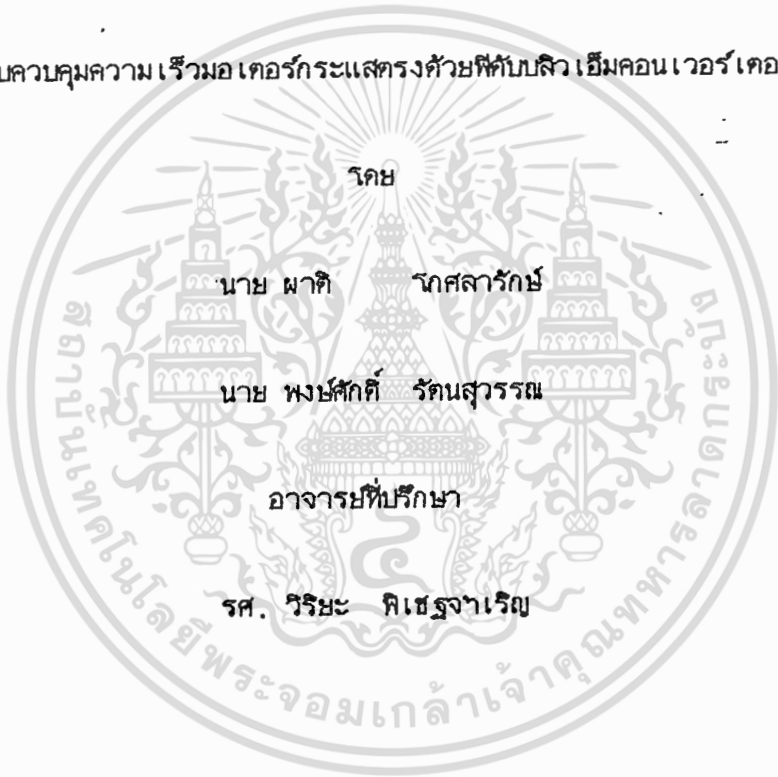




ปีการศึกษา 2532

ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงด้วยที่จับลิวี่เอ็มคอนเวอร์เตอร์



22 พ.ค. 535

027012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงด้วยพีดีบีเอ็มคอนเวอร์เตอร์

SPEED CONTROL OF DC MOTOR BY PWM CONVERTER

ผาติ โภศลารักษ์
PHATI KOSALARAKSA

พงษ์ศักดิ์ รัตนสุวรรณ
PONGSAK RATTANASUWAN

วิทยาลัยเทคนิคสุราษฎร์ธานี

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2532

ปริญญาโทการศึกษา: 2532

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยพีดีบนสไมล์ เอ็มคอนเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นาย ผาติ โภศลารักษ์ (29.1127)

2. นาย พงษ์ศักดิ์ รัตนสุวรรณ (29.1150)



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ. วีระะ พิเศษจาเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1 - 2
บทที่ 2 วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	3 - 11
บทที่ 3 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระแสตรง	12 - 16
บทที่ 4 อุปกรณ์วัด	17 - 20
บทที่ 5 วงจรคุมค่า	21 - 30
บทที่ 6 เสถียรภาพของการคุมค่า	31 - 42
บทที่ 7 การออกแบบวงจรคุมค่า	43 - 45
บทที่ 8 ผลการวิเคราะห์	46 - 49

กิจกรรมประกาศ
เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรงด้วยพีคับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์

นาย ผาติ โภคสารักษ์

นาย พงษ์ศักดิ์ รัตนสุวรรณ

รศ. วิริยะ พิเชษฐาเจริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

งานปริญาญพนธ์นี้ได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือในส่วนแรกเป็นการนำเทคนิคของ พีคับลิวเอ็ม มาใช้งานกับเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เพื่อปรับปรุงค่าอินพุทเพาเวอร์แฟคเตอร์ของระบบ และลดค่าอาร์เอ็มไอของกระแสในเอชไลน์ให้ต่ำลง โดยเริ่มตั้งแต่หลักการทางานของวงจรกำลัง การคอมมิวเตท รวมถึงการสร้างสัญญาณ และส่วนประกอบของวงจรทริกที่ใช้สำหรับคอนเวอร์ชันนี้

ในส่วนที่สองจะเป็นระบบควบคุมโดยใช้วงจรควบคุมชนิด PI โดยมีรูปควบคุม 2 รูป คือ รูปควบคุมกระแสให้ตรง เข้าวงจรอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์เป็นรูปควบคุมภายใน ส่วนรูปภายนอกจะเป็นรูปควบคุมการทางานของรูปภายใน และควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ตามต้องการ ซึ่งระบบนี้สามารถตอบสนองการทางานได้อย่างรวดเร็ว

speed control of dc motor by pwm converter

Phati Kosalaraksa

Pongsak Rattanasuwan

Associate Professor Viriya Pichetjamroen Advisor

Abstract

In this thesis we can divide into 2 sections. In first section, an AC-to-DC converter using PWM-controlled technique is proposed. To improve value of input power factor of system and to reduce line current harmonic. The operation in the main circuit is first described then the commutation and the PWM control signals in the triggering circuit are investigated.

In the second section is the control system. The control system is a cascade control system having direct current of armature circuit as the subordinate control loop and speed control as the external loop. The controller unit uses proportional plus intergal analog control. It can response quickly.

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันระบบขับเคลื่อนทางไฟฟ้าแบบควบคุมความเร็วรอบได้ สามารถแยกประเภทตามชนิดของมอเตอร์ซึ่งใช้ เป็นเครื่องต้นกำลังได้คือ ระบบซึ่งใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นต้นกำลัง และระบบซึ่งใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นต้นกำลัง ในระบบแรกแม้ว่าราคาของมอเตอร์ และค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาของมอเตอร์จะต่ำกว่าระบบหลังมาก แต่อุปกรณ์สำหรับขับและควบคุมการทำงานของมอเตอร์ชนิดนี้ให้การทำงานได้แม่นยำจะมีเทคนิคยุ่งยาก และราคาสูง ดังนั้นเมื่อมีความต้องการระบบขับเคลื่อนซึ่งจำเป็นต้องมีคุณสมบัติในการทำงานที่แม่นยำ ระบบขับเคลื่อนซึ่งใช้มอเตอร์กระแสตรงเป็นต้นกำลังจะได้รับความนิยมสูงกว่า โดยเฉพาะมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก ทั้งนี้เพราะการควบคุมสัปดาห์ไฟฟ้าตรงที่วงจรมอเตอร์ และการควบคุมปริมาณเส้นแรงกระแสแม่เหล็กภายในมอเตอร์สามารถแยกการควบคุมเป็นอิสระต่อกันจึงทำให้มอเตอร์ชนิดนี้ง่ายต่อการควบคุม

ระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ชนิดนี้ อาจสร้างขึ้นมาได้หลายวิธี เช่น ระบบควบคุมความเร็วรอบโดยวิธีปรับปริมาณเส้นแรงสนามแม่เหล็กภายในมอเตอร์หรือระบบควบคุมความเร็วรอบแบบ Ward-Leonard แต่ระบบทั้งสองมีข้อจำกัด คือ ในระบบแรกการควบคุมความเร็วรอบจะมีผลทำให้กำลังบิดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง ส่วนระบบหลังมีข้อจำกัด คือ การตอบสนองต่อการทำงานช้า มีขนาดใหญ่มากและราคาแพง ปัจจุบัน เมื่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังได้รับการพัฒนามากขึ้นทำให้เกิดการพัฒนางจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อนำมาใช้ควบคุมกำลังขนาดใหญ่ และ เมื่อนางจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาสร้าง เป็นระบบควบคุมมอเตอร์ก็จะให้การทำงานของระบบนี้สามารถตอบสนองต่อการทำงานได้เร็วกว่า มีขนาดเล็กและราคาถูกกว่า

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะอธิบายถึง การออกแบบ การสร้าง และการทดลองระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชนิด SCR ต่อเป็นวงจรคิกกระแสไฟฟ้าแบบควบคุมพัลส์ได้เพิ่มที่ชนิด 3 เฟส ทาหน้าที่จ่ายกำลังให้มอเตอร์ และมีระบบควบคุมชนิดคาสเคดทาหน้าที่ควบคุมความเร็วรอบ ในระบบควบคุมชนิดคาสเคดจะประกอบด้วยลูกควบคุมสองลูก คือ ลูกควบคุมกระแสไฟฟ้าตรงไหลเข้าวงจรมอเตอร์ของมอเตอร์เป็นลูกควบคุมภายใน ลูกนี้มีหน้าที่ควบคุมการทำงานของวงจรมอเตอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และควบคุมมิให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าวงจรมอเตอร์เกินขีด การวัดกระแสไฟฟ้านี้ในระบบควบคุมการวัดกระแสไฟฟ้านี้จะวัดจากกระแสไฟฟ้าสลับซึ่งไหลจากแหล่งจ่ายพลังงานเข้าสู่วงจรมอเตอร์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแทน ลูกควบคุมอีกลูกหนึ่งเป็นลูกควบคุมการทำงานของลูกแรกและควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ลูกนี้ใช้ทาโคเจนเนอเรเตอร์วัดความเร็วรอบ วงจรควบคุมทั้งสอง

จะใช้วงจรถอบคุมอนาลอกชนิด PI และวงจรถอบคุมนี้จะถูกปรับแต่งเพื่อให้ระบบทำงานภายใต้ที่สุด (Optimization) ด้วยวิธีหาค่าเหมาะที่สุดแบบสมมาตร (Symmetrical Optimum)

ข้อดีของระบบควบคุมความเร็วรอบชนิดนี้ เมื่อเปรียบเทียบกับแบบเดิม คือ

- 1.การตอบสนองต่อการทำงานรวดเร็ว
- 2.ความเชื่อถือต่อการทำงานสูง
- 3.ประสิทธิภาพสูง
- 4.ค่าใช้จ่ายในการลงทุน และการบำรุงรักษาต่ำ
- 5.มีขนาดเล็ก



บทที่ 2

วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

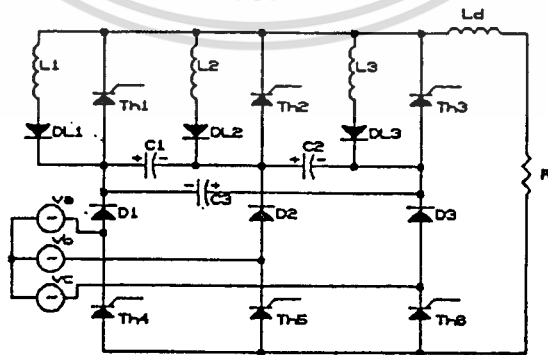
(Power electronic circuit)

2.1 บทนำ

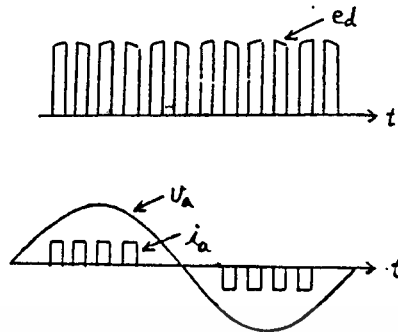
ในบทนี้จะอธิบายถึงวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์โดยแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรกำลังได้แก่ วงจรเรียงกระแสเฟ้าแบบควบคุมพัลส์ได้เต็มทีชนิด 3 เฟส และส่วนที่สองเป็นวงจรสร้างสัญญาณทริกทริสเตอร์ เพื่อใช้กระตุ้นให้วงจรแรกทำงาน เนื่องจากวงจรทั้ง 2 นี้จะทำงานร่วมกัน ดังนั้นในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบจึงมี Block diagram และ ทรานเซอร์ฟังก์ชัน 2 ชุดแทนวงจรทั้งสอง ซึ่งจะอธิบายถึง Block diagram และ ทรานเซอร์ฟังก์ชันดังกล่าวด้วย

2.2 วงจรกำลัง

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงวงจรกำลังที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.1 (ก) วงจรนี้ มีชื่อเรียกว่า วงจรเรียงกระแสเฟ้าแบบควบคุมพัลส์ได้เต็มทีชนิด 3 เฟส โดยใช้เทคนิค Equal pulsewidth modulation ซึ่งแสดงลักษณะคลื่นและกระแสทางค่านเอาท์พุทและอินพุทใน รูปที่ 2.1 (ข) วงจรกำลังนี้ประกอบด้วยทริสเตอร์ 6 ตัว คือ $Th_1, Th_2, Th_3, Th_4, Th_5$ และ Th_6 โดยที่ Th_1, Th_2, Th_3 มีการคอมมิวเทตแบบบังคับ (Force-commutated) ดังนั้นจำเป็นต้องใช้ทริสเตอร์แบบปิดกระแสเร็ว (Fast turn-off) ส่วน Th_4, Th_5 และ Th_6 คอมมิวเทตโดยธรรมชาติ (Line commutated) จึงสามารถใช้ ทริสเตอร์แบบธรรมดาได้ ในส่วนของวงจรคอมมิวเทต ประกอบด้วย Diode $D_{L1}-D_{L3}$, ตัวเหนี่ยวนำ (Inductors) L_1-L_3 , และตัวเก็บประจุ (capacitors) C_1-C_3 ส่วน D_1-D_3 ทำหน้าที่ในการกักและบังคับทิศทางกระแสประจุของตัวเก็บประจุ เพื่อการคอมมิวเทต เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ



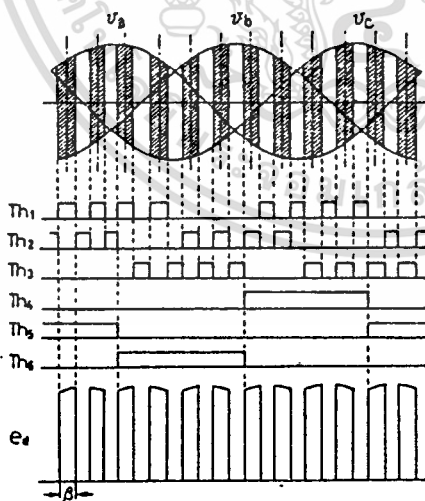
รูปที่ 2.1(ก) 3-เฟส เอช/ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมพัลส์



รูปที่ 2.1 (ข) ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางคั่นเอาท์พุทและอินพุทของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมพัลส์

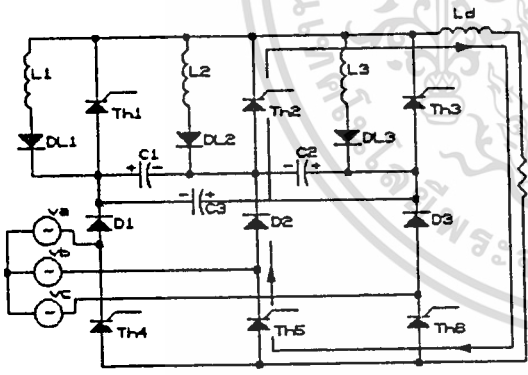
2.3 การทำงานของวงจรกำลัง (Circuit operation)

ในการทำงานของวงจรกำลังของทีดับลิวเอ็มคอนเวอร์เตอร์ชนิด 3 เฟส นั้นจะมีความซับซ้อนมาก เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเอชทีเอชเอ็นมีจำนวน 3 เฟส แต่ละเฟสมีมุมต่างกัน 120 องศา ทั้งนี้การทำงานของทรานซิสเตอร์ในช่วงคอมมิวเทชันของวงจรซึ่งมีลักษณะของทรานเซียนท์ สามารถแยกสรุปเป็นหมวดภายใต้ดังแสดงในตารางที่ 1 ซึ่งเป็นตารางแสดงการทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลของวัฏหลายในช่วงนี้ จะประกอบด้วย 4 พัลส์ซึ่งมีทั้งหมด 27 หมวด

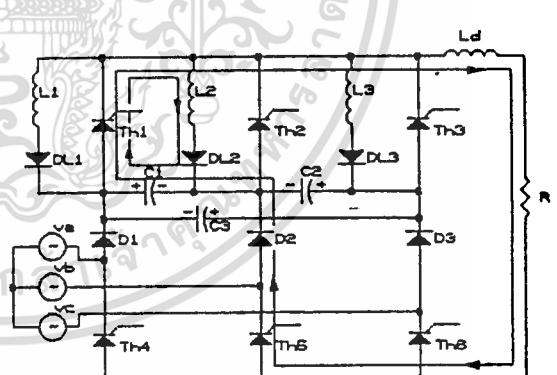


รูปที่ 2.2 แผนภาพแสดงการทำงานของทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลังพร้อมตีซเอาท์พุทวอลเตจที่ได้

งานช่วงครึ่งไซเคิลนี้จะแยกโหมดการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะคือ สองพัลส์แรกได้แก่พัลส์ที่ 1 และ 2 และอีก 2 พัลส์หลังได้แก่พัลส์ที่ 3 และ 4 ทั้งนี้เนื่องจากใน 2 พัลส์แรกมีเฟสของแหล่งจ่ายไฟต่างกับ 2 พัลส์หลัง จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าในครึ่งไซเคิลบวกของเฟส a นั้นจะมีทรานซิสเตอร์ th_1 , th_5 และ th_6 สลับการทำงานกัน โดยมี th_2 และ th_3 ท้าหน้าที่ off ทรานซิสเตอร์ th_1 การทำงานใน 2 พัลส์แรก (ช่วงเอาท์พุทโวลเตจ e_d ไม่เป็นศูนย์) แรงดันโพลาร์ที่ปรากฏทางด้านเอาท์พุทคือ v_{ab} และจะเปลี่ยนเป็น v_{ac} ใน 2 พัลส์หลัง (ช่วงไม่เป็นศูนย์) ส่วนในครึ่งไซเคิลลบของเฟส a จะเกิดจากการสลับการทำงานของ th_2 , th_3 และ th_4 โดยมี th_1 คอย off th_2 และ th_3 ดังนั้นจะเห็นว่าในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของเฟส a ช่วงศูนย์ของ e_d จะเกิดจากการนำกระแสพร้อมกันของ (th_2, th_5) และ (th_3, th_6) ซึ่งจะทำให้เกิดการสควจจอร์ขึ้นทางด้านเอาท์พุท ส่วนในครึ่งไซเคิลลบของเฟสเดียวกันนี้ช่วงศูนย์ของ e_d จะเกิดจากการทำงานร่วมกันของ (th_1, th_4) สำหรับการทำงานในอีก 2 เฟสที่เหลือ คือ เฟส b และ c จะมีลักษณะการพิจารณาคล้ายกับในการเฟสของเฟส a เพียงแต่มุมของเฟสจะล่าช้าออกไปอีก 120 องศา และ 240 องศาตามลำดับ



รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานของวงจรกำลังในโหมด 8



รูปที่ 2.4 แสดงการทำงานของวงจรกำลังในโหมด 1

จากตารางที่ 1 ได้แสดงถึงโหมดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์และลำดับของโหมดในแต่ละพัลส์ขึ้น 1 คาบเวลาของแรงดันเอาท์พุทในช่วงสภาวะคงตัว (steady state) โดยในตอนเริ่มต้น th_2 , D_2 และ th_5 จะทำหน้าที่สควจจอร์ด้านเอาท์พุทเพื่อทำให้กระแสไหล i_d ผ่านโหลด และ i_d จะมีลักษณะเรียบและต่อเนื่อง ทั้งนี้เพราะผล

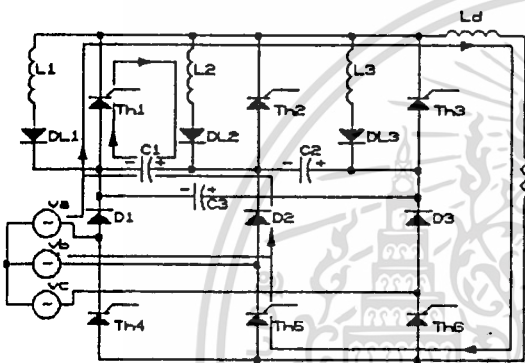
ของ smooting reactor ที่ต่อแทรกในวงจรทางค้ำานเอาท์พุท แรงค้ำาน v_{C1} ครอบ C₁ ในขณะนี้จะค้ำามากกว่าแรงค้ำานระหว่างเฟส a และ b (v_{ab}) และขั้วบวกลบของ C₁ จะมีลักษณะค้ำงแสดงในรูปที่ 2.3 นั่นค้ำือในขณะนี้จะมียะวอร์สโวลเตจคร่อม D₁ และมีฟอร์เวอร์สโวลเตจคร่อม th_1 ท้าให้กระแสไหลน้เป็นศูนย์ การท้างานของโหมค 1 จะเริ่มเมื่อมีสัญญาณเข้าที่ขาเกทของ th_1 ที่มุม $\omega t = \alpha_1$ ซึ่งวงจรถ้าค้ำงในขณะนี้จะมียะลักษณะการท้างานค้ำงรูปที่ 2.4 ในขณะน้ C₁ จะมียะวอร์สโวลเตจคร่อม th_2 เพื่อท้าให้ th_2 - off

ตารางที่ 1 แสดงล้าค้ำานโหมคของการท้างานของวงจรถ้าเฟสที่ค้ำบลิเวอ์มคอนเวอ์เตอร์

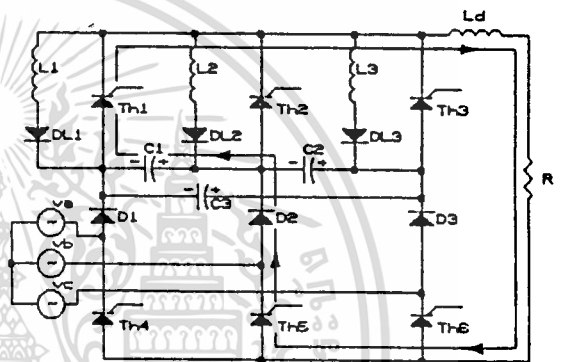
โหมค	Th1	Th2	Th3	DL1	DL2	DL3	Th4	Th5	Th6	D1	D2	D3	เงื่อนไขในการเปลี่ยนโหมค
1.	X				X			X			X		$v_{C1} \leq v_{ab} \rightarrow$ โหมค 2 ; $i_{L2} = 0 \rightarrow$ โหมค 9
2.	X				X			X		X			$i_{D1} \geq i_d \rightarrow$ โหมค 3 ; $i_{L2} = 0 \rightarrow$ โหมค 10
3.	X				X			X		X			$i_{L2} = 0 \rightarrow$ โหมค 4
4.	X				X			X		X			$\omega t = \beta_1$ หรือ $\beta_2 \rightarrow$ โหมค 5
5.		X		X				X		X			$i_{L1} = 0 \rightarrow$ โหมค 6 ; $v_{C1} \geq v_{ab} \rightarrow$ โหมค 11
6.		X						X		X			$v_{C1} \geq v_{ab} \rightarrow$ โหมค 7
7.		X						X		X			$i_{D1} \leq 0 \rightarrow$ โหมค 8
8.		X						X		X			$\omega t = \alpha_2$ หรือ $\alpha_3 \rightarrow$ โหมค 13
9.	X							X		X			$v_{C1} \leq v_{ab} \rightarrow$ โหมค 10
10.	X							X		X			$i_{D1} \geq i_d \rightarrow$ โหมค 4
11.		X		X				X		X			$i_{D1} \leq 0 \rightarrow$ โหมค 12 ; $i_{L1} = 0 \rightarrow$ โหมค 7
12.		X		X				X					$i_{L1} = 0 \rightarrow$ โหมค 8
13.	X				X			X			X		$i_{L2} = 0 \rightarrow$ โหมค 14 ; $v_{C1} + v_{C2} \leq v_{ac} \rightarrow$ โหมค 16
14.	X							X		X			$v_{C1} + v_{C2} \leq v_{ac} \rightarrow$ โหมค 15
15.	X							X		X			$i_{D1} \geq i_d \rightarrow$ โหมค 18
16.	X				X			X		X			$i_{L2} = 0 \rightarrow$ โหมค 15 ; $i_{D1} > i_d \rightarrow$ โหมค 17
17.	X				X			X		X			$i_{L2} = 0 \rightarrow$ โหมค 18
18.	X							X		X			$\omega t = \beta_3$ หรือ $\beta_4 \rightarrow$ โหมค 19
19.			X	X				X		X			$i_{L1} = 0 \rightarrow$ โหมค 20 ; $v_{C1} + v_{C2} \geq v_{ac} \rightarrow$ โหมค 23
20.			X					X		X			$v_{C1} + v_{C2} \geq v_{ac} \rightarrow$ โหมค 21
21.			X					X		X			$i_{D1} \leq 0 \rightarrow$ โหมค 22
22.			X					X			X		$\omega t = \alpha_4 \rightarrow$ โหมค 25 ; $\omega t = \alpha_5 \rightarrow$ ช่วงสภาวะค้ำง (Steady State)
23.			X	X				X		X		X	$i_{L1} = 0 \rightarrow$ โหมค 21 ; $i_{D1} \leq 0$ โหมค 24
24.			X	X				X			X		$i_{L1} = 0 \rightarrow$ โหมค 22
25.	X					X		X			X		$v_{C1} + v_{C2} \leq v_{ac} \rightarrow$ โหมค 26 ; $i_{L3} = 0 \rightarrow$ โหมค 14
26.	X					X		X		X		X	$i_{D1} \geq i_d \rightarrow$ โหมค 27 ; $i_{L3} = 0$ โหมค 15
27.	X					X		X		X			$i_{L3} = 0 \rightarrow$ โหมค 18

X : แสดงการนำกระแส

สำหรับการเปลี่ยนแปลงไปสู่โหมดในอันดับต่อมาแบบสี่ตัวคือโหมด 2 (รูปที่ 2.5) หรือโหมด 9 (รูปที่ 2.6) จะพิจารณาจากแรงดันคร่อม C_1 และกระแส i_{L2} โดยที่หาก C_1 มีแรงดันลดลงสู่แรงดันคง v_{ab} เร็วกว่ากระแส i_{L2} ที่ลดลงจนเป็นศูนย์ ก็จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของโหมดจาก 1 ไป 2 แต่ถ้ากระแส i_{L2} มีค่าลดลงเป็นศูนย์ก่อนก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหมดจาก 1 ไป 9 ในกรณีของการเปลี่ยนแปลงจากโหมด 1 เป็น 2 นั้น เมื่อ C_1 มีแรงดันลดลงจนมีค่าน้อยกว่า v_{ab} แล้ว D_1 จะนำกระแส (โหมด 2, โหมด 3, โหมด 4) ทำให้เอาท์พุทแรงดัน e_d ในขณะนี้มีค่าเท่ากับ v_{ab}

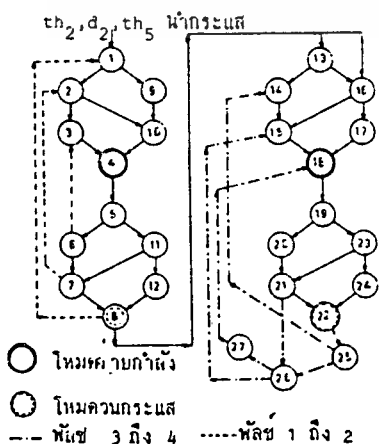


รูปที่ 2.5 แสดงการทำงานของวงจรกำลัง ในโหมด 2



รูปที่ 2.6 แสดงการทำงานของวงจรกำลัง ในโหมด 9

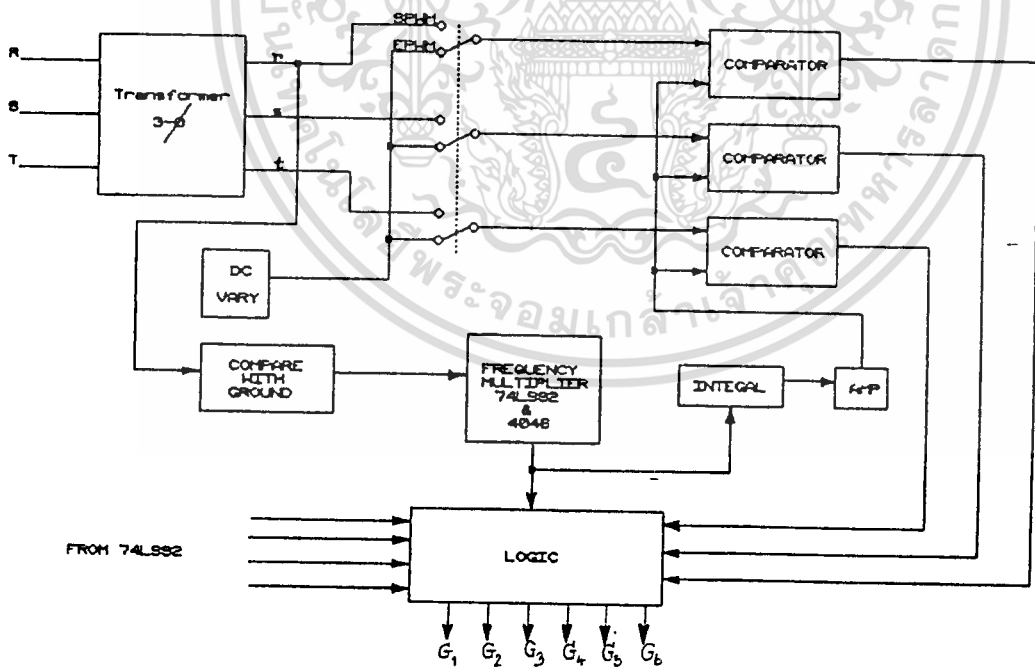
ส่วนการทำงานตลอดจนการสลับโหมดจากโหมดหนึ่งไปยังโหมดอื่นวานั้น จะมีลักษณะที่คล้ายกับหลักการที่ได้อธิบายไว้ในตัวอย่างของโหมด 1, 2 หรือ 9 โดยที่พิจารณาโดยละเอียดของการทำงานจากรูปที่ 2.7 ซึ่งแสดงลำดับและโอกาสของการเกิดโหมดต่าง ๆ ควบคู่กับตารางที่ 1 ซึ่งแสดงเงื่อนไขของการสลับเปลี่ยนจากโหมดหนึ่งไปยังอีกโหมดหนึ่ง



รูปที่ 2.7 แสดงลำดับขั้นตอนในการเกิดโหมดต่าง ๆ ทั้ง 27 โหมด ในวงจรกำลัง

2.3 วงจรสร้างสัญญาณทริกไทรสเตอร์

ในการสร้างสัญญาณเพื่อนำไปควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์แต่ละตัวนั้น สัญญาณควบคุมจะมีลักษณะเดียวกับช่วงการนำกระแสของไทรสเตอร์ตัวนั้น และสัญญาณทริกจะต้องซิงโครไนซ์กับไฟเอซีจากแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส เนื่องจากวงจรเรียงกระแสแบบควบคุมพัลส์นี้เป็นแบบ EPWM สัญญาณพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของแต่ละเฟสจะประกอบด้วย 4 พัลส์และมีความกว้างเท่ากับสัญญาณที่เข้าหลักการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันคิซีที่ปรับค่าได้หาหน้าทีของคลื่นมือคดูเลท กับรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่เป็นคลื่นแคเรียร์ ซึ่งมีความถี่เป็น 12 เท่าของความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ในการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่างคลื่นกึ่งสแควร์ (quarsi-square) กับรูปคลื่นสามเหลี่ยม เพื่อให้ได้สัญญาณที่จะนำไปสัดแปลงเพื่อให้ได้สัญญาณทริกที่แท้จริง เนื่องจากเป็นระบบ 3 เฟส การปรับค่า α หรือ β ทาให้โดยการปรับคลื่นกึ่งสแควร์ ซึ่งเราต้องปรับไปพร้อมกันทั้ง 3 เฟสเพื่อให้สัญญาณทั้ง 3 เฟส มีขนาดเท่ากันเสมอ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าเป็นการยากที่จะหาวงจรมายาย 3 ชุดที่ทำงานตรงกันได้ เราสามารถแก้ปัญหานี้โดยเปลี่ยนเป็นการปรับขนาดสามเหลี่ยมแทน โดยให้ขนาดคลื่นกึ่งสแควร์คงที่ อีกวิธีคือ การใช้แรงดันคิซีที่ปรับค่าได้เป็นหัวมือคดูเลทัง จากนั้นจึงนำทาลอจิก กับคลื่นกึ่งสแควร์ ซึ่งจะเหมือนกับาเช่คลื่นกึ่งสแควร์เป็นหัวมือคดูเลทัง ดังานรูปที่ 2.3 วิธีนี้จะสะดวกและการสร้างสัญญาณทริก สามารถนำไฟจากแหล่งจ่ายไฟเอซีเพียงเฟสเดียวได้.



รูปที่ 2.8 แสดงหลักการสร้างสัญญาณควบคุม (th₁-th₆) ของไทรสเตอร์ในวงจรกำลัง

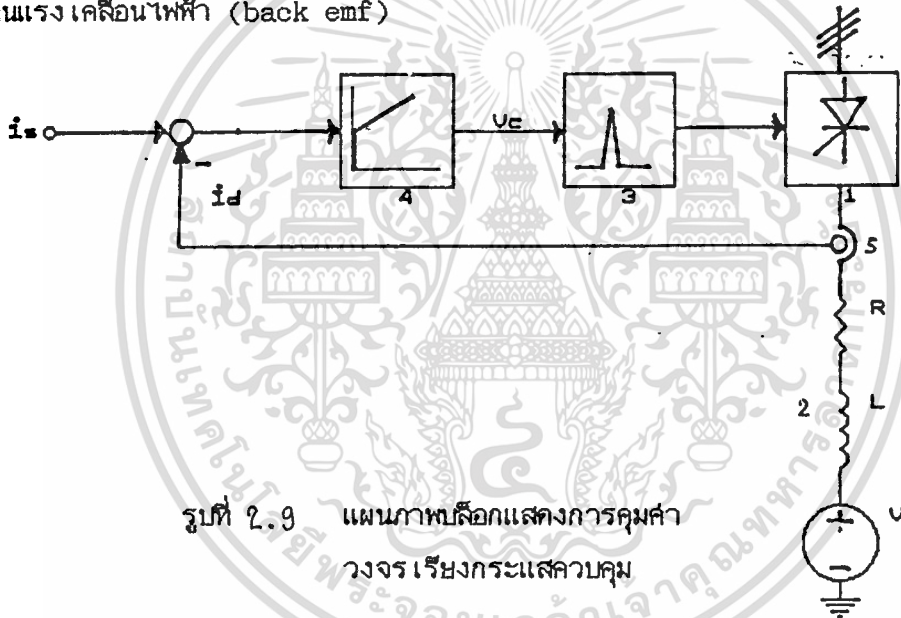
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.4 ทรานเซอร์พิกซ์ชันและบล็อกไดอะแกรมของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์กำลัง

ก่อนที่จะออกแบบระบบควบคุมจำเป็นต้องทราบทรานเซอร์พิกซ์ชันของวงจรรีเลย์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ดังนั้นหัวข้อนี้จะอธิบายถึงวิธีหาทรานเซอร์พิกซ์ชันนี้โดยพิจารณาออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนของ วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นทริสเตอร์ และส่วนของวงจรเรียงกระแสควบคุมเต็มรูปแบบพัลส์ชนิด 3 เฟส

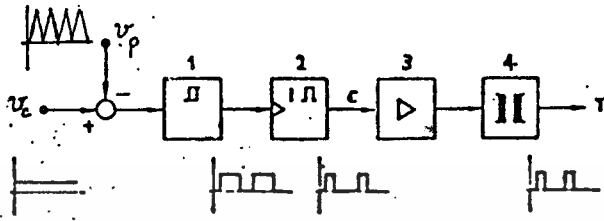
ในรูปที่ 2.9 แสดงแผนภาพการคุมค่าวงจรเรียงกระแสควบคุม ซึ่งมีการลุ่มกระแสที่้านออก i_d ด้วยอุปกรณ์วัด 5 เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกระแสที่ังค่า i_s บล็อกวงจร 4 คือวงจรคุมค่าแบบ PI บล็อกวงจร 3 คือ วงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น และบล็อกวงจร 1 คือ วงจรเรียงกระแสควบคุม ส่วนที่เหลือ 2 ประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และแหล่งแรงดันซึ่งอาจเป็น แรงต้านแรงเคลื่อนไฟฟ้า (back emf)



รูปที่ 2.9 แผนภาพบล็อกแสดงการคุมค่า
วงจรเรียงกระแสควบคุม

2.4.1 ทรานเซอร์พิกซ์ชันของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้นทริสเตอร์

รูปที่ 2.10 แสดงแผนภาพบล็อกของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบแรงดันที่คุมค่า V_c กับแรงดันอ้างอิงรูปสามเหลี่ยม V_p ในรูปที่ 1 หลังจากการเปรียบเทียบจะมีการปรับสัญญาณรูปคลื่นให้เป็นพัลส์ที่มีความกว้างคงตัวด้วยวงจร Astable พัลส์จากวงจร Astable จะถูกขยายด้วยวงจรขยาย 3 แล้วใช้หม้อแปลง 4 เพื่อให้เกิดการ isolate



รูปที่ 2.10 แผนภาพบล็อกของวงจรสร้างสัญญาณกระตุ้น

ให้ v_p เป็นแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม

γ เป็น Modulation ratio (v_c/v_p)

$v_{d\gamma}$ เป็นค่าสัมพัทธ์ของแรงดันค่านอกของวงจรเรียงกระแส ความคุมแบบ
พัลส์เต็มที่ยุคที่ค่า γ ใดๆ

v_{do} เป็นค่าสัมพัทธ์สูงสุดที่ $\gamma = 1$

ดังนั้นจากความสัมพันธ์ระหว่างค่า γ และ v_d (ซึ่ง $\gamma = v_{d\gamma}/v_{do}$) ได้
แสดงไว้คือ

$$v_{d\gamma} = (v_{do}/v_p) \cdot v_c$$

จากสมการนี้แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง v กับ v_n เชิงสติก ดังนั้นสามารถเขียนหาให้อยู่ในอีกรูป
แบบหนึ่งเป็น

$$K_c = v_{do}/v_c$$

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ข้างต้น เมื่อถูกกระตุ้นให้ทำงานแล้วจะไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ จนเมื่อถึงเวลาที่จะถูกกระตุ้นครั้งต่อไปจึงจะควบคุมได้ สาเหตุนี้เนื่องจากเกิดเวลาประวิง t_r ในระหว่างการเปลี่ยนแปลงของ v_c กับขณะที่เกิดการกระตุ้น ซึ่งเวลาประวิงนี้จะแปรผันระหว่าง $0 - T/12$ โดยที่ T คาบของแรงดันโพลัส ($T = 20 \text{ ms}$)

เมื่อพิจารณา 1 คาบ จะได้เวลาประวิงที่เป็นค่าเฉลี่ยหรือ average delay time (T_c) = $T/24$

ดังนั้นฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรจุดชนวนคือ

$$G_c(s) = K_c e^{-sT_c}$$

เนื่องจากฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียลเป็นฟังก์ชันที่ยุ่งยาก เราจึงแทนเวลาประวิงด้วยค่าคงตัวเวลา

$$G_e(s) = K_c / (1 + T_c s)$$

สามารถเขียนแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11

บทที่ 3

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก
(Separately Excited DC Motor)

3.1 บทนำ

ในการออกแบบระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์นั้น จำเป็นจะต้องศึกษาถึงคุณสมบัติที่สำคัญบางอย่างของมอเตอร์เพื่อประกอบการออกแบบระบบควบคุมต่อไป ดังนั้น บทนี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติเหล่านี้ ได้แก่ สมการความเร็วรอบของมอเตอร์ ทราเนเฟอร์ฟังก์ชัน และบล็อกไดอะแกรมของมอเตอร์

3.2 สมการของมอเตอร์กระแสตรงชนิดกระตุ้นแยก

เราจะพิจารณาคูสมบัติของมอเตอร์ออกเป็น 2 ลักษณะคือ ในทางเชิงกลและเชิงไฟฟ้า ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้

สมการเชิงกล คือ สมการที่ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วเชิงมุม Ω กับ ทอร์กแม่เหล็กไฟฟ้า M_e และทอร์กของโหลด M นั่นคือ

$$Jd\Omega/dt = M_e - M \quad \dots\dots\dots(3.1)$$

โดยที่ J คือ โมเมนต์ของความเฉื่อยของมอเตอร์

และเมื่อใช้ตัวแปรสัมพัทธ์โดยมีตัวแปรอ้างอิงนั้น สมการเชิงกลจะเปลี่ยนมาเป็น

$$(J\Omega_n/M_n) * (dn/dt) = m_e - m$$

โดยที่ n คือ ความเร็วสัมพัทธ์ $= \Omega / \Omega_n$

และ m คือ ทอร์กสัมพัทธ์ $= M/M_n$

เรานิยามค่าคงตัวเวลาเชิงกลดังนี้

$$T_m = J\Omega_n/M_n \quad \dots\dots\dots(3.2)$$

ดังนั้นสมการเชิงกลจะเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$dn/dt = (m_e - m)/T_m \quad \dots\dots\dots(3.3)$$

ส่วนในทางเชิงไฟฟ้านั้นจะอธิบายโดยใช้ตัวแปรสัมพัทธ์ซึ่งจะมีตัวแปรอ้างอิงดังนี้

แรงดันแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ระบุ V_n

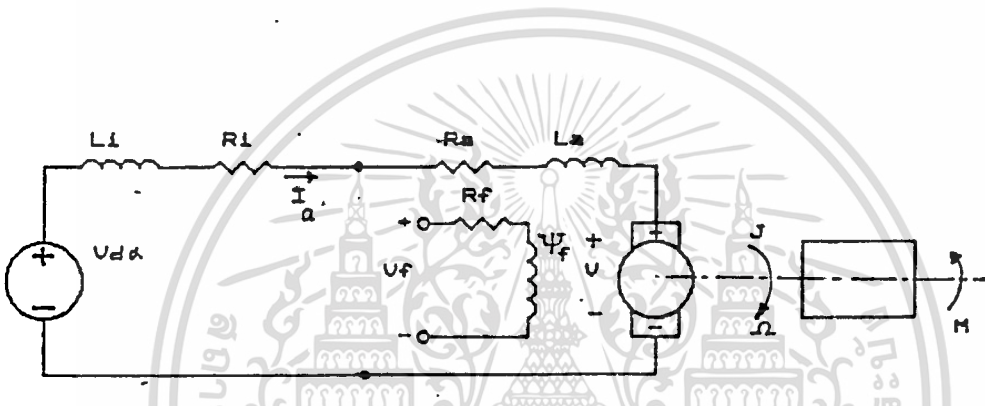
กระแสอาร์เมเจอร์ที่ระบุ I_{an}

ฟลักซ์ที่ระบุ ϕ_n

กำลังที่ระบุ	$P_n = V_n I_{an}$
ความเร็วเชิงมุมที่ระบุ	Ω_n
ทอร์กที่ระบุ	$M_n = P_n / \Omega_n$
แรงดันสนามที่ระบุ	V_{fn}
กระแสสนามที่ระบุ	$I_{fn} = V_{fn} / R_f$

วงจรมุมของมอเตอร์กระแสตรงที่ขับด้วยวงจรเรียงกระแสควบคุมด้วยพัลส์อยู่

ในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1

จากรูปที่ 3.1 เราคำนวณสมการของกระแสอาร์เมเจอร์ได้ดังนี้

$$di_a/dt = (v_{dv} - v - r_t i_a) / r_t T_t \dots\dots\dots(3.4)$$

โดยที่ $r_t = (R_a + R_i) I_{an} / V_{an} \dots\dots\dots(3.5)$

และ $T_t = (L_a + L_i) / (R_a + R_i) \dots\dots\dots(3.6)$

แรงต้านแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นอยู่กับฟลักซ์และความเร็วของมอเตอร์ดังนี้

$$V = C_m \phi \Omega \dots\dots\dots(3.7)$$

ส่วนทอร์กแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นอยู่กับฟลักซ์และกระแสอาร์เมเจอร์ดังนี้

$$M_e = C_m \phi I_a \dots\dots\dots(3.8)$$

เมื่อให้ค่าแปรผันพัลส์ โดยหารสมการ (3.4) และ (3.5) ด้วยค่าที่ระบุของแรง

ต้านแรงเคลื่อนไฟฟ้า $V_n = C_m \phi_n \Omega_n$ จะได้

$$v = \psi_n \dots\dots\dots(3.9)$$

และ $m_e = \psi i_a$ (3.10)

เมื่อใช้ตัวแปลงของลาปลาซแทนสัญญาณของอนุพันธ์ จากสมการที่ 3.1 และสมการที่ 3.6 จะได้

$$i_a = (v_{dr} - \psi n) / [r_t(1+sT_t)] \quad \dots\dots\dots(3.11)$$

จากสมการที่ 3.3 และ 3.10 จะได้ว่า

$$n = (\psi i_a - m) / sT_m \quad \dots\dots\dots(3.12)$$

และจากสมการที่ 3.11 และ 3.12 นั้นสามารถคำนวณหากระแสแอมเพอร์ได้

เป็น $i_a = (sT_m v_{dr} + \psi m) / [\psi^2 + sT_m r_t(1+sT_t)] \quad \dots\dots\dots(3.13)$

นั่นคือ $i_a = G_{av}(s)v_{dr} + G_{am}(s)m \quad \dots\dots\dots(3.14)$

เมื่อให้ $G_{av}(s) = (sT_m / \psi^2) / [1 + sT_m'(1+sT_t)] \quad \dots\dots\dots(3.15)$

$$G_{am}(s) = (1/\psi)(1+T_m'(1+sT_t)) \quad \dots\dots\dots(3.16)$$

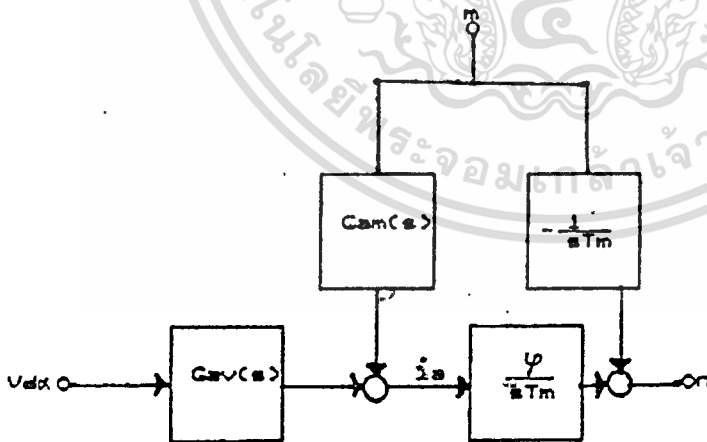
และ $T_m' = T_m r_t / \psi^2 \quad \dots\dots\dots(3.17)$

ฟังก์ชันโอนย้าย $G_{av}(s)$ และ $G_{am}(s)$ มีค่าคงตัวเวลา T_{∞} และ T_p

ซึ่งคำนวณได้จากการหารากของสมการ $1+sT_m'(1+sT_t)$ ดังนี้

$$T_{\infty,p} = (T_m'/2)(1 \pm (1-4(T_t/T_m'))^{1/2}) \quad \dots\dots\dots(3.18)$$

เราเขียนภาพบล็อกของมอเตอร์กระแสตรงได้ดังรูปที่ 3.2



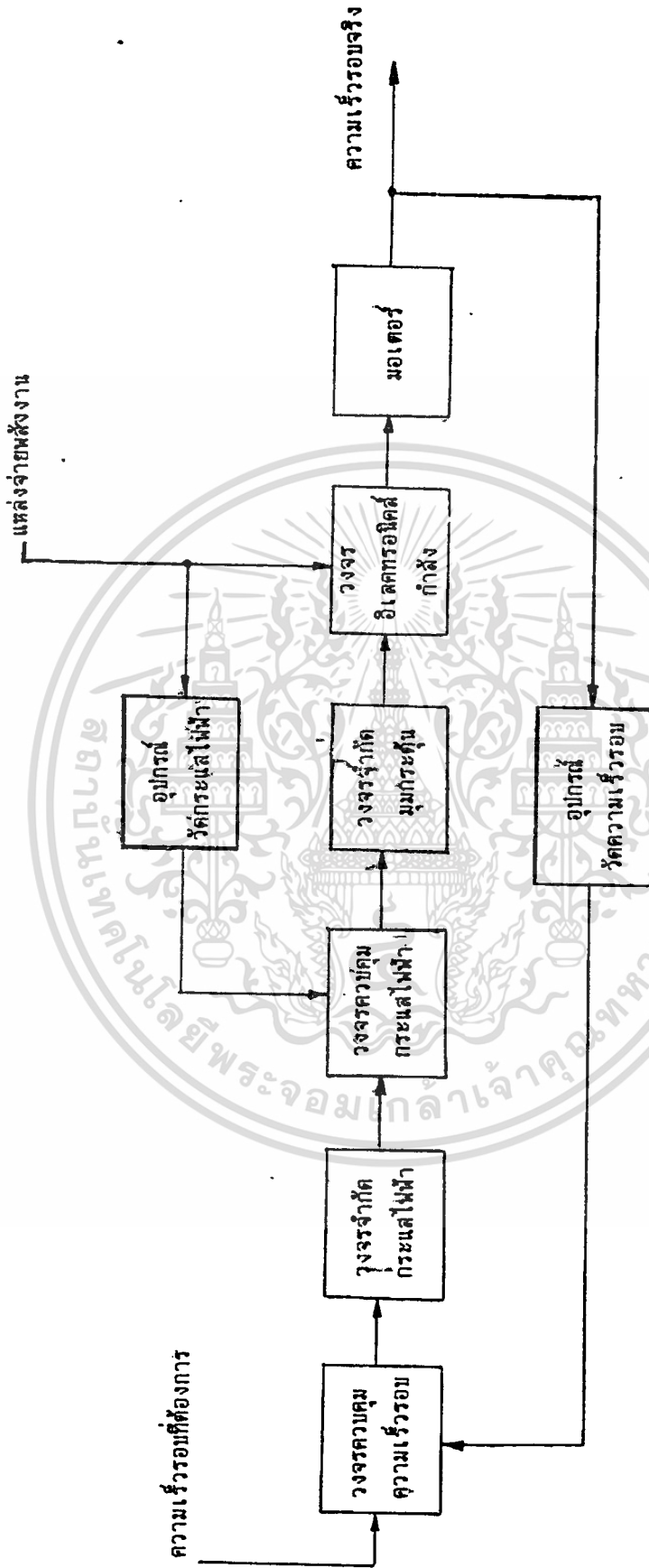
รูปที่ 3.2 แสดงแผนภาพบล็อกของมอเตอร์กระแสตรงที่ขับน้ำโดยวงจรเรียงกระแส

เราอาจเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันในพหุคูณใช้ค่าคงตัวเวลา T_α และ T_p ได้ดังนี้

$$G_{av}(s) = (sT_m/\psi)/[(1+sT_\alpha)(1+sT_p)] \quad \dots\dots\dots(3.19)$$

$$G_{am}(s) = (1/\psi)/[(1+sT_\alpha)(1+sT_p)] \quad \dots\dots\dots(3.20)$$





แสดงบล็อกไดอแกรมแนวความคิดของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกที่ใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
อุปกรณ์วัด
(Measuring Instrument)

4.1 บทนำ

ในระบบควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ซึ่งประกอบด้วย ระบบควบคุมกระแสไฟฟ้าตรง ไซลเลอร์เข้าวงจรอาร์เมเจอร์ และระบบควบคุมความเร็วรอบนั้นจะต้องมีอุปกรณ์วัด เพื่อที่จะใช้วัดตัวแปรที่จะถูกควบคุม ดังนั้นในบทนี้จะอธิบายถึง วิธีวัด , อุปกรณ์วัด , ผลการทดลองที่ได้จากการวัดของอุปกรณ์วัดกระแสไฟฟ้าตรง ไซลเลอร์เข้าวงจรอาร์เมเจอร์และอุปกรณ์วัดความเร็วรอบ , ทราานเพอร์ฟังก์ชันและบล็อกไดอะแกรมของอุปกรณ์วัดทั้ง 2 ชนิดนี้ด้วย

4.2 วิธีวัดและอุปกรณ์วัดกระแสไฟฟ้าตรงไซลเลอร์เข้าวงจรอาร์เมเจอร์

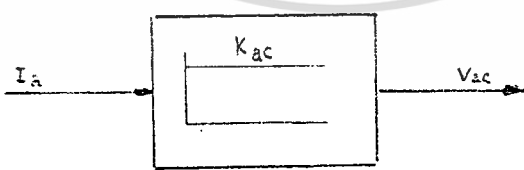
เนื่องจากการวัดกระแสไฟฟ้าตรงไซลเลอร์เข้าวงจรอาร์เมเจอร์โดยตรง โดยทั่วไปแล้วมักจะใช้อุปกรณ์ที่มีราคาแพงหรือมีความยุ่งยากในการวัด ดังนั้นจึงได้คิดแปลงโดยใช้เวลาต้านทานต่ออนุกรมเข้าเบตหนึ่งตัวกับมอเตอร์ แล้ววัดศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทานนี้ ศักดาไฟฟ้าที่ได้นี้จะแปรผันโดยตรงกับกระแสไฟฟ้าตรงที่ไหลเข้ามอเตอร์

ในบริบทนี้เราจะใช้ตัวต้านทาน 0.1 โอห์ม ขนาด 100 วัตต์ โดยที่กระแสไฟฟ้าไหลเข้ามอเตอร์มีขนาด 0 - 16 แอมป์ จึงทำให้ศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมความต้านทานตัวนี้เป็น 0 - 1.6 V และจะทำให้คุณลักษณะของมอเตอร์เปลี่ยนไปมากนัก

ผลการตอบสนองของวิธีการวัดชนิดนี้เป็นไปอย่างรวดเร็วมาก จึงทำให้เราสามารถอนุมานได้ว่าระบบของเราไม่มีอาการหน่วง เวลาเกิดขึ้นเลยระหว่างตัวแปรที่ป้อนเข้าวงจรกับตัวแปรที่ต้องการ ซึ่งถ้าสมมุติตั้งนั้นแล้วเราจะได้ว่าทราานเพอร์ฟังก์ชันของวิธีวัดนี้จะ เป็นดังต่อไปนี้

$$V_{dc}(s)/I_a(s) = K_{dc} \dots\dots\dots 4.1$$

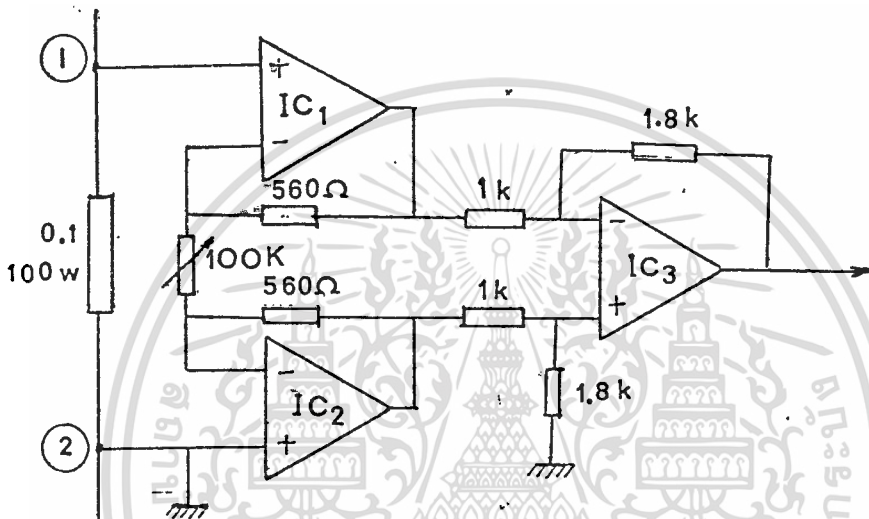
และสมการที่ 4.1 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 4.1 คือ



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการวัดกระแสไฟฟ้าตรงไซลเลอร์เข้าวงจรอาร์เมเจอร์ จากรูปที่ 4.2 ที่จุด 2 จะใช้เป็นกราวด์(Ground)ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์เพื่อเป็นการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประหยัคตัวไอโซเลท (isolator) และเพื่อแยกส่วนวงจรเมกกับส่วนวงจรควบคุม นอกจากนี้เพื่อ เปลี่ยนแปลงสัญญาณกระแสแรงดันให้อยู่ในหน่วยเดียวกับสัญญาณค่าส่งกระแส ซึ่งศักดาที่ตกคร่อมค่าความต้านทานนี้จะผ่านวงจรส่วนบ่อนกลับกระแส (differential amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และจะได้ศักดาไฟฟ้าตรงที่เอาท์พุทของวงจร differential amp. เป็น 0 - 10 โวลท์ จากนั้นจึงนำสัญญาณเอาท์พุทไปผ่านวงจร smoothing เพื่อลดสัญญาณรบกวนและทำให้สัญญาณที่ได้เรียบขึ้น ซึ่งจะได้ค่าวในคอนทักซ์ของบแทนเรื่องของวงจรกรองสัญญาณที่ความถี่ต่ำ

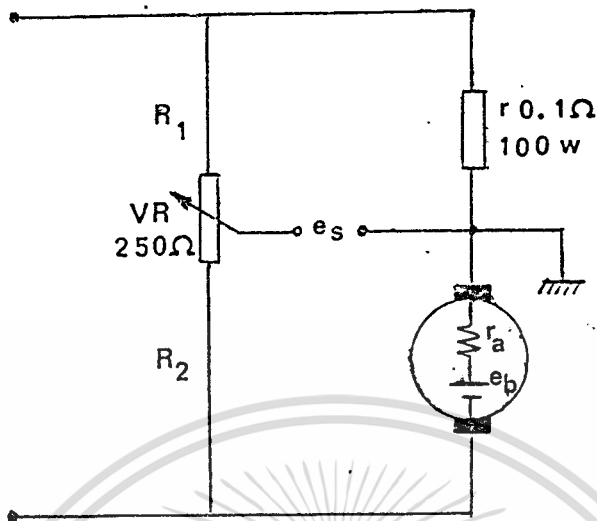


รูปที่ 4.2 แสดงวงจรส่วนบ่อนกระแสกลับ

4.3 วิธีการวัดและอุปกรณ์วัดความเร็วรอบมอเตอร์

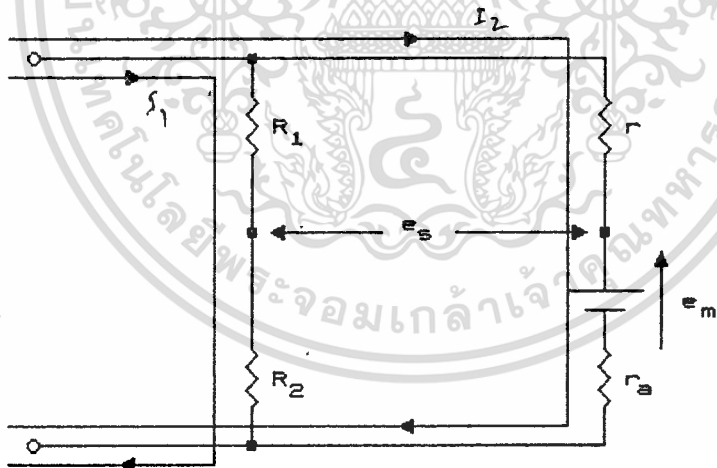
ในการวัดความเร็วรอบของมอเตอร์เพื่อนำมาบ่อนกลับใน loop ควบคุมของความเร็ว นั้นมักนิยมใช้ทาคเซนเนอร์เรเตอร์กันโดย เวลาทำงานจะนำบันทึกที่เกนหมุนของมอเตอร์ เมื่อมอเตอร์หมุนไปด้วยความเร็วเท่าไร ทาคเซนเนอร์เรเตอร์นี้ก็จะหมุนด้วยความเร็วเท่ากับมอเตอร์โดยจะสร้างศักดาไฟฟ้าขึ้นที่ฮิวอาร์เมเจอร์ ศักดาไฟฟ้านี้จะแปรผันโดยตรงกับความเร็วของมอเตอร์ และจะถูกบ่อนกลับเข้ามาใน loop ควบคุมความเร็วต่อไป

สำหรับวิธีการวัดความเร็วรอบในบริบทนี้ให้วิธีต่อความต้านทานโดยต่อเป็น Balance bridge เข้ากับวงจรอาร์เมเจอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงการต่อ balance bridge กับอาร์เมเจอร์

จากรูปเราจะปรับแต่งความต้านทานปรับค่าได้ (VR) 250K ให้ balance เสียก่อนโดยการลือครีเตอร์ แล้วปรับความต้านทานปรับค่าได้จนกระทั่งศักดา e_s เป็นศูนย์โวลท์ และสามารถหาความสัมพันธ์ของการ balance bridge กับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ดังนี้



รูปที่ 4.4

จากรูปที่ 4.4 เมื่อใช้ทฤษฎีของเคอร์ชอฟฟ์(KVL)จะได้ว่า

$$I_1 R_1 + I_1 R_2 = I_2 r + I_2 r_a + e_m$$

$$I_1 = \frac{I_2 (r + r_a) + e_m}{R_1 + R_2} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$-I_2 r - (-I_1 R_1) = e_0 \dots\dots\dots (4.3)$$

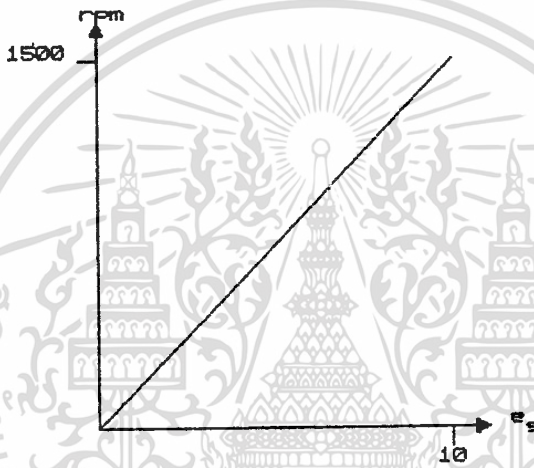
หากความสัมพันธ์ของสมการที่ 4.2 และ 4.3 โดยพิจารณาเงื่อนไขของการ balance bridge ที่ว่า $R_1/R_2 = r/r_a$ จะได้ว่า

$$e_0 = (R_1/R_1+R_2) * e_m \quad \dots\dots\dots(4.4)$$

เมื่อ e_m คือ ค่า back emf.

$$\text{ดังนั้นจะได้ว่า } e_s = (R_1/R_1+R_2) * K N \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

จากสมการที่ 4.5 จะเห็นว่า e_s แปรผันโดยตรงกับความเร็วยรอบของมอเตอร์ โดยทำการทดลองและได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วยรอบของมอเตอร์ N และศักย์ไฟฟ้าตรงที่ถูกสร้างขึ้น e_s ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ 4.5 ดังแสดงในรูปที่ 4.5

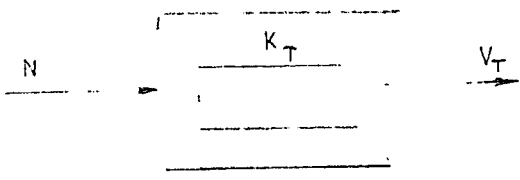


รูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง e_s กับ speed (N)

เนื่องจากการตอบสนองของวิธีวัดชนิดนี้เป็นไปอย่างทันทีทันใดรวดเร็วมากคล้ายกับวงจรวัดกระแส ดังนั้นทรานเซอร์ฟังก์ชันของการวัดชนิดนี้จึงอยู่ในสถานะเดียวกับสมการ 4.1 คือ

$$V_T(s) / N(s) = K_T \quad \dots\dots\dots 4.6$$

และสมการที่ 4.6 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6

บทที่ 5

วงจรมูลค่า

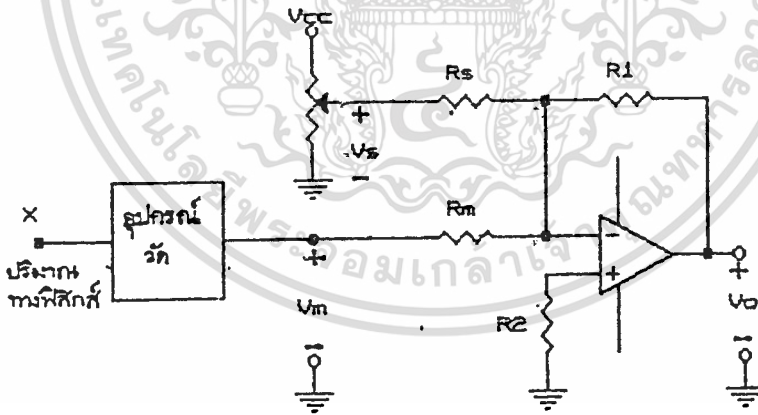
(Regulator)

5.1 บทนำ

วงจรมูลค่า(regulator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบค่าจริงที่วัดกับค่าที่ตั้งไว้ เพื่อหาแรงดันค่านอกที่เรียกว่า แรงดันคลาดเคลื่อน(error voltage) นอกจากนี้วงจรมูลค่ายังมีหน้าที่ทำให้ระบบควบคุมป้อนกลับมีเสถียรภาพอีกด้วย วงจรมูลค่าชนิดที่เป็นมาตรฐานทางอุตสาหกรรมได้แก่ วงจร PI (proportional-integrator) และวงจร PID (Proportional-integrator-differentiator) องค์ประกอบหลักของวงจรมูลค่าได้แก่ ออป-แอมป์ ซึ่งอัตราขยายขึ้นอยู่กับวงจรมูลค่าของออป-แอมป์

รูปที่ 5.1 แสดงการหาข้อผิดพลาดเพื่อเปรียบเทียบแรงดันที่วัด V_m กับแรงจากการตั้งค่า V_S เนื่องจากกระแสที่ขั้วเข้ากลับเฟส (ขั้ว-) ของออป-แอมป์เป็นศูนย์ เมื่อใช้กฎของกระแสที่ขั้วเข้านี้จะได้

$$V_S/R_S + V_m/R_m + V_O/R_i = 0 \quad \dots\dots\dots(5.1)$$



รูปที่ 5.1 การหาข้อผิดพลาดเปรียบเทียบแรงดันที่วัดกับแรงดันที่ตั้งค่า

จากสมการ 5.1 จะคำนวณแรงดันค่านอก V_O ได้ดังนี้

$$V_O = -(R_1/R_S)[V_S+(R_S/R_m)V_m] \quad \dots\dots\dots(5.2)$$

โดยทั่วไปเราเลือกความต้านทาน R_2 ที่ต่อกับขั้วไม่กลับเฟส (ขั้ว+) ของ

ออป-แอมป์ให้เท่ากับ R_S ขนาดกับ R_m ขนาดกับ R_1 ทั้งนี้เพื่อลดผลของกระแสค่านเข้า
ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของออป-แอมป์ (ibias)

ในการวิเคราะห์วงจรคุมค่าจะเป็นการสะดวก ถ้าเราใช้ปริมาณสัมพัทธ์ (relative) นั่นคือใช้ตัวแปรที่ไม่มีหน่วย ซึ่งได้มาจากการหารตัวแปรด้วยค่าอ้างอิง ปริมาณสัมพัทธ์ที่ได้ จากรูปที่ 5.1 ได้แก่

$$\text{ตัวแปรที่ตั้งค่า} \quad X_S = V_S / V_{Sn} \quad \dots\dots\dots(5.3)$$

$$\text{ตัวแปรที่วัด} \quad X_m = -V_m / V_{mn} \quad \dots\dots\dots(5.4)$$

$$\text{ตัวแปรด้านออก} \quad X_o = -V_o / V_{on} \quad \dots\dots\dots(5.5)$$

สังเกตสมการ (5.2) และ (5.3) เราเลือกค่าอ้างอิงสำหรับตัวแปรที่วัดกับตัวแปรด้านออกที่เป็นลบ นั่นคือ $-V_{mn}$ และ $-V_{on}$ ตามลำดับ การเลือกเช่นนี้เท่ากับเลือกว่าการเปรียบเทียบตัวแปรที่ตั้งค่ากับตัวแปรที่วัดนั้นเป็นการนำตัวแปรมาลบกันมิใช่บวกมาบวกกัน และเป็นการเลือกที่จะไม่ใช้เครื่องหมายลบในสมการที่ได้จากสมการ (5.2) ซึ่งเป็นผลมาจากการกลับเฟสของออป-แอมป์

เมื่อแทนสมการ (5.3) ถึง (5.5) ลงในสมการ (5.2) จะได้

$$X_o = [(R_1 V_{Sn}) / (R_2 V_{on})][X_S - (R_S V_{mn} / R_n V_{Sn}) X_m] \quad \dots\dots\dots 5.6$$

เนื่องจากตามทฤษฎีการป้อนกลับ เรากำหนดให้ตัวแปรด้านออก เป็นปฏิภาคกับตัวแปรคลาดเคลื่อน ซึ่งเท่ากับผลต่างระหว่างตัวแปรที่ตั้งค่ากับตัวแปรที่วัด ดังนั้นสัมประสิทธิ์ของตัวแปร X_m ในสมการ (5.6) จะต้องเท่ากับ 1 หมายความว่า การเลือกค่าอ้างอิงของแรงดันนั้นเป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$-V_{Sn}/R_S = V_{mn}/R_m \quad \dots\dots\dots 5.7$$

จากสมการ (5.8) และ (5.9) จะได้

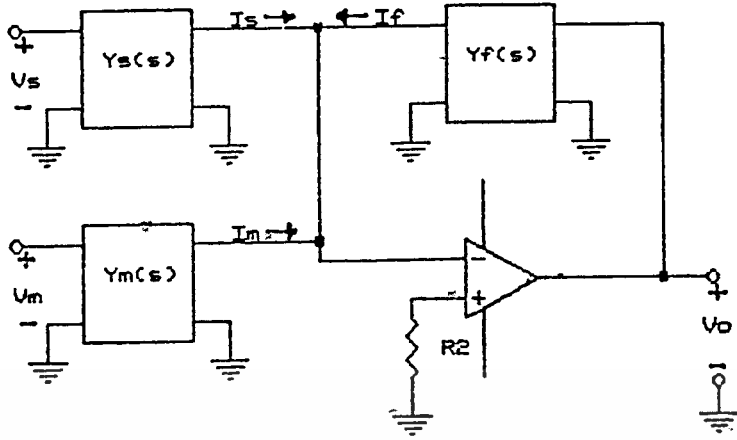
$$X_o = K(X_S - X_r) \quad \dots\dots\dots 5.8$$

$$\text{โดยที่อัตราขยาย} \quad K = (R_1 V_{Sn}) / (R_S V_{Sn}) = (R_1 V_{mn} / R_m V_{on}) \quad \dots\dots\dots 5.9$$

สมการ (5.8) แสดงให้เห็นว่าตัวแปรด้านออก เป็นปฏิภาคกับตัวแปรคลาดเคลื่อน $X_e = X_S - X_r$ เราจึงเรียกวงจรในรูปที่ 5.1 ว่าวงจรควบคุมค่าแบบ P ซึ่งย่อมาจาก proportional นั่นเอง

5.2 วงจรควบคุมค่าแบบ PI

วงจรคุมค่าที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปได้แก่ วงจรคุมค่าแบบ P, แบบ PI และแบบ PID ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรควบคุมค่าแบบ P ก่อนที่จะกล่าวถึงวงจรควบคุมค่าแบบ PI วงจรคุมค่าแบบ P ที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไปที่เข้าวงจรสองท่า (two-port) สามวงจรต่อระหว่างแรงดันที่ตั้งค่าและแรงดันที่วัดกับตัวเข้ากลับเฟส และต่อเป็นวงจรป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 5.2 ไม่ว่าการมีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 วงจรคุ่มค่าในกรณีทั่วไป

แอดมิตแทนซ์ที่แสดงในรูป 5.2 นั้นได้แก่แอดมิตแทนซ์โอนย้าย (transfer) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสที่เข้าออก (เมื่อลวดวงจรที่เข้าออก) กับแรงดันที่เข้า นั่นคือ

$$Y_S(s) = I_S/V_S \quad \dots\dots 5.10$$

$$Y_M(s) = I_M/V_M \quad \dots\dots 5.11$$

$$Y_F(s) = I_F/V_O \quad \dots\dots 5.12$$

เมื่อเข้าลักษณะของกระแสที่เข้าเข้ากลับเฟสของออป-แอมป์จะให้ได้

$$I_S + I_M + I_F = 0 \quad \dots\dots 5.13$$

เราคำนวณแรงดันที่เข้าออกจกสมการ (5.10) ถึง (5.13) ได้ดังนี้

$$V_O = -[Y_S(s)/Y_F(s)][V_S + (Y_M(s)/Y_S(s) V_M)] \quad \dots\dots (5.14)$$

เมื่อใช้ตัวแปรสัมพัทธ์ชื่อนิยามตามสมการ (5.3) ถึง (5.5) จะได้

$$X_O = [Y_S(s)V_{Sn} / (Y_F(s)V_{On})][X_S - (Y_M(s)V_{Mn} / Y_S(s)V_{Sn})X_M] \quad \dots (5.15)$$

เราเลือกค่าแรงดันอ้างอิงให้เป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$Y_M(s) V_{Mn} = Y_S(s) V_{Sn} \quad \dots\dots (5.16)$$

ดังนั้นสมการ (5.15) เปลี่ยนมาเป็น

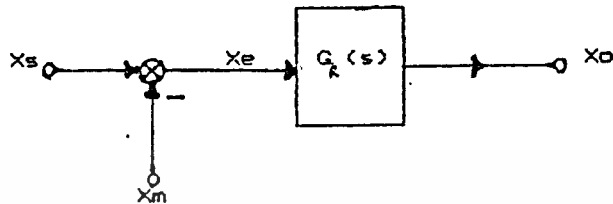
$$X_O = G_R(s) (X_S - X_M) \quad \dots\dots (5.17)$$

โดยที่ $G_R(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้าย และมีค่าเท่ากับ

$$G_R(s) = Y_S(s)V_{Sn} / Y_F(s)V_{On} = Y_M V_{Mn} / Y_F(s)V_{On} \quad \dots\dots (5.18)$$

$$G_R(s) = Y_S(s)V_{Sn} / Y_f(s)V_{on} = Y_m V_{mn} / Y_f(s)V_{on} \dots\dots(5.18)$$

ในรูปที่ 5.3 แสดงแผนภาพบล็อกของวงจรรวมค่าในกรณีทั่วๆไป



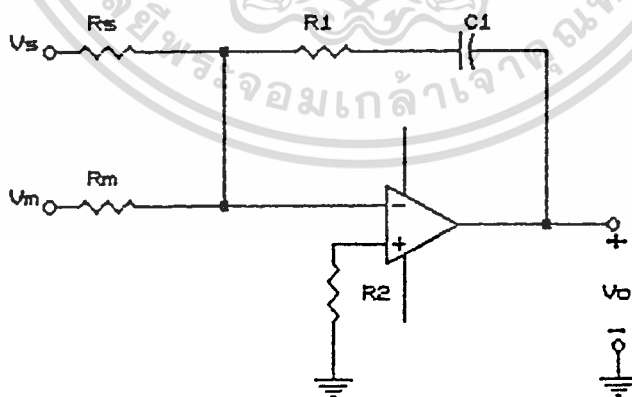
รูปที่ 5.3 แผนภาพบล็อกของวงจรรวมค่า

วงจรรวมค่าแบบ PI แสดงอยู่ในรูป 5.4 สิ่งแรกที่เราจะหาค่าความต้านทาน R_1 อนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_1 เพื่อเป็นวงจรม้วนกลับ เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีทั่วๆไปรูปที่ 5.2 จะได้ว่า

$$Y_S(s) = 1/R_S \dots\dots(5.19)$$

$$Y_m(s) = 1/R_m \dots\dots(5.20)$$

$$Y_f(s) = 1/(R_1 + (1/sC_1)) = sC_1/(1+sR_1C_1) \dots\dots(5.21)$$



รูปที่ 5.4 วงจรรวมค่าแบบ PI

แทนค่าแอดมิตแตนซ์ย้อนย้ายตามสมการ (5.19) ถึง (5.21) ลงในสมการทั่ว

ๆ (5.18) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $G_R(s) = [(1+sR_1C_1)/(sR_S C_1)](V_{sn}/V_{on}) \dots\dots(5.22)$
 ไม่ว่าจะผิดๆที่สิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราเรียกสัมประสิทธิ์ของ s ในสมการ (5.22) ซึ่งมีหน่วยเป็นเวลาค่าคงตัว

เวลา (time constant) ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรคัมค่าแบบ PI มีค่าคงตัวเวลา 2 ค่า คือ

$$T_n = R_1 C_1 \quad \dots\dots(5.23) \quad \neq$$

$$T_i = R_S C_1 (V_{on}/V_{sn}) \quad \dots\dots(5.24) \quad \neq$$

แทนค่าสมการ (5.23) และ (5.24) ลงในสมการ (5.22) จะได้

$$G_R(s) = (1+sT_n)/sT_i \quad \dots\dots(5.25)$$

ผลตอบเชิงความถี่

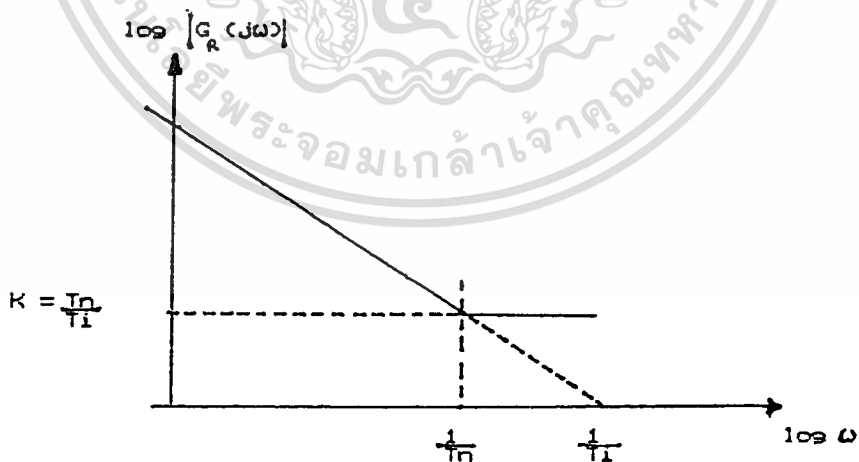
เราอาจเขียนนิพจน์ของฟังก์ชันโอนย้าย $G_R(s)$ ในรูปแบบหนึ่งได้ดังนี้

$$G_R(s) = \frac{(1/sT_i)}{(1+sT_n)} + k \quad \dots\dots(5.26)$$

$$\text{เกณฑ์ } k = T_n/T_i = (R_1 V_{sn}/R_S V_{on}) = (R_1 V_{mn}/R_m V_{on}) \quad \dots\dots(5.27)$$

สังเกตได้ว่า $G_R(s)$ เป็นผลบวกของเทอม $1/sT_i$ ซึ่งอาจเรียกว่าองค์ประกอบของการอินทิเกรต และเทอม k ซึ่งอาจเรียกว่าองค์ประกอบที่เป็นปฏิกาคค่าของ k นี้ตรงกับค่าอัตราขยายของวงจรคัมค่าแบบ P (สมการ 5.9)

เมื่อเขียนเส้นตรงปกติเชิงของฟังก์ชัน $G_R(s)$ จะได้ผลตอบเชิงความถี่ดังแสดงในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรคัมค่าแบบ PI

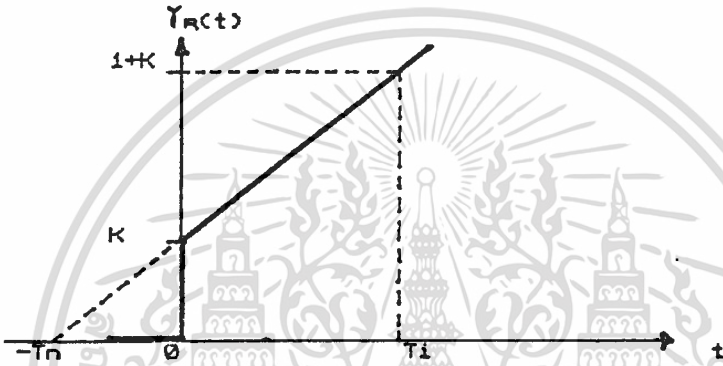
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้ผู้อื่นได้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ความถี่ทั้งหมดของผลตอบเชิงความถี่มีค่าเท่ากับ $1/T_n$ และองค์ประกอบของ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Time domain)

เมื่อแปลงสมการ (5.28) กลับมาในโดเมนของเวลาจะได้

$$R(t) = t/T_i + k \quad \dots\dots(5.29)$$

เราเขียนกราฟของ $R(t)$ ได้ดังในรูป 5.14 สังเกตได้ว่าองค์ประกอบของการอินทิเกรตค่าให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณขึ้นเป็นเส้นตรงที่มีความลาดชัน $1/T_i$ ส่วนองค์ประกอบที่เป็นปัญหาค่าที่ค่าเริ่มต้น (ที่ $t=0$) เป็นสัญญาณที่มีแอมพลิจูด k ถ้าเราทำการทดลองเพื่อบันทึกรูปคลื่นของผลตอบสนองต่อสัญญาณ เราก็สามารถอ่านค่าของ k และ T_i ตลอดจน $T_n = kT_i$ ได้จากรูปคลื่นดังกล่าว



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองสัญญาณขึ้นของวงจรมุมค่าแบบ PI

การกำหนดค่าองค์ประกอบวงจรมุมค่า

ในการออกแบบวงจรมุมค่าเราจะเลือกค่าคงตัวเวลา T_n และ T_i เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพ และมีการหน่วงที่เหมาะสม เราวัดค่าของ T_n และ T_i แล้วเราจะต้องเลือกค่าขององค์ประกอบวงจรมุมค่าไป

* เราเลือกความต้านทาน R_S และ R_m ระหว่าง 10-100 กิโลอห์ม ทั้งนี้เพื่อมาให้ความต้านทานเหล่านี้เป็นโหลดต่อวงจรตั้งค่า และ วงจรวัดมากเกินไป นอกจากนี้ความต้านทาน R_S และ R_m จะต้องเป็นไปตามสมการ (5.9)

จากสมการ (5.24) เราคำนวณค่าของตัวเก็บประจุ C_1 ได้ดังนี้

$$C_1 = (T_i/R_s)(V_{sn}/V_{on}) \quad \dots\dots 5.30 \quad *$$

ความต้านทาน R_1 ได้จากสมการ (5.23) ดังนี้

$$R_1 = T_n/C_1 \quad \dots\dots 5.31 \quad *$$

การปรับค่าคงตัวเวลาของวงจรคุมค่าเคษาโพเพนชิโอมิเตอร์

วงจรรูปที่ 5.7 แสดงการต่อโพเพนชิโอมิเตอร์เพื่อปรับค่าคงตัวเวลา T_n และ T_i ของวงจรคุมค่าแบบ PI เราคำนวณแอมพลิจูดของโวลเตจของวงจรมานกลับได้ดังนี้

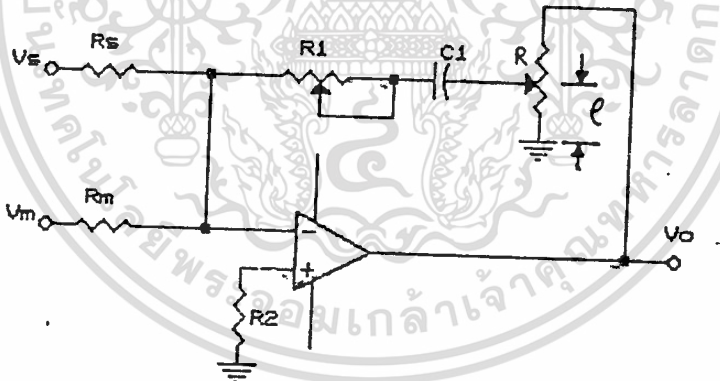
$$Y_f(s) = (I_f/V_o) = 1/(R_1+R_3+1/sC_1) \quad \dots\dots 5.32$$

โดยที่ ρ แสดงตำแหน่งสัมพัทธ์ของจุดกลางของโพเพนชิโอมิเตอร์ ($0 < \rho < 1$)

และ R_3 คือความต้านทานที่มองเข้ามาทางจุดกลางของโพเพนชิโอมิเตอร์เมื่อค่อขั้วออกของ ออป-แอมป์ลิ่งกิน

$$\text{นั่นคือ } R_3 = 1/[(1/\rho R) + (1/(1-\rho))R] = \rho(1-\rho)R$$

โดยที่ R คือ ความต้านทานทั้งหมดของโพเพนชิโอมิเตอร์



รูปที่ 5.7 วงจรคุมค่าแบบ PI ที่ปรับค่าคงตัวเวลาได้

จากสมการหัวขบวนของฟังก์ชันโอนย้าย (สมการ 5.18) เราสามารถคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายได้ดังนี้

$$G_r(s) = [(1+s(R_1+R_3)C_1)/(s\rho R_s C_1)](V_{sn}/V_{on}) \quad \dots\dots (5.34)$$

ดังนั้นค่าคงตัวเวลาเท่ากับ

$$T_i = \rho R_s C_1 (V_{on}/V_{sn}) = \rho R_m C_1 (V_{on}/V_{mn}) \quad \dots\dots (5.35)$$

$$T_n = (R_1+R_3)C_1 = R_1 C_1 \quad \dots\dots (5.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ค่าคงตัวเวลา T_n ยังมีค่าประมาณเท่าเดิมคือ $R_1 C_1$ ทั้งนี้เพราะเรามักจะออกแบบให้
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเทคนิคเปลี่ยนเนื้อหา และดึงอ้างอิงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

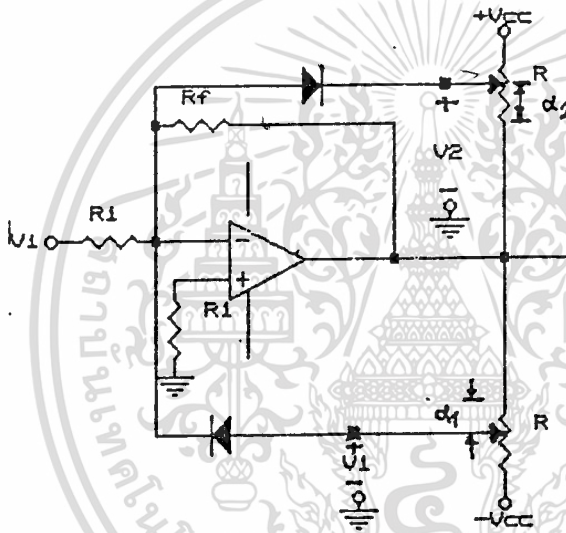
$R_1 \gg R_f$ หนึ่งค่าสูงสุดของ R_3 เท่ากับ $R/4$ เมื่อ $\rho = 0.5$

สังเกตที่รูป (5.7) ให้ความการรับค่า ρ เป็นการรับค่าคงตัวเวลาของการอินทิเกรต ส่วน การรับค่า R_1 เป็นการรับค่าคงตัวเวลาของการเป็นอนุภาค

5.3 วงจรแบ่งเชิงเส้น

วงจรมุมค่าหรือมวงจรมุมค่า

เรานิยามต่อวงจรมุมค่าคร่าวๆมาเป็นส่วนหนึ่งของวงจรมุมค่าทั้งนี้เพื่อจำกัดพิทัก การแปรผันของแรงดันค่านอก เราสามารถเข้าโคจรและโพเทนชิโอมิเตอร์ต่อร่วมกับ ออป-แอมป์ เป็นวงจรมุมค่า ดังแสดงในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 วงจรออป-แอมป์ที่ใช้โคจรในการจำกัดค่า

เราสามารถอธิบายการทำงานของวงจรมุมค่าในรูปที่ 5.8 ได้ดังนี้ ทรานซิสเตอร์ แรงดันของจุดกลางของโพเทนชิโอมิเตอร์ V_1 และ V_2 เป็นไปตามเงื่อนไข $V_1 < 0$ และ $V_2 > 0$ โคจร D_1 และ D_2 จะหยุดนำกระแส วงจรก็เป็น วงจรขยายกลับเฟสธรรมดาซึ่งให้แรงดันตามสมการต่อไปนี้

$$V_o = -(R_f/R_i)V_i \quad \dots\dots 5.37$$

ถ้าโคจรหยุดนำกระแสเราคำนวณแรงดัน V_1 และ V_2 ได้ดังนี้

$$V_1 = (1-\alpha_1)V_o - \alpha_1 V_{cc} \quad \dots\dots 5.38$$

$$V_2 = (1-\alpha_2)V_o + \alpha_2 V_{cc} \quad \dots\dots 5.39$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ α_1 และ α_2 แสดงค่าแอมพลิจูดของจุดกึ่งกลางของโพเทนชิโอมิเตอร์ (รูป 5.8) ไม่ว่าจะรันใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าทรานซิสเตอร์ D_1 และ D_2 เป็นทรานซิสเตอร์คอมมอนคอลเลกชัน เรือ่นเซที่ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ เริ่มนำกระแสพหุก็ก็คือ

สำหรับทรานซิสเตอร์ D_1 : $V_1 = 0$ หรือจากสมการ (5.38) $V_o = (\alpha_1/1-\alpha_1)V_{cc}$..5.40

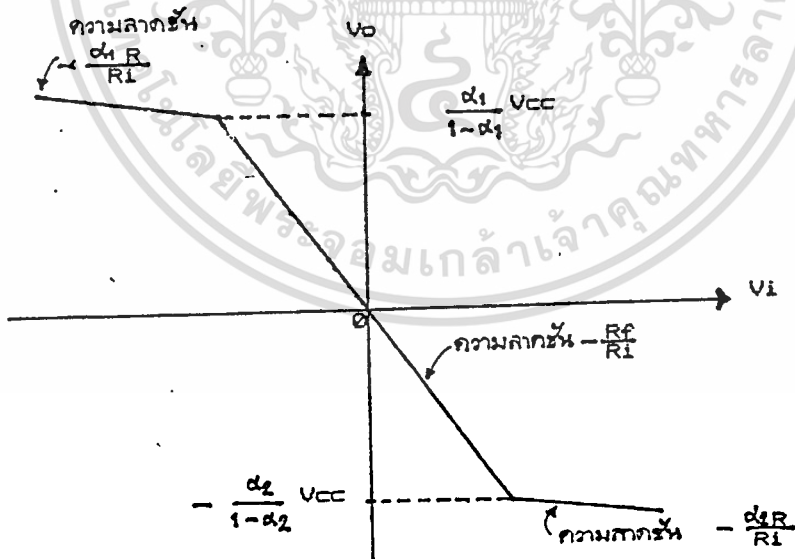
สำหรับทรานซิสเตอร์ D_2 : $V_2 = 0$ หรือจากสมการ (5.39) $V_o = -(\alpha_2/1-\alpha_2)V_{cc}$..5.41

เมื่อทรานซิสเตอร์ D_1 นำกระแส ความต้านทานบ่อนกลับจะเปลี่ยนมาเป็น $\alpha_1 R$ ชนวนกับ R_f ถ้าเราออกแบบให้ $R \ll R_f$ ความต้านทานบ่อนกลับจะเท่ากับ $\alpha_1 R$ ทรานซิสเตอร์ ประมวลผล สถานะนี้การ เปลี่ยนแปลงของแรงดันออกจะเท่ากับ

$$\Delta V_o = -(\alpha_1 R/R_i)\Delta V_i \quad \dots 5.42$$

เมื่อพิจารณาสมการ (5.37) และ (5.42) จะเห็นว่าความลาดชันของแรงดัน V_o ในย่านที่ทรานซิสเตอร์ D_1 นำกระแสจะเล็กกว่าในย่านที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสมาก (เพราะว่า $\alpha_1 R \ll R_f$) ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าในย่านที่ทรานซิสเตอร์นำกระแส V_o เปลี่ยนแปลงน้อยมากและมีค่าเกือบคงที่ตามสมการ (5.40)

ในทางตรงกันข้ามในย่านที่ทรานซิสเตอร์ D_2 นำกระแส V_o เปลี่ยนแปลงน้อยมาก ทรานซิสเตอร์ มีความลาดชันเท่ากับ $-\alpha_2 R/R_i$



รูปที่ 5.9 ลักษณะของวงจรรงจักษ์ค่าในรูปที่ 5.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.9 แสดงวงจรคุมค่าแบบ PI หรือมวงจรจำกัดค่า เราควรวางจรงนี้และ
 ำม่ควรวางจรงคุมค่าแบบ PI (รูปที่ 5.2) ต่อทอดเนื่อง (incascade) ด้วยวงจรงจำกัดค่า
 (รูปที่ 5.8) ทั้งนี้เพราะนอกจากจะเป็นการประหยัดงานวนอบ-แอมป์ แล้วยังหลีกเลี่ยง
 ผลเสียของการคอบสนองที่ช้าลงของวงจรง เนื่องจากว่าถ้าคอบแบบทอดเนื่องกันสมมติว่าวงจรง-
 คุมค่าอยู่ในช่วงที่ถูกจำกัดค่า และได้รับแรงคันท้านเข้าเป็นสัญญาณชั้น แรงคันท้านออกจะ
 แบลค่าอย่างเชิงเส้นกับเวลา (ดูรูปที่ 5.6) และกว่าจะแบรมาถึงช่วงที่วงจรงจำกัดค่า
 เริ่มคอบสนองก็จะต้องใช้เวลาสักพักหนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

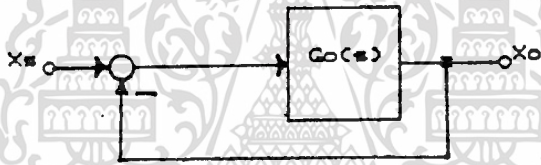
เสถียรภาพของการคุมค่า

6.1 บทนำ

ในการศึกษาและออกแบบวงจรมุมค่า เราต้องการกำหนดว่าจะใช้วงจรมุมค่าแบบ P หรือ PI หรือ PID และจะต้องเลือกค่าคงตัวเวลาเท่าไร ระบบจึงจะมีเสถียรภาพและมีการหน่วงอย่างเหมาะสม การเลือกวงจรมุมค่าขึ้นอยู่กับระบบที่ต้องการคุมค่าว่ามีลักษณะสถิตและพลวัตอย่างไร

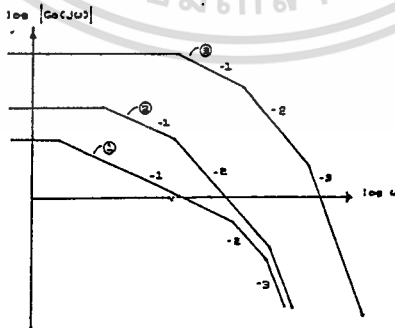
ระบบที่มีการคุมค่าก็คือระบบที่มีการป้อนกลับ รูปที่ 6.1 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบที่มีการป้อนกลับ ในรูปนี้ $G_o(s)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด เราคำนวณได้โดยง่ายว่าฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดคือ

$$G'(s) = X_o/X_s = G_o/(1+G_o) \quad \dots 6.1$$



รูปที่ 6.1 ระบบป้อนกลับ

การศึกษาเสถียรภาพของวงจรมุมค่ากระทำโดยการศึกษาฟังก์ชันโอนย้าย วงรอบเปิดหรือ $G_o(s)$ วิธีหนึ่งคือ การเขียนกราฟเส้นตรงบัสเชิงของขนาดของ $G_o(j\omega)$ ซึ่งมีชื่อเรียกว่าแผนภาพของบอด (Bode) รูปที่ 6.2 แสดงตัวอย่างของกราฟเส้นตรงบัสเชิงซึ่งใช้สเกลลอจิก



รูปที่ 6.2 ตัวอย่างแผนภาพบอด

เกณฑ์เสถียรภาพของบอดระบุว่า ถ้าความลาดของเส้นตรงบัสเชิงของขนาดของ $G_o(j\omega)$

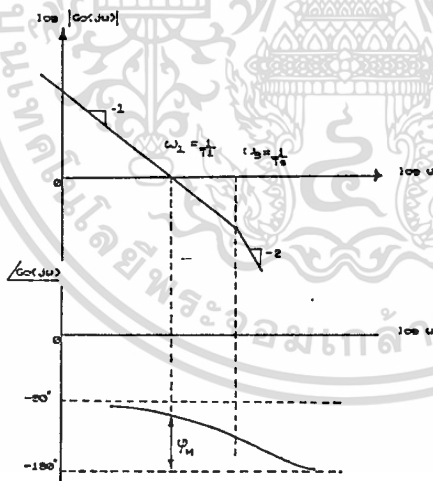
ณ จุดที่คัตแกนนอน (เมื่อ $G_0(j\omega)$ มีขนาดเท่ากับ 1) มีค่าเท่ากับ -1 วงจรย้อนกลับจะมี เสถียรภาพ ถ้าเท่ากับ -2 วงจรย้อนกลับจวนเจียนจะขาดเสถียรภาพ แต่ถ้าเท่ากับ -3 (หรือมากกว่านี้) วงจรจะขาดเสถียรภาพ ดังนั้นในการออกแบบเราจะใช้กราฟของเส้นตรงใกล้ เคียงของขนาดของ $G_0(j\omega)$ คัตแกนนอน ณ จุดซึ่งความลาดเท่ากับ -1 อย่างไรก็ตาม เกณฑ์ เสถียรภาพของระบบนั้นเป็นเพียงใกล้เคียงการศึกษาปัญหาเสถียรภาพเพิ่มเติมอาจทำได้โดย การพิจารณาถึงช่วงปลอดภัยเชิงเฟส (phase margin) .

5.2 เส้นตรงใกล้เคียงที่ทำการหน่วงที่เหมาะสม

เราจะศึกษาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดซึ่งมีนิพจน์ดังนี้

$$G_0(s) = 1/(sT_1(1+sT_S)) \quad \dots\dots 6.2$$

รูปที่ 6.3 แสดงกราฟของขนาดและเฟสของ $G_0(j\omega)$ ที่ความถี่ $\omega_1 = 1/T_1$ $G_0(j\omega)$ มีขนาดเท่ากับ 1 และมีเฟสเท่ากับ $-180 + \psi_m$ โดยที่ ψ_m มีชื่อเรียกว่าช่วงปลอดภัย เชิงเฟส

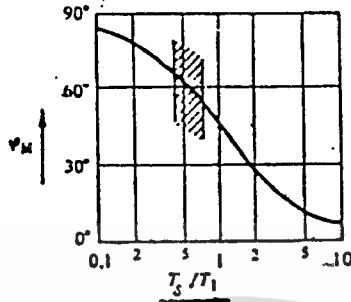


รูปที่ 6.3 ขนาดและเฟสของฟังก์ชัน $G_0(s) = 1/[sT_1(1+sT_S)]$

จากสมการ 6.2 เราคำนวณช่วงปลอดภัยเชิงเฟสได้เท่ากับ

$$\psi_m = 90^\circ - \tan^{-1} T_S/T_1 \quad \dots\dots 6.3$$

รูปที่ 6.4 แสดงกราฟของ ψ_m กับอัตราส่วนของ T_S/T_1 สังเกตได้ว่าถ้า T_S/T_1 ช่วงปลอดภัยเชิงเฟสมีค่าประมาณ 63° ซึ่งเป็นค่าที่เพียงพอและเหมาะสม



รูปที่ 6.4 ช่วงปลอดภัยเชิงเฟสในฟังก์ชันของ T_S / T_1

สำหรับฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดซึ่งมีนิพจน์ตามสมการ (6.2) เราอาจคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบปิดโดยใช้สมการ 6.1 ผลการคำนวณเป็นดังนี้

$$G'(s) = 1/[1+sT_1(1+sT_S)] \quad \dots 6.4$$

สังเกตได้ว่า $G'(s)$ ตรงกับวงจรมีอันดับสองซึ่งมีสองขั้วแท้ที่มีศูนย์ เราอาจเขียนนิพจน์ของ $G(s)$ เสียใหม่โดยใช้อารามิเตอร์ที่นิยามไว้กับวงจรรีซแนนซ์ดังนี้

$$G'(s) = 1/[1+2\zeta(s/w_0) + (s^2/w_0^2)] \quad \dots 6.5$$

โดยที่ w_0 คือความถี่รีซแนนซ์ $= 1/(T_1 T_S)^{1/2}$ \dots 6.6

ζ คือสัมประสิทธิ์การหน่วง $= 0.5(T_1/T_S)^{1/2}$ \dots 6.7

เราคำนวณผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นของระบบที่มีการป้อนกลับโดยใช้การแปลงกลับของลาปลาซ ดังนี้

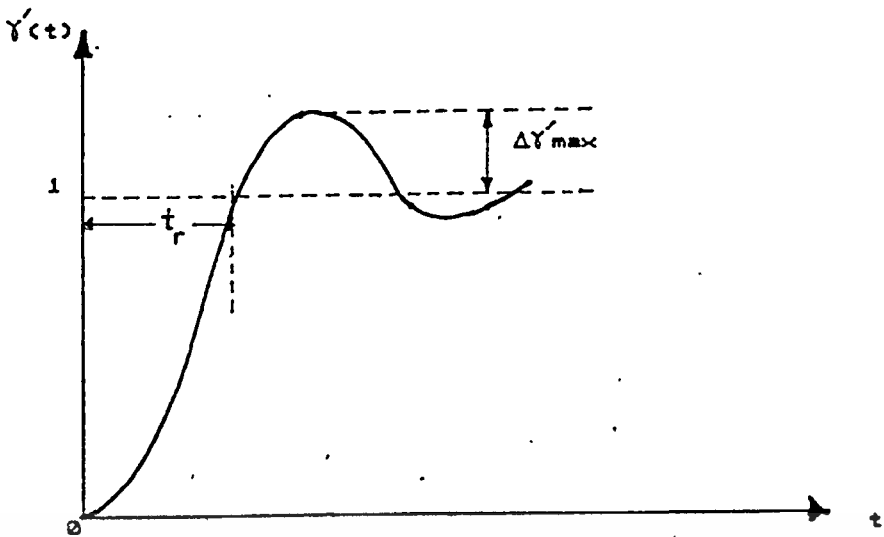
$$Y'(t) = L^{-1}[(1/s)G'(s)] = 1 - [\cos w_0 t + (\zeta/(1-\zeta^2)^{1/2}) \sin w_0 t] e^{-\zeta w_0 t} \quad \dots 6.8$$

โดยที่ $w = w_0(1-\zeta^2)^{1/2}$ \dots 6.9

รูปที่ 6.5 แสดงกราฟของผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้น เรานิยามพารามิเตอร์ที่สำคัญของกราฟนี้ดังนี้

การพุ่งสูง (overshoot) $= \Delta Y'_{max} = e^{-\pi \zeta / (1-\zeta^2)^{1/2}}$ \dots 6.10

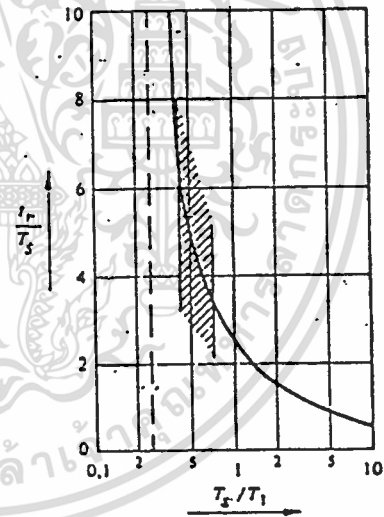
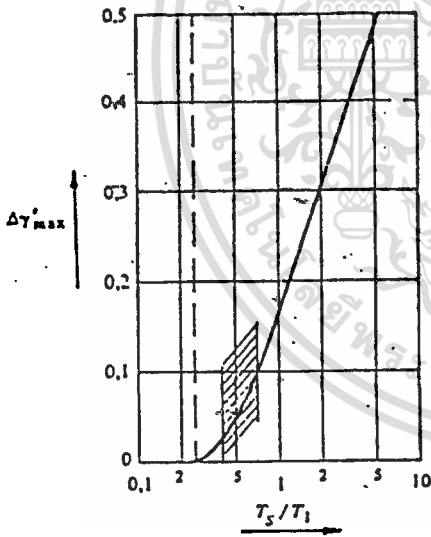
เวลาขึ้น (risetime) $= t_r = (2T_S / ((4T_S/T_1) - 1))^{1/2} * (\pi - \tan^{-1}((4T_S/T_1) - 1))^{1/2}$ \dots 6.11



รูปที่ 6.5 ผลตอบต่อสัญญาณขั้นของระบบที่มีการช้อนกลับของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด

รูปที่ 6.6 และ 6.7 แสดงกราฟของการพุ่งสูง $\Delta y'_{max}$ และเวลาขึ้น T_r/T_s ตามลำดับ สังเกตได้ว่าสำหรับ $T_s/T_1 = 0.5$ การพุ่งสูง $\Delta y'_{max} = 0.043$ และเวลาขึ้น $t_r/T_s = 4.71$ ซึ่งเป็นค่าที่มีความเหมาะสม ดังนั้นเราอาจสรุปได้ว่า สำหรับฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดตามสมการ 6.2 ควรเลือกค่า $-w_s$ ดังนี้

$$w_s = 2w_1 \text{ หรือ } T_s/T_1 = 0.5 \quad \dots 6.12$$

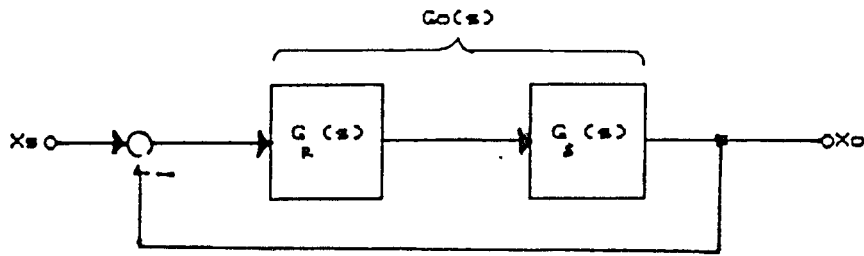


รูปที่ 6.7 กราฟของเวลาขึ้น t_r/T_s ในฟังก์ชันของ T_s/T_1

รูปที่ 6.6 การพุ่งสูง \max ในฟังก์ชันของ T_s/T_1

6.3 การเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรมุมค่า

เราอาจแยกฟังก์ชันโอนย้าย $G_o(s)$ ออกเป็นสองส่วนคือ ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรมุมค่า $G_r(s)$ และฟังก์ชันโอนย้ายของระบบที่ต้องการการคุมค่า $G_s(s)$ แผนภาพบล็อกของระบบช้อนกลับก็จะเปลี่ยนจากรูปที่ 6.1 มาเป็นรูปที่ 6.8



รูปที่ 6.8 ระบบป้อนกลับที่ประกอบด้วยวงจรรวมค่าของระบบที่ต้องการควบคุมค่า

วงจรรวมค่าแบบ PI

เราจะใช้วงจรรวมค่าแบบ PI ในกรณีที่วงจรรวมค่ามี 2 ขั้ว หรือมีค่าคงตัวเวลา 2 ค่า ค่าหนึ่งเป็นค่าที่ใหญ่ ซึ่งตรงกับขั้วเอก (dominant) เราจะใช้สัญลักษณ์ T_d สำหรับค่าคงตัวเวลานี้ อีกค่าหนึ่งเป็นค่าที่เล็ก (small time constant) ซึ่งเราจะใช้สัญลักษณ์ T_s ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ต้องการควบคุมค่าจะมีนิพจน์ดังนี้

$$G_S(s) = K/[(1+sT_d)(1+sT_s)] \quad \dots 6.13$$

เมื่อใช้วงจรรวมค่าแบบ PI จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดดังนี้

$$G_O(s) = G_R(s)G_S(s) = [(1+sT_n)/sT_i][K/(1+sT_d)(1+sT_s)] \quad \dots 6.14$$

เราจะเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรรวมค่าดังนี้ เลือก T_n เพื่อชดเชย T_d นั่นคือ

$$T_n = T_d \quad \dots 6.15$$

ซึ่งก็คือเทคนิคการลบขั้วและศูนย์ (pole-zero cancellation) ดังนั้น

$$G_O(s) = 1/[(1+sT_s)sT_i/K] \quad \dots 6.16$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการ 6.16 กับ 6.2 และสมการ 6.12 จะเห็นว่าเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่เหมาะสมเราควรเลือก T_i/K ให้เท่ากับ $2T_s$ หรือ

$$T_i = 2KT_s \quad \dots 6.17$$

เมื่อเลือกค่าคงตัวเวลา T_i ตามสมการ (6.17) ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบเปิดจะเท่ากับ

$$G_O(s) = 1/2T_s s(1+sT_s) \quad \dots 6.18$$

ซึ่งให้ฟังก์ชันถ่ายโอนวงรอบปิดเท่ากับ

$$G'(s) = 1/[1+2T_s s(1+sT_s)] \quad \dots 6.19$$

สังเกตได้ว่า $G'(s)$ ขึ้นอยู่กับค่าคงตัวเวลาค่าเล็ก หรือ T_s เพียงเท่านั้น

6.4 กรณีมีตัวแปรสอง

นอกเหนือจากตัวแปรหลักที่ต้องการควบคุมค่าแล้ว ระบบที่ต้องการควบคุมค่าอาจมีตัวแปรสอง x_c ซึ่งมีผลกระทบต่อตัวแปรหลัก x_o เช่นในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ ตัวแปรหลักคือ ความเร็ว

ส่วนตัวแปรตรงคือ จลนเชิงกล เป็นต้น

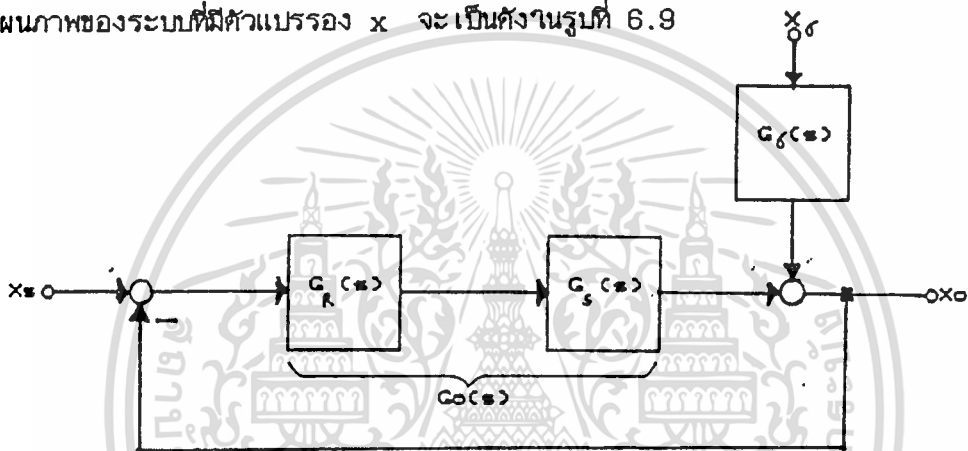
เราสมมติว่าตัวแปรตรงมีผลต่อตัวแปรหลักผ่านฟังก์ชันโอนย้าย $G_O(s)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นการอินทิเกรต นั่นคือ

$$G_O(s) = 1/sT_i \quad \dots 6.20$$

สมมติเช่นกันว่า ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบที่ต้องการคงค่าหรือ $G_S(s)$ มี 2 ขั้ว โดยที่ขั้วหนึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ นั่นคือมีลักษณะเป็นการอินทิเกรตเหมือนฟังก์ชัน $G_i(s)$ และยังคงมีค่าคงตัวการอินทิเกรตเท่ากับ คือ T_i ดังนั้น

$$G_S(s) = 1/sT_i (1+sT_i) \quad \dots 6.21$$

แผนภาพของระบบที่มีตัวแปรตรง x จะเป็นดังในรูปที่ 6.9



รูปที่ 6.9 แผนภาพบล็อกของระบบที่มีตัวแปรตรง x_d

จากรูป 6.9 เราคำนวณค่าของตัวแปรหลักได้ดังนี้

$$x_o = G_O(s)(x_s - x_o) + G_i'(s)x_d \quad \dots 6.22$$

$$\text{นั่นคือ } x_o = G'(s)x_s + G_i'(s)x_d \quad \dots 6.23$$

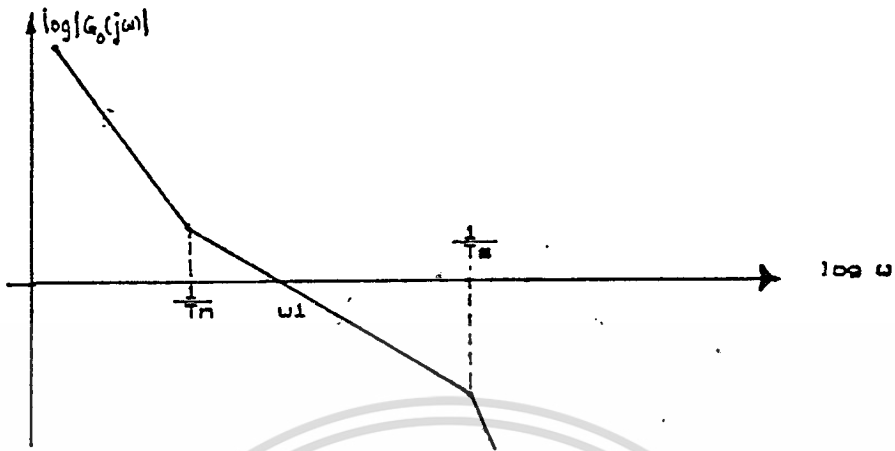
$$\text{โดยที่ } G_S'(s) = G_O(s)/(1+G_O(s)) \quad \dots 6.24$$

$$\text{และ } G_i'(s) = G_i(s)/(1+G_O(s)) \quad \dots 6.25$$

ถ้าเราเลือกใช้งานจรรยาควบคุมค่าแบบ PI ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดจะเท่ากับ

$$G_O(s) = [(1+sT_n)/sT_i][1/sT_i(1+sT_i)] \quad \dots 6.26$$

กราฟขนาดของ $G_O(s)$ แสดงในรูป 6.10



รูปที่ 6.10 ขนาดของฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด

ตามที่กล่าวไว้ในตอน 6.2 เราควรรู้ว่า ω_1 และ $1/T_s$ สัมพันธ์กันตามสมการ 6.12 นั่นคือ

$$\omega_1 = 1/2T_s \quad \dots 6.27$$

ในการคำนวณความถี่ตัดข้าม (crossover) ω_1 เราจะใช้การคำนวณระยะใกล้

เคียง คือ สมมติว่า ที่ $\omega \approx \omega_1$ จะให้ $sT_n \gg 1$ และ $sT_s \ll 1$ ดังนั้น

จากสมการ 6.26 จะให้

$$G_o(s) \approx T_n/T_i \cdot 1/sT_s \quad \dots 6.28$$

เมื่อ $s = j\omega_1$ ขนาดของ $G_o(s)$ เท่ากับ 1 นั่นคือ

$$1 = T_n/T_i \cdot 1/(\omega_1 T_s) \quad \dots 6.29$$

จากสมการ 6.27 และ 6.29 จะให้

$$T_n/T_i = (T_s/2T_s) \quad \dots 6.30$$

แทนสมการ 6.30 ลงในสมการ 6.26 จะให้

$$G_o(s) = (1+sT_n)/sT_n \cdot 1/(2sT_s(1+sT_s)) \quad \dots 5.31$$

ในการเลือกค่าคงตัวเวลา T_n เราจะพิจารณาถึงผลของตัวแปร x_c ที่มีต่อ

x_o นั่นคือ เราจะต้องศึกษาฟังก์ชันโอนย้าย $G_c'(s)$ ของสมการ 6.25 นั่นเอง

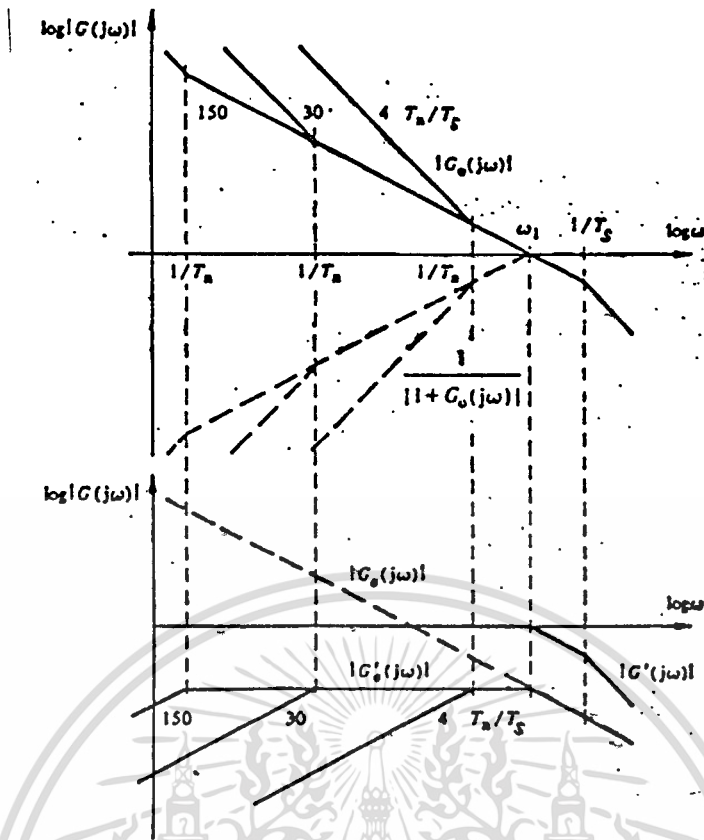
เพื่อที่จะหาการคำนวณ $G_c'(s)$ โดยใกล้เคียง เราจะใช้สมมติฐานดังนี้

$$\text{เมื่อ } |G_o| > 1 \text{ สมมติว่า } 1/|1+G_o| \sim 1/G_o \quad \dots 6.32$$

$$\text{เมื่อ } |G_o| < 1 \text{ สมมติว่า } 1/|1+G_o| \sim 1 \quad \dots 6.33$$

ด้วยสมมติฐานข้างต้น เราเขียนเส้นตรงใกล้เคียงของขนาดของ G_c' สำหรับ

$T_n/T_s = 4, 30$ และ 150 ให้ดังรูปที่ 6.11



รูปที่ 6.11 ขนาดของ $G'_c(j\omega)$ ซึ่งแสดงถึงผลของค่าคงตัวเวลา T_n

จากรูปที่ 6.11 จะสังเกตได้ว่า เมื่อ $\omega \rightarrow 0$ $|G'_c(j\omega)|$ ก็แปรค่าเป็นศูนย์เช่นกัน หมายความว่าในสถานะอยู่ตัวผลของตัวแปรรองก็จะหมดไปคือ ตัวแปรหลัก x_o จะมีค่าประมาณเท่ากับค่าที่ตั้ง x_s เหตุที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะเราใช้วงจรคุมค่าแบบ PI ถ้าเราใช้วงจรคุมค่าแบบ P ค่าของ $|G'_c(j\omega)|$ สำหรับ $\omega \rightarrow 0$ ก็จะเป็นค่าที่จำกัดค่าหนึ่ง ทำให้ตัวแปรรอง x_o มีผลต่อการต่อค่าของ x_o (ดูสมการ 6.23)

เราเลือกค่าคงตัวเวลา T_n เพื่อลดผลของตัวแปรรองในภาวะชั่วคราว จากรูปที่ 6.11 สังเกตได้ว่า ถ้า T_n มีค่าสูง ความถี่ห่ามของ G'_c ก็จะอยู่ที่ความถี่ต่ำทำให้ความรวดเร็วในการคุมค่าลดลง

ผลของ T_n อาจจะได้เห็นได้ชัดยิ่งขึ้น ถ้าเราพิจารณาพล็อตตอบสนองต่อสัญญาณขั้น นั่นคือ ศึกษาฟังก์ชันของ x_o เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแบบขั้น (step change) ของ x_s และ x_c จากสมการ 6.24, 6.25 และ 6.31 เราคำนวณได้ว่า

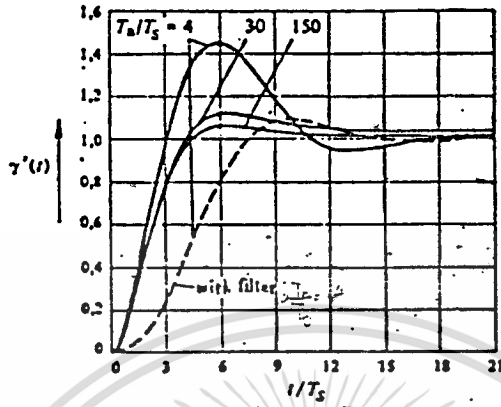
$$G'_c(s) = (1+sT_n)/(1+sT_n+2s^2T_nT_s+2s^3T_nT_s^2) \dots 6.34$$

และ

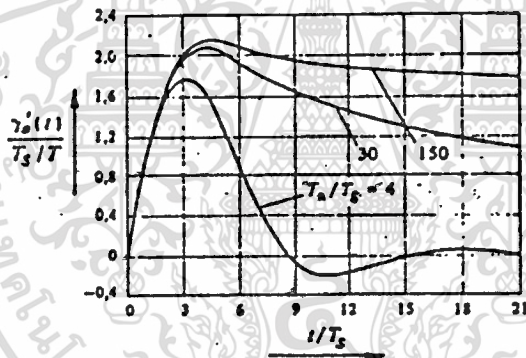
$$G'_c(s) = s(2T_nT_s/T_c)(1+sT_s)/(1+sT_n+2sT_n+2s^2T_nT_s+2s^3T_nT_s^2) \dots 6.35$$

เมื่อคูณ $G'(s)$ และ $G'_c(s)$ ด้วย $1/s$ แล้วใช้การแปลงกลับของลาปลาซโดย

ใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ช่วยจะได้ผลตอบสนองต่อสัญญาณขึ้น $\gamma'(t)$ และ $\gamma_c'(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 6.12 และ 6.13 ตามลำดับ



รูปที่ 6.12 ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของ X_s

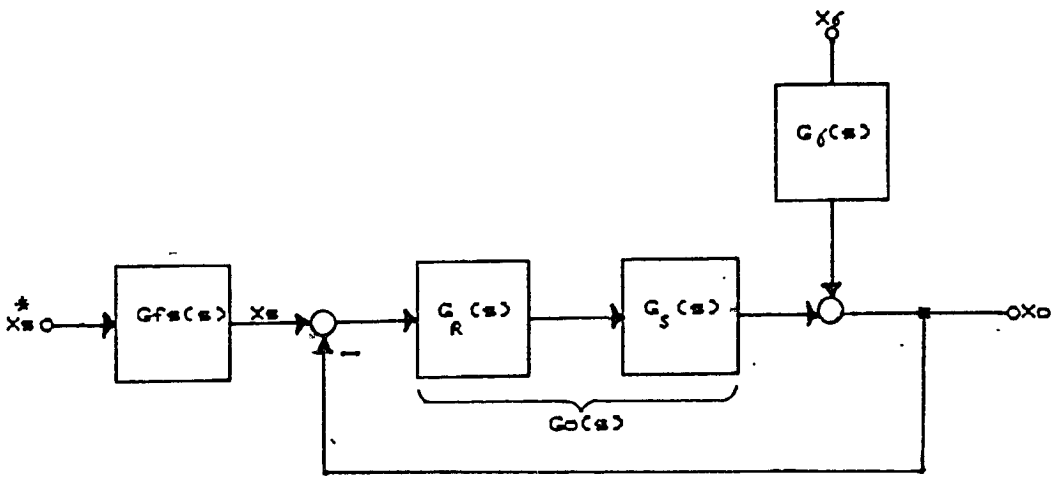


รูปที่ 6.13 ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของ X_c

จากรูปที่ 6.12 และ 6.13 จะเห็นได้ว่าการตอบสนองจะเชิงซ้อน ถ้า T_n/T_s มีค่าสูง เพื่อให้การควบคุมค่ามีความรวดเร็วเราควรเลือก

$$T_n = 4T_s \quad \dots 6.36$$

อย่างไรก็ดีสำหรับ T_n ค่านี้ จะมีการพุ่งสูงประมาณ 43% เมื่อ x_s เปลี่ยนแบบขั้น เพื่อลดการพุ่งสูงเช่นนี้เราอาจพิจารณาระบบสำหรับค่าที่คงซึ่งมีฟังก์ชันโอนย้ายเท่ากับ $G_{FS}(s)$ แผนภาพบล็อกของระบบจะเปลี่ยนจากรูปที่ 6.9 มาเป็นจากรูปที่ 6.14



รูปที่ 6.14 แผนภาพบล็อกของระบบที่ตัวแปรรบกวน X_d และการกรองตัวแปร X_s ถ้าใช้วงจรกรองอันดับหนึ่ง (มีหนึ่งขั้ว) ซึ่งมีค่าคงตัวเวลาเท่ากับ T_n นั่นคือ

$$G_{fs}(s) = 1/(1+sT_n) \quad \dots 6.37$$

ผลตอบต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นของตัวแปร x_s^* (รูปที่ 6.14) จะเป็นดังเส้นประในรูป 6.12 ผลการดำเนินการฟูงสูงลดลงเหลือประมาณ 7.5% แต่เวลาขึ้น (rise time) ก็เพิ่มขึ้นประมาณ 2.5 เท่า

6.5 กรณีการประวิงเวลา

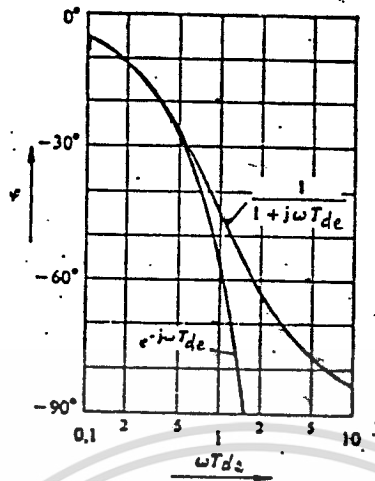
ในบางกรณีฟังก์ชันโอนย้ายมีเคืออยู่ในรูปของเศษส่วนแต่เป็นฟังก์ชันเอกซ์โปเนนเชียล กรณีนี้ตรงกับกรณีที่มีการประวิงเวลา (delay) ถ้าในระบบมีการประวิงเวลาเท่ากับ T_{de} ฟังก์ชันโอนย้ายจะเท่ากับ

$$G_{de}(s) = K_{de}e^{-sT_{de}} \quad \dots 6.38$$

ฟังก์ชันเอกซ์โปเนนเชียลเช่นนี้ทำให้เกิดความยุ่งยากในการคำนวณ เราจึงมักทำการคำนวณโดยใส่เชิงโคซซแทนฟังก์ชันเอกซ์โปเนนเชียลออก เป็นอนุกรมแล้วละเลยเทอม s^2, s^3 ฯลฯ เสีย หากทำเช่นนี้จะได้

$$e^{-sT_{de}} = 1/e^{sT_{de}} \approx 1/(1+sT_{de}) \quad \dots 6.39$$

รูปที่ 6.15 แสดงการเปรียบเทียบเฟสของ $e^{-sT_{de}}$ และ $1/(1+sT_{de})$ สังเกตได้ว่า ถ้า $\omega T_{de} < 0.6$ เฟสของฟังก์ชันทั้งสองแทบจะไม่มีแตกต่างกัน และเฟสมีค่าน้อยกว่า -30° ภายใต้วีเอนาขข้างกันเราอาจถือว่าเวลาประวิง T_{de} เป็นเสมือนค่าคงตัวเวลา T_{de}

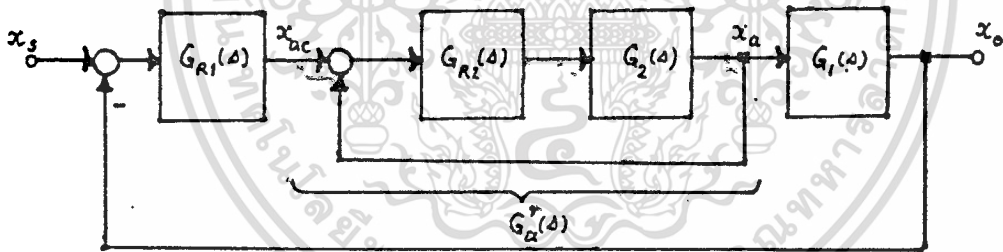


รูปที่ 6.15 เฟสของฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียล และฟังก์ชันย้ายที่มีหนึ่งขั้ว

6.6 การหาค่าวงรอบเล็กและวงรอบใหญ่

การหาค่าวงรอบเล็กและวงรอบใหญ่คือ การหาค่าการคูณค่าแบบทอดเนื่อง (cascade) นั้นเอง

รูปที่ 6.16 แสดงแผนภาพบล็อกของระบบ



รูปที่ 6.16 ระบบที่มีวงรอบเล็กและวงรอบใหญ่

ในระบบเช่นนี้เราจะใช้วงจรคูณค่าสองวงจรคือ $G_{R1}(s)$ และ $G_{R2}(s)$ ซึ่งใช้คูณค่าตัวแปรหลัก x_o และตัวแปรช่วย x_a ตามลำดับ

เราเริ่มต้นด้วยการเลือกค่าคงตัวเวลาของวงจรคูณค่าตัวแปรช่วย โดยพิจารณาฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดของตัวแปรช่วย

$$G_{ao}(s) = G_{R1}(s)G_2(s) \quad \dots 6.40$$

ถ้าเลือกค่าคงตัวเวลาตามเกณฑ์ในข้อ 6.3 จะได้ฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิด

ตามสมการ 6.19 นั่นคือ

$$G_a'(s) = 1/(1+2sT_{as}(1+sT_{as})) \quad \dots 6.41$$

จากรูปที่ 6.16 เราคำนวณฟังก์ชันโอนย้ายวงรอบเปิดสำหรับตัวแปรหลักได้ดังนี้

$$G_o(s) = G_{r1}(s)G_a'(s)G_1(s) \quad \dots 6.40$$

เนื่องจากฟังก์ชัน $G_a'(s)$ มีความซับซ้อนพอสมควรคือเป็นเศษส่วนซึ่งส่วนเป็นฟังก์ชันของ s^2 ในการคำนวณเลขยกกำลังเชิงรเวอาจละเลขเทอม s^2 ของ $G_a'(s)$ ดังนี้

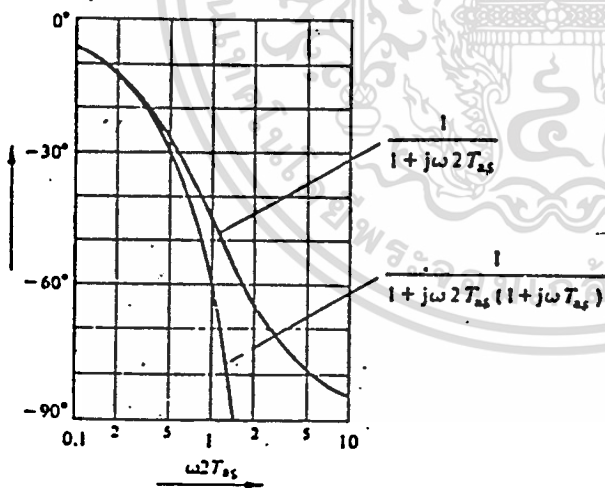
$$G_a'(s) \sim 1/(1+2sT_{as}) \quad \dots 6.41$$

นั่นคือ เราถือว่า $G_a'(s)$ มีค่าคงตัวเวลาเท่ากับ $2T_{as}$ รูปที่ 6.17 แสดงการเปรียบเทียบเฟสของ $G_a'(s)$ และเฟสของฟังก์ชันนำลัดเชิงของ $G_a(s)$ สังเกตได้ว่าสำหรับ $2\omega T_{as} < 0.5$ เฟสทั้งสองมีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย และค่าของเฟสไม่เกิน -30°

ถ้า T_1 เป็นค่าคงตัวเวลาสำคัญของฟังก์ชันโอนย้าย $G_1(s)$ เราอาจหาค่าคงตัวเวลาสำคัญของ $G_a'(s)$ และ $G_1(s)$ ได้เป็นค่าคงตัวเวลาสำคัญสมมูล

$$T_s = 2T_{as} + T_1 \quad \dots 6.42$$

ค่าคงตัวเวลาใหญ่ของ $G_1(s)$ จะถูกลบทิ้งโดยค่าคงตัวเวลาของวงจรมุมค่า และเวลาที่สุกค่าคงตัวเวลาสำคัญ T_s เป็นตัวกำหนดความรวดเร็วในการคุมค่าดังในหัวข้อ 6.3



รูปที่ 6.17 การเปรียบเทียบเฟสของ $G_a'(s)$

กับเฟสของนิพจน์นำลัดเชิง

บทที่ 7

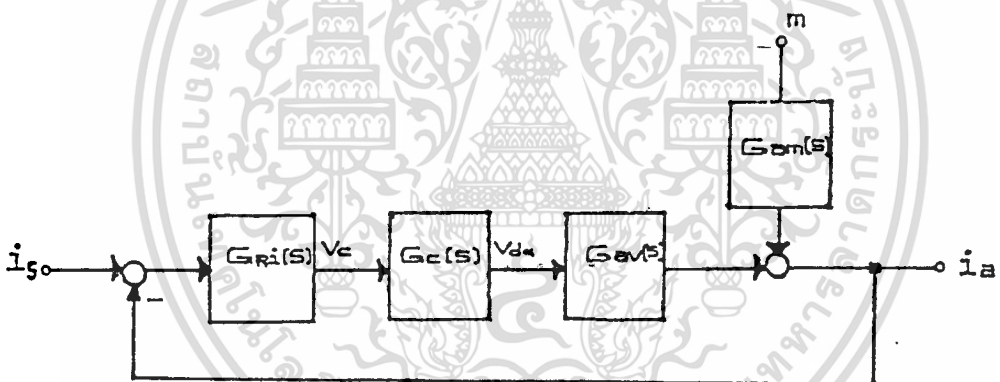
การออกแบบวงจรคุมค่า

การออกแบบวงจรคุมค่ากระแสเมเจอร์

รายละเอียดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้ในการทำ Thesis.

ความเร็วรอบสูงสุด	1500	rpm
แรงดันอาร์เมเจอร์ที่พิกัด	220	V
แรงดันสนามที่พิกัด	220	V
กำลังที่พิกัด	3.3	kW
กระแสอาร์เมเจอร์ที่พิกัด	16	A

รูปที่ 7.1 แสดงแผนภาพบล็อกในส่วนของวงจรมอเตอร์กระแสเมเจอร์โดยคิดส่วนบล็อกของมอเตอร์มาเพิ่มเติมด้วยวงรอบป้อนกลับของกระแสและวงจรมอเตอร์ $G_{Ri}(s)$ ในการออกแบบจะเริ่มที่วงรอบกระแสก่อน



ขอให้เป็นเปรียบเทียบรูปที่ 7.1 กับรูปที่ 6.14 ซึ่งแสดงการคุมค่าในกรณีทั่วๆไปเป็นอิสระไม่ขึ้นอยู่กับทอร์ค m

จากรูปที่ 7.1 เราคำนวณทรานสเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบเปิดได้ดังนี้

$$G_{io}(s) = G_{Ri} * G_c(s) * G_{av}(s) \\ = [(1+sT_{ni})/sT_{ii}][V_{d0}/V_p]/(1+sT_c)][sT_m/(1+sT)(1+sT)] \quad 7.1$$

ในการออกแบบวงจรมอเตอร์กระแสเมเจอร์ แทนที่จะใช้ฟังก์ชันที่ถูกต้องของฟังก์ชัน $G_{av}(s)$ ตามสมการ เราจะใช้ฟังก์ชันใกล้เคียงซึ่งได้จากทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรมอเตอร์แบบควบคุม

คัมพลซ์เสริมที่ ซึ่งสมมุติว่าโหลดเป็นอิสระไม่ขึ้นอยู่กับทอร์ก m นั่นคือใช้ $G_S(s)$ แทน $G_{av}(s)$ ดังนั้น ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบเปิดจะเท่ากับ

$$G_{io}(s) \sim [(1+sT_{ni})/sT_{ii}] * [(v_{do}/V_p)/(1+sT_c)] * [1/r_t(1+sT_t)] \quad 7.2$$

จากนั้นเลือกค่าคงตัวเวลา T_{ni} ให้ลบล้างกับ T_t

$$T_{ni} = T_t \quad \dots 7.3$$

เลือกค่าคงตัวเวลา T_{ii} เพื่อให้ความถี่คัทออฟเป็นครึ่งหนึ่งของอัตราที่มาจาก T_c ดังนั้น

$$T_{ii} = 2(v_{do}/r_t V_p) T_c \quad \dots 7.4$$

เมื่อกำหนดค่าให้ $v_{do} = 297 \text{ V}$, $T_c = 0.833 \text{ ms}$, $r_t = 0.09 \text{ โอห์ม}$ และ $V_p = 5 \text{ V}$ จะได้ว่า $T_{ni} = 330 \text{ ms}$ และ $T_{ii} = 1.10 \text{ ms}$

เราจะประมาณ $G_{av}(s)$ ด้วย $G_S(s)$ เนื่องจาก $G_{io}(s)$ ไม่ขึ้นกับ

ความถี่คัทออฟของ $G_{io}(s) = 1/2T_c \sim 600 \text{ s}^{-1}$ โดยที่ $T_c = T/24$ นานกว่า 3 เฟส

นิพจน์กำลังเสียงของ $G_{io}(s)$ ที่มีการลบล้างขั้วและศูนย์แล้วจะเท่ากับ

$$G_{io}(s) \sim 1/2sT_c(1+sT_c) \quad \dots 7.5$$

นิพจน์กำลังเสียงของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบปิดจะเท่ากับ

$$G'_i(s) \sim 1/(1+2sT_c) \quad \dots 7.6$$

ฟังก์ชัน $G'_1(s)$ แสดงผลของกระแสที่คัมค่า i_s ที่มีต่อกระแสเมเจอร์ i_a อย่างไรก็ตาม ไม่ว่าทอร์ก m จะมีผลต่อ i_s ด้วยตามสมการ

$$i_a = G'_i(s)i_s + G_{nm}(s)/(1+G_{io}(s)) \quad \dots 7.7$$

โดยที่ $G_{nm}'(s) = G_{nm}(s)/(1+G_{io}(s))$

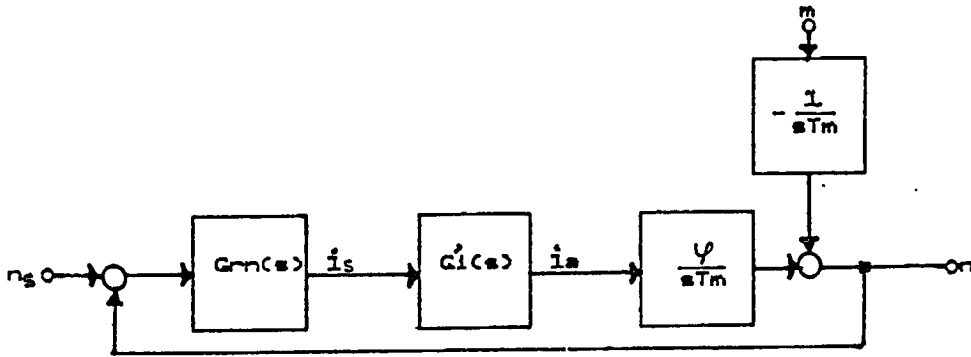
อย่างไรก็ดี เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า ผลของ $G_{am}(s)$ มีเพียงเล็กน้อยซึ่งสามารถละเลยได้ ดังนั้น

$$i_a = G'_i(s)i_s \quad \dots 7.8$$

การออกแบบวงจรคัมค่าความเร็ว

ถ้าขุมวงจรคัมค่ากระแสเหลือเพียงบล็อกเดียว เราก็สามารถเขียนบล็อกแผนภาพ

กำลังเสียงของระบบคัมค่าได้ดังในรูป 7.2



รูปที่ 7.2 แผนภาพบล็อกกำลังเดียวของระบบคุมค่าความเร็ว

เราสังเกตได้ว่า รูปที่ 7.2 สามารถเขียนทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้เท่ากับ

$$G_{no}(s) = [(1+sT_{nn})/sT_{in}][1/(1+2sT_c)][1/sT_m] \quad \dots 7.9$$

ดังนั้น เราเลือก $T_{nn} = 4(2T_c) = 6.67$ ms.

$$\text{เลือก } T_{in} = 2(2T_c/T_m)T_{nn} = 32T_c^2/T_m = 0.022 \text{ ms.}$$

ผลของการคุมค่า

เพื่อพิจารณาผลของการคุมค่าเราจะต้องคำนวณทรานเฟอร์ฟังก์ชันวงรอบปิด

จากรูป 7.2 ความเร็ว n ขึ้นอยู่กับค่าที่ตั้ง n_s และเทอร์ก m

$$n = G_n'(s)n_s - G_n'(s)m \quad \dots 7.10$$

โดยที่ $G_n'(s) = G_{no}(s)/(1+G_{no}(s))$

$$\text{และ } G_{nm}' = [1/sT_m][1/(1+G_{no}(s))]$$

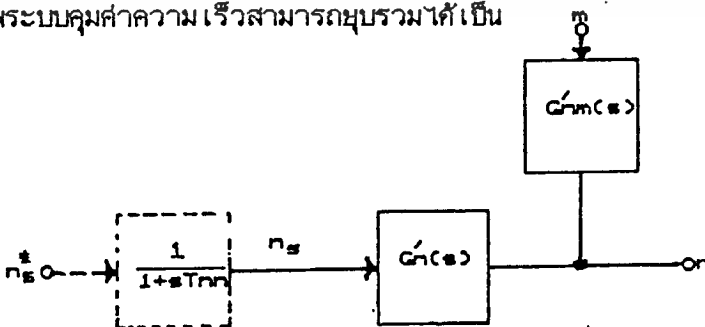
ถ้าใช้นิพจน์ของ $G_{no}(s)$ ตามตามสมการ 7.9 เราจะได้

$$G_n'(s) = (1+sT_{nn})/(1+sT_{nn}+s^2(T_{in}T_m/)(1+2sT_c)) \quad \dots 7.11$$

และ

$$G_{nm}'(s) = s(T_{in}/)(1+2sT_c)/(1+sT_{nn}+s^2(T_{in}T_m/)(1+2sT_c)) \quad \dots 7.12$$

ดังนั้นแผนภาพระบบคุมค่าความเร็วสามารถขุบรวมได้เป็น



รูปที่ 7.3 แผนภาพบล็อกสรุปรวมของระบบคุมค่าความเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

ผลการวิเคราะห์

PI ของลูกระแส

การกำหนดค่า R,C ในวงจร PI ของลูกระแส

$$V_{sni} = 10 \text{ V}$$

$$V_{mni} = 10 \text{ V}$$

$$V_{oni} = 5 \text{ V}$$

$$T_{ni} = 330 \text{ ms}$$

$$T_{ii} = 1.1 \text{ ms}$$

$$T_{ni} = R_1 C_1$$

$$T_{ii} = R_S C_1 V_{on}/V_{sn}$$

จาก

$$T_i = R_m C_1 (V_{on}/V_{mn})$$

ให้ $\rho = 0.5$, $R_m = R_S = 4.4k$

จะได้

$$C_1 = 1 \text{ F}, R_1 = 330k$$

PI ของลูความเร็ว

การกำหนดค่า R,C ในวงจร PI ของลูความเร็ว

$$V_{snn} = 10 \text{ V}$$

$$V_{mnn} = 10 \text{ V}$$

$$V_{onn} = 10 \text{ V}$$

$$T_{nn} = 6.67 \text{ ms}$$

$$T_{in} = 0.022 \text{ ms}$$

โดยที่

$$T_{nn} = R_1 C_1$$

$$T_{in} = R_m C_1 (V_{on}/V_{mn})$$

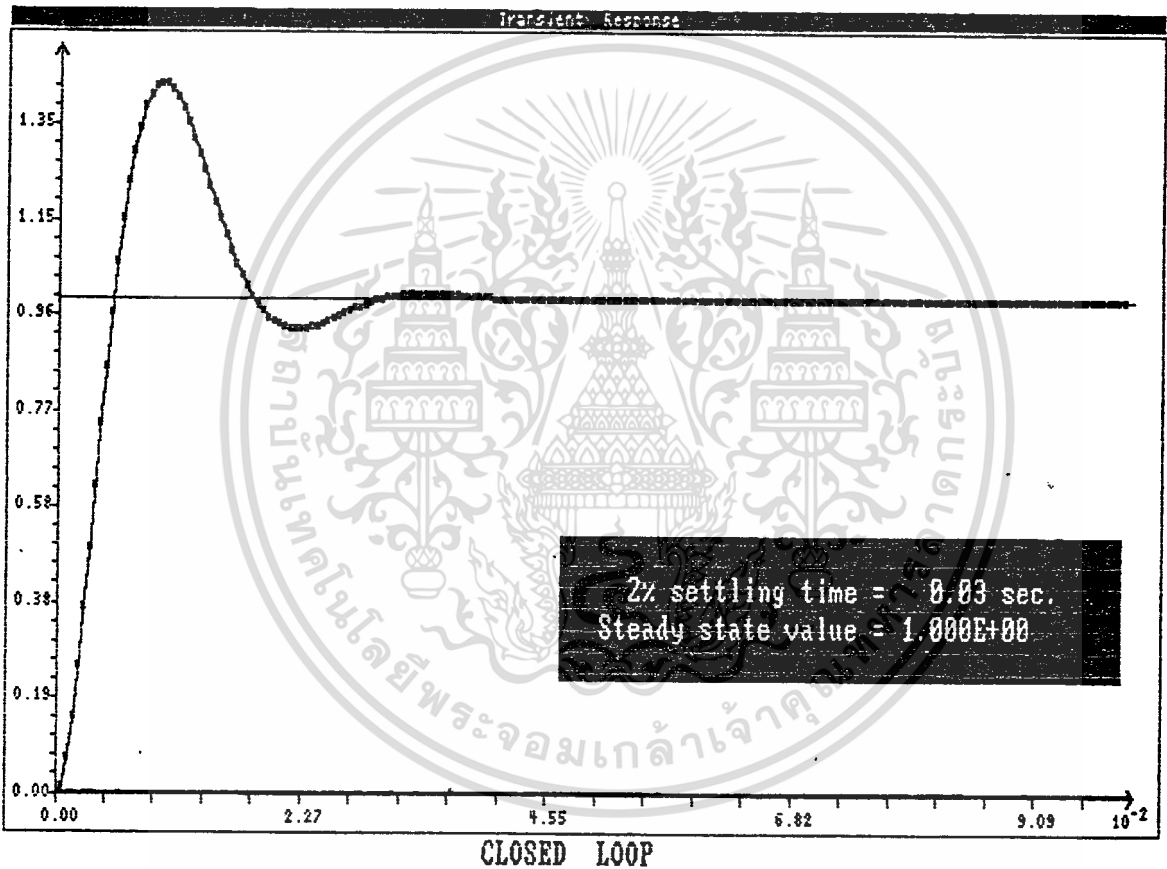
ให้ $\rho = 0.5$, $R_m = R_S = 2.2k$

จะได้ $C_1 = 0.02 \text{ F}$, $R_1 = 333.5k$

เมื่อนำมาทดสอบ time response ที่ออกแบบจะได้

$$\begin{aligned} G_{no} &= [(1+s6.67m/s0.022m)[1/1+s1.67m][1/s] \\ &= (6.667m/0.022m*1.67m)[(s+150)/(s^2(s+599))] \\ &= 181k[(s+150)/(s^2(s+599))] \end{aligned}$$

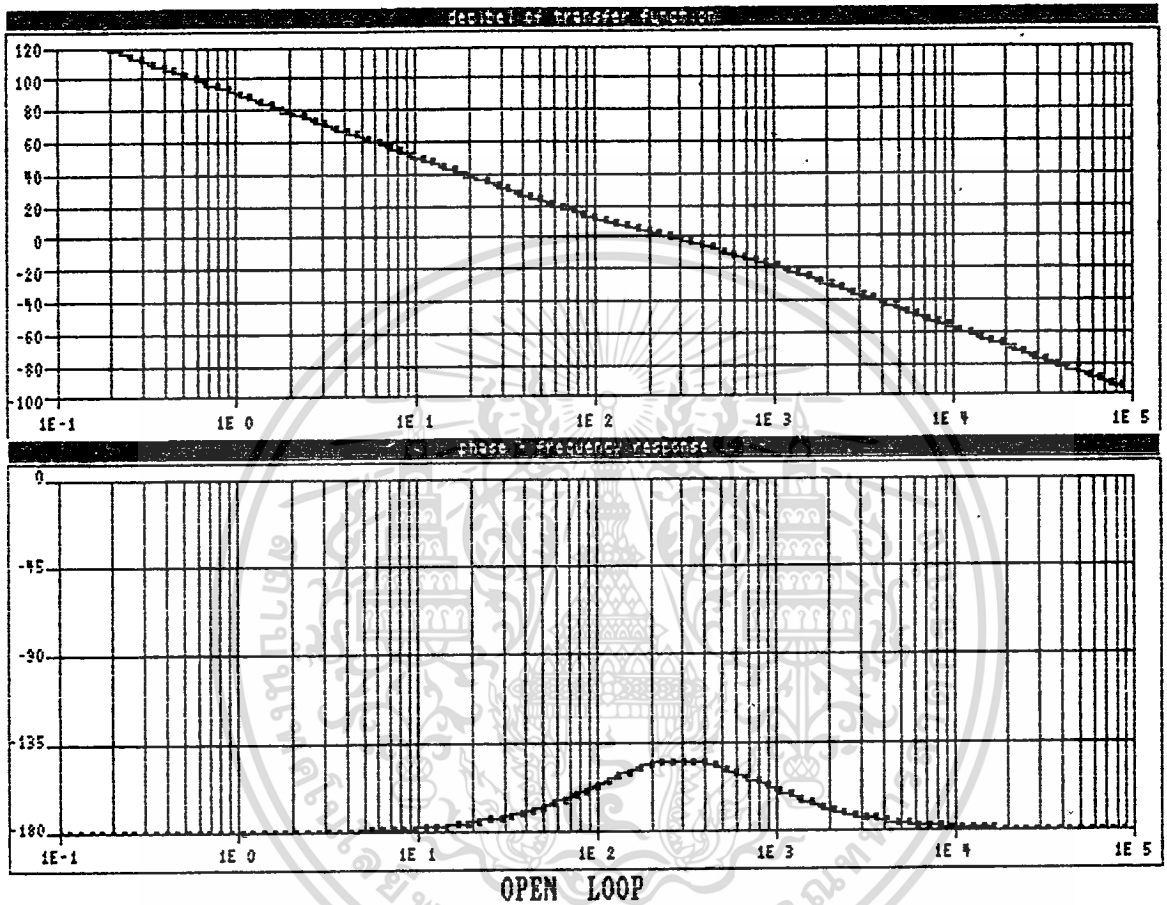
ซึ่งสามารถคำนวณผลตอบของสัญญาณขั้น (unit step) ได้โดยใช้คอมพิวเตอร์
simulate ได้ผลดังรูป 8.1



รูปที่ 8.1 แสดงผลตอบของสัญญาณขั้น (unit step)

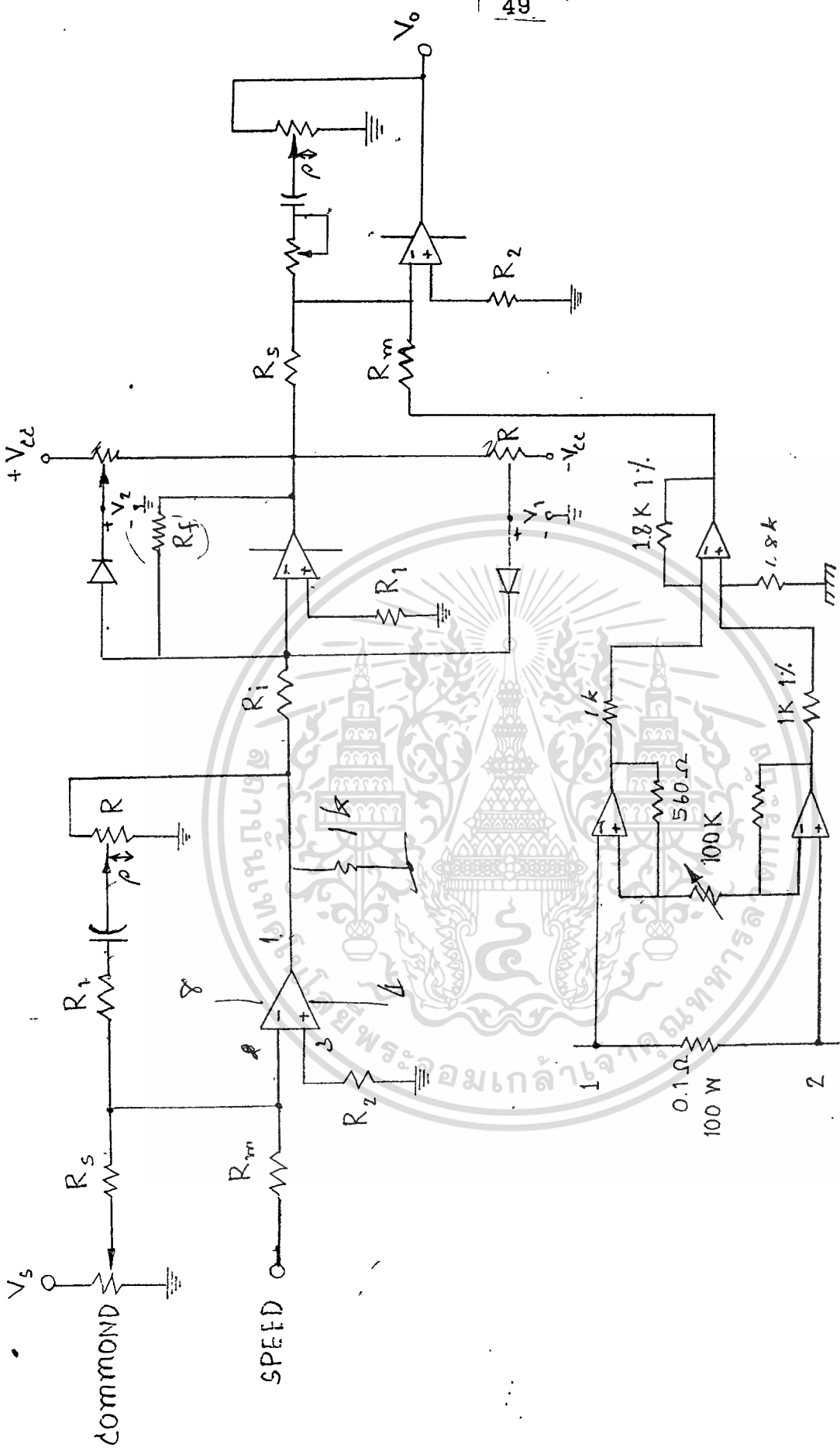
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำทรานสเฟอริงันของ $G_{no}(s)$ ของระบบที่ได้มาplotเป็นแผนภาพBode
 ให้อยู่ในรูปแบบlog ได้ผลดังรูปที่ 8.2



รูปที่ 8.2

รูปที่ 8.3 แสดงวงจรที่ใช้ในระบบควบคุมความเร็วรอบที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งประกอบด้วยวงจรมอเตอร์ความเร็วและกระแสแบบ PI, ส่วนจำกัดกระแส, ส่วนบ่อนกัลกระแส และส่วนsetความเร็ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.วิริยะ พิเชษฐาเริญ เป็นอย่างสูงที่ช่วยย้่าค่านะน่านการจกคทา
โครงการและวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จ ขอขอบคุณพี่ พุทธิพงษ์ คันวรรณรักษ์ ที่ช่วยย้่าคทา
ปรึกษาในการวางแนวทางของวิทยานิพนธ์ ขอขอบคุณพี่ อมร คันวรรณรักษ์ ที่ช่วยย้่าคทา
ปรึกษานในเรื่องการออกแบบวงจรควบคุมจนสำเร็จ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. พุทธิพงษ์ กัณววรรณรักษ์, อารีเดช จิระบรรจง, สุรทัศน์ หัสละเมียร, รศ. วิริยะ ศิเชษฐาเจริญ 3-เฟส เอช/คิซี คอนเวอร์เตอร์แบบที่จับกับลิวเอ็่มรคษาใช้ทริสเคออร์, การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันอุดมศึกษาแห่งประเทศไทยครั้งที่ 11, 2531
2. อารีเดช จิระบรรจง, สุรทัศน์ หัสละเมียร "วิทยานิพนธ์ เรื่อง เอช/คิซี คอนเวอร์เตอร์แบบที่จับกับลิวเอ็่มรคษาใช้ทริสเคออร์"
3. เอกสารประกอบคำบรรยายวิชา Electric drive ระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
4. Friedrich Frohr and Fritz Ortttenburger "Introduction to Electronic control engineering"



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้