



## รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ วิธีการใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟuzzyแบบคงทน  
ด้วยหลักการวิธีขั้นตอนเชิงพันธุกรรมและการจัดสัญญาณวงรอบ  $H_\infty$   
ประยุกต์ในหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม

โดย ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล

## รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ วิธีการใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟuzzyแบบคงทน  
ด้วยหลักการวิธีขั้นตอนเชิงพันธุกรรมและการจัดสรรฐานวงรอบ H  
ประยุกต์ในหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม

โดย ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยนเรศวร

สนับสนุนโดยสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

(ความเห็นในรายงานนี้เป็นของผู้วิจัย สกว.ไม่จำเป็นต้องเห็น  
ด้วยเสมอไป)

## รูปแบบ Abstract (บทคัดย่อ)

---

**Project Code :** MRG4980087

(รหัสโครงการ)

**Project Title :**(ชื่อโครงการ)

วิธีการใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีชชีแบบคงทนด้วยหลักการวิธีขั้นตอนเชิงพันธุกรรม และการจัด  
 สันฐานวงรอบ H ประยุกต์ในหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม

**Investigator :** ชื่อนักวิจัย และสถาบัน

ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยนเรศวร

**E-mail Address :** drsomyotk@gmail.com , sy1996@hotmail.com

**Project Period :** 1 กรกฎาคม 2549 ถึง 30 มิถุนายน 2551

(ระยะเวลาโครงการ)

---

### Abstract

Being complex and high-order, robust controllers designed by  $H_\infty$  loop shaping are difficult to implement in practice. To overcome this problem, we propose the algorithms, *Genetic Algorithm (GA) based fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping control*, to design a robust controller. GA can be used to solve the  $H_\infty$  loop shaping design problem under a structure-specified controller. The performance and robust stability conditions of the designed system satisfying the  $H_\infty$  loop shaping are formulated as the objective function in the optimization problem. The designed controller contains simple structure with lower order and still retains the robustness and performance specification. Additionally, in this research, the performance weighting function, which is normally difficult to obtain, is determined by using GA. The requirements in terms of time domain specifications are utilized in order to get the optimal weighting parameters; thus, highest optimal stability margin is achieved. To extend the proposed controller for being a nonlinear controller, fuzzy system is applied. The proposed control system is implemented on a pneumatically driven robot arm which consists of 3 prismatic joints and one revolute joint. Simulation results show that the robustness and performance of the proposed controller are almost identical to those of the controller designed by  $H_\infty$  loop shaping method. Experimental results verify the effectiveness of the proposed technique. Moreover, the proposed technique is adopted to control other control systems (both SISO and MIMO systems) to verify the consistency of the proposed controller. Finally, Particle Swarm Optimization (PSO) is adopted to find the optimal controller parameters and the results are compared with those of GA.

**Keywords :** (คำหลัก) Robust control, fuzzy control, pneumatic robot, pneumatic actuator,  
 $H_\infty$  loop shaping control

## บทคัดย่อ

ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยเทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ ( $H_\infty$  loop shaping) นั้น โครงสร้างซับซ้อนและลำดับสูง ทำให้ยากต่อการนำไปประยุกต์ใช้งาน เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยจึงนำเสนอ เทคนิคตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างได้ด้วยเทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้โดยหลักการวิธีเชิง พันธุกรรมเพื่อออกแบบระบบควบคุมแบบคงทน หลักการวิธีเชิงพันธุกรรมสามารถนำมาใช้แก้ปัญหาการ ออกแบบตัวควบคุมกำหนดโครงสร้างได้ โดยสมรรถนะและเงื่อนไขของเสถียรภาพความคงทนของระบบที่ ออกแบบที่สอดคล้องกับเทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้มาใช้เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์(objective function) ในปัญหาการเหมาะสมที่สุด ตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นจะมีลำดับต่ำ โครงสร้างไม่ซับซ้อนและยังคงได้ ตามข้อกำหนดสมรรถนะและความคงทน นอกจากนี้ ในงานวิจัยนี้ยังนำเสนอการใช้ GA มาออกแบบฟังก์ชัน ชดเชยซึ่งปกติจะออกแบบได้ยาก ด้วยเทคนิคดังกล่าวทำให้ความต้องการเชิงสมรรถนะเชิงเวลาและความถี่ได้ตาม ต้องการและค่าสูงสุดของส่วนเพื่อเสถียรภาพได้สูงสุด ในการขยายตัวควบคุมให้เป็นตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้น สามารถทำได้โดยเทคนิคฟัซซี่ ระบบที่ออกแบบขึ้นทดสอบกับหุ่นยนต์ 4 แกนที่ประกอบด้วย prismatic joints 3 ชุด และ revolute joint 1 ชุดต่อ ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าสมรรถนะและความคงทนของตัวควบคุม ที่ออกแบบจะใกล้เคียงกับเทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ ผลการทดลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพ ของเทคนิคที่นำเสนอ นอกจากนี้ผู้วิจัยได้ทดลองกับระบบอื่นๆทั้ง SISO และ MIMO เพื่อยืนยันการใช้งานได้ของ เทคนิคที่นำเสนอนี้ ท้ายสุด PSO ได้ถูกนำมาใช้แทน GA ในบางระบบและเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการหา ค่าตอบ

## วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อนำเสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้น ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถรับประกันความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และตัวรบกวน ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงได้
2. เพื่อนำเสนอวิธีการใหม่ที่รวมเอาข้อดีของเทคนิค หลักการเชิงตรรกะแบบฟัซซี่ เทคนิคการจัด สรรฐานวงรอบแบบ  $H_\infty$  ( $H_\infty$  loop shaping) และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เพื่อให้สามารถกำหนดโครงสร้าง ของชุดควบคุมได้ ดังนั้น ชุดควบคุมจึงสามารถนำไปใช้งานได้จริง
3. เพื่อประยุกต์ใช้งานจริงกับระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ทั้ง SISO และ MIMO เพื่อให้เห็นแนว ทางการนำไปใช้ได้จริง ในอุตสาหกรรม
4. เพื่อพัฒนานวัตกรรมการขับเคลื่อนระบบขับเคลื่อนหุ่นยนต์แขนกลด้วยลม ให้มีสมรรถนะ มากกว่าเดิมทำให้เกิดการนำไปใช้งานเพิ่มขึ้นในอุตสาหกรรมทั่วไป
5. เพื่อก่อให้เกิดความร่วมมือในการทำวิจัยระหว่างนักวิจัยที่ปรึกษากับอาจารย์รุ่นใหม่

## สารบัญ

|  |           |
|--|-----------|
| <b>1. Executive Summary</b>  | <b>4</b>  |
| <b>2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง</b>   | <b>7</b>  |
| 2.1 ทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้   | 7         |
| 2.2 ทฤษฎีการหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยเทคนิคเชิงพันธุกรรม   | 8         |
| 2.3 เทคนิค Particle Swarm Optimization   | 9         |
| <b>3. เทคนิคใหม่ที่น่าสนใจ</b>   | <b>10</b> |
| 3.1 Fixed Structure Robust Loop Shaping Control by GA (PSO)  | 11        |
| 3.2 Weight Optimization and Fixed Structure Robust Loop Shaping Control  | 13        |
| 3.3 Robust Hybrid Sliding Mode Control and Fuzzy Gain Scheduler  | 14        |
| <b>4. ผลการทดลอง</b>   | <b>16</b> |
| 4.1 การทดลองในหุ่นยนต์ล้ม  | 16        |
| 4.2 การทดลองในกระบอกสูบลมขนาดใหญ่ (ฐานของหุ่นยนต์ล้ม)  | 19        |
| 4.3 การทดลองในวงจร Buck-Boost Converter  | 24        |
| 4.4 การทดลองใน Buck Converter  | 27        |
| 4.5 การทดลองในระบบ MIMO System   | 30        |
| 4.6 การเปรียบเทียบระหว่าง Simple PSO กับ Simple GA Optimization  | 35        |
| <b>5. สรุปผลการทดลอง</b>   | <b>36</b> |
| <b>7. เอาท์พุทที่ได้จากโครงการ</b>   | <b>38</b> |
| <b>ภาคผนวก</b>   | <b>40</b> |
| ภาคผนวก ก วารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ได้รับตอบรับให้ตีพิมพ์ จำนวน 2 เรื่อง   |           |
| ภาคผนวก ข ผลงานที่อยู่ระหว่างการส่งตีพิมพ์ (กำลังส่ง revise paper จำนวน 1 เรื่องและกำลังถูกพิจารณาจำนวน 2 เรื่อง กำลังเขียน จำนวน 1 เรื่อง) จำนวน 4 เรื่อง |           |
| ภาคผนวก ค บทความที่ได้ตอบรับให้ลงตีพิมพ์ในหนังสือเรียนระดับนานาชาติ  |           |
| ภาคผนวก ง รางวัลที่ได้รับ (Best Paper Award การประชุมวิชาการระดับนานาชาติ ICCA ณ. ประเทศ ฮองกง)  |           |
| ภาคผนวก จ ตัวอย่างบทความประชุมวิชาการระดับนานาชาติที่ได้รับการตอบรับให้ตีพิมพ์ (จำนวน 3 เรื่อง จากทั้งหมด 5 เรื่อง)  |           |

## 1. Executive Summary

1.1. ชื่อโครงการ (ภาษาไทย) ...วิธีใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟัซซี่แบบคงทนด้วยหลักการวิธีขั้นตอนเชิงพันธุกรรมและการจัดสัดส่วนวงรอบ  $H_\infty$  ประยุกต์ในหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม  
(ภาษาอังกฤษ) ...A Novel Design Approach for Robust Fuzzy Controller using Genetic Algorithms and  $H_\infty$  Loop Shaping: An Application to A Pneumatic Robot Arm

## 1.2. ชื่อหัวหน้าโครงการ หน่วยงานที่สังกัด ที่อยู่ หมายเลขโทรศัพท์ โทรสาร และ e-mail

ชื่อหัวหน้าโครงการ ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล

หน่วยงานที่สังกัด...ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัย

นครสวรรค์ โทรศัพท์ 01-596-1386 Email: somyotk@nu.ac.th หรือ

sy1996@hotmail.com

## 1.3. สาขาวิชาที่ทำการวิจัย Control System, Mechatronics

## 1.5. ระยะเวลาดำเนินงาน 2 ปี

## 1.6. ได้เสนอโครงการนี้ หรือโครงการที่มีส่วนเหมือนกับเรื่องนี้บางส่วนเพื่อขอทุนต่อแหล่งทุนอื่นที่ใดบ้าง

☒ ไม่ได้เสนอต่อแหล่งทุนอื่น

☐ เสนอต่อ .....  
ชื่อโครงการที่เสนอ .....  
กำหนดทราบผล (หรือสถานภาพที่ทราบ) .....

## 1.7. ปัญหาที่ทำการวิจัย และความสำคัญของปัญหา

การออกแบบระบบควบคุมในปัจจุบันมีด้วยกันหลายวิธี อาทิเช่น ระบบควบคุมแบบคงทน ระบบควบคุมแบบปรับตัวเองได้ ฯลฯ อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบัน การนำตัวควบคุมเหล่านั้นไปใช้ในเชิงอุตสาหกรรมยังมีน้อยมาก ตัวควบคุมส่วนใหญ่ในอุตสาหกรรม เป็นระบบควบคุมที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ทั้งนี้เนื่องจากเทคนิคการออกแบบตัวควบคุมขั้นสูงดังกล่าว นั้น มีขั้นตอนการออกแบบและโครงสร้างของตัวควบคุมที่ซับซ้อน อาทิเช่น ตัวควบคุมแบบคงทน (Robust Controller) ที่ออกแบบโดยวิธีเอชอินฟินิตี้เหมาะสมที่สุด ( $H_\infty$  optimal control) จะมีโครงสร้างซับซ้อนและมีลำดับ (order) สูงซึ่งไม่เหมาะในการนำไปใช้งานในอุตสาหกรรม ด้วยเหตุนี้ระบบควบคุมในอุตสาหกรรมส่วนใหญ่จึงนิยมใช้ตัวควบคุมที่มีโครงสร้างธรรมดา อาทิเช่น ตัวควบคุมแบบพีไอดี ตัวควบคุมแบบชดเชยเฟสล่วงหน้าและล่าช้า (lead-lag compensator) ตัวควบคุมแบบฟัซซี่ เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ตัวควบคุมเหล่านั้นสามารถทำให้ระบบมีเสถียรภาพ แต่การออกแบบส่วนใหญ่ไม่ได้คำนึงถึงความคงทน ซึ่งเป็นปัจจัยหลักสำคัญที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพสูง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ในระบบหรือเกิดตัวรบกวน (disturbance) ขึ้น ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งของการออกแบบระบบควบคุม

ในระบบบางระบบมีลักษณะมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง อาทิเช่น ระบบขับเคลื่อนด้วยลม

หรือ นิวแมติก (Pneumatics) เป็นต้น สาเหตุของความไม่เป็นเชิงเส้นสูงในระบบนิวแมติกนี้เกิดจาก การใช้ อากาศหรือก๊าซเป็นต้นกำลังในการขับเคลื่อน ซึ่งอากาศอัดดังกล่าวอาจมีการยุบตัวได้, วาล์วที่ใช้ควบคุม โดยมากมีช่วงเดดแบนด์สูงและมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง, ท่อลมซึ่งส่งผ่านอากาศไปยังตัวขับเคลื่อนมีผลต่อ การหน่วงเวลาของระบบ ดังนั้น การออกแบบตัวควบคุมสำหรับระบบนี้เพื่อให้มีสมรรถนะสูงจึงทำได้ยาก อย่างไรก็ตาม ระบบนิวแมติกนี้ยังคงเป็นระบบที่น่าสนใจและในปัจจุบันได้ถูกนำมาใช้ในอุตสาหกรรมมากขึ้น เนื่องจาก ข้อดีของระบบดังต่อไปนี้

1. ได้กำลังเอาต์พุตสูงขณะที่มีน้ำหนักเบา เมื่อเปรียบเทียบกับมอเตอร์ไฟฟ้า
2. เป็นระบบที่ระบายความร้อนด้วยตัวเองเนื่องจากเป็นอากาศ
3. ราคาถูก ติดตั้งและดูแลรักษาง่าย เป็นต้น

ดังนั้นการพัฒนาตัวควบคุมในระบบขับเคลื่อนด้วยลม ให้มีคุณสมบัติวงรอบปิดและ สมรรถนะที่ดี มีค่าแบนด์วิดท์สูง และมีความคงทน จึงส่งผลดีต่อการพัฒนาอุตสาหกรรมและงานวิจัยเป็นอย่างมาก ซึ่งอาจกล่าวได้ว่า หากสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการควบคุมระบบลมได้ดี จะขยายแนวทางในการ นำไปใช้ในอุตสาหกรรมได้มากขึ้น

เพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในการควบคุมที่กล่าวมาข้างต้นทั้งหมด โครงการวิจัยนี้จึงต้องการนำเสนอ และสังเคราะห์วิธีการออกแบบใหม่เพื่อการออกแบบตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับควบคุมระบบควบคุม ที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงนี้ โดยตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นจะต้องสามารถรับประกันความคงทน (Guarantee Robustness), มีสมรรถนะสูง (High Performance), มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนเพื่อใช้งานได้จริง และสามารถ ควบคุมระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงได้ แนวทางในการดำเนินโครงการนี้ จะอาศัยหลักการของระบบ ควบคุมแบบพีซี, เทคนิคการจัดสัญญาณวงรอบแบบ  $H_\infty$  ( $H_\infty$  loop shaping) และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เพื่อสังเคราะห์วิธีการใหม่ในการออกแบบระบบควบคุมไม่เป็นเชิงเส้นที่กำหนดโครงสร้างได้แบบคงทน โดย โครงการวิจัยนี้จะเลือกต้นแบบระบบควบคุมแบบพีซี โดยตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นจะเป็นตัวควบคุมที่ เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ระบบมีค่านอร์มอินฟินิตี้ (Infinity norm) ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากตัวรบกวน (disturbance) ไปยังสเตหมีค่าต่ำที่สุด ซึ่งหมายถึง ระบบมีความคงทนต่อตัวรบกวนด้วย ทำให้สามารถ นำไปใช้ในการแก้ปัญหาเกี่ยวกับระบบควบคุมข้างต้นทั้งหมดได้จริง

ในโครงการนี้ ยังตั้งเป้าหมายที่จะประยุกต์การออกแบบระบบด้วยวิธีการใหม่ดังกล่าว กับ ระบบทั้ง แบบอินพุตเอาต์พุตเดี่ยว SISO (Single Input Single Output: SISO) และ แบบหลายอินพุตหลาย เอาต์พุต (Multi Input Multi Output: MIMO) มีเป้าหมายการทำงานกว้างด้วย สำหรับระบบแบบ MIMO นั้น การ ออกแบบตัวควบคุมจะมีความยุ่งยากซับซ้อนกว่าระบบแบบ SISO เนื่องจากเสถียรภาพของระบบต้อง วิเคราะห์จาก อินพุต เอาต์พุตและสเตหหลายตัว ในโครงการวิจัยนี้ยังได้เลือกประยุกต์กับระบบหุ่นยนต์แขน กลหลายแกนขับเคลื่อนด้วยลม

สำหรับหุ่นยนต์แบบแขนกลขับเคลื่อนด้วยลม ในปัจจุบันกำลังเป็นที่นิยมและน่าสนใจ เนื่องจากมีกำลังเอาต์พุตที่ได้สูงกว่า ราคาถูกและน้ำหนักเบากว่าการใช้มอเตอร์ไฟฟ้าขับเคลื่อน อย่างไรก็ตาม ระบบดังกล่าวมีปัญหาสำคัญเรื่องการควบคุม หากต้องการให้คุณลักษณะของระบบวงรอบปิดมีค่าแบนด์ วิดท์สูงนั้นทำได้ยาก ระบบลมเป็นระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงและเปลี่ยนแปลงตามสภาพแวดล้อม เช่น อุณหภูมิ, ความดันอากาศ ฯลฯ ได้ง่าย ดังนั้น การออกแบบวิธีการใหม่ในงานวิจัยนี้ จะช่วยแก้เพิ่มสมรรถนะ และความคงทนในการควบคุมระบบนี้

กล่าวโดยสรุป โครงการวิจัยนี้จะนำเสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมที่มีลักษณะ ความสำคัญและสามารถแก้ปัญหาในการควบคุมได้ ดังนี้

1. นำเสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้น ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถรับประกันความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และตัวรบกวน ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงได้
2. วิธีขั้นตอนใหม่ที่น่าสนใจ จะลดความยุ่งยากในการออกแบบ โดยรวมเอาข้อดีของเทคนิค หลักการเชิงตรรกะแบบฟัซซี่ เทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบแบบ  $H_\infty$  ( $H_\infty$  loop shaping) และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม **เพื่อให้สามารถกำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมได้ (Fixed-Structure Robust Controller)** ดังนั้น ชุดควบคุมจึงมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและนำไปใช้งานได้จริง
3. ตัวควบคุมจะถูกนำไปประยุกต์ใช้งานจริงกับระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง เพื่อแสดงให้เห็นถึง สมรรถนะและความคงทน ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และตัวรบกวน และการนำไปใช้ได้จริง ทั้งจากการจำลองทางคอมพิวเตอร์และการทดลองจริง
4. ระบบแขนกลขับเคลื่อนด้วยลม จะเป็นระบบที่นำมาใช้ทดสอบ ซึ่งระบบดังกล่าวหากได้รับการพัฒนาให้มีคุณลักษณะสมรรถนะและความคงทนรวมทั้งแบบดัดแปรได้ขึ้นแล้วจะส่งผลต่อการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมอย่างมาก เนื่องจากจะทำให้หุ่นยนต์ดังกล่าว ราคาถูกลง น้ำหนักเบาและได้กำลังเอาต์พุตมากกว่าแบบควบคุมด้วยมอเตอร์ไฟฟ้า

### 1.8. วัตถุประสงค์

1. เพื่อนำเสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้น ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถรับประกันความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และตัวรบกวน ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงได้
2. เพื่อนำเสนอวิธีการใหม่ที่รวมเอาข้อดีของเทคนิค หลักการเชิงตรรกะแบบฟัซซี่ เทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบแบบ  $H_\infty$  ( $H_\infty$  loop shaping) และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม เพื่อให้สามารถกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมได้ ดังนั้น ชุดควบคุมจึงสามารถนำไปใช้งานได้จริง
3. เพื่อประยุกต์ใช้งานจริงกับระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ทั้ง SISO และ MIMO เพื่อให้เห็นแนวทางการนำไปใช้ได้จริง ในอุตสาหกรรม
4. เพื่อพัฒนานวัตกรรมการขับเคลื่อนระบบขับเคลื่อนหุ่นยนต์แขนกลด้วยลม ให้มีสมรรถนะมากกว่าเดิม ทำให้เกิดการนำไปใช้งานเพิ่มขึ้นในอุตสาหกรรมทั่วไป
5. เพื่อก่อให้เกิดความร่วมมือในการทำวิจัยระหว่างนักวิจัยที่ปรึกษากับอาจารย์รุ่นใหม่

### 1.9. ระเบียบวิธีวิจัย

1. หาวิธีการสังเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้นแบบคงทน ด้วยวิธีการขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสำหรับระบบควบคุมแบบคงทนแบบใหม่สำหรับระบบ SISO และ MIMO ที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง
2. ทดสอบระบบด้วยการจำลองทางคอมพิวเตอร์
3. ออกแบบแขนกลที่ขับเคลื่อนด้วยลม
4. จัดซื้ออุปกรณ์
5. สร้างหุ่นยนต์ขับเคลื่อนด้วยระบบลม ตัวควบคุมและหาค่าพารามิเตอร์ของระบบ (System Identification)
6. เปรียบเทียบผลการทดลองและผลจากการจำลองการทำงาน
7. สรุปผลการทดลองและเขียนรายงาน



## 2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยได้แก่ ทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้, ทฤษฎีการหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยเทคนิคเชิงพันธุกรรมและเทคนิค Particle Swarm Optimization

### 2.1 ทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้

พื้นฐานของเทคนิคนี้อาศัยการแปลง coprime Factorization ร่วมกับเทคนิคการควบคุมแบบ Loop Shaping ซึ่งสามารถอ่านได้จากเอกสารอ้างอิง [1-2] สำหรับเทคนิคนี้เป็นที่นิยมใช้เนื่องจากมีข้อดีเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค H infinity control แบบอื่นดังนี้

- ไม่ต้องออกแบบ uncertainty weight ซึ่งในบางระบบทำได้ยากหรือทำไม่ได้
- สามารถใช้เทคนิค Loop Shaping ซึ่งเป็นเทคนิคที่รู้จักกันดีและนิยมใช้ใน classical control มาออกแบบ ทำให้การออกแบบเข้าใจได้ง่ายกว่า
- ระบบเหมาะกับการนำไปใช้ใน Gain Scheduling Control
- อื่นๆ ดูใน [3]

อย่างไรก็ตาม เทคนิคนี้ยังมีข้อเสียเช่นเดียวกับเทคนิค H infinity control แบบอื่นๆ คือ ตัวควบคุมที่ออกแบบจะมี order สูงและโครงสร้างซับซ้อนทำให้ใช้งานจริงได้ยาก โครงการนี้ได้แก้ปัญหาดังกล่าว โดยนำเสนอเทคนิคที่สามารถออกแบบชุดควบคุมที่มีโครงสร้างง่ายและได้ผลดีเหมือนทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้ได้

สำหรับทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมนั้น มีขั้นตอนพอสั่งเข้ดังต่อไปนี้ [3]

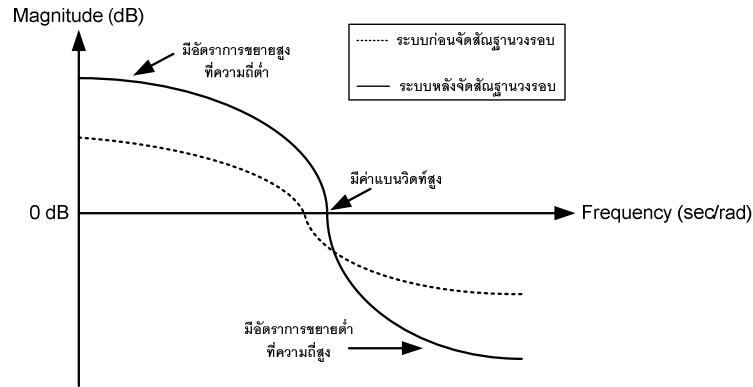
1. ออกแบบฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าหน้า (pre-compensation) คือ  $W_1$  เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดผลจากตัวรบกวน (disturbance) และออกแบบฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าหลัง (post-compensation) คือ  $W_2$  เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณ (noise sensor) สำหรับระบบ  $G$  (Plant) ซึ่งหากกำหนดให้สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับมีน้อย(ในทางปฏิบัติมักมีเซนเซอร์ที่ดี และระบบโดยทั่วไปจะลดทอนสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงอยู่แล้ว) ฟังก์ชัน  $W_2$  สามารถกำหนดเป็นค่าคงที่ได้ โดยทั่วไปอาจกำหนดค่าฟังก์ชันนำหน้าเหล่านี้เป็น

$$W_1 = K_w \frac{s + \alpha}{s + \delta}, \quad W_2 = \frac{b}{s + b} \quad (1)$$

โดยกำหนดให้  $K_w$ ,  $\alpha$ ,  $\delta$  และ  $b$  ที่มีค่าบวก และค่า  $\delta$  จะเป็นค่าบวกที่มีค่าน้อยๆจะได้ผลของ Integral ซึ่งทำให้ Steady State Error เป็นศูนย์ เป็นต้น ระบบที่มีการจัดสรรฐาน สามารถเขียนได้เป็น

$$G_s = W_1 G W_2 \quad (2)$$

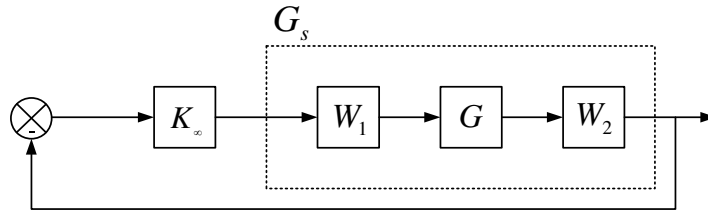
โดยทั่วไปจะกำหนดให้ฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าดังกล่าว ทำให้ระบบที่จัดสรรฐานแล้วมีค่า อัตราการขยายสูงที่ความถี่ต่ำเพื่อลดผลของตัวรบกวนและความไม่แน่นอนของระบบ อัตราการขยายต่ำที่ความถี่สูงเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวน ค่าแบนวิดท์สูงเพื่อความไวในการตอบสนอง ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 แสดงแผนภาพโบดของระบบก่อนและหลังจัดพื้นฐานวงรอบ

เมื่อดำเนินการจัดพื้นฐานที่เหมาะสมแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการสังเคราะห์หาตัวควบคุมแบบคงทนดังรูปที่

2



รูปที่ 2 แสดงภาพการ จัดพื้นฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

2. หาค่านอร์มอินฟินิตี้ต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ในการออกแบบตัวควบคุม  $K_\infty$  โดยค่านี้เรียกว่า  $\gamma_{\min}$

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\mathcal{E}_{\max}} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

ตามคำแนะนำของ [3] ถ้า  $\mathcal{E}_{\max} < 0.25$  หรือ  $\gamma_{\min} > 4$  แสดงว่า  $W_1$  และ  $W_2$  ที่ออกแบบไว้ไม่เหมาะสม ต้องทำการออกแบบใหม่

3. เลือกค่า  $\mathcal{E} < \mathcal{E}_{\max}$  และสังเคราะห์หาชุดควบคุม  $K_\infty$  โดยการแก้สมการ Ricatti Equation ของสมการต่อไปนี

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \leq \mathcal{E}^{-1} \quad (4)$$

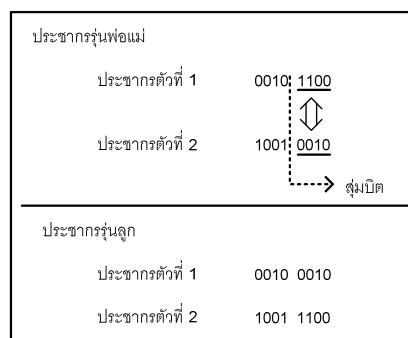
4. เมื่อได้ตัวควบคุม  $K_\infty$  แล้วจะสามารถหาตัวควบคุม  $K$  ได้ คือ

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (5)$$

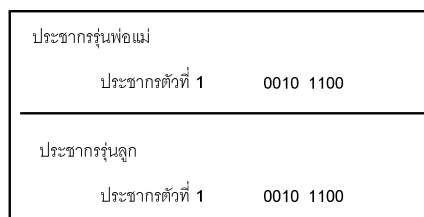
## 2.2 ทฤษฎีการหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยเทคนิคเชิงพันธุกรรม

ขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรมสามารถนำไปหาค่าที่เหมาะสม (Optimization) ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการแก้ปัญหาที่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ได้ ในโครงการนี้ใช้เทคนิคนี้ร่วมกับเทคนิคข้อ 2.1 ในการออกแบบตัวควบคุม ซึ่งสามารถอธิบายโดยสังเขปได้ดังนี้

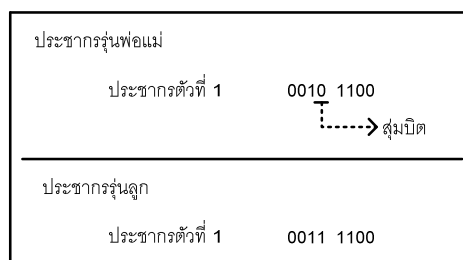
กำหนดให้ค่าหรือพารามิเตอร์ที่ต้องการหาเป็นโครโมโซม ในแต่ละรุ่น (Generation) จะมีโครโมโซม รวมกันอยู่และจะเรียกโครโมโซมเหล่านี้ว่าประชากร (Population) จำนวนประชากรในแต่ละรุ่นจะถูกกำหนด โดยผู้ออกแบบ ประชากรแต่ละตัวในรุ่นจะมีค่าฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Function) แตกต่างกันไปโดยที่ค่า ฟิตเนส เป็นค่าที่แสดงความเหมาะสมของโครโมโซมนั้นต่อปัญหาที่พิจารณา โครโมโซมที่มีค่าฟิตเนสสูงสุด จะเป็นคำตอบของรุ่นนั้น การสร้างประชากรรุ่นใหม่จะอาศัยขั้นตอนเชิงพันธุกรรม โดยถ่ายทอดพันธุกรรม จากประชากรรุ่นพ่อแม่ไปสู่ประชากรรุ่นลูก ซึ่งมีด้วยกันสามวิธีหลักๆ คือ แบบผสมข้ามพันธุ์ (Crossover) แบบถอดแบบจากต้นแบบ (Reproduction) และแบบกลายพันธุ์ (Mutation) ลักษณะของขั้นตอนวิธีเชิง พันธุกรรมจะแสดงดังรูปที่ 3



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3 (ก) แบบที่ผสมข้ามพันธุ์ (ข) แบบที่ถอดแบบจากต้นแบบ และ (ค) แบบที่กลายพันธุ์

### 2.3 เทคนิค Particle Swarm Optimization

เทคนิค Particle Swarm จะสามารถนำมาใช้ในการหาคำตอบได้ดี และในปัญหานี้พบว่าผลที่ได้ ดีกว่า GA มาก เทคนิคนี้เป็นการเลียนแบบการเคลื่อนที่ของฝูงสัตว์ โดยมีขั้นตอนดังต่อไปนี้



รูปที่ 4 การเคลื่อนที่ของฝูงสัตว์ที่เป็นหลักการของ PSO

กำหนดพารามิเตอร์ใน PSO ได้แก่ ขนาดประชากร ( $n$ ), ขอบเขตปัญหา, fitness function ( $J$ ), ความเร็วสูงสุดและต่ำสุดของ particles ( $V_{max}$  และ  $V_{min}$  ตามลำดับ), inertia weights สูงสุดและต่ำสุด ( $Q_{max}$  และ  $Q_{min}$  ตามลำดับ).

1. สร้าง  $n$  particles โดยการสุ่ม  $iter = 1$ .
2. หาค่า fitness function ( $J$ ) ของแต่ละ particle
3. ในแต่ละ particle หาดำแหน่งที่ดีที่สุดที่พบโดย particle  $i$  เรียกว่า  $X_{pi}$
4. ในแต่ละรุ่น หาดำแหน่งที่ดีที่สุดของฝูง เรียกว่า  $G$
5. เปลี่ยนค่า weight โดย

$$Q = Q_{max} - \frac{Q_{max} - Q_{min}}{iter_{max}} iter$$

$iter$  และ  $iter_{max}$  คือ รุ่นปัจจุบันและรุ่นสูงสุดตามลำดับ

6. เปลี่ยนตำแหน่งของแต่ละ particle โดยสมการต่อไปนี้

$$v_i(iter + 1) = Qv_i(iter) + \alpha_1[\gamma_{1i}(X_{pi} - X_i(iter))] + \alpha_2[\gamma_{2i}(G - X_i(iter))]$$

$$X_i(iter + 1) = X_i(iter) + v_i(iter + 1)$$

7. ทำซ้ำในขั้นตอนที่ 2 ถึง 6 จนกว่าจะถึงค่า  $iter$  สูงสุด
- ในงานวิจัยนี้ ใช้เทคนิคนี้กับวิธีการที่นำเสนอ ในระบบ MIMO

### 3. เทคนิคใหม่ที่น่าสนใจ

ข้อเสียของระบบควบคุมแบบการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ คือ ตัวควบคุมที่สังเคราะห์ได้มีโครงสร้างซับซ้อนและลำดับสูงมาก ทำให้ใช้งานจริงได้ยาก เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว ในงานวิจัยนี้จึงนำเสนอเทคนิคที่สามารถกำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมได้ ทำให้ตัวควบคุมมีขนาดเล็กลงและมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน(เทคนิคในหัวข้อ 3.1) ในงานวิจัยยังได้ขยายเทคนิคในการออกแบบ weight ที่เหมาะสมที่สุดตามความต้องการทาง Time domain และ Frequency Domain ของผู้ออกแบบได้ ทำให้ลดขั้นตอนในการออกแบบตัวควบคุม (เทคนิคในหัวข้อ 3.2) ในหัวข้อ 3.3 จะแสดงเทคนิคที่ขยายการใช้งานของงานวิจัยนี้ให้สามารถควบคุมในย่านการทำงานที่มากขึ้นโดยใช้พีชชีมาขยายช่วงการใช้งาน

### 3.1 Fixed Structure Robust Loop Shaping Control by GA (PSO)

ตัวควบคุมที่ออกแบบขึ้นตามเทคนิคในหัวข้อที่ 2.1 จะสังเคราะห์จากการแก้สมการรึคาคิทำให้มีโครงสร้างตัวควบคุมที่ซับซ้อน ลำดับสูงและยากต่อการนำไปใช้งาน ผู้วิจัยได้นำเสนอเทคนิคในงานวิจัยนี้ ดังนี้

ขั้นตอนแรกออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยก่อน (pre-compensation)  $W_1$  และออกแบบฟังก์ชันน้ำหนักชดเชยหลัง (post-compensation)  $W_2$  และทดสอบค่า  $\mathcal{E}_{max}$  เพื่อให้ได้ค่าฟังก์ชันน้ำหนักที่เหมาะสม ตามแบบของการจัดสัณฐานวงรอบเอชอนฟินีดีแบบเดิม จากนั้นเมื่อได้ฟังก์ชันชดเชยที่เหมาะสมแล้ว จะกำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมที่จะออกแบบขึ้นเป็น  $K(p)$  เมื่อ  $p$  คือ เวกเตอร์พารามิเตอร์ของตัวควบคุมที่ต้องการหา เพื่อให้ระบบควบคุมเหมาะสมที่สุด โครงสร้างนี้อาจออกแบบเป็นตัวควบคุมแบบเชิงเส้นแบบใดก็ได้ อาทิเช่น PI, PID ฯลฯ หากพิจารณาสมการที่ (5) ได้ว่า

$$K(p) = W_1 K_\infty W_2 \quad (6)$$

$$K_\infty W_2 = \frac{K(p)}{W_1} \quad (7)$$

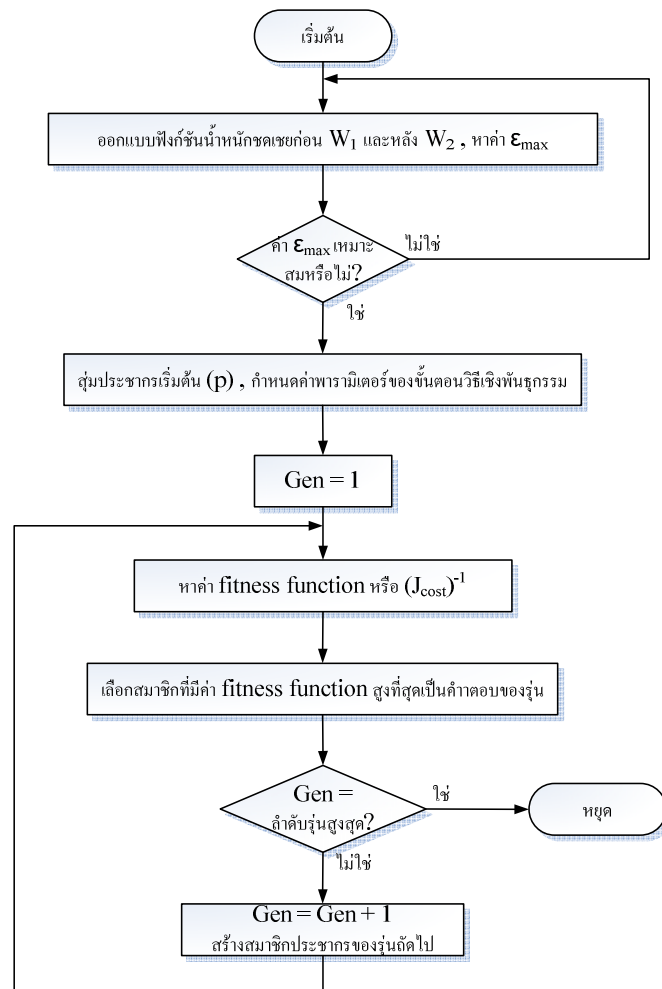
โดยกำหนดให้  $W_1^{-1} \in \mathcal{RH}_\infty$  และหากให้  $W_2 = I$  คือค่าคงที่แล้ว

$$K_\infty = \frac{K(p)}{W_1} \quad (8)$$

แทนค่าสมการที่ (8) ลงใน (4) ดังนั้นปัญหาในการออกแบบที่เหมาะสมที่สุดที่นำเสนอโดยผู้วิจัย คือ หาค่าพารามิเตอร์  $p$  ใน  $K(p)$  ที่ทำให้ฟังก์ชัน  $J_{\cos t}$  ตามสมการข้างล่างนี้มีค่าต่ำสุด

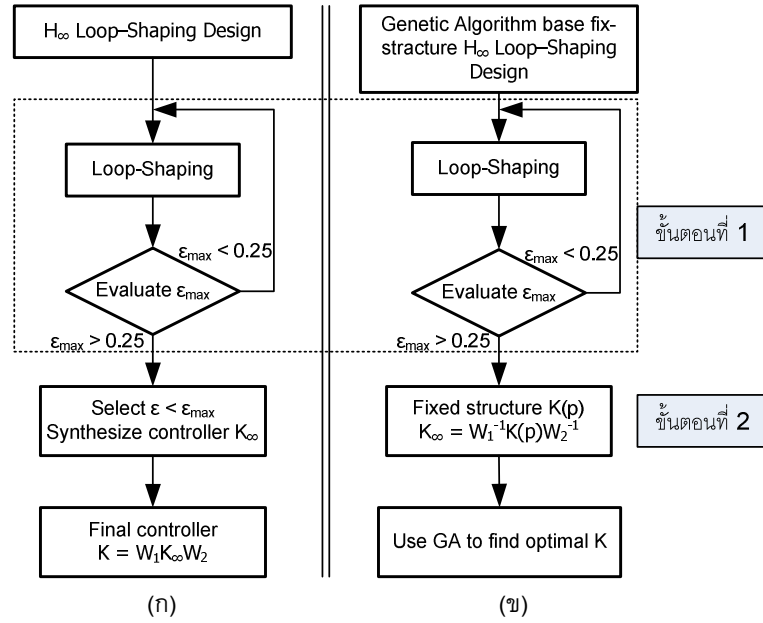
$$J_{\cos t} = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (9)$$

การหาค่าต่ำสุดของระบบต่างๆ อาจใช้เทคนิค optimization ต่างๆได้ โดยอาจใช้ GA ในหัวข้อ 2.2 หรือเทคนิค PSO ในหัวข้อ 2.3 ก็ได้ ตัวอย่างการใช้ GA แสดงในรูปที่ 6



รูปที่ 6 แสดงแผนผังการทำงานของ การออกแบบขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

จากรูปที่ 6 เป็นผังการทำงานของ GA โดยสังเขป หากจำนวนรุ่นเท่ากับจำนวนรุ่นสูงสุดแล้ว GA จะให้คำตอบที่ดีที่สุดและใช้คำตอบนั้นเป็นตัวควบคุม รูปที่ 7 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างการออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอกับการออกแบบแบบเดิมของ McFalan et.al. [3] จากรูปจะเห็นว่า ขั้นตอนที่แตกต่างกันระหว่างสองวิธีการคือช่วงที่สองใน Flow Chart โดยที่ชุดควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีเอชอินฟินิตี้แบบเดิมจะต้องกำหนดค่า ( $\varepsilon$ ) ให้มีค่าต่ำกว่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด ( $\varepsilon_{max}$ ) เล็กน้อยแล้วสังเคราะห์ชุดควบคุม ( $K_{\infty}$ ) ขึ้นมา ขณะที่ วิธีที่นำเสนอจะกำหนดโครงสร้างชุดควบคุมไว้ก่อนแล้วจึงหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ได้ค่าเผื่อเสถียรภาพสูงสุด ( $\varepsilon$ ) แทน



**รูปที่ 7** เปรียบเทียบการสังเคราะห์ชุดควบคุมระหว่าง (ก) ชุดควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ และ (ข) ชุดควบคุมแบบจัดสัญญาณวงรอบเอชอินฟินิตี้ที่กำหนดโครงสร้างได้ด้วยขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม

### 3.2 Weight Optimization and Fixed Structure Robust Loop Shaping Control

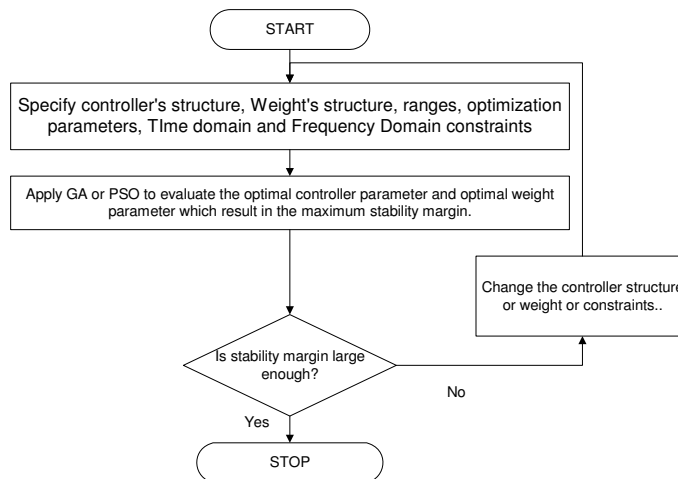
เทคนิคที่นำเสนอใน 3.1 ยังมีข้อลำบากและใช้เวลานานในการออกแบบ Weight ที่เหมาะสม โดยปกติการเลือก weight จะต้องพิจารณาข้อกำหนดที่ต้องการทั้งในแง่ Time domain และ Frequency Domain ซึ่งทำให้ออกแบบลำบาก [4] ทางผู้วิจัยจึงได้พัฒนาเทคนิคในหัวข้อ 3.2 นี้ขึ้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โดยเทคนิคนี้ผู้ออกแบบจะออกแบบเพียงโครงสร้างของ Weight, ข้อกำหนดสมรรถนะทาง Time Domain และ Frequency Domain, โครงสร้างของตัวควบคุมเท่านั้น เทคนิคที่นำเสนอกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

1. กำหนดโครงสร้างของ Weight โดยมากให้  $W_2 = 1$  ให้พารามิเตอร์ใน weight ที่ต้องการหา คือ  $x$  และกำหนดโครงสร้างของตัวควบคุม  $K(p)$  ให้พารามิเตอร์ที่ต้องการหา คือ  $p$
2. กำหนดสมรรถนะทาง Time domain และ Frequency Domain สำหรับ Weight ที่จะออกแบบ โดยมากสมรรถนะจะได้แก่ overshoot, Settling time, Steady state error, Bandwidth, Gain
3. ปัญหาการออกแบบตัวควบคุม คือ

การหาพารามิเตอร์ ใน weight  $W_1$  และ  $K(p)$  ตามลำดับ ที่ทำให้ค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพในสมการข้างล่างนี้มากที่สุด โดยอาจกำหนดค่า Fitness เป็น

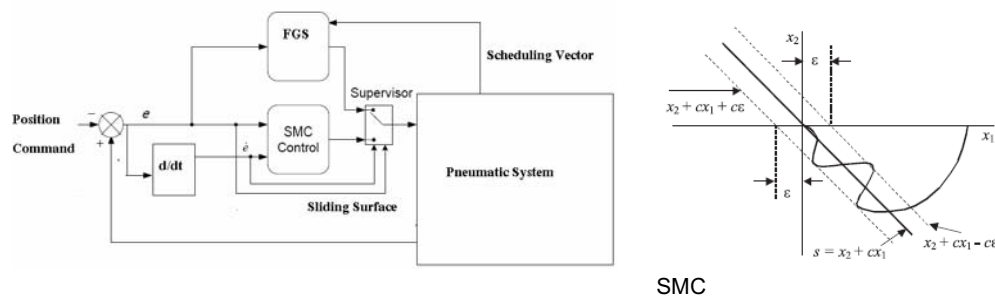
$$\text{Fitness}(J) = \begin{cases} \left( \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_0 K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \right)^{-1} & \text{if the constraints are met} \\ 0.0001 & \text{otherwise} \end{cases}$$

อย่างไรก็ตาม การหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุด อาจใช้ GA หรือ PSO ได้ สำหรับการเปรียบเทียบการออกแบบกับ H infinity Loop Shaping แบบเดิมนั้นจะเป็นไปตามรูปข้างล่างนี้



### 3.3 Robust Hybrid Sliding Mode Control and Fuzzy Gain Scheduler

ระบบที่ออกแบบในหัวข้อ 3.1 และ 3.2 สามารถนำไปใช้ได้ ใน operating range ระดับหนึ่ง หาก range ของการควบคุมมากขึ้น ทำให้ระบบมีความเป็น nonlinear สูงแล้ว ระบบที่ออกแบบด้วยตัวควบคุมตัวเดียว จะยังไม่ได้สมรรถนะที่ดี แม้ว่าจะยังมีเสถียรภาพอยู่ก็ตาม ในงานวิจัยนี้จึงได้นำตัวควบคุมแบบฟัซซี่ เกนสเกดูลิ่ง มาทำการสเกดูลิ่งตัวควบคุมแบบ Fixed Structure แบบ output feedback control ที่ออกแบบไว้ สำหรับการรับประกันความคงทนของระบบทั้งหมดนั้นทำได้ยาก เนื่องจากตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้นและ ทฤษฎีเชิงเส้นไม่สามารถใช้ได้ ในงานวิจัยจึงนำเสนอ Hybrid SMC-FGS, ในงานวิจัยนี้จะกำหนด boundary จาก sliding surface  $\mathcal{E}$  และหากระบบเข้าสู่ boundary นี้แล้วจะเลือกตัวควบคุมแบบ FGS แทน



SMC เป็นระบบควบคุมที่ออกแบบง่ายและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นทั่วไป หลักการออกแบบจะต้องกำหนด sliding surface โดยที่ ลักษณะตัวควบคุมจะเป็นดังนี้ จะมีการควบคุมให้ระบบเข้าสู่ sliding surface โดยใช้การสวิตช์ การเข้าสู่ surface นั้นอาจแบ่งออกเป็นสองช่วง คือ Reaching Phase กับ Sliding Phase อย่างไรก็ตาม ในส่วนของ Sliding Phase นั้นมักเกิด Chattering และระบบมักมี Performance ไม่เป็นไปตามต้องการ SMC ในการใช้ SMC กับระบบนิวแมติกนั้นจะมีใช้กันอย่างแพร่หลาย แต่มีปัญหาก็คือ ระบบจะเกิด chattering ซึ่งอาจทำให้วาล์วลูกได้ ดูรายละเอียดการออกแบบได้ตาม [9-10] ตัวอย่างการออกแบบหนึ่ง [10] แสดงตามวิธีการข้างล่างนี้ ในระบบนิวแมติกมีสมการ nonlinear plant เป็นดังนี้

$$M(y, t) \frac{d^2 y}{dt^2} + F(M, \dot{y}, y) = u(t) + d(t) \quad \text{เมื่อ } M \text{ คือ มวลลูกสูบและโหลด, } F \text{ คือ แรงเสียด}$$

ทานและคอมเพรสชั่นของอากาศ,  $u$  คืออินพุต และ  $d$  คือ disturbance สมมติให้ state และสัญลักษณ์เป็นนี้



$\dot{x} = [y, \dot{y}]$  และ  $Q(y, t) = M(y, t)^{-1}$  ตามลำดับและระบบมี uncertainty อยู่ใน bound

$$q_1 \leq Q(y, t) \leq q_2, \left| F(M, \dot{y}, y) \right| \leq f_1 \left| \dot{y} \right| + f_2 \left| y \right| + f_e, |d(t)| \leq d$$

กำหนดให้ Sliding surface เป็น เมื่อ  $e_r$  เป็น error จาก reference model ที่กำหนดแล้ว

$$u(t) = -\frac{1}{q_1} \frac{S}{|S|} w(t) \quad \text{for } |S| \neq 0$$

$$= 0 \quad \text{for } |S| = 0$$

$$\text{เมื่อ } S = c_1 \dot{e} + c_2 e, \quad w(t) = |a_{m1} y_m| + |a_{m1} \dot{y}_m| + |b_m r| + q_1 d + c_1 \left| \dot{e} \right| + q_2 (f_1 \left| \dot{y} \right| + f_2 \left| y \right| + f_e),$$

### FGS

จะเป็นการออกแบบให้สามารถนำตัวควบคุม local controller หลายๆตัวมาทำงานร่วมกัน โดยกฎของฟัซซี่ ดังนี้

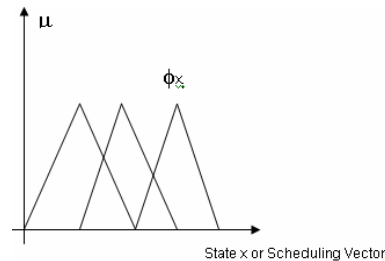
**กฎ If (current state or Scheduling vector) then (control gain)**

โดย (current state) เป็นตัวแปรฟัซซี่ และ (control policy) เป็นเกณฑ์ที่เลือกจาก mating pool หรือ controller ที่คำนวณได้จากจุด Operating Point หลายๆจุด สำหรับ scheduling vector ในงานวิจัยนี้เลือกเป็น ตำแหน่งของลูกสูบ เพื่อให้มั่นใจว่าระบบมีความคงทนสมรรถนะที่ดีแม้มีการเปลี่ยนแปลง operating point อาจนำเสนอโดยกำหนดให้ ค่า

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_{ij}^{-1} K_n(p) \end{bmatrix} (I - W_{2ij} G_0 K_n(p))^{-1} [I \quad G_{sj}] \right\|_{\infty} \quad \text{มากกว่าค่าที่กำหนด}$$

เมื่อ n คือ จุดทำงานที่ออกแบบ, ij หมายถึง จุดทำงานข้างเคียงรอบจุดทำงาน n

ข้อกำหนด constraint นี้ จะทำให้ระบบมี robust performance แม้ว่าจะเปลี่ยนจุดทำงานไปใกล้จุดข้างเคียงก็ตาม (Optional)



โดยที่ตัวอย่างกฎ สำหรับอินพุตสองอินพุต หรือสเกตูลิ่ง เวกเตอร์สองชุด เขียนได้เป็น

$$Rs^{wz} : IF \ x_1 = \Phi x^w \text{ and } x_2 = \Phi x^z \text{ THEN } u_{wz} = K_{wz}$$

โดยที่  $\Phi x$  เป็นค่าทางภาษา (linguistic term),  $x$  เป็น state หรือ Scheduling Vector,  $u$  คือ ตัวควบคุม,  $K$  คือเกณฑ์ที่ออกแบบไว้ตั้งแต่แรก การทำ defuzzification สามารถใช้แบบใดก็ได้ในงานวิจัยนี้ใช้ singleton แต่ที่นิยมคือแบบ Takagi-Sugano ดังนี้

$$u = \sum_j w^j(x^d) \cdot K^*(y - y^d) + u^d \quad \text{เมื่อ}$$

$$w_s^i(x) = \frac{\mu_s^i(x)}{\sum_i \mu_s^i(x)} \in [0,1], \quad \sum_i w_s^i(x) = 1,$$

$$\mu_C^j(x) = \wedge_k \left( \mu_{\Phi X_k^j}(x) \right) = \min \left( \mu_{\Phi X_1^j}(x_1), \mu_{\Phi X_2^j}(x_2), \dots, \mu_{\Phi X_n^j}(x_n) \right).$$

การรับประกันเสถียรภาพทำได้โดยทฤษฎีต่อไปนี้ อย่างไรก็ตาม ทฤษฎีนี้ต้องตรวจสอบ state ทุกตัวซึ่งในทางปฏิบัติเป็นไปได้ยาก (ต้องติดตั้ง pressure sensor และ controller จะซับซ้อน) หรือไม่ก็สร้าง observer อีก ทั้งยังไม่สามารถรับประกันความคงทนได้ ในงานวิจัยนี้จึงใช้ Hybrid SMC-FGS มาแก้ปัญหาดังกล่าว

#### 4. วิธีทดลองและผลการทดลอง

การทดลองในงานวิจัยแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ ส่วนที่เป็นการออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนสำหรับระบบเชิงเส้นแบบใหม่ โดยได้ดำเนินการประยุกต์เข้ากับระบบ SISO แบบต่างๆ ได้แก่ ระบบนิวแมติก , วงจรพีซีทูพีซี คอนเวอร์เตอร์ และในระบบ MIMO System ได้แก่ ระบบหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม, ระบบหอกลับปีโตเลียมและระบบ Himat อีกส่วนคือ การออกแบบตัวควบคุมโดยหลักการฟัซซี่ เพื่อให้สามารถนำระบบไปใช้ในงานที่มากขึ้นและเหมาะกับระบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงขึ้น โดยได้ดำเนินการประยุกต์กับฐานของหุ่นยนต์ล้มที่มีความยาวมาก

หัวข้อนี้ของรายงานฉบับนี้จะแสดงการประยุกต์ใช้กับระบบต่างๆ ส่วนรายละเอียดโดยละเอียดสามารถอ่านได้จาก บทความวารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ตีพิมพ์แล้ว รวมทั้งที่กำลังส่งตีพิมพ์บางส่วนในภาคผนวกของรายงานฉบับนี้

##### 4.1 การทดลองในหุ่นยนต์ล้ม (ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติในภาคผนวก ก.)

การทดลองได้ดำเนินการสร้างหุ่นยนต์ล้ม ขนาด 4 แกน โดยมีแกนเคลื่อนที่เป็น prismatic joint จำนวนสองชุดและเป็นข้อต่อหมุน จำนวน 1 ชุดและเป็น gripper ที่หมุนได้จำนวน 1 ชุด ระบบขับเคลื่อนด้วยลมขนาด 450 kPa และเป็นลักษณะหุ่นยนต์แขนกลประเภททรงกระบอก (Cylindrical Robot Arm) ซึ่งเป็นหุ่นยนต์ที่นิยมใช้อย่างมากในอุตสาหกรรมเนื่องจากการเคลื่อนที่ได้หลายแนว ระบบหุ่นยนต์ล้มขับเคลื่อนด้วยวาล์วเซอร์โว ซึ่งในที่นี้ใช้วาล์ว Festo MPYE-5-1/8-010B ซึ่งเป็นวาล์วควบคุมอัตราการไหลลมได้ ส่วนกระบอกสูบใช้เป็นแบบ rodless โดยแกนตั้งเป็นกระบอกสูบ SMC-MS-B30R, แกนนอนเป็น SMC CDY1S10H-190 และในส่วนของแกนหมุนใช้กระบอกสูบของ KOGRNGI รุ่น MSR 16x300 เซนเซอร์ที่ใช้ตรวจสอบจะเป็น Linear potentiometers ที่สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการเนื่องจากงบประมาณจำกัด การควบคุมใช้ไมโครโปรเซสเซอร์และการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ รูปที่ 8 แสดงหุ่นยนต์ล้มที่สร้างขึ้นพร้อมกับวาล์วเซอร์โวที่ใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 8 (ก) หุ่นยนต์ล้มที่พัฒนาขึ้นและ (ข) วาล์วเซอร์โวที่ใช้

ระบบดังกล่าวจะมี dynamic system ตามสมการที่ (1) นี้

$$\begin{bmatrix} J+m_2r^2 & 0 & 0 \\ 0 & m_1+m_2 & 0 \\ 0 & 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{h} \\ \ddot{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2m_2r\dot{r}\dot{\theta} \\ 0 \\ -m_2\dot{\theta}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (m_1+m_2)gh \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

$$\tau = [n_1 \quad f_2 \quad f_3]^T \quad (1)$$

เมื่อ  $m_1$  และ  $m_2$  คือ มวลของลิงก์ในแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับ,

$\theta$  คือ มุมในแนวหมุน,  $g$  คือ ความเร่งโน้มถ่วง,  $J$  คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของลิงก์,

$H$  คือ ระยะของลูกสูบในแนวแกนตั้ง,  $r$  คือ ระยะของลูกสูบในแนวแกนนอน,

$\tau$  คือ เวกเตอร์ของแรงหรือแรงบิด โดยมีสามแนว คือ  $n_1$ ,  $f_2$  และ  $f_3$  คือ แรงบิดในแนวหมุน, แรงในแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับ ส่วนโมเดลของ actuator จะเป็นดังนี้

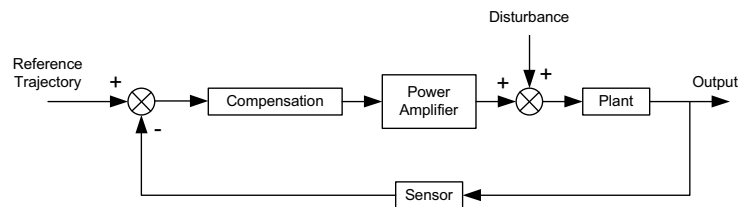
$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{k_1}{s \left( s^2 + \frac{C}{M}s + k_2 \right)}$$

เมื่อ  $k_1 = \frac{\gamma RTG}{M} \left( \frac{A}{V_{1o}} + \frac{A}{V_{2o}} \right)$ ,  $k_2 = \frac{\gamma}{M} \left( \frac{A^2 P_{1o}}{V_{1o}} + \frac{A^2 P_{2o}}{V_{2o}} \right)$ ,  $y(s)$  คือ position output,  $u(s)$  คือ valve's input

voltage,  $A$  คือ bore area,  $C$  คือ viscous friction coefficient,  $\gamma$  คือ the ratio of specific heat = 1.4,  $V_{io}$  คือ air's volume ใน chamber  $i$  ที่ nominal position,  $M$  คือ total load mass,  $P_i$  คือแรงดันใน chamber  $i$ ,  $T$  คืออุณหภูมิอากาศ (K),  $R$  คือ gas constant = 29.2 m/K.

จากการทดลองหา plant โดยใช้การควบคุมแบบ independent joint control ทำให้สามารถคิดผลของ coupling ต่างๆใน plant เป็น disturbance ได้และสามารถออกแบบระบบควบคุมให้คงทนต่อ disturbance จากการทำ system identification ของแกน vertical โดยให้แก่อื่นอยู่ที่จุด nominal plant พบว่า ระบบมี transfer function เป็น

$$G_0 = \frac{0.47947(s+90.76)}{(s+0.4231)(s^2+16.97s+167.9)}$$



รูปแสดง independent joint control

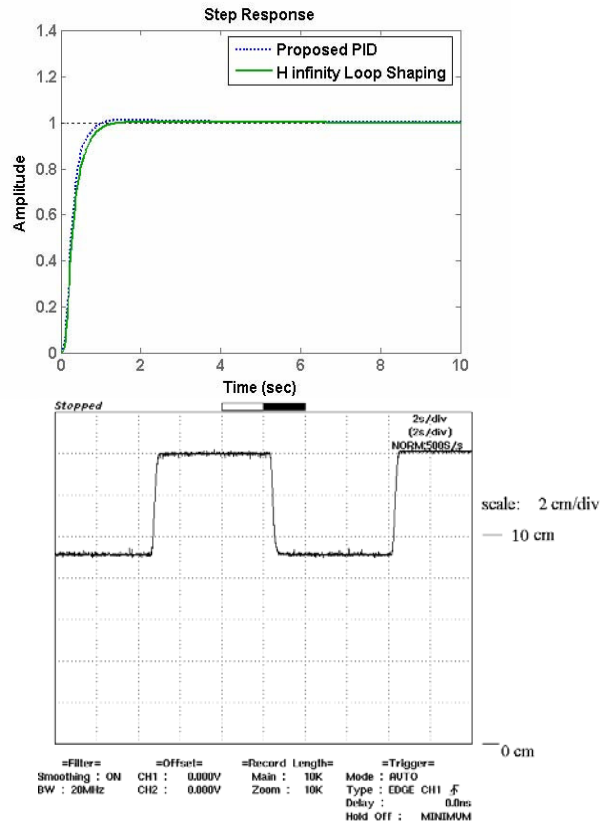
ระบบที่ควบคุมโดยวิธีการที่นำเสนอ (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ก.1) ในการออกแบบนี้จะทำการหาค่า weight และตัวควบคุมโดยอัตโนมัติ ซึ่งทำให้ลดขั้นตอนการออกแบบจากเทคนิคใน [3] โดยกำหนด constraint ทั้ง time domain ซึ่งได้แก่ overshoot, setting time, steady state error และ frequency domain ซึ่งได้แก่ low frequency gain, bandwidth เป็นต้น (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ก.1) ตัวควบคุมที่สังเคราะห์ได้จะมีส่วนเพื่อเสถียรภาพเท่ากับ 0.545 และมีชุดควบคุมคือ

$$(PPID)K^*(p) = \left( 11.013 + \frac{5.6444}{s} + \frac{38.639s}{74.162s+1} \right)$$

ขณะที่เทคนิค การจัดสัญญาณวงรอบ H infinity แบบเดิมได้ส่วนเพื่อเสถียรภาพเท่ากับ 0.546 และมีชุดควบคุมคือ

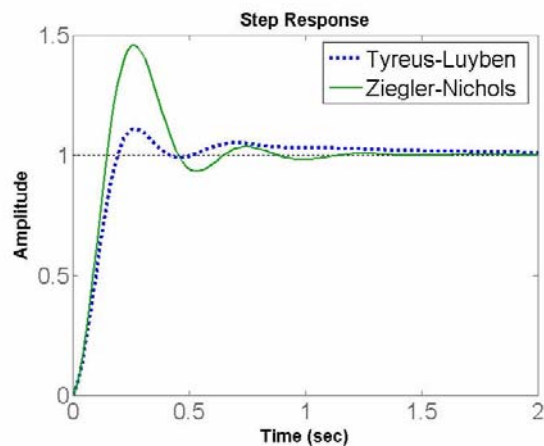
$$(HLS)K(s) = \frac{372.3s^4 + 6714s^3 + 67960s^2 + 55790s + 11950}{s^5 + 40s^4 + 701.3s^3 + 6310s^2 + 2648s + 2.641}$$

จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของชุดควบคุมที่นำเสนอไม่ซับซ้อนและมี order ต่ำกว่าแบบเดิมมากในขณะที่มีส่วนเพื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกัน เมื่อนำไปทดสอบกับระบบจริงและการจำลองได้ผลตามรูปข้างล่างนี้



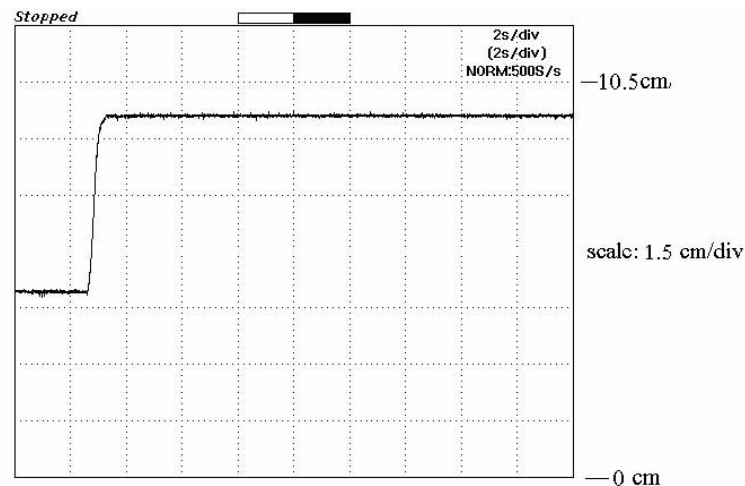
รูปที่ 9 แสดงผลตอบสนองเปรียบเทียบและผลการทดลองจริง

เมื่อเปรียบเทียบกับ การออกแบบแบบไม่ใช้โมเดลของ Ziegler-Nichols method, Tyreus-Luyben rule พบว่า ระบบที่นำเสนอมี overshoot และ settling time ต่ำกว่า ดังรูปที่ 10



รูปที่ 10 แสดงผลตอบสนองจากตัวควบคุมจากเทคนิค Ziegler-Nichols method, Tyreus-Luyben rule

เมื่อดำเนินการเปลี่ยนพารามิเตอร์ในระบบที่ควบคุมด้วยเทคนิคที่นำเสนอ เช่น ความดันลม เปลี่ยนไป 80% น้ำหนักที่หุ่นยนต์จับเปลี่ยนไป 100% และการเคลื่อนที่ของแกนอื่นๆของหุ่นยนต์ (coupling) พบว่าระบบยังคงตอบสนองใกล้เคียงเดิม ดังรูปที่ 11



รูปที่ 11 แสดงผลการทำงานเมื่อระบบมีการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

## สรุป

เทคนิคที่นำเสนอมีโครงสร้างง่ายกว่า order น้อยกว่าและมีส่วนเพื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกับเทคนิค H infinity loop shaping ผลตอบสนองของระบบที่นำเสนอจะคล้ายกับเทคนิคเดิม อย่างไรก็ตาม โครงสร้างที่ง่ายกว่าทำให้สามารถนำไปใช้งานได้จริง เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคเดิมที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรมทั่วไป เช่น Ziegler-Nichols method, Tyreus-Luyben tuning rule พบว่า เทคนิคที่นำเสนอให้ผลตอบสนองที่ดีกว่า โดยมี maximum overshoot น้อยกว่าและมี settling time ต่ำกว่า ผลการทดลองยืนยันให้เห็นว่า เทคนิคที่นำเสนอสามารถใช้จริงกับหุ่นยนต์ที่มีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

รายละเอียดของเทคนิคที่นำเสนอประยุกต์ใช้กับหุ่นยนต์สามารถดูได้จากบทความ

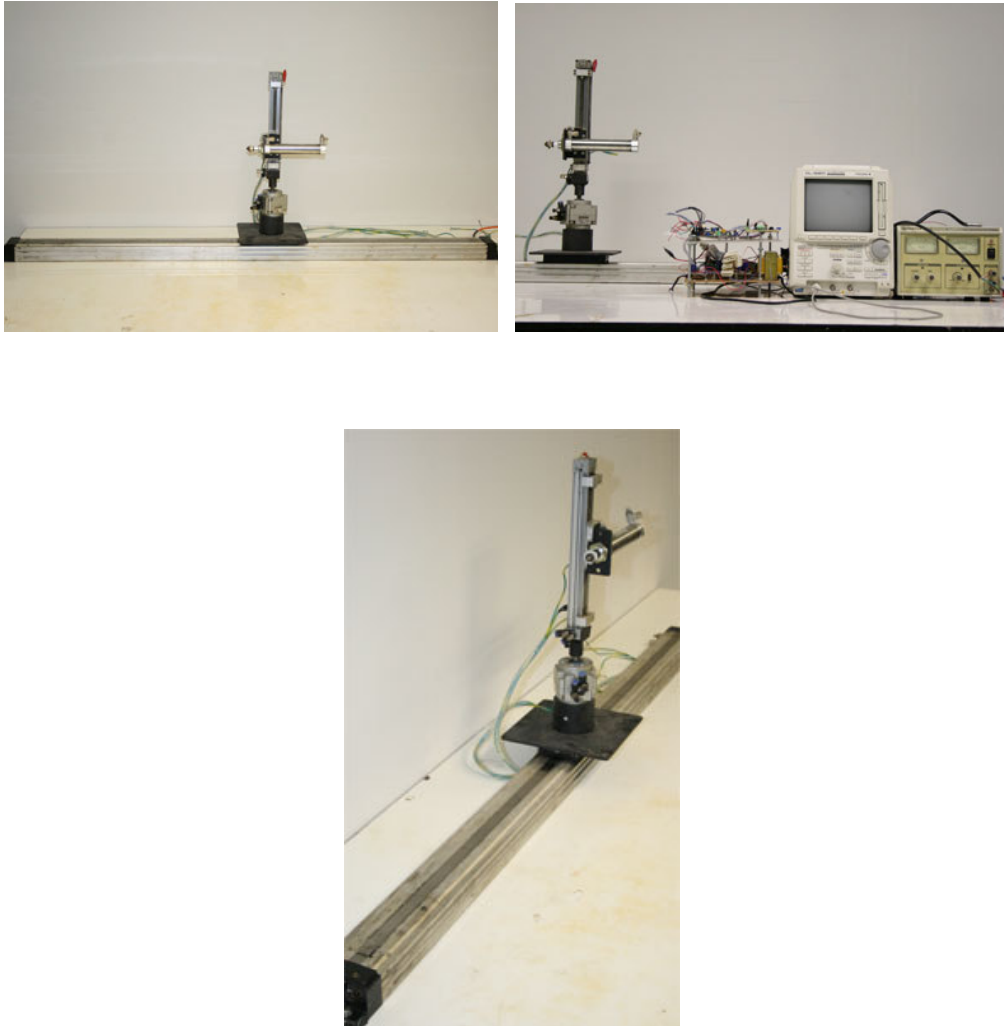
Kaitwanidvilai S, Parnichkun M, “Design of Structured Controller Satisfying H Infinity Loop Shaping using Evolutionary Optimization: Application to a Pneumatic Robot Arm” *Engineering Letters*; Vol. 16, Issue 2, pp. 193-201.

ซึ่งแนบมาในภาคผนวก ก. 1

## 4.2 ผลการทดลองในระบบกลขนาดใหญ่ (ฐานของหุ่นยนต์) (กำลังส่งดีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ)

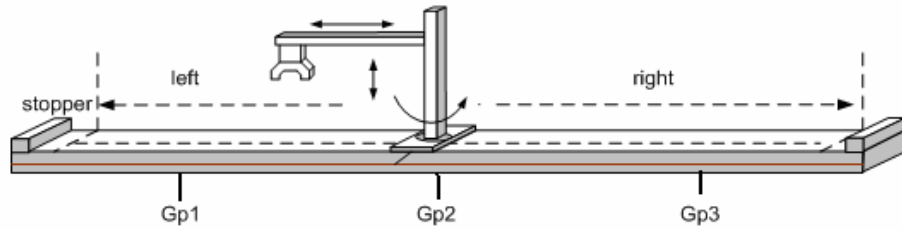
ในการออกแบบระบบที่มีขนาดใหญ่และมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง จะต้องใช้ตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม การออกแบบตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้นมักทำได้ยากและมีขั้นตอนซับซ้อน เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้ ระบบสามารถออกแบบตัวควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยตัวควบคุมแบบเชิงเส้นหลายๆชุดมารวมกัน โดยการรวมกันอาจใช้เทคนิคต่างๆเช่น Gain Scheduling, Fuzzy Scheduling เป็นต้น ในงานวิจัยนี้จึงได้พัฒนาเทคนิคในหัวข้อ 3.3 ขึ้นเพื่อควบคุมระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ระบบที่ออกแบบในส่วนนี้

คือ รางของหุ่นยนต์ลมสี่แกน ซึ่งมีความยาวมาก เปรียบได้กับระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ดังแสดงในรูปที่ 12



รูปที่ 12 แสดงหุ่นยนต์ที่สร้างขึ้นในโครงการวิจัยและรางเคลื่อนที่หุ่นยนต์

ในแกนเคลื่อนที่แนวราบของหุ่นยนต์ลมจะประกอบด้วยกระบอกลมที่มีความยาวมากซึ่งถือว่าเป็นระบบควบคุมที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ดังนั้น จึงอาศัยเทคนิคที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2 และ 3.3 มาออกแบบตัวควบคุม หัวข้อ 3.2 จะใช้เพื่อทำการออกแบบ local controller ส่วนหัวข้อ 3.3 จะทำการรวม controller ทั้งหมด ให้เป็น nonlinear controller ในขั้นตอนแรกจะทำการหา plant ของระบบที่จุดทำงานต่างๆ ซึ่งได้แก่ Gp1-Gp3



โดยทำการหา System Identification แบบ Black Box Modeling ซึ่งพิจารณาจาก dynamic System ของระบบกระบอกลูกกลม ได้ plant ดังนี้

$$G_{p1} = \frac{2.9747(s+40.76)}{(s+0.051)(s^2 + 27.97s+310.9)} \quad , \quad G_{p2} = \frac{2.3747(s+60.76)}{(s+0.044)(s^2 + 32.97s+290.9)} \quad G_{p3} = \frac{4.2987(s+34.76)}{(s+0.08)(s^2 + 29.97s+350.9)}$$

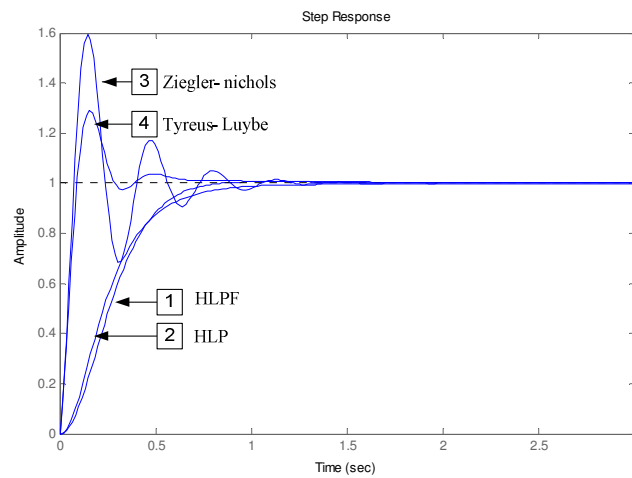
จากนั้นจะทำการออกแบบ Controller แต่ละจุดโดยใช้เทคนิคที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2 ได้ผลดังตารางข้างล่างนี้

| Compare controller |      |               | Weight ( $W_1$ )    | Controller   |
|--------------------|------|---------------|---------------------|--|
| Plant              | Type | $\varepsilon$ |                     |  |
| $G_{p1}$           | HLPF | 0.5602        | $15.71s + 0.6368$   | $10.7392 + \frac{0.8721}{s} + \frac{(0.0061s)}{(0.001s+1)}$  |
|                    | HLP  | 0.6071        | $s + 0.001$         | $\frac{313.2304 (s+0.04067) (s^2 + 28.46s + 315.7)}{(s+235.1) (s+0.04053) (s^2 + 38.61s + 561.3)}$ |
| $G_{p2}$           | HLPF | 0.5482        | $9.756s + 0.3158$   | $6.9815 + \frac{0.4131}{s} + \frac{(0.0026s)}{(0.001s+1)}$   |
|                    | HLP  | 0.6035        | $s + 0.001$         | $\frac{243.9216 (s+0.03253) (s^2 + 33.39s + 299.8)}{(s+181.5) (s+0.03237) (s^2 + 41.03s + 543.4)}$ |
| $G_{p3}$           | HLPF | 0.5737        | $15.0984s + 1.4460$ | $10.8343 + \frac{1.2064}{s} + \frac{(0.0037s)}{(0.001s+1)}$  |
|                    | HLP  | 0.6126        | $s + 0.001$         | $\frac{331.3351 (s+0.09529) (s^2 + 30.47s + 355.7)}{(s+252.2) (s+0.09576) (s^2 + 41.35s + 609.8)}$ |

**หมายเหตุ** ค่า  $\varepsilon$  ของชนิด HLP เป็นค่าสูงสุดที่หามาได้ แต่ controller ใช้จากค่า  $\varepsilon$  ที่เลือกค่าน้อยกว่า  $\varepsilon_{\max}$  เพียง 1 % , HLPF คือ Weight optimization and Fixed Structure Robust loop shaping controller (เทคนิคที่นำเสนอ 3.2), HLP คือ Robust Loop Shaping ใน [3],  $G_{p1}, G_{p2}, G_{p3}$  คือ System Identification

จากผลการทดลองพบว่า เทคนิคแบบ HLP และ HLPF ได้ผลของส่วนเพื่อเสถียรภาพและผลตอบสนองทั้งทาง Frequency Domain และ Time Domain ใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตาม จากเทคนิคในหัวข้อ 3.3 ได้ทำการออกแบบ Hybrid SMC-FGS โดยใช้ local controller เป็น HLPF เพื่อควบคุมระบบและเปรียบเทียบกับระบบที่ single HLPF เพียงตัวเดียว ผลการทดลองทั้งหมดแสดงดังต่อไปนี้  
ผลการทดลองที่ได้แสดงดังรูปข้างล่างนี้

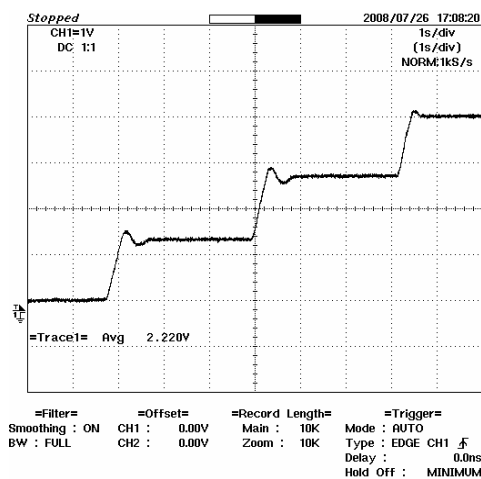
ส่วนแรกแสดงผลการตอบสนองการจำลองการทำงานที่ nominal plant



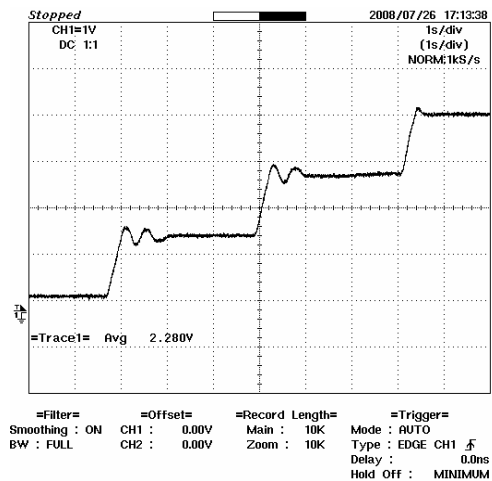
รูปแสดงการเปรียบเทียบการออกแบบระบบแบบต่างๆ

จะเห็นว่า ระบบ ที่นำเสนอได้ผลตอบสนองดีกว่าเทคนิคแบบที่ใช้ในอุตสาหกรรมทั่วไป คือ Ziegler-Nichols method, Tyreus-Luyben tuning rule

ส่วนที่สองเป็นผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันได ที่จุดทำงานอื่น

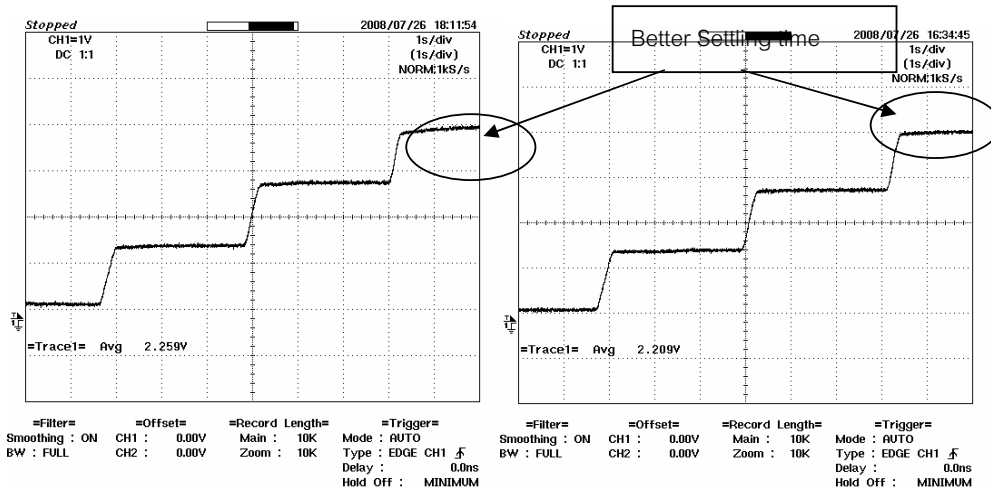


(ก) Tyreus-Luyben rule



(ข) Ziegler-Nichols method



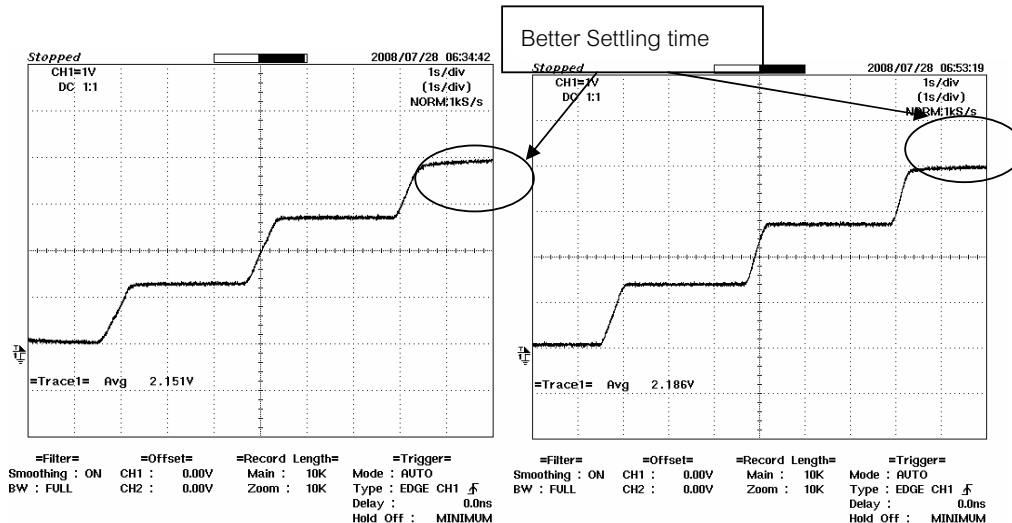


(ค) Single HLPF

(ง) Hybrid SMC-FGS

รูปแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดของระบบที่ออกแบบด้วยเทคนิคต่างๆ

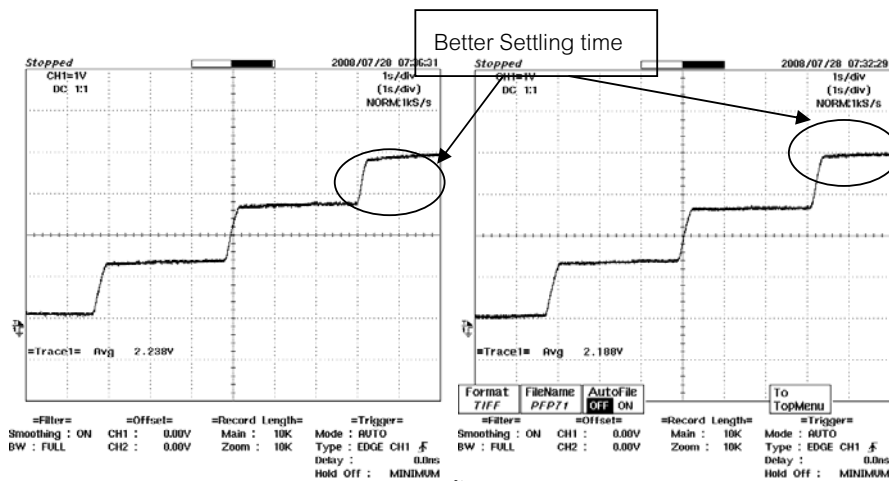
จากรูปจะเห็นได้ว่า ระบบที่ออกแบบโดย Hybrid -Fuzzy Scheduling Fixed Structure จะมี performance สูงกว่าระบบแบบ Fixed-Structure HLS เพียงตัวควบคุมตัวเดียว และมีความเป็น robustness อยู่ โดยเมื่อทดสอบกับการเปลี่ยน parameter ต่างๆยังได้ผลเหมือนเดิม เมื่อทำการเปลี่ยน pressure จาก 450 kPa เป็น 250 kPa และ 700 kPa และน้ำหนักที่หุ่นยนต์จับจาก 3 kGs เป็น 5 kGs พบว่า response ของระบบที่ออกแบบเป็นดังนี้



(ก) Single HPLF

(ข) Hybrid SMC-FGS

ผลตอบสนองที่ความดันลมเปลี่ยนจาก 4.5 bar เป็น 2.5 bar น้ำหนักแขนหุ่นยนต์เปลี่ยนจาก 3 KGs เป็น 5 KGs



ความดันลมเปลี่ยนจาก 4.5 bar เป็น ความดันลม 7 bar น้ำหนักแขนหุ่นยนต์เปลี่ยนจาก 3 KGs เป็น 5 KGs

(ค) Single HPLF

(ง) Hybrid SMC-FGS

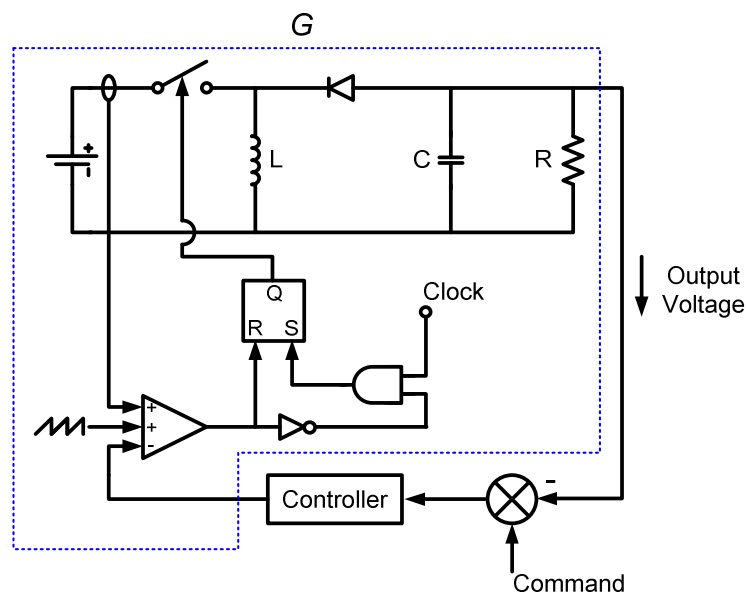
รูปแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดของระบบที่ออกแบบด้วยเทคนิคที่ Perturbed Plant (เปลี่ยนโหลดและแรงดันจาก 3.5 bar เป็น 2 bar และ 7 bar)

### สรุป

ตัวควบคุมที่นำเสนอ ไม่ต้องออกแบบ weight และเมื่อนำฟัซซี่สเกตุลิงมาประยุกต์จะทำให้สามารถทำงานได้ในงานการที่มากขึ้น จากผลการทดลองพบว่า ระบบมีข้อดีดังที่สรุปในข้อ 3.1 และมี robust performance สูงกว่าการออกแบบ controller ตัวเดียว

### 4.3 การทดลองในวงจร Buck-Boost Converter (ตีพิมพ์ใน Lecture note for engineering: Trends in Communication and Electrical Engineering ในภาคผนวก ข และบางส่วนของงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ ในภาคผนวก ก. 2)

เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการประยุกต์ใช้ในระบบอื่น เช่น ระบบปรับระดับแรงดันซึ่งอาจนำไปใช้กับหุ่นยนต์ขับเคลื่อนด้วยมอเตอร์กระแสตรงได้ วงจรนี้แสดงดังรูปข้างล่างนี้



Plant ของระบบเป็นดังนี้

$$\frac{du_o}{di_r} = R_L \frac{V_i}{V_i + 2V_o} \frac{(1 - \frac{s \cdot L}{R_L} \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_o + V_i}{V_o})}{(1 + s \cdot C \cdot R_L \cdot \frac{V_o + V_i}{2V_o + V_i})}$$

ระบบที่ออกแบบมีพารามิเตอร์ต่อไปนี้

Table Converter's parameters and considered variation ranges.

| Parameter | Name                | Nominal Value |
|-----------|---------------------|---------------|
| $R_L$     | Load Resistant      | 40 $\Omega$   |
| $V_o$     | Output Voltage      | 30 V          |
| $V_i$     | Input Voltage       | 12 V          |
| $L$       | Inductance          | 100 $\mu$ H   |
| $C$       | Capacitor           | 470 $\mu$ F   |
| $f_{sw}$  | Switching frequency | 100 kHz       |

Weight ที่ใช้ในการออกแบบนี้ คือ

$$W_1 = 30 \frac{(s + 26.7)}{(s + 0.001)} , W_2 = \frac{100000}{s + 100000}$$

เพื่อให้ bandwidth ของ nominal plant จากเดิมประมาณ 600 rad/sec เพิ่มขึ้นเป็น 20,000 rad/sec ใน Shaped Plant

จากการออกแบบด้วยเทคนิค H infinity Loop Shaping, เทคนิคที่นำเสนอในหัวข้อ 2.1 และเทคนิค ISE ซึ่งเป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในระบบควบคุมทั่วไป พบว่า ได้ตัวควบคุมดังต่อไปนี้

#### A. H infinity Loop Shaping

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 = 30 \frac{(s + 26.7)}{(s + 0.001)} \frac{(261841)(s + 1.002 \times 10^5)(s + 26.9)}{(s^2 + 3.265 \times 10^5 s + 3.608 \times 10^{10})(s + 26.7)} \frac{(100000)}{(s + 100000)}$$

ส่วนเผื่อเสถียรภาพ เท่ากับ 0.59 มี Order = 5

#### B. เทคนิคที่นำเสนอ (Fixed Structure Robust Loop Shaping Control)

$$K = \left( 21.84 + \frac{597.6}{s} \right) \left( \frac{100000}{s + 100000} \right)$$

ส่วนเผื่อเสถียรภาพ เท่ากับ 0.586 มี Order = 2

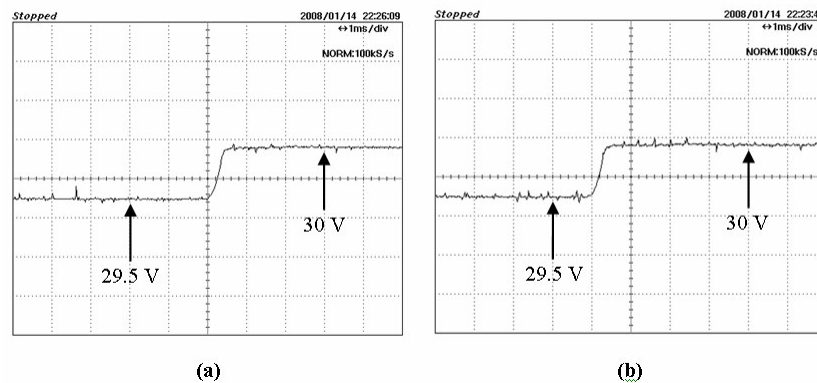
#### C. เทคนิค ISE with Model Reference

$$K_{ISE} = 19 + \frac{2800}{s}$$

ส่วนเผื่อเสถียรภาพ ไม่มีเนื่องจากในการออกแบบไม่ได้คำนึงถึง

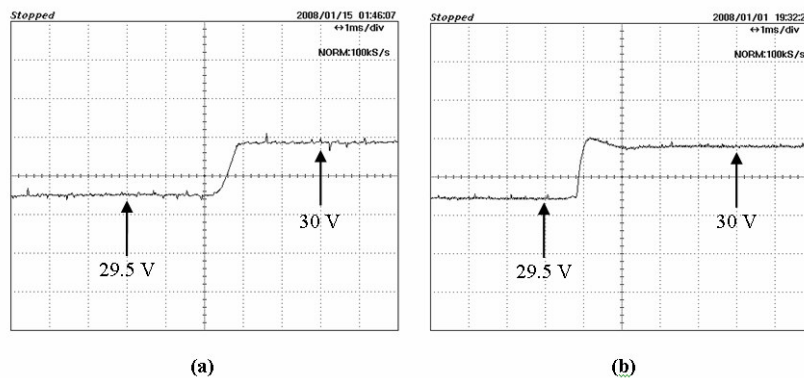
สำหรับ เทคนิค A และ B ให้ผลตอบสนองเชิงเวลา ส่วนเผื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตาม เทคนิคที่นำเสนอ มี order ต่ำกว่า โครงสร้างง่ายกว่า ทำให้ใช้งานได้จริง

เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค ISE พบว่า เทคนิค B และเทคนิค ISE ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกันที่ nominal plant ดังรูปข้างล่าง



รูปแสดง Step responses in nominal condition. (a) Proposed PI controller. (b) PI tuned by ISE method.

เมื่อมีการเปลี่ยนพารามิเตอร์ในระบบ โดยเปลี่ยนค่า  $R_L = 10 \Omega$ ,  $V_i = 10.8 \text{ V}$ ,  $L = 130 \mu\text{H}$  และ  $C = 2200 \mu\text{F}$  ซึ่งเป็นการเปลี่ยนให้ระบบมีเกนลดลง ไดนามิกแย่ง ได้ผลตอบสนองดังนี้



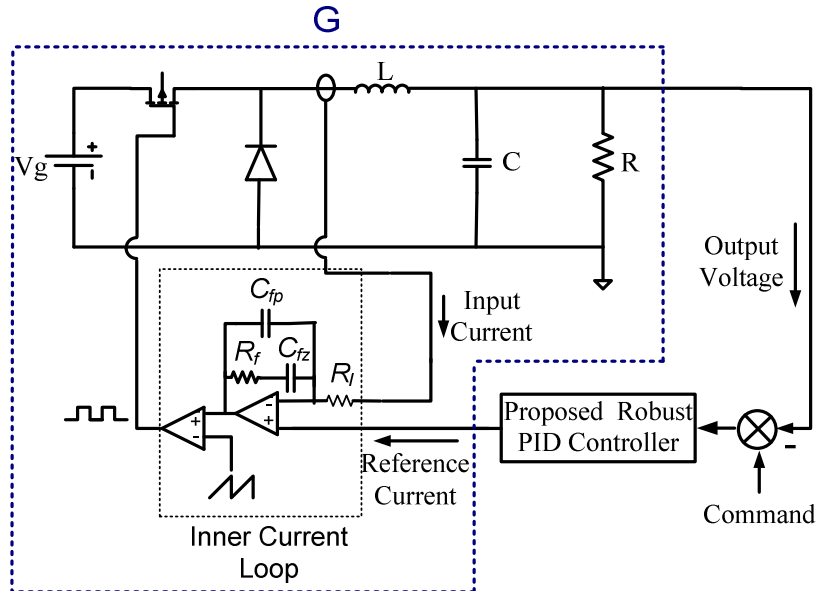
รูปแสดง Step response ของ (a) Proposed PI controller. (b) PI tuned by ISE method.

## สรุป

จากรูปข้างบน ในกรณี plant ที่มีพารามิเตอร์เปลี่ยนไป (Perturbation Plant) เทคนิคที่นำเสนอ จะมีความคงทนสมรรถนะ (Robust Performance) ดีกว่า โดยผลตอบสนองไม่เกิด overshoot และ Oscillation สำหรับรายละเอียด แสดงในภาคผนวก ข ซึ่งได้รับตอบรับให้ตีพิมพ์ในหนังสือเรียน Lecture Note for Engineering โดยสำนักพิมพ์ Springer และบางส่วนตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ

#### 4.4 การทดลองใน Buck Converter (กำลังส่งดีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ, Int J. Computer and Electrical Engineering)

เทคนิคในหัวข้อ 3.2 และ PSO ถูกนำมาใช้ในการออกแบบตัวควบคุมสำหรับวงจร Buck Converter แบบ Current Mode Control (ACMC Mode) ลักษณะของ Plant ที่ออกแบบ คือ



สำหรับ Inner Loop จะออกแบบโดยเทคนิคธรรมชาติทั่วไปตาม [5] ส่วน Voltage Loop (ลูวนอก) จะออกแบบด้วยเทคนิคที่นำเสนอ, H infinity Loop Shaping และ ISE ระบบมีพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

**Table 1** Chosen converter's parameter and considered variation ranges

| Parameter | Name                | Nominal Value |
|-----------|---------------------|---------------|
| $R_L$     | Load Resistant      | 20 $\Omega$   |
| $V_o$     | Output Voltage      | 6 V           |
| $V_i$     | Input Voltage       | 12 V          |
| $L$       | Inductance          | 100 $\mu$ H   |
| $C$       | Capacitor           | 680 $\mu$ F   |
| $f_{sw}$  | Switching frequency | 100 kHz       |

จากการออกแบบลูวนอกกระแสได้ว่า  $R_f = 10k\Omega$ ,  $R_l = 1k\Omega$ ,  $C_{fp} = 2nF$ ,  $C_{fz} = 50nF$  จากค่าทั้งหมดสามารถหา Plant ได้จากสมการต่อไปนี้ [6]

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m(1 + r_c Cs)[G_{CA} + 1]G_{dv}(s)}{1 + T_c(s)}$$

เมื่อ  $K_m = 1/V_m$ ,  $G_{dv}$ ,  $r_c$  และ  $T_c$  คือ transfer functions จาก duty cycle ไปยัง output voltage, current loop gain และ equivalent series resister (ESR) ตามลำดับ

$G_{dv}$  และ  $T_c$  คือ

$$G_{dv}(s) = \frac{(1 + r_C Cs) V_g}{R + (L + RCr_C)s + (RLC + r_C LC)s^2}$$

$$T_c(s) = \frac{R_S K_m V_g [1 + (R + r_C)Cs][1 + G_{CA}]}{R + (L + RCr_C)s + (RLC + r_C LC)s^2}$$

วิธีการที่นำเสนอได้ทำการหา Weight ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้ ข้อกำหนดต่อไปนี้เป็นจริง คือ

rise-time < 1000  $\mu$ s., steady state error < 0.01%, และ maximum overshoot < 1%

ได้ weight ที่เหมาะสมที่สุดคือ

$$W_1(x) = \frac{49.50s + 1586}{s + 0.001}$$

เมื่อทำการออกแบบตัวควบคุมแรงดันลูปนอก จากการออกแบบด้วยเทคนิค H infinity Loop Shaping, เทคนิคที่นำเสนอในหัวข้อ 2.2 และ PSO และเทคนิค ISE ซึ่งเป็นเทคนิคที่นิยมใช้ในระบบควบคุมทั่วไป พบว่า ได้ตัวควบคุมดังต่อไปนี้

#### A. H infinity Loop Shaping

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 = \frac{(49.50s + 1586)}{(s + 0.001)} \frac{1.505 \times 10^6 (s + 1765)(s + 32.39)}{(s + 1.532 \times 10^6)(s + 1739)(s + 32.04)}$$

ส่วนเผื่อเสถียรภาพ เท่ากับ 0.71 มี Order = 4

#### B. เทคนิคที่นำเสนอ (Weight Optimization and Fixed Structure Robust Loop Shaping Control)

$$K(p) = 49.18 + \frac{2283.4}{s} + \frac{0.00010s}{0.00099s + 1}$$

ส่วนเผื่อเสถียรภาพ เท่ากับ 0.708 มี Order = 2

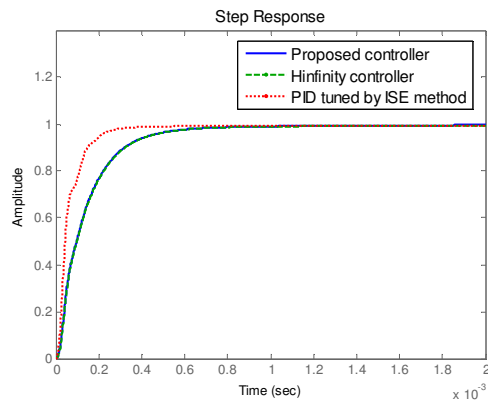
#### C. เทคนิค ISE with Model Reference

$$K_{ISE} = 101.27 + \frac{1013}{s} + \frac{0.00032s}{0.00001s + 1}$$

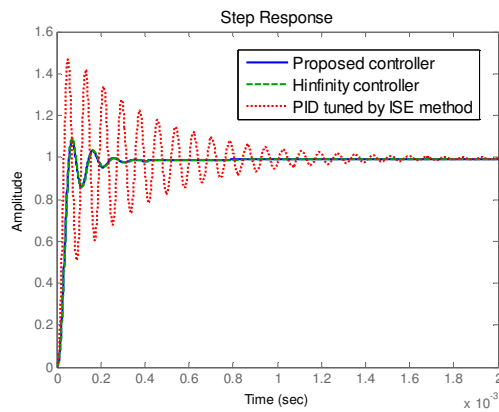
ส่วนเผื่อเสถียรภาพ ไม่มีเนื่องจากในการออกแบบไม่ได้คำนึงถึง

สำหรับ เทคนิค A และ B ให้ผลตอบสนองเชิงเวลา ส่วนเผื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตาม เทคนิคที่นำเสนอ มี order ต่ำกว่า โครงสร้างง่ายกว่า ไม่ต้องออกแบบ weight ทำให้ใช้งานได้ง่าย

เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค ISE พบว่า เทคนิค B และเทคนิค ISE ให้ผลตอบสนองใกล้เคียงกันที่ nominal plant ส่วนในกรณี plant ที่มีพารามิเตอร์เปลี่ยนไป (Perturbation Plant) เทคนิคที่นำเสนอ จะมีความคงทนสมรรถนะ (Robust Performance) ดีกว่ามาก โดยผลตอบสนองเกิด overshoot และ Oscillation น้อยกว่า ISE มาก



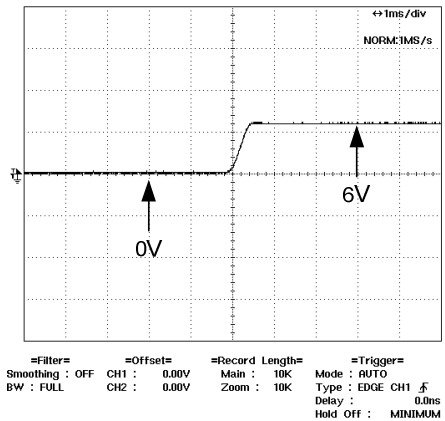
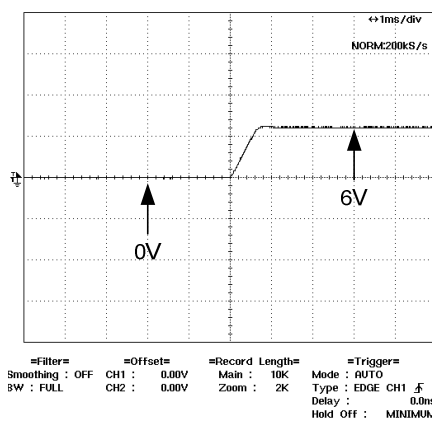
(ก)



(ข)

ผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์สำหรับ ผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันได (ก) Nominal Plant (ข) Perturb plant  
 $(R_L = 14 \, \Omega, L = 130 \, \mu\text{H}$  and  $C = 250 \, \mu\text{F})$

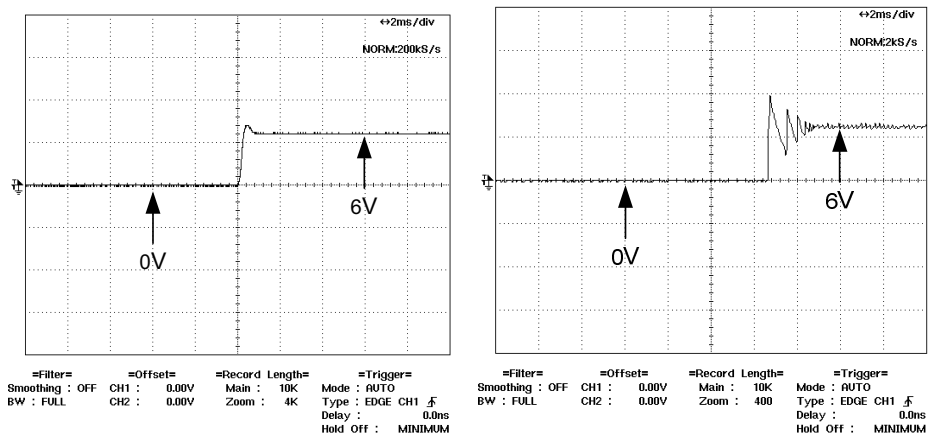
ส่วนผลการทดลองแสดงในรูปข้างล่างนี้ ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์



เทคนิคที่นำเสนอ

เทคนิคแบบ ISE

(ก) nominal plant



เทคนิคที่นำเสนอ

เทคนิคแบบ ISE

(ข) perturbation plant

รูปแสดงผลการทดลองจริงสำหรับผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันได (ก) Nominal Plant (ข) Perturb plant ( $R_L = 14 \Omega$ ,  $L = 130 \mu\text{H}$  and  $C = 250 \mu\text{F}$ )

สรุป

เทคนิคที่นำเสนอ สามารถนำไปใช้ออกแบบทั้ง weight และตัวควบคุมให้มีโครงสร้างง่ายเหมาะกับการนำไปใช้งานในวงจร AC/DC Buck Converter เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิค ISE แล้วพบว่า ผลตอบสนองที่ nominal plant ได้ตามข้อกำหนด ในขณะที่ผลตอบสนองที่ perturbed plant ของระบบที่นำเสนอดีกว่า หมายถึง ระบบที่นำเสนอมี robust performance ดีกว่าแบบ ISE

#### 4.5 การทดลองในระบบ MIMO System (กำลังส่งดีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ แสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข.1)

ในระบบ MIMO System ได้ทำการออกแบบเปรียบเทียบกับเทคนิคต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. เทคนิค H infinity Loop Shaping แบบ Centralize Control
2. เทคนิค Reduced Order H infinity Loop Shaping แบบ Centralize Control
3. เทคนิค ที่นำเสนอ แบบ Centralize Control
4. เทคนิค ที่นำเสนอ แบบ Decentralize Control
5. เทคนิค Robust PID ออกแบบโดย BMI Method แบบ Centralize Control

เทคนิคที่นำเสนอจะเป็นเทคนิคในหัวข้อ 3.1 โดยใช้ PSO ในการแก้ปัญหาหาคำตอบ

ในการวัดประสิทธิภาพ หรือ Robust Performance ของระบบที่ออกแบบจะวัด

โดยค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพ ซึ่งได้ทดสอบกับระบบ MIMO สองระบบ คือ



ตัวอย่างที่ 1 ระบบ หอกลั่นปิโตเลียม (สำหรับรายละเอียดของ plant การออกแบบระบบ แสดงในภาคผนวก ข.2)

ซึ่งมี Plant และ weight ที่ออกแบบมีดังนี้

$$G_0 = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{17} \\ t_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} & \frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \\ \frac{-2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} & \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$

$$W_1 = \begin{bmatrix} \frac{5s+2}{s+0.001} & 0 \\ 0 & \frac{5s+2}{s+0.001} \end{bmatrix}, \quad W_2 = \begin{bmatrix} \frac{10}{s+10} & 0 \\ 0 & \frac{10}{s+10} \end{bmatrix}$$

ผลที่ได้ในการออกแบบตัวควบคุม ในเรื่องของ Stability margin

ตารางที่ 1 The results of stability margin of the designed systems in Example 1.

| Controller   | Stability Margin |
|--|------------------|
| 1. Proposed Controller:  |                  |
| 1.1 Centralized PID Controller   | 0.343            |
| 1.2 Decentralized PID Controller                                       | 0.274            |
| 2. Robust Centralized PID Controller designed by BMI optimization [7]. | 0.246            |
| 3. Reduced Order $H_\infty$ loop shaping controller                    | 0.263            |

ตัวอย่างที่ 2 ระบบ Himat System (สำหรับรายละเอียดของ plant การออกแบบระบบ แสดงในภาคผนวก ข.2)

ซึ่งมี Plant และ weight ที่ออกแบบดังนี้

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

$$A = \begin{bmatrix} -0.0226 & -36.6 & -18.9 & -32.1 \\ 0 & -1.9 & 0.983 & 0 \\ 0.0123 & -11.7 & -2.63 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -0.414 & 0 \\ -77.8 & 22.4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{โดยที่ } C = \begin{bmatrix} 0 & 57.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 57.3 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{และ } W_1 = \begin{bmatrix} \frac{s+1}{s+0.001} & 0 \\ 0 & \frac{s+1}{s+0.001} \end{bmatrix}, \quad W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ผลที่ได้ ในเรื่องของ stability margin

ตารางที่ 2 Comparisons of the stability margins obtained from the controllers in Example 2.

| Controller  | Stability Margin |
|---|------------------|
| 1. Proposed Controller:   |                  |
| 1.1 Centralized PID Controller  | 0.432            |
| 1.2 Decentralized PID Controller                                      | 0.389            |
| 2. Robust Centralized PID Controller designed by BMI optimization [7] | 0.309            |
| 3. Reduced Order $H_\infty$ loop shaping controller                   | 0.387            |

นอกจากนี้ ในงานวิจัยยังได้ออกแบบ MIMO System สำหรับระบบ static output feedback โดยเทียบกับผลที่ได้จากบทความ [8]

ตัวอย่างที่ 3 (Elgerd , 1970) เป็นระบบควบคุม load frequency ของ two-area interconnected power system สามารถดู state-space ของ nominal plant ได้ใน [8] ระบบในตัวอย่างนี้จะเป็นระบบแบบ multi-input และ multi-output (MIMO) ซึ่งการออกแบบชุดควบคุมที่นำเสนอจะต้องเริ่มจากการทำการออกแบบ weighting function โดยจะมีการกำหนดโครงสร้างของ pre-compensator ( $W_1$ ) คือ

$$W_1 = \text{diag} \left( \frac{a(s+b)}{s(s+c)}, \frac{a(s+b)}{s(s+c)} \right)$$

เมื่อ  $a, b, c$  คือ ค่าคงที่ใดๆ ซึ่งได้ออกแบบค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ไว้ 4 ตัวอย่าง (case I - IV) ดังตารางที่ 3 (Patra, Sen & Ray , 2008) และได้ออกแบบ post-compensator ( $W_2$ ) เท่ากับ  $I$  แล้วกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมขึ้นมา โดยจะกำหนดโครงสร้างของชุดควบคุมให้เหมือนกับโครงสร้างที่นำเสนอโดย (Patra, Sen & Ray , 2008) ดังนี้

$$K(p) = \begin{bmatrix} \frac{p_1(s+p_2)}{s+p_3} & \frac{p_4(s+p_5)}{s+p_6} \\ \frac{p_7(s+p_8)}{s+p_9} & \frac{p_{10}(s+p_{11})}{s+p_{12}} \end{bmatrix}$$

ในตัวอย่างที่ 3 เลือกค่า  $W_1$  ใน case IV ( $a=2, b=0.3, c=4$ ) และกำหนดค่าพารามิเตอร์ของ PSO ดังนี้ ขอบเขตของค่าพารามิเตอร์ที่ค้นหา  $p_{1-12} \in [-10,10]$  , population size = 500 , minimum และ maximum velocities คือ 0 และ 2 , acceleration coefficients = 2.1 , minimum และ maximum inertia weights คือ 0.6 และ 0.9 และจำนวนรอบที่ดำเนินการ (maximum iteration = 50)

ด้วยวิธีการที่นำเสนอ โดย PSO จะออกแบบชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดได้ ดังนี้

$$K(p) = \begin{bmatrix} \frac{-0.199s-0.840}{s^2+5.826s} & \frac{-0.449s-0.165}{s^2+3.733s} \\ \frac{-0.787s-0.323}{s^2+8.211s} & \frac{-0.616s-0.950}{s^2+9.370s} \end{bmatrix}$$

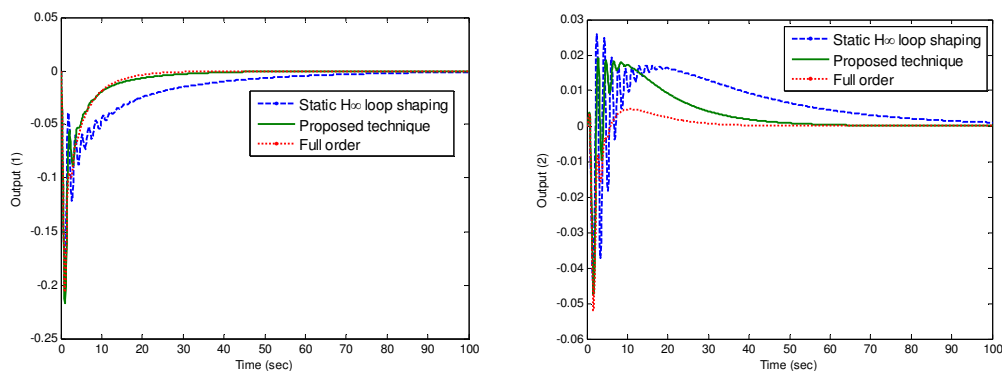
เมื่อออกแบบชุดควบคุมเพื่อเปรียบเทียบกัน 3 แบบ คือ แบบ full order ซึ่งเป็นการออกแบบชุดควบคุมแบบ Conventional  $H_\infty$  loop shaping (McFarlane & Glover , 1992) , ชุดควบคุมแบบ Static  $H_\infty$

loop shaping (Patra, Sen & Ray , 2008) และชุดควบคุมที่นำเสนอ ซึ่งชุดควบคุมแบบ Conventional  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping (full order) จะเป็นชุดควบคุมที่ไม่สามารถกำหนดโครงสร้างและ order ของชุดควบคุมได้ จะพบว่าชุดควบคุมแบบ full order จะมี order สูงถึง 11 order ส่วนชุดควบคุมแบบ Static  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping จะมีจำนวน order คือ 4 order เท่ากับจำนวน order ของ pre-compensator ( $W_1$ ) เนื่องจากชุดควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีนี้จะเกิดจากการนำค่าคงที่ ( $K$ ) ใดๆ มาคูณกับ weighting function และชุดควบคุมที่นำเสนออีกจะมี order จำนวน 4 order เนื่องจากชุดควบคุมที่นำเสนอสามารถกำหนดโครงสร้างและ order ของชุดควบคุมได้

ตารางที่ 3 ผลของค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพจากตัวอย่างที่ 3

| Parameters involved in pre compensator  | Stability margin ( $\mathcal{E}$ )       |                    |            |
|---|--|--------------------|------------|
|   | Static $\mathcal{H}_\infty$ loop shaping | Proposed technique | Full order |
| Case I ( $a=3$ , $b=0.2$ , $c=5$ )      | 0.228                                    | 0.366              | 0.645      |
| Case II ( $a=2$ , $b=0.12$ , $c=4$ )    | 0.280                                    | 0.451              | 0.708      |
| Case III ( $a=1.5$ , $b=0.35$ , $c=4$ ) | 0.339                                    | 0.425              | 0.715      |
| Case IV ( $a=2$ , $b=0.3$ , $c=4$ )     | 0.274                                    | 0.450              | 0.668      |

จากตารางที่ 1 ชุดควบคุมทั้ง 3 แบบในกรณีที่มีค่า weight ต่างๆ ทั้ง 4 cases พบว่าชุดควบคุมที่นำเสนอจะมี stability margin สูงกว่าชุดควบคุมแบบ Static  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping ซึ่งมีโครงสร้างและ order ที่เหมือนกัน และเมื่อมี disturbances เข้าไปรบกวนระบบทางอินพุต ( $u(t)$ ) ชุดควบคุมที่นำเสนอจะสามารถรักษาระดับเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ดีกว่าชุดควบคุมแบบ Static  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping (Patra, Sen & Ray , 2008) ดังในรูปข้างล่าง และมีการตอบสนองใกล้เคียงกับชุดควบคุมแบบ full order ซึ่งมี order ที่สูง



รูป (Case IV,  $a = 2$ ,  $b = 0.3$ ,  $c = 4$ ) แสดงเอาต์พุตของระบบทั้ง channel 1 และ 2 เมื่อระบบมี disturbance ( $0.1u(t)$ ) เข้ามาทาง channel 1 ของระบบ

ตัวอย่างที่ 4 (Yano & Ikeda , 1994) เป็นระบบ VAR compensator ซึ่งเป็นระบบ MIMO ที่มี 2-input และ 2-output โดยที่ nominal plant จะมี transfer function ดังนี้

$$G(s) = \frac{1}{(s+0.2124)(s^2+0.2492s+12.55)} \begin{bmatrix} 0.2307s(s+33.56) & -3.2226(s^2+0.0934s+7.944) \\ -27.556(s+0.2308) & 3.5807(s+1.723)(s-1.261) \end{bmatrix}$$

และได้ทำการออกแบบ pre-compensation ( $W_1$ ) ดังนี้

$$W_1 = \text{diag} \left( \frac{a(s+0.2)}{s}, \frac{b(s+0.2)}{s} \right)$$

เมื่อ  $a$  และ  $b$  จะมีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 2 จะถูกออกแบบให้มี 3 case (I - III) และ post-compensator ( $W_2$ ) =  $I$  โดยจะเลือก case I ( $a=0.1$  ,  $b=0.2$ ) มาทำการออกแบบชุดควบคุม และชุดควบคุมที่นำเสนอจะกำหนดโครงสร้างดังนี้

$$K(p) = \begin{bmatrix} \frac{p_1s + p_2}{s} & \frac{p_3s + p_4}{s} \\ \frac{p_5s + p_6}{s} & \frac{p_7s + p_8}{s} \end{bmatrix}$$

กำหนดค่าพารามิเตอร์ของ PSO ดังนี้  $p_{1-8} \in [-5,5]$  , population size = 500 , minimum และ maximum velocities คือ 0 และ 2 , acceleration coefficients = 2.1 , minimum และ maximum inertia weights คือ 0.6 และ 0.9 และจำนวนรอบที่ดำเนินการ (maximum iteration = 50)

ด้วยวิธีการที่นำเสนอ โดย PSO จะออกแบบชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดได้ ดังนี้

$$K(s) = \begin{bmatrix} -0.0145 - \frac{0.0029}{s} & 0.0142 + \frac{0.0169}{s} \\ 0.2565 + \frac{0.0578}{s} & -0.1261 - \frac{0.0253}{s} \end{bmatrix}$$

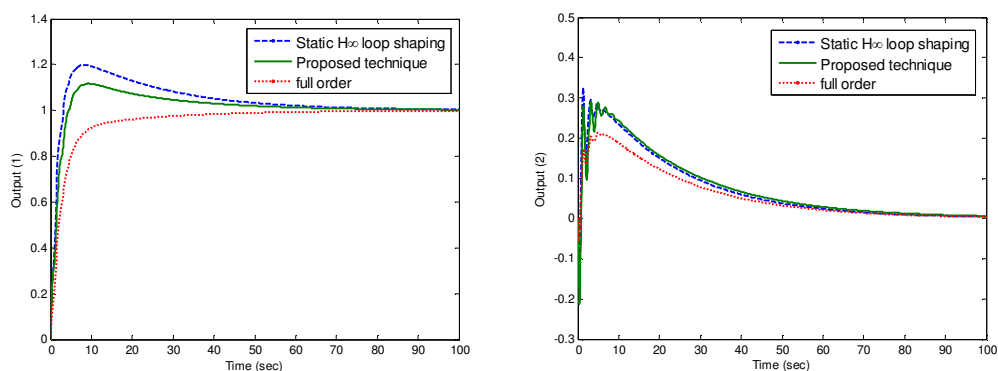
Optimal controller ที่ได้จะมีค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ ( $\mathcal{E}$ ) เท่ากับ 0.5643

จากตารางที่ 4 ในแต่ละ case จะออกแบบชุดควบคุมแบบ Conventional  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping ซึ่งชุดควบคุมที่ได้ก็จะมี order สูงถึง 7 order ในขณะที่ชุดควบคุมแบบ Static  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping และชุดควบคุมที่นำเสนอมีเพียง 2 order ในตารางที่ 4 ก็แสดง stability margin ( $\mathcal{E}$ ) ของชุดควบคุมทั้ง 3 แบบ ซึ่งในการออกแบบชุดควบคุมทั้ง 3 case จะพบว่าชุดควบคุมที่นำเสนอจะมีค่า stability margin สูงกว่าชุดควบคุมแบบ Static  $\mathcal{H}_\infty$  loop shaping ใน [8] ซึ่งค่า stability margin ตรงนี้จะเป็นตัวชี้วัดความคงทนและ performance ของระบบ

ตารางที่ 4 ผลของค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพจากตัวอย่างที่ 4

| Parameters involved in pre compensator | Stability margin ( $\mathcal{E}$ )       |                    |            |
|--|--|--------------------|------------|
|  | Static $\mathcal{H}_\infty$ loop shaping | Proposed technique | Full order |
| Case I ( $a=0.1$ , $b=0.2$ )           | 0.424                                    | 0.5643             | 0.679      |
| Case II ( $a=0.1$ , $b=0.3$ )          | 0.447                                    | 0.5694             | 0.649      |
| Case III ( $a=0.3$ , $b=0.5$ )         | 0.426                                    | 0.4735             | 0.585      |

รูปข้างล่างแสดงผลตอบสนองเมื่อเกิด disturbance ในระบบ



รูป (Case I,  $a = 0.1$ ,  $b = 0.2$ ) แสดงเอาต์พุตของระบบทั้ง channel 1 และ 2 เมื่อป้อน unit step เข้าทางอินพุต channel 1

### สรุป

ระบบที่ออกแบบขึ้นมีค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพมากกว่า เทคนิค BMI, Reduced Order ซึ่งเป็นเทคนิคที่นิยมใช้ทั่วไป โครงสร้างของตัวควบคุมจะง่ายกว่าและมี order ต่ำกว่าเทคนิคแบบ H infinity Loop Shaping มาก จึงสามารถนำไปใช้งานได้จริง เทคนิคที่นำเสนอยังสามารถนำไปออกแบบตัวควบคุมแบบ decentralized controller ได้อีก ซึ่งในบางระบบ centralized controller ไม่สามารถใช้งานได้

ใน output feedback controller ระบบควบคุมที่นำเสนอจะให้ผลที่ดีกว่าในแง่ของ coupling ที่น้อยกว่า, overshoot น้อยกว่าระบบที่ออกแบบแบบเดิมด้วย LMI Approach ใน [8]

### 3.6 การเปรียบเทียบระหว่าง Simple PSO กับ Simple GA Optimization ในปัญหาการออกแบบตัวควบคุมในหัวข้อ 3.1

บทความนี้นำเสนอการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่าง GA กับ PSO ในการแก้ปัญหาการออกแบบ Robust MIMO controller สำหรับ plant ในตัวอย่างที่ 1 หัวข้อ 3.5 โดยกราฟข้างล่างเป็นการแสดงค่า fitness ที่ตั้งไว้เป็นค่าส่วนเพื่อเสถียรภาพของ ทั้งแบบ GA และแบบ PSO

พารามิเตอร์ของ GA ได้ทดลองเปลี่ยนในช่วงดังต่อไปนี้

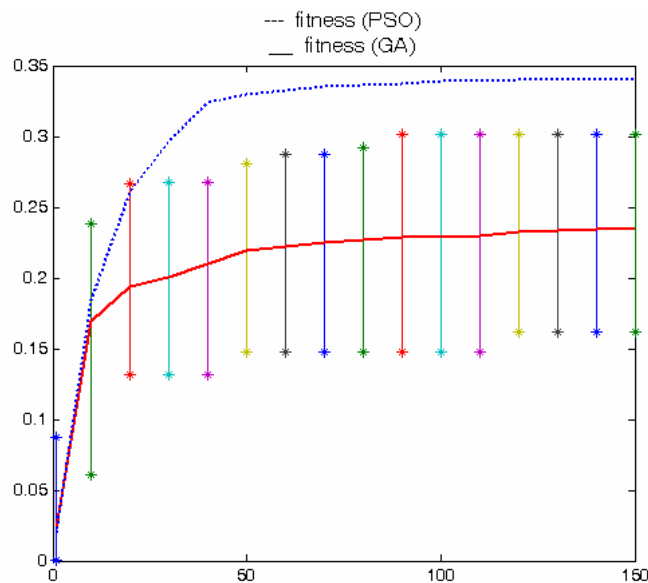
Population = 100 ถึง 500

Crossover = 0.3 ถึง 0.9

Reproduction = 0.0 ถึง 0.4

Mutation = 0.1 ถึง 0.4

ได้ผลดังรูป



รูปแสดงการหาค่าตอบเปรียบเทียบระบบระหว่าง PSO กับ GA

สรุป

จากกราฟสรุปได้ว่า จากทดลองรันจำนวนมากและเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆของ GA ได้แก่ ค่า mutation rate, reproduction rate, population size และ crossover rate พบว่า PSO มีประสิทธิภาพในการหาค่าตอบได้ดีกว่า GA ในปัญหาการออกแบบตัวควบคุมแบบ Fixed Structure Robust Loop Shaping Control

## 5. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากงานวิจัยทั้งหมด และผลการทดลองวิธีการที่นำเสนอกับระบบต่างๆ พบว่า ได้มีการปรับปรุงและพัฒนาวิธีการที่ดีกว่าเทคนิคเดิมที่นิยมใช้ (เทคนิค H infinity Loop Shaping Control) ดังนี้

1. ผู้ออกแบบจะได้ระบบควบคุมที่มีโครงสร้างง่าย ใช้ได้จริงในอุตสาหกรรมและมีลำดับต่ำกว่าเทคนิคแบบ H infinity Loop Shaping Control อย่างไรก็ตาม จะมีส่วนเพื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกับเทคนิคเดิม ซึ่งหมายถึงระบบทำงานได้แบบมีความคงทนเหมือนเดิม
2. เทคนิคที่นำเสนอสามารถนำไปออกแบบในระบบ MIMO ได้ และได้ส่วนเพื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกับเทคนิค full order แบบเดิม และเมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคการลด order ของตัวควบคุมที่นิยมใช้กันมาก เช่น balanced trunc realization, BMI method ฯลฯ พบว่า เทคนิคที่นำเสนอ ได้ส่วนเพื่อเสถียรภาพดีกว่าเทคนิคเดิมทั้งหมด
3. เมื่อเปรียบเทียบเทคนิคที่นำเสนอ กับเทคนิคอื่นๆที่นิยมใช้ในเชิงอุตสาหกรรม เช่น เทคนิค Ziegler-Nichols method, Tyreus-Luyben rule, ISE (Integral of Square- Error) ฯลฯ พบว่า เทคนิคที่นำเสนอ สามารถให้ response ตามที่ต้องการได้ดีกว่าและมีความคงทนสมรรถนะ (robust performance) โดยให้ผลของสมรรถนะที่พารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงไปได้ดีกว่าเทคนิคเดิมมาก
4. สามารถประยุกต์ใช้ในหุ่นยนต์ได้ และควบคุมได้ดีกว่าเทคนิคอื่นๆ

5. สามารถออกแบบระบบควบคุมแบบฟัซซี่และเทคนิคที่นำเสนอ ใช้กับระบบแบบ nonlinear ได้
6. เทคนิค PSO จะสามารถหาคำตอบได้ดีกว่า GA ในปัญหาที่ ดังแสดงในผลการทดลอง
7. เทคนิคที่นำเสนอเมื่อประยุกต์ใช้กับระบบ output feedback control แบบ H infinity loop shaping พบว่า ได้ผลดีกว่าเทคนิคเดิมในแง่ของส่วนเพื่อเสถียรภาพ (กำลังส่งผลงานเพื่อตีพิมพ์)
8. เทคนิคที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2 จะไม่ต้องออกแบบ weight แบบ trial and error ทำให้สามารถลดขั้นตอนที่ยุ่งยากลงอย่างมากในเรื่องการออกแบบตัวควบคุมแบบ H infinity Loop Shaping ได้

### เอกสารอ้างอิง

- [1] Sigurd Skogestad, Ian Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, 2nd ed., New York: John Wiley & Son, 1996.
- [2] Kemin Zhou, John C. Doyle., *Essential of Robust Control*, Int. ed, New Jersey: Prentice-Hall, 1998.
- [3] D.C. McFarlane and K. Glover., "A loop shaping design procedure using  $H_\infty$  synthesis," *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 6, 1992, 759–769.
- [4] Alexander Lanzon, "Weight optimisation in  $H_\infty$  loop-shaping", *Automatica* Volume 41, Issue 7, July 2005, Pages 1201-1208.
- [5] Jian Sun, Richard M. Bass, "Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control," *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999. Vol. 2, Mar 1999.
- [6] W. Tang, F.C. Lee, and R.B. Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 112-119, 1993.
- [7] A. U. Genc, "A state-space algorithm for designing  $H_\infty$  loop shaping PID controllers," *tech. rep.*, Cambridge University, Cambridge, UK, Oct. 2000.
- [8] S. Patra, S. Sen, G. Ray, "Design of static  $H_\infty$  loop shaping controller in four-block framework using LMI approach", *Automatica*, Vol. 44, Issue 8, August 2008, pp. 2214-2220.
- [9] Z.lin, Q. Wang, "Hybrid Control with Sliding Mode Plus Self-tuning PI for Electrical Machines", *Journal of Electrical Engineering*, Vol. 59, No. 3, 2008.
- [10] Junbo Song, Yoshihisa Ishida, "A Robust Sliding Mode Control For Pneumatic Servo Systems", *International Journal of Engineering Science*, Vol. 35, No.8, pp.711-713,1997.
- [11] Ž. Šitum, J. Petrić, M. Crneković, "Control of Pneumatically Actuated Inverted Wedge", *7th International Research/ Expert Conference, TMT'03*, Lloret de Mar, Barcelona, Spain, September, 2003.

### ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

ระบบที่ออกแบบขึ้นสามารถนำไปใช้ได้จริงในอุตสาหกรรมและในงานทางด้านการควบคุม ในระบบที่ใหญ่ขึ้น อาทิเช่น MIMO System ที่มีจำนวนอินพุตเอาต์พุตหลายๆ มักจะเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ระบบ ซึ่งข้อแนะนำของผู้วิจัย คือ อาจพัฒนาในสองด้าน คือ

1. พัฒนาอัลกอริทึมที่สามารถใช้ในการ search หาคำตอบได้เร็ว หรือ
2. พัฒนาแนวคิดที่ทำให้ปัญหาใหญ่กลายเป็นปัญหาเล็กลง แต่สามารถเชื่อมโยงกับคำตอบในปัญหาเดิมได้

**Output จากโครงการวิจัยที่ได้รับทุนจาก สกว.**

1. ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการนานาชาติ (ระบุชื่อผู้แต่ง ชื่อเรื่อง ชื่อวารสาร ปี เล่มที่ เลขที่ และหน้า) หรือผลงานตามที่คาดไว้ในสัญญาโครงการ

1.1 Kaitwanidvilai S, Parnichkun M, "Design of Structured Controller Satisfying H Infinity Loop Shaping using Evolutionary Optimization: Application to a Pneumatic Robot Arm" *Engineering Letters*; Vol. 16, Issue 2, pp. 193-201, 2008.

1.2 P. Olanthichachai, Kaitwanidvilai S, "GA based Fixed Structure  $H_\infty$  Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter," *Engineering Letters*, Vol. 16, Issue 3, (This paper was accepted for publication in an special issue of Engineering Letters, 2008)

1.3 บทความอื่นๆ ที่จัดส่งไปตีพิมพ์และกำลังอยู่ระหว่างการพิจารณา จำนวน 3 บทความ ในวารสาร International Journal of Control, Automation and System, Asian Control Journal, Computer and Electrical Engineering Journal และ IET on Power Electronics

**2. การนำผลงานวิจัยไปใช้ประโยชน์**

- เชิงวิชาการ (มีการพัฒนาการเรียนการสอน/สร้างนักวิจัยใหม่)  
นิสิตระดับปริญญาโท จำนวน 1 คน คือ นายปิยะพงษ์ โอพารทิตาชาติ

**3. อื่น ๆ (เช่น ผลงานตีพิมพ์ในวารสารวิชาการในประเทศ การเสนอผลงานในที่ประชุมวิชาการ หนังสือ การจดสิทธิบัตร)**

**3.1 หนังสือ ได้รับเชิญให้ตีพิมพ์ในหนังสือ Lecture Note for Engineer, Trend in Communication and Engineering, ตีพิมพ์โดยสำนักพิมพ์ Sprinkler จำนวน 1 บท**

S. Kaitwanidvilai, A. Jangwanitler, I. ngarmroo, W. Khanngern, S. Kamprachar, "Fixed Structure Robust Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter using Evolutionary Algorithm", *Trend in Communication and Electrical Engineering*, an edited book published by Springer, 2008 (invited and Accepted)

**3.2 วารสารวิชาการในประเทศ จำนวน 1 เรื่อง**

ปิยะพงษ์ โอพารทิตาชาติ และ สมยศ เกียรติวนิชวิไล, "การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนพีโอ ดีด้วยเทคนิคการจัดสัญญาณวงรอบสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบโหมดกระแส", วิศวกรรมสาร มหาวิทยาลัยนครสวรรค์, ปีที่ 2 ฉบับที่ 1 หน้า 1 ถึง 11



### 3.3 การนำเสนอในการประชุมวิชาการ นำเสนอบทความในที่ประชุมวิชาการระดับ

นานาชาติ รวมทั้งสิ้น 5 บทความ

1. S. Kaitwanidvilai, P. Olarnthichachart, "Genetic based Robust  $H_\infty$  Loop Shaping PID Control for a Current-Mode Boost Converter", *International Conference on Electric Machine and System ICEMS 2006*, November 2006, Nagasaki, Japan.
2. S. Kaitwanidvilai, P. Olarnthichachart, "Multi-Objective Genetic Algorithms based Mixed Robust/Model Reference Control", *International Conference on Control and Automation*, Hongkong, 21-23 March 2007.
3. "Particle Swarm Optimization based Fixed-Structure  $H_\infty$  Loop Shaping Control of MIMO System", *International Conference of Modeling, Identification and Control*, Austria, 11-13 February 2008.
4. "Structured Robust Loop shaping control for HIMAT SYSTEM using SWARM INTELLIGENT APPROACH", *International Conference of Control and Automation*, HK 2008.
5. "Fixed Structure Robust Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter using Genetic Algorithm", *International Conference of Electrical Engineering*, HK 2008.

### 3.4 รางวัลที่ได้รับ จำนวน 1 รางวัล

ได้รับรางวัล Best Paper Award, The certificate of Merit, จากการนำเสนอผลงานในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ ICCA 2007 ณ.ประเทศ Hong Kong

## ภาคผนวก ก

### วารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ได้รับตอบรับให้ตีพิมพ์

ก.1 Kaitwanidvilai S, Parnichkun M, “Design of Structured Controller Satisfying H Infinity Loop Shaping using Evolutionary Optimization: Application to a Pneumatic Robot Arm” *Engineering Letters*; Vol. 16, Issue 2, pp. 193-201.

ก.2 P. Olanthichachat, Kaitwanidvilai S, “GA based Fixed Structure  $H_\infty$  Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter,” *Engineering Letters*, Vol. 16, Issue 3, (This paper was accepted for publication in an special issue of Engineering Letters, 2008)

**ဂ. ၁**

# Design of Structured Controller Satisfying $H_\infty$ Loop Shaping using Evolutionary Optimization: Application to a Pneumatic Robot Arm

Somyot Kaitwanidvilai and Manukid Parnichkun

**Abstract**—This paper proposes a new design procedure of a fixed-structure robust controller for the joint space control of a pneumatic robot arm. The proposed technique is based on the concept of  $H_\infty$  loop shaping which is a sensible method for robust controller design. However, in conventional  $H_\infty$  loop shaping, the order of the controller is much higher than that of the plant. It is not easy to implement this controller in practical applications. To overcome this problem, in this paper,  $H_\infty$  loop shaping control under a structure-specified controller for a pneumatic robot is proposed. The performance and robust stability conditions of the designed system satisfying the  $H_\infty$  loop shaping are formulated as the objective function in the optimization problem. Genetic algorithm (GA) is adopted to solve this problem and to achieve the control parameters of the proposed controller. Additionally, in the proposed technique, the performance weighting function, which is normally difficult to obtain, is determined by using GA. The optimal stability margin is used as an objective in GA for selecting the optimal weighting parameters; the requirements in terms of performance specifications are utilized as additional constraints in order to get more practical parameters. The designed controller contains simple structure with lower order and still retains the robustness and performance specification. Simulation results show that the robustness and performance of the proposed controller are almost identical to those of the controller designed by  $H_\infty$  loop shaping method. Experimental results verify the effectiveness of the proposed technique.

**Index Terms**— $H_\infty$  loop shaping control, robust control, pneumatic robot, pneumatic actuator.

## I. INTRODUCTION

In the past decades, many immense developments in pneumatic controllers have been done and the results of those are used extensively in today industrial processes. Pneumatic actuator is an attractive choice for being used in both industrial and non-industrial applications because of the following advantages-high reliability, mainly because of

fewer moving parts; self-cooling; high power-to-weight ratio; wide useful range; easy installation and maintenance; and, the availability of a wide range of standard sizes. Recently, this actuator has been used in the designing of the robot manipulators to enhance capabilities of the robot. Because of the advantages of this actuator, the pneumatic robot is now an attractive choice for the industrial robot.

Pneumatic system is highly nonlinear because of its compressibility of air and highly nonlinear flow through pneumatic components. Furthermore, in a long connecting tube, the effects of time delay are significant. These lead to a difficulty in analyzing and designing an effective controller for the system. Many researchers investigated various control techniques to control the system. Several approaches based on nonlinear control techniques have been successfully applied to design a controller for pneumatic system, such as block-oriented approximate feedback linearization by Fulin Xiang and Jan Wikander in 2003 [1], fuzzy state feedback control by H. Schulte and H. Hahn in 2004 [2], and etc. Unfortunately, because of time consuming in system identification process and many feedback states, these techniques are now only implemented in very precise requirement applications but not in general industrial applications. In linear control point of view, linear model is derived from linear mathematic equations. Mostly, linear dynamic model is obtained by applying the linearization technique around a specified operation point, usually at the middle of pneumatic cylinder. Various control techniques based on linear control have been proposed to control a pneumatic system such as simple PID control [3], PI control with analog loop [4], self-tuning control [5], and etc. Since these techniques do not include the presence of system uncertainties; that is, system nonlinear characteristics, load changing, and so on into the consideration in the system modeling; the robustness in the sense of uncertainties of these designed controllers cannot be guaranteed. To solve such problem, some researchers applied the robust control of a pneumatic system. Kimura and *et. al.* [6] proposed a minor feedback loop and  $H_\infty$  control to pneumatic servo. Inner pressure loop is used to reduce the complexity of resulting controller in  $H_\infty$  control. Kimura and *et. al.* [7] also applied a sampled-data  $H_\infty$  control approach into the plant. Experimental results in his work showed the advantages of discrete  $H_\infty$  control over the continuous  $H_\infty$  control in certain senses. However, in some techniques such as robust  $H_\infty$

Manuscript received October 25, 2007. This work was fully supported by Thailand Research Fund (TRF, Project No. MRG4980087), Thailand.

S. Kaitwanidvilai is with the Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. (Phone: 66-81-5961386, e-mail: [kksomyot@kmitl.ac.th](mailto:kksomyot@kmitl.ac.th))

M. Parnichkun is with the School of Engineering and Technology, Asian Institute of Technology, Pathumtani, 12120, Thailand. (e-mail: [manukid@ait.ac.th](mailto:manukid@ait.ac.th))

(Advance online publication: 20 May 2008)

optimal control, the structure of controllers is complicated with a high order. It is difficult to implement these controllers in practice. Mostly, the controllers used in industrial process are PI or PID controllers. Unfortunately, tuning of control parameters of these controllers for achieving both robustness and performance specifications is difficult. To overcome this problem, the approaches to design a robust control for structure specified controller were proposed in [8-10]. In [8], a robust  $H_\infty$  optimal control problem with structure specified controller was solved by using genetic algorithm (GA). Bor-Sen.Chen. *et. al.* [9], proposed a PID design algorithm for mixed  $H_2/H_\infty$  control. In their paper, PID controller parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed  $H_2/H_\infty$  optimal control. A similar work was also presented in [10]. In  $H_\infty$  optimal control,  $H_\infty$  loop shaping control is a feasible design method for designing a robust controller. Uncertainties in this approach are modeled as the normalized left co-prime factor which is not representing the uncertainty of the real plant. However, this approach is suited for designing a robust controller since the well known classical loop shaping concept is incorporated in the design procedure. Additionally, in the system that the dynamic model is identified by the standard system identification with black-box modeling approach, the robust control technique based on the structured uncertainty model such as mu-synthesis,  $H_2/H_\infty$  optimal control, and etc. can not be applied. However, the structure of controllers designed by  $H_\infty$  loop shaping is complicated with a high order. In this paper, genetic algorithm based fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping control of a pneumatic robot arm is proposed. The simple structure and robust controller can be achieved. Additionally, in this paper, we propose a GA to evaluate an appropriate performance weight  $W_1$  that satisfying the performance specifications and robustness. This then reduces the difficulty in selecting appropriate weight in  $H_\infty$  loop shaping control. The controller designed by the proposed approach has a good performance and robustness as well as simple structure. This allows our designed controller to be implemented practically and reduces the gap between the theoretical and practical approach.

The remainder of this paper is organized as follows. Pneumatic robot dynamics, pneumatic actuator dynamics are described in section II. Conventional  $H_\infty$  loop shaping and the proposed technique are discussed in section III. Section IV demonstrates the design example and results. And, finally, in section V the paper is summarized with some final remarks.

## II. DYNAMIC MODEL

In this paper, we constructed a cylindrical type robot arm with pneumatic actuators. This robot is widely used in many industrial processes. Consider the cylindrical type robot arm shown in Fig.1, it is seen that it consists of two translation joints and a revolute joint. Generally, the dynamic model of this robot can be written as [11]

$$\begin{bmatrix} J+m_1r^2 & 0 & 0 \\ 0 & m_1+m_2 & 0 \\ 0 & 0 & m_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta} \\ \ddot{h} \\ \ddot{r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2m_2r\dot{r}\dot{\theta} \\ 0 \\ -m_2\dot{\theta}^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (m_1+m_2)gh \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

$$\tau = [n_1 \quad f_2 \quad f_3]^T \quad (1)$$

where  $m_1$  and  $m_2$  are the mass of the vertical and horizontal links, respectively,

$\theta$  is angle of the rotation axis,

$g$  is gravity,

$J$  is inertia of the base link,

$h$  is the distance of the vertical link,

$r$  is the distance of the horizontal link,

$\tau$  is the force vector.

$n_1$ ,  $f_2$  and  $f_3$  are the torque in rotation axis, force in vertical and horizontal axis, respectively.

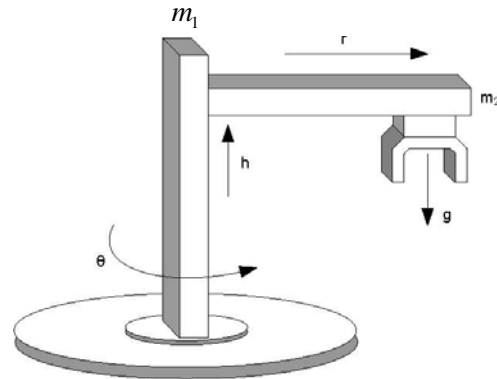


Fig.1 A cylindrical robot arm.

The dynamic model in (1) is derived from the Lagrange's equations of motion [11] and can be applied indirectly to describe the dynamic model of our developed robot.

There are many control schemes to control a robot manipulators such as computed torque control, independent joint control, and etc. In computed torque control, the control design problem is decomposed into an inner loop design and an outer loop design. The nonlinear inner loop is used to compute the inverse dynamic of the robot for canceling the nonlinear term while the outer loop control is used for trajectory tracking.

In the industrial robotic applications, *independent joint control* is widely used since it allows a decoupled analysis of the closed-loop system. At present, it is strongly accepted by several researchers that this kind of control scheme is more practically suitable for implementing in industrial robotic applications since the nonlinear control schemes used in the computed torque control scheme is too complicated to be utilized in practice. In this control scheme, each axis of the manipulators is controlled as a SISO system. Any coupling effects due to the motion of the other links are treated as disturbances. Fig. 2 shows the diagram of the independent joint control scheme. A picture of developed robot in this paper is shown in Fig. 3. Based on this control scheme, in this paper, the position of piston in each actuator of the robot is controlled separately.

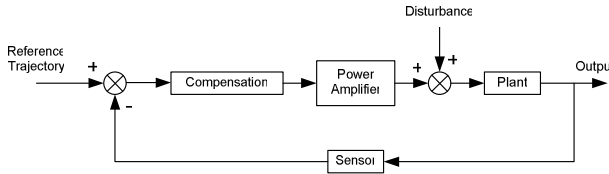


Fig. 2 Independent joint control scheme.

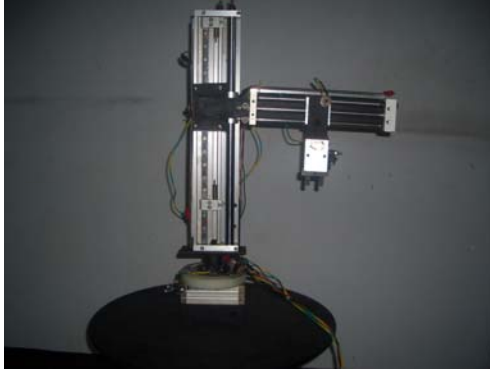


Fig. 3 A pneumatically actuated robot.

In pneumatic robot, the actuator dynamics is very crucial. The foundation research works on modeling of a servo pneumatic system were derived by the study of relationship of gas properties and motion's equation in pneumatic cylinder. Linear dynamic model of a pneumatic actuator can be written as [4]

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{k_1}{s \left( s^2 + \frac{C}{M}s + k_2 \right)} \quad (2)$$

$$\text{where } k_1 = \frac{\gamma RTG}{M} \left( \frac{A}{V_{1o}} + \frac{A}{V_{2o}} \right), k_2 = \frac{\gamma}{M} \left( \frac{A^2 P_{1o}}{V_{1o}} + \frac{A^2 P_{2o}}{V_{2o}} \right), y(s) \text{ is}$$

position output,  $u(s)$  is valve's input voltage,  $A$  is bore area,  $\mu$  is friction coefficient,  $C$  is viscous friction coefficient,  $\gamma$  is the ratio of specific heat = 1.4,  $V_{io}$  is air's volume in the chamber  $i$  at nominal position,  $M$  is total load mass,  $P_i$  is pressure in the chamber  $i$ ,  $T$  is air temperature (K),  $R$  is gas constant = 29.2 m/K.

To identify this model, some authors directly evaluated model's parameters by measuring the physical parameters [13, 14]. Alternatively, identification method by evaluating of the optimal model parameters to minimize the least square of prediction error can be used to identify the linear model [15].

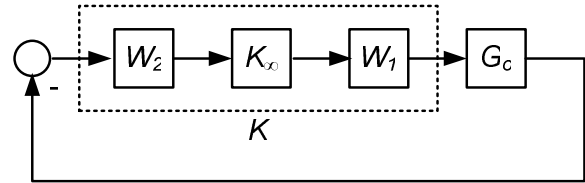
In this paper, the standard system identification for identifying the robot dynamics is applied. Based on the concept of independent joint control scheme, the dynamic model of each axis of the robot is identified separately. The details of system identification of the developed robot are illustrated in section IV.

### III. $H_\infty$ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

This section illustrates the concepts of the conventional  $H_\infty$  loop shaping control and the proposed technique.

#### A. Conventional $H_\infty$ Loop Shaping

$H_\infty$  loop shaping control is an efficient method to design a robust controller. This approach requires two weighting functions,  $W_1$  (pre-compensator) and  $W_2$  (post-compensator), for shaping the original plant  $G_o$  so that the desired open loop shape is achieved. In this approach, the shaped plant is formulated as normalized co-prime factor, which separates the shaped plant  $G_s$  into normalized nominator  $N_s$  and denominator  $M_s$  factors [16]. Note that,  $G_s = W_2 G_o W_1 = N_s M_s^{-1}$ .


 Fig. 4  $H_\infty$  loop shaping design [16].

The following steps can be applied to design the  $H_\infty$  loop shaping controller.

**Step 1** Shape the singular values of the nominal plant  $G_o$  by using a pre-compensator  $W_1$  and/or a post-compensator  $W_2$  to get the desired loop shape. In SISO system, the weighting functions  $W_1$  and  $W_2$  can be chosen as

$$W_1 = K_w \frac{s+a}{s+b} \text{ and } W_2 = 1 \quad (3)$$

where  $K_w$ ,  $a$  and  $b$  are positive values.  $b$  is typically chosen as a small number ( $\ll 1$ ) for an integral action.  $W_2$  can be chosen as a constant since the effect of the sensor noise is negligible when the use of good sensor is assumed [17]. If the shaped plant  $G_s = N_s M_s^{-1}$ , the perturbed plant is written as

$$G_\Delta = (N_s + \Delta_{N_s})(M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \quad (4)$$

Where  $\Delta_{N_s}$  and  $\Delta_{M_s}$  are stable, unknown representing the uncertainty satisfying  $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \varepsilon$ ,  $\varepsilon$  is the uncertainty boundary called stability margin. There are some guidelines for selecting the weights available in [17].

**Step 2** Calculate  $\varepsilon_{opt}$  where

$$\gamma_{opt} = \varepsilon_{opt}^{-1} = \inf_{stabK} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + G_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (5)$$

To determine  $\varepsilon_{opt}$ , there is a unique method explained in appendix A.  $\varepsilon_{opt} \ll 1$  indicates that  $W_1$  or  $W_2$  designed in step 1 are incompatible with robust stability requirement. To ensure the robust stability of the nominal plant, the weighting function is selected so that  $\varepsilon_{opt} \geq 0.25$  [17]. If  $\varepsilon_{opt}$  is not satisfied, then go to step 1, adjust the weighting function.

**Step 3** Select  $\varepsilon < \varepsilon_{opt}$  and then synthesize a controller  $K_\infty$  that satisfies

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (6)$$

Controller  $K_\infty$  is obtained by solving the sub-optimal control problem in (6). The details of this solving are

available in [16]. To determine  $M_s$ , there is a method explained in appendix B.

**Step 4** Final controller ( $K$ ) is determined as follow

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (7)$$

Fig. 4 shows the controller in  $H_\infty$  loop shaping.

#### B. Genetic Algorithm based Fixed-Structure $H_\infty$ Loop Shaping Optimization

In the proposed technique, GA is adopted in both weight selection and control synthesis. GA is well known as an algorithm that can be applied to any optimization problem. This algorithm applies the concept of chromosomes, and the genetic operations of crossover, mutation and reproduction. At each step, called generation, fitness value of each chromosome in population is evaluated by using fitness function. Chromosome, which has the maximum fitness value, is kept as a solution in the current generation and copied to the next generation. The new population of the next generation is obtained by performing the genetic operators such as crossover, mutation, and reproduction. In this paper, a roulette wheel method is used for chromosome selection. In this method, chromosome with high fitness value has high chance to be selected. Operation type selection, mutation, reproduction, or crossover depends on the pre-specified operation's probability. Normally, chromosome in genetic population is coded as binary number. However, for the real number problem, decoding binary number to floating number is applied [18]. The proposed technique is described in followings:

##### -Weight Selection

Weight selection is an important procedure for  $H_\infty$  loop shaping. Some researchers incorporated the performance specifications for selecting the appropriated weights [19, 20]. Based on (5),  $\varepsilon_{opt}$  can be used for indicating the compatibility of the selected weight with the robust stability requirement. However, in some cases, time domain response of close loop system at nominal plant is not satisfied although  $\varepsilon_{opt}$  is satisfied. In this paper, we specify the performance specifications and then evaluate the optimal weight  $W_1$  by using GA. The fitness function for the weight selection is given as

$$\text{Fitness} = \varepsilon_{opt} \text{ if the performance specifications are satisfied,} \\ = 0.01 \text{ (or a small value) otherwise.} \quad (8)$$

A unique method to compute  $\varepsilon_{opt}$  is given in appendix A. The fitness is set to a small value (in this case is 0.01) if the performance specifications are not satisfied.

Rather than minimizing some objective functions, it is more naturally to define the performance specifications for control system design in terms of algebraic or functional inequalities. For example, in the step response, the system may be required to have a rise-time less than 0.4 s., a settling time less than 1 s. and an overshoot less than 5%. In this paper, the performance specifications are defined as

$$\begin{aligned} \text{Maximum overshoot} &< OV, \text{ Settling time} < St, \\ \text{Steady State Error} &< SE, \text{ Bandwidth} > BW, \\ \text{Gain} (\omega < \omega_l) &> G_u \end{aligned} \quad (9)$$

where  $OV$ ,  $St$ ,  $SE$ ,  $BW$ ,  $\omega_l$  and  $G_u$  are specified values.  $\omega$  is the frequency. The last term in (9) is defined for achieving good performance in some frequency range, typically some low frequency ( $\omega \in [0, \omega_l]$ ). Other specifications can be added to achieve additional specifications.

##### -Controller Synthesis

In this paper, the genetic searching algorithm is also adopted to solve the Fixed-Structure  $H_\infty$  Loop Shaping Optimization problem. Although the proposed controller is structured, it still retains the entire robustness and performance guarantee as long as a satisfactory uncertainty boundary  $\varepsilon$  is achieved. The proposed algorithm is explained as follows.

Assume that the predefined structure controller  $K(p)$  has satisfied parameters  $p$ . Based on the concept of  $H_\infty$  loop shaping, optimization goal is to find parameters  $p$  in controller  $K(p)$  that minimize infinity norm from disturbances  $w$  to states  $z$ ,  $\|T_{zw}\|_\infty$ . From (7), the controller  $K(p)$  can be written as

$$K(p) = W_1 K_\infty W_2 \quad (10)$$

Assuming that  $W_1$  and  $W_2$  are invertible, it is obtained that

$$K_\infty = W_1^{-1} K(p) W_2^{-1} \quad (11)$$

Selecting the weight  $W_2 = 1$ , we get

$$K_\infty = W_1^{-1} K(p) \quad (12)$$

Substituting (12) into (6), the  $\infty$ -norm of the transfer function matrix from disturbances to states,  $\|T_{zw}\|_\infty$ , which is subjected to be minimized can be written as

$$J_{cost} = \gamma = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (13)$$

The optimization problem can be written as

$$\text{Minimize } \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty$$

Subject to  $p_{i,min} < p_i < p_{i,max}$ ,

Where  $p_{i,min}$  and  $p_{i,max}$  are the lower and upper bounds of the parameter  $p_i$  in controller  $K(p)$ , respectively. Some methods for selecting the range of parameter are shown in [14-15]. The fitness function in the controller synthesis can be written as

$$\text{Fitness} = \begin{cases} \left( \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \right)^{-1} & \text{if } K(p) \text{ stabilizes the plant} \\ 0.01 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

The fitness is set to a small value (in this case is 0.01) if  $K(p)$  does not stabilize the plant. Our proposed algorithm is summarized as follows.

##### -Weight Selection

**Step 1** Select a weight structure  $W_1$ , normally done by using (5). Define the genetic parameters such as initial population size, crossover and mutation probability, maximum generation, and etc. Also, specify the performance

specifications such as  $OV$ ,  $St$ ,  $SE$ , and etc.

**Step 2** Initialize several sets of weight parameters as population in the 1<sup>st</sup> generation. If (5) is used as the weight structure, the weight parameters are  $K_w$  and  $a$ . The weight parameters are chromosome in this problem.

**Step 3** Evaluate the fitness value of each chromosome using (8). Select the chromosome with maximum fitness value as a solution in the current generation. Increment the generation for a step.

**Step 4** While the current generation is less than the maximum generation, create a new population using genetic operators and go to step 3. If the current generation is the maximum generation, then go to step 5.

**Step 5** Check the optimal fitness value ( $\epsilon_{opt}$ ). If  $\epsilon_{opt} < 0.25$ , then back to step 1 to change the weight structure and/or adjust the performance specifications if possible.

#### -Controller synthesis

**Step 6** Select a controller structure  $K(p)$  and initialize several sets of parameters  $p$  as population in the 1<sup>st</sup> generation. Define the genetic parameters such as initial population size, crossover and mutation probability, maximum generation, and etc. The control parameters set,  $p$  is chromosome in GA.

**Step 7** Evaluate the fitness value of each chromosome using (14). Select the chromosome with maximum fitness value as a solution in the current generation. Increment the generation for a step.

**Step 8** While the current generation is less than the maximum generation, create a new population using genetic operators and go to step 7. If the current generation is the maximum generation, then stop.

**Step 9** Check performances in both frequency and time domains. If the performance is not satisfied such as too low  $\epsilon$  (too low fitness function), then go to step 6 to change the structure of controller. Low  $\epsilon$  indicates that the selected control structure is not suitable for the problem.

#### IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

This section explains the design of controller for the vertical axis of a pneumatic robot. Controllers in the other axes are designed by the same design procedure. In this paper, the standard system identification using experimental data is applied to determine the dynamic model of a pneumatic robot. Based on the concept of the independent joint control scheme, the dynamic model of each axis of the robot must be identified separately. The appropriate input valve voltage signal is applied to the actuator in the axis attempted to be identified, while the pistons of actuators in other axes are maintained at the nominal positions. The estimated model is obtained when the difference between model's output, prediction, and the measured output data is minimized [15]. In this paper, an appropriate input signal was applied to the actuator in vertical axis. The data from valve's voltage input and position output are collected and used for the system identification. Simple black-box system identification was used in our work. In this approach, the structure and parameters of the plant are assumed to be unknown. Firstly, a model is selected from the standard models such as *ARMAX*, *ARX*, *OE*, and etc. Then,

the orders of pole, zero, delay, and so on in the model are selected and the system identification using prediction method is applied [15]. The appropriate dynamic model can be obtained by adjusting these orders or changing the model. In this paper, to identify the plant's parameters, "*OE (output Error) model*" is selected. The details of the standard system identification and *OE model* are available in [15]. Units of output and input are meter and volt, respectively. Sampling time in our control system is 0.0112 seconds. From the procedure discussed previously, the identified plant model is found to be

$$G_0 = \frac{0.47947(s+90.76)}{(s+0.4231)(s^2+16.97s+167.9)} \quad (15)$$

Note that, this identified model includes the dynamics of actuator, valve, A/D, mass of the other links, and etc. The comparison of the simulated model output and the measured output is shown in Fig. 5. The results show that the plant model is accurately approximated by the identified model.

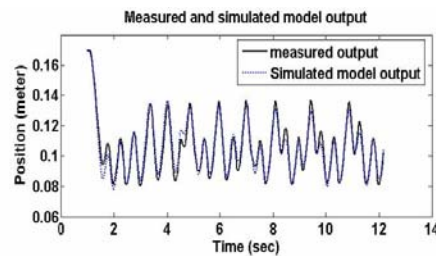


Fig.5 Comparison between simulated and measured outputs.

Based on (5), the weight parameters ranges is selected as  $K_w \in [0.01, 50]$ ,  $a \in [0.01, 50]$ ,  $b = 0.001$ . The performance specification in (9) is selected as  $OV = 0.05$ ,  $SE = 0.001$ ,  $St = 1.2$  sec,  $BW = 4$  rad/sec,  $\omega_l = 0.4$  rad/sec,  $G_u = 20$  dB, population size = 100, crossover probability = 0.7, mutation probability = 0.1, and maximum generation = 20. Fig.6 shows a plot of convergence of fitness function (optimal stability margin) versus generations by genetic algorithm. After the 12<sup>th</sup> generation, the weighting function are evaluated as

$$W_1 = \frac{15.535s + 6.83}{s + 0.001} \quad (16)$$

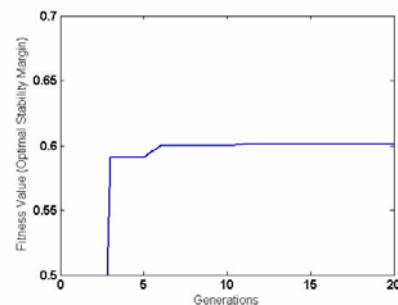


Fig.6 Convergence of the fitness value.

In the proposed technique, GA is used to evaluate the weight  $W_1$ . By using GA, the optimal stability margin ( $\epsilon_{opt}$ ) is founded to be 0.60149. This means that the evaluated weighting function is compatible with robust stability



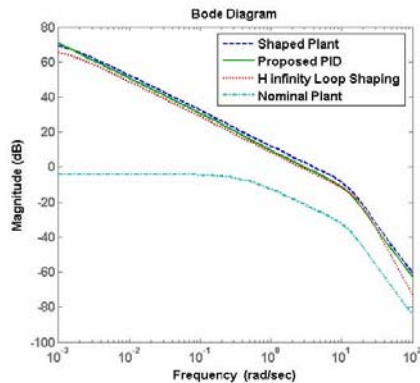
requirement in the problem. Based on (5),  $W_2 = 1$ . With these weighting functions, the crossover frequency of the desired system is increased to 4 rad/sec. Specified time domain specifications of the system are met. Bode plots of open loop transfer function for the nominal plant and shaped plant are shown in Fig. 7. As shown in this figure, at low frequency, the open loop gain of shaped plant is much larger than that of the nominal plant. This makes the designed system good in terms of performance tracking and disturbance rejection. In this case, the shaped plant is then determined as

$$G_s = W_1 G_0 W_2 = \frac{15.535s + 6.83}{s + 0.001} \frac{0.47947(s + 90.76)}{(s + 0.4231)(s^2 + 16.67s + 167.9)} \quad (17)$$

To evaluate the performance and robustness of the proposed system, responses of the system from conventional  $H_\infty$  loop shaping (HLS), proposed robust PID (PPID), PID tuned by Ziegler-Nichols method (ZN) and PID tuned by Tyreus-Luyben rule (TLC) are investigated. We first design a controller by the conventional  $H_\infty$  loop shaping procedure.  $\varepsilon$  is set to be 0.54681, which is less than the optimal value. Then, the  $H_\infty$  loop shaping controller can be evaluated as following.

$$(HLS)K(s) = \frac{372.3s^4 + 6714s^3 + 67960s^2 + 55790s + 11950}{s^5 + 40s^4 + 701.3s^3 + 6310s^2 + 2648s + 2.641} \quad (18)$$

As shown in (18), the controller designed by  $H_\infty$  loop shaping controller is fifth order controller and complicated. It is not easy to implement practically.



**Fig.7** Bode diagram of the open loop transfer function for: the shaped plant, nominal plant, plant with HLS, and proposed controller.

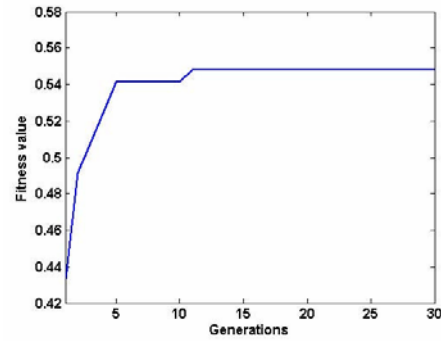
Next, a fixed-structure robust controller using the proposed algorithms is designed. The structure of controller is selected as PID with first-order derivative filter. The controller structure is expressed in (19).  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  and  $\tau_d$  are parameters to be evaluated.

$$K(p) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\tau_d s + 1} \right) \quad (19)$$

In the optimization, the ranges of search parameters and GA parameters are set as follows:  $K_p \in [0.01, 100]$ ,  $K_i \in [0.01, 100]$ ,  $K_d \in [0.01, 100]$ ,  $\tau_d \in [0.01, 100]$ , population size = 200, crossover probability = 0.7, mutation probability = 0.1, and maximum generation = 30. As a result, the optimal controller is found to be

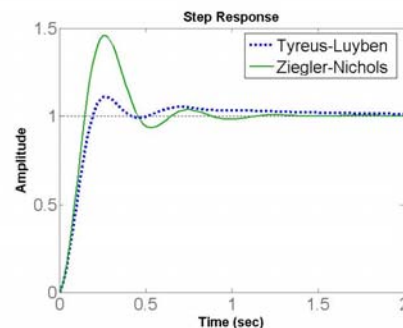
$$(PPID)K^*(p) = \left( 11.013 + \frac{5.6444}{s} + \frac{38.639s}{74.162s + 1} \right) \quad (20)$$

Open loop bode diagram is plotted to verify the proposed algorithm. Fig. 7 shows comparison of the plant, the shaped plant, the loop shape by the proposed controller and HLS. As shown in this figure, both loop shapes by the proposed controller and HLS are close to the desired loop shape. Fig.8 shows a plot of convergence of fitness function (stability margin) versus generations by genetic algorithm. As shown in the figure, the optimal robust PID controller provides a satisfied stability margin at 0.548.

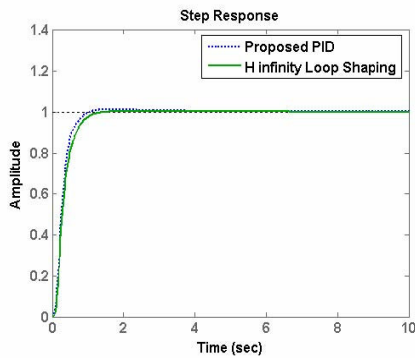


**Fig.8** Convergence of the fitness value.

For performance comparison, PID tuned by ZN and PID tuned by TLC are also designed. Both tuning rules do not require an analytic model of the plant. These methods are widely used for PID tuning in many kinds of systems. In these methods, gains  $K_p$ ,  $K_i$  and  $K_d$  are tuned using the ultimate gain,  $K_u$  and ultimate period,  $T_u$ . To evaluate  $K_u$  and  $P_u$ , the integral and derivative gains in PID controllers are set to zero. Ultimate gain,  $K_u$  is the proportional gain value that results in a sustained periodic oscillation in the output. Ultimate period,  $P_u$  is the period of oscillation. The details of tuning by ZN and TLC are given in [21]. Responses of the unit step input from PID controllers tuned by ZN and TLC rules are shown in Fig. 9. As seen in the figure, response from the PID tuned by ZN has a maximum overshoot about 45 % while there is a maximum overshoot about 10% from the PID tuned by TLC. Response from TLC is seem better than the response from ZN; however, both responses are not met the specified specifications.



**Fig. 9** Responses from the PID controller tuned by ZN and TLC tuning rules.



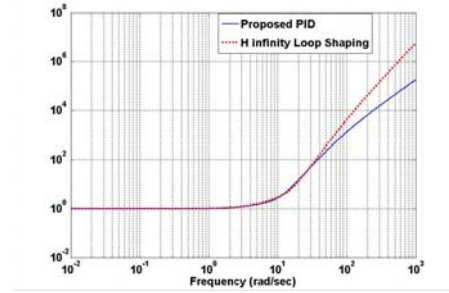
**Fig.10** Step responses by the  $H_\infty$  loop shaping and Proposed PID.

Responses from the unit step inputs by  $H_\infty$  loop shaping ( $HLS$ ) and the proposed robust PID ( $PPID$ ) are shown in Fig. 10. The settling time of all responses is about 1.1 second. Response from  $PPID$  has a small maximum overshoot compared to the PID tuned by  $ZN$  and  $TLC$  as seen in Fig. 9. The better overshoot response is from the appropriate selection of the performance weight  $W_1$ . As shown in this figure, the settling time of  $PPID$  and  $HLS$  are almost identical. Response from the proposed controller has a small maximum overshoot about 1 % while there is no overshoot from the  $HLS$ .

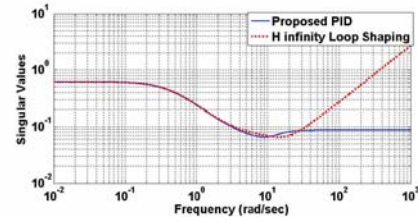
Fig. 11 shows the closed-loop frequency domain measures relevant to this design. The common closed-loop transfer function objectives and their interpretations are shown in Table 1 [22]. The notation  $\sigma(A)$  is the maximum singular value of  $A$ .

**Table 1** Common closed-loop transfer function objectives [22] (Note that, in this paper, the control system is negative feedback control)

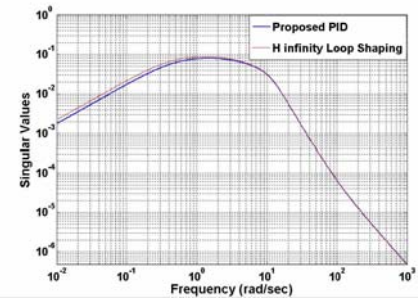
| Function                        | Interpretation  |
|---------------------------------|---|
| $\bar{\sigma}((I + GK)^{-1}G)$  | - Gain from input disturbance to plant output.  |
| $\bar{\sigma}(GK(I + GK)^{-1})$ | -Gain from controller input disturbance to plant output.<br>- $1/\bar{\sigma}(GK(I + GK)^{-1})$ indicates the maximum allowable output multiplicative plant perturbation for closed-loop stability. |
| $\bar{\sigma}(K(I + GK)^{-1})$  | -Gain from output disturbance to controller output.<br>- $1/\bar{\sigma}(K(I + GK)^{-1})$ indicates the maximum allowable additive plant perturbation for closed-loop stability.                    |



(a)



(b)



(c)

**Fig.11** (a) Maximum multiplicative plant perturbation,  $1/\bar{\sigma}(GK(I + GK)^{-1})$ , (b) maximum allowable additive plant perturbation for close loop stability,  $1/\bar{\sigma}(K(I + GK)^{-1})$ , (c) Gain from input disturbance to plant output,  $\bar{\sigma}((I + GK)^{-1}G)$

As shown in Fig. 11(a), the maximum allowable multiplicative plant perturbation of the  $HLS$  is better than that of the proposed controller especially in the high frequency range. In the low frequency range, this maximum allowable perturbation of  $HLS$  and the proposed controller are almost the same. At low frequency, uncertainties of 100% of the plant magnitude can be tolerated. In Fig. 11(b) the plot of  $1/\bar{\sigma}(K(I + GK)^{-1})$  shows that the maximum allowable additive plant perturbation for close loop stability of the  $HLS$  is better than that of the proposed controller especially in the high frequency range. In the low frequency range, this maximum allowable perturbation of  $HLS$  and the proposed controller are almost the same. Fig. 11(c) shows the plots of  $\bar{\sigma}((I + GK)^{-1}G)$  which is the gain from input disturbance to plant output. As shown in this figure, the disturbance rejection of the proposed technique is as good as that achieved from  $H_\infty$  loop shaping control. The maximum gain from input disturbance to plant output of the proposed technique is about 0.08. At low and high frequency, the gain is very small which means good disturbance attenuation.

Some experiments are done on a pneumatically actuated robot arm. The developed robot consists of two pneumatic cylinders (horizontal: SMC CDY1S10H-190 and Vertical: SMC-MS-B30R) and a rotary pneumatic actuator (KOGRNGI MSR 16x300). Three 5-port proportional valves used in the experiment are Festo MPYE-5-1/8-010B. Linear potentiometers and a potentiometer are used as the position sensor of the robot. Nominal supply pressure is maintained at a constant of 450 kPa by pressure regulator. Fig. 12 shows the photo of the proportional valve used in the experiment. The experimental result of step response of the proposed robust PID controller is shown in Fig. 13. The result is similar to the simulation result in terms of the settling time; that is, about 1 s. In simulation result as shown in Fig. 10, there is no steady state error and there is a small overshoot in the response. However, in the experimental result, the steady state error is about  $\pm 0.7$  mm. and the response has no overshoot which are caused from the non-model friction dynamic, dead-zone of valve, and limitation of the sensor resolution.



Fig.12 Photo of the proportional valve

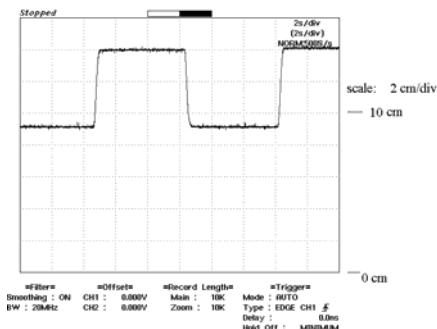


Fig.13 Response by the proposed controller in vertical axis.

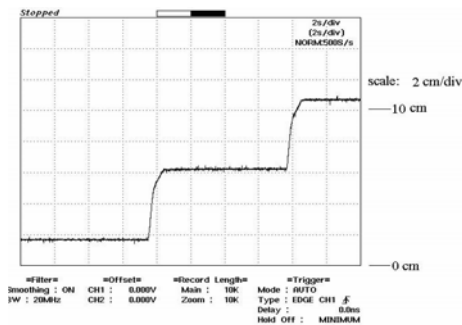
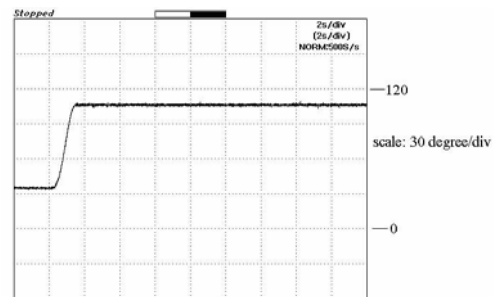


Fig.14 Response by the proposed controller in the vertical axis when the ladder input command is applied, the load at end effectors weights 3 kilograms, supply pressure is changed to 400 kPa, and the pistons in the actuators of other axes are moved.

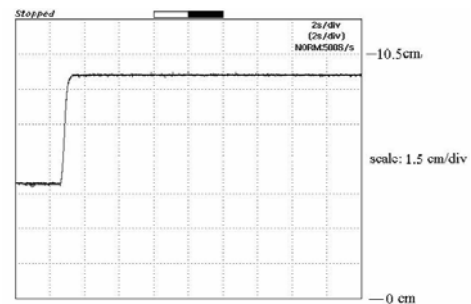
Other experiment is performed to verify the robust properties of the proposed controller. The robot is used to

grasp a 3-kilogram object. It is clearly shown in (1) that the changing in the load mass at the end effectors will affect the dynamic model of all axes. In this experiment, the step input commands are simultaneously applied to control the position of horizontal and rotation axes. It means that the couplings from the movement of the other links are also occurred. We also changed the supply pressure of the pneumatic system, equivalent to the parameter variation in the nominal plant. The supply pressure is changed from 450 kPa to 400 kPa. To verify the robustness of the designed system, ladder input command is applied to the position control of the vertical link. The experimental results show that the proposed controller has good robust performance from the changing of load mass and operating point. The response is almost identical to the first experiment with small difference in the setting time.

Fig. 15 shows the step responses by the proposed controller in horizontal and rotation axes. As seen in this figure, the proposed technique can be applied to design the robust controllers in any axes of a pneumatic robot.



(a)



(b)

Fig.15 Step responses by the proposed controller in the (a) rotation axis (b) horizontal axis.

## V. CONCLUSION

In this paper, the system identification and control of a pneumatically actuated robot was presented. When applied the standard system identification to the pneumatic system, dynamic model of each axis of a pneumatic robot can be identified. An appropriated performance weight  $W_1$  that satisfying the time domain specifications and robustness is evaluated by GA. Based on the adequate weight selection, the responses from the proposed controller and *HLS* are better than the responses from the PID tuned by *ZN* and *TLC* rules. Although there are many approaches for PID tuning; however, our proposed technique is an alternative method which directly considers the performance specifications and

robustness in the design. Additionally, in the proposed technique, the structure of controller is not restricted to PID. The controller  $K(p)$  can be replaced by any fixed-structure controller and the proposed algorithm can still be applied functionally.

As shown in the simulation results, the conventional  $H_\infty$  loop shaping controller performs closer to the desired loop shape as well as the proposed controller. However, because of the complicated controller in the conventional design, the proposed approach offers a significant improvement in practical control viewpoint by simplifying the controller structure, reducing the controller order and still retaining the robust performance. Implementation in a pneumatically actuated robot assures that the proposed technique is valid and flexible. In experimental results, movements in other axes, changing of supply pressure, and the changing of load mass of the robot have a small effect to the controlled output response.

#### APPENDIX A

Given a shaped plant  $G_s$  and  $A, B, C, D$  represent the shaped plant in the state-space form. To determine  $\mathcal{E}_{opt}$ , there is a unique method as follows [17].

$$\gamma_{opt} = \mathcal{E}_{opt}^{-1} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{1/2}$$

where  $X$  and  $Z$  are the solutions of two Riccati in (A.1) and (A.2) respectively,  $\lambda_{\max}$  is the maximum eigenvalue.

$$(A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \quad (A.1)$$

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1}C = 0 \quad (A.2)$$

Where

$$S = I + D^T D$$

$$R = I + DD^T$$

#### APPENDIX B

Given a shaped plant  $G_s$  and  $A, B, C, D$  represent the shaped plant in the state-space form. If  $G_s$  has a minimal state-space realization

$$G_s = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (B.1)$$

Then a minimal state-space realization of a normalized left coprime factorization is given by [17]

$$[N, M] = \left[ \begin{array}{c|c|c} A+HC & B+HD & H \\ \hline R^{-1/2}C & R^{-1/2}D & R^{-1/2} \end{array} \right] \quad (B.2)$$

Where  $H = -(BD^T + ZC^T)R^{-1}$

#### ACKNOWLEDGMENT

The authors are sincerely thankful to Assistant. Prof. Dr. Surachet Karnprachar from Naresuan University for his useful suggestions and comments.

#### REFERENCES

- [1] Fulin Xiang, Jan Wikander., "Block-oriented approximate feedback linearization for control of pneumatic actuator system," *Control Engineering Practice*, Vol. 12, No. 4, 2003, pp. 387-399.
- [2] H. Schulte, H. Hahn., "Fuzzy State Feedback Gain Scheduling Control of Servo-Pneumatic Actuators," *Control Engineering Practice*, Vol. 12, 2004, 639-650.
- [3] Ming-Chang Shih, Shy-I Tseng., "Identification and Position Control of a Servo Pneumatic Cylinder," *Control Engineering Practice*, Vol. 3, No.9, 1995, pp. 1285-1290.
- [4] K. Hamiti. A. Voda-Besanqon, H. Roux-Buisson., "Position Control of a Pneumatic Actuator under the Influence of Stiction," *Control Engineering Practice*, Vol. 4., No. 8, 1996, pp. 1079-1088.
- [5] Robert Richardson, Andrew R. Plummer, Michael D. Brown., "Self-Tuning Control of a Low-Friction Pneumatic Actuator Under the Influence of Gravity," *IEEE Transactions on Control Systems*, Vol. 9, No. 2, pp. 330-334.
- [6] Kimura T., Hara S. and Takamori T., " $H_\infty$  control with Mirror Feedback for a Pneumatic Actuator System," *Proceeding of 35th Conference on Decision and Control*, Kobe, Japan, 1996.
- [7] Kimura T., Fujioka H. Tokai, K. and Takamori, T., "Sampled-data  $H_\infty$  control for a pneumatic cylinder system," *Proceeding of 35th Conference on Decision and Control*, Kobe, Japan, 1996.
- [8] Bor-Sen Chen and Yu-Min Cheng., "A Structure-Specified optimal Control Design for Practical Applications: A Genetic Approach," *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol.6, No. 6, 1998, pp. 707-718.
- [9] Bor-Sen Chen, Yu-Min Cheng and Ching-Hsiang Lee., "A Genetic Approach to Mixed  $H_2/H_\infty$  Optimal PID Control," *IEEE Trans. on Control Systems*, 1995, pp. 51-60.
- [10] Shinn-Jang Ho, Shinn-Ying Ho, Ming-Hao Hung, Li-Sun Shu, and Hui-Ling Huang.Designing., "Structure-Specified Mixed  $H_2/H_\infty$  Optimal Controllers Using an Intelligent Genetic Algorithm IGA," *IEEE Trans. on Control Systems*, Vol. 13, No. 6, 2005, pp. 1119-1124.
- [11] F.L.Lewis, C.T. Abdallah, D.M. Dawson, *Control of robot manipulators*, New York: Macmillan, 1993.
- [12] Mark W. Spong, Seth Hutchinson, M. Vidyasagar. *Robot modeling and Control*, New York: Jon Wiley&Sons Inc., 2006.
- [13] Backe, W., Ohlgschlaeger, O., "Model of heat transfer in pneumatic chambers," *Journal of Fluid Control* Vol. 20, 1989, pp. 61-78.
- [14] Uebing, M, Maughan, N. D., "On Linear Modeling of a Pneumatic Servo System," *Proceeding of the Fifth Scandinavian International Conference on Fluid Power*. Vol.2, 1997, pp. 363-78.
- [15] Ljung, L., *System Identification: Theory for the User*, 2nd edition, New Jersey: Prentice-Hall, 1999.
- [16] Kemin Zhou, John C. Doyle., *Essential of Robust Control*, Int. ed, New Jersey: Prentice-Hall, 1998.
- [17] Sigurd Skogestad, Ian Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, 2nd ed., New York: John Wiley & Son, 1996.
- [18] Mitsuo Gen, Runwei Cheng., *Genetic Algorithms and Engineering Optimization*, New York: John Wiley & Sons Inc., 2000.
- [19] Da-Wei Gu, Petko H. Petkov and Mihail M. Konstantinov., *Robust Control Design with MATLAB*, London: Springer-Verlag, 2005.
- [20] Alexander Lanzon., "Weight optimization in  $H_\infty$  loop-shaping," *Automatica*, Vol. 41, 2005, pp. 1201-1208.
- [21] Aidan O' Dwyer, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*, 2nd ed., London: Imperial College Press, 2006.
- [22] McFarlane, D.C. & K. Glover., "A loop shaping design procedure using  $H_\infty$  synthesis" *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 6, 1992, pp. 759-769.

**ဂ. ၂**

# GA based Fixed Structure $H_\infty$ Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter

Piyapong Olanthichachat and Somyot Kaitwanidvilai

**Abstract**— In this paper, we propose a new technique used to design a robust controller that is not as high-order and complicated as the ones designed by conventional  $H_\infty$  loop shaping method. To overcome the problem we proposed an algorithm called *Genetic Algorithm (GA) based fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping control*. In the approach, GA is adopted to solve the  $H_\infty$  loop shaping design problem under a structure specified controller. The performance and robustness of the proposed controller are investigated in a buck-boost converter in comparison with the controller designed by conventional  $H_\infty$  loop shaping. Results of simulations demonstrate the advantages of the proposed controller in terms of simple structure and robustness against plant perturbations and disturbances. Experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed technique.

**Index Terms**—  $H_\infty$  loop shaping , genetic algorithm , buck boost converter

## I. INTRODUCTION

DC-DC converters have been widely used in computer hardware and industrial applications. Controlling of these converters is a challenging field because of their intrinsic nature of nonlinear, time-variant systems [1]. In previous research works, the linear models of these converters were derived by using linearization method [2-3]. Some linear control techniques were applied to these converters based on the linear models [1, 4-5]. NAIM, R., *et.al.* [4], applied the  $H_\infty$  control to a boost converter. Three controllers; voltage mode, feed-forward and current mode control were investigated and compared the performance. G.C. Ioannidis and S.N. Manias [5] applied the  $H_\infty$  loop shaping control schemes for a buck converter. In their paper, the  $\mu$ -analysis was used to examine the robust features of the designed controllers. Simone Buso [1] adopted the robust  $\mu$ -synthesis to design a robust voltage controller for a buck-boost converter with current mode control. The parameter variations in the converter's transfer

function were described in term of perturbations of linear fraction transformations (LFT) class.

In DC to DC converter, normally, the controller is designed by using analog circuit. Although the higher control techniques mentioned above are powerful techniques for designing the high performance and robust controller; however, the structure of these controllers is complicated with a high order. It is not easy to implement these controllers in the converters. Nevertheless, the design of analog circuit for these controllers is not feasible. To overcome this problem, fixed-structure controller is investigated. Fixed-structure robust controllers have become an interesting area of research because of their simple structure and acceptable controller order. However, the design of this controller by using the analytical method remains difficult. To simplify this problem, the searching algorithms such as genetic algorithm, particle swarm optimization technique, gradient method, etc., can be employed.

Several approaches to design a robust control for structure specified controller were proposed in [6-8]. In [6], a robust  $H_\infty$  optimal control problem with structure specified controller was solved by using genetic algorithm (GA). As concluded in [6], genetic algorithm is a simple and efficient tool to design a structure specified  $H_\infty$  optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et. al.* [7], proposed a PID design algorithm for mixed  $H_2/H_\infty$  control. In their paper, PID controller parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed  $H_2/H_\infty$  optimal control. A similar work was proposed in [8] by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed  $H_2/H_\infty$  optimal control problem. The techniques in [6-8] are based on the concept of  $H_\infty$  optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the  $H_\infty$  optimal control approach is that the appropriate selection of close-loop objectives and weights is not straightforward. In robust control,  $H_\infty$  loop shaping which is a simple and efficient technique for designing a robust controller can be alternatively used to design the robust controller for the system. Uncertainties in this approach are modeled as normalized co-prime factors; this uncertainty model does not represent actual physical uncertainty, which usually is unknown in real problems. This technique requires only two specified weights, pre-compensator and post-compensator, for shaping the nominal plant so that the desired open loop shape is achieved. Fortunately, the selection of such weights is based on the concept of classical loop shaping which is a well known technique in controller design. By the reasons mentioned above, this technique is simpler and more intuitive than other robust control techniques. However, the controller designed by  $H_\infty$  loop shaping is still complicated and has high order. To overcome this problem, in this paper, we propose a

Manuscript received July 29, 2008. This research work is financially supported by Industrial/University Cooperative Research Center in Data Storage Technology and Applications, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang and National Electronics and Computer Technology Center, National Science and Technology Development Agency (Project No. HDDB51-004) and the Thailand Research Fund (Project No. MRG4980087).

Piyapong and Somyot are with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. Email : [kksomyot@kmitl.ac.th](mailto:kksomyot@kmitl.ac.th)

fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping control to design a robust controller for a buck boost converter. In the proposed technique, the controller structure is firstly specified and the genetic algorithm is then used to evaluate the control's parameters. Simulation and experimental results show the advantages of simple structure, lower order and robustness of the proposed controller.

The remainder of this paper is organized as follows. Converter dynamics are described in section II.  $H_\infty$  loop shaping and the proposed technique are discussed in section III. Section IV demonstrates the design example and results. Finally, section V concludes the paper with some final remarks.

## II. CONVERTER MODELING

A typical circuit of buck-boost converter with current mode control is shown in Fig. 1. The dynamic model of this converter from the current reference ( $i_r$ ) to output voltage ( $u_o$ ) is given by [2-3]

$$\frac{du_o}{di_r} = R_L \frac{V_i}{V_i + 2V_o} \frac{(1 - \frac{s \cdot L}{R_L} \cdot \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_o + V_i}{V_o})}{(1 + s \cdot C \cdot R_L \cdot \frac{V_o + V_i}{2V_o + V_i})} \quad (1)$$

Where  $R_L$  is the nominal load resistant,  $V_o$  is the nominal output voltage,  $V_i$  is the nominal input voltage,  $L$  is the inductance of an inductor used in the circuit,  $C$  is the capacitance,  $f_{sw}$  is the switching frequency.

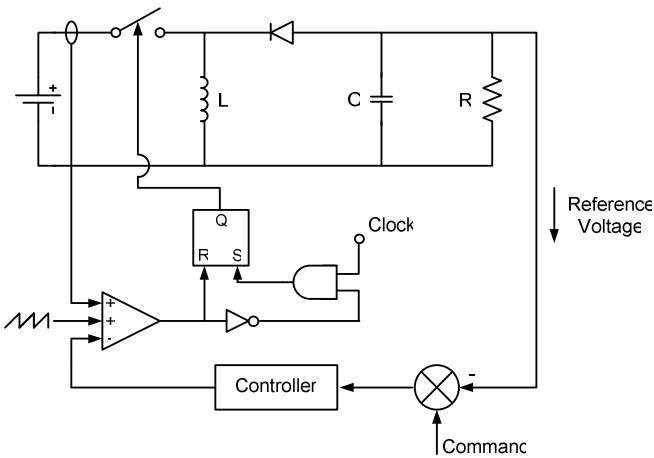


Fig. 1. Buck boost converter with current mode control.

The accuracy of this model has been proved to be accepted, at least in frequency of interest in this application [2-3].

## III. $H_\infty$ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

This section illustrates the concepts of the standard  $H_\infty$  loop shaping control and the proposed technique.

### A. Standard $H_\infty$ Loop Shaping

$H_\infty$  loop shaping control [9] is an efficient method to design a robust controller. This approach requires only a desired open loop shape in frequency domain. Two weighting functions,  $W_1$  (pre-compensator) and  $W_2$  (post-compensator),

are specified to shape the original plant  $G_o$ . In this approach, the shaped plant is formulated as normalized coprime factor, which separates the plant  $G_s$  into normalized nominator  $N_s$  and denominator  $M_s$  factors. Fig. 2 shows the coprime perturbed plant and robust stabilization used in this approach.

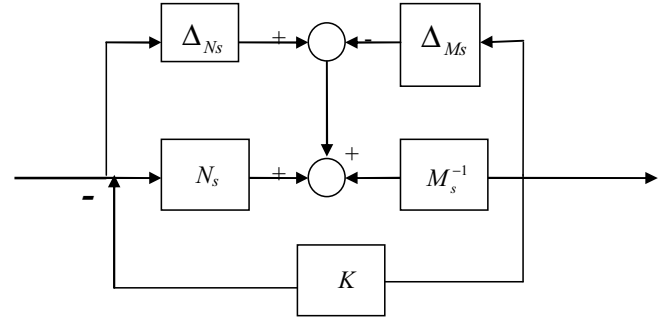


Fig. 2. Co-prime factor robust stabilization problem.

If the shaped plant  $G_s = W_2 G_o W_1 = N_s M_s^{-1}$ , then a perturbed plant is written as [9]

$$G_\Delta = (N_s + \Delta_{N_s})(M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \quad (2)$$

Where  $\Delta_{N_s}$  and  $\Delta_{M_s}$  are stable, unknown representing the uncertainty satisfying  $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \mathcal{E}$ ,

$\mathcal{E}$  is the uncertainty boundary, called stability margin.

According to the standard procedure of  $H_\infty$  loop shaping, the following steps can be applied to design the  $H_\infty$  loop shaping controller.

**Step 1** Shape the singular values of the nominal plant  $G_o$  by using a pre-compensator  $W_1$  and/or a post-compensator  $W_2$  to get the desired loop shape.  $W_2$  can be chosen as an identity matrix, since we can neglect the sensor noise effect when the use of good sensor is assumed [10]. Weight selection is very important for the design. Typically, weight  $W_1$  and  $W_2$  are selected such that the open loop of the shaped plant has the following conflict properties:

- To achieve a good performance tracking, good disturbance rejection, large open loop gain (normally at low frequency range) is required.
- To achieve a good robust stability and sensor noise rejection, small open loop gain (normally at high frequency range) is required.

There are some guidelines for the weight selection in [10]. In SISO system, the weighting functions  $W_1$  and  $W_2$  can be chosen as

$$W_1 = K_w \frac{s + a}{s + b} \text{ and } W_2 = 1 \quad (3)$$

Where  $K_w$ ,  $a$  and  $b$  are positive values

**Step 2** Minimize  $\infty$ -norm of the transfer matrix  $T_{zw}$  over all stabilizing controllers  $K$ , to obtain an optimal cost  $\gamma_{opt}$  as [10]

$$\gamma_{opt} = \mathcal{E}_{opt}^{-1} = \inf_{stab K} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + G_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (4)$$

$\mathcal{E}_{opt} \ll 1$  indicates that  $W_1$  or  $W_2$  designed in step 1 are incompatible with robust stability requirement. If  $\mathcal{E}_{opt}$  is not



satisfied ( $\mathcal{E}_{opt} \ll 1$ ), then return to step 1, adjust  $W_1$ .

**Step 3** Select  $\mathcal{E} < \mathcal{E}_{opt}$  and then synthesize a controller  $K_\infty$  that satisfies

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I + G_s K_\infty)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \leq \mathcal{E}^{-1} \quad (5)$$

Controller  $K_\infty$  is obtained by solving the optimal control problem. See [11] for more details.

**Step 4** Final controller ( $K$ ) follows

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (6)$$

### B. Genetic Algorithm based Fixed-Structure $H_\infty$ Loop Shaping Optimization

The controller, which is derived from  $H_\infty$  loop shaping method, is complicated and high-order. It is difficult to apply this controller in real works. Nowadays, the fixed-structure robust controller becomes an interesting research area because of their advantages in simple structure and acceptable controller's order. In this paper, the genetic searching algorithm is adopted to solve this problem. Although the proposed controller is structured, it still retains the entire robustness and performance guarantee as long as a satisfactory uncertainty boundary  $\mathcal{E}$  is achieved. The proposed algorithm is explained as following.

Assume that the predefined structure controller  $K(p)$  has a satisfied parameters  $p$ . Based on the concept of  $H$  infinity loop shaping, optimization goal is to find parameters  $p$  in controller  $K(p)$  that minimize infinity norm  $\|T_{zw}\|_\infty$ . From (6), the controller  $K(p)$  can be written as

$$K(p) = W_1 K_\infty W_2 \quad (7)$$

Assume that  $W_1$  and  $W_2$  are invertible, then

$$K_\infty = W_1^{-1} K(p) W_2^{-1} \quad (8)$$

the weight  $W_2 = I$  which implies that sensor noise is negligible and not considered [10]. Thus,

$$K_\infty = W_1^{-1} K(p) \quad (9)$$

By Substitution of (9) into (5), then the  $\infty$ -norm of the transfer function matrix from disturbances to states,  $\|T_{zw}\|_\infty$ , which is subjected to be minimized can be written as

$$J_{cost} = \gamma = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (10)$$

In this paper, GA is adopted to find the optimal control parameters  $p^*$  in the stabilizing controller  $K(p)$  such that the  $\|T_{zw}\|_\infty$  is minimized. The optimization problem can be written as

$$\text{Minimize } \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (11)$$

Subject to

$$p_{i,\min} < p_i < p_{i,\max}$$

Where  $p_{i,\min}$  and  $p_{i,\max}$  are the lower and upper bound values of the parameter  $p_i$  in controller  $K(p)$ , respectively.

### Genetic Algorithms

Our proposed technique uses GA to solve the optimization problem in (11). GA is well known as a biologically inspired class of algorithms that can be applied to any nonlinear optimization problem. This algorithm applies the concept of chromosomes, and the operations of crossover, mutation and reproduction. At each step, called generation, fitness values of all chromosomes in population are calculated. Chromosome, which has the maximum fitness value (minimum cost value), is kept as a solution in the current generation and passed to the next generation. The new population of the next generation is obtained by performing the genetic operators such as crossover, mutation, and reproduction. Crossover randomly selects a site along the length of two chromosomes, and then splits the two chromosomes into two pieces by breaking them at the crossover site. The new chromosomes are then formed by matching the headpiece of one chromosome with the tailpiece of the other. Mutation operation forms a new chromosome by randomly changing value of a single bit in the chromosome. Reproduction operation forms a new chromosome by just copying the old chromosome. Chromosome selection in genetic algorithm depends on the fitness value. High fitness value means high chance to be selected. Operation type selection; mutation, reproduction, or crossover, depends on the pre-specified operation's probability.

Chromosome in genetic population is coded as binary number. However, for the real number problem, decoding binary number to floating number is applied [12].

Our proposed algorithm is summarized as

**Step 1** Shape the singular values of the nominal plant  $G_o$  by  $W_1$  and  $W_2$ . Then evaluate the  $\mathcal{E}_{opt}$  using (4). If  $\mathcal{E}_{opt} < 0.25$ , then go to step 1 to adjust the weight  $W_1$ .

**Step 2** Select a controller structure  $K(p)$  and initialize several sets of parameters  $p$  as population in the 1<sup>st</sup> generation. Define the genetic parameters such as initial population size, crossover and mutation probability, maximum generation, etc.

**Step 3** Evaluate the cost function  $J_{cost}$  of each chromosome using (10). Assign  $J_{cost} = 100$ , or large number if  $K(p)$  does not meet the constraints in our optimization problem. The fitness

value is assigned as  $\frac{1}{J_{cost}}$ . Select the chromosome with

minimum cost function as a solution in the current generation. For the first generation, Gen = 1.

**Step 4** Increment the generation for a step.

**Step 5** While the current generation is less than the maximum generation, create a new population using genetic operators and go to step 3. If the current generation is the maximum generation, then stop.

**Step 6** Check performances in both frequency and time domains. If the performance is not satisfied, such as too low  $\mathcal{E}$  (too low fitness function), then go to step 3 to change the



control structure. Low  $\epsilon$  indicates that the selected control structure is not suitable for the problem.

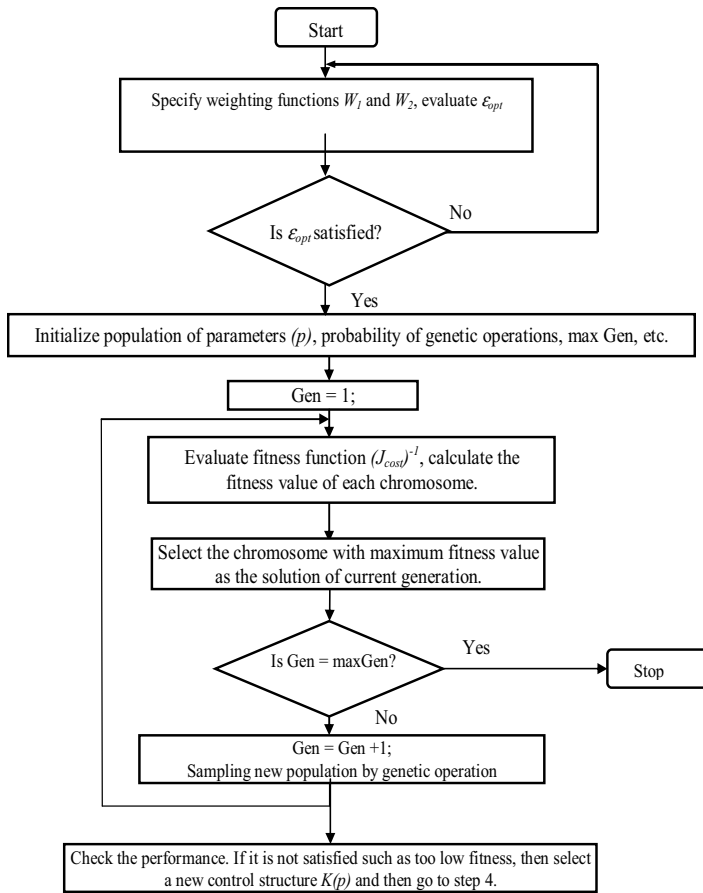


Fig. 3. Flow chart of the proposed design procedure.

#### IV. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

In this paper, a buck-boost converter designed for a photovoltaic system is studied. Converter's parameters and considered variation ranges used in this paper are given in Table 1.

Table 1 Converter's parameters and considered variation ranges.

| Parameter | Name                | Nominal Value |
|-----------|---------------------|---------------|
| $R_L$     | Load Resistant      | 40 $\Omega$   |
| $V_o$     | Output Voltage      | 30 V          |
| $V_i$     | Input Voltage       | 12 V          |
| $L$       | Inductance          | 100 $\mu$ H   |
| $C$       | Capacitor           | 470 $\mu$ F   |
| $f_{sw}$  | Switching frequency | 100 kHz       |

By (1), the nominal transfer function is found to be

$$G_o = \frac{(-0.0042s + 480)}{(0.7896s + 72)} \quad (12)$$

Both  $H_\infty$  loop shaping control and our proposed technique are applied to this converter. Firstly, we design a controller by the conventional  $H_\infty$  loop shaping procedure. In this case,  $W_1$  is selected as

$$W_1 = 25 \frac{(s+30)}{(s+10)} \quad (13)$$

$W_2$  is chosen as 1 since we neglect the sensor noise effect when the use of good sensor is assumed. Fig. 4 (a) shows the plot of open loop shape of nominal plant and shaped plant. As seen in this figure, the bandwidth of the nominal plant is about 600 rad/sec. With these weighting functions, bandwidth of the desired control system is increased to 15,000 rad/sec. Significant performances and robustness improvement are carried out by these weighting functions.

The shaped plant is written as

$$G_s = L = W_1 G W_2 = 25 \frac{(s+30)(-0.0042s + 605.6)}{(s+10)(0.9963s + 72)} \quad (14)$$

By applying the  $H_\infty$  loop shaping method, the optimal stability margin ( $\epsilon_{opt}$ ) is founded at 0.708 ( $\gamma_{opt} = 1.4123$ ). This value indicates that the selected weighting function is compatible with the robust stability requirement. The  $\epsilon = 0.66123$  ( $\gamma = 1.5123$ ), which is less than the optimal stability margin, is chosen to synthesis the controller. Based on the conventional technique is section II, the conventional  $H_\infty$  loop shaping controller is synthesized as following

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 = \frac{4.599 \times 10^6 s^2 + 2.763 \times 10^8 s + 4.15 \times 10^9}{s^3 + 1.845 \times 10^5 s^2 + 7.386 \times 10^6 s + 5.541 \times 10^7} \quad (15)$$

As shown in (15), the controller is 3<sup>th</sup> order controller and complicated structure.

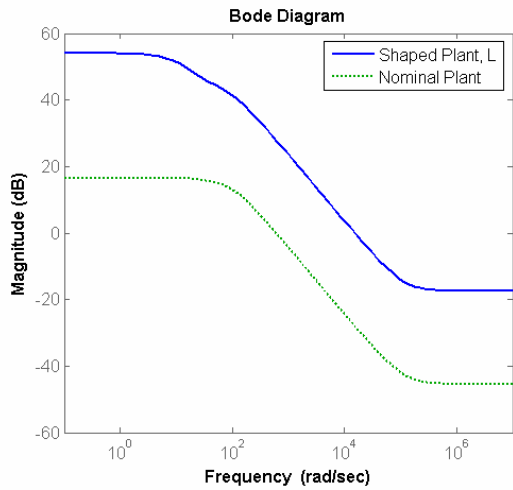
Next, PI controller is investigated as a fixed-structure controller. The controller structure is expressed in (16).  $K_p$  and  $K_i$  are parameters that will be evaluated.

$$K(p) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (16)$$

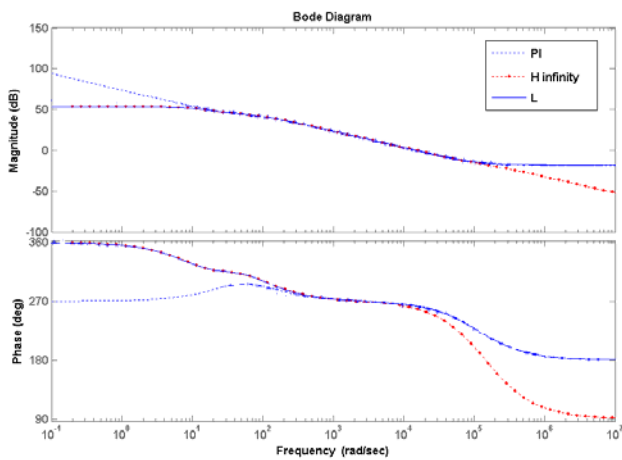
Select the controller parameters, their ranges, and genetic algorithms parameters as following:  $K_p \in [0, 200]$ ,  $K_i \in [0, 1000]$ , population size = 100, crossover probability = 0.7, mutation probability = 0.25, and maximum generation = 30. An optimal solution is obtained after 18 generations. The optimal solution is shown in (17), which has stability margin ( $\epsilon$ ) of 0.65918 ( $\gamma = 1.5171$ ).

$$K(p)^* = 21.88 + \frac{989.7}{s} \quad (17)$$

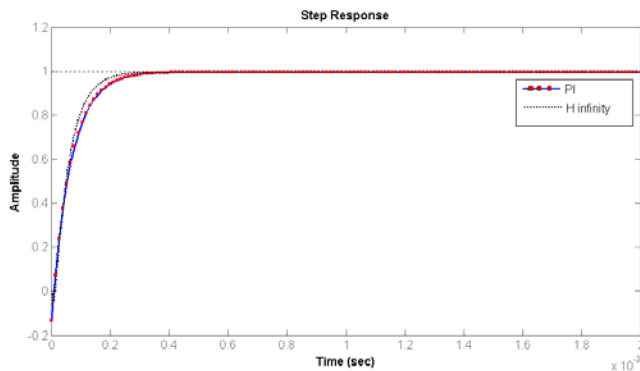
Fig. 5 shows plots of convergence of cost function  $J_{cost}$  versus generations by genetic algorithm. As seen in this figure, the optimal fixed-structure controller provides the satisfied stability margin at 0.65918 ( $\gamma = 1.5171$ ).



(a)

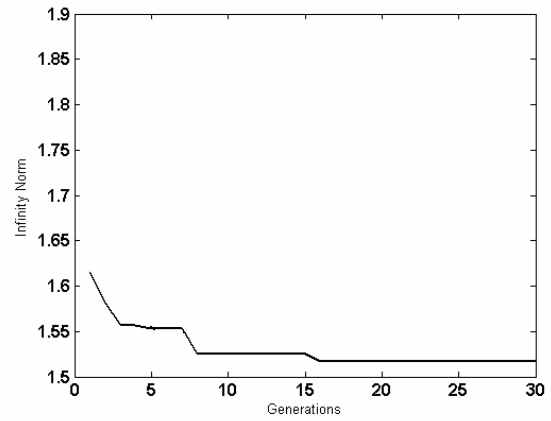


(b)



(c)

**Fig. 4.** (a) Bode plots of the nominal plant and the shaped plant (desired loop shape,  $L$ ) (b) The desired loop shape and the loop shape by the conventional  $H_\infty$  loop shaping and the proposed PI, (c) Step responses by the proposed PI and  $H_\infty$  loop shaping controllers.



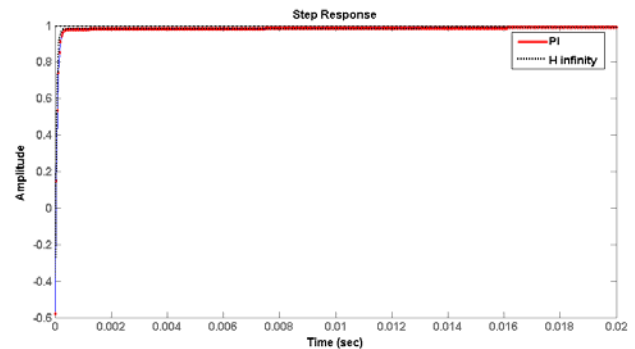
**Fig. 5** Cost functions  $J_{cost}$  versus iteration in genetic algorithm.

The open loop bode diagrams of the nominal and shaped plants are shown in Fig. 4(a). As shown in this figure, at low frequency, the open loop gain of shaped plant is much larger than that of the nominal plant. This makes the designed system has good performance tracking and good disturbance rejection. Open loop bode diagrams are plotted in Fig. 4(b) to verify the proposed algorithm. It is clearly shown that the loop shapes of  $H_\infty$  control and PI are close to the desired loop shape. Fig. 4(c) shows the step responses of the optimal solutions from the proposed robust PI and the conventional  $H_\infty$  controllers. As shown in this figure, the settling time of all responses is about 350  $\mu$ sec.

To verify the robust performance, we change the converter's parameters as:  $R_L = 10 \Omega$ ,  $V_i = 10.8 \text{ V}$ ,  $L = 120 \mu\text{H}$  and  $C = 611 \mu\text{F}$ . The designed controller in (15) and (17) is adopted to control this perturbed plant. Obviously, this condition (increase the  $L$  and  $C$  and decrease the load and input voltage) is worse than the nominal condition. In this case, for simulation, the plant is changed to

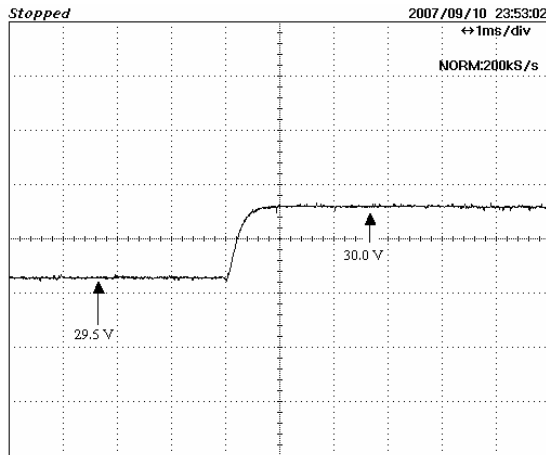
$$G = \frac{(-0.004896s + 129.6)}{(0.2938s + 70.8)} \quad (18)$$

Fig. 6 shows the step responses of all controllers in the perturbed plant. The responses are almost the same as the responses in the nominal plant with some different in the setting time. The results show that the designed system from the proposed controller and  $H_\infty$  loop shaping has a good performance and robustness.



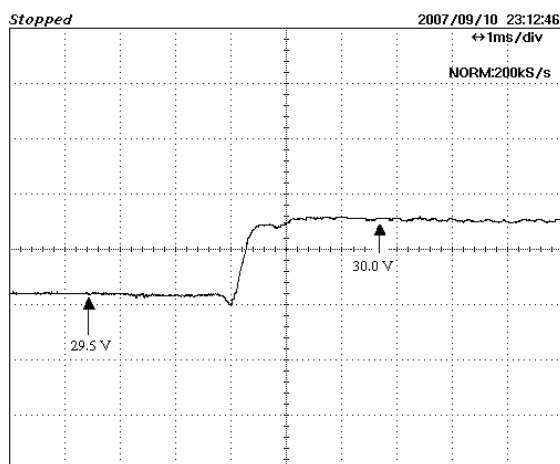
**Fig. 6** Step responses in the perturbed plant. ( $R_L = 10 \Omega$ ,  $V_i = 10.8 \text{ V}$ ,  $L = 120 \mu\text{H}$  and  $C = 611 \mu\text{F}$ ).

Some experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed controller. The nominal values in Table 1 are used to design a buck boost converter with current mode control. A proposed controller, robust PI controller in (17) is used to control the converter. Fig. 7 shows the experimental result of step response of the proposed controller. The settling time of the response is about 350  $\mu$ sec. As seen in Fig. 4(c) and Fig. 7, the response of experimental result is almost the same as that of the simulation result.



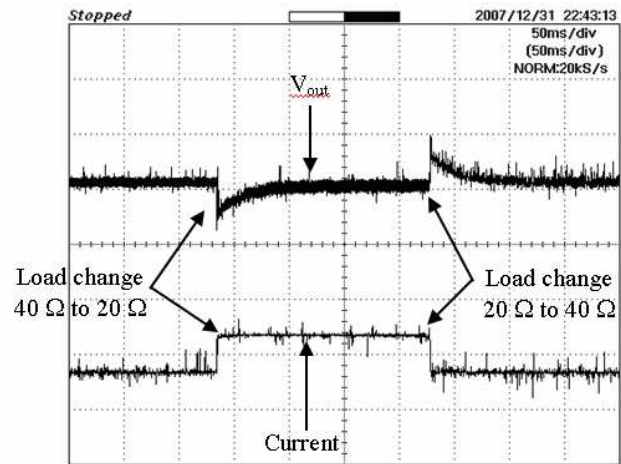
**Fig. 7** Step response in the closed loop in nominal conditions for proposed PI controller.

To verify the robust performance of the system, an experiment is performed. The component values and operating points of converter are changed to:  $R_L = 10 \Omega$ ,  $V_i = 10.8 \text{ V}$ ,  $L = 120 \mu\text{H}$  and  $C = 611 \mu\text{F}$ . The controller from the previous experiment is used to control this perturbed plant. The performance is verified by using the step response. As shown in Fig. 8, the step response is almost the same as the response in nominal conditions. This response is over damp response with a small different in the settling time. Experimental results verify that the proposed controller can be applied for the buck-boost converter to achieve a good robust performance.



**Fig. 8** Step response in the closed loop in perturbed conditions for the proposed PI controller.

To verify the robust against the sudden change of load, an experiment were performed. As shown in Fig.9, when the load is abruptly changed, the proposed controller can maintain the desired voltage.



**Fig.9** response of propose controller when the load change 40  $\Omega$  to 20  $\Omega$ .

## V. CONCLUSION

Both of  $H_\infty$  loop shaping and the proposed technique can be applied to design a robust controller for a buck boost converter. However, the proposed approach significantly improves in practical control viewpoint by simplifying the controller structure, reducing the controller order and retaining the robust performance. Although the proposed controller is structured, it still retains the entire robustness and performance guarantee as long as a satisfactory uncertainty boundary  $\varepsilon$  is achieved. Structure of controller in the proposed technique is selectable. This is desirable, especially in the DC-DC converter which analog circuit is normally used to design the controller. In conclusion, by combining of the approaches, genetic algorithms and  $H_\infty$  loop shaping; fixed-structure controller design can be designed. Implementation in buck-boost converter assures that the proposed technique is valid and flexible.

## ACKNOWLEDGMENT

This research work is financially supported by Industrial/University Cooperative Research Center in Data Storage Technology and Applications, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang and National Electronics and Computer Technology Center, National Science and Technology Development Agency (Project No. HDDB51-004) and the Thailand Research Fund (Project No. MRG4980087).

## REFERENCES

- [1] Simone Buso, "Design of a Robust Voltage Controller for a Buck-Boost Converter Using -Synthesis," *IEEE Trans. On Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 2, pp. 222-229, March 1999.
- [2] R. B. Ridley, "A new continuous-time model for current-mode control," in *Power Conversion Intell. Motion (PCIM) Conf. Proc.*, 1989, pp.455-464.
- [3] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1991.

- [4] NAIM, R., WEISS, G., and BEN-YAAKOV, S., "H<sub>∞</sub> control of boost converters: comparison to voltage mode, feed-forward and current mode controls". *PESC'95*, Atlanta, USA, pp. 1327-1332, June 1995.
- [5] G.C. Ioannidis, S.N. Manias, "H<sub>∞</sub> loop-shaping control schemes for the buck converter and their evaluation using μ-analysis," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No. 2, March 1999.
- [6] Bor-Sen Chen and Yu-Min Cheng, "A Structure-Specified optimal Control Design for Practical Applications: A Genetic Approach," *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol. 6, No. 6, November 1998.
- [7] Bor-Sen Chen, Yu-Min Cheng and Ching-Hsiang Lee, "A Genetic Approach to Mixed H<sub>2</sub>/ H<sub>∞</sub> Optimal PID Control," *IEEE Trans. on Control Systems*, p. 51-60, 1995.
- [8] Shinn-Jang Ho, Shinn-Ying Ho, Ming-Hao Hung, Li-Sun Shu, and Hui-Ling Huang. Designing Structure-Specified Mixed H<sub>2</sub>/ H<sub>∞</sub> Optimal Controllers Using an Intelligent Genetic Algorithm IGA. *IEEE Trans. on Control Systems* 2005; 13(6):1119-24.
- [9] McFarlane, D.C. & K. Glover, "A loop shaping design procedure using H<sub>∞</sub> synthesis," *IEEE Trans. On Automatic Control* AC-37 (6):759-769, 1992.
- [10] Kemin Zhou, Jhon C. Doyle, 1998. *Essential of Robust Control*. Prentice-Hall, pp 315-327.
- [11] Sigurd Skogestad, Ian Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*. John Wiley & Son, pp.118,376-380, 1996.
- [12] Chris Houck, Jeff Joines, and Mike Kay, "A Genetic Algorithm for Function Optimization: A MATLAB Implementation" by, NCSU-IE TR 95-09, 1995.

## ภาคผนวก ข

### ผลงานที่อยู่ระหว่างการส่งตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับ นานาชาติ (กำลังจัดส่ง revised paper และกำลังถูกพิจารณา) จำนวน 3 เรื่อง

ข.1 P. Olanthichachat, Kaitwanidvilai S, “Fixed Structure  $H_\infty$  Loop Shaping Controller for an AC/DC Mode Buck Converter using PSO,” submitted to Int. J. of Computer and Electrical Engineering.

ข.2 Kaitwanidvilai S, “FIXED-STRUCTURE  $H_\infty$  LOOP SHAPING CONTROL OF MIMO SYSTEM USING PSO,” submitted to Int. J. of Control, Automation and System.

ข.3 Kaitwanidvilai S, Karnprachar S., “Weight Selection and Fixed-Structure Controller Design in  $H_\infty$  Loop Shaping using Genetic Algorithm,” submitted to Asian Journal Control (The 1<sup>st</sup> reviewing result is “revision needed”)

ข.4 Kaitwanidvilai S, “Fuzzy Scheduling using Robust Loop Shaping Control for A Nonlinear System”, (กำลังเขียนบทความและกำลังจะส่งไป International Journal of Mechatronics)

# **FIXED-STRUCTURE $H_\infty$ LOOP SHAPING CONTROL OF MIMO SYSTEM USING PARTICLE SWARM OPTIMIZATION**

Somyot Kaitwanidvilai

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Email: [kksomyot@kmitl.ac.th](mailto:kksomyot@kmitl.ac.th)

## **ABSTRACT**

$H_\infty$  loop shaping control is a sensible method for designing a robust controller; however, the controller designed by this method is complicated and difficult to implement practically. To overcome this problem, in this paper, a new design technique of a fixed-structure robust controller for MIMO system is proposed. The performance and robust stability conditions of the designed system satisfying  $H_\infty$  loop shaping control are formulated as the objective function in the optimization problem. Particle Swarm Optimization (PSO) technique is adopted to solve this problem and to achieve the control parameters of the proposed controller. In order to test the robust performance of the system, step response and stability margin of four control algorithms --proposed PSO based PID control,  $H_\infty$  loop shaping control, reduced order  $H_\infty$  loop shaping control, and robust PID control designed by state-space approach— are investigated. As the results indicate, the robustness and performance of the proposed controller (centralized controller) are almost identical to those of the controller designed by  $H_\infty$  loop shaping control. However, because of the complicated controller in the conventional design, the proposed approach offers a significant improvement in practical control viewpoints by simplifying the controller structure, reducing the controller order and still retaining the robust performance. Simulation results also demonstrate that the proposed approach is numerically efficient and leads to performance comparable to that of the other methods.

## **KEY WORDS**

$H_\infty$  loop shaping control, robust control, particle swarm optimization, MIMO system, fixed-structure controller.

## 1. Introduction

In the past decades, many immense developments in robust control techniques have been proposed and the results of those are utilized in many control systems. As shown in previous works,  $H_\infty$  optimal control is a powerful technique to design a robust controller for system under conditions of uncertainty, parameter change, and disturbance. However, the order of controller designed by this technique is much higher than that of the plant. It is not easy to implement this controller in practical applications. In industrial applications, structures such as PID, lead-lag compensators are widely used because their structures are simple, tuning parameters are fewer, and they are lower order. Unfortunately, tuning of control parameters of such controllers for achieving a good performance and robustness is difficult. To solve this problem, the design of fixed-structure robust controller has been proposed. Fixed-structure robust controller has become an interesting area of research because of its simple structure and acceptable controller order. However, the design of this controller by using analytical methods remains difficult. To simplify the problem, searching algorithms such as genetic algorithm, particle swarm optimization technique, tabu-search, etc., can be employed. Several approaches to design a fixed-structure robust controller were proposed in [1-3, 5-7]. In [1], a robust  $H_\infty$  optimal control problem with structure specified controller was solved by using genetic algorithm (GA). As concluded in [1], genetic algorithm is a simple and efficient tool to design a fixed-structure  $H_\infty$  optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et al.*[2], proposed a PID design algorithm for mixed  $H_2/H_\infty$  control. In their paper, PID control parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed  $H_2/H_\infty$  optimal control. A similar work was proposed in [3] by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed  $H_2/H_\infty$  optimal control problem. The techniques in [1-3] are based on the concept of  $H_\infty$  optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the  $H_\infty$  optimal control approach is that the appropriate selection of close-loop objectives and weights is not straightforward [4]. Moreover, especially in MIMO system, it is not easy to specify the uncertainty weight in practice. Alternatively, MIMO controller can be designed by using  $H_\infty$  loop shaping control [4] which is a simple and efficient technique for designing a robust controller. Uncertainties in this approach are modeled as normalized co-prime factors; this uncertainty model does not represent actual physical uncertainty, which usually is unknown in real problems. This technique requires only two specified weights, pre- and post-compensator weights, for shaping the nominal

plant so that the desired open loop shape is achieved. Fortunately, the selection of such weights is based on the concept of classical loop shaping which is a well known technique in the controller design. By the reasons mentioned above, this technique is simpler and more intuitive than other robust control techniques. However, the controller designed by  $H_\infty$  loop shaping is still complicated. To overcome this problem, several approaches have been proposed to design a fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping controller, such as a state-space approach by A. Umut. Genc in 2000 [5], genetic algorithms based fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping by Somyot and Manukid in 2004 [6], etc. The method in [5] is based on the concept of state space approach and BMI optimization. Unfortunately, the chance of reaching a satisfactory solution of this approach depends on the initial controller chosen and the problem of the local minima is often occurred. In [6], a global optimization method was adopted to design the fixed-structure robust  $H_\infty$  loop shaping controller; however, the designed controllers in [6] were only implemented on a pneumatic servo system which is a SISO system. In [7], the same technique as [6] was adopted to design a robust controller of a boost converter; however, this application is also a SISO system. In this paper, PSO is proposed to synthesize a fixed-structure  $H_\infty$  loop shaping controller for MIMO system. Based on the concept of PSO technique, the choosing of initial controller required in the method in [5] is not necessary and the problem of local minima is reduced. Structure of controller in the proposed technique is selectable; in this paper, two fixed-structure controllers, centralized and decentralized PID controllers, are designed. Simulation results show that the controller designed by the proposed approach has a good performance and robustness as well as simple structure. This allows our designed controller to be implemented practically and reduces the gap between the theoretical and practical approach.

The remainder of this paper is organized as follows. Conventional  $H_\infty$  loop shaping and the proposed technique are discussed in section 2. PSO algorithm is also described in this section. Section 3 demonstrates the design examples and results. And, finally, in section 4 the paper is summarized with some final remarks.

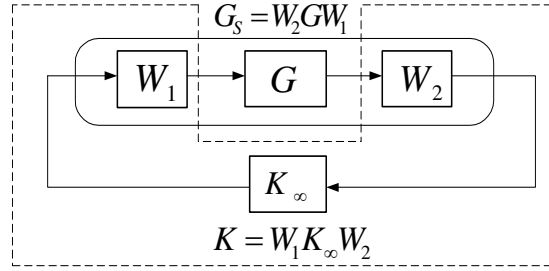
## **2. $H_\infty$ Loop Shaping Control and Proposed Technique**

This section illustrates the concepts of conventional  $H_\infty$  loop shaping control and the proposed technique.



### 2.1. Conventional $H_\infty$ Loop Shaping Control

$H_\infty$  loop shaping control is an efficient method to design a robust controller. This approach requires two weighting functions,  $W_1$  (pre-compensator) and  $W_2$  (post-compensator), for shaping the original plant  $G_0$  so that the desired open loop shape is achieved. In this approach, the shaped plant is formulated as normalized co-prime factor, which separates the shaped plant  $G_s$  into normalized nominator  $N_s$  and denominator  $M_s$  factors [8].



**Fig. 1.**  $H_\infty$  loop shaping design.

The following steps can be applied to design  $H_\infty$  loop shaping controller [4].

**Step 1** Shape the singular values of the nominal plant  $G_o$  by using a pre-compensator  $W_1$  and/or a post-compensator  $W_2$  to get the desired loop shape.  $W_2$  can be chosen as a constant since the effect of the sensor noise is negligible when the use of good sensor is assumed [9].

$$G_s = W_2 G_o W_1 = N_s M_s^{-1}. \quad (1)$$

Based on the concept of  $H_\infty$  loop shaping, the perturbed plant is written as

$$G_\Delta = (N_s + \Delta_{N_s})(M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \quad (2)$$

where  $\Delta_{N_s}$  and  $\Delta_{M_s}$  are stable, unknown representing the uncertainty satisfying  $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \varepsilon$ ,  $\varepsilon$  is the uncertainty boundary called stability margin. There are some guidelines for selecting the weight available in [9].

**Step 2** Calculate  $\varepsilon_{opt}$ , where

$$\varepsilon_{opt} = \left( \inf_{K \text{ stabilizing}} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty \right)^{-1} \quad (3)$$

To determine  $\varepsilon_{opt}$ , there is a unique method explained in appendix A.  $\varepsilon_{opt} \ll 1$  indicates that  $W_1$  or  $W_2$  designed in step 1 are incompatible with robust stability requirement. To ensure the robust stability of the nominal plant, the weighting functions are selected so that  $\varepsilon_{opt} \geq 0.25$  [9]. If  $\varepsilon_{opt}$  is not satisfied, then go to step 1, adjust the weighting functions.

**Step 3** Select  $\varepsilon < \varepsilon_{opt}$  and then synthesize a controller  $K_\infty$  that satisfies [4]

$$\|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_\infty \end{bmatrix} (I - G_s K_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty \leq \varepsilon^{-1} \quad (4)$$

where  $\|T_{zw}\|_\infty$  is the infinity norm from the disturbances  $w$  to state  $z$ . Controller  $K_\infty$  is obtained by solving the sub-optimal control problem in (4). The details of this solving are available in [8].

**Step 4** Final controller ( $K$ ) is determined as follow

$$K = W_1 K_\infty W_2 \quad (5)$$

Fig. 1 shows the controller in  $H_\infty$  loop shaping control.

## 2.2. PSO based Fixed-Structure $H_\infty$ Loop Shaping Optimization

In the proposed technique, PSO is adopted to design a fixed-structure robust controller. A similar work was presented in [5]. However, the problem in [5] was formulated by using a BMI-based optimization approach unlike the PSO approach taken in this paper. In [5], initial solution required in the design procedure strongly influences the performance of final solution. Moreover, there is no systematic method to select such initial value. In the proposed technique, the design is more flexible than the previous work [5] by selecting the appropriate upper and lower bounds of solution. In the design, boundary of solution of PSO is selected by considering the pre-compensator weight. Normally, this weight is specified by first or second order transfer functions at the diagonals entries of  $W_l$ . Fortunately, it is not difficult to transform these transfer functions to PI/PID structure. Since the fixed-structure controller in the paper is PID, thus, the choosing of boundary of solution by considering weight,  $W_l$ , can be done easily. In addition, because PSO technique is based on the concept of global optimization searching, the problem of local minima is reduced.

PSO was first proposed by Eberhart and Kennedy [10]. This technique is a population-based optimization problem-solving algorithm. Fig.2 shows the swarm's movement which is the basic idea of PSO.

As seen in this figure, a bird represents the particle and the position of each particle represents the candidate solution. Population is formed by a number of particles. In the PSO, particles fly around the problem space until the stopping criteria are met. This algorithm is simple, fast and can be programmed easily. During the flight, the velocity and position of each particle are updated according to its own and its companion's fitness value. To illustrate the strategies of PSO, the following equation is shown.

$$v_i(iter+1) = Qv_i(iter) + \alpha_1[\gamma_{1i}(X_{pi} - X_i(iter))] + \alpha_2[\gamma_{2i}(G - X_i(iter))] \quad (6)$$

where  $Q$  is the momentum coefficient,  $v_i$  is the velocity of  $i^{th}$  particle,  $iter$  is the iteration count,  $\alpha_1$  and  $\alpha_2$  are the specified acceleration coefficients,  $X_{pi}$  is the best position found by  $i^{th}$  particle,  $G$  is the best position found by swarm (global best),  $\gamma_{1i}$  and  $\gamma_{2i}$  are the random numbers in the range  $[0,1]$ . Note that the velocity must be within the specified range  $[V_{min}, V_{max}]$ . If not, set it to the limiting values. As shown in (6), there are three terms in the equation. By these terms, the advantages of local minimum searching, global minimum searching, local optima avoidance and the information sharing among particles are achieved and the particle can reach the best solution. The details of PSO are available in [10].



**Fig. 2** The movement of a swarm.

In the proposed technique, although the controller is structured, it still retains the entire robustness and performance guarantee as long as a satisfactory uncertainty boundary  $\varepsilon$  is achieved. The proposed algorithm is explained as follows. Assume that the predefined structure controller  $K(p)$  has satisfied parameters  $p$ . Based on the concept of  $H_\infty$  loop shaping, optimization goal is to find parameters  $p$  in controller  $K(p)$  that minimize

infinity norm from disturbances  $w$  to states  $z$ ,  $\|T_{zw}\|_\infty$ . In the proposed technique, the final controller  $K$  is defined as

$$K = K(p)W_2 \quad (7)$$

Assuming that  $W_1$  are invertible, from (5) then it is obtained that

$$K_\infty = W_1^{-1}K(p) \quad (8)$$

In many cases, the weight  $W_2$  is selected as identity matrix  $I$ . However, if  $W_2$  is a transfer function matrix, then the final controller is the controller  $K(p)$  in series with the weight  $W_2$ . By substituting (8) into (4), the  $\infty$ -norm of the transfer function matrix from disturbances to states,  $\|T_{zw}\|_\infty$ , which is subjected to be minimized can be written as

$$J_{\text{cost}} = \gamma = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(p) \end{bmatrix} (I - W_2G_0K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty$$

The optimization problem can be written as

$$\text{Maximize} \quad \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(p) \end{bmatrix} (I - W_2G_0K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty^{-1}$$

$$\text{Subject to} \quad p_{i,\min} < p_i < p_{i,\max},$$

where  $p_{i,\min}$  and  $p_{i,\max}$  are the lower and upper bound values of the parameter  $p_i$  in the parameter vector  $p$ , respectively. Thus, the fitness function in the controller synthesis can be written as

$$\text{Fitness (J)} = \begin{cases} \left( \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}K(p) \end{bmatrix} (I - W_2G_0K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty \right)^{-1} & \text{if } K \text{ stabilizes the plant} \\ 0.0001 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

The fitness is set to a small value (in this case is 0.0001) if  $K$  does not stabilize the plant. Our proposed algorithm is summarized as follows.

#### -Weight Selection

**Step 1** Select the weights  $W_1$  and  $W_2$  to achieve the performance and desired loop shape.

**Step 2** Evaluate  $\varepsilon_{opt}$  using (3). If  $\varepsilon_{opt} < 0.25$ , then back to step 1 to change the weights.

### -Controller synthesis

**Step 3** Select a controller structure  $K(p)$  and define the PSO parameters and control parameter ranges. Initialize several sets of parameters  $p$  as swarm in the 1<sup>st</sup> iteration. In this case, each  $p$  is a particle.

**Step 4** Use the PSO to find the optimal control parameter,  $p^*$ .

**Step 5** Check performances in both frequency and time domains. If the performance is not satisfied such as too low  $\varepsilon$  (too low fitness function), then go to step 3 to change the structure of controller. Low  $\varepsilon$  indicates that the selected control structure is not suitable for the problem.

Standard PSO algorithm used in step 4 of the proposed technique is briefly described as follows.

Specify the parameters in PSO such as population size ( $n$ ), upper and lower bound values of problem space, fitness function ( $J$ ), maximum and minimum velocity of particles ( $V_{max}$  and  $V_{min}$ , respectively), maximum and minimum inertia weights ( $Q_{max}$  and  $Q_{min}$ , respectively).

1. Initialize  $n$  particles with random positions within upper and lower bound values of the problem space. Set iteration count as  $iter = 1$ .
2. Evaluate the fitness function ( $J$ ) of each particle using (9).
3. For each particle, find the best position found by particle  $i$  call it  $X_{pi}$  and let the fitness value associated with it be  $J_{pbesti}$ . At first iteration, position of each particle and its fitness value of  $i^{th}$  particle are set to  $X_{pi}$  and  $J_{pbesti}$ , respectively.
4. Find a best position found by swarm call it  $G$  which is the position that maximum fitness value is obtained. Let the fitness value associated with it be  $J_{Gbest}$ . To find  $G$  the following algorithm described by pseudo code is adopted.

(At first iteration set  $J_{gbest} = 0$ )

For  $i = 1$  to  $n$  do

    If  $J_{pbesti} > J_{gbest}$  then

$G = X_{pi}, J_{Gbest} = J_{pbesti}$

    end;

5. Update the inertia weight by following equation

$$Q = Q_{\max} - \frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{iter_{\max}} iter$$

where  $Q$  is inertia weight,  $iter$  and  $iter_{\max}$  are the iteration count and maximum iteration, respectively.

6. Update the velocity and position of each particle. For the particle  $i$ , the updated velocity and position can be determined by following equations.

$$\begin{aligned} v_i(iter+1) &= Qv_i(iter) + \alpha_1[\gamma_{1i}(X_{pi} - X_i(iter))] + \alpha_2[\gamma_{2i}(G - X_i(iter))] \\ X_i(iter+1) &= X_i(iter) + v_i(iter+1) \end{aligned}$$

7. Increment iteration for a step. ( $iter = iter+1$ )
8. Stop if the convergence or stopping criteria are met, otherwise go to step 2.

### 3. Simulation Results

Two illustration examples are presented in this paper.

**Example 1** In this example, the control system of 24-tray tower separating methanol and water taken from process control literature [11] is studied. The dynamic model of this plant is the transfer function model for controlling the temperature on the 4<sup>th</sup> and 17<sup>th</sup> trays, that is.

$$G_0 = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{17} \\ t_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} & \frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \\ \frac{-2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} & \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

where  $t_{17}$  and  $t_4$  are the temperature on the 4<sup>th</sup> and 17<sup>th</sup> trays, respectively,  $u_1$  and  $u_2$  are the input of the 4<sup>th</sup> and 17<sup>th</sup> trays, respectively.  $y_1$  and  $y_2$  are the outputs of the 4<sup>th</sup> and 17<sup>th</sup> trays, respectively. As shown in (10), this is a stable plant with moderate time delays and interaction between its channels. In the design, the delay terms in the model are approximated by the 2<sup>nd</sup> order Pade approximation method.

To design a robust  $H_\infty$  loop shaping control, the diagonal weights  $W_1$  and  $W_2$  are selected as follows [5]:

$$W_1 = \begin{bmatrix} \frac{5s+2}{s+0.001} & 0 \\ 0 & \frac{5s+2}{s+0.001} \end{bmatrix}, \quad W_2 = \begin{bmatrix} \frac{10}{s+10} & 0 \\ 0 & \frac{10}{s+10} \end{bmatrix} \quad (11)$$