



دانشگاه شاهرود

دانشکده مهندسی

گروه برق

پایان نامه کارشناسی

گرایش: الکترونیک

عنوان :

پدیده Wind Up ، اثرات و راههای مقابله با آن در کنترل

استاد راهنما: **دکتر جلیوند**

نگارش: **فاطمه بخشی**

دی ۸۷

فهرست مطالب:

صفحه

عنوان

فصل اول: جلوگیری از Wind Up کنترل

(۱-۱) مقدمه

(۲-۱) جلوگیری از Wind Up در کنترل های مبتنی بر روتینگر

(۱-۲-۱) رهیافت حوزه زمان

(۲-۲-۱) رهیافت حوزه فرکانس

فصل دوم: جلوگیری از Wind Up دستگاه در سیستم های پایدار

(۱-۲) مقدمه

(۲-۲) معیارهایی جهت جلوگیری از Wind Up دستگاه

(۳-۲) المان اضافه دینامیکی جهت جلوگیری از Wind Up دستگاه

(۱-۳-۲) المان اضافه دینامیکی در حوزه فرکانس

(۲-۳-۲) المان اضافه دینامیکی در حوزه زمان

فصل سوم: جلوگیری از Wind Up دستگاه در سیستم های پایدار و ناپایدار تک ورودی

(۱-۳) مقدمه

(۲-۳) طرح جدیدی برای جلوگیری از Wind Up

(۳-۳) فیلتر شکل دهنده مرجع برای سیستم های ناپایدار

(۴-۳) فیلتر شکل دهنده مرجع برای سیستم های پایدار

منابع

مقدمه :

اشباع از جمله ویژگی های اجتناب ناپذیر عملگر ها (Actuators) در بحث کنترل حلقه بسته سیستم هاست. انواع شیرها و پمپ ها در کنترل فرایندهای صنعتی از جمله مصادیق اشباع عملگرها و دال بر

اصل ناپایان نبودن انرژی کنترلی می باشند.

از جمله اثرات اشباع، پدیده windup در عملکرد بخش انتگرالگیر کنترل کننده های PI و PSD

می باشد. در این پایان نامه اثرات مختلف پدیده windup در عملکرد کنترل کننده ها و راههای مقابله با

آنها بر اساس منابع علمی موجود در این زمینه مورد تحقیق قرار گرفته و سعی خواهد شد در ارتباط با

یک مثال نمونه مورد شبیه سازی قرار گیرد.

پایان نامه کارشناسی

فصل اول

جلوگیری از وایندآپ کنترلر

(۱-۱) مقدمه

اشباع ورودی اثر نامطلوبی روی حالات گذرای حلقه بسته‌ای که به منظور دستیابی به یک رفتار میرای خوب طراحی شده، می‌گذارد. چنین پدیده‌ای ابتدا در کنترلگرهای کلاسیک انتگرالی (I)، انتگرالی-تناسبی (PI) یا انتگرالی-تناسبی-مشتقی (PID) مشاهده شد که در آن انتگرالگیر در خلال پریود اشباع، دچار وایندآپ می‌گردد. به همین دلیل است که اثرات ناخواسته اشباع ورودی «وایندآپ انتگرالگیر»، «وایندآپ مجدد» و یا به طور ساده «وایندآپ» نامیده می‌شود. از آنجا که وایندآپ انتگرالی را به مقادیر ویژه کنترلگر می‌توان نسبت داد، لذا در مراجع پیشنهاد شده به پدیده مزبور «وایندآپ کنترلر» اطلاق می‌گردد.

در یک کنترلر مبتنی بر رُویتگر به عمل انتگرال می‌توان به عنوان یک مدل سیگنال برای اغتشاشات ثابت نگریست که در واقع جزء موهومی سیستم در طراحی یک رُویتگر برای حالات سیستم و مدل اغتشاش به شمار می‌رود. از آنجا که هر نوع جبران‌ساز خطی را می‌توان به عنوان یک کنترلر مبتنی بر رُویتگر در نظر گرفت، مباحث ذیل را به کنترلرهای معمولی نیز می‌توان تعمیم داد.

رُویتگر پس از تحریک توسط خروجی‌های سیستم و کنترلر، تخمینی برای اغتشاش فعال تولید می‌نماید که در ادامه به وسیله یک سیگنال کنترلی مناسب خنثی می‌گردد. به عنوان مثال برای یک خروجی مثبت کنترلر داده شده، رُویتگر اغتشاش به منظور کاهش شیب خروجی یک اغتشاش بیرونی را بازسازی می‌نماید که بایستی به وسیله یک سیگنال ورودی بزرگ خنثی گردد. همین طور اگر اشباع سیگنال ورودی دستگاه منجر به وقوع حالتی گذرای کندی شود، رُویتگر اغتشاشی شبه واقعی بازسازی و آن را جهت مقابله با فراجش‌های دیرگذر که از پیامدهای وایندآپ کنترلر می‌باشند، به کار می‌گیرد. بنابراین وایندآپ کنترلر را می‌توان به صورت خطاهای رُویت که به علت اشباع ورودی پدیدار می‌شوند، بیان کرد.

اینک به معرفی یک راهکار ساده جهت جلوگیری از وایندآپ کنترلر می‌پردازیم: «جبران‌ساز را یک کنترلر مبتنی بر رُویتگر فرض نموده و رُویتگر را با یک سیگنال ورودی واقعی (احتمالاً اشباع شده) دستگاه تغذیه نمایید.» این روش به منظور جلوگیری از وایندآپ کنترلر که به تکنیک رُویتگر معروف است، اثرات مطلوبی دارد از جمله اینکه امکان رُویت پیوسته اغتشاشات را حتی در موارد مقید و محدود در اختیار ما قرار می‌دهد. مزیت دیگر تکنیک رُویتگر آن است که اثرات ناخواسته به جا مانده از اشباع ورودی (که به اصطلاح وایندآپ دستگاه نامیده می‌شود) برای حالات سیستم و مدل اغتشاش، کاملاً مستقل از رُویتگر است.

توصیف دیگری از رخداد وایندآپ کنترلر را می‌توان از مشاهده اختلال فیدبک به هنگام اشباع ورودی

استخراج کرد. چرا که در زمان اشباع ورودی، تغییر خروجی‌های سیستم منجر به اصلاح ورودی‌های دستگاه خطی نمی‌گردد که نشان از عدم عملکرد صحیح فیدبک دارد. با این حال، در حلقه باز مدهای ناپایدار تجمعی یا نمایی کنترلر می‌تواند دامنه‌های قابل توجهی را ایجاد کند که کاهش آنها باعث تأثیرات معروف وایندآپ کنترلر می‌گردد. رهیافت‌های ابتکاری گوناگونی به منظور اجتناب از افزایش کنترل شده مدهای ناپایدار کنترلر در زمان اشباع ورودی وجود دارد که از جمله می‌توان به متوقف ساختن انتگرالگیری یا ریسست نمودن انتگرالگیر در موقع اشباع، یا انواع اصولی‌تری همچون پایدارسازی کنترلر در خلال پریود اشباع اشاره کرد.

در بخش (۱-۳) تکنیک روتینگر در ابتدا برای کنترلرهای مبتنی بر روتینگری که شامل مدل‌های سیگنال جهت حذف اغتشاش نیستند، مورد بحث قرار می‌گیرد که از دو دیدگاه متفاوت معقول به نظر می‌رسد. از یک سو به کارگیری کنترلرهای پایدار و ناپایدار فرعی در غیاب مدل‌های سیگنال قابل تصور بوده و از سوی دیگر جستجوی اثرات باقیمانده از اشباع ورودی بعد از اعمال تکنیک روتینگر ساده‌تر می‌شود. مباحث مطرح شده در بخش (۱-۳-۱)، سیستم و کنترلر را در حوزه زمان نمایش داده و در بخش (۱-۳-۲) نتایج معادل در حوزه فرکانس ارائه می‌گردد.

چگونگی تبدیل یک آرایش کنترلی کلاسیک به یک ساختار مبتنی بر روتینگر در بخش (۱-۴) مورد بررسی قرار می‌گیرد. این تبدیل دو نمایش متفاوت از کنترلرهای مبتنی بر روتینگر یعنی ساختار کلاسیک با دو درجه آزادی و ساختار روتینگر را ارائه می‌دهد. بنابراین روش‌های جلوگیری از بروز وایندآپ در کنترلرهای روتینگر - مبنا در مورد کنترلرهای عمومی فرضاً P ، PI و PID قابل اعمال خواهد بود. دو رهیافت متفاوت جهت حذف اغتشاشات فعال ثابت وجود دارد. رهیافت اول بوسیله جانشون معرفی شد که بر اساس یک روتینگر اغتشاش همراه با وارد نمودن ثانویه حالات مشاهده شده به منظور تقلیل اغتشاش می‌باشد. رهیافت دوم (رهیافت داویسون)، مدل سیگنالی را در کنترلر به کار می‌گیرد. در نمایش حوزه زمان تکنیک جانشون یک فیدبک از سیگنال مقید به روتینگر مستقیماً از وایندآپ کنترلر جلوگیری می‌کند. همچنین مدل حوزه فرکانس تکنیک روتینگر نیز بدون اصلاح قابل کاربرد خواهد بود. البته این موضوع در روش داویسون تنها در حوزه فرکانس صدق می‌کند. در مدل حوزه زمان، یک فیدبک از سیگنال مقید ورودی به روتینگر وایندآپ کنترلر را از بین نخواهد برد، چرا که مدل سیگنال بوسیله ورودی دستگاه در تکنیک اصلی داویسون تحریک نشده است. البته با تعدیل و بهسازی رهیافت داویسون جلوگیری از وایندآپ کنترلر در تنظیمات حوزه زمان نیز میسر خواهد گشت.

(۱-۲-۱) رهیافت حوزه زمان

سیستم‌هایی خطی، پایدار و متغیر با زمان از مرتبه n با یک ورودی تنظیم شده (کنترلی) $u_s(t)$ ، یک

خروجی کنترل شده $y(t)$ ، $p \geq 1$ و اندازه گیری های $y_m(t)$ با معادلات حالت زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu_s(t)$$

$$y(t) = c^T x(t) \quad (1-1)$$

$$y_m(t) = C_m x(t)$$

فرض می شود که (1-1) حداقل ملزومات مورد نیاز برای تجسم یک سیستم را توصیف می کند. یعنی زوج مرتب (A, b) کاملاً قابل کنترل و زوج مرتب (A, C_m) کاملاً قابل رؤیت است. رابطه انتقالی میان ورودی u_s و خروجی y با $\bar{y}(s) = G(s) \cdot \bar{u}_s(s)$ بیان می شود که $G(s)$ تابع تبدیل زیر می باشد:

$$G(s) = c^T (sI - A)^{-1} b = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2-1)$$

در رابطه فوق $N(s)$ ریشه ای در $s=0$ ندارد.

در ورودی سیستم یک اشباع غیر خطی $u_s(t) = \text{sat}_{u_0}(u(t))$ وجود دارد به طوریکه دامنه سیگنال خروجی $u(t)$ کنترلر را مطابق رابطه زیر محدود می نماید:

$$\text{sat}_{u_0}(u) = \begin{cases} u_0 & \text{if } u > u_0 \\ u & \text{if } -u_0 \leq u \leq u_0; \quad u_0 > 0 \\ -u_0 & \text{if } u < -u_0 \end{cases} \quad (3-1)$$

نکته 1-1: عموماً سیگنال های ورودی سیستم ممکن است طبق رابطه $u_{\min} \leq u_s(t) \leq u_{\max}$ محدود شوند. به منظور پیچیده تر نشدن موضوع در این پژوهش، محدوده های اشباع بالا و پایین به طور متقارن و برابر با $u_{\max} = -u_{\min} = u_0$ فرض می شود. هر چند روش های بیان شده برای جلوگیری از آویند آپ محدوده های اشباع نامتقارن را نیز در نظر می گیرند.

با توجه به محدود بودن دامنه ورودی، برای خروجی نیز یک مقدار ماکزیمم $y_{\max}$ انتظار می رود، به طوریکه بازه تغییرات خروجی کنترل شده با رابطه (4-1) تعیین می گردد.

$$-y_{\max} \leq y(t \rightarrow \infty) \leq y_{\max} \quad (4-1)$$

مقدار دامنه ماکزیمم که با $y_{\max}$ مشخص شده متناهی خواهد بود مگر آنکه سیستم مقدار ویژه ای در $s=0$ داشته باشد. با داشتن بهره استاتیکی:

$$V_{st} = |c^T (-A)^{-1} b|, \quad 0 < V_{st} < \infty \quad (5-1)$$

ماکزیمم دامنه مورد انتظار خروجی برابر خواهد شد با:

$$y_{\max} = V_{st} u_0 \quad (6-1)$$

البته در بسیاری از موارد مقدار واقعی خروجی $y(t)$ در بازه‌ای که بیشترین استفاده از آن صورت گرفته، محدود می‌گردد که به صورت زیر است:

$$-r_0 \leq y(t \rightarrow \infty) \leq r_0 \quad (7-1)$$

که در آن r_0 از سیگنال مرجع، دامنه‌ای است که ماکزیمم کاربرد را داشته و در نامساوی زیر صدق می‌نماید:

$$r_0 \leq y_{\max} \quad (8-1)$$

در مورد سیستم‌های پایدار، محدودیت فوق با ذخیره‌سازی بخشی از بازه سیگنال ورودی مقید، به منظور حذف اغتشاش به کار می‌رود. همچنین در سیستم‌های ناپایدار، دامنه‌ای بحرانی به شمار می‌رود که بایستی جهت تضمین بهره برداری پایدار از حلقه بسته در حضور اشباع ورودی، از نزدیک شدن به آن اجتناب شود. برای درک بیشتر مطلب فصل ۳ مراجعه نمایید.

حال فرض می‌کنیم که یک کنترل عادی به صورت زیر موجود است:

$$u(t) = -k^T x(t) + mr(t) \quad (9-1)$$

فیدبک حالت در رابطه فوق اغلب با رابطه زیر نمایش داده می‌شود:

$$\bar{u}(t) = k^T x(t) \quad (10-1)$$

در این تحقیق، کنترل بیان شده در (۹-۱) «فیدبک حالت ایده‌آل» نیز نامیده می‌شود. چرا که فهم و درک آن مستلزم آن است که تمام حالات سیستم قابل اندازه‌گیری باشد (موردی که بسیار نادر می‌باشد).

کنترل ارائه شده با رابطه (۹-۱) نمونه مناسبی جهت ارجاع خصوصیات دینامیکی دلخواه حلقه خطی

یعنی $u_s(t) = u(t)$ به شمار می‌رود. به صفر رسانیدن خطاهای ردیابی $y(\infty) - r(\infty)$ سبب اطمینان از سیگنال‌های مرجع ثابت $r(t)$ گشته و مقدار m در کنترل مزبور نیز با رابطه (۱۱-۱) داده می‌شود:

$$m = \frac{1}{c^T (-A + bk^T)^{-1} b} \quad (11-1)$$

هرگاه تعداد اندازه‌گیری‌ها از مرتبه سیستم کوچکتر باشد (یعنی $p < n$) یک رؤیتگر حالت (از مرتبه پایین) مورد نیاز خواهد بود. جهت طراحی رؤیتگر بردار اندازه‌گیری $y_m(t)$ مطابق ذیل به دو بخش تقسیم می‌شود:

$$y_m(t) = \begin{bmatrix} y_m^1(t) \\ y_m^2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_m^1 \\ C_m^2 \end{bmatrix} x(t) \quad (12-1)$$

بردار $y_m^2(t)$ شامل k بار اندازه‌گیری است که به طور مستقیم در محاسبه تخمین حالت $\hat{x}(t)$ مورد

استفاده قرار می‌گیرد. رؤیتگر حالت (از مرتبه پایین):

$$\dot{z}(t) = Fz(t) + Ly_m(t) + Tbu(t) \quad (۱۳-۱)$$

از مرتبه $n_o = n - k$ با $0 \leq k \leq p$ ، در صورت برقراری رابطه:

$$TA - FT = LC_m \quad (۱۴-۱)$$

در حالت ماندگار رابطه $z(t) = Tx(t)$ را به دست خواهد داد. اگر سطرهای C_m^2 و T به طور خطی

مستقل باشند، تخمین $\hat{x}(t)$ برای $x(t)$ به صورت زیر خواهد بود:

$$\hat{x}(t) = \begin{bmatrix} C_m^2 \\ T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y_m^2(t) \\ z(t) \end{bmatrix} = \psi_2 y_m^2(t) + \Theta z(t) \quad (۱۵-۱)$$

که معادل است با:

$$\hat{x}(t) = \psi y_m(t) + \Theta z(t) \quad (۱۶-۱)$$

با معرفی عبارت اختصاری:

$$\psi = [0_{n,p-k} \quad \psi_2] \quad (۱۷-۱)$$

از معادله (۱۵-۱) رابطه (۱۸-۱) را می توان نتیجه گرفت:

$$\psi C_m + \Theta T = I_n \quad (۱۸-۱)$$

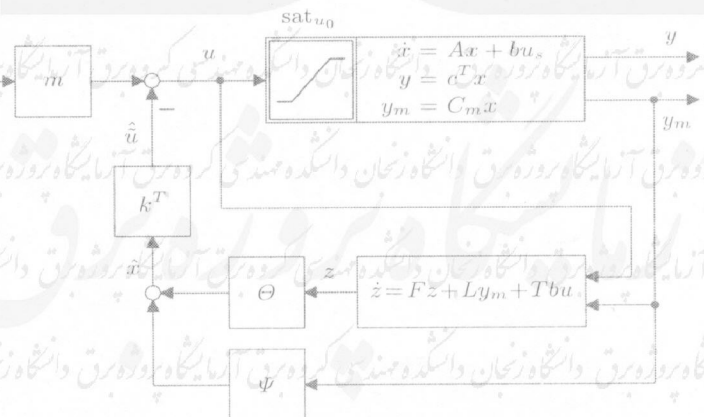
طبیعتاً هرگاه $z(t) = Tx(t)$ برقرار باشد داریم: $\hat{x}(t) = x(t)$ با جایگذاری مقدار به دست آمده

برای $\hat{x}(t)$ در (۹-۱) و (۱۳-۱) به جای $x(t)$ معادلات حالت کنترلر مبتنی بر رؤیتگر متحد با روابط ذیل می گردد:

$$\dot{z}(t) = (F - Tbk^T \Theta)z(t) + (L - Tbk^T \psi)y_m(t) + Tbm r(t) \quad (۱۹-۱)$$

$$u(t) = -k^T \Theta z(t) - k^T \psi y_m(t) + mr(t)$$

شکل (۱-۱) بلوک دیاگرام حلقه بسته را نشان می دهد.



شکل (۱-۱): کنترلر مبتنی بر رؤیتگر در حوزه زمان

دانشجویان محترم:

جهت دسترسی به متن کامل پایان نامه ها به کتابخانه دانشکده مهندسی و یا آزمایشگاه پروژه گروه برق مراجعه فرمایید.

References

1. Ackermann, J.: Sampled-data control systems: analysis and synthesis, robust system design. Springer, Berlin Heidelberg New York (1985)
2. Anderson, B.D.O.: A system theory criterion for positive real matrices. SIAM Journal of Control 5, 171—182 (1967)
3. Anderson, B.D.O., Moore, J.B.: Optimal control - Linear quadratic methods. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ (1989)
4. Åström, K.J., Wittenmark, B.: Computer controlled systems: Theory and design. Prentice Hall, Englewood Cliffs. NJ (1997)
5. Barbu, C., Reginatto, R., Teel, A.R., Zaccarian, L.: Anti-windup for exponentially unstable linear systems with rate and magnitude constraints. In: V. Kapila, K.M. Grigoriadis (eds.) Actuator saturation control. Marcel Dekker. New York (2002)
6. Bateman, A., Lin, Z.: An analysis and design method for discrete-time linear systems under nested saturation. IEEE Transactions on Automatic Control 47, 1305—1310 (2002)
7. Bernstein, D., Michel, A.: A chronological bibliography on saturating actuators. International Journal Robust Nonlinear Control 5, 375—380 (1995)
8. Bühler, H.: Regelkreise mit Begrenzungen, vol. 828. VDI-Verlag, Düsseldorf (2000)
9. Campo, P.J., Moran, M.: Robust control of processes subject to saturation nonlinearities. Computers Chemical Engineering 14, 343—358 (1990)
10. Campo, P.J., Moran, M., Nett, C.N.: Multivariable anti-windup and bumpless transfer: a general theory. In: Proceedings of the American Control Conference, pp. 1706—1711. Pittsburg, USA (1989)
11. da Silva, J.M.G., Tarbouriech, S., Garcia, G.: Local stabilization of linear systems under amplitude and rate saturating actuators. IEEE Transactions on Automatic Control 48, 842—847 (2003)
12. Dahleh, M.A., Pearson, J.B.: Li-optimal compensators for continuous-time systems. IEEE Transactions on Automatic Control 32, 889—895 (1987)
13. Davison, E.J.: The robust control of a servomechanism problem for linear timeinvariant multivariable systems. IEEE Transactions on Automatic Control 21, 25—34 (1976)
14. Davison, E.J., Goldenberg, A.: Robust control of a general servomechanism problem: The servo-compensator. Automatica 11, 461—471 (1975)