



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106533152 A

(43)申请公布日 2017. 03. 22

(21)申请号 201611112825.8

(22)申请日 2016.12.07

(71)申请人 南京理工大学

地址 210094 江苏省南京市玄武区孝陵卫
200号

(72)发明人 胡文斌 李冬莹 吕建国 俞爱娟
刘瑶秋

(74)专利代理机构 南京理工大学专利中心
32203

代理人 薛云燕

(51)Int.Cl.

H02M 1/42(2007.01)

H02M 1/12(2006.01)

H02M 7/217(2006.01)

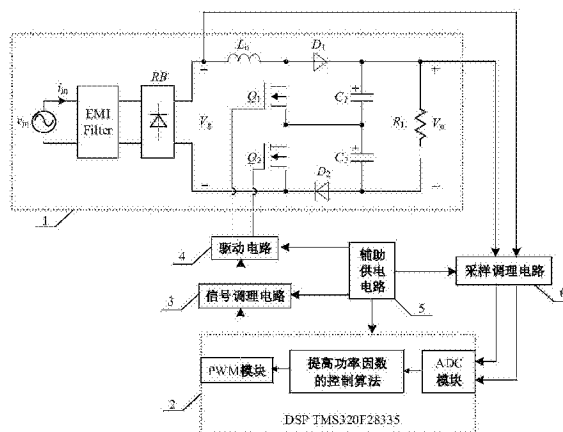
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54)发明名称

一种提高Boost三电平变换器PF的装置及方法

(57)摘要

本发明公开了一种提高Boost三电平变换器PF的装置及方法。该装置包括Boost三电平变换器的主功率电路、数字处理控制器、信号调理电路、驱动电路、辅助供电电路和采样调理电路；该方法通过采样二极管整流电路输出的整流电压和变换器的输出电压，经过信号调理后输出给数字处理控制器的ADC模块，ADC模块完成模数转换后将数字信号送至提高功率因数的控制算法中，完成控制运算后得到的变换器的占空比经数字处理控制器的PWM模块输出。本发明能够降低功率开关管的电压应力，减小电感的体积，减小变换器的损耗，提高变换器的效率，采用数字处理控制器进行数字控制运算，使变换器的占空比在半个工频周期内按照正弦规律变化，将功率因数PF提高至1。



1. 一种提高Boost三电平变换器PF的装置,其特征在于,包括主功率电路(1)、数字处理控制器(2)、信号调理电路(3)、驱动电路(4)、辅助供电电路(5)和采样调理电路(6);

所述主功率电路(1)包括:输入电压源 v_{in} ,EMI滤波器,二极管整流电路RB,Boost电感 L_b ,功率开关管Q1和Q2,二极管D1和D2,储能电容C1和C2,负载 R_L ;输入电压源 v_{in} 与EMI滤波器的输入端口连接,EMI滤波器的输出端口与二极管整流电路RB的输入端口连接,二极管整流电路RB的负输出端为参考零电位点,二极管整流电路RB的正输出端与Boost电感 L_b 的一端连接,Boost电感 L_b 的另一端分别与第一功率开关管Q1的漏极和第一二极管D1的阳极连接,第一二极管D1的阴极分别与第一储能电容C1的阳极和负载 R_L 的一端连接,第一储能电容C1的阴极分别与第一功率开关管Q1的源极、第二功率开关管Q2的漏极和第二储能电容C2的阳极连接,第二储能电容C2的阴极分别与第二二极管D2的阳极和负载 R_L 的另一端连接,第二二极管D2的阴极分别与第二开关管Q2的源极和二极管整流电路RB的负输出端连接,主功率电路(1)中二极管整流电路RB两端的电压为整流电压 V_g ,负载 R_L 两端的电压为输出电压 V_o ;

所述数字处理控制器(2)包括:ADC模块、控制算法和PWM模块,整流电压 V_g 和输出电压 V_o 经过采样调理电路(6)后接入数字处理控制器(2)的ADC模块,ADC模块的输出送至数字处理控制器(2)的控制算法,控制算法的结果通过PWM模块输出至信号调理电路(3);

所述信号调理电路(3)将数字处理控制器(2)输入的PWM信号进行调理放大,信号调理电路(3)的输出端与驱动电路(4)的输入端连接;

所述驱动电路(4)输出的控制信号分别与主功率电路(1)的第一开关管Q1和第二开关管Q2的栅极相连接;

所述辅助供电电路(5)的输出分别接入数字处理控制器(2)、信号调理电路(3)、驱动电路(4)和采样调理电路(6),辅助供电电路(5)的作用是给上述各电路中芯片工作提供电能;

所述采样调理电路(6)的两个输入端分别与主功率电路(1)中二极管整流电路RB的正输出端和与第一储能电容C1阳极相连的负载 R_L 的一端相连接,采样的整流电压 V_g 和输出电压 V_o 经过调理后与数字处理控制器(2)的ADC模块输入端相连。

2. 根据权利要求1所述的提高Boost三电平变换器PF的装置,其特征在于,所述数字处理控制器(2)采用DSP芯片TMS320F28335实现对开关管占空比的数字控制。

3. 一种提高Boost三电平变换器PF的方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1,采样调理电路(6)采集主功率电路(1)的整流电压 V_g 和输出电压 V_o ,经过电压调理后得到满足要求的输入电压范围后,送入数字处理控制器(2)的ADC模块;

步骤2,数字处理控制器(2)的ADC模块将电压模拟信号转换为数字信号后,送至数字处理控制器(2)的提高功率因数的控制算法中;

步骤3,在数字处理控制器(2)的提高功率因数的控制算法模块中进行变换器的占空比控制运算,使变换器的占空比在半个工频周期内按照正弦规律变化;

步骤4,经控制运算得到的占空比控制信号经数字处理控制器(2)的PWM模块输出,PWM信号通过信号调理电路(3)和驱动电路(4)后,驱动主功率电路(1)中的两个功率开关管Q1和Q2。

4. 根据权利要求3所述的提高Boost三电平变换器PF的方法,其特征在于,步骤3所述数字处理控制器(2)的提高功率因数的控制算法采用变化规律为:

$\frac{\sqrt{2L_b f_s P_o}}{V_m} \cdot \sqrt{1 - \frac{2V_m \sin(\omega t)}{V_o}} + 0.5$ 的占空比控制运算, 其中 V_o 为主功率电路 (1) 的输出电压, P_o 为主功率电路 (1) 的输出功率, V_m 为主功率电路 (1) 的输入交流电压的峰值, ω 为输入交流电压的角频率, L_b 为 Boost 电感值, f_s 为开关频率。

一种提高Boost三电平变换器PF的装置及方法

技术领域

[0001] 本发明属于电能变换装置中的交流-直流变换领域,特别是一种提高Boost三电平变换器PF的装置及方法。

背景技术

[0002] 随着电力电子技术的发展,对电能变换装置中输入电流谐波和输入功率因数(Power Factor, PF)要求越来越高,功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)变换器得到了广泛应用。PFC技术主要分为无源PFC技术和有源PFC技术,其中有源PFC技术采用工作在高频的电力电子变换电路,具有体积小、重量轻、输入功率因数高和效率高等优点。Boost电路因其输入电流连续,拓扑结构简单,效率高等特点,是有源PFC技术中研究和应用最广泛的拓扑结构。但因Boost电路的升压特性,在高输入电压的情况下,对应的高输出电压会使电路中的储能电容电压过高,进而使功率开关管承受很高的电压应力。这样,一方面增加了器件的开关损耗和通态损耗,另一方面,功率开关管电压应力过高给器件选型带来了困难。Boost三电平变换器可以将开关管的电压应力减小为两电平Boost的50%,同时降低了输出电压的谐波含量,在高压、大功率的场合中应用更为广泛。

[0003] PFC变换器的控制方法可分为模拟控制和数字控制。经过多年的研究与发展,模拟控制技术已经非常成熟,由于控制方法的简单性和低实现成本,在电源领域包括功率因数校正电路中,占了主导性市场份额。但模拟控制的局限性越来越不能够满足当今更高的能源标准要求,目前PFC变换器的控制方法存在以下问题:功率开关管的电压应力高,。电感的体积大且变换器的损耗严重,导致变换器的效率即功率因数降低。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于提供一种提高Boost三电平变换器PF的装置和方法,能够降低功率开关管的电压应力,减小电感的体积,减小变换器的损耗,提高变换器的效率,采用数字处理控制器进行数字控制运算,使变换器的占空比在半个工频周期内按照正弦规律变化,将PF提高至1。

[0005] 实现本发明目的的技术解决方案为:一种提高Boost三电平变换器PF的装置,包括主功率电路、数字处理控制器、信号调理电路、驱动电路、辅助供电电路和采样调理电路;

[0006] 所述主功率电路包括:输入电压源 v_{in} ,EMI滤波器,二极管整流电路RB,Boost电感 L_b ,功率开关管Q1和Q2,二极管D1和D2,储能电容C1和C2,负载 R_L ;输入电压源 v_{in} 与EMI滤波器的输入端口连接,EMI滤波器的输出端口与二极管整流电路RB的输入端口连接,二极管整流电路RB的负输出端为参考零电位点,二极管整流电路RB的正输出端与Boost电感 L_b 的一端连接,Boost电感 L_b 的另一端分别与第一功率开关管Q1的漏极和第一二极管D1的阳极连接,第一二极管D1的阴极分别与第一储能电容C1的阳极和负载 R_L 的一端连接,第一储能电容C1的阴极分别与第一功率开关管Q1的源极、第二功率开关管Q2的漏极和第二储能电容C2的阳极连接,第二储能电容C2的阴极分别与第二二极管D2的阳极和负载 R_L 的另一端连接,

第二二极管D2的阴极分别与第二开关管Q2的源极和二极管整流电路RB的负输出端连接,主功率电路中二极管整流电路RB两端的电压为整流电压 V_g 、负载 R_L 两端的电压为输出电压 V_o ;

[0007] 所述数字处理控制器包括:ADC模块、控制算法和PWM模块,整流电压 V_g 和输出电压 V_o 经过采样调理电路后接入数字处理控制器的ADC模块,ADC模块的输出送至数字处理控制器的控制算法,控制算法的结果通过PWM模块输出至信号调理电路;

[0008] 所述信号调理电路将数字处理控制器输入的PWM信号进行调理放大,信号调理电路的输出端与驱动电路的输入端连接;

[0009] 所述驱动电路输出的控制信号分别与主功率电路的第一开关管Q1和第二开关管Q2的栅极相连接;

[0010] 辅助供电电路的输出分别接入数字处理控制器、信号调理电路、驱动电路和采样调理电路,辅助供电电路的作用是给上述各电路中芯片工作提供电能;

[0011] 所述采样调理电路的两个输入端分别与主功率电路中二极管整流电路RB的正输出端和与第一储能电容C1阳极相连的负载 R_L 的一端相连接,采样的整流电压 V_g 和输出电压 V_o 经过调理后与数字处理控制器的ADC模块输入端相连。

[0012] 一种提高Boost三电平变换器PF的方法,包括以下步骤:

[0013] 步骤1,采样调理电路采集主功率电路的整流电压 V_g 和输出电压 V_o ,经过电压调理后得到满足要求的输入电压范围后,送入数字处理控制器的ADC模块;

[0014] 步骤2,数字处理控制器的ADC模块将电压模拟信号转换为数字信号后,送至数字处理控制器的提高功率因数的控制算法中;

[0015] 步骤3,在数字处理控制器的提高功率因数的控制算法模块中进行变换器的占空比控制运算,使变换器的占空比在半个工频周期内按照正弦规律变化;

[0016] 步骤4,经控制运算得到的占空比控制信号经数字处理控制器的PWM模块输出,PWM信号通过信号调理电路和驱动电路后,驱动主功率电路中的两个功率开关管。

[0017] 本发明与现有技术相比,其显著优点为:(1)能够降低功率开关管的电压应力;(2)开关频率为电流纹波频率的1/2,可进一步减小电感的体积;(3)电压应力和频率的降低使变换器的损耗降低,提高了变换器的效率;(4)数字处理控制器可以更快速的实现高密度计算控制算法,将功率因数提高至1。

附图说明

[0018] 图1是Boost三电平PFC变换器的主电路图。

[0019] 图2是DCM模式下Boost电感在一个开关周期内的电流波形图。

[0020] 图3是定占空比控制下的PF值曲线图。

[0021] 图4是变占空比表达式的波形图。

[0022] 图5是DCM模式下Boost三电平PFC变换器及其控制电路示意图。

具体实施方式

[0023] 下面结合附图及具体实施例对本发明作出进一步详细说明。

[0024] 本发明设计了一种提高Boost三电平变换器PF的装置及方法。

[0025] 1.DCM模式下Boost三电平PFC变换器的理论推导:

[0026] 为方便分析,先作如下:1.所有器件均为理想元件;2.输出电压纹波与其直流量相比很小;3.开关频率远高于输入电压频率。

[0027] 图1为Boost三电平PFC变换器的主电路图,在一个开关周期内,Boost三电平PFC变换器的两个开关管交替导通,图2给出了变换器工作在电感电流断续(DCM)模式时,一个开关周期中电感的电压和电流波形。由图可以看出,开关频率为电流纹波频率的1/2,电感电流可以在半个开关周期内进行分析,这种用低频来控制高频的特性不但可以使电感的体积进一步的减小,而且开关的损耗也得到了减小。当两个功率开关管Q1和Q2同时导通时,电感 L_b 两端的电压为 v_g ,电感电流 i_{Lb} 从零开始以 v_g/L_b 的斜率线性上升,能量储存于电感中,储能电容C1和C2共同为负载 R_L 提供能量;当开关管Q1导通Q2关断时,二极管D1承受反向电压关断,二极管D2导通,电感 L_b 两端的电压为 v_g-V_{C1} ,电感电流线性下降要求 $v_g < V_{C1}$,当两个储能电容容值相等即 $V_{C1} = V_{C2} = V_o/2$,电感 L_b 两端的电压为 $v_g - V_o/2$,电感电流 i_{Lb} 以 $(v_g - V_o/2)/L_b$ 的斜率线性下降,此时储能电容C2充电,C1放电。在半个开关周期结束前,电感电流 i_{Lb} 降为0,储能电容C1和C2共同为负载 R_L 提供能量。后半开关周期的分析与上述分析类似。

[0028] 定义输入交流电压 $v_{in}(t)$ 为:

$$[0029] \quad v_{in}(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

[0030] 其中 V_m 是输入交流电压的幅值, ω 是输入交流电压的角频率。

[0031] 那么,输入电压 $v_{in}(t)$ 经二极管整流电路RB整流后得到的整流电压 v_g 为:

$$[0032] \quad v_g = V_m |\sin(\omega t)| \quad (2)$$

[0033] 在一个开关周期内,电感电流的峰值为:

$$[0034] \quad i_{Lb_pk}(t) = \frac{v_g(D-0.5)T_s}{L_b} \quad (3)$$

[0035] 其中两个开关管Q1、Q2的占空比相同均为 D , T_s 为开关周期。

[0036] 在每个开关周期内,电感 L_b 两端的伏秒面积相等,即:

$$[0037] \quad v_g(D-0.5)T_s = \left(\frac{V_o}{2} - v_g\right)D_r T_s \quad (4)$$

[0038] 其中储能电容电压为 $\frac{V_o}{2}$, D_r 为电感电流降为零所对应的占空比。

[0039] 由式(2)和式(4)得到:

$$[0040] \quad D_r = \frac{v_g}{\frac{V_o}{2} - v_g}(D-0.5) = \frac{v_g(2D-1)}{V_o - v_g} \quad (5)$$

[0041] 由式(3)和式(5)可得,一个开关周期内电感电流 i_{Lb} 的平均值 i_{Lb_av} 为:

$$[0042] \quad i_{Lb_av}(t) = \frac{\frac{1}{2} \cdot i_{Lb_pk}(D-0.5+D_r)T_s}{\frac{T_s}{2}} = \frac{v_g(D-0.5)^2}{L_b f_s \left(1 - \frac{2V_m |\sin(\omega t)|}{V_o}\right)} \quad (6)$$

[0043] 其中 f_s 为开关频率。

[0044] 那么输入电流为:

$$[0045] \quad i_{in}(t) = \frac{V_m \sin(\omega t)(D-0.5)^2}{L_b f_s (1 - \frac{2V_m \sin(\omega t)}{V_o})} \quad (7)$$

[0046] 工频周期内平均输入功率 P_{in} 为:

$$[0047] \quad P_{in} = \frac{1}{\frac{T_{line}}{2}} \int_0^{\frac{T_{line}}{2}} v_{in}(t) i_{in}(t) d(t) \quad (8)$$

$$[0048] \quad P_{in} = \frac{V_m^2 (D-0.5)^2}{L_b f_s \pi} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \frac{2V_m |\sin(\omega t)|}{V_o}} d(\omega t) \quad (9)$$

[0049] 其中 T_{line} 为输入交流电压周期。

[0050] 假设变换器效率为100%，那么输入功率等于输出功率，即 $P_{in}=P_o$ ，由式(9)可得占空比 D 为:

$$[0051] \quad D = \sqrt{\frac{\pi L_b f_s P_o}{V_m^2 \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \frac{2V_m |\sin(\omega t)|}{V_o}} d(\omega t)} + 0.5} \quad (10)$$

[0052] 由式(7)和式(9)可以求得PF值得表达式:

$$[0053] \quad PF = \frac{P_{in}}{\frac{1}{\sqrt{2}} V_m I_{m_rms}} = \frac{P_{in}}{\frac{1}{\sqrt{2}} V_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_{in}(t))^2 d(\omega t)}} \quad (11)$$

$$[0054] \quad PF = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^\pi \frac{\sin^2(\omega t)}{(1 - \frac{2V_m |\sin(\omega t)|}{V_o})} d(\omega t)}{\sqrt{\int_0^\pi \left[\frac{\sin^2(\omega t)}{(1 - \frac{2V_m |\sin(\omega t)|}{V_o})} \right]^2 d(\omega t)}} \quad (12)$$

[0055] 根据式(12)可做出定占空比控制下的PF值曲线，如图3所示。从图中可以看出，当输出电压 V_o 一定时， V_m 越大，对应的PF值越小，而Boost三电平PFC变换器对比传统两电平变换器，在功率器件额定值不变的情况下输出电压可以提高至两倍，因此可以通过提高输出电压的电压等级来提高PF值，但PF值仍受输入电压幅值与输出电压比值 $\frac{V_m}{V_o}$ 变化的影响。因此，需要提出新的方法来提高PF值。

[0056] 2. 提高PF值的变占空比控制方法的推导与实现:

[0057] 观察(7)式，如果取占空比

$$[0058] \quad D_y - 0.5 = D_o \cdot \sqrt{1 - \frac{2V_m \sin(\omega t)}{V_o}} \quad (13)$$

[0059] 则输入电流变化为:

$$[0060] \quad i_{in}(t) = \frac{V_m \sin(\omega t) D_o^2}{L_b f_s} \quad (14)$$

[0061] 如果在一个工频周期内,占空比按照式(13)变化,当 D_o 由取常数时,输入电流式(14)为正弦波,并且与输入电压同相位,就是使 $PF=1$ 。

[0062] 由式(1)和式(14),可推导出变换器的平均输入功率 P_{in} 为:

$$[0063] \quad P_{in} = \frac{1}{2} \cdot V_m \cdot \frac{V_m D_o^2}{L_b f_s} = \frac{V_m^2 D_o^2}{2 L_b f_s} = P_o \quad (15)$$

[0064] 由上式可得:

$$[0065] \quad D_o = \frac{\sqrt{2 L_b f_s P_o}}{V_m} \quad (16)$$

[0066] 将式(16)带入式(13),可得:

$$[0067] \quad D_y = \frac{\sqrt{2 L_b f_s P_o}}{V_m} \cdot \sqrt{1 - \frac{2 V_m \sin(\omega t)}{V_o}} + 0.5 \quad (17)$$

[0068] 由式(17)可以看出,所得变占空比 D_y 在工频周期内按照正弦规律变化,是关于输入电压 $v_{in}(t)$ 的函数,所以可以使输入电流与输入电压同相位, PF 值达到1。变占空比表达式的波形图如图4所示。

[0069] 3. 本发明一种提高Boost三电平变换器 PF 的装置及方法

[0070] 结合图5,提高Boost三电平变换器 PF 的装置,包括主功率电路1、数字处理控制器2、信号调理电路3、驱动电路4、辅助供电电路5和采样调理电路6;

[0071] 所述主功率电路1包括:输入电压源 v_{in} ,EMI滤波器,二极管整流电路RB,Boost电感 L_b ,功率开关管Q1和Q2,二极管D1和D2,储能电容C1和C2,负载 R_L ;输入电压源 v_{in} 与EMI滤波器的输入端口连接,EMI滤波器的输出端口与二极管整流电路RB的输入端口连接,二极管整流电路RB的负输出端为参考零电位点,二极管整流电路RB的正输出端与Boost电感 L_b 的一端连接,Boost电感 L_b 的另一端分别与第一功率开关管Q1的漏极和第一二极管D1的阳极连接,第一二极管D1的阴极分别与第一储能电容C1的阳极和负载 R_L 的一端连接,第一储能电容C1的阴极分别与第一功率开关管Q1的源极、第二功率开关管Q2的漏极和第二储能电容C2的阳极连接,第二储能电容C2的阴极分别与第二二极管D2的阳极和负载 R_L 的另一端连接,第二二极管D2的阴极分别与第二开关管Q2的源极和二极管整流电路RB的负输出端连接,主功率电路1中二极管整流电路RB两端的电压为整流电压 V_g ,负载 R_L 两端的电压为输出电压 V_o ;

[0072] 所述数字处理控制器2包括:ADC模块、控制算法和PWM模块,整流电压 V_g 和输出电压 V_o 经过采样调理电路6后接入数字处理控制器2的ADC模块,ADC模块的输出送至数字处理控制器2的控制算法,控制算法的结果通过PWM模块输出至信号调理电路(3);

[0073] 所述信号调理电路3将数字处理控制器2输入的PWM信号进行调理放大,信号调理电路3的输出端与驱动电路4的输入端连接;

[0074] 所述驱动电路4输出的控制信号分别与主功率电路1的第一开关管Q1和第二开关管Q2的栅极相连接;

[0075] 所述辅助供电电路5的输出分别接入数字处理控制器2、信号调理电路3、驱动电路

4和采样调理电路6,辅助供电电路5的作用是给上述各电路中芯片工作提供电能;

[0076] 所述采样调理电路6的两个输入端分别与主功率电路1中二极管整流电路RB的正输出端和与第一储能电容C1阳极相连的负载 R_L 的一端相连接,采样的整流电压 V_g 和输出电压 V_o 经过调理后与数字处理控制器2的ADC模块输入端相连。

[0077] 优选地,所述数字处理控制器2采用DSP芯片TMS320F28335。

[0078] 本发明提高Boost三电平变换器PF的方法,包括以下步骤:

[0079] 步骤1,采样调理电路6采集主功率电路1的整流电压 V_g 和输出电压 V_o ,经过电压调理后得到满足要求的输入电压范围后,送入数字处理控制器2的ADC模块;

[0080] 步骤2,数字处理控制器2的ADC模块将电压模拟信号转换为数字信号后,送至数字处理控制器2的提高功率因数的控制算法中;

[0081] 步骤3,在数字处理控制器2的提高功率因数的控制算法模块中进行变换器的占空比控制运算,使变换器的占空比在半个工频周期内按照正弦规律变化;

[0082] 所述数字处理控制器2的提高功率因数的控制算法采用变化规律为:

$$\frac{\sqrt{2L_b f_s P_o}}{V_m} \cdot \sqrt{1 - \frac{2V_m \sin(\omega t)}{V_o}} + 0.5 \text{ 的占空比控制运算, 其中 } V_o \text{ 为主功率电路1的输出电压, } P_o$$

为主功率电路1的输出功率, V_m 为主功率电路1的输入交流电压的峰值, ω 为输入交流电压的角频率, L_b 为Boost电感值, f_s 为开关频率。

[0083] 步骤4,经控制运算得到的占空比控制信号经数字处理控制器2的PWM模块输出, PWM信号通过信号调理电路3和驱动电路4后,驱动主功率电路1中的两个功率开关管Q1和Q2。

[0084] 综上所述,本发明公开了一种提高Boost三电平变换器PF的装置及方法,能够降低功率开关管的电压应力,减小电感的体积,减小变换器的损耗,提高变换器的效率,采用数字处理控制器进行数字控制运算,使变换器的占空比在半个工频周期内按照正弦规律变化,将功率因数提高至1,具有高功率因数、高功率密度、方便实现等优点。

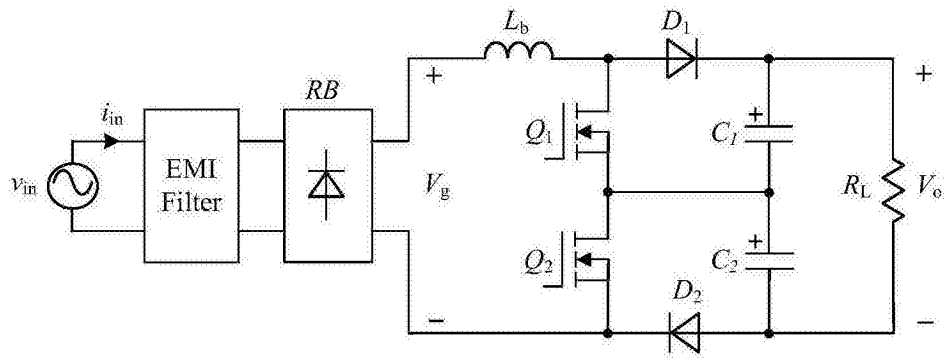


图1

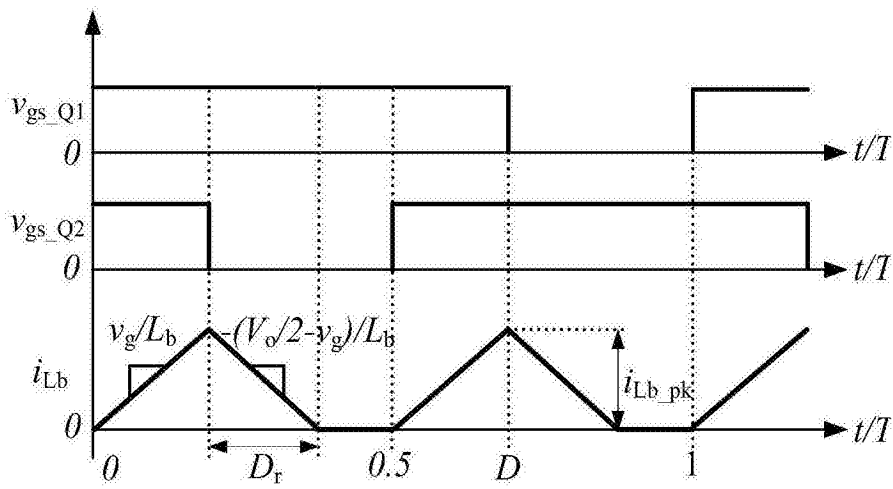


图2

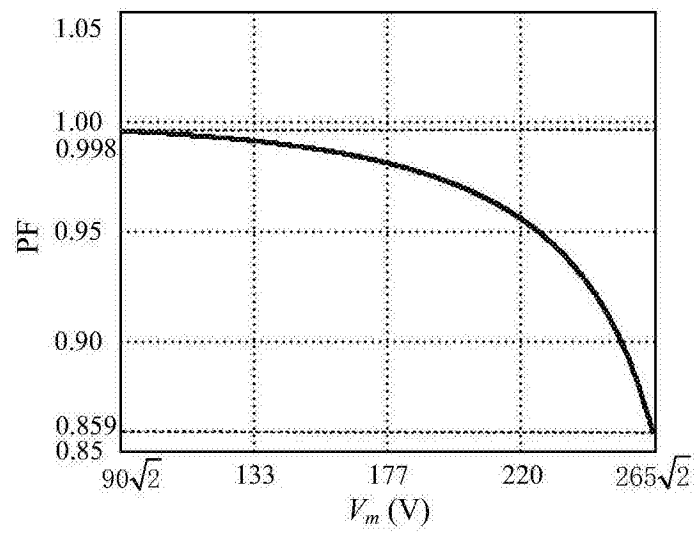


图3

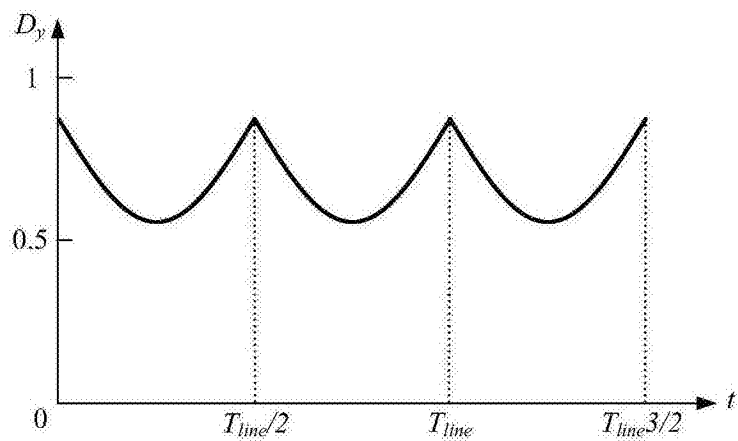


图4

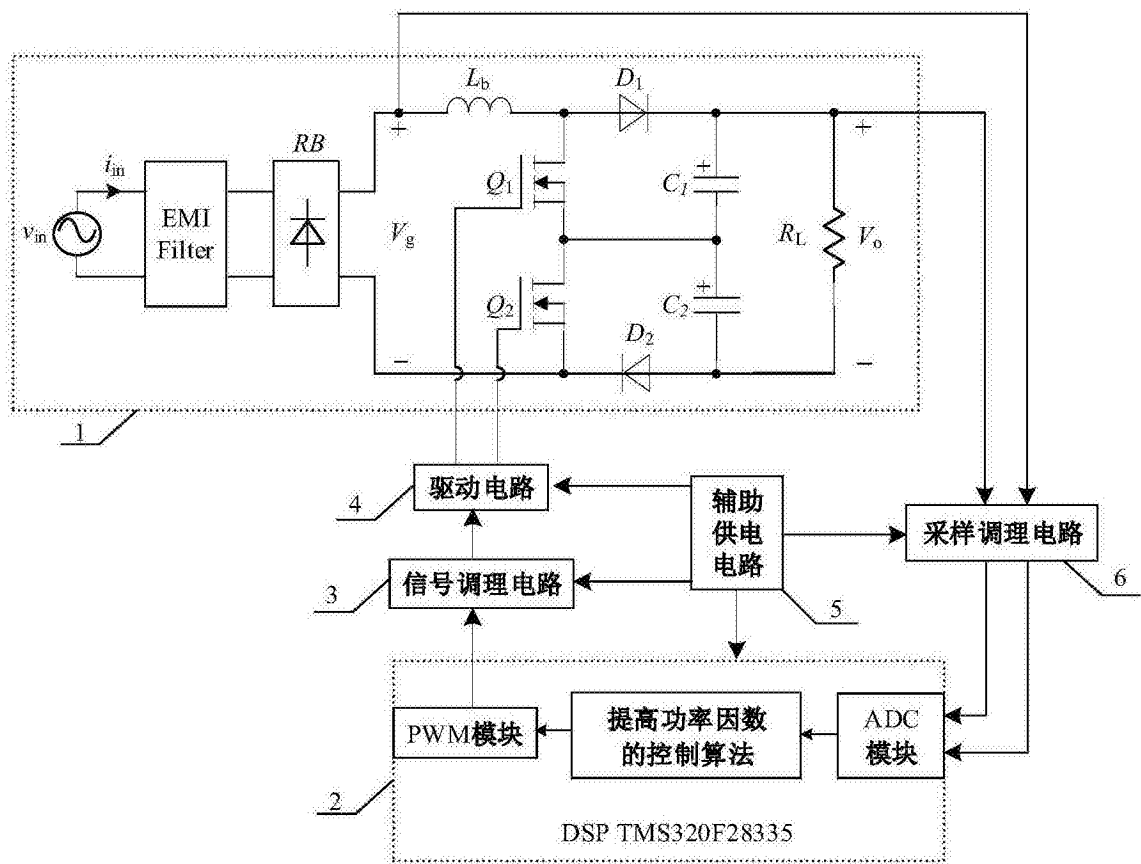


图5