



รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ วิธีการใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟuzzyแบบคงทน
ด้วยหลักการวิธีขั้นตอนเชิงพันธุกรรมและการจัดสัญญาณวงรอบ H_∞
ประยุกต์ในหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม

โดย ดร. สมยศ เกียรติวนิชวิไล

รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

โครงการ วิธีการใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมพีชชีแบบคงทน
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_∞ loop shaping are difficult to implement in practice. To overcome this problem, we propose the algorithms, *Genetic Algorithm (GA) based fixed-structure H_∞ loop shaping control*, to design a robust controller. GA can be used to solve the H_∞ loop shaping design problem under a structure-specified controller. The performance and robust stability conditions of the designed system satisfying the H_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping control

บทคัดย่อ

ตัวควบคุมที่ออกแบบโดยเทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้ (H_∞ 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 คำตอบ

วัตถุประสงค์ของโครงการ

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

สารบัญ

1. Executive Summary	4
2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	7
2.1 ทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้	7
2.2 ทฤษฎีการหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยเทคนิคเชิงพันธุกรรม	8
2.3 เทคนิค Particle Swarm Optimization	9
3. เทคนิคใหม่ที่น่าสนใจ	10
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
4. ผลการทดลอง	16
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
5. สรุปผลการทดลอง	36
7. เอาท์พุทที่ได้จากโครงการ	38
ภาคผนวก	40
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) ...วิธีใหม่สำหรับการออกแบบตัวควบคุมฟัซซี่แบบคงทนด้วยหลักการวิธี
ขั้นตอนเชิงพันธุกรรมและการจัดสัณฐานวงรอบ H_∞ ประยุกต์ในหุ่นยนต์แขนกลขับเคลื่อนด้วยลม
(ภาษาอังกฤษ) ...A Novel Design Approach for Robust Fuzzy Controller using Genetic
Algorithms and H_∞ 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 หรือโครงการที่มีส่วนเหมือนกับเรื่องนี้บางส่วนเพื่อขอทุนต่อแหล่งทุนอื่นที่
ใดบ้าง

☒ 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_∞ 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, ท่อลมซึ่งส่งผ่านอากาศไปยังตัวขับเคลื่อนมีผลต่อการหน่วงเวลาของระบบ 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_∞ (H_∞ 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_∞ (H_∞ loop shaping) และขั้นตอนวิธีเชิงพันธุกรรม **เพื่อให้สามารถกำหนดโครงสร้างของตัวควบคุมได้ (Fixed-Structure Robust Controller)** ดังนั้น ชุดควบคุมจึงมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและนำไปใช้งานได้จริง
3. ตัวควบคุมจะถูกนำไปประยุกต์ใช้งานจริงกับระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง เพื่อแสดงให้เห็นถึง สมรรถนะและความคงทน ต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และตัวรบกวน และการนำไปใช้ได้จริง ทั้งจากการจำลองทางคอมพิวเตอร์และการทดลองจริง
4. ระบบแขนกลขับเคลื่อนด้วยลม จะเป็นระบบที่นำมาใช้ทดสอบ ซึ่งระบบดังกล่าวหากได้รับการพัฒนาให้มีคุณลักษณะสมรรถนะและความคงทนรวมทั้งแบบจำลองที่ดีขึ้นแล้วจะส่งผลต่อการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมอย่างมาก เนื่องจากจะทำให้หุ่นยนต์ดังกล่าว ราคาถูกลง น้ำหนักเบาและได้กำลังเอาต์พุตมากกว่าแบบควบคุมด้วยมอเตอร์ไฟฟ้า

1.8. วัตถุประสงค์

1. เพื่อนำเสนอวิธีการใหม่ในการออกแบบตัวควบคุมไม่เป็นเชิงเส้น ที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถรับประกันความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์และตัวรบกวน ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงได้
2. เพื่อนำเสนอวิธีการใหม่ที่รวมเอาข้อดีของเทคนิค หลักการเชิงตรรกะแบบฟัซซี่ เทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบแบบ H_∞ (H_∞ 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
- ระบบเหมาะสมกับการนำไปใช้ใน Gain Scheduling Control
- อื่นๆ ดูใน [3]

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

สำหรับทฤษฎีการจัดสรรฐานวงรอบแบบเอชอินฟินิตี้แบบเดิมนั้น มีขั้นตอนพอสั่งเซตดังต่อไปนี้ [3]

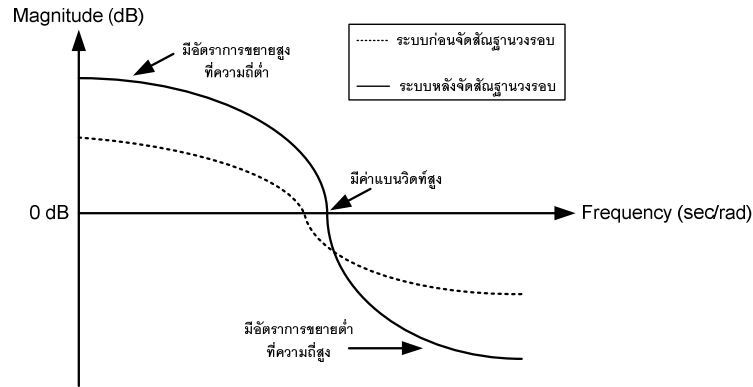
1. ออกแบบฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าหน้าหน้า (pre-compensation) คือ W_1 เพื่อหาความต้องการเชิงสมรรถนะและลดผลจากตัวรบกวน (disturbance) และออกแบบฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าหน้าหน้า (post-compensation) คือ W_2 เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนของตัวตรวจจับสัญญาณ (noise sensor) สำหรับระบบ G (Plant) ซึ่งหากกำหนดให้สัญญาณรบกวนจากตัวตรวจจับมีน้อย(ในทางปฏิบัติมักมีเซนเซอร์ที่ดี 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 , α , δ และ b ที่มีค่าบวก และค่า δ จะเป็นค่าบวกที่มีค่าน้อยๆจะได้ผลของ Integral ซึ่งทำให้ Steady State Error เป็นศูนย์ เป็นต้น ระบบที่มีการจัดสรรฐาน สามารถเขียนได้เป็น

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

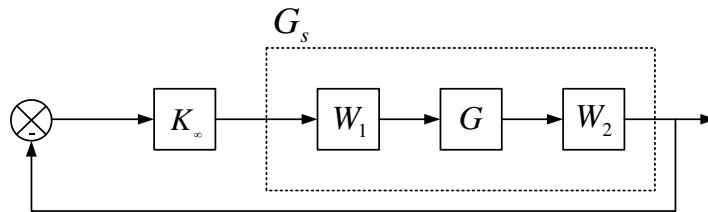
โดยทั่วไปจะกำหนดให้ฟังก์ชันนำหน้าหน้าหน้าหน้าหน้า ทำให้ระบบที่จัดสรรฐานแล้วมีค่า อัตราการขยายสูงที่ความถี่ต่ำเพื่อลดผลของตัวรบกวนและความไม่แน่นอนของระบบ อัตราการขยายต่ำที่ความถี่สูงเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวน ค่าแบนวิดท์สูงเพื่อความไวในการตอบสนอง ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 แสดงแผนภาพโบดของระบบก่อนและหลังจัดสัณฐานวงรอบ

เมื่อดำเนินการจัดสัณฐานที่เหมาะสมแล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการสังเคราะห์หาตัวควบคุมแบบคงทนดังรูปที่

2



รูปที่ 2 แสดงภาพการจัดสัณฐานวงรอบเอชอินฟินิตี้

2. หาค่านอร์มอินฟินิตี้ต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ในการออกแบบตัวควบคุม K_∞ โดยค่านี้เรียกว่า γ_{\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_∞ โดยการแก้สมการ Ricatti Equation ของสมการต่อไปนี

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

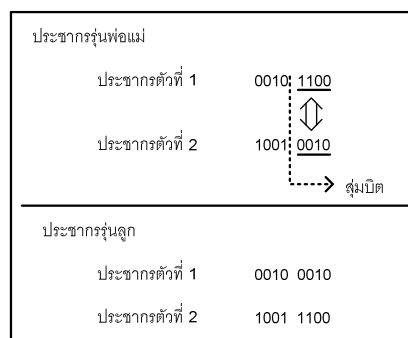
4. เมื่อได้ตัวควบคุม K_∞ แล้วจะสามารถหาตัวควบคุม K ได้ คือ

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

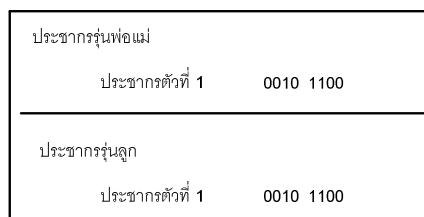
2.2 ทฤษฎีการหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยเทคนิคเชิงพันธุกรรม

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

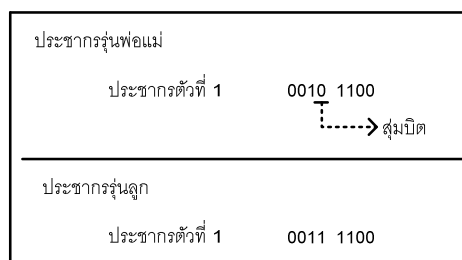
กำหนดให้ค่าหรือพารามิเตอร์ที่ต้องการหาเป็นโครโมโซม ในแต่ละรุ่น (Generation) จะมีโครโมโซม รวมกันอยู่และจะเรียกโครโมโซมเหล่านี้ว่าประชากร (Population) จำนวนประชากรในแต่ละรุ่นจะถูกกำหนด โดยผู้ออกแบบ ประชากรแต่ละตัวในรุ่นจะมีค่าฟังก์ชันฟิตเนส (Fitness Function) แตกต่างกันไปโดยที่ค่า ฟิตเนส เป็นค่าที่แสดงความเหมาะสมของโครโมโซมนั้นต่อปัญหาที่พิจารณา 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
ในงานวิจัยนี้ใช้เทคนิคนี้กับวิธีการที่นำเสนอ 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 จะสังเคราะห์จากการแก้สมการรืาคัดทำให้มีโครงสร้างตัวควบคุมที่ซับซ้อน ลำดับสูงและยากต่อการนำไปใช้งาน ผู้วิจัยได้นำเสนอเทคนิคในงานวิจัยนี้ ดังนี้

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

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

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

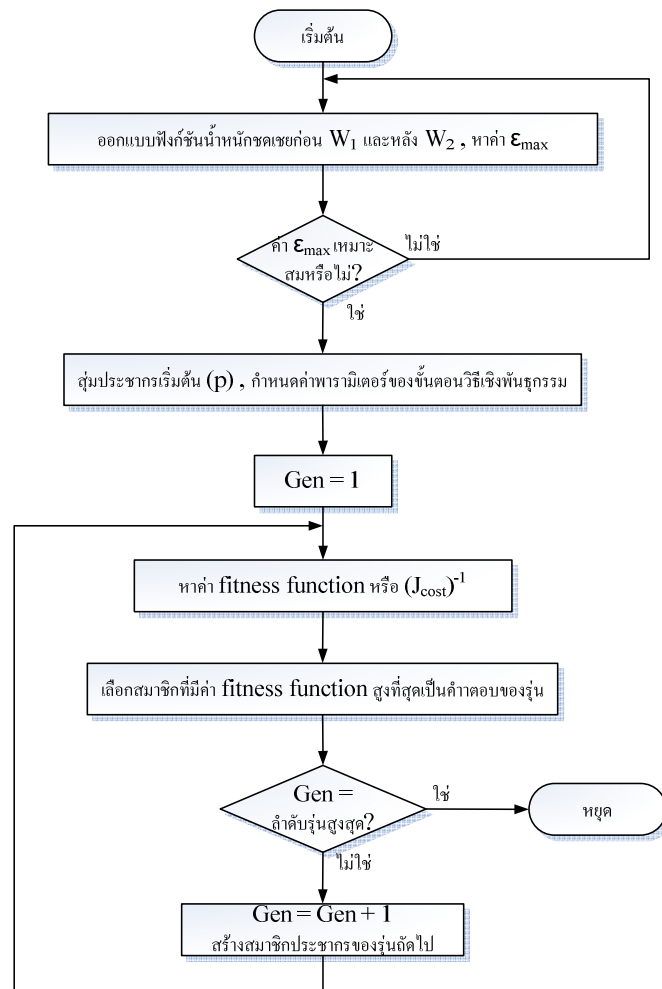
โดยกำหนดให้ $W_1^{-1} \in \mathcal{RH}_\infty$ และหากให้ $W_2 = I$ คือค่าคงที่แล้ว

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

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

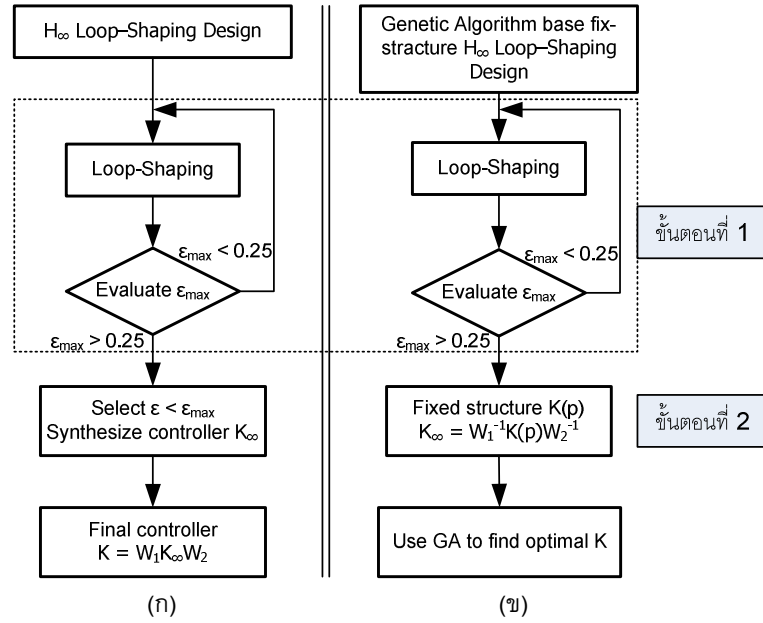
$$J_{\cos t} = \|T_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I + G_s W_1^{-1} K(p))^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (9)$$

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 จะให้คำตอบที่ดีที่สุดและใช้คำตอบนั้นเป็นคำตอบ รูปที่ 7 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างการออกแบบตัวควบคุมที่นำเสนอกับการออกแบบแบบเดิมของ McFalan et.al. [3] จากรูปจะเห็นว่า ขั้นตอนที่แตกต่างกันระหว่างสองวิธีการคือช่วงที่สองใน Flow Chart โดยที่ชุดควบคุมที่ออกแบบโดยวิธีเอชอินฟินิตี้แบบเดิมจะต้องกำหนดค่า (ε) ให้มีค่าต่ำกว่าส่วนเผื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε_{max}) เล็กน้อยแล้วสังเคราะห์ชุดควบคุม (K_∞) ขึ้นมา ขณะที่ วิธีที่นำเสนอจะกำหนดโครงสร้างชุดควบคุมไว้ก่อนแล้วจึงหาค่าพารามิเตอร์ของชุดควบคุมที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ได้ค่าเผื่อเสถียรภาพสูงสุด (ε) แทน



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

3.2 Weight Optimization and Fixed Structure Robust Loop Shaping Control

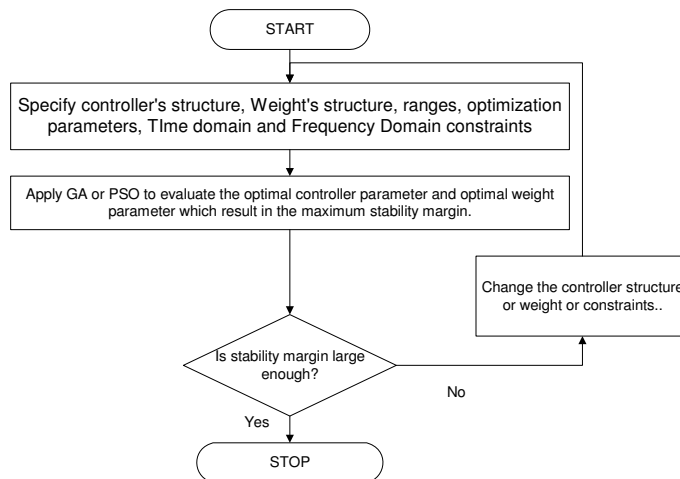
เทคนิคที่นำเสนอใน 3.1 ยังมีข้อลำบากและใช้เวลานานในการออกแบบ Weight ที่เหมาะสม โดยปกติการเลือก weight จะต้องพิจารณาข้อกำหนดที่ต้องการทั้งในแง่ Time domain และ Frequency Domain ซึ่งทำให้ออกแบบลำบาก [4] ทางผู้วิจัยจึงได้พัฒนาเทคนิคในหัวข้อ 3.2 นี้ขึ้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โดยเทคนิคนี้ผู้ออกแบบจะออกแบบเพียงโครงสร้างของ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

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

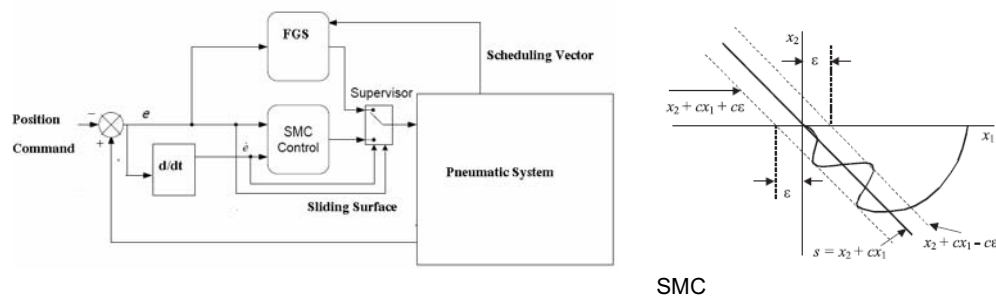
$$\text{Fitness}(J) = \begin{cases} \left(\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1} K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_0 K(p))^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \right)^{-1} & \text{if the constraints are met} \\ 0.0001 & \text{otherwise} \end{cases}$$

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

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 แต่มีปัญหาคือ ระบบจะเกิด chattering ซึ่งอาจทำให้วาล์วสึกได้ 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

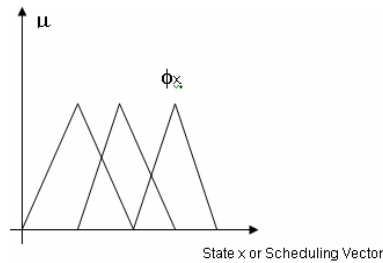
กฎ If (current state or Scheduling vector) then (control gain)

โดย (current state) เป็นตัวแปรฟัซซี่ และ (control policy) เป็นเกณฑ์ที่เลือกจาก mating pool หรือ controller ที่คำนวณไว้จากจุด 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 หรือสเกลูลิ่ง เวกเตอร์สองชุด เขียนได้เป็น

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

โดยที่ Φx 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 ทฤษฎีนี้ต้องตรวจจับ state ทุกตัวซึ่งในทางปฏิบัติเป็นไปได้ยาก (ต้องติดตั้ง pressure sensor และ controller จะซับซ้อน) หรือไม่ก็สร้าง observer อีก ทั้งยังไม่สามารถรับประกันความคงทนได้ ในงานวิจัยนี้จึงใช้ Hybrid SMC-FGS มาแก้ปัญหาดังกล่าว

4. วิธีทดลองและผลการทดลอง

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

หัวข้อนี้ของรายงานฉบับนี้จะแสดงการประยุกต์ใช้กับระบบต่างๆ ส่วนรายละเอียดโดยละเอียดสามารถอ่านได้จาก บทความวารสารวิชาการระดับนานาชาติที่ตีพิมพ์แล้ว รวมทั้งที่กำลังส่งตีพิมพ์บางส่วนใน ภาควิชาของรายงานฉบับนี้

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 เซนเซอร์ที่ใช้ตรวจจับจะเป็น 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,

θ คือ มุมในแนวหมุน, g คือ ความเร่งโลก, J คือ โมเมนต์ความเฉื่อยของลิงก์,

H คือ ระยะของลูกสูบในแนวแกนตั้ง, r คือ ระยะของลูกสูบในแนวแกนนอน,

τ คือ เวกเตอร์ของแรงหรือแรงบิด โดยมีสามแนว คือ n_1 , f_2 และ f_3 คือ แรงบิดในแนวหมุน, แรงในแนวตั้งและแนวนอนตามลำดับ ส่วนโมเดลของ actuator จะเป็นดังนี้

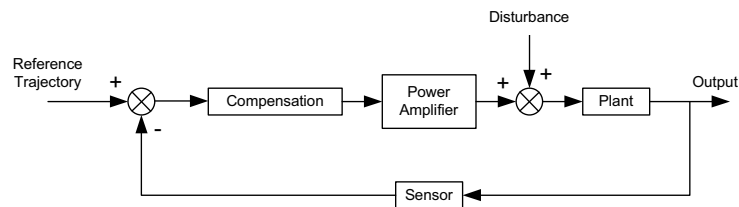
$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{k_1}{s \left(s^2 + \frac{C}{M}s + k_2 \right)}$$

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, γ 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 โดยให้แกนนอนอยู่ที่จุด 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

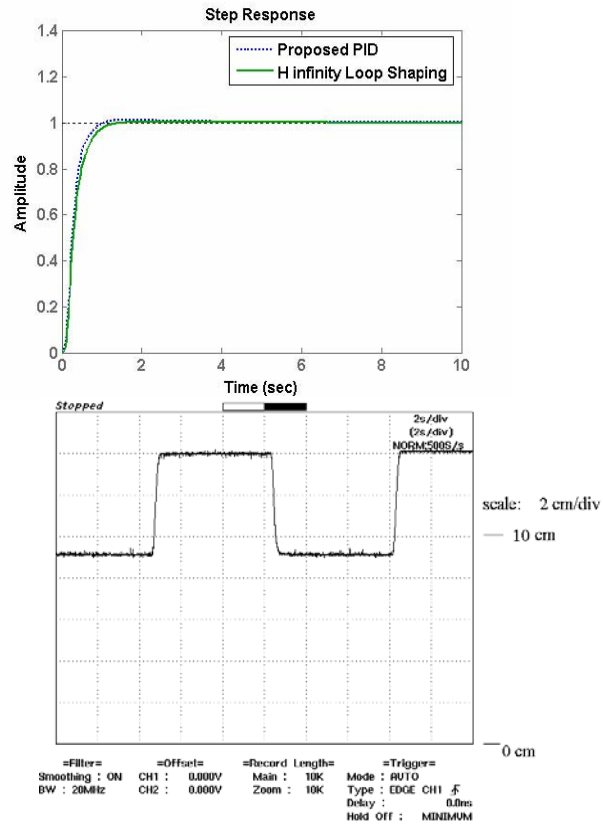
ระบบที่ควบคุมโดยวิธีการที่น่าเสนอ (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ก.1) ในการออกแบบนี้จะทำการหาค่า weight และตัวควบคุมโดยอัตโนมัติ ซึ่งทำให้ลดขั้นตอนการออกแบบจากเทคนิคใน [3] โดยกำหนด constraint ทั้ง time domain ซึ่งได้แก่ overshoot, setting time, steady state error และ frequency domain ซึ่งได้แก่ low frequency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

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

ขณะที่เทคนิค การจัดสัญญาณวงรอบ H infinity แบบเดิมได้ส่วนเพื่อเสถียรภาพเท่ากับ 0.546 และมีชุดควบคุมคือ

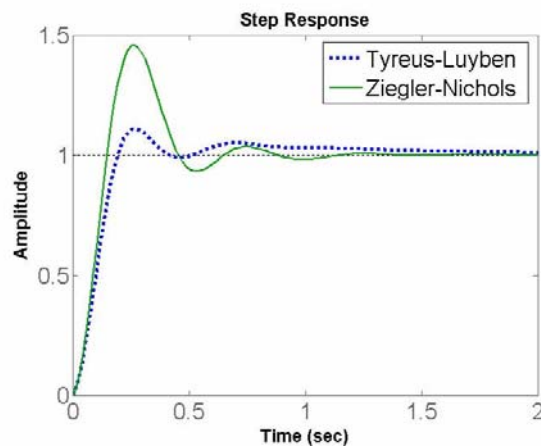
$$(HLS)K(s) = \frac{372.3s^4 + 6714s^3 + 67960s^2 + 55790s + 11950}{s^5 + 40s^4 + 701.3s^3 + 6310s^2 + 2648s + 2.641}$$

จะเห็นว่าโครงสร้างของชุดควบคุมที่นำเสนอไม่ซับซ้อนและมี order ต่ำกว่าแบบเดิมมากในขณะที่มีส่วนเพื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกัน เมื่อนำไปทดสอบกับระบบจริงและการจำลองได้ผลตามรูปข้างล่างนี้



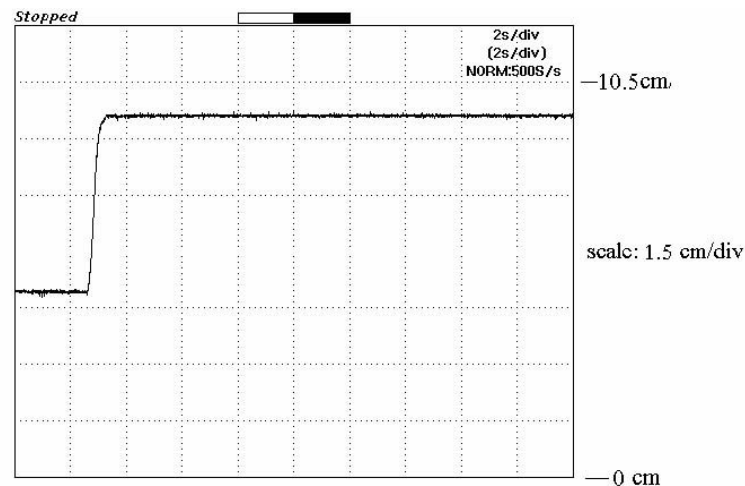
รูปที่ 9 แสดงผลตอบสนองเปรียบเทียบและผลการทดลองจริง

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 น้อยกว่าและมีส่วนเผื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกับเทคนิค 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 เทคนิคที่นำเสนอสามารถใช้จริงกับหุ่นยนต์ล้มและมีความคงทนต่อการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์

รายละเอียดของเทคนิคที่นำเสนอประยุกต์ใช้กับหุ่นยนต์ล้มสามารถดูได้จากบทความ

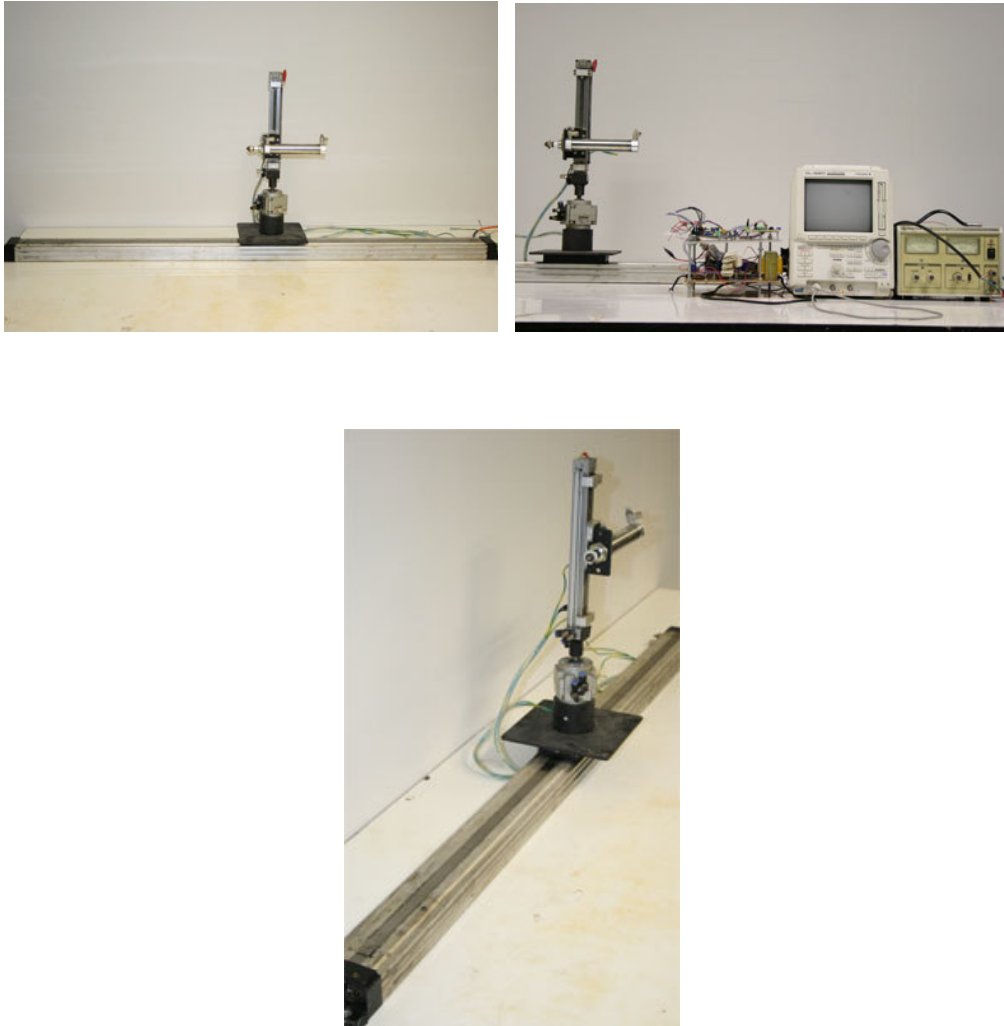
Kaitwanidvilai S, Parnichkun M, “Design of Structured Controller Satisfying H Infinity Loop Shaping using Evolutionary Optimization: Application to a Pneumatic Robot Arm” *Engineering Letters*; Vol. 16, Issue 2, pp. 193-201.

ซึ่งแนบมาในภาคผนวก ก. 1

4.2 ผลการทดลองในระบบหุ่นยนต์ขนาดใหญ่ (ฐานของหุ่นยนต์ล้ม) (กำลังส่งดีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ)

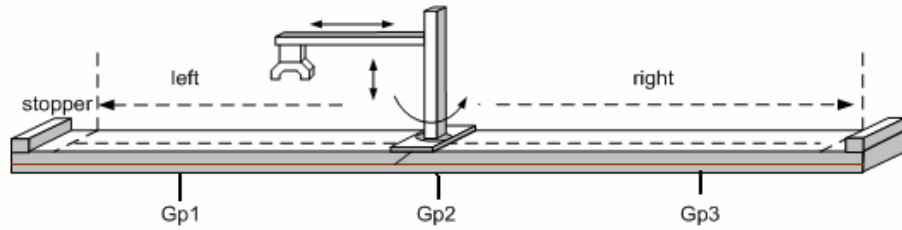
ในการออกแบบระบบที่มีขนาดใหญ่และมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง จะต้องใช้ตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม การออกแบบตัวควบคุมที่ไม่เป็นเชิงเส้นมักทำได้ยากและมีขั้นตอนซับซ้อน เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้ ระบบสามารถออกแบบตัวควบคุมแบบไม่เป็นเชิงเส้นโดยอาศัยตัวควบคุมแบบเชิงเส้นหลายๆชุดมารวมกัน โดยการรวมกันอาจใช้เทคนิคต่างๆเช่น 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 ของระบบกระบอกสูบลม ได้ plant ดังนี้

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

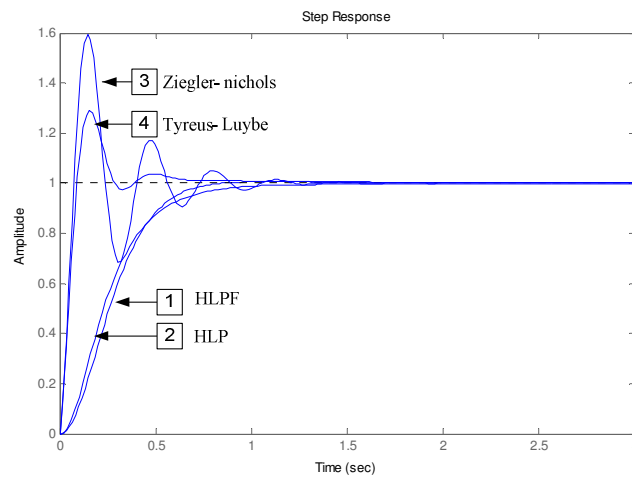
จากนั้นจะทำการออกแบบ Controller แต่ละจุดโดยใช้เทคนิคที่นำเสนอในหัวข้อ 3.2 ได้ผลดังตารางข้างล่างนี้

Compare controller			Weight (W_1)	Controller
Plant	Type	ε		
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 ε ของชนิด HLP เป็นค่าสูงสุดที่หามาได้ แต่ controller ใช้จากค่า ε ที่เลือกค่าน้อยกว่า ε_{\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

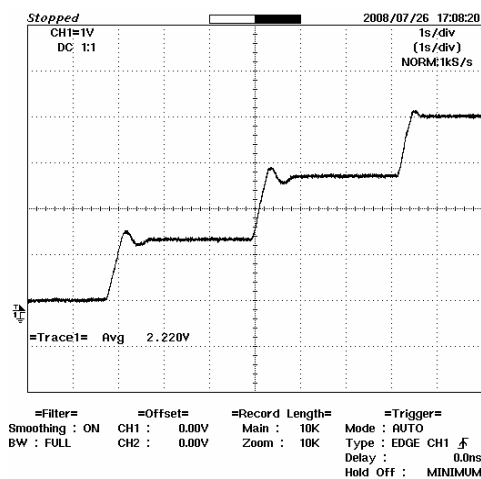
ส่วนแรกแสดงผลการตอบสนองการจำลองการทำงานที่ nominal plant



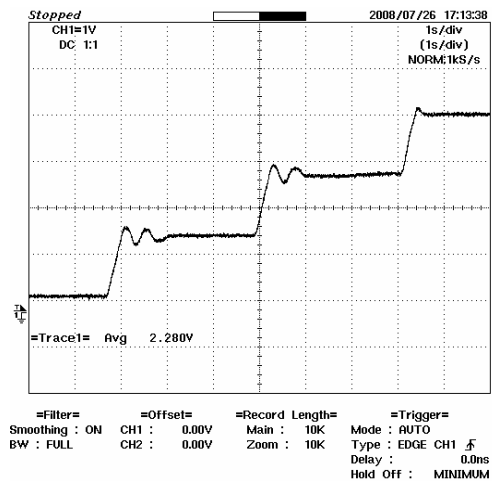
รูปแสดงการเปรียบเทียบการออกแบบระบบแบบต่างๆ

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

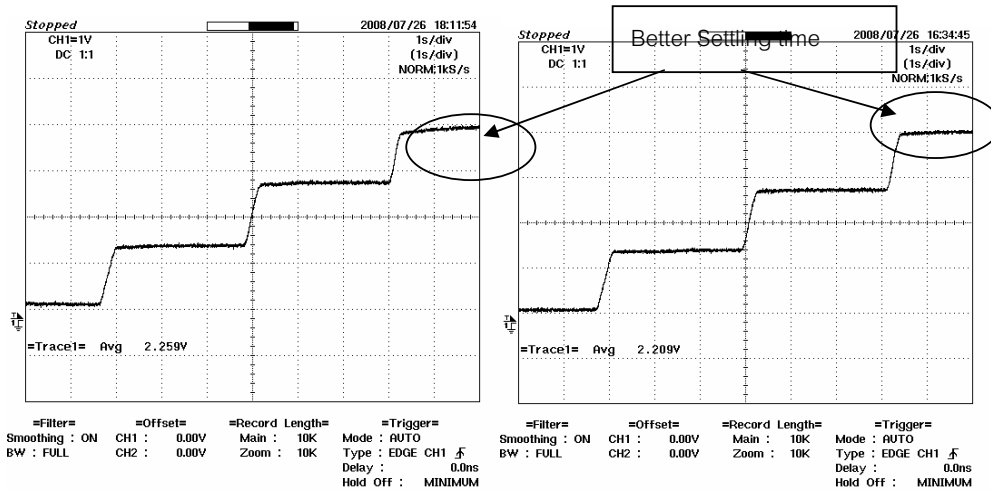
ส่วนที่สองเป็นผลตอบสนองต่อฟังก์ชันขั้นบันได ที่จุดทำงานอื่น



(ก) Tyreus-Luyben rule



(ข) Ziegler-Nichols method

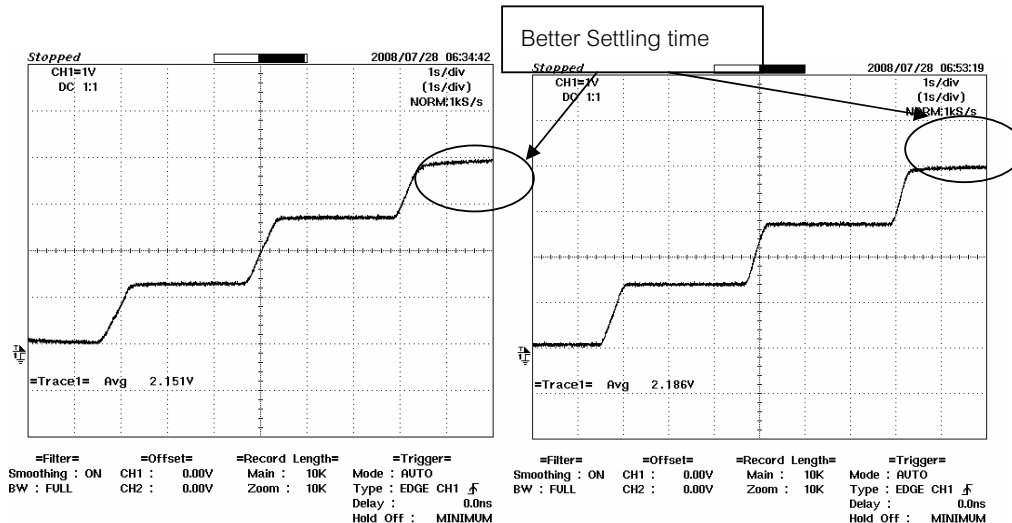


(ค) Single HLPF

(ง) Hybrid SMC-FGS

รูปแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดของระบบที่ออกแบบด้วยเทคนิคต่างๆ

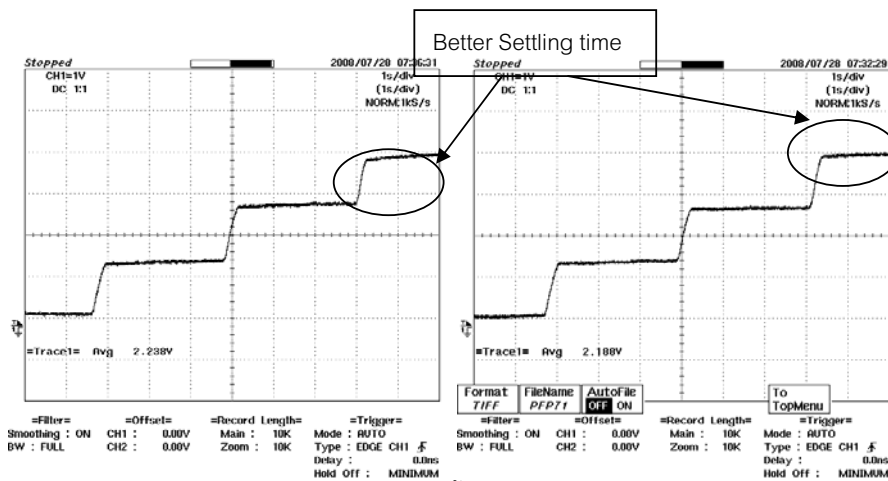
จากรูปจะเห็นได้ว่า ระบบที่ออกแบบโดย Hybrid -Fuzzy Scheduling Fixed Structure จะมี performance สูงกว่าระบบแบบ Fixed-Structure HLS เพียงตัวควบคุมตัวเดียว และมีความเป็น robustness อยู่ โดยเมื่อทดสอบกับการเปลี่ยน parameter ต่างๆยังได้ผลเหมือนเดิม เมื่อทำการเปลี่ยน pressure จาก 450 kPa เป็น 250 kPa และ 700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

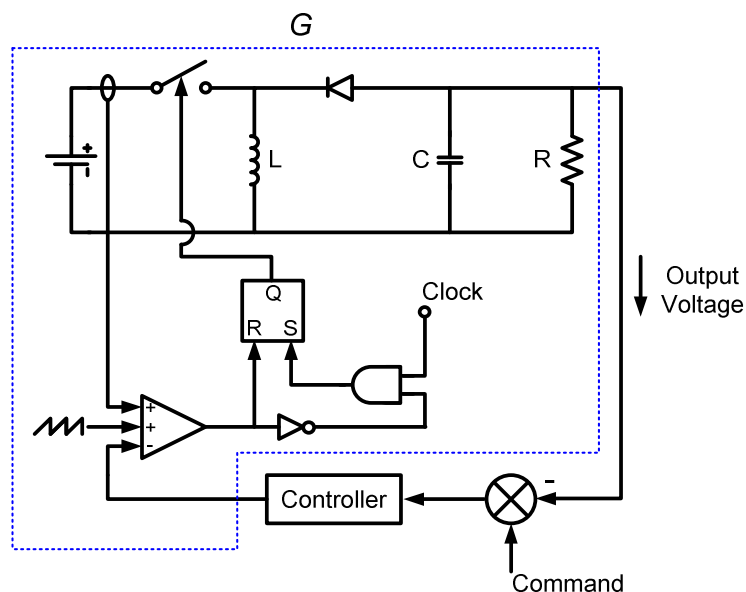
รูปแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันขั้นบันไดของระบบที่ออกแบบด้วยเทคนิคที่ Perturbed Plant (เปลี่ยนโหลดและแรงดันจาก 3.5 bar เป็น 2 bar และ 7 bar)

สรุป

ตัวควบคุมที่นำเสนอ ไม่ต้องออกแบบ weight และเมื่อนำพีซีส์เกตุลิ่งมาประยุกต์จะทำให้สามารถทำงานได้ในงานการที่มากขึ้น 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 Ω
V_o	Output Voltage	30 V
V_i	Input Voltage	12 V
L	Inductance	100 μ H
C	Capacitor	470 μ 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

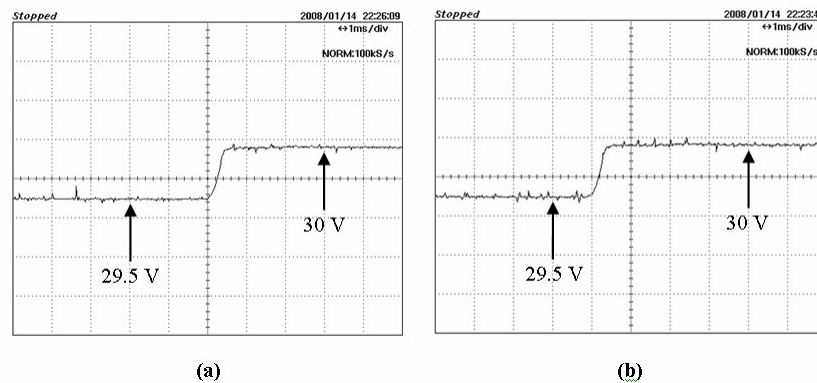
C. เทคนิค ISE with Model Reference

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

ส่วนเผื่อเสถียรภาพ ไม่มีเนื่องจากในการออกแบบไม่ได้คำนึงถึง

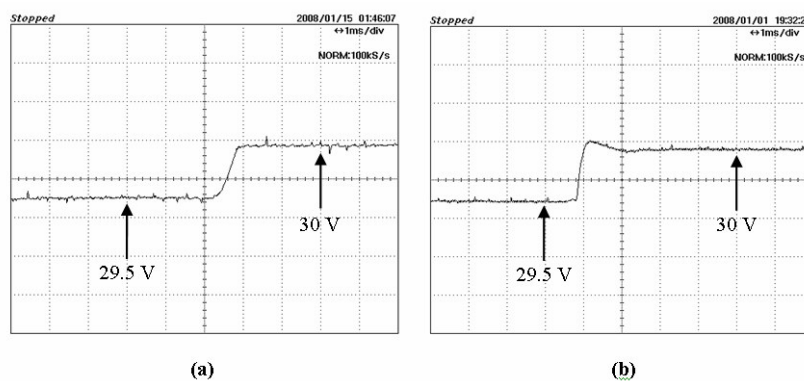
สำหรับ เทคนิค A และ B ให้ผลตอบสนองเชิงเวลา ส่วนเผื่อเสถียรภาพใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตาม เทคนิคที่นำเสนอ มี order ต่ำกว่า โครงสร้างง่ายกว่า ทำให้ใช้งานได้จริง

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



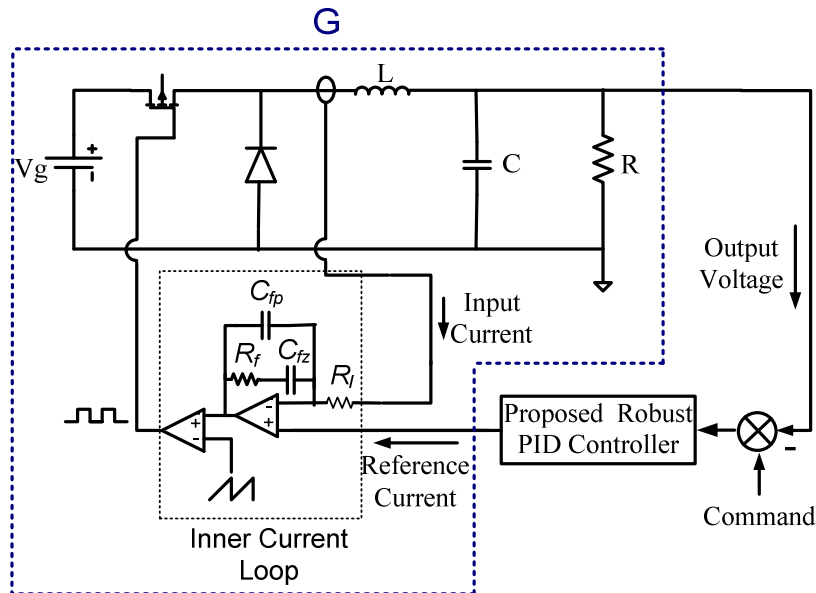
รูปแสดง Step response ของ (a) Proposed PI controller. (b) PI tuned by ISE method.

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 (กำลังส่งตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับนานาชาติ, 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 Ω
V_o	Output Voltage	6 V
V_i	Input Voltage	12 V
L	Inductance	100 μ H
C	Capacitor	680 μ F
f_{sw}	Switching frequency	100 kHz

จากการออกแบบลูวนกระแสได้ว่า $R_f = 10k\Omega$, $R_i = 1k\Omega$, $C_{fp} = 2nF$, $C_{fz} = 50nF$ 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 μ 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

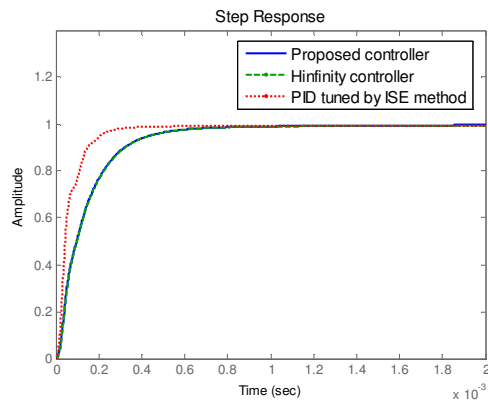
C. เทคนิค ISE with Model Reference

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

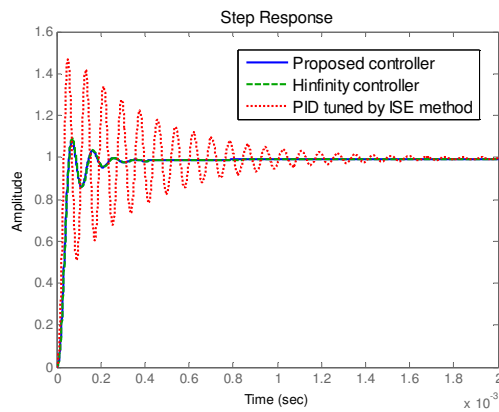
ส่วนเผื่อเสถียรภาพ ไม่มีเนื่องจากในการออกแบบไม่ได้คำนึงถึง

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



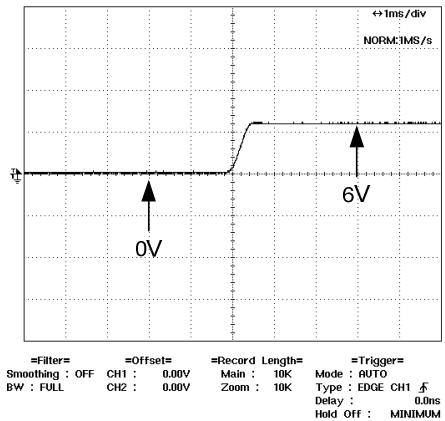
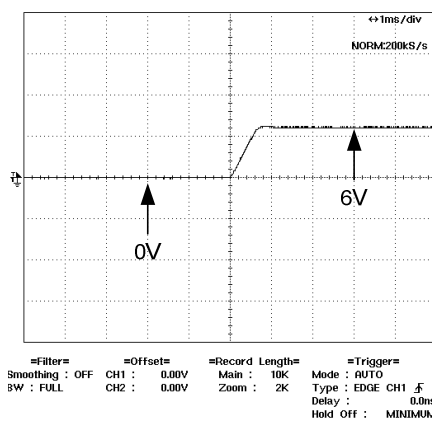
(ก)



(ข)

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

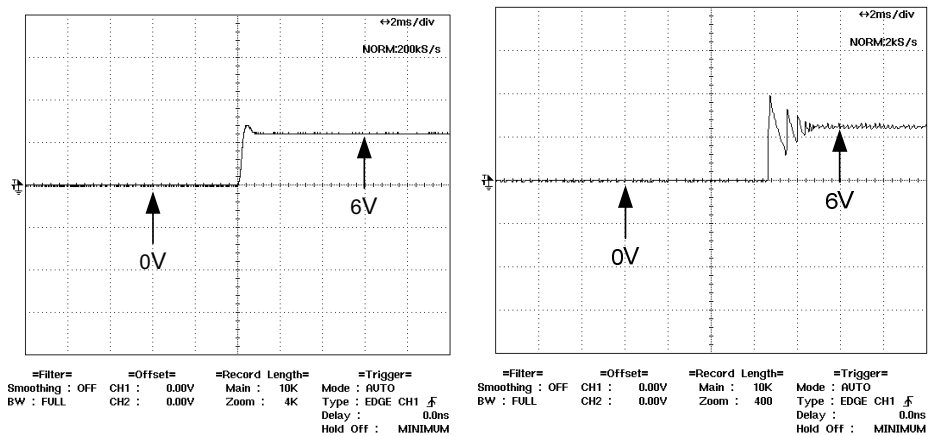
ส่วนผลการทดลองแสดงในรูปข้างล่างนี้ ซึ่งสอดคล้องกับผลการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์



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 Shapin 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

โดยค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ 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_∞ 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_∞ 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

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

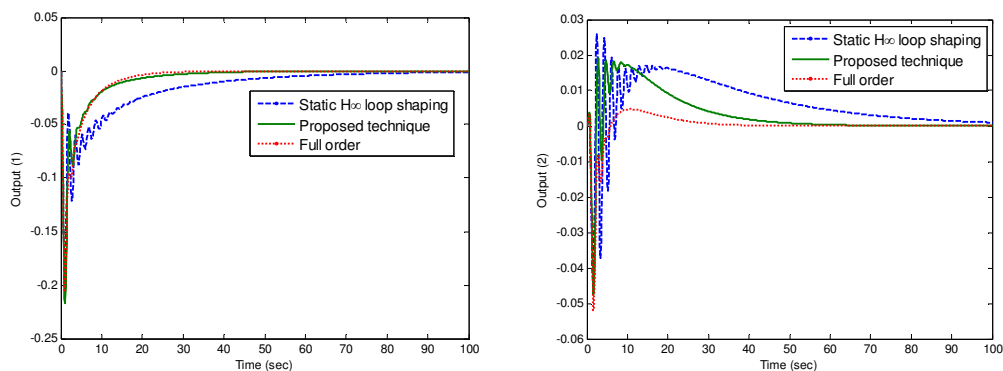
เมื่อออกแบบชุดควบคุมเพื่อเปรียบเทียบกัน 3 แบบ คือ แบบ full order ซึ่งเป็นการออกแบบชุดควบคุมแบบ Conventional H_∞ loop shaping (McFarlane & Glover , 1992) , ชุดควบคุมแบบ Static H_∞

loop shaping (Patra, Sen & Ray , 2008) และชุดควบคุมที่นำเสนอ ซึ่งชุดควบคุมแบบ Conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping (full order) จะเป็นชุดควบคุมที่ไม่สามารถกำหนดโครงสร้างและ order ของชุดควบคุมได้ จะพบว่าชุดควบคุมแบบ full order จะมี order สูงถึง 11 order ส่วนชุดควบคุมแบบ Static \mathcal{H}_∞ 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}_∞ 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}_∞ loop shaping ซึ่งมีโครงสร้างและ order ที่เหมือนกัน และเมื่อมี disturbances เข้าไปรบกวนระบบทางอินพุต ($u(t)$) ชุดควบคุมที่นำเสนอก็จะสามารถรักษาระดับเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ดีกว่าชุดควบคุมแบบ Static \mathcal{H}_∞ 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

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

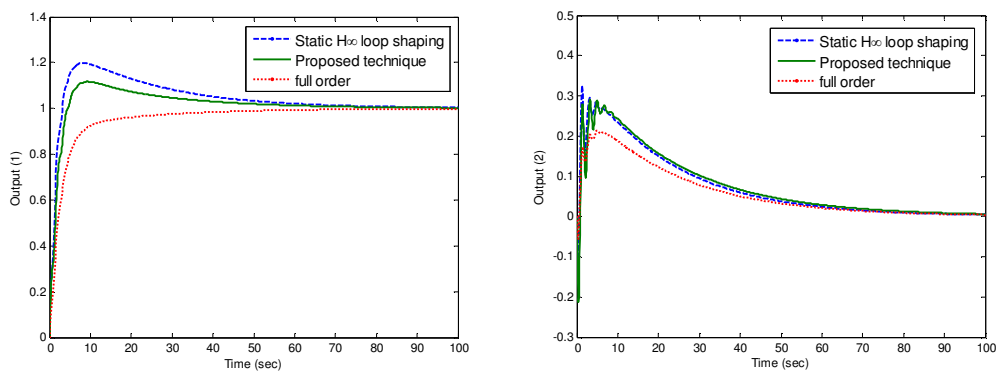
Optimal controller ที่ได้จะมีค่าส่วนเผื่อเสถียรภาพ (\mathcal{E}) เท่ากับ 0.5643

จากตารางที่ 4 ในแต่ละ case จะออกแบบชุดควบคุมแบบ Conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping ซึ่งชุดควบคุมที่ได้ก็จะมี order สูงถึง 7 order ในขณะที่ชุดควบคุมแบบ Static \mathcal{H}_∞ 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}_∞ 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}_∞ 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

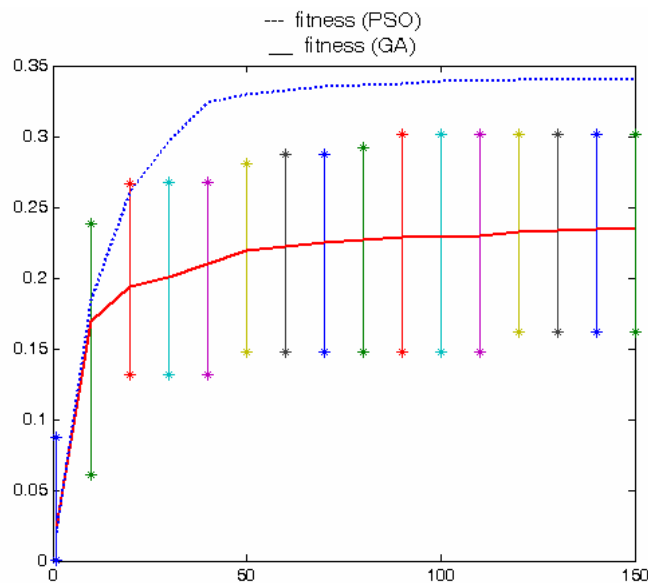
Population = 100 ถึง 500

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 ในปัญหานี้ 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_∞ synthesis," *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 6, 1992, 759–769.
- [4] Alexander Lanzon, "Weight optimisation in H_∞ 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_∞ loop shaping PID controllers," *tech. rep.*, Cambridge University, Cambridge, UK, Oct. 2000.
- [8] S. Patra, S. Sen, G. Ray, "Design of static H_∞ 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) หรือผลงานตามที่คาดว่าจะได้ในสัญญาโครงการ

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_∞ 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 โอฬารทิตาชาติ

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 โอฬารทิตาชาติ และ สมยศ เกียรติวนิชวิไล, "การออกแบบตัวควบคุมแบบคงทนพีโอ ดีด้วยเทคนิคการจัดสรรฐานวงรอบสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบโหมดกระแส", 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping which is a sensible method for robust controller design. However, in conventional H_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping method. Experimental results verify the effectiveness of the proposed technique.

Index Terms— H_∞ 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_∞ control to pneumatic servo. Inner pressure loop is used to reduce the complexity of resulting controller in H_∞ control. Kimura and *et. al.* [7] also applied a sampled-data H_∞ control approach into the plant. Experimental results in his work showed the advantages of discrete H_∞ control over the continuous H_∞ control in certain senses. However, in some techniques such as robust H_∞

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)

M. Parnichkun is with the School of Engineering and Technology, Asian Institute of Technology, Pathumtani, 12120, Thailand. (e-mail: 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_∞ 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_∞ control. In their paper, PID controller parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed H_2/H_∞ optimal control. A similar work was also presented in [10]. In H_∞ optimal control, H_∞ 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_∞ optimal control, and etc. can not be applied. However, the structure of controllers designed by H_∞ loop shaping is complicated with a high order. In this paper, genetic algorithm based fixed-structure H_∞ 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_∞ 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_∞ 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,

θ 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,

τ is the force vector.

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

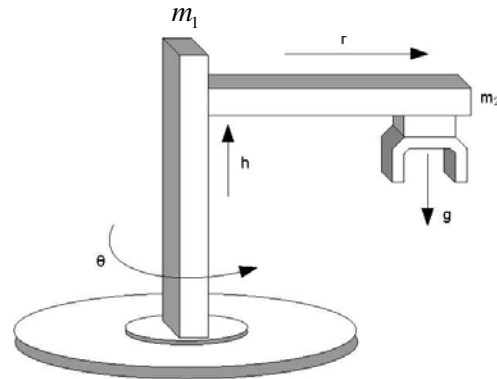


Fig.1 A cylindrical robot arm.

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.

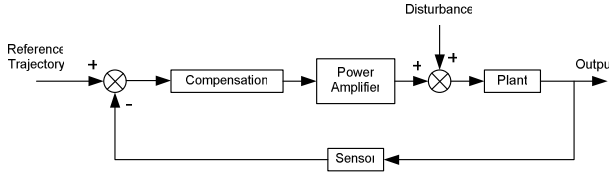


Fig. 2 Independent joint control scheme.



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, μ is friction coefficient, C is viscous friction coefficient, γ is the ratio of specific heat = 1.4, V_{1o} 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].

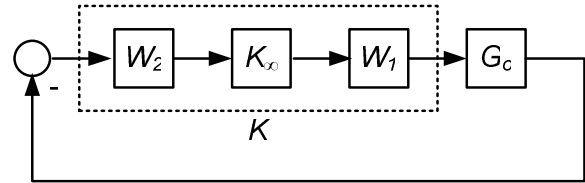
In this paper, the standard system identification for identifying the robot dynamics is applied. Based on the concept of independent joint control scheme, the dynamic model of each axis of the robot is identified separately. The details of system identification of the developed robot are illustrated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

III. H_∞ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

This section illustrates the concepts of the conventional H_∞ loop shaping control and the proposed technique.

A. Conventional H_∞ Loop Shaping

H_∞ 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_∞ loop shaping design [16].

The following steps can be applied to design the H_∞ 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 Δ_{N_s} and Δ_{M_s} are stable, unknown representing the uncertainty satisfying $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \varepsilon$, ε is the uncertainty boundary called stability margin. There are some guidelines for selecting the weights available in [17].

Step 2 Calculate ε_{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 ε_{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 ε_{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_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping.

B. Genetic Algorithm based Fixed-Structure H_∞ 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_∞ loop shaping. Some researchers incorporated the performance specifications for selecting the appropriated weights [19, 20]. Based on (5), ε_{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 ε_{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 ε_{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 , ω_l and G_u are specified values. ω 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_∞ 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 ε 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_∞ 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 ∞ -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 1st 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 (ϵ_{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 1st 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 ϵ (too low fitness function), then go to step 6 to change the structure of controller. Low ϵ 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.

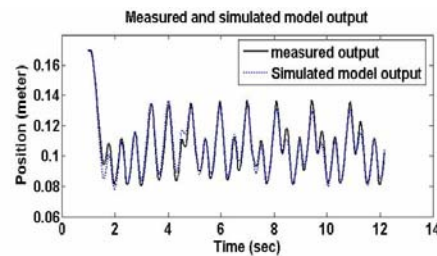


Fig.5 Comparison between simulated and measured outputs.

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 12th generation, the weighting function are evaluated as

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

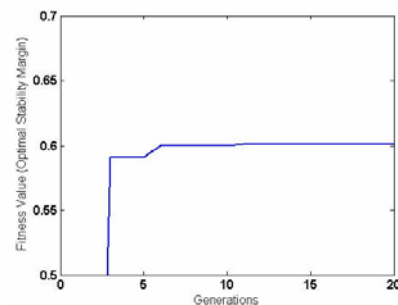


Fig.6 Convergence of the fitness value.

In the proposed technique, GA is used to evaluate the weight W_1 . By using GA, the optimal stability margin (ϵ_{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_∞ 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_∞ loop shaping procedure. ε is set to be 0.54681, which is less than the optimal value. Then, the H_∞ 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_∞ loop shaping controller is fifth order controller and complicated. It is not easy to implement practically.

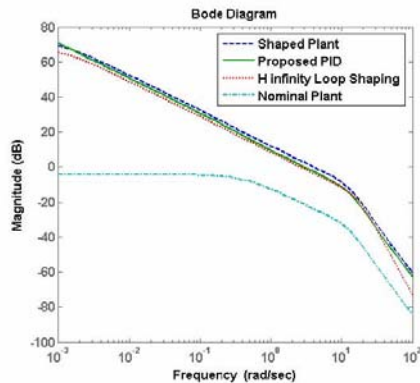


Fig.7 Bode diagram of the open loop transfer function for: the shaped plant, nominal plant, plant with HLS, and proposed controller.

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 τ_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.

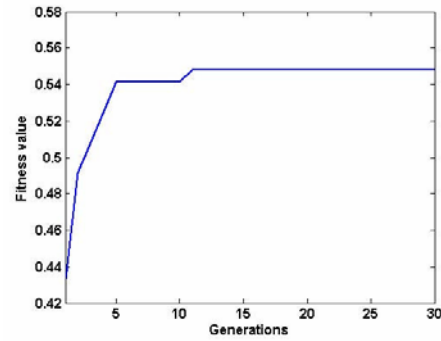


Fig.8 Convergence of the fitness value.

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.

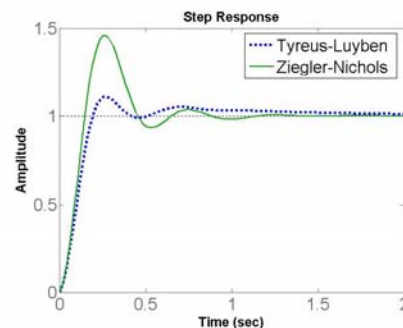


Fig. 9 Responses from the PID controller tuned by ZN and TLC tuning rules.

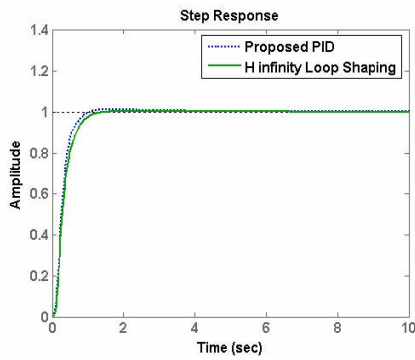


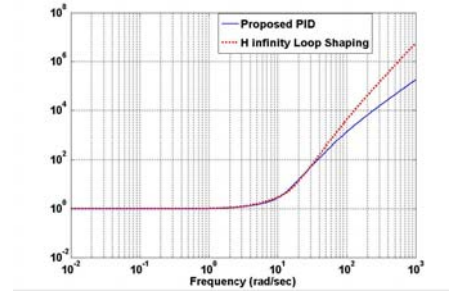
Fig.10 Step responses by the H_∞ loop shaping and Proposed PID.

Responses from the unit step inputs by H_∞ 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 .

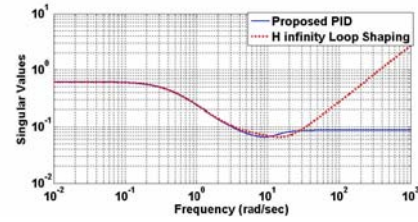
Fig. 11 shows the closed-loop frequency domain measures relevant to this design. The common closed-loop transfer function objectives and their interpretations are shown in Table 1 [22]. The notation $\sigma(A)$ is the maximum singular value of A .

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

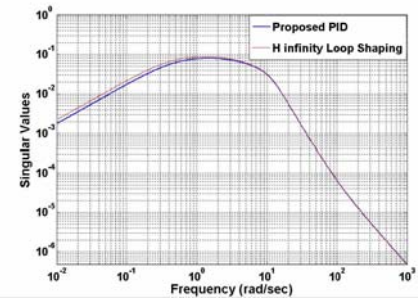
Function	Interpretation
$\bar{\sigma}((I + GK)^{-1}G)$	- Gain from input disturbance to plant output.
$\bar{\sigma}(GK(I + GK)^{-1})$	-Gain from controller input disturbance to plant output. - $1/\bar{\sigma}(GK(I + GK)^{-1})$ indicates the maximum allowable output multiplicative plant perturbation for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

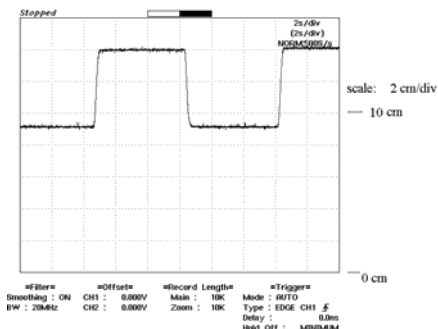


Fig.13 Response by the proposed controller in vertical axis.

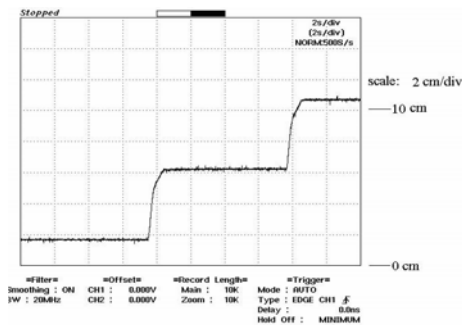
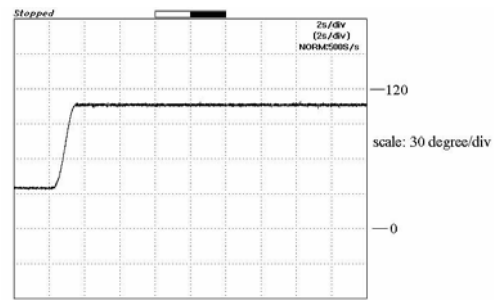


Fig.14 Response by the proposed controller in the vertical axis when the ladder input command is applied, the load at end effectors weights 3 kilograms, supply pressure is changed to 400 kPa, and the pistons in the actuators of other axes are moved.

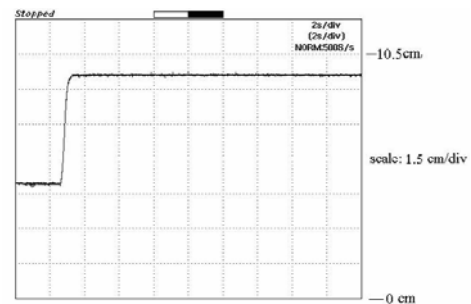
Other experiment is performed to verify the robust properties of the proposed controller. The robot is used to

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_∞ 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, λ_{\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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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., Ohlischlaeger, 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_∞ 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_∞ synthesis" *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 6, 1992, pp. 759-769.

ဂ. ၂

GA based Fixed Structure H_∞ 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_∞ loop shaping method. To overcome the problem we proposed an algorithm called *Genetic Algorithm (GA) based fixed-structure H_∞ loop shaping control*. In the approach, GA is adopted to solve the H_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping control schemes for a buck converter. In their paper, the μ -analysis was used to examine the robust features of the designed controllers. Simone Buso [1] adopted the robust μ -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_∞ 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_∞ optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et. al.* [7], proposed a PID design algorithm for mixed H_2/H_∞ control. In their paper, PID controller parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed H_2/H_∞ optimal control. A similar work was proposed in [8] by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed H_2/H_∞ optimal control problem. The techniques in [6-8] are based on the concept of H_∞ optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the H_∞ optimal control approach is that the appropriate selection of close-loop objectives and weights is not straightforward. In robust control, H_∞ 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_∞ 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

fixed-structure H_∞ 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_∞ 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.

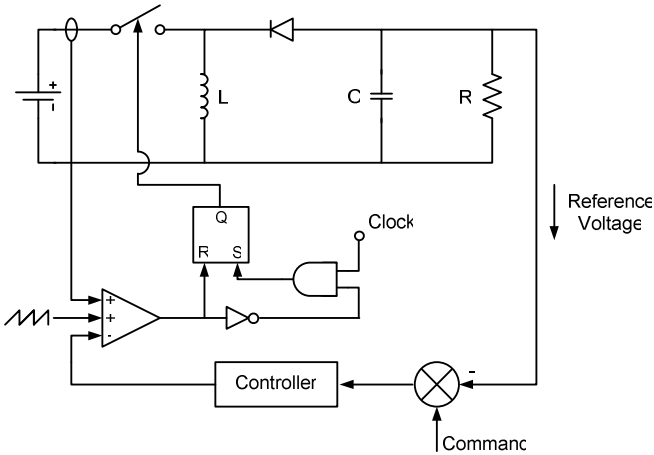


Fig. 1. Buck boost converter with current mode control.

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

III. H_∞ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

This section illustrates the concepts of the standard H_∞ loop shaping control and the proposed technique.

A. Standard H_∞ Loop Shaping

H_∞ 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.

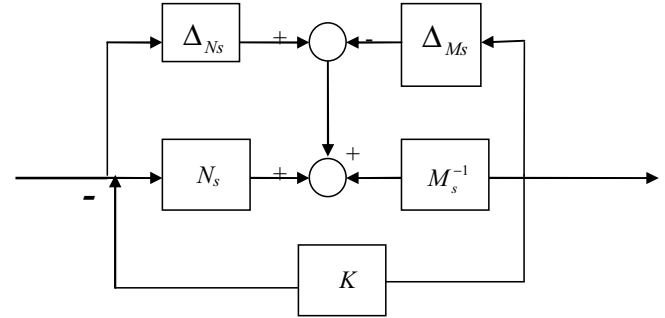


Fig. 2. Co-prime factor robust stabilization problem.

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 Δ_{N_s} and Δ_{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_∞ loop shaping, the following steps can be applied to design the H_∞ 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 ∞ -norm of the transfer matrix T_{zw} over all stabilizing controllers K , to obtain an optimal cost γ_{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 ($\varepsilon_{opt} \ll 1$), then return to step 1, adjust W_1 .

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

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

Controller K_∞ 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_∞ Loop Shaping Optimization

The controller, which is derived from H_∞ 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 ε 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 ∞ -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 ε_{opt} using (4). If $\varepsilon_{opt} < 0.25$, 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 1st 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 ε (too low fitness function), then go to step 3 to change the

control structure. Low ϵ indicates that the selected control structure is not suitable for the problem.

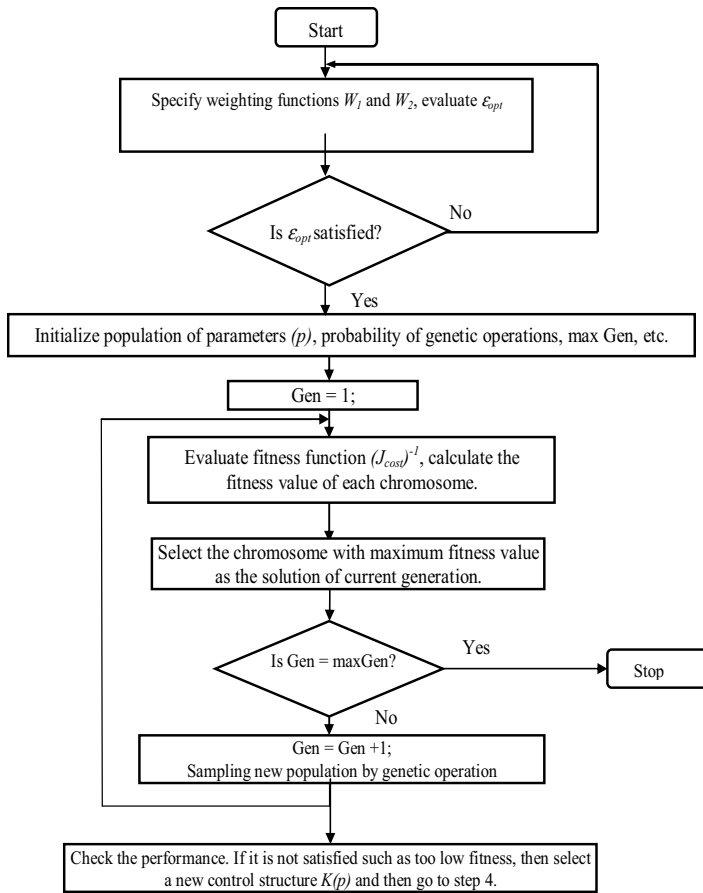


Fig. 3. Flow chart of the proposed design procedure.

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 Ω
V_o	Output Voltage	30 V
V_i	Input Voltage	12 V
L	Inductance	100 μ H
C	Capacitor	470 μ 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_∞ loop shaping control and our proposed technique are applied to this converter. Firstly, we design a controller by the conventional H_∞ 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_∞ loop shaping method, the optimal stability margin (ϵ_{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_∞ 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 3th order controller and complicated structure.

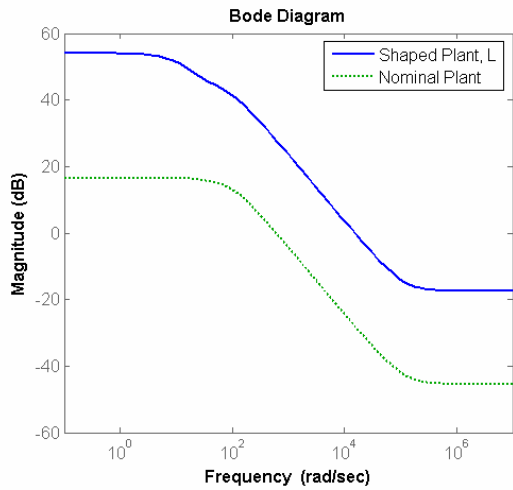
Next, PI controller is investigated as a fixed-structure controller. The controller structure is expressed in (16). K_p and K_i are parameters that will be evaluated.

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

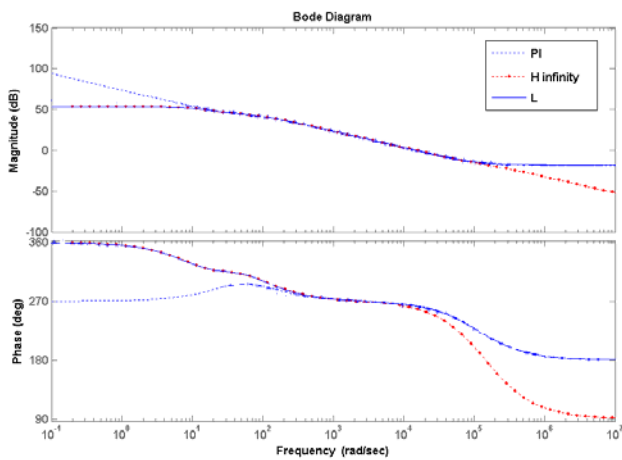
Select the controller parameters, their ranges, and genetic algorithms parameters as following: $K_p \in [0, 200]$, $K_i \in [0, 1000]$, population size = 100, crossover probability = 0.7, mutation probability = 0.25, and maximum generation = 30. An optimal solution is obtained after 18 generations.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

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

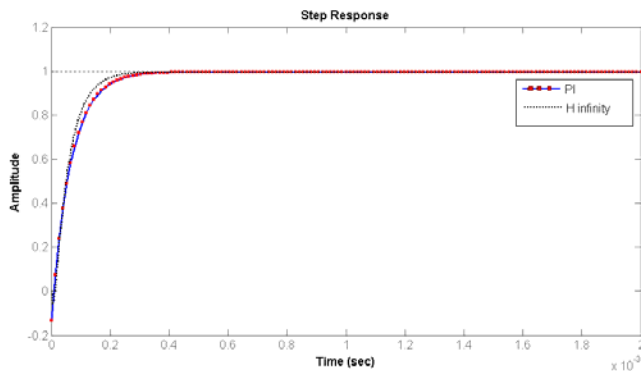
Fig. 5 shows plots of convergence of cost function J_{cost} versus generations by genetic algorithm. As seen in this figure, the optimal fixed-structure controller provides the satisfied stability margin at 0.65918 ($\gamma = 1.5171$).



(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_∞ loop shaping and the proposed PI, (c) Step responses by the proposed PI and H_∞ loop shaping controllers.

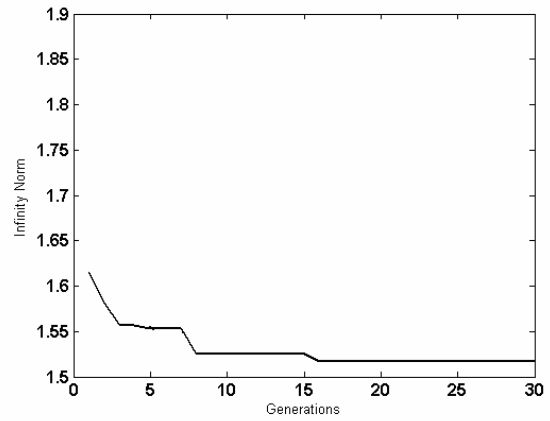


Fig. 5 Cost functions J_{cost} versus iteration in genetic algorithm.

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_∞ 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_∞ controllers. As shown in this figure, the settling time of all responses is about 350 μ 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_∞ loop shaping has a good performance and robustness.

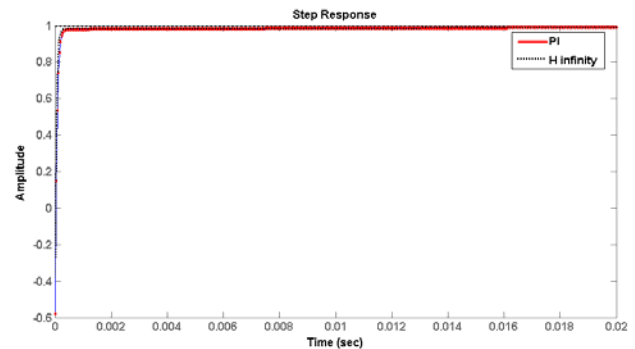


Fig. 6 Step responses in the perturbed plant. ($R_L = 10 \Omega$, $V_i = 10.8 \text{ V}$, $L = 120 \mu\text{H}$ and $C = 611 \mu\text{F}$).

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 μ 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.

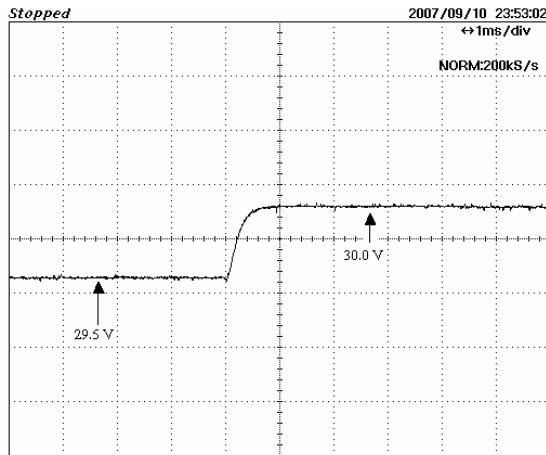


Fig. 7 Step response in the closed loop in nominal conditions for proposed PI controller.

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.

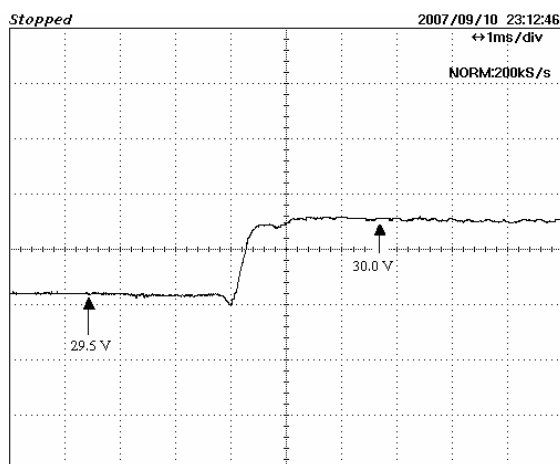


Fig. 8 Step response in the closed loop in perturbed conditions for the proposed PI controller.

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.

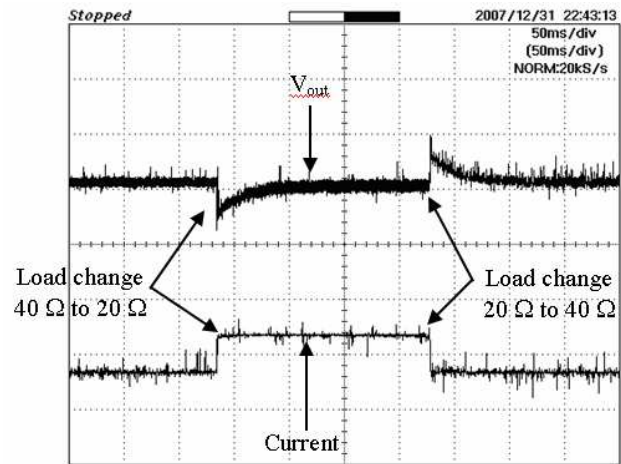


Fig.9 response of propose controller when the load change 40 Ω to 20 Ω .

V. CONCLUSION

Both of H_∞ 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 ε 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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 H₂/ H_∞ 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 H₂/ H_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ Loop Shaping using Genetic Algorithm,” submitted to Asian Journal Control (The 1st 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_∞ 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

ABSTRACT

H_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping control, reduced order H_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et al.*[2], proposed a PID design algorithm for mixed H_2/H_∞ control. In their paper, PID control parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed H_2/H_∞ optimal control. A similar work was proposed in [3] by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed H_2/H_∞ optimal control problem. The techniques in [1-3] are based on the concept of H_∞ optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the H_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping is still complicated. To overcome this problem, several approaches have been proposed to design a fixed-structure H_∞ loop shaping controller, such as a state-space approach by A. Umut. Genc in 2000 [5], genetic algorithms based fixed-structure H_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ 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_∞ Loop Shaping Control and Proposed Technique

This section illustrates the concepts of conventional H_∞ loop shaping control and the proposed technique.

2.1. Conventional H_∞ Loop Shaping Control

H_∞ 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].

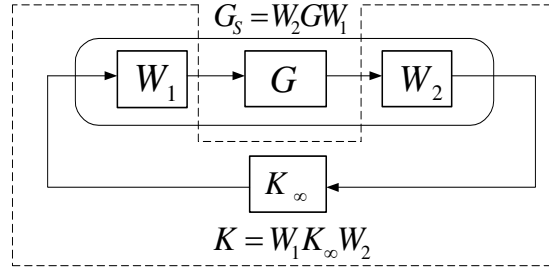


Fig. 1. H_∞ loop shaping design.

The following steps can be applied to design H_∞ 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_∞ loop shaping, the perturbed plant is written as

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

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

Step 2 Calculate ε_{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 ε_{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 ε_{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_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping control.

2.2. PSO based Fixed-Structure H_∞ 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, α_1 and α_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), γ_{1i} and γ_{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 ε 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_∞ 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 ∞ -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 ε_{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 1st 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 ε (too low fitness function), then go to step 3 to change the structure of controller. Low ε 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 4th and 17th 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 4th and 17th trays, respectively, u_1 and u_2 are the input of the 4th and 17th trays, respectively. y_1 and y_2 are the outputs of the 4th and 17th 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 2nd order Pade approximation method.

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

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

With these weighting functions, the crossover frequency of the desired system is 2 rad/s. Singular value plots of open loop transfer function for the nominal plant and shaped plant are shown in Fig. 3 (a). As shown in this figure, the shaped plant has large gains at low frequencies. This makes the designed system good in terms of performance tracking and disturbance rejection. By using (3), the optimal stability margin (ε_{opt}) is founded to be 0.361. This value indicates that the selected weights are compatible with robust stability requirement in the problem. By the conventional H_∞ loop shaping procedure, ε is selected as 0.328, which is less than the optimal value. Based on the procedure described in section 2.1, H_∞ loop shaping controller (HLS) can be synthesized as following.

$$K(HLS) = W_1 K_\infty W_2 = W_1 \begin{bmatrix} K_{11\infty} & K_{12\infty} \\ K_{21\infty} & K_{22\infty} \end{bmatrix} W_2 \quad (12)$$

The controller K_∞ (full order controller) in (12) is 15th order and complicated, making it difficult to implement practically. In order to design a more practical controller, full order controller is reduced in order after it is designed. In this example, a 5th order K_∞ controller (reduced order controller) is further designed by using the balanced truncation method [8, 9]. By substituting this controller into (4), the stability margin obtained from the reduced order controller is found to be 0.263. Clearly, the stability margin obtained from the reduced order controller is less than that of the full order controller. This indicates that the robustness of the designed system is decreased when the reduced order controller is applied.

Next, two fixed-structure robust controllers are designed. The structure of controllers is selected as PID with first-order derivative filter. Accordingly, these controllers are simple and easy to implement in real applications. These controllers are expressed in (13) and (14) for centralized and decentralized controllers, respectively. K_p , K_i , K_d , and τ_d are parameters to be evaluated.

Centralized controller:

$$K(p) = \begin{bmatrix} K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} + \frac{K_{d1}s}{\tau_d s + 1} & K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} + \frac{K_{d2}s}{\tau_d s + 1} \\ K_{p3} + \frac{K_{i3}}{s} + \frac{K_{d3}s}{\tau_d s + 1} & K_{p4} + \frac{K_{i4}}{s} + \frac{K_{d4}s}{\tau_d s + 1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$K_p = \begin{bmatrix} K_{p1} & K_{p2} \\ K_{p3} & K_{p4} \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} K_{i1} & K_{i2} \\ K_{i3} & K_{i4} \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} K_{d1} & K_{d2} \\ K_{d3} & K_{d4} \end{bmatrix}$$

Decentralized controller:

$$K(p) = \begin{bmatrix} K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s} + \frac{K_{d1}s}{\tau_d s + 1} & 0 \\ 0 & K_{p4} + \frac{K_{i4}}{s} + \frac{K_{d4}s}{\tau_d s + 1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$K_p = \begin{bmatrix} K_{p1} & 0 \\ 0 & K_{p4} \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} K_{i1} & 0 \\ 0 & K_{i4} \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} K_{d1} & 0 \\ 0 & K_{d4} \end{bmatrix}$$

In the optimization problem, the upper and lower bounds of control parameters and PSO parameters are set as follows: $K_p \in [-10, 10]$, $K_i \in [-10, 10]$, $K_d \in [-5, 5]$, $\tau_d \in [0.01, 1]$, population size = 300, minimum and maximum velocities are 0 and 2 respectively, acceleration coefficients = 2.1, minimum and maximum inertia weights are 0.6 and 0.9, respectively, maximum iteration = 80. As shown in the above mentioned control parameter ranges, the selection of upper and lower bounds is easily carried out by observing the performance weight W_1 . After running the PSO for 80 iterations, the optimal control parameters are found to be

Case I: Centralized controller

$$K_p = \begin{bmatrix} 2.6003 & -0.75154 \\ -1.1158 & -2.4684 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 0.87399 & -0.28553 \\ 0.096274 & -0.96078 \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$K_d = \begin{bmatrix} 0.76181 & -0.30821 \\ -1.4953 & -0.028287 \end{bmatrix}, \tau_d = 0.14945$$

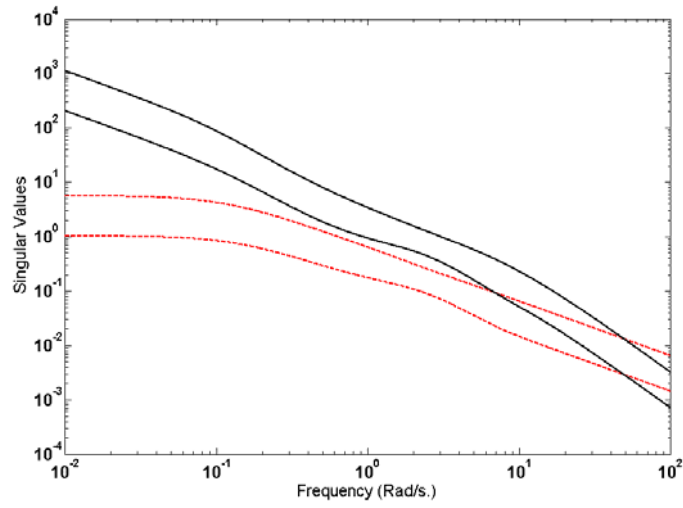
Case II: Decentralized controller

$$K_p = \begin{bmatrix} 1.9277 & 0 \\ 0 & -2.4511 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 0.71976 & 0 \\ 0 & -0.74521 \end{bmatrix}, \quad (16)$$

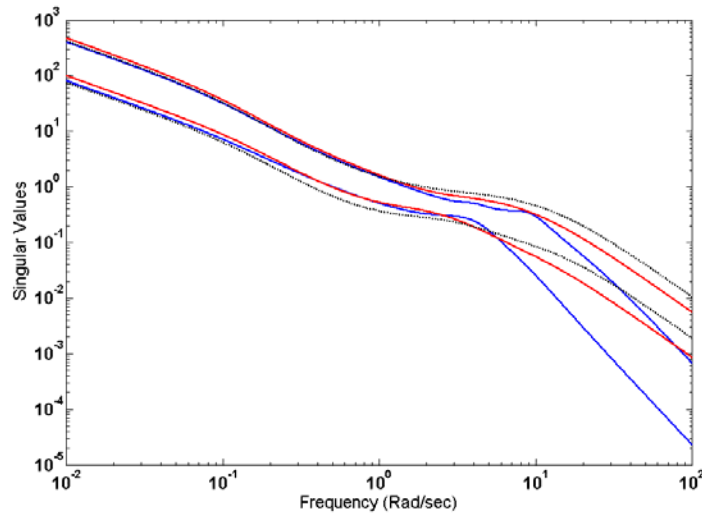
$$K_d = \begin{bmatrix} 0.80265 & 0 \\ 0 & -1.1439 \end{bmatrix}, \tau_d = 0.07566$$

Note that all of the designed controllers in this paper are the controllers in positive feedback control system. By using (4), the stability margins obtained from the proposed centralized and decentralized controllers are 0.343 and 0.274, respectively. The singular values are plotted to verify the proposed algorithm. Fig. 3 (b) shows comparison of the loop shapes by the proposed controllers and HLS. As seen in this figure, all loop shapes are close to the desired loop shape. It is verified that the proposed technique and conventional H_∞ loop shaping control are efficient methods to design a robust controller. Fig. 4 shows plots of convergence of

objective function (stability margin) versus iterations by PSO. As shown in the figure, the optimal robust PID controllers provide satisfactory stability margins at 0.343 and 0.274 for centralized and decentralized controllers, respectively.



(a)



(b)

Fig. 3. Singular value plots of open loop transfer function of (a) the nominal plant (dash line) and shaped plant (solid line) (b) the loop shape by the proposed controllers (Red line: Centralized PID, dash line: Decentralized PID) and HLS (Blue line).

Based on the concept of H_∞ loop shaping, stability margin is used to indicate performance and robustness of the designed system. By the results, the stability margin of the system from decentralized controller ($\varepsilon=0.274$) is less than that of the proposed centralized controller. However, if such stability margin is satisfied for the control system (more than the specified stability margin), decentralized controller can be applied to control the plant and the advantages of using decentralized control scheme such as simple controller, less complexity, etc. can be achieved.

To evaluate the tracking performance of the proposed system, step responses of the close loop system from conventional H_∞ loop shaping (HLS), proposed centralized and decentralized controllers are investigated. As seen in Fig. 5, the responses from the proposed controllers are almost the same as response from the HLS controller.

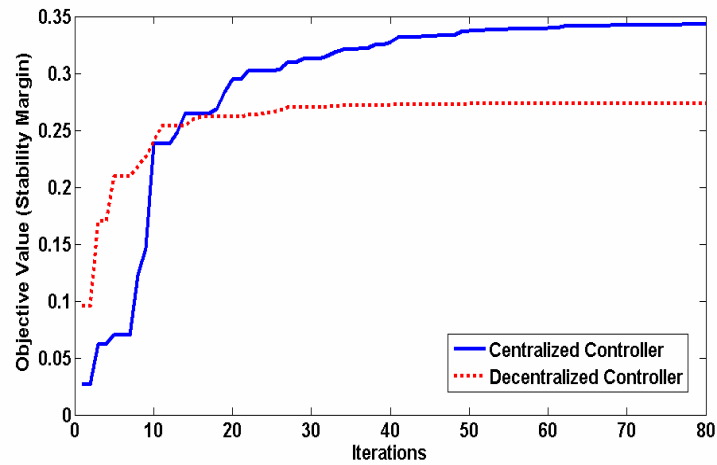


Fig. 4 Convergence of the fitness value.

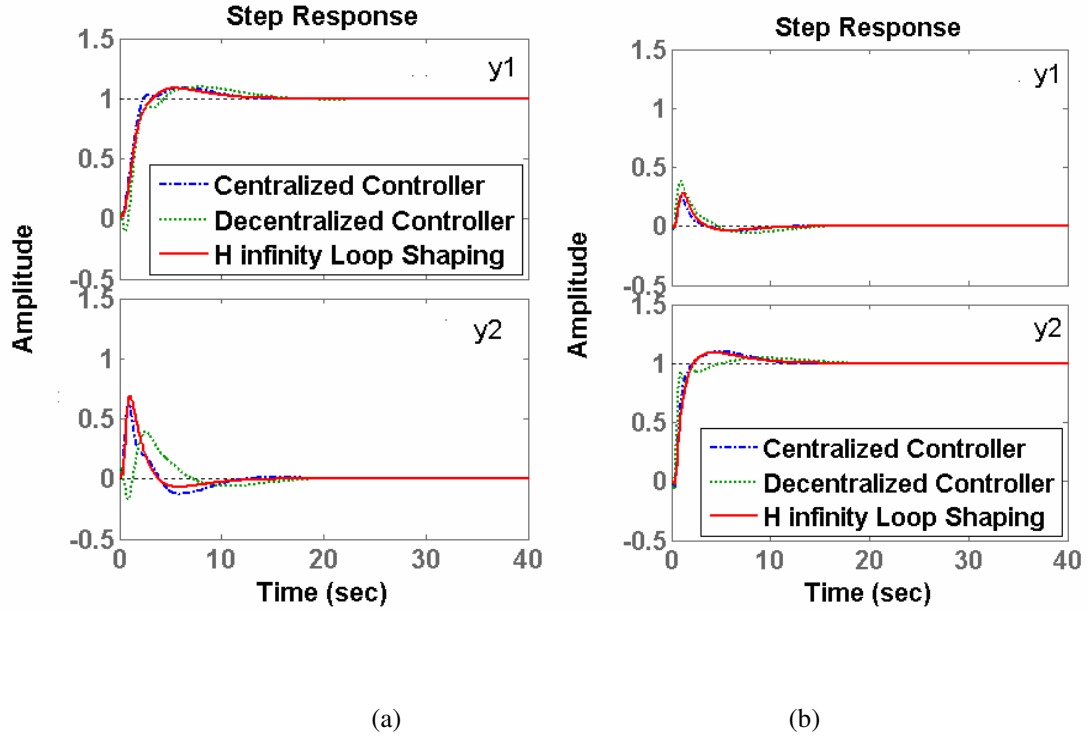


Fig. 5 Responses from the proposed PID controllers and HLS controller when the unit step commands are applied to control the outputs (a) y_1 and (b) y_2 .

In simulation studies, the robustness and performance of the proposed controller and HLS controller are compared with those of the controller obtained from [5], that is.

$$K_p = \begin{bmatrix} 2.4719 & -1.2098 \\ -1.1667 & -2.4766 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 0.4657 & -0.31 \\ -0.2329 & -0.487 \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} 0.0534 & -0.0072 \\ -0.015 & -0.0434 \end{bmatrix}, \tau_d = \frac{1}{16.61} \quad (17)$$

By using (4), the stability margin obtained by the above controller is 0.246. Fig. 6 shows the time domain responses from the proposed centralized controller, HLS controller, and the controller in [5]. As seen in this figure, responses from the proposed centralized and HLS controllers have a small maximum overshoot and less coupling compared to the robust PID controller in [5].

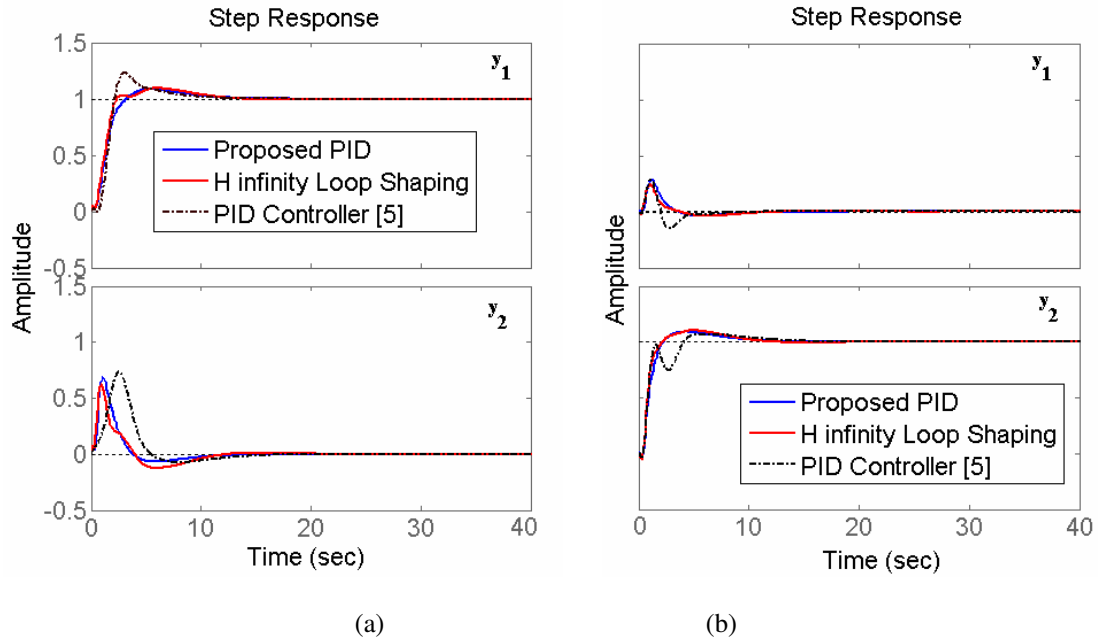


Fig. 6. Responses from the proposed centralized controller, HLS controller and the controller in [5], when the step command is applied to control (a) y_1 and (b) y_2 .

Table 1 shows the results of stability margins obtained by the designed controllers. Clearly, the stability margin of the proposed centralized PID controller is much better than that of both the centralized PID controller in [5] and the reduced order HLS controller.

Table 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 [5].	0.246
3. Reduced Order H_∞ loop shaping controller	0.263

To verify the robust performance of the system, the responses from HLS, proposed centralized PID and robust PID [5] are investigated in the following perturbed plant.

$$G_0 = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{17} \\ t_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-2.2e^{-s}}{12s+1} & \frac{1.3e^{-0.3s}}{12s+1} \\ \frac{-2.8e^{-1.8s}}{14.5s+1} & \frac{4.3e^{-0.35s}}{14.2s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

As shown in (18), time constants of the plant are different from the nominal plant. Fig. 7 shows the responses from the above mentioned controllers in the perturbed plant. As seen in this figure, all responses are almost the same as the responses at the nominal plant. This signifies that all designed controllers are robust against the parameter changes. Clearly, the settling time of the responses and couplings from the proposed PID controller and HLS controller are less than those of the PID controller designed by the method in [5].

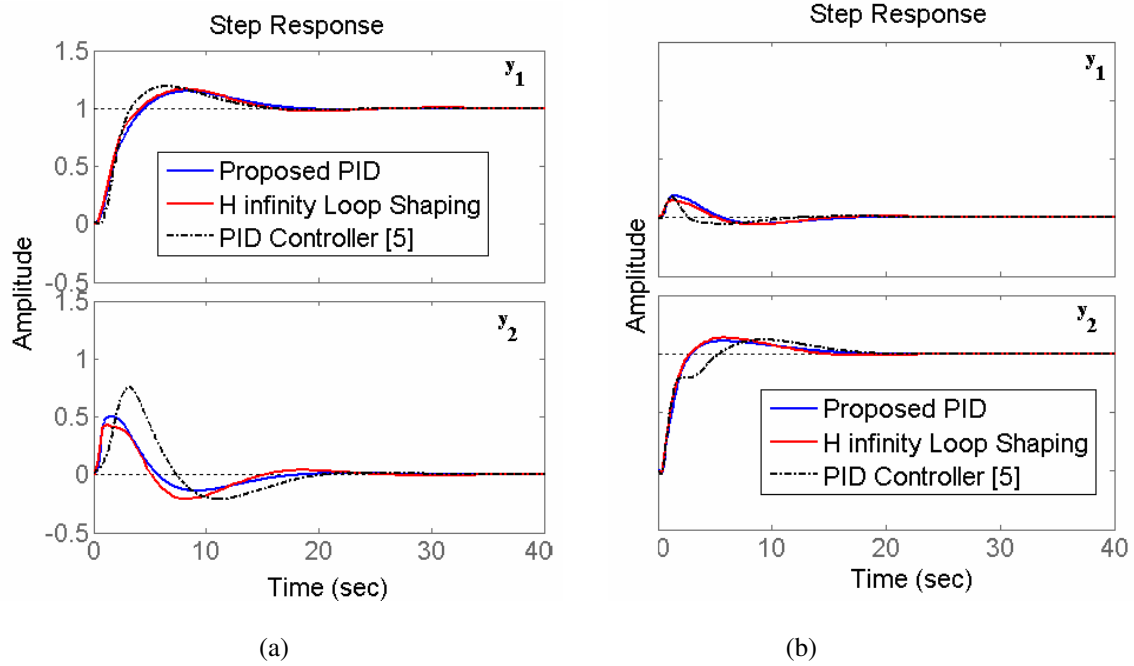
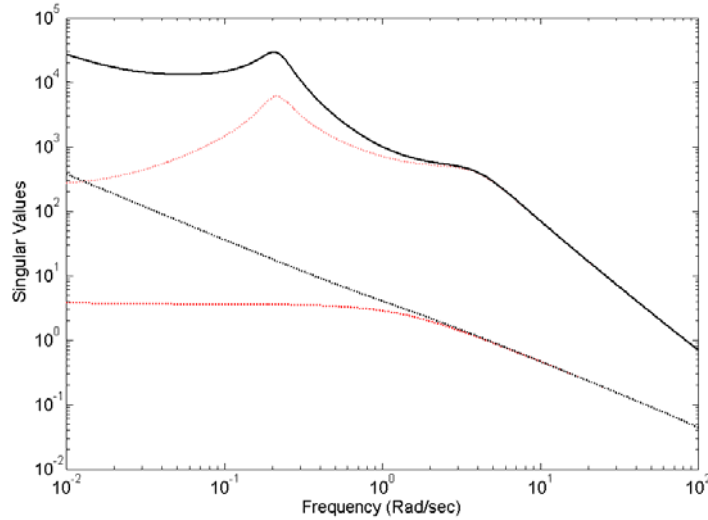


Fig. 7 Responses from the proposed centralized controller, HLS controller, and the controller in [5] when the step input command is applied to control (a) y_1 and (b) y_2 and plant is perturbed.

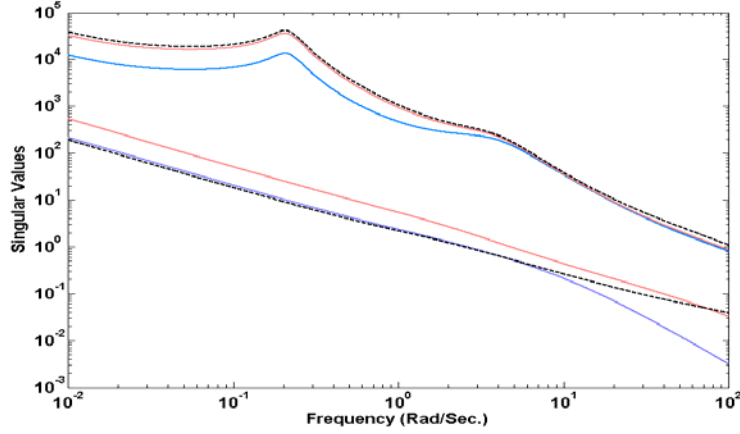
Example 2: In this example, the design of pitch axis controller for an experimental highly maneuverable airplane, HIMAT, is studied. The dynamic model of this plant is taken from the μ -synthesis and analysis toolbox user's guide [12]. The state vector of this plant consists of the four variables which are forward velocity, angle-of-attack, pitch rate, and pitch angle. The control inputs are the elevon and the canard. The measured variables are angle-of-attack and pitch angle. The details of this plant are given in appendix B. The design objective is to reject disturbances up to about 1 rad/s in the presence of substantial plant uncertainty above 100 rad/s [5]. In this problem, the pre- and post-compensator weights are chosen as [5].

$$W_1 = \begin{bmatrix} \frac{s+1}{s+0.001} & 0 \\ 0 & \frac{s+1}{s+0.001} \end{bmatrix}, \quad W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Singular values of HIMAT and desired loop shape are plotted in Fig. 8 (a). As seen in this figure, the bandwidth and performance are significantly improved by the compensator weights. The shaped plant has large gains at low frequencies for performance and small gains at high frequencies for noise attenuation. With these weighting functions, the robust requirement is satisfied.



(a)



(b)

Fig. 8. Open loop shape of (a) the nominal plant (Red line) and shaped plant (Black line) (b) the loop shape by the proposed controllers (Red line: Centralized PID, dash line: Decentralized PID) and HLS (Blue line).

By using (3), the optimal stability margin of the shaped plant is found to be 0.436. This value indicates that the selected weights are compatible with robust stability requirement in the problem. To design the HLS controller, stability margin 0.3964 is selected. As a result, the final controller (full order HLS controller) is 7th order and complicated. In this example, a 4th order controller (reduced order HLS controller) is further designed by using the balanced truncation method [8, 9]. By solving (4), the stability margin from the reduced order controller is found to be 0.387 which is less than that of the full order controller.

Next, both centralized controller in (13) and decentralized controller in (14) are also designed for this plant. By observing the weight W_l , the upper and lower bound values of control parameters are the same as those used in example 1. The PSO parameters used in example 1 are also used in this example. After running the PSO for 80 iterations, the optimal control parameters are found to be

Case I: Centralized controller.

$$K_p = \begin{bmatrix} 0.52601 & 0.14172 \\ 0.47833 & -0.70387 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 1.96082 & -0.28352 \\ 2.2261 & -1.224 \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} 0.007434 & 0.006844 \\ -0.006272 & 0.0016058 \end{bmatrix}, \tau_d = 0.0068479$$

Case II: Decentralized controller.

$$K_p = \begin{bmatrix} 0.5367 & 0 \\ 0 & -0.5659 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 1.488 & 0 \\ 0 & -0.4909 \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} 0.01569 & 0 \\ 0 & -0.00499 \end{bmatrix}, \tau_d = 0.0085855 \quad (21)$$

Fig. 8 (b) shows comparison of the loop shapes by the proposed controllers and HLS. As seen in this figure, all loop shapes are close to the desired loop shape. Fig. 9 shows plots of convergence of objective function (stability margin) versus iterations by PSO. As seen in this figure, the stability margins obtained from the proposed centralized and decentralized controllers are 0.432 and 0.389, respectively. These values indicate that the robust stability and performance of the designed systems are satisfied.

In this simulation studies, the robustness and performance of the proposed controllers are compared with those of the controller obtained from [5], that is.

$$K_p = \begin{bmatrix} 1.3074 & -0.0601 \\ 1.3414 & -1.3123 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 1.2729 & -0.0795 \\ 1.3609 & -1.2921 \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} 0.0077 & 0.0043 \\ -0.0069 & -0.0039 \end{bmatrix}, \tau_d = \frac{1}{99.5724} \quad (22)$$

The stability margin obtained by the above controller is 0.309. Clearly, the stability margin of the proposed centralized controller is also much better than that of both the controller in [5] and the reduced order controller.

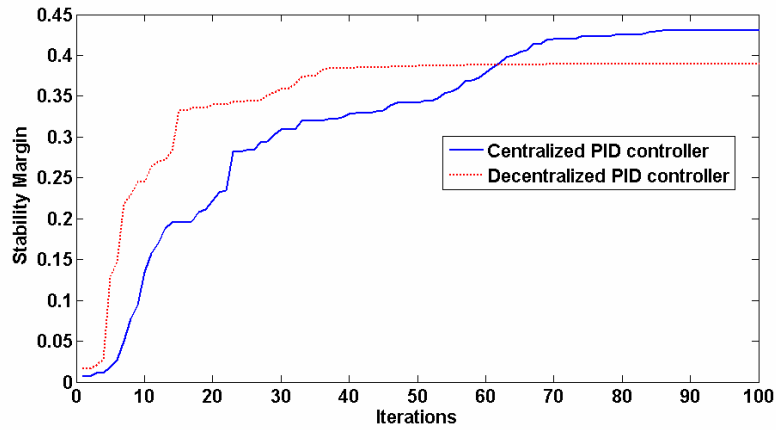


Fig. 9 Convergence of the fitness value.

Table 2 summarizes the results of stability margin obtained from the proposed controller and others. As the results, the stability margin from the proposed centralized PID controller is better than that of other controllers.

Accordingly, the proposed technique is an efficient method to design a fixed-structure robust loop shaping controller. Note that the design of decentralized PID controller was not presented in the previous work [5].

Table 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 [5]	0.309
3. Reduced Order H_∞ loop shaping controller	0.387

4. Conclusions

In this paper, a PSO based fixed-structure H_∞ loop shaping controller for MIMO system is proposed. Based on the concept of conventional H_∞ loop shaping, only a single index, stability margin, ε , is used to indicate performance and robustness of the designed controller. This index is utilized as the objective function of the proposed technique. The resulting stability margins indicate that the proposed controllers are compatible with the specified open loop shape and also guarantee robustness. Moreover, 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 simulation results, the stability margin from the proposed PID controller is much better than that of the reduced order controller. By comparison with the previous work [5], the optimal stability margin obtained by the proposed technique is also much better than that of the method in [5] and the problem of local minima is reduced by the proposed algorithm. In conclusion, by combining the two approaches of PSO and H_∞ loop shaping; fixed-structure H_∞ loop shaping controller can be designed. Although the design of fixed-structure robust controller is difficult because of its inherently non-convex nonlinear problem, the PSO simplifies the problem by searching the optimal solution. Simulation results demonstrate that the proposed technique is valid and flexible.

Acknowledgements

This research work is financially supported by the Thailand Research Fund (Project No. MRG4980087). The author is sincerely thankful to Assoc. Prof. Manukid Parnichkun from Asian Institute of Technologies (AIT) for his useful suggestions and comments.

Appendix A

Given a shaped plant G_s and A, B, C, D represent the shaped plant in the state-space form. To determine ε_{opt} , there is a unique method as follows [8].

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

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

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

$$(A - BS^{-1}D^TC)^TX + X(A - BS^{-1}D^TC) - XBS^{-1}B^TX + C^TR^{-1}C = 0 \quad (\text{A.2})$$

where $S = I + D^TD, R = I + DD^T$

Appendix B

The state vector of HIMAT model consists of vehicle's rigid body variables.

$$x^T = [\delta v, \alpha, q, \theta]$$

where δv is the forward velocity, α is angle between velocity vector and aircraft's longitudinal axis, q is rate-of-change of aircraft attitude angle, and θ is the aircraft attitude angle. The state space of HIMAT can be written as

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned}$$

The control inputs are the elevon and the canard. The measured variables are angle-of-attack and pitch angle. In this paper, the linearized model is taken from [12], that is

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

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

References

- [1] B. S. Chen and Y. M. Cheng., A structure-specified optimal control design for practical applications: a genetic approach, *IEEE Trans. on Control System Technology*, 6(6),1998, 707-718.
- [2] B. S. Chen., Y.-M. Cheng, and C. H. Lee., A genetic approach to mixed H_2/H_∞ optimal PID control, *IEEE Trans. on Control Systems*, 1995, 51-60.
- [3] S. J. Ho, S. Y. Ho, M. H. Hung, L. S. Shu, and H. L. Huang, Designing structure-specified mixed H_2/H_∞ optimal controllers using an intelligent genetic algorithm IGA, *IEEE Trans. on Control Systems*, 13(6), 2005, 1119-24.
- [4] D.C. McFarlane and K. Glover., A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis, *IEEE Trans. On Automatic Control*, 37(6), 1992, 759–769.
- [5] A. U. Genc, A state-space algorithm for designing H_∞ loop shaping PID controllers, tech. rep., Cambridge University, Cambridge, UK, Oct. 2000.
- [6] S. Kaitwanidvilai and M. Parnichkun, Genetic algorithm based fixed-structure robust H_∞ loop shaping control of a pneumatic servo system, *International Journal of Robotics and Mechatronics*, 2004, 16(4).
- [7] S. Kaitwanidvilai and P. Olanthichachat, Genetic based Robust H_∞ Loop Shaping PID Control for a Current-Mode Boost Converter, *ICEMS2006*, November 2006, Japan.
- [8] K. Zhou, J. C. Doyle., *Essential of Robust Control* (New Jersey: Prentice-Hall, 1998).
- [9] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*. (2nd ed. New York: John Wiley & Son, 1996).
- [10] J. Kennedy and R. Eberhart, Particle swarm optimization, *IEEE International Conference on Neural Networks*, 4, 1995, 1942-1948.

- [11] A. P. Loh, C.C. Hang, K. Quek, and V.U. Vasnani., Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback, *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 32, 1993, 1102-1107.
- [12] G.J. Balas, J.C. Doyle, K. Glover, A. Packard, and R. Smith. μ -Analysis and Synthesis Toolbox Users' Guide for Use with MATLAB. The Mathworks Inc., 1993.

FIXED-STRUCTURE \mathcal{H}_∞ LOOP SHAPING CONTROL OF VOLTAGE CONTROLLER FOR AC/DC BUCK CONVERTER USING PARTICLE SWARM OPTIMIZATION

Piyapong Olanthichachai* and Somyot Kaitwanidvilai*

*Faculty of engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok

10520, Thailand. Email: kksomyot@kmitl.ac.th

Abstract— Being complex and high-order, robust controllers designed by \mathcal{H}_∞ loop shaping are difficult to implement in practice. To overcome this problem, we propose an algorithm, *Particle Swarm Optimization (PSO) based fixed-structure \mathcal{H}_∞ loop shaping control*, to design a robust controller. PSO algorithm is used to solve the \mathcal{H}_∞ loop shaping design problem under a structure-specified controller. Additionally, in the proposed technique, the performance weighting function, which is normally difficult to obtain, is determined by using PSO. The performance and robustness of the proposed controller are investigated in a buck converter in comparison with those of the controller designed by conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping method. Results of simulation demonstrate the advantages of simple structure and robustness against plant perturbations and disturbances of the proposed controller. Experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed technique.

Index Terms— \mathcal{H}_∞ loop shaping , Particle Swarm Optimization , buck converter

1 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 \mathcal{H}_∞ control to a boost converter. Three controllers of different mode which are voltage mode, feed-forward, and current mode control were investigated and compared in performance. G.C. Ioannidis and S.N. Manias [5] applied the \mathcal{H}_∞ loop shaping control schemes for a buck converter. In their paper, the μ -analysis was used to examine the robust features of the designed controllers. Simone Buso [1] adopted the robust μ -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 terms of perturbations of linear fraction transformations (LFT) class.

Although the higher control techniques mentioned above are powerful design tools, they are difficult to implement in converters due to the controller's high-order structure. 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 [6-8, 10-12]. In [6], a robust \mathcal{H}_∞ 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 fixed-structure \mathcal{H}_∞ optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et. al.*[7], proposed a PID design algorithm for mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ control. In their paper, PID control parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimal control. A similar work was proposed in [8] by using the

intelligent genetic algorithm to solve the mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimal control problem. The techniques in [6-8] are based on the concept of \mathcal{H}_∞ optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the \mathcal{H}_∞ optimal control approach is that the appropriate selection of close-loop objectives and weights is not straightforward [9]. Alternatively, the robust controller can be designed by \mathcal{H}_∞ loop shaping control [9] which is a simple and efficient technique. 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 \mathcal{H}_∞ loop shaping is still complicated. To overcome this problem, PSO based fixed-structure \mathcal{H}_∞ loop shaping is proposed to synthesize a fixed-structure \mathcal{H}_∞ loop shaping controller for Average Current-Mode Control (ACMC) buck converter system. In this paper, PSO is employed to find the parameters of the weighting functions and those of the controllers. 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 the practical approach.

The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 covers the converter modeling. In section 3, conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping and the proposed technique are

discussed as well as PSO algorithm. The design examples and results are demonstrated in section 4. And in section 5 the paper is summarized.

2 CONVERTER MODELING

Current mode control (CMC) is widely used in the DC-DC converter. The control system of this control scheme is typically two-loop system (voltage loop and current loop). The current loop is used to maintain the inductor current equal to reference current. This reference current is obtained from the output of the voltage control loop. The voltage loop is used to compare the reference voltage (command) and the output voltage of a buck converter. In continuous conduction mode of CMC, the popular control schemes are PCMC (Peak Current Mode Control) or ACMC (Average Current Mode Control). ACMC has several advantages over PCMC such as robustness against the noise, high degree of accuracy to track the average inductor current. In ACMC, the current loop control is typically designed as PI controller. In this paper, the design of this current loop gain is adopted from [13-14]. Consider the equation in [13], the controller gain of current loop can be expressed as

$$G_{CA} = \frac{K_c(1 + \frac{s}{\omega_z})}{s(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (1)$$

$$\text{Where } K_c = \frac{1}{R_l(C_{fp} + C_{fe})}, \omega_z = \frac{1}{R_f C_{fe}}, \omega_p = \frac{C_{fe} + C_{fp}}{R_f C_{fe} C_{fp}}$$

G_{CA} can be approximate as R_f/R_l at the switching frequency [13], and can be expressed as

$$G_{CA} \cong \frac{R_f}{R_l} < \min\left\{\frac{2V_m f_s L}{V_g R_s}, \frac{V_m f_s L}{V_0 R_s}\right\} \quad (2)$$

Where V_m is the peak-to-peak voltage of ramp signal

R_s is the small current sensing resistance

V_g is the input voltage

R_f, R_l, L is shown in Fig. 1.

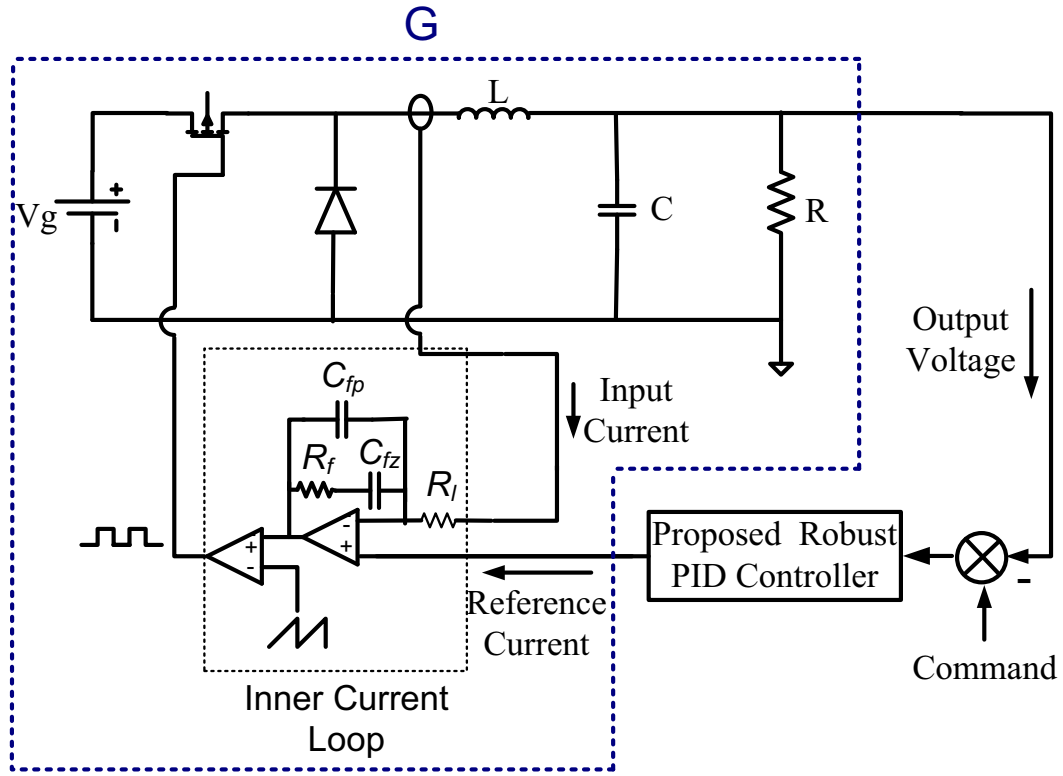


Fig.1. Buck converter with average current mode

Equation (1) and (2) set the criteria for choosing R_f and R_l . In this paper, ω_z is placed at one-half of ω_0 which $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ and ω_p is placed at one-half of switching frequency (f_s).

The dynamic model of this converter from the current reference (V_c) to the output voltage (V_o) is given by [13].

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = \frac{K_m(1 + r_cCs)[G_{CA} + 1]G_{dv}(s)}{1 + T_c(s)} \quad (3)$$

Where $K_m = 1/V_m$, G_{dv} , r_c and T_c are the transfer functions from the duty cycle to the output voltage, current loop gain and equivalent series resistor (ESR) respectively. In this paper, neglecting the ESR of the output capacitor. G_{dv} and T_c can be written as

$$G_{dv}(s) = \frac{(1 + r_C Cs)V_g}{R + (L + RCr_C)s + (RLC + r_C LC)s^2} \quad (4)$$

$$T_c(s) = \frac{R_S K_m V_g [1 + (R + r_C)Cs][1 + G_{CA}]}{R + (L + RCr_C)s + (RLC + r_C LC)s^2} \quad (5)$$

Nominal plant in (3) is used as the plant to be controlled in this paper.

3 \mathcal{H}_∞ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

This section illustrates the concepts of the standard \mathcal{H}_∞ loop shaping control and the proposed technique.

3.1 Standard \mathcal{H}_∞ Loop Shaping

\mathcal{H}_∞ 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 . 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.

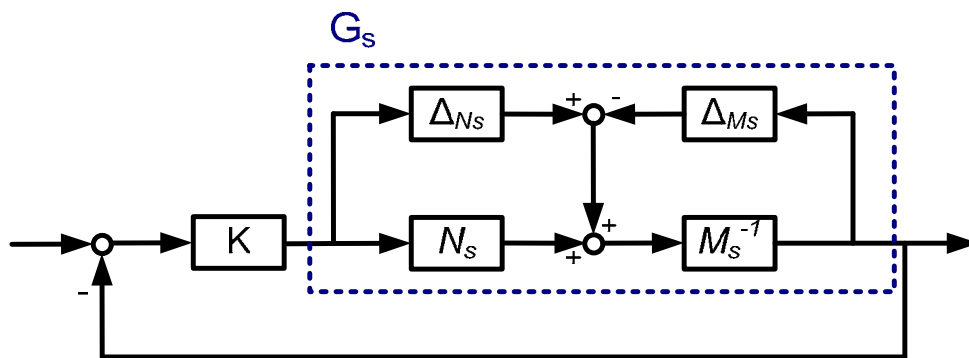


Fig. 2. Co-prime factor robust stabilization problem.

If the shaped plant $G_s = W_2 G_o W_1 = N_s M_s^{-1}$, then a perturbed plant is written as [15]

$$G_\Delta = (N_s + \Delta_{N_s})(M_s + \Delta_{M_s})^{-1} \quad (6)$$

Where Δ_{N_s} and Δ_{M_s} are stable, unknown representing the uncertainty

satisfying $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \varepsilon$,

ε is the uncertainty boundary, called stability margin.

According to the standard procedure of \mathcal{H}_∞ loop shaping, the following steps can be applied to design the \mathcal{H}_∞ 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 [16]. There are some guidelines for the weight selection in [16]. In SISO system, the weighting functions W_1 and W_2 can be chosen as

$$W_1 = K_w \frac{s + a}{s + b} \text{ and } W_2 = 1 \quad (7)$$

Where K_w , a and b are positive values

Step 2 Minimize ∞ -norm of the transfer matrix T_{zw} over all stabilizing controllers K , to obtain an optimal cost γ_{opt} , as [16]

$$\gamma_{opt} = \varepsilon_{opt}^{-1} = \inf_{stab K} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + G_s K)^{-1} M_s^{-1} \right\|_\infty \quad (8)$$

To determine ε_{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. If ε_{opt} is not satisfied ($\varepsilon_{opt} \ll 1$), then return to step 1, adjust W_1 .

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

$$\|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K_{\infty} \end{bmatrix} (I + G_s K_{\infty})^{-1} M_s^{-1} \right\|_{\infty} \leq \varepsilon^{-1} \quad (9)$$

Controller K_{∞} is obtained by solving the optimal control problem. See [15] for more details.

Step 4 Final controller (K) follows

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

3.2 PSO based Fixed-Structure \mathcal{H}_{∞} Loop Shaping Optimization

In the proposed technique, PSO is adopted to design a weighting function and a fixed-structure robust controller. PSO was first proposed by Eberhart and Kennedy [17]. This technique is a population-based optimization problem-solving algorithm. Fig. 3 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.

$$v_i(iter+1) = Qv_i(iter) + \alpha_1[\gamma_{1i}(X_{pi} - X_i(iter))] + \alpha_2[\gamma_{2i}(G - X_i(iter))] \quad (11)$$

where Q is the momentum coefficient, v_i is the velocity of i^{th} particle, $iter$ is the iteration count, α_1 and α_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), γ_{1i} and γ_{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 (11), 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 [17].



Fig. 3. 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 ε is achieved. The proposed algorithm is explained as follows. Assume that the predefined structure controller $K(p)$ has satisfied parameters p and the performance weighting function $W_1(x)$ has satisfied the parameter x . Based on the concept of \mathcal{H}_∞ loop shaping, optimization goal is to find the parameters p in the controller $K(p)$ and the parameters x in the weighting function $W_1(x)$ that minimize infinity norm from disturbances w to states z , $\|T_{zw}\|_\infty$. In the proposed technique, the final controller K is defined as

$$K = K(p)W_2 \quad (12)$$

Assuming that W_1 are invertible, from (10) then it is obtained that

$$K_\infty = W_1^{-1}(x)K(p) \quad (13)$$

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

$$J_{\cos t} = \gamma = \|T_{zw}\|_{\infty} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}(x)K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_0 K(p))^{-1} [I \quad G_s] \right\|_{\infty} \quad (14)$$

The optimization problem can be written as

$$\text{Maximize } \left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}(x)K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_0 K(p))^{-1} [I \quad G_s] \right\|_{\infty}^{-1}$$

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

$$x_{i,\min} < x_i < x_{i,\max} ,$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Maximum Overshoot} < OV \\ \text{Settling Time} < ST \\ \text{Steady State Error} < SE \end{array} \right\} \text{ (Constrains in time domain)}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Bandwidth} > BW \\ \text{Gain}(\omega_{\text{low freq}}) > LG \\ \text{Gain}(\omega_{\text{high freq}}) < HG \end{array} \right\} \text{ (Constrains in frequency domain)}$$

where

OV is the acceptable maximum overshoot.

ST is the acceptable settling time.

SE is the acceptable steady state error.

BW is the bandwidth of the desired loop shape.

LG is the gain in low frequency range of the desired loop shape.

HG is the gain in high frequency range of the desired loop shape.

$p_{i,\min}$, $x_{i,\min}$ and $p_{i,\max}$, $x_{i,\max}$ are the lower and upper bound values of the parameter p_i and x_i in the parameter vector p and x , respectively.

As shown in the constraints of the above optimization problem, the performance specifications are specified 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 $1000 \mu s$., a steady state error less than 0.01%, and an overshoot less than 1%. In this paper, the performance specifications are evaluated by plotting the desired open-loop shape and time domain response of the candidate of controller and weighting function. Thus, the fitness function in the controller synthesis can be written as

$$\text{Fitness (J)} = \begin{cases} \left(\left\| \begin{bmatrix} I \\ W_1^{-1}(x)K(p) \end{bmatrix} (I - W_2 G_0 K(p))^{-1} [I \quad G_s] \right\|_{\infty} \right)^{-1} & \text{if the constraints are met} \\ 0.0001 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

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.

Step 1 Specify controller structure $K(p)$, weighting function structure $W_1(x)$ and PSO parameters.

Step 2 Specify the control and weighting function parameter ranges.

Step 3 Initialize several sets of parameters p and x as swarm in the 1st iteration. In this case, each $[p, x]$ is a particle.

Step 4 Use the PSO to find the optimal control parameter, p and optimal weighting function parameter, x .

Step 5 Check performances in both frequency and time domains. If the performance is not satisfied such as too low ε (too low fitness function), then go to step 2 to find the optimal control parameter and optimal weighting function.

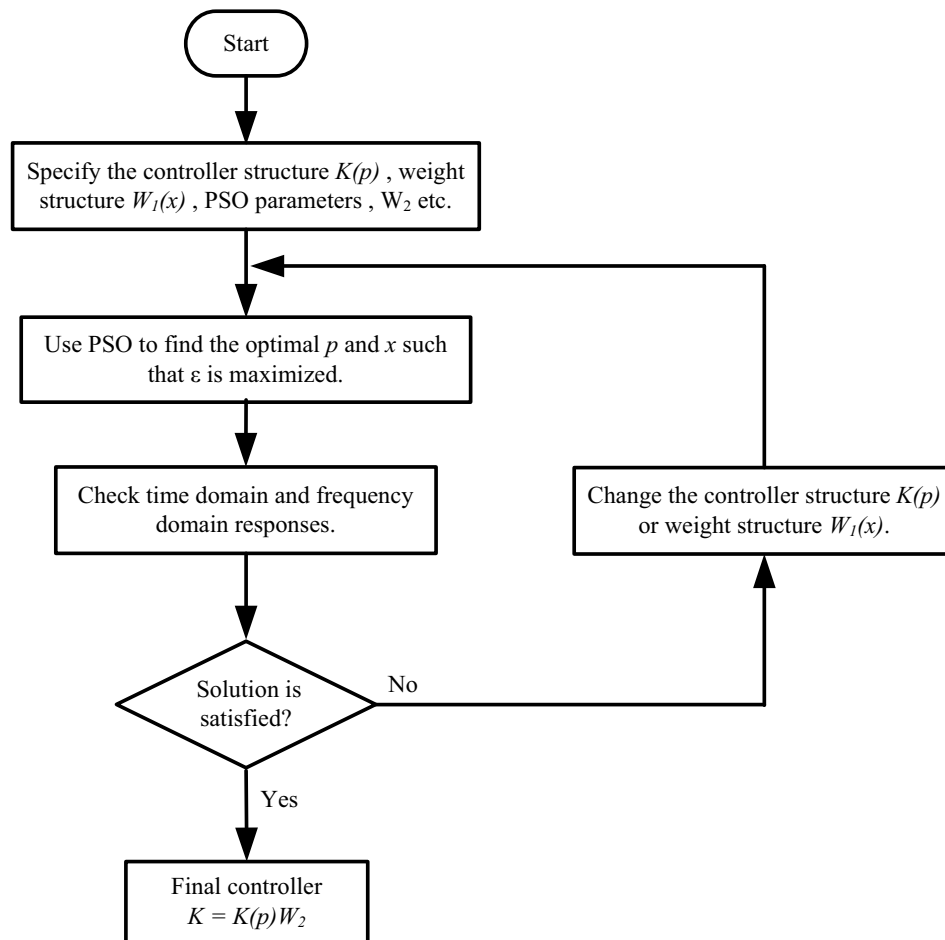


Fig. 4. Flow chart of the proposed design procedure.

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 (15).

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.

4 SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

A buck converter's parameters and considered variation ranges used in this paper are given in Table 1.

Table 1 Chosen converter's parameter and considered variation ranges

Parameter	Name	Nominal Value
R_L	Load Resistant	20 Ω
V_o	Output Voltage	6 V
V_i	Input Voltage	12 V
L	Inductance	100 μ H
C	Capacitor	680 μ F
f_{sw}	Switching frequency	100 kHz

The selected and designed current loop elements in this paper are according to the method illustrated in section 2. ($R_f = 10\text{k}\Omega$, $R_l = 1\text{k}\Omega$, $C_{fp} = 2\text{nF}$, $C_{fz} = 50\text{nF}$) By (3), the nominal transfer function is found to be

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = G = \frac{1.2 \times 10^{-15} s^5 + 7.3 \times 10^{-10} s^4 + 3.6 \times 10^{-5} s^3 + 0.076 s^2 + 531.9 s + 923000}{6.8 \times 10^{-22} s^7 + 7.9 \times 10^{-17} s^6 + 6.8 \times 10^{-12} s^5 + 2.4 \times 10^{-7} s^4 + 5.9 \times 10^{-4} s^3 + 3.674 s^2 + 6943 s + 461000} \quad (16)$$

To simplify the controller synthesis, insignificant small terms are neglected. Therefore, the reduced-order plant is found to be

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = G = \frac{531.9 s + 923100}{3.674 s^2 + 6943 s + 461500} \quad (17)$$

Both \mathcal{H}_∞ loop shaping control and our proposed technique are applied to this converter. Firstly, we design the controller by the proposed technique. In this case, weighting function (W_1) are expressed in (18). x_1 and x_2 are parameters that will be evaluated.

$$W_1(s) = \frac{x_1 s + x_2}{s + 0.001} \quad (18)$$

W_2 is chosen as 1 since we neglect the sensor noise effect when the use of good sensor is assumed.

$$W_2 = 1 \quad (19)$$

Next, PID controller is investigated as a fixed-structure controller. The controller structure is expressed in (20). K_p , K_i , K_d and t_d are parameters that will be evaluated.

$$K(p) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{t_d s + 1} \quad (20)$$

Select the controller parameters, weighting function parameters, their ranges, and Particle Swarm Optimization parameters as follows: $K_p \in [0, 100]$, $K_i \in [0, 4000]$, $K_d \in [0, 0.01]$, $t_d \in [0, 0.01]$, $x_1 \in [0, 200]$, $x_2 \in [0, 2000]$, population size = 24, minimum and maximum velocities are 0 and 2 respectively, acceleration coefficients = 2.1, minimum and maximum inertia weights are 0.6 and 0.9, respectively, maximum iteration = 2000. An optimal solution is obtained after 1100 generations. Fig. 5 shows plots of convergence of cost function J_{cost} versus generations by PSO algorithm. The optimal solution is shown in (21), which has stability margin (ε) of 0.70873 ($\gamma = 1.4109$).

$$K(p) = 49.18 + \frac{2283.4}{s} + \frac{0.00010s}{0.00099s + 1} \quad (21)$$

$$W_1(x) = \frac{49.50s + 1586}{s + 0.001} \quad (22)$$

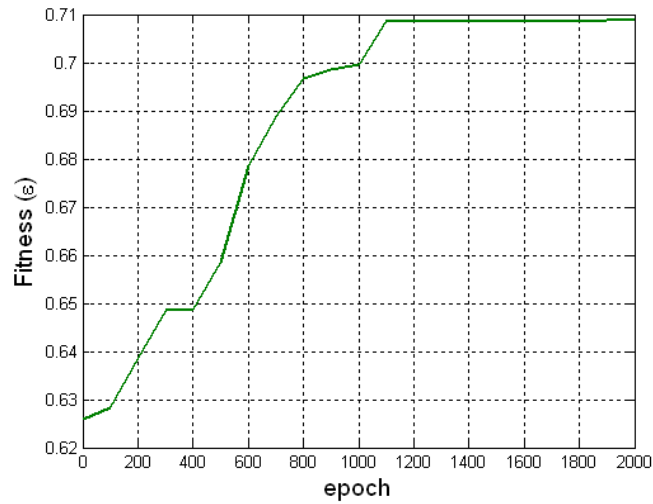


Fig. 5. Convergence of the fitness value.

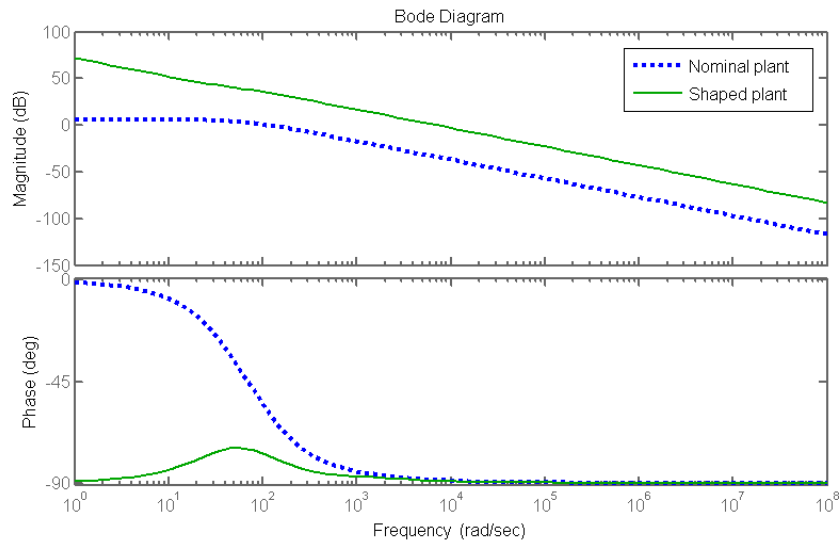


Fig. 6. Bode plots of the nominal plant and the shaped plant

Fig. 6 shows the plot of open loop shape of nominal plant and shaped plant. As seen 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 system good in terms of disturbance attenuation and performance tracking. The bandwidth of the nominal plant is about 100 rad/sec. With these weighting functions, bandwidth of the desired control system is increased to 9,000 rad/sec. Significant performances and robustness improvement are carried out by these weighting functions.

Next, we design a controller by the conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping procedure where W_I evaluated by PSO is used to synthesize the controller designed by conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping. The shaped plant is written as

$$G_s = W_2 G W_1 = \left(\frac{531.9s + 923100}{3.674s^2 + 6943s + 461500} \right) \frac{49.18s + 1586}{s + 0.001} \quad (23)$$

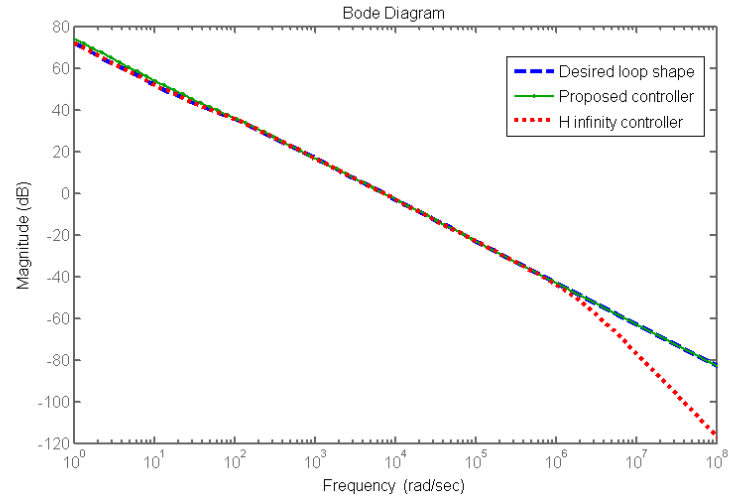
By applying the \mathcal{H}_∞ loop shaping method, the optimal stability margin (ε_{opt}) is founded at 0.71165 ($\gamma = 1.4051$). This value indicates that the selected weighting function is compatible with the robust stability requirement. The $\varepsilon = 0.7100$ ($\gamma = 1.4084$), which is less than the optimal stability margin, is chosen to synthesize the controller. Based on the conventional technique in section 3, the conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping controller is synthesized as follows.

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 = \frac{(49.50s + 1586)}{(s + 0.001)} \frac{1.505 \times 10^6 (s + 1765)(s + 32.39)}{(s + 1.532 \times 10^6)(s + 1739)(s + 32.04)} \quad (24)$$

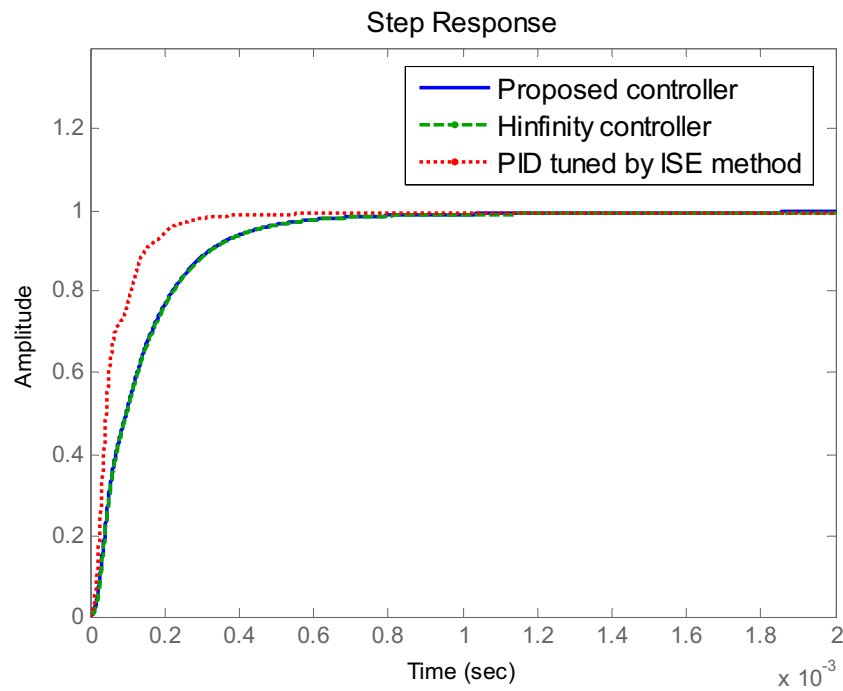
As shown in (24), the controller is 4th order and complicated in structure.

In addition, to compare performance, a PID controller designed by ISE method with model reference [18] are investigated. This resulting PID is shown in following equation.

$$K_{ISE} = 101.27 + \frac{1013}{s} + \frac{0.00032s}{0.00001s + 1} \quad (25)$$



(a) Desired loop shape and loop shape by conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping and proposed controller



(b) Step responses of proposed and \mathcal{H}_∞ controllers

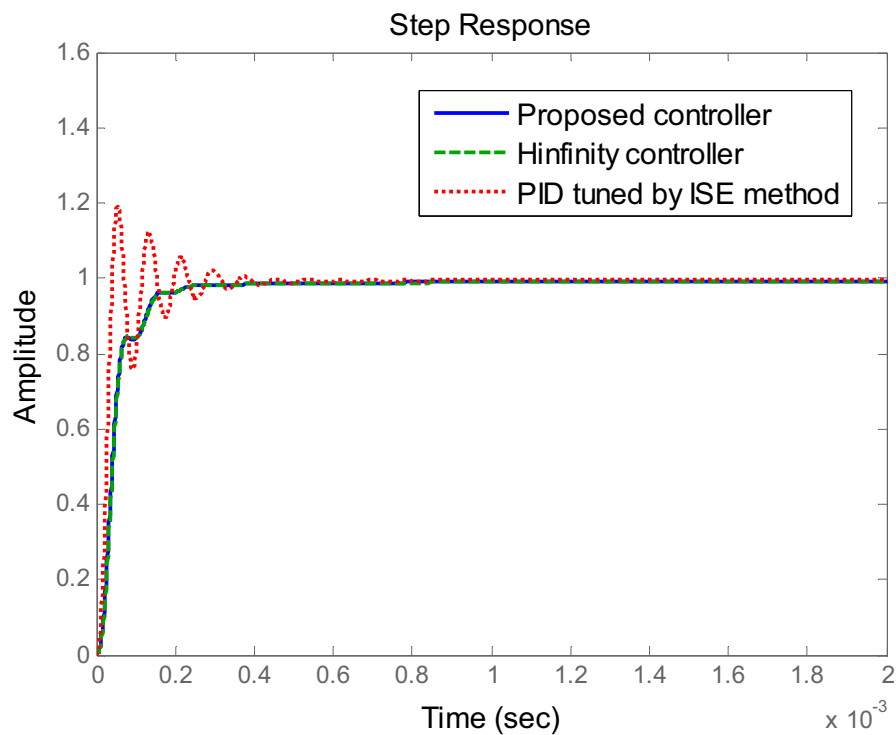
Fig. 7. Bode diagram of (a) desired loop shape and loop shape by proposed controller and (b) step responses of controllers.

Open loop bode diagrams are plotted in Fig. 7(a) to verify the proposed algorithm. It is clearly shown that the proposed technique performs as a robust controller. Fig. 7(b) shows the step responses of the proposed robust PID, the conventional \mathcal{H}_∞ controller, and PID tuned by ISE method. The settling time of all responses is about 700 μsec . To verify the robust performance, we change the converter's parameters as:

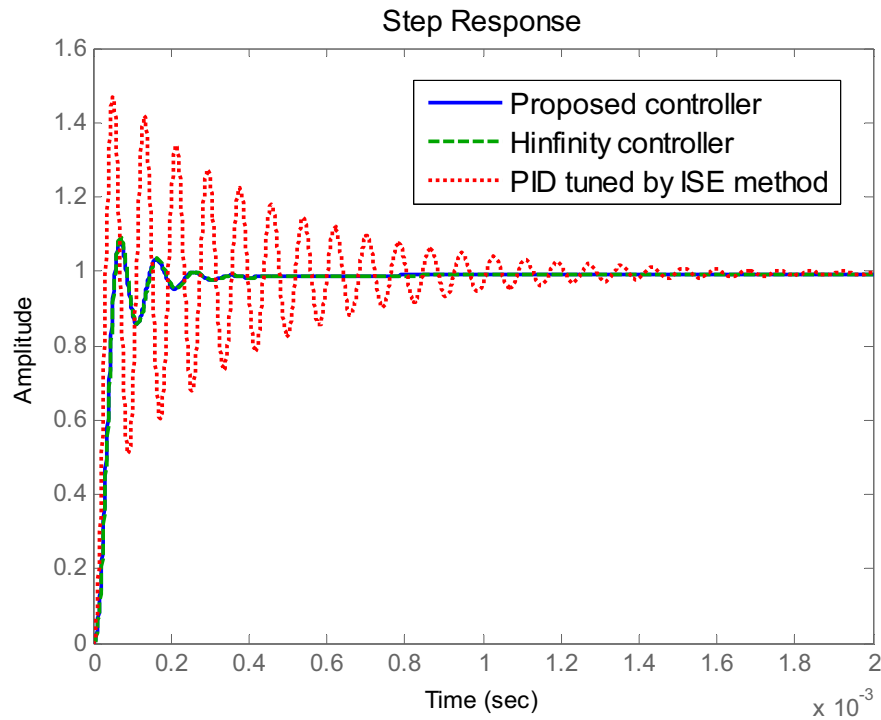
Case I : $R_L = 16 \Omega$, $L = 110 \mu\text{H}$ and $C = 330 \mu\text{F}$

Case II : $R_L = 14 \Omega$, $L = 130 \mu\text{H}$ and $C = 250 \mu\text{F}$

Obviously, these conditions (increase L and decrease load and C) are worse than the nominal condition. The designed controllers in (21), (24) and (25) are adopted to control this perturbed plant. The step responses are shown in Fig. 8.



(a) Step responses in the perturbed plant. (Case I)



(b) Step responses in the perturbed plant. (Case II)

Fig.8. the step responses of all controllers in the perturbed plants (a) case I (b) case II.

The responses in the perturbed plant of the proposed controller and \mathcal{H}_∞ loop shaping controller are almost the same as those in the nominal plant with some difference in the settling time and oscillation. The results show that the designed system from the proposed controller and \mathcal{H}_∞ loop shaping has a good performance and robustness.

As for the controllers designed by ISE method, the settling time and rise time of the nominal plant are slightly smaller than those of the proposed controllers and \mathcal{H}_∞ controllers. There is neither overshoot nor oscillation in the responses of the nominal plant; however, the response of the perturbed plant has large overshoot and oscillation. The maximum overshoot is about 30% in case I, and 60% in case II. The response of the perturbed plant is much different from that of the nominal plant, displaying poor robust performance. When applying the \mathcal{H}_∞ control and the proposed controller, the nominal

plant and the perturbed plant have similar responses. As the results indicated, \mathcal{H}_∞ control and the proposed design technique yields better robust performance than ISE method.

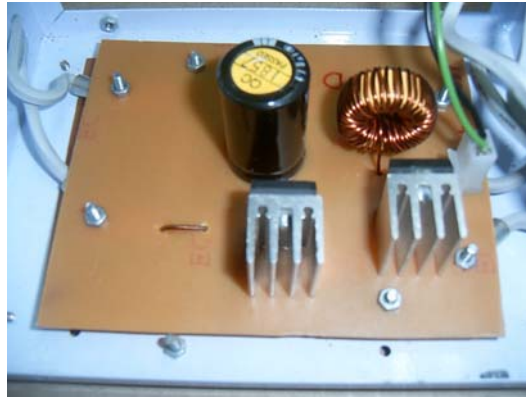


Fig. 9. Buck converter circuit

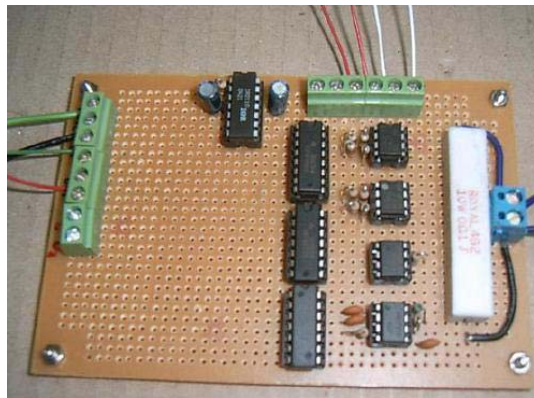


Fig. 10. Average Current Mode Control (ACMC) circuit

Some experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed controller. The nominal values in Table 1 are used to design a buck converter with current mode control. Fig. 9 and 10 show the circuits used in the experiment. A proposed controller, robust PID controller in (21) and PID tuned by ISE method in (25) are used to control the converter. Fig. 11 shows the experimental results of the step response in nominal condition of the proposed controller and PID tuned by ISE method. As seen in Fig. 11 and Fig. 7, the responses of experimental results are almost the same as those of the simulation results. Fig.11 confirms that the time domain response at the nominal plant

of the proposed controller achieves the performance specification as well as the controller designed by ISE method.

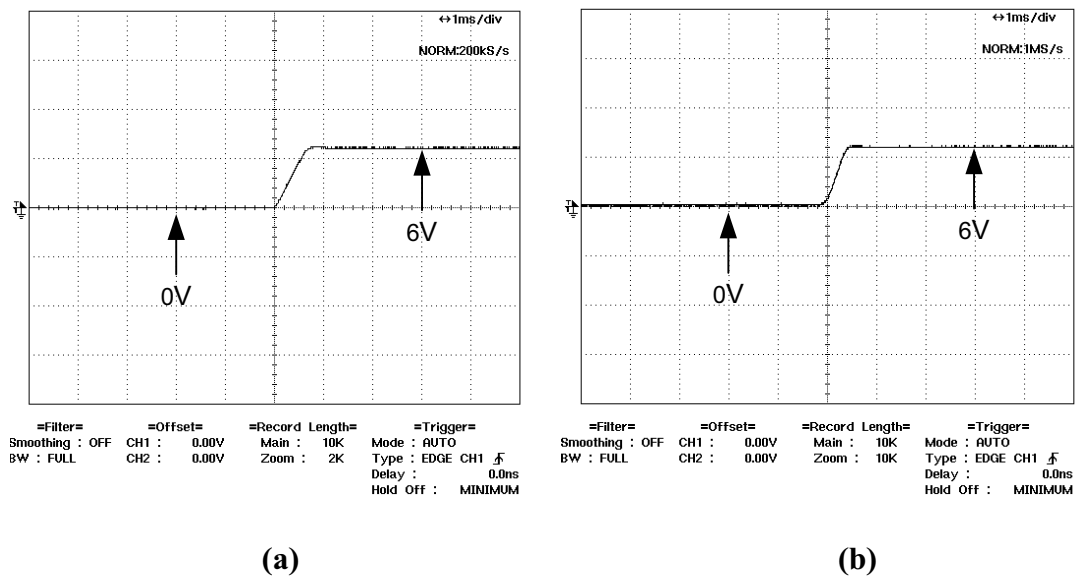


Fig. 11. Step response in the nominal conditions of (a) proposed controller and (b) PID tuned by ISE method.

To verify the robust performance of the system, an experiment is performed. The component values and operating points of converter are changed to case I and case II. The controllers from the previous experiment are used to control the converter in this perturbed plants. The performance is verified by using the step response. Fig.12(a) and 12(b) show the response of the perturbed plant. The step response is almost the same as the response in nominal conditions. This response is underdamped with a small difference in the settling time. Little overshoots occur in both case I and case II. Experimental results verify that the proposed controller can be applied for the ACMC buck converter to achieve a good robust performance.

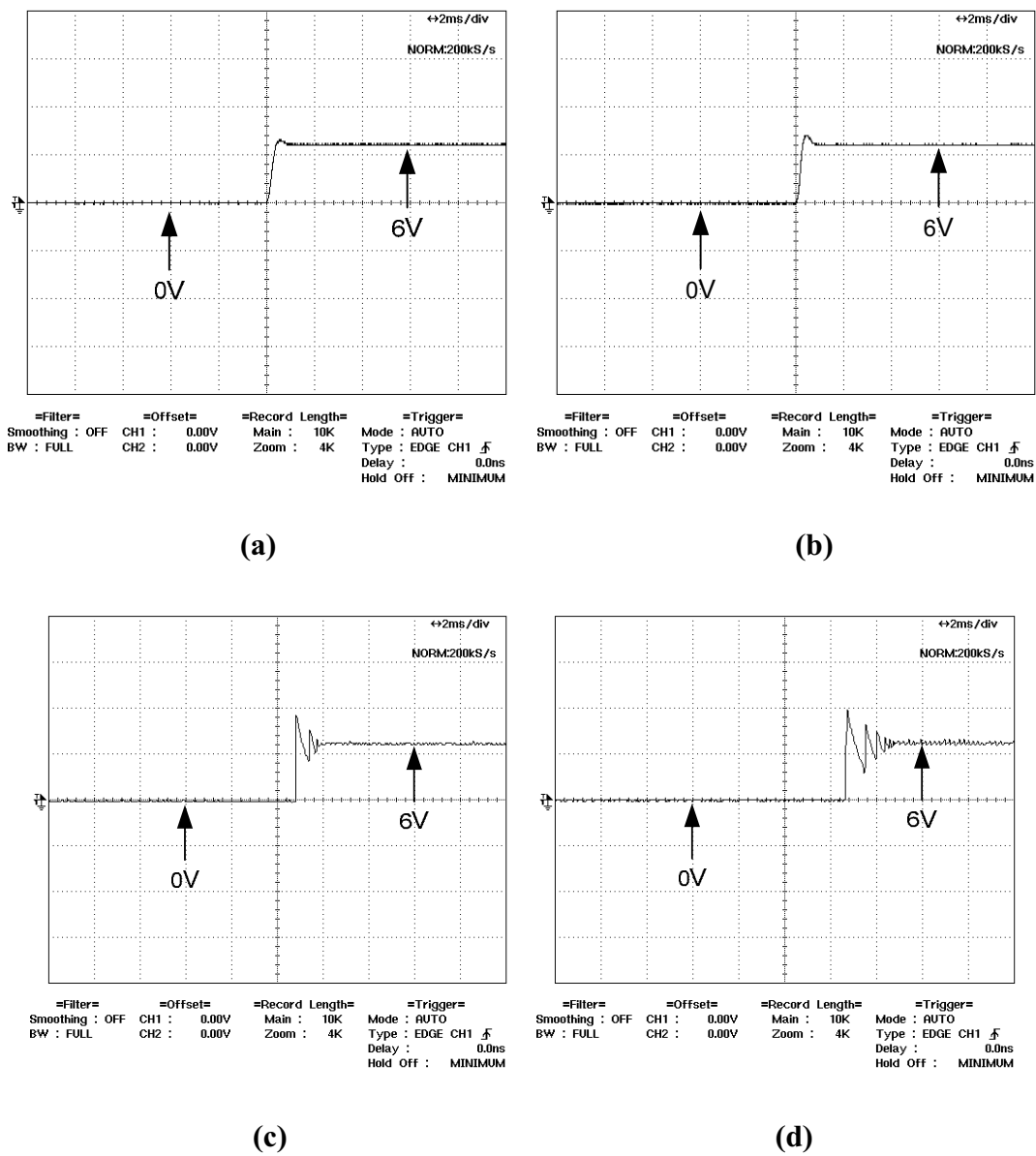


Fig. 12. Step response in the perturbed conditions of (a) proposed controller, Case I, (b) proposed controller, Case II, (c) PID tuned by ISE method, Case I and (d) PID tuned by ISE method, Case II.

As shown in Fig. 12, in both cases, in the perturbed conditions, the proposed controller has almost the same step response as that in the nominal condition with little overshoot; while the perturbed plant of the controller tuned by ISE method has large overshoot and oscillation. This is similar to the simulation result. As shown in the

experimental result, the system designed by the proposed method has a better robust performance than the one designed by ISE method.

5 CONCLUSION

Both of \mathcal{H}_∞ loop shaping and the proposed technique can be applied to design a robust controller for a buck 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 ε is achieved. Structure of controller in the proposed technique is selectable. This is desirable, especially in DC-DC converter which analog circuit is normally used to design the controller. As shown in the simulation and experimental results, the robust performance obtained from the proposed technique and \mathcal{H}_∞ loop shaping is better than that of the conventional PID designed by ISE method. In conclusion, by combining of the approaches, genetic algorithms and \mathcal{H}_∞ loop shaping; robust fixed-structure controller can be designed. Implementation in buck-boost converter assures that the proposed technique is valid and flexible.

APPENDIX A

Given a shaped plant G_s and A , B , C , D represent the shaped plant in the state-space form. To determine ε_{opt} , there is a unique method as follows [15].

$$\gamma_{opt} = \varepsilon_{opt}^{-1} = (1 + \lambda_{\max}(XZ))^{1/2} \quad (\text{A.1})$$

where X and Z are the solutions of two Riccati in (A.2) and (A.3) respectively, λ_{\max} is the maximum eigenvalue.

$$(A - BS^{-1}D^T C)Z + Z(A - BS^{-1}D^T C)^T - ZC^T R^{-1}CZ + BS^{-1}B^T = 0 \quad (\text{A.2})$$

$$(A - BS^{-1}D^T C)^T X + X(A - BS^{-1}D^T C) - XBS^{-1}B^T X + C^T R^{-1}C = 0 \quad (\text{A.3})$$

where $S = I + D^T D$, $R = I + DD^T$

ACKNOWLEDGE

This work was fully supported by the Thailand Research Fund under Grant No. MRG. 4980087. The authors are sincerely thankful to Associate. Prof. Dr. Manukid Parnichkun from AIT for his useful suggestions and comments.

REFERENCES

- [1] Simone Buso, “Design of a Robust Voltage Controller for a Buck-Boost Converter Using –Synthesis,” *IEEE Transaction 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 Intelligent. 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., “ \mathcal{H}_∞ 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, “ \mathcal{H}_∞ loop-shaping control schemes for the buck converter and their evaluation using μ -analysis,” *IEE Proc.-Electrical Power Application*, Vol. 146, No. 2, March 1999.
- [6] B. S. Chen and Y. M. Cheng., “A structure-specified optimal control design for practical applications: a genetic approach,” *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol. 6, No. 6, 1998, 707-718.

- [7] B. S. Chen., Y.-M. Cheng, and C. H. Lee., “A genetic approach to mixed $\mathcal{H}_2 / \mathcal{H}_\infty$ optimal PID control,” *IEEE Trans. on Control Systems*, 1995, 51-60.
- [8] S. J. Ho, S. Y. Ho, M. H. Hung, L. S. Shu, and H. L. Huang, “Designing structure-specified mixed $\mathcal{H}_2 / \mathcal{H}_\infty$ optimal controllers using an intelligent genetic algorithm IGA,” *IEEE Trans. on Control Systems*, Vol. 13, No. 6, 2005, 1119-24.
- [9] D.C. McFarlane and K. Glover., “A loop shaping design procedure using \mathcal{H}_∞ synthesis,” *IEEE Trans. On Automatic Control*, Vol. 37, No. 6, 1992, 759–769.
- [10] A. U. Genc, “A state-space algorithm for designing \mathcal{H}_∞ loop shaping PID controllers,” technical report., Cambridge University, Cambridge, UK, Oct. 2000.
- [11] S. Kaitwanidvilai and M. Parnichkun, “Genetic algorithm based fixed-structure robust \mathcal{H}_∞ loop shaping control of a pneumatic servo system,” *International Journal of Robotics and Mechatronics*, Vol. 16, No. 4, 2004.
- [12] S. Kaitwanidvilai and P. Olanthichachat, “Genetic based Robust \mathcal{H}_∞ Loop Shaping PID Control for a Current-Mode Boost Converter,” *ICEMS2006*, November 2006, Japan.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] K. Zhou, J. C. Doyle., *Essential of Robust Control* (New Jersey: Prentice-Hall, 1998).
- [16] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*. 2nd ed. New York: John Wiley & Son, 1996.

- [17] J. Kennedy and R. Eberhart, "Particle swarm optimization," *IEEE International Conference on Neural Networks*, Vol. 4, 1995, 1942-1948.
- [18] Jietae Lee and Thomas F. Edgar , "ISE tuning rule revisited," *Automatica*, Vol. 40, Issue 8, August 2004, Pages 1455-1458

ภาคผนวก ค
บทความที่ได้ตอบรับให้ลงตีพิมพ์ในหนังสือเรียนระดับ
นานาชาติ

S. Kaitwanidvilai, A. Jangwanitlert, I. ngarmroo, W. Khanngern, S. Karnprachar, “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)

Consent to Publish



Series: Lecture Notes in Electrical Engineering (LNEE)

Title of the Book/Volume/Conference: Trends in Communication Technologies and Engineering Science

Editor(s) name(s): Prof. Xu Huang, Prof. Ping-kong Alexander Wai, Dr. Sio-long Ao

Title of Contribution: Fixed Structure Robust Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter using Evolutionary Algorithm

Author(s) full name(s): S. Kaitwanidvilai, A. Jangwanitlert, I. ngarmroo, W. Khanngern, S. Karnprachar

Corresponding Author's name, address, affiliation and e-mail: Somyot Kaitwanidvilai,

Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. Email: kksomyot@kmitl.ac.th

§ 1 Rights Granted

The copyright to the Contribution identified above is transferred to Springer Science + Business Media B.V., Dordrecht (hereinafter called Springer). The copyright transfer covers the sole right to print, publish, distribute and sell throughout the world the said Contribution and parts thereof, including all revisions or versions and future editions thereof and in any medium, such as in its electronic form (offline, online), as well as to translate, print, publish, distribute and sell the Contribution in any foreign languages and throughout the world.

Springer will take, either in its own name or in that of the Author, any necessary steps to protect these rights against infringement by third parties. It will have the copyright notice inserted into all editions of the Work according to the provisions of the Universal Copyright Convention (UCC) and dutifully take care of all formalities in this connection, either in its own name or in that of the Author.

If the Author is an employee of the U.S. Government and performed this work as part of his employment, the Contribution is not subject to U.S. copyright protection. The Author transfers the publishing rights to Springer to the extent transferable.

The Author retains the right to republish the Contribution in any collection consisting solely of the Author's own works without charge and subject only to notifying Springer in writing prior to such publication of the intent to do so and to ensuring that the publication by Springer is properly credited and that the relevant copyright notice is repeated verbatim.

The Author warrants that the Contribution is original except for such excerpts from copyrighted works (including illustrations, tables, and text quotations) as may be included with the permission of the copyright holder thereof, in which case(s) the Author is required to obtain written permission and to indicate the precise source. Springer has the right to permit others to use individual illustrations within the usual limits. The Author warrants that the Contribution has not heretofore been published in whole or in part, that it contains no libelous statements and does not infringe on any copyright, trademark, patent, statutory rights or proprietary rights of others; and that he will indemnify Springer against any cost, expenses or damages for which Springer may become liable as a result of any breach of this warranty.

§ 2 Delivery of the Contribution and Publication

The Author agrees to deliver to the responsible Editor(s) on a date to be agreed upon the manuscript created according to the Instructions for Authors.

Springer agrees to publish the said Contribution at its own cost and expense.

§ 3 Author's Discount

The Author is entitled to purchase for personal use (directly from Springer) books published by Springer at a discount of 33 1/3% off the list price. Resale of such books is not permitted.

§ 4 Entire Agreement

This agreement shall be deemed to be made under and shall be interpreted in accordance with the laws of the Netherlands.

The Corresponding Author signs for and accepts responsibility for releasing this material on behalf of any and all Co-Authors.

Signature of Corresponding Author:

Date:

☐ I'm an employee of the US Government and transfer the rights to the extent transferable

Office use only: Name: Cindy Zitter Fax: +31 78 6576377 E-mail: cindy.zitter@springer.com

Chapter #

FIXED STRUCTURE ROBUST LOOP SHAPING CONTROLLER FOR A BUCK-BOOST CONVERTER USING EVOLUTIONARY ALGORITHM

S. Kaitwanidvilai^{*1}, A. Jangwanitlert^{*1}, I. ngarmroo^{*1}, W. Khanngern^{*1},
S. Karnprachar^{*2}

^{*1}*Electrical Engineering Department, Faculty of engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand, 10520.* ^{*2}*Electrical and Computer Engineering Department, Faculty of engineering, Naresuan University, Thailand, 65000.*

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 \mathcal{H}_∞ loop shaping method. The proposed algorithm is called *Genetic Algorithm (GA) based fixed-structure H_∞ loop shaping control*. In the approach, GA is adopted to solve the H_∞ 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 controllers designed by conventional H_∞ loop shaping and conventional ISE method. 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.

Keywords: H_∞ loop shaping , robust controller , Genetic algorithm , buck-boost converter

1. 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 (Simone

Buso, 1999). In previous research works, the linear models of these converters were derived by using linearization method (R. B. Ridley, 1989; J. G. Kassakian et. al, 1989). Some linear control techniques were applied to these converters based on the linear models (Simone Buso, 1999; NAIM, R. et. al., 1995; G.C. Ioannidis and S.N. Manias, 1999). NAIM, R., et.al.(1995) applied the \mathcal{H}_∞ 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 (1999) applied the \mathcal{H}_∞ loop shaping control schemes for a buck converter. In their paper, the μ -analysis was used to examine the robust features of the designed controllers. Simone Buso (1999) adopted the robust μ -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.

The controllers in DC to DC converters are usually designed using analog circuit. Although the controllers designed by the techniques mentioned earlier are robust, and high performance, they are complicated and high order, thus they are difficult to be implemented in the converters. Nevertheless, the design of analog circuit for these controllers is not feasible. To solve 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, it is difficult to design this controller using analytical method. Algorithms such as genetic algorithm, particle swarm optimization, and gradient method can be employed to simplify the design of this controller.

Several approaches to design a robust control for structure specified controller were proposed in (Bor-Sen Chen and Yu-Min Cheng, 1998; Bor-Sen Chen, et. al, 1995; Shinn-Jang Ho et. al, 1995). In (Bor-Sen Chen and Yu-Min Cheng, 1998), a robust \mathcal{H}_∞ optimal control problem with structure specified controller was solved by using genetic algorithm (GA). As concluded in this paper, genetic algorithm is a simple and efficient tool to design a structure specified \mathcal{H}_∞ optimal controller. Bor-Sen Chen, et. al.(1995), proposed a PID design algorithm for mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ control. In their paper, PID controller parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimal control. A similar work was proposed in (Shinn-Jang Ho et. al, 1995) by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimal control problem.

The techniques mentioned above are based on the concept of \mathcal{H}_∞ optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the \mathcal{H}_∞ optimal control approach is that the appropriate selection of close-loop objectives and weights is not straightforward. In robust control, \mathcal{H}_∞ 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 \mathcal{H}_∞ loop shaping is still complicated and has high order. To overcome this problem, in this paper, we propose a fixed-structure \mathcal{H}_∞ loop shaping control to design a robust controller for a buck-boost converter. In the proposed technique, the controller structure is first 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. \mathcal{H}_∞ 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.

2. 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 (R. B. Ridley, 1989; J. G. Kassakian et. al, 1989).

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

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. The accuracy of this model has been proved to be accepted, at least in frequency of interest in this application.

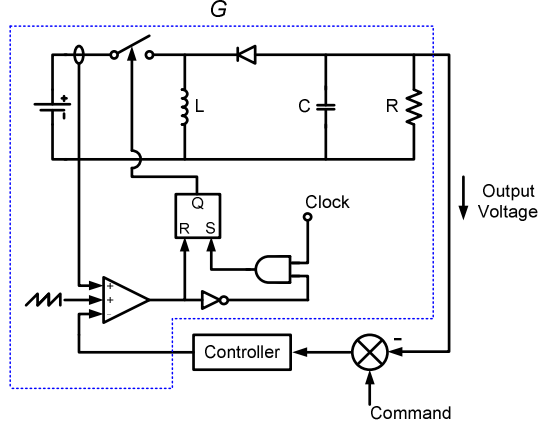


Figure #-1. Buck-boost converter with current mode control.

3. \mathcal{H}_∞ LOOP SHAPING CONTROL AND PROPOSED TECHNIQUE

This section illustrates the concepts of the standard \mathcal{H}_∞ loop shaping control and the proposed technique. Consider the system described by the block diagram (Fig. 2), where the plant G and the controller K are real rational and proper. y is the output, u is the control input, w is the vector signal including noises, disturbances, and reference signals, and z is the vector signal including all controlled signals and tracking errors. The \mathcal{H}_∞ optimal control problem is to find admission controller $K(p)$ such that $\|T_{zw}\|_\infty$ is minimized, where $\|T_{zw}\|_\infty$ is the maximum norm of the transfer function from w to z , and the admission controller is the controller that internally stabilizes the system (McFarlane, D.C. and K. Glover, 1992).

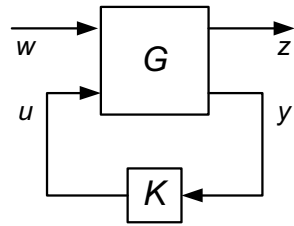


Figure #-2. General block diagram in robust control problem.

3.1 Standard \mathcal{H}_∞ Loop Shaping

\mathcal{H}_∞ loop shaping control (McFarlane, D.C. and K. Glover, 1992) 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 . 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. If the shaped plant $G_s = W_1 G W_2 = N_s M_s^{-1}$, then a perturbed plant can be written as

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

Where Δ_{N_s} and Δ_{M_s} are stable, unknown representing the uncertainty satisfying $\|\Delta_{N_s}, \Delta_{M_s}\|_\infty \leq \varepsilon$, ε is the uncertainty boundary, called stability margin.

According to the standard procedure of \mathcal{H}_∞ loop shaping, the following steps can be applied to design the \mathcal{H}_∞ 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 (Kemin Zhou and Jhon C. Doyle, 1998). Weight selection is very important for the design. There are some guidelines for the weight selection in (Sigurd Skogestad, Ian Postlethwaite, 1996). In SISO system, the weighting functions W_1 and W_2 can be chosen as

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

Where K_w , a , b and c are positive values.

Step 2 Minimize ∞ -norm of the transfer matrix T_{zw} over all stabilizing controllers K to obtain an optimal cost γ_{opt} , as

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

To determine ε_{opt} , there is a unique method explained in (Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite, 1996). $\varepsilon_{opt} \ll 1$ indicates that W_1 or W_2

designed in step 1 are incompatible with robust stability requirement. If ε_{opt} is not satisfied ($\varepsilon_{opt} < 1$), then return to step 1, adjust W_1 .

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

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

Controller K_∞ is obtained by solving the optimal control problem. More detail is available in (Sigurd Skogestad and Ian Postlethwaite, 1996).

Step 4 Final controller (K) follows

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

3.2 Genetic Algorithm based Fixed-Structure \mathcal{H}_∞ Loop Shaping Optimization

Practical implementation of the controller derived from \mathcal{H}_∞ loop shaping method is difficult because the order of the controller is quite high. 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 ε 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 \mathcal{H}_∞ loop shaping, optimization goal is to find parameters p in controller $K(p)$ that minimize infinity norm $\|T_{zw}\|_\infty$. In the proposed technique, the final controller K is defined as

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

Assuming that W_1 is invertible, from (6) 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 Substitution of (8) into (5), then the ∞ -norm of the transfer function matrix from disturbances to states, $\|T_{zw}\|_\infty$, which is subjected to be minimized can be written as

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

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.

3.2.1 Genetic Algorithms

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 (Chris Houck, et. al., 1995). Our proposed algorithm is summarized as

Step 1 Shape the singular values of the nominal plant G by W_1 and W_2 . Then evaluate the ε_{opt} using (4). If $\varepsilon_{opt} < 0.25$, 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 1st 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 (9). 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 $1/J_{cost}$. Select the

chromosome with minimum cost function as a solution in the current generation. For the first generation, $\text{Gen} = 1$.

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 ε (too low fitness function), then go to step 3 to change the control structure. Low ε indicates that the selected control structure is not suitable for the problem.

4. 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 Ω
V_o	Output Voltage	30 V
V_i	Input Voltage	12 V
L	Inductance	100 μH
C	Capacitor	470 μF
f_{sw}	Switching frequency	100 kHz

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

$$G = \frac{-0.0042s + 480}{0.7896s + 72} \quad (10)$$

Both \mathcal{H}_∞ loop shaping control and our proposed technique are applied to this converter. Firstly, we design a controller by the conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping procedure. Based on the concept of \mathcal{H}_∞ loop shaping, W_1 and W_2 can be selected as

$$W_1 = 30 \frac{(s + 26.7)}{(s + 0.001)}, \quad W_2 = \frac{100000}{s + 100000} \quad (11)$$

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 20,000 rad/sec. Significant improvement in terms of performances and robustness is carried out by these weighting functions. The shaped plant is written as

$$G_s = W_1 G W_2 = 30 \frac{(s+26.7)}{(s+0.001)} \frac{(-0.0042s+480)}{(0.7896s+72)} \frac{(100000)}{(s+100000)} \quad (12)$$

By applying the \mathcal{H}_∞ loop shaping method, the optimal stability margin (ε_{opt}) is founded at 0.612 ($\gamma_{opt} = 1.6338$). This value indicates that the selected weighting function is compatible with the robust stability requirement. The $\varepsilon = 0.590$ ($\gamma=1.6949$), which is less than the optimal stability margin, is chosen to synthesize the controller. Based on the conventional technique in section III, the conventional \mathcal{H}_∞ loop shaping controller is synthesized as following

$$K(s) = W_1 K_\infty W_2 = 30 \frac{(s+26.7)}{(s+0.001)} \frac{(261841)(s+1.002 \times 10^5)(s+26.9)}{(s^2+3.265 \times 10^5 s+3.608 \times 10^{10})(s+26.7)} \frac{(100000)}{(s+100000)} \quad (13)$$

As shown in (13), the controller is 5th order controller resulting in a complicated structure. Next, PI controller is investigated as a fixed-structure controller. The controller structure is expressed in (14). K_p and K_i are parameters that will be evaluated.

$$K(p) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (14)$$

The controller parameters, their ranges, and genetic algorithms parameters are selected as follows: $K_p \in [0,200]$, $K_i \in [0,1000]$, 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 (15), which has stability margin (ε) of 0.586 ($\gamma=1.7064$).

$$K(p)^* = 21.84 + \frac{597.6}{s} \quad (15)$$

The final controller (K) is shown in (16).

$$K = \left(21.84 + \frac{597.6}{s} \right) \left(\frac{100000}{s+100000} \right) \quad (16)$$

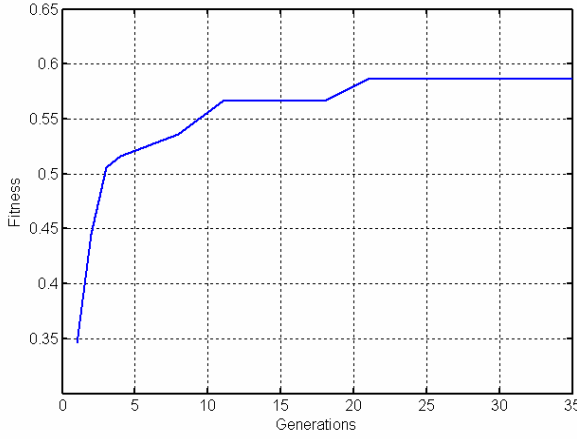


Figure #-3. Fitness functions versus iterations in genetic algorithm.

Fig. 3 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 0.586 ($\gamma=1.7064$). 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 system good in term of performance tracking and 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 \mathcal{H}_∞ control and proposed PI controller 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 \mathcal{H}_∞ controllers. As shown in this figure, the settling time of all responses is about 500 μsec .

In addition, in this paper, we apply the conventional PI controller based on the ISE method. In this method, the controller parameter is tuned in such a way that the integral of square error between output and desired response is minimized. However, to prevent the oscillations in the response, ISE with the model reference can be applied (Jietae Lee and Thomas F. Edgar , 2004). In this paper, we adopted the ISE with model reference to design a PI controller to make the settling time close to 500 μsec . The resulting controller is,

$$K_{ISE} = 19 + \frac{2800}{s} \quad (17)$$

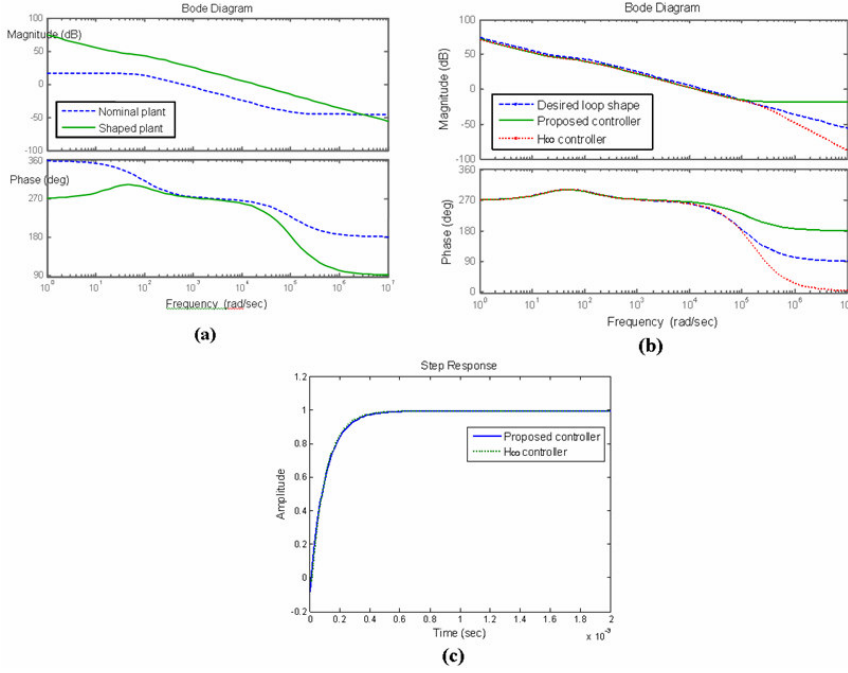


Figure #4. (a) Bode plots of the nominal plant and the shaped plant (desired loop shape) (b) The desired loop shape and the loop shape by the conventional H_∞ loop shaping and the proposed PI, (c) Step responses by the proposed PI and H_∞ loop shaping controllers.

The step responses of proposed and H_∞ controllers in the nominal plant and perturbed plant are shown in Fig. 5(a) and Fig. 5(b), respectively. As shown in the figures, the responses in perturbed plant 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_∞ loop shaping has a good performance and robustness. To verify the robust performance, we change the converter's parameters as: $R_L = 10 \Omega$, $V_i = 10.8 \text{ V}$, $L = 130 \mu\text{H}$ and $C = 2200 \mu\text{F}$. The designed controllers in (16) and (17) are adopted to control the perturbed plant. Obviously, this condition (increase L and C and decrease the load resistance and input voltage) is worse than the nominal condition, because in this case the gain and phase of the plant are decreased in the crossover region.

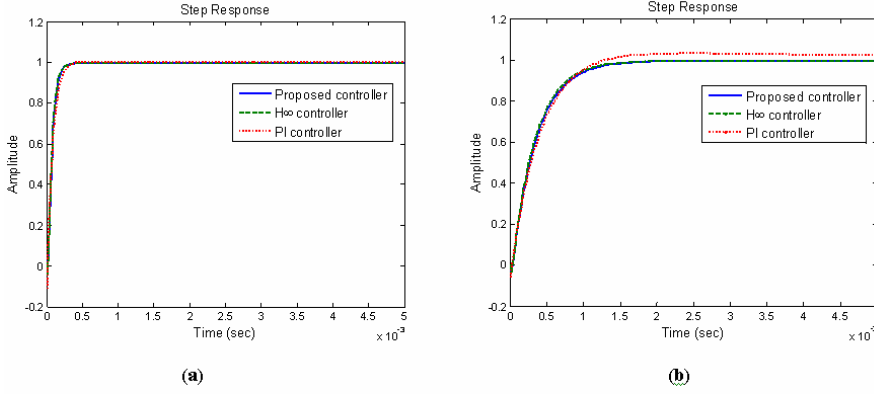


Figure #5. (a) Step responses in the nominal plant. (b) Step responses in the perturbed plant.

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 robust PI controller in (16) and PI controller tuned by ISE method in (17) are used to control the converter. As seen in Fig. 5(a) and Fig. 6, the response of experimental result is almost the same as that of the simulation result.

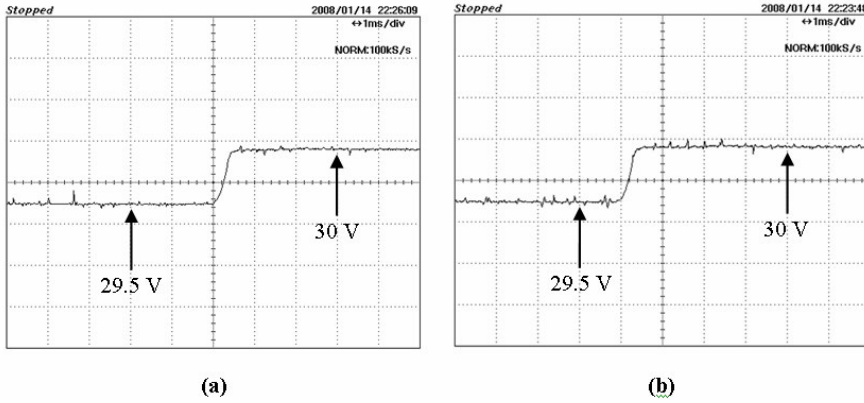


Figure #6. Step responses in nominal condition. (a) Proposed PI controller. (b) PI tuned by ISE method.

To verify the robust performance of the system, an experiment is performed. The component values and operating point of the converter are changed to: $R_L = 10 \, \Omega$, $V_i = 10.8 \, \text{V}$, $L = 130 \, \mu\text{H}$ and $C = 2200 \, \mu\text{F}$. The performance is verified by using the step response. As shown in Fig. 7, the

step response of the proposed controller is almost the same as the response in nominal conditions while the step response of the PI controller tuned by ISE method has an overshoot when the system parameters change. This can be verified that the robust performance of the proposed technique is better than that of PI controller by ISE method.

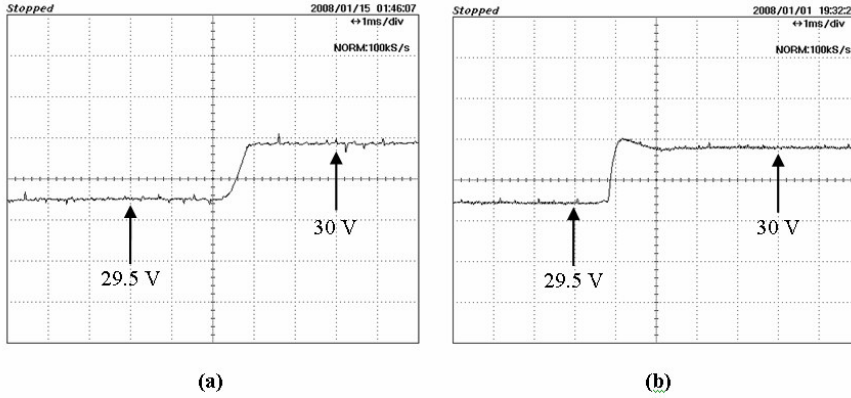


Figure #-7. Step response in the closed loop in perturbed conditions. (a) Proposed PI controller. (b) PI tuned by ISE method.

To verify the robust against the sudden change of load, an experiment were performed. As shown in Fig.8, when the load is abruptly changed, the proposed controller can maintain the desired voltage.

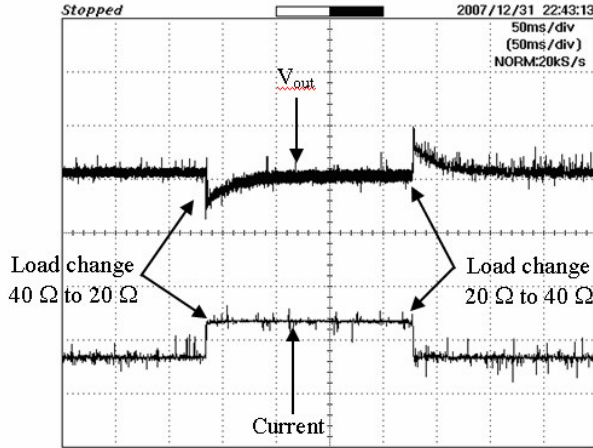


Figure #-8. Transient response of propose controller when the load change $40\ \Omega$ to $20\ \Omega$.

5. CONCLUSION

Both \mathcal{H}_∞ loop shaping and *GA based fixed-structure H_∞ loop shaping control*, are applicable in designing a robust controller for a current mode buck-boost converter. However, the proposed approach significantly improves the controller design in practical control viewpoint by simplifying the controller structure, reducing the controller order and retaining the robust performance. 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 these two approaches, genetic algorithms and \mathcal{H}_∞ loop shaping; fixed-structure controller design can be achieved. Implementation in buck-boost converter assures that the proposed technique is valid and flexible.

6. ACKNOWLEDGMENT

This research work is financially supported by the Thailand Research Fund (Project. No. MRG4980087) and the research fund from the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang.

7. REFERENCES

- Bor-Sen Chen and Yu-Min Cheng, 1998, A Structure-Specified optimal Control Design for Practical Applications: A Genetic Approach, *IEEE Trans. on Control System Technology*, 6(6).
- Bor-Sen Chen, Yu-Min Cheng and Ching-Hsiang Lee, 1995, A Genetic Approach to Mixed H_2/H_∞ Optimal PID Control," *IEEE Trans. on Control Systems*, pp. 51-60.
- Chris Houck, Jeff Joines, and Mike Kay, 1995, A Genetic Algorithm for Function Optimization: A MATLAB Implementation by, NCSU-IE TR 95-09.
- G.C. Ioannidis, S.N.Maniyas, 1999, H_∞ loop-shaping control schemes for the buck converter and their evaluation using μ -analysis, *IEE Proc.-Electr. Power Appl*, 146(2).
- J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*. Reading, (Addison-Wesley, MA, 1991).
- Jietae Lee and Thomas F. Edgar , 2004, ISE tuning rule revisited, *Automatica*, 40(8): 1455-1458.
- Kemin Zhou, Jhon C. Doyle, *Essential of Robust Control*. (Prentice-Hall, 1998), pp 315-327.
- McFarlane, D.C. & K. Glover, 1992, A loop shaping design procedure using H_∞ synthesis, *IEEE Trans. On Automatic Control* AC-37 (6):759-769.
- NAIM, R., WEISS, G., and BEN-YAAKOV, S., 1995, H_∞ control of boost converters: comparison to voltage mode, feed-forward and current mode controls, *PESC'95*, pp. 1327-1332.
- R. B. Ridley, 1989, A new continuous-time model for current-mode control, *Power Conversion Intell. Motion (PCIM) Conf. Proc.*, pp. 455-464.
- Shinn-Jang Ho, Shinn-Ying Ho, Ming-Hao Hung, Li-Sun Shu, and Hui-Ling Huang., 1995 Designing Structure-Specified Mixed H_2/H_∞ Optimal Controllers Using an Intelligent Genetic Algorithm IGA, *IEEE Trans. on Control Systems*, 13(6): 1119-24.
- Sigurd Skogestad, Ian Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*. (John Wiley & Son, 1996), pp. 118, 376-380.
- Simone Buso, 1999, Design of a Robust Voltage Controller for a Buck-Boost Converter Using μ -Synthesis, *IEEE Trans. On Control Systems Technology*, 7(2): 222-229.

ภาคผนวก ง
รางวัลที่ได้รับ (Best Paper Award การประชุม
วิชาการระดับนานาชาติ ICCA ณ.ประเทศ ฮ็องกง)

Best Paper Award จากการประชุม ICCA2007 Hong Kong

http://www.iaeng.org/IMECS2007/Best_paper_awards.html

International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2007
Hong Kong, 21-23 March, 2007

IMECS 2007 Best Paper Awards

The IMECS 2007 has been organized by the International Association of Engineers (IAENG), a non-profit international association for the engineers and the computer scientists. The conference has the focus on the frontier topics in the theoretical and applied engineering and computer science subjects. Our IMECS committees have been formed with over two hundred and fifty committees members who are mainly research center heads, faculty deans, department heads, professors, and research scientists from over 20 countries. The IMECS 2007 has attracted more than one thousand and one hundred participants from over 30 countries. The acceptance rate of IMECS 2007 is: 58.46%. The titles and contact authors of submitted papers that have been reviewed and accepted (or accepted with minor revisions) for IMECS 2007 are listed here:

[titles A B](#), [titles C N](#), [titles O Others](#).

The International Association of Engineers have organized the Best Paper Award and Best Student Paper Award for each IMECS conference. The candidate papers have been judged on originality, significance, correctness, and clarity.

Best Paper Award of The 2007 IAENG International Conference on Artificial Intelligence and Applications: Dr. Chih-Min Lin
Intelligent Adaptive Robust Control for Uncertain Nonlinear Systems
Best Student Paper Award of The 2007 IAENG International Conference on Artificial Intelligence and Applications: Wei Sun
An Unsupervised Host-Based Anomaly Intrusion Detection Technique Based on Non-negative Matrix Factorization
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Artificial Intelligence and Applications: Dr. Akira Hara
Knowledge Acquisition from Computer Log Files by ADG with Variable Agent Size
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Artificial Intelligence and Applications: Dr. Cheng-Hong Yang
Primer Design Using PSO Algorithm

Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Bioinformatics: Dr. Yoshifumi Okada
Exhaustive Search of Maximal Biclusters in Gene Expression Data
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Bioinformatics: Dr. Ron Yang
Peptide Classification with Genetic Programming Ensemble of Generalised Indicator Models
Certificate of Merit (Student) for The 2007 IAENG International Conference on Bioinformatics: Yu-Huei Cheng
A Novel Method Providing Exact SNP IDs from Sequences
Certificate of Merit (Student) for The 2007 IAENG International Conference on Bioinformatics: Fei He
Discrete-Time Model Representations for Biochemical Pathway Modeling

Best Paper Award of The 2007 IAENG International Conference on Control and Automation: Dr. Ramon Vilanova Arbos
Sensitivity Function Optimization Approach to PID Design for Improved Disturbance Attenuation
Best Student Paper Award of The 2007 IAENG International Conference on Control and Automation: Shanbao Cheng
A Compact Magnetic Bearing System for Axial Flow Blood Pump
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Control and Automation: Dr. Somyot Kaitwanidvilai
Multi-Objective Genetic Algorithms Based Mixed Robust/Model Reference Control
Certificate of Merit (Student) for The 2007 IAENG International Conference on Control and Automation: Yanliang Zhang
Non-linear Sliding Mode Control for a Rotary Inverted Pendulum
Certificate of Merit (Student) for The 2007 IAENG International Conference on Control and Automation: Chuan Shi
Adjustment of Feedrate Planning Basing on Discrete Interpolation Interval in Interpolation Process

Best Paper Award of The 2007 IAENG International Conference on Computer Science: Dr. Shinya Takahashi
Document Filtering Based on Spectral Clustering for Speech Recognition Language Model
Best Student Paper Award of The 2007 IAENG International Conference on Computer Science: Rahman Hassan
A Hybrid Markov Model for Accurate Memory Reference Generation
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Computer Science: Dr. Pichayotai Mahatthanapiwat
Join Signature with Reference Sharing
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Computer Science: Dr. Radoslaw Hofman
Complexity Considerations, cSAT Problem Lower Bound
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Computer Science: Dr. Ganesh Bhutkar
Need of Customer Orientation in IT Domain
Certificate of Merit for The 2007 IAENG International Conference on Computer Science: Dr. Walter Dosch
On the High-Level Synthesis of Combinational Circuits for Contiguous Pattern Matching

ภาคผนวก จ

ตัวอย่างบทความประชุมวิชาการระดับนานาชาติที่ได้ นำเสนอในที่ประชุมระดับนานาชาติ (จำนวน 3 เรื่อง จาก ทั้งหมด 5 เรื่อง)

1. S. Kaitwanidvilai, P. Olarnthichachart, “Genetic based Robust H_∞ 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_∞ 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.

The 2006 International Conference on Electrical Machines and Systems

ICEMS2006

November 20 – 23, 2006

Session Paper

LS3D

Power Converters

Genetic based Robust H_∞ Loop Shaping PID Control For a Current-Mode Boost Converter

Somyot Kaitwanidvilai and Piyapong Olanthichachai

Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Naresuan University, Tapho, Muang,
Pitsanulok, 65000 THAILAND
somyotk@nu.ac.th, sy1996@hotmail.com

Abstract— H_∞ control is one of popular techniques for controlling system. Robust controller, which designed by conventional H_∞ control results in high order and complicated structure. It is not easy to implement this controller in practical works. To solve this problem, we propose a genetic algorithm based H_∞ loop shaping PID control to design a robust controller. The infinity norm of the transfer function from disturbance to output is subjected to be minimized by genetic algorithm. The simple structure and robust controller can be achieved by the proposed techniques. In this paper, the designed controller is implemented on an average current mode control of boost converter. Robustness against parameters changing and disturbance is clearly shown in experimental results. Simulation results are also shown for comparison and prove the effectiveness of our technique.

I. INTRODUCTION

Boost converter plays an important role in the power electronic circuit. This converter is applied in many applications such as battery charger, maximum power-point tracking in PV system, switching mode power supply, etc. Many techniques were applied in this converter by many researchers [1-7]. Simone Buso [1] adopted the robust μ -synthesis to design a robust voltage controller for a buck-boost converter (PCMC: Peak Current Mode Control). An inner current control loop is applied to limit current and switching protection. M. Ahmed *et al.* [2] presented a standard procedure for modeling the basic converters. In their work, analytic methods and simple PID control was applied to a general converter control topology. Buck converter was also implemented. In [3], the standard procedure and sliding mode control were applied to control a converter. The comparison between PID and sliding mode control method was shown in [4].

Robust control is widely used to control many systems. In DC/DC converter, many researchers designed and implemented the robust control to this circuit. Sliding mode control in [5] was implemented in a boost converter to achieve the robustness. In [6], a linear robust approach to DC/DC converter was proposed. Passivity based robust control was implemented in [7] to a boost converter circuit.

There are two modes for voltage controlling in boost converter, voltage and current mode control. Current mode control gains many advantages such as current limiting, switching protection and better dynamic response. There are an inner current-loop and outer voltage-loop in this controller [2].

From previous researches in control system, H_∞ control is one of popular techniques to control in many systems. Various H_∞ controls are able to design the controller to guarantee the robustness and performance of the closed loop system. However, controller designed by conventional H_∞ control technique [8] results in the complex structure and high order controller. To solve this problem, Somyot and Manukid [8] proposed the genetic based fixed structure robust H_∞ loop shaping control. This technique designs the simple structure but achieve a good robust performance. In this paper, this technique is adopted to design a current mode controller for a boost converter.

This paper is organized as follows. In section 2, we describe the dynamic model and system identification procedure of a boost converter circuit. Section 3 presents a review of H_∞ loop shaping. Our proposed algorithm, robust PID controller that evolved by genetic algorithms is described in this section. Section 4 details the design, simulation and experimental results. Finally, Sections 5 summarizes and concludes the paper.

II. CONVERTER MODELING AND SYSTEM IDENTIFICATION

Current mode control (CMC) in DC-DC converter is typically two-loop system (voltage loop and current loop). The current loop is used to maintain the inductor current equal to reference current. This reference current is obtained from the output of voltage control loop. The voltage loop is used to compare the reference voltage (command) and output voltage (output) and control the output voltage of boost converter. In continuous conduction mode of CMC, the popular control schemes are PCMC (Peak Current Mode Control) or an ACMC (Average Current Mode Control). ACMC has several advantages over PCMC [9] such as robust against the noise, high degree of accuracy to track the average inductor current. In ACMC, the current loop control is typically designed as PI controller. In this paper, the design of this current loop gain is adopted from [9-10]. Consider the equation in [9], the controller gain of current loop can be expressed as

STRUCTURED ROBUST LOOP SHAPING CONTROL FOR HIMAT SYSTEM USING SWARM INTELLIGENT APPROACH

Somyot Kaitwanidvilai and Manukid Parnichkun

Abstract— Robust loop shaping control is a feasible 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 loop shaping controller for a highly maneuverable airplane, HIMAT, is proposed. The performance and robust stability conditions of the designed system satisfying H_∞ 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. Simulation results demonstrate that the proposed approach is numerically efficient and leads to performance comparable to that of the other method.

Index Terms— H_∞ loop shaping control, robust control, particle swarm optimization, HIMAT system, fixed-structure controller.

I. 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_∞ 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_∞ 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_∞ optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et. al.*[2], proposed a PID design algorithm for mixed H_2/H_∞ control. In their paper, PID control parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed H_2/H_∞ optimal control. A similar work was proposed in [3] by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed H_2/H_∞ optimal control problem. The techniques in [1-3] are based on the concept of H_∞ optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the H_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping is still complicated. To overcome this problem, several approaches have been proposed to design a fixed-structure H_∞ loop shaping controller, such as a state-space approach by A. Umut. Genc in 2000 [5], genetic algorithms based fixed-structure H_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping controller for HIMAT 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;

Manuscript received January 17, 2008. This work was supported in part by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

Somyot is with the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand. Email: ksomyot@kmitl.ac.th

Manukid is with the School of Engineering and Technology, Asian Institute of Technology, P.O. Box 4, Klong Luang, Pathumthani 12120, Thailand.

Fixed Structure Robust Loop Shaping Controller for a Buck-Boost Converter using Genetic Algorithm

Somyot Kaitwanidvilai, Piyapong Olanthichachat and Manukid Parnichkun

Abstract— Robust controller designed by H_∞ loop shaping is complicated and its order is much higher than that of the plant. It is not easy to implement this controller in practical engineering applications. To overcome this problem, we propose an algorithm, *GA based fixed-structure H_∞ loop shaping control*, to design a robust controller. Genetic algorithm is used to solve the H_∞ 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_∞ loop shaping method. Results of simulation demonstrate the advantages of simple structure and robustness against plant perturbations and disturbances of the proposed controller. Experiments are performed to verify the effectiveness of the proposed technique.

Index Terms— H_∞ 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_∞ 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_∞ loop shaping control schemes for a buck converter. In their paper, the μ -analysis was used to examine the robust features of the designed controllers. Simone Buso [1] adopted the robust μ -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_∞ 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_∞ optimal controller. Bor-Sen.Chen. *et al.* [7], proposed a PID design algorithm for mixed H_2/H_∞ control. In their paper, PID controller parameters were tuned in the stability domain to achieve mixed H_2/H_∞ optimal control. A similar work was proposed in [8] by using the intelligent genetic algorithm to solve the mixed H_2/H_∞ optimal control problem. The techniques in [6-8] are based on the concept of H_∞ optimal control which two appropriate weights for both the uncertainty of the model and the performance are essentially chosen. A difficulty with the H_∞ optimal control approach is that the appropriate selection of close-loop objectives and weights is not straightforward. In robust control, H_∞ 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_∞ loop shaping is still complicated and has high order. To overcome this problem, in this paper, we propose a fixed-structure H_∞ 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

Manuscript received January 31, 2008. This work was supported in part by Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

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
Manukid is with the School of Engineering and Technology, Asian Institute of Technology, P.O. Box 4, Klong Luang, Pathumthani 12120, Thailand.