

## 第四章 单相逆变电路的设计

### 4.1 单相逆变电路拓扑

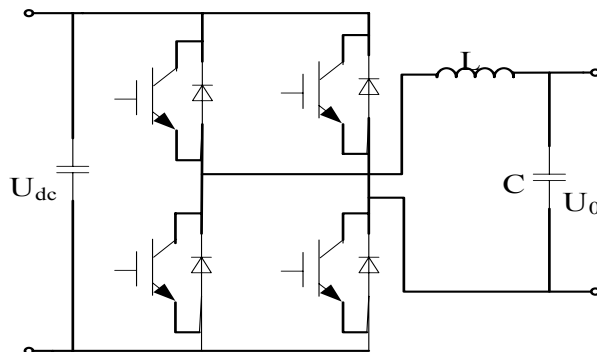


图 4-1 单相逆变电路拓扑

逆变环节采用全桥逆变电路，逆变电路估计直流侧电源的性质不同可分为电压型和电流型逆变电路。本文采用大电容实现太阳能电池板输出功率和交流输出功率的解耦，故本文设计的单相逆变电路采用电压型 H 桥逆变电路，直流侧接大电容，直流回路呈现底阻抗特性。

### 4.2 IGBT 逆变模块的选择

本设计逆变器额定输出功率约为  $3.5KW$ ，直流输入电压  $400V$ ，输入电流为  $8.75A$ ，额定输出电压的有效值为  $220V$ ，额定输出电流的有效值为  $16A$ ，开关管的开关频率为  $10KHz$ 。

本文逆变电路部分为单相 H 桥逆变电路，由电路分析可知每个开关管所承受的最大电压应力值等于直流输入电压。考虑一定裕量，本系统选用 Eupec 公司的 F4-50R12KS4 型号 IGBT 功率模块。该 IGBT 功率模块为 4 单元 H 桥模块，最高额定耐压为  $1200V$ ，最大直流电流为  $50A$ <sup>[49]</sup>。



图 4-2 H 桥 IGBT 功率模块图

### 4.3 功率解耦电容的设计

逆变器输出功率为  $3.5KW$ ，输出电压幅值为电网电压  $311V$ ，输出电流幅值

为 22.6A。逆变器输出瞬时功率为：

$$\begin{aligned} P(t) &= U(t) \cdot i(t) \\ &= V \sin(\omega t) \cdot I \sin(\omega t) \\ &= V \cdot I \cdot \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t)) = 3514 \cdot (1 - \cos(2\omega t)) \end{aligned}$$

由上面分析可知逆变器输出功率是一条为频率为 100Hz 并存在瞬时功率为零的曲线。而太阳能电池发出的功率是一个比较稳定的直线功率，这两种功率要实现解耦，需要有储能装置，一般采用电容作为储能装置。由于 100Hz 频率较低，为避免直流侧电压波动过大，电容的容量一般需要很大。

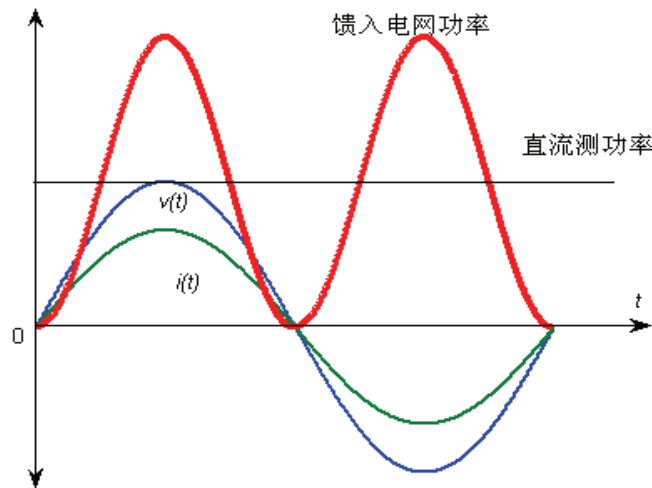


图 4-3 太阳能电池功率和逆变器输出功率曲线

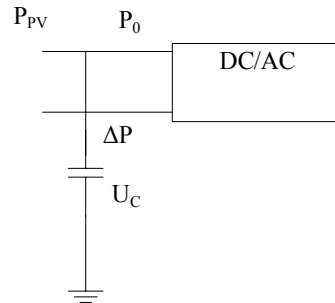


图 4-4 功率解耦示意图

$\Delta P$  为逆变器输出功率与太阳能电池平均功率的差值。 $\Delta U$  为电容允许的电压纹波。

$$\begin{aligned} \Delta P &= 3514 \cdot \cos(2\omega t) \\ \Delta U &= \frac{1}{C} \int \frac{\Delta P}{U_C} dt = \frac{3514}{2\omega C U_C} \sin 2\omega t \Rightarrow C \geq \frac{3514}{\omega U_C \Delta U} \end{aligned}$$

本设计中设电压波动  $\Delta U$  为 10V，解耦电容电压  $U_C$  为 400V，计算得到解耦电容  $C \geq 2798 \mu F$ ，采用 6 个  $560 \mu F / 450V$  的电容并联，总容量为  $3360 \mu F$ ，能够满足解耦要求。

#### 4.4 交流输出Γ型滤波器的设计

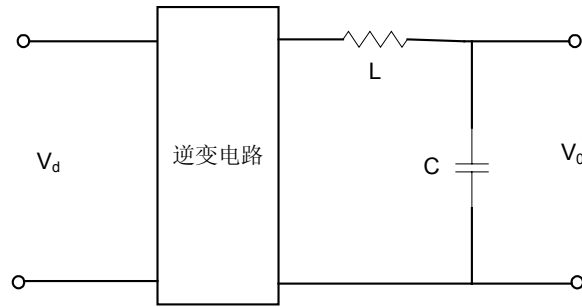


图 4-5 LC 滤波电路

采用如图 4-5 所示的Γ型  $LC$  低通滤波器，图中，感抗  $X_L = 2\pi fL$  随频率的升高而增大；容抗  $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$  随频率的升高而减小。 $X_L = X_C$  所定影的频率称为截止频率  $f_c$ 。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4-1)$$

逆变桥输出电压的基波频率  $f$  为 50Hz，令最低次谐波频率为  $f_k$ ，Γ型  $LC$  滤波器的截止频率为  $f_c$ 。由于  $f \ll f_c$ ，所以  $X_L \ll X_C$ ，电感  $L$  对基波信号的阻抗很小，电容  $C$  对基波信号的分流也很小，即滤波器允许基波信号通过。由于  $f_k \gg f_c$ ，所以  $X_L \gg X_C$ ，电感  $L$  对谐波信号的阻抗很大，电容  $C$  对谐波信号的分流很大，即滤波器不允许谐波信号通过负载。

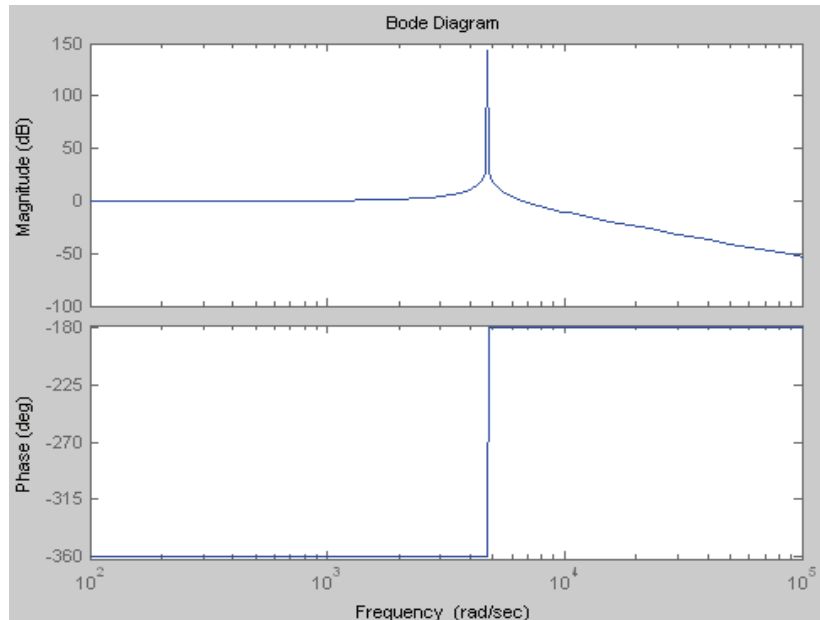


图 4-6 LC 滤波器的幅相特性

由图 4-6Γ型  $LC$  滤波器的幅相特性也可以看出在低频段的衰减很小，截止频率之后以  $40\text{Db/dec}$  速率衰减。由以上分析逆变桥采用图 4-5 所示的Γ型  $LC$  低通滤波器是可行的。

### ①滤波电感 L 的确定

输出滤波电感的最小值由电感电流纹波决定，本文取纹波电流为额定电流的 20%。输出功率为 3.5KW，输出电压为 220V，得到：

$$\Delta I_{\max} = 0.2 \times \frac{3500}{220} = 3.2A$$

当采用双极性调制时，输出电压为：

$$U_0(t) = d(t)U_{dc} + (1-d(t))(-U_{dc})$$

$$d(t) = \frac{1}{2} \left( \frac{U_0(t)}{U_{dc}} + 1 \right)$$

得

(4-2)

在导通期间电感上电流增量为：

$$\Delta I_L = \frac{U_{dc} - U_0(t)}{L} \cdot \frac{d(t)}{f_s}, \quad (4-3)$$

$f_s$  为开关频率；

将式 (4-2) 代入式 (4-3) 得：

$$\Delta I_L = \frac{U_{dc}^2 - U_0^2(t)}{2Lf_s U_{dc}}$$

当  $U_0(t) = 0$  时， $\Delta I_L$  为最大值， $\Delta I_{L\max} = \frac{U_{dc}}{2Lf_s}$ ；

于是有：

$$L \geq \frac{U_{dc}}{2\Delta I_{L\max} f_s} \quad (4-4)$$

$f_s = 10K$ ,  $\Delta I_{\max} = 3.2A$ ,  $U_{dc} = 400V$  代入式 (4-4) 得：

$$L \geq 6.25mH$$

取  $L = 6.5mH$ 。

### ②电容 C 的选取

电感和电容构成的 LC 低通滤波器，对高于其谐振频率的高次谐波将以 40dB/decade 衰减，设计其谐振频率为基波频率的 10~20 倍，本文取 15。

将前面电感取值代入式 (4-1)，得  $C = 6.9\mu F$ 。

## 4.5 单相逆变桥的控制电路设计

### 4.5.1 DSP 外围电路设计

DSP 最小系统的外围电路主要由 DSP 的供电电路、外围晶振电路和看门狗电路等。DSP 的供电电路由三端稳压芯片提供 +3.3V 电源。看门狗电路由 MAX813L 芯片组成，DSP 定时给 MAX813L 芯片喂狗信号，如果无喂狗信号，MAX813L 芯片输出 DSP 复位信号 RESET，防止 DSP 死循环或程序跑飞。

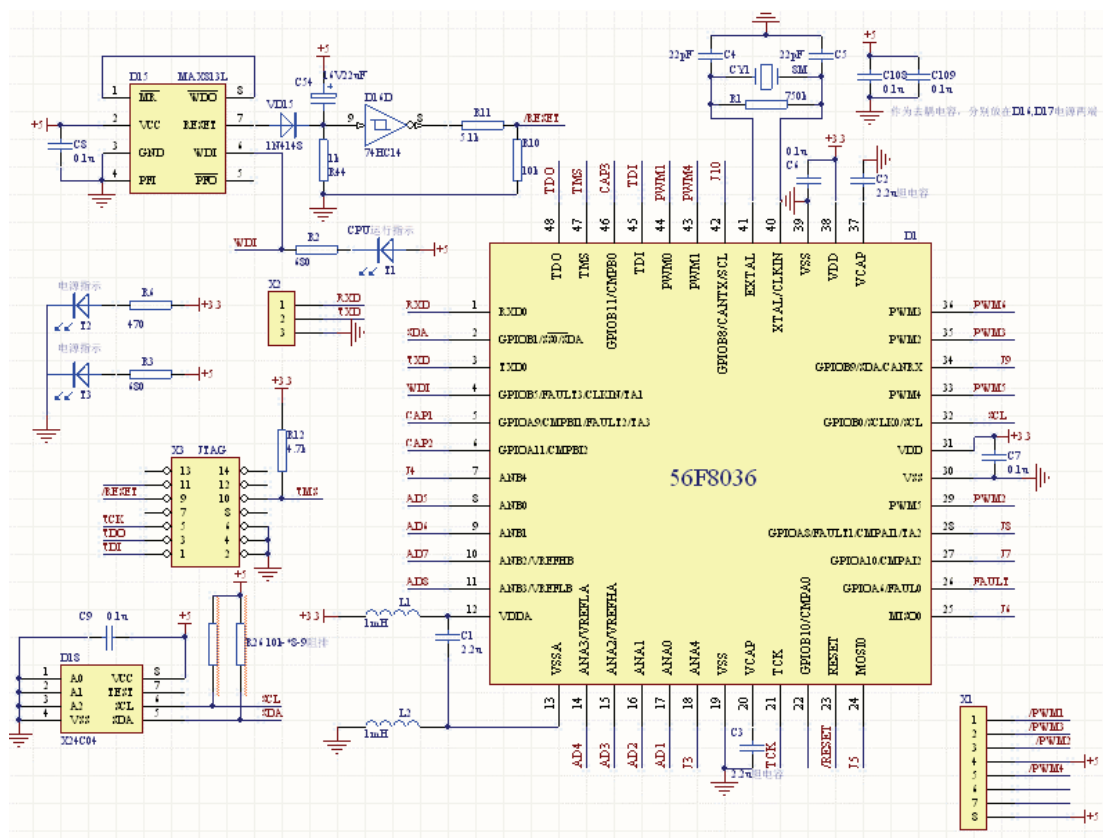


图 4-7 Freescale 56F8036 最小系统

#### 4.5.2 电流电压采样电路

对电流检测有直接串联取样电阻法、电流互感器法、传感器法。为了达到相应的控制精度和主电路隔离的目的，对交流侧的电压电流分别通过电压、电流互感器输入集成运放芯片。

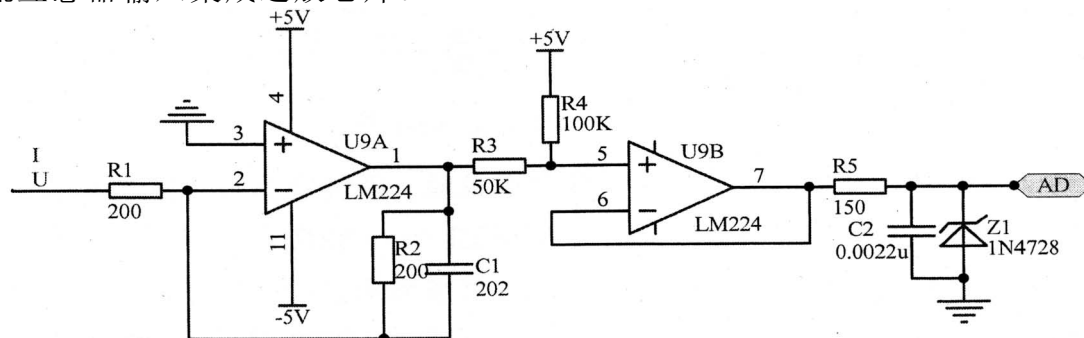


图 4-8 电压电流采样电路

由电压、电流互感器获得的信号，通过电阻  $R_{13}$  将电流信号转换成电压信号，通过滤波和一个电压跟随器提高信号的抗干扰能力。由于 DSP 内部的 ADC 模块不能检测负电压，+5V 加上拉电阻  $R_{16}$ ，用于给输出信号提供一个电压偏置，这样输出电压在输入 DSP 前的电压范围在 0-5V 内变化。为了防止进入 DSP 前的信号超出工作范围，通常采用二极管对输出信号作限幅处理。

### 4.5.3 电网频率捕获电路

将电网电压信号通过滤波、整形与零电位相比较将正弦波转换成同步方波信号。同步方波信号的上跳沿与电网电压过零点时刻相对应。DSP 的捕获单元通过捕获方波信号的上升沿获得电网频率，同时在捕获中断中将正弦表指针复位。

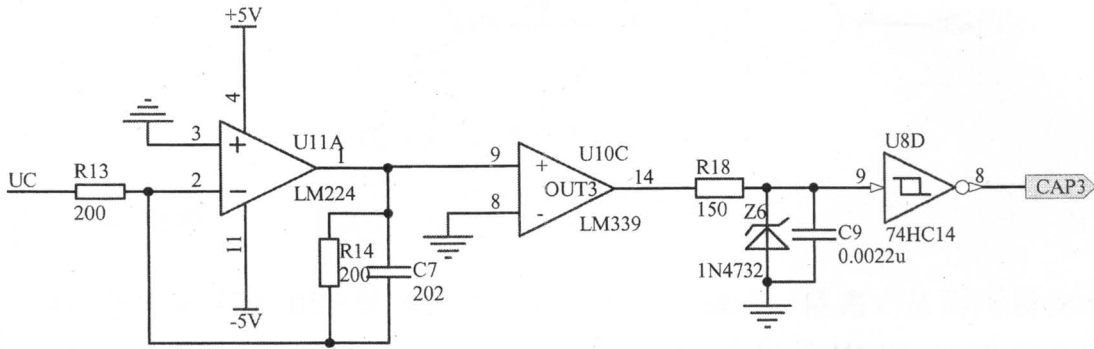


图 4-9 电网频率捕获电路

### 4.5.4 过流保护电路

设置过流/欠流阈值，通过比较器即可获得 DSP 的过流保护信号，图 4-10 为交流输出电流的保护电路。直流电流的保护电路与交流保护电路类似。

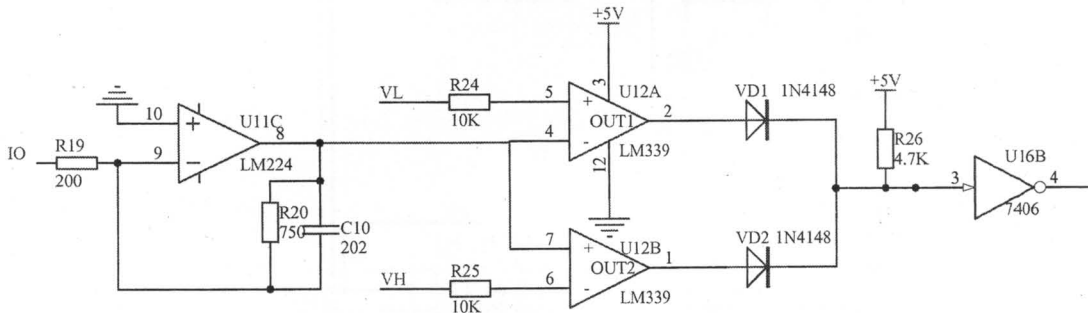


图 4-10 交流输出电流保护电路

当电路发生过流保护后，如果系统要重新运行应当确认过流故障不再存在的情况下，外部给予 DSP 一个 RESET 复位信号使得系统重新运行。从另外一个角度看，当电路发生过流保护后，如果 DSP 未得到 RESET 复位信号，证明此时过流故障仍可能存在，这时过流保护应当继续输出有效信号。此功能通过图 4-11 的逻辑互锁实现。当发生过流保护时候并且无 RESET 复位信号（高），无论下次检测是否有过流故障，过流保护输出始终是高有效信号。在有 RESET 复位信号时候，无论是否发生过流保护，过流保护输出始终为低，清除故障保护信号。

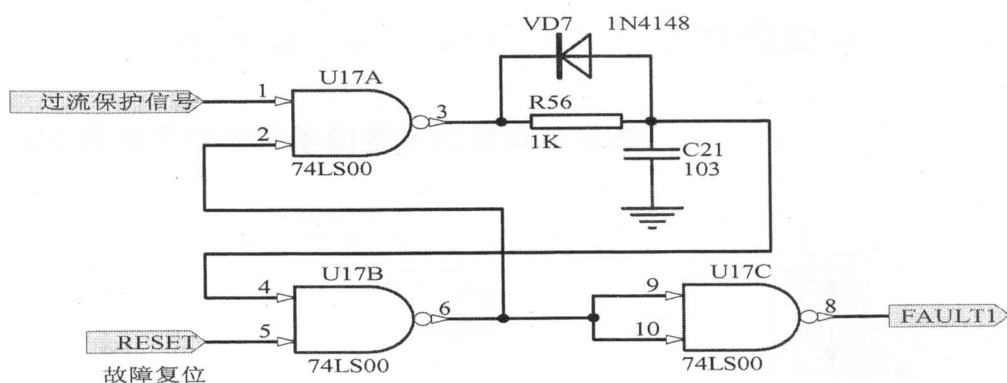


图 4-11 过流保护的逻辑互锁

#### 4.5.5 驱动电路

驱动电路是指将 DSP 输出的 PWM 信号进行放大、隔离，从而可以安全驱动 IGBT 的电路。以 HCPL-3120 为核心，图 4-12 给出了 HCPL-3120 的典型接法。此接法能实现上下桥臂互锁。

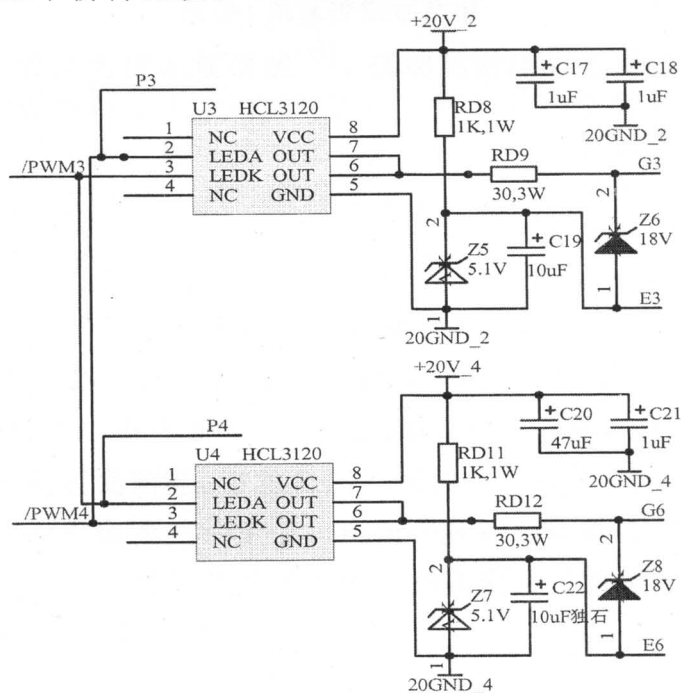


图 4-12 上下桥臂 HCPL 连接图

驱动电路输出端并联稳压二极管使得开关管的开通驱动信号稳定在 +18V 左右。电路中与地相连的 5V 稳压管是为了在开关管关断的时候提供 -5V 的反压，使开关器件快速关断。

#### 本章小结

本章对单相逆变电路的主电路和控制电路进行了设计。

## 第五章 高频隔离并网逆变器的控制

### 5.1 高频隔离并网逆变器的整体控制策略框图

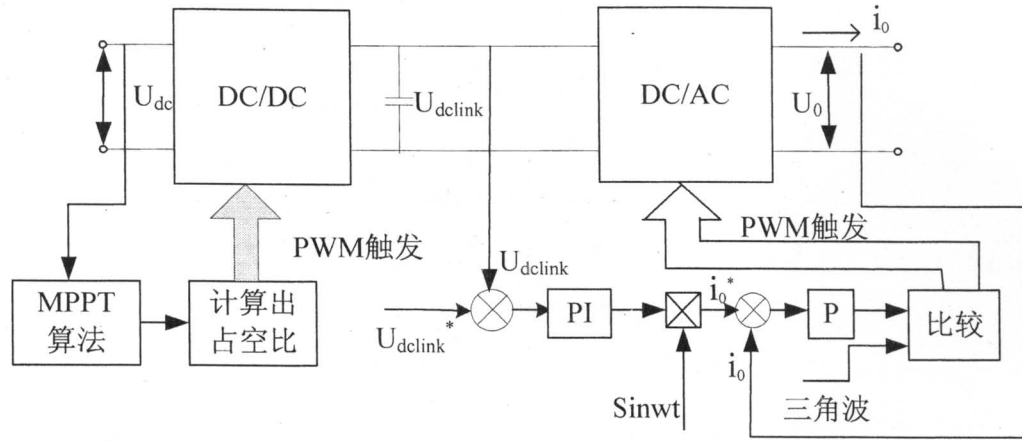


图 5-1 系统控制示意图

这里的 MPPT 算法为扰动观察法<sup>[35]</sup>。扰动观察法的主要思想是通过周期性的给太阳能电池的输出电压  $U_{dc}$  加扰动  $\alpha(k)$ ，比较其输出功率  $P(k)$  与前一周期的输出功率  $P(k-1)$  的大小，如果功率增加则在下一个周期以同样方向加扰动，否则  $\alpha(k)$  改变扰动的方向。其具体的控制算法如图 5-2 所示。寄存器存放每一周期  $U_{ref}$  调整值。首先计算太阳能电池的输出功率  $P(k)$ ，并与上一周期的输出功率  $P(k-1)$  比较，然后判断  $\alpha(k-1)$  的符号。若  $P(k) > P(k-1)$  则  $\alpha(k)$  与  $\alpha(k-1)$  同号处理，否则  $\alpha(k)$  与  $\alpha(k-1)$  异号处理，从而调整  $U_{ref}$  的大小。

系统中 MPPT 在 DC/DC 部分实现，通过 MPPT 算法计算得到 DC/DC 的占空比大小，控制 DC/DC 开关管实现系统的最大功率跟踪。DC/AC 环节通过电压外环电流内环实现逆变功能，直流电压给定值与实际值的差值经过 PI 调节器乘上正弦值后作为输出电流的给定值。电流内环将电流瞬时值与电流给定值比较后通过三角波调制控制逆变器开关管的开通关断，把直流电压逆变成与电网功率因素为 1 的正弦电流。