



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105589448 A

(43) 申请公布日 2016. 05. 18

(21) 申请号 201610139423. 0

(22) 申请日 2010. 02. 02

(30) 优先权数据

61/149, 147 2009. 02. 02 US

(62) 分案原申请数据

201080006259. 7 2010. 02. 02

(71) 申请人 费希尔 - 罗斯蒙特系统公司

地址 美国德克萨斯州

(72) 发明人 D·蒂勒

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

代理人 曹雯

(51) Int. Cl.

G05B 19/418(2006. 01)

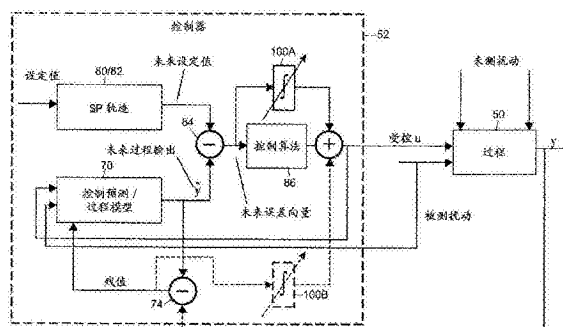
权利要求书3页 说明书20页 附图15页

(54) 发明名称

具有用以补偿模型失配的可调节积分分量的
模型预测控制器

(57) 摘要

一种 MPC 控制器技术,其集成了比当今在 MPC 类型控制器中普遍采用的方法更好的反馈控制性能,形成了在出现过程模型失配时比传统 MPC 技术运行更好的 MPC 控制器。具体地,通过向 MPC 控制器增加可调节积分块,该 MPC 控制器形成指示预测或其他控制误差的积分分量,以及将该分量加至 MPC 控制器算法的输出以在存在模型失配时提供更快或更好的控制,这首要地是预测误差的根本原因,从而提升 MPC 控制器性能。该技术使 MPC 控制器可以更快地反应以及在存在模型失配时提供更好的给定值变化和负载扰动性能,而不减少 MPC 控制器的鲁棒性。



1. 一种用于控制过程的基于模型的过程控制器,包括:
控制器输入,用以接收一个或多个指示所述过程中的受控变量的过程测量;
控制器输出,用于提供一个或多个用于控制所述过程的被操纵的过程变量的控制信号;
过程模型单元,包括对过程的运行建模的过程模型,其中所述过程模型单元基于所述过程模型生成预测的过程变量;
第一求和器,其从所述过程的被操纵的过程变量的当前测量值中减去所预测的过程变量以产生被提供为所述过程模型单元的输入的第一误差信号;
第二求和器,其从用于所述过程变量的给定点值中减去所预测的过程变量以产生第二误差信号;
控制单元,其使用所述第二误差信号生成初步控制信号;
积分器,其对所述第一误差信号或所述第二误差信号积分以产生积分误差信号;以及
组合器单元,其耦合至所述积分器和所述控制单元以将所述积分误差信号与所述初步控制信号组合来产生用于控制所述过程的所述被操纵的过程变量的最终控制信号。
2. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其他制造业所述积分器为一个并且仅有一个积分器。
3. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型包括一个或多个线性阶跃响应模型或一个或多个脉冲响应模型,以及,其中,所述控制单元实施动态矩阵控制算法以产生所述初步控制信号。
4. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型为第一性原理模型。
5. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型为一阶加时滞过程模型。
6. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型为二阶过程模型。
7. 根据权利要求6的所述基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型为二阶加时滞过程模型。
8. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述控制单元实施模型预测控制算法。
9. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述控制单元实施包括卡曼滤波的模型预测控制算法。
10. 根据权利要求9的所述基于模型的过程控制器,其特征在于,所述卡曼滤波为常规卡曼滤波。
11. 根据权利要求9的所述基于模型的过程控制器,其特征在于,所述卡曼滤波为简化卡曼滤波。
12. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述积分器可调节。
13. 根据权利要求12的所述基于模型的过程控制器,其特征在于,所述积分器基于所述过程的分数时滞可调节。
14. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述组合器单元包括

求和器。

15. 根据权利要求1所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型单元使用一个或多个最终控制信号值作为对所述过程模型的输入以产生所述预测的过程变量值。

16. 根据权利要求15所述的基于模型的过程控制器,其特征在于,所述过程模型单元还使用一个或多个在所述过程中的被测扰动值作为对所述过程模型的输入以产生所述预测的过程变量值。

17. 一种产生用于控制过程的一组过程控制信号的方法,包括:

根据对所述过程的运行建模的过程模型以及根据被提供作为所述过程模型的输入的一组控制器输出值,生成一组预测的过程变量值;

从所述过程的被操纵的过程变量的一组当前测量值中减去该组所预测的过程变量以产生被提供为所述过程模型单元的输入的第一误差信号;

从用于所述过程的受控的变量的一组给定点值中减去该组所预测的过程变量以产生第二误差信号;

使用所述第二误差信号生成一组初步控制信号;

对所述第一误差信号或者所述第二误差信号积分以产生积分误差信号;以及

将所述积分误差信号与该组初步控制信号组合以产生该组过程控制信号。

18. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,对所述第一误差信号或者所述第二误差信号积分为一次并且仅一次地对所述第一误差信号或者所述第二误差信号积分。

19. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,包括使用该组过程控制信号来控制所述过程的运行。

20. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,生成该组预测的过程变量值包括使用先前的一组过程控制信号作为该组控制器输出值。

21. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,还包括使用一个或多个指示在所述过程以及所述过程模型中的受控变量的过程测量和该组控制器输出值以产生该组预测的过程变量值。

22. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,还包括使用一个或多个指示所述过程以及所述过程模型中所测量的扰动的过程测量和该组控制器输出值以产生该组预测的过程变量值。

23. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,所述过程模型包括一个或多个线性阶跃响应模型或者一个或多个脉冲响应模型,以及,其中,使用所述该组预测的过程变量值以生成该组初步控制信号包括使用动态矩阵控制算法以产生该组初步控制信号。

24. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,使用该组预测的过程变量值生成该组初步控制信号包括使用模型预测控制算法以产生该组初步控制信号。

25. 根据权利要求24所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,还包括结合模型预测控制算法实施状态观测器。

26. 根据权利要求25所述的产生一组过程控制信号的方法,其特征在于,所述状态观测

器为常规卡曼滤波器或简化卡曼滤波器中之一。

27. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法, 其特征在于, 还包括使所述积分器可被调节。

28. 根据权利要求17所述的产生一组过程控制信号的方法, 其特征在于, 还包括使所述积分器可基于所述过程的分数时滞而调节。

具有用以补偿模型失配的可调节积分分量的模型预测控制器

[0001] 相关申请

[0002] 本申请是根据美国临时专利申请No.61/149,147的正式提交的申请,并要求其优先权以及其申请日的权益,上述临时申请名称为“Model Predictive controller with Tunable Integral Component to Compensate for model mismatch”提交于2009年2月2日,其全部的公开内容特此明确地以引用方式包括于此。

技术领域

[0003] 本申请涉及过程控制,该过程控制可以执行于例如工业过程工厂中,以及,更具体地,涉及一种使用用以补偿模型失配的可调节积分分量的改进的模型预测控制器,从而在存在模型失配时提供更好的模型预测控制器运行。

背景技术

[0004] 过程控制硬件和软件是化学,制药和精炼工业的几乎所有设施的主要组件,并且是全球范围内的数十亿美元的业务。虽然在任何具体情况中获得最佳的可能控制在过去一直不是重点关注的,但是近年来,新的工厂,例如工业过程工厂,都有意识地被更多地设计为具有可控性和可优化性。而且,许多现有的过程工厂都以此目标而被改造。这种改造不仅包括所安装的硬件的几何构型的改造,例如反应器,罐,管道等的位置,而且还包括用于执行过程控制的控制,监视以及测量单元的位置和类型的改造。随着自然资源的成本以及与排放相关的实际成本的增长,能源消费也已经成为工厂设计中的一个重要因素。

[0005] 结合控制器再调节或者模型调度(scheduling),控制性能监视能显著地提高工业工厂的效率,以及因此每年节省数百万美元。另一种近年来越来越受欢迎的技术是异常情况监测和预防(Abnormal Situation Prevention,ASP)。在一些情况下,现代设备和控制系统设计包括新的传感器以及可预测潜在故障或者预定需要的维护周期的嵌入式统计算法。这些预测维护系统能够显著地增加工厂运行的正常工作时间并防止代价昂贵且危险的意外停机的表现。而且,这些技术的可靠性在过去十年中大大提高,导致工厂效率得以提高。

[0006] 作为这些努力的一部分,一类预测控制技术,通常称为模型预测控制(model predictive control,MPC)技术,自大约25年前最初被开发并应用后在工业中获得了显著接受。通常而言,MPC指一类控制算法,该算法通过利用过程模型(在性质上典型地为线性)计算被操纵变量信息(profile)以在受约束条件下,在未来时间域上优化线性或者二次开环性能目标。然后在该过程中实现这种开环的、优化的被操纵变量信息的启动,并且在每个控制间隔或者控制器周期重复该流程以执行过程控制。过程测量被用以更新运行中的控制期间的优化问题。该类控制算法也称作滚动层(receding horizon)控制或者移动层控制。

[0007] 然而,由于其复杂性,MPC已确立其地位主要在于高端控制界,以及因此MPC配置通常被控制专家所开发并使用。因此,考虑到实施的巨大成本,MPC的实施通常仅值得应用于保证巨额利润以回报巨额实施费用的过程。此处,就输入和输出的数量而言,MPC应用的规

模通常很大,这是MPC通常不被用于低层环路控制例如单变量环路控制的一个原因。

[0008] 更具体地,控制系统的使用费用很大,而且具体关注特定过程工厂中每个控制环路的配置是不实际的。因此,所有控制环路中的大约90%受控于传统的线性反馈控制器,例如比例-积分-微分(PID)控制器或者比例-积分(PI)控制器。而且,到了MPC控制器被使用的程度,这些控制器通常本质上也是线性的。不幸的是,虽然线性控制器主要用于过程控制工业中,多数实际过程都呈现出非线性行为。这种差异的结果是模型失配不可避免。未满足的模型失配不仅造成了次优的控制性能,而且还使被开发出来以提升控制性能及正常工作时间的技术的许多优点丧失。模型失配因此而不仅就控制硬件和软件而言昂贵,而且实际上减少了其他相关的工厂技术的成本节约。

[0009] 总的来说,工业控制器的性能可以以多种方式被测量,并且不同的过程可以具有显著不同的质量和安全需求。工厂工程师实际上可能使用一个或多个不同的性能标准,例如超调,停搏时间(arrest time)(积分过程),振荡特性,积分误差和积分绝对误差(integrated absolute error,IAE)来评估特定的控制环路的性能。然而,对于PID控制器,为给定控制器的所测的控制性能通常是在给定值跟踪和扰动抑制行为之间的折衷结果,在给定值跟踪上的较好的性能会导致在扰动抑制中的较差的性能,反之亦然。例如,长时间常数(亦即,例如那些存在于以滞后为主的过程中的常数)已知会在为给定值跟踪性能而调节(tuning)的PID控制器中造成较差的扰动抑制性能。该折衷,为PID控制器的开发所固有,其可以通过这一事实来解释,为负载扰动抑制而被理想地调节的PID控制器必须具有一个相对高的积分作用(亦即,较小的积分时间常数),而该相对的高积分作用不利于控制器的给定值变化性能。更具体地,在给定值变化期间,过程误差(e)在一段时间内保持较大,即便当受控变量(y)逼近给定值(SP)时。由于很大的积分增益,积分项快速累积并超过所必要的,因此造成给定值超调。所以,旨在于给定值变化性能的PID调节具有较小的积分作用和较差的负载变化或者扰动抑制性能。由于传统的PID控制,如上述所提及,仍为所有工业中最为流行的控制器选择,受困于这个问题,许多方法已经被提出以尝试减小该问题的影响,包括PID控制器和给定值滤波的结构性改动。

[0010] 然而,即便存在这些改动,PID控制器的调节仍然提出了正确指定给定值跟踪与扰动抑制性能之间折衷的挑战。不同的PID调节方法通常地有利于给定值跟踪性能或扰动抑制性能中的一种而超过另一种。而且,许多基于模型的调节技术将PID控制器的内部参数匹配于受控过程的模型的内部参数,这导致了相同的折衷。例如,PID调节方法,例如极点抵消和lambda调节,将控制器的积分时间匹配于该过程的主要时间常数。在此,设置控制器增益以获得确定的闭环时间常数以及确定的给定值变换响应(例如,无超调)。因为该控制器所导致的积分作用相对较小,该技术呈现了非常好的给定值变化性能,但较差的扰动抑制性能。另一方面,经验性的PID调节方法,例如Ziegler-Nichols方法,为扰动抑制性能而特别设计。然而,因为该控制器的积分作用足够强从而将过程变量非常快速地返回至给定值,这导致了响应于给定值变化的不期望的给定值超调。

[0011] 在少数场合,环路的目的仅仅是扰动抑制(例如,未有给定值变化的缓冲罐水平)或者仅仅是给定值跟踪(例如,无扰动的级联策略中的次级回路)。由于在该情况中可能容易选择调节配置,前述的折衷被频繁地完全省略,并且,替代地,通常选取一种默认的调节方法,使得调节在任意特定的过程情形下都劣于最优。如上所述,虽然大量的调节方法已被

开发以克服PID调节的这个局限,包括给定值滤波以及两自由度结构,但这些调节方法通常有利于扰动抑制性能,并且因而控制器对给定值变化的反应被人工地减小。例如,如果选择给定值滤波,则将由操作员带来的给定值变化滤波以防止超调,结果导致对给定值变化的较慢的反应。

[0012] 任何情况下,以上所讨论的性能折衷的直接结果是针对不同的控制对象需要选用不同的调节方法,这也是之所以为PID调节提出了如此多的调节方法的原因之一。存在如此多的PID调节技术可用的另一个原因是不同的调节规则或方法使用不同的输入变量,其中仅有一部分可容易地用于任何特定过程中。例如,虽然许多调节方法基于过程模型计算调节,但其他方法却是基于其他的过程特性计算调节。作为后一种方法的一个例子,Ziegler-Nichols调节规则使用临界增益和临界频率,这对于一些机械过程可能易于确定,但在许多工业的化学过程中却无法实际确定。

[0013] 另一方面,预测控制器,例如MPC控制器应该能对给定值变化和负载变化进行类似的运行,原因是MPC控制器的积分部分不受对PID控制器所观测到的折衷的影响。更具体地,MPC控制器一般地不会表现出在给定值跟踪和扰动抑制之间的性能折衷,原因是误差和迁移惩罚(move penalty)的项(term)是固有地分离的,这在理论上使得MPC控制器成为PID控制器的理想的替代品。另外,在预测控制器中,当受控变量或者过程输出(y)逼近给定值时,误差(e)并不增长。实际上,该误差在第一执行周期之后理论上可以为零,从而减少或者消除PID控制中固有的积分增益的问题。不幸的是,当过程模型失配出现时,亦即,当被MPC控制器所使用的过程模型并不完全匹配于实际的过程特性时,MPC控制器的性能可能快速下滑。

[0014] 另外,众所周知,当为扰动抑制而特别调节PID控制器时,工业MPC控制器的扰动抑制性能滞后于PID控制器的性能。如果假定已完全知晓用于MPC技术的观测器模型,则近来在状态更新领域的MPC改进已经稍微弥补了这个性能的差距。然而,在出现模型失配时,PID控制器的控制性能,如积分绝对误差(IAE)所度量地,仍然好于具有最好的可能的调节的MPC控制器的性能。

[0015] 虽然如此,MPC已被认为是用于替换PID控制器的主要的控制技术之一,因为MPC控制器被认为能够将预测控制性能的优点与仅仅或多或少的一些直观调节参数的便利相结合。然而,现今,尽管事实上学术界和控制系统制造商在近年来进行了大量工作以扩展MPC应用范围,但MPC控制器通常仅在PID控制运行很差或者难于实现或维护的工业环境中成功实现。基本上,因为对于相当数量的过程而言,PID控制仍然运行好于MPC,以及由于PID控制器相对于MPC类控制器便宜且部署较快,所以,在实际的过程工厂配置之内,MPC控制器实际上仅代替了小部分的PID控制器。

[0016] MPC控制器较之于PID控制器往往运行较差的主要原因之一是,如上所指出,MPC控制器较之于PID控制器更容易受到由过程模型失配引起的性能退化的影响(可能除了在滞后明显的过程中)。虽然存在实际方法以解决由于过程中的非线性(或其他原因)引起的模型失配,例如变送器和控制单元的线性化以及控制器增益调度的使用,解决模型失配的最普遍的技术是实施控制器调节。然而,因为调节控制器的困难,过程操作员或者工程师针对最差情况的场景(例如最高的过程增益)频繁地调节控制器并对该过程的其他区域接受次优的调节。因而,通常地,工业PID或MPC控制器的默认的调节参数是保守的,以使得这些调

节参数能够对各种过程应用在起始时起作用。然而,通常不确定地将控制器保留于其默认设置,导致了全局上的较差的性能。即便并非如此,因辨识误差或工厂漂移(plant drift)而产生的模型失配更难于用调节来解决。实际上,这类模型失配难以检测,原因在于需要充分的过程扰动而实现模型辨识,这通常与过程控制的目标相抵触(亦即,保持该过程在对过程扰动响应中处于稳态)。而且,区别过程扰动与未测量的扰动是困难的。

[0017] 一种响应于模型失配而“调节”MPC控制器的方法为根据过程变化而重新生成过程模型,以及接着在该MPC控制器中使用该新模型。不幸的是,首先是产生用于基于模型的控制器的精确的过程模型存在着许多实际的障碍,例如,即便许多工业过程是最小相位的,多数的闭环并非最小相位。时延,也称为时滞,以及较高阶滞后产生了将精确过程模型的产生大大复杂化的多个右极点(right hand pole)。在多数实例中,闭环时滞是由管道中材料的传输延迟和计算机控制系统中无法避免的离散采样机制所产生,而较高阶滞后通常是在测量和控制设备中的滤波器时间常数的结果。在定义工业工厂的过程模型时通常被发现的挑战包括因阀和填料的机械行为而产生的死区(deadband)和解析(resolution)。

[0018] 这些以及其他的因素对在工业工厂中的控制工程师在为控制器开发过程模型时提出许多挑战。例如,即便某个过程被期望类似于具有一定的增益和时间常数的一阶滤波地运行,依赖于容器的几何结构,控制工程师必须考虑来自于变送器的额外的时间常数,控制单元计算机采样和抖动。具体地,任何数字控制系统具有中央处理单元(CPU)以及通信约束,这意味着充足的过采样对工厂中所有类型的环路不都是实用的。例如,虽然三倍于最大时间常数加上时滞的采样率或者五倍于时滞的采样率,无论哪个较大,常常被认为是合理地足够的,但该采样率对于在工厂中的许多控制环路(例如流量环路和压力环路)而言常常是无法实现的。因此,工程师通常不能仅依赖于对一些反应过程可用的第一性原理建模。而且,过程模型辨识理想地由集成的自动工具完成。然而,第一性原理建模和典型地被用于实际工厂以辨识过程模型的通用的第三方解决方案通过直接连接至现场仪器而如此操作。由于它们并未考虑(或者至多仅仅是粗略考虑了)计算机控制系统本身对环路性能的影响,这些解决方案因而未被集成。所有这些因素可能导致过程与所开发的用以对过程进行控制的过程模型之间的显著的失配,从而使得基于模型的控制和调节方法在实际的情况中并不理想。

[0019] 一种非常重要的并且有前景的类型的MPC控制器是使用了状态更新技术或者观测器模型的控制器。有大量的关于用于MPC的状态更新方法的文献,以及许多技术已经被开发出来,这些技术提高了模型预测控制器的状态更新组件的性能,从而提供响应能力强的MPC控制器。然而,由于基于模型的控制器性能可能因模型失配而严重降低,多数的提高模型预测控制器中的控制性能的工作被集中于提升纠正模型失配的影响的状态更新算法的性能和精度。另一大部分控制文献有关于提高初始模型质量、使过程模型适应于过程参数的变化、或者检测过程参数变化从而通知用户并触发一个人工的过程模型重估计。不幸的是,这些技术在许多实例中都不实用,并且在各种各样的实例中,它们中的很少技术使得MPC控制器执行效果与PID控制器相当或者更好。

发明内容

[0020] 已被确定的是,MPC控制器的反馈控制能力的缺陷是PID与MPC控制器之间的性能

差距的一个原因,尤其是出现过程模型失配时。认识到该事实,则此处所描述的MPC控制器集成了优于现今普遍采用在MPC类控制器中的方法的可调节反馈控制性能,这导致了可调节MPC控制器,在存在过程模型失配时该可调节MPC控制器运行优于传统的MPC技术。

[0021] 特别地,MPC控制器性能被提升,是通过向MPC控制器中增加可调节积分块,该MPC控制器形成指示预测误差或者其他的控制器误差的积分分量(component),以及将该分量加入MPC控制器算法的输出以在存在模型失配时提供更好的控制,这首要地是预测或者控制误差的根本原因。该技术使MPC控制器可以更快地反应,并在模型失配时提供更好的给定值变化以及负载扰动性能,而并不显著地减少MPC控制器的鲁棒性。

附图说明

[0022] 图1为包括具有实现MPC控制器的高级控制器功能块的控制模块的过程控制系统的框图;

[0023] 图2为典型的MPC控制器的框图;

[0024] 图3为典型的MPC控制器单元的框图,其具有MPC控制器以及状态观测器,被连接以控制过程工厂;

[0025] 图4为来自化工工厂的操作员界面的比较PID和MPC扰动抑制性能的屏幕截图;

[0026] 图5A和5B示出了响应于负载扰动,PID控制器与用于一阶加时滞(deadtime)过程的三种不同的MPC控制器的比较;

[0027] 图6A和6B示出了不同的MPC控制器和PID控制器依赖于模型失配以及惩罚调节的反馈控制性能的比较;

[0028] 图7示出了有效地串行产生20个独立的滞后时间常数的具有20个塔盘的蒸馏塔的示例的阶跃响应;

[0029] 图8A和8B示出了用于具有时滞的一阶和二阶过程的依赖于模型失配和惩罚调节的反馈控制性能;

[0030] 图9A和9B示出了由在一阶和二阶过程上的模型失配导致的振荡;

[0031] 图10示出了具有不同调节设置的PI控制器的单位阶跃扰动响应从而图释出当引入未测量的单位阶跃扰动时PI控制器的比例积分作用如何影响控制器对于不同的过程特性的负载性能;

[0032] 图11示出了在反馈路径中配置有可调节积分作用的模型预测控制器的示意图;

[0033] 图12A和12B为示出了在MPC控制器中向未来误差向量加入可调节积分作用之前和之后的鲁棒性的对比的图;

[0034] 图13A和13B为示出了向一定数量的不同类MPC控制器的未来误差向量计算中加入可调节积分作用之前和之后的的甩负载(load rejection)性能的对比的图;

[0035] 图14A和14B为示出了在一阶过程中对MPC控制器的未来误差向量以积分作用的手动调节的性能和鲁棒性的对比图;以及

[0036] 图15A和15B示出了对在二阶过程中对MPC控制器的未来误差向量以积分作用的手动调节的性能和鲁棒性能的提供对比的图。

具体实施方式

[0037] 一般而言,在此处讨论了新的可调节MPC控制器设计,其可应用于各种不同类的用于任何所期望的或者合适的控制器设置中的模型预测控制(model predictive control, MPC)控制器。然而,这种新的MPC控制器方法在过程工厂所使用的控制系统中尤其有用,例如在工业过程工厂中,比如药物和化工制造工厂,精炼工厂,等等。而且,虽然新的MPC控制器设计在此处被说明为作为分布式过程控制网络的部分而被实现,但是它也可以被实现于其他类的控制环境中,包括,例如,作为集中式的控制系统的一部分,作为可编程逻辑控制(PLC)系统的一部分,作为独立的控制系统的一部分,等等。

[0038] 现参照图1,其中可实施此处所描述的新的MPC控制器技术的过程控制系统10包括过程控制器11,其可通信地连接于数据历史库12以及一个或多个主工作站或者主计算机13(其可以为任何类型的个人电脑,工作站,等等),其中每个都具有显示屏14。控制器11还通过输入/输出(I/O)卡26和28连接至现场设备15-22。数据历史库12可以为任何期望类型的数据采集单元,该数据采集单元具有任何期望类型的存储器和任何期望的或已知软件,硬件或固件以用于存储数据且可以是与工作站13分离(如图1所示出)或者是作为工作站13的一部分。控制器11,其可以为,仅作为示例,艾默生过程管理所销售的DeltaV™控制器,通过例如以太网连接或者任何其他期望的通信网络29,被可通信地连接于主计算机13以及数据历史库12。通信网络29可以是局域网(LAN),广域网(WAN),电信网络的形式,等等,并且可以通过硬连线或者无线技术实现。通过使用任何期望的关联于,例如,标准的4-20mA设备和/或任何智能通信协议例如FOUNDATION® Fieldbus协议(现场总线),HART®协议,无线HART™协议等等的软件和硬件,控制器11被可通信地连接于现场设备15-22。

[0039] 现场设备15-22可以为任何类型的设备,例如传感器,阀,变送器,定位器(positioner),等等,而I/O卡26和28可以是符合任何期望的通信或者控制器协议的任何类型的I/O设备。在图1中所示的实施例中,现场设备15-18为通过模拟线路或者组合的模拟/数字线路与I/O卡26通信的标准的4-20mA设备或者HART®设备,而现场设备19-22是智能设备,例如Fieldbus现场设备,其使用Fieldbus协议通信通过数字总线与I/O卡28进行通信。当然,现场设备15-22可以符合任何其他期望的标准或协议,包括现有的或者将来会被开发出的任何标准或协议。类似地,如有此期望,则现场设备15-22之间的通信可以使用有线、无线或者有线与无线技术的组合而实现。

[0040] 控制器11,其可以是工厂10中的许多分布式控制器中的一个,其中具有至少一个实现或监督一个或多个过程控制例程的至少一个处理器11A,其可以包括被存储于其中或者与其相关联的控制环路。控制器11还与设备15-22,主机计算机13和数据历史库12通信从而以任何期望的方式对过程进行控制。应当注意,如有此期望,则此处所描述的任何控制例程或者单元可能将其多个部分被由不同的控制器或其他设备实现或者执行。类似地,此处所描述的将被实现于过程控制系统10之中的控制例程或者单元可以采用任意形式,包括软件,固件,硬件,等等。为讨论之目的,过程控制单元可以为过程控制系统的任何局部或者部分,包括,例如存于任何计算机可读的介质上从而可被例如计算机设备的CPU的处理器所运行的例程、块(block)或模块。控制例程,其可以是模块或控制流程的任意局部,例如子程序,子程序的多个局部(例如若干行代码)等等,该控制例程的多个模块或者任何局部,可以以任何期望的软件格式被实现,例如使用梯形逻辑,顺序时序功能图,功能框图,面向对象

的编程或者任何其他软件编程语言或者设计范例。类似地,控制例程可以被硬式编码(hard-coded)入,例如,一个或多个EPROM,EEPROM,专用集成电路(application specific integrated circuits,ASIC),或者任何其他硬件或固件单元。更进一步,控制例程可以使用任何设计工具来设计,包括图形化设计工具或者任何其他类型的软件、硬件、或固件编程或者设计工具。因此,控制器11通常可以被配置为以任何期望的方式实现一控制策略或控制例程。

[0041] 在一个实施例中,控制器11使用通常所称的功能块(function block)来实现控制策略,其中每个功能块为整体的控制例程的一部分或其对象,并且结合(通过被称为链路的通信方式)其他功能块运行以在过程控制系统10中实现过程控制环路。功能块典型地执行输入功能、控制功能或输出功能中的一种以执行过程控制系统10中的某种物理功能,该输入功能例如关联于变送器,传感器或其他过程参数测量设备的功能,该控制功能例如关联于执行PID,MPC,模糊逻辑等等控制的控制例程的功能,该输出功能控制某种设备例如阀的操作。当然,也存在有混合型和其他型的功能块。功能块可被存储在控制器11中以被其执行,这通常是在这些功能块被用于,或被关联于标准的4-20mA设备和其他类的智能现场设备例如HART[®]设备的情况中,或者可能被存储于现场设备本身或被现场设备本身所实现,这可以是在使用Foundation[®]Fieldbus设备的情况中。更进一步,实现例如此处所描述的可调节MPC控制器例程或者技术的控制器例程的功能块,可以被整体或者部分地实现于主工作站或主计算机13或者任何其他计算机设备之中。虽然在此提供了控制系统的描述,该控制系统使用利用了面向对象编程的范例的功能块控制策略,但也可以使用其他常规手段和任何期望的编程语言或范例而实现或设计控制策略或控制环路或模块。

[0042] 正如图1展开块30所图示出的,控制器11可以包括一定数量的单环路控制例程,如例程32和34所示出,并且可以实现一个或多个高级控制环路,如控制环路36所示出。每个该环路通常被称为控制模块。单环路控制例程32和34被示出为使用分别与合适的模拟输入(AI)和模拟输出的功能块相连接的单输入/单输出模糊逻辑控制块和单输入/单输出PID控制块来执行单环路控制,这些功能块可以与过程控制设备例如阀,测量设备例如温度和压力变送器,或者与过程控制系统10中的任何其他的设备相关联。高级控制环路36被图示为包括具有可通信地连接于许多AI功能块的输入和可通信地连接于许多AO功能块的输出的高级控制块38,然而高级控制块38的输入和输出可被可通信地连接于任何其他的期望的功能块或控制单元以接收其他类型的输入并提供其他类型的输出。进而,虽然高级控制块38在此被图示为实现多变量(例如,多/输入多/输出)控制,但其也可用以实现单变量(例如,单/输入单/输出)控制。正如将进行进一步说明的内容,高级控制块38可为集成了模型预测控制(MPC)例程的控制块,该模型预测控制例程包括可调节的积分单元以补偿此处所描述的模型失配,从而在模型失配时对过程或过程的一部分进行更好的控制。进而,虽然高级控制块38在此处被描述为通常包括模型预测控制(MPC)块,但高级控制块38实际上可实现任何的许多不同类型的MPC技术,并且在一些情况下甚至可以在这些技术之间进行切换。应当理解,图1中所示出的控制模块或者这些模块的子组件,包括高级控制块38或其组件,可以被控制器11所执行或,可替代地,可以位于任何其他的处理设备中并被其所执行,例如多个工作站13之一或者甚至多个现场设备19-22之一。例如,在一个实施例中,MPC控制器块42可

被存储于计算机13中并可被执行于计算机13上,从而提供输出或控制信号至被运行于控制器11上的高级控制块38。

[0043] 如图1中所示出的,多个工作站13之一包括被用以产生、下载以及实现高级控制块38的高级控制块生成例程44。虽然高级控制块生成例程44可被存储于工作站13之中的存储器内并被其中的处理器所运行,但若有此期望,则该例程(或其任意部分)可以额外地或可替代地被存储于并被运行于过程控制系统10之内的任何其他设备。更进一步,用户接口例程46可以允许用户,例如过程操作员,控制工程师,等等,指定或改变与高级控制块38相关联的调节、设计或控制参数,从而改变给定值,发起调节流程,提供新模型参数,等等。

[0044] 作为背景,许多MPC技术的工业实现包括模型算法控制(MAC)技术和动态矩阵控制(DMC)技术。DMC技术使用过程的线性阶跃响应或脉冲响应模型,并且在该情况中,最优的控制路径被离线地预先计算并存储于大矩阵中。该控制器矩阵然后被用以通过重叠来计算被操纵变量在线迁移。因此,相比于在线地求解最优方程的MPC方法,大大降低了计算成本。DMC技术的另一个优点是其中所使用的状态变量为直观地根据过程模型计算得到,且代表明确的未来输出预测,这意味着可容易获得例如关联于约束的变量的过程输出的未来预测,并将其显示给用户。

[0045] 其他MPC实现方式包括IDCOM和线性动态矩阵控制(LDMC),二次动态矩阵控制(QDMC),IDCOM-M,以及Shell多变量优化控制(SMOC);线性动态矩阵控制使用线性目标函数并显式地包括了约束;二次动态矩阵控制为结合二次性能函数的DMC的扩展,并且显式地属于约束的结合之中;IDCOM-M为IDCOM的扩展,其使用了二次编程算法以替代最初实现方式的迭代解决技术;Shell多变量优化控制(SMOC)为状态空间的实现方式。另一类的MPC技术使用状态观测器以提供更好的MPC性能。

[0046] 图2示出了多变量MPC控制器单元52(可通信地耦合于过程50)的一个实施例的详细框图,图1的高级控制块38可以实现该多变量MPC控制器单元52以执行多变量的过程控制。在这种情况下,可使用MPC控制器单元52以实现DMC控制技术。然而,此处讨论为MPC控制的概括理解提供了一个好的基础。如图2中所示,高级控制块38产生了一组被操纵变量(MV),该组被操纵变量被提供给其他功能块,反过来,这些其他功能块被连接至过程50的控制输入。如图2中所示出的,高级控制块38包括可包含或实现任何标准的MPC例程或流程的MPC控制器块52,其通常具有与输出相同数量的输入,虽然该需求并非必需。MPC控制器52接收下述变量作为输入:一组N个受控变量(CV)以及辅助变量(auxiliary variable, AV),这典型地构成了数值向量,如过程50之内所测;一组扰动变量(DV),其为将要在未来某时间被提供给过程50的已知或所期望的变化或扰动;以及由例如优化器(未示出)、用户或任何其他来源所提供的一组稳定状态目标控制和辅助变量(CV_T)和(AV_T)。MPC控制器52使用这些输入来以控制信号的形式创建一组M个被操纵变量(MV)信号并将该被操纵变量信号MV传送至过程50的控制输入,这可以是与阀、致动器(actuator)、炉、泵等的运行相关的输入。

[0047] 更进一步,MPC控制器52计算并产生一组预测的稳定状态控制变量(CV)和辅助变量(AV)以及一组预测的稳定状态被操纵变量(MV),这些变量分别代表在控制层的控制变量(CV)、辅助变量(AV)和被操纵变量(MV)的预测值。可以将这些变量用于一个或多个MPC优化例程中以产生目标控制和辅助变量CV_T以及AV_T,从而驱动过程50到达最优的运行状态。

[0048] 无论是如何产生的,将目标控制和辅助变量CV_T以及AV_T作为输入提供给MPC控制器

52,如先前所述,该控制器52使用这些目标值 CV_T 和 AV_T 以确定一组新的稳定状态的被操纵变量 MV (在控制层中),其将当前的控制及被操纵变量 CV 及 AV 驱动至控制层最后的目标值 CV_T 和 AV_T 。当然,正如已知,MPC控制器52同步地改变被操纵变量以试图达到稳定状态的被操纵变量 MV_{ss} 的稳定状态值,该变量 MV_{ss} 在理论上,将导致过程获得目标控制和辅助变量 CV_T 和 AV_T 。因为MPC控制器52在每次过程扫描(scan)中如上所描述地运行,被操纵变量的目标值可能因扫描的不同而改变,因此,MPC控制器52可能从不实际地达到这些组的目标被操纵变量 MV 中的任何特定一组,尤其是当在过程50中存在噪声,未预料到的扰动,变化等等的时候。

[0049] 正如已知的,MPC控制器52包括控制预测过程模型70(也称作“控制器模型”),这可以为任意类型的用于各种不同的MPC控制技术之中的模型。例如,模型70可以为 N 行 $M+D$ 列的阶跃响应矩阵(其中 N 为控制变量 CV 的数量加上辅助变量 AV 的数量, M 为被操纵变量 MV 的数量而 D 为扰动变量 DV 的数量)。然而,模型70可以为一阶,二阶,三阶等的预测或第一性原理模型,状态空间模型,卷积过程模型,或者任何其他类型的过程模型。控制器模型70可以通过使用无需显著的基本建模工作的时间序列分数技术来由过程干扰测试来确定,或者可以使用任何其他已知过程建模技术,包括那些叠加一组或多组的线性模型或非线性模型的技术,来确定。在任何情况下,控制预测过程模型70产生输出72,该输出72为控制和辅助变量 CV 和 AV 定义了先前计算的预测,而向量求和器74从控制和辅助变量 CV 和 AV 的实际测量值中减去这些当前时间的预测值以在输入76上产生误差或修正向量(也称为残值(residuals))。通常将该误差称为预测误差。

[0050] 然后,控制预测过程模型70基于被提供给控制预测过程模型70的其他输入的扰动和被操纵变量,为在控制层上的每个控制变量和辅助变量 CV 以及 AV 预测未来控制参数。控制预测过程模型70还产生了上述所讨论的控制变量和辅助变量 CV_{ss} 以及 AV_{ss} 的预测的稳定状态值。

[0051] 控制目标块80通过使用此前为块38所建立的轨迹跟踪滤波器(trjectory filter)82,为由目标变换块55所提供的 N 个目标控制和辅助变量 CV_T 和 AV_T 中的每一个确定控制目标向量。特别地,轨迹跟踪滤波器82提供了单位向量,该单位向量定义了控制和辅助变量将被随时间驱动至其目标值的方式。控制目标块80使用该单位向量以及目标变量 CV_T 和 AV_T 来为每个控制和辅助变量产生动态控制目标向量,该控制和辅助变量定义了目标变量 CV_T 和 AV_T 随由控制时间域所定义的时间段的变化。然后,向量求和器84从动态控制向量中减去每个控制辅助变量 CV 和 AV 的未来控制参数向量,从而定义每个控制和辅助变量 CV 和 AV 的未来误差向量。然后,每个控制和辅助变量 CV 和 AV 的未来误差向量被提供给MPC算法86,该算法运算以选择被操纵变量 MV 的步骤,这些步骤最小化控制层的例如最小方差或积分绝对误差(IAE)。在一些实施例中,如果需要,则MPC控制算法86可以使用根据 N 个输入到MPC控制器52的控制和辅助变量以及由MPC控制器52所输出的 M 个被操纵变量之间的关系所产生的 M 行 M 列的控制矩阵。更具体地,MPC控制算法86具有两个主要目标。首先,MPC控制算法86尝试在操作约束之内以最小 MV 迁移最小化 CV 控制误差,以及,其次,尝试获得最优的稳定状态 MV 值以及直接根据最优的稳定状态 MV 值所计算的目标 CV 值。

[0052] 典型的模型预测控制器的状态方程可以如下被表述:

$$[0053] \quad \hat{x}_{k+1} = Ax_k + Bu_k \quad k=0,1,2,\dots \quad (1)$$

$$[0054] \quad \hat{y}_k = C\hat{x}_k \quad (2)$$

$$[0055] \quad \min \sum_{j=0}^{\infty} (y_{k+j}^T Q y_{k+j} + u_{k+j}^T R u_{k+j} + \Delta u_{k+j}^T S \Delta u_{k+j}) \quad (3)$$

[0056] 其中,Q,R,S分别为误差,控制器迁移以及增量迁移的惩罚权重, x_k 为模型状态矩阵, y_t 为过程输出以及 u_k 为控制器输出。由于Q,R和S惩罚向量是内在地分离的,MPC控制器一般地不具有在给定值跟踪与扰动抑制之间的性能折衷。然而,MPC控制器仍需为特定多变量过程控制目标而被调节。虽然过程模型总是与MPC控制器的内部结构相匹配(例如,具有状态空间MPC公式构成的过程状态空间),额外的调节参数确定了关于给定值变化和扰动抑制的行为。

[0057] 特别地,根据由终端用户针对特定过程所定义的控制目标,惩罚向量可以被用以相对于其他变量而更强调一个变量。如果模型失配不可信,则惩罚向量Q以及R也可被用以使得控制器更加鲁棒(亦即,取消对控制器的调节)。然而,诸如漏斗(funnel)控制或参考轨迹(reference trajectory)的方法,当其对误差向量有效地进行滤波时,对鲁棒性具有更显著的影响,这是为什么这些方法是工程师和操作员调节工业过程应用之中的模型预测控制器的首选手段的原因。因为模型预测控制器固有地“匹配”过程,控制迁移对特定过程模型总是最优的。该事实意味着控制器仅能取消调节(根据在最终控制单元上的物理的限制)并且决不能被过度地进行调节。例如,阀的打开速度决不能为无穷大以及,因此,R值实际上不会为零。已知,当PID控制器被针对扰动抑制特别地调节时,工业MPC控制器的扰动抑制滞后于PID控制器的扰动抑制。如果假定被用于MPC例程中的观测器模型已被深入了解,则近来的状态更新领域中的MPC改进已弥补了性能差距。然而,当模型失配发生时,PID控制器的控制性能(例如,在IAE中所测)仍然好于具有最佳的可能的调节的MPC控制器的控制性能。虽然如此,可使用具有观测器的MPC技术以提高反馈控制性能并且就这点而言,通常比DMC技术运行得更好。

[0058] 一个基于MPC控制器系统88的观测器的例子被示出于图3中。此处,MPC控制器系统88包括MPC控制器90和观测器92,假定在该条件下该观测器92为卡曼滤波器。MPC控制器90提供了控制信号 u 至过程工厂94和卡曼滤波器92。而且,MPC控制器和卡曼滤波器92接收扰动输入 d ,该扰动输入 d 也被提供给或存在于过程工厂94之中,并且MPC控制器和卡曼滤波器92接收来自工厂94的以被测的受控变量 y 的形式的反馈。过程工厂94以模型化的形式被示出于图3,其中工厂94包括工厂传递函数96,其接收控制信号 u 和扰动信号 d ,以及各种所期望的误差或扰动源。特别地,扰动和噪声模型98(具有传递函数 G_w)接收噪声 w (其可以例如为白噪声),并且噪声模型98的输出被加(以纯理论的求和器100)至工厂传递函数96的输出。求和器100的输出被利用另一个理论上的求和器102加至测量误差或测量噪声以产生被测的过程输出 y 。

[0059] 在该配置,对于高斯分布的过程噪声 w_k 以及测量噪声 n_k ,以随机状态空间模型为特征的过程的状态变量的更新可被表达为:

[0060] 状态 $x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + w_k$ (4) 观测器,例如图 $y_k = Cx_k + n_k$ (5) 3的观测器92,的一般目标是基于所有的可测量的系统输入和输出提供系统内部状态的估计,特别地,如果公式(4)和(5)的多个假设之一为向量A,B和C(其对该过程进行了建模)被准确知晓,则观测器增益可以被计算得到。20世纪60年代中所开发的被称为卡曼滤波器的滤波公式已成为用于基

于噪音或非完整的测量估计内部过程状态的过程控制中的最受欢迎的方法。对于使用在等式(1)至(3)所给的MPC公式的离散采样系统,用于估计下一个状态 x_{k+1} 的卡曼滤波器公式为:

$$[0061] \quad \hat{x}_{k+1} = A\hat{x}_k + B\hat{u}_k + J(y_k - \hat{y}_k) \quad (6)$$

$$[0062] \quad \hat{y}_k = C\hat{x}_k \quad (7)$$

[0063] 其中J为卡曼滤波器增益, x_k 为具有第k个状态变量的状态向量, y_k 为预测的过程输出,而 $\hat{y}_k$ 为过程输出的实际值。如果对于未测的扰动的协方差和测量噪声已知,则常规卡曼滤波器结构可通过加大 G_w (扰动和噪声模型)至工厂模型以及接着重新计算对于增大的模型(示于图3)的MPC控制器增益而被产生。滤波器增益J可以通过在数值上解Riccati方程而被确定,其中 Q_{KF} 为代表 w 中的扰动的协方差的正半定矩阵而 R_{KF} 为代表测量噪声 z 的协方差的正定矩阵。如果协方差未知,则可以使用简化版的卡曼滤波器。该公式假定扰动 w 是独立的,并且因而扰动 w 的每个单元影响过程输出 y 的一个(且仅为一个)单元。作为该假定的结果,不需要 Q_{kf} 和 R_{kp} ,输入以及测量噪声协方差。替代地,该简化使用了滤波器时间常数 τ_i 和对于扰动的信噪比 SNR_i 的估计值从而产生扰动模型如下:

$$[0064] \quad G_{wi}(q) = \frac{1}{q - a_i} \quad (8)$$

[0065] 其中 $a_i = e^{-T/\tau_i}$, $0 \leq \tau_i \leq \infty$, 以及T为采样周期。当 $\tau_i \rightarrow 0$, $G_{wi}(q)$ 逼近单位增益,同时 $\tau_i \rightarrow \infty$, 时, G_{wi} 成为积分器。 Δw 的单元i为具有零均值以及标准差 σ_{wi} (其中 $w_i(k) = w_i(k) - w_i(k-1)$)的平稳的白噪声信号。 z 的单元i为具有零均值及标准差 σ_{zi} 的平稳白噪声信号。

[0066] 状态更新的目标是寻找当前状态变量在每个时间场合(亦即,离散控制器的每个扫描周期内)的最佳的可能的估计。然而,在经过良好调节的MPC控制器中利用最佳的可能的状态估计并不必然地意味着其将产生最佳的可能的控制性能。特别地,状态更新模型的闭环反馈路径的动态行为依赖于观测器增益J。然而,由于观测器增益J由噪声协方差(或对于简化卡曼滤波器公式构成的信噪比)导出,因此不存在考虑了观测器的传递函数调节参数或普通变量。因此,闭环控制性能可能以一种非期望的(次优的)方式而被影响。然而,已经被确定的是,针对特定控制器的情形,对于大范围的J的闭环响应非常相似。因此,看起来,J的值仅对控制性能有很小的影响。令人惊讶地,该观测对理想模型和模型失配的情况都是正确的。事实上,已被确认,在观测器内的迁移惩罚和误差惩罚的调节对于带有或者不带有模型失配的控制性能具有更大的影响,并且因而这些调节参数典型地被用于MPC控制器调节。

[0067] 虽然观测器提高了MPC反馈性能,但是它们仍然具有经验地调节的控制器例如PID控制器所没有的假设。更进一步,任何具有或不具有基于模型的观测器的基于模型的预测控制器都假定该模型已被尽知,这在实际的过程工厂中几乎从来都不是这样。不幸的是,甚至小的模型误差也可以产生大的预测和状态更新误差,这导致较差的控制器性能。

[0068] 如上所讨论,模型预测控制器的调节参数被普遍用来以特定的工厂应用所期望的方式调整控制器行为。例如,某响应的特定期望速度可通过调节迁移惩罚R而被设定。然而,被使用工程师所设计的期望行为将仅发生于模型失配无关紧要的情况下,这在工业工厂中很少见。为了处理(account for)明显的模型失配,从业者经常求助于迭代调节,直至期望

的行为可被观测到。这个过程昂贵,其原因是其非常耗时,并且可能并非最优,因为难以涵盖运行中的工厂的所有可能的控制约束场景。即便该方法对于给定的模型失配产生了期望的工厂行为,如果模型失配的大小改变,则该行为可被期望改变。进而,即便模型失配的量及其变化是已知的,也没有从该信息中获得调节信息的方法。

[0069] 提高在模型失配时的MPC控制性能

[0070] 正如所知,MPC控制器中抑制负载变化的能力,例如未测扰动,可通过经验性的调节而被改进。当然,如果过程或工厂模型已被充分知晓,基于模型的控制器的反馈性能可被调节为理想的,并且可与给定值变化性能一样好。然而,当存在模型失配,调节通常被工程师更保守地选择。此处所描述的MPC控制器技术提供了一种可替代的方案以对控制器取消调节。特别地,如果控制器对于预测误差的渐增的累积有所反应,亦即,倾斜(slope),控制器可以比标准的MPC控制器更快地处理未测扰动。如MPC控制公式(1)至(3)所示出,控制器输出仅依赖于此前的输入,输出和给定值,而不依赖于此前的控制误差。事实上,此前的控制误差应当是成比例地与此前的给定值相关。然而,该比例关系仅当不存在未测量扰动情况下才成立。如果未测扰动出现在过去,那么在控制公式中考虑它们是重要的。此处所提出的MPC控制器方法解决了这个问题,并使用误差信息来直接驱动控制器输出,从而提高了反馈控制性能。提高该MPC控制器的反馈控制的方法可以被实现以避免当不存在模型失配时对给定值变化性能和整体性能的不利的影响。

[0071] 在2000年,发明人对阿拉巴马州(Alabama)的Solutia(此前为Monsanto)的大型化学工厂现场的实践经验为此处所讨论的发现提供了特别的动机。一般地,使用嵌入式MPC具有很多益处(和挑战),这使得现场的嵌入式控制器硬件单元之中的模型预测控制成为可能。嵌入式MPC具有许多相对于第三方解决方案的优点,例如冗余性,快采样周期,容易并无缝的配置,以及不需要中断运行过程的使用。两个非常有挑战性的过程被选为从PID到MPC策略的转换的候选对象。其中一个有挑战性的过程是退耦应用,其被工厂工程师成功实现并带来突出的性能改进。另一个有挑战性的过程是单输入过程,该过程严重依赖于反馈控制,原因是过程参数因许多影响反馈控制的不可测的扰动(来自于上游和下游单元)而显著漂移。在一组实验期间,五个控制专家在5天中首先尝试通过使用MPC来提高原有的PID反馈控制性能,并随后尝试至少将MPC与用PID所观测的进行匹配,但没有成功。图4提供了示出相比于五十多年来用以控制该特定过程的PID控制的扰动抑制,所能获得的最佳的MPC扰动抑制性能的绘图。

[0072] 根据图4,可以看到,当被暴露于大约相同的未测扰动时,MPC控制显示了较大的控制误差,但其在总体上略早地使受控变量回到给定值,这取决于特定的生产标准。该性能可能会或可能不会被当做一个小的改进。然而,剩下的问题是为什么当例如MPC的现代控制算法被应用于实际的工厂应用时,不能与PID,一个100多年前开发的技术,运行得一样好?当然,模型预测控制的最普遍且成功的一个应用是蒸馏塔的多变量控制,作为具有最多变量的应用,该过程难以使用PID控制器来控制。然而,MPC经常被宣传并用于以滞后为主的单环路应用,它在该应用中经常比PID运行地更差。在任何情况下,此处所描述的MPC控制器包括对可被用以弥补MPC和PID之间的反馈性能差距的MPC反馈修正算法的修改。

[0073] 基于模型的控制的缺点

[0074] 对于给定值跟踪应用,预测控制器存储和更新过程状态的近似值的能力提供了基

于模型的控制器相对于模型无关的控制器的控制性能的优点。然而,该相同的机制削弱了预测控制器足够快地迁移控制器输出以对未测扰动场景进行反应的能力,其原因是在实际的控制误差被计算之前以及因而在任何校正的控制动作被采取之前,近似的状态必须被校正。换言之,未预料到的输出变化必须在其能产生一控制迁移之前产生预测更新。如果可以假定模型是理想的,则状态更新流程很简单,其原因是整个误差项可立刻归因于未测扰动,亦即,在每个采样周期都可有一个完全的状态更新。然而,现代商业MPC控制器具有对在多个采样周期内的该变化进行平衡以防止不稳定性的滤波因素,因为理想的或线性的模型在工业应用中都是不可期望的。虽然研究者已经建议了在未测扰动和模型误差之间进行区别的方法,但该方法在控制器的运行时间中实现是非常难且昂贵。进而,即便未测扰动对模型误差所造成的预测误差部分可被准确知晓,直到过程模型被重新确定,控制器的校正动作将不会是最优地快。

[0075] 基于模型的控制器使用天然地包括有将控制器模型参数匹配至过程模型参数。PID控制器的基于模型的调节方法旨在通过模仿基于模型的控制器的行为而简化PID调节。由于PID控制器等式并不能处理时滞,Smith预测器装置允许将过程时滞匹配至Smith预测器时滞。类似于极点抵消和 λ 调节的方法将控制器的积分时间与过程中的主要时间常数相匹配。 λ 调节增加了额外的调节参数(k),藉此,工程师可获得期望的闭环稳定时间。

[0076] 如先前所讨论,在时滞为主的单环路过程中,基于模型的控制器优于其他,其原因是时滞模型参数可被匹配于等同的时滞控制器参数。这种过程的例子为流环路,静态混合器,以及造纸机,同时最普遍的以滞后为主的过程的例子包括温度和压力环路,以及在上述提及的Solutia的化学过程。另一方面,相比于被具有基于模型的调节的经匹配的基于模型的控制器或PID控制器,经调节的控制器可以更好地控制滞后为主的过程。已被表明,这种行为的大部分原因与PID控制器的积分作用有关。

[0077] 然而,基于模型的控制器不具有任何允许可被应用于反馈计算的积分作用的直接调节的组件。虽然线性二次调节器(LQR)在被以用于状态更新的卡曼滤波器加大时可被显示具有积分作用,但是积分作用并非独立地可调节。可替代的目标是将目标函数(J)最小化,表达为:

$$[0078] \quad J = \int_0^{t_f} [x^T Q x + u^T R u] dt \quad (9)$$

$$[0079] \quad \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); z(t) = -y(t) \quad (10)$$

$$[0080] \quad u = -K'x(t) = -[K_p x(t) - K_i \int y(t) dt] \quad (11)$$

[0081] 该组合也又名线性二次高斯(LQG)控制器,是一种线性的基于模型的控制的基本形式。与PID控制器一样,在模型预测控制器中的积分作用对于不留偏移地控制至给定值是必需的。

[0082] 根据上述的调节讨论,很显然,相比于以滞后为主的过程,以时滞为主的过程需要不同组的控制器特征。如果存在很多延迟,最佳的可能的性能为 $\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d} \approx 1$, 并且,需要具有经匹配的调节的基于模型的控制器。如果存在过多的滞后,则只要该过程未受控于基于模

型的控制器而是替代地受控于具有合适的未匹配的积分调节的PID,性能可好于 $\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d} \approx 1$ 。

然而,发明人已开发出了结合两种应用的优点,从而提供了更好的MPC控制的MPC控制器形式。

[0083] 基于模型控制的调节

[0084] 此前的讨论涉及了关于分数时滞,基于模型的和PID控制器的优点和理想的运行范围,而下面的讨论则比较了两种控制器类型的鲁棒性。如上所提及的,基于模型的控制器,例如MPC控制器,在以时滞为主的领域内具有更好的反馈性能。在以滞后为主的领域,其至少与以时滞为主的区域相同地普遍,PID控制器一般地提供更好的反馈控制性能。该观测已触发了对于原始MPC算法的许多改进,例如增加卡曼滤波,这在工业MPC产品中已经被广泛地接受并实现了。商业模型预测控制器能够比传统的内部模型控制(IMC)具有更好的性能。有关分数时滞,基于模型的和PID控制器之间的性能以及调节差别将在下面讨论。

[0085] 图5A和5B示出了对于具有如下传递函数的一阶加时滞(FOPDT)过程的三个不同的MPC控制器的对比:

$$[0086] \quad G(s) = \frac{1}{50s+1} e^{-s}$$

[0087] 此处,与扰动抑制相关的各种控制器的模型参数被设置为:过程增益(K)=1,一阶时间常数(T₁)=50,二阶时间常数(T₂)以及时滞(T_D)=1。对于PID控制器,使用了Skogestad调节,控制器增益(K_c)=25,积分时间常数(T_i)=8以及微分(derivative)时间常数(T_d)=0。对于MPC控制器调节,预测层(P)=10,控制层(M)=3以及惩罚变量(Q)=1。然而,对于图5A,惩罚变量(R)=0.1以及对于图5B,R=0.01。具有Skogestad调节的PID控制器也被包括以用于比照。如图5A中所示出,动态的矩阵控制(DMC),其最初使用了预测偏置计算以应对预测误差,获得了3.17的积分绝对误差,其对于A_q=1的未测扰动以及上述的传递函数给出了 $\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d} \approx 3.17 > 1$ 。该类型的控制器因而提供了被比较的控制器的最差反馈控制性能,如

果使用卡曼滤波的不同的实现,则被归一化的积分误差 $\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d}$ 变为0.68和0.35,分别表示

了相对于 $\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d} \approx 1$ 的IMC显著的改进。然而,在该场景下,MPC仍然稍差于PID,其获得了

$\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d} \approx 0.32$ 。获得了这么好的性能数字仅仅因为除了卡曼滤波的应用之外公式(3)的误差

与迁移项之间的平衡被迫使趋向更快的控制迁移。换言之,如果反馈路径使用了卡曼滤波,则对控制器速度的惩罚调节变得有效。虽然惩罚调节对DMC控制器有效,但它不能带来1以下的归一化的积分误差。如果根据图5A的Q=1和R=0.1的特定的惩罚调节平衡被处于性能考虑而进一步调整为Q=1,R=0.01(图5B),则被归一化的积分误差分别为0.21和0.14,并且其显著提高了。

[0088] 图5A和5B的对照示出了现代模型预测控制器可以被调节以比经典的基于PID控制的内部模型控制器执行得更好。亦即,只要使用了卡曼滤波则好于 $\frac{IE}{\Delta q K_p \tau_d} \approx 1$ 。然而,向MPC加入

调节参数的最初目的是通过使控制器更加迟滞从而增加模型失配情况下的鲁棒性。使用

相同的调节以增加性能明显是最初想法的负面效用,并且不可避免地带来了鲁棒性的损失,如图6A和6B中所示,图示了依赖于模型失配以及惩罚调节的反馈控制性能。在图6A和6B,过程模型被设定以使得 $K=1, T_1=50, T_2=0, T_D=1$, PID控制器通过使用 $K_c=25, T_i=8, T_d=0$ 的Skogestad调节而被调节,并且MPC控制器被调节以使得 $P=10, M=3, Q=1$ 以及其中图6A的 $R=0.1$ 且图6B中的 $R=0.01$ 。在该例子中,在一阶时间常数中的模型失配仅为2 ($\tau/\tau=2$)而模型预测控制是振荡的。图6A和6B示出了在具有卡曼滤波的模型预测控制中的性能和鲁棒性的调节折衷。对于如上所述的简化卡曼滤波的实施,具有更加平衡化的误差和迁移项 $Q/R=10$ (图6A)的积分绝对误差图比具有 $Q/R=100$ (图6B)的更高性能调节的积分绝对误差图显著地更加扁平。该性能显著地指示了对以一阶时间常数的模型失配的更多鲁棒性。然而,图6B示出了相当程度的更好的约为 $\tau/\tau=1$ 的控制性能,亦即,如果模型被充分知晓。在 $\tau > \tau$ 条件下,对于具有相同调节的常规卡曼滤波MPC可以被观测到的与直觉相反,相反于简化卡曼滤波MPC的结论。随着迁移惩罚减小,性能也变得更好并且曲线也变得更平坦。然而,这对 $\tau < \tau$ 并不成立。

[0089] 牢牢坚持这一点,直到考虑到模型失配的影响,MPC惩罚调节看似都是任意的。因为给定值变化性能并没有随着扰动抑制性能被提高而被恶化,这些项可在最佳性能方向上不断地被不均衡化。

[0090] 对工业过程特性的调节

[0091] 一阶加时滞过程并不能恰好地代表被工业控制系统所控制的过程。工业工厂中的普遍过程包括多个物理的,化学的或生物的特征,其在对受控变量的影响被传感器所测量之前连续变化。工业过程经常等同于一系列的动态传递函数。除了过程之外,普遍的控制环路包括,一定数量的阀,阀定位器以及硬件传感器,其可对环路加入许多额外的传递函数,从而潜在地显著增加了过程模型的阶数。通过使用快速的机械联接(linkage)和传感器材料,控制设备和变送器生产商寻求减少其产品的时间常数对环路性能的影响。尽管有这些技术,但是需要过高的速度和采样率,这与噪声减小以及混叠目标是冲突的,并且也可能非常昂贵和/或消耗能量。即便工业过程经常具有更多的时间常数,但因为滞后常常互相作用,所以所得到的整体曲线形状能够近似于具有小的建模误差的二阶过程模型。

[0092] 图7示出了有效地串行产生20个独立的滞后时间常数的具有20个塔盘的蒸馏塔的阶跃响应。整体的曲线形状非常接近地类似于二阶曲线,而所得的时间常数可被计算为:

$$[0093] \quad \sum \tau = \tau_i \sum_{i=1}^n i = \tau_i \frac{n^2 + n}{2} \quad (12)$$

[0094] 在工业应用中,给定的受控过程的一阶和二阶近似是最普遍的。考虑到一定量的、永不能够被消除掉的模型失配,二阶和三阶过程模型关于模型误差是可以比较的。因此,工业用户常常对不超过两个时间常数再加上时滞进行建模。下述所提供的讨论指出了先前所讨论的多个动态行为的哪一个在控制二阶加时滞(SOPDT)过程时是不同的。然而,当比较二阶和三阶加时滞过程时,没有发现显著的不同。图8A和8B示出了依赖于模型失配和惩罚调节的反馈控制性能,从而图示了以上所讨论的调节如何在FOPDT和SOPDT过程上起作用。在图8A和8B,过程模型被设定以使得 $K=1, T_1=50, T_2=0, T_D=1$ 。通过使用 $K_c=25, T_i=8, T_d=0$ 的Skogestad调节,调节PID控制器,以及调节MPC控制器以使得 $P=10, M=3, Q=1$,以及在

图8A中 $R=0.1$ 而图8B中 $R=0.01$ 。

[0095] 类似于FOPDT过程,SOPDT过程也获得了在 $\tau=\tilde{\tau}$ (不存在模型失配)情况下的最佳的可能的控制性能。然而,因为不同的控制器控制两个不同的过程,所以IAE值是不同的:

$$[0096] \quad G_{FOPDT}(s) = \frac{1}{50s+1} e^{-s}$$

[0097] 以及

$$[0098] \quad G_{SOPDT}(s) = \frac{1}{(30s+1)(20s+1)} e^{-s}$$

[0099] 最优的预测和控制层在不同的两个控制器之间也是不同的。 $P=10$ 以及 $M=3$ 对FOPDT过程是理想的,而SOPDT过程在 $P=30$ 且 $M=9$ 时被最佳地控制。该结果并不令人惊奇,因为,即便 $\tau=50$ 的FOPDT的总的调节时间(settling time)非常类似于 $\tau_1=30$ 且 $\tau_2=20$ 的SOPDT的调节时间,额外的阶数也增加了斜率的另一个变化。如果被连接至一阶或二阶过程,两个卡曼滤波公式构成运行迥异。具有简化卡曼滤波的MPC在整个范围大幅提高,并且斜率显著地平坦化了,具有常规卡曼滤波的MPC在二阶过程上运行却相当程度地更差了。然而,具有常规卡曼滤波的MPC的控制性能看起来对于模型误差更不敏感。经典的DMC受到引入二阶时间常数负面地影响,这是由于它的预测误差修正算法,其通过将预测向量偏置而运行,对模型失配处理得并不很好。二阶滤波时间常数的存在有利于具有简化卡曼滤波的模型预测控制器。图9A和9B示出了由一阶(图9A)和二阶(图9B)过程的模型失配($\tau/\tilde{\tau}=2$)而引起的振荡,该过程具有以上所给出的过程模型,以及具有 $K_c=25$, $T_i=8$, $T_d=0$ 的PID Skogestad调节,以及具有 $Q=1$ 且 $R=0.01$ 的MPC调节以及,在FOPDT过程(图9A)中 $P=10$ 且 $M=3$ 而在SOPDT过程(图9B)中 $P=30$ 且 $M=9$ 。伴随模型失配(图9A)情况下的快速调节而发生的振荡被完全阻尼(如图9B中所示),其为MPC控制的二阶过程绘图示出了相同的惩罚调节和模型失配。

[0100] 当然,简化卡曼滤波是通过在反馈路径使用可调节滤波器时间常数来简化调节的状态更新方法。如上所讨论,该时间常数被基于关于信噪比的认识而设定。相比于在一阶过程应用中,PID控制在二阶过程应用中也对模型失配更大程度地不敏感。该观测是非常合乎逻辑的,因为PID具有可被用以补偿两个不同的过程时间常数的两项。PI控制器比具有简化卡曼滤波器的MPC更适合于控制一阶过程。给定了上述信息,则可以看出,在通过滤波器时间常数进行调节方面,具有简化卡曼滤波的MPC比具有常规卡曼滤波的MPC拥有更多的与PID的相似性。如模型失配存在,则该类型的经验性的调节对性能具有积极的影响。

[0101] 然而,可从图8A和8B得到的主要结论是,在所有类型的考虑过的过程中,包括较高阶过程,普通的或简化的MPC控制器之一,在 τ 约等于 $\tilde{\tau}$ 情况下,亦即,当不存在或存在很少的模型失配时,其表现优于PID控制器,然而由于在模型预测控制器中所需以获得该控制性能的调节,PID在存在模型失配时更加稳定。因此,PID控制在更可能出现在实际实践之中的过程应用场景中的表现优于MPC控制。如果误差出现了一段时间,PID控制器的简单的公式构成允许积分作用直接影响输出。如上所讨论,虽然这对以超前为主的过程是有利的,但对以时滞为主的过程却是不利的。然而,为克服或抵消该问题,发明人开发了具有见于PID中的可调节积分作用的基于模型的控制器的,以在MPC控制器中提供PID控制器的优点。

[0102] 对MPC加大可调节反馈

[0103] 如上所讨论,在确定MPC中的类似PID积分作用适当与否,以及其应被调节至何种程度的过程中,分数时滞(fractional deadtime)起了很大的作用。因而,积分作用的最优调节必须直接依赖于分数时滞。特别地,虽然强大的积分作用对于以滞后为主的过程大大提高了反馈控制性能,但其在以时滞为主的过程中必须被减小或完全关闭。在这种方式下,积分作用的调节可被用以将MPC控制器拟合过程的特定的分数时滞特性。如果该过程在不同的分数时滞的区域之间转换,积分调节甚至可能被自动地在线适应。该改造是实用的,原因是调节仅仅轻微地依赖于模型失配。替换地,调节对分数时滞的依赖大得多,这相比于模型失配更易测量。

[0104] 因为PI控制和PID控制在过程控制工业中仍是最受欢迎的反馈控制器,PID控制器中的I-项的功能和调节被充分理解。在一些情况下,再调和其他的调节参数被基于已知的调节规则而计算。如此前提到的,一些调节规则需要过程模型,而另一些则使用闭环特性,例如临界增益以及临界周期。即便该参数是未知的,工厂操作员和控制工程师经常凭直觉获知如何基于其经验从当前设置增量地调节控制器。图10示出了当未测的单位阶跃扰动被引入时,PI控制器的比例和积分作用对于不同的过程特性如何影响控制器的负载性能。例如图10中的图表使得易于确定调节参数的理想的设置是否超过或者低于当前值。使用这些图表所表示的知识,便可能通过试错法发现理想的调节,而不需要识别过程模型。

[0105] 从图10的图表中可以看到,增加积分作用(减小 t_i)加速了负载扰动抑制,但其通常对给定值变化的行为产生负面影响,如先前所讨论。两自由度控制器的公式构成应对了这个问题,其适用于PID但不适用于基于模型的控制。实际上,该调节方法以及控制等式修改明显并非基于模型,而是基于经验性的。无论何时研究者或从业者向初始的三项(增益,再调,速率)增加调节参数,常常带有将PID算法更好地适于特定的使用场景或者使用场景组的目的。该参数简化了对于特定应用的调节但却经常使之更难于基于模型的知识来调节。有时,他们允许以关于实际控制性能相对于(versus)所期望的控制性能的知识取代模型知识。

[0106] 然而,如上所提及,基于模型的控制器并不具有任何允许将积分作用的直接调节应用于反馈计算之中的组件。基于模型的控制器能应对未测扰动而没有偏移的事实意味着它们展现了类似于积分的作用,这正是该积分作用不可调节。然而,图11示出了两方式,通过该两种方式可调节积分作用能够在模型预测控制器的反馈路径中被加大以向MPC控制器提供可调节的积分分量,从而增强MPC控制器当存在模型失配时的性能。特别地,图11的MPC控制器类似于图2的控制器,有着带有相同附图标记的相似单元。然而,提供可调节积分分量100A或100B以在MPC控制器52内对误差信号进行积分,并通过MPC控制算法86将该积分分量加至控制信号输出。

[0107] 特别地,该被加大的积分器或积分块100A能被用以对未来误差向量进行积分(块100A的实线实现形式)或用以对残值(块100B的虚线实现形式)进行积分。前者(块100A)通常获得了最佳结果,原因为残值是所有对误差向量起作用的因素中唯一一个,以及因而对通过控制算法86所计算的控制作用具有更少的影响。能被针对残值加大的直接积分作用的影响减小的因素包括对于残值的滤波方法以及给定值。在两个应用中,典型的PID积分行为通过直接加入控制器输出而被获得,正如在PID控制器中所执行的。该技术支持控制器52对未测扰动反应得更快并在与扰动发生的周期相同的采样周期之内,这是模型预测控制器

的一个大优点(其能够基于过程模型以及过程输出的未来预测,预先计算多个未来迁移)。

[0108] 通过进一步解释,当公式(3)中所定义的MPC在一个时间离散采样控制系统中被实现,它导致了一个使用滤波器-时间常数以修正未测扰动模型失配的递归算法。此处,被预测的未来-过程输出和目标给定值轨迹被用以计算未来-控制迁移,并且预测的未来迁移反过来被用以更新状态变量,亦即,未来输出预测。具有默认调节的公式(3)所描述的标准MPC将在最优的意义上尽快地修正未测扰动。然而,如果存在模型失配,该递归计算将被不平衡化(unbalanced)相比于不存在模型失配情况更长的时间,这是PID控制器的积分项被设计以获取并作用之处。因此,区别图11中所示出的未来误差向量的哪一部分为给定值变化随未测扰动的结果是可能的。取决于积分作用的调节,积分调节的实际影响将仅在存在模型失配条件下才可被注意到。当不存在模型失配时,可能只需要更少的积分作用就可以获得最佳的控制性能。

[0109] 图12A和12B描述了对于各种MPC控制器,当不存在以上所描述的(图12A)可调节积分作用以及存在可调节积分作用(图12B)时,控制器响应于负载扰动的运行。在图12A和12B中可看到,对于具有常规卡曼滤波的MPC控制器,积分作用带来很少益处。然而,当 $\tau/\tau_c \approx 1$,积分作用的增加性能的效果随着模型失配增加而越来越显著。因而得到的随时间作图的控制性能被示出于图13A和13B,其中对于三类模型预测控制器,图13A不包括可调节的积分作用而图13B包括可调节的积分作用。

[0110] 在图13A和13B,PID响应被作图以供参考以及,将会看到,所有三个MPC控制器示出了显著的性能改进。最大的绝对改进可被发现于DMC控制器。事实上,DMC控制器的IAE减小了1.49,其对于标准的DMC公式构成是47%的改进。具有普通的和简化卡曼滤波器的MPC控制器分别提高了29.1%和46.6%。然而,最显著的结果是随着性能提高,鲁棒性丝毫不受损。图12A和12B提供了性能对模型失配的比较。图12B的MPC图,相比于图12A不仅下降,而且相比于那些没有被加大积分作用的图,变得更平坦或与之相同地平坦。此处,通过Skogestad规则所计算的积分作用的调节,PID控制器将被以相同方式调节,导致了积分时间常数 $T_i = 8s$ 。响应于模型失配的该调节的结果被示出于图14A。被加大的积分器的手工调节能进一步提高反馈控制性能。经验性的调节产生了更强的积分作用,其 $T_i = 4s$,其结果被示出于图14B中。积分作用实际上能够甚至被增加直至 $T_i = 2s$ 时,曲线斜率又变得更加陡,这指示了鲁棒性的下降而在性能上未有显著的增益。

[0111] 相同类型的调节分析被实现于前述的具有模型预测控制器调节的二阶过程,以及对于各种模型失配,该应用场景的控制器性能的结果被示出于图15A和15B之中。此处,图15A的作图示出了没有可调节的积分作用的控制器性能,而图15B的作图示出了具有积分作用的控制器性能。如图15A及15B中所示,结果令人惊讶地不同。虽然向FOPDT环路加大积分器有益于所有的模型预测控制器,但向SOPDT环路加大完全相同的积分器却仅改进了具有简化卡曼滤波的MPC的性能。如上所提及的,当被用于二阶过程时该类MPC对模型失配比较不敏感。因此,以如此显著的数量降低具有简化卡曼滤波的MPC的几乎平坦的性能图导致了与具有常规卡曼滤波的MPC在约 $\tau/\tau_c \approx 2$ 处的交叠。

[0112] 因此,虽然在二阶过程上使用常规卡曼滤波是有益处的,但如果没有或只有很少的模型失配被期望,则如模型失配被期望为在 $0.75 < \tau/\tau_c < 2$ 的范围之外,切换到简化卡曼滤波是最佳的。如果给定值变化被引入具有加大的积分作用的模型预测控制器,将会遇到与

在PID控制器上所见到的相同的对给定值变化性能的负面影响。类似地,与PID控制一样,可以使用两个自由度的公式构成以减小或完全消除这种影响。

[0113] 上述的讨论示出了PID的控制性能被模型失配影响小于基于模型的控制器,例如MPC。进而,只要过程是以延迟时间为主,则PID控制器的反馈控制性能,亦即未测扰动的抑制,在使用时好于MPC控制器的反馈控制性能。如果时滞部分变成以时滞为主,则MPC更好地控制该过程,原因是其使用内部模型以应对时滞。在此说明了结合了MPC和PID的特点的方法,从而正面地影响了反馈控制性能。该方法利用了基于模型的控制以及在分数时滞的合适的区域内进行积分调节的优点。虽然MPC具有支持任意偏移(offset-free)的控制的内在的积分作用,但积分作用的调节对反馈控制性能至关重要。有利于反馈控制性能或适应性调节的传统的PID调节规则可被应用至计算合理的调节。因为积分作用仅被应用于未来误差向量计算,所以如果误差是由模型失配(这与扰动或给定值变化相反)造成的,则它自动地变得更加突出。换言之,虽然积分作用在其被需要时是有所贡献的,但其并未在其不被需要时降低性能。因此,加大的积分作用提高了控制性能但并不减小鲁棒性。

[0114] 另一个有趣的问题是如果一阶或二阶过程正被控制则积分作用的影响大大不同。如果算法被用以通过优化而自动地确定所有的调节参数,则模型阶数在目标函数中是一个重要变量。然而,仅在一阶和二阶过程之间才观测到显著的不同。而二阶和较高阶过程之间的差别则是可忽略的。

[0115] 此处描述的新开发的技术演示出了反馈控制性能的改进,并且,据信,该方法能对有挑战性的过程,例如上面所描述的Solutia公司的过程,具有很大的积极的影响。事实上,MPC控制性能将会与PID控制性能一样好或更好于PID控制性能。因此,虽然其他方法可被用以以最优的方式对已知的和未知的模型失配进行补偿,但是此处描述的该技术的独特贡献在于模型预测控制器的反馈控制性能能通过简单增加可调节积分作用而被提高。该积分作用的调节能通过使用被充分知晓且经充分测试的典型地用于PI和PID调节的调节规则而被简单执行。PID的一大优点是它可被调节而无需知晓过程模型。利用简单因素对期望的增益和相位裕度进行配置以提供用户可指定的性能与鲁棒性之间的折衷的PID调节方法已被开发出来。许多的这些调节方法允许以很小的摄动对这些过程进行测试。同时,大量的调节规则可能成为一个缺点。然而,此处所述的该MPC方法通过使用可调节积分作用加大MPC控制而提升了模型预测控制性能,以及因而提供了独特地利用扰动的动态行为的知识以计算可被直接加入模型预测控制器的被操纵变量的校正动作的方法。该动作类似于PID算法在校正动作的计算中包括了以往误差特性的方式,并为具有模型失配和/或变化动态的控制场景大大地提高了反馈控制性能。

[0116] 虽然已经参考了旨在指示以及图解本发明的特定的示例性的实施例而对本发明进行了说明,但是,所公开的MPC技术并不限于实施例。各种修改,改进以及增加可被本领域技术人员实现,并且该修改,改进,和增加将不偏离本发明的范围。

[0117] 例如,虽然如上所述的该MPC技术已被结合以一阶加时滞的模型形式存在的过程模型的使用而描述,但这些技术能被与其他类的过程模型一同使用,这些其他类的过程模型包括,例如,状态空间过程模型,回归模型,例如ARX模型,有限脉冲响应模型(FIR),阶跃响应模型,等等。而且,虽然此处提供的具有可调节积分作用的MPC控制器的描述已被在单环路MPC控制器的应用环境中讨论,该技术可适用于且能被扩展至多变量MPC控制器配置。

[0118] 另外,本领域技术人员应当理解,此处所描述的MPC控制器块和控制器单元的多个个体组件的划分对于控制器的实现和运行是任意的。应当理解,所有这些功能可以在任何期望的设备上以任何期望的方式实现。而且,虽然此处所述的MPC控制器技术优选以软件实现,但它或其任何部分也可被以硬件,固件等等实现,以及可以被与过程控制系统相关的任何其他处理器所实现。因此,此处所描述的单元可以被实现于标准的多用途CPU或经特殊设计的硬件或固件上,例如符合期望的专用集成电路(ASIC)或其他硬连线设备。当被以软件实现时,软件例程可被存于任何计算机可读存储器例如磁盘,光盘(例如CD,DVD,等等),闪存驱动器或其他存储介质,计算机或处理器的RAM或ROM,任何数据库中,等等。类似地,该软件被交付给用户或过程工厂可以是通过任何已知的或所期望的交付方法,包括,例如,在计算机可读盘,智能卡存储器,闪存驱动器,或其他便携式计算机存储机构或通过通信信道例如电话线,因特网,等等(其被视为与通过便携式存储介质提供该软件相同或者可相互替换)。

[0119] 而且,此处所提出的权利要求被适当构造以包括落入本发明的真实精神和范围之内的所有修改,变化,和改进,以及其基本的等同物。因此,本发明的其他的实施例,虽未在此特地描述,但依然被包括入本发明的范围之内。

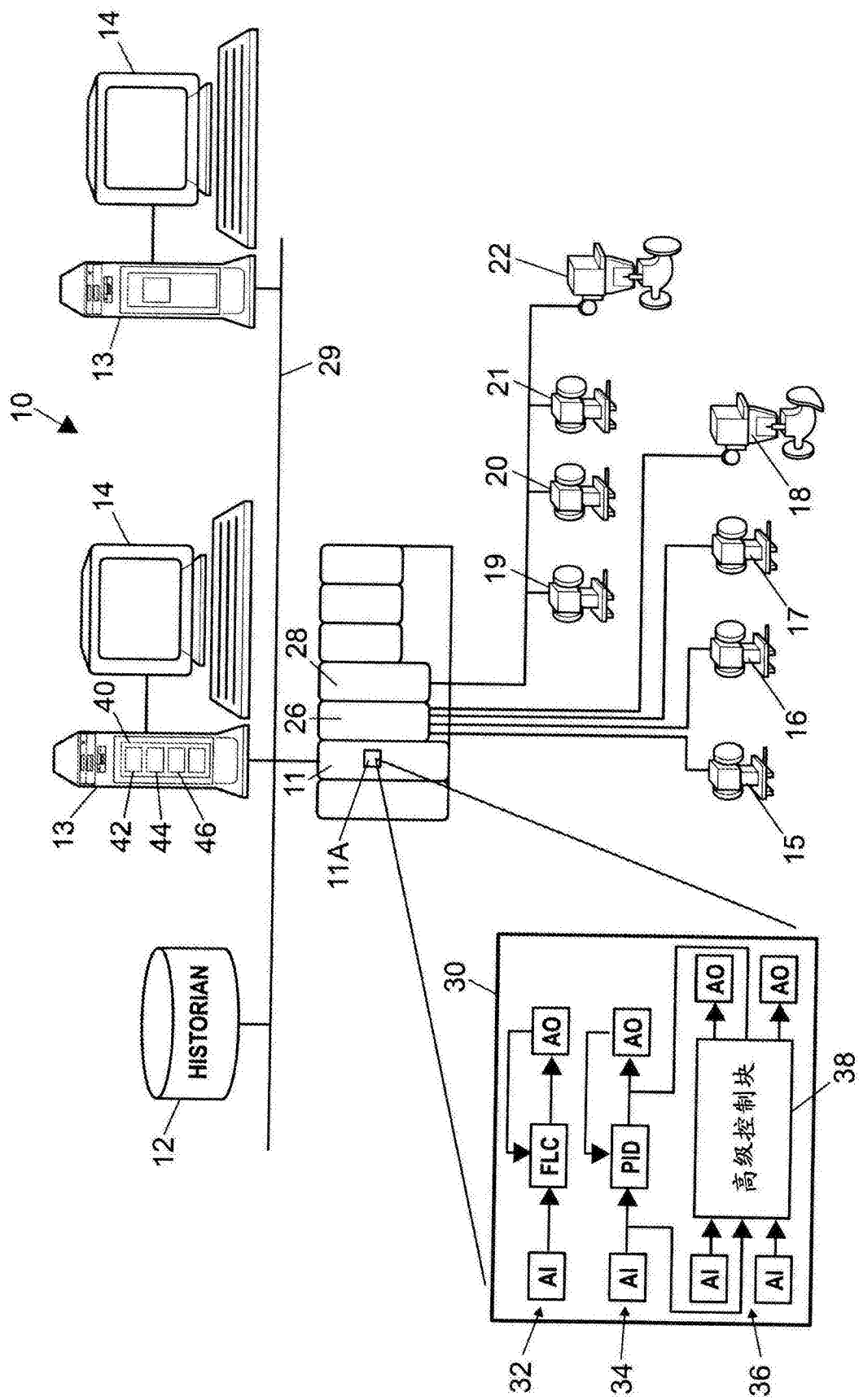


图1

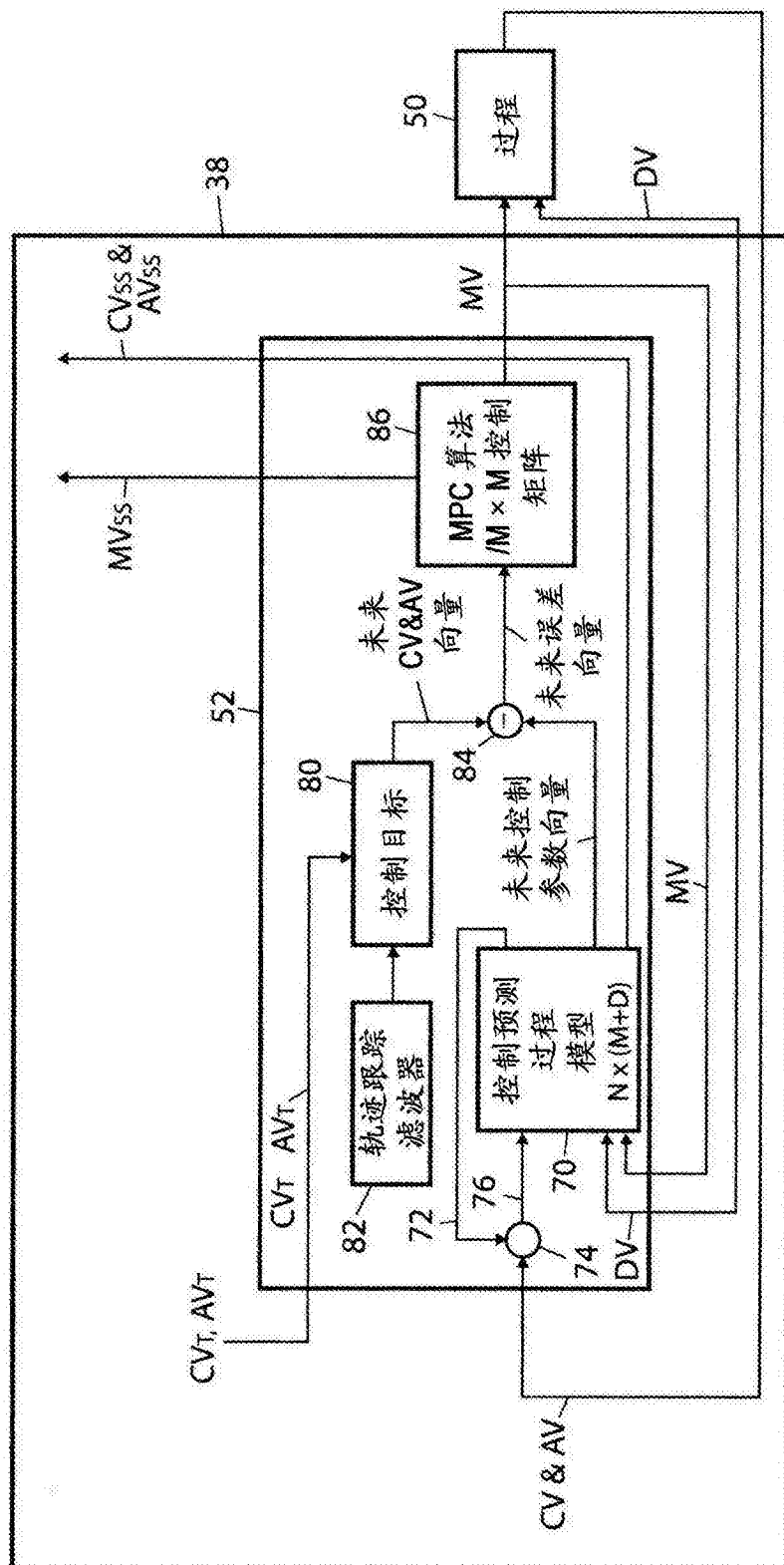


图2

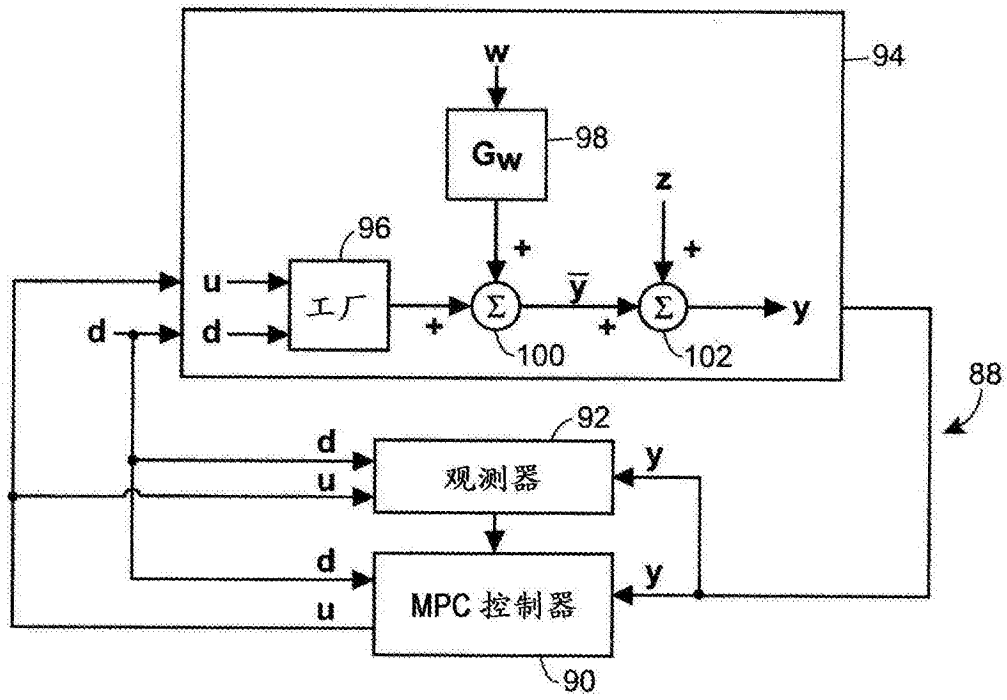


图3

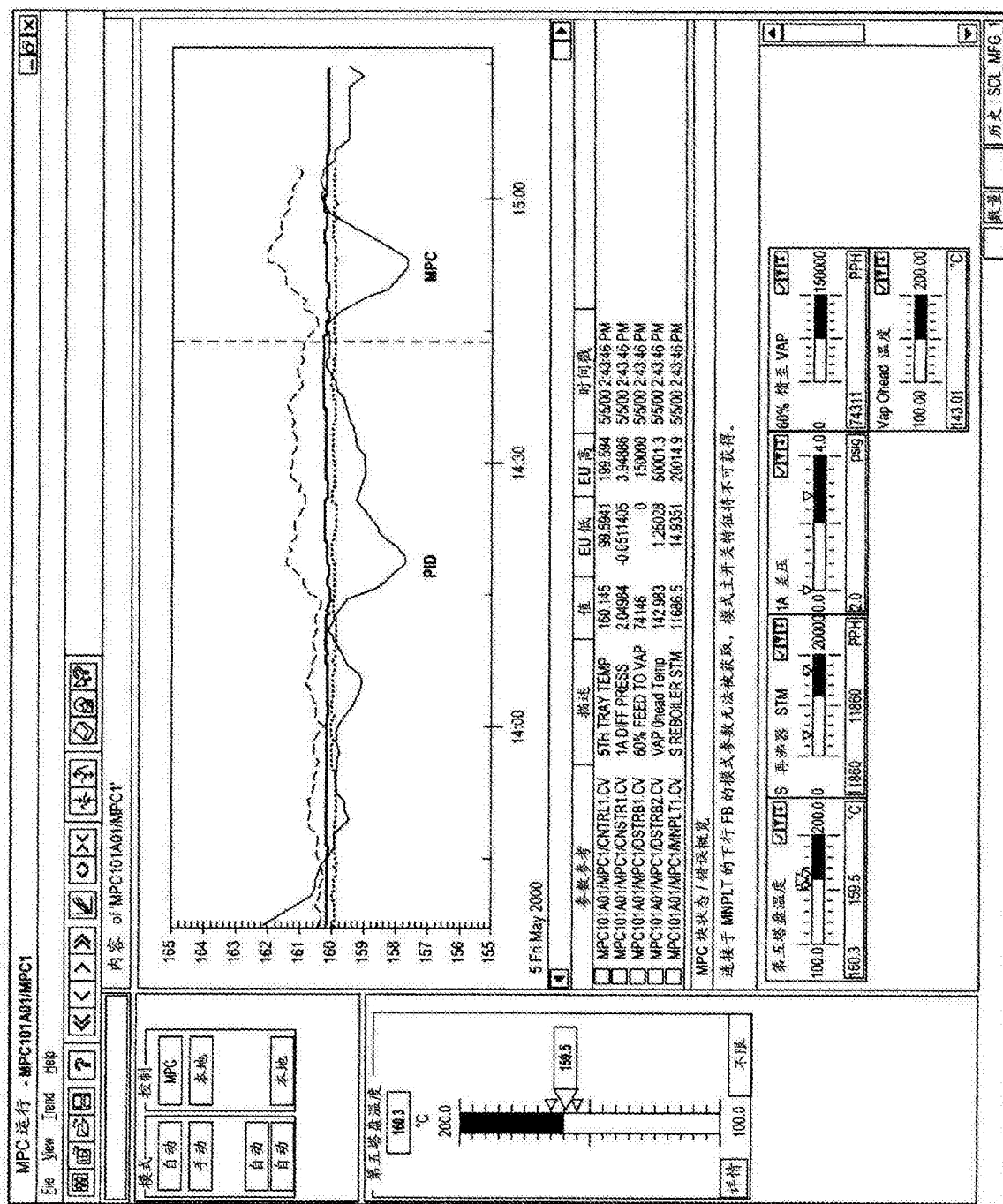


图4

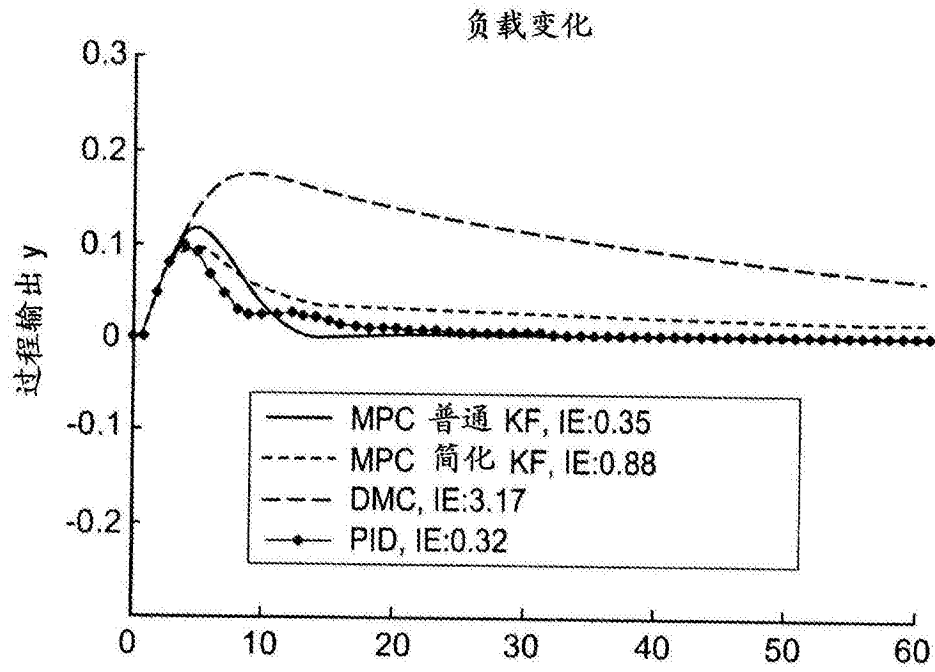


图5A

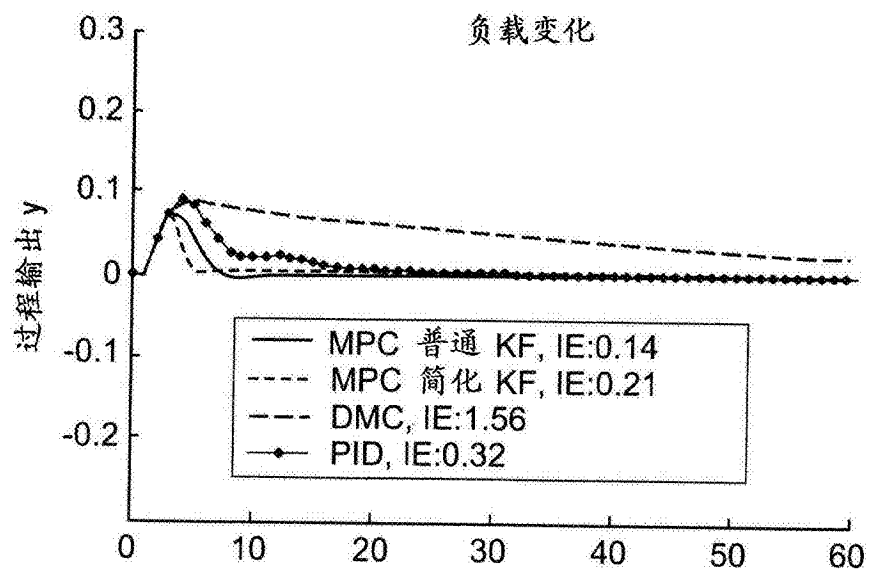


图5B

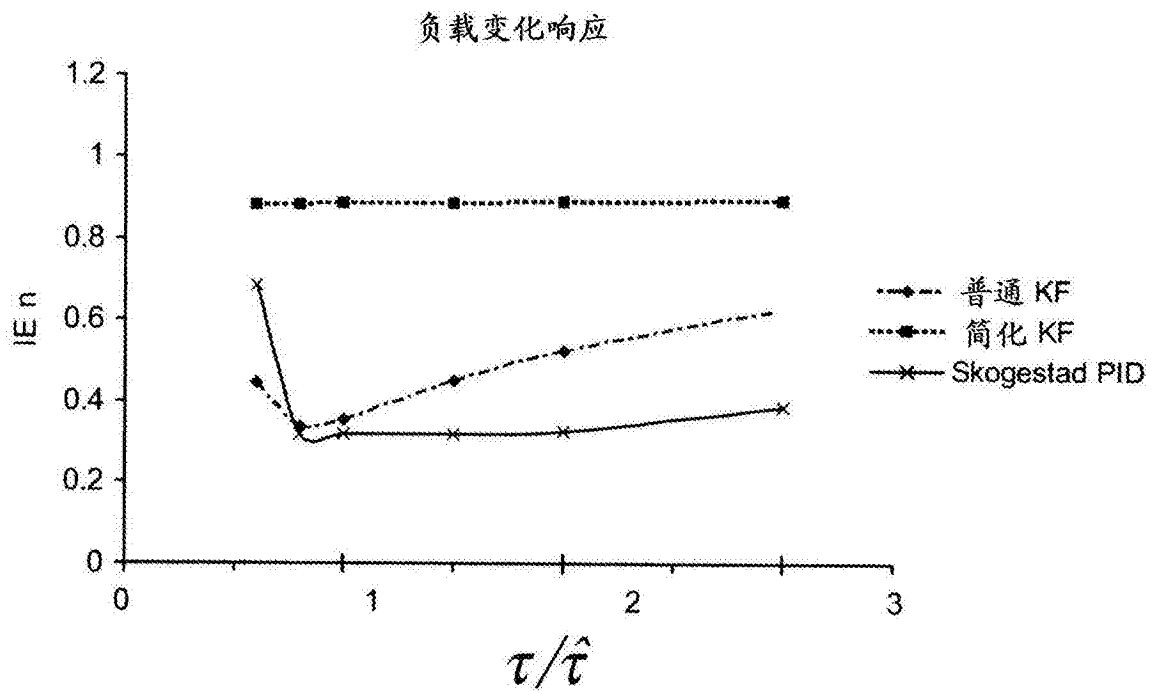


图6A

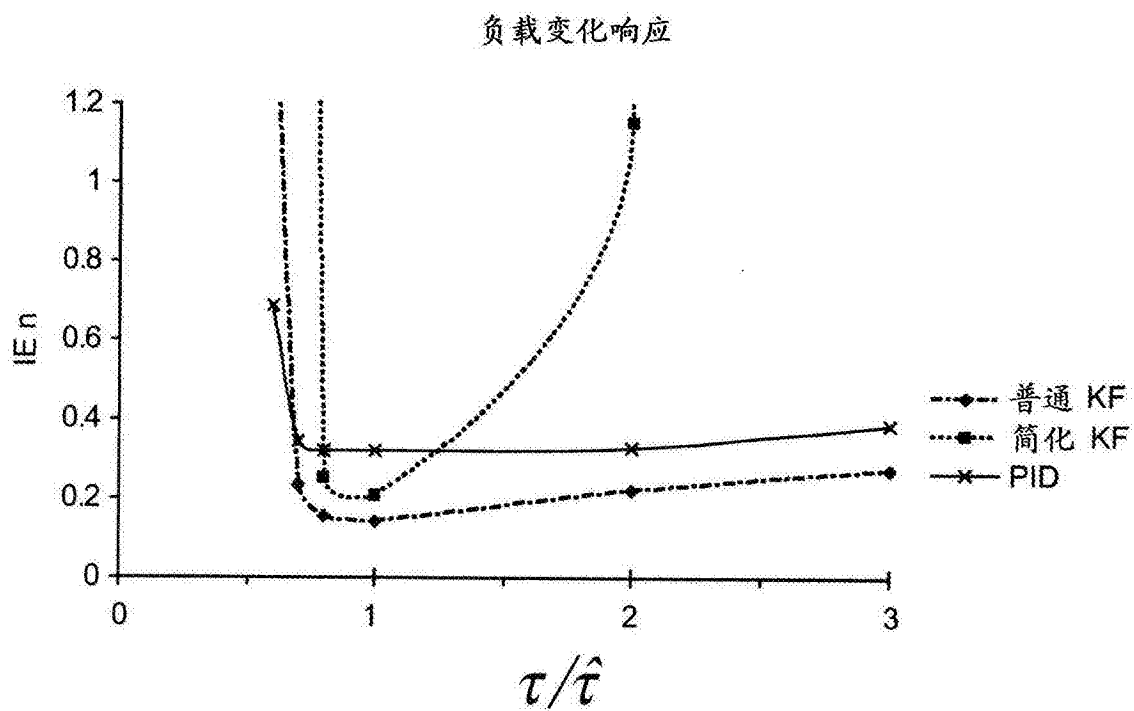


图6B

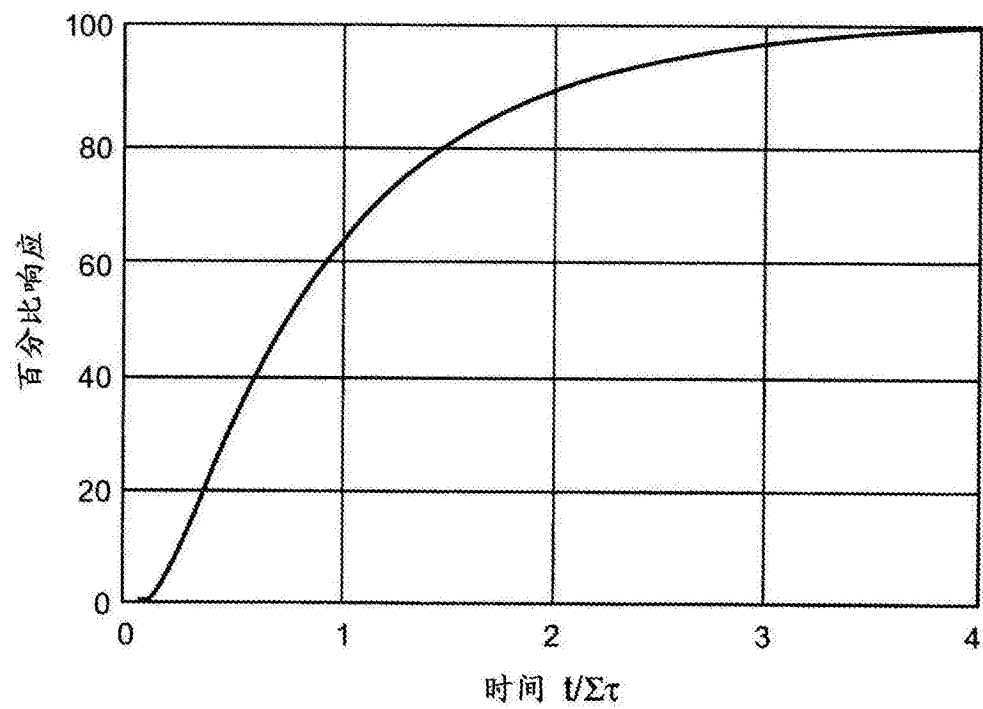


图7

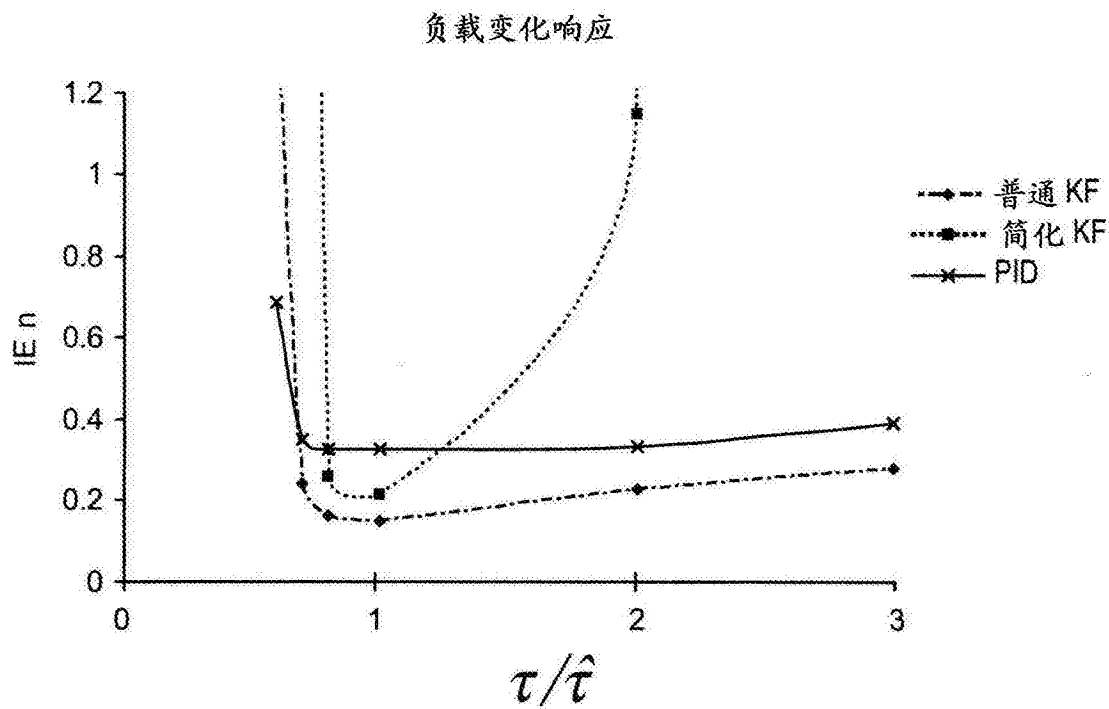


图8A

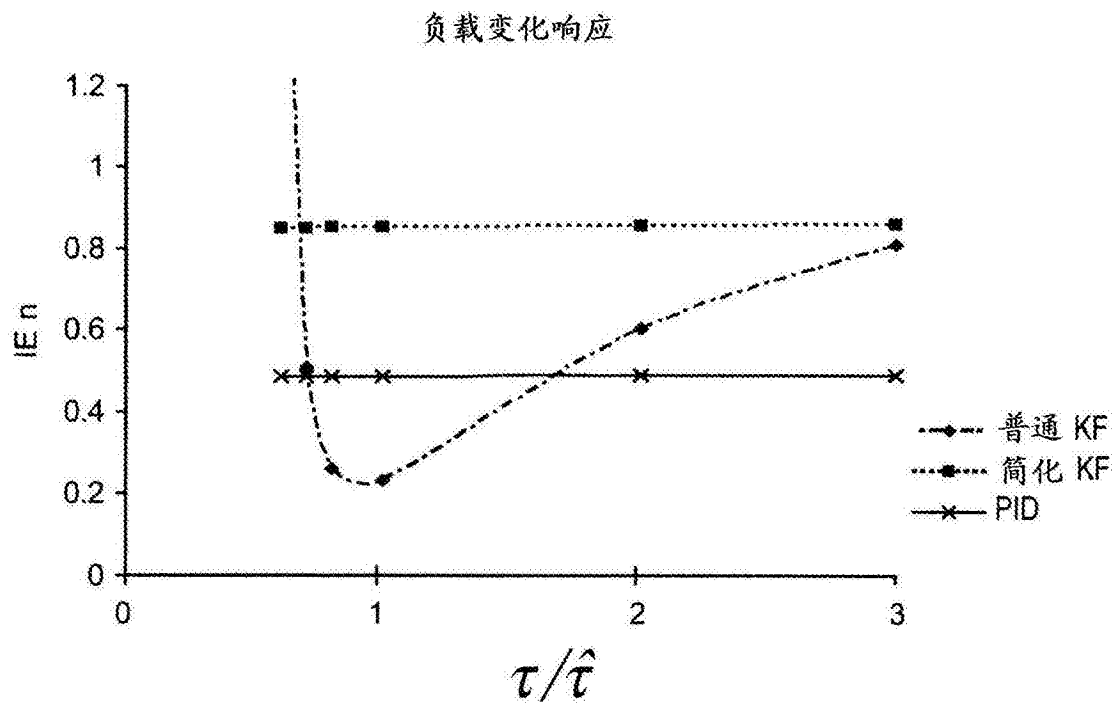


图8B

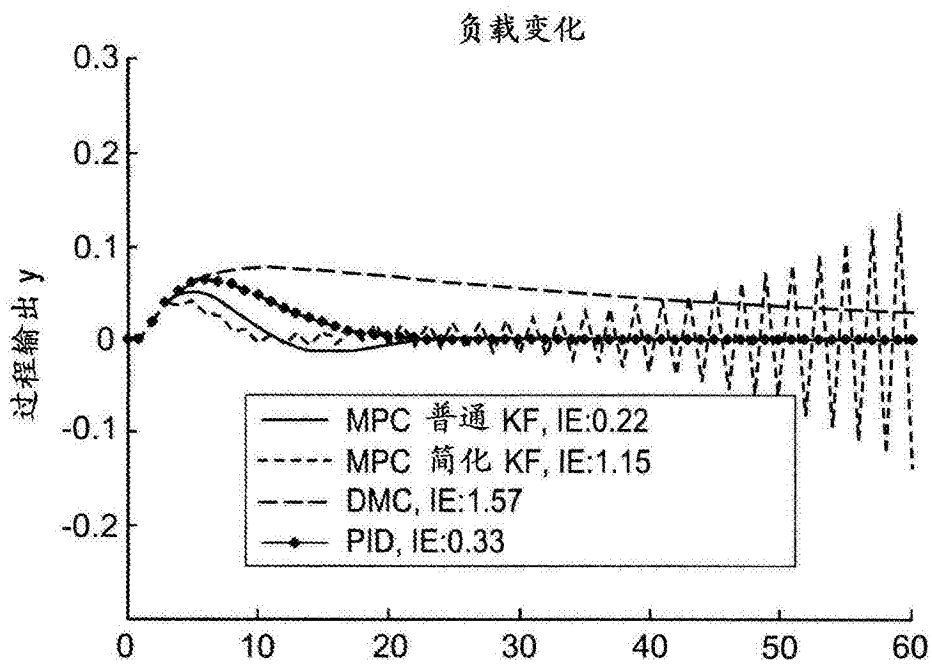


图9A

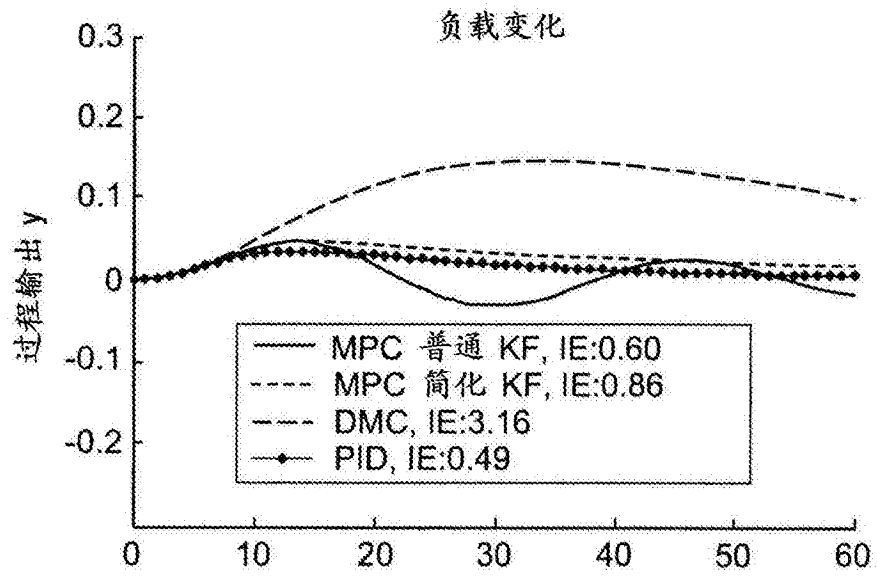


图9B

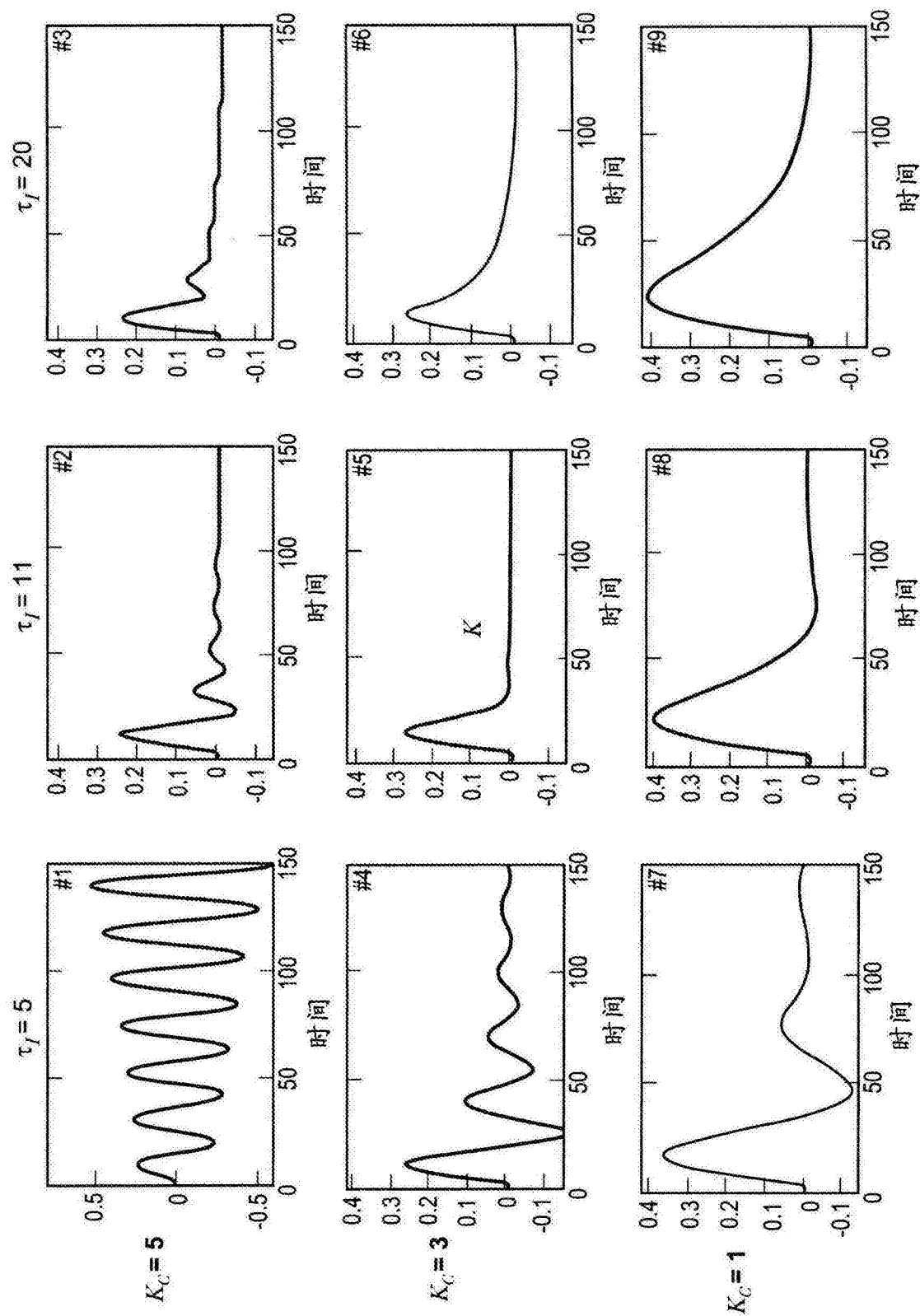


图10

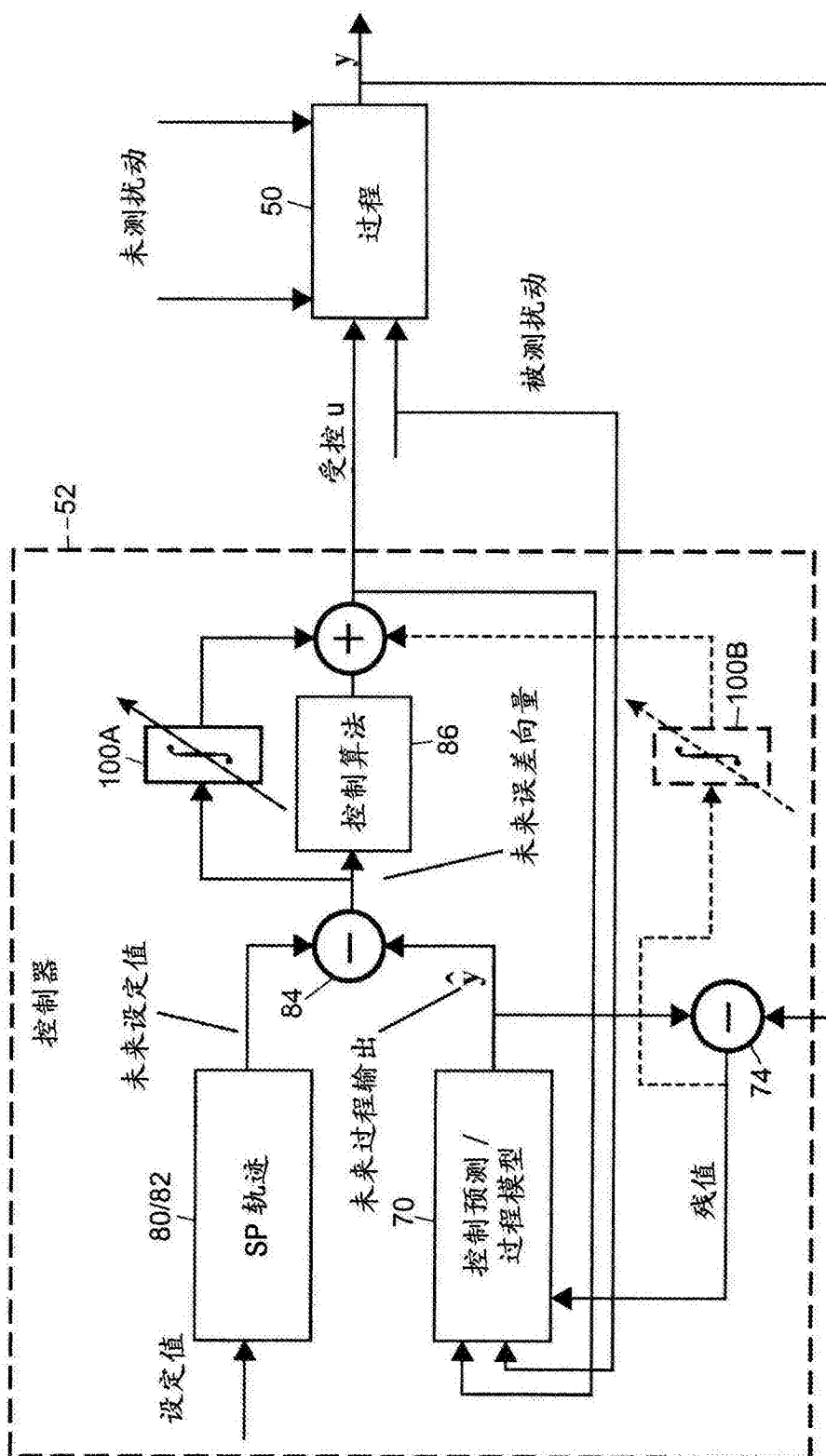


图11

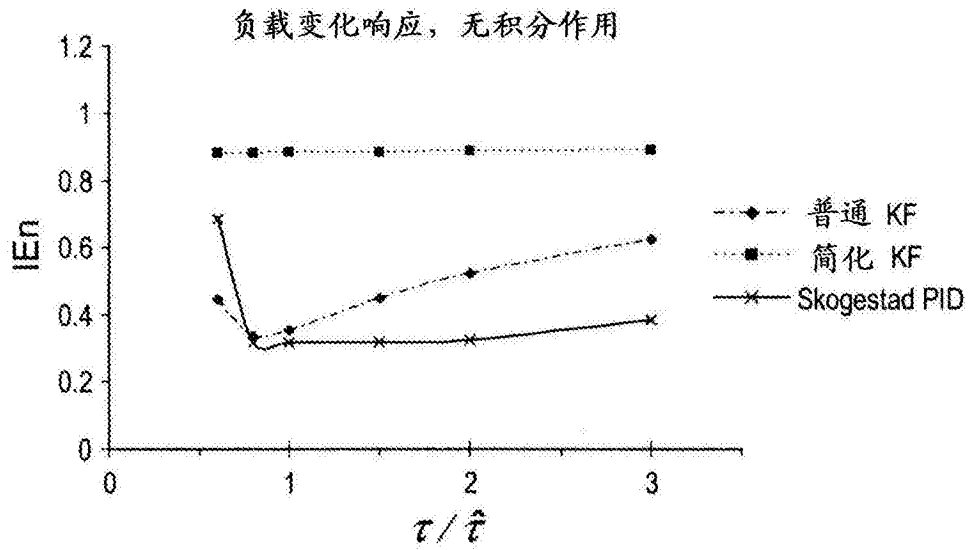


图12A

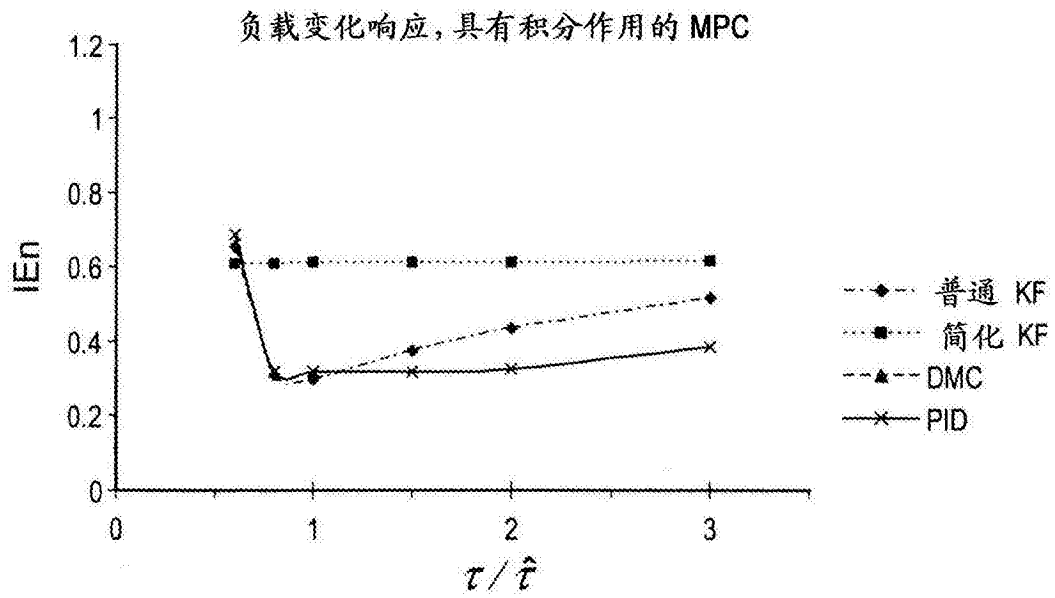


图12B

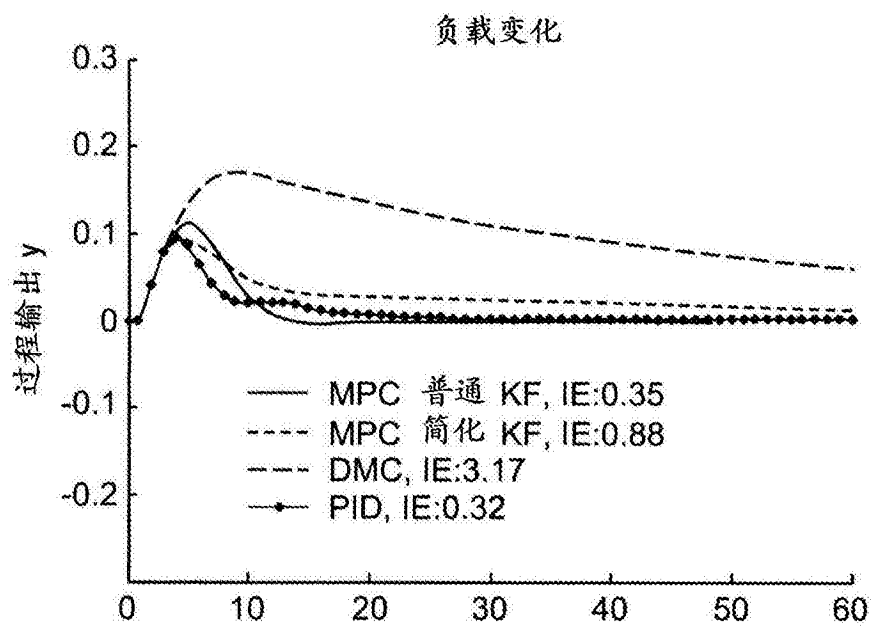


图13A

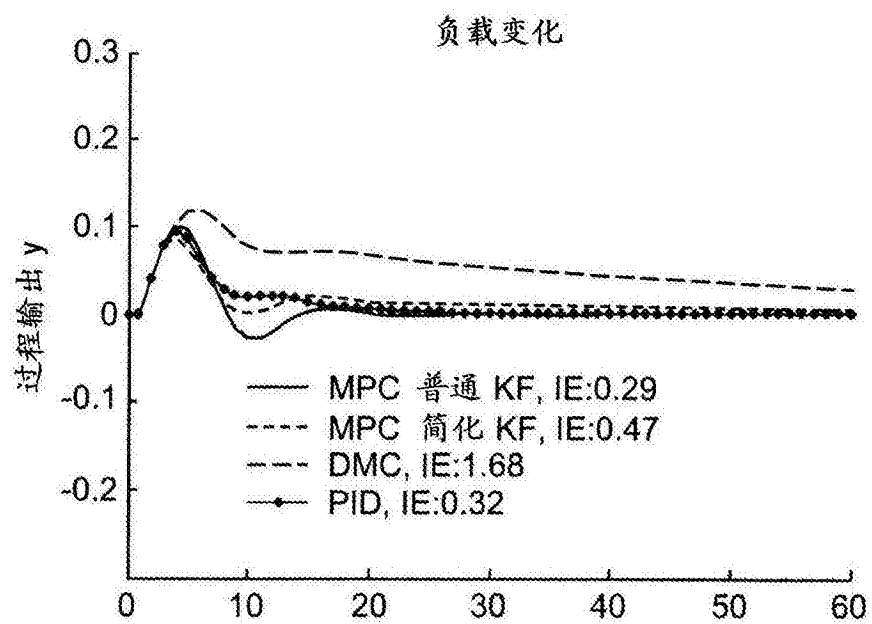


图13B

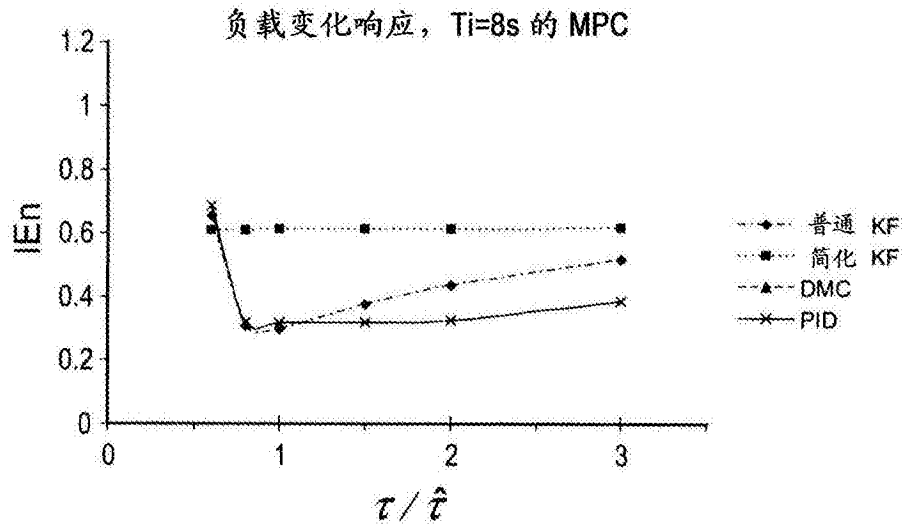


图14A

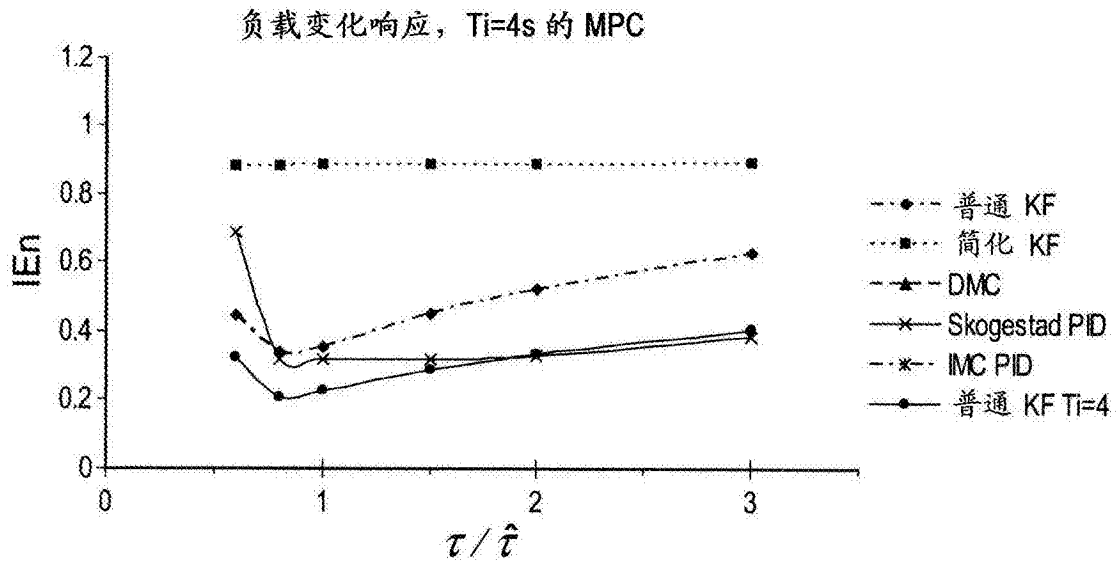


图14B

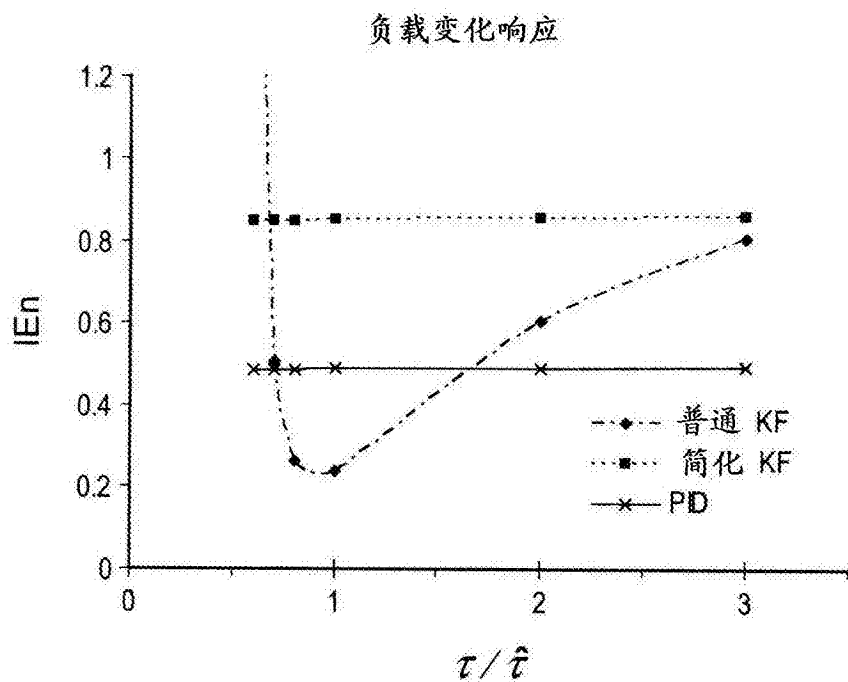


图15A

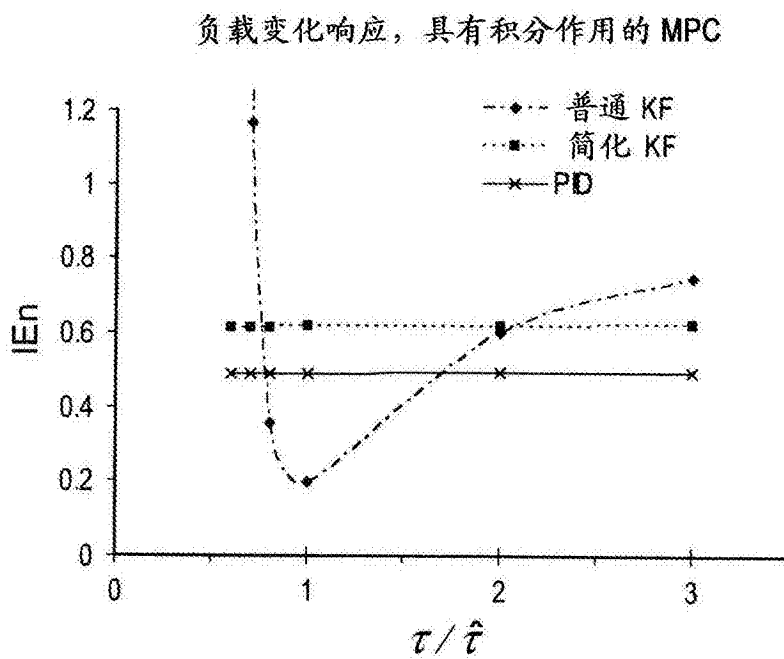


图15B