

# 一种新颖的基于扰动观察法的 MPPT 控制芯片设计

江帆, 吴晓波

(浙江大学 超大规模集成电路研究所, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 针对光伏电池输出随光照强度和环境温度变化的特点, 提出一种新的基于扰动观察法的最大功率点跟踪 (Maximum Power Point Tracking, MPPT) 控制芯片的设计, 以获得最大化的输出功率并提高电池的利用效率. 芯片的特点是采用了改进的控制策略, 并应用全模拟方法实现, 对其核心模块乘法器与微分器的设计进行了优化, 简化了结构设计, 改善了控制性能. 芯片具有应用方便, 硅片面积小, 成本低的优点.

**关键词:** 光伏; 最大功率点跟踪; 扰动观察法; 模拟

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2008)12-0197-06

## Design of a Novel Analog P&O Based MPPT Control IC

JIANG Fan, WU Xiaobo

(Institute of VLSI Design, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Considering that the output of the photovoltaic panel is dependent upon the irradiation and environmental temperature, a novel MPPT controller chip based on Perturb and Observe (P&O) arithmetic was proposed to maximize its output power and optimize its efficiency. It features the improved control strategy and is implemented by analog circuits. The core modules including the multiplier and differentiator were optimized to simplify its structure and improve the control performance. It is easy to apply and its area as well as its cost is reduced.

**Key words:** photovoltaic; MPPT; perturb and observe; analog

## 1 引言

光伏发电作为一种新的电能生产方式, 以其无污染、无噪音、维护简单等特点显示出广阔的发展空间. 但在实际应用中, 由于其输出受到日照强度和环境温度等因素影响, 需要设计专门的控制电路来提升效率和稳定系统的工作状态<sup>[1]</sup>.

研究表明, 当光伏电池的输出电压等于其最大功率点 (Maximum Power Point, MPP) 电压时, 可达到最高输出效率. 可是, 光伏电池的最大功率点是随环境条件变化而改变的, 因此需要采用 MPPT 控制电路实时追踪 MPP 电压, 来控制电池的输出电压提高对光伏器件的利用效率.

MPPT 的实现方法有多种, 本芯片采用的是基于扰动观察法 (Perturb and Observe, P&O) 的

MPPT 技术. 但由于扰动观察法算法复杂, 以往多采用单片机或 DSP 等数字 IC (Integrated Circuit, IC) 控制实现<sup>[2]</sup>. 为降低成本, 提高控制效率, 文中提出一种模拟 MPPT 控制芯片来实现扰动观察法, 相比数字芯片控制具有结构简单, 应用方便, 硅片面积小, 成本低的优点. 此外, 根据系统自身拓扑所具有的特点, 对扰动观察法常规的系统框架做了简化, 把原需使用两个微分器的系统结构简化到只需一个微分器就能实现. 设计解决的技术难点还包括对芯片中涉及信号处理的核心模块模拟乘法器和模拟微分器的优化, 有效改善了控制性能.

## 2 光伏电池特性与扰动观察法

### 2.1 光伏电池特性

光伏电池特性决定着整个系统的控制策略, 下

收稿日期: 2008-04-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(90707002)

面对其原理进行简单介绍.

光伏电池板由相同的电池单元串联和并联组成, 电池板特性主要由电池单元决定. 电池单元是非线性器件, 它可以表示为一个电流源模型, 如图 1 所示<sup>[3]</sup>.

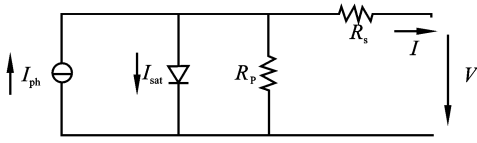


图 1 光伏电池仿真等效电路

每个电池单元的输出电流  $I$  与电压  $V$  的特性关系如式(1)<sup>[4]</sup>:

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left\{ \exp \left[ \frac{q(V + IR_s)}{AKT} \right] - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1)$$

式中,  $I_{ph}$  代表光生电流, 正比于光照强度,  $I_{sat}$  代表二极管反向饱和电流,  $A$  为二极管特性因子, 由电池单元的特性决定,  $K$  为玻耳兹曼常数,  $T$  为环境温度, 以 Kelvin 温标表示,  $R_s$  和  $R_p$  分别为光伏电池的串联和并联电阻, 可用以表征电池单元中额外损失的串联电压和并联漏电流<sup>[5]</sup>.

从上式看出, 电池单元本身的特性和外界环境—光照强度和温度, 共同决定了光伏电池的输出特性.

### 2.2 扰动观察法

$dP/dV$  是  $P-V$  曲线的斜率. 由图 2 可看出光伏器件在 MPP 两侧的  $dP/dV$  具有相反符号. 扰动观察法就是利用光伏器件  $dP/dV$  在最大功率点两侧符号不同的特点进行判断实现. 该方法通过不断调节光伏器件 MPPT 电路的工作状态, 再根据电路调整前后光伏器件输出曲线的斜率变化情况决定 MPPT 电路的调整方向, 最后使光伏器件的工作点保持在 MPP 附近<sup>[6]</sup>.

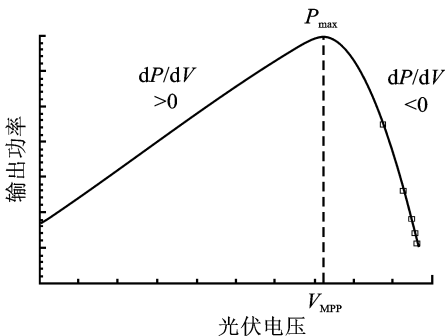


图 2 光伏电池的  $P-V$  特性曲线

## 3 系统实现

### 3.1 系统控制模式改进

图 3 给出系统主电路的拓扑图. 由图 3 可见这是一个 BUCK 电路, 光伏电池的输出电压即等于蓄电电容  $C_1$  上的电压. 当开关管  $M_1$  关断时, 光伏电池 PV 对  $C_1$  充电使其电压上升, 此时 PV 的输出电压增大. 反之, 当  $M_1$  导通时, BUCK 转换器对  $C_1$  放电, PV 输出电压减小. 可见在 BUCK 电路为主拓扑的系统中, 开关管  $M_1$  的状态直接反应了光伏电池输出电压的变化方向.

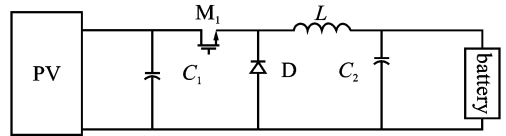


图 3 系统主电路拓扑图

基于开关管状态和  $dV$  符号 (+ / -) 的直接对应关系, 本芯片的控制逻辑对常规的扰动观察法架构进行了改进. 芯片用开关管的状态取代光伏电池输出电压变化  $dV$  的符号, 以简化对  $dV$  信号的处理过程. 改进后的芯片在原有基础上减少了一个微分器模块电路.

控制逻辑经过简化后的真值表如表 1 所示, 其中  $S^n$  和  $S^{n+1}$  分别表示相邻两个周期中开关管  $M_1$  的状态. 可见, 只要对  $dP$  和开关管  $M_1$  状态进行逻辑同或, 即可得到扰动观察法中由  $dP/dV$  产生的相同控制电平.

表 1  $dP$  和 Switch 状态的逻辑控制图

$dP$	$dV$	$S^n$	$S^{n+1}$
0	0	1	0
0	1	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0

### 3.2 芯片架构设计

芯片架构图如图 4 所示, 此控制芯片主要包括 11 个模块.

其中, 低压钳位器 (Under Voltage LockOut, UVLO) 主要用于启动过程中对外部供电电压的检测. 此芯片额定工作电压 12V, 当外部供电电压升高并超过 9V 时, UVLO 输出 OK 信号使芯片其他模块正常工作; 相反, 当外部电压降低到小于 7.5V 时, UVLO 关闭芯片其它模块, 芯片不工作.

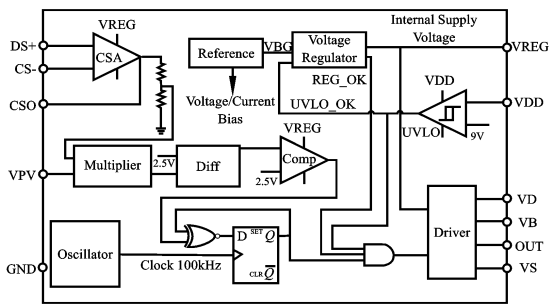


图4 控制芯片模块流程图

基准电路为电压调整器提供 1.25V 的带隙基准电压.电压调整器输出 5V 电压,提供芯片内其他模块的供电.

振荡器输出 100kHz 和 500kHz 的方波时钟信号,分别提供给 D 触发器和开关电容微分器 (Switch Capacitor differentiator).

电流采样放大器 (Current Sense Amplifier, CSA) 用于检测光伏电池输出电流信号,并同片外分压电路采样得到的光伏电池输出电压信号一起,输入给模拟乘法器处理.

光伏电池的输出电流和电压信号经过乘法器相乘,得到光伏电池的输出功率,输入给开关电容微分器,最终得到光伏电池输出功率的变化  $dP$ , 经过比较器后提供给后续逻辑判断模块处理.

此芯片还包括自举驱动 (Bootstrap Driver) 模块.芯片引入自举技术的原因是,由于系统采用的 DC-DC 变换器 BUCK 电路中,功率开关管是浮栅结构,用一般的驱动模块输出高电平不能达到 BUCK 正常工作所需电压.所以芯片额外加入了自举驱动技术,使芯片在外部供电电压为 12V 的情况下,可以输出高电平为 30V 的驱动信号.

### 3.3 核心模块电路设计

在以往的基于扰动观察法的 MPPT 系统中,乘法和微分算法多由单片机或 DSP 等数字芯片来实现,而在文中介绍的芯片中,算法全部由模拟电路实现.所以核心模拟乘法器和微分器的设计是本控制芯片设计的主要难点之一.下面详细介绍这两个核心模块的设计分析.

#### 3.3.1 模拟乘法器设计

系统中乘法器模块用于将采样得到的光伏电池输出电压电流信号相乘,得到光伏电池的输出功率.

图 5 是此芯片采用的模拟乘法器的电路原理图.在原理图中,  $i_Y$  和  $i_X$  为乘法器的两个乘数输入,  $i_{C_1} - i_{C_2}$  等于输出的乘积值.

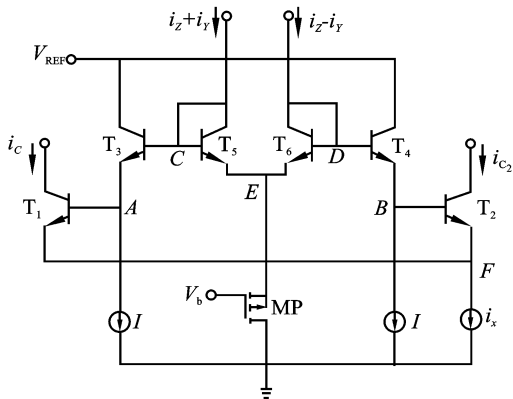


图5 模拟乘法器的电路原理图

此乘法器的实现主要基于二极管导通电流和其正向电压特性关系,如式(2)表示:

$$i = I_{ss}(e^{V_{BE}/V_T} - 1) \approx I_{ss}e^{V_{BE}/V_T} \quad (2)$$

根据二极管  $T_5$  和  $T_6$  的正向电流电压特性,得到式(3):

$$\begin{aligned} \frac{i_Y}{i_Z} &= \frac{I_{ss}e^{V_{CE}/V_T} - I_{ss}e^{V_{DE}/V_T}}{I_{ss}(e^{V_{CE}/V_T} + I_{ss}e^{V_{DE}/V_T})} \\ &= \frac{e^{(V_{CD})/V_T} - 1}{e^{V_{CD}/V_T} + 1} \quad (3) \end{aligned}$$

根据二极管  $T_1$  和  $T_2$  的正向电流电压特性,有式(4):

$$\begin{aligned} \frac{i_{C_1} - i_{C_2}}{i_{C_1} + i_{C_2}} &= \frac{I_{ss}e^{V_{AF}/V_T} - I_{ss}e^{V_{BF}/V_T}}{I_{ss}e^{V_{AF}/V_T} + I_{ss}e^{V_{BF}/V_T}} \\ &= \frac{e^{V_{AB}/V_T} - 1}{e^{V_{AB}/V_T} + 1} \quad (4) \end{aligned}$$

因为二极管  $T_3$  和  $T_4$  的偏置电流相等,所以  $T_3$  管和  $T_4$  管的正向电压相等.所以得到  $V_{CD}$  等于  $V_{AB}$ .并且,  $T_1$  和  $T_2$  的偏置电流共同来自  $i_X$ ,最后可以得到乘法器的输出,如式(5)所示:

$$i_{C_1} - i_{C_2} = \frac{i_X \times i_Y}{i_Z} \quad (5)$$

式中,  $i_Z$  是乘法器输出的比例常数.

同模拟乘法器的经典结构比较,从上面推导中可以看出,芯片所采用的乘法器只是在二极管电流特性上采取了很微小的近似,其他部分推导严密,没有近似成分.所以输出的乘积具有非常好的线性度.而且此乘法器处理的是电流信号,有利于增加乘法器的输入输出范围,不受供电电压限制.

图 6 所示为乘法器线性度和输入范围的仿真扫描波形.

#### 3.3.2 微分器设计

系统中微分器模块用于将乘法器输出的光伏电池功率求导,得到光伏电池输出功率的变化.

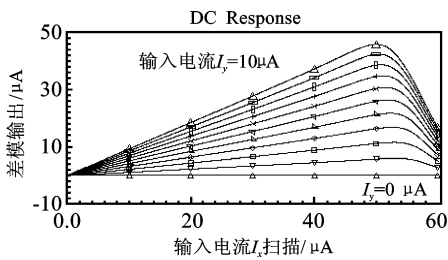


图6 线性度和输入范围扫描曲线

微分器的设计主要难点在环路稳定性和建立时间, 以及输出放大系数之间的取舍. 典型的RC微分器的传递函数  $H(s)$  如式(6):

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{A \times \frac{RCS}{RCS + 1}}{1 + A \times \frac{1}{RCS + 1}} \quad (6)$$

当运放为理想运放, 即在任何频率下运放的增益  $|A|$  趋于无穷大时, 传递函数  $H(s)$  如式(7)所示:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -RCS \quad (7)$$

从而实现微分功能,  $-RC$  是微分器输出导数的放大系数.

但在实际设计中, 由于运放的非理想性, 微分器的环路稳定性受到影响. 因为要保持微分器拥有足够的线性度, 通常选择两级运放提供较大的正向增益, 此时运放本身有两个极点, 而微分器的RC微分结构等效于在运放的输出反馈回路中又引入了一个极点, 所以微分器整体回路构成了三极点环路, 其稳定性是一个不容忽视的设计要点.

假设非理想运放为

$$A = \frac{A_0}{\left(\frac{s}{w_1} + 1\right)\left(\frac{s}{w_2} + 1\right)}$$

代入式(7)中, 得到实际微分器传递函数如式(8)所示:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = - \frac{\frac{A_0}{\left(\frac{s}{w_1} + 1\right)\left(\frac{s}{w_2} + 1\right)} \times \frac{RCS}{RCS + 1}}{1 + \frac{A_0}{\left(\frac{s}{w_1} + 1\right)\left(\frac{s}{w_2} + 1\right)} \times \frac{1}{RCS + 1}} \quad (8)$$

可见, 微分器工作稳定不产生振荡, 必须使分母中的算子

$$\frac{A_0}{\left(\frac{s}{w_1} + 1\right)\left(\frac{s}{w_2} + 1\right)} \times \frac{1}{RCS + 1} \quad (9)$$

满足巴克豪森判据(Barkhausen's Criteria).

通过上面的推导可以得出, 只有综合考虑放大系数  $-RC$ , 运放的主次极点频率, 正向增益和表达式(9)的相位裕度, 才能使微分器工作符合系统要求并保持稳定.

系统实际采用的电路拓扑是开关电容微分器, 其电路拓扑如图7所示<sup>[7]</sup>. 其中  $\Phi_1$  和  $\Phi_2$  表示非交叠反向时钟信号. 电路工作在  $\Phi_1$  时刻时, 电容  $C_1$  上充得电荷为  $C_1[V_{in}(t_n) - V_{in}(t_{n-1})]$ , 工作在  $\Phi_2$  时刻, 此充电电荷从  $C_1$  感应到  $C_2$ , 得到式(10):

$$V_{out}(t_n) = V_{in}(t_n) \cdot \frac{-C_1[V_{in}(t_n) - V_{in}(t_{n-1})]}{C_2} \quad (10)$$

对式(10)进行Z变换, 得到的z域传递函数  $H(z)$  如式(11):

$$H(z) = - \frac{V_{out}(z)}{V_{in}(z)} = - \left[ \frac{C_1}{C_2} \right] (1 - z^{-1}) \quad (11)$$

根据映射  $s \leftrightarrow (1 - z^{-1})/T$  将传递函数  $H(z)$  转化到s域, 得到开关电容微分器最终的传递函数为式(12):

$$H(s) = -s \left[ \frac{C_1}{C_2} \right] T \quad (12)$$

由  $H(s)$  的表达式可知, 开关电容  $C_2$  在此SC微分器中就相当于一个等效电阻值为  $T/C_2$  的电阻.

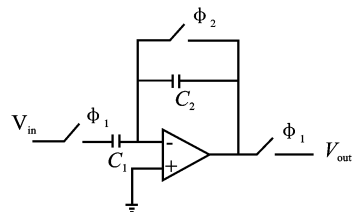


图7 开关电容微分器的电路拓扑图

开关电容微分器的建立时间和环路稳定性分析原理与RC微分器基本相同. 根据上面的推导, 可以非常准确地根据系统要求来确定微分器中运放的设计指标. 与RC微分器相比, 开关电容电路的优点是具有更高的工艺精度和更小的硅片面积.

图8是开关电容微分器仿真输入输出波形.

### 3.4 系统应用

控制芯片主要应用于小功率光伏充电系统. 系统采用的光伏电池特性为: 常温下开路电压 22V, 短路电流 4A, 最大输出功率 60W. 负载为 12V/100Ah

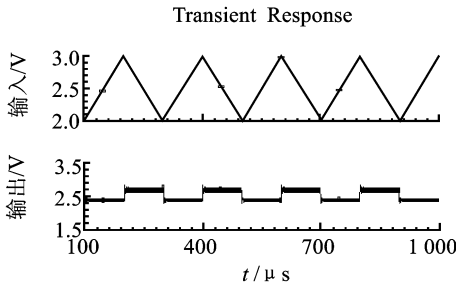


图8 SC微分器仿真波形

的铅酸蓄电池.由图9所示的系统典型应用拓扑可见,光伏电池输出通过一个较大的蓄电电容传输到BUCK变换器.通过DC-DC变换器,给负载蓄电池充电.

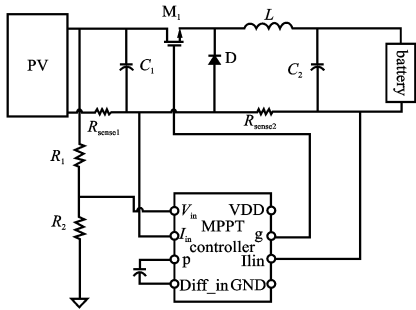


图9 系统的典型应用拓扑图

系统的控制模式不是常规的PWM控制模式,而是通过引脚 $V_{in}$ 和 $I_{in}$ 对光伏电池的输出电压电流采样,然后通过乘法器和微分器对采样信号处理,决定下一个时钟周期开关管状态.所以系统的控制模式相似开关电源系统中较常见的迟滞控制,并不需要增加补偿回路即可实现稳定.在环境条件如光照变化比较大时,由于光伏电池的输出电压在一个开关周期内不能调整到当前环境下的MPP,系统表现为动态的变频控制,以获得最大跟踪速度.而在环境基本不变时,系统将工作在稳定的开关频率下,开关周期为100kHz.

#### 4 仿真结果与版图

在文中控制策略和模块电路的基础上,对图9所示的系统典型应用拓扑进行了系统仿真和验证.

图10是根据图1光伏电池等效电路仿真得到的功率-电压输出特性.其中光生电流源和二极管分别用压控器件来模拟光照强度和环境温度变化.图中得到的不同环境下的光伏电池MPP电压分别作为理论基准值,将用于和MPPT芯片电路仿真结果进行对比.

的稳定环境下,仿真得到的光伏电池输出电压波形.图中显示的输出电压从开路电压情况下启动,顺利找到最大功率点并保持稳定,启动时间0.8ms,稳定状态下纹波大小约为230mV,占光伏电池输出电压的1.2%.

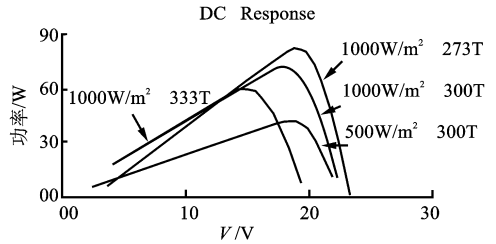


图10 不同环境下光伏电池输出特性扫描

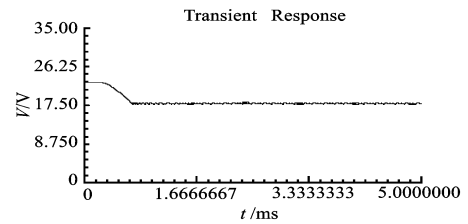


图11 芯片启动后光伏输出电压稳态波形

图12和图13是光伏电池输出电压的动态调整仿真波形.图12模拟云遮挡或其他环境因素引起光照强度发生突变时,光照强度从标准光照 $1000W/m^2$ 变为 $500W/m^2$ 时,光伏电池输出电压的动态仿真波形.图13是光伏电池从 $0^{\circ}C$ 变为 $50^{\circ}C$ 时,光伏电池输出电压的动态仿真波形.从图中可以看出,两种情况下输出电压均很快恢复稳定,动态响应时间小于1ms.

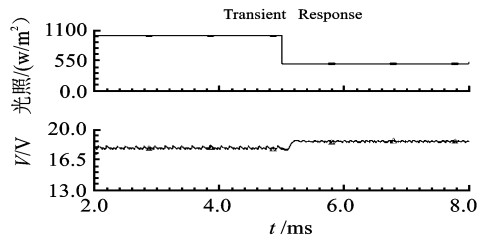


图12 光照变化下光伏输出电压动态响应

表2显示了计算机仿真得到的在不同环境条件下,应用芯片控制光伏电池稳定工作时的工作电压和前述理论基准值之间的比较.由表格可见,文中提出的基于扰动观察法的MPPT控制芯片可实现光伏电池对其MPP较为准确的跟踪.

图14是芯片的版图设计.芯片采用 $1.5\mu m$ BCD工艺设计,用全模拟IC电路形式实现.芯片的

图11是在标准光照 $1000W/m^2$ 和常温 $300T$

硅片面积  $7.5\text{mm}^2$ .

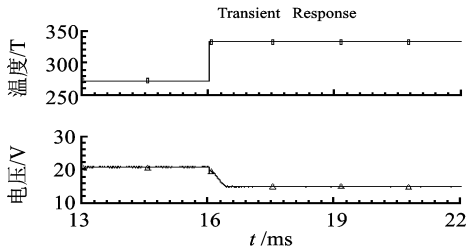


图 13 温度变化下光伏输出电压动态响应

表 2 不同环境条件下系统仿真稳态波形与理论基准值的比较

光照强度/ ( $\text{W}/\text{m}^2$ )	温度/ T	理论基准/ V	仿真结果/ V	误差/%
1 000	300	17.79	17.89	0.5
500	300	18.57	18.65	0.4
1 000	273	20.76	20.82	0.2
1 000	333	14.58	14.97	2.6

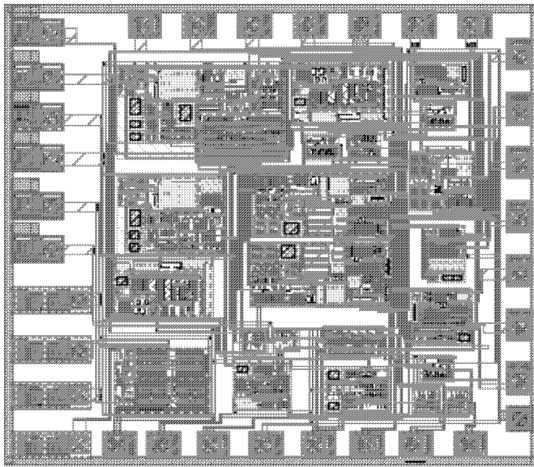


图 14 芯片的版图设计

## 5 结束语

文中介绍了一种用模拟电路实现的基于扰动观察法的 MPPT 控制芯片设计, 详细介绍了经过改进的控制策略, 及其核心模块乘法器与微分器的设计. 仿真结果证明此芯片能准确跟踪光伏电池输出电压的最大功率点, 并具有很好的稳定性和小于  $1\text{ms}$  的动态响应时间.

## 致谢

文中在研究和试制过程中得到美国国家半导体公司(NSC)的大力支持, 工作过程中并与美国国家半导体公司 David Pace, Kalon Chu, Guy Cheung 等先生进行了有益的讨论, 谨致以诚挚的感谢.

## 参考文献:

- [1] 张超, 何湘宁. 光伏并网发电系统 MPPT 及孤岛检测新技术的研究[D]. 安徽: 合肥工业大学, 2006.
- [2] Eftichios Koutroulis, Kostas Kalaitzakis, Nicholas C. Voulgaris. Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system[J]. Power Electronics, IEEE transaction, 2001(16): 46-54.
- [3] Armstrong S, Hurley W G. Self-regulating maximum power point tracking for solar energy systems[C]// IEEE Universities Power Engineering Conference, 2004. UPEC 2004. 39th International, Ireland, 2004(2): 604-609.
- [4] Tae-Yeop Kim, Ho-Gyun, Seung-Kyu Park, et al. A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation[J]. IEEE International Symposium 2001(2): 1011-1014.
- [5] Abu Tariq, Jamil Asghar M S. Development of an analog maximum power point tracker for photovoltaic panel[J]. IEEE Power Electronics and Drives System, 2005(1): 251-255.
- [6] Liu Xuejun, Luiz A C Lopes. An improved perturbation and observation maximum power point tracking algorithm for PV arrays[J]. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 2004(3): 20-25.
- [7] Chung-Yu Wu, Tsai-Chung Yu, Shin-Shi Chang. New monolithic switched-capacitor differentiators with good noise rejection[J]. IEEE Solid-State Circuits, 1989(24): 177-180.

## 作者简介:

江帆 男, (1984-), 硕士. 研究方向为电源管理领域数模混合集成电路.

吴晓波 男, (1947-), 硕士, 教授, 博士生导师. 研究方向为模拟与数模混合集成电路、电源管理集成电路.