出电压也上升。

(3) 谐振型升压变换器的稳定特性

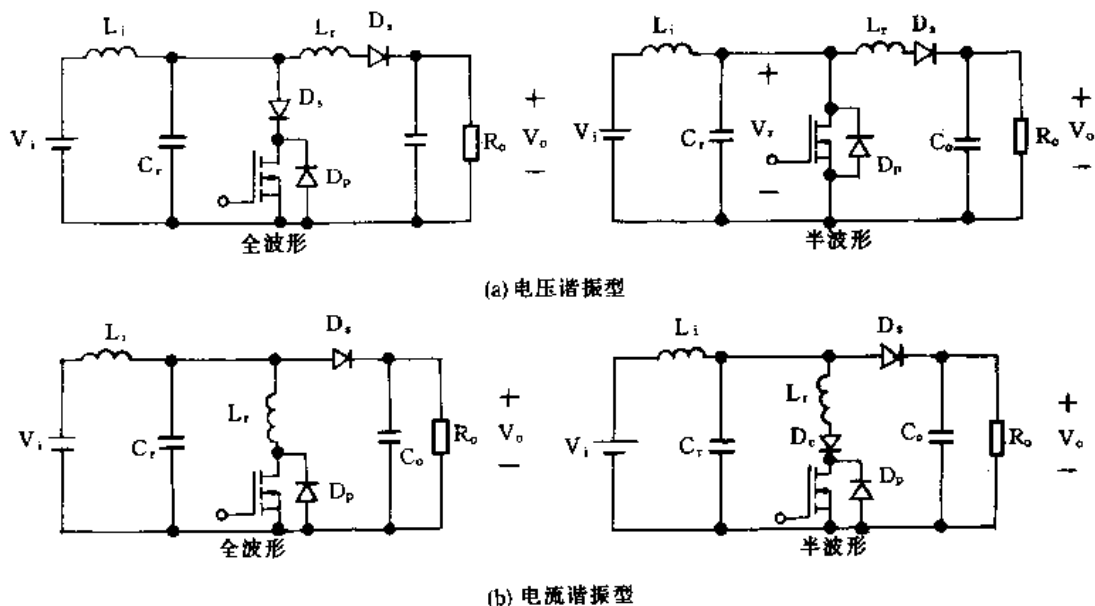


图 22 谐振型升压变换器的电路组成

和前面说的降压型电路相同,对于升压型电路来说也是构成图 22 所示的四种谐振型变换器。如果求这样的负载特性的话,就得出图 23 所示的结果。

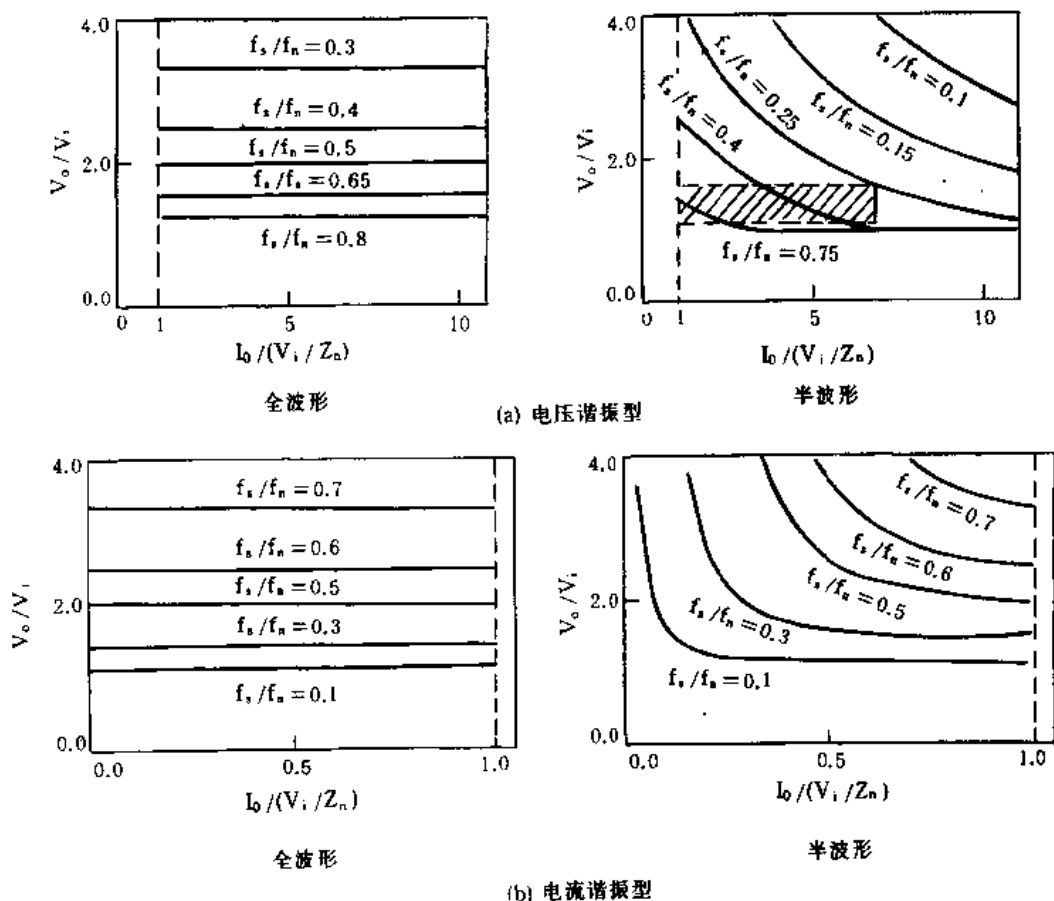


图 23 谐振型升压变换器的负载特性

(4) 电压谐振型升压变换器的设计例

首先应给出设计条件:

$V_i = 12 \sim 18V$, $V_o = 20V$, $I_o = 0.4 \sim 1.8A$, $f_{Smin} = 350kHz$, 而后设计满足上面条件的电压谐振半波升压变换器。

在设计时首先应求出最小负载电流和最大输入电压的特征阻抗。即

$$Z_n = V_{imax} / I_{omin} = 45\Omega$$

其次, 最大归一化负载电流 $I_{omax} / (V_{imin} / Z_n)$ 和最小归一化负载电流 $I_{omin} / (V_{imax} / Z_n)$ 分别为 6.75 和 1。同样, 输入输出电压的升压比为 1.11~1.67。把这个升压范围表示在图 23(a) 中就成了斜线部分的长方形。根据接在这个斜线部分右上角的负载曲线来确定本变换器的最小标准频率。

这样的情况是 $f_{Smin} / f_n = 0.22$, 据此可求出谐振频率:

$$f_n = 1.56MHz$$

用以上求出的结果计算谐振型电抗就得到了 $L_r = Z_n / 2\pi f_n = 4.6\mu H$, $C_r = 1 / 2\pi f_n Z_n = 2.2nF$ 。

具有上面所说的谐振电抗的电压谐振半波升压变换器, 在开关频率为 500kHz 和 1MHz 时的实验波形可用图 24 表示出来。在这里, L_r 使用 $4.6\mu H$, 而 C_r 应和外加 $1nF$ 的电容器和 FET 的漏极和源极之间的电容并联考虑。

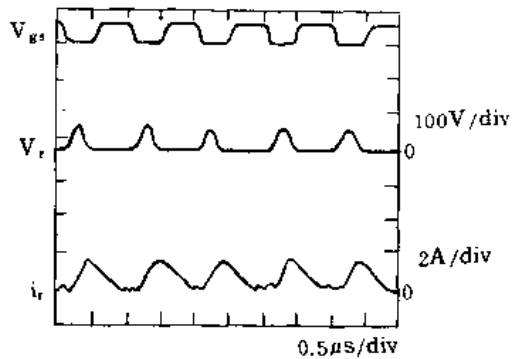
(5) 电压谐振型和电流谐振型的稳态特性比较

求出以上电压谐振型和电流谐振型的各变换器的特性归纳为表 1。

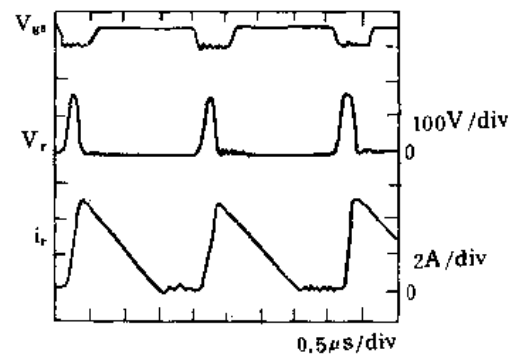
这个结果对谐振型变换器而言, 也有几点是已知的。首先应限制负载电流。这和开关三极管的承受力相联系。

表 1 谐振型变换器的特性比较

	电压谐振型	电流谐振型
控制特性、 负载特性	(全波) (降压形) $V_o/V_i = 1 - f_s/f_n$ (升压形) $V_o/V_i = 1/(f_s/f_n)$ (半波) 垂下特性	$V_o/V_i = f_s/f_n$ $V_o/V_i = 1/(1 - f_s/f_n)$ 在轻负载时的垂下特性
负载电流条件	$I_o \geq V_i/Z_n$	$I_o \leq V_i/Z_n$
三极管的 最大电压	(降压形) $V_i + Z_n I_o$ (升压形) $(V_o/V_i)(V_i + Z_n I_o)$	V_i V_o
三极管的 最大电流	(降压形) I_o (升压形) I_i	$I_o + V_i/Z_n$ $(V_o/V_i)(I_o + V_i/Z_n)$
整流	零电流、零电压电路接通 非零电流、零电压电路接通	零电流、非零电压电路断开 零电流、零电压电路接通



(a) $V_o = 20V$ $I_o = 0.68A$ $f_s = 1MHz$



(b) $V_o = 20V$ $I_o = 1.8A$ $f_s = 500kHz$

图 24 电压谐振半波升压变换器的实验波形

在电压谐振型的情况下，为了放宽轻负载条件，如果把特征阻抗 Z_0 做大，则相反地在重负载时，开关两端的峰值电压急剧上升。这样的电压上升，作为目前电压谐振型变换器的实际应用是有很大害处的。同样，对于电流谐振型变换器的峰值电流也有问题。其次，对开关而言，电流谐振型场合，在开关两端加上输入电压 V_i 和输出电压 V_o 的状态时电路为接通状态，寄生电容的积蓄电荷将造成开关元件中的损失。为此，对于 MHz 以上的开关频率来说，开关损失急剧增加，它成了高频化的障碍，同样的现象在电压全波谐振型变换器中也会出现。

也就是说，从谐振电容的电压来看，就成了零电压开关。不过，作为阻止反向电流用的二极管不释放 FET 的寄生容量的积蓄电荷，因此产生了电路断开时的损失。这个结果，适合于 MHz 以上的高频电路方式，就是所谓的电压半波谐振型变换器，而如上所述的那样，作为调整电压的开关频率的变化范围较大。伴随负载电流增加的开关两端的峰值电压急剧增加，由二极管的反向电流引发的尖峰脉冲也有很多问题应该解决。

3. 复谐振型变换器

(1) 电路的组成及稳态特性

在前面所说明的电压谐振型变换器中，开关三极管是作为零电压开关的。不过，对于二极管而言，因为附加急剧的反向电压，所以发生起因于反恢复特性的寄生振荡，作为这个问题的对策，如果在二极管两端也附加谐振电容，则无论是三极管还是二极管，都成了零电压开关电路的一部分。因为这是利用了多个谐振因子，所以叫做复谐振型变换器，图 25 所表示的就是适用于降压型电路的例子。

这样的复谐振型变换器的动作解析比较复杂，把稳态特性用数学式表示出来是困难的。不过，用数值计算可以得到图 26(a) 所示的控制特性。特别是谐振电压由于有两个谐振电容分压，可以降低开关三极管的谐振电压峰值，由此得到图 26(b) 所示的计算结果。

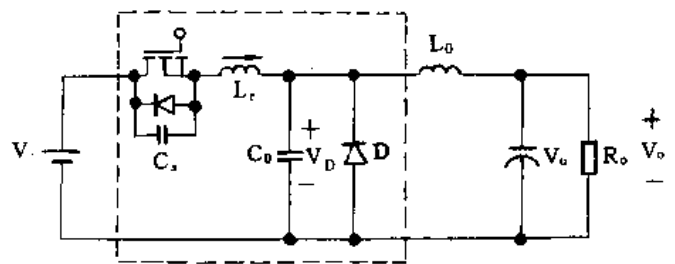


图 25 零电压开关复谐振型降压变换器

(2) 复杂谐振型降压变换器的设计 设计要求：

$$V_i = 10 \sim 18\text{V}, V_o = 5\text{V}$$

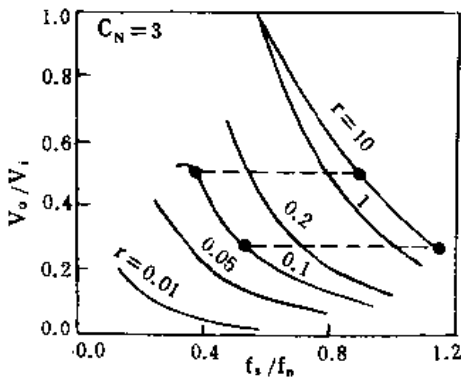
$$I_o = 0 \sim 5\text{A}$$

$$f_{s\min} = 450 \text{ kHz}$$

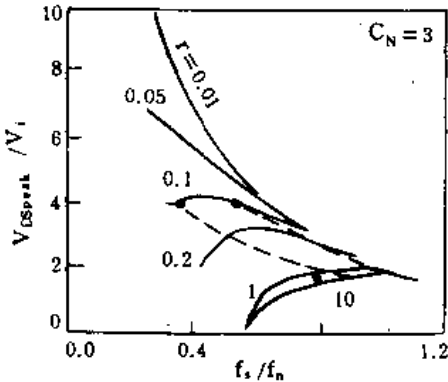
确定满足上面设计要求的复谐振型降压变换器的谐振电路的参数值。

这时 $V_o/V_i = 0.27 \sim 5.5$ ，如果在轻负载时，虽然满足零电压开关条件，但和把降压比下降到 0.27 为止的条件相比，必须把二极管两端的电容 C_D 做大才行。另一方面，如果把 C_D 做得过大，谐振电流的峰值就要同时增大。由此，就成了① $C_N = C_D/C_s = 3$ 。

对于图 26(a) 来说，虽然降压比的范围满足 (0.27—5.5)，但是为抑止谐振电流的峰值应把特征阻抗选大。



(a) 控制特性



(b) 谐振电压峰值

$$C_N = C_D/C_s, \quad r = R_o/Z_n$$

$$Z_n = \sqrt{L_s/C_s}, \quad f_n = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$$

图 26 复谐振降压型变换器的稳定特性

由这个结果得到 $r = R_o/Z_n = 0.1$ 。因此，和 $R_{o\min} = 1\Omega$ 相比，应选② $Z_n = 10\Omega$ 。同样，这时得到了归一化的开关频率的最小值 $f_{N\min} = 0.375$ ，因此谐振频率为③ $f_s = f_{s\min}/f_{N\min} = 450\text{kHz}/0.375 = 1.2\text{MHz}$ 。

如果利用以上求出结果①~③计算谐振电抗值的话，就得到：

$$L_r = Z_n/2\pi f_n = 1.33\mu\text{H}$$

$$C_s = 1/2\pi f_n Z_n = 1.33\text{nF}$$

$$C_D = C_N C_s = 39.8\text{nF}$$

这时，对照图 26(b)，开关三极管的电压应力为 $V_{\text{Spk}} \approx 4$ ， $V_i = 72\text{V}$ ，其余均是已知的。

4. 谐振型变换器的动态特性解析法

就前面所说的谐振型变换器而言，有很多电路形式，不过，解析动态特性同样是没有十分把握的。所以本文考虑重新研究状态平均化法。一般来说，可以导出不依存于变换器电路组成的一般基础方程式，可把它用于谐振型变换器中，用以说明包含谐振型变换器的动态特性的一般解析方法。

(1) 导出一般方程式的概况

一般开关变换器的低频区，导出有关可以成立的状态方程式的概况。图 27 所示的为一般开关变换器的结构图，用在高频开关工作的电路中，连接具有比开关频率更低的断开频率的电感 L 和电容 C 。

这时，下列式子成立。

$$\frac{dX}{dt} = GY, \quad G = \begin{bmatrix} 1/L_o & 0 \\ 0 & 1/C_o \end{bmatrix},$$

$$X = [i_L \quad v_c]^T$$

$$Y = [v_L \quad i_c]^T$$

(9)

这样，变换器低频区的特性，主要是确定用在这里的电感 L 和电容 C ，因此，如果能说明有关这方面状态函数矢量 X 的特性就可以。一般来说这样的电感和电容的值较大， X 的高频成分很小可以忽略，把 X 的低频成分记为 \bar{X} ，另一方面电感 L 的电压和电容 C 的电流的辅助函数矢量 Y 主要是用高频成分组成，因此，对于在某一周期的 Y 的 \bar{X} 的有效成分，可以考虑为这一周期的平均值，故下式成立。



图 27 一般开关变换器的结构图

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = G\hat{Y} \quad (10)$$

而且，在记号 Y 上面加“ \cdot ”是表示一个周期的平均。这时， Y 依赖于 \hat{X} ，但是在低频成分时如果开关周期十分短的话， \hat{X} 几乎认为是恒定的。因此在这里把 \hat{X} 做成一定，把 Y 做成平均值。所以，式(10)就是在低频区的一般状态的方程式。

以下表示出了这种解析方法的顺序。

顺序 1：用直流电源替换低频用电感电流和电容电压。

顺序 2：对剩余的高频部分的变换电路，求出其稳定状态，确定一个周期的动作。

顺序 3：求出低频用电感电压和电容电流的一周期内的平均值。把它表示成为用顺序 1 替换的直流电源的函数。

顺序 4：把这个直流电源看成低频的状态函数，用式(10)求出基础方程式。

(2) 用于谐振型变换器

作为谐振型变换器代表性的例子，以电压谐振全波升压变换器为对象，解析其动作特性。

1) 基础方程式的导出

图 28 是电压谐振全波升压变换器的基本电路，为了解析简单化，作为内部损失只考虑电抗器的等效损耗电阻 r_L 。因此，如果如图那样取各种变量的话，则电抗的电压 v_L ，输出电容的电流 i_C 表示如下：

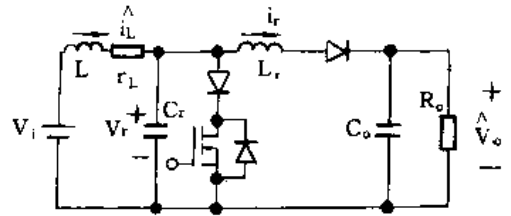


图 28 考虑阻抗损失的电压谐振全波升压变换器

$$v_L = \hat{V}_i - v_r - r_L \hat{i}_L, \quad i_C = i_r - \hat{v}_0 / R_0 \quad (11)$$

因此，为了求平均值 \bar{v}_L ， \bar{i}_C ，把 \hat{i}_L ， \hat{v}_0 看作常数，就可以求出 v_r ， i_r 的平均值。这样的谐振型变换器可以表示成图 29 的四个状态。在这里，导出求取相当于谐振电压、电流一个周期的平均值的如下式子：

$$\bar{i}_r = g \hat{i}_L, \quad \bar{v}_r = g \hat{v}_0$$

$$g(f_s, \alpha) = (f_s / \omega_n) \left\{ 2\pi - \sin^{-1} \alpha + \frac{\alpha}{2} + \frac{(1 - \sqrt{1 - \alpha^2})}{\alpha} \right\} \\ \alpha = \hat{v}_0 / Z_n \hat{i}_L \quad (12)$$

由式(11)和式(12)，可以表示成：

$$Y = \begin{bmatrix} \bar{v}_r \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i - g \hat{v}_0 - r_L \hat{i}_L \\ g \hat{i}_L - \hat{v}_0 / R_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -g \\ g & -1/R_0 \end{bmatrix} \hat{X} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (13)$$

$$\hat{X} = [\hat{i}_L \quad \hat{v}_0]^T$$

故由式(10)，得到

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = G\hat{Y} = A\hat{X} + BV_i \\ A = \begin{bmatrix} -r_L / L_0 & -g / L_0 \\ g / C_0 & -1 / C_0 R_0 \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} 1 / L_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

这样就成了电压谐振全波升压变换器的基础方程式。另外，对于电压半波谐振型的情况，只要替换成为如下式子就可以了。

$$g(f_s, \alpha) = (f_s/\omega_n) \left(\pi + \sin^{-1} \alpha + \alpha/2 + (1 + \sqrt{1 - \alpha^2})/\alpha \right) \quad (15)$$

2) 稳态特性的解析

在式(14)中，设 $d\hat{X}/dt=0$ ，就可得到如下的稳态特性：

$$\hat{X}_i = -A^{-1}BV_i, g_i = g(\alpha), \alpha_s = V_o/Z_n I_L \quad (16)$$

也就是说，如果设置 $\hat{X} = [I_L \ V_o]^T$ 的话，解析式(16)就可以得到：

$$V_o = (V_i/g_s)/(1 + r_i/g_s^2 R_0), I_L = V_o/g_s R_0 \quad (17)$$

在这里，全波场合就成了 $g_s \cong f_s/f_n$ 的简单形式，而半波场合，因 g_s 中包含 V_o ，必须进行数值计算。

3) 动态特性解析

为研究谐振型变换器的动态特性，应考虑如下的小信号模式，即对于 $F \rightarrow F + \Delta F$ ($F = f_s/f_n$)， $V_i \rightarrow V_i + \Delta V_i$ ， $R_0 \rightarrow R_0 + \Delta R_0$ 来说，则 $\hat{X} \rightarrow \hat{X}_i + \Delta \hat{X}$ ， $\alpha \rightarrow \alpha + \Delta \alpha$ ， $g \rightarrow g + \Delta g$ ，各变动部分和稳态值相比非常小。因此，把这样的式子代入式(18)，如果把变动部分的二次项忽略而线性化的话，可以得到如下对于谐振型变换器动态特性的基础方程式：

$$\frac{d\Delta \hat{X}}{dt} = A_s \Delta \hat{X} + B_F \Delta F + B_E \Delta V_i + B_R \Delta R_0 \quad (18)$$

在这个式子中进行拉普拉斯变换就得到了转移函数的表达式，表示谐振型变换器的动态特性方框图就是图 30 那样的情况。

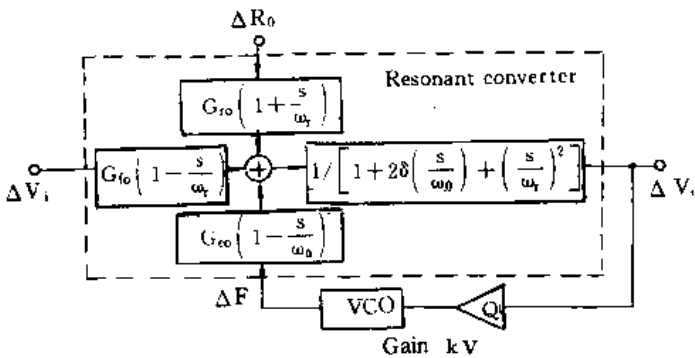


图 30 表示谐振型变换器小信号模型的方框图

(3) 各谐振型变换器的动态特性比较

对除复谐振型的标准型的谐振型变换器的动态特性加以比较。

首先，比较降压型、升压型、升降压型。所有的谐振型降压变换器，第一个转移函数 $G_c(s)$ 的零点 ω_z 是无穷大。同样，这个直流增益 G_{co} 的符号对于输入及其负载变化来说

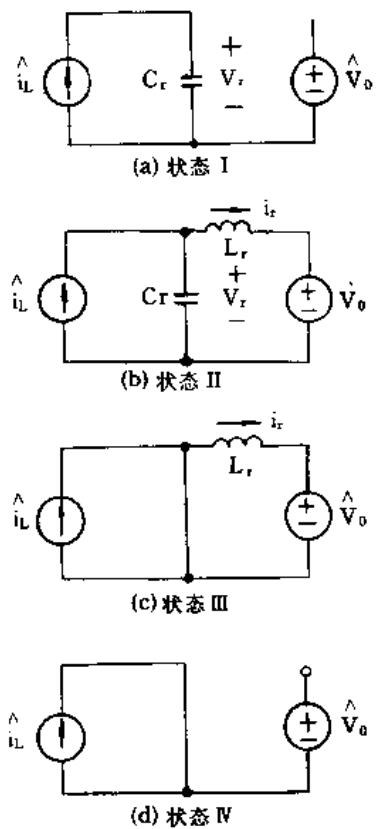


图 29 电压谐振全波升压形变换器的等效电路

是不变的，不存在不稳定特性。反馈电路在没有滞后的范围内通常是稳定的。

另一方面，关于升压型和升降压型，对各种类型 G_c 在右半平面具有有限的零点，这就是振荡现象不稳定的原因。同样，全波的升压型和升降压型变换器的记号 G_{c0} ，对于输入和负载变化来说有逆转的情况，这就是基于跳跃现象的不稳定的原因。特别是半波升降压变换器的输入输出转移函数在右半平面具有零点 ω_f ，这就是不存在 PWM 型或其他谐振变换器的特征。

其次，进行半波型和全波型的比较，半波型的特征是受谐振电路的特征阻抗的影响大。这就是所谓的无损耗的阻抗。不过，基于半波输出的阻抗如此大，如 PWM 型那样对电路内部损耗影响不大。另一方面，在全波型的场合这个特征阻抗几乎没有影响，这个特性大体上和 PWM 型是相同的。

以上，进行了各种变换器特性比较。所说特征基本上是在低频段。

近来，在日本已经出现了电压谐振全波变换器的真零电压开关化，用可变阻抗器的谐振频率控制，用多开关的谐振型变换器的 PWM 控制，用谐振电流电平或谐振电压电平降低开关应力等各种方案。同样，使用仅仅在开关时谐振来进行零电压开关的 PWM 变换器也有很多方案，它们正等待着今后有关研究者的商品化开发。

特定消谐 PWM 技术中非线性方程组解法的研究*

胡永焜 佟为明 翟国富 陈向阳 徐会明

(哈尔滨工业大学 150001)

摘要: 本文首先讨论了特定消谐技术 (Selective Harmonic Elimination) 与传统 SPWM 技术相比的优点, 然后研究了特定消谐技术中求解非线性方程组的有效方法, 通过按一定规律给出初值即可解出随基波变化的解的轨迹, 用此方法可求出开关角数小于 100 时的两组解。本文最后提出一种新颖、简单、实用的 SHE 技术的电路结构。

关键词: 特定消谐技术 (SHE) 非线性超越方程组 PWM 逆变器

一、引言

自从 H. S. Patel 和 R. G. Hoft 于 1973 年提出 SHE 技术以来^[1], SHE 技术一直受到关注^[2-6]。变频电源的性能主要取决于脉宽调制技术 (PWM) 控制策略的选取。与传统的载波式 SPWM 技术相比, SHE 技术主要的优点如下:

(1) 与 SPWM 技术相比, 逆变器的开关频率可降低三分之一左右, 这样就可以降低开关损耗, 这在大功率只能使用 GTO 等速度不高器件的场合很有意义;

(2) 由于输出电压、电流质量高, 这样可以降低对输入和输出滤波器的要求;

(3) 可以通过调制而提高装置的利用率, 通过计算得到的最大输出电压为 1.15 倍直流侧电压, 这比 SPWM 技术的大;

(4) 消除了低次谐波后, 这样会减少电流脉动、力矩波动等, 从而使整个系统性能提高。

但是, SHE 技术使用中在求解非线性超越方程组时所遇到的困难和大量存储的开关角数据的难度都一定程度上制约了它的普遍应用^[7]。本文下面总结出一套求解此非线性方程组的有效办法, 并且最后设计了一个更简单实用的电路。

二、物理模型

本文以最常用的三相半桥电压源型逆变器为模型 (图 1 所示) 来分析。其它结构形式只需在方程上稍加改动即可得出。

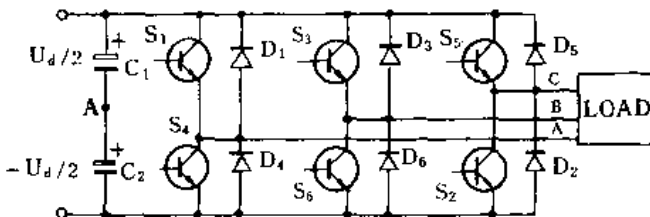


图 1 三相半桥电压源逆变器结构图

* 本课题为国家自然科学基金资助项目。

对于半桥电路，每个开关臂上只有两个开关状态是可控的，即对 A 相而言 S_1 开通、 S_2 关断或 S_1 关断、 S_2 开通。这样，若以直流侧电压中点 0 为参考点，可得出 A 相双极性的电压输出波形（图 2 所示）。B 相、C 相的电压波形只需对 A 相的波形移相 120° 、 240° 即可得到。

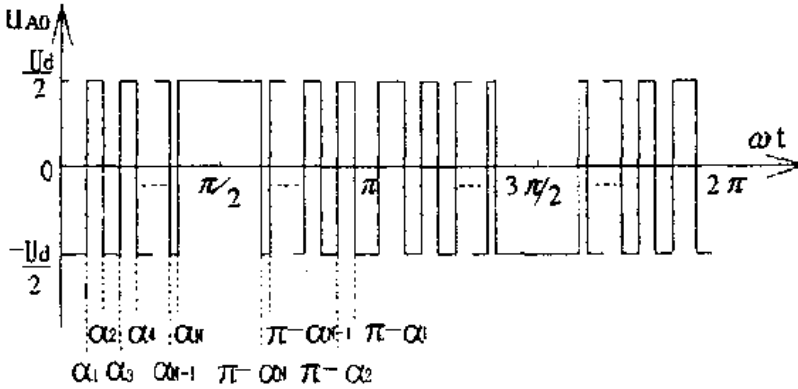


图 2 双极性电压源逆变器相电压波形

A 相电压的傅里叶级数表示为

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (1)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (3)$$

实际使用中，输出波形 $f(\omega t)$ 既是奇函数，又是奇谐函数，即 $f(\omega t)$ 具有四分之一对称的性质。

$$f(\omega t) = -f(\omega t + \pi) \quad (4)$$

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t) \quad (5)$$

这样可以使输出周期函数的傅里叶级数的余弦分量、直流分量和偶次正弦分量都自动消除。

(2)、(3)式由对称性可写为

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (6)$$

$$b_n = 0 \quad (7)$$

式中 α_k 为 $[0, \pi/2]$ 区间内的 N 个开关角， n 为基波和各次谐波的次数。对于三相对称系统而言，三的整数倍次谐波由于同相也自动消除。这样，(6)式中的 n 只有非三的倍数的奇数才有意义，即

$$a_n = 0 \quad (n = 1, 5, 7, 11, 13, \dots) \quad (8)$$

方程组(8)中有 N 个自变量 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ ，如果令 $N-1$ 个特定谐波 $a_n = 0$ ($n = n_1, n_2, \dots, n_{N-1}$) 并使基波分量 a_1 为一需要的值，就构造了用 N 个开并角（每四分之一周期）来消除 $N-1$ 个特定谐波的特定消谐技术。

三、方程解法

方程组(8)是非线性超越方程组,一般都使用牛顿迭代法等数值解法,而且收敛与否与初值的选取关系极大。

将方程组(8)简写成向量形式

$$\vec{f}(\vec{\alpha}) = \vec{0} \quad (9)$$

式中 $\vec{f} = [f_1, f_2, \dots, f_N]^T$, $\vec{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T$ 。

牛顿迭代法的解题步骤如下:

(1) 先给出初值

$$\vec{\alpha}^0 = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \dots, \alpha_N^0]^T \quad (10)$$

(2) 计算

$$\vec{f}(\vec{\alpha}^0) = \vec{f}^0 \quad (11)$$

(3) 对(11)式进行线性处理

$$\vec{f}^0 + \left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \alpha} \right]^0 d \vec{\alpha} = \vec{0} \quad (12)$$

式中

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \alpha} \right]^0 = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \dots & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_N} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \dots & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \\ \frac{\partial f_N}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_N}{\partial \alpha_2} & \dots & \dots & \frac{\partial f_N}{\partial \alpha_N} \end{bmatrix}_{\vec{\alpha} = \vec{\alpha}^0}$$

(4) 用高斯消去法解线性方程组(12);

(5) 用 $\vec{\alpha}^1 = \vec{\alpha}^0 + d \vec{\alpha}^0$ 代替 $\vec{\alpha}^0$ 作初值重复(1)~(4)步,直到所求自变量或函数满足一定精度。

若发生发散现象,需重新给初值。需要指出的是,正确的解必须满足约束条件 ($0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$) 计算中可以用此条件来衡量中间解的正确性,不符合则退出迭代并重新给初值。

解一个方程组已经很难保证收敛,而我们需要的是随基波变化下解的轨迹。所幸的是,通过简单情形的低阶问题的结果可以总结出一套有效的给初值的办法。

通过试探逐次逼近,解出了低阶5,7个开关角基波=0时的两组解。由于方程组中各项均任意次可微,似乎此方程组的解也应连续可微(后面的结果实际证明了这一点)。据此,以 $\alpha_1=0$ 时的解为基准,给 α_1 一个很小的增量,用牛顿迭代法可以很快收敛于新的解。依次递推,只要每次 α_1 的增量足够小,均能保证迭代收敛。通过大量尝试,得出了解给初值的规律:

(1) 第一组解的初值, 即 $\alpha_1=0$ 时的解有如下规律:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 0 \\ \alpha_2 &= \frac{120}{N+1} \\ \alpha_k &= \alpha_{k+1} = \frac{60(k+1)}{N+1} \\ \alpha_{N-2} &= \frac{60(N-1)}{N+1} \\ \alpha_{N-1} &= 60 \\ \alpha_N &= \frac{60(N+3)}{N+1} \end{aligned}$$

式中 $3 \leq k < N-1$, 且 k 为奇数, 每个角 α_k 在 α_1 变化的很大范围内都接近成一条直线, 只有在 α_1 接近 1 时才出现突变。

(2) 第二组解的初值有如下规律:

$$\begin{aligned} \alpha_k &= \alpha_{k+1} = \frac{120k}{N+1} \\ \alpha_N &= 60 \end{aligned}$$

式中 $1 \leq k \leq N-1$, 且 k 为奇数, 解的轨迹的规律基本同第一组解, 只是分布上稍有一些变化。

实践证明, 这两种给初值的办法是行之有效的。用此可以最多求解 $N=100$ 左右时的方程组, 这还是受机器速度和内存容量所限。图 3、图 4 分别是 $N=29$ 时两组解的轨迹, 图 5、图 6 分别为 $N=39$ 两组解的轨迹。表 1 为 $N=59$ $\alpha_1=0.75$ 时的开关角, 表 2 为 $N=69$ $\alpha_1=0.95$ 时的开关角。

在算法实现中, 有一些问题需要注意:

(1) 使用牛顿迭代法收敛性不好时, 应考虑使用其它改进的牛顿法 (如松弛型迭代法等) 来扩大收敛域, 但收敛速度要下降;

(2) 给初值时, 不能让任意两个角相等, 否则在解线性方程组时会出现奇异, 简单的做法就是让

$$\begin{aligned} \alpha_k &= \frac{60(k+1)}{N+1} - 0.01 \\ \alpha_{k+1} &= \frac{60(k+1)}{N+1} + 0.01 \end{aligned}$$

(3) 关于判断迭代结束精度的给定, 最好手工调整使其分配不同的权重, 这样做的原因有二: 一是对高次谐波的要求要比低次的松一些, 保证 0.5% 或 1% 的精度已足够; 二是放宽高次谐波的要求可以大大加速收敛。

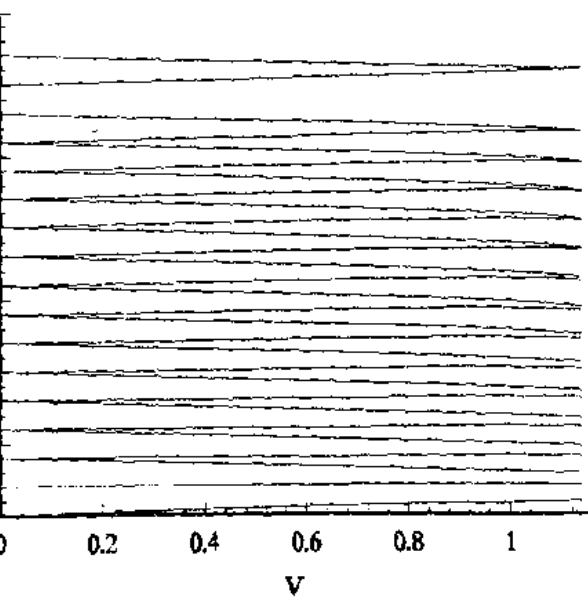


图3 $N=29$ 时开关角第一组解的轨迹

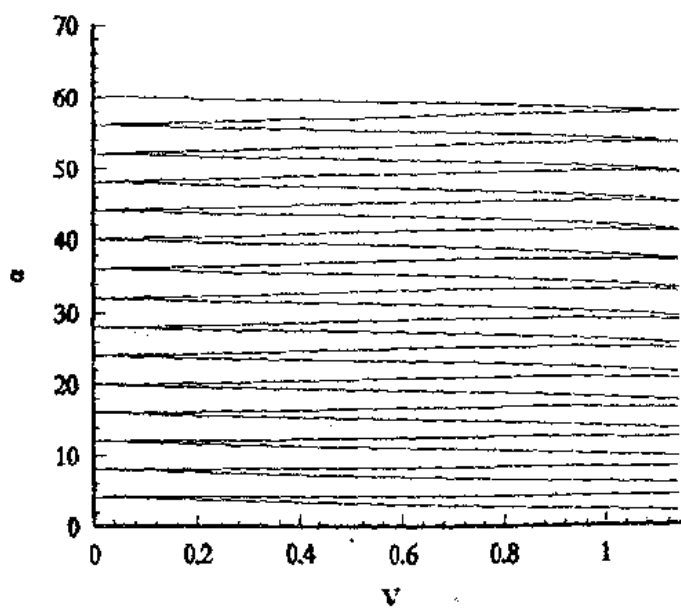


图4 $N=29$ 时开关角第二组解的轨迹

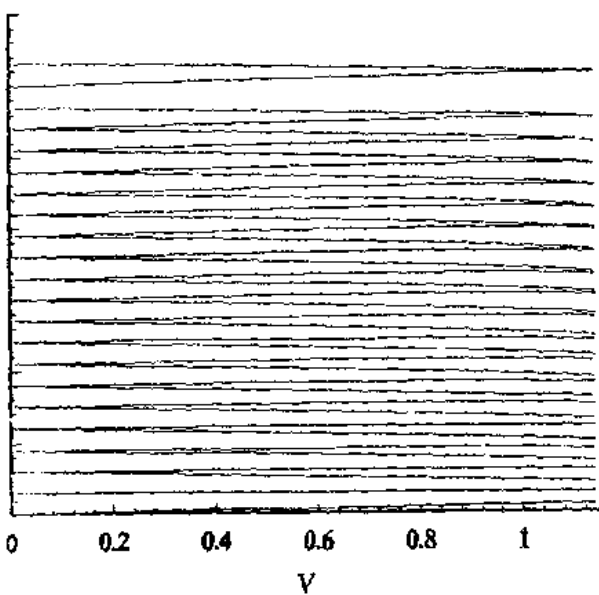


图5 $N=39$ 时开关角第一组解的轨迹

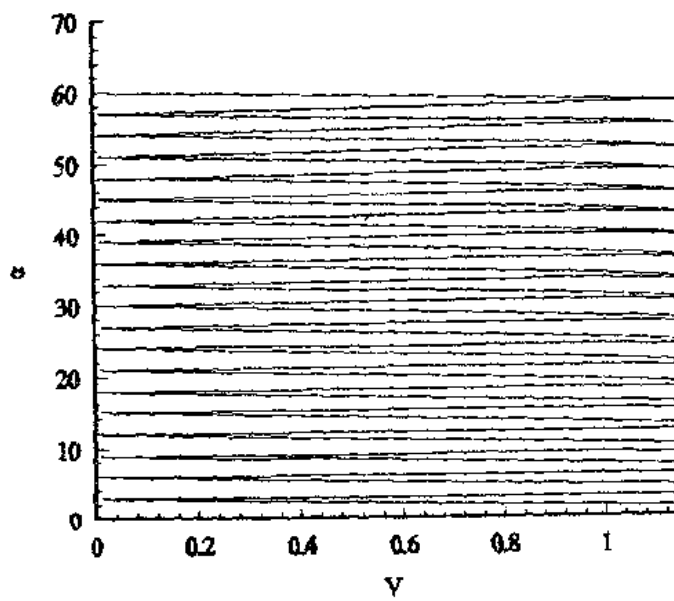


图6 $N=39$ 时开关角第二组解的轨迹

表 1 开关角 $N=59$ 基波 $\alpha_1=0.75$ 时的第二组解

1.352	2.040	3.349	4.074	5.342	6.105	7.334	8.133	9.326	10.160
11.317	12.183	13.308	14.210	15.299	16.233	17.291	18.257	19.284	20.279
21.277	22.301	23.271	24.323	25.266	26.344	27.261	28.366	29.258	30.386
31.256	32.407	33.255	34.427	35.255	36.447	37.257	38.467	39.259	40.486
41.263	42.505	43.268	44.524	45.274	46.542	47.281	48.560	49.289	50.577
51.299	52.594	53.309	54.610	55.321	56.625	57.333	58.640	59.346	

表 2 开关角 $N=69$ 基波 $\alpha_1=0.95$ 时的第一组解

0.702	1.752	2.717	3.490	4.420	5.228	6.122	6.964	7.824	8.599
9.526	10.434	11.228	12.168	13.930	13.901	14.633	15.634	16.336	17.367
18.040	19.100	19.745	20.833	21.451	22.566	23.158	24.298	24.865	26.031
26.574	27.764	28.284	29.497	29.995	31.230	31.708	32.964	33.422	34.697
35.137	36.431	36.853	38.165	38.571	39.899	40.290	41.633	42.011	43.368
43.733	45.103	45.456	46.838	47.181	48.573	48.907	50.308	50.634	52.043
52.363	53.777	54.093	55.512	55.823	57.246	57.555	60.713	61.020	

四、硬件实现

图 7 给出了一种新颖实用的集调频、调压于一体的电路原理框图。图中 16 位的 EPROM 其中有 6 位用来存放一个周期所有变化的开关状态，另外 10 位用来存放相对应的两个开关状态间的开关角度的量化值。在每个开关状态变化时刻，输出新的开关状态，同时将下一个状态的角度间隔值装入减法计数器，当减法计数到 0 时，对 EPROM 低位寻址的循环加法计数器加 1 指向下一个单元，开关状态发生变化，同时减法计数器自动重装，如此循环往复，来实现某一固定基波电压 α_1 、固定基波频率 f_0 下的逆变。只需切换 EPROM 的高位地址即可实现调压，改变计数频率 f_{CLK} 就可以调频。实际上这是一种实现任何 PWM 方法的比较简单实用的方法，且称之为“状态计数法”。

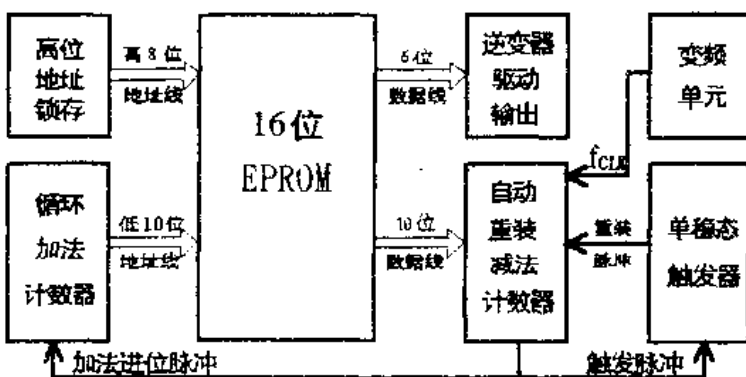


图 7 SHE 技术的一种硬件框图

五、结 论



通过对 SHE 技术的深入研究,找到了解非线性方程组的有效方法,共解出两组解,其中第二组解文献中未见报道。通过软件、硬件的设计使 SHE 这一很有前景的技术有望走向实用化。

参 考 文 献

- [1] H. S. Patel, R. G. Hoft. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters; Part I -- Harmonic Elimination. IEEE-IA, 1973, 9 (3); 310—317.
- [2] H. S. Patel, R. G. Hoft. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters; Part I -- Voltage Control Techniques. IEEE-IA, 1974, 10 (5); 666—673.
- [3] G. S. Buja, and G. R. Indri. Optimal pulsewidth modulation for feeding ac motor. IEEE-IA, 1977, 13 (1); 38—44.
- [4] I. Takahashi, and H. Mochikawa. A new control of PWM inverter waveform for minimum loss operation of an induction motor drive. IEEE-IA, 1985, 21 (3); 580—587.
- [5] F. C. Zach, R. Martinez, S. Keplinger, and A. Selsler. Dynamically optimal switching patterns for PWM inverter drives (for minimization of torque and speed ripple). IEEE-IA, 1985, 21(4); 975—986.
- [6] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and J. F. Lindsay Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics; A Critical Evaluation. IEEE-IA, 1990, 26 (2); 302—316.
- [7] M. A. Boost, P. D. Ziogas. State-of-the-Art Carrier PWM Techniques; A Critical Evaluation. IEEE-IA, 1988, 24 (2); 271—280.