

小信号分析在三电平 ZVZCS 充电桩中的应用

陈 棋¹, 陈 柬², 刘华麟³

(1. 国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 211106; 2. 南京科技职业学院, 江苏 南京 210048;

3. 贵安供电局, 贵州 贵安 550002)

摘 要:电动汽车成为环保出行的主要方式之一,充电桩作为连接电网和电池的电力电子变换载体,降低谐波对电网和充电桩本身的影响是一个重要研究方向。为了减小开关器件的电压应力,提高充电桩电源转换的效率与实用性,本文采用了一种新型的零电压零电流脉宽调制(ZVZCS PWM)三电平(TL)充电桩变换器。和同类ZVZCS PWM TL变换器相比,减少了磁性器件的使用,降低设计难度,提高了变换器的效率,可靠性更高。本文详细分析了新型ZVZCS PWM TL变换器的工作原理和不同时间段的等效电路结构,推导了电路的输入输出特性,以及实现软开关的条件和策略。并推导出TL ZVZCS PWM变换器小信号模型、闭环框图和传递函数。基于上述模型对系统进行补偿设计,使系统具有良好的稳态和暂态功能。并进行了仿真与试验,验证了该方案的可行性与有效性。

关键词:三电平;零电压零电流开关;小信号分析;传递函数

文章编号:2096-4633(2019)01-0008-08 **中图分类号:**U469 **文献标志码:**B

随着新能源行业的蓬勃发展,电动汽车成为环保出行的主要方式之一^[1-2],充电桩作为连接电网和电池的电力电子变换载体,降低谐波对电网和充电桩本身的影响是一个重要研究方向。其中一个普遍的方法是采用Boost功率因数校正技术(PFC)来减少电流谐波的污染,导致输出电压大于输入电压尖峰,这使得后级直流变换器开关管的电压应力大大增加,给器件的选取带来了困难^[3-7]。

因此在考虑器件的耐压要求时,经常采用多电平拓扑结构。中点钳位型三电平(TL)软开关变换器与普通的桥式软开关变换器相比,可以减小开关管电压应力,非常适用于高输入电压,中、大功率的充电桩应用场合^[8-9]。针对目前出现的各类软开关三电平直流变换器的优缺点,从消除或改善占空比丢失现象,进一步提高变换器的效率与实用性的角度出发,提出一种新型的零电压零电流脉宽调制(ZVZCS PWM)TL变换器。和同类ZVZCS PWM TL变换器相比,减少了磁性器件的使用,降低设计难度,提高了变换器的效率,可靠性更高。

作为一个闭环的自动控制系统,三电平充电桩变换器的控制环节是其设计的重要组成部分。本文针对TL ZVZCS PWM变换电路,在分析基本的工作原理后,推导出移相全桥三电平变换器小信号模型、闭环框图和传递函数。然后设计了校正系统,使系统具有良好

的稳态和暂态功能。最后进行仿真和试验验证。

1 电路工作原理

1.1 电路基本原理

多电平变换器一般结构是由几个电平台阶(典型情况是电容电平)合成阶梯波以逼近正弦输出电压。在传统的两电平变换器的大功率应用中存在许多问题:需要笨重、耗能、昂贵的变压器;为得到高质量的输出波形而提高开关频率,造成很高的开关损耗;为适应高电压的要求,采用器件串联,因而需要复杂的动态均压电路等。多电平变换器作为一种新型的高压大功率变换器,从电路拓扑结构入手,在得到高质量的输出波形的同时,克服两电平电路的诸多缺点:无需输出变压器和动态均压电路,开关频率低,因而开关器件应力小,系统效率高等。多电平变换器的思想从提出至今,出现了许多电路拓扑,但归纳起来主要有三种:二极管箝位型(Diode-Clamp)、飞跨电容型(Flying-Capacitor)以及具有独立直流电源的级联逆变器型(CISDCS)。它们的共同优点是:①电平数越高,输出电压谐波含量越低;②器件开关频率低,开关损耗小;③器件应力小,无需动态均压。

TL ZVZCS PWM充电桩变换器及其理想运行主要波形如图1所示^[10]。三电平桥臂由四只开关管 Q_1-Q_4 和体内二极管 D_1-D_4 及并联电容 C_1-C_4 组成,

两电平桥臂由 Q_5 、 D_6 及其串联二极管 D_5 、 D_6 组成。 C_{d1} 和 C_{d2} 为输入分压电容, D_7 、 D_8 为续流二极管, C_{ss} 为飞跨电容, D_1 、 D_8 为隔直电容, C_{ss} 为变压器漏感, 变压器变比为 n , D_{r1} 、 D_{r2} 为输出整流二极管, L_f 为输出滤波电感, C_f 为输出滤波电容, R 为负载。

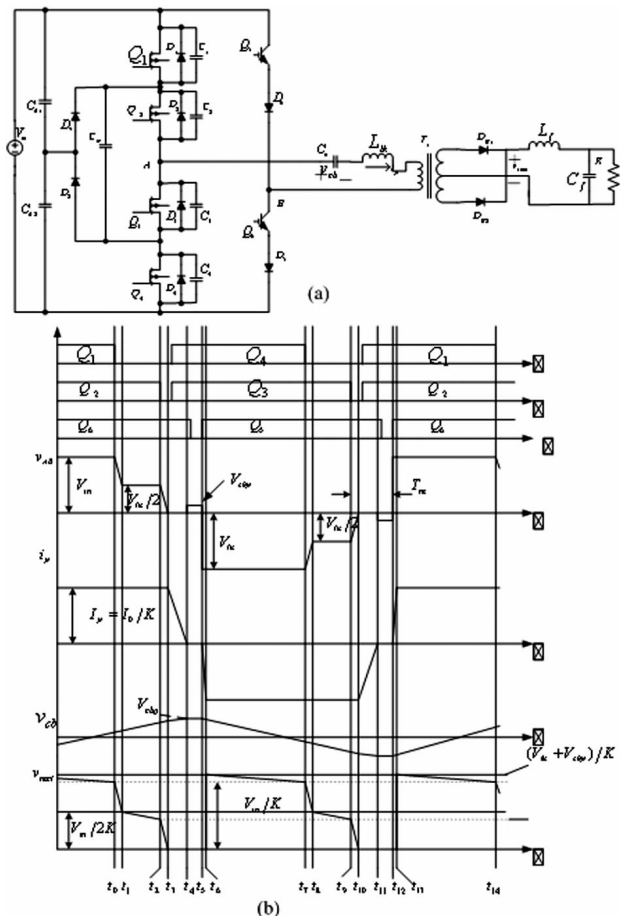


图1 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器及主要理想波形

Fig.1 Main ideal waveforms of ZVZCS PWM charging pile converter

分析之前作如下约定:

(1) 所有开关管、二极管、变压器、电感和电容都为理想器件;

(2) $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$;

(3) C_{d1} 和 C_{d2} 足够大并且相等, 它们可以近似看作电压值为 $V_g/2$ 的电压源;

(4) 飞跨电容也足够大, 其电压值近似不变, 为 $V_g/2$ 。

(5) 漏感 L_{lk} 很小, 输出电感 L_f 足够大, 可近似认为一个恒流源, 其值为输出电流 I_0 。

在图1(a)中, Q_2 、 Q_3 为 180° 互补导通; Q_1 、 Q_4 分别同相位于 Q_2 、 Q_3 工作; Q_5 、 Q_6 为 180° 互补导

通, 相对于 Q_3 、 Q_2 分别相差一个相位 (即最小移相角), Q_2 、 Q_3 的驱动信号分别超前于 Q_6 、 Q_5 。由于 Q_1 、 Q_4 导通时间长短直接和占空比有关系, 因此可以把 Q_1 、 Q_4 定义为斩波管, Q_2 、 Q_3 为超前管, Q_5 、 Q_6 为滞后管。当 Q_1 、 Q_4 PWM 工作时, Q_2 、 Q_3 之间和 Q_6 、 Q_5 之间都有一个较小的固定相位差 (即死区), 以实现 Q_5 、 Q_6 的 ZCS, 输出整流后的电压为三电平波形, 称为三电平模式 (3L)。

TL ZVZCS PWM 变换器的基本工作原理可简述如下: 当变换器对角三只开关管 (Q_1 、 Q_2 或 Q_2 、 Q_3 、 Q_5) 同时导通时, 输入电源将能量传送到输出端, 与此同时原边阻断电容 C_b 由原边电流 i_p 充电, 其上电压 V_{cb} 从一个方向到另一个方向线性变化。当只有 Q_2 、 Q_6 或 Q_3 、 Q_5 同时导通时情况类似, 变换器也处于能量传输阶段。在超前臂开关管 Q_1 或 Q_2 状态完成后原边处于续流阶段时, 阻断电容上的电压近似保持恒定, 极性与原边电流相同, 恰好成为一个反向阻断电压源, 使得原边电流迅速下降到零, 由于滞后臂上串联的二极管使电流不能反向流动, 从而电流保持在零 - PWM 变换, 为滞后臂开关管的导通与关断创造了零电流开关条件。超前臂开关管的零点压导通与关断过程与基本的 FB-ZVS 变换器完全相同。

输入输出电压之间的关系可以表示为:

$$V_0 = \frac{V_{in}}{2K} (1 + D_1 - D_{re}) \quad (1)$$

式中 $D_1 = \frac{T_{on}}{T_s/2}$, $D_{re} = \frac{T_{re}}{T_s/2}$, T_{on} 是 Q_1 、 Q_2 和 Q_6 (或 Q_3 、 Q_4 和 Q_5) 同时导通的时间, T_{re} 为零状态时原边电流复位的时间, K 为变压器原副边之比。由图1的波形可推出阻断电容上的电压 V_{cbp} 的表达式:

$$V_{cbp} = \frac{I_0}{2KC_b} \left(\frac{T_s}{2} - T_{re} \right) \quad (2)$$

由此可得:

$$T_{re} = \frac{T_s}{2} - \frac{2KC_b V_{cbp}}{I_0} \quad (3)$$

1.2 需要考虑的几个问题

1.2.1 实现三电平桥臂开关管 ZVS 的条件

在 (t_2, t_3) 时间段中, Q_2 、 Q_3 的并联电容实现 Q_2 的零电压关断, 此时用来给 Q_2 、 Q_3 的并联电容充电和放电的储能是两个电感的能量, 即:

$$E = \frac{1}{2} (L_{lk} + n^2 L_f) \left(\frac{I_0}{n} \right)^2 \quad (4)$$

式中 $n^2 L_f$ 为输出滤波电感折算到原边的电感。

可以看出,由于输出滤波电感较大,因此总能量 E 在负载较轻时也能将 Q_3 的并联电容电荷放完。也就是说,为 Q_3 的零电压开通具备了必要条件。同样在 (t_9, t_{10}) 段, Q_2 、 Q_3 的并联电容实现 Q_3 的零电压关断,总能量 E 在负载较轻时同样能将 Q_2 的并联电容电荷放完,从而实现 Q_2 的零电压导通。所以可以得出结论: Q_2 、 Q_3 可以实现宽负载范围内的 ZVS。

与 Q_2 、 Q_3 类似, Q_1 、 Q_4 也是利用输出滤波电感和漏感的能量实现 ZVS,它们同样可以实现宽负载范围内的 ZVS。

1.2.2 实现滞后臂开关管 ZCS 的条件

为了实现滞后管 Q_5 、 Q_6 的 ZCS,必须在开关管关断之前,使其电流减小到零。在 (t_3, t_4) 段中可以看出,隔直电容上的电压 v_{cb} 使原边电流 i_p 减小到零,所需时间为 t_{34} 。可得:

$$t_{34} = \frac{I_0 L_{lk}}{n V_{cbp}} \quad (5)$$

从式(5)看出, t_{34} 与 V_{cbp} 有关。

参考图 1(b), (t_5, t_{12}) 是半个开关周期,在 (t_5, t_9) 期间, i_p 一直使 C_b 放电。由于 t_{56} 为 i_p 反向线性上升期,很小可以忽略;同时,在 (t_9, t_{10}) 期间, v_{cb} 变化很小,则可认为 (t_5, t_9) 期间, v_{cb} 从 V_{cbp} 变化到 $-V_{cbp}$,则可以得到:

$$\int_{t_9}^{t_5} i_p dt = C_b [V_{cbp} - (-V_{cbp})] \quad (6)$$

$$\text{因此有: } V_{cbp} = \frac{I_0}{2nC_b} \left(\frac{T_s}{2} - T_{re} \right) \quad (7)$$

其中 T_{re} 为零状态时原边电流复位的时间, $T_{re} = t_{12} - t_{10}$ 。 (t_{10}, t_{11}) (等于 (t_3, t_4)) 是原边电流 i_p 减小到零所需的时间, (t_{11}, t_{12}) 是实现 Q_5 、 Q_6 的 ZCS 的时间,它取决于开关管的关断特性。

由式(5)和式(7)可以得到:

$$t_{34} = \frac{2L_{lk}C_b}{T_s/2 - T_{re}} \quad (8)$$

由此可以看出 T_{re} 为一固定时间,其值根据开关频率和死区时间的实际情况而确定,约等于移相时间。从式(8)可以看出, t_{34} 与负载没有任何关系。因此只要 t_{34} 足够长而使原边电流 i_p 减小到零,就能保证在任意负载下和输入电压范围内实现开关管 Q_5 、 Q_6 的 ZCS。

1.2.3 开关管的电压应力

1.2.3.1 三电平桥臂上开关管的电压应力

三电平桥臂上四只开关管两端有反并联二极管,

且有飞跨电容把中间两只开关管的电压箝位在 $V_g/2$, 各开关管关断后电容上的电压最大充至 $V_g/2$ 值。因此,三电平桥臂上四只开关管的电压应力为 $V_g/2$ 。

1.2.3.2 滞后臂开关管的电压应力

在 (t_4, t_5) 区间中,原边电流 i_p 为零, Q_6 关断之后,即 Q_5 、 Q_6 都不导通, $V_{AB} = V_{cbp}$, 假设 $V_A = 0$, 则 $V_B = -V_{cbp}$ 。所以滞后臂开关管的电压为:

$$V_{Q5} = V_g - (-V_{cbp}) = V_g + V_{cbp} \quad (9)$$

$$V_{Q6} = -V_{cbp} \quad (10)$$

从上式可以看出,滞后臂开关管的电压应力为 $V_g + V_{cbp}$, 而且要承受反压 V_{cbp} 。

1.2.3.3 滞后臂中串联二极管的电压应力

滞后臂中串联二极管所承受的反向压力为 V_{cbp} 。

2 小信号分析模型

充电桩变换器属于开关电源,作为一个闭环的自动控制系统,开关电源的控制环节是其设计的重要组成部分。其常用的设计步骤是对主电路建立小信号模型,做出开环波特图,然后根据性能指标要求,运用自动控制理论,设计校正系统,使系统具有良好的稳态和暂态性能。

FB ZVS PWM 变换器的小信号模型是由 Buck 型变换器衍生而来的^[11-12], ZVZCS PWM TL 变换器作为全桥变换器的一种, ZVZCS PWM TL 变换器的小信号模型仍然可以利用全桥变换器的小信号模型而推导出来^[13], 从而对系统参数进行设计。

首先假设下列条件满足:

- (1) 输出电感电流连续;
- (2) 理想开关器件, 理想储能元件, 忽略死区时间;
- (3) 输出电感电流采样无噪声。

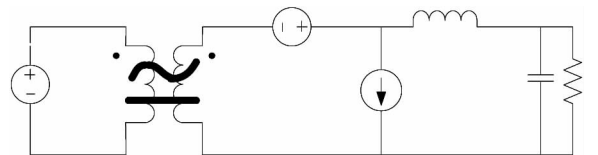


图 2 Buck 型变换器的小信号模型

Fig. 2 Small-signal model of Buck converter

Buck 型变换器的小信号模型如图 2 所示。FB ZVS PWM 变换器的小信号模型是由 Buck 型变换器衍生而来的^[14], ZVZCS PWM TL 变换器作为全桥变换器的一种, ZVZCS PWM TL 变换器的小信号模型可以利用 FB ZVS PWM 变换器的小信号模型而推

导出。和 FB ZVS PWM 变换器的小信号模型一样,在 ZVZCS PWM TL 变换器小信号的等效模型中,用 D_{eff} 代替 D_1 ,用 $\hat{d}_{eff}$ 代替占空比扰动量 $\hat{d}_1$,用 $k\hat{v}_g$ 代替输入电压扰动量 $\hat{v}_g$ (为了方便使用,令 $k = 1/n = N_s/N_p$)。

通过前面的理论分析可以看出,TL ZVZCS PWM 充电桩变换器可以不考虑占空比丢失的情况;又因主回路中隔直电容 C_b 的加入,影响 TL ZVZCS PWM 变换器的动态性能的因素与一般的 FB ZVS 变换器不同。

TL ZVZCS PWM 充电桩变换器的小信号模型是由 Buck 型变换器衍生而来的^[13,15-17]。

在 Buck 变换器小信号等效模型中,用 D_{eff} 代替 D_1 ,用 $\hat{d}_{eff}$ 代替占空比扰动量 $\hat{d}_1$,用 $n\hat{v}_{in}$ 代替输入电压扰动量 $\hat{v}_{in}$ (其中 $n = 1/K = N_s/N_p$)。得到 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器的电压增益为:

$$V_0/V_{in} = D_{eff}N_s/N_p = nD_{eff} \quad (11)$$

由式(1)可得:

$$D_{eff} = \frac{V_0}{nV_{in}} = \frac{1 + D_1 - D_{re}}{2} \quad (12)$$

假设 $V_{cbp} = aV_{in}$,则可得:

$$D_{eff} = \frac{1}{2} \left(D_1 + \frac{4aC_b V_{in} f_s}{nI_0} \right) \quad (13)$$

由式(13)可看出,在其它参数确定的情况下,占空比 D_1 ,负载电流 I_0 ,输入电压 V_{in} 的扰动量 $\hat{d}_1$ 、 $\hat{i}_0$ 、 $\hat{v}_{in}$ 均会对 D_{eff} 产生影响。

取 D_{eff} 对 I_0 的摄动,记为 $\hat{d}_i$,可得:

$$\hat{d}_i = -\frac{1}{2} \cdot \frac{4aC_b V_{in} f_s}{nI_0^2} \hat{i}_0 = -\frac{2aC_b V_{in} f_s}{nI_0^2} \hat{i}_0 \quad (14)$$

整理为: $\hat{d}_i = -\frac{R_{TL}}{nV_{in}} \hat{i}_0$ (15)

其中 $R_{TL} = \frac{2aC_b V_{in}^2 f_s}{I_0^2}$ 。上式中负号表明了占

空比 D_1 保持不变的情况下,输出电感电流增大会引起有效占空比的减小,从而降低输出电压,相当于控制电路的电流负反馈调节作用。

取 D_{eff} 对 V_{in} 的摄动,记为 $\hat{d}_v$,可得:

$$\hat{d}_v = \frac{1}{2} * \frac{4aC_b f_s}{nI_0} \hat{v}_{in} = \frac{2aC_b f_s}{nI_0} \hat{v}_{in} \quad (16)$$

取 D_{eff} 对 D_1 的摄动,记为 $\hat{d}_{d1}$,可得:

$$\hat{d}_{d1} = \frac{1}{2} \hat{d}_1 \quad (17)$$

由上面推导可知:

$$\hat{d}_{eff} = \hat{d}_{d1} + \hat{d}_i + \hat{d}_v \quad (18)$$

从而得到 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器的小信号模型,如图3所示。

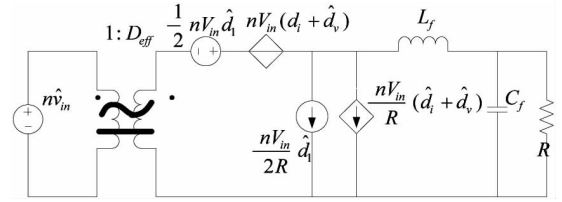


图3 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器小信号模型

Fig. 3 Small-signal model of TL ZVZCS PWM charging pile converter

3 变换器的传递函数

3.1 Buck 型变换器传递函数

仍以 Buck 为例,由图2看出,这个小信号等效模型包含3个独立的输入:控制输入变量 $\hat{d}$ 、输入电压变量 $\hat{v}_g$ 和负载电流变量 $\hat{i}_0$ (图中未画出)。因此,输出电压变量可以为这三个独立变量的组合,如下式所示。

$$\hat{v}_0(s) = G_{vd}(s)\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\hat{v}_g(s) - Z_{out}(s)\hat{i}_0(s) \quad (19)$$

$$\text{式中: } G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} \quad (20)$$

为变换器控制到输出的传递函数。

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_g(s)} \quad (21)$$

为变换器开环音频衰减率的函数。

$$Z_{out}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_0(s)} \quad (22)$$

为变换器输出阻抗。

Buck 型变换器对输出电压调节的闭环等效电路如图4所示。

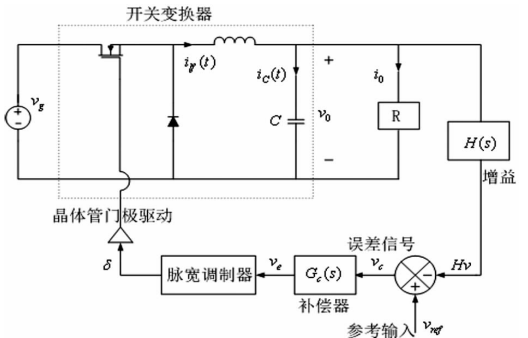


图4 Buck 型变换器的闭环等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of buck converter for closed loop

3.2 脉宽调节器

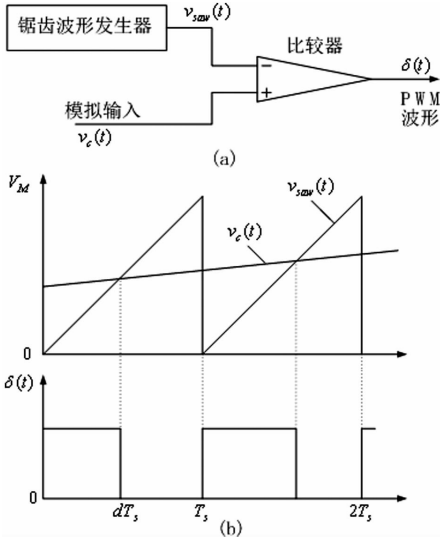


图 5 (a)脉宽调节器原理图(b)波形图

Fig. 5(a) Principle diagram of pulse width modulation

(b) Waveforms

脉宽调节器的原理图如图 5 所示。如果锯齿波 $v_{saw}(t)$ 最小值为 0, 则无论 $v_c(t)$ 小于或等于 0, 占空比一直为 0。当 $v_c(t)$ 大于或等于 V_M 时, 则占空比恒等于 1。故我们得到:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_M} \quad 0 \leq v_c(t) \leq V_M \quad (23)$$

假设:
$$\begin{cases} v_c(t) = V_c + \hat{v}_c(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \end{cases} \quad (24)$$

$$\hat{v}_0 = \hat{v}_{ref} \frac{G_c G_{vd}/V_M}{1 + H G_c G_{vd}/V_M} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1 + H G_c G_{vd}/V_M} - \hat{i}_0 \frac{Z_{out}}{1 + H G_c G_{vd}/V_M} \quad (27)$$

简化为:

$$\hat{v}_0 = \hat{v}_{ref} \frac{1}{H} \frac{T}{1 + T} + \hat{v}_g \frac{G_{vg}}{1 + T} - \hat{i}_0 \frac{Z_{out}}{1 + T} \quad (28)$$

其中 $T(s) = H(s) G_c(s) G_{vd}(s)/V_M$ 。

另外, 有:

$$\begin{aligned} v_{ref}(t) &= V_{ref} + \hat{v}_{ref}(t) \\ v_c(t) &= V_c + \hat{v}_c(t) \end{aligned} \quad (29)$$

在 DC 调节系统中, 参考输入电压 $v_{ref}(t)$ 是常数。故 $\hat{v}_{ref}(t) = 0$ 。

3.3 ZVZCS PWM TL 充电桩变换器传递函数

和 FB ZVS PWM 变换器小信号分析的方法一样, 由图 3 可以推导出 ZVZCS PWM TL 变换器的传递函数。

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}_1(s)} = 2H_0 n V_{in} \frac{Z_f}{Z_f + R_{TL}} = \frac{2n V_{in} \omega_0^2}{S^2 + 2\omega_0 \xi S + \omega_0^2 (1 + \frac{R_{TL}}{R})} \quad (31)$$

把式(24)代入式(23), 可得:

$$D + \hat{d}(t) = \frac{V_c + \hat{v}_c(t)}{V_M} \quad (25)$$

可知脉宽调节器的线性增益为 $1/V_M$, 即:

$$\begin{cases} D = \frac{V_c}{V_M} \\ \hat{d}(t) = \frac{\hat{v}_c(t)}{V_M} \end{cases} \quad (26)$$

它的框图如图 6 所示。

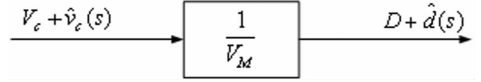


图 6 脉宽调节器的原理框图

Fig. 6 Principle diagram of pulse width modulation

结合图 6, 把图 4 转换为完整的小信号模型闭环框图, 如图 7 所示。

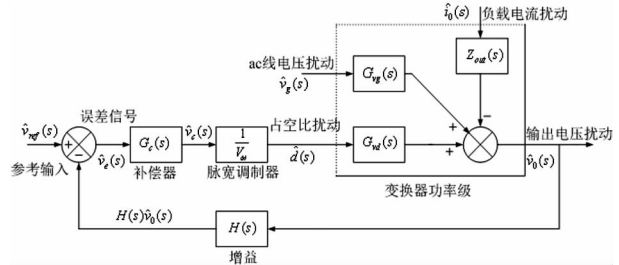


图 7 Buck 型变换器的小信号模型的闭环框图

Fig. 7 Closed loop diagram of small-signal model

for Buck converter

由图 7 可得输出电压变量 $\hat{v}_0$ 的表达式:

FB ZVS PWM 变换器的控制到输出传递函数^[18]为:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = H_0 k V_g \frac{Z_f}{Z_f + R_d} \quad (30)$$

其中: $R_d = 4n^2 L_{lk} f_s$, $Z_f = \frac{(R L_f C_f s^2 + L_f s + R)}{(R C_f s + 1)}$ (输出阻抗), $H_0 = \frac{1}{L_f C_f S^2 + \frac{L_f}{R} S + 1}$ (输出滤波器的传递

函数)。

函数)。

TL ZVZCS PWM 充电桩变换器的控制到输出传递函数为:

其中: $Z_f = \frac{(RL_fC_f s^2 + L_f s + R)}{(RC_f s + 1)}$ (输出阻抗^[18]);

$\omega_0 = \sqrt{1/L_f C_f}; \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} + \frac{R_{TL}}{2} \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$.

阻尼系数 ξ 的表达式中,前一项是 Buck 电路的阻尼,后一项是由于隔直电容 C_b 的影响而出现的附加阻尼。电路自身所特有的电流负反馈特性降低了 $G_{ud}(s)$ 的低频增益,这是因为式(31)中 R_{TL}/R 存在的结果。

同理得到控制到滤波电感电流的传递函数:

$$G_{id} = \frac{nV_{in}}{Z_f + R_{TL}} \tag{32}$$

TL ZVZCS PWM 充电桩变换器的开环音频衰减率 $G_{vg}(s)$ 为:

$$G_{vg} = H_0 n D_{eff} (1 + \frac{R_{TL} Z_f - R}{R Z_f + R_{TL}}) \tag{33}$$

图 8 所示为 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器小信号模型的系统。设 $\hat{v}_{ref} = 0$,则可以推导出整个系统框图的环路增益 $G_c(s) = 1$ 为:

$$T(s) = G_c(s) (\frac{1}{V_M}) G_{ud}(s) H(s) \tag{34}$$

当 $G_c(s) = 1$ 时,未补偿的环路增益为 $T_u(s)$ 为:

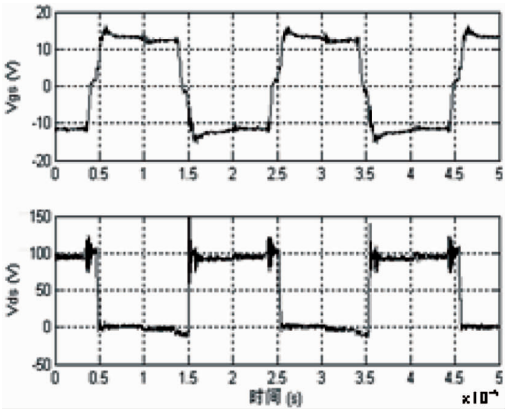
$$T_u(s) = T_{u0} \frac{1}{S^2 + 2\omega_0 \xi s + \omega_0^2 (1 + \frac{R_{TL}}{R})} \tag{35}$$

表 1 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器参数

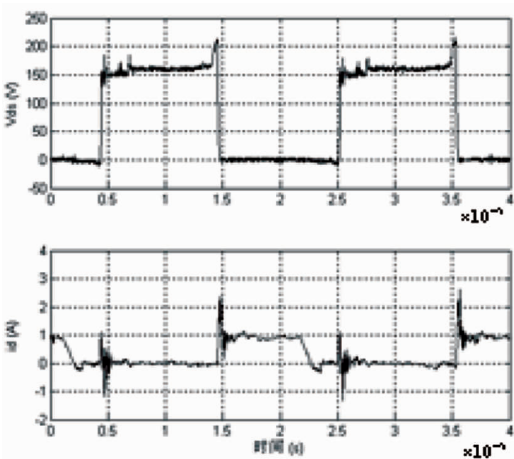
Tab. 1 Parameters of TL ZVZCS PWM charging pile converter

V_{in}	V_0	n	f_s	C_b	L_{lk}	L_f	C_f
530 V	48 V	$\frac{1}{7}$	50 kHz	0.33 μ F	7 μ H	300 μ H	4.7 nF

开关管 Q_2 的软开关波形如图 9(a) 所示, Q_5 的波形如图 9(b) 所示。可看出基本实现了 ZCS 开通和 ZCS 关断,与前面的理论分析一致。



(a) Q_2 的 ZVS 波形



(b) Q_5 的 ZCS 波形

图 9 开关管 Q_2 和 Q_5 波形图

Fig. 9 Waveform of switch Q_2 and Q_5

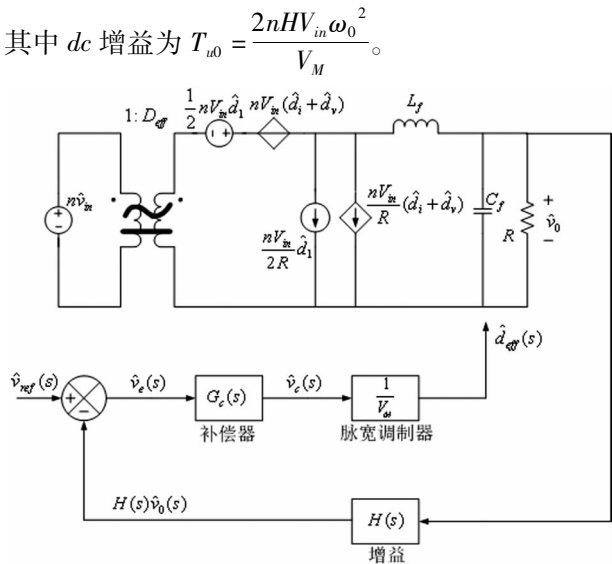


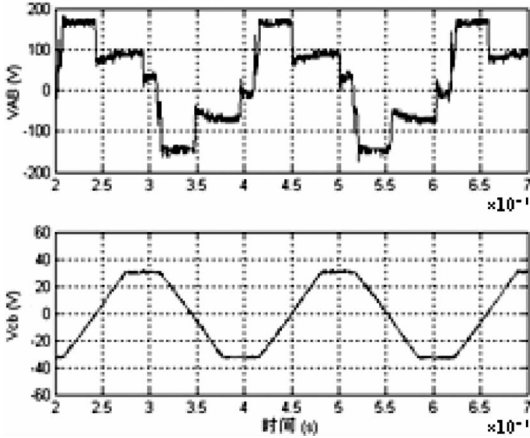
图 8 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器小信号模型系统

Fig. 8 Small-signal model system of TL ZVZCS PWM charging pile converter

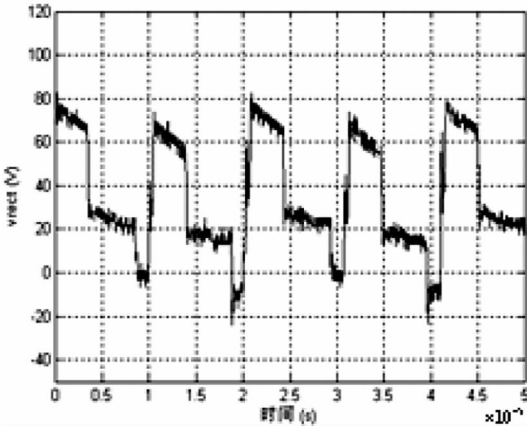
4 试 验

试验参数如表 1 所示,利用 UC3875 和 SG3525 芯片组成控制电路,输入电压调整为 160 – 27 0V,变压器变比为 2.5,开关管 $Q_1 - Q_6$ 采用 IRFP460,整流二极管 D_{R1} 、 D_{R2} 采用 MUR2045TL,辅助二极管 $D_5 - D_8$ 采用 HER1606。

电路中主要波形如图 10 所示。可以看出 v_{AB} 、 v_{cb} 和 v_{rect} 的波形与理论及仿真波形基本上保持一致；其中变换器交流侧的输出电压波形具有三种电平。可见，基于小信号模型理论的 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器的试验装置，验证了系统的有效性和可靠性。



(a) v_{AB} 和 v_{cb} 的波形



(b) v_{rect} 的波形

图 10 电路中的主要波形

Fig. 10 Main waveforms in circuits

5 结论

本文讨论的单相三电平 ZVZCS 充电桩变换器，电路结构相对简单，实现较大负载范围内的 ZVS 或 ZCS，减小了开关管电压应力，进一步提高变换器的效率与实用性^[18-20]。针对 TL ZVZCS PWM 充电桩变换器提出的小信号模型和传递函数，可以通过仿真对系统进行补偿设计，使系统具有良好的稳态和暂态性能，对充电桩的控制环节的设计具有重要作用。通过试验验证了该方案的可行性与有效性。

参考文献:

- [1] 徐玉韬,谈竹奎,吕黔苏等. 含电动汽车充电站的多端直流微电网研究[J]. 电力大数据,2018,21(06):9-16.
XU Yutao, TAN Zhukui, LV Qiansu, et al. Research on multi-terminal DC micro grid with an electric vehicle charging station [J]. Power Systems and Big Data, 2018, 21(06):9-16.
- [2] 吴洪洋,何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报,2001,21(08):42-46.
WU Hongyang, HE Xiangning. Research on PWM control of a cascade multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(08):42-46.
- [3] 张永春,刘星桥. 一种基于软开关三电平 DC/DC 开关电源的研制[J]. 电力电子技术,2012,46(11):38-40.
ZHANG Yongchun, LIU Xingqiao. Development of a three-level DC/DC switch power supply based on soft-switch [J]. Power Electronic Technology, 2012, 46(11):38-40.
- [4] 袁义生. 一种软开关交错式三电平逆变电路的研究[J]. 电力电子技术,2010,44(01):8-10.
YUAN Yisheng. Study on a soft-switching interleaved three-level inverter[J]. Power Electronic Technology, 2010, 44(01):8-10.
- [5] 黄华. 新型倍流整流方式零电压开关 PWM 全桥三电平直流变换器[J]. 电力科学与技术学报,2008,23(03):66-70.
HUANG Hua. A novel current-doublers-rectifier zero-voltage-switching PWM full-bridge three-level DC converter [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2008, 23(03):66-70.
- [6] 阳梦华,马海啸,叶海云. 单相全桥三电平逆变器的控制与仿真[J]. 电测与仪表,2015,52(23):81-85.
YANG Menghua, MA Haixiao, YE Haiyun. Control and simulation of single-phase full-bridge three-level inverter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2015, 52(23):81-85.
- [7] 刘计龙,肖飞,陈伟等. 一种三电平全桥直流变换器新型控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2014,34(33):5854-5860.
LIU Jilong, XIAO Fei, CHEN Wei, et al. Research on a novel control scheme for three-level full-bridge converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(33):5854-5860.
- [8] 陈威,吕征宁. 一种新颖的三电平全桥谐振型软开关 DC/DC 变流器[J]. 电工技术学报,2008,23(03):52-59.
CHEN Wei, LÜ Zhengning. A novel three level full bridge resonant DC/DC converter suitable for high power wide range input applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(03):52-59.
- [9] CANALES F, BARBOSA P, LEE F C. A zero-voltage and zero-current switching three-level DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(06):898-904.
- [10] 阮新波,李斌. 零电压零电流开关 PWM 复合式全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报,2003,23(04):9-14.
RUAN Xinbo, LI Bin. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(04):9-14.

- [11] TT SONG, N HUANG, A IOINOVICI. A zero-voltage and zero-current switching three-level dc-dc converter with reduced rectifier voltage stress and soft-switching-oriented optimized design [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(05): 1204 – 1212.
- [12] SCHUTTEN M J, TORREY D A. Improved small-signal analysis for the phase-shifted PWM power converter [J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2003, 18(02): 659 – 669.
- [13] 刘燕楠, 张一鸣. 全桥移相 ZVZCS 变换器建模与控制策略仿真研究 [J]. 电源技术, 2015, 39(07): 1515 – 1517.
LIU Yannan, ZHANG Yiming. Modeling and control strategy of simulation research of whole bridge phase shift ZVZCS converter [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2015, 39(07): 1515 – 1517.
- [14] 周习祥, 杨赛良, 蔡建交. PS-FB-ZVS PWM DC/DC 变换器小信号分析与样机研发 [J]. 电测与仪表, 2010, 47(01): 71 – 74.
ZHOU Xixiang, YANG Sailiang, CAI Jianjiao. Small-signal analysis and prototypical research of PS-FB-ZVS PWM DC/DC converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2010, 47(01): 71 – 74.
- [15] 翁传辉, 蔡逢煌. 移相全桥电路的小信号建模与仿真 [J]. 电气技术, 2016, 17(04): 63 – 66.
WENG Chuanhui, CAI Fenghuang. Small-signal modeling and simulation on phase-shift full-bridge converter [J]. Electrical Engineering, 2016, 17(04): 63 – 66.
- [16] KIM E S, KIM Y H. A ZVZCS PWM FB DC/DC converter using a modified energy-recovery snubber [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(05): 1120 – 1127.
- [17] TC Nai, WW Chan. A boost PWM soft-single-switched converter average switch model for small signal and transient analysis [J]. IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2002, 2(02): 984 – 989.
- [18] 黄骏翹, 曾江, 杨清波. LCL 型三电平并网逆变器无差拍控制 [J]. 广东电力, 2018, 31(01): 82 – 87.
HUANG Junchi, ZENG Jiang, YANG Qingbo. Dead-beat control of LCL three-level grid-connected Inverter [J]. Guangdong Electric Power, 2018, 31(01): 82 – 87.
- [19] 廖峰, 徐聪颖, 黎永豪. 基于小信号的智能变电站二次设备调试方法 [J]. 广东电力, 2017, 30(08): 128 – 133.
LIAO Feng, XU Congying, LI Yonghao. Commissioning method for secondary equipment in Intelligent substation based on small signal [J]. Guangdong Electric Power, 2017, 30(08): 128 – 133.
- [20] 乐文海, 何春林, 郑正仙, 等. 国内电动汽车充换电设施标准体系 [J]. 浙江电力, 2017, 36(03): 5 – 8.
LE Wenhai, HE Chunlin, ZHENG Zhengxian, et al. Domestic standard system for electric vehicle charging and battery-swapping facilities [J]. Zhejiang Electric Power, 2017, 36(03): 5 – 8.

收稿日期: 2018 – 10 – 25

作者简介:



陈 棋(1979), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子技术与新能源应用。

(本文责任编辑: 范 斌)

Application of small-signal analysis on three-level ZVZCS charging pile converter

CHEN Qi¹, CHEN Jian², LIU Hua Lin³

(1. NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 211106 Jiangsu, China; 2. Nanjing Polytechnic Institute, Nanjing 210048 Jiangsu, China
3. Guian Power Supply Bureau of Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guian 550002 Guizhou, China)

Abstract: Electric vehicle has become one of the main ways of environmental protection travel. As a power electronic transformation carrier connecting power grid and battery, Charging pile is an important research direction to reduce the influence of harmonics on power grid and charging pile itself. In order to reduce the voltage stress of switching devices and improve the efficiency and practicability of charging pile power conversion, a novel zero voltage zero current pulse width modulation (ZVZCS PWM) three level (TL) charging pile converter is adopted. Compared with the similar ZVZCS PWM TL converter, it reduces the use of magnetic devices, reduces the difficulty of design, improves the efficiency and reliability of the converter. In this paper, the working principle of the new ZVZCS PWM TL converter and the equivalent circuit structure in different time periods are analyzed in detail. The input and output characteristics of the circuit are deduced, and the conditions and strategies for realizing soft switching are given. The small signal model, closed loop block diagram and transfer function of TL ZVZCS PWM converter are derived. Based on the above model, the compensation design of the system is made, so that the system has good steady-state and transient functions. Simulation and experiment are carried out to verify the feasibility and effectiveness of the scheme.

Key words: three-level; zero-voltage and zero-current; small-signal analysis; transfer function