



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107733266 A

(43)申请公布日 2018.02.23

(21)申请号 201710942859.8

(22)申请日 2017.10.11

(71)申请人 西安交通大学

地址 710049 陕西省西安市碑林区咸宁西路28号

申请人 陕西帕沃孚电子智能科技有限公司

(72)发明人 张岩 李新颖 黄燕飞 刘进军
聂程

(74)专利代理机构 西安通大专利代理有限责任
公司 61200

代理人 张弘

(51)Int.Cl.

H02M 7/219(2006.01)

H02M 7/217(2006.01)

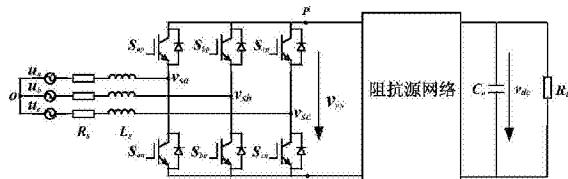
权利要求书4页 说明书14页 附图7页

(54)发明名称

阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法

(57)摘要

本发明公开了一种阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法，通过调节一相桥臂的直通时间使一个开关周期 T_s 内整流桥直流侧电压为交流侧输入开关电压的瞬时最大值，从而可以将整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小为 $1/3f_s$ 。本发明通过将阻抗源整流器中间直流侧电压控制为交流输入开关电压的包络线即三相线电压的瞬时最大值，有效地减小了高增益应用场合下电力半导体器件的电压应力和等效开关频率，有助于降低变流器中电力半导体器件的成本和提高电能转换效率。本发明提出的调制方法，阻抗源整流器直流侧电感电流和电容电压包含六倍基波频率的低频纹波。



1. 一种阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法, 其特征在于, 包括以下步骤:

在一个开关周期内, 使输入相电压瞬时最大值的一相桥臂上管始终导通, 输入相电压瞬时最小值的一相桥臂下管始终导通, 则整流桥直流侧电压为交流侧输入线电压的瞬时最大值, 剩余一相桥臂采用PWM控制, 通过调节上下管直通时间控制电压增益, 调节上、下管非直通时间控制输入电流跟随输入电压, 进行单位功率因数整流。

2. 根据权利要求1所述的阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法, 其特征在于, 整流桥中六个功率器件的开关状态根据以下关系控制:

	$0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$	$60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$	$120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$	$240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$	$300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$
A相	$S_{ap}=1; S_{an}=0$	$S_{ap} S_{an}=PWM$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap} S_{an}=PWM$	$S_{ap}=1; S_{an}=0$
B相	$S_{bp} S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp} S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$
C相	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp} S_{cn}=PWM$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp} S_{cn}=PWM$

3. 根据权利要求1所述的阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法, 其特征在于, 阻抗源整流器开关管的调制波如下式所示:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{max_Sp}(\omega t) = V_{max_Sn}(\omega t) = 1 \\ V_{mid_Sp}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{mid_Sn}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{min_Sp}(\omega t) = V_{min_Sn}(\omega t) = 0 \end{array} \right.$$

其中: V_{mid}^* 为传统三相桥式整流器相电压中间值一相的调制波, V_{max_Sp} , V_{max_Sn} , V_{mid_Sp} , V_{mid_Sn} , V_{min_Sp} , V_{min_Sn} 分别为阻抗源整流器相电压最大值、中间值和最小值桥臂中上管、下管调制波。

4. 根据权利要求3所述的阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法, 其特征在于, 调制波具体计算步骤如下:

1) 在给定的负载输出功率下, 为使阻抗源整流器工作于单位功率因数, 网侧电压、电流同相位, 根据下式计算交流侧相电流的幅值:

$$\hat{i}_{ac} = \frac{3\hat{u}_{ac} - \sqrt{9\hat{u}_{ac}^2 - 24R_s P_o}}{6R_s}$$

其中, \hat{u}_{ac} 表示电网交流输入相电压峰值, \hat{i}_{ac} 表示交流输入相电流峰值, P_o 表示直流侧输出功率, R_s 表示网侧电感等效串联电阻;

2) 由基尔霍夫电压定律, 整流桥输入电压 v_s 和电网电压 u_{ac} 满足下式:

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{v}_s = \sqrt{(\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac})^2 + (\omega L_s \hat{i}_{ac})^2} \\ \alpha = \arctan\left(\frac{\omega L_s \hat{i}_{ac}}{\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac}}\right) \end{array} \right.$$

其中, \hat{v}_s 表示整流桥输入电压峰值, α 表示 v_s 相对于 u_{ac} 的滞后角, $\omega = 2\pi f_{line}$ 其中 f_{line} 表示电网电压基波频率, L_s 表示电网侧滤波电感值;

3) 由上式计算整流桥交流侧输入电压幅值 \hat{v}_s , 根据下式计算阻抗源整流器的电压增益:

$$B = \frac{V_{dc}}{\hat{v}_s}$$

4) 调制波表达式中等效调制度M由下式求得:

$$M = \frac{2\pi}{6\sqrt{3} - \pi B}$$

5) 根据空间电压矢量定义,将整流桥输入电压分为六个扇区,根据下式计算每一个扇区中,任一周期内,单相桥臂的直通占空比d_{ST}:

$$d_{ST}(\theta) = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

其中: $\theta = (\omega t - \alpha) \% (\pi/3)$;

6) 根据下式计算工作于PWM调制一相桥臂上、下开关管的导通占空比d_{Sip}(θ)和d_{Sin}(θ):

$$\begin{cases} d_{Sip}(\theta) = \frac{v_{si}(\theta) - v_{smin}(\theta)}{v_{smax}(\theta) - v_{smin}(\theta)} \cdot (1 - d_{ST}(\theta)) + d_{ST}(\theta) \\ d_{Sin}(\theta) = 1 - d_{Sip}(\theta) + d_{ST}(\theta) \end{cases}$$

其中:任一扇区内,v_{smin}(θ)是整流桥交流侧输入电压最小值;v_{smax}(θ)是整流桥交流侧输入电压最大值;i表示整流桥交流侧输入电压为中间值的一相a,b或c;

7) 阻抗源整流器开关管的PWM控制信号,通过载波与调制波的比较获得,调制波如下式所示:

$$\begin{cases} V_{max_Sp}(\omega t) = V_{max_Sn}(\omega t) = 1 \\ V_{mid_Sp}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{mid_Sn}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{min_Sp}(\omega t) = V_{min_Sn}(\omega t) = 0 \end{cases}$$

其中: V_{mid}^* 为传统三相桥式整流器相电压中间值一相的调制波,V_{max_Sp},V_{max_Sn},V_{mid_Sp},V_{mid_Sn},V_{min_Sp},V_{min_Sn}分别为阻抗源整流器相电压最大值、中间值和最小值桥臂中上管、下管调制波。

5. 根据权利要求3所述的阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法,其特征在于,PWM调制中:一个开关周期T_s内,整流桥中两个桥臂的电力半导体器件开关状态固定不动作,另一桥臂的电力半导体器件采用PWM脉宽调制兼顾交流侧输入电流和直流侧输出电压的调节;整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小为1/3f_s,其中,f_s=1/T_s;则有以下关系:

第一扇区相电压v_a>v_b>v_c,开关管对应调制波比较值V_{Sap}=V_{max_Sp},V_{San}=V_{max_Sn},V_{Sbp}=V_{mid_Sp},V_{Sbn}=V_{mid_Sn},V_{Scp}=V_{min_Sp},V_{Scn}=V_{min_Sn}为:

$$\begin{cases} V_{Sap}(\omega t) = V_{San}(\omega t) = 1 \\ V_{Sbp}(\omega t) = V_{Sbp}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{Sbn}(\omega t) = V_{Sbn}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{Scp}(\omega t) = V_{Sen}(\omega t) = 0 \end{cases}$$

其中: $V_{Sbp(Sbn)}^*(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$;

第二扇区相电压 $v_b > v_a > v_c$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\min_Sp}$, $V_{San} = V_{\min_Sn}$, $V_{Scp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sen} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 1 \\ V_{Sap}(\theta) = V_{Sap}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{San}(\theta) = V_{San}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Sen}(\theta) = 0 \end{cases}$$

其中: $V_{Sap(San)}^*(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta)$;

第三扇区相电压 $v_b > v_c > v_a$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Scp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sen} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 1 \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Scp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sen}(\theta) = V_{Sen}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 0 \end{cases}$$

其中: $V_{Scp(Sen)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$;

第四扇区相电压 $v_c > v_b > v_a$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Scp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sen} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Scp}(\theta) = V_{Sen}(\theta) = 1 \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbn}(\theta) = V_{Sbn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 0 \end{cases}$$

其中: $V_{Sbp(Sbn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta + \frac{\pi}{3})$;

第五扇区相电压 $v_c > v_a > v_b$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Scp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sen} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\min_Sp}$, $V_{San} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Scp}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 1 \\ V_{Sap}(\theta) = V_{Sap}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{San}(\theta) = V_{San}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 0 \end{cases}$$

其中: $V_{Sap(San)}^*(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta)$;

第六扇区相电压 $v_a > v_c > v_b$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\max_Sn}$, $V_{Scp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Scn} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 1 \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Scp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scn}(\theta) = V_{Scn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 0 \end{cases}$$

其中: $V_{Scp(Scn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$ 。

阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法

技术领域

[0001] 本发明属于新能源汽车快速充电领域,具体涉及一种Z源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法。

背景技术

[0002] 工信部数据显示,2016年我国共生产新能源汽车51.7万辆,连续两年产销量居世界第一。目前累计推广量已超过100万辆,占全球市场保有量的50%以上。尽管产销市场规模快速增长,但动力电池的核心技术还需要大幅度提升,充电基础设施建设仍需要加快推进。国家电网公司召开电网发展新闻发布会时表示,2017年将建设2.9万个充电桩,到2020年建成12万个充电桩。

[0003] 整流器是充电桩中必不可少的环节,传统的电压型PWM整流器由于自身结构的问题,存在一些应用上的局限性。首先,为了避免上、下桥臂同时导通而加入死区时间必然导致输入电流波形畸变,且谐波畸变率随开关频率升高而变大。其次,传统的三相电压源整流器是由boost变换器衍生得到的,因此,只能实现升压AC-DC功率变换。当采用正弦脉宽调制(SPWM)加入三次谐波注入或空间矢量调制(SVM)提高电压传输比时,获得的最小直流输出电压约为1.73倍整流桥输入电压峰值。因此只有在后级级联一个直流斩波变换器对PWM整流器的输出电压进行一定的处理后,才能应用于上述低压蓄电池充电或宽输出电压调节场合,可是这种两级功率变换结构不仅降低整机效率,而且增加系统成本。因此,高效率降压型单级AC-DC整流器拓扑及其控制方法成为国内学者研究的热点。

[0004] 阻抗源整流器(如图1所示),在直流负载和整流桥之间引入电感和电容型阻抗网络,利用桥臂中上、下开关器件的直通实现降压调节功能。相比于传统电压源整流器,阻抗源整流器具有以下明显的优点,实现升降压调节功能;作为单级功率变换器,减小开关器件数量,提高电能转换效率;允许桥臂上、下开关器件直通,提高系统可靠性;消除整流器的死区,减小输入电流谐波,提高电能质量。因此,在宽输出AC-DC功率变换场合阻抗源整流器具有明显的效率、成本和可靠性优势。

[0005] 典型的阻抗源网络包括Z源和准Z源两种。相比于Z源整流器,准Z源整流器减小无源器件需求的同时实现输出电流连续,在上述电动汽车充电场合更具实用价值。鉴于阻抗源变换器独特的电路结构,文献1“Peng Fangzheng”Z-source inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39,no.2,pp.504-510, Mar 2003在提出电路拓扑的同时给出了一种典型脉宽调制方法。然而,该方法存在直流电压利用率低的缺点。

[0006] 现有文献2“Miaosen Shen, Jin Wang, Fang Zheng Peng”Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.42,no.3,pp.770-778, May 2006提出适用于阻抗源变换器最大恒定升压控制的脉宽调制方法,提高了直流电压利用率,同时减小了开关器件电压应力。阻抗源变换器中间直流侧一个开关周期(T_s)内电压平

均值恒定且为输出相电压的最大值。

[0007] 现有文献3“Zheng Peng,Miaosen Shen,Zhaoming Qian,”Maximum boost control of the Z-source inverter”,IEEE Transactions on Power Electronics, vol.20, no.4,pp.833–838,July 2005提出最大升压脉宽调制方法,阻抗源变换器所有的零状态均用于直通时间,中间直流侧一个开关周期(T_s)内电压平均值等效为三相输出相电压的包络线。

[0008] 此外,阻抗源变换器直通方式有单相桥臂直通和三相桥臂同时直通两种方法“Poh Chiang Loh,D.Mahinda Vilathgamuwa,Yue Sen Lai,”Pulse-Width Modulation of Z-Source Inverters”,IEEE Transactions on Power Electronics,vol.20,no.6, pp.1346–1355,November 2005。上述脉宽调制方法均可采用文献4两种不同桥臂直通方式。

发明内容

[0009] 本发明的目的在于针对阻抗源整流器现有控制方法存在进一步降低开关频率以提高电能转换效率的空间,提出了一种理论上获得变流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法,通过调节一相桥臂的直通时间使一个开关周期 T_s 内整流桥直流侧电压为交流侧输入线电压的瞬时最大值,从而可以将整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小为 $1/3f_s$ ($f_s=1/T_s$)。

[0010] 为了实现上述目的,本发明采用以下技术方案予以实现:

[0011] 一种阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制方法,包括以下步骤:

[0012] 在一个开关周期内,使输入相电压瞬时最大值的一相桥臂上管始终导通,输入相电压瞬时最小值的一相桥臂下管始终导通,则整流桥直流侧电压为交流侧输入线电压的瞬时最大值,剩余一相桥臂采用PWM控制,通过调节上下管直通时间控制电压增益,调节上、下管非直通时间控制输入电流跟随输入电压,进行单位功率因数整流。

[0013] 作为本发明的进一步改进,整流桥中六个功率器件的开关状态根据以下关系控制:

[0014]

	$0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$	$60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$	$120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$	$240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$	$300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$
A相	$S_{ap}=1; S_{an}=0$	$S_{ap}S_{an}=PWM$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap}S_{an}=PWM$	$S_{ap}=1; S_{an}=0$
B相	$S_{bp}S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp}S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$
C相	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp}S_{cn}=PWM$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp}S_{cn}=PWM$

[0015] 作为本发明的进一步改进,阻抗源整流器开关管的调制波如下式所示:

$$[0016] \begin{cases} V_{max_Sp}(\omega t) = V_{max_Sn}(\omega t) = 1 \\ V_{mid_Sp}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{mid_Sn}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{min_Sp}(\omega t) = V_{min_Sn}(\omega t) = 0 \end{cases}$$

[0017] 其中: V_{mid}^* 为传统三相桥式整流器相电压中间值一相的调制波, V_{max_Sp} , V_{max_Sn} , V_{mid_Sp} , V_{mid_Sn} , V_{min_Sp} , V_{min_Sn} 分别为阻抗源整流器相电压最大值、中间值和最小值桥臂中上管、下管调制波。

[0018] 作为本发明的进一步改进,调制波具体计算步骤如下:

[0019] 1) 在给定的负载输出功率下,为使阻抗源整流器工作于单位功率因数,网侧电压、电流同相位,根据下式计算交流侧相电流的幅值:

$$[0020] \hat{i}_{ac} = \frac{3\hat{u}_{ac} - \sqrt{9\hat{u}_{ac}^2 - 24R_s P_o}}{6R_s}$$

[0021] 其中, \hat{u}_{ac} 表示电网交流输入相电压峰值, \hat{i}_{ac} 表示交流输入相电流峰值, P_o 表示直流侧输出功率, R_s 表示网侧电感等效串联电阻;

[0022] 2) 由基尔霍夫电压定律,整流桥输入电压 v_s 和电网电压 u_{ac} 满足下式:

$$[0023] \begin{cases} \hat{v}_s = \sqrt{(\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac})^2 + (\omega L_s \hat{i}_{ac})^2} \\ \alpha = \arctan\left(\frac{\omega L_s \hat{i}_{ac}}{\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac}}\right) \end{cases}$$

[0024] 其中, \hat{v}_s 表示整流桥输入电压峰值, α 表示 v_s 相对于 u_{ac} 的滞后角, $\omega = 2\pi f_{line}$ 其中 f_{line} 表示电网电压基波频率, L_s 表示电网侧滤波电感值;

[0025] 3) 由上式计算整流桥交流侧输入电压幅值 \hat{v}_s , 根据下式计算阻抗源整流器的电压增益:

$$[0026] B = \frac{V_{dc}}{\hat{v}_s}$$

[0027] 4) 调制波表达式中等效调制度 M 由下式求得:

$$[0028] M = \frac{2\pi}{6\sqrt{3} - \pi B}$$

[0029] 5) 根据空间电压矢量定义,将整流桥输入电压分为六个扇区,根据下式计算每一个扇区中,任一周期内,单相桥臂的直通占空比 d_{ST} :

$$[0030] d_{ST}(\theta) = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

[0031] 其中: $\theta = (\omega t - \alpha) \% (\pi/3)$;

[0032] 6) 根据下式计算工作于PWM调制一相桥臂上、下开关管的导通占空比 $d_{Sip}(\theta)$ 和 $d_{Sin}(\theta)$:

$$[0033] \begin{cases} d_{Sip}(\theta) = \frac{v_{si}(\theta) - v_{smin}(\theta)}{v_{smax}(\theta) - v_{smin}(\theta)} \cdot (1 - d_{ST}(\theta)) + d_{ST}(\theta) \\ d_{Sin}(\theta) = 1 - d_{Sip}(\theta) + d_{ST}(\theta) \end{cases}$$

[0034] 其中: 任一扇区内, $v_{smin}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最小值; $v_{smax}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最大值; i 表示整流桥交流侧输入电压为中间值的一相 a, b 或 c;

[0035] 7) 阻抗源整流器开关管的PWM控制信号,通过载波与调制波的比较获得,调制波如下式所示:

$$[0036] \quad \begin{cases} V_{\max_Sp}(\omega t) = V_{\max_Sn}(\omega t) = 1 \\ V_{mid_Sp}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{mid_Sn}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{min_Sp}(\omega t) = V_{min_Sn}(\omega t) = 0 \end{cases}$$

[0037] 其中： V_{mid}^* 为传统三相桥式整流器相电压中间值一相的调制波， V_{\max_Sp} , V_{\max_Sn} , V_{mid_Sp} , V_{mid_Sn} , V_{min_Sp} , V_{min_Sn} 分别为阻抗源整流器相电压最大值、中间值和最小值桥臂中上管、下管调制波。

[0038] 作为本发明的进一步改进，PWM调制中：一个开关周期 T_s 内，整流桥中两个桥臂的电力半导体器件开关状态固定不动作，另一桥臂的电力半导体器件采用 PWM脉宽调制兼顾交流侧输入电流和直流侧输出电压的调节；整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小为 $1/3f_s$ ，其中， $f_s=1/T_s$ ；则有以下关系：

[0039] 第一扇区相电压 $v_a > v_b > v_c$ ，开关管对应调制波比较值 $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{mid_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{mid_Sn}$, $V_{Scp} = V_{min_Sp}$, $V_{Scn} = V_{min_Sn}$ 为：

$$[0040] \quad \begin{cases} V_{Sap}(\omega t) = V_{San}(\omega t) = 1 \\ V_{Sbp}(\omega t) = V_{Sbp}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{Sbn}(\omega t) = V_{Sbn}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{Scp}(\omega t) = V_{Scn}(\omega t) = 0 \end{cases}$$

[0041] 其中： $V_{Sbp(Sbn)}^*(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$ ；

[0042] 第二扇区相电压 $v_b > v_a > v_c$ ，开关管对应调制波比较值 $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sap} = V_{mid_Sp}$, $V_{San} = V_{mid_Sn}$, $V_{Scp} = V_{min_Sp}$, $V_{Scn} = V_{min_Sn}$ 为：

$$[0043] \quad \begin{cases} V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 1 \\ V_{Sap}(\theta) = V_{Sap}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{San}(\theta) = V_{San}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 0 \end{cases}$$

[0044] 其中： $V_{Sap(San)}^*(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta)$ ；

[0045] 第三扇区相电压 $v_b > v_c > v_a$ ，开关管对应调制波比较值 $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Scp} = V_{mid_Sp}$, $V_{Scn} = V_{mid_Sn}$, $V_{Sap} = V_{min_Sp}$, $V_{San} = V_{min_Sn}$ 为：

$$\begin{cases} V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 1 \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Scp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scn}(\theta) = V_{Scn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 0 \end{cases}$$

[0047] 其中: $V_{Scp(Scn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$;

[0048] 第四扇区相电压 $v_c > v_b > v_a$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Scp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Scn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\max_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Scp}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 1 \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbn}(\theta) = V_{Sbn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 0 \end{cases}$$

[0050] 其中: $V_{Sbp(Sbn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta + \frac{\pi}{3})$;

[0051] 第五扇区相电压 $v_c > v_a > v_b$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Scp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Scn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\min_Sp}$, $V_{San} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Scp}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 1 \\ V_{Sap}(\theta) = V_{Sap}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{San}(\theta) = V_{San}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 0 \end{cases}$$

[0053] 其中: $V_{Sap(San)}^*(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta)$;

[0054] 第六扇区相电压 $v_a > v_c > v_b$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\max_Sn}$, $V_{Scp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Scn} = V_{\min_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$ 为:

$$\begin{cases} V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 1 \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Scp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scn}(\theta) = V_{Scn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 0 \end{cases}$$

[0056] 其中: $V_{Scp(Scn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$ 。

[0057] 与现有技术相比,本发明具有以下有益效果:

[0058] 本发明通过将阻抗源整流器中间直流侧电压控制为整流桥交流侧输入相电压的

包络线即三相线电压的瞬时最大值,一个开关周期 T_s 内,整流桥中两个桥臂的电力半导体器件开关状态固定不动作,另一桥臂的电力半导体器件采用脉宽调制(PWM)兼顾整流桥直流侧输出电压和交流侧输入电流的调节。获得理论上最大的电压压降,有效地减小了高增益应用场合下电力半导体器件的电压应力和等效开关频率,有助于降低变流器中电力半导体器件的成本和提高电能转换效率。

附图说明

- [0059] 图1为阻抗源整流器的结构示意图;
- [0060] 图2为两种典型阻抗源整流器的结构示意图,其中,(a) Z源整流器,(b) 为准Z源整流器;
- [0061] 图3为三相电压源整流器的结构示意图;
- [0062] 图4为三相整流桥交流侧输入电压和最小直流侧电压的示意图;
- [0063] 图5为准Z源整流器直流侧等效电路图,其中,(a) 为直通状态时的等效电路图,(b) 为非直通状态时的等效电路图;
- [0064] 图6为阻抗源整流器采用不同调制方法降压系数比较图,其中,(a) 为降压系数与直通时间关系,(b) 为降压系数与整流级等效调制度关系;
- [0065] 图7为阻抗源整流器采用不同调制方法电力半导体器件电压应力与降压系数之间关系图;
- [0066] 图8为采用新调制方法准Z源整流器时域仿真结果图,其中,(a) 为驱动信号,(b) 为输入相电流及与电网电压的相位关系,(c) 为直流侧输出电压,(d) 为中间直流侧电压和电容电压;
- [0067] 图9为准Z源整流器采用不同PWM调制策略效率比较。

具体实施方式

- [0068] 下面结合附图对本发明做进一步详细的说明。
- [0069] 本发明的关键思想是在一个整流桥交流侧输入电压 60° 扇区内,通过调节一相桥臂的直通时间控制整流桥直流侧电压的平均值为整流桥交流侧输入电压的包络线,即线电压的瞬时最大值。一个开关周期 T_s 内,整流桥中两个桥臂的电力半导体器件开关状态固定不动作,另一桥臂的电力半导体器件采用脉宽调制(PWM)兼顾整流桥直流侧输出电压和交流侧输入电流的调节。因此,可以将整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小为 $1/3f_s$,($f_s=1/T_s$),输出端开关管的开关频率减小为 $2f_s$,有助于降低电力半导体器件成本和提高变流器的电能转换效率。
- [0070] 图1和2所示阻抗源整流器最大降压和最小开关频率的脉宽调制电路。该方法具有设计简单,可靠性高,更易于工程实用化等优点。
- [0071] 图3给出了传统三相电压源整流器主电路。假定三相电网输入电压对称,其输入电压和电流的表达式如下:

$$[0072] \quad \begin{cases} v_a(\omega t) = \hat{v}_{ac} \cdot \cos(\omega t) \\ v_b(\omega t) = \hat{v}_{ac} \cdot \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ v_c(\omega t) = \hat{v}_{ac} \cdot \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (1)$$

$$[0073] \quad \begin{cases} i_a = \hat{i}_{ac} \cdot \cos(\omega t - \varphi) \\ i_b = \hat{i}_{ac} \cdot \cos(\omega t - \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ i_c = \hat{i}_{ac} \cdot \cos(\omega t - \varphi + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (2)$$

[0074] 其中: \hat{v}_{ac} 和 \hat{i}_{ac} 分别为输入相电压和相电流的峰值。 $\cos(\varphi)$ 是负载功率因数。 $\omega = 2\pi f_{line}$, f_{line} 是输入相电压的基波频率。

[0075] 整流桥交流侧输入电压表达式如下:

$$[0076] \quad \begin{cases} v_{sa} = \hat{v}_s \cdot \cos(\omega t - \alpha) \\ v_{sb} = \hat{v}_s \cdot \cos(\omega t - \alpha - \frac{2}{3}\pi) \\ v_{sc} = \hat{v}_s \cdot \cos(\omega t - \alpha + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (3)$$

[0077] 其中: \hat{v}_s 为整流桥交流侧输入电压峰值, α 为整流桥交流侧输入电压滞后于输入电网电压的相角。

[0078] 根据基尔霍夫电压定律可得交流侧电感的状态空间方程:

$$[0079] \quad L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0080] 其中: L_s 为交流侧滤波电感, R_s 为交流侧等效电阻。

[0081] 将式(1)、(2)和(3)代入上式, 进行3/2旋转坐标变换得到下方程:

$$[0082] \quad \begin{cases} \hat{v}_s \cdot \cos(\alpha) = \hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac} \cos(\varphi) - \omega L_s \hat{i}_{ac} \sin(\varphi) \\ \hat{v}_s \cdot \sin(\alpha) = -R_s \hat{i}_{ac} \sin(\varphi) + \omega L_s \hat{i}_{ac} \cos(\varphi) \end{cases} \quad (5)$$

[0083] 因为电路工作在单位功率因数, 所以 $\varphi = 0$, 上式可进一步简化为:

$$[0084] \quad \begin{cases} \hat{v}_s \cdot \cos(\alpha) = \hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac} \\ \hat{v}_s \cdot \sin(\alpha) = \omega L_s \hat{i}_{ac} \end{cases} \quad (6)$$

[0085] 由功率守恒可得下式, 进而可以得到输入电流峰值 \hat{i}_{ac} 。

$$[0086] \quad \frac{3}{2} \hat{u}_{ac} \hat{i}_{ac} = 3 \left(\frac{\hat{i}_{ac}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_s + P_o \quad (7)$$

$$[0087] \quad \hat{i}_{ac} = \frac{3\hat{u}_{ac} - \sqrt{9u_{ac}^2 - 24R_s P_o}}{6R_s} \quad (8)$$

[0088] 其中: P_o 是输出负载功率。

[0089] 结合式(6)和(8)可以求出整流桥交流侧输入电压幅值和相位。

$$\begin{cases} \hat{v}_s = \sqrt{(\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac})^2 + (\omega L_s \hat{i}_{ac})^2} \\ \alpha = \arctan\left(\frac{\omega L_s \hat{i}_{ac}}{\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac}}\right) \end{cases} \quad (9)$$

[0091] 图4给出三相整流桥交流侧输入电压和最小直流侧电压关系图。当三相电压源整流器采用基于三角载波的正弦脉宽调制(SPWM)策略时,整流桥直流侧电压的最小值是整流桥交流侧输入电压峰值的两倍 $2\hat{v}_s$,如图4中实线所示。电压基波频率 f_{line} 为50Hz。当采用SPWM加入3次谐波注入或空间矢量调制(SVM) 直流侧电压最小值是 $\sqrt{3}\hat{v}_s$,如图4中点划线所示。此外,还有另一种可能的直流侧电压选取就是整流桥输入三相线电压的瞬时最大值即交流侧三相输入电压的包络线,如图中随时间变化的虚线波形所示,其表达式为:

$$V_{dc_link}(\theta) = \sqrt{3} \cdot \hat{v}_s \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (10)$$

[0093] 其中: $\theta = (\omega t - a) \% (\pi/3)$ 。

[0094] 如果一个开关周期 T_s 内,整流桥的直流侧电压的平均值可以控制为(10)式或图4所示的六脉波虚线,则整流桥交流侧输入电压最大值的桥臂上管始终导通,整流桥交流侧输入电压最小值的桥臂下管始终导通,另一相桥臂上、下开关器件工作于脉宽调制(PWM)模式,整流桥中电力半导体器件的工作状态如表1所示。以第一扇区为例,整流桥直流侧一个开关周期 T_s 内电压的平均值是线电压($v_{sa} - v_{sc}$)。因此, S_{ap} 和 S_{cn} 始终导通, S_{bp} 和 S_{bn} 工作于脉宽调制(PWM)模式以生成交流侧输入电压 v_{sb} 。任一扇区内,有且仅有一相工作于脉宽调制方式且上、下桥臂功率器件开关状态互补,其导通占空比 d_{Sip} 、 d_{Sin} 表达式分别如(11)所示。整流桥中所有电力半导体器件的等效开关频率可以减少为 $1/3f_s$ ($f_s = 1/T_s$)。

$$\begin{cases} d_{Sip}^*(\theta) = \frac{v_{smid}(\theta) - v_{smin}(\theta)}{v_{smax}(\theta) - v_{smin}(\theta)} \\ d_{Sin}^*(\theta) = 1 - d_{Sip}^*(\theta) \end{cases} \quad (11)$$

[0096] 其中:任一扇区内, $v_{smin}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最小值; $v_{smax}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最大值;i为采用脉宽调制的一相桥臂a相,b相或者c相,表1整流桥电力半导体器件开关状态。

[0097] 表1

[0098]

	$0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$	$60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$	$120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$	$240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$	$300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$
A相	$S_{ap}=1; S_{an}=0$	$S_{ap} S_{an}=PWM$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap} S_{an}=PWM$	$S_{ap}=1; S_{an}=0$
B相	$S_{bp} S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp} S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$
C相	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp} S_{cn}=PWM$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp} S_{cn}=PWM$

[0099] 传统三相电压源整流器由于整流桥直流侧存在较大的稳压电容,因此不可能将电压控制成(10)式和图4所示的六脉波虚线。阻抗源整流器直流侧工作模式可以分为两种。以准Z源整流器为例,两种工作模式下等效电路如图5所示。当整流桥开关器件直通时,开关管 S_d 截至,两电感给电容充电, $V_{dc_link}=0$,整流桥输出零电压矢量。当整流桥开关器件非直通时,开关管 S_d 导通,中间直流侧电压给电感充电同时与两电容反相串联为负载供电, V_{dc_link}

$=V_{C1}+V_{C2}$ 整流桥输出有源电压矢量。因此,一个开关周期内中间直流侧的平均电压为:

$$[0100] \quad \langle V_{dc_link} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{d_{ST} T_s} 0 dt + \int_{d_{ST} T_s}^{T_s} (V_{C1} + V_{C2}) dt \right) = (1 - d_{ST}) \cdot (V_{C1} + V_{C2}) \quad (12)$$

[0101] 现有文献提出的脉宽调制方法,在给定整流桥交流侧输入电压时,稳态时,直通时间 d_{ST} 恒定,因此阻抗源整流器中间直流侧电压 V_{dc_link} 在一个开关周期(T_s)内也是恒定的,分别为 $2\hat{v}_s$ 或 $\sqrt{3}\hat{v}_s$ 。现有文献3提出的脉宽调制方法,所有零矢量均用于直通时间。在给定交流输入开关电压时,稳态时,直通时间 d_{ST} 随时间变化。为了进一步减小整流桥中电力半导体器件的电压应力和开关次数,可以调节整流桥中单个桥臂直通时间控制在一个开关周期 T_s 内 V_{dc_link} 的平均值满足(10)式。为简化分析,假定电容 C_1 和 C_2 足够大,稳态时电容电压近似恒定。结合(10)和(12)式,在一个开关周期 T_s 内,整流桥直流侧电压的平均值可以通过调节直通时间 d_{ST} 来精确控制。

$$[0102] \quad (1 - d_{ST}) \cdot (V_{C1} + V_{C2}) = \sqrt{3} \cdot \hat{v}_s \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \quad (13)$$

[0103] 其中: $\theta = (\omega t - a) \% (\pi/3)$ 。

[0104] 稳态时,电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 与整流桥直通时间的平均值有关,可以表示为:

$$[0105] \quad V_{C1} = \frac{1 - d_{avg}}{1 - 2d_{avg}} V_{dc} \quad V_{C2} = \frac{d_{avg}}{1 - 2d_{avg}} V_{dc} \quad (14)$$

[0106] 升压占空比的平均值可以通过对(13)式中 d_{ST} 在一个 60° 扇区内求积分获得。

$$[0107] \quad d_{avg} = \frac{3}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/3} \left(1 - \frac{V_{dc_link}(\theta)}{V_{C1} + V_{C2}} \right) d\theta = 1 - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{\hat{v}_s}{V_{C1} + V_{C2}} \quad (15)$$

[0108] 结合(13)(14)和(15),稳态时,电容电压和直通时间的表达式为:

$$[0109] \quad V_{C1} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi B} V_{dc} \quad V_{C2} = \frac{3\sqrt{3} - 2\pi B}{2\pi B} V_{dc} \quad (16)$$

$$[0110] \quad d_{ST}(\theta) = 1 - \frac{\sqrt{3}\pi}{6\sqrt{3} - \pi B} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \quad (17)$$

[0111] (13)式的等效调制度重写为:

$$[0112] \quad M = \frac{2\pi}{6\sqrt{3} - \pi B} \quad (18)$$

[0113] 在准Z源整流器采用脉宽调制的一相桥臂中引入直通后,(11)式中上、下桥臂功率器件导通占空比 d_{Sip} 、 d_{Sin} 重写为:

$$[0114] \quad \begin{cases} d_{Sip}(\theta) = \frac{v_i(\theta) - v_{min}(\theta)}{v_{max}(\theta) - v_{min}(\theta)} \cdot (1 - d_{ST}(\theta)) + d_{ST}(\theta) \\ d_{Sin}(\theta) = 1 - d_{Sip}(\theta) + d_{ST}(\theta) \end{cases} \quad (19)$$

[0115] 其中:任一扇区内, $v_{min}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最小值; $v_{max}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最大值;i为采用脉宽调制的一相桥臂a相,b相或者c相。

[0116] 在准Z源整流器工作于降压模式下时,电力半导体器件S的占空比需要满足: $d_{ST} \geq 0$,因此,采用上述脉宽调制方法,由(17)式可知降压系数B应该小于1.576。

[0117] 电力电子变流器中,电力半导体器件选取的关键参数是电压应力 V_s :器件关断时

承受的最大阻断电压；平均电流应力 $I_{S\overline{A}}$ ：一个开关周期内流过器件的平均电流。根据准Z源整流器的工作原理，整流桥中电力半导体器件和输出端开关管承受的相同的电压应力，即中间直流侧电压的最大值，非直通时为 $2V_{C1}+V_{C2}$ 。表2列出了准Z源整流器采用现有脉宽调制方法和本发明提出的新调制方法电力半导体器件的电压应力。

[0118] 表2

[0119]

Z源整流器				
调制方法	文献1典型PWM	文献2最大恒定升压控制PWM	文献3最大升压控制PWM	新PWM
(V_s/\hat{v}_{ac})	$4-B$	$2\sqrt{3}-B$		$\frac{6\sqrt{3}-\pi B}{\pi}$

[0120] 表3列出了阻抗源整流器采用和本发明提出的新脉宽调制方法电力半导体器件的开关频率比较。

[0121] 表3

[0122]

阻抗源整流器 $f_s=1/T_s$				
调制方法	单个桥臂直通		3相桥臂同时直通	
	输出端开关管	整流桥开关管	输出端开关管	整流桥开关管
文献1典型PWM	$6f_s$	f_s	$2f_s$	$2f_s$
文献2最大恒定升压控制PWM	$6f_s$	f_s	$2f_s$	$2f_s$
文献3最大升压控制PWM	$4f_s$	$2f_s/3$	$2f_s$	$4f_s/3$
新PWM	$2f_s$	$f_s/3$		

[0123] 图6给出了准Z源整流器采用现有脉宽调制方法和本专利提出脉宽调制方法，降压系数与直通占空比，整流级等效调制度之间关系。图7给出准Z源整流器采用不同脉宽调制方法，电力半导体器件电压应力和降压系数之间关系。相同降压系数下，新调制方法和现有最大降压脉宽调制方法具有最小的器件电压应力，同时减小开关频率，有助于减小开关损耗。

[0124] 综上所述，本发明一种阻抗源整流器最大降压和最小开关频率脉宽调制策略为：在一个开关周期内，使输入相电压瞬时最大值的一相桥臂上管始终导通，输入相电压瞬时最小值的一相桥臂下管始终导通，则整流桥直流侧电压为交流侧输入线电压的瞬时最大值，剩余一相桥臂采用PWM控制，通过调节上下管直通时间控制电压增益，调节上、下管非直通时间控制输入电流跟随输入电压，实现单位功率因数整流。具体参数如下：

[0125] 1) 在给定的负载输出功率下，为使阻抗源整流器工作于单位功率因数，网侧电压、

电流同相位,根据(8)式计算交流侧相电流的幅值:

$$[0126] \quad \hat{i}_{ac} = \frac{3\hat{u}_{ac} - \sqrt{9\hat{u}_{ac}^2 - 24R_s P_o}}{6R_s} \quad (8)$$

[0127] 其中, \hat{u}_{ac} 表示电网交流输入相电压峰值, \hat{i}_{ac} 表示交流输入相电流峰值, P_o 表示直流侧输出功率, R_s 表示网侧电感等效串联电阻;

[0128] 2) 由基尔霍夫电压定律,整流桥输入电压 v_s 和电网电压 u_{ac} 满足(9)式:

$$[0129] \quad \begin{cases} \hat{v}_s = \sqrt{(\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac})^2 + (\omega L_s \hat{i}_{ac})^2} \\ \alpha = \arctan\left(\frac{\omega L_s \hat{i}_{ac}}{\hat{u}_{ac} - R_s \hat{i}_{ac}}\right) \end{cases} \quad (9)$$

[0130] 其中, \hat{v}_s 表示整流桥输入电压峰值, α 表示 v_s 相对于 u_{ac} 的滞后角, $\omega = 2\pi f_{line}$ 其中 f_{line} 表示电网电压基波频率, L_s 表示电网侧滤波电感值;

[0131] 3) 由(9)式计算整流桥交流侧输入电压幅值 \hat{v}_s , 根据(20)式计算阻抗源整流器的电压增益(降压系数):

$$[0132] \quad B = \frac{V_{dc}}{\hat{v}_s} \quad (20)$$

[0133] 其定义为直流输出电压 V_{dc} 与整流桥交流侧输入电压幅值 \hat{v}_s 的比值;

[0134] 4) 调制波表达式中等效调制度 M 由(18)式求得:

$$[0135] \quad M = \frac{2\pi}{6\sqrt{3} - \pi B} \quad (18)$$

[0136] 5) 根据空间电压矢量定义,将整流桥输入电压分为六个扇区,根据(21)式计算每一个扇区中,任一周期内,单相桥臂的直通占空比 d_{ST} :

$$[0137] \quad d_{ST}(\theta) = 1 - \frac{\sqrt{3}M}{2} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (21)$$

[0138] 其中: $\theta = (\omega t - a) \% (\pi/3)$

[0139] 6) 根据下表设计整流桥中六个功率器件的开关状态:

[0140]

	$0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$	$60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$	$120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$180^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$	$240^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$	$300^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$
A相	$S_{ap}=1; S_{an}=0$	$S_{ap} S_{an}=PWM$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap}=0; S_{an}=1$	$S_{ap} S_{an}=PWM$	$S_{ap}=1; S_{an}=0$
B相	$S_{bp} S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp}=1; S_{bn}=0$	$S_{bp} S_{bn}=PWM$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$	$S_{bp}=0; S_{bn}=1$
C相	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp}=0; S_{cn}=1$	$S_{cp} S_{cn}=PWM$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp}=1; S_{cn}=0$	$S_{cp} S_{cn}=PWM$

[0141] 7) 根据(19)式计算工作于PWM调制一相桥臂上、下开关管的导通占空比 $d_{SiP}(\theta)$ 和 $d_{Sin}(\theta)$:

$$[0142] \quad \begin{cases} d_{SiP}(\theta) = \frac{v_{si}(\theta) - v_{smin}(\theta)}{v_{smax}(\theta) - v_{smin}(\theta)} \cdot (1 - d_{ST}(\theta)) + d_{ST}(\theta) \\ d_{Sin}(\theta) = 1 - d_{SiP}(\theta) + d_{ST}(\theta) \end{cases} \quad (19)$$

[0143] 其中:任一扇区内, $v_{smin}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最小值; $v_{smax}(\theta)$ 是整流桥交流侧输入电压最大值; i 表示整流桥交流侧输入电压为中间值的一相 a, b 或 c;

[0144] 8) 阻抗源整流器开关管的驱动信号,即 PWM 控制信号,通过载波与调制波的比较获

得。其中调制波可以将传统三相整流器的调制波简单平移来获得,如 (22) 式所示。

$$[0145] \quad \begin{cases} V_{\max_Sp}(\omega t) = V_{\max_Sn}(\omega t) = 1 \\ V_{mid_Sp}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{mid_Sn}(\omega t) = V_{mid}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{min_Sp}(\omega t) = V_{min_Sn}(\omega t) = 0 \end{cases} \quad (22)$$

[0146] 其中: V_{mid}^* 为传统三相桥式整流器相电压中间值一相的调制波, V_{\max_Sp} , V_{\max_Sn} , V_{mid_Sp} , V_{mid_Sn} , V_{min_Sp} , V_{min_Sn} 分别为阻抗源整流器相电压最大值、中间值和最小值桥臂中上管、下管调制波。

[0147] PWM 调制中:一个开关周期 T_s 内,整流桥中两个桥臂的电力半导体器件开关状态固定不动作,另一桥臂的电力半导体器件采用 PWM 调制兼顾整流桥交流侧输入电压和输出侧直流电压的调节;整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小为 $1/3f_s$,其中, $f_s = 1/T_s$;

[0148] 第一扇区相电压 $v_a > v_b > v_c$,开关管对应调制波比较值 $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{mid_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{mid_Sn}$, $V_{Scp} = V_{min_Sp}$, $V_{Scn} = V_{min_Sn}$ 为:

$$[0149] \quad \begin{cases} V_{Sap}(\omega t) = V_{San}(\omega t) = 1 \\ V_{Sbp}(\omega t) = V_{Sbp}^*(\omega t) + \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{Sbn}(\omega t) = V_{Sbn}^*(\omega t) - \frac{1}{2}d_{ST}(\omega t) \\ V_{Scp}(\omega t) = V_{Scn}(\omega t) = 0 \end{cases} \quad (23)$$

[0150] 其中: $V_{Sbp(Sbn)}^*(\omega t) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$ 。

[0151] 第二扇区相电压 $v_b > v_a > v_c$,开关管对应调制波比较值 $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sap} = V_{mid_Sp}$, $V_{San} = V_{mid_Sn}$, $V_{Scp} = V_{min_Sp}$, $V_{Scn} = V_{min_Sn}$ 为:

$$[0152] \quad \begin{cases} V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 1 \\ V_{Sap}(\theta) = V_{Sap}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{San}(\theta) = V_{San}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scp}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (24)$$

[0153] 其中: $V_{Sap(San)}^*(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta)$ 。

[0154] 第三扇区相电压 $v_b > v_c > v_a$,开关管对应调制波比较值 $V_{Sbp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Scp} = V_{mid_Sp}$, $V_{Scn} = V_{mid_Sn}$, $V_{Sap} = V_{min_Sp}$, $V_{San} = V_{min_Sn}$ 为:

$$[0155] \quad \begin{cases} V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 1 \\ V_{Sep}(\theta) = V_{Scp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sen}(\theta) = V_{Scn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (25)$$

[0156] 其中: $V_{Sep(Scn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$ 。

[0157] 第四扇区相电压 $v_c > v_b > v_a$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Scp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Scn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sbp} = V_{\text{mid_Sp}}$, $V_{Sbn} = V_{\text{mid_Sn}}$, $V_{Sap} = V_{\min_Sp}$, $V_{San} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$[0158] \quad \begin{cases} V_{Sep}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 1 \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbp}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbn}(\theta) = V_{Sbn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (26)$$

[0159] 其中: $V_{Sbp(Sbn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta + \frac{\pi}{3})$ 。

[0160] 第五扇区相电压 $v_c > v_a > v_b$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Scp} = V_{\max_Sp}$, $V_{Scn} = V_{\max_Sn}$, $V_{Sap} = V_{\text{mid_Sp}}$, $V_{San} = V_{\text{mid_Sn}}$, $V_{Sbp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$[0161] \quad \begin{cases} V_{Sep}(\theta) = V_{Scn}(\theta) = 1 \\ V_{Sap}(\theta) = V_{Sap}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{San}(\theta) = V_{San}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (27)$$

[0162] 其中: $V_{Sap(San)}^*(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta)$ 。

[0163] 第六扇区相电压 $v_a > v_c > v_b$, 开关管对应调制波比较值 $V_{Sap} = V_{\max_Sp}$, $V_{San} = V_{\max_Sn}$, $V_{Scp} = V_{\text{mid_Sp}}$, $V_{Scn} = V_{\text{mid_Sn}}$, $V_{Sbp} = V_{\min_Sp}$, $V_{Sbn} = V_{\min_Sn}$ 为:

$$[0164] \quad \begin{cases} V_{Sap}(\theta) = V_{San}(\theta) = 1 \\ V_{Sep}(\theta) = V_{Sep}^*(\theta) + \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Scn}(\theta) = V_{Scn}^*(\theta) - \frac{1}{2}d_{ST}(\theta) \\ V_{Sbp}(\theta) = V_{Sbn}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (28)$$

[0165] 其中: $V_{Sep(Scn)}^*(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{3}{4}M \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3})$ 。

[0166] 为了验证上述新调制方法和理论分析, 本发明给出了一个设计实例。主电路参数如下: $V_{ac} = 311V$, $P_o = 3.2kW$, $V_o = 400V$, $f_s = 20kHz$, $f_{line} = 50Hz$, $R_s = 0.01\Omega$, $L_s = 4.5mH$, L_1

$=L_2=5\text{mH}$, $C_1=C_2=1000\mu\text{F}$, $C=1000\mu\text{F}$, $R=50\Omega$ 。图8给出当三相交流输入相电压峰值为311V时,Z源整流器采用本发明提出的脉宽调制方法,驱动信号、输入相电压、相电流、直流侧输出电压、中间直流侧电压和中间电容电压的仿真波形。根据计算获得电容电压 $V_C=513.94\text{V}$,输入三相电流峰值6.86A,输入功率因数达0.99。

[0167] 图8所示仿真结果与理论值基本一致。采用本发明提出的脉宽调制方法,准Z源整流器获得最大降压和最小器件电压应力和开关频率。

[0168] 为了定量的分析上述新脉宽调制方法对效率提升的程度。采用英飞凌单管IGBT IHW30N65R5基于上述仿真电路参数搭建实验测试平台。通过调整负载电阻,测量不同输出功率下,准Z源整流器采用各种脉宽调制方法的效率曲线。

[0169] 图9给出了采用不同脉宽调制方法,准Z源整流器的效率曲线。由于采用本发明提出的脉宽调制方法,准Z源整流器减小了整流桥中和输出端电力半导体器件的开关频率,从而明显减小开关损耗,表现出明显的高效率优势。此外,本发明提出的脉宽调制方法减小了电力半导体器件的电压应力和发热,有助于减小硅(Si)电力半导体器件的需求。

[0170] 本发明公开了一种阻抗源整流器最大降压控制和最小开关频率的脉宽调制方法,包括将一个开关周期(T_s)内中间直流侧电压平均值控制为三相交流输入开关电压的包络线即线电压的瞬时最大值,从而可以将整流桥中电力半导体器件的等效开关频率减小到 $1/3f_s$ ($f_s=1/T_s$)。本发明进一步减小了阻抗源整流器功率器件的开关损耗,提高变流器的电能转换效率。该调制方法同样更适合应用于400–800Hz中频交流电源系统,如机载和船舶电源系统。

[0171] 以上内容仅为说明本发明的技术思想,不能以此限定本发明的保护范围,凡是按照本发明提出的技术思想,在技术方案基础上所做的任何改动,均落入本发明权利要求书的保护范围之内。

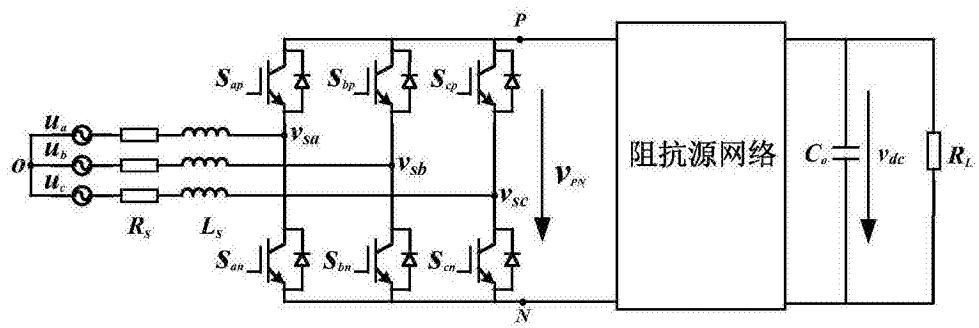
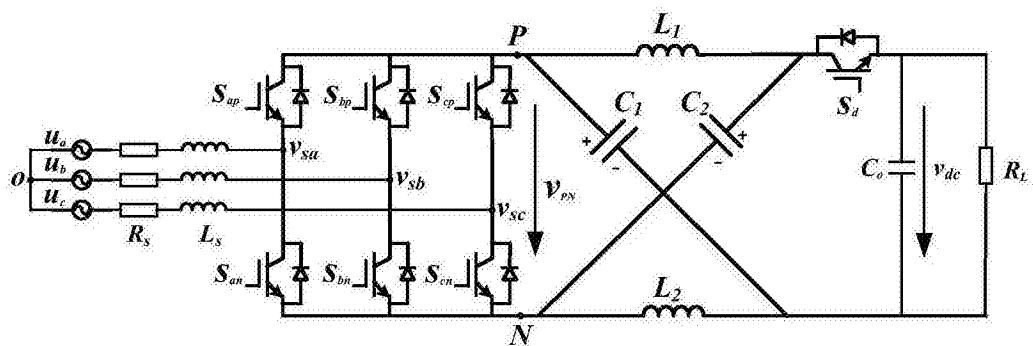
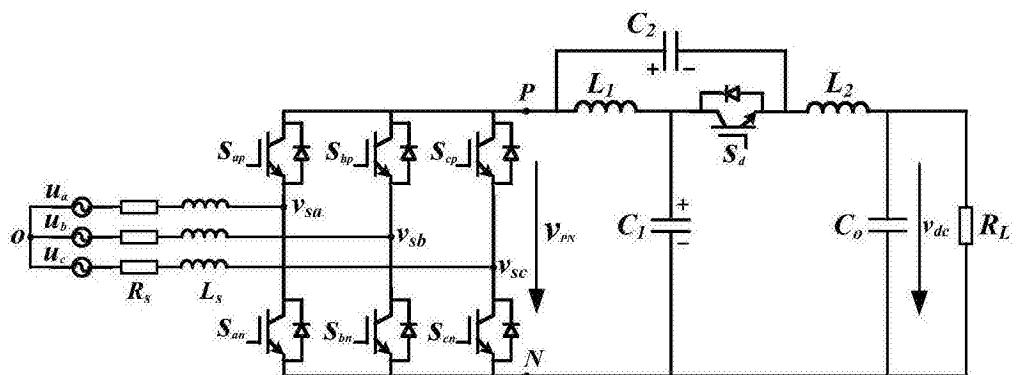


图1



(a)



(b)

图2

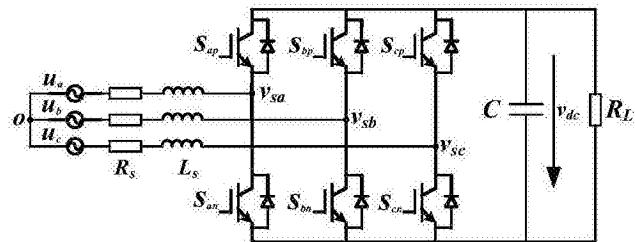


图3

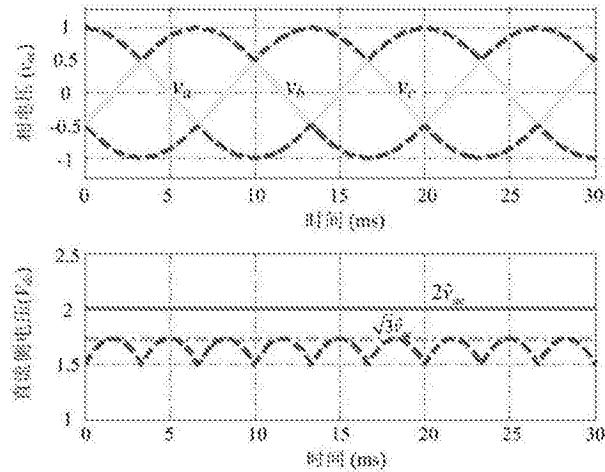
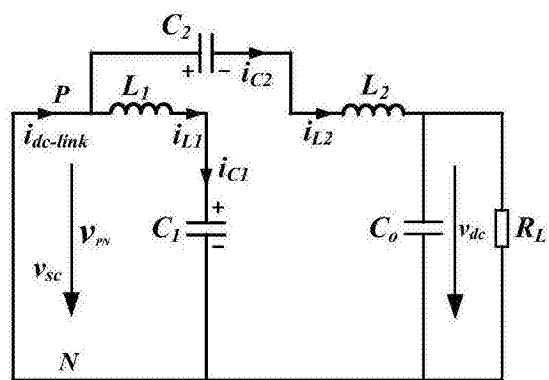
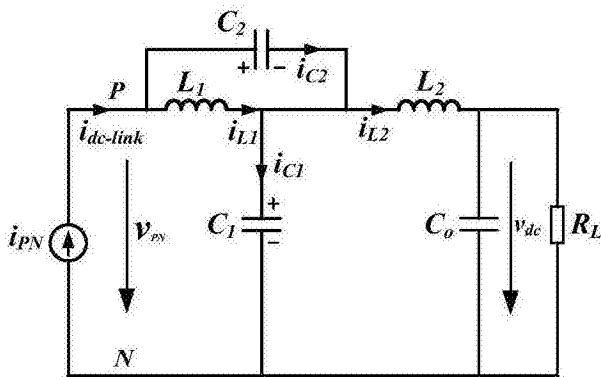


图4

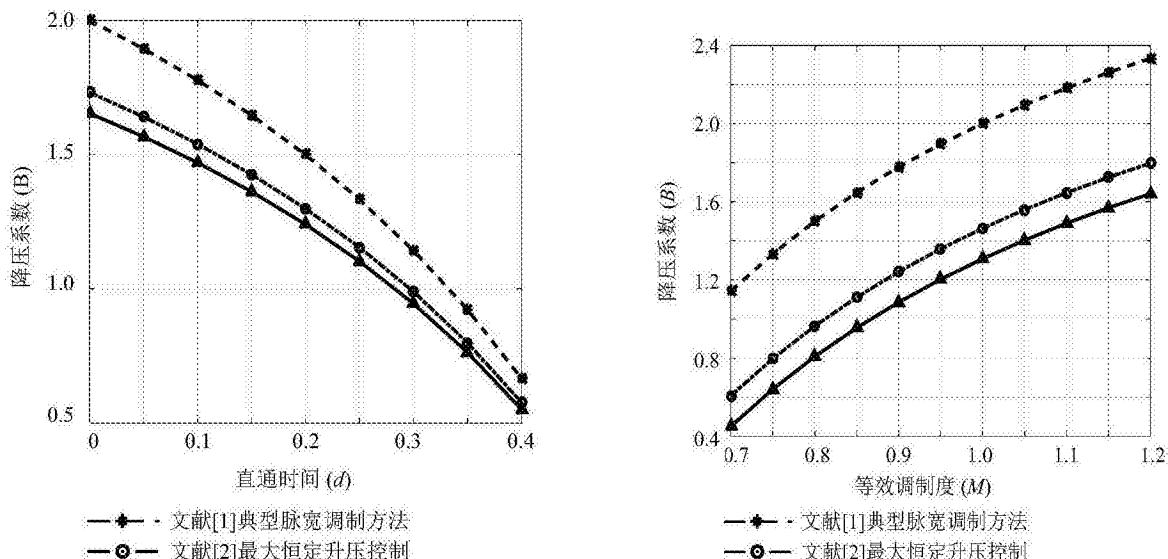


(a)



(b)

图5



(a)

(b)

图6

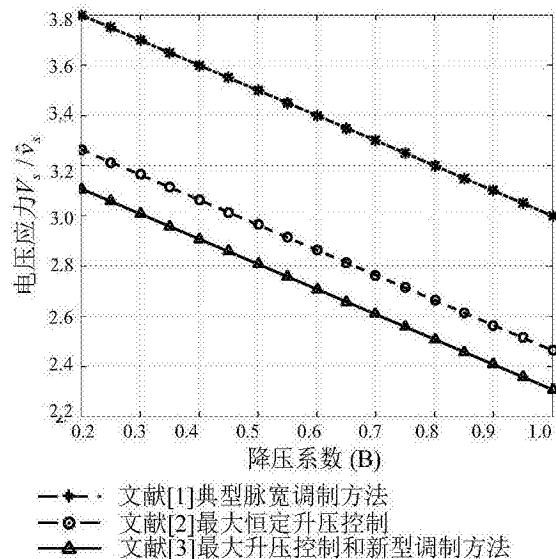
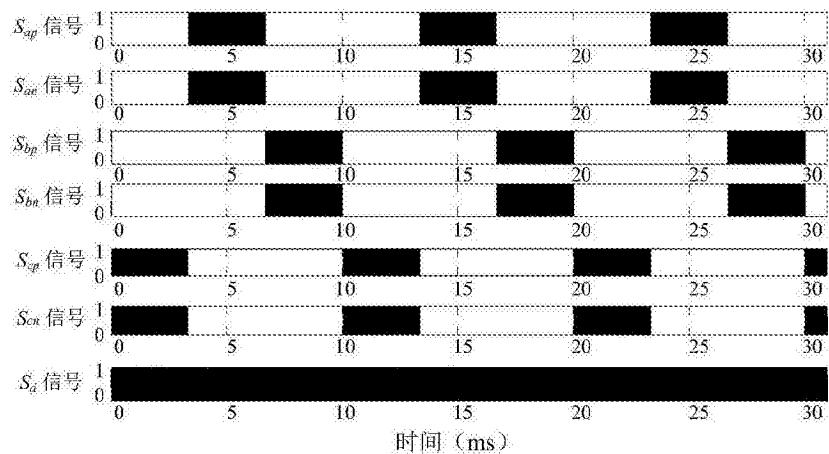
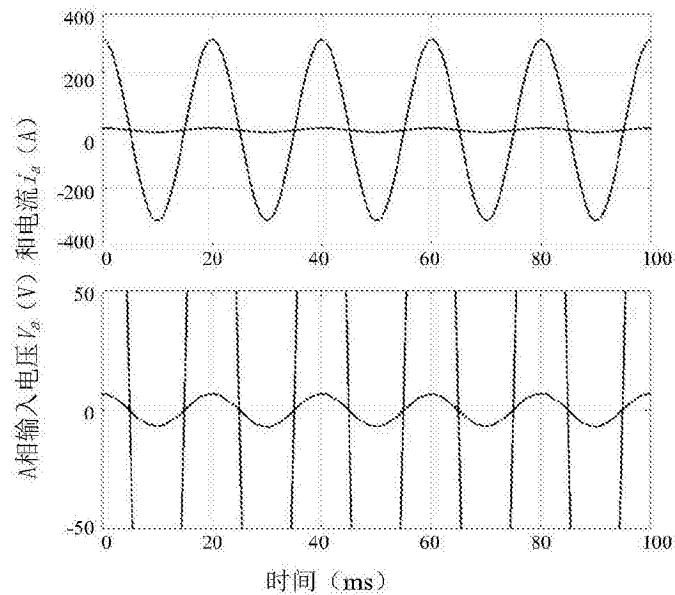


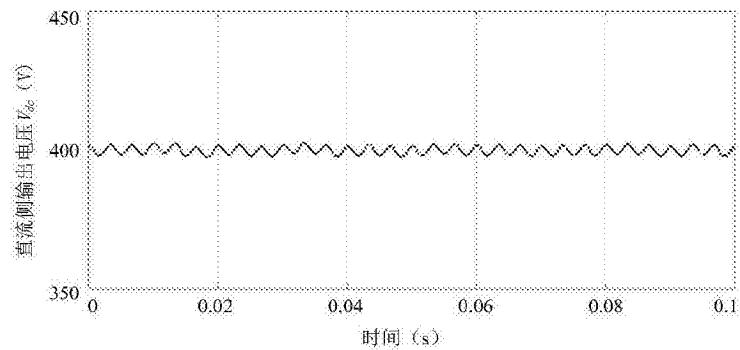
图7



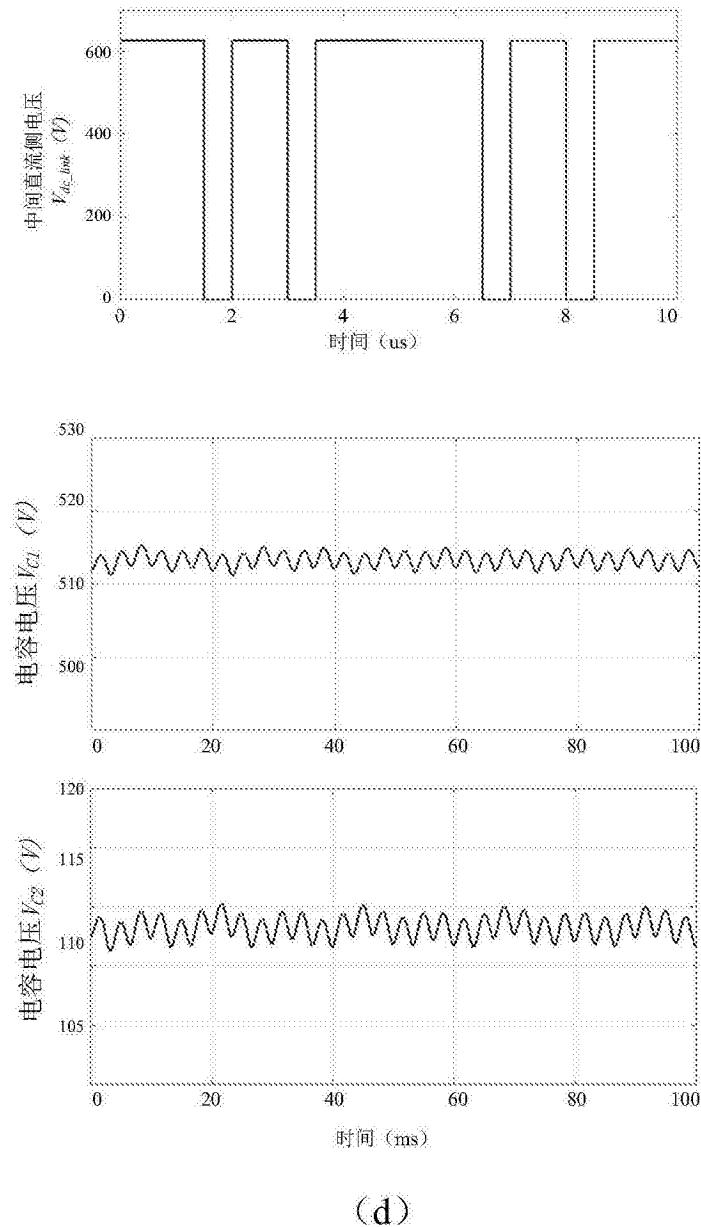
(a)



(b)



(c)



(d)

图8

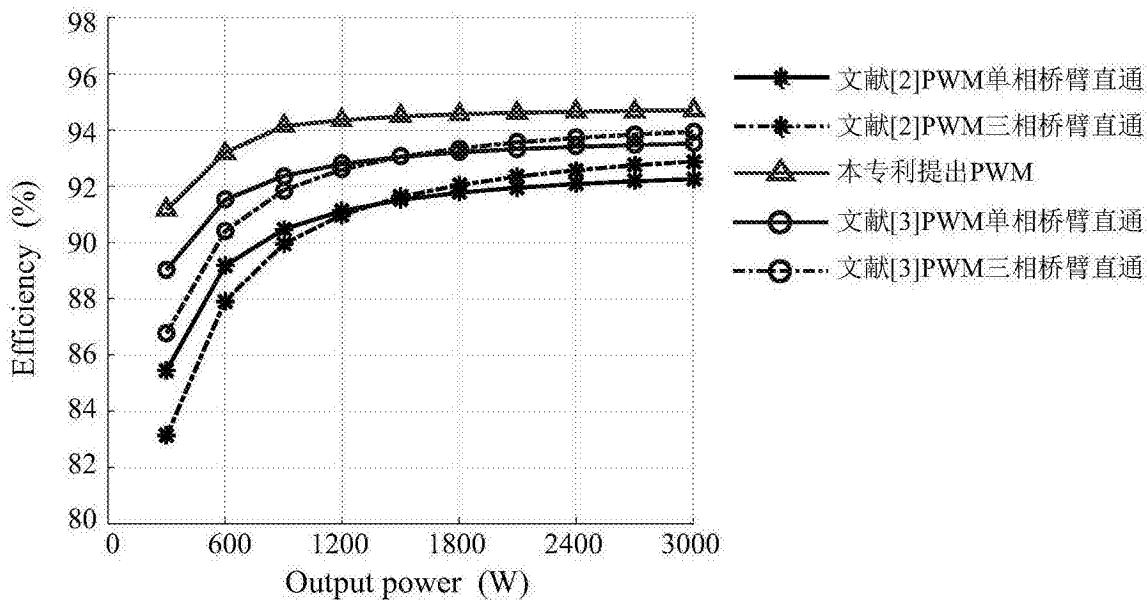


图9