



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104052321 A

(43) 申请公布日 2014. 09. 17

(21) 申请号 201410300804. 3

(22) 申请日 2014. 06. 27

(71) 申请人 江苏大学

地址 212013 江苏省镇江市京口区学府路
301 号

(72) 发明人 张超 韦庭 张舒辉

(51) Int. Cl.

H02M 7/48 (2007. 01)

H02J 3/38 (2006. 01)

H02M 1/12 (2006. 01)

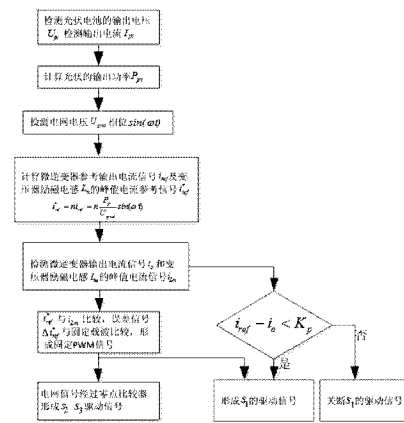
权利要求书1页 说明书5页 附图4页

(54) 发明名称

一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法及其系统

(57) 摘要

本发明公开了一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法及其系统,本发明通过对电压电流量的采集计算,将采集到的电网电压有效值 U_{grid} ,经过过零比较器电路,生成两路互补的工频开关信号送给功率器件 s_2 、 s_3 ,最终控制变压器 HT 二次侧形成完整的正弦波;将检测到的微逆变器的输出电流信号 i_o 与微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 作比较,形成的误差信号 Δi_o ,与给定的 K_p 比较,进而判断微逆变器的工作状态,当过零点并网电流与参考并网电流的差值大于给定值时,保持功率器件的关断,有效的改善了过零点畸变问题,实现了系统的功率平衡。本发明从根本上分析产生过零点畸变的原因,从而提出的控制策略对改善过零点畸变有明显的效果。



1. 一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤 1、通过电压、电流传感器分别采集光伏器件的输出电压 U_{pv} , 输出电流 I_{pv} , 经滤波电路后, 计算光伏器件的平均输出功率 $P_{pv} = U_{pv} \times I_{pv}$;

步骤 2、采集电网电压有效值 U_{grid} , 通过 PLL 锁相环电路检测相位变化 $\sin(\omega t)$, 然后计算微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 和变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* ;

步骤 3、实时检测微逆变器的输出电流信号 i_o 及变压器励磁电感 L_m 的峰值电流信号 i_{Lm} ;

步骤 4、将检测到的 i_{Lm} 与变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* 作比较, 产生的误差信号 Δi_{ref}^* 送入比较器与固定频率的载波信号进行比较, 形成频率固定的 PWM 信号;

步骤 5、将检测到的微逆变器的输出电流信号 i_o 与微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 作比较, 形成的误差信号 Δi_o , 与给定的 K_p 比较, 进而判断微逆变器的工作状态;

步骤 6、将步骤 2 中采集到的电网电压有效值 U_{grid} , 经过过零比较器电路, 生成两路互补的工频开关信号送给功率器件 s_2 、 s_3 , 最终控制变压器 HT 二次侧形成完整的正弦波。

2. 根据权利要求 1 所述的微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法, 其特征在于: 所述步骤 2 中, 变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* 及逆变器参考输出电流信号

$$i_{ref} \text{ 满足 } i_{ref}^* = n i_{ref} = n \frac{P_{pv}}{U_{grid}} \sin(\omega t)。$$

3. 根据权利要求 1 所述的微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法, 其特征在于: 所述步骤 5 中判断微逆变器的工作状态, 如果 $\Delta i_o < K_p$, 则表明微逆变器工作正常, 依然采用传统的峰值电流控制方法, 形成 s_1 的驱动信号; 若 $\Delta i_o > K_p$, 微逆变器输出电流存在过零点畸变, 应立即关断功率器件 s_1 , 直至电流误差 Δi_o 小于给定值 K_p 。

4. 根据权利要求 1 所述的微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法, 其特征在于: 所述步骤 6 中, 功率器件 s_2 、 s_3 根据电网相位形成两路互补的开关信号, 当电网电压小于零时 s_2 导通、 s_3 关断, 反之 s_2 关断、 s_3 导通。

5. 一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制系统, 包括主控单元, 以及和主控单元相连接的功率变换电路、驱动电路、信号检测电路, 其特征在于: 所述主控单元选择 DSP 芯片 TMS320F2812, 用于实现 SPWM 算法电网频率相位捕获、电网电压、电流采样及保护。

一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法及其系统

技术领域

[0001] 本发明属于光伏并网发电技术领域,具体涉及微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法及其系统。

背景技术

[0002] 光伏发电是解决世界能源危机的手段之一。现有光伏组件广泛采用串联、并联或者串并联的形式,因组件间的特性差异、局部阴影等问题会降低光伏组件电能转换效率。微逆变器能有效解决这些问题,且它具有初期投资小、安装成本低、维护简易等优点,逐渐成为光伏发电研究的热点。

[0003] 为了达到并网要求,微逆变器正弦电流的总谐波失真 (THD) 需满足一定的技术指标。而逆变器输出电流过零点畸变是造成 THD 的重要原因之一。

[0004] 对于逆变器输出电流过零点畸变,国内外学者做了大量的研究,并提出了一些解决思路。1) 因平均电流控制策略能部分缓解因功率器件开关时间延迟导致的过零点畸变,将滑模控制应用到控制脉冲的生成中,减小逆变器死区时间对输出电流的影响。2) 针对采样速率引起的电流畸变展开研究,提出了线性死区补偿方法。3) 为消除功率器件寄生参数对输出电流影响,提出了实时控制策略。

[0005] 虽然上述方法均对输出电流畸变起到一定的改善作用,但是普遍存在电流采样精度高,控制算法复杂的缺点,不适合用于价格敏感的微逆变器。因此,如何在确保微逆变器满足并网要求的基础上简化控制策略是其得以推广和普及的重要保证。

发明内容

[0006] 本发明的目的是为了解决逆变器输出电流过零点畸变,从而有效减小正弦电流的总谐波失真 (THD),满足并网要求,提出了一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法及其系统,它是在传统峰值电流控制的基础上,引入微逆变器输出电流瞬时值作为参考控制量,可有效改善输出电流过零点畸变,降低并网电流的 THD。

[0007] 为了实现上述目的,采用以下技术方案:

[0008] 一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制方法,包括以下步骤:

[0009] 步骤 1、通过电压、电流传感器分别采集光伏器件的输出电压 U_{pv} , 输出电流 I_{pv} , 经滤波电路后,计算光伏器件的平均输出功率 $P_{pv} = U_{pv} \times I_{pv}$;

[0010] 步骤 2、采集电网电压有效值 I_{grid} , 通过 PLL 锁相环电路检测相位变化 $\sin(\omega t)$, 然后计算微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 和变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* ;

[0011] 步骤 3、实时检测微逆变器的输出电流信号 i_o 及变压器励磁电感 L_m 的峰值电流信号 i_{Lm} ;

[0012] 步骤 4、将检测到的 i_{Lm} 与变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* 作比较,产生

的误差信号 Δi_{ref}^* 送入比较器与固定频率的载波信号进行比较, 形成频率固定的 PWM 信号;

[0013] 步骤5、将检测到的微逆变器的输出电流信号 i_o 与微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 作比较, 形成的误差信号 Δi_o , 与给定的 K_p 比较, 进而判断微逆变器的工作状态;

[0014] 步骤6、将步骤2中采集到的电网电压有效值 U_{grid} , 经过过零比较器电路, 生成两路互补的工频开关信号送给功率器件 s_2 、 s_3 , 最终控制变压器 HT 二次侧形成完整的正弦波。

[0015] 进一步, 所述步骤2中, 变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* 及逆变器参考

输出电流信号 i_{ref} 满足 $i_{ref}^* = ni_{ref} = n \frac{P_{pv}}{U_{grid}} \sin(\omega t)$ 。

[0016] 进一步, 所述步骤5中判断微逆变器的工作状态, 如果 $\Delta i_o < K_p$, 则表明微逆变器工作正常, 依然采用传统的峰值电流控制方法, 形成 s_1 的驱动信号; 若 $\Delta i_o > K_p$, 微逆变器输出电流存在过零点畸变, 应立即关断功率器件 s_1 , 直至电流误差 Δi_o 小于给定值 K_p 。

[0017] 进一步, 所述步骤6中, 功率器件 s_2 、 s_3 根据电网相位形成两路互补的开关信号, 当电网电压小于零时 s_2 导通、 s_3 关断, 反之 s_2 关断、 s_3 导通。

[0018] 一种微逆变器过零点电流畸变抑制的混合控制系统, 包括主控单元, 以及和主控单元相连接的功率变换电路、驱动电路、信号检测电路; 所述主控单元选择 DSP 芯片 TMS320F2812, 用于实现 SPWM 算法电网频率相位捕获、电网电压、电流采样及保护。

[0019] 本发明的有益效果是从功率器件导通和关断时间延时所造成的能量变化分析, 指出过零点畸变的主要原因是功率器件的关断延时。它是从根本上分析产生过零点畸变的原因, 从而提出的控制策略对改善过零点畸变有明显的效果。在传统峰值电流控制策略的基础上, 将微逆变器并网电流引入控制策略中, 当过零点并网电流与参考并网电流的差值大于给定值时, 保持功率器件的关断, 有效的改善了过零点畸变问题, 实现了系统的功率平衡。因此有效的改善了输出电流过零点畸变, 并降低并网电流的 THD。

附图说明

[0020] 图1 微逆变器反激式变换器电路拓扑图;

[0021] 图2 理想器件和实际器件导通、关断时间示意图;

[0022] 图3 变压器二次侧获取功率变化曲线图;

[0023] 图4 传统峰值电流控制方法框图;

[0024] 图5 过零点抑制混合控制方法框图;

[0025] 图6 传统峰值电流控制方法的输出电流波形;

[0026] 图7 过零点抑制混合控制方法的输出电流波形;

[0027] 图8 微逆变器系统执行流程图;

[0028] 图9 微逆变器系统硬件电路结构图。

具体实施方式

[0029] 下面结合附图和技术方案详细说明本发明所要解决的过零点畸变问题以及具体解决措施。

[0030] 图1 为本文研究的微逆变器拓扑结构。为了简化系统工作过程, 假设电路中均为

理想元件。当功率器件 s_1 导通时,光伏器件给励磁电感 L_m 充电,其励磁电感上的电流 i_{Lm} 线性上升,并将能量储存其中。当 s_1 关断时,电感 L_m 的工作电流达到峰值,如公式 (1) 所示。同时将能量传递给变压器 HT 的二次侧。

$$[0031] \quad I_{Lm} = U_{pv} \times d_1 \times T / L_m \quad (1)$$

[0032] 式中 I_{Lm} 为励磁电感 L_m 的峰值电流; U_{pv} 为光伏器件的输出电压; d_1 为功率器件 s_1 的占空比, T 为功率器件的开关周期。

[0033] 在一个开关周期中,光伏器件传送的能量满足:

$$[0034] \quad W_T = \frac{1}{2} L_m I_{Lm}^2 = \frac{1}{2} \frac{(U_{pv} d_1 T)^2}{L_m} = P_{pv} d_1 T \quad (2)$$

[0035] 式中 P_{pv} 为光伏器件的输出功率, W_T 为光伏器件输出的能量。

[0036] 而微逆变器的瞬时输出功率 P_o 满足:

$$[0037] \quad P_o = \frac{1}{2} P_{pv} (1 - \cos(2\omega t)) \quad (3)$$

[0038] 式中 ω 是电网工作频率, P_o 为微逆变器瞬时输出功率;

[0039] 根据能量守恒定律(输入能量等于输出能量)可得:

$$[0040] \quad P_o T = P_{pv} d_1 T \quad (4)$$

[0041] 由式 (3)、(4) 改写方程得:

$$[0042] \quad d_1 = \frac{1 - \cos(2\omega t)}{2} \quad (5)$$

[0043] 该公式表明,只要功率器件 s_1 导通时间随电网相位变换,且变化频率为 100Hz 时,即可输出正弦交流信号。同时由公式 (1) 可知励磁电感峰值电流是 d_1 的线性函数,通过控制 i_{Lm} 按照正弦规律变化则可使微逆变器输出正弦交流信号,即传统峰值电流控制策略。

[0044] 然而与理想器件不同,电力电子器件开通和关断均存在一定的延迟时间:即器件导通时间由上升时间 T_r 、下降时间 T_f 以及有效导通时间 T'_{on} 构成, T'_{on} 与 T_r 之和对应于传统峰值电流控制方式下器件理论导通时间 T_{on1} ,如公式 (6) 所示。

$$[0045] \quad T_{on} = T_r + T_f + T'_{on} = T_{on1} + T_f \quad (6)$$

[0046] 图 2 是微逆变器理想器件与实际器件导通、关断时间示意图,它表明随着 s_1 导通时间 T_{on} 下降, T_f 不仅不能够忽略不计,而且在过零点附近有 $T_{on} \approx T_f$ 存在。此时,过零点区域变压器二次侧从电源获取的功率变为一个常数,如公式 (7) 所示。变压器二次侧获取功率变化曲线图如 3 所示。

$$[0047] \quad W_T = \frac{1}{2} L_m I_{Lm}^2 = \frac{1}{2} \frac{(U_{DC} T_f)^2}{L_m} \quad (7)$$

[0048] 在一个开关周期内,微逆变器系统满足下列能量平衡公式:

$$[0049] \quad W_T = W_o + W_c \quad (8)$$

[0050] 式中 W_T 为光伏器件输出的能量, W_o 为微逆变器输出能量, W_c 为微逆变器滤波电容 C_o 存储的能量。在过零点区域,微逆变器输出能量应近似为零,该式可改写为:

$$[0051] \quad W_T = \frac{1}{2} \frac{(U_{DC} T_f)^2}{L_m} = \frac{1}{2} C_o (U_c^2 - U_c'^2) = W_c \quad (9)$$

[0052] 式中 U_c 、 U_c' 分别对应功率器件 s_1 导通、关断时微逆变器滤波电容 C_o 工作电压。

上式表明,由于变压器输出能量存储在电容 C_o 中,当功率器件 s_1 关断时,励磁电感 L_m 给变压器 HT 的二次侧传递能量,电容 C_o 电压上升。在过零点区域,电容 C_o 电压随着 s_1 开关次数的增加而不断上升,当微逆变器再次向电网注入功率时, U'_c 可改写为:

$$[0053] \quad U'_c = \sqrt{\frac{kW_T}{C_o}} \quad (10)$$

[0054] 上式中 k 为功率器件 s_1 开关次数,此时的 W_T 为过零点时刻光伏器件的输出能量(公式(7)计算结果)。该公式表明,随着开关器件 s_1 工作次数的增加,电容 C_o 电压逐步上升。并且对于微逆变器滤波电感 L_o 有下列公式存在:

$$[0055] \quad U'_c = L_o \frac{di_o}{dt} + u_o \quad (11)$$

[0056] 式中 i_o 、 u_o 分别是微逆变器输出电流及电网电压。

[0057] 由于在过零点附近电网电压近似为零,由公式(11)得到:微逆变器输出电流 i_o 远远大于零,从而导致逆变器输出电流产生畸变,如图6所示。

[0058] 图4和图5给出了传统峰值电流控制方法及过零点抑制混合控制方法框图,为了解决上述问题,本文在传统峰值电流控制方法的基础上引入逆变器并网电流 i_o 作为 s_1 控制参考信号,实现系统的功率平衡,控制过程如下:控制器对光伏器件的输出电压 U_{pv} 、输出电流 I_{pv} 进行检测,滤波后计算得到光伏器件的输出功率 $P_{pv} = U_{pv} \times I_{pv}$,同时检测电网电压有效值 U_{grid} 及频率 ω ,根据公式(12)得到峰值参考电流参考信号 i_{ref}^* 和微逆变器输出电流参考信号 i_{ref} ;实时检测微逆变器输出电流 i_o ,并将其与参考电流 i_{ref} 进行比较,形成的误差信号 Δi_o ;如果 Δi_o 小于设定值 K_p ,表明微逆变器正常工作,仍采用传统峰值电流控制策略;反之,微逆变器输出电流存在过零点畸变,应阻止 s_1 导通,直至电流误差 Δi_o 小于给定值 K_p 。

$$[0059] \quad i_{ref}^* = ni_{ref} = n \frac{P_{pv}}{U_{grid}} \sin(\omega t) \quad (12)$$

[0060] 其中 n 是变压器 HT 匝比, P_{pv} 为光伏器件的输出功率, U_{grid} 是电网电压有效值, i_{ref}^* 为变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号, i_{ref} 为微逆变器输出电流参考信号。

[0061] 在该控制策略下,当微逆变器出现过零点畸变现象时,由于功率器件 s_1 断开,光伏器件 PV 停止向变压器 HT 的励磁电感 L_m 储能及变压器 HT 的二次侧提供能量,微逆变器输出仅由滤波电容 C_o 提供,如公式(13)所示。随着电容 C_o 能量的释放,其工作电压 u_c 开始下降,进而导致微逆变器输出电流 i_o 不断下降(见公式(11)),和图6相比较,图7所采用方法下过零点畸变的发生得到了很好的抑制,输出的正弦电流波形也得到了很大的改善,并降低了并网电流的 THD。该过程直至 Δi_o 小于给定值 K_p 时微逆变器重新工作在峰值电流控制下。

$$[0062] \quad i_o = C_o \frac{du_c}{dt} \quad (13)$$

[0063] 综上,图8给出了微逆变器系统总体执行的流程图,包括如下步骤:

[0064] 步骤1、通过电压、电流传感器分别采集光伏器件的输出电压 U_{pv} ,输出电流 I_{pv} ,经滤波电路后,计算光伏器件的平均输出功率 $P_{pv} = U_{pv} \times I_{pv}$ 。

[0065] 步骤 2、采集电网电压有效值 U_{grid} ，通过 PLL 锁相环电路检测相位变化 $\sin(\omega t)$ ，然后计算微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 和变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* ；其中，变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* 及逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 满足

$$i_{ref}^* = ni_{ref} = n \frac{P_{PV}}{U_{grid}} \sin(\omega t)。$$

[0066] 步骤 3、实时检测微逆变器的输出电流信号 i_o 及变压器励磁电感 L_m 的峰值电流信号 i_{Lm} 。

[0067] 步骤 4、将检测到的 i_{Lm} 与变压器励磁电感 L_m 的峰值电流参考信号 i_{ref}^* 作比较，产生的误差信号 Δi_{ref}^* 送入比较器与固定频率的载波信号进行比较，形成频率固定的 PWM 信号。

[0068] 步骤 5、将检测到的微逆变器的输出电流信号 i_o 与微逆变器参考输出电流信号 i_{ref} 作比较，形成的误差信号 Δi_o ，与给定的 K_p 比较，进而判断微逆变器的工作状态；判断微逆变器的工作状态如下，如果 $\Delta i_o < K_p$ ，则表明微逆变器工作正常，依然采用传统的峰值电流控制方法，形成 s_1 的驱动信号；若 $\Delta i_o > K_p$ ，微逆变器输出电流存在过零点畸变，应立即关断功率器件 s_1 ，直至电流误差 Δi_o 小于给定值 K_p 。

[0069] 步骤 6、将步骤 2 中采集到的电网电压有效值 U_{grid} ，经过过零比较器电路，生成两路互补的工频开关信号送给功率器件 s_2 、 s_3 ，最终控制变压器 HT 二次侧形成完整的正弦波。该步骤中，功率器件 s_2 、 s_3 根据电网相位形成两路互补的开关信号，当电网电压小于零时 s_2 导通、 s_3 关断，反之 s_2 关断、 s_3 导通。

[0070] 如图 9 所示为微逆变器系统硬件电路结构图，包括主控单元，以及和主控单元相连接的功率变换电路、驱动电路、信号检测电路；所述主控单元用于实现 SPWM 算法电网频率相位捕获、电网电压、电流采样及保护。

[0071] 上述主控单元选择 DSP 芯片 TMS320F2812，根据采集到的电压，电流信号执行正弦脉宽调制技术 (SPWM)，实现 DC-AC 逆变，根据电网相位信号，经过零点比较电路，产生两路互补的工频信号，形成完整的正弦波形；光伏电池电压及电网电压检测使用 MCP6022 组成的差分放大电路进行信号处理；同时信号在输入 DSP 时，为了防止 DSP 损坏，需经过一级稳压电路，本电路中电流检测使用霍尔电流传感器 ACS712，并经过电流处理电路送入 DSP，主要检测光伏电池 PV 的输出电流，励磁峰值电流 i_{Lm} ，微逆变器输出电流 i_o ；过零点比较电路使用由器件 LM2901D 组成的过零点比较电路执行。

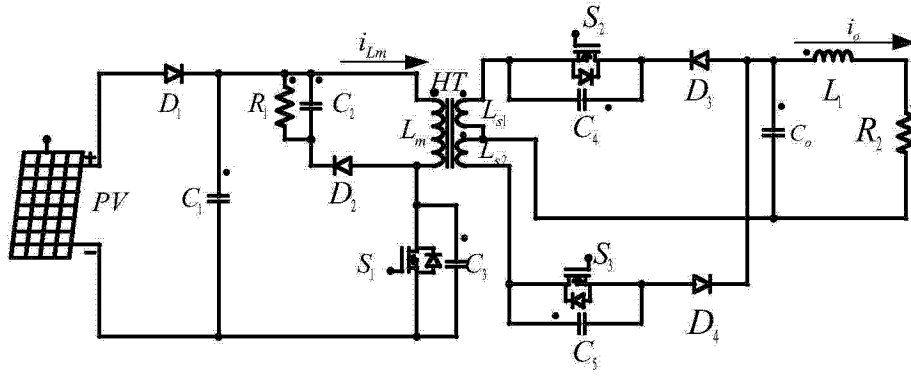


图 1

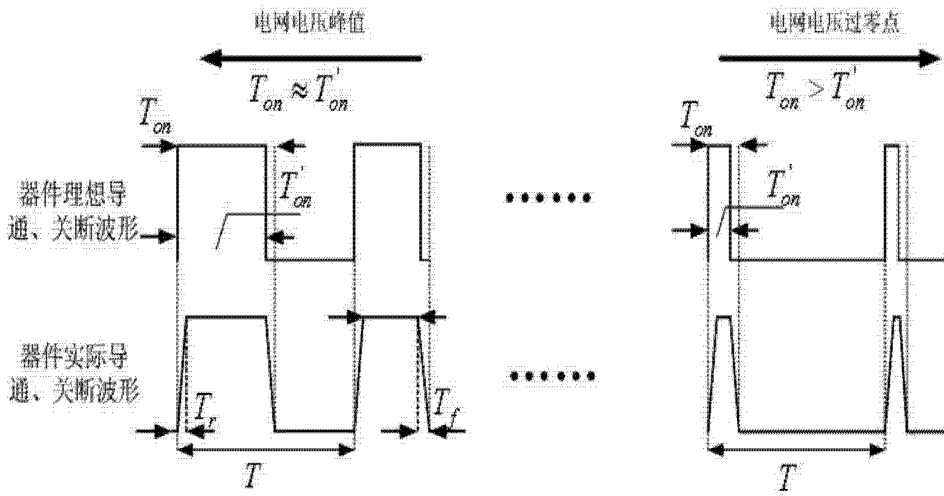


图 2

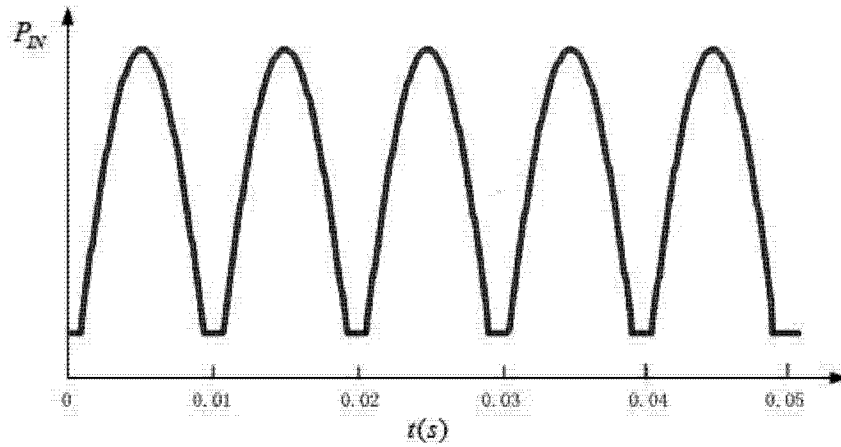


图 3

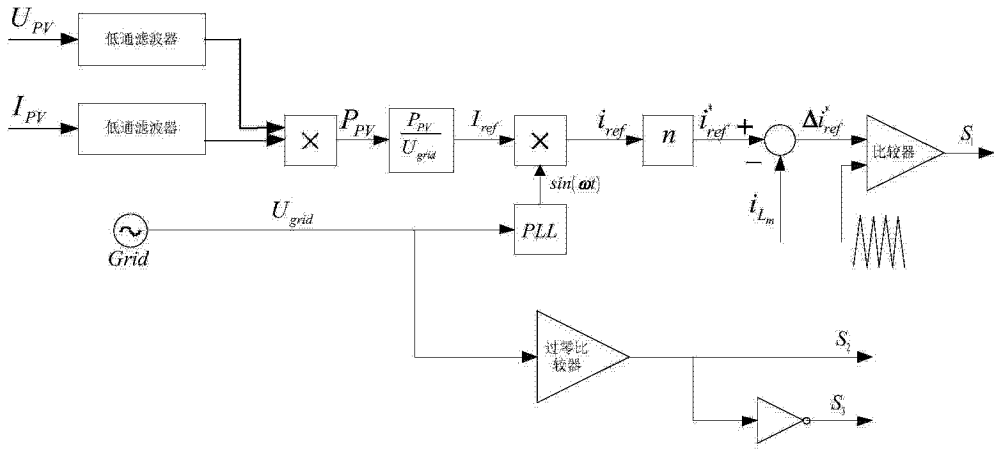


图 4

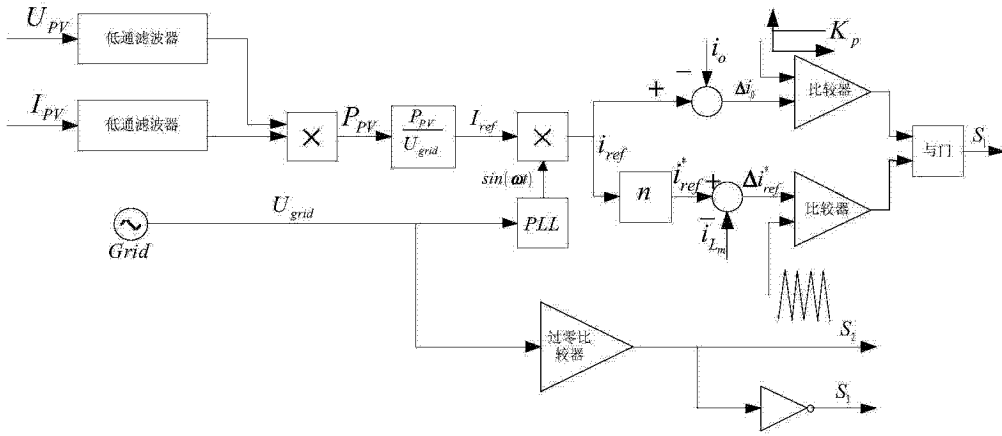


图 5

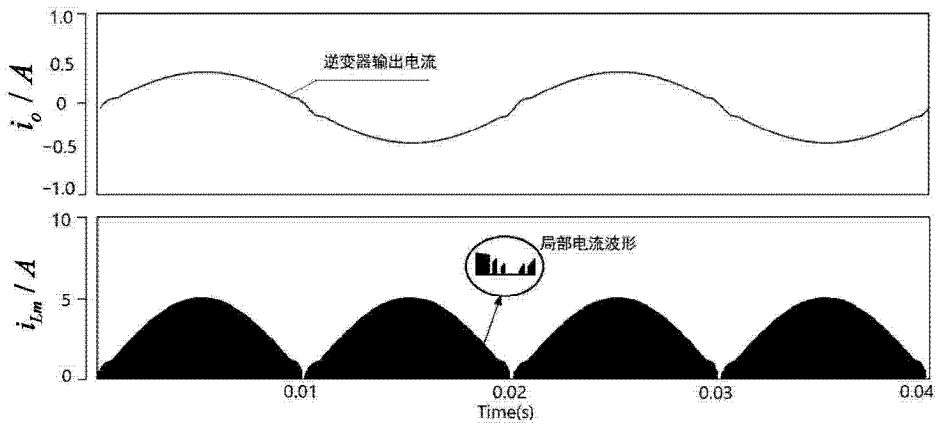


图 6

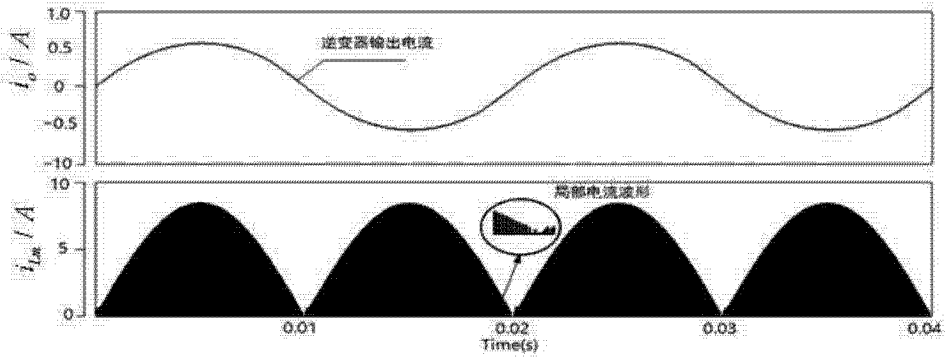


图 7

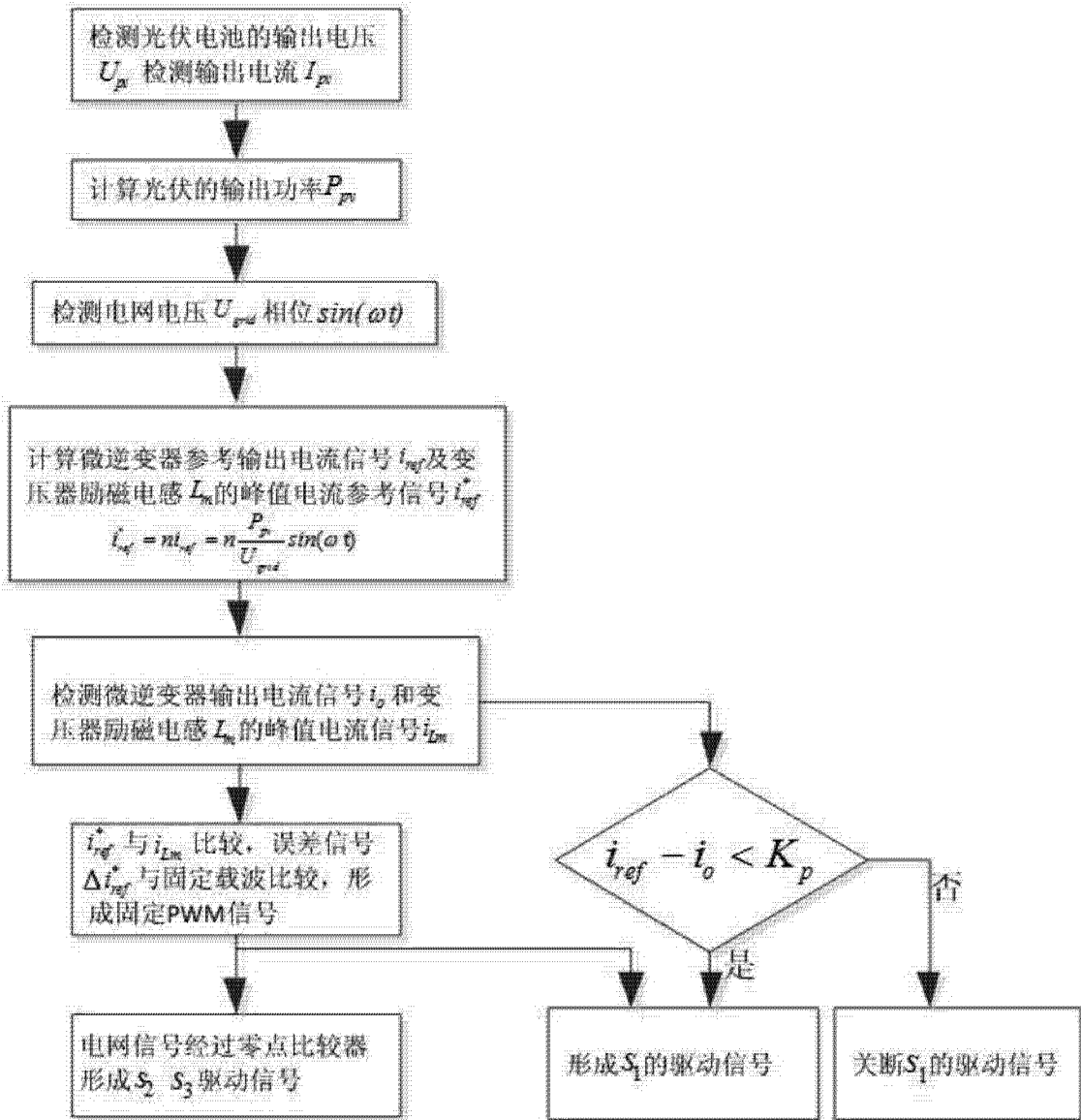


图 8

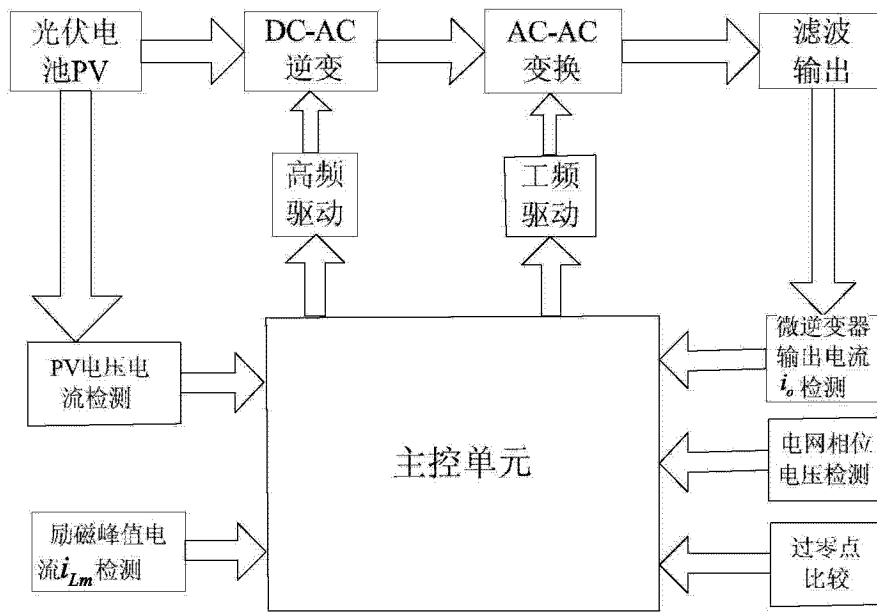


图 9