

doi:10.3969/j.issn.1563-4795.2010.08.022

# 单相PWM整流器的高品质输入电流实现

吴伟红, 粟梅

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 给出了一种基于Matlab/Simulink来建立双闭环单相PWM整流器仿真模型的实现方法, 提出了一种可以有效改善PWM整流器输入电流波形的的设计方法。仿真结果表明, 该方法对输入电流中的三次谐波分量能够起到明显的抑制作用, 可以得到高质量的输入电流波形。

关键词: 单相PWM整流器; 三次谐波; 改善输入电流波形

## 0 引言

单相PWM整流器相对于三相PWM整流器来说, 所需要的功率开关器件少, 造价低廉, 适合在中小功率场合使用。为此, 本文从单相PWM整流电路出发, 通过控制方法的改进及控制算法的优化, 同时利用电压外环PI控制器的自动调节能力, 提出了一种简单有效的改善输入电流波形, 以滤除三次谐波的设计方法, 同时给出了基于Matlab/Simulink建立的仿真模型。仿真结果表明, 该方法能够有效抑制输入电流中的三次谐波。

## 1 PWM整流电路的控制方法

单相全桥PWM整流器拓扑结构采用具有4个功率开关管的H桥结构。图1所示是该单相全桥PWM整流器的拓扑结构。由图1可见, 该结构由主电路开关管S1~S4、交流侧电感L、等效电阻R<sub>s</sub>、直流侧电容C<sub>d</sub>和负载R<sub>l</sub>组成。

单相电压型PWM整流器控制系统的结构框图

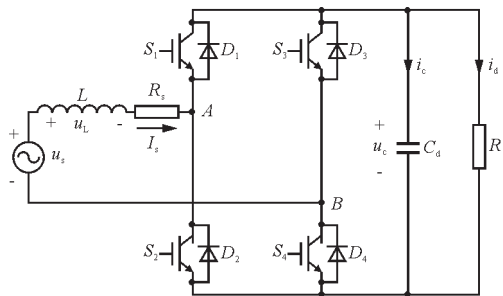


图1 单相全桥PWM整流器的拓扑结构图

如图2所示, 图中, 电流内环指令*i<sub>s</sub><sup>\*</sup>*由电压外环PI调节器输出与同步信号合成而得。当负载电流增大时, 直流侧电容C放电使其电压*u<sub>dc</sub>*下降, PI调节器的输入出现正偏差, 则使其输出*I<sub>m</sub>*增大, *I<sub>m</sub>*的增大又会使输入电流增大, 也使直流侧电压回升, 从而到控制效果。当负载电流减小时, 调节过程和上述过程相反。

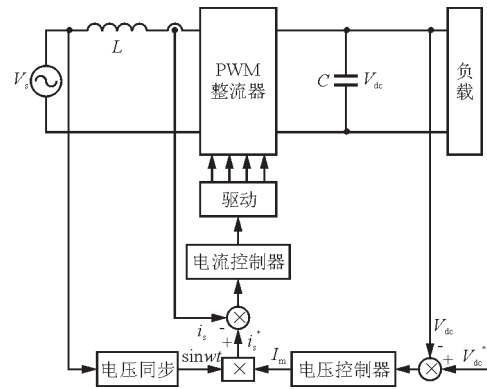


图2 PWM整流器的控制系统结构框图

## 2 仿真实现

仿真时, 可以基于Matlab/Simulink来建立仿真模型, 其主电路参数选择为: 交流侧电感L选1.8 mH, 等效电阻R<sub>s</sub>=0.06 Ω、直流侧电容C<sub>d</sub>=2.0 μF、负载R<sub>l</sub>=25。输入电压取幅值为100 V的正弦交流信号, 输出直流参考为200 V。输入电流的仿真结果如图3所示, 图4所示是其输入电流快速傅里叶分析图 (FFT)。

上述仿真结果表明, 单相PWM整流器的输入电压和输入电流基本同相位, 从而实现了单位功率因数整流。其输入电流近似为正弦波形, 但

收稿日期:2010-03-09

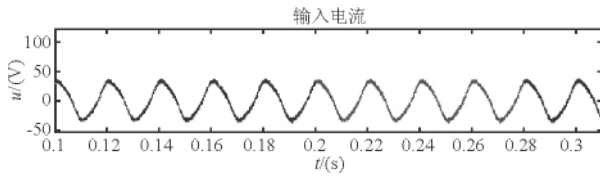


图3 输入电流仿真结果波形图

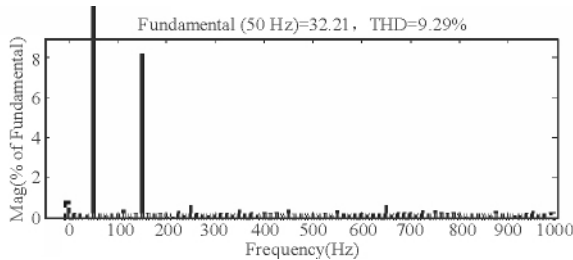


图4 输入电流的FFT分析图

是，谐波畸变率达到了9.29%，其中主要是三次谐波。

### 3 输入电流波形的改善

从图3所示的输入电流波形仿真曲线可以看出，输入电流畸变比较严重，而从图4中的快速傅里叶分析 (FFT) 可知，而输入电流中除了基波成分外，还含有大量三次谐波。基于功率守恒原理可以计算得到输出直流电压  $u_{dc}$  与输出直流电压平均值  $\overline{u_{dc}}$ 、角频率  $\omega$ 、直流侧电容  $C$  以及负载  $R$  有如下关系：

$$u_{dc} = \overline{u_{dc}} - \frac{\overline{u_{dc}}}{2\omega CR} \cos(2\omega t) \quad (1)$$

为了简化分析，假设电压环的PI控制器只含有比例环节  $k_{up}$ ，那么，经过电压控制器得到的指令电流的幅值为：

$$I_m = (u_{dc-ref} - \overline{u_{dc}}) k_{up} + \frac{\overline{u_{dc}}}{2\omega CR} * k_{up} \cos(2\omega t) \quad (2)$$

指令电流为：

$$i_s^* = I_m \sin(\omega t) = (u_{dc-ref} - \overline{u_{dc}} + \frac{\overline{u_{dc}}}{4\omega CR}) k_{up} \sin(\omega t) + \frac{\overline{u_{dc}}}{4\omega CR} k_{up} \sin(3\omega t) \quad (3)$$

由式 (1) ~ (3) 可得，输出直流电压  $u_{dc}$  中的二次谐波使得指令电流  $i_s$  的幅值  $I_m$  含有一定量的二次谐波，因此直接导致指令电流  $i_s$  含有三次谐波。假如式 (2) 中的指令电流幅值  $I_m$  不含二次谐波，那么，指令电流  $i_s$  中的三次谐波就可以完全消除。本文利用电压外环PI控制器的自动调节能力，提

出了一种简单有效的方法，以期对  $I_m$  每隔  $T_s/2$  周期进行一次采样保持，其仿真结果验证了该方法的可行性。

输入电流的滤波原理如图5所示。若对指令电流  $i_s$  的幅值  $I_m$  进行采样，在  $T_A$  时刻，采样点为图中的A点，二次谐波相位为  $\varphi$ ，那么有：

$$I_A = (u_{dc-ref} - \overline{u_{dc}}) k_{up} + \frac{\overline{u_{dc}}}{2\omega CR} * k_{up} \cos\varphi \quad (4)$$

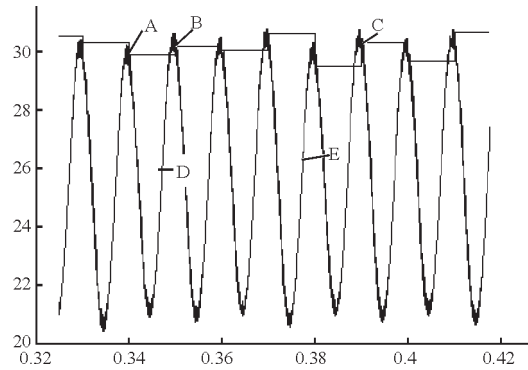


图5 输入电流滤波原理

若用零阶保持器使  $I_m = I_A$  保持半个周期再进行采样，那么，在下一个采样点B点，有：

$$I_B = (u_{dc-ref} - \overline{u_{dc}}) k_{up} + \frac{\overline{u_{dc}}}{2\omega CR} * k_{up} \cos(\varphi + 2\pi) = I_A \quad (5)$$

再依此规律进行采样保持，可得出指令电流幅值为：

$$I_{mA} = (u_{dc-ref} - \overline{u_{dc}}) k_{up} + \frac{\overline{u_{dc}}}{2\omega CR} * k_{up} \cos\varphi \quad (6)$$

这样，指令电流  $i_s$  的幅值  $I_m$  就优化为一个固定值。

同理，假如在  $T_D$  时刻进行采样，采样点为图中的D点，二次谐波相位为  $\varphi$ ，那么，指令电流幅值就会在直线DE上下波动。此时有：

$$I_{mD} = (u_{dc-ref} - \overline{u_{dc}}) k_{up} + \frac{\overline{u_{dc}}}{2\omega CR} * k_{up} \cos\varphi \quad (7)$$

对于一个特定的系统，指令电流幅值  $I_m$  是一定的，即  $I_{mA} = I_{mD}$ 。利用电压外环PI控制器的自动调节功能抬升或拉低PI控制器的输出，就可实现指令电流幅值  $I_m$  的自动调节。假定指令电流幅值  $I_m$  是沿着直线ABC的，则有  $I_m = I_A$ 。若采样的时刻点是  $T_D + T_s/2$ ，则采样点势必会在直线DE上。而由于PI控制器具有自动调节能力，其输出自然就会被抬升，这将使得直线DE与直线ABC重合。

将该方法应用于仿真模型， (下转第76页)

告诉网关UE的新位置，以便网关切换用户数据的下行路径能将收到的所有数据包送往目标eNB。之后，目标eNB通知源eNB可以释放到达UE的资源。最后由源eNB命令源RN释放资源，从而释放源eNB与源RN之间的链路。当转完最后的数据包之后，源eNB将释放最后的资源，切换就此结束。

与LTE R8的切换相比，集中中继方式的切换改变主要在于，在源eNB决定切换之后，要通过RN来对资源进行分配。RN不直接对资源自由分配，而是根据eNB的要求进行相应的分配。另外，在切换完成后，源eNB应释放与RN之间的连接。

### 3.2 分布中继

与LTE R8相比，分布中继的切换流程比较复杂。分布中继方式的切换由RN和eNB协作完成。和集中中继相比，分布中继附加的单元和信息以“Add”来标注，修改的单元和信息则以“Modified”来标注。

切换由源RN发起，并发送切换请求信息给源eNB。源eNB作出最终的切换决定，并发送切换请求给目标eNB。目标eNB执行回程链路的接入控制，并发送切换请求给目标RN，由目标RN负责中继链路的接入控制。

与集中中继方式的切换相比，分布中继方式

改变的地方在于：eNB会分配给RN一定的资源，当需要进行切换时，由RN对其所拥有的资源自由分配。另外，缓冲的工作是在RN处执行的。源eNB将缓存的数据包和收到的、待发给UE的数据包前转给目标eNB，由目标eNB再将它们进一步前转至目标RN，同时目标RN将对其缓存直到切换完成。

## 4 结束语

未来宽带无线通信系统对小区边缘用户的性能提出了更高的要求。但传统蜂窝网络架构存在着固有缺陷，小区边缘用户的服务质量远远差于靠近基站的中心用户。因此，在蜂窝网络中引入中继节点，并通过缩短边缘用户到接入点的通信距离，可以有效的改善其服务质量。而中继技术应用于蜂窝网络之后，其网络架构、协议、无线资源管理等都要作出相应的改变。本文对移动性管理中最为重要的切换过程进行了讨论。并根据LTE R8的切换流程和特点，讨论了集中和分布两种中继方式下的切换流程。虽然引入中继后，切换流程变得复杂，但中继可以有效消除阴影效应所导致的无线通信盲区，同时也可避免因基站部署太多而造成的核心网过于繁忙的问题。

(上接第72页)

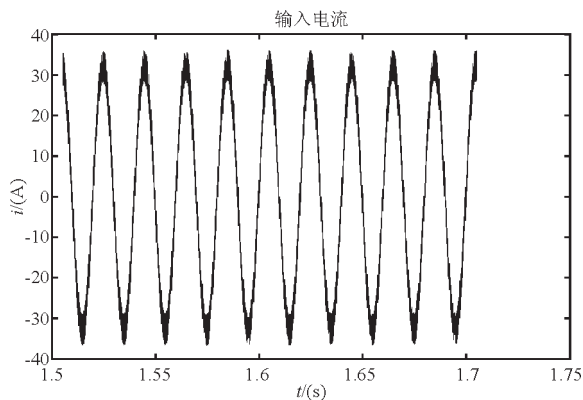


图6 改善后的输入电流波形

所得到改善后的输入电流波形如图6所示。

图7所示是改善后的输入电流的FFT分析图。由图可见，改善后的输入电流谐波畸变率只有3.31%，相对改善前有大幅度的减小。三次谐波得到了理想的抑制，输入电流波形更加接近正弦。从而验证了本文提出的改善电流波形方法的

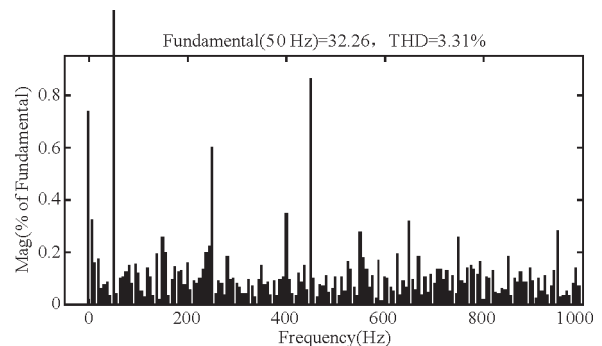


图7 改善后的输入电流FFT分析

有效性。

## 4 结束语

本文在Matlab/Simulink环境下对单相PWM整流器进行了仿真研究。仿真结果证明，本文提出的改善输入电流的方法可以有效滤除输入电流中的三次谐波，从而得到高质量的输入电流。