

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
G01D 5/243 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200810050788.1

[43] 公开日 2008 年 10 月 15 日

[11] 公开号 CN 101285692A

[22] 申请日 2008.6.4

[21] 申请号 200810050788.1

[71] 申请人 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所

地址 130033 吉林省长春市东南湖大路 16 号

[72] 发明人 叶新 杨东军 弓成虎 王玉鹏
方伟

[74] 专利代理机构 长春菁华专利商标代理事务所
代理人 王淑秋

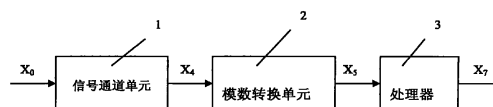
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 2 页

[54] 发明名称

一种微弱信号检测装置

[57] 摘要

本发明涉及一种微弱信号检测装置，该装置包括信号通道单元，模数转换单元，处理器；经过调制的待检测信号输入到信号通道单元，由信号通道单元进行放大和滤波；模数转换单元对信号通道单元输出的模拟信号进行采样后输出量化信号；处理器产生与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号，并且对该量化信号与参考信号进行相干解调，最后进行低通滤波得到测量结果。本发明由于采用处理器来产生与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号，并且在处理器中对该量化信号与参考信号进行相干解调，最后进行低通滤波得到测量结果，不需要产生特定参考信号、进行相干解调及低通滤波的装置，因而硬件结构简单，成本低。



1、一种微弱信号检测装置，包括信号通道单元(1)，模数转换单元(2)，处理器(3)；经过调制的待检测信号输入到信号通道单元(1)，由信号通道单元(1)进行放大和滤波；其特征在于模数转换单元(2)对信号通道单元(1)输出的模拟信号进行采样后输出量化信号；处理器(3)产生与模数转换单元(2)输出的量化信号同频同相的参考信号，并且对该量化信号与参考信号进行相干解调，最后进行低通滤波得到测量结果。

2、根据权利要求1所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的处理器(3)应用软件包括：

参考信号产生模块(31)，用于产生与模数转换单元(2)输出的量化信号同频同相的参考信号；

相干解调模块(32)，用于对模数转换单元(2)输出的量化信号与参考信号进行相干解调；
数字滤波输出模块(33)，用于对相干解调模块(32)输出的信号进行低通滤波。

3、根据权利要求2所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的参考信号产生模块(31)采用数字锁相环；数字锁相环包括数控振荡器(311)，第一乘法器(312)，第二乘法器(313)，第三乘法器(314)，第一环路滤波器(315)，第二环路滤波器(316)；数控振荡器(311)输出与模数转换单元(2)输出的量化信号同频的正弦信号，该正弦信号分成两路；一路正弦信号与模数转换单元(2)输出的量化信号经第一乘法器(312)相乘，相乘后的信号由第一环路滤波器(315)滤波形成第一路低频信号；数控振荡器(311)输出的另一路正弦信号移相 $\pi/2$ 后与模数转换单元输出的量化信号经第二乘法器(313)相乘，相乘后的信号由第二环路滤波器(316)滤波形成第二路低频信号；第一路低频信号和第二路低频信号相乘后反馈到数控振荡器(311)，由数控振荡器(311)输出与模数转换单元(2)输出的量化信号同频同相的参考信号。

4、根据权利要求3所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的数字锁相环还包括低通滤波器(317)；第一路低频信号和第二路低频信号相乘后经过低通滤波器(317)进一步滤波后反馈到数控振荡器(311)。

5、根据权利要求1所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的信号通道单元(1)包括放大电路(11)，增益控制电路(12)，抗混叠滤波器(13)；经过调制的待测信号经过放大电路(11)进行放大后送入增益控制电路(12)，由增益控制电路(12)对信号进行增益放大；增益控制电路(12)输出的信号送入抗混叠滤波器(13)，由抗混叠滤波器(13)滤除高频噪声以及完成AD模数转换器的阻抗匹配后送入模数转换单元(2)。

6、根据权利要求5所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的放大电路(11)由前置放大器(111)和二级放大器(112)组成；待测信号经过前置放大器(111)放大后输入二级放大器(112)，经过二级放大器(112)进一步放大后输入增益控制电路(12)。

7、根据权利要求6所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的前置放大器(111)选用低噪声放大器。

8、根据权利要求5所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的增益控制电路(12)选用可编程增益控制器。

9、根据权利要求5所述的微弱信号检测装置，其特征在于所述的抗混叠滤波器(13)选用有源低通滤波器，模数转换单元(2)采用双极性模数转换器。

一种微弱信号检测装置**技术领域：**

本发明涉及一种微弱信号检测装置，特别涉及一种包括信号通道单元、模数转换单元和处理器的微弱信号检测装置。

背景技术：

微弱信号检测是测量技术中的前沿领域，一般通过传感器作电量转换，使检测对象转换为电量。当有用信号被大量噪声掩盖时，使测量受到较大限制。微弱信号检测主要手段是提高信号的信噪比。目前微弱信号检测技术的方法是通过锁相放大法，锁相放大法又分为数字锁相检测法和模拟锁相检测法。采用模拟锁相检测方法检测微弱信号的装置主要由信号通道单元，参考单元，相敏检波单元，模数转换单元，处理器组成。该装置的工作过程为：调制到固定频率的待检测信号 a 经过信号通道单元放大滤波后输出信号 b；参考单元输出与信号 b 同频同相的信号 d；信号 b 和信号 d 同时送入相敏检波单元，相敏检波单元滤掉调制频率的 2 倍频信号，获得差频相的直流成分得到输出信号 e，再通过模数转换单元采样得到量化输出信号 f，处理器通过读取模数转换单元的量化输出信号 f，得到最终的测量结果。

数字锁相放大检测方法检测微弱信号的装置主要由信号通道单元，参考单元，模数转换单元和处理器组成，省略了相敏检波单元。该装置的工作过程为：待检测信号 g 经过信号通道单元放大滤波后输出信号 h；参考信号经参考单元移相输出信号 j，信号 h 和信号 j 一同送给模数转换单元，模数转换单元将信号 h 和信号 j 数字化以后输出信号 k 送给处理器，处理器根据信号 h 和信号 j 计算获得最终的测量结果，实际上就是处理器完成相敏检波的工作。

采用数字锁相检测法和模拟锁相检测法检测微弱信号的装置虽然都能实现微弱信号的检测，但是系统硬件较为复杂，无论模拟锁相法，还是数字锁相法，不仅需要信号通道的处理，还需要通过一些方法产生特定的参考信号。除此之外，模拟锁相法还需要相敏检波器（模

拟乘法器)；数字锁相法需要两路模数转换, 分别对参考信号和待检测信号进行采样。

发明内容：

本发明要解决的技术问题是提供一种硬件结构简单、成本低的微弱信号检测装置。

本发明的微弱信号检测装置包括信号通道单元, 模数转换单元, 处理器；经过调制的待检测信号输入到信号通道单元, 由信号通道单元进行放大和滤波；模数转换单元对信号通道单元输出的模拟信号进行采样后输出量化信号；处理器产生与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号, 并且对该量化信号与参考信号进行相干解调, 最后进行低通滤波得到测量结果。

本发明由于采用处理器来产生与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号, 并且在处理器中对该量化信号与参考信号进行相干解调, 最后进行低通滤波得到测量结果, 不需要产生特定参考信号、进行相干解调及低通滤波的装置, 因而硬件结构简单, 成本低。

所述的处理器应用软件包括：

参考信号产生模块, 用于产生与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号；

相干解调模块, 用于对模数转换单元输出的量化信号与参考信号进行相干解调；

数字滤波输出模块, 用于对相干解调模块输出的信号进行低通滤波。

所述的参考信号产生模块采用数字锁相环；数字锁相环包括数控振荡器(DCO), 第一乘法器, 第二乘法器, 第三乘法器, 第一环路滤波器, 第二环路滤波器；数控振荡器输出与模数转换单元输出的量化信号同频的正弦信号, 该正弦信号分成两路；一路正弦信号与模数转换单元输出的量化信号经第一乘法器相乘, 相乘后的信号由第一环路滤波器滤波形成第一路低频信号；数控振荡器输出的另一路正弦信号移相 $\pi/2$ 后与模数转换单元输出的量化信号经第二乘法器相乘, 相乘后的信号由第二环路滤波器滤波形成第二路低频信号；第一路低频信号和第二路低频信号相乘后反馈到数控振荡器, 由数控振荡器输出与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号。

所述的数字锁相环还包括低通滤波器；第一路低频信号和第二路低频信号相乘后经过低通滤波器进一步滤波后反馈到数控振荡器。

由于参考信号产生模块采用数字锁相环形成闭环控制，数控振荡器输出的参考信号相位逐步逼近模数转换单元输出的量化信号的相位，使得模数转换单元输出的量化信号与参考信号相干解调后的差频分量变成直流分量，和频分量由数字滤波输出模块衰减，得到测量结果，因而测量灵敏度高、动态范围宽。

所述的信号通道单元包括放大电路，增益控制电路，抗混叠滤波器；经过调制的待测信号经过放大电路进行放大后送入增益控制电路，由增益控制电路对信号进行增益放大；增益控制电路输出的信号送入抗混叠滤波器，由抗混叠滤波器滤除高频噪声以及完成 AD 模数转换器的阻抗匹配后送入模数转换单元。

待测信号经过放大电路放大输出后，利用增益控制电路对放大信号进行增益控制，将放大信号调整到模数转换单元采样的最佳电平，提高了信噪比和微弱信号测量的动态范围；采用抗混叠滤波器滤除高频噪声，避免了后续采样的信号混叠失真，同时抑制高频噪声，进一步提高了信噪比。

所述的放大电路由前置放大器和二级放大器组成；待测信号经过前置放大器放大后输入二级放大器，经过二级放大器进一步放大后输入增益控制电路。

所述的前置放大器选用低噪声放大器；选用高输入阻抗，高共模抑制比的低噪声放大器目的是为更少的引入噪声并完成与信号源阻抗匹配。因为信号非常微弱，仅仅依靠前置放大是不够的，所以采用二级放大器进一步放大。

所述的增益控制电路选用可编程增益控制器。可编程增益控制器可以通过软件编程来调整增益倍数，因此可以根据待测信号的强度调节增益控制电路的增益倍数，从而能够有效地将放大电路输出的信号调整到模数转换单元采样的最佳电平，提高了信噪比和微弱信号测量的动态范围。

所述的抗混叠滤波器选用有源低通滤波器。

所述的模数转换单元采用双极性模数转换器。

双极性模数转换器采样频率须设为 $f_s = (m+1)f_c$ ，其中 m 为正整数， f_c 为信号载波频率。

下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步说明。

附图说明：

图 1 为本发明的结构框图。图中 1 为信号通道单元，2 模数转换单元，3 处理器。

图 2 为本发明信号通道单元 1 结构框图。图中为 11 放大电路，12 增益控制电路，13 抗混叠滤波器，111 前置放大器，112 二级放大器。

图 3 为本发明处理器 3 应用软件功能模块示意图。图中 31 为参考信号产生模块，32 相干解调模块，33 数字滤波输出模块。

图 4 为本发明处理器 3 应用软件参考信号产生模块 31 示意图。图中 311 为数控振荡器，312 第一乘法器，313 第二乘法器，314 第三乘法器，315 第一环路滤波器，316 第二环路滤波器，317 低通滤波器。

图 5 为本发明数字锁相环跟踪效果图

具体实施方式：

本发明如图 1、2 所示，包括信号通道单元 1，模数转换单元 2，处理器 3。所述的信号通道单元 1 包括放大电路 11、增益控制电路 12 和抗混叠滤波器 13；其中放大电路 11 包括前置放大器 111 和二级放大器 112。前置放大器 111 为弱信号前级运算放大器，采用高精度，低噪声的仪表放大器 INA121；二级放大器 112 采用 OP07 型放大器。增益控制电路 12 采用可编程增益控制器，其型号为 AD8321。抗混叠滤波器 13 采用运算放大器（OP07）实现有源低通滤波。模数转换单元 2 采用双极性模数转换器，其型号为 AD676。处理器 3 采用数字信号处理器 3，其型号为 TMS320C5509。

图 3 所示，处理器应用软件包括参考信号产生模块 31，相干解调模块 32，数字滤波输出模块 33。所述的参考信号产生模块 31 采用数字锁相环；本发明的数字锁相环采用 costas 环，如图 4 所示，包括数控振荡器 311，第一乘法器 312，第二乘法器 313，第三乘法器 314，第一环路滤波器 315，第二环路滤波器 316，低通滤波器 317。本发明的工作过程为：输入信号为被调制到 125Hz 频率的待检测信号 x_0 。待检测信号 x_0 经过前置放大器 111 放大后输出信号 x_1 ，信号 x_1 送入二级放大器 112，经二级放大器 112 进一步放大形成信号 x_2 。为防止

信号 x_2 的幅值超过模数转换单元 2 测量的输入范围以及提高测量的精度和动态范围, 二级放大器 112 的输出信号 x_2 送入增益控制电路 12, 信号 x_2 经编程增益控制器增益控制后形成信号 x_3 , 信号 x_3 送入抗混叠滤波器 13。在抗混叠滤波器 13 中为尽可能消除混叠失真的影响, 采用运算放大器 (OP07) 实现 4 阶有源低通滤波器, 其 3dB 带宽设为 150Hz; 信号 x_3 经抗混叠滤波器 13 滤波后输出信号 x_4 , 信号 x_4 送入模数转换单元 2。由于正弦采样的特点, 这里模数转换单元 2 的采样频率设为 1000 Hz, 即对信号进行 8 倍过采样。经采样得到的数字信号 x_5 送入处理器 3。

模数转换单元输出的量化信号 $E_I(n)$ 输入到参考信号产生模块 31。数控振荡器 311 输出与模数转换单元输出的量化信号同频的正弦信号 $V(n)$, 该正弦信号分成两路; 一路正弦信号与模数转换单元输出的量化信号 $E_I(n)$ 经第一乘法器 312 相乘, 相乘后的信号由第一环路滤波器 315 滤波形成第一路低频信号 $V_1(n)$; 数控振荡器 311 输出的另一路正弦信号移相 $\pi/2$ 后与模数转换单元输出的量化信号 $E_I(n)$ 经第二乘法器 313 相乘, 相乘后的信号由第二环路滤波器 316 滤波形成第二路低频信号 $V_2(n)$; 第一路低频信号 $V_1(n)$ 和第二路低频信号 $V_2(n)$ 相乘后的信号经过低通滤波器 317 进一步滤波后反馈到数控振荡器 311, 由数控振荡器 311 输出与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号 $E_r(n)$ 。

模数转换单元输出的量化信号 $E_I(n)$ 与参考信号 $E_r(n)$ 输入至相干解调模块 32 进行相干解调, 得到输出信号 E_0 ; 最后信号 E_0 输入到数字滤波输出模块 33 滤波得到最终测量结果。

设模数转换单元输出的量化信号为 $E_I(n)$: $E_I(n) = A_I * \cos(\omega_c n + \theta_0)$

θ_0 为初始相位, $0 \leq \theta_0 < 2\pi$

设数控振荡器 311 初始输出的正弦信号为 $V(n)$: $V(n) = \cos(\omega_c n)$

第一乘法器 312 输出 $E_I(n) * V(n) = \frac{A_I(n)}{2} [\cos(2\omega_c n + \theta_0) + \cos(\theta_0)]$

经第一环路滤波器 315 后输出第一路低频信号 $V_1(n) = \frac{A_I(n)}{2} * \cos(\theta_0)$

同理, 经第二环路滤波器 316 后输出第二路低频信号 $V_2(n) = \frac{A_I(n)}{2} * \cos(\theta_0 + \frac{\pi}{2})$

第一路低频信号与第二路低频信号相乘得 $V_2 * V_1 = -\frac{A_r^2(n)}{8} \sin(2\theta_0)$

在 θ_0 较小的情况下, 数控振荡器 311 的反馈控制信号: $V_c \approx -\frac{A_r^2}{8} \theta_0$

设定数控振荡器 311 的输出信号 $V(n) = \cos(\omega_c n - K * V_c)$

通过试验选取 K 为合适的数值, 使参考信号相位精度满足装置的要求, 即可控制数控振荡器 311 的输出信号 V(n) 逐渐逼近模数转换单元输出的量化信号的相位。如图 5 所示, 假设模数转换单元输出的量化信号初始相位为 $-2\pi/3$, 锁相环输出相位可以达到 -2.094395。

模数转换单元输出的量化信号 $E_l(n)$ 与参考信号 $E_r(n)$ (即数控振荡器 311 的输出信号 V(n)) 输入至相干解调模块 32 进行相干解调。

设参考信号 $E_r = A_r \cos[(\omega_c t + \theta_1)]$,

模数转换单元输出的量化信号为 $E_l = A_l \cos[(\omega_c t + \theta_0)]$

$$E_0 = E_r \cdot E_l$$

=

$$\frac{1}{2} A_l A_r \cos((\omega_c - \omega_c)t + (\theta_1 - \theta_2)) + \frac{1}{2} A_l A_r \cos((\omega_c + \omega_c)t + (\theta_1 + \theta_2))$$

前项是差频分量, 式中

后项是和频分量, 因信号频率已知, 当用数字锁相环得到与模数转换单元输出的量化信号相位相同的参考信号时, 差频分量就变成直流分量 $\frac{1}{2} A_l A_r$, 和频分量变为 2 倍频分量。

其后相干信号 E_0 经过数字滤波输出模块 33, 使差频信号 (直流分量) 顺利通过, 并衰减和频分量, 得到检出信号 $\frac{1}{2} A_l A_r$ 。

本发明不限于上述实施方式, 处理器 3 还可以采用其他如可编程逻辑器件 (FPGA)、ARM、单片机或 PC 机等具有信号分析处理能力的器件。只要是采用具有信号分析处理能力的器件产生与模数转换单元输出的量化信号同频同相的参考信号, 并且对该量化信号与参考信号进行相干解调, 最后进行低通滤波得到测量结果, 都不脱离本发明的思想, 都在本发明意图保护的范围之内。

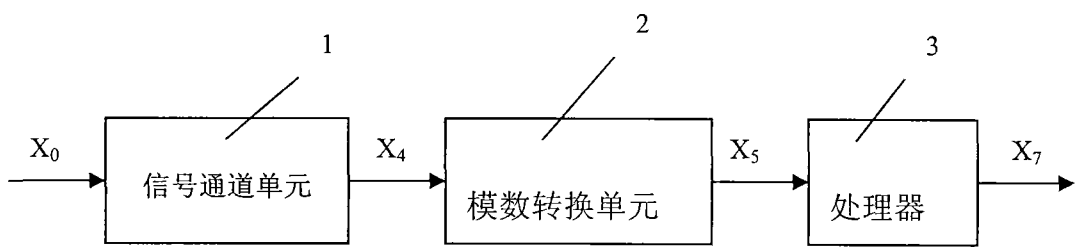


图 1

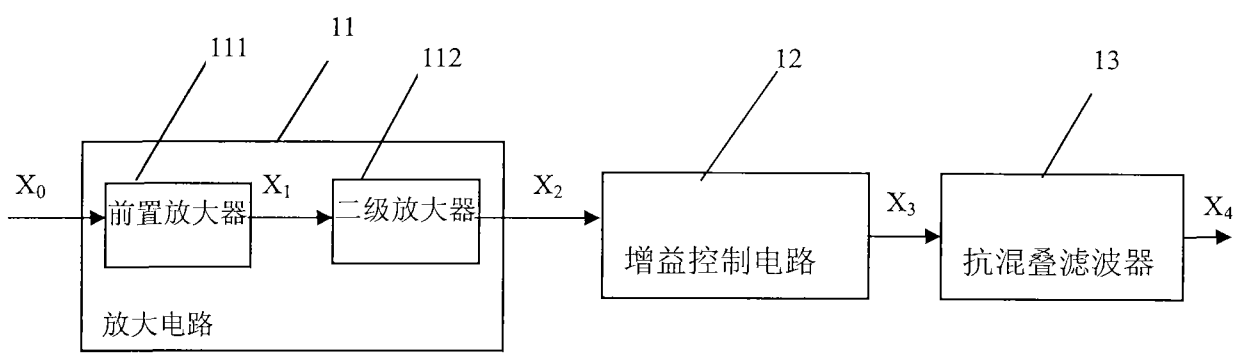


图 2

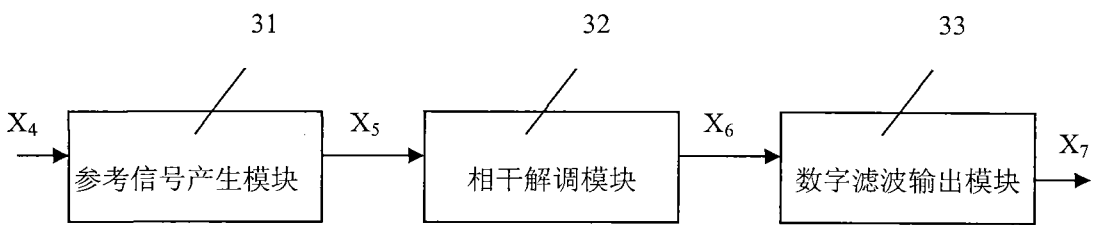


图 3

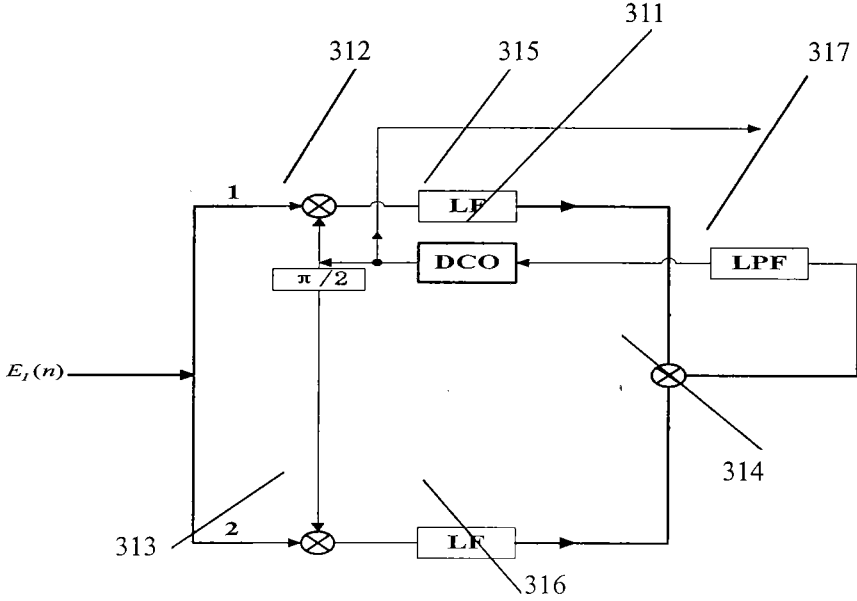


图 4

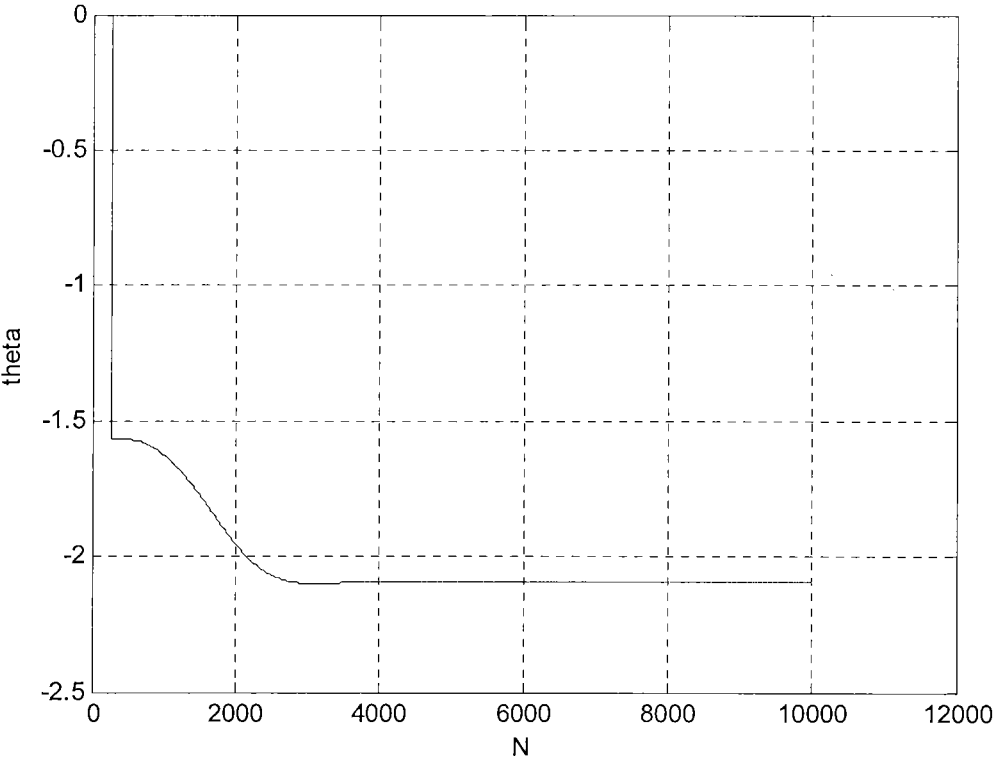


图 5