



你知道吗?

电源学习和工作者也可以从电源百科得到帮助, 把您需要查找的问题输入检索框, 可以轻松找到相关学术著作, 把您需要查找的问题输入检索框, 可以轻松找到相关学术著作。

综合 | 新闻 | 技术 | 厂商 | 人才 | 百科 | 问答 | 论坛 | 博客

首页 >> 电源百科 >> 开关电源 >> 开关电源的基本理论与方法 >> 开关电源设计与应用实例 >> (英) Marth Brown 65W通用交流输入、多路输出反激式变换器

(英) Marth Brown 65W通用交流输入、多路输出反激式变换器

来源: 开关电源设计指南(原书第2版) 作者: Marth Brown 译者: 徐德鸿 沈旭 杨成林 周邓燕 出版社: 机械工业出版社

65W通用交流输入、多路输出反激式变换器

这种开关电源可以用于AC85~240V输入的电子产品中。这种特殊的开关电源可以提供25—150W的输出功率, 可以用在办公室小型分组交换机(PBX)等产品中, 电路见图72。

技术指标

输入电压范围: AC90~240V, 50 / 60Hz

输出: DC+5V, 额定电流1A, 最小电流750mA

DC+12V, 额定电流1A, 最小电流100mA

DC-12V, 额定电流1A, 最小电流100mA

DC+24V, 额定电流1.5A, 最小电流0.25A

输出电压纹波: +5V, $\pm 12V$: 最大100mV(峰峰值)

+24V: 最大250mV(峰峰值)

输出精度: +5V, $\pm 12V$: 最大 $\pm 5\%$

+24V: 最大 $\pm 10\%$

目标成本: 25.00美元, 100台, 批

系统保护和其他一些特性:

低电压输入限制: 该电源产品允许最低输入电压为AC85($1 \pm 5\%$)V。

微处理器掉电信号: 该电源系统在+5V输出端电压低于4.6($1 \pm 5\%$)V时, 提供一个集电极输出开路的信号。

“黑箱”预先估算(参见 [\(英\) Marth Brown开关电源中黑箱的考虑](#))

1. 总的输出功率: $P_o = 5V \times 1A + 2 \times 12V \times 1A + 24V \times 1.5A = 65W$

2. 估算输入功率: $P_{in} = P_o / \eta = 65W / 0.8 = 81.25W$ (式中, η 为效率)

3. 直流输入电压:

a. 从AC110V输入: $V_{in(L)} = AC90V \times 1.414 = DC127V$

$$V_{in(H)} = AC130V \times 1.414 = DC184V$$

b. 从AC220V输入: $V_{in(L)} = AC185V \times 1.414 = DC262V$

$$V_{in(H)} = AC240V \times 1.414 = DC340V$$

4. 平均输入电流:

a. 最大平均电流 I_{in} : $I_{in(max)} = P_{in} / V_{in(min)} = 81.25W / DC127V = DC0.64A$

b. 最小平均电流 I_{in} : $I_{in(min)} = P_{in} / V_{in(max)} = 81.25W / DC340V = DC0.24A$

注意: 一次绕组用#20AWG导线或采用其他相当规格导线。

5. 估算峰值电流: $I_{pk} = 5.5P_{out} / V_{in(min)} = 5.5 \times 65W / 127V = 2.81A$

6. 散热

基于MOSFET的反激式变换器的经验方法:

损耗的35%是由MOSFET产生, 60%是由整流部分产生。

估计的损耗为16.25W(效率为80%时)。

a. MOSFET: $P_D = (16.25W) (0.35) = 5.7W$

b. 整流部分: $P_{D(+5V)} = (5 / 65) (16.25W) (0.6) = 0.75W$

$$P_{D(\pm 12V)} = (12 / 65) (16.25W) (0.6) = 1.8W$$

$$P_{D(+24V)} = (24 / 65) (16.25W) (0.6) = 5.4W$$

注意: 这些损耗产生的热量是在自立式封装散热片的散热范围内——可以去申请耐热合金散热片的样品。

设计前的一些考虑

电路拓扑要用隔离型、多输出的反激式变换器, 以满足UL、CSA和VDE的安全规程。这些方面的考虑将影响到最后的封装、变压器以及电压反馈的设计。

控制器IC选用电流型控制的UC3843, 工作频率为50kHz。

设计变压器(参见 [\(英\) Marth Brown磁性元件的设计~反激式变压器的设计](#))

在这种场合下, 用得最普遍的是E-E型磁心。对于这种功率等级, 用每边约为1.1in (28mm)的磁心就足够了。这里选用Magnetics公司的“F”磁心材料(3C8铁氧体软磁材料)。

所选的磁心(Magnetics公司)型号为F-43515。EC磁心; PC-B3515-L1骨架。

1. 一次电感最小值为

$$L_{pri} = \frac{V_{in(min)} \delta_{(max)}}{I_{pk} f} = \frac{127V \times 0.5}{2.81A \times 50000Hz} = 452\mu H$$

2. 为防止磁饱和所要加的气隙为

$$l_{gap} = \frac{0.4\pi L_{pri} I_{pk} \times 10^9}{A_c B_{max}^2} = \frac{0.4 \times 3.14 \times 0.00045H \times 2.81A \times 10^9}{0.904cm^2 \times (2000G)^2}$$

$$= 0.044cm = 17mil$$

最接近这个气隙的磁心是A₁为100mH / 1000匝，气隙为67mil的磁心。最后选择的型号是：有气隙的型号为F-43515-EC-02；没有气隙的型号为F-43515-EC-00。

3. 一次绕组所需的最大匝数为

$$N_{pri} = 1000 \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}} = 1000 \sqrt{\frac{0.452mH}{100mH}}$$

$$= 67.2 \text{匝 (取67匝)}$$

4. +5V输出绕组所需匝数为

$$N_{sec} = \frac{N_{pri} (V_o + V_D) (1 - \delta_{max})}{V_{in(min)} \delta_{max}} = \frac{67 \text{匝} \times (5V + 0.5V) \times (1 - 0.5)}{127V \times 0.5}$$

$$= 2.9 \text{匝 (取3匝)}$$

5. 其余绕组所需匝数为

$$N_{sec2} = \frac{(V_{o2} + V_{D2}) N_{sec2}}{V_{o1} + V_{D1}}$$

±12V:

$$N_{12V} = \frac{(12V + 0.9V) \times 3 \text{匝}}{5V + 0.5V} = 7.03 \text{匝 (取7匝)}$$

+24V:

$$N_{24V} = \frac{(24V + 0.9V) \times 3 \text{匝}}{5V + 0.5V} = 13.6 \text{匝 (取14匝)}$$

绕组匝数确定后，再回头检查相应输出端的电压误差：

±12V: 11.93V，满足要求

+24V: 24.76V，满足要求

变压器绕线技术

由于变压器必须满足安全规程要求，这里用交错绕组的方法来绕制，见图68。为了满足VDE标准，一次侧和二次侧之间用了三层聚酯薄膜带，骨架边缘留了2mm的爬电距离，见图68。变压器绕组布置见图69。

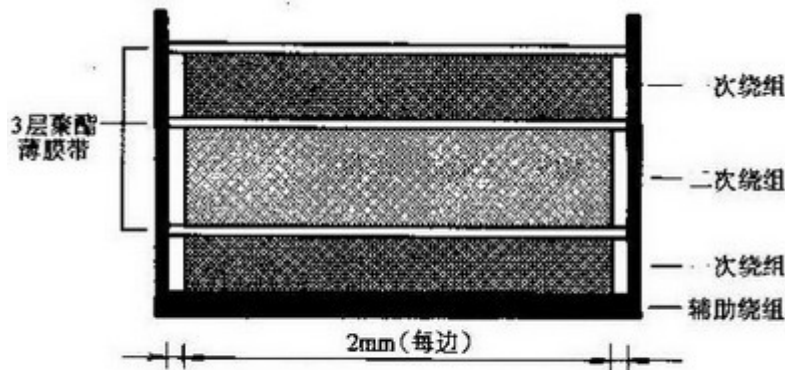


图 68 设计例中的变压器绕线技术

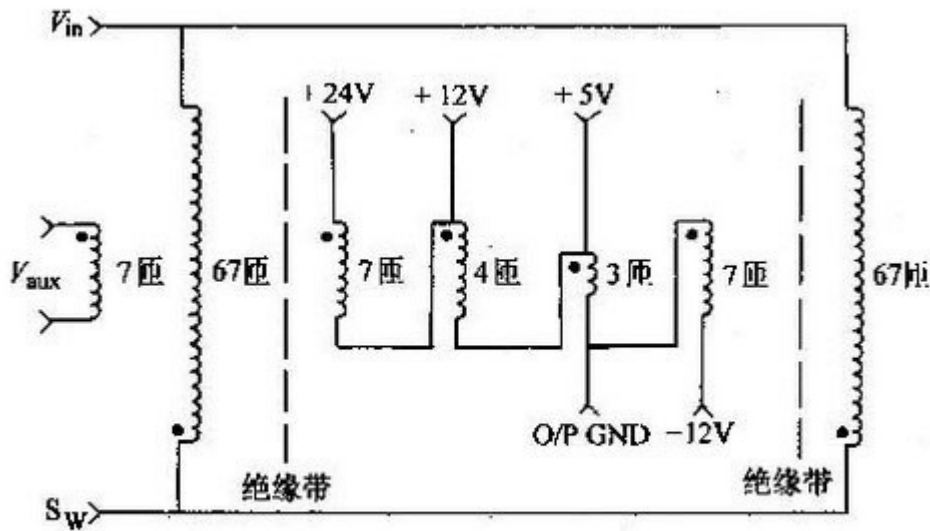


图 69 设计例中的变压器绕组布置

相应绕组的导线线翘加下。

一次绕组： #24 AWG，单股

+5V： #24 AWG，4股

+12V： #20 AWG，2股

-12V： #22 AWC，2股

+24V： #22 AWG，2股

辅助绕组： # 26 AWG，单股

绕组的绕线安排见图69。

设计输出滤波部分(参见 [\(英\) Marth Brown输出级的设计](#))

输出整流器。+5V输出：

$$V_R > V_{out} + \frac{N_{sec}}{N_{pri}} V_{in(max)}$$

$$= 5V + 3匝 / 67匝 \times 340V > 20.3V$$

IFWD: $I_F > I_{av} > 1A$, 选择P/N MBR340肖特基整流二极管。

±12V: 设计与上面相同, 选择MBR370。

+24V: 选择MUR420。

确定输出滤波器电容的最小值。

+5V输出:

$$C_{out(min)} = \frac{I_{out(max)} T_{off(max)}}{V_{ripple(desired)}}$$

$$= 1.5A \times 18\mu s / 100mV = 270\mu F$$

选用两个10V、150 μ F电容。

±12V输出:

$$C_{out} = 180\mu F$$

选用两个20V、100 μ F电容。

+24V输出:

$$C_{out} = 180\mu F$$

选用三个35V、47 μ F电容。

设计控制器驱动部分

选择功率半导体器件(参见 [\(英\) Marth Brown开关电源中黑箱的考虑](#))。功率开关管(功率MOSFET)要求:

$$V_{DSS} > V_{fbk} = V_{in(max)} + \frac{N_{pri}}{N_{sec}} (V_{out} + V_d)$$

$$= 340V + (67匝 / 3匝) \times (5V + 0.5V) > 462V$$

I_D : 约等于 I_{pk} , 即大于3A。

选用IFR740。

选择开关电源控制器IC。在这个例子中, 影响电源控制器IC选择的主要因素是: 需要有MOSFET驱动(图腾柱驱动), 单极性输出, 能把占空比限制在50%内, 电流型控制。工业上通常选择UC3845B。

设计电压反馈环(参见 [\(英\) Marth Brown电压反馈电路的设计](#))

电压反馈环要与输入电压和控制器IC隔离，可以用光隔离器进行隔离。为了减小光隔离器漂移的影响，二次侧要用到一个误差放大器，这个误差放大器可以用TIA31CP。图70给出了反馈电路的拓扑。

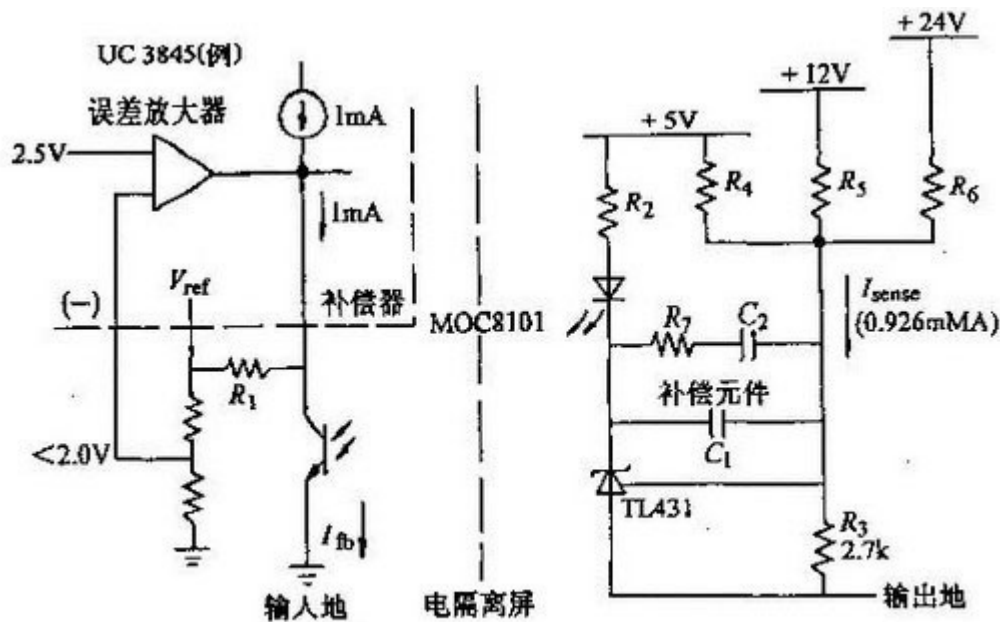


图 70 电压反馈电路

为了改善输出交叉调整性能，可以对每个正极性输出端都进行检测，这样可以有效地提高每个输出端在负载变化时的响应特性。

这部分的设计从控制IC开始，设计时把UC3845内部的误差放大器旁路掉，这就意味着光隔离器要能驱动原来由这个误差放大器所驱动同样的电路。由于误差放大器有一个1.0mA的电流源，为了使电路工作，TL431要从光隔离器的LED上抽取1.0mA，所有的控制电流都叠加在这个电流上。假定检测的值是1mA/V，这样 R_1 的值为

$$R_1 = \frac{5.0V}{5.0mA} = 1.0k\Omega$$

R_2 : (光隔离器LED的偏置电阻)为

$$R_2 = \frac{5.0V - (2.5V + 1.4V)}{6.0mA} = 183\Omega \text{ (取} 180\Omega \text{)}$$

检测电流大约取为1.0mA，这样 R_3 为

$$R_3 = \frac{2.5V}{1.0mA} = 2.5k\Omega \text{ (取} 2.7k\Omega \text{)}$$

实际检测电流为

$$I_{sense} = \frac{2.5V}{2.7k\Omega} = 0.926mA$$

现在要设计每个正极性输出端占反馈量的比例，以满足应用要求。+5V是给微处理器和HCMOS逻辑电路供电的，其误差要严格控制在0.25V以内。而+12V是给运算放大器和RS232驱动供电的，这部分电路对电源的变化相对来说不敏感。+24V输出端只要误差在±2V以内都可以接受，所以各部分检测电流占反馈量的比例如下：+5V占70%；+12V占20%；+24V占

10%。

+5V的检测电阻 R_4 为

$$R_4 = \frac{(5V - 2.5V)}{0.7 \times 0.926mA} = 3856\Omega (\text{取} 3.9k\Omega)$$

R_5 (+12V)

$$R_5 = \frac{12V - 2.5V}{0.2 \times 0.926mA} = 51295\Omega (\text{取} 51k\Omega)$$

R_6 (+24V)

$$R_6 = \frac{24V - 2.5V}{0.1 \times 0.926mA} = 232k\Omega (\text{取} 240k\Omega)$$

补偿器的元件参数在稍后进行设计。

电流检测电阻

接在功率MOSFET源极上的电流检测电阻大概值为

$$R_{sc} = \frac{V_{sc(max)}}{I_{pk}} = \frac{0.7V}{2.81A} = 0.249\Omega$$

在测试阶段，如果发现在最小输入电压下，电源无法提供满载功率，就需要减小该电阻值。

设计反馈补偿器

所有电流型开关电源的输出滤波特性都是单极点的，参见（[\(英\) Marth Brown开关电源设计指南附录B 反馈补偿器](#)）

在控制到输出特性中，+5V输出端的最低滤波极点频率为

$$f_{fp} = \frac{1}{2\pi \times (5V/0.75A) \times 300\mu F} = 79.6Hz$$

由于+5V占检测量的比例最大，但它的功率只占到输出功率65W中的5W，所以还要计算输出功率最大的输出端滤波器极点，并根据这个极点来设计补偿器。由于该滤波器极点频率比较低，也使补偿器的零点频率偏低，这样只能提高闭环的相位，但不利于系统的稳定。

$$f_{fp(24)} = \frac{1}{2\pi \times (24V/0.25A) \times 141\mu F} = 11.8Hz$$

系统的直流增益为

$$A_{DC(max)} = \frac{(340V - 5.0V)^2 \times 3 \square}{340V \times 1V \times 67 \square} = 14.77$$

该增益用分贝表示为

$$G_{DC(max)} = 20 \lg 14.7 = 23.4 \text{ dB}$$

假设由输出滤波电容的ESR引起的零点位置大致在20kHz处。

现在要安排误差补偿器的极点和零点的位置。在轻载时，输出滤波器的极点可以用一个零点进行补偿。

$$f_{ez} = f_{fp(\text{light load})}$$

$$f_{ep} = f_z(\text{ESR})$$

闭环系统的带宽要等于或小于10kHz。为了达到这个带宽，补偿器所要增加的增益为

$$G_{xo} = 20 \lg \left(\frac{10 \text{ kHz}}{11 \text{ Hz}} \right) - 23.4 \text{ dB} = 36.6 \text{ dB}$$

即绝对增益为63。

接下来是确定补偿器元件的参数。

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 3.9 \text{ k}\Omega \times 63 \times 20 \text{ kHz}} = 32 \text{ pF}$$

$$R_7 = 3.9 \text{ k}\Omega \times 63 = 240 \text{ k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \times 11.8 \text{ Hz} \times 240 \text{ k}\Omega} = 0.056 \mu\text{F}$$

设计输入EMI滤波 (参见 [\(英\) Marth Brown开关电源设计指南附录E 噪声控制和电磁干扰](#))

在这个例子中，EMI滤波器选用二阶共模滤波器。EMI滤波器的主要作用是滤除开关噪声和由输入线引入的谐波。滤波器的设计是从估计开关频率处所需的衰减量开始的。

假设在50kHz处所要达到的衰减量为24dB，这要求共模滤波器的转折频率为

$$f_c = f_{sw} 10^{\left(\frac{\text{Att}}{40}\right)}$$

式中，Att是开关频率处所需衰减量的负dB值。

$$f_c = 50 \text{ kHz} \times 10^{\left(\frac{-24}{40}\right)} = 12.5 \text{ kHz}$$

阻尼因数不应小于0.707，这样可以保证在转折频率处有-3dB的衰减量，不会因振荡而产生噪声。另外，由于安全规程中是用电源阻抗模拟网络(LISN)进行测试的，所用的输入阻抗为50 Ω ，所以这里假设输入的阻抗也为该值。下面来计算滤波器的共模电感和“Y”联结的电容值：

$$L = \frac{R_L \zeta}{\pi f_c} = \frac{50 \Omega \times 0.707}{\pi \times 12.5 \text{ kHz}} = 900 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 12.5 \text{ kHz})^2 \times 900 \mu\text{H}} = 0.18 \mu\text{F}$$

在实际中，电容值并不允许取得这么大，能通过交流漏电流测试的最大电容值是0.05 μF ，这个值只有计算值的27%。所以，电感值要增大360%，以维持转折频率不变。因而电感值要取3.24mH，阻尼系数也相应变成了2.5，不过这个值还是可以接受的。

共模滤波电感(变压器)在市场上有现货可以买到，最接近的型号是E3493。通过这个滤波器的设计，使500kHz~10MHz的谐波至少有-40dB的衰减量。如果在EMI测试阶段中发现还要加滤波器时，可以再加一个三阶的差模滤波器。

最终的幅频和相频特性见图71，电路图见图72。

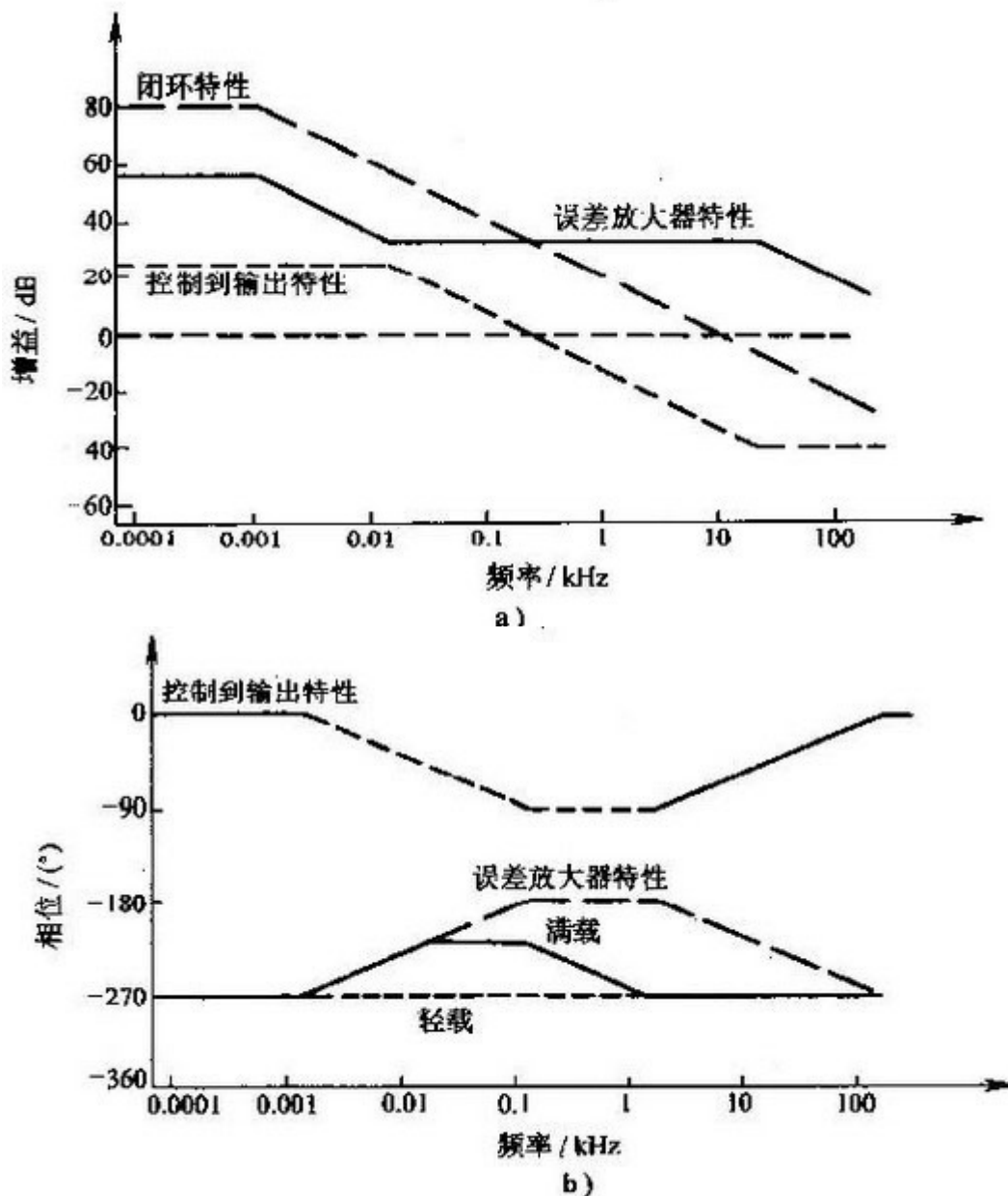


图 71 例中的幅频和相频特性
a) 电源的幅频特性 b) 电源的相频特性

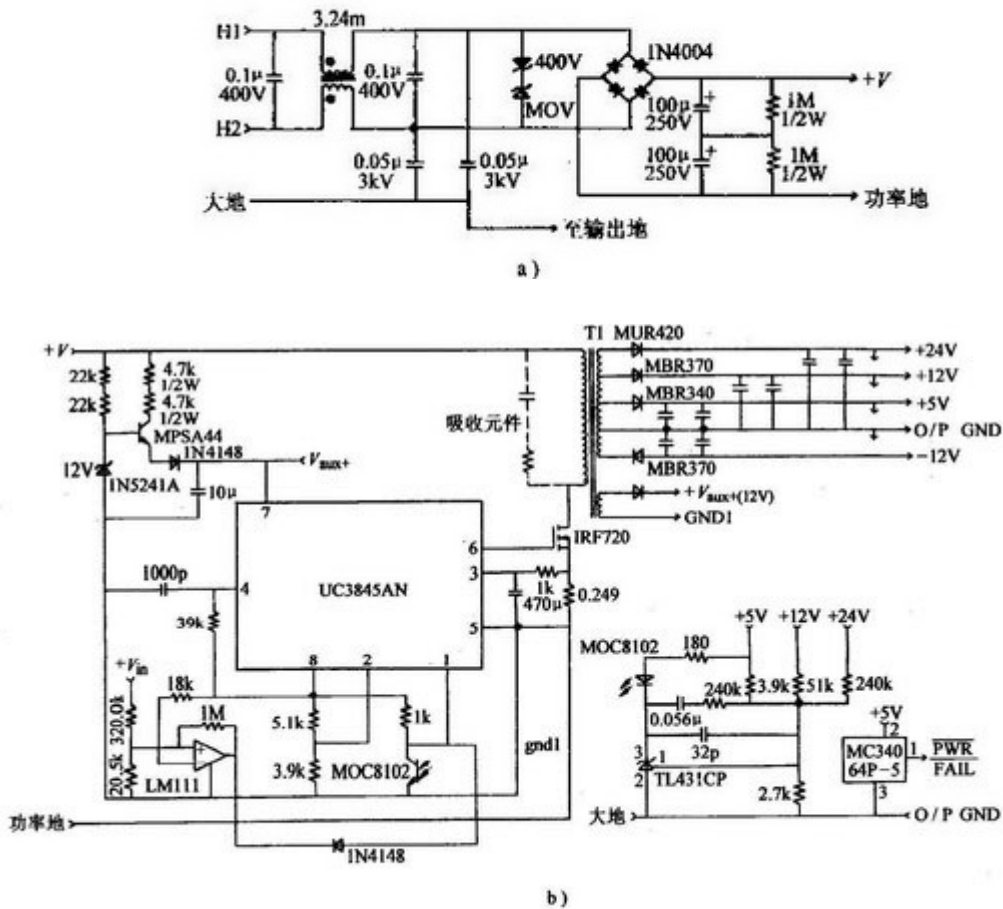


图 72 65W 离线反激式变换器
a) 交流输入部分 b) 变换器电路

“(英) Marth Brown 65W通用交流输入、多路输出反激式变换器”被以下作者和译者提及:

相关作者

[Marth Brown](#)

相关译者

[徐德鸿](#) [沈旭](#) [杨成林](#) [周邓燕](#)

“(英) Marth Brown 65W通用交流输入、多路输出反激式变换器”相关信息最新收录

- [\(美\)Billings常用离线开关电...](#)
- [\(美\)Billings功率开关管的驱...](#)
- [\(美\)Billings高压晶体管的抗...](#)
- [\(美\)Billings交叉导通...](#)
- [\(美\)Billings供电故障报警电...](#)
- [\(美\)Billings开关电源启动时...](#)
- [\(美\)Billings 开关型变压器...](#)
- [\(美\)Billings 稳压电源的并...](#)
- [\(美\)Billings静电屏蔽...](#)
- [\(美\)Billings半桥变换器...](#)
- [\(美\)Billings关于交流供电线...](#)
- [\(美\)Billings双极型晶体管的...](#)
- [\(美\)Billings缓冲网络...](#)
- [\(美\)Billings输出滤波器...](#)
- [\(美\)Billings多输出变换器的...](#)
- [\(美\)Billings开关电源的电磁...](#)
- [\(美\)Billings开关电源的过电...](#)
- [\(美\)Billings双倍磁通...](#)
- [\(美\)Billings有源功率因数校...](#)
- [\(美\)Billings有源功率因数校...](#)

网友评论: 当前评论: [0] 条 [查看所有评论](#) [我要发表评论](#)

发表评论： 用户名 密 码

验证码  如果图片不清晰，可点图片刷新

- 您将承担一切因您的行为、言论而直接或间接导致的民事或刑事法律责任
- 留言板管理人员有权保留或删除其管辖留言中的任意内容
- 本站提醒：不要进行人身攻击。谢谢配合。

文



章评

论

暂无评论!

[我也要](#)

[发表评](#)

[论>>](#)

[网站简介](#) | [广告业务](#) | [联系方式](#) | [帮助信息](#) | [本站招聘](#) | [版权信息](#) | [法律声明](#)

电源行业门户 | @ 2007 电源中国 版权所有 | 宁ICP证041284号

Copyright © 2007 www.cn-pe.com 本网站所有内容均受版权保护 [流量统计](#)

未经版权所有人明确的书面许可，不得以任何方式或媒体翻印或转载本网站的部分或全部内容