

ТЕХНИКИ ПРОТИВ ИНТЕГРАЛНО НАСИЩАНЕ ПРИ РЕАЛИЗАЦИЯ НА ПИД РЕГУЛАТОР В ПРОСТРАНСТВО НА СЪСТОЯНИЯТА

Георги Михалев

Технически университет - Габрово, ул. "Хаджи Димитър" №4, гр. Габрово, България
**кореспондиращ автор: gimihalev@mail.bg*

ANTI-WINDUP TECHNIQUES IN STATE-SPACE FORM OF PID CONTROLLER

Georgi Mihalev

Technical University of Gabrovo, 4 "Hadji Dimitar" Str, Gabrovo, Bulgaria;
**Corresponding author: gimihalev@mail.bg*

Abstract

The paper discusses the design and research of a PID controller in state space form. Some of the main advantages and disadvantages of this type of controller are examined. The issue of integral windup is presented in detail, along with some of the key anti-windup techniques and strategies in the control of technological systems. Detailed block diagrams and some functional dependencies of the implemented anti-windup techniques are provided. Simulation models for PID control of a vibrating conveyor have been implemented. The obtained results are graphically presented. An analysis and comparison based on the quality of the achieved control are performed.

Keywords: Integrator windup, Anti-windup techniques, State-space PID.

ВЪВЕДЕНИЕ

Класическите регулатори са ключов елемент в управлението на процесите в промишлените обекти. Несъмнено основно място заема пропорционално-интегрално-диференциалния (ПИД) регулатор, който има широко приложение в индустрията. При добра настройка, трите параметъра на ПИД регулатора са тясно свързани с качеството на управление на повечето промишлени обекти.

В последно време нарастването на сложността на индустриалните процеси, прави ефективността на управлението с класически ПИД регулатор незадоволително, поради специфичната му структура[1]. Поради тази причина все повече модерни техники за управление, като LQG[2], робастни H_∞ [3] и μ [4] регулатори, регулатори базирани на размита логика и ИНМ[5,6], адаптивни регулатори[7] и др., се опитват да изместят ПИД управлението.

Въпреки по-добрата производителност и качество на управлението което предлагат, съвременните регулатори не заемат голям дял. Това основно се дължи на факта, че ПИД регулатора е по-икономически изгоден, имайки предвид определени производствени ограничения, като например невъзможността за спиране на работния процес за тестове и настройка. Това е една от основните причини ПИД регулаторите да се използват в 90% от управляваните процеси[8]. В системите с обратна връзка голям дял заемат и различни хибридни варианти на ПИД регулаторите[9,10], като се търсят и нови методи за настройка[11].

Тази тенденция не променя един от основните недостатъци на ПИД регулаторите, а именно проблема с интегралното насищане. С използването на сложни математични модели на реални процеси, и покачване на изискванията към качеството на регулиране, централно място

намират и стратегиите или техниките за справяне с интегралното насищане. В повечето съвременни реализации на ПИД закони за управление анти-интегралното насищане е задължителна функционалност.

В текущата статия се разглежда реализация на ПИД регулатор в пространство на състоянията (State-Space PID), влиянието на ограничението на управляващия сигнал върху интегралното насищане и приложението на различни техники за справянето с този проблем. Представя се сравнение на някои от тях при използването на ПИД закон за управление в State-Space форма, чрез реализирането им в симулационни схеми за управление на линеен вибрационен транспортър.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Тъй като промишлените обекти представляват реални физически системи, състоящи се от сложни, нелинейни и свързани обекти, в тях протичат сложни физически процеси, чиито параметри се изменят по неопределен начин. При управлението на такива процеси традиционните методи за управление — класическите регулатори, може да не осигурят желания резултат. Следователно, има смисъл да се използват нетрадиционни методи, към които на първо място спадат регулаторите производни на ПИД.

Един такъв регулатор е така наречения State-Space PID (SSPID), които в общия смисъл представлява абсолютен ПИД регулатор, но представен в много рядко срещана форма в научната литература. Тази форма на ПИД регулатора се счита за „липсващото звено“ между класическото и модерното управление с обратна връзка [12,13,14].

Реализацията на ПИД регулатора в тази форма, не решава проблема с интегралното насищане.

Интегралното насищане е често срещан проблем, който възниква при ПИД регулаторите, когато интегралната част натрупва значителна грешка по време на периоди, когато изпълнителният механизъм е наситен или ограничен. Това може

да доведе до нежелано поведение на системата, като голямо пререгулиране, дълги времена за установяване или неустойчивост. Проблемът с интегралното насищане се появява, когато управляващият сигнал (изходът на PID регулатора) надвишава максималните или минималните допустими стойности на изпълнителния механизъм, но интегралната част продължава да натрупва грешка, което води до забавено възстановяване, когато управляващият сигнал отново се върне в допустимите граници.

Основните причини за получаване на интегрално насищане са:

- Насищане на изпълнителния механизъм — получава се ограничаване на управляващия сигнал, тъй като изпълнителния механизъм не може да отговори на целия диапазон на изхода на контролера.
- Период на натрупване на грешка — когато системата е в състояние на голяма грешка. Например при стартиране, интегралната част може да натрупа прекомерно количество грешка, дори когато изпълнителният механизъм вече е на своя лимит.

Последиците от възникване на интегрално насищане се изразяват в три основни критерия за качеството на проектираното управление:

- Пререгулиране
- Времетраене на преходния процес
- Устойчивост

И при трите ще се наблюдава негативна промяна.

ПРЕДСТАВЯНЕ НА ПИД РЕГУЛАТОР В ПРОСТРАНСТВО НА СЪСТОЯНИЯТА

Пропорционално-Интегралния-Диференциален (ПИД) закон за управление може да се представи в пространство на състоянията, чрез дуална структура базирана на наблюдател, която е подробно представена в [12]. Тази форма на представяне запазва качествата на ПИД

регулятора, като относително простата структура и лесна настройка.

Идеалния ПИД регулатор има предателна функция във вида:

$$K_{PID}(p) = K_p + \frac{K_i}{p} + K_d p, \quad (1)$$

където K_p, K_i и K_d са пропорционалният, интегралният и диференциалният коефициент на регулятора. ПИД регулатора може да бъде изразен като закон за управление с обратна връзка по състояние:

$$u(t) = K_d(\dot{r}(t) - \dot{y}(t)) + K_p(r(t) - y(t)) + K_i \int_0^t (r(\tau) - y(\tau)) d\tau = \bar{K}_o(\bar{r}(t) - x(t)), \quad (2)$$

където $u(t)$ е управляващият сигнал, $y(t)$ е изходът на системата, а $r(t)$ е заданието. Тогава векторите $\bar{r}(t), x(t)$ и $\bar{K}_o$ ще имат вида:

$$\begin{aligned} \bar{r}(t) &= [\dot{r}(t) \quad r(t) \quad \int_0^t r(\tau) d\tau]^T, \\ x(t) &= [\dot{y}(t) \quad y(t) \quad \int_0^t y(\tau) d\tau]^T, \\ \bar{K}_o &= [K_d \quad K_p \quad K_i], \end{aligned} \quad (3)$$

където $x(t)$ е вектор на състоянието, а $\bar{K}_o$ образува матрицата на обратната връзка.

За да се получи вектора на състоянието се използва наблюдател. При синтеза на наблюдателя не се използва модела на обекта, а каноничната форма на Бруновски[1]. Така наблюдателя представлява двойна интегрална система с :

$$\ddot{y} = u(t), x_1 = \dot{y} \text{ и } x_2 = y \quad (4)$$

и матрици в пространство на състоянието които са :

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ и } \bar{C} = [0 \quad 1]. \quad (5)$$

Така за наблюдателя се получава:

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = (\bar{A} - \bar{L}\bar{C}) \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} + \bar{B}u + \bar{L}y, \quad (6)$$

където $\bar{L} = [\bar{\beta}_1 \quad \bar{\beta}_2]^T$ е матрицата на наблюдателя.

Тъй като вектора на състоянието съдържа три променливи, то се прави разширяване на модела с дефиниране на ново състояние $\dot{\bar{x}}_3 = \bar{x}_2$.

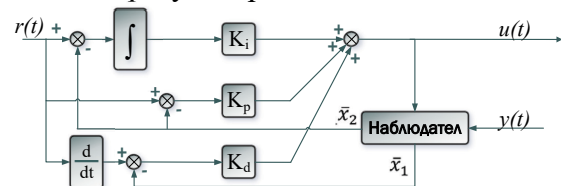
Формата на ПИД регулатора в пространство на състоянията ще има следния вид:

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = (\bar{A}_e - \bar{L}_o \bar{C}_e) \bar{x} + \bar{B}_e u + \bar{L}_o y \\ u = \bar{K}_o (\bar{r} - \bar{x}) \end{cases} \quad (7)$$

където:

$$\begin{aligned} \bar{A}_e &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B}_e = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{C}_e &= [0 \quad 1 \quad 0] \text{ и } \bar{L}_o = [\bar{\beta}_1 \quad \bar{\beta}_2 \quad 1]^T \end{aligned} \quad (8)$$

По този начин ПИД регулатора е моделно независим и всички свойства на затворената система ще се дължат само на него. На фиг. 1 е показана блоковата схема на регулатора.



Фиг. 1 Блок схема на SSPID регулатор

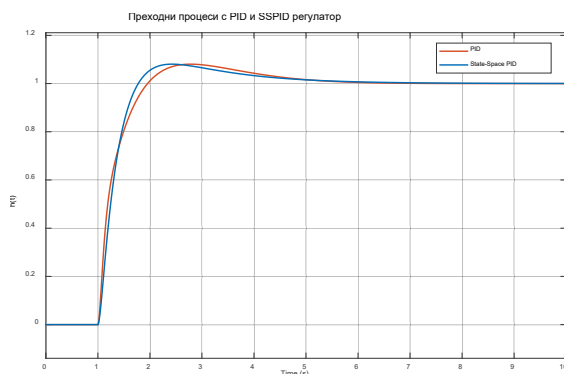
В практиката идеалния ПИД регулатор не се използва директно, а се реализира т.н. реален ПИД. Тогава SSPID регулатора апроксимира идеалния ПИД регулатор.

Стойностите на коефициентите на SSPID регулатора се получават при прилагане на някой от досега известните методи за настройка. По отношение на наблюдателя, то той може да бъде настроен по стандартния начин с поставяне на полюсите в една посока $-\bar{\omega}_0$, като:

$$\bar{\beta}_1 = \bar{\omega}_0^2, \bar{\beta}_2 = 2\bar{\omega}_0 \quad (9)$$

Обикновено се избира $\bar{\omega}_0 = 2N/T_d$.

На фиг. 2 е показано примерно сравнение на реален ПИД и SSPID регулатор при еднаква настройка.



Фиг. 2 Преходни процеси с PID и SSPID регулатор

От фиг. 2 се вижда, че при еднакви коефициенти двата регулатора дават приблизително еднакви преходни процеси за даден обект. Разликите в графиките се дължат на това, че SSPID регулатора апроксимира реалния PID.

ПОДХОДИ ЗА ИНТЕГРАЛНО АНТИ-НАСИЩАНЕ

В научната литература са известни много техники против интегрално насищане при използването на ПИД регулатори. Някои от тях показват висока ефективност и са предпочитани при повечето реализации. При представяне на подходите против интегрално насищане се разглежда реалната ситуация, при която управляващия сигнал $u(t)$ е ограничен (например поради техническите характеристики на изпълнителния елемент). В този случай включването на този статичен нелинеен елемент в контура на управление се описва с:

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} u_{\min}, & \text{ако } u < u_{\min} \\ u, & \text{ако } u_{\min} \leq u \leq u_{\max} \\ u_{\max}, & \text{ако } u > u_{\max} \end{cases} \quad (10)$$

По-долу ще се разгледат някои класически подходи при решаването на този проблем.

Условно интегриране

Методът на условното интегриране се състои в изключване(или ограничаване) на интегралната част, когато управляващият сигнал достигне своите граници. Това означава, че интегралната част се нулира или спира да се увеличава или

намалява, когато управляващия сигнал достигне своята максимална или минимална допустима стойност. Тогава за интегралната съставяща може да се запише:

$$I(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } u_{\min} \leq u \leq u_{\max} \\ K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, & \text{при } u(t) = u_{\min}, u_{\max} \end{cases} \quad (11)$$

Обратно изчисление

При методът на обратно изчисление, интегралната част на PID регулатора се коригира така, че да предотврати прекомерното натрупване на интегрална грешка. Това се постига чрез сравнение на изхода на регулатора $u(t)$ с реалното изходно ограничение $v(t)$ на изпълнителния механизъм. Когато изходът на регулатора достигне границите на изпълнителния механизъм (наситеност), разликата между желаното и реалното действие се използва за коригиране на интегралната част, като често се използва и коригиращ коефициент, който позволява по-бързото възстановяване на системата.

$$I(t) = \begin{cases} K_i - K_w(u(t) - v(t)) \int_0^t e(\tau) d\tau, & \text{при } u(t) \neq v(t) \\ K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, & \text{при } u(t) = v(t) \end{cases} \quad (12)$$

където K_w е допълнителен компенсиращ коефициент.

Интегрално прогнозиране на състоянието

За да се избегне интегралното насищане, техниката с интегрално прогнозиране на състоянието, предсказва каква ще бъде грешката при бъдещото интегриране на системата и коригира интегралната част въз основа на тази прогноза. Това става чрез определяне на прогнозна стойност за интегралната част, която зависи от ограничението на управляващия сигнал. Корекцията се представя, чрез:

$$I(t) = \begin{cases} \omega_i(I_{est}(t) - I(t)), & \text{при } u(t) \neq v(t) \\ K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, & \text{при } u(t) = v(t) \end{cases} \quad (13)$$

като:

$$I_{est} = \frac{1}{T_i} \left(\frac{1}{k_t} \left(\dot{e} + \frac{1}{\tau_m} e \right) + v \right) \quad (14)$$

където τ_m и k_t са коефициенти на ниско честотния филтър, а ω_i определя времето за установяване на интегратора в прогнозираното състояние.

Подход базиран на наблюдатели

Подходите базирани на наблюдатели се разделят основно на два подвида. При единия наблюдателя се използва за оценка на състоянията, като се реализира логика за прогнозиране на динамиката на системата, като по този начин интегралната част може да се ограничи при нужда. При втория вариант ефектът от насищането се моделира като смущение внесено в основния контролер, а спомагателен регулатор базиран на синтез на наблюдател се използва за минимизиране на грешката между изходния сигнал на регулатора и входния сигнал към системата. Образува се компенсатор с динамика описвана от:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= A\bar{x} + B\text{sat}(v) + L(y - C\bar{x}) \\ v &= K\bar{x} + Hr\end{aligned}\quad (15)$$

където A, B, C са матриците на системата, L – матрицата на наблюдателя, K – матрицата на спомагателния регулатор, а H е входен филтър.

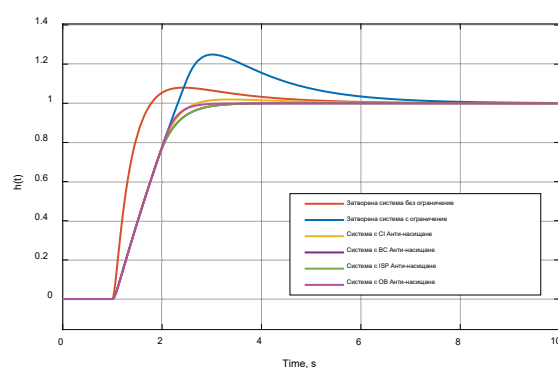
СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ И АНАЛИЗИ

Описаните подходи за решаване на проблема с интегралното насищане са реализирани в среда на Matlab/Simulink. Разглеждания ПИД регулатор в пространство на състоянието е реализиран в паралелна форма, а по отношение на обекта за управление е избран линеен вибротранспортър представен като едномасова трептяща система.

При този обект са налице и двете възможности за появата на интегрално насищане при използването на ПИД регулатор – както при стартиране на системата, тъй като тя работи в режим на резонанс, така и от физическото ограничение на прилаганата от електромагнитна сила. За настройка на ПИД регулатора е използван метод базиран на предавателни функции, при избор на технически допустимо време на преходния процес и средно ниво

робастност. Получените стойности за коефициентите са предадени на SSPID регулатора, а наблюдателя е настроен съгласно зависимостите (9).

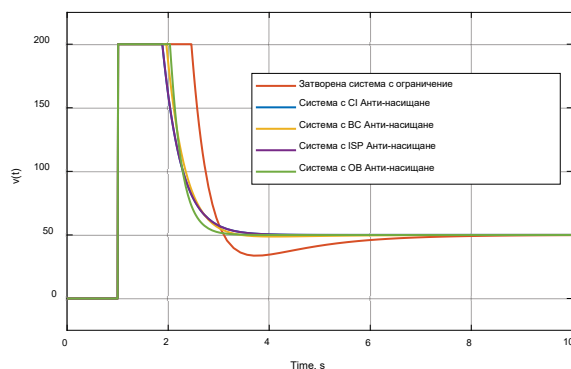
Описаните по-горе техники против интегрално насищане са сравнени по преходни характеристики на затворената система. На фиг. 3 са показани преходните процеси на системата с техниките: условно интегриране (CI), обратно изчисление (BC), интегрално прогнозиране на състоянието (ISP) и базирана на наблюдателя (OB).



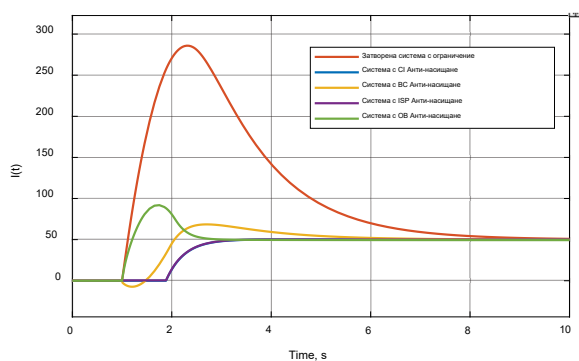
Фиг. 3 Преходни процеси на затворената система с анти-насищане

На фиг. 3, 4 и 5 са показани преходните процеси, управляващ сигнал и сигнал от интегратора за затворените системи с различните анти-насищащи техники.

От показаните графики ясно се вижда ефекта от интегралното насищане – пререгулирането е над 20%, а преходния процес е по-дълъг с 3.5s.



Фиг. 4. Управляващ сигнал на затворената система с анти-насищане



Фиг. 5. Състояние на интегралната съставка на затворената система с анти-насищане

С въвеждането на анти-насищащи стратегии и при четирите подхода се наблюдава подобряване на качествата на системата. Най-добри резултати се получават, чрез въвеждането на техниката базирана на наблюдател, която се реализира особено лесно имайки предвид формата на ПИД регулатора (State-space PID). При използването на тази техника преходния процес е в рамките на 3s, а пререгулиране на практика няма. За сравнение най-лошият резултат е при използването на условното интегриране при което преходния процес затихва за 4.8s., а пререгулирането е до 0.5%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящата статия е разгледана реализацията на PID регулатор в пространство на състоянията и проблемът с интегралното насищане, който възниква при ограничаване на управляващия сигнал. Анализирани са различни подходи за справяне с интегралното насищане, включително условно интегриране, обратен изчисление, интегрално прогнозиране на състоянието и методи, базирани на наблюдатели. Посредством симулационни експерименти е направено сравнение на различните техники по отношение на качеството на преходния процес, пререгулирането и времето за установяване на системата.

Резултатите показват, че най-добри характеристики на управлението се постигат с техниката, базирана на наблюдател,

с която се постига минимално пререгулиране и кратко време на преходния процес. Това потвърждава ефективността на този подход, особено при сложни динамични системи, където интегралното насищане може да доведе до значителни отклонения в качеството на управление. Въпреки че останалите техники също водят до подобрения, анализа на резултатите показва, че наблюдателният подход предлага най-добър баланс между лесна реализация и висока производителност. В резултат от направения анализ се потвърждава необходимостта от интеграция на антинасищащи стратегии в съвременните реализации на PID регулатори, с цел подобряване на управлението на сложни промишлени процеси.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Vagia, Marialena, ed. *PID Controller Design Approaches: Theory, Tuning and Application to Frontier Areas*. BoD—Books on Demand, 2012.
- [2] Chakravarty, Sourish, et al. "A simulation-based comparative analysis of PID and LQG control for closed-loop anesthesia delivery." *IFAC-PapersOnLine* 53.2 (2020): 15898-15903.
- [3] Wadawa, Boaz, et al. "Robustification of the H_∞ controller combined with fuzzy logic and PI&PID-Fd for hybrid control of Wind Energy Conversion System Connected to the Power Grid Based on DFIG." *Energy Reports* 7 (2021): 7539-7571.
- [4] Modabbernia, Mohammadreza, et al. "Robust control of automatic voltage regulator (AVR) with real structured parametric uncertainties based on H_∞ and μ -analysis." *ISA transactions* 100 (2020): 46-62.
- [5] Nethaji, G., and J. Kathirvelan. "Performance comparison between PID and Fuzzy logic controllers for the hardware implementation of traditional high voltage DC-DC boost converter." *Heliyon* 10.17 (2024).
- [6] Hermassi, Mahdi, et al. "Adaptive neuro fuzzy technology to enhance PID performances within VCA for grid-connected wind system under nonlinear behaviors: FPGA hardware implementation." *Computers and Electrical Engineering* 117 (2024): 109264.
- [7] Beck, Bradley RG, Joanne Tipper, and Steven Su. "Comparison of Constant PID

- Controller and Adaptive PID Controller via Reinforcement Learning for a Rehabilitation Robot." *2022 Australian & New Zealand Control Conference (ANZCC)*. IEEE, 2022.
- [8] Heong, A. Kiam, Gregory Chong, and Li Yun. "PID control system analysis, design, and technology." *IEEE transactions on control systems technology* 13.4 (2005): 559-576.
- [9] Li, Zhijun, Hangwei Zhang, and Wen Tan. "Comparison of PI/PID/PIDD2 Controllers for Higher Order Processes." *IFAC-PapersOnLine* 58.7 (2024): 340-345.
- [10] Hägglund, Tore, and José Luis Guzmán. "Give us PID controllers and we can control the world." *IFAC-PapersOnLine* 58.7 (2024): 103-108.
- [11] Ounis, W., et al. "Analog real time tunable and configurable fractional order PID controller realization." *IFAC-PapersOnLine* 58.12 (2024): 353-358.
- [12] Tan, Wen, Wenjie Han, and Jiaohu Xu. "State-space PID: a missing link between classical and modern control." *IEEE Access* 10 (2022): 116540-116553.
- [13] Thomsen, Sönke, Nils Hoffmann, and Friedrich Wilhelm Fuchs. "PI control, PI-based state space control, and model-based predictive control for drive systems with elastically coupled loads—A comparative study." *IEEE transactions on industrial electronics* 58.8 (2010): 3647-3657.
- [14] Madsen, Jennifer M., Leang-San Shieh, and Shu-Mei Guo. "STATE-SPACE DIGITAL PID CONTROLLER DESIGN FOR MULTIVARIABLE ANALOG SYSTEMS WITH MULTIPLE TIME DELAYS." *Asian Journal of Control* 8.2 (2006): 161-173.