

经验介绍

开关电源功率因数校正技术及功率级设计

空军电讯工程学院 侯振义 侯传教

摘要:本文较详细地分析了普通开关电源功率因数过低的原因及产生的危害,简要分析了各类功率因数校正电路的工作原理及主要优缺点,还介绍了功率因数校正主回路的设计方法。

关键词:峰值电流控制 平均电流控制 电荷控制

1. 低功率因数的产生及危害

功率因数是指交流电路中有功功率和视在功率的比值。普通正弦交流电路的功率因数是电压和电流之间相角差的余弦,而开关电源以及一切采用整流滤波方式从电网获得直流电压的设备,功率因数就再不能用电压和电流之间的相角差来衡量,因为在这些设备中,只在输入电压的峰值处产生电流,输入电流呈脉冲波形。

开关整流器的输入级电路如图 1 所示,对

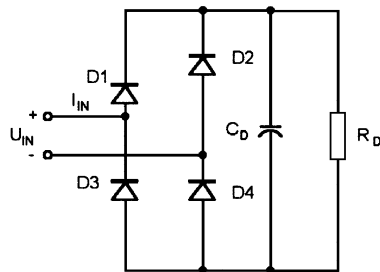


图 1 开关整流器的输入级电路

电网而言,开关整流器是一种非线性负载,即使电网电压 V_N 为正弦波,网侧电流 I_{IN} 也为非正弦波(如图 2 所示),该电流中包含大量谐波分量。

输入级向电网吸取的有功功率为:

$$P = \sum_{n=1} U_n I_n \cos\phi_1 + \sum_{n=2} U_n I_n U \cos\phi_1$$

式中: n 为谐波次数; U_n 为 n 次谐波电压

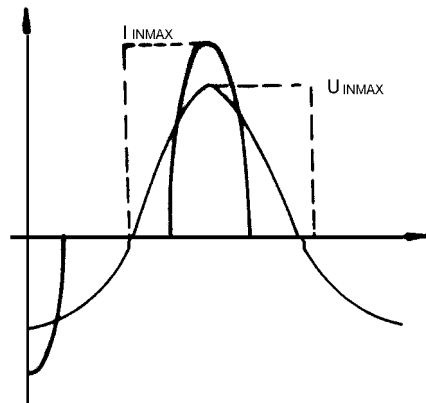


图 2 开关整流器的波形

的输入兼容,可直接测出传感器的频率。

参考文献

- 1、孙肖子、刘刚,《Motorola 传感器及其应用》,北京,电子工业出版社,1996. 1
- 2、何立民,《MCS - 51》单片机应用系统设计》,北京,航空航天大学出版社,1990。

咨询编号:980613

表 2 脉冲数与圆周长度对应表

被测脉冲数	圆周长度 (mm)
4500	24.40
4460	24.30
4420	24.20
4380	24.10

有效值; I_n 为 n 次谐波电流有效值; $\cos\phi_n$ 为 n 次谐波的相移因数。显然, 上式中第一项为基波有功功率, 设电网电压 U_{IN} 表示为 $U_{IN} = U_m \sin t$; 应有:

$$P = U_1 I_1 \cos\phi_1$$

即 $U_n I_n \cos\phi_n = 0$; 网侧功率因数 可表示为: $\frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos\phi_1}{U_1} = \frac{I_1}{I} \cos\phi_1$

$$(U = U_1)$$

式中: U 为电网电压有效值, U_1 为基波电压有效值, I_1 为网侧基波电流有效值, I 为网侧电流有效值, 且可表示为:

$$I = \sqrt{I_n^2 = I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} (I_n/I_1)^2}$$

则: $\frac{P}{S} = \cos\phi_1 \left[1 + \sum_{n=2}^{\infty} (I_n/I_1)^2 \right]^{-1/2} = \cos\phi_1$ (1)

$$\text{式中, } \frac{I_1}{I} = \left[1 + \sum_{n=2}^{\infty} (I_n/I_1)^2 \right]^{-1/2}$$

该式表明, 在所设条件下, 非正弦电路输入端功率因数 可视为电流正弦因数 和基波相移因数 $\cos\phi_1$ 的乘积。电流谐波含量越高, 值越小, 则 越低。若网侧电流为正弦波, 则 $\frac{I_1}{I} = 1$, $\frac{P}{S} = \cos\phi_1$ 。可见, 由于图 2 所示电流严重畸变, 尽管基波相移因数很高, 但电流正弦因数 较低, 故网侧功率因数很低。同时, 这种脉冲电流还使电网电压严重削波, 在电网上造成大量谐振成份, 不仅降低了供电效率, 还对电网和其他用电设备造成严重谐波污染及干扰。

2. 开关电源功率因数校正技术

2.1 功率因数校正电路分类

开关电源功率因数校正 (Power Factor Correct 简称 PFC) 电路分无源 PFC、有源 PFC 及高频有源 PFC 三类。

无源 PFC 技术利用电感和电容组成滤波器, 将输入电流进行相移及整形, 以便使功率因数为 1。这种方法是早期针对小功率设备提出的, 并且体积庞大、笨重, 无法实现高功率因

数。

有源 PFC 电路由有源开关、电感 L 及控制电路组成, 工作原理是: 在输入交流零点处, 有源开关开通, 电感 L 有储能电流, $1 \sim 2\text{ms}$ 后有源开关关断, 电流从电感 L 传输到整流滤波电路, 锯齿波信号由零交叉信号同步, PWM 将误差信号与斜坡信号比较后驱动有源开关, 误差信号正比于交流电压有效值和输出电压, 调节有源开关导通时间, 维持输入交流电压幅值和直流输出电压间最佳关系, 从而改善输入电流波形。这种方法效率较高, 但工作频率低, 电感体积大, 目前应用范围较小。

高频有源 PFC 电路 DC/DC 变换器组成, 工作原理是: 输入交流电压信号经取样, 与误差放大器输出相乘, 产生 PWM 驱动信号, 控制开关管的导通与截止。开关管导通时, 二极管截止; 开关管截止时, 二极管导通。二极管导通时, 电流向滤波电容充电, 在交流电压的半周期内, 电感 L 的高频振荡电流的频率是不断变化的, 但峰值电流的包络曲线时刻跟踪交流电压的变化, L 平均电流在开关周期很小时接近正弦波形。

高频有源 PFC 电路比较复杂, 要求较高, 功率因数可达到 0.99 以上, 谐振电流含量小于 10%, 输入电压范围为 $90 \sim 270\text{V}$, 输出电压稳定, 磁性元件体积小, 目前应用十分广泛。近年来大量 PFC 集成电路问世, 不仅大大简化了 PFC 电路还减小了体积。

2.2 高频有源 PFC 技术

根据不同的控制电路, 高频有源 PFC 电路可分为: 峰值电流控制技术、平均电流控制技术、电荷控制技术等。

2.2.1 峰值电流控制技术

(1) 双基准开关控制技术 (BBH)

双基准开关控制技术也称变频峰值电流控制技术。工作原理为: 输出电压与电压基准比较后, 作为电流基准再与电流采样信号比较, 然后控制开关管的通断, 达到提高功率因数的目的。

该技术的缺点是：开关频率受负载影响较大，输出滤波器优化设计困难。

(2) 定频峰值电流控制技术(PCM)

工作过程为：当电感电流达到电流基准以前，开关一直处于导通状态。电流基准为全波整流电压的取样值与电压误差放大器的输出相乘。一旦电感电流达到电流基准，比较器输出关断信号，使开关截止。以后定频时钟再次接通开关，重复上述过程。当交流电网电压从零变至最小值时，占空比也由最大值（通常为0.95）变至最小值（峰值电压附近），因此可能产生谐波振荡现象。为克服这一现象，在比较器的输入端应加入斜坡补偿函数。

PCM 技术克服了BBH 技术变频控制的缺点，但在电网电压零点附近输入电流波形失真较大。

2.2.2 平均电流控制技术(ACM)

功率级电路原理如图3所示。

工作过程为：输出电压经分压后与参考电压比较，再经电压环补偿网络处理后得到 V_E ，它与输入电压的衰减值 $V_{IN} | \sin t | / K$ 相乘，乘积与输入电流采样值一起经电流环补偿网络处理后，进入PWM 发生器，产生主开关通断控制信号。因为控制信号是按占空比周期性变化的信号，所以得到的输入电流波形可跟随输入电压整流后的波形。开关频率远大于输入电压频率时，输入电流波形为与输入电压同相的正弦波形，功率因数接近1，通常可达到0.955以上。

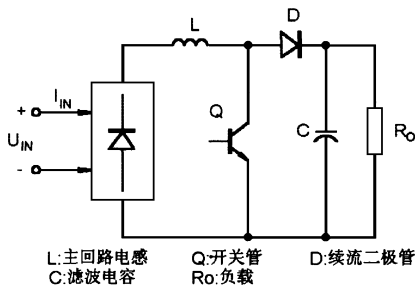


图3 功率级电路原理图

ACM 与 PCM 的区别在于：一是取样信号不同，PCM 技术取样开关管的电流信号，ACM 则取样电感电流；二是 ACM 增加了一个电流补偿环。

2.2.3 电荷控制技术

电荷控制技术不属于高频有源 PFC，它是最近提出的一种新型控制技术。工作过程为：在第一开关周期的开始处，用定频时钟开通功率级的有源开关，对开关电流取样和积分，当积分电容上的电压达到控制电压时，关闭功率开关，并同时开通另一辅助开关，使积分电容迅速放电，这一状态一直维持到出现下一个时钟脉冲。由于控制信号实际上为开关电流在下一个周期内的总电荷，因此称为电荷控制，又因开关平均电流和开关电荷成正比，故又称开关电流平均值控制技术。在降压及升降压变换器中，开关电流即为输入电流，所以电荷控制技术是功率因数校正控制的合适技术，它既可使输入因数达到1，又可稳定输出电压，因此电荷控制技术作为一种新兴技术将会得到迅猛发展和广泛的应用。

从上面的分析可知，平均电流控制技术目前技术成熟、应用广泛，本文将讨论该技术的功率级设计。

3. 功率因数校正电路设计

若输出功率为100W，市电最低输入电压为80V（一般为220V），输出电压 V_o 为400V，设计过程如下：

3.1 开关频率

通常，开关频率的选择要满足下列条件：一是要使失真减至最小程度；二是要使器件效率高。本设计中选开关频率为70kHz。

3.2 选择电感

假定电路具有理想的效率， $P_i = P_o (MAX)$ ，则最大网侧输入峰值电流为：

$$I_{PK} = \frac{\sqrt{2} \times P_o}{V_{I(MIN)}} \tag{2}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 100}{80} = 1.77 \text{ A}$$

电流纹波以峰值电流的 20% 计, 故 $I_{p-p} = 0.35 \text{ A}$, 在稳态情况下, 在功率开关每次切换中, 电感和电容应无能量积累, 则

$$D = \frac{V_P (\sin \omega t + \frac{D}{K})}{V_C(t)} \quad (3)$$

据式 (3) 可决定最低输入电压峰值处的 D 的值:

$$D = \frac{V_P}{V_O} = \frac{\sqrt{2} \times 80}{400} = 0.28 \quad (4)$$

功率开关的占空比为 $D = 1 - D = 0.72$

当功率开关的切换频率确定以后, 主回路和电感可按下式求得:

$$L_{PK} = \frac{V_{IPK(MIN)} D}{f_s I_{P-P}} I_{PK} = \frac{\sqrt{2} \times 80 \times 0.72}{70 \times 10^3 \times 0.35} = 3.32 \text{ mH}$$

取为 3.5mH。

3.3 输出电容

输出电容一般根据输出功率选取, 通常每瓦约需 $1 \sim 2 \mu\text{F}$, 考虑到电路维持时间要求, 实际电容值可按下式计算:

$$C_o = \frac{2P_o t}{V_o^2 - V_{o1}^2} \quad (5)$$

式中 V_{o1} 为最低输出电压。若维持时间为 34ms, 最低输出电压为 350V, 则输出电容 C_o 应为 $180 \mu\text{F}$ 。

3.4 开关和二极管

二极管应选用高速高压肖特基二极管, 反向恢复时间为 35ns, 击穿电压为 $600 \text{ V}_{\text{DC}}$, 额定电流为 3A。功率 MOSFET 击穿电压为 $500 \text{ V}_{\text{DC}}$, 额定电流为 23A。

3.5 电流取样

本设计中采用电阻采样, 电流取样电阻 R_s 两端峰值电压不能大于 1V。总峰值电流为 $I_{PK} + 0.5 I_{p-p} = 1.77 + 0.5 \times 0.35 = 2 \text{ A}$, 故 $R_s = 1 \text{ V} / 2 \text{ A} = 0.5 \Omega$, 实际取 0.6 Ω 。

3.6 峰值电流限制

选取峰值电流限流电阻 R_{PK1} 和 R_{PK2} 时, 一般要考虑峰值的过载量, 设过载量为 0.4A, 则过载峰值电流为 2.4A, 此时过载电压为: $V_{SO} = 2.4 \times 0.6 = 1.44 \text{ V}$, 取 $R_{PK} = 10 \text{ k}\Omega$; 则:

$$R_{PK2} = \frac{V_{SO} R_{PK1}}{V_{ORF}} = \frac{10 \times 1.44}{7.5} = 1.92 \text{ k}\Omega \quad (6)$$

实际取 $R_{PK2} = 1.9 \text{ k}\Omega$ 。

咨询编号: 980614

(上接 P32) JNB TI, \$; 等待发送完毕
CLR TI ; 清 TI 标志, 允许再发
RET

(2) 硬件译码编程:

若采用 B 码译码显示 “HEL P7219” 字符串, 对应的编码分别为: 0CH、0BH、0DH、0EH、07H、02H、01H、09H。8 个数据字节存于 50H 开始的单元中, 程序如下:

```
SHOW: CLR P1.0 ; LOAD 置低
      MOV A, # 09H ; 译码模式控制字
      LCALL CHANGE
      MOV A, # FFH ; B 码硬件译码
      SETB P1.0 ; 置 LOAD 为高, 锁存硬件译码控制字
      ACALL DISPLAYS ; 显示 8 位数据
```

(以下从略)

在使用 MAX7219 时, 为了减少峰值驱动电流引起的电源波动, 在电源输入端和地线之间应接入 $10 \mu\text{F}$ 电解电容和 $0.1 \mu\text{F}$ 独石电容。在显示数据时, 可以控制段电流 I_{set} 的大小, 如每 8ms 工作后停止 2ms, 以减少 MAX7219 产生的噪声。

MAX7219 已用于血氧监护仪的脉搏强度柱状图显示及血氧、脉率的 LED 显示, 节省了许多锁存器、译码器及驱动器, 大大提高了仪器显示器部分的集成程度。

咨询编号: 980610