

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 1.5 แรงม้า
ที่ใช้พลังงานอย่างเหมาะสมที่สุด

นาย กองพล อารีรักษ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2545
ISBN 974-533-212-7

**ENERGY OPTIMIZED DRIVE FOR A THREE-PHASE
INDUCTION MOTOR OF 1.5 HP RATING**

Mr. Kongpol Areerak

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of

Master of Engineering in Electrical Engineering

Suranaree University of Technology

Academic Year 2002

ISBN 974-533-212-7

หัวข้อวิทยานิพนธ์

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 1.5 แรงม้าที่ใช้พลังงานอย่างเหมาะสมที่สุด
ENERGY OPTIMIZED DRIVE FOR A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR
OF 1.5 HP RATING

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กิตติ อรรถกิจมงคล)

ประธานกรรมการ

.....

(รองศาสตราจารย์ ดร.สรารุณี สุจิตจร)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

.....

(อาจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว)

กรรมการ

.....

(อาจารย์ ดร.อนันต์ อุ่นศิริไธย์)

กรรมการ

.....

(รองศาสตราจารย์ ดร.ทวิช จิตรสมบูรณ์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

.....

(รองศาสตราจารย์ น.อ.ดร.วรพจน์ จำพิศ)

คณบดี สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

กองพล อารีรักษ์ : ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 1.5 แรงม้าที่ใช้พลังงาน
อย่างเหมาะสมที่สุด

(ENERGY OPTIMIZED DRIVE FOR A THREE-PHASE INDUCTION MOTOR OF 1.5
HP RATING) อ.ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.สราวุฒิ สุจิตจร, 296 หน้า

ISBN 974-533-065-5

การอนุรักษ์พลังงานนับเป็นสิ่งสำคัญต่อภาคอุตสาหกรรม มอเตอร์ไฟฟ้าถือได้ว่าเป็น
อุปกรณ์หลักที่ใช้พลังงานเป็นปริมาณมาก โดยเฉพาะมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขนาดและพิกัด
ต่างๆ กันเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ความพยายามเพื่ออนุรักษ์พลังงานหรือการประหยัดพลัง
งานในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจึงเป็นสิ่งสำคัญ ที่จะก่อประโยชน์ต่อภาคอุตสาหกรรมและสังคม
โดยรวม วิธีการประหยัดพลังงานไฟฟ้าสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้
อาศัยการคำนวณหาค่าความถี่และระดับแรงดันไฟฟ้าที่เหมาะสม เพื่อป้อนให้มอเตอร์แล้วจะก่อให้เกิด
กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ต่ำสุด ซึ่งการคำนวณดังกล่าวพึ่งพาแบบจำลองของมอเตอร์ ที่ทราบ
ค่าพารามิเตอร์จากการค้นหาด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม การทำงานทั้งหมดของระบบขับเคลื่อนควบคุม
ด้วยพีซี โดยใช้สถาปัตยกรรมของตัวควบคุมเป็นชนิดฐานกฎ การทดสอบระบบขับเคลื่อนที่
พัฒนาขึ้นจำกัดที่สภาวะ 50 เฮอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด จากผลการทดสอบ การควบคุมมอเตอร์
ตามหลักการดังกล่าวประหยัดพลังงานได้ในย่าน 3 ถึง 61 เฮอร์เซ็นต์สอดคล้องกับระดับของโหลด
นอกจากนี้ตัวควบคุมการประหยัดพลังงานที่นำเสนอ ยังช่วยให้ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงขึ้นถึง
0.8 โดยประมาณ

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2545

ลายมือชื่อนักศึกษา.....
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

KONGPOL AREERAK : ENERGY OPTIMIZED DRIVE FOR A THREE-PHASE
INDUCTION MOTOR OF 1.5 HP RATING THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF.
SARAWUT SUJITJORN, Ph.D. 296 PP. ISBN 974-533-065-5

POWER LOSS MINIMIZATION/INDUCTION MOTOR/GENETIC ALGORITHM

Energy conservation is an important issue for industrial sectors. Most industrial sectors utilize three-phase induction motors of various sizes and ratings. Therefore, an attempt to conserve or to save energy consumed by the motors will benefit the sectors and our society as a whole. Reported by this thesis, the energy saving scheme employs optimum frequency and voltage excitation to achieve the motor operation at the minimum power loss. The optimum excitation is obtained offline according to the motor model of which parameters are searched from the observed motor characteristics. The search method used is the genetic algorithm. The developed drive forms a closed-loop control system that contains a rule-based controller. Testing of the developed drive is limited to half rated load. The test results indicate that the motor input energy can be saved in the range of 3-61 percents corresponding to percent loads. Furthermore, the proposed energy saving controller helps to increase the power factor to approximately 0.8.

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ปีการศึกษา 2545

ลายมือชื่อนักศึกษา.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคล และกลุ่มบุคคลต่างๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.สรารุณี สุจิตจร หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา แนะนำ รวมทั้งกำลังใจ และแนะนำแนวทางอันเป็นประโยชน์แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งเป็นแบบอย่างที่ดีในการดำเนินชีวิตหลายๆ ด้าน

รองศาสตราจารย์ ไพบุลย์ ไชยนิล ที่ให้คำปรึกษาอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กิตติ อรรถกิจมงคล อาจารย์ ดร.อาทิตย์ ศรีแก้ว อาจารย์ ดร.อนันท์ อุ่นศิริไธย์ และอาจารย์ ธนัชชัย กุลวรวานิชพงษ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณคุณวิชัย ศรีสุรภัย ที่ให้คำปรึกษาอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย และให้คำแนะนำที่ดีมาโดยตลอด

ขอขอบคุณวิศวกรศูนย์เครื่องมือ รวมทั้งเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือ

ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติที่ให้ทุนสนับสนุนในการทำวิจัย และในการเผยแพร่ผลงานวิจัย

ขอบคุณ พี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ บัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่ให้กำลังใจในการทำวิจัยมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ ผู้เขียนขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ให้ความรู้ทางด้านวิชาการทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา รวมถึงครอบครัวอารีรักษ์ทุกท่าน ที่ให้ความรัก กำลังใจ การอบรมเลี้ยงดู และดูแลส่งเสริมทางการศึกษาอย่างดีมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา

กองพล อารีรักษ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของเบื้องต้น.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
2 การระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 หลักการของเงินเนติกอัลกอริทึม.....	5
2.2.1 กระบวนการของเงินเนติกอัลกอริทึม.....	5
2.2.2 ขั้นตอนการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึม.....	7
2.2.3 ปฏิบัติการทางสายพันธุ.....	7
2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	9
2.4 วิธีค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม.....	12

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.4.1 การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อเก็บข้อมูลสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์.....	12
2.4.2 หาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	14
2.5 ผลการทดสอบค่าตัวแปรของเงินเนติกอัลกอริทึมที่ใช้ในโปรแกรม MATLAB.....	22
2.5.1 การทดสอบเพื่อหาค่าจำนวนประชากรเริ่มต้นที่เหมาะสม.....	23
2.5.2 การทดสอบเพื่อหาวิธีการคัดเลือกที่เหมาะสม.....	24
2.5.3 การทดสอบเพื่อหาชนิดของการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม.....	24
2.5.4 การทดสอบเพื่อหาร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์ที่เหมาะสม.....	25
2.5.5 การทดสอบเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม.....	26
2.6 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและอภิปราย.....	27
2.7 สรุป.....	35
3 วิธีการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	36
3.1 บทนำ.....	36
3.2 กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	36
3.2.1 กำลังงานสูญเสียที่สเตเตอร์.....	37
3.2.2 กำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก.....	37
3.2.3 กำลังงานสูญเสียที่โรเตอร์.....	37
3.2.4 กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงลมและความฝืด.....	37
3.2.5 กำลังงานสูญเสียในวัสดุของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	38
3.3 เงื่อนไขสำหรับการประหยัดพลังงาน.....	38
3.4 ผลการจำลองสถานการณ์.....	52
3.4.1 การควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่.....	52
3.4.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียวโดยรักษาแรงดันคงที่ที่พิกัด.....	54
3.5 สรุป.....	59

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4	วงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก.....	60
4.1	บทนำ.....	60
4.2	โครงสร้างโดยรวมของวงจรแปลงสัญญาณ.....	60
4.3	คุณสมบัติของไอซีที่ใช้.....	61
4.3.1	ไอซี LTC1298.....	61
4.3.2	ไอซี AD7545.....	66
4.4	พอร์ตเครื่องพิมพ์ของพีซี.....	67
4.5	การออกแบบและลักษณะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ.....	69
4.5.1	โหมดการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล.....	69
4.5.2	โหมดการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก.....	73
4.5.3	โหมดดิจิทัลอินพุต.....	76
4.5.4	โหมดดิจิทัลเอาต์พุต.....	77
4.6	การทดสอบวงจรแปลงสัญญาณ.....	78
4.6.1	โมนิโทนิกซี้.....	78
4.6.2	การทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่.....	79
4.6.3	การทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อก เป็นดิจิทัล.....	80
4.6.4	การทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัล เป็นแอนะล็อก.....	80
4.7	สรุป.....	88
5	ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	89
5.1	บทนำ.....	89
5.2	วงจรเรียงกระแส.....	89
5.2.1	หลักการทํางาน.....	89
5.2.2	วิธีการออกแบบ.....	92

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2.3	มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	96
5.2.4	ผลการทดสอบวงจร.....	96
5.3	วงจรชอปเปอร์.....	99
5.3.1	หลักการทำงาน.....	99
5.3.2	วิธีการออกแบบ.....	102
5.3.3	มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์.....	106
5.3.4	ผลการทดสอบวงจร.....	107
5.4	วงจรอินเวอร์เตอร์.....	109
5.4.1	หลักการทำงาน.....	109
5.4.2	วิธีการออกแบบ.....	114
5.4.3	มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์.....	115
5.4.4	ผลการทดสอบวงจร.....	115
5.5	การทดสอบระบบขับเคลื่อน.....	117
5.6	สรุป.....	121
6	การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน.....	122
6.1	บทนำ.....	122
6.2	หลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน.....	122
6.3	ตัวควบคุมพื้นฐานกฎ.....	125
6.4	การทดสอบชุดควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับประหยัดพลังงาน และผลการทดสอบ.....	126
6.5	สรุป.....	134
7	สรุปและข้อเสนอแนะ.....	135
7.1	สรุป.....	135
7.2	ข้อเสนอแนะ.....	136
	เอกสารอ้างอิง.....	139

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก. รายละเอียดหลักการของเงินเนติกอัลกอริทึม.....	141
ภาคผนวก ข. โปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม.....	157
ภาคผนวก ค. รายละเอียดข้อมูลต่างๆ ของไอซีที่ใช้สำหรับวงจรแปลงสัญญาณระหว่าง สัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก.....	166
ภาคผนวก ง. โปรแกรม MATLAB สำหรับการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็ว รอบแบบควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ และการควบคุมความ เร็วรอบแบบแรงดันคงที่ แต่ปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียว.....	193
ภาคผนวก จ. โปรแกรมหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน.....	199
ภาคผนวก ฉ. โปรแกรมควบคุมการทำงานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	211
ภาคผนวก ช. โปรแกรมควบคุมการทำงานของทั้งระบบเพื่อประหยัดพลังงาน.....	226
ภาคผนวก ซ. รายละเอียดข้อมูลต่างๆ ของมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์และวงจร อินเวอร์เตอร์.....	241
ภาคผนวก ฌ. บทความที่อ้างอิงสำหรับการควบคุมแบบฐานกฎ.....	253
ภาคผนวก ญ. บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	265
ประวัติผู้เขียน.....	296

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	ผลการทดสอบเพื่อหาค่าจำนวนประชากรเริ่มต้นที่เหมาะสม..... 23
2.2	ผลการทดสอบเพื่อหาวิธีการคัดเลือกที่เหมาะสม.....24
2.3	ผลการทดสอบเพื่อหาชนิดของการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม..... 25
2.4	ผลการทดสอบเพื่อหาร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์ที่เหมาะสม..... 26
2.5	ผลการทดสอบเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม..... 27
2.6	ค่าตัวแปรของเงินเนติกอัลกอริทึมที่ใช้ในโปรแกรม MATLAB สำหรับงานวิจัย วิทยานิพนธ์.....28
2.7	ผลจากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม.....30
3.1	การเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีการ แตกต่างกันเมื่อแรงบิดเท่ากับ 0.3 เพอร์ยูนิต..... 55
3.2	การเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีการ แตกต่างกันเมื่อแรงบิดเท่ากับ 0.45 เพอร์ยูนิต.....57
3.3	การเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีการ แตกต่างกันเมื่อแรงบิดเท่ากับ 0.8 เพอร์ยูนิต..... 58
4.1	คุณสมบัติของไอซี LTC1298..... 61
4.2	รูปแบบสัญญาณแอนะล็อกอินพุต..... 65
4.3	พิกัดสูงสุดของไอซี AD7545..... 67
4.4	โหมดการทำงานของไอซี AD7545..... 67
4.5	โครงสร้างของพอร์ตเครื่องพิมพ์ชนิด D แบบ 25 ขา..... 68
4.6	แอดเดรสที่บรรจุข้อมูลของพอร์ตเครื่องพิมพ์..... 69
4.7	การจัดการพอร์ตเครื่องพิมพ์ในแต่ละโหมดการทำงานของวงจร..... 74
4.8	ผลการทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่..... 85
4.9	ผลการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล..... 87

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.10 ผลการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก.....	87
6.1 ข้อมูลทางพลังงานในระบบขับเคลื่อนเมื่อมีตัวควบคุม.....	129
6.2 ข้อมูลทางพลังงานในสภาวะที่ไม่มีตัวควบคุมชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟส.....	129
6.3 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของ งานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1800 รอบ/นาที.....	132
6.4 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของ งานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1500 รอบ/นาที.....	132
6.5 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของ งานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1200 รอบ/นาที.....	133
6.6 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของ งานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 900 รอบ/นาที.....	133

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วิสัยทัศน์การทำงานของจีนเนติกอัลกอริทึม..... 6
2.2	การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว..... 8
2.3	การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวในรูปแบบของบิต..... 8
2.4	การทำมิวเทชัน..... 9
2.5	วงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 9
2.6	การประมาณวงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 10
2.7	การจัดอุปกรณ์สำหรับทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 12
2.8	ผลที่ได้จากการทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว..... 14
2.9	การกำหนดค่าความละเอียดให้กับพารามิเตอร์..... 16
2.10	รายละเอียดค่าความยาวของหนึ่ง โครโมโซม..... 16
2.11	ผลการเข้าสู่ของค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อทดสอบที่อินพุตต่างๆ..... 29
2.12	ความสัมพันธ์แบบเส้นตรงระหว่างค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และ โรเตอร์เทียบกับค่าแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์..... 32
2.13	ความสัมพันธ์แบบเส้นตรงระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์และ โรเตอร์เทียบกับค่าแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์..... 32
2.14	ผลจากการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเทียบกับผลการทดสอบจริง (ความสัมพันธ์ในพารามิเตอร์เป็นแบบเส้นตรง)..... 33
2.15	ความสัมพันธ์แบบสปลายนกำลังสามระหว่างค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และ โรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์..... 33
2.16	ความสัมพันธ์แบบสปลายนกำลังสามระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์และ โรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์..... 34
2.17	ผลจากการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเทียบกับผลการทดสอบจริง (ความสัมพันธ์ในพารามิเตอร์เป็นแบบสปลายนกำลังสาม)..... 34

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1	การสูญเสียทางกำลังไฟฟ้าที่เกิดกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 37
3.2	วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 39
3.3	วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่แสดงอิมพีแดนซ์..... 41
3.4	ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานสูญเสียกับความถี่..... 44
3.5	พื้นผิวแสดงจุดต่ำสุดของค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อแรงบิดคงที่..... 48
3.6	พื้นผิวแสดงจุดต่ำสุดของค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์คงที่..... 51
3.7	ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน..... 51
3.8	ผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะโหลด 0.3 เปรูยูนิต..... 56
3.9	ผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะโหลด 0.45 เปรูยูนิต..... 56
3.10	ผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะโหลด 0.8 เปรูยูนิต..... 59
4.1	โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ..... 60
4.2	วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับสัญญาณดิจิทัลในส่วนของอินพุต..... 62
4.3	วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับสัญญาณดิจิทัลในส่วนของเอาต์พุต..... 63
4.4	โครงสร้างภายในของไอซี LTC1298..... 64
4.5	หลักการทำงานของไอซี LTC1298..... 65
4.6	โครงสร้างภายในของไอซี AD7545..... 66
4.7	ผลการทดสอบโมโนโทนิกซ์ดี..... 79
4.8	การจัดเตรียมอุปกรณ์สำหรับการทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่..... 80
4.9	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 362 เฮิร์ตซ์..... 81
4.10	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 500 เฮิร์ตซ์..... 81
4.11	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 1000 เฮิร์ตซ์..... 82
4.12	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 1500 เฮิร์ตซ์..... 82
4.13	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 1800 เฮิร์ตซ์..... 83
4.14	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 2000 เฮิร์ตซ์..... 83
4.15	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 2500 เฮิร์ตซ์..... 84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.16	การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 3000 เฮิรตซ์..... 84
4.17	ค่าเกนในช่วงความถี่ 100-2000 เฮิรตซ์..... 86
4.18	ปริมาณการเลื่อนเฟส(ล่าหลัง) ในช่วงความถี่ 100-2000 เฮิรตซ์..... 86
5.1	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น..... 90
5.2	โหมดการทำงานของไดโอดตัวที่ 1 กับไดโอดตัวที่ 2..... 90
5.3	รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากวงจรเรียงกระแสสามเฟส..... 91
5.4	แผ่นป้ายชื่อของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบวงแหวนคลื่น..... 93
5.5	ส่วนประกอบของแรงดันเอาต์พุตที่ยังไม่ผ่านการปรับเรียบ..... 94
5.6	การประมาณรูปสัญญาณของแรงดันปลิว..... 94
5.7	มอดูลของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์..... 96
5.8	การทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น..... 97
5.9	รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในขณะที่ไม่ต่อ ตัวเก็บประจุ..... 98
5.10	รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในขณะที่ต่อ ตัวเก็บประจุ..... 98
5.11	วงจรชอปเปอร์ประเภทตัวคุมค่าแบบบัคกิ้ง..... 99
5.12	โหมดการทำงานของวงจรชอปเปอร์ประเภทตัวคุมค่าแบบบัคกิ้ง..... 99
5.13	รูปสัญญาณอธิบายหลักการทำงานของวงจรชอปเปอร์..... 100
5.14	มอดูลของวงจรชอปเปอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์..... 106
5.15	การทดสอบวงจรชอปเปอร์..... 108
5.16	รูปสัญญาณแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์ที่รอบทำงานเท่ากับ 10 เปอร์เซนต์..... 108
5.17	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน..... 109
5.18	รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับของวงจรอินเวอร์เตอร์..... 110
5.19	การทำงานในโหมดที่ 1..... 110

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.20	การทำงานในโหมดที่ 2..... 111
5.21	การทำงานในโหมดที่ 3..... 112
5.22	การทำงานในโหมดที่ 4..... 113
5.23	การทำงานในโหมดที่ 5..... 113
5.24	การทำงานในโหมดที่ 6..... 114
5.25	มอดูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์..... 115
5.26	การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์..... 116
5.27	รูปสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์เมื่อโหลด เป็นความต้านทาน..... 117
5.28	แผนผังงานสำหรับทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 118
5.29	รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 121
6.1	ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน..... 123
6.2	แผนภูมิการทำงานของระบบการประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส..... 127
6.3	เปรียบเทียบข้อมูลทางพลังงานระหว่างการมีชุดควบคุมสำหรับประหยัดพลังงาน และไม่มีชุดควบคุมในระบบขับเคลื่อน..... 131
7.1	รูปสัญญาณแรงดันและกระแสที่ป้อนเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัย วิทยานิพนธ์..... 137
7.2	รูปสัญญาณแรงดันและกระแสที่จุดเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักในงาน วิจัยวิทยานิพนธ์..... 138

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันอุตสาหกรรมไทย มีการใช้พลังงานไฟฟ้าเพื่อประโยชน์ต่างๆ มากมาย ดังเช่น นำพลังงานไฟฟ้ามาใช้ในระบบขับเคลื่อนทางกล แสงสว่าง เครื่องจักรกลไฟฟ้าและอุปกรณ์ไฟฟ้าทั่วไป หากทุกภาคอุตสาหกรรมช่วยกันประหยัดการใช้พลังงานไฟฟ้าอย่างจริงจัง ก็จะช่วยประหยัดงบประมาณของชาติได้อย่างมาก จึงเป็นจุดเริ่มต้นของความสำคัญที่ควรให้มีการพัฒนาเทคโนโลยีในการประหยัดพลังงานไฟฟ้าของคนไทย ที่สามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ของอุตสาหกรรมไทย โดยงานวิจัยชิ้นนี้ได้มุ่งประเด็นไปที่การอนุรักษ์พลังงานไฟฟ้าสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พิกัด 1.5 แรงม้า ซึ่งเป็นขนาดที่มีการใช้งานกันค่อนข้างมาก เช่น ใช้ในอุตสาหกรรมอาหาร และสิ่งทอ เป็นต้น นอกจากนั้น เทคโนโลยีที่พัฒนาขึ้นยังสามารถใช้ได้กับมอเตอร์พิกัด 1-5 แรงม้าด้วย ในปัจจุบันอุปกรณ์ประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่หาได้ง่ายในทางการค้า ประสบปัญหาที่สำคัญสองประการ คือ ประการแรกอุปกรณ์ประหยัดพลังงานสามารถใช้งานได้กับสถานะมีโหลดเต็มพิกัดและไม่มีโหลด ประการที่สอง คือ อุปกรณ์ดังกล่าวส่วนใหญ่เป็นสินค้านำเข้าที่มีราคาแพงมาก แต่ประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้น้อยไม่คุ้มค่ากับราคาของอุปกรณ์ สถานะการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำในภาคอุตสาหกรรมของไทย ยังมีหลายโอกาสที่มอเตอร์ต้องเดินเครื่องในสถานะโหลดต่ำกว่าพิกัดมาก ซึ่งอาจมีเหตุผลมาจากการเผื่อขนาดพิกัดของมอเตอร์จากการไม่ทราบค่าโหลดที่แน่นอน อาจมาจากความผันผวนทางเศรษฐกิจที่มีผลกระทบต่อปริมาณการผลิตและยอดการส่งสินค้า เป็นอาทิ จากปัจจัยต่างๆ ดังกล่าว งานวิจัยนี้จึงให้ความสนใจที่จะพัฒนาอุปกรณ์ต้นแบบที่เป็นระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พิกัด 1.5 แรงม้า ให้ใช้พลังงานอย่างประหยัด โดยใช้เทคนิคการควบคุมชุดขับเคลื่อนให้เหมาะสมกับสถานะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำตามสถานะของโหลดอย่างแท้จริงตลอดระยะเวลาการทำงาน ซึ่งโดยปกติมอเตอร์ทำงานที่ประสิทธิภาพสูงในย่าน 80-100 เปอร์เซ็นต์โหลด การดำเนินงานอาศัยการวิเคราะห์จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เพื่อประมาณค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอเตอร์ นอกจากนี้งานวิจัยมีการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยมีข้อสมมุติทางวิศวกรรมว่า ความสัมพันธ์ไม่เชิงเส้นระหว่างตัวแปรต้นและตัวแปรตามที่เป็นพารามิเตอร์ต่างๆ และอินพุตของมอเตอร์ เป็นแบบจำลองที่จะนำไปสู่ผลการคำนวณที่แม่นยำตามความต้องการ แบบจำลองความสัมพันธ์เหล่านั้น

ได้รับการวิเคราะห์มาจากข้อมูลทดสอบการขับเคลื่อนมอเตอร์ในสถานะโหลดต่างๆ กันมีวัตถุประสงค์เพื่อการประหยัดพลังงานโดยเฉพาะ การดำเนินงานในส่วนนี้อาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithm) (Pillay, Nolan, and Haque, 1997) นอกจากนี้ได้มีการพัฒนาชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อป้องกันฮาร์มอนิกส์ไหลกลับเข้าสู่สายส่งกำลังไฟฟ้า โดยการเพิ่มวงจรชอปเปอร์เพื่อช่วยในการแก้ปัญหาดังกล่าว

เนื่องจากงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เกี่ยวข้องกับวิทยาการหลายแขนง ได้แก่ เครื่องจักรกลไฟฟ้าและการขับเคลื่อน ปัญญาประดิษฐ์ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และระบบไมโครโพรเซสเซอร์ การสำรวจวรรณกรรมจึงได้รับการนำเสนอไว้ในบทต่างๆ ของวิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนที่เกี่ยวกับวิทยาการแต่ละแขนง เพื่อผู้อ่านจะสามารถติดตามเนื้อหาได้สะดวกและชัดเจนในแต่ละตอนอย่างเป็นเอกเทศ

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

- ออกแบบและสร้างอุปกรณ์ต้นแบบที่เป็นระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พิกัด 1.5 แรงม้าให้ใช้พลังงานอย่างประหยัดที่สุด โดยใช้เทคนิคการควบคุมชุดขับเคลื่อนให้เหมาะสมกับสถานะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่สภาวะโหลด 0-50% (หมายเหตุ : โหลดถูกจำกัดด้วยอุปกรณ์ในห้องปฏิบัติการ) ตลอดระยะเวลาการทำงาน อุปกรณ์ต้นแบบนี้มีส่วนประกอบที่ป้องกันฮาร์มอนิกส์ย้อนกลับเข้าสู่สายส่งกำลังไฟฟ้าหลัก
- เพิ่มประสิทธิภาพทางพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับใช้ในอุตสาหกรรม

1.3 ข้อตกลงเบื้องต้น

- พารามิเตอร์ของมอเตอร์มีความสัมพันธ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นกับตัวแปรต้น เช่น อินพุตของมอเตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นแบบจำลองมีวัตถุประสงค์เฉพาะ เพื่อการพัฒนาเทคโนโลยีการประหยัดพลังงานของงานวิจัยวิทยานิพนธ์
- การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส อาศัยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม
- วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นประเภทแหล่งจ่ายแรงดันหกระดับขึ้น

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- คำนวณค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในสถานะที่มีการควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ (v/f constant) และในสถานะที่มีการควบคุมแบบกำหนดค่าแรงดันคงที่

แต่ปรับเปลี่ยนค่าความถี่เพียงอย่างเดียวเปรียบเทียบกับสถานะที่มีตัวควบคุมชุดขับเคลื่อนเพื่อประหยัดพลังงานตามลำดับ

- ออกแบบและสร้างชุดขับเคลื่อนตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัย
- ออกแบบและสร้างตัวควบคุมชุดขับเคลื่อนของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อประหยัดพลังงานไฟฟ้าตามสถานะโหลด

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- ได้อุปกรณ์ต้นแบบที่เป็นระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 1.5 แรงม้าให้ใช้พลังงานอย่างประหยัดที่สุด
- สามารถนำวิธีการทางด้านปัญญาประดิษฐ์มาใช้ประโยชน์ทางการค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
- ได้ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สามารถป้องกันฮาร์มอนิกส์ไหลย้อนกลับเข้าสายส่งกำลังไฟฟ้าหลัก
- สามารถลดต้นทุนการผลิตและเพิ่มประสิทธิภาพทางพลังงานของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เหมาะกับการใช้งานในอุตสาหกรรมไทย และทั่วๆ ไป

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย 7 บท และ 10 ภาคผนวก บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์และเป้าหมายของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ รวมทั้งขอบเขตของงาน ส่วนบทอื่นๆ ประกอบด้วยเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงวิธีการระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจินเนติกอัลกอริทึม ซึ่งเป็นวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์วิธีหนึ่ง

บทที่ 3 อธิบายถึงวิธีการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยนำเสนอในรูปแบบของการคำนวณเชิงตัวเลขและการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงวิธีการออกแบบรวมถึงวิธีการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีการแยกขีด 12 บิต

บทที่ 5 อธิบายหลักการทำงาน และวิธีการออกแบบของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รวมถึงผลการทดสอบชุดขับเคลื่อน

บทที่ 6 กล่าวถึงการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน รวมถึงผลการ

ทดสอบ ในบทนี้ได้นำเสนอตัวควบคุมแบบฐานกฎ (rule-based controller) ซึ่งเป็นตัวควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

บทที่ 7 เป็นบทสรุปและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวกมีด้วยกัน 10 ส่วน ได้แก่ ภาคผนวก ก. แสดงรายละเอียดหลักการของเงินเนติก อัลกอริทึม ภาคผนวก ข. แสดงรายละเอียดของโปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม ภาคผนวก ค. แสดงรายละเอียดข้อมูลต่างๆ ของไอซีที่ใช้สำหรับวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก ภาคผนวก ง. โปรแกรม MATLAB สำหรับการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็วรอบแบบควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ และการควบคุมความเร็วรอบแบบแรงดันคงที่แต่ปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียว ภาคผนวก จ. โปรแกรมหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน ภาคผนวก ฉ. โปรแกรมควบคุมการทำงานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ภาคผนวก ช. โปรแกรมควบคุมการทำงานของทั้งระบบเพื่อประหยัดพลังงาน ภาคผนวก ซ. แสดงรายละเอียดข้อมูลต่างๆ ของมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์ ภาคผนวก ฌ. แสดงบทความที่อ้างอิงสำหรับการควบคุมแบบฐานกฎ และภาคผนวก ญ. เป็นการรวบรวมบทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทที่ 2

การระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยจินเนติกอัลกอริทึม

2.1 บทนำ

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ วิเคราะห์ค่ากำลังงานสูญเสียโดยอาศัยวงจรมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพราะฉะนั้นค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สำหรับวงจรมูลจึงมีความสำคัญมากต่อผลการคำนวณกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ ด้วยเหตุนี้จึงตระหนักถึงวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithm) หรือเรียกโดยย่อว่า “GA” เนื่องจากงานวิจัยในอดีตพบว่าวิธีการดังกล่าวเป็นวิธีการที่หาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้แม่นยำและถูกต้องที่สุด (Pillay, Nolan, and Haque, 1997) เพราะฉะนั้นในบทนี้จึงนำเสนอหลักการและวิธีการในการนำจินเนติกอัลกอริทึมมาประยุกต์ใช้สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

2.2 หลักการของจินเนติกอัลกอริทึม

หลักการของจินเนติกอัลกอริทึมได้แบ่งการอธิบายออกเป็น 3 หัวข้อที่สำคัญๆ โดยจะนำเสนอดังต่อไปนี้

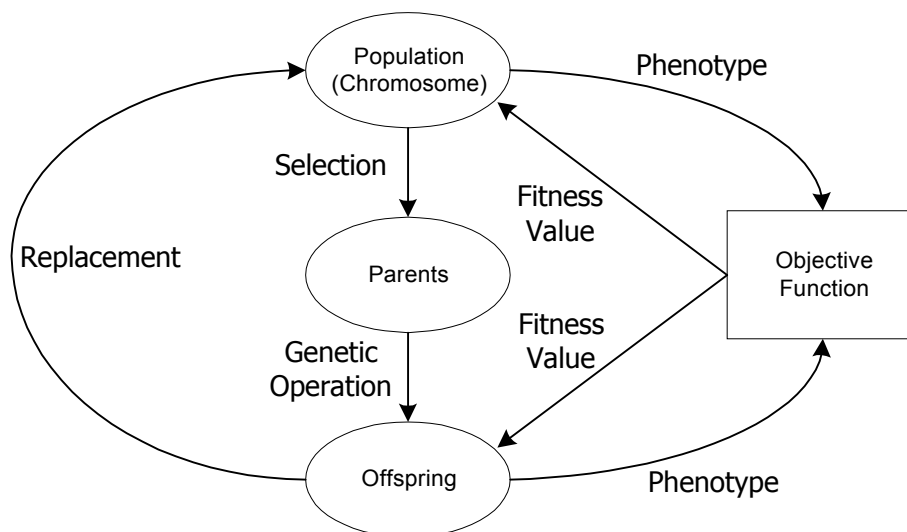
2.2.1 กระบวนการของจินเนติกอัลกอริทึม

กระบวนการที่สำคัญของจินเนติกอัลกอริทึม ประกอบไปด้วย 3 กระบวนการ คือ การคัดเลือกสายพันธุ์ (selection) คือ ขั้นตอนสำหรับการคัดเลือกประชากรที่ดีจากเงื่อนไขที่กำหนดในระบบไปเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์เพื่อให้กำเนิดลูกหลานในรุ่นถัดไป

ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (genetic operation) คือ กรรมวิธีการเปลี่ยนแปลงโครโมโซม ด้วยวิธีการทางสายพันธุ์ เป็นขั้นตอนการสร้างลูกหลานจากต้นกำเนิดสายพันธุ์ ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.2.3

การแทนที่ (replacement) คือ ขั้นตอนการนำลูกหลานที่ได้จากต้นกำเนิดสายพันธุ์ไปแทนที่ประชากรเก่าในรุ่นก่อน

หลังจากที่ได้อธิบายกระบวนการที่สำคัญของจินเนติกอัลกอริทึม ต่อไปจะเป็นการอธิบายถึงหลักการทำงานโดยแสดงเป็นภาพรวมวัฏจักรการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม ดังรูปที่ 2.1 ดังนี้



รูปที่ 2.1 วัฏจักรการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม

จากรูปที่ 2.1 รายละเอียดต่างๆ ขององค์ประกอบวัฏจักรการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม อธิบายได้ดังต่อไปนี้

ประชากร (population) ประกอบด้วยกลุ่มของโครโมโซม (chromosome) ซึ่งเป็นตัวแทนของคำตอบในระบบที่ต้องการค้นหา

ต้นกำเนิดสายพันธุ์ (parents) เป็นกลุ่มประชากรที่ถูกคัดเลือกเพื่อให้กำเนิดสายพันธุ์ใหม่ในรุ่นถัดไป เพราะฉะนั้นประชากรกลุ่มนี้จึงเปรียบเสมือนพ่อแม่ ในขณะที่สายพันธุ์ใหม่จะเปรียบเสมือนลูกหลานนั่นเอง

สายพันธุ์ใหม่ (offspring) หรือที่เรียกว่า ลูกหลาน เป็นประชากรกลุ่มใหม่ที่ได้รับการถ่ายทอดสายพันธุ์มาจากพ่อแม่ โดยวิธีปฏิบัติการทางสายพันธุ์ โดยคาดหวังที่จะได้รับสายพันธุ์ที่ดีที่สุดเพื่อถ่ายทอดต่อไป กันในประชากรรุ่นถัดไป (next generation)

ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) เป็นกระบวนการสำหรับการประเมินผลคำตอบของระบบว่าดีหรือไม่ดีแค่ไหน ซึ่งจากแผนรูปที่ 2.1 โครโมโซมที่นำไปประเมินค่าด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะต้องอยู่ในรูปแบบที่ระบบเข้าใจ ซึ่งเรียกว่า รูปแบบฟีโนไทป์ (phenotype) หลังจากการประเมินค่าผลคำตอบของระบบแล้ว (การประเมินค่าคำตอบของระบบขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของงานแต่ละงาน) จะส่งค่าความเหมาะสม (fitness value) เพื่อนำไปใช้เป็นเครื่องมือสำหรับตัดสินใจ

เลือกโครโมโซมที่ดีที่สุดเพื่อใช้สำหรับการสืบสายพันธุ์เป็นลูกหลานต่อไป โดยค่าความเหมาะสมดังกล่าวที่ให้กับโครโมโซมแต่ละตัวจะมีการเปรียบเทียบกันเองในกลุ่มประชากร

2.2.2 ขั้นตอนการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึม

การทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึม แบ่งออกเป็นลำดับขั้นตอนต่างๆ 8 ขั้นตอนดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 สร้างประชากรเริ่มต้น โดยปกติจะใช้การสุ่ม (random)

ขั้นตอนที่ 2 ประเมินค่าโครโมโซมของกลุ่มประชากรทั้งหมด ด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ และเนื่องจากระบบไม่สามารถเข้าใจค่าของโครโมโซม ดังนั้นโครโมโซมจะต้องถูกถอดรหัสให้เป็นรูปแบบฟิโนไทป์ ก่อนที่จะถูกการประเมินด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์

ขั้นตอนที่ 3 ประเมินผลค่าตอบของระบบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ และคำนวณหาค่าความเหมาะสมส่งกลับไปเพื่อใช้ในการคัดเลือกโครโมโซมที่ดีที่สุดสำหรับการสืบสายพันธุ์

ขั้นตอนที่ 4 ใช้ค่าความเหมาะสมที่ได้จากการคำนวณในขั้นตอนที่ 3 เพื่อดำเนินการคัดเลือกโครโมโซมบางกลุ่มมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์

ขั้นตอนที่ 5 นำต้นกำเนิดสายพันธุ์มาทำการสร้างลูกหลาน ด้วยปฏิบัติการทางสายพันธุ์ ซึ่งโดยทั่วไปจะมีอยู่ 2 วิธี คือ การทำครอสโอเวอร์ (crossover) และการทำมิวเทชัน (mutation)

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณค่าความเหมาะสมของโครโมโซมลูกหลาน ซึ่งใช้วิธีการเดียวกับขั้นตอนที่ 3

ขั้นตอนที่ 7 โครโมโซมในประชากรเดิมจะถูกแทนที่ด้วยลูกหลานที่ได้จากขั้นตอนที่ 5 ซึ่งประชากรเพียงบางส่วนเท่านั้นที่จะถูกแทนที่ด้วยกลวิธีเฉพาะสำหรับขั้นตอนของการแทนที่โดยใช้ค่าความเหมาะสมในการตัดสินใจ

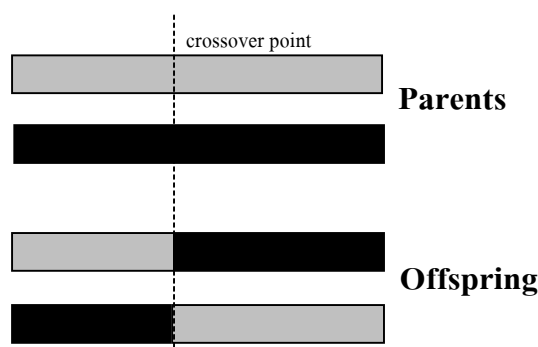
ขั้นตอนที่ 8 เริ่มต้นทำซ้ำจากขั้นตอนที่ 2 ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งได้คำตอบที่ต้องการ

2.2.3 ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (genetic operation) ของเงินเนติกอัลกอริทึม

ปฏิบัติการทางสายพันธุ์เป็นการนำโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์มาทำการเปลี่ยนแปลงเพื่อให้เกิดโครโมโซมใหม่ขึ้นกลายเป็นโครโมโซมลูกหลาน ขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนที่สำคัญอีกขั้นตอนหนึ่งในวัฏจักรการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึมดังรูปที่ 2.1 ซึ่งโดยทั่วไปปฏิบัติการทางสายพันธุ์จะมีอยู่ 2 วิธีหลักๆ ดังต่อไปนี้

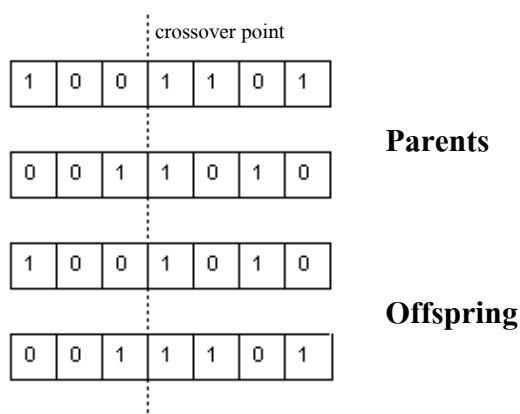
การทำครอสโอเวอร์ (crossover) เป็นกรรมวิธีสำหรับการรวมตัวใหม่ของโครโมโซม (recombination operator) โดยทำการรวมส่วนย่อยระหว่างโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ตั้งแต่สองโครโมโซมขึ้นไปเพื่อให้กลายเป็นโครโมโซมลูกหลาน การทำครอสโอเวอร์ของเงินเนติกอัลกอริทึมมีอยู่หลายแบบด้วยกัน เช่น การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว (single-point crossover), การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด (double-point crossover), การทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุด

(multiple-point crossover) และการทำครอสโอเวอร์แบบสลับที่(shuffle crossover) แต่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว เนื่องจากการทำครอสโอเวอร์ชนิดดังกล่าวให้ผลที่ดีกว่าการทำ ครอสโอเวอร์ชนิดอื่นๆ ดังผลการทดสอบในหัวข้อที่ 2.5 ซึ่งการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว

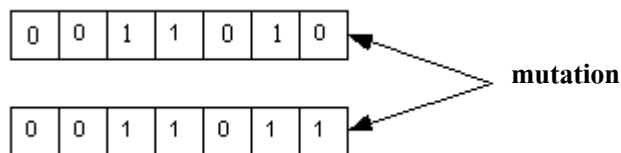
ตามหลักการของจินเนติกอัลกอริทึม ส่วนย่อยของโครโมโซมจะเรียกว่า ยีน ซึ่งในทางปฏิบัติยีนของโครโมโซมก็คือบิตในระบบตัวเลขของคอมพิวเตอร์ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.3 ดังนี้



รูปที่ 2.3 การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวในรูปแบบของบิต

การทำมิวเทชัน (mutation) เป็นวิธีการแปรผันยีนหรือส่วนย่อยของโครโมโซม ดังแสดงในรูปที่ 2.4 การทำมิวเทชันเป็นกระบวนการที่สำคัญอย่างหนึ่งที่ขาดไม่ได้ เพราะหากไม่จัดให้มีมิวเทชันอาจทำให้พลาด โอกาสที่จะค้นพบคำตอบที่ดีที่สุดในวงกว้าง (global solution) ของระบบ ซึ่งตามกระบวนการของจินเนติกอัลกอริทึมไม่ควรหลีกเลี่ยงกระบวนการนี้ ควรจะมีทั้งกระบวนการ

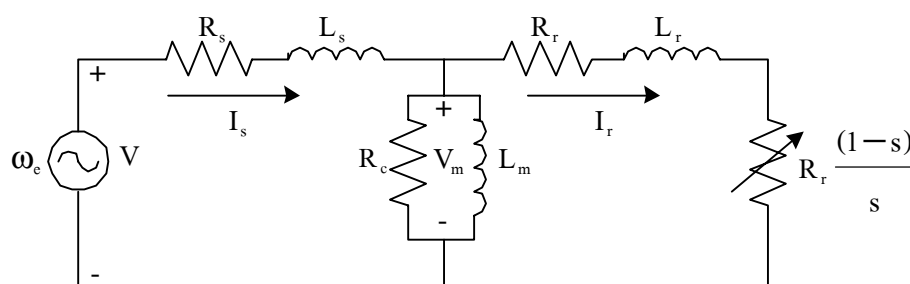
การทำครอสโอเวอร์และการทำมิวเทชันควบคู่กันไปทั้งสองกระบวนการ



รูปที่ 2.4 การทำมิวเทชัน

จากที่นำเสนอทั้งหมดข้างต้นเป็นการกรีนนำหลักการของจินเนติกอัลกอริทึมเบื้องต้นเท่านั้น ซึ่งรายละเอียดของหลักการดังกล่าวเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ก.

2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.5 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มีความหมายดังต่อไปนี้

ω_c = ความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (เรเดียน/วินาที)

V = แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (โวลต์อาร์เอ็มเอส)

R_s = ความต้านทานที่สเตเตอร์ (โอห์ม)

L_s = ความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ (เฮนรี)

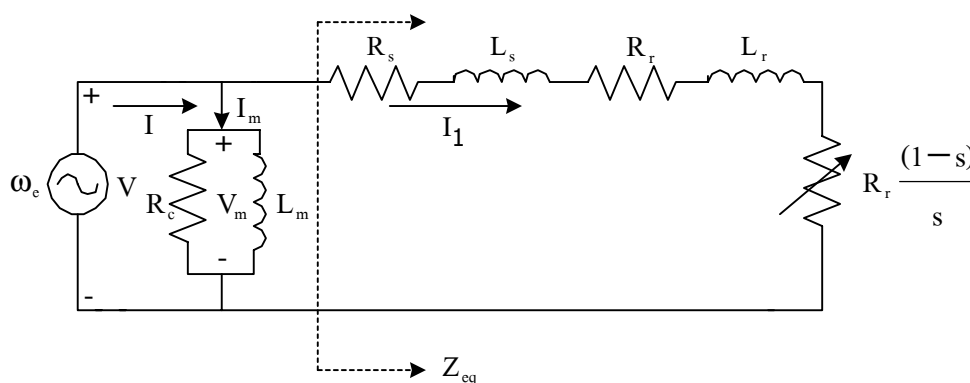
I_s = กระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ (แอมแปร์)

R_r = ความต้านทานที่โรเตอร์ (โอห์ม)

L_r = ความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ (เฮนรี)

- I_r = กระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์ (แอมแปร์)
 R_c = ความต้านทานที่แกนเหล็ก (โอห์ม)
 L_m = ความเหนี่ยวนำที่แกนเหล็ก (เฮนรี่)
 V_m = แรงดันไฟฟ้าที่แกนเหล็ก (โวลต์อาร์เอ็มเอส)
 s = ค่าสลิป

จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 2.5 เมื่อต้องการประมาณวงจรสมมูลให้ได้วงจรสมมูลใหม่เพื่อง่ายต่อการคำนวณสำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจันเนติกอัลกอริทึม วงจรสมมูลดังรูปที่ 2.5 จะเปลี่ยนเป็นวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.6 ถ้ายอมรับข้อสมมุติที่ว่าส่วนของแกนเหล็กมีอิมพีแดนซ์สูงกว่าอิมพีแดนซ์ของสเตเตอร์มาก (Rakosh, 1988) แรงดันตกคร่อมที่สเตเตอร์จึงมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ เพราะฉะนั้นแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมแกนเหล็กจึงมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์ จากเหตุผลทั้งหมดข้างต้นจึงย้ายอิมพีแดนซ์ของแกนเหล็กอยู่ในตำแหน่งดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การประมาณวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 2.6 ค่าอิมพีแดนซ์สมมูลคือ

$$Z_{eq} = (R_s + R_r / s) + j(X_s + X_r) \quad (2-1)$$

เมื่อ

$$X_s = 2\pi f L_s$$

$$X_r = 2\pi f L_r$$

เพราะฉะนั้นขนาดของกระแส I_1 มีค่าเท่ากับ

$$|I_1| = \frac{V}{\sqrt{(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2}} \quad (2-2)$$

เมื่อคำนวณค่ากำลังงานสูญเสียที่ช่องอากาศ (air-gap power loss) จะได้

$$P_{AG} = I_1 \frac{R_r}{s} = V^2 \frac{R_r/s}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2} \quad (2-3)$$

เมื่อทราบค่ากำลังงานสูญเสียที่ช่องอากาศจะได้ค่ากำลังงานสูญเสียที่โรเตอร์ดังนี้

$$P_{RCL} = sP_{AG} \quad (2-4)$$

ค่ากำลังงานที่เปลี่ยนจากกำลังงานทางไฟฟ้าเป็นกำลังงานกล (P_{CONV}) คำนวณได้จาก

$$P_{CONV} = (1-s) P_{AG} \quad (2-5)$$

เมื่อไม่คิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและความฝืด ($P_{F\&W}$) และกำลังงานสูญเสียเนื่องจากโครงสร้างหรือวัสดุของมอเตอร์ (P_{STRAY}) จะคำนวณหาค่ากำลังงานเอาต์พุตของมอเตอร์ (P_{OUT}) ได้จาก $P_{OUT} = P_{CONV}$

จากความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับค่ากำลังงานเอาต์พุตดังสมการที่ (2-6) จะได้สมการของแรงบิดที่อยู่ในพจน์ของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังสมการที่ (2-8) ดังนี้

$$T = \frac{P_{OUT}}{\omega_r} = \frac{P_{CONV}}{\omega_r} \quad (2-6)$$

เมื่อ

$$\omega_r = (1-s) \omega_s \quad (2-7)$$

แทนค่า P_{CONV} และ ω_r จากสมการที่ (2-5) และสมการที่ (2-7) ในสมการที่ (2-6) จะได้

$$T = \frac{P_{CONV}}{\omega_r} = \frac{(1-s) P_{AG}}{(1-s)\omega_s} = \frac{V^2}{\omega_s} \frac{R_r/s}{(R_s + R_r/s)^2 + (X_s + X_r)^2} \quad (2-8)$$

จากสมการที่ (2-7)

ω_r = ความเร็วรอบของโรเตอร์ (เรเดียน/วินาที)

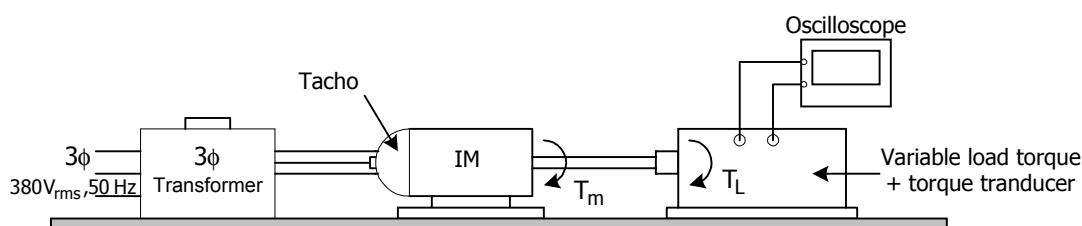
ω_s = ความเร็วเชิงโครนัส (เรเดียน/วินาที)

2.4 วิธีการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจิ้นเนติกอัลกอริทึม

การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจิ้นเนติกอัลกอริทึมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ดำเนินการค้นหาพารามิเตอร์ 4 ค่าคือ ค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์กับค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ มีขั้นตอนที่สำคัญในการดำเนินงาน 2 ขั้นตอน กล่าวคือ การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อเก็บข้อมูลสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ที่ใช้จิ้นเนติกอัลกอริทึม และการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยจิ้นเนติกอัลกอริทึมโดยการใช้ MATLAB Toolbox (Chipperfield, Fleming and Pohlheim, 1994)

2.4.1 การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อเก็บข้อมูลสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์

การทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อนำข้อมูลไปใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยจิ้นเนติกอัลกอริทึมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ จะทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วมอเตอร์ หรือที่เรียกว่า กราฟระหว่างแรงบิดกับความเร็ว (torque-speed curve) เนื่องจากในฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของจิ้นเนติกอัลกอริทึมได้ใช้สมการที่ (2-8) ในการคำนวณค่าความเหมาะสมซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป การจัดอุปกรณ์สำหรับทดสอบมอเตอร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การจัดอุปกรณ์สำหรับทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 2.7 ประกอบด้วย หม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟส มีหน้าที่ปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์ซึ่งปรับแรงดันไฟฟ้าได้ตั้งแต่ 0 - 450 โวลต์อาร์เอ็มเอส

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสาม

เฟสชนิดสลิปริงโรเตอร์ พิกัด 1.5 แรงม้า 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส 2.45 แอมแปร์ 50 เฮิร์ตซ์ 1500 รอบ/นาที ผลิตโดยบริษัท ELWE

เครื่องจักรกลแบบเพนดูลัม (*pendulum machine*) พิกัด 1000 วัตต์ ผลิตโดยบริษัท ELWE ใช้เป็นโหลดให้กับมอเตอร์ ซึ่งต้องใช้ควบคู่กับชุดควบคุมโหลดที่สามารถวัดค่าความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์ที่ต่อพ่วงกับเครื่องจักรกลแบบเพนดูลัมได้

ดิจิทัลออสซิลโลสโคป ใช้สำหรับวัดรูปสัญญาณแรงบิดของมอเตอร์ในขณะที่ทำการทดสอบและเก็บข้อมูลที่ได้จากการทดสอบ สำหรับถ่ายโอนลงพีซี (*personal computer*) เพื่อใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม ดิจิทัลออสซิลโลสโคปที่ใช้ในการบันทึกผลทดสอบเป็นของ YOKOGAWA รุ่น DL1540 มีความละเอียดของข้อมูลขนาด 8 บิต และความถี่สูงสุดคือ 150 เมกกะเฮิร์ตซ์

ขั้นตอนการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อเก็บข้อมูลสำหรับค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ดังรูปที่ 2.7 แบ่งออกเป็น 4 ขั้นตอน ดังต่อไปนี้

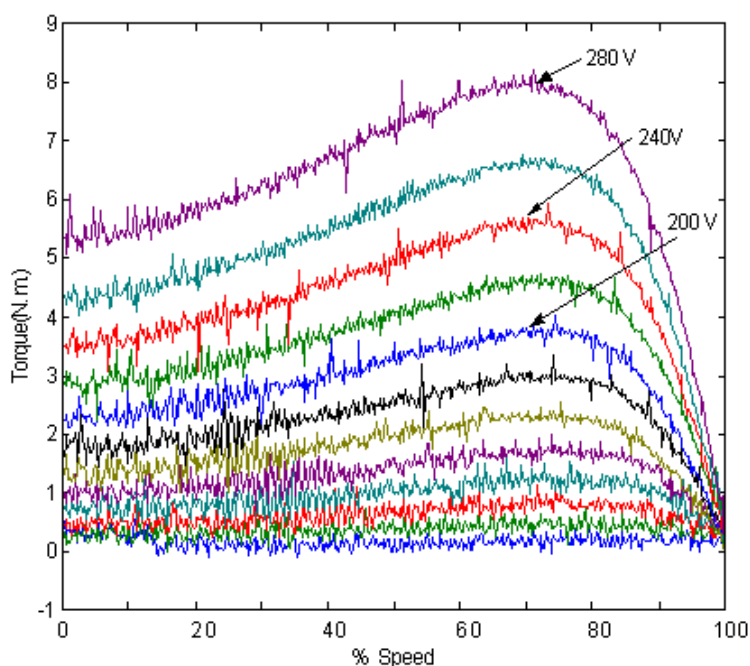
ขั้นตอนที่ 1 จัดเตรียมอุปกรณ์และเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่างๆ ดังรูปที่ 2.7 โดยป้อนแรงดันไฟฟ้า 380 โวลต์อาร์เอ็มเอสผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าสามเฟสเพื่อปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ และต่อดิจิทัลออสซิลโลสโคปกับชุดควบคุมโหลด เพื่อวัดรูปสัญญาณแรงบิดของมอเตอร์

ขั้นตอนที่ 2 ปรับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ โดยในการทดสอบได้กำหนดแรงดันสำหรับการทดสอบทั้งหมด 12 ค่า ซึ่งมีค่าตั้งแต่ 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 280 โวลต์อาร์เอ็มเอส โดยเพิ่มแรงดันครั้งละ 20 โวลต์อาร์เอ็มเอส

ขั้นตอนที่ 3 ปรับตั้งชุดสำหรับควบคุมโหลด ซึ่งงานวิจัยนี้ใช้เครื่องจักรกลแบบเพนดูลัมเป็นโหลดของมอเตอร์ โดยมีชุดควบคุมโหลดสำหรับปรับตั้งค่าโหลดตามความต้องการในการทดสอบ การปรับตั้งชุดควบคุมโหลดได้กำหนดการทำงานของมอเตอร์ให้มีความเร็วรอบตั้งแต่หุยนึ่งและค่อยๆ เริ่มหมุนจนกระทั่งหมุนถึงความเร็วซิงโครนัส การทดสอบดังกล่าวเป็นการทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งเป็นการทดสอบเพื่อหาคุณลักษณะของมอเตอร์ สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม

ขั้นตอนที่ 4 บันทึกรูปสัญญาณและเก็บข้อมูลแรงบิดของมอเตอร์ด้วยดิจิทัลออสซิลโลสโคป ตั้งแต่มอเตอร์หยุดนิ่งจนกระทั่งความเร็วรอบมอเตอร์อยู่ที่ความเร็วซิงโครนัส

จากกระบวนการทดสอบดังกล่าวข้างต้น 4 ขั้นตอนจะได้ผลดังรูปที่ 2.8 ซึ่งสังเกตได้ว่าเมื่อแรงดันมีค่าเพิ่มขึ้นค่าแรงบิดจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย โดยสอดคล้องกับสมการที่ (2-8) ผลการทดสอบดังกล่าวจะนำไปใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 2.8 ผลที่ได้จากการทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว

2.4.2 การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจินเนติกอัลกอริทึม

การหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจินเนติกอัลกอริทึมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้โปรแกรม MATLAB Toolbox โดยมีขั้นตอนของการเขียนโปรแกรม 8 ขั้นตอน ซึ่งขั้นตอนดังกล่าวเป็นขั้นตอนการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึมที่แสดงไว้ในหัวข้อที่ 2.2.2 และก่อนที่จะเริ่มเขียนโปรแกรมในขั้นตอนที่ 1 ควรจะทำการกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับจินเนติกอัลกอริทึมก่อน ซึ่งค่าเริ่มต้นของจินเนติกอัลกอริทึมมีทั้งหมด 4 ค่า ได้แก่ จำนวนประชากรเริ่มต้น, จำนวนรอบการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม, จำนวนค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ทำการค้นหา และร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์ว่าจะเลือกเป็นจำนวนเท่าใดจากประชากรเริ่มต้นที่กำหนด ซึ่งในโปรแกรม MATLAB ได้ใช้ตัวแปรเพื่อบ่งบอกปริมาณค่าเริ่มต้นของจินเนติกอัลกอริทึมดังกล่าว ดังต่อไปนี้

<i>NIND</i>	คือ	จำนวนประชากรเริ่มต้น
<i>MAXGEN</i>	คือ	จำนวนรอบการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม
<i>NVAR</i>	คือ	จำนวนค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ทำการค้นหา
<i>GGAP</i>	คือ	ร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์

การออกแบบโปรแกรม ที่ใช้เงินเนติกอัลกอริทึม ควรทำการเลือกค่า NIND, MAXGEN และ GGAP ให้เหมาะสมกับลักษณะงานที่ใช้ในการค้นหาคำตอบของระบบ ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดลองและเก็บข้อมูลเพื่อเลือกค่าดังกล่าวให้เหมาะสมกับงานที่ต้องการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส วิธีการทดลองและผลของการทดลองเพื่อหาค่าเริ่มต้นของ เงินเนติกอัลกอริทึม ได้นำเสนอรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.5 และเมื่อได้ค่าเริ่มต้นของเงินเนติก อัลกอริทึมที่เหมาะสมแล้ว จะทำการเขียนโปรแกรมขั้นตอนการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึมเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งอาจอธิบายเป็นขั้นตอนดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 สร้างประชากรเริ่มต้นให้กับเงินเนติกอัลกอริทึม โดยใช้คำสั่งของโปรแกรม MATLAB ดังนี้

```
Chrom = crtbp(NIND, LONG)
```

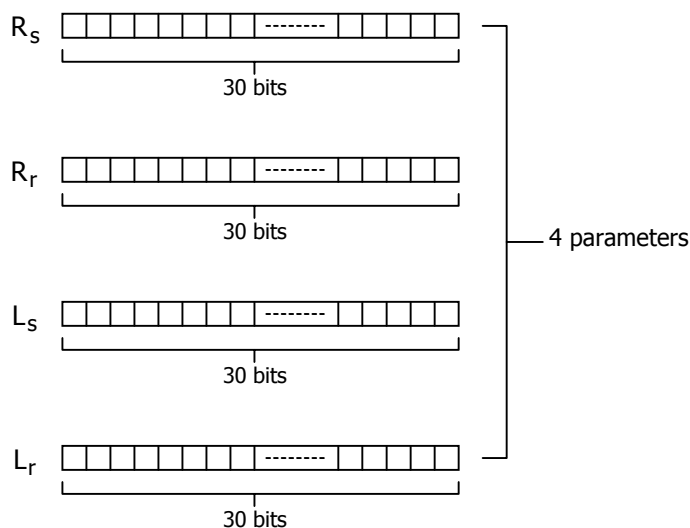
เมื่อ

Chrom = กลุ่มของโครโมโซมเริ่มต้น ส่วนย่อยของโครโมโซม(ยีน) ที่ได้จากคำสั่งนี้จะ เป็นลักษณะบิตเพราะฉะนั้น โครโมโซมที่ได้จะมีลักษณะเป็นไบนารี(binary)ซึ่งจำนวนโครโมโซม จะมีค่าเท่ากับ NIND ตามที่กำหนด

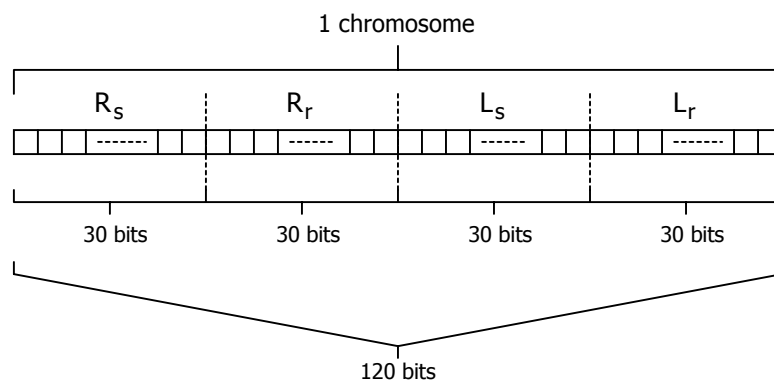
LONG = ความยาวของโครโมโซม ซึ่งแต่ละโครโมโซมจากประชากรเริ่มต้นจะมีความยาวของโครโมโซมเท่ากัน

ความยาวของโครโมโซมขึ้นอยู่กับจำนวนและความละเอียดของพารามิเตอร์เป็นสำคัญ ซึ่งความละเอียดดังกล่าวแล้วแต่ลักษณะของพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหาว่าต้องการความละเอียดเท่าไร และเพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจ จะนำเสนอตัวอย่างการกำหนดความยาวของโครโมโซมที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ในการใช้เงินเนติกอัลกอริทึม เพื่อต้องการค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งหมด 4 ค่า คือ ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์, ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์, ค่าความต้านทานที่โรเตอร์ และค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ สำหรับงานวิจัยนี้ได้กำหนดความละเอียดของพารามิเตอร์แต่ละตัวให้เป็น 30 บิต เนื่องจากต้องการความละเอียดมากในการค้นหาพารามิเตอร์ดังกล่าว ซึ่งจากการอธิบายข้างต้นได้นำเสนอเป็นแผนภาพดังรูปที่ 2.9 และรูปที่ 2.10 โดยรูปที่ 2.9 แสดงการกำหนดค่าความละเอียดให้กับพารามิเตอร์แต่ละค่า ซึ่งพารามิเตอร์ทั้ง 4 ค่าเหล่านี้จะประกอบรวมกันเป็น 1 โครโมโซม เพราะฉะนั้นใน 1 โครโมโซมจึงมีความยาวเป็น 120 บิต ซึ่งดูได้จากรูปที่ 2.10 โดยค่าความยาวของโครโมโซม (LONG) ขึ้นอยู่กับจำนวนพารามิเตอร์และค่าความละเอียดของพารามิเตอร์แต่ละตัวเป็นสำคัญ ตามหลักการของเงินเนติกอัลกอริทึมค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหาของระบบไม่จำเป็นต้องมีค่าความละเอียดเท่ากันก็ได้ แต่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้ค่าความละเอียดของค่าพารามิเตอร์

แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ 30 บิตเท่ากันเพื่อต่อการค้นหา นอกจากนี้ลำดับในการจัดเรียงค่าพารามิเตอร์เป็น 1 โครโมโซมมีความสำคัญมากในการพิจารณา เนื่องจากหลักการของจินเนติกอัลกอริทึมต้องมีการเข้ารหัสและถอดรหัส จากเลขไบนารีเป็นเลขฐานสิบ ซึ่งเรียกว่า ฟีนไทป์ เพื่อ



รูปที่ 2.9 การกำหนดค่าความละเอียดให้กับพารามิเตอร์



รูปที่ 2.10 รายละเอียดค่าความยาวของหนึ่งโครโมโซม

ส่งค่าเข้าไปในส่วนของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ เพื่อประเมินค่าความเหมาะสม เหตุผลที่ต้องถอดรหัสเพื่อเปลี่ยนเลขไบนารีเป็นเลขฐานสิบ เนื่องจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ไม่เข้าใจระบบตัวเลขที่เป็นไบนารีได้ จากเหตุผลข้างต้นลำดับการจัดเรียงค่าพารามิเตอร์จึงมีความสำคัญอย่างยิ่ง ไม่เช่นนั้นค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยจินเนติกอัลกอริทึมจะมีความคลาดเคลื่อนสูง

ขั้นตอนที่ 2 ประเมินค่าโครโมโซมของกลุ่มประชากรทั้งหมดด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ และเนื่องจากระบบไม่สามารถเข้าใจค่าของโครโมโซมที่เป็นไบนารี ดังนั้นโครโมโซมจะต้องถูกถอดรหัสให้เป็นรูปแบบฟิโนไทป์ ก่อนที่จะถูกประเมินด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งในงานวิจัย วิทยานิพนธ์นี้รูปแบบฟิโนไทป์ คือ เลขฐานสิบ ซึ่งการถอดรหัสดังกล่าวจะใช้คำสั่งของโปรแกรม MATLAB ดังนี้

```
Phen = bs2rv(Chrom,FieldD)
```

เมื่อ

Phen = รูปแบบฟิโนไทป์ที่จะถูกประเมินด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์

FieldD = รูปแบบของการกำหนดค่าในการถอดรหัสจากโครโมโซมที่เป็นไบนารีเป็นรูปแบบฟิโนไทป์ที่เป็นเลขฐานสิบ

การกำหนดรูปแบบของ FieldD จะมีโครงสร้างการกำหนดรูปแบบ ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

$$\text{FieldD} = \begin{bmatrix} \text{length} \\ \text{lower limit} \\ \text{upper limit} \\ \text{code} \\ \text{scale} \\ \text{lower bound} \\ \text{upper bound} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

ความสัมพันธ์ (2-9) แสดงการกำหนดโครงสร้างของ FieldD แบบเมตริกซ์ แต่ละอิลิเมนต์มีความหมายและมีกรอบการใช้งานดังต่อไปนี้

- length เป็นโครงสร้างสำหรับกำหนดความยาวในแต่ละโครโมโซม ซึ่งกำหนดจากจำนวนพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหาและความละเอียดของพารามิเตอร์แต่ละตัว การกำหนดโครงสร้างของ length ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์เป็นดังนี้

```
length = [30 30 30 30];
```

จากการกำหนดโครงสร้างของ length ข้างต้น หมายถึง มีค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหาทั้งหมด 4 ตัว ซึ่งแต่ละตัวมีค่าความละเอียดเท่ากับ 30 บิต โดยคอลัมน์แรก คือ พารามิเตอร์ตัวแรกที่ต้องการค้นหา ซึ่งก็คือ ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ คอลัมน์ที่สอง คือ ค่าความต้านทานที่โรเตอร์ คอลัมน์ที่สาม คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ และในคอลัมน์สุดท้าย คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ ลำดับ

การกำหนดโครงสร้างของ length มีความสำคัญดังที่ได้กล่าวถึงไว้แล้วในขั้นตอนที่ 1

- lower limit คือ ขอบเขตของค่าต่ำสุดที่เป็นไปได้ในแต่ละพารามิเตอร์ของระบบที่ต้องการค้นหา ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้กำหนดโครงสร้างของ lower limit ดังนี้

$$\text{lower limit} = [0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

จากการกำหนดโครงสร้างของ lower limit ข้างต้น หมายถึง ขอบเขตของค่าต่ำสุดที่เป็นไปได้ของค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ต้องการค้นหาเป็นศูนย์ทั้งสี่พารามิเตอร์

- upper limit คือ ขอบเขตของค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ในแต่ละพารามิเตอร์ของระบบที่ต้องการค้นหา ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้กำหนดโครงสร้างของ upper limit ดังนี้

$$\text{upper limit} = [30 \ 30 \ 0.1 \ 0.1];$$

จากการกำหนดโครงสร้างของ upper limit ข้างต้น หมายถึง ขอบเขตของค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ของค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และโรเตอร์ คือ 30 โอห์ม และขอบเขตของค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ของค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์และโรเตอร์ คือ 0.1 เฮนรี ซึ่งการกำหนดขอบเขตค่าสูงสุดของพารามิเตอร์ดังกล่าวตั้งต้นมาจากการทดสอบแบบง่ายๆ ที่ใช้ทดสอบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว ซึ่งก็คือ การทดสอบขณะไม่มีโหลด (no-load test) และการทดสอบในขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่ (blocked rotor test) จากการทดสอบดังกล่าวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีค่าความต้านทานที่สเตเตอร์เท่ากับ 6.4333 โอห์ม ค่าความต้านทานที่โรเตอร์เท่ากับ 4.1178 โอห์ม และค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์และโรเตอร์มีค่าเท่ากันคือ 0.0289 เฮนรี จากผลดังกล่าวอาจสังเกตได้ว่า การกำหนดขอบเขตค่าสูงสุดครอบคลุมค่าดังกล่าวที่ได้จากการทดสอบทำให้มั่นใจได้ว่าค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วยจินเนติกอัลกอริทึมจะไม่เกินขอบเขตสูงสุดที่กำหนด

- code เป็นโครงสร้างสำหรับการเข้ารหัสที่ใช้ โดยในโปรแกรม MATLAB ให้เลือกการเข้ารหัสอยู่ 2 แบบด้วยกัน คือ ถ้า code มีค่าเท่ากับศูนย์ หมายถึง การเข้ารหัสแบบไบนารีมาตรฐาน (standard binary) และถ้า code มีค่าเท่ากับหนึ่ง หมายถึง การเข้ารหัสแบบรหัสเกรย์ (Gray code) ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกการเข้ารหัสแบบไบนารีมาตรฐาน

- scale เป็นโครงสร้างสำหรับเลือกเทคนิคการสเกลค่า ในช่วงระหว่างขอบเขตของค่าต่ำสุดที่เป็นไปได้และขอบเขตค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ตามที่อธิบายแล้วข้างต้น ซึ่งในโปรแกรม MATLAB ให้เลือกเทคนิคการสเกลอยู่ 2 แบบ คือ การสเกลเชิงเลขคณิต (arithmetic scaling) โดยกำหนดค่า scale เป็นศูนย์และการสเกลเชิงลอการิทึม (logarithmic scaling) จะกำหนดค่า scale เป็นหนึ่ง ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกเทคนิคการสเกลเชิงเลขคณิต

- lower bound เป็นการกำหนดรูปแบบว่าจะนำค่าขอบเขตต่ำสุด (lower limit) ไปร่วมพิจารณาด้วยหรือไม่ เช่น ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ค่าขอบเขตต่ำสุดของพารามิเตอร์ทั้งสี่ค่า คือ 0

ซึ่งถ้าต้องการพิจารณาค่าตอบที่ค่าดังกล่าวด้วยจะกำหนดค่า lower bound เป็นหนึ่ง แต่ถ้าไม่ต้องการพิจารณาค่าตอบที่ค่าขอบเขตต่ำสุด จะกำหนดค่า lower bound เป็นศูนย์ ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกที่จะพิจารณาค่าตอบที่ค่าขอบเขตต่ำสุดด้วย จึงกำหนดค่า lower bound ให้มีค่าเป็นหนึ่ง

- upper bound ความหมายเช่นเดียวกันกับ lower bound แต่สำหรับ upper bound จะพิจารณาค่าขอบเขตสูงสุดที่เป็นไปได้ (upper limit) แทน

จากการอธิบายโครงสร้างของ FieldD ที่กล่าวทั้งหมดข้างต้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดโครงสร้างของ FieldD ตามความเหมาะสมของงานดังต่อไปนี้

```
FieldD = [ 30 30 30 30 ;
           0 0 0 0 ;
           30 30 0.1 0.1 ;
           0 0 0 0 ;
           0 0 0 0 ;
           1 1 1 1 ;
           1 1 1 1 ];
```

ขั้นตอนที่ 3 ประเมินผลคำตอบของระบบด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ และคำนวณหาค่าความเหมาะสมส่งกลับไปเพื่อใช้ในการคัดเลือกโครโมโซมที่ดีสำหรับการขยายพันธุ์ ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้นำสมการที่(2-8) เป็นฟังก์ชันวัตถุประสงค์โดยให้ชื่อฟังก์ชันของโปรแกรม MATLAB คือ torque_objective ซึ่งจะนำเสนอต่อไปนี้

//โปรแกรม MATLAB ในส่วนฟังก์ชันวัตถุประสงค์ของจินเนติกอัลกอริทึม

//โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 12 ส.ค. 44

```
function error=torque_objective(r1,r2,x1,x2,NIND,clear) //ประกาศฟังก์ชัน
P=4; %Pole of machine //จำนวนโพลของมอเตอร์
f=50; %frequency (Hz) //ความถี่ที่ป้อนให้มอเตอร์
Ns=(120*f)/P; %Synchronous speed (rpm) //ความเร็วซิงโครนัส
Ws=(2*pi*Ns)/60; %rad/sec
w=2*pi*50;
V=60; //แรงดันระหว่างสายที่ป้อน
```

```

rs=r1;                                ให้มอเตอร์
rr=r2;
xs=2*pi*50*x1;
xr=2*pi*50*x2;
s=0.0001:10/500:10;
A=(10*rr./s);
T=((V*V)/Ws).*(A./(((rs+A).^2)+((xs+xr)^2))); //การคำนวณหาค่าแรงบิดของ
%mean square error                       มอเตอร์
e=(fliplr(T)-clean).^2;
e(:,1)=0;
error=sum(e)/500;                         //การคำนวณค่าความคลาด
return                                     เคลื่อนที่เกิดขึ้น

```

จากโปรแกรมฟังก์ชันวัตถุประสงค์ข้างต้น ได้มีการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการประมวลผลโปรแกรมของฟังก์ชันวัตถุประสงค์กับข้อมูลจริงที่ได้จากการทดสอบในหัวข้อที่ 2.4.1 ค่าความคลาดเคลื่อนดังกล่าวเรียกว่า ค่าการประมาณ (objective value) จะนำไปคำนวณค่าความเหมาะสม ซึ่งการคำนวณค่าความเหมาะสมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้คำสั่งโปรแกรม MATLAB โดยใช้วิธีการจัดอันดับ (ranking selection) สำหรับกำหนดค่าความเหมาะสม โดยโปรแกรม MATLAB ที่ใช้เป็นดังนี้

```
FitnV = ranking(error)
```

เมื่อ

```
FitnV = ค่าความเหมาะสมที่ได้จากวิธีการจัดอันดับ
```

```
error = เป็นค่าความคลาดเคลื่อนที่ได้จากการคำนวณในฟังก์ชันวัตถุประสงค์
```

จากที่กล่าวมาข้างต้น นอกจากการหาค่าความเหมาะสมด้วยวิธีการจัดอันดับแล้วยังมีอีกหลายวิธีที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย เช่น วิธีการแบ่งเป็นสัดส่วน (proportionate), วิธีของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann) และวิธีแข่งขัน (tournament) ซึ่งการอธิบายวิธีการต่างๆ ดังกล่าวนี้นี้ดูได้จากบทความในภาคผนวก ก.

ขั้นตอนที่ 4 ใช้ค่าความเหมาะสมที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 เพื่อคัดเลือกโครโมโซมบางกลุ่มมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ ซึ่งการคัดเลือกดังกล่าวในโปรแกรม MATLAB มีให้เลือกอยู่ 2 วิธี คือ วิธีการชักตัวอย่างของวงล้อรูเล็ต (roulette wheel sampling) และวิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการ

เฟ้นสุ่มกรอบจักรวาล (stochastic universal sampling หรือ SUS) โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มกรอบจักรวาล เนื่องจากวิธีการดังกล่าวมีความเหมาะสมกับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งคู่ได้จากผลการทดสอบในหัวข้อที่ 2.5 คำสั่งในโปรแกรม MATLAB สำหรับขั้นตอนนี้ คือ

```
SelCh = select('sus', Chrom, FitnV, GGAP)
```

เมื่อ

SelCh = ต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ได้จากการคัดเลือกเพื่อเตรียมที่จะสร้างลูกหลานด้วยปฏิบัติการทางสายพันธุ์ในขั้นตอนต่อไป

sus = เป็นการกำหนดการใช้วิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มกรอบจักรวาล แต่ถ้าเลือกใช้วิธีการชักตัวอย่างของวงล้อรูเล็ตจะใช้ชื่อว่า rws แทน

```
Chrom = ประชากรเริ่มต้นที่ได้จากขั้นตอนที่ 1
```

```
FitnV = ค่าความเหมาะสมที่ได้จากขั้นตอนที่ 3
```

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์จากประชากรเริ่มต้น(GGAP) มีค่าเท่ากับ 0.6 เนื่องจากค่าดังกล่าวมีค่าเหมาะสมที่สุด ซึ่งได้จากการทดสอบดังที่กล่าวถึงไว้ในหัวข้อที่ 2.5

ขั้นตอนที่ 5 นำต้นกำเนิดสายพันธุ์มาทำการสร้างลูกหลาน ด้วยปฏิบัติการทางสายพันธุ์ ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอนย่อย คือ การทำครอสโอเวอร์กับการทำมิวเทชัน โดยมีคำสั่ง MATLAB สำหรับการทำครอสโอเวอร์ เป็นดังนี้

```
SelCh1 = recomb('xovsp', SelCh, Pc)
```

เมื่อ

```
SelCh1 = โครโมโซมหลังจากการทำครอสโอเวอร์ของต้นกำเนิดสายพันธุ์ SelCh
```

```
xovsp = การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว (single-point crossover)
```

```
Pc = ความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์
```

สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.9 ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมมากที่สุด โดยค่าดังกล่าวได้จากการทดสอบตามที่น่าเสนอไว้ในหัวข้อที่ 2.5 นอกจากนี้การทำครอสโอเวอร์มีได้หลายแบบด้วยกัน เช่น การทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุด (multiple-point crossover), การทำครอสโอเวอร์แบบสม่ำเสมอ(uniform crossover), การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด(double-point crossover) และการทำครอสโอเวอร์แบบสลับที่(shuffle crossover) ซึ่งรายละเอียด ของการทำครอสโอเวอร์แบบต่างๆ อาจดูได้จากภาคผนวก ก. และใน

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว เนื่องจากมีความเหมาะสมกับลักษณะงานมากที่สุด โดยดูได้จากผลการทดสอบในหัวข้อที่ 2.5 หลังจากทำการครอสโอเวอร์แล้วจะทำการมิวเทชันอีกกระบวนการหนึ่ง โดยใช้คำสั่ง MATLAB ดังนี้

$$\text{SelCh2} = \text{mut}(\text{SelCh1}, \text{Pm})$$

เมื่อ

$$\text{SelCh2} = \text{โครโมโซมลูกหลานที่ได้จากปฏิบัติการทางสายพันธุ์ของต้นกำเนิดสายพันธุ์}$$

$$\text{Pm} = \text{ความน่าจะเป็นในการทำมิวเทชัน}$$

เนื่องจากความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ที่ได้จากการทดสอบในหัวข้อที่ 2.5 มีค่าเท่ากับ 0.9 เพราะฉะนั้นความน่าจะเป็นในการทำมิวเทชันจึงมีค่าเท่ากับ 0.01 ตามมาตรฐานที่ได้จากการวิจัยของ K.F.Man และคณะในปี 1996

ขั้นตอนที่ 6 คำนวณค่าความเหมาะสมของโครโมโซมลูกหลานซึ่งจะใช้วิธีการเดียวกับขั้นตอนที่ 3

ขั้นตอนที่ 7 โครโมโซมในประชากรเดิมจะถูกแทนที่ด้วยโครโมโซมลูกหลานที่ได้จากขั้นตอนที่ 5 ซึ่งประชากรเพียงบางส่วนเท่านั้นที่จะถูกแทนที่ด้วยกลวิธีเฉพาะสำหรับขั้นตอนของการแทนที่ โดยใช้ค่าความเหมาะสมในการตัดสินใจ ซึ่งคำสั่งในโปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับขั้นตอนนี้ คือ

$$[\text{Chrom error}] = \text{reins}(\text{Chrom}, \text{SelCh2}, 1, 1, \text{error}, \text{error1})$$

เมื่อ

error = ค่าการประเมิน (objective value) ซึ่งเป็นผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในขั้นตอนที่ 3

error1 = ค่าการประเมิน ซึ่งเป็นผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ในขั้นตอนที่ 6

ขั้นตอนที่ 8 เริ่มต้นทำซ้ำจากขั้นตอนที่ 2 ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งได้คำตอบที่ต้องการ โปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยจินเนติกอัลกอริทึมในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ที่ครอบคลุมการอธิบายดังกล่าวทั้งหมดข้างต้นอาจดูได้จากภาคผนวก ข.

2.5 ผลการทดสอบค่าตัวแปรของจินเนติกอัลกอริทึมที่ใช้ในโปรแกรม MATLAB

จากการอธิบายขั้นตอนการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึมในหัวข้อที่ 2.4.2 มีค่าตัวแปรอยู่

จำนวนหนึ่งที่ต้องอาศัยการทดสอบเพื่อเลือกค่าที่ดีที่สุดสำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งผลจากการทดสอบค่าต่างๆ เหล่านี้เป็นดังต่อไปนี้

2.5.1 การทดสอบเพื่อหาค่าจำนวนประชากรเริ่มต้นที่เหมาะสม

การทดสอบเพื่อหาค่าจำนวนประชากรเริ่มต้น(NIND) ที่เหมาะสมสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่าด้วยกัน คือ NIND = 20, NIND = 40, NIND = 60 และ NIND

ตารางที่ 2.1 ผลการทดสอบเพื่อหาค่าจำนวนประชากรเริ่มต้นที่เหมาะสม

ก) จำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 20 โครโมโซม

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0242	0.0244	0.0193	0.0217	0.0248	0.0229
จำนวนรอบการทำงาน	44	11	3	2	8	13.6

ข) จำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 40 โครโมโซม

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0196	0.0225	0.0215	0.0191	0.0231	0.0212
จำนวนรอบการทำงาน	1	5	3	1	4	2.8

ค) จำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 60 โครโมโซม

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0214	0.0216	0.0234	0.0226	0.0190	0.0216
จำนวนรอบการทำงาน	1	8	2	1	2	2.8

ง) จำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 80 โครโมโซม

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0228	0.0239	0.0177	0.0213	0.0198	0.0211
จำนวนรอบการทำงาน	8	4	1	3	1	3.4

=80 ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 2.1 จากผลการทดสอบสังเกตได้ว่าค่าจำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 40 โครโมโซมและจำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 60 โครโมโซม มีจำนวน

รอบการทำงานเท่ากัน ซึ่งมีค่าน้อยกว่าจำนวนประชากรเริ่มต้นค่าอื่นๆ แต่ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุดของจำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 40 โครโมโซมมีค่าน้อยกว่าจำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 60 โครโมโซม เพราะฉะนั้นแสดงว่าค่าจำนวนประชากรเริ่มต้นเท่ากับ 40 โครโมโซมมีความเหมาะสมมากที่สุดเพื่อใช้กับงานวิจัยนี้ เมื่อเปรียบเทียบกับประชากรเริ่มต้นค่าอื่นๆ สำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม

2.5.2 การทดสอบเพื่อหาวิธีการคัดเลือกที่เหมาะสม

การทดสอบเพื่อหาวิธีการคัดเลือกที่เหมาะสมสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการทดสอบอยู่ 2 วิธีด้วยกัน คือ วิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มครอบจักรวาล และวิธีการชักตัวอย่างของวงล้อรูเล็ต ซึ่งผลการทดสอบหาวิธีการคัดเลือกดังกล่าวแสดงไว้ในตารางที่ 2.2 จากการทดสอบสังเกตได้ว่าการคัดเลือกด้วยวิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มครอบจักรวาล มีจำนวนรอบการทำงานและค่าความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าวิธีการชักตัวอย่างของวงล้อรูเล็ต เพราะฉะนั้นการคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์ของจินเนติกอัลกอริทึมด้วยวิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มครอบจักรวาล จึงเป็นวิธีที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

ตารางที่ 2.2 ผลการทดสอบเพื่อหาวิธีการคัดเลือกที่เหมาะสม

ก) วิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มครอบจักรวาล

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0204	0.0217	0.0168	0.0185	0.0243	0.0203
จำนวนรอบการทำงาน	2	2	1	10	1	3.2

ข) วิธีการชักตัวอย่างของวงล้อรูเล็ต

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0247	0.0237	0.0195	0.0181	0.0219	0.0216
จำนวนรอบการทำงาน	2	3	3	4	6	3.6

2.5.3 การทดสอบเพื่อหาชนิดของการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม

การทดสอบเพื่อหาชนิดของการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสมได้ทำการทดสอบทั้งหมด 4 ชนิดด้วยกัน คือ การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว, การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด, การทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุด และการทำครอสโอเวอร์แบบสลับที่ ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงดัง

ตารางที่ 2.3 จากผลการทดสอบสังเกตได้ว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวใช้จำนวนรอบการทำงานน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ ในขณะที่ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าไม่แตกต่างกันมากนักกับการทำครอสโอเวอร์ชนิดอื่นๆ เพราะฉะนั้นการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวจึงเหมาะสมสำหรับใช้กับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

ตารางที่ 2.3 ผลการทดสอบเพื่อหาชนิดของการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม

ก) การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0214	0.0241	0.0183	0.0237	0.0194	0.0214
จำนวนรอบการทำงาน	4	1	1	3	2	2.2

ข) การทำครอสโอเวอร์แบบสองจุด

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0198	0.0234	0.0204	0.0167	0.0171	0.0195
จำนวนรอบการทำงาน	5	12	5	3	7	6.4

ค) การทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุด

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0207	0.0217	0.0243	0.0201	0.0221	0.0218
จำนวนรอบการทำงาน	4	12	13	8	25	12.4

ง) การทำครอสโอเวอร์แบบสลับที่

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0225	0.0238	0.0229	0.0245	0.0210	0.0229
จำนวนรอบการทำงาน	4	1	9	61	6	16.2

2.5.4 การทดสอบเพื่อหาร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์ที่เหมาะสม

การทดสอบเพื่อหาร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์จากประชากรเริ่มต้น(GGAP)ที่เหมาะสม สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการทดสอบทั้งหมด 4 ค่าด้วยกัน คือ GGAP = 0.5, GGAP = 0.6, GGAP = 0.7 และ GGAP = 0.8 ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 2.4 จากผลการทดสอบสังเกตได้ว่าร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์จากประชากรเริ่มต้นที่มีค่าเท่ากับ 0.6 มีจำนวน

รอบการทำงานและค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด เพราะฉะนั้นร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์ที่มีค่าเท่ากับ 0.6 จึงเป็นค่าที่เหมาะสมสำหรับใช้กับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีอื่นๆ

ตารางที่ 2.4 ผลการทดสอบเพื่อหาร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์ที่เหมาะสม

ก) ร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์เท่ากับ 0.5

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0196	0.0245	0.0206	0.0195	0.0220	0.0212
จำนวนรอบการทำงาน	10	3	3	6	3	5

ข) ร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์เท่ากับ 0.6

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0204	0.0217	0.0168	0.0185	0.0243	0.0203
จำนวนรอบการทำงาน	2	2	1	10	1	3.2

ค) ร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์เท่ากับ 0.7

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0217	0.0228	0.0174	0.0246	0.025	0.0223
จำนวนรอบการทำงาน	2	19	1	6	1	5.8

ง) ร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์เท่ากับ 0.8

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0216	0.0234	0.0202	0.0201	0.0195	0.0210
จำนวนรอบการทำงาน	3	4	2	3	7	3.8

2.5.5 การทดสอบเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม

การทดสอบเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม ได้ทดสอบทั้งหมด 4 ค่า คือ 0.6, 0.7, 0.8 และ 0.9 ตามลำดับซึ่งผลการทดสอบได้แสดงไว้ในตารางที่ 2.5

ตารางที่ 2.5 ผลการทดสอบเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ที่เหมาะสม

ก) ความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.6

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0171	0.0242	0.0198	0.0250	0.0208	0.0214
จำนวนรอบการทำงาน	2	11	1	69	1	16.8

ข) ความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.7

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0242	0.0209	0.0178	0.0245	0.0216	0.0218
จำนวนรอบการทำงาน	6	4	5	9	4	5.6

ค) ความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.8

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0218	0.0184	0.0180	0.0216	0.0180	0.0196
จำนวนรอบการทำงาน	2	10	8	22	5	9.4

ง) ความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.9

ค่าที่ทดสอบ/ครั้งที่	ครั้งที่1	ครั้งที่2	ครั้งที่3	ครั้งที่4	ครั้งที่5	ค่าเฉลี่ย
ค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด	0.0177	0.0210	0.0181	0.0216	0.0219	0.0201
จำนวนรอบการทำงาน	3	6	2	3	1	3

จากผลการทดสอบข้างต้นสังเกตได้ว่าค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.9 มีจำนวนรอบการทำงานน้อยที่สุด ในขณะที่ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าแตกต่างกันไม่มากนักเมื่อเทียบกับค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์ค่าอื่นๆ เพราะฉะนั้นจึงเลือกค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์เท่ากับ 0.9 สำหรับใช้กับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้

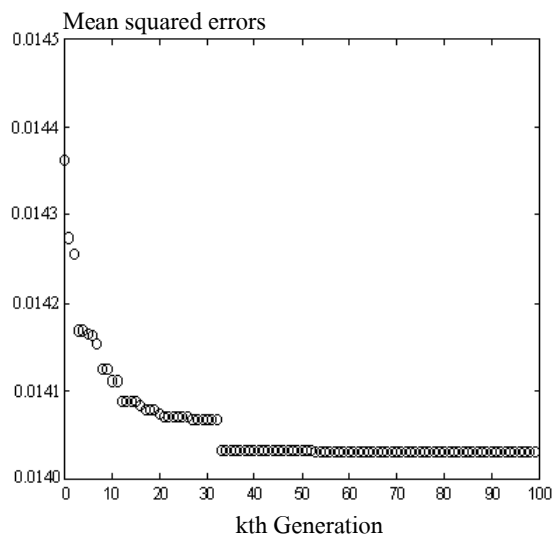
2.6 ผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและอภิปราย

จากผลการทดสอบค่าตัวแปรของจิ้นเนติกอัลกอริทึมที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ในหัวข้อที่ 2.5 ทำให้ได้ค่าต่างๆ เพื่อการใช้ประโยชน์ในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แสดงดังตารางที่ 2.6 ดังนี้

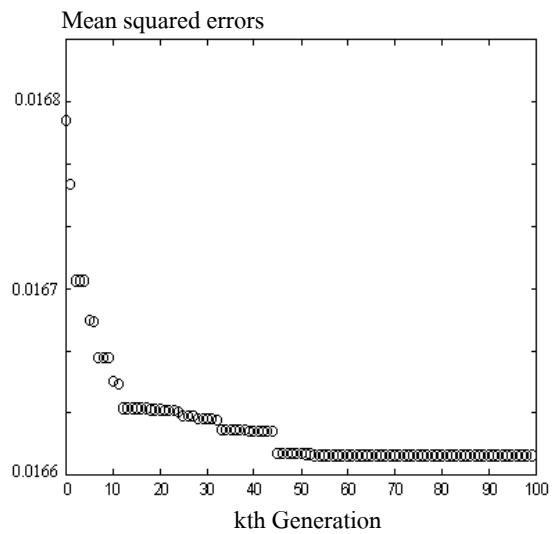
ตารางที่ 2.6 ค่าตัวแปรของเงินเนติกอัลกอริทึมที่ใช้ในโปรแกรม MATLAB สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์

ตัวแปรของเงินเนติกอัลกอริทึมในโปรแกรม MATLAB	ค่าของตัวแปรเงินเนติกอัลกอริทึมที่ได้จากการทดสอบ
ค่าจำนวนประชากรเริ่มต้น (NIND)	40
วิธีการคัดเลือกสายพันธุ์	วิธีการชักตัวอย่างของกระบวนการเฟ้นสุ่มครอบจักรวาล (SUS)
ชนิดของการทำครอสโอเวอร์	การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว (single-point crossover)
ร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์(GGAP)	0.6
ค่าความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์	0.9
ค่าความน่าจะเป็นในการทำมิวเทชัน	0.01
จำนวนรอบสูงสุดในการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึม (MAXGEN)	3000

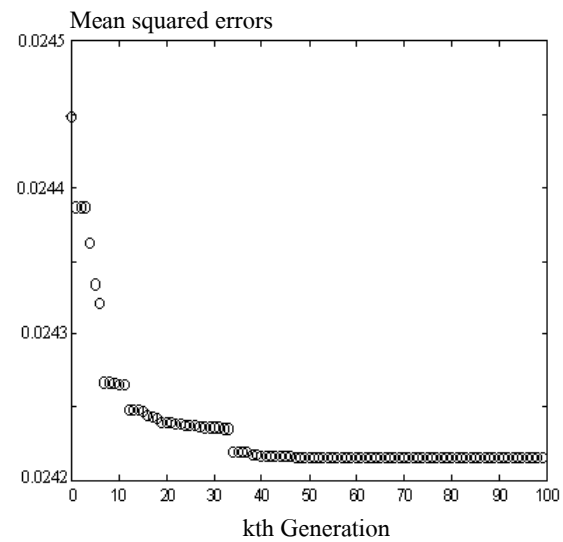
จากตารางที่ 2.6 จำนวนรอบสูงสุดในการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึมที่มีค่าเท่ากับ 3000 รอบ เนื่องจากในช่วงระหว่างการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม ดังโปรแกรมที่แสดงในภาคผนวก ข. ได้มีการสังเกตแนวโน้มของค่าที่ได้จากการค้นหาตลอดเวลา ซึ่งพบว่าเมื่อจำนวนรอบการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึม อยู่ในช่วงระหว่าง 2500 รอบ ถึง 3000 รอบ ค่าคำตอบที่ได้ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งหมายถึงคำตอบที่ได้ในขณะนั้นเป็นคำตอบที่ดีที่สุดแล้วในการค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ด้วยเหตุนี้จึงกำหนดค่าจำนวนรอบสูงสุดในการทำงานของเงินเนติกอัลกอริทึมไว้ที่ 3000 รอบ นอกจากนี้ได้ทำการตรวจสอบการลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อนในการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม ซึ่งผลการลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อนจากการทดสอบแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 โดยจากรูปดังกล่าวทำให้มั่นใจได้ว่าวิธีการของเงินเนติกอัลกอริทึมมีแนวโน้มในการลู่เข้าหาคำตอบที่ดีที่สุดในงานจริง ซึ่งจากผลดังกล่าวจึงทำการค้นหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยเงินเนติกอัลกอริทึมดังโปรแกรม MATLAB ในภาคผนวก ข. โดยผลที่ได้จากการค้นหาแสดงไว้ดังตารางที่ 2.7 ซึ่งจากผลดังกล่าวสังเกตได้ว่าค่าพารามิเตอร์ทั้งสิ้นที่ได้จากการทดสอบในแต่ละอินพุตมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วในความเป็นจริงค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะมีค่าไม่คงที่ โดยเฉพาะค่าความต้านทานที่สเตอร์และโรเตอร์จะมีค่ามากขึ้นเมื่ออุณหภูมิมีค่าสูงขึ้น (Gilberto,



ก) การลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อทดสอบที่อินพุต 100 โวลต์อาร์เอ็มเอส



ข) การลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อทดสอบที่อินพุต 160 โวลต์อาร์เอ็มเอส



ค) การลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อทดสอบที่อินพุต 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส

รูปที่ 2.11 ผลการลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อนเมื่อทดสอบที่อินพุตต่างๆ

ตารางที่ 2.7 ผลจากการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม

อินพุต (โวลต์อาร์เอ็ม เอส)	ค่าความ คลาดเคลื่อน	ค่าความต้าน ทานที่สเตเตอร์ (โอห์ม)	ค่าความต้าน ทานที่โรเตอร์ (โอห์ม)	ค่าความ เหนี่ยวนำ ที่สเตเตอร์ (เฮนรี่)	ค่าความ เหนี่ยวนำ ที่โรเตอร์ (เฮนรี่)
60	0.013490	14.8863	4.7375	0.0428	0.0441
80	0.013574	13.6537	5.4057	0.0309	0.0405
100	0.014043	14.8182	5.4533	0.0248	0.0359
120	0.019564	12.2278	5.4260	0.0309	0.0350
140	0.018883	11.4050	6.1207	0.0396	0.0317
160	0.016142	9.7448	6.9012	0.0361	0.0417
180	0.018771	10.1102	6.4891	0.0356	0.0357
200	0.014603	9.1223	6.9571	0.0323	0.0422
220	0.020532	11.0193	6.1219	0.0328	0.0298
240	0.017027	10.6768	6.5862	0.0250	0.0389
260	0.013403	8.0765	6.9321	0.0393	0.0329
280	0.022031	8.6603	6.6382	0.0402	0.0265

Bimal, John, Ronald, and Jeffrey, 1992) แต่ในงานวิจัยส่วนใหญ่ทั้งอดีตและปัจจุบัน มักกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีค่าคงที่ตลอดย่านการทำงาน ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นหาได้จากการทดสอบขณะไม่มีโหลด (no-load test) และการทดสอบขณะยึดโรเตอร์อยู่กับที่ (blocked rotor test) (Abrahamsen, Blaabjerg, Pedersen, and Thogersen, 2000) แต่เนื่องจากการวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้หลักการวิเคราะห์ค่ากำลังงานสูญเสียจากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลจะมีอิทธิพลมากต่อการคำนวณค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น แนวทางหนึ่งในการพิจารณาอาจถือว่าผลกระทบจากความไม่เชิงเส้นต่างๆ เช่น จากวัสดุความร้อน เป็นต้น ปรากฏโดยรวมกับพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่สัมพันธ์กับแรงดันอินพุต จึงสามารถพิจารณาได้ว่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์มีค่าไม่คงที่ และปรากฏเป็นฟังก์ชันของแรงดันอาร์เอ็มเอสที่ป้อนมอเตอร์ (แรงดันอินพุตที่สเตเตอร์) ซึ่งงานวิจัยนี้ได้อาศัยฟังก์ชันพหุนามอธิบายความสัมพันธ์ดังกล่าว ในขั้นต้นได้ทดลองใช้ความสัมพันธ์แบบเส้นตรงอธิบายข้อมูลตามตารางที่ 2.7 เมื่อใช้ MATLAB คำนวณในวิธีการถดถอยเชิงเส้น ได้ผลเป็นความสัมพันธ์ (2-10) ถึง (2-13)

เมื่อ V ในสมการแทนแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์

$$R_s = -0.028006 \times V + 15.961169 \quad (2-10)$$

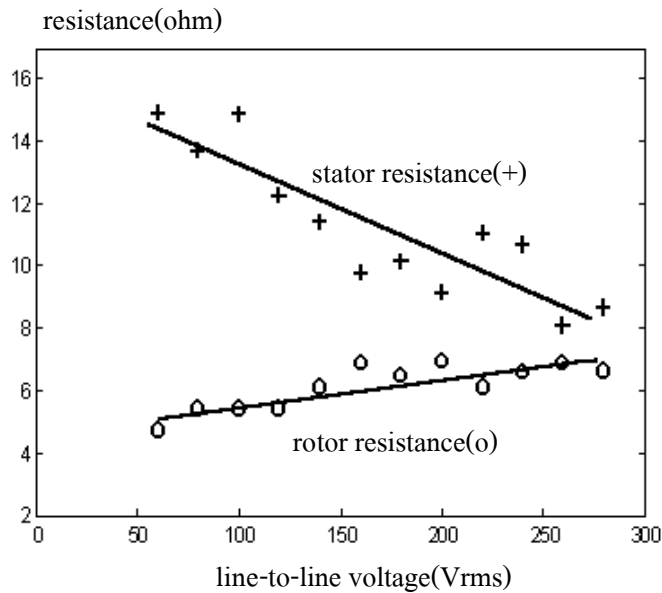
$$R_r = 0.008418 \times V + 4.716302 \quad (2-11)$$

$$L_s = 6.292346 e^{-6} \times V + 0.033130 \quad (2-12)$$

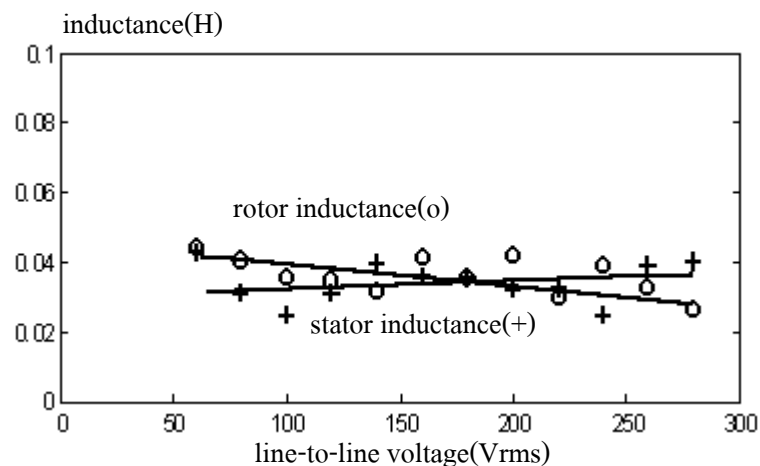
$$L_r = -4.222108 e^{-5} \times V + 0.043419 \quad (2-13)$$

จากสมการที่ (2-10) และ สมการที่ (2-11) เมื่อนำไปเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานที่สเตเตอร์กับค่าความต้านทานที่โรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ จะได้ดังรูปที่ 2.12 ซึ่งสังเกตได้ว่าค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และโรเตอร์มีค่าไม่คงที่ โดยแปรเปลี่ยนไปตามแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ และจากสมการที่ (2-12) และสมการที่ (2-13) เมื่อนำไปเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์กับ โรเตอร์เทียบกับค่าแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ จะได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งสังเกตได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์และโรเตอร์มีค่าไม่คงที่ โดยแปรเปลี่ยนไปตามแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ และเพื่อเป็นการตรวจสอบความสอดคล้องกันของผลที่ได้จากการทดสอบมอเตอร์กับแบบจำลองดังสมการ (2-10) ถึง (2-13) จึงได้วาดกราฟทั้งสองกลุ่มเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 2.14 ซึ่งสังเกตได้ว่าที่แรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ต่ำๆ ประมาณ 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 240 โวลต์อาร์เอ็มเอส ให้ผลเป็นที่น่าพอใจ คือ เส้นกราฟที่ได้จากแบบจำลองซ้อนทับกับเส้นกราฟที่ได้จากการทดสอบจริง แต่สำหรับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ที่ค่า 260 โวลต์อาร์เอ็มเอสและ 280 โวลต์อาร์เอ็มเอสนั้น ปรากฏความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างพอสมควร แสดงว่าสมการความสัมพันธ์แบบเส้นตรงยังไม่อาจแทนข้อมูลพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้ดีเท่าใดนัก จึงได้ทดลองใช้ความสัมพันธ์แบบสปลายน์กำลังสาม (cubic spline) มาอธิบายข้อมูลที่มีอยู่ โดยพึ่งพาการคำนวณจากคำสั่งของ MATLAB และนำผลที่คำนวณได้จากสปลายน์กำลังสามนี้วาดกราฟ ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 ตามลำดับ แต่เนื่องจากสปลายน์กำลังสามให้ผลเป็นชุดของสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์เป็นจำนวนมาก จึงมิได้แสดงรายละเอียดสัมประสิทธิ์เหล่านั้น เพราะในการใช้งานควบคุมเวลาจริงที่จะดำเนินการต่อไป สามารถใช้เทคนิคการคำนวณล่วงหน้า (offline calculation) เพื่อสร้างค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่จะใช้และใช้เทคนิคการค้นหาข้อมูลจากตารางเข้าช่วย ก็จะเกิดประสิทธิผลในการทำงานเป็นอย่างดี จากกราฟที่แสดงในรูปที่ 2.15 และรูปที่

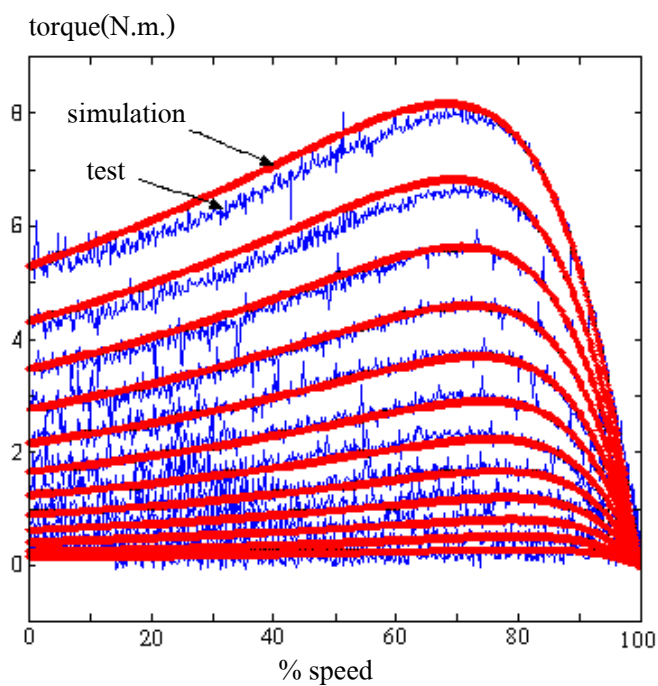
2.16 อาจสังเกตได้ว่าค่าพารามิเตอร์ทั้งสี่เมื่อเทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ น่าจะมีความถูกต้องเหมาะสมกว่าวิธีการที่กำหนดให้ความสัมพันธ์ดังกล่าวเป็นแบบเชิงเส้น ดังนั้นเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ทั้งสี่ของมอเตอร์กับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ จึงทำ



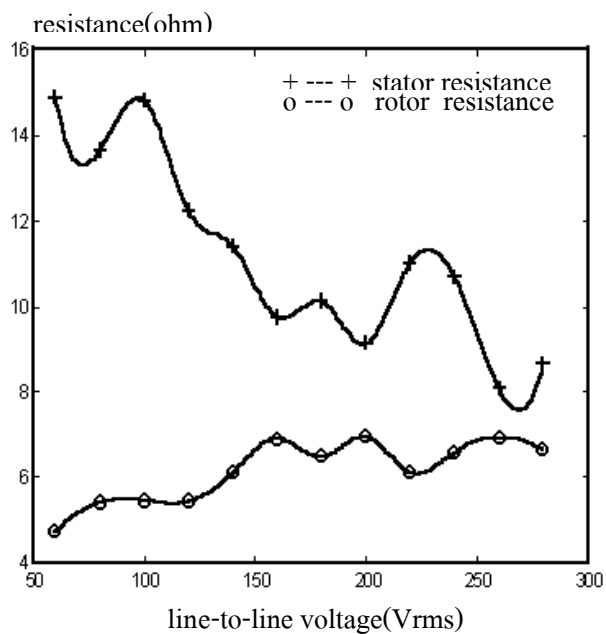
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์แบบเส้นตรงระหว่างค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ และ โรเตอร์เทียบกับค่าแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์



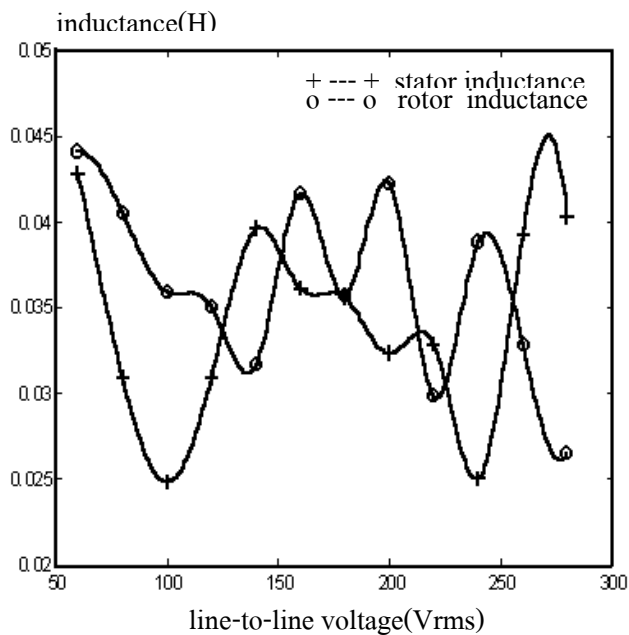
รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์แบบเส้นตรงระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ และ โรเตอร์เทียบกับค่าแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์



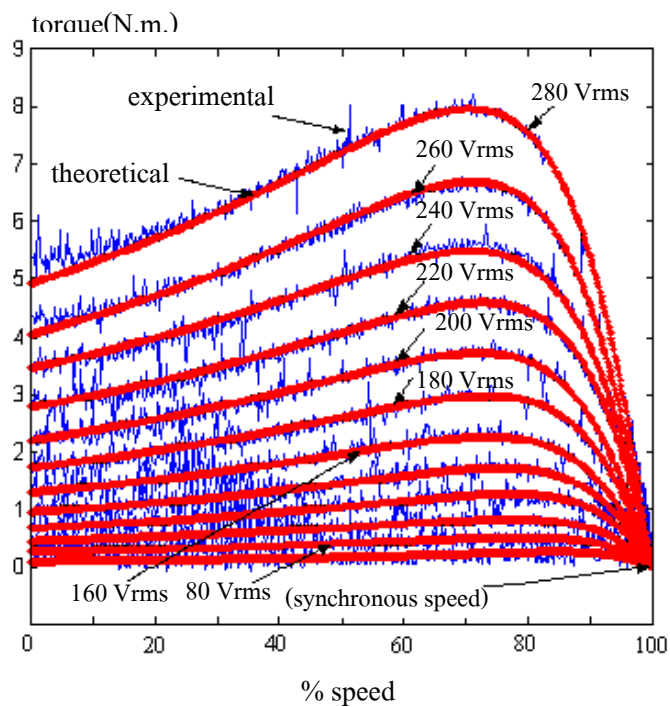
รูปที่ 2.14 ผลจากการจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเทียบกับผลการทดสอบจริง (ความสัมพันธ์ในพารามิเตอร์เป็นแบบเส้นตรง)



รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์แบบสเปลาซน์กำลังสามระหว่างค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ และโรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์แบบสลายน้กำลังสามระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ และโรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์



รูปที่ 2.17 ผลจากการจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเทียบกับผลการทดสอบจริง (ความสัมพันธ์ในพารามิเตอร์เป็นแบบสลายน้กำลังสาม)

การประมวลผลโปรแกรมแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเทียบกับผลการทดสอบจริง โดยพารามิเตอร์ทั้งสี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาศัยความสัมพันธ์ดังรูปที่ 2.15 และรูปที่ 2.16 จากการประมวลผลโปรแกรมแบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 2.17 อาจสังเกตได้ว่าเส้นกราฟที่ได้จากการประมวลผลโปรแกรมซ้อนทับกับเส้นกราฟที่ได้จากการทดสอบจริง ซึ่งเป็นที่น่าพอใจมากกว่าผลที่ได้จากวิธีการประมาณด้วยสมการเส้นตรง เพราะฉะนั้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงได้เลือกใช้วิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ ด้วยสปลายนกำลังสามในลักษณะที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์

2.7 สรุป

จากที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้น ได้นำเสนอถึงวิธีการและหลักการของจินเนติกอัลกอริทึมสำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งผลของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีค่าไม่คงที่ตลอดช่วงแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ตั้งแต่ 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 280 โวลต์อาร์เอ็มเอส ด้วยเหตุนี้จึงได้หาความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ โดยใช้วิธีการประมาณด้วยสมการเส้นตรง และประมาณด้วยสปลายนกำลังสาม พบว่าการใช้ฟังก์ชันสปลายนกำลังสามให้ผลดี ซึ่งจะได้นำไปใช้เพื่อการคำนวณค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยวิธีอ้างอิงจากวงจรสมมูล ที่จะนำเสนอต่อไปในบทที่ 3 นอกจากนี้จากผลการดำเนินงานทั้งหมดในการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ด้วยจินเนติกอัลกอริทึมให้ผลเป็นที่น่าสนใจอย่างยิ่ง ซึ่งเป็นการยืนยันให้เห็นถึงจุดแข็งของการใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม กับงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมรูปแบบหนึ่ง

บทที่ 3

วิธีการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

3.1 บทนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเป็นเครื่องจักรกลไฟฟ้าชนิดหนึ่งที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในงานอุตสาหกรรม เนื่องจากมอเตอร์ดังกล่าวมีความคงทนต่อสภาวะการใช้งาน ราคาถูกและดูแลรักษาง่าย การใช้งานมอเตอร์ต้องการพลังงานไฟฟ้า ดังนั้นความพยายามในการลดปริมาณพลังงานไฟฟ้าที่ป้อนมอเตอร์ก็จะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อเศรษฐกิจ และการอนุรักษ์ทรัพยากรของชาติ ด้วยเหตุนี้การค้นหาวิธีการเพื่อที่จะลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จึงเป็นประเด็นสำคัญสำหรับงานวิจัยในยุคปัจจุบัน ดังนั้นในบทนี้จึงเสนอวิธีการลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยอาศัยหลักการวิเคราะห์แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อค้นหาพารามิเตอร์ที่เป็นตัวการสำคัญที่ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พร้อมทั้งเสนอแนวทางในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส สำหรับประหยัดพลังงานในสภาวะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ตามสภาวะของโหลดอย่างแท้จริงตลอดระยะเวลาการทำงาน

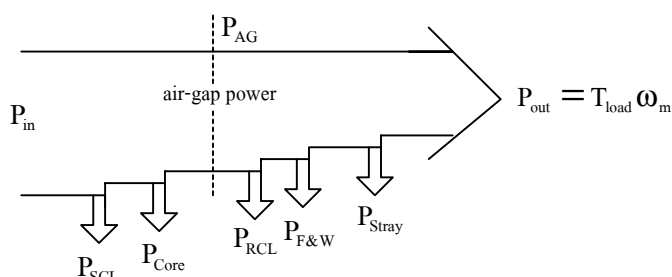
3.2 กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ส่วนใหญ่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะรับกำลังงานไฟฟ้าจากชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส(P_{in}) ที่ประกอบด้วยวงจรเรียงกระแส (rectifier circuit) และวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter circuit) แต่สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เพิ่มวงจรชอปเปอร์ (chopper circuit) แทรกระหว่างวงจรเรียงกระแสกับวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อลดปริมาณฮาร์มอนิกที่ไหลย้อนกลับเข้าสู่สายส่งและเพื่อเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง (power factor) ทางด้านอินพุตให้มีค่าสูงขึ้น (Muhammad, 1998) กำลังงานไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส(P_{out}) ที่ใช้ขับโหลด จะมีค่าน้อยกว่ากำลังงานไฟฟ้าอินพุตที่รับจากอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากเกิดกำลังงานสูญเสียภายในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งกำลังงานสูญเสียดังกล่าวเกิดจากกำลังงานสูญเสียที่สเตเตอร์(stator copper losses), กำลังงานสูญเสียที่โรเตอร์(rotor copper losses), กำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก(core losses), กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงลมและความฝืด(friction and windage losses) และกำลังงานสูญเสียปลิกย่อยอื่นๆ (stray losses) ซึ่งการสูญเสียกำลังไฟฟ้างกล่าวอาจเขียนแสดงด้วยแผนภาพดังรูปที่ 3.1

ปัจจัยต่างๆ ที่ส่งอิทธิพลต่อการสูญเสียทางกำลังไฟฟ้าทั้ง 5 ประเภท มีดังต่อไปนี้

3.2.1 กำลังงานสูญเสียที่สเตเตอร์ (P_{SCL})

กำลังงานสูญเสียชนิดนี้เป็นกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานของขดลวดที่สเตเตอร์ โดยค่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวขึ้นอยู่กับแรงบิดของโหลด, แรงดันไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์, ความถี่ทางด้านสเตเตอร์ และอุณหภูมิ (Kusko and Galler, 1983)



รูปที่ 3.1 การสูญเสียทางกำลังไฟฟ้าที่เกิดกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

3.2.2 กำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก (P_{Core})

กำลังงานสูญเสียในส่วนนี้จะประกอบด้วยกำลังงานสูญเสียจากกระแสไหลวนในแกนเหล็ก (eddy current) และกำลังงานสูญเสียจากฮิสเทอรีซิส (hysteresis losses) (Peter, 1994) ซึ่งค่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวขึ้นอยู่กับวัสดุและวิธีการออกแบบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (Rakosh, 1988) นอกจากนี้กำลังงานสูญเสียชนิดนี้มีค่าขึ้นอยู่กับ แรงดันไฟฟ้าและความถี่ทางด้านสเตเตอร์เป็นสำคัญ (Harit, 1969)

3.2.3 กำลังงานสูญเสียที่โรเตอร์ (P_{RCL})

กำลังงานสูญเสียที่โรเตอร์เป็นกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานของขดลวดที่โรเตอร์ โดยค่ากำลังงานสูญเสียชนิดนี้ขึ้นอยู่กับแรงบิดของโหลด, สลิป (slip) และอุณหภูมิ (Kusko and Galler, 1983)

3.2.4 กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงลมและความฝืด ($P_{F\&W}$)

กำลังงานสูญเสียชนิดนี้เกิดขึ้นโดยธรรมชาติจากแรงต้านของลมขณะที่โรเตอร์หมุน รวมทั้งแรงเสียดทานหรือความฝืดที่จุดต่างๆ ที่มีการใช้บาร์รองเพลลาเชิงกลประมาณได้ว่ามีค่าคงที่ตลอดย่านการทำงานตั้งแต่ช่วงไม่มีโหลดถึงช่วงโหลดเต็มพิกัด (Kueck, 1998) ซึ่งค่าคงที่ดังกล่าวหาได้จาก การทดสอบมอเตอร์ในขณะที่ไม่มีโหลด นอกจากนี้ค่ากำลังงานสูญเสียชนิดนี้มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่ากำลังงานสูญเสียอื่นๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (John, 1992)

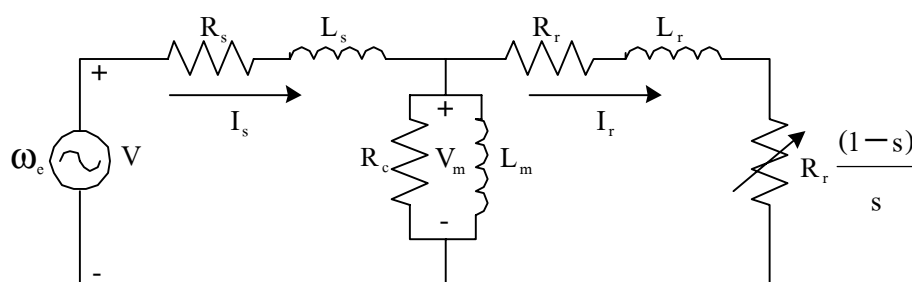
3.2.5 กำลังงานสูญเสียปลีกย่อยอื่นๆ (P_{Stray})

กำลังงานสูญเสียชนิดนี้เกิดจากกำลังงานสูญเสียเนื่องจากสนามแม่เหล็กในร่องของสเตเตอร์ และผลเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว(skin effect)ในลวดตัวนำ ที่เป็นโครงสร้างภายในตัวมอเตอร์ เหนียวนำสามเฟส นอกจากนี้กำลังงานสูญเสียดังกล่าวขึ้นอยู่กับแรงบิดของโหลด, แรงดันไฟฟ้าทาง ด้านสเตเตอร์, ความถี่ทางด้านสเตเตอร์ และอุณหภูมิ (Kusko and Galler, 1983)

3.3 เงื่อนไขสำหรับการประหยัดพลังงาน

วิธีการลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนียวนำสามเฟสในอดีต นักวิจัยต่างประเทศพยายาม ศึกษาและค้นคว้าวิธีการลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์กันอย่างแพร่หลาย ดังเช่น Kusko and Galler (1983) พยายามค้นหาความถี่ทางด้านสเตเตอร์ที่สามารถลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ โดยกำหนด ให้พารามิเตอร์ต่างๆ ของมอเตอร์มีค่าคงที่ตลอดช่วงการทำงาน ซึ่งความจริงนั้นพารามิเตอร์ดังกล่าว อาจเปลี่ยนแปลงตามสภาวะการทำงานของมอเตอร์ นอกจากนี้ Kusko and Galler ได้สมมุติให้ ความถี่ทางด้านสเตเตอร์เท่ากับความถี่ทางด้านโรเตอร์ ซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงในช่วงเริ่มเดิน เครื่องของมอเตอร์เท่านั้นหรือช่วงสลีปมีค่าเท่ากับ 1 ต่อมา Baghzouz and Tan (1989) ได้เสนอ เทคนิคการต่ออิมพีแดนซ์จากภายนอกที่โรเตอร์ โดยวิธีการนี้เหมาะสำหรับมอเตอร์เหนียวนำสาม เฟสชนิดสลีปรังโรเตอร์ ซึ่งวิธีการดังกล่าวเป็นวิธีการที่ซับซ้อนมากและใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีราคาสูง นอกจากนี้วิธีการต่ออิมพีแดนซ์จากภายนอกทำให้เกิดฮาร์มอนิกเพิ่มมากขึ้นในระบบ ในช่วงต่อมา Chen and Yeh (1992) พยายามค้นหาแรงดันและความถี่ทางด้านสเตเตอร์ที่เหมาะสม สำหรับลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ ซึ่งในส่วนของ การคำนวณได้พิจารณาผลจากการอิ่มตัวของ แกนเหล็ก(core saturation), ผลเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว และฮาร์มอนิก ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าว ยุ่งยากมากในการค้นหา ต่อมาเทคนิคการหาค่าฟลักซ์ในช่องอากาศ (air gap flux)ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์มีการเผยแพร่งานวิจัยโดย Kioskeridis and Margaris (1996) จากงานวิจัยที่ปรากฏมาก่อนแล้ว อาจสังเกตได้ว่า วิธีลดกำลังงานสูญเสียที่ปฏิบัติได้ง่ายและให้ผลดี จริงนั้น ควรพึงพาแบบจำลองที่แม่นยำของมอเตอร์เหนียวนำสามเฟส ทั้งนี้พารามิเตอร์ต่างๆ จะต้อง ทราบค่าที่แน่นอน และเป็นที่สังเกตว่า ในงานวิจัยที่ปรากฏมาก่อนแล้วได้สมมุติให้พารามิเตอร์ของ มอเตอร์มีค่าคงที่ ซึ่งตามความเป็นจริงไม่น่าที่จะเป็นเช่นนั้น หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า การสมมุติ ให้มอเตอร์มีพารามิเตอร์คงที่ย่อมส่งผลให้มีความผิดพลาดต่อการลดกำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ เมื่อ เป็นที่ประจักษ์เช่นนี้แล้ว งานวิจัยนี้จึงจะต้องตอบคำถามที่สำคัญให้ได้ว่า พารามิเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงไปของมอเตอร์มีอะไรเป็นปัจจัยส่งผล ที่เมื่อนำปัจจัยเหล่านั้นมาพิจารณาร่วมด้วยแล้วจะเอื้อ ประโยชน์ต่อการลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ได้เป็นอย่างดี

แบบจำลองหรือที่เรียกว่าวงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีประโยชน์มากในการศึกษาพฤติกรรมทางพลวัตของมอเตอร์ และการวินิจฉัยด้านการสูญเสียต่างๆ (Kinnares and Potivejkul, 1998) ด้วยเหตุนี้วิธีการประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงตั้งต้นจากการพิจารณาค่ากำลังสูญเสียในมอเตอร์จากวงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังรูปที่ 3.2 ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรมุมได้จากวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม ที่นำเสนอในบทที่ 2 นอกจากนี้การพิจารณาค่ากำลังสูญเสียในชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เช่น กำลังงานสูญเสียในไดโอด, อุปกรณ์สวิตชิง (switching devices) และขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าน้อยมาก ถ้ามอเตอร์มีพิกัดน้อยกว่า 10 กิโลวัตต์ อาจไม่นำกำลังงานสูญเสียในชุดขับเคลื่อนมาพิจารณาเพื่อลดความซับซ้อนของการดำเนินงาน (Abrahamsen, Blaabjerg, Pedersen and Thogersen, 2000)



รูปที่ 3.2 วงจรมุมของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากวงจรมุมดังรูปที่ 3.2 ความหมายของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรมุมเป็นดังนี้

- ω_c = ความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (เรเดียน/วินาที)
- V = แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (โวลต์อาร์เอ็มเอส)
- R_s = ความต้านทานที่สเตเตอร์ (โอห์ม)
- L_s = ความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ (เฮนรี)
- I_s = กระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ (แอมแปร์)
- R_r = ความต้านทานที่โรเตอร์ (โอห์ม)
- L_r = ความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ (เฮนรี)
- I_r = กระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์ (แอมแปร์)
- R_c = ความต้านทานที่แกนเหล็ก (โอห์ม)

$$\begin{aligned}
 L_m &= \text{ความเหนี่ยวนำที่แกนเหล็ก (เฮนรี่)} \\
 V_m &= \text{แรงดันไฟฟ้าที่แกนเหล็ก (โวลต์อาร์เอ็มเอส)} \\
 s &= \text{ค่าสลิป}
 \end{aligned}$$

การพิจารณาวิธีการลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ส่วนใหญ่สมมติให้กำลังงานสูญเสียเนื่องจากแรงลมและความฝืด ($P_{F\&W}$) มีค่าคงที่ตั้งแต่ไม่มีโหลดถึงโหลดเต็มพิกัด ส่วนกำลังงานสูญเสียในวัสดุของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (P_{Stray}) ก็มีค่าคงที่เช่นกันในสภาวะที่ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสคงที่ที่แรงบิดของโหลดค่าหนึ่ง (Kusko and Galler, 1983) แต่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะไม่พิจารณาถึงกำลังงานสูญเสียทั้งสอง เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์มีขนาดเล็ก (1.5 แรงม้า) ค่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวจึงมีค่าน้อยมาก (Walters, 1998) ด้วยเหตุนี้การวิเคราะห์ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะพิจารณาเฉพาะค่ากำลังงานสูญเสียที่สเตเตอร์, ค่ากำลังงานสูญเสียที่โรเตอร์ และค่ากำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็กเป็นสำคัญ เนื่องจากค่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวมีอิทธิพลมากต่อค่ากำลังงานสูญเสียโดยรวมที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (Fransua and Magureanu, 1984) เพราะฉะนั้นจากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสอาจเขียนความสัมพันธ์เพื่อให้เข้าใจได้ง่ายถึงกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \text{กำลังงานสูญเสียรวมของมอเตอร์} (P_{\text{loss,tot}}) &= \text{กำลังงานสูญเสียที่สเตเตอร์} + \text{กำลังงานสูญเสียที่} \\
 &\quad \text{โรเตอร์} + \text{กำลังงานสูญเสียที่แกนเหล็ก}
 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้นจากวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.2 จะได้ว่า

$$P_{\text{loss,tot}} = |I_s|^2 R_s + |I_r|^2 R_r + \frac{|V_m|^2}{R_c} \quad (3-1)$$

จากสมการที่ (3-1)

$$P_{\text{SCL}} = |I_s|^2 R_s \quad (3-2)$$

$$P_{\text{RCL}} = |I_r|^2 R_r \quad (3-3)$$

$$P_{\text{Core}} = \frac{|V_m|^2}{R_c} \quad (3-4)$$

จากวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.2 กำหนดให้

$$Z_s = R_s + j 2\pi f L_s \quad (3-5)$$

$$Z_r = (R_r / s) + j 2\pi f L_r \quad (3-6)$$

$$Z_m = \frac{R_c j 2\pi f L_m}{R_c + j 2\pi f L_m} \quad (3-7)$$

$$Z_T = Z_s Z_r + Z_s Z_m + Z_r Z_m \quad (3-8)$$

โดยที่

$$s = \frac{N_s - N_m}{N_s} = \left(1 - \frac{N_m}{N_s}\right) \quad (3-9)$$

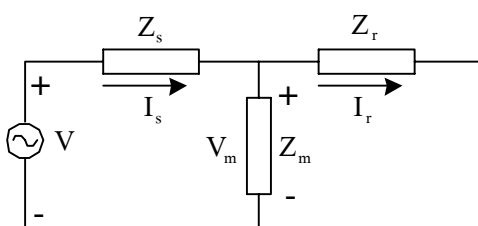
เมื่อ

N_s = ความเร็วซิงโครนัส (รอบ/นาที)

N_m = ความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (รอบ/นาที)

f = ความถี่ทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (เฮิรตซ์)

จากสมการที่ (3-5), สมการที่ (3-6) และสมการที่ (3-7) วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส รูปที่ 3.2 จะเปลี่ยนเป็นดังรูปที่ 3.3 ดังนี้



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่แสดงอิมพีแดนซ์

จากรูปที่ 3.3 จะคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์, กระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์ และค่าแรงดันไฟฟ้าที่แกนเหล็ก โดยที่

Z_s = อิมพีแดนซ์ที่สเตเตอร์ (โอห์ม)

Z_r = อิมพีแดนซ์ที่โรเตอร์ (โอห์ม)

$Z_m =$ อิมพีแดนซ์ที่แกนเหล็ก (โอห์ม)

จากรูปที่ 3.3 กำหนดให้

$$Z = \frac{Z_r Z_m}{Z_r + Z_m} \quad (3-10)$$

จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's laws) จะได้ว่า

$$V = I_s (Z_s + Z)$$

เพราะฉะนั้น

$$I_s = \frac{V}{Z_s + Z} \quad (3-11)$$

แทนค่า Z จากสมการที่ (3-10) ในสมการที่ (3-11) จะได้ว่า

$$I_s = V \left[\frac{Z_r + Z_m}{Z_s Z_r + Z_s Z_m + Z_r Z_m} \right] = V \left[\frac{Z_r + Z_m}{Z_T} \right] \quad (3-12)$$

จากรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาตามหลักการแบ่งกระแส จึงทราบได้ว่า

$$I_r = \frac{Z_m I_s}{Z_r + Z_m} \quad (3-13)$$

แทนค่า I_s จากสมการที่ (3-12) ในสมการที่ (3-13) จะได้ว่า

$$I_r = V \left[\frac{Z_m}{Z_T} \right] \quad (3-14)$$

จากรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาด้วยการแบ่งแรงดันจะทราบว่า

$$V_m = \frac{V Z}{Z_r + Z} = V \left[\frac{Z_r Z_m}{Z_r + Z_m} \right] \left[\frac{Z_r + Z_m}{Z_T} \right] = V \left[\frac{Z_r Z_m}{Z_T} \right] \quad (3-15)$$

นำค่ากระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ที่ได้จากสมการที่ (3-12), กระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์จากสมการที่ (3-14) และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมแกนเหล็กจากสมการที่ (3-15) แทนลงในสมการที่ (3-1) จะได้ว่า

$$P_{\text{loss, tot}} = V^2 \left[\left| \frac{Z_r + Z_m}{Z_T} \right|^2 R_s + \left| \frac{Z_m}{Z_T} \right|^2 R_r + \left| \frac{Z_r Z_m}{Z_T} \right|^2 / R_c \right] \quad (3-16)$$

จากสมการที่(3-16) สังเกตได้ว่าพจน์ที่แฝงอยู่ในสมการประกอบด้วยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรสมมูลและค่าแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์เท่านั้น แต่ไม่ปรากฏพจน์แรงบิดของโหลดและความเร็วรอบของมอเตอร์ ด้วยเหตุนี้จึงพยายามปรับแก้สมการที่ (3-16) ให้ปรากฏพจน์ดังกล่าว เพื่อวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของโหลดและความเร็วรอบของมอเตอร์ กับค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพราะฉะนั้นจึงเริ่มจากการวิเคราะห์สมการแรงบิดของมอเตอร์ที่สัมพันธ์กับกระแสที่โรเตอร์, สลิป และความถี่(Stephen, 1991) ดังสมการที่ (3-17)

$$T = \frac{P_{AG}}{\omega_s} = \frac{I_r^2 R_r / s}{\omega_s} \quad (3-17)$$

เมื่อ

$$P_{AG} = \text{กำลังงานสูญเสียในช่องอากาศ (air-gap power loss)}$$

แทนค่ากระแสไฟฟ้า I_r จากสมการที่ (3-14) ในสมการที่ (3-17) จะได้

$$T = V^2 \left| \frac{Z_m}{Z_T} \right|^2 \frac{R_r}{s \omega_s} \quad (3-18)$$

จากสมการที่ (3-18) จะได้

$$V^2 = T \omega_s \left| \frac{Z_T}{Z_m} \right|^2 \frac{s}{R_r} \quad (3-19)$$

แทนค่า V^2 จากสมการที่ (3-19) ในสมการที่ (3-16) จะได้

$$P_{\text{loss, tot}} = T \omega_s \frac{s}{R_r} \left[\left| \frac{Z_r + Z_m}{Z_m} \right|^2 R_s + R_r + \frac{|Z_r|^2}{R_c} \right] \quad (3-20)$$

จากสมการที่ (3-20)

$$T = \text{แรงบิดของโหลด (นิวตัน-เมตร)}$$

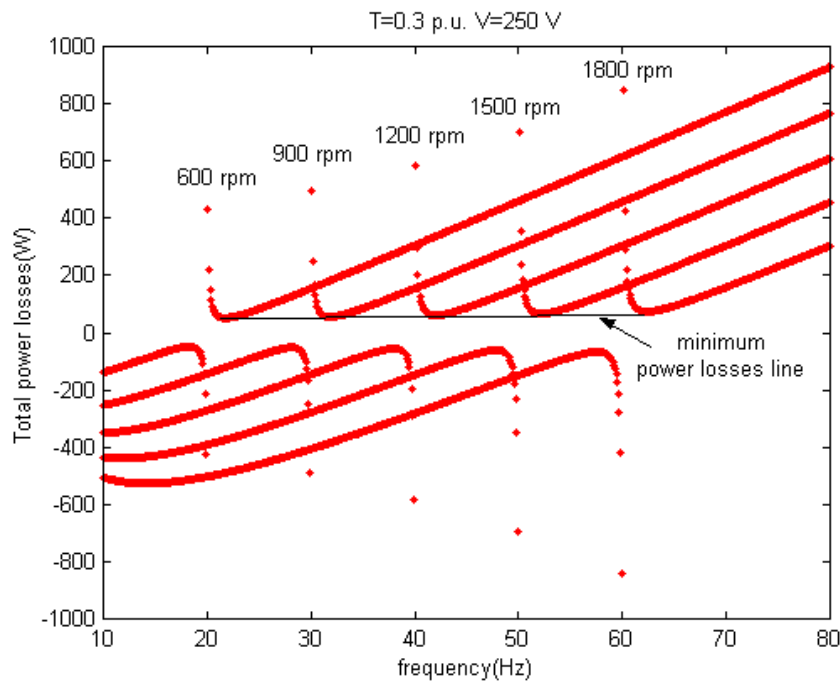
$$\omega_s = \text{ความเร็วเชิงโคโรนัส (เรเดียน/วินาที)}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-20) สังเกตได้ว่าค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสขึ้นอยู่กับค่าแรงบิดของโหลด, ค่าความเร็วเชิงโคโรนัสซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ที่สเตเตอร์เป็น

สำคัญ และค่าสลิปซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วรอบของมอเตอร์ อีกทั้งค่าแรงดันที่สเตเตอร์ซึ่งเป็นที่มาของสมการที่ (3-20) จากความสัมพันธ์ดังกล่าวจะได้ว่า

$$P_{\text{loss,tot}} = f(T, f, N_m, V) \quad (3-21)$$

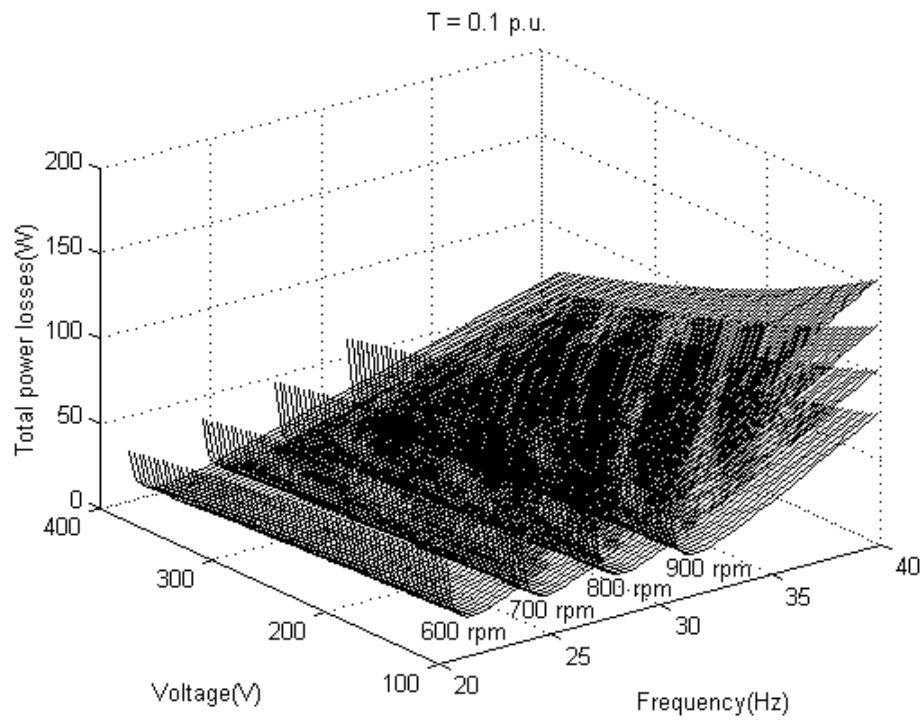
จากสมการที่ (3-21) เมื่อโหลดคงที่ค่าหนึ่ง และที่แรงดันสเตเตอร์กับความเร็วรอบของมอเตอร์ในขณะนั้น สามารถคำนวณหาความถี่ที่เหมาะสมค่าหนึ่งที่ทำให้กำลังงานสูญเสียของมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุดได้ โดยอาศัยการค้นหาค่าความถี่ดังกล่าวซึ่งใช้โปรแกรม MATLAB ดังภาคผนวก จ. และจากผลการประมวลผลโปรแกรมดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 3.4 ซึ่งสังเกตได้ว่าเกิดช่วง



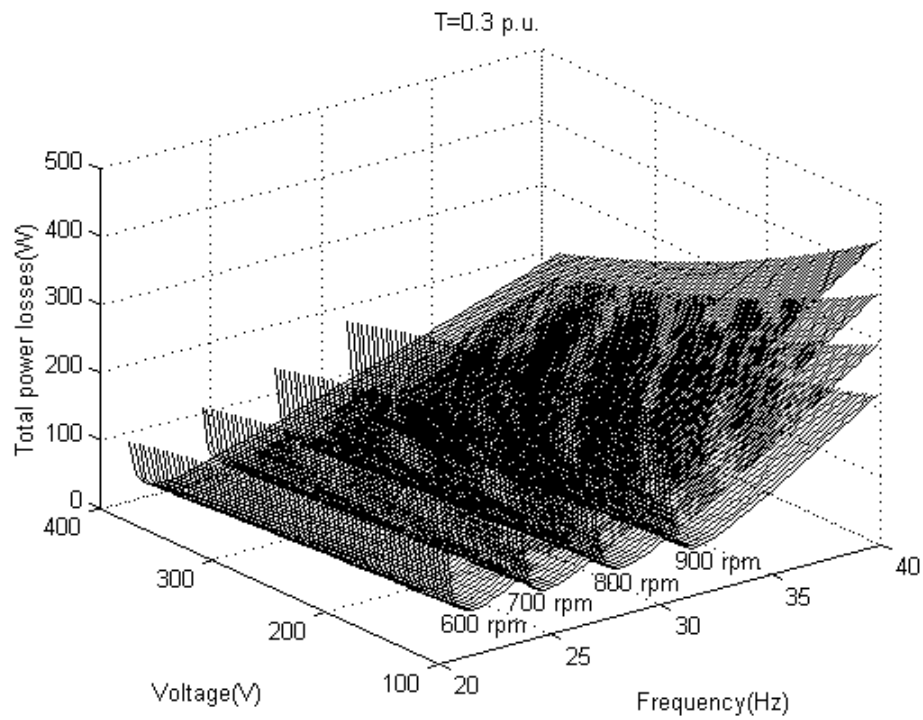
รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานสูญเสียกับความถี่

เป็นลบของค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น มีความหมายว่าการทำงานของเครื่องจักรกลไฟฟ้าในขณะนั้นอยู่ในลักษณะของการให้กำเนิดกำลังงาน เพราะฉะนั้นในการวิเคราะห์หาค่าความถี่สำหรับประหยัดพลังงาน ควรจะพิจารณาในช่วงที่ค่ากำลังงานสูญเสียเป็นบวกเท่านั้น เนื่องจากเครื่องจักรกลที่ใช้ในงานวิจัยทำหน้าที่เป็นมอเตอร์ ไม่ใช่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า และจากสมการที่ (3-20) เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังงานสูญเสีย ความถี่ และแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ ที่ความเร็วรอบต่างๆ โดยให้แรงบิดของโหลดคงที่ ดูได้จากรูปที่ 3.5 ซึ่งสังเกตได้ว่าในสถานะที่แรงบิดคงที่

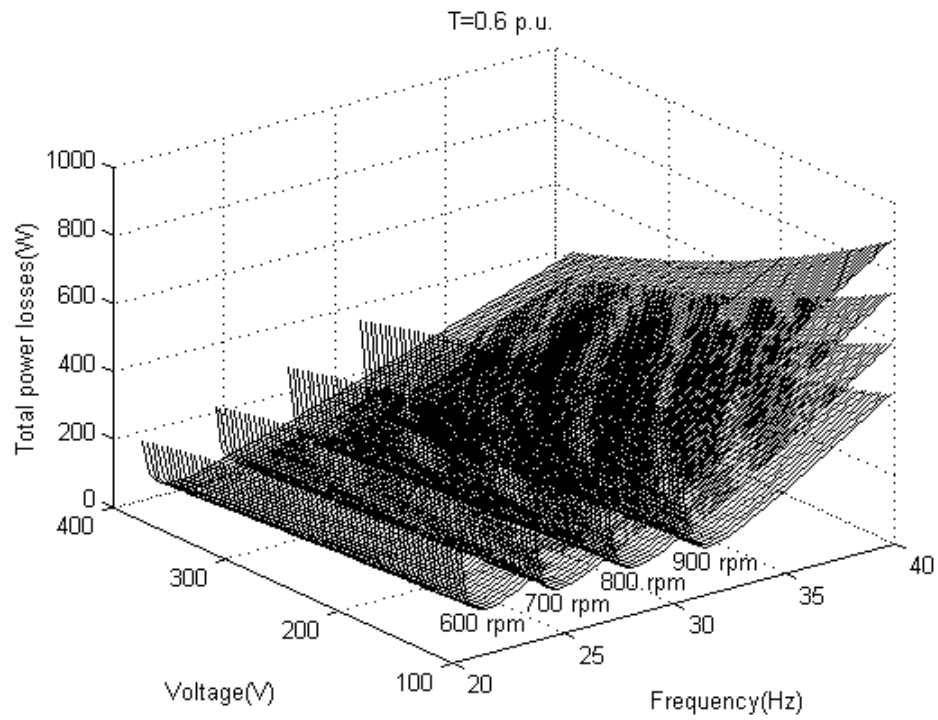
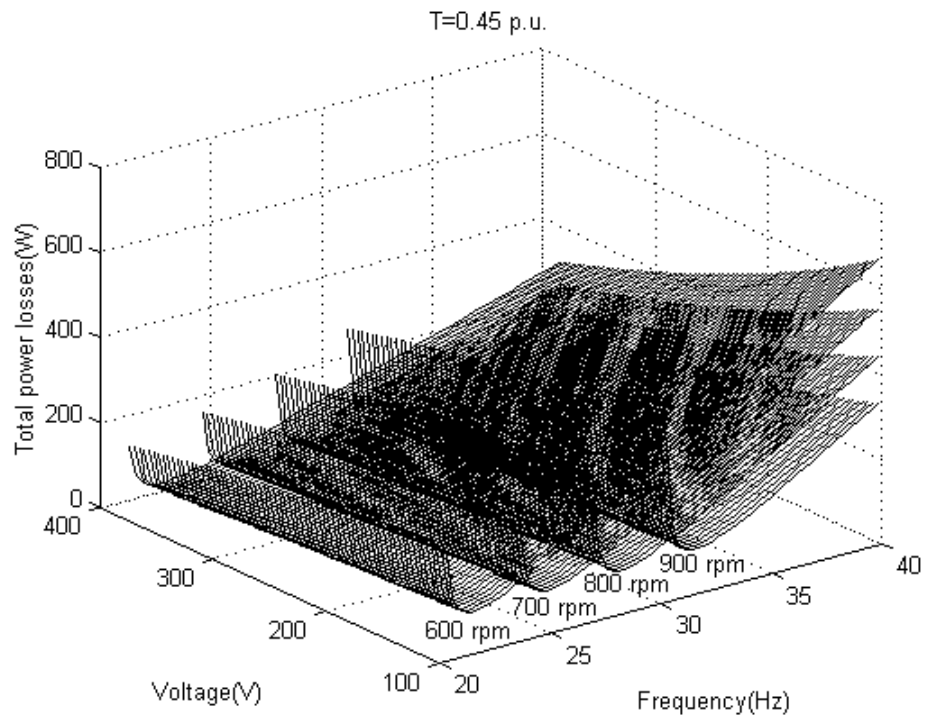
ค่าหนึ่ง พบว่าค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ค่าใดๆ มีค่าความถี่เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีค่าน้อยที่สุด ถึงแม้ว่าแรงบิดจะมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าพิคก(6.37 N.m.) ดังรูปที่ 3.5 ก) ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ฯ ใดๆ ก็ยังปรากฏความถี่เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด เพียงแต่ค่ากำลังงานสูญเสียจะมีค่ามากกว่าในสภาวะที่แรงบิดมีค่าน้อย ซึ่งสังเกตได้จากรูปที่ 3.5 ก) ถึงรูปที่ 3.5 ค) นอกจากนี้จากรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน ไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์และค่ากำลังงานสูญเสีย สังเกตได้ว่าที่ค่าแรงดัน ไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์มีค่ามากขึ้น ค่ากำลังงานสูญเสียจะมีค่าน้อยลงในขณะที่แรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์คงที่ที่ค่าหนึ่ง และเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังงานสูญเสีย ความถี่ และแรงบิดของโหลดที่ความเร็วรอบต่างๆ ของมอเตอร์ โดยให้แรงดันอินพุตที่สเตเตอร์คงที่ ดูได้จากรูปที่ 3.6 และเมื่อพิจารณารูปที่ 3.6 สังเกตได้ว่าในสภาวะที่แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่ สเตเตอร์คงที่ค่าหนึ่ง พบว่าที่ค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ค่าใดๆ มีค่าความถี่เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีค่าน้อยที่สุด ถึงแม้ว่าค่าแรงดัน ไฟฟ้าอินพุตที่ สเตเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าพิคก (380 โวลต์อาร์เอ็มเอส) ดังรูปที่ 3.6 จ) ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ฯ ใดๆ ยังปรากฏความถี่เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุดเพียงแต่ค่ากำลังงานสูญเสียจะมีค่าน้อยลงในสภาวะที่แรงดัน ไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์มีค่ามากขึ้น ซึ่งสังเกตได้จากรูปที่ 3.6 ก) ถึงรูปที่ 3.6 จ) นอกจากนี้จากรูปที่ 3.6 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ สังเกตได้ว่าที่ค่าแรงบิดมากขึ้น ค่ากำลังงานสูญเสียก็มีค่ามากขึ้นด้วยในขณะที่แรงดัน ไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์และความเร็วรอบของมอเตอร์คงที่ที่ค่าหนึ่งจากผลดังกล่าวข้างต้น เมื่อทำการประมวลผลโปรแกรมตามสมการที่ (3-19) ที่พิสูจน์จากวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส พบว่าในสภาวะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สภาวะต่างๆ ตั้งแต่ไม่มีโหลดจนกระทั่งโหลดเต็มพิคก จะปรากฏค่าความถี่เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด โดยค่าความถี่ดังกล่าวขึ้นอยู่กับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เป็นสำคัญ ดังแสดงในรูปที่ 3.4, รูปที่ 3.5 และรูปที่ 3.6 ด้วยเหตุนี้ที่ความเร็วค่าหนึ่ง จะมีเพียงความถี่เพียงค่าเดียวเท่านั้นที่ทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด และถ้าต้องการให้มอเตอร์อยู่ในสภาวะที่ความเร็วรอบเปลี่ยนไป ความถี่ที่ทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุดจะเปลี่ยนไปเป็นค่าใหม่ด้วยเช่นกัน จากผลทั้งหมดข้างต้นถ้าต้องการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อประหยัดพลังงานตลอดย่านการทำงานตั้งแต่ไม่มีโหลดจนกระทั่งถึงโหลดเต็มพิคก ต้องอาศัยการคำนวณเพื่อหาค่าความถี่ที่เหมาะสมค่าหนึ่งที่ทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด ในสภาวะการทำงานของมอเตอร์ฯ ใดๆ โดยแสดงดังรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นแผนภาพโดยรวม สำหรับการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัด

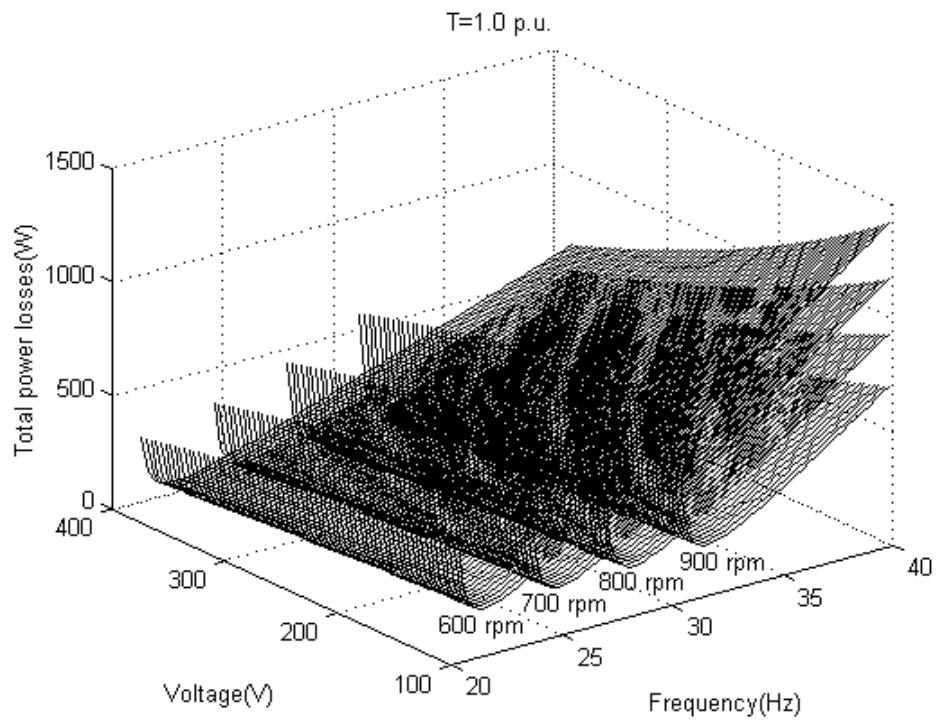
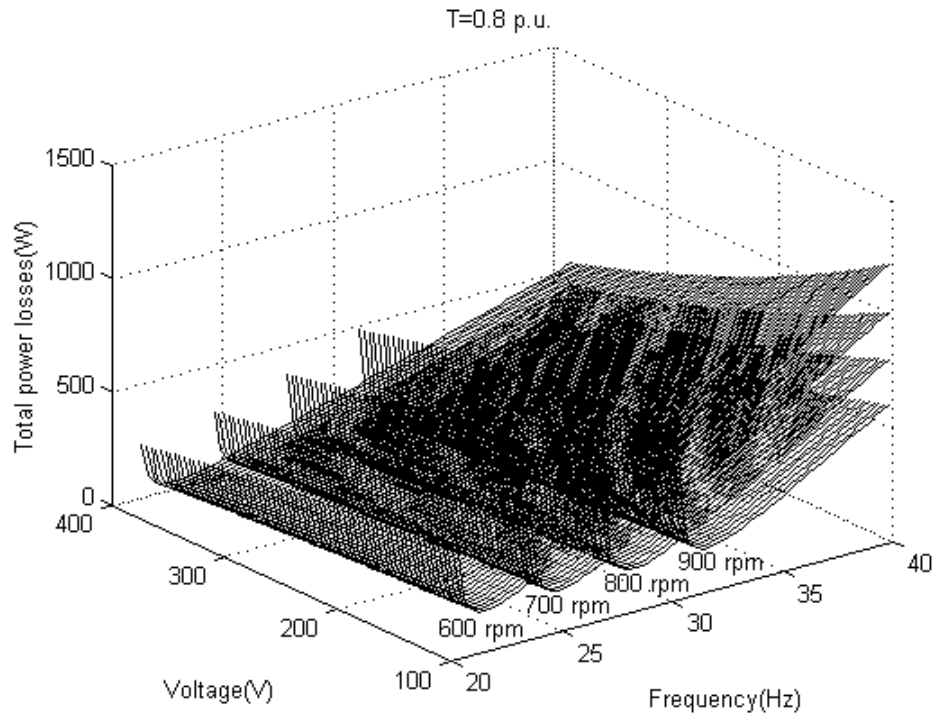


ก) แรงบิด = 0.1 เปอรื์ยูนิต

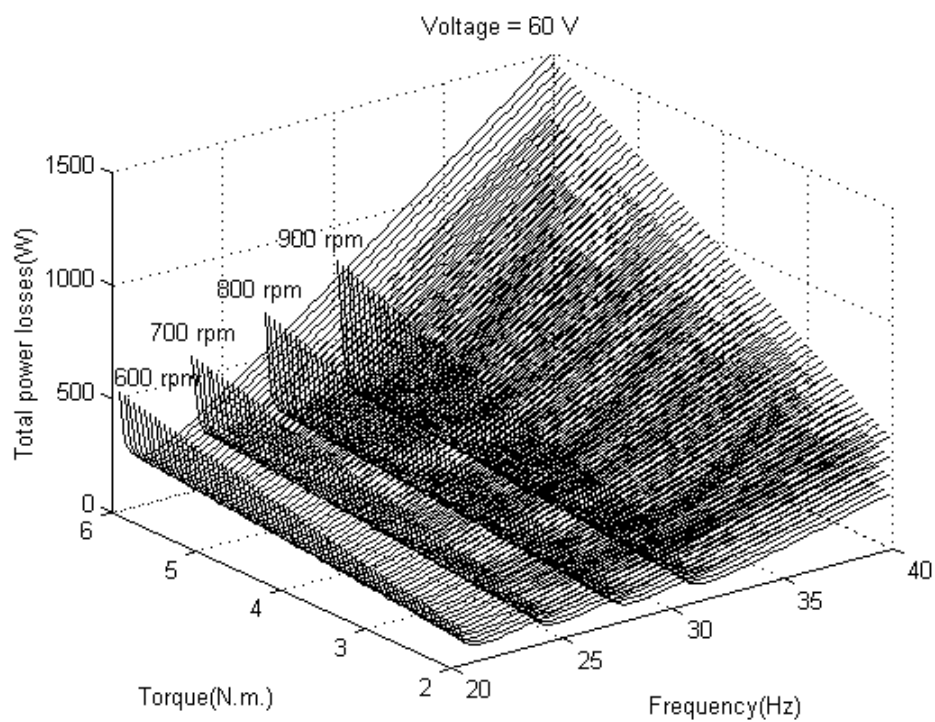


ข) แรงบิด = 0.3 เปอรื์ยูนิต

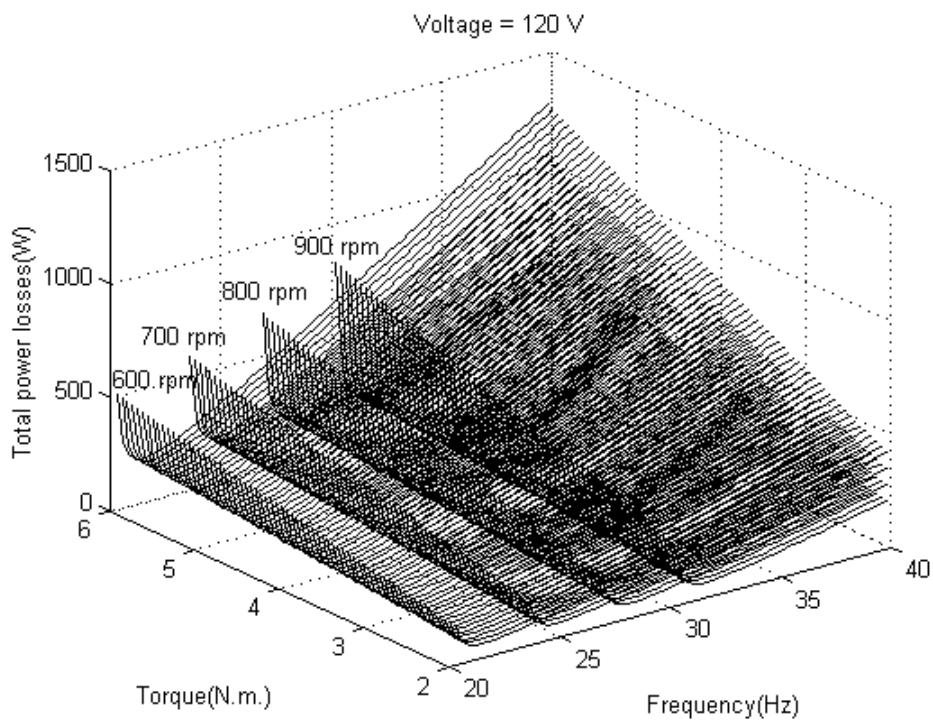


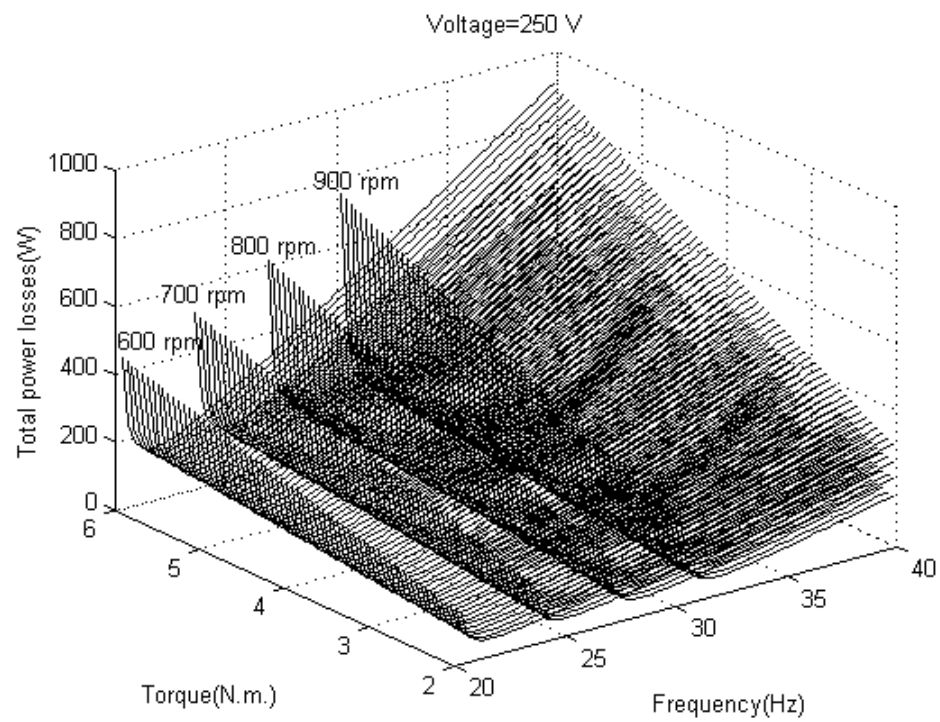
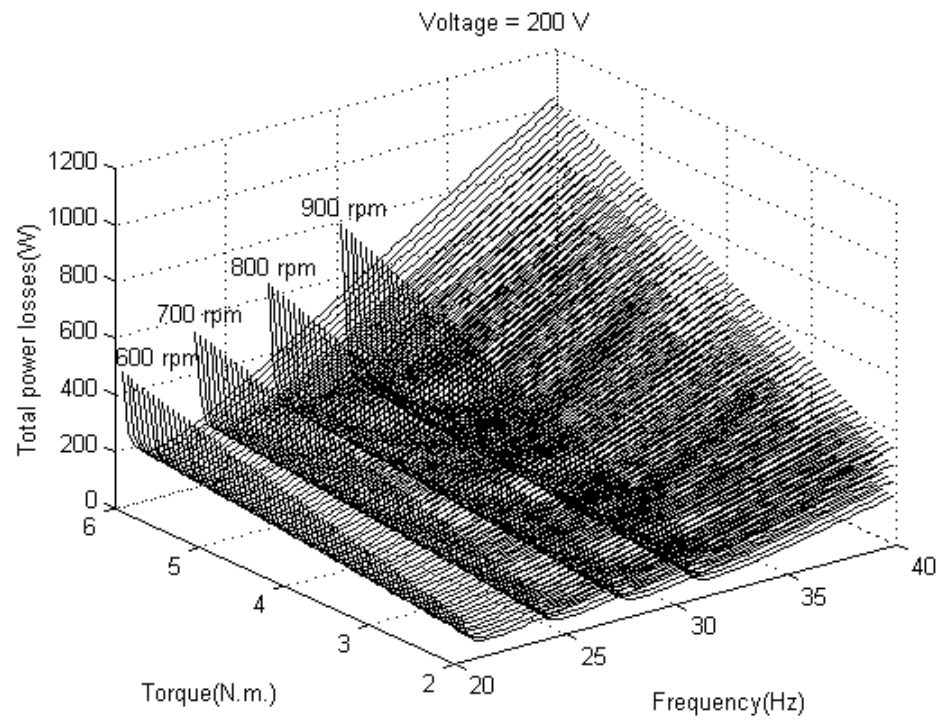


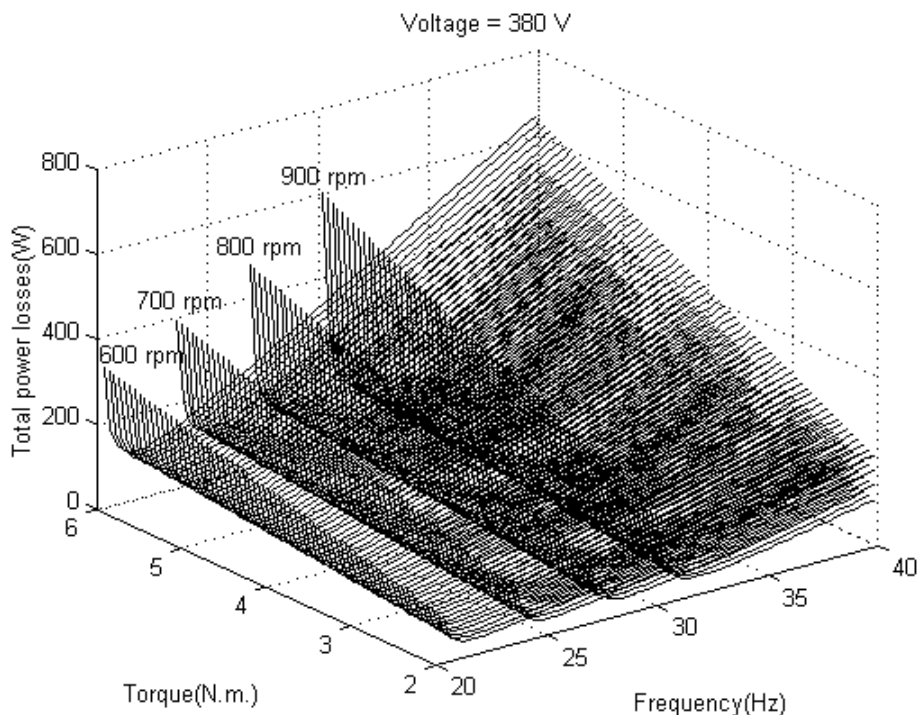
รูปที่ 3.5 พื้นผิวแสดงจุดต่ำสุดของค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อแรงบิดคงที่



ก) แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์ = 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส



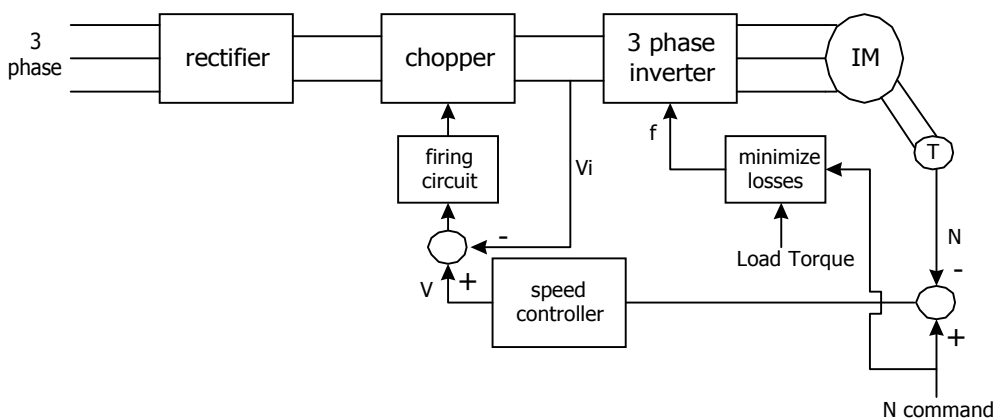




จ) แรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์ = 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส

รูปที่ 3.6 พื้นผิวแสดงจุดต่ำสุดของค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์คงที่

จากภาพดังกล่าวชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 3 ส่วน คือ วงจรเรียงกระแส, วงจรชอปเปอร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่ปรับค่าความถี่ที่ได้จากการคำนวณ เพื่อหาค่าความถี่ที่ทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีค่าน้อยที่สุด



รูปที่ 3.7 ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน

และวงจรชอปเปอร์มีหน้าที่ปรับค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงก่อนที่จะเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งกระบวนการดังกล่าวก็เพื่อปรับเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์ของมอเตอร์นั่นเอง นอกจากนี้ การใช้งานวงจรชอปเปอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์ร่วมกันดังในโครงสร้างนี้ ยังช่วยป้องกันมิให้ฮาร์มอนิกจากระบบขับเคลื่อนย้อนกลับเข้าไปรบกวนไฟฟ้าสามเฟสหลักจากสายป้อนได้ในระดับหนึ่ง จากการอธิบายข้างต้นกระบวนการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานประกอบด้วย 2 กระบวนการหลัก โดยกระบวนการแรก คือ การปรับเปลี่ยนค่าความถี่จากวงจรอินเวอร์เตอร์ และกระบวนการที่สอง คือ การปรับค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์จากวงจรชอปเปอร์ ซึ่งรายละเอียดสำหรับการทำงานของกระบวนการดังกล่าวให้สอดคล้องกันเพื่อประหยัดงานได้อธิบายไว้อย่างละเอียดในบทที่ 6

3.4 ผลการจำลองสถานการณ์

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส มีหลายวิธี เช่น การเพิ่มค่าความต้านทานในส่วนขงโรเตอร์, การปรับเปลี่ยนจำนวนโพล(pole) ของมอเตอร์, การปรับแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์เพียงอย่างเดียวโดยกำหนดค่าความถี่ที่ที่พิกัด, การควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่(v/f constant) และการปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียว โดยรักษาแรงดันให้คงที่ที่พิกัด การตรวจสอบประสิทธิภาพการประหยัดพลังงานตามวิธีการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะทำการเปรียบเทียบกับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ 2 วิธี ซึ่งวิธีแรกเป็นการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบแรงดันต่อความถี่ และวิธีที่สองเป็นการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียวโดยค่าแรงดันคงที่ที่พิกัด เนื่องจากวิธีการทั้งสองเป็นวิธีการที่ใช้กันแพร่หลายในอุตสาหกรรม ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดถึงหลักการควบคุมความเร็วมอเตอร์แต่ละวิธีในหัวข้อต่อไป

3.4.1 การควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่

การควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ มีจุดประสงค์เพื่อควบคุมฟลักซ์ (flux) ที่สเตเตอร์ของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่นั่นเอง ซึ่งอธิบายได้จากสมการดังต่อไปนี้ จากกฎของฟาราเดย์ (Faraday 's law)

$$v(t) = N \frac{d\phi}{dt} \quad (3-22)$$

เมื่ออินทิเกรตทั้งสองข้างของสมการจะได้

$$\phi = \frac{1}{N} \int v(t) dt = \frac{1}{N} \int V_m \sin \omega t dt$$

เพราะฉะนั้น

$$\phi = \frac{V_m}{\omega N} \cos \omega t \quad (3-23)$$

เมื่อ

$$\phi = \text{ฟลักซ์ในขดลวดสเตเตอร์ (เวเบอร์)}$$

$$V_m = \text{ค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์ (โวลต์)}$$

$$\omega = \text{ความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายไฟฟ้าทางด้านสเตเตอร์ (เรเดียน/วินาที)}$$

$$N = \text{จำนวนรอบของขดลวดสเตเตอร์ (รอบ)}$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3-23) ค่าความถี่เชิงมุมของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่สเตเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\omega = 2\pi f \quad (3-24)$$

ด้วยเหตุนี้ในสมการที่ (3-23) จะปรากฏพจน์ของความถี่ที่สเตเตอร์เป็นตัวหารพจน์ของแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์ เพราะฉะนั้นหลักการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยวิธีนี้จะกำหนดอัตราส่วนระหว่างแรงดันไฟฟ้าและความถี่ที่สเตเตอร์ให้มีค่าคงที่ค่าหนึ่ง เพื่อควบคุมให้ฟลักซ์มีค่าคงที่ดังสมการที่ (3-25) ดังนี้

$$\phi = \frac{V}{f} \quad (3-25)$$

ค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าและความถี่ที่สเตเตอร์ ในสมการที่ (3-25) จะมีค่าคงที่ ซึ่งหาได้จากค่าแรงดันไฟฟ้าที่พิกัดหารด้วยค่าความถี่ที่พิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ดังสมการที่ (3-25) เพราะฉะนั้นการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับค่าความถี่ที่สเตเตอร์ด้วย โดยต้องรักษาอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าต่อความถี่ที่สเตเตอร์ให้คงที่ค่าหนึ่งตลอดช่วงการทำงาน แต่วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยวิธีการดังกล่าวถูกจำกัดค่าแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์ไม่ควรปรับเกินพิกัด เนื่องจากการป้องกันฉนวนที่ขดลวดสเตเตอร์นั่นเอง แต่ถ้าต้องการให้มอเตอร์ทำงานที่ย่านความเร็วรอบสูงกว่าพิกัด ควรจะคงค่าแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์ให้

คงที่ที่พิกัด และปรับค่าความถี่ที่สเตเตอร์เพียงอย่างเดียว โปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับการจำลองระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบแรงดันต่อความถี่คงที่ได้จากภาคผนวก ง.

3.4.2 การควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียว โดยรักษาแรงดันคงที่ที่พิกัด

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสด้วยวิธีนี้จะคงค่าแรงดันให้คงที่ที่พิกัด และปรับค่าความถี่ที่สเตเตอร์เพียงอย่างเดียว เนื่องจากค่าความเร็วรอบของมอเตอร์มีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ที่สเตเตอร์โดยตรงดังสมการที่ (3-26) ดังนี้

$$N_s = \frac{120 \times f}{P} \quad (3-26)$$

เมื่อ

f = ความถี่ที่สเตเตอร์ (เฮิรตซ์)

P = จำนวนโพลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

จากสมการที่(3-26) สังเกตได้ว่าเมื่อค่าความถี่มีค่าเปลี่ยนไปค่าความเร็วเชิงโคจรของมอเตอร์จะมีค่าเปลี่ยนไปด้วยเช่นกัน ซึ่งส่งผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เปลี่ยนไปด้วย โปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับการจำลองระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียวโดยค่าแรงดันคงที่ที่พิกัดคงที่ได้จากภาคผนวก ง. จากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวทั้งสองวิธีเพื่อเปรียบเทียบกับวิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ตามวิธีการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ แสดงดังตารางที่ 3.1 โดยผลที่นำเสนอในตารางที่ 3.1 และอื่นๆ นั้น กระทบกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีพิกัด 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส, 1.5 แรงม้า ซึ่งจากผลการจำลองสถานการณ์ดังกล่าวสังเกตได้ว่า ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. มีค่าน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ข. และวิธีการ ค. ดังตารางที่ 3.1 นอกจากนี้ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำๆ ประมาณ 600 รอบ/นาที ถึง 900 รอบ/นาที ผลต่างของค่ากำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก. กับวิธีการ ข. และผลต่างของค่ากำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.กับวิธีการ ค. มีค่ามากและถ้าความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นผลต่างของค่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวจะมีค่าลดลง เพราะฉะนั้นเมื่อนำค่ากำลังงานสูญเสียจากวิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้ง 3 วิธีไปเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 3.8 จากภาพดังกล่าวสังเกตได้ว่าการควบคุมมอเตอร์ตามวิธีการประหยัดพลังงานของงานวิจัยวิทยานิพนธ์มีค่ากำลังงานสูญเสียน้อยที่สุดตลอดย่านความเร็วรอบตั้งแต่ 600 รอบ/นาที ถึง 1800 รอบ/นาที โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงความเร็วรอบต่ำ วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ตามหลักการของงานวิจัยจะประหยัดพลังงานได้มากกว่าสภาวะการทำงานของมอเตอร์ที่ช่วงความเร็วรอบสูง และเมื่อพิจารณาการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบ

คุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีแตกต่างกันเมื่อแรงบิดเพิ่มขึ้นเป็น 0.45 เปรี่ยูนิต คูได้จากตารางที่ 3.2 ซึ่งสังเกตได้ว่าที่ความเร็วรอบของมอเตอร์เท่ากับ 1500 รอบ/นาที ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อควบคุมมอเตอร์โดยใช้วิธีตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์(วิธีการ ก.) มีค่ามากกว่าค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อควบคุมมอเตอร์โดยใช้วิธีการ ค. เพราะฉะนั้นการทำงานของมอเตอร์ในสภาวะนี้ไม่มีการประหยัดพลังงานเกิดขึ้น แต่ที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ตั้งแต่ 600 รอบ/นาที ถึง 1200 รอบ/นาที ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. มีค่าน้อยที่สุดเมื่อเทียบกับค่ากำลังงานสูญเสียอีก 2 วิธี แต่ผลต่างของค่ากำลังงานสูญเสียดังกล่าวจะมีค่ามากที่สุดที่ความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่าลดลง และที่ความเร็วรอบของมอเตอร์เท่ากับ 1800 รอบ/นาที ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. มีค่าเท่ากับค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ค. เพราะฉะนั้นการทำงานของมอเตอร์ในสภาวะนี้ไม่มีการประหยัดพลังงาน

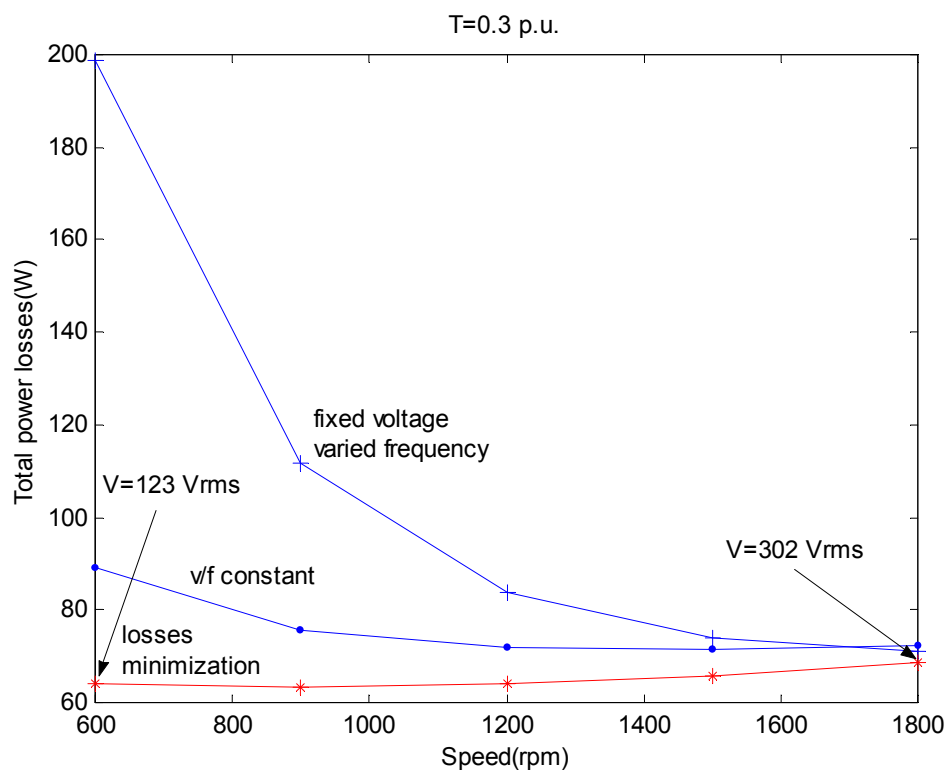
ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีการแตกต่างกันเมื่อแรงบิดเท่ากับ 0.3 เปรี่ยูนิต

ความเร็วรอบของมอเตอร์ (รอบ/นาที)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. (วัตต์)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ข. (วัตต์)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ค. (วัตต์)	เปอร์เซ็นต์เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.และวิธีการ ข.	เปอร์เซ็นต์เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.และวิธีการ ค.
600	64.1840	89.3094	198.7321	28.13	67.70
900	63.3767	75.5558	111.8998	16.12	43.36
1200	64.0180	72.1077	83.9829	11.22	23.77
1500	65.8724	71.5370	73.7875	7.92	10.73
1800	68.8225	72.4778	71.1803	5.04	3.31

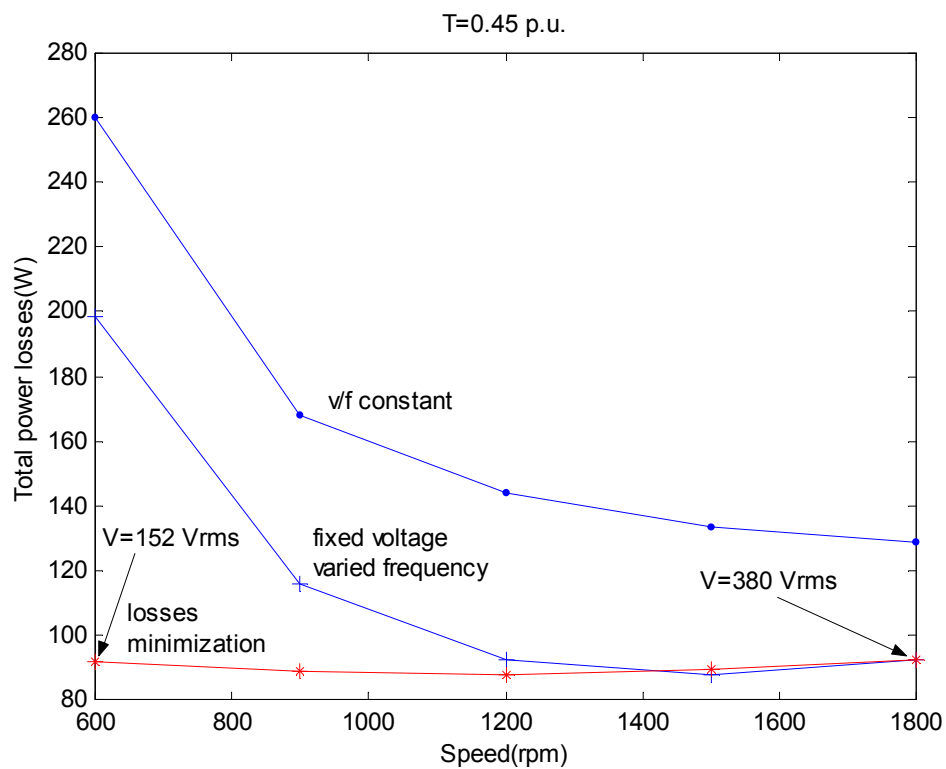
หมายเหตุ วิธีการ ก. คือ วิธีการประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามวิธีของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

วิธีการ ข. คือ วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่

วิธีการ ค. คือ วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียวโดยรักษาแรงดันคงที่ที่พิกัด



รูปที่ 3.8 ผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะโหลด 0.3 เอร์ยูนิต



รูปที่ 3.9 ผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะโหลด 0.45 เอร์ยูนิต

เช่นกัน จากผลดังตารางที่ 3.2 เมื่อนำค่ากำลังงานสูญเสียจากวิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้ง 3 วิธีไปเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 3.9 จากภาพดังกล่าวสังเกตได้ว่าวิธีการควบคุมมอเตอร์ตามวิธีการประหยัดพลังงานของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ (วิธีการ ก.) มีค่ากำลังงานสูญเสียน้อยที่สุดในช่วงความเร็วรอบตั้งแต่ 600 รอบ/นาทิจนถึง 1200 รอบ/นาทิจ และที่ความเร็วรอบมากกว่า 1200 รอบ/นาทิจ ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. มีค่าใกล้เคียงกับวิธีการ ค. แต่เมื่อเทียบกับวิธีการ ข. ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. มีค่าน้อยกว่าวิธีการ ข. อยู่มาก และเมื่อพิจารณาการจำลองสถานการณ์เพื่อเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีแตกต่างกันเมื่อแรงบิดเพิ่มขึ้นเป็น 0.8 เพอร์ยูนิต จากตารางที่ 3.3 ซึ่งสังเกตได้ว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ด้วยวิธีการ ข. ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมแบบอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ที่ไม่สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์ในสถานะที่ความเร็วรอบเท่ากับ 600 รอบ/นาทิจ และ 900 รอบ/นาทิจ เนื่องจากแรงดันอินพุตทางด้านสเตเตอร์มีค่าไม่เพียงพอต่อการขับโหลด และเมื่อนำค่ากำลังงานสูญเสียจากวิธีการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ทั้งสามวิธีไปเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 3.10 ซึ่งจากภาพดัง

ตารางที่ 3.2 การเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีการแตกต่างกันเมื่อแรงบิดเท่ากับ 0.45 เพอร์ยูนิต

ความเร็วรอบของมอเตอร์ (รอบ/นาทิจ)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. (วัตต์)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ข. (วัตต์)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ค. (วัตต์)	เปอร์เซ็นต์เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.และวิธีการ ข.	เปอร์เซ็นต์เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.และวิธีการ ค.
600	91.7291	260.0630	198.6223	64.73	53.82
900	88.8494	168.0490	115.5444	47.13	23.10
1200	87.909	143.7125	92.2035	38.83	4.66
1500	89.2244	133.6006	87.7321	33.22	1.49 *
1800	92.3768	128.6750	92.4768	28.21	0.11

หมายเหตุ * คือ วิธีการควบคุมมอเตอร์ตามหลักการของวิธีการ ก. ให้ค่ากำลังงานสูญเสียมากกว่าวิธีการ ค. เพราะฉะนั้นในสถานะนี้ไม่เกิดการประหยัดพลังงานเพิ่มเติมใดๆ วิธีการ ก., ข. และ ค. นั้นมีความหมายตามที่ระบุไว้ท้ายตารางที่ 3.1

กล่าวสังเกตได้ว่าที่ความเร็วรอบมากกว่า 1200 รอบ/นาที ค่าแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์มีค่ามากกว่า 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส ซึ่งมีค่ามากกว่าพิคคของมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยในสถานะเช่นนี้อาจทำให้ฉนวนของขดลวดในมอเตอร์เสียหายได้ เพราะฉะนั้นที่สถานะโหลดเท่ากับ 0.8 เปรอร์ยูนิต การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยใช้วิธีการ ก. ซึ่งเป็นวิธีการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์จะควบคุมความเร็วรอบได้เฉพาะในช่วง 600 รอบ/นาที ถึง 1200 รอบ/นาทีเท่านั้น

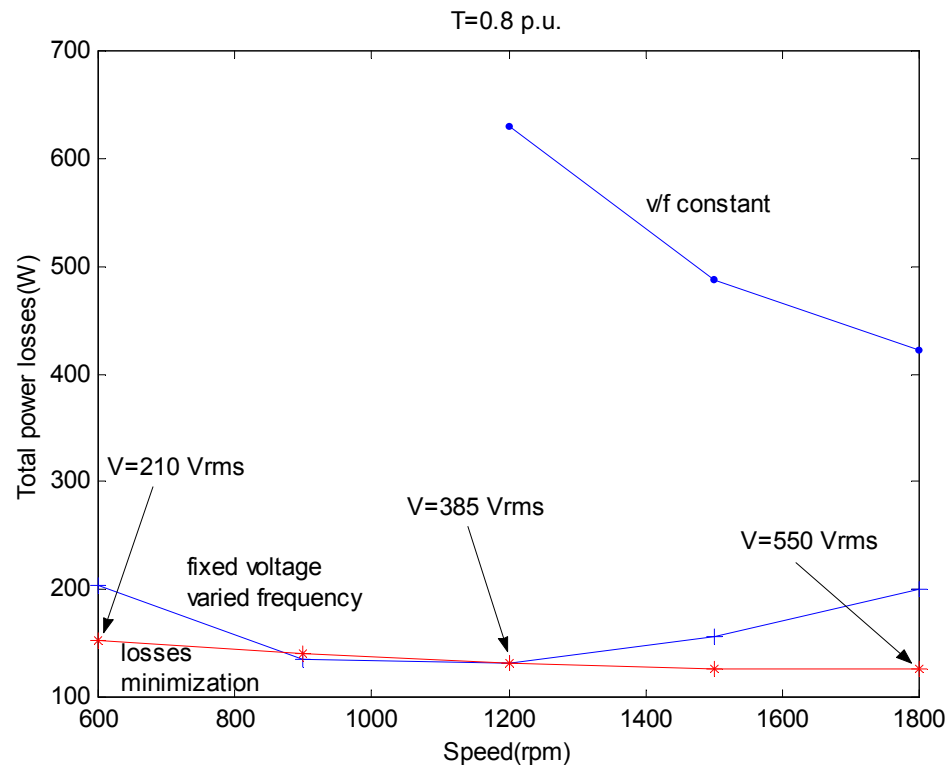
ตารางที่ 3.3 การเปรียบเทียบด้านกำลังงานสูญเสียจากการควบคุมมอเตอร์ด้วยสามวิธีการแตกต่างกันเมื่อแรงบิดเท่ากับ 0.8 เปรอร์ยูนิต

ความเร็วรอบของมอเตอร์ (รอบ/นาที)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ก. (วัตต์)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ข. (วัตต์)	ค่ากำลังงานสูญเสียเมื่อใช้วิธีการ ค. (วัตต์)	เปอร์เซ็นต์เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.และวิธีการ ข.	เปอร์เซ็นต์เปรียบเทียบกำลังงานสูญเสียระหว่างวิธีการ ก.และวิธีการ ค.
600	151.944	-	203.3649	-	25.29
900	140.0399	-	134.8185	-	5.22 *
1200	130.9401	629.2734	131.977	79.19	0.79
1500	126.7645	487.5362	156.4136	74.00	18.96
1800	127.0087	421.5669	200.903	69.87	36.78

หมายเหตุ * คือ ความหมายเหมือนกับที่ระบุไว้ท้ายตารางที่ 3.2

- คือ วิธีการดังกล่าวไม่สามารถขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้ เนื่องจากแรงดันอินพุตทางด้านสเตเตอร์จะมีค่าน้อยที่ความเร็วรอบของมอเตอร์ต่ำ ๆ ทั้งนี้เพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ตามหลักการของวิธีการ ข. และเนื่องจากค่าแรงบิดของมอเตอร์แปรผันตามค่าแรงดันที่สเตเตอร์ยกกำลังสอง เพราะฉะนั้นเมื่อค่าแรงดันที่สเตเตอร์มีค่าน้อยจึงส่งผลให้ค่าแรงบิดของมอเตอร์มีค่าไม่เพียงพอต่อการขับโหลด

วิธีการ ก., ข. และ ค. นั้นมีความหมายตามที่ระบุไว้ท้ายตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองสถานการณ์ที่สภาวะโหลด 0.8 เปรอ์ยูนิต

3.5 สรุป

วิธีการลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวิธีการที่อาศัยวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ซึ่งจากวิธีการดังกล่าวสามารถลดกำลังงานสูญเสียในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยจากผลการจำลองสถานการณ์ในช่วงแรงบิดต่ำคือประมาณ ไม่มีโหลดจนถึงครึ่งหนึ่งของโหลดเต็มพิกัด สามารถลดกำลังงานสูญเสียได้อย่างดีเยี่ยม โดยเฉพาะในช่วงความเร็วรอบต่ำๆ แต่เมื่อแรงบิดของโหลดเข้าใกล้พิกัด (6.37 N.m.) ย่านการลดกำลังงานสูญเสียจะแคบ ซึ่งจากรูปที่ 3.10 ย่านการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เพื่อลดกำลังงานสูญเสียจะอยู่ในช่วงประมาณ 600 – 1200 รอบต่อนาที เนื่องจากที่ความเร็วสูงกว่านี้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่สเตเตอร์จะสูงเกินพิกัดซึ่งมีค่าเท่ากับ 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส ซึ่งอาจทำให้มอเตอร์เสียหายได้ วิธีการลดกำลังงานสูญเสียที่นำเสนอ จึงเหมาะกับภาคอุตสาหกรรมที่ใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ ที่รับโหลดผันแปรในบางโอกาสจนต่ำกว่าครึ่งของพิกัดสูงสุด

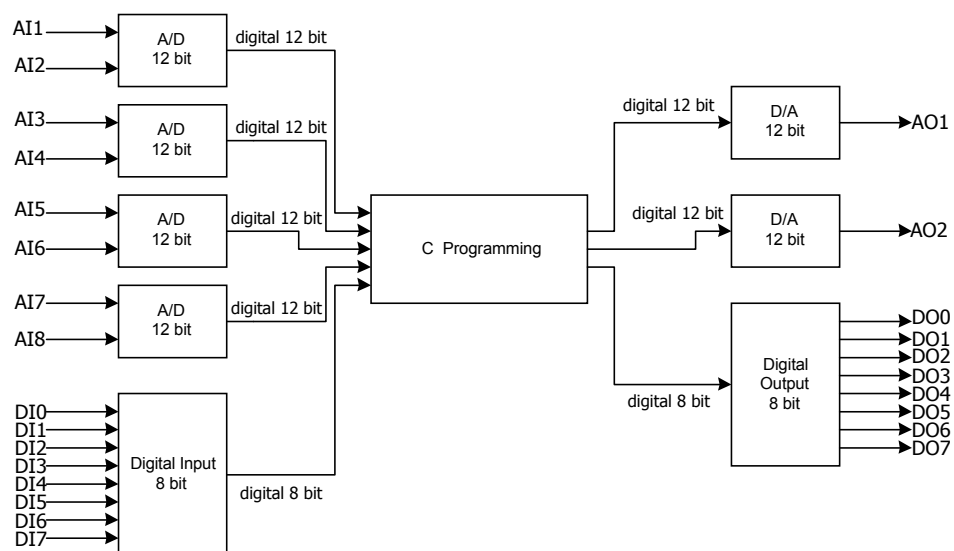
บทที่ 4

วงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก

4.1 บทนำ

งานด้านระบบควบคุมในปัจจุบัน ส่วนใหญ่เป็นงานควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งจำเป็นต้องมีชุดเชื่อมต่อ(interface) กับอุปกรณ์ภายนอกที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณดิจิทัลและสัญญาณแอนะล็อก ซึ่งชุดเชื่อมต่อดังกล่าว ก็คือ วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลกับแอนะล็อก วงจรดังกล่าวที่พบส่วนใหญ่ในประเทศไทยมีการแยกชัด(resolution) จำกัดอยู่ที่ 8-10 บิต ซึ่งกรณีงานควบคุมที่ต้องการความละเอียดสูงจำเป็นต้องใช้วงจรแปลงสัญญาณที่มีการแยกชัดสูงขึ้นถึง 12 บิตหรือ 16 บิต อาจจะต้องซื้อจากต่างประเทศ ซึ่งมีราคาสูงมาก อีกทั้งเทคโนโลยีในการออกแบบและสร้างวงจรแปลงสัญญาณที่มีการแยกชัดสูง สามารถพัฒนาขึ้นเองได้ โดยใช้อุปกรณ์ที่สามารถหาได้ในประเทศไทย ดังนั้นในบทนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบ รวมถึงผลการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณที่สร้างขึ้นอย่างละเอียด

4.2 โครงสร้างโดยรวมของวงจรแปลงสัญญาณ



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรแปลงสัญญาณ

รูปที่ 4.1 แสดงองค์ประกอบของวงจรแปลงสัญญาณที่มีด้วยกัน 4 ส่วน ได้แก่ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่มีการแยกชัด 12 บิต (A/D converter 12 bit) , วงจรดิจิทัลอินพุต 8 บิต (Digital input 8 bit) , วงจรดิจิทัลเอาต์พุต 8 บิต (Digital output 8 bit) และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกที่มีการแยกชัด 12 บิต (D/A converter 12 bit) กระบวนการทำงานในแต่ละส่วนควบคุมด้วยพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี โดยถ่ายโอนข้อมูลเข้าพีซีทางพอร์ตเครื่องพิมพ์เพื่อประมวลผล หลังจากนั้นพีซีจะส่งข้อมูลที่ผ่านการประมวลผลออกทางพอร์ตเครื่องพิมพ์เช่นกัน ดังนั้นการจัดลำดับการทำงานในแต่ละส่วนของวงจรแปลงสัญญาณเป็นสิ่งสำคัญมากในการพิจารณาเนื่องจากการถ่ายโอนข้อมูลภาคอินพุตและภาคเอาต์พุตผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์ชุดเดียวกัน ซึ่งรายละเอียดในการออกแบบจะนำเสนอในหัวข้อที่ 4.5 ส่วนภาพรวมของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับดิจิทัลในส่วนของอินพุตและเอาต์พุตอาจดูได้จากรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 ตามลำดับ

4.3 คุณสมบัติของไอซีที่ใช้

การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก ในขั้นต้นควรทำการศึกษาคุณสมบัติและลักษณะการใช้งานของไอซีแต่ละตัวก่อนที่จะดำเนินการออกแบบในขั้นต่อไป

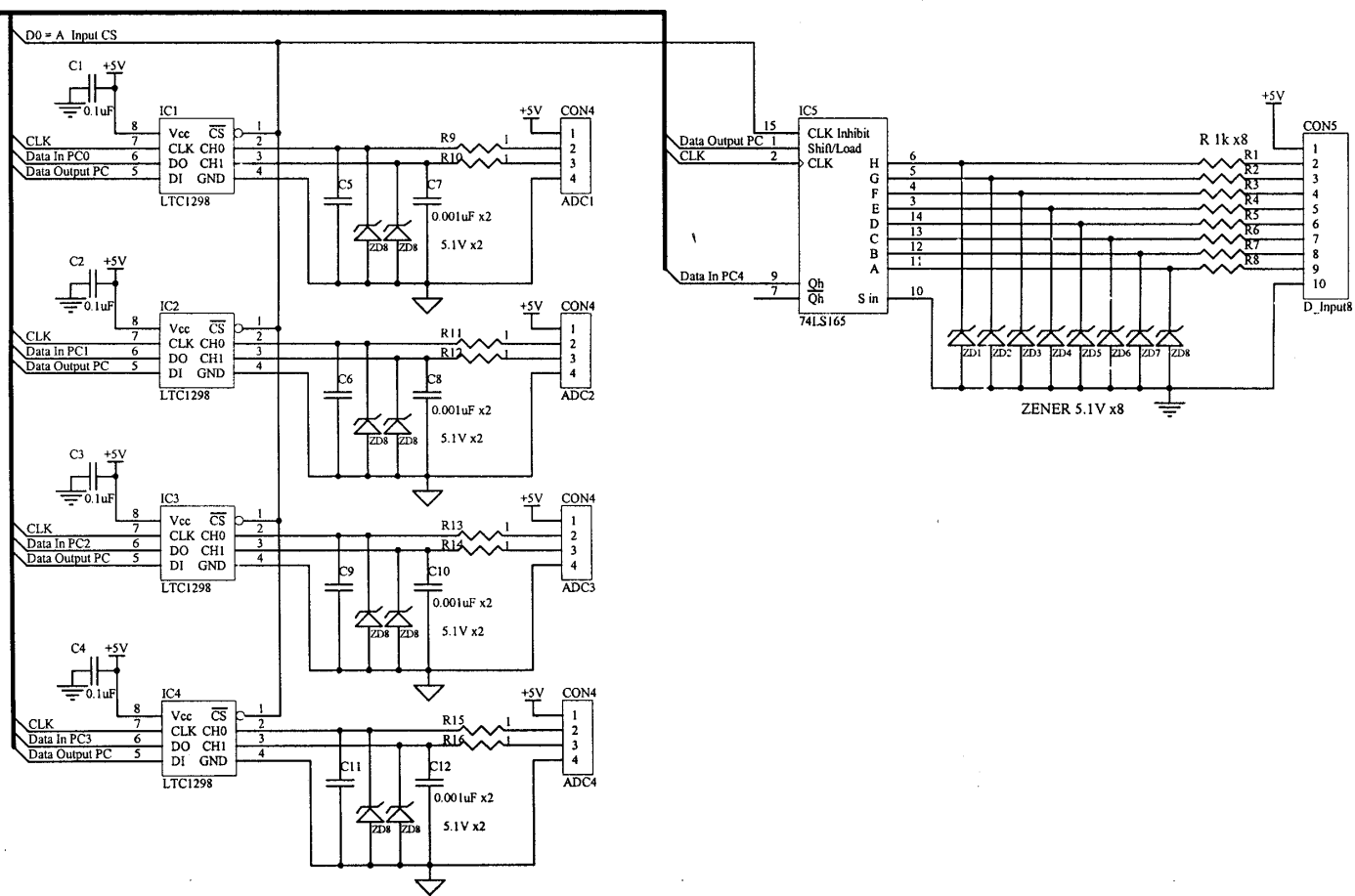
4.3.1 ไอซี LTC1298

ตารางที่ 4.1 คุณสมบัติของไอซี LTC1298

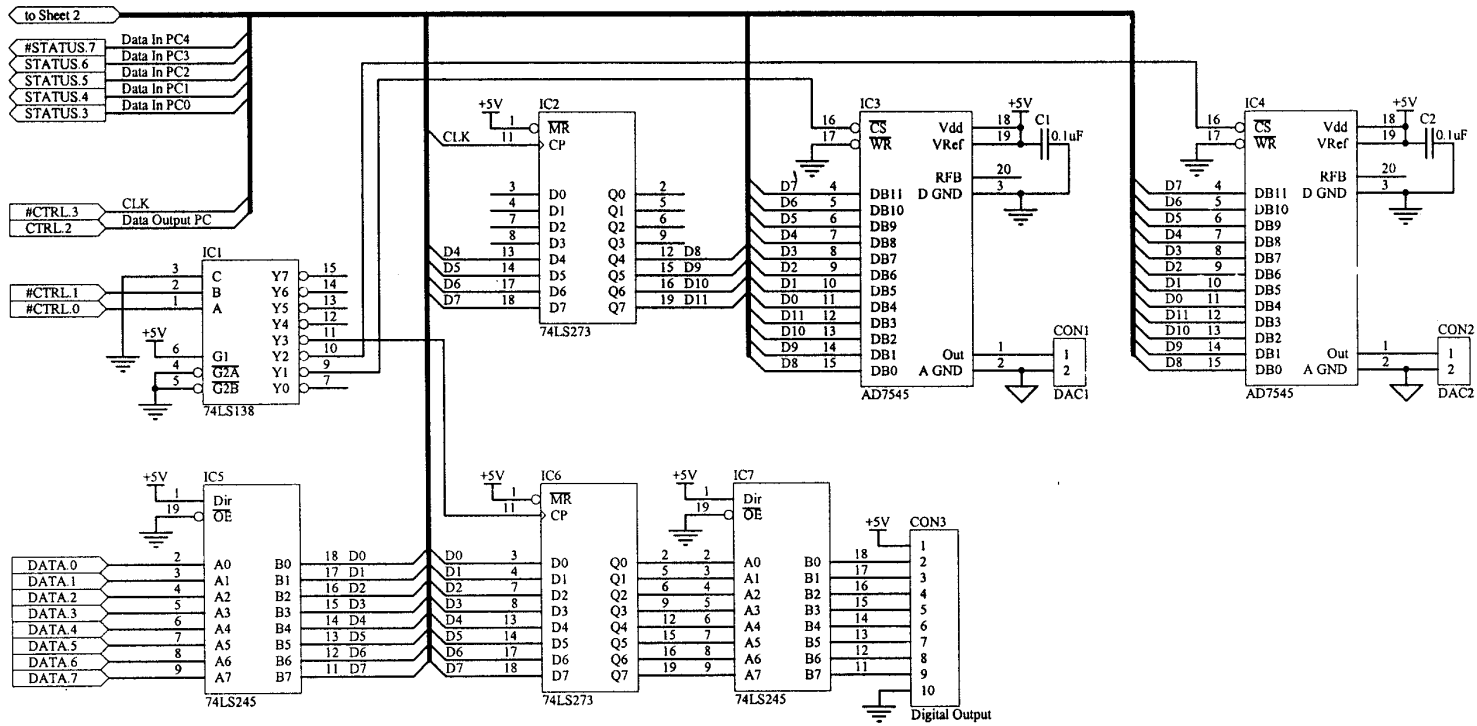
คุณสมบัติ	ย่านการทำงาน
เวลาในการแปลงสัญญาณ	60 μ s
อัตราการซีกตัวอย่าง	11.1 kHz
จำนวนช่องสัญญาณแอนะล็อกอินพุต	2 ช่องการทำงาน
ค่าความคลาดเคลื่อน	+/- 2 LSB
แรงดันของแอนะล็อกอินพุต	-0.05 โวลต์ ถึง +5.05 โวลต์

ไอซี LTC1298 เป็นไอซีที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้จากภาคผนวก ค.) ที่มีการแยกชัด 12 บิต จำนวน 2 ช่องสัญญาณ โดยใช้เวลาในการแปลงสัญญาณเท่ากับ 60 ไมโครวินาที และมีอัตราการซีกตัวอย่าง 11.1 กิโลเฮิร์ตซ์ โครงสร้างภายในของ ไอซี LTC1298 แสดงไว้ในรูปที่ 4.4

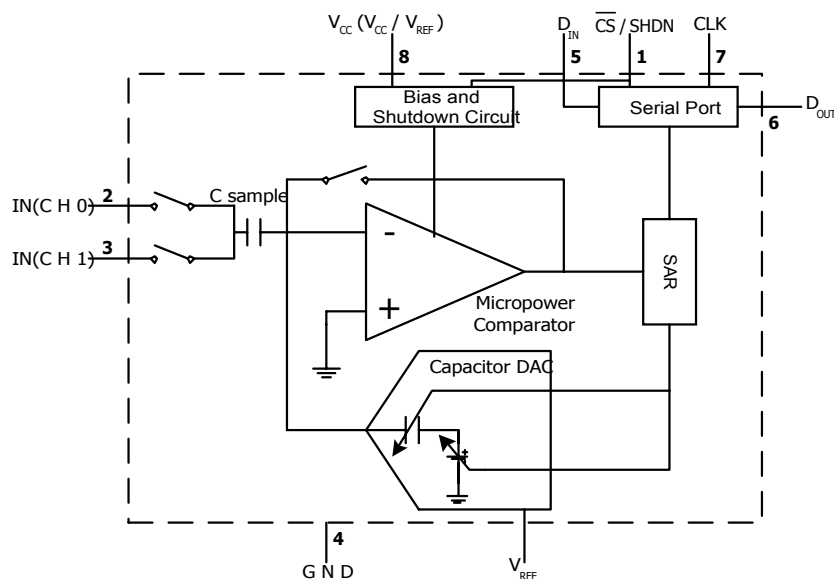
from Sheet 1



รูปที่ 4.2 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับสัญญาณดิจิทัลในส่วนของอินพุต



รูปที่ 4.3 วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับสัญญาณดิจิทัลในส่วนของเอาต์พุต



รูปที่ 4.4 โครงสร้างภายในของไอซี LTC1298

ขาที่ 1 เป็นขาสัญญาณสำหรับเลือกโหมดการทำงานของไอซี ถ้าไอซีทำงานที่โลจิกศูนย์สามารถใช้งานไอซีได้ตามวัตถุประสงค์ตามสถานะปกติ เมื่อทำงานที่โลจิกหนึ่งไอซีจะอยู่ในโหมดหยุดการทำงาน

ขาที่ 2 เป็นขาสัญญาณแอนะล็อกอินพุต ของช่องสัญญาณ 0

ขาที่ 3 เป็นขาสัญญาณแอนะล็อกอินพุต ของช่องสัญญาณ 1

ขาที่ 4 เป็นขาสัญญาณอ้างอิงของไอซี

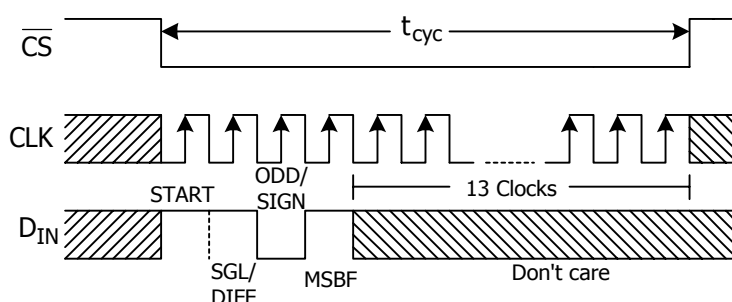
ขาที่ 5 เป็นขาสัญญาณข้อมูลอินพุตแบบอนุกรมของสัญญาณดิจิทัล เพื่อใช้กำหนดช่องสัญญาณของสัญญาณแอนะล็อกอินพุต

ขาที่ 6 เป็นขาสัญญาณข้อมูลเอาต์พุตแบบอนุกรม ค่าข้อมูลที่อ่านได้จากขานี้ คือ ผลลัพธ์จากการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลของไอซี LTC1298

ขาที่ 7 เป็นขาสัญญาณนาฬิกาอินพุต เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงสำหรับอ่านหรือเขียนข้อมูลระหว่างอุปกรณ์ภายนอกกับไอซี LTC1298 โดยการอ่านและเขียนข้อมูลกับไอซี LTC1298 จะทำงานในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาเสมอ

ขาที่ 8 เป็นขาของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี LTC1298 ซึ่งขานี้เป็นขาสัญญาณอ้างอิงของไอซีในการแปลงค่าจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลด้วย ดังนั้นควรทำการป้องกันและกำจัดสัญญาณรบกวนให้กับไอซี เนื่องจากถ้าเกิดสัญญาณรบกวนมากหรือแรงดันไฟเลี้ยงไม่คงที่ จะส่งผลทำให้ค่าของเอาต์พุตที่ได้มีความคลาดเคลื่อนมากตามไป

จากการอธิบายข้างต้น ขาที่ 1, ขาที่ 5 และขาที่ 7 จะรับสัญญาณโลจิกจากการโปรแกรมด้วยภาษาซี เพื่อควบคุมกระบวนการทำงานทั้งหมดของไอซี LTC1298 ซึ่งจะกล่าวต่อไปอย่างละเอียด การควบคุมการอ่านเขียนข้อมูลของไอซี LTC1298 มีลำดับขั้นตอนอยู่ 3 ขั้นตอน สำหรับกำหนดค่าเริ่มต้นการทำงานให้กับไอซี LTC1298 โดยแต่ละขั้นตอนของการเขียนข้อมูลให้กับไอซี LTC1298 ต้องอยู่ในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาเสมอ ซึ่งแต่ละลำดับขั้นตอนเป็นดังนี้



รูปที่ 4.5 หลักการทำงานของไอซี LTC1298

ขั้นตอนที่ 1 เริ่มต้นการทำงาน(Start Bits) เป็นการกำหนดสถานะเริ่มต้นการทำงานของไอซี LTC1298 ซึ่งจากรูปที่ 4.5 ขาที่ 1 (\overline{CS}) ต้องเป็นโลจิก 1 ในขณะหยุดทำงาน เนื่องจากคุณสมบัติขาที่ 1 ของไอซีจะทำงานก็ต่อเมื่อเป็นโลจิก 0 (active low) และหลังจากที่ขา 1 เป็นโลจิก 0 จะหมายถึงสถานะที่ไอซีสามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ จากรูปที่ 4.5 เมื่อส่งสัญญาณนาฬิกาครั้งที่ 1 ที่ขา 7 (CLK) จะสั่งให้เริ่มต้นการทำงาน(START) ที่ขา 5 (D_{IN}) โดยกำหนดให้ขาที่ 5 เป็นโลจิก 1 ในจังหวะช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาครั้งที่ 1 กระบวนการดังกล่าวเป็นกระบวนการเริ่มต้นการทำงานของไอซี LTC1298

ตารางที่ 4.2 รูปแบบสัญญาณแอนะล็อกอินพุต

SGL/DIFF	ODD/SIGN	CH0	CH1	GND
1	0	+	ไม่ใช่	-
1	1	ไม่ใช่	+	-
0	0	+	-	ไม่ใช่
0	1	-	+	ไม่ใช่

หมายเหตุ เครื่องหมาย + หมายถึง จุดซึ่งมีศักย์ไฟฟ้าสูงหรือศักย์ไฟฟ้าที่เป็นบวก

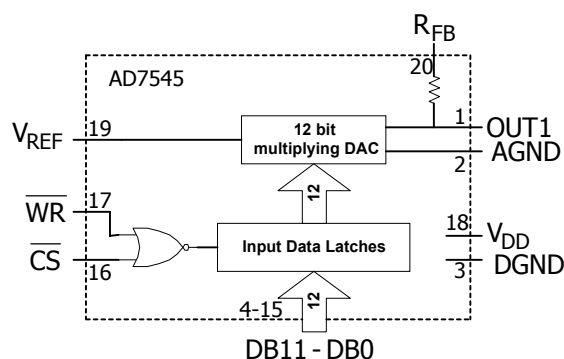
เครื่องหมาย - หมายถึง จุดซึ่งมีศักย์ไฟฟ้าน้ำหรือจุดอ้างอิง

ขั้นตอนที่ 2 เป็นขั้นตอนสำหรับกำหนดและเลือกช่องสัญญาณแอนะล็อกอินพุตที่ต้องการแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลและกำหนดรูปแบบของสัญญาณแอนะล็อกอินพุต ดังตารางที่ 4.2 ซึ่งค่า logic 1 และ logic 0 ในตารางจะสั่งการที่ขา 5 ของไอซี LTC1298 ซึ่งจากรูปที่ 4.5 ได้สั่งโหมดการทำงานของ SGL/DIFF เป็น logic 1 ในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาครั้งที่ 2 และสั่งโหมดการทำงานของ ODD/SIGN เป็น logic 0 ในช่วงขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาครั้งที่ 3 ซึ่งจากสถานะสั่งการดังกล่าว หมายถึง เลือกช่องสัญญาณแอนะล็อกอินพุตที่ช่องสัญญาณ 0 (CH0) เทียบกับจุดอ้างอิง (GND) โดยที่ช่วงสัญญาณแอนะล็อกอินพุตที่ช่องสัญญาณ 1 (CH1) ไม่มีการใช้งานในสถานะนี้ ถ้าต้องการเปลี่ยนโหมดการทำงานของ SGL/DIFF และ ODD/SIGN ให้กำหนดค่า logic ได้ตามตารางที่ 4.2 ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกาครั้งที่ 2 และครั้งที่ 3 ตามลำดับ

ขั้นตอนที่ 3 เป็นขั้นตอนสำหรับเลือกโหมดการลำดับข้อมูลเอาต์พุตของไอซี LTC1298 โดยจะเรียกขั้นตอนนี้ว่าขั้นตอนของการเลือกโหมด MSBF (Most Significant Bit First) ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกโหมดการทำงานของ MSBF ที่เป็น logic 1 ซึ่งรายละเอียดของโหมด MSBF ดูได้จากภาคผนวก ก.

4.3.2 ไอซี AD7545

ไอซี AD7545 เป็นไอซีที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อกที่มีการแยกชุด 12 บิต ซึ่งมีโครงสร้างภายในของไอซีเป็นดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 โครงสร้างภายในของไอซี AD7545

- ขาที่ 1 เป็นขาสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุตของไอซี AD7545
- ขาที่ 2 เป็นขาสัญญาณอ้างอิงของแอนะล็อกเอาต์พุต
- ขาที่ 3 เป็นขาสัญญาณอ้างอิงของดิจิทัลอินพุต
- ขาที่ 4-15 เป็นสัญญาณดิจิทัลอินพุตตั้งแต่บิต DB11 ถึง DB0
- ขาที่ 16 เป็นขาสัญญาณสำหรับกำหนดโหมดการทำงานของไอซี

- ขาที่ 17 เป็นขาสัญญาณสำหรับกำหนดโหมดการทำงานของไอซี
- ขาที่ 18 เป็นขาแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี AD7545
- ขาที่ 19 เป็นขาสัญญาณแรงดันอ้างอิงของไอซี
- ขาที่ 20 เป็นขาสำหรับต่อความต้านทานป้องกันจากวงจรขยายสัญญาณจากภายนอก การออกแบบเพื่อใช้งาน ไอซี AD7545 ควรคำนึงถึงพิกัดสูงสุดที่ไอซีสามารถทำงานได้ ซึ่งดูได้จากตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 พิกัดสูงสุดของไอซี AD7545

คุณสมบัติ	ย่านการทำงาน
ค่าแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของไอซี (V_{DD})	-0.3 โวลต์ ถึง +17 โวลต์
ค่าแรงดันอินพุตของสัญญาณดิจิทัล	-0.3 โวลต์ ถึง $V_{DD} + 0.3$ โวลต์
ค่าแรงดันอ้างอิง (V_{REF})	+/- 25 โวลต์
ค่าแรงดันของแอนะล็อกเอาต์พุต	-0.3 โวลต์ ถึง $V_{DD} + 0.3$ โวลต์
ค่าแรงดันระหว่างสัญญาณอ้างอิงของแอนะล็อก (AGND) กับสัญญาณอ้างอิงของดิจิทัล (DGND)	-0.3 โวลต์ ถึง $V_{DD} + 0.3$ โวลต์

การใช้งานไอซี AD7545 มีโหมดการทำงาน 2 โหมด คือ โหมดการทำงานสำหรับเขียน (Write Mode) และโหมดการทำงานสำหรับคงค่า (Hold Mode) สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ ไอซี AD7545 ในโหมดการทำงานสำหรับเขียนเท่านั้น ซึ่งการเลือกโหมดการทำงานดังกล่าวสามารถกำหนดได้ที่ขา 16 (\overline{CS}) และขา 17 (\overline{WR}) ของไอซีตามตารางที่ 4.4 ดังนี้

ตารางที่ 4.4 โหมดการทำงานของไอซี AD7545

ขาที่ 16	ขาที่ 17	โหมดการทำงาน
0	0	โหมดการทำงานสำหรับเขียน
1	1	โหมดการทำงานสำหรับคงค่า

4.4 พอร์ตเครื่องพิมพ์ของพีซี

พอร์ตเครื่องพิมพ์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เป็นพอร์ตชนิด D แบบ 25 ขาตามมาตรฐานของ IEEE 1284 (Craig, www, 2001) โดยข้อมูลของแต่ละขาบนพอร์ตเครื่องพิมพ์แสดงไว้ดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 โครงสร้างของพอร์ตเครื่องพิมพ์ชนิด D แบบ 25 ขา⁽³⁾

ขาที่	ชื่อ	ทิศทาง	ตำแหน่งบิต
1	Strobe	เอาต์พุต	C0
2	Data0	เอาต์พุต	D0
3	Data1	เอาต์พุต	D1
4	Data2	เอาต์พุต	D2
5	Data3	เอาต์พุต	D3
6	Data4	เอาต์พุต	D4
7	Data5	เอาต์พุต	D5
8	Data6	เอาต์พุต	D6
9	Data7	เอาต์พุต	D7
10	ACK	อินพุต	S6
11	Busy	อินพุต	S7
12	Paper Empry	อินพุต	S5
13	Select	อินพุต	S4
14	Auto Feed	เอาต์พุต	C1
15	Error	อินพุต	S3
16	Initialize Printer	เอาต์พุต	C2
17	Select Input	เอาต์พุต	C3
18-25	Ground		

⁽³⁾หมายเหตุ จาก การเขียนโปรแกรม สำหรับ Applications ด้วย C/C++ (หน้า 654), เจนวิทย์ เหลืองอร่าม และ ปิยวิทย์ เหลืองอร่าม, 2543, กรุงเทพมหานคร : บริษัท ธรรมสาร จำกัด.

จากตารางที่ 4.5 อาจสังเกตได้ว่าพอร์ตเครื่องพิมพ์สามารถจัดแบ่งกลุ่มสัญญาณออกได้เป็น 3 กลุ่ม ตามหน้าที่การทำงานดังนี้

กลุ่มสัญญาณข้อมูล : ประกอบด้วย Data0-Data7 ปรากฏที่ขา 2-9 ตามลำดับ

กลุ่มสัญญาณควบคุม : ประกอบด้วย Strobe , Auto Feed , Initialize Printer , Select Input ปรากฏที่ขา 1, 14, 16 และ 17 ตามลำดับ

กลุ่มสัญญาณสถานะ : ประกอบด้วย Error, Select, Paper Empty, ACK, Busy
ปรากฏที่ขา 15, 13, 12, 10 และ 11 ตามลำดับ

4.5 การออกแบบและลักษณะการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณ

การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก ที่มีการแยกชุด 12 บิตในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ สิ่งที่สำคัญที่สุดคือ การจัดการด้านการใช้พอร์ตเครื่องพิมพ์ เนื่องจากกระบวนการทำงานของวงจรแปลงสัญญาณมีหลายโหมดการทำงาน เพราะฉะนั้นการจัดการใช้พอร์ตเครื่องพิมพ์ควรพิจารณาอย่างรอบคอบ เพื่อไม่ให้เกิดปัญหาการทำงานที่ซ้อนทับกันในแต่ละโหมด ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการแยกโหมดการส่งการแปลงสัญญาณ โดยโปรแกรมด้วยภาษาซี ผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์ ไว้เป็นหมวดหมู่อย่างชัดเจน ดังตารางที่ 4.7 ซึ่งประกอบด้วย 4 โหมดการทำงานคือ โหมดการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล, โหมดการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก, โหมดดิจิทัลอินพุต และโหมดดิจิทัลเอาต์พุต ซึ่งการอธิบายการทำงาน รวมถึงการโปรแกรมภาษาซีที่ใช้ในการส่งการในแต่ละโหมดจะนำเสนอในรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.5.1 โหมดการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

การแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล มีช่องสัญญาณแอนะล็อกอินพุต 8 ช่องสัญญาณ ซึ่งหมายถึงต้องใช้ไอซี LTC1298 จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่ควบคุมการทำงานของไอซีดังกล่าวเป็นสัญญาณที่มาจากพอร์ตเครื่องพิมพ์ของพีซี จากหัวข้อที่ 4.3.1 การควบคุมการทำงานของไอซี LTC1298 จะควบคุมขาที่ 1 (\overline{CS}), ขาที่ 5 (D_{IN}) และขาที่ 7 (CLK) ซึ่งจากตารางที่ 4.7 กลุ่มสัญญาณข้อมูลบิตต่ำสุด (D0) จะควบคุมการทำงานขาที่ 1 กลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 3 (C3) จะควบคุมการทำงานขาที่ 7 และกลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 2 (C2) จะควบคุมการทำงานขาที่ 5 ซึ่งการเขียนโปรแกรมภาษาซีควบคุมการทำงานในแต่ละโหมดจำเป็นต้องรู้แอดเดรส(address)ที่บรรจุข้อมูลของพอร์ตเครื่องพิมพ์ซึ่งแสดงดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 แอดเดรสที่บรรจุข้อมูลของพอร์ตเครื่องพิมพ์

พอร์ตเครื่องพิมพ์	แอดเดรส		
	กลุ่มสัญญาณข้อมูล	กลุ่มสัญญาณสถานะ	กลุ่มสัญญาณควบคุม
LPT1	0x0378	0x0379	0x037a
LPT2	0x0278	0x0279	0x027a

โปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานในโหมดนี้ อาศัยพื้นฐานความเข้าใจเกี่ยวกับ ไอซี LTC1298 ที่ได้นำเสนอไว้ในหัวข้อ 4.3.1 ซึ่งโปรแกรมภาษาซีที่ใช้เป็นดังนี้ (การทำความเข้าใจโปรแกรมภาษาซีควรดูแผนรูปที่ 4.5 และตารางที่ 4.7 ประกอบเพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจ)

```
//โปรแกรมภาษา C สั่งการทำงานของ A/D converter
//โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 25 ธ.ค. 44
#include <dos.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#define LPT 0x378

void a_inport(int s_mode,int s_data12[4]);
// s_mode 0=CH0G 1=CH1G 2=CH0I 3=CH1O //
void a_inport(int s_mode,int s_data12[4])
{
    int i,j,data,data_t;
    outportb(LPT+0, 0xff); // CS = 1
    outportb(LPT+0, 0x00); // CS = 0
    outportb(LPT+2, 0x0f);
    // 1111 CLK=0, DIN=1 Initial start
    outportb(LPT+2, 0x07);
    // 0111 CLK=1, DIN=1 Start Clock

    if(s_mode==0)
```

;การกำหนดไฟล์ส่วนหัว(Header file)

;การกำหนดค่า LPT เท่ากับ 0x378

;ประกาศฟังก์ชัน a_inport แบบไม่มีการส่งค่า กลับ

;กำหนดให้ i, j, data และ data_t เป็นตัวแปรชนิดจำนวนเต็ม

;การกำหนดสถานะเริ่มต้นโดยจะควบคุมสัญญาณ CS ผ่านกลุ่มสัญญาณข้อมูลบิตต่ำสุด

;เป็นการกำหนดสถานะเริ่มต้นโดยให้สัญญาณนาฬิกาเป็นลอจิก 0 และ D_{IN} เป็นลอจิก 1 ตามแผนรูปที่ 4.5 โดยกำหนดผ่านกลุ่มสัญญาณควบคุมตามตารางที่ 4.7

;เป็นช่วงเริ่มต้นการทำงานของไอซี LTC1298

;เป็นขั้นตอนสำหรับการกำหนดและ

```

{
    outportb(LPT+2, 0x0f);
    // 1111 CLK=0, DIN=SGL=1
    outportb(LPT+2, 0x07);
    // 0111 CLK=1, DIN=SGL=1
    outportb(LPT+2, 0x0b);
    // 1011 CLK=0, DIN=ODD=0
    outportb(LPT+2, 0x03);
    // 0011 CLK=1, DIN=ODD=0
};
if(s_mode==1)
{
    outportb(LPT+2, 0x0f);
    // 1111 CLK=0, DIN=SGL=1
    outportb(LPT+2, 0x07);
    // 0111 CLK=1, DIN=SGL=1
    outportb(LPT+2, 0x0f);
    // 1111 CLK=0, DIN=ODD=1
    outportb(LPT+2, 0x07);
    // 0111 CLK=1, DIN=ODD=1
};
    outportb(LPT+2, 0x0f);
    // 1111 CLK=0, DIN=MSBF=1
    outportb(LPT+2, 0x07);
    // 0111 CLK=1, DIN=MSBF=1

for (j=0; j<4; j++)
    s_data12[j] = 0x0000;

```

เลือกช่องสัญญาณแอนะล็อกอินพุต ซึ่ง
ตัวเลข 0 คือ ช่องสัญญาณ 0 และตัว
เลข 1 คือ ช่องสัญญาณ 1
;เป็นการกำหนดโหมดการทำงานของ
SGL/DIFF
;เป็นการกำหนดโหมดการทำงานของ
ODD/SIGN
;ถ้าเลือกช่องสัญญาณ 1
;เป็นการกำหนดโหมดการทำงานของ
SGL/DIFF
;เป็นการกำหนดโหมดการทำงานของ
ODD/SIGN
;เป็นการกำหนดโหมดการทำงานของ
MSBF
;การกำหนดให้อะเรย์ s_data12 มีค่า

<pre> //Clear Array Output for(i=13;i>0;i--) { outportb(LPT+2, 0x0f); // 1111 CLK=0, D_{IN}=1 */ outportb(LPT+2, 0x07); // 0111 CLK=1, D_{IN}=1 */ data = inportb(LPT+1); data_t = (data&0x40) >> 6 ; // bit 6 of Data s_data12[0] = s_data12[0] (data_t<<(i-1)); data_t = (data&0x20) >> 5 ; // bit 5 of Data s_data12[1] = s_data12[1] (data_t<<(i-1)); data_t = (data&0x10) >> 4 ; // bit 4 of Data </pre>	<p>เป็นศูนย์ก่อนทำการรับข้อมูลสัญญาณ แอนะลอก</p> <p>;เริ่มต้นการแปลงสัญญาณแอนะลอก เป็นสัญญาณดิจิทัล</p> <p>;เป็นการกำหนดสัญญาณนาฬิกาเป็น ลอจิก 0 ซึ่งในช่วงนี้ D_{IN}เป็น ลอจิก 0</p> <p>;เป็นการกำหนดสัญญาณนาฬิกาเป็น ลอจิก 1</p> <p>;เป็นการรับสัญญาณแอนะลอกอินพุต ทางกลุ่มสัญญาณสถานะ ซึ่งจะรับข้อ มูลพร้อมกันทั้ง 4 ช่องสัญญาณ ดัง ตารางที่ 4.7 และเก็บค่าข้อมูลดังกล่าว ไว้ที่ตัวแปร data</p> <p>;เป็นการเลือกบิต 6 ของกลุ่มสัญญาณ สถานะ(S6) ซึ่งเป็นการรับข้อมูลของ ช่องสัญญาณ 0</p> <p>;เป็นการเรียงลำดับสัญญาณดิจิทัลจาก บิตสูงไปบิตต่ำ และนำข้อมูลไปเก็บไว้ ที่อะเรย์ s_data12</p> <p>;เป็นการเลือกบิต 5 ของกลุ่มสัญญาณ สถานะ(S5) ซึ่งเป็นการรับข้อมูลของ ช่องสัญญาณ 1</p> <p>;ความหมายเดียวกันกับข้อความข้างต้น เป็นการเลือกบิต 4 ของกลุ่มสัญญาณ สถานะ(S4) ซึ่งเป็นการรับข้อมูลของ ช่องสัญญาณ 2</p>
--	---

```

s_data12[2] = s_data12[2] | (data_t<<(i-1));    ;ความหมายเดียวกันกับข้อความข้างต้น
data_t = ( data&0x08 ) >> 3 ;                ;เป็นการเลือกบิต 3 ของกลุ่มสัญญาณ
// bit 3 of Data                               สถานะ(S3) ซึ่งเป็นการรับข้อมูลของ
                                                ช่องสัญญาณ 3

s_data12[3] = s_data12[3] | (data_t<<(i-1));    ;ความหมายเดียวกันกับข้อความข้างต้น
};
for (j=0; j<4; j++)
    s_data12[j] = s_data12[j] & 0xff;
    // Clear High Byte
    outportb(LPT+0, 0xff); //  $\overline{CS} = 1$  ;เป็นการสั่งให้อยู่ในสถานะหยุดทำงาน
    outportb(LPT+2, 0x07);
    // 0111 CLK=1, DIN=1*/
}

```

4.5.2 โหมคการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก มีช่องสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุต 2 ช่องสัญญาณ ซึ่งหมายถึงต้องใช้ไอซี AD7545 จำนวน 2 ตัว นอกจากนี้การควบคุมการทำงานของโหมคนี้ จำเป็นต้องใช้ไอซีอีก 2 ตัวมาทำงานร่วมกับไอซี AD7545 ด้วยเช่นกัน ซึ่งไอซีดังกล่าวคือไอซี 74LS138 ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่เลือกช่องสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุตว่าต้องการให้เอาต์พุต ออกที่ช่องสัญญาณ 0 หรือช่องสัญญาณ 1 และไอซีอีกหนึ่งตัวคือไอซี 74LS273 ทำหน้าที่คงค่า (latch) สัญญาณดิจิทัล เนื่องจากในการรับส่งสัญญาณดิจิทัลผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์จะส่งผ่านกลุ่มสัญญาณข้อมูลซึ่งสามารถส่งได้ครั้งละ 8 บิต (D0-D7) ดังตารางที่ 4.7 แต่สัญญาณดิจิทัลอินพุตของไอซี AD7545 คือ 12 บิต จึงต้องส่งข้อมูลดิจิทัลดังกล่าว 2 ครั้งซึ่งครั้งแรกจะส่ง 8 บิตแล้วทำการคงค่าสัญญาณนี้ไว้ หลังจากนั้นจะส่ง 4 บิตบนในครั้งที่สอง ข้อมูลจึงจะครบ 12 บิตตามที่ต้องการ จากตารางที่ 4.7 กลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 0 (C0)และบิตที่ 1(C1) จะควบคุมการทำงานของไอซี 74LS138 เพื่อเลือกช่องสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุต และกลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 3 (C3) จะควบคุมการทำงานของไอซี 74LS273 เพื่อควบคุมการคงค่าสัญญาณดิจิทัลอินพุตให้กับไอซี AD7545 โปรแกรมภาษาซีที่ควบคุมการทำงานในโหมคนี้อาศัยความเข้าใจการทำงานของไอซี AD7545 เป็นสำคัญ ซึ่งโปรแกรมดังกล่าวเป็นดังนี้ (การทำความเข้าใจภาษาซีควรดูตารางที่ 4.7 ประกอบเพื่อ่ายต่อการทำความเข้าใจ)

ตารางที่ 4.7 ตารางแสดงการจัดการพอร์ตเครื่องพิมพ์ในแต่ละโหมดการทำงานของวงจร

โหมดการทำงาน/ขาของ พอร์ตขนาน	ขาที่17 (C3)	ขาที่16 (C2)	ขาที่14 (C1)		ขาที่ 1 (C0)		ขาที่ 2-ขาที่9 (D0-D7)	ขาที่11 (S7)	ขาที่10 (S6)	ขาที่12 (S5)	ขาที่13 (S4)	ขาที่15 (S3)
			11	10	01	00						
โหมด ก.						CS	Output PC					
โหมด ข.	CLK	Load					D0 ควบคุม CLK INT	Input PC				
โหมด ค. ช่องสัญญาณ 1 ช่องสัญญาณ 2 ช่องสัญญาณ 3 ช่องสัญญาณ 4	CLK CLK CLK CLK	D _{IN} D _{IN} D _{IN} D _{IN}					ขาที่ 2 (D0)จะควบคุมสัญญาณ \overline{CS}		Input PC		Input PC	
โหมด ง. ช่องสัญญาณ 1 ช่องสัญญาณ 2	Latch Latch			CS		CS	Output PC Output PC					

หมายเหตุ โหมด ก. คือ โหมดดิจิทัลเอาต์พุต

โหมด ข. คือ โหมดดิจิทัลอินพุต

โหมด ค. คือ โหมดการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

โหมด ง. คือ โหมดการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

```

//โปรแกรมภาษา C สั่งการทำงานของ D/A converter
//โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 25 ธ.ค. 44

void a_outport(char a_ch,int data12)
{
    char ch_sel;

    if(a_ch==0)
        ch_sel=0x02;
    else
        ch_sel=0x01;
    //0010 0001
    outportb(LPT+0,data12);
    //Data Output L_Byte

    outportb(LPT+2,0x0b);
    //H_Clk Latch L_Byte 1011

    outportb(LPT+2,0x03);
    //L_Clk Latch L_Byte 0011
    outportb(LPT+0,data12>>4);
    //Data Output H_Byte
    outportb(LPT+2,ch_sel);
    //Low Pulse CS DAC1 0010

    outportb(LPT+2,0x03);
    //Low Pulse D-ff 0011
}

```

;ประกาศฟังก์ชัน a_outport แบบไม่มีการส่งค่ากลับ
;กำหนดตัวแปร ch_sel เป็นชนิดอักขระ
;เป็นเงื่อนไขสำหรับการเลือกช่องสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุต
;เป็นการส่งข้อมูลดิจิทัล 12 บิตออกทางกลุ่มสัญญาณข้อมูล โดยส่ง 8 บิตล่างออกก่อน
;เป็นการคงค่าสัญญาณ(latch) 8 บิตล่างที่ส่งออกทางกลุ่มสัญญาณข้อมูลจากคำสั่งก่อนหน้านี้
;เป็นการส่งข้อมูลดิจิทัล 4 บิตบนที่เหลือออกทางกลุ่มสัญญาณข้อมูล
;เป็นการส่งข้อมูลแอนะล็อกเอาต์พุตออกตามช่องสัญญาณที่เลือกในตอนต้น โดยควบคุมสัญญาณ CS สำหรับเลือกช่องสัญญาณทางกลุ่มสัญญาณควบคุม ดังตารางที่ 4.7

<pre> delay(DLY); for(i=1;i<9;i++) { data8 = inportb(LPT+1); outportb(LPT+2, 0x0f); // 1111 CLK=1 Load=1 outportb(LPT+2, 0x07); // 0111 CLK=0 Load=1 printf("%X Data In %x\n",i,data8); data8 = ((data8^0x80)&0x80)>>7; // bit 7 of Data result = result (data8<<(8-i)); } outportb(LPT+0, 0xff); // Clock Inhibit =1 result = result & 0xff; return (result); } </pre>	<p>;ทำการหน่วงเวลาเท่ากับค่า DLY ที่กำหนดไว้ในส่วนหัวของโปรแกรม</p> <p>;รับข้อมูลสัญญาณดิจิทัล 8 บิตผ่านทางกลุ่มสัญญาณสถานะและเก็บข้อมูลไว้ในตัวแปร data8</p> <p>;เป็นการสั่งให้บิตสูงสุด ซึ่งก็คือบิต 7 ออกมาก่อน และมีการเลื่อนบิตที่ต่ำกว่าขึ้นมาแทนที่</p> <p>;เป็นการเลือกบิตที่ 7 ของกลุ่มสัญญาณสถานะตามตารางที่ 4.7 และเลื่อนไปทางขวา 7 บิต เพื่ออยู่ที่ตำแหน่งบิตต่ำสุด</p> <p>;เป็นการเลื่อนบิตต่ำสุดของ data8 จากคำสั่งข้างต้นมาทางซ้าย เพื่อเรียงลำดับบิตสูงไปยังบิตต่ำ โดยบิตสูงเป็นบิตที่รับข้อมูลมาเป็นอันดับแรก</p> <p>;เป็นการกำหนด Clock Inhibit มีค่าเป็นลอจิก 1 เพื่อหยุดการทำงาน</p>
--	--

4.5.4 โหมดดิจิทัลเอาต์พุต

โหมดดิจิทัลเอาต์พุตเป็นโหมดการทำงานที่ส่งค่าดิจิทัล 8 บิตออกทางกลุ่มสัญญาณข้อมูล ดังตารางที่ 4.7 โดยโหมดนี้อาศัยการทำงานของไอซี 74LS273 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับคงค่าสัญญาณดิจิทัล (latch) และไอซี 74LS245 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับแยกข้อมูลระหว่างอินพุตของไอซีและเอาต์พุตของไอซี 74LS245 (buffer) อย่างเด็ดขาด (รายละเอียดหลักการทำงานของไอซี 74LS273 และไอซี

74LS245 คูได้ในภาคผนวก ก.) กระบวนการทำงานสำหรับโหมดนี้อาศัยสัญญาณควบคุมจากกลุ่มสัญญาณควบคุมบิต 0 และบิต 1 สำหรับควบคุมค่า CS ดังตารางที่ 4.7 ซึ่งโปรแกรมภาษาซีสำหรับควบคุมการทำงานเป็นดังนี้

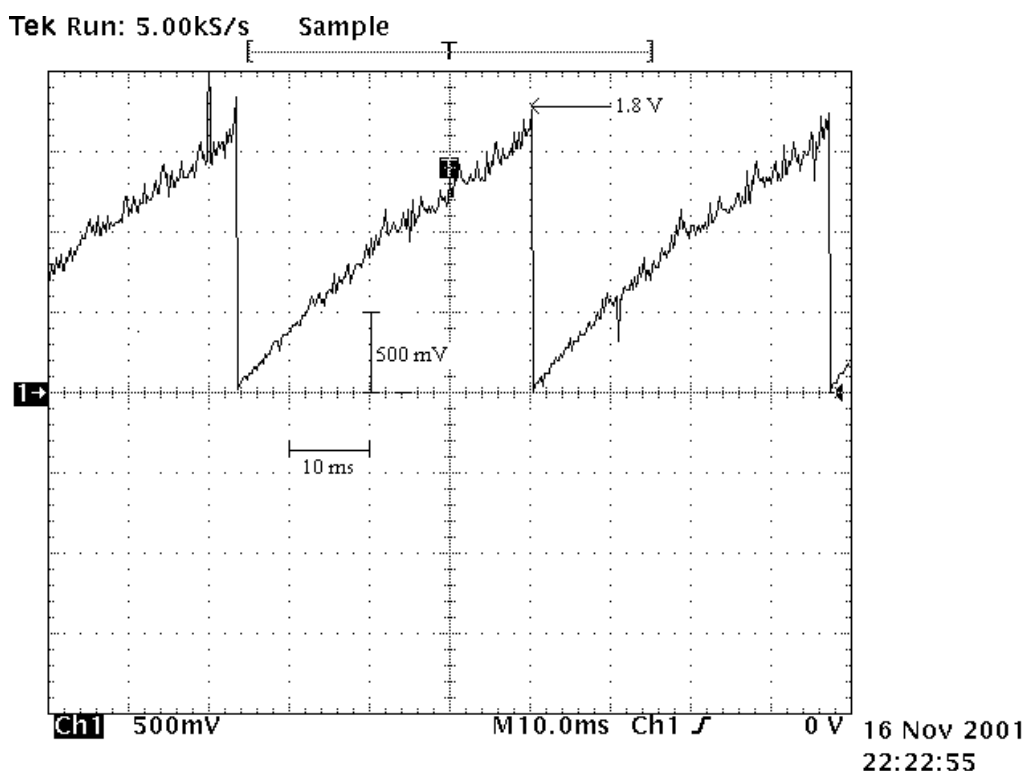
```
//โปรแกรมภาษา C สั่งการทำงานของ Digital output
//โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 25 ธ.ค. 44
void d_output(int data8)                ;ประกาศฟังก์ชัน d_output แบบไม่มี
{                                       การส่งค่ากลับ
    outputb(LPT+2,0x00); //0000        ;เลือกการทำงานในโหมดนี้
    outputb(LPT+0,data8);              ;ส่งข้อมูลดิจิทัล 8 บิตออกทางกลุ่ม
    //Data Output                       สัญญาณข้อมูล
    outputb(LPT+2,0x03); //0011        ;ปิดการทำงานในโหมดนี้
}
```

4.6 การทดสอบวงจรแปลงสัญญาณ

การทดสอบวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับดิจิทัลในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีการทดสอบทั้งหมด 4 แบบคือ โมโนโทนิกซิตี (Monotonicity) ,ทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่ (Frequency response test) , ทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล และทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก การทดสอบดังกล่าวมีความสำคัญมากเนื่องจากในทางปฏิบัติ การใช้งานวงจรแปลงสัญญาณต้องทราบขีดความสามารถของวงจรแปลงสัญญาณที่ใช้ ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมของการใช้งาน ด้วยเหตุนี้งานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงได้มีการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณตามที่กล่าวข้างต้น ซึ่งจะอธิบายในแต่ละการทดสอบดังต่อไปนี้

4.6.1 โมโนโทนิกซิตี (Monotonicity)

การทดสอบที่เรียกว่าโมโนโทนิกซิตี เป็นการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก โดยเขียนโปรแกรมภาษาซี เพื่อกำหนดสัญญาณดิจิทัล ซึ่งเริ่มตั้งแต่ 0x000 ถึง 0xffff และนำออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณแอนะล็อกที่ได้จากช่องสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุต ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวดูได้จากรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ผลการทดสอบโมโนโทนิคซิติ

จากผลการทดสอบดังรูปที่ 4.7 สังเกตได้ว่าลักษณะของรูปสัญญาณแอนะล็อกมีลักษณะเป็นเชิงเส้น มีการรบกวนปรากฏอยู่บ้าง โดยที่แอมพลิจูดของรูปสัญญาณมีค่าเท่ากับ 1.8 โวลต์

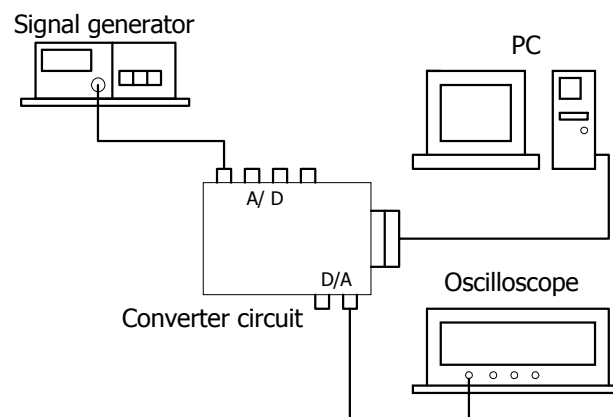
4.6.2 การทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่

การทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่ เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าอัตราขยายหรือเกน (Gain) ของวงจรแปลงสัญญาณ และหาปริมาณการเลื่อนเฟส (Phase shift) ของสัญญาณเอาต์พุต เทียบกับอินพุต การจัดเตรียมอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการทดสอบแสดงดังรูปที่ 4.8 ซึ่งประกอบด้วย เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal generator), ออสซิลโลสโคป และพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี การดำเนินการทดสอบเริ่มต้นจากป้อนสัญญาณไซน์ที่ความถี่ตั้งแต่ 100 เฮิรตซ์ ถึง 2000 เฮิรตซ์ ด้วย เครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยเพิ่มความถี่ครั้งละ 100 เฮิรตซ์ เหตุผลที่จำกัดความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุตในการทดสอบที่ 2000 เฮิรตซ์ เนื่องจากที่ความถี่มากกว่านี้จะทำให้เกิดเหตุการณ์ที่เรียกว่า การเคลือบแฝง (Aliasing) ซึ่งดูได้จากรูปที่ 4.15 หลังจากปรับความถี่ที่ต้องการทดสอบจากเครื่องกำเนิดสัญญาณเรียบร้อยแล้ว เครื่องพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี จะทำหน้าที่อ่านข้อมูลผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิตอล และเขียนข้อมูลออกทางช่องสัญญาณ แอนะล็อกเอาต์พุตที่สามารถวัดรูปสัญญาณได้จากออสซิลโลสโคป ซึ่งผลจากการทดสอบดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 4.8

ซึ่งค่าอัตราขยายที่มีหน่วยเป็นเดซิเบล สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4-1) และปริมาณการเลื่อนเฟสสามารถคำนวณจากสมการที่ (4-2) ซึ่งค่า ΔT สามารถอ่านได้จากกราฟดังรูปที่ 4.9 และจากตารางที่ 4.8 เมื่อนำค่าอัตราขยาย และปริมาณการเลื่อนเฟสไปเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 4.17 และรูปที่ 4.18 ตามลำดับ จากการทดสอบพบว่าวงจรแปลงสัญญาณมีเกน -8 dB โดยประมาณตลอดย่านความถี่ และการเลื่อนเฟส(ล้าหลัง) มีลักษณะเป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้น เมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตเพิ่มขึ้น โดยเฟสล้าหลังน้อยที่สุดเป็น 5.76 องศา และสูงสุดเป็น 100.80 องศา

4.6.3 การทดสอบในสถานะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

การทดสอบวงจรแปลงสัญญาณในหัวข้อนี้ เป็นการทดสอบโดยจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรแปลงสัญญาณแล้วทำการอ่านค่าสัญญาณดิจิทัล 12 บิตที่ได้จากการแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งผลที่ได้เป็นดังตารางที่ 4.9 โดยที่แรงดันอินพุต 0 โวลต์ แปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลได้เป็น $000H$ และที่แรงดันอินพุต 5 โวลต์ แปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลได้เป็น $F8BH$



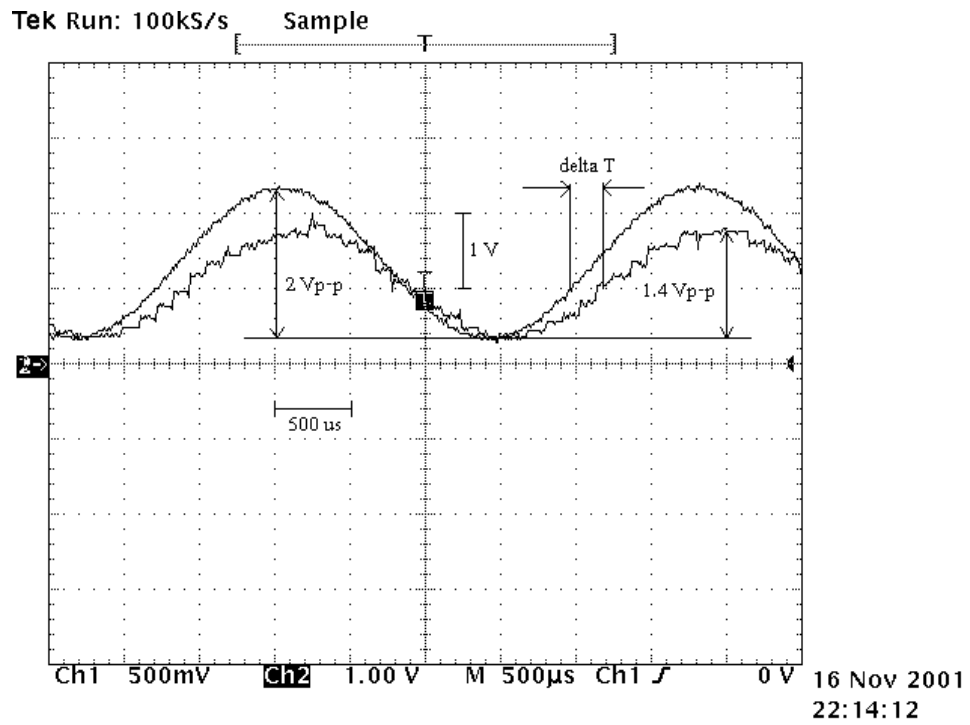
รูปที่ 4.8 การจัดเตรียมอุปกรณ์สำหรับการทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่

$$\text{Gain(dB)} = 20\log\left(\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}}\right) \quad (4-1)$$

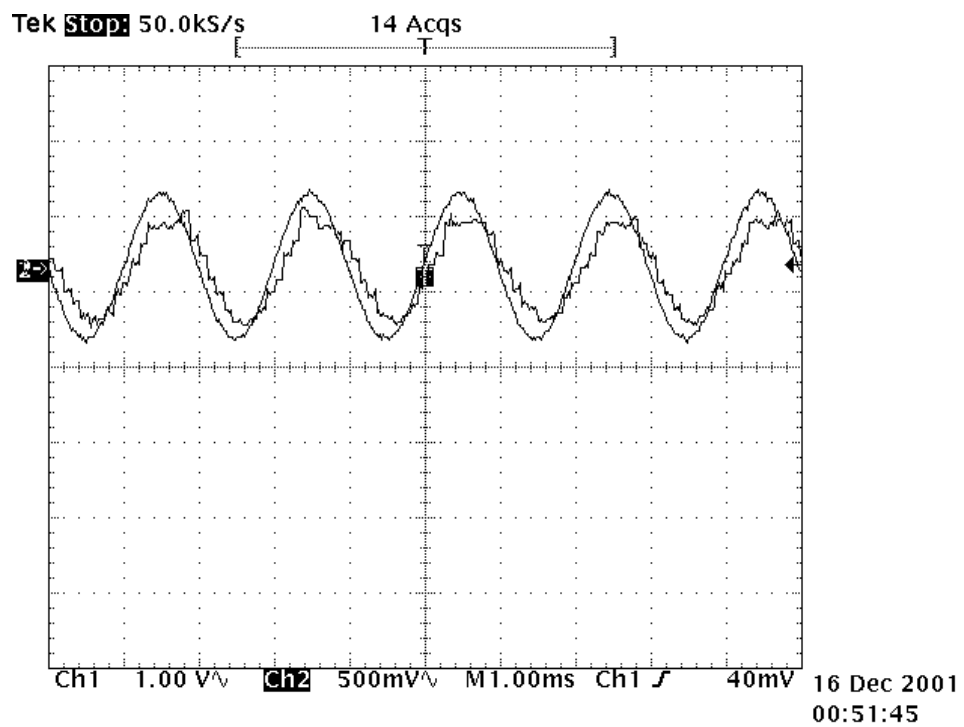
$$\text{Phase shift} = \left(\frac{\Delta T}{T}\right) \times 360^\circ \quad (4-2)$$

4.6.4 การทดสอบในสถานะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก

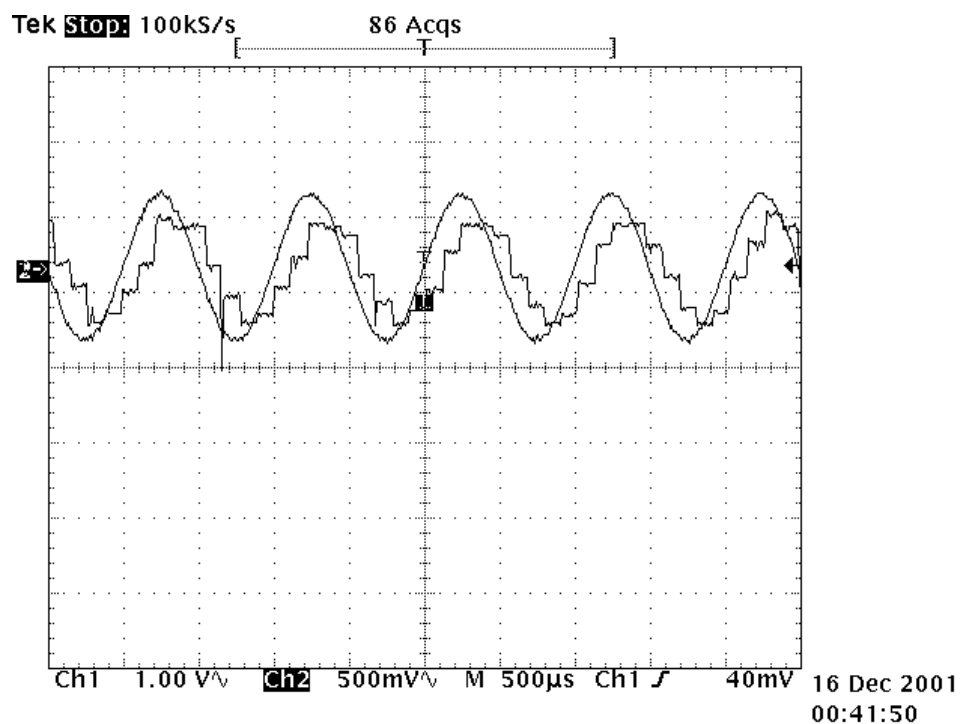
การทดสอบวงจรแปลงสัญญาณในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบในสถานะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก ซึ่งจะทำการทดสอบโดยกำหนดค่าสัญญาณดิจิทัลโดย



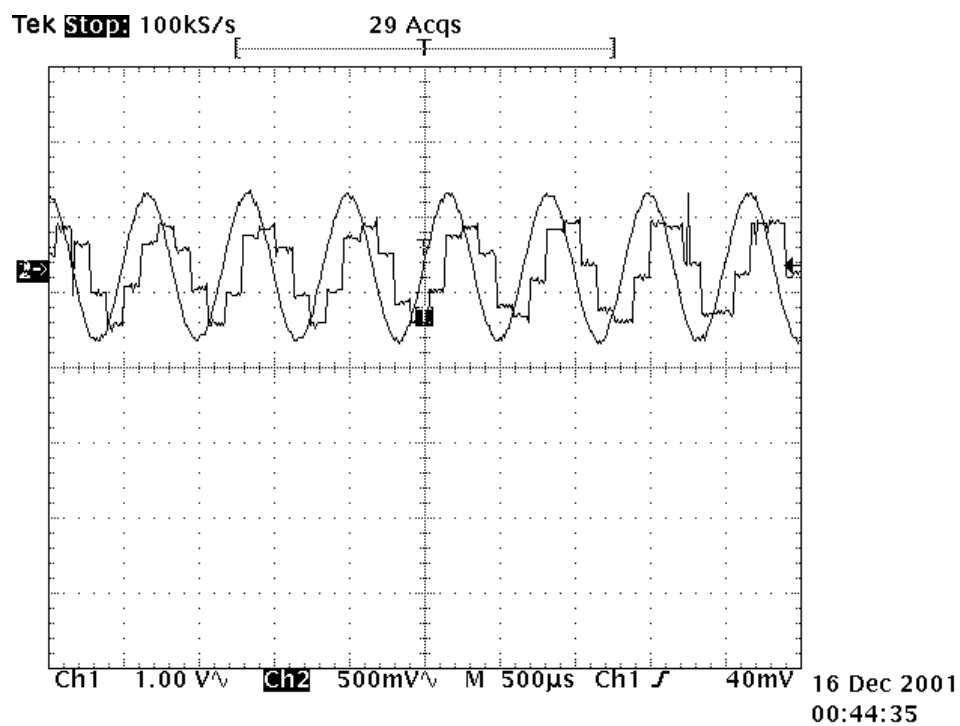
รูปที่ 4.9 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 362 เฮิรตซ์



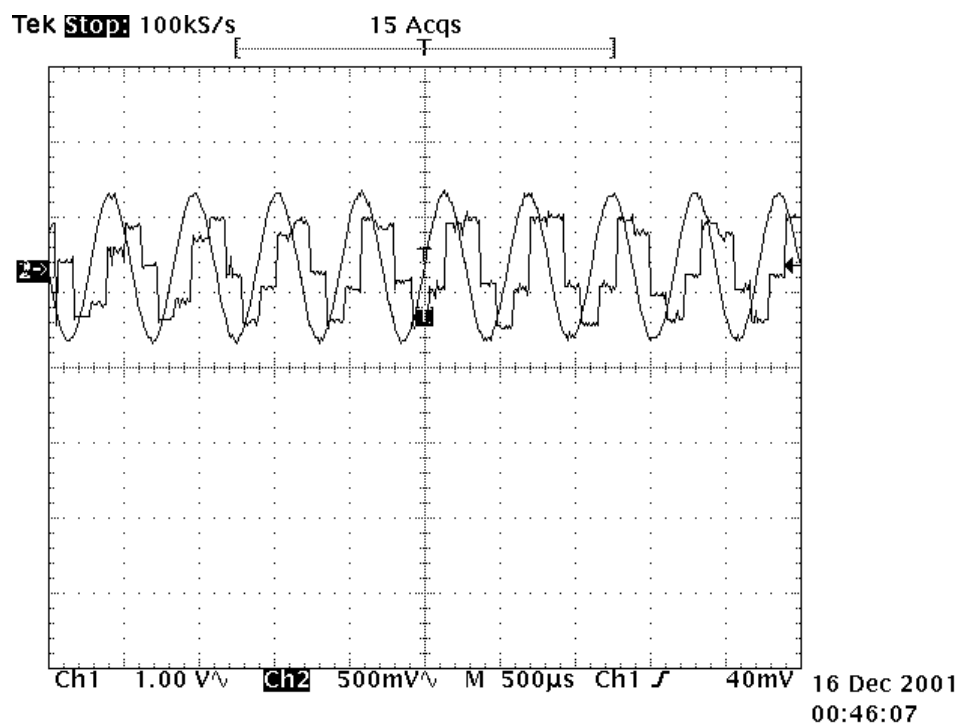
รูปที่ 4.10 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 500 เฮิรตซ์



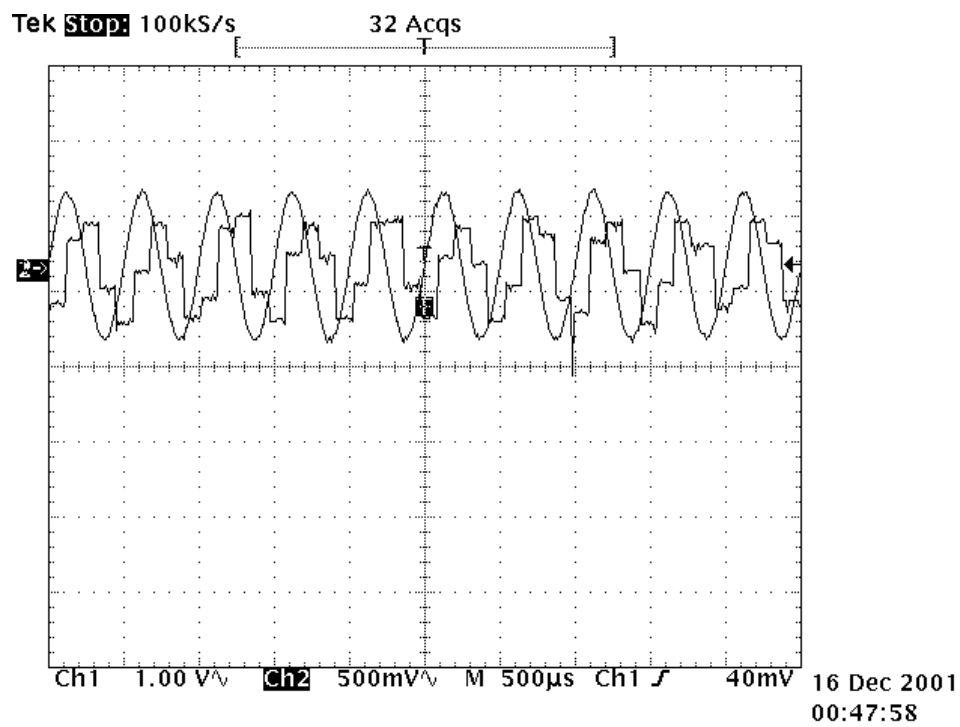
รูปที่ 4.11 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 1000 เฮิรตซ์



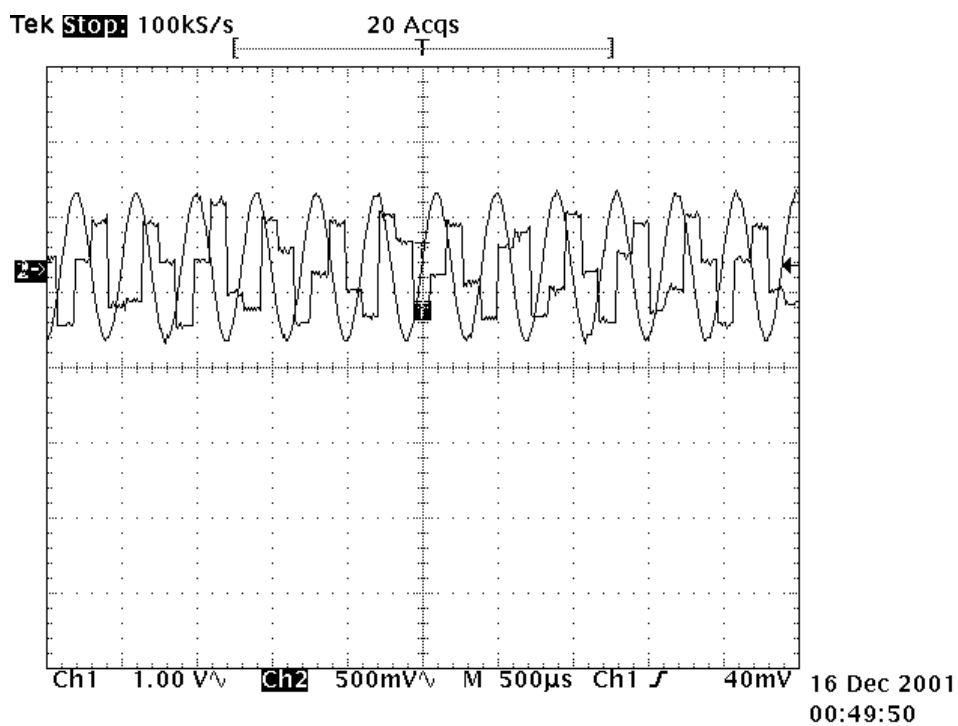
รูปที่ 4.12 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 1500 เฮิรตซ์



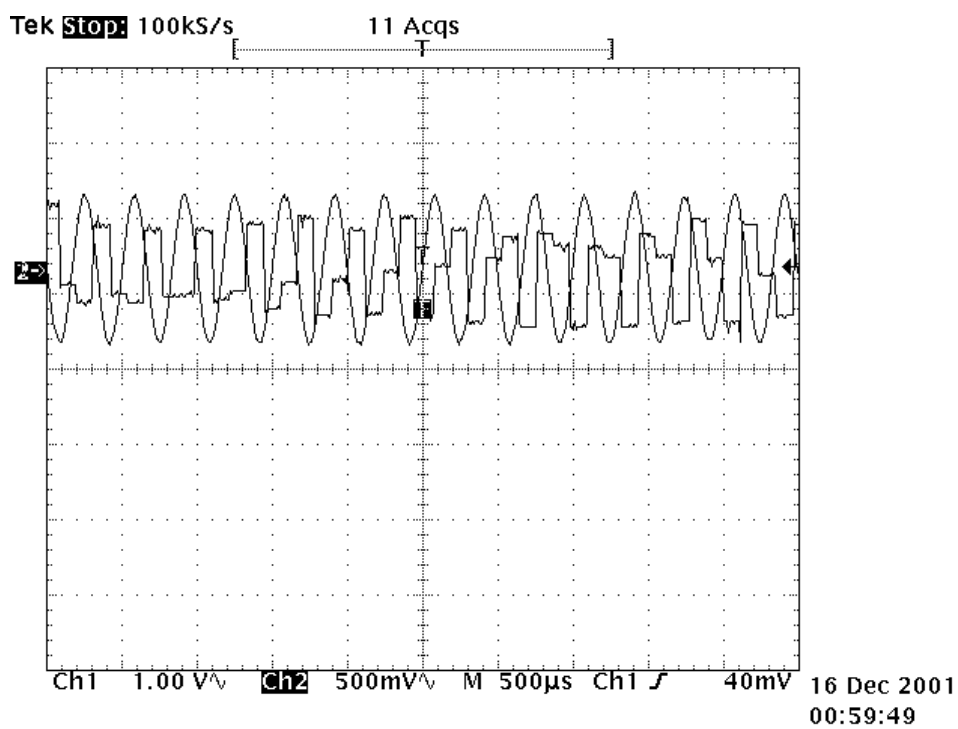
รูปที่ 4.13 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 1800 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.14 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 2000 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.15 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 2500 เฮิรตซ์

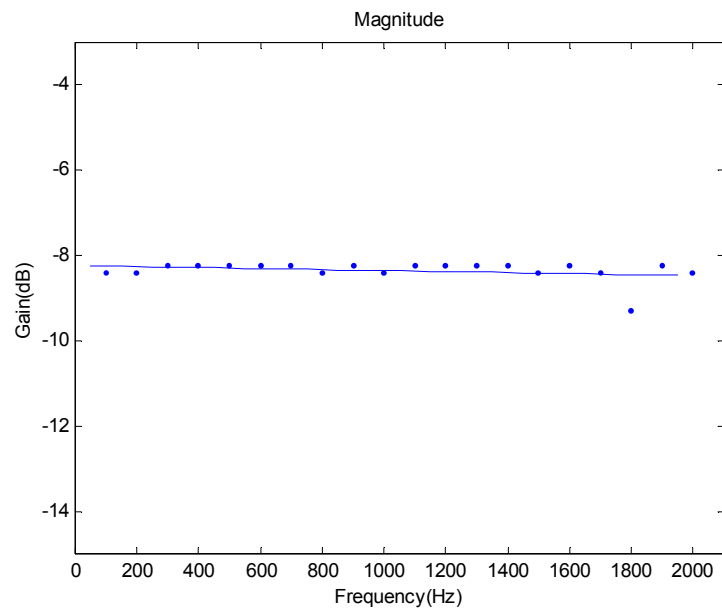


รูปที่ 4.16 การตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ 3000 เฮิรตซ์

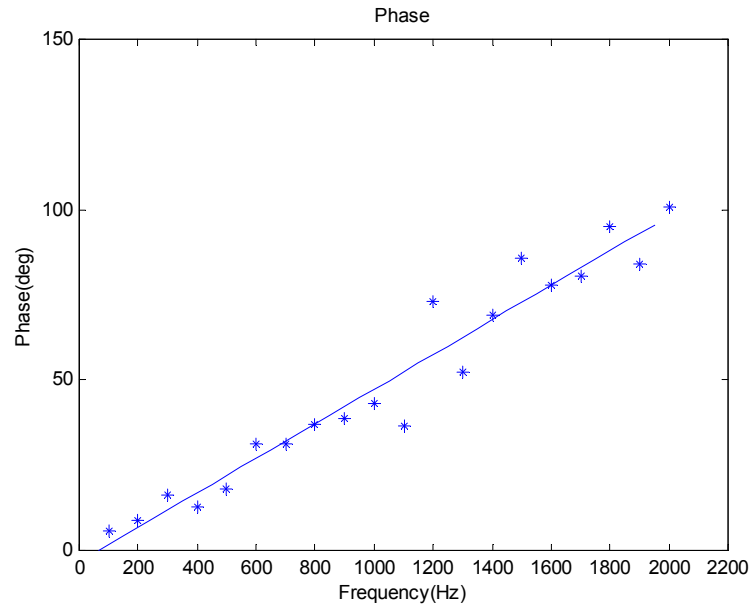
การโปรแกรมด้วยภาษาซี แล้วทำการวัดสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุตที่ได้จากการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก ซึ่งผลที่ได้แสดงดังตารางที่ 4.10 จากตารางดังกล่าวสังเกตได้ว่าเมื่อสัญญาณดิจิทัลเป็น FFFH ค่าสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุตที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 1.8 โวลต์ และถ้า

ตารางที่ 4.8 ผลการทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่

ความถี่ (เฮิรตซ์)	คาบ (มิลลิวินาที)	แอมพลิจูด อินพุต (pk-pk)	แอมพลิจูด เอาต์พุต (pk-pk)	อัตรา ขยายหรือ เกน (เดซิเบล)	delta T (ไมโคร วินาที)	การ เลื่อนเฟส (ล้าหลัง) (องศา)
100	10.000	2.74	1.04	-8.41	160	5.76
200	5.000	2.74	1.04	-8.41	120	8.64
300	3.334	2.74	1.06	-8.25	150	16.22
400	2.502	2.74	1.06	-8.25	90	12.96
500	2.003	2.74	1.06	-8.25	100	18.00
600	1.674	2.74	1.06	-8.25	144	31.04
700	1.434	2.74	1.06	-8.25	124	31.22
800	1.251	2.74	1.04	-8.41	128	36.86
900	1.112	2.74	1.06	-8.25	120	38.92
1000	1.001	2.74	1.04	-8.41	120	43.20
1100	0.912	2.74	1.06	-8.25	92	36.40
1200	0.834	2.74	1.06	-8.25	168	72.87
1300	0.772	2.74	1.06	-8.25	112	52.36
1400	0.711	2.74	1.06	-8.25	136	68.96
1500	0.672	2.74	1.04	-8.41	160	85.97
1600	0.631	2.74	1.06	-8.25	136	77.71
1700	0.593	2.74	1.04	-8.41	132	80.54
1800	0.564	2.74	0.94	-9.29	148	95.14
1900	0.532	2.74	1.06	-8.25	124	84.23
2000	0.503	2.74	1.04	-8.41	140	100.80



รูปที่ 4.17 ค่าเกนในช่วงความถี่ 100-2000 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.18 ปริมาณการเลื่อนเฟส(ล้าหลัง) ในช่วงความถี่ 100-2000 เฮิรตซ์

สัญญาณดิจิทัลเป็น 000H ค่าสัญญาณแอนะล็อกเอาต์พุตที่วัดได้จะมีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ซึ่งผลดังกล่าวสอดคล้องกับผลที่ได้จากการทดสอบดังรูปที่ 4.7

ตารางที่ 4.9 ผลการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล

สัญญาณแอนะล็อก อินพุต (โวลต์)	สัญญาณดิจิทัล 12 บิต
0	0000 0000 0000
0.625	0001 1111 1111
1.25	0011 1111 1111
1.875	0101 1111 1111
2.5	0111 1101 1010
3.125	1001 1100 0101
3.75	1011 1010 1011
4.375	1101 1001 1011
5	1111 1000 1011

ตารางที่ 4.10 ผลการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก

สัญญาณดิจิทัล 12 บิต	สัญญาณแอนะล็อก เอาต์พุต(โวลต์)
0000 0000 0000	0
0010 0000 0000	0.334
0100 0000 0000	0.656
0110 0000 0000	0.884
0111 0000 0000	0.973
1000 0000 0000	1.231
1010 0000 0000	1.320
1100 0000 0000	1.563
1110 0000 0000	1.674
1111 1111 1111	1.800

4.7 สรุป

การสร้างวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกกับดิจิทัลที่มีการแยกชุด 12 บิตตามวิธีการออกแบบของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่กล่าวมาทั้งหมดมีส่วนประกอบ 4 ส่วน คือ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่มีการแยกชุด 12 บิต (A/D converter 12 bit) จำนวน 8 ช่องสัญญาณ, วงจรดิจิทัลอินพุต 8 บิต (Digital input 8 bit), วงจรดิจิทัลเอาต์พุต 8 บิต (Digital output 8 bit) และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกที่มีการแยกชุด 12 บิต (D/A converter 12 bit) จำนวน 2 ช่องสัญญาณ ซึ่งวงจรแปลงสัญญาณดังกล่าวถูกออกแบบเพื่อใช้สำหรับการเชื่อมต่อกับพีซีผ่านทางพอร์ตเครื่องพิมพ์ โดยกระบวนการทำงานทั้งหมดถูกควบคุมด้วยโปรแกรมภาษาซี ซึ่งจากผลการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณพบว่าวงจรแปลงสัญญาณที่สร้างขึ้นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีแบนด์วิดท์การใช้งานอยู่ในช่วง 2000 เฮิรตซ์ ถ้าความถี่อินพุตมีค่ามากกว่า 2000 เฮิรตซ์จะปรากฏเหตุการณ์ที่เรียกว่า การเคลือบแฝง ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่พึงประสงค์สำหรับการใช้งานในทางปฏิบัติ วงจรมีเกนโดยเฉลี่ย -8 dB ให้เฟสล่าช้าที่เป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้น (5.76 องศา – 100.80 องศา) สัมพันธ์กับความถี่ของอินพุตที่เพิ่มขึ้น สัญญาณอินพุตที่ป้อนแก่ A/D ที่พอเหมาะอยู่ในย่าน 0 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ (ดีซี) D/A สามารถให้เอาต์พุต 0 โวลต์ ถึง 1.80 โวลต์ สัมพันธ์กับอินพุต 000H - FFFH

บทที่ 5

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

5.1 บทนำ

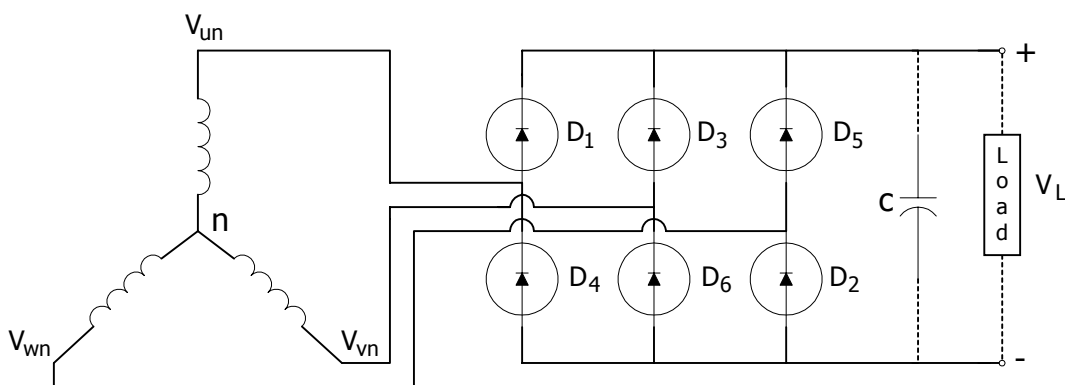
ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ส่วนใหญ่ประกอบด้วยสองส่วนหลัก คือ วงจรเรียงกระแส (rectifier circuit) และวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter circuit) แต่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เพิ่มในส่วนวงจรชอปเปอร์ (chopper circuit) แทรกระหว่างวงจรเรียงกระแสกับวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อช่วยป้องกันฮาร์มอนิกไหลย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายกำลัง (Muhammad, 1993) โดยวงจรเรียงกระแสทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ในขณะที่วงจรชอปเปอร์ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแส วงจรชอปเปอร์ดังกล่าวใช้วงจรที่เรียกว่า ตัวคุมค่าแบบบัค (Buck regulator) ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสเพื่อเข้ามอเตอร์ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ สำหรับวงจรชอปเปอร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ใช้ไอจีบีที (IGBT) เนื่องจากค่ากำลังงานสูญเสียในการสวิตช์มีค่าน้อยมาก (Munaf and Noel, 2001) ด้วยเหตุนี้ในบทนี้จึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสทั้งสามวงจร รวมถึงอธิบายหลักการทำงานและเสนอผลการทดสอบในแต่ละวงจรอย่างละเอียด

5.2 วงจรเรียงกระแส

วงจรเรียงกระแสเป็นวงจรสำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (full-wave rectifier) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.1

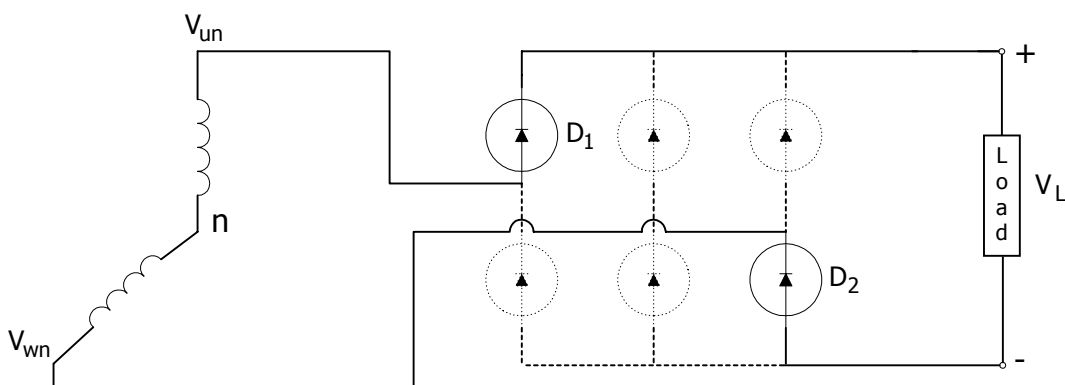
5.2.1 หลักการทำงาน

จากวงจрдังรูปที่ 5.1 ใช้ไดโอดทั้งหมด 6 ตัว ซึ่งการทำงานในแต่ละโหมดจะทำงานครั้งละ 2 ตัวสลับกัน โดยเริ่มจากไดโอดตัวที่ 1 (D_1) กับไดโอดตัวที่ 2 (D_2), ไดโอดตัวที่ 2 (D_2) กับไดโอดตัวที่ 3 (D_3), ไดโอดตัวที่ 3 (D_3) กับไดโอดตัวที่ 4 (D_4), ไดโอดตัวที่ 4 (D_4) กับไดโอดตัวที่ 5 (D_5), ไดโอดตัวที่ 5 (D_5) กับไดโอดตัวที่ 6 (D_6) และไดโอดตัวที่ 6 (D_6) กับไดโอดตัวที่ 1 (D_1) ซึ่งการทำงานในแต่ละโหมดข้างต้นของไดโอดแต่ละคู่จะรับแรงดันระหว่างสาย (line-to-line voltage) จากแหล่งจ่ายกำลังสามเฟส เช่น ในโหมดการทำงานของไดโอดตัวที่ 1 กับไดโอดตัวที่ 2 ไดโอดตัวที่ 1



รูปที่ 5.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

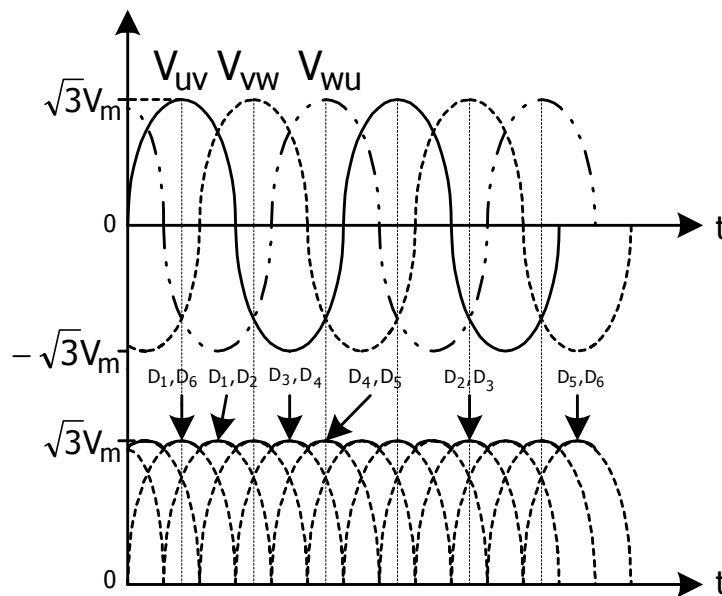
จะรับแรงดันเฟสยู (V_{un}) ส่วนไดโอดตัวที่ 2 จะรับแรงดันเฟสดับเบิ้ลยู (V_{vn}) เพราะฉะนั้นแรงดันอินพุตในโหมดการทำงานนี้จะเป็นแรงดันระหว่างสายของเฟสดับเบิ้ลยูกับเฟสยู (V_{vu}) ดังรูปที่ 5.2 ดังนี้



รูปที่ 5.2 โหมดการทำงานของไดโอดตัวที่ 1 กับไดโอดตัวที่ 2

จากการอธิบายหลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบคลื่นเต็มดังกล่าวข้างต้นจะได้ผลโดยรวมเป็นดังรูปที่ 5.3 ซึ่งจากรูปที่ 5.3 ไดโอดตัวที่ 1 และไดโอดตัวที่ 2 จะทำงานในขณะแรงดันซีกลบของแรงดันระหว่างสายของเฟสดับเบิ้ลยูกับเฟสยู (V_{vu}) โดยทำการกลับรูปสัญญาณซีกลบไปเป็นสัญญาณซีกบวก ในขณะที่เดียวกันไดโอดตัวที่อยู่ตรงข้ามกับไดโอดตัวที่ 1 และไดโอดตัวที่ 2 ซึ่งก็คือ ไดโอดตัวที่ 4 และไดโอดตัวที่ 5 จะทำงานในขณะแรงดันซีกบวกของแรงดันระหว่างสายของเฟสดับเบิ้ลยูกับเฟสยู (V_{vu}) นอกจากนี้ไดโอดตัวที่ 2 และไดโอดตัวที่ 3 จะทำงานในขณะแรงดันซีกบวกของแรงดันระหว่างสายของเฟสวกับเฟสดับเบิ้ลยู (V_{vw}) เพราะฉะนั้นไดโอดตัวที่ 5 และ

ไดโอดตัวที่ 6 จะทำงานในขณะแรงดันซีกกลับของแรงดันระหว่างสายของเฟสกับเฟสดับเบิ้ลยู (V_{vw}) เนื่องจากไดโอดตัวที่ 5 และไดโอดตัวที่ 6 เป็นไดโอดที่อยู่ในตำแหน่งตรงข้ามกับไดโอดตัวที่ 2 และไดโอดตัวที่ 3 ในส่วนของแรงดันระหว่างสายของเฟสกับเฟสวี (V_{uv}) จะเป็นการทำงานของไดโอดตัวที่ 1 และไดโอดตัวที่ 6 ในขณะแรงดันซีกบวก ส่วนแรงดันซีกกลับจะเป็นการทำงานของไดโอดตัวที่ 3 และไดโอดตัวที่ 4



รูปที่ 5.3 รูปคลื่นแรงดันที่ได้จากวงจรเรียงกระแสสามเฟส

จากรูปที่ 5.3 เมื่อคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยพิจารณาจากพื้นที่ใต้กราฟในรูปที่ 5.3 จะคำนวณได้ดังนี้

$$V_{dc} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \sqrt{3} V_m \cos \omega t \, dt \quad (5-1)$$

เมื่อแทนค่า $T = \pi/3$ จะได้

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{2}{\pi/3} \int_0^{\pi/2} \sqrt{3} V_m \cos \omega t \, dt \\ &= \frac{2}{\pi/3} \left[\sqrt{3} V_m \sin \omega t \, dt \Big|_0^{\pi/6} \right] \\ &= 1.654 V_m \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

$$V_{dc} = 1.654 V_m \quad (5-2)$$

จากสมการที่ (5-2) ค่า V_m คือ ค่ายอดของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้วงจรเรียงกระแส

ถ้าแรงดันอินพุตของวงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันระหว่างสายเท่ากับ 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส หรือแรงดันเฟสเท่ากับ 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ค่ายอดของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้วงจรเรียงกระแส จะมีค่าเท่ากับ 311.13 โวลต์ ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (5-3) ดังนี้

$$V_m = \sqrt{2} \times 220 = 311.13 \text{ V} \quad (5-3)$$

เมื่อนำค่ายอดของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้วงจรเรียงกระแสจากสมการที่ (5-3) แทนในสมการที่ (5-2) จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกจากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดังสมการที่ (5-4) ดังนี้

$$V_{dc} = 1.654 \times \sqrt{2} \times 220 = 514.60 \text{ V} \quad (5-4)$$

5.2.2 วิธีการออกแบบ

วิธีการออกแบบมอดูลของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรที่เป็นลักษณะมอดูล (module) เพราะฉะนั้นจึงทำการออกแบบพิกัดของมอดูลวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ซึ่งการออกแบบจะคำนึงถึงพิกัดของแรงดันและกระแสเป็นสำคัญ โดยทั่วไปวงจรเรียงกระแสจะรับสัญญาณอินพุตที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเฟสเดียว แต่ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จะรับสัญญาณอินพุตที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟส เนื่องจากต้องการค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุตที่มีค่าสูงเพียงพอก่อนที่จะเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งรายละเอียดจะอธิบายในหัวข้อที่ 5.4.2 และในส่วนของ การออกแบบจำเป็นต้องอย่างยิ่งที่ต้องทราบพิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งพิกัดดังกล่าวได้มาจากแผ่นป้ายชื่อ (nameplate) ของมอเตอร์ดังรูปที่ 5.4 โดยค่าพิกัดกระแสมีค่าเท่ากับ 2.45 แอมแปร์ ในขณะที่ค่าพิกัดแรงดันมีค่าเท่ากับ 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส เพราะฉะนั้นมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น จึงมีการออกแบบดังนี้

ค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์เท่ากับ 2.45 แอมแปร์

ค่ากระแสขณะเริ่มเดินเครื่อง (start) จะมีค่าประมาณ 6 เท่าของค่าพิกัดกระแส เพราะฉะนั้นค่ากระแสขณะเริ่มเดินเครื่องจะมีค่าเท่ากับ 14.7 แอมแปร์

ELWE	
Typ MS	3φ Mot.
380 V	2.45 A
1 kW	cosφ 0.87
1380min ⁻¹	50 Hz
Lfr. 100 V	6.8 A
DIN VDE 0530	

รูปที่ 5.4 แผ่นป้ายชื่อของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบวงแหวนลื่น

การออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้คำนึงถึงค่าตัวประกอบนิรภัย (safety factor) 25 เปอร์เซ็นต์ เพราะฉะนั้นมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสจะมีค่าพิกัดกระแสมากกว่า $2.45 + (0.25 \times 2.45) = 3.0625$ แอมแปร์ และมีค่าพิกัดแรงดันมากกว่า $380 + (0.25 \times 380) = 475$ โวลต์อาร์เอ็มเอส

วิธีการออกแบบตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 5.1 ค่าตัวเก็บประจุ (C) ทำหน้าที่ปรับเรียบแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรเรียงกระแส ซึ่งงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้แรงดันเอาต์พุตมีตัวประกอบความพลิว (ripple factor) เท่ากับ 1 เปอร์เซ็นต์ ด้วยเหตุนี้การออกแบบตัวเก็บประจุควรคำนึงถึงค่าตัวประกอบความพลิวเป็นสำคัญ เพราะฉะนั้นจากรูปที่ 5.5 ค่าแรงดันพลิว (ripple voltage) คำนวณได้จาก

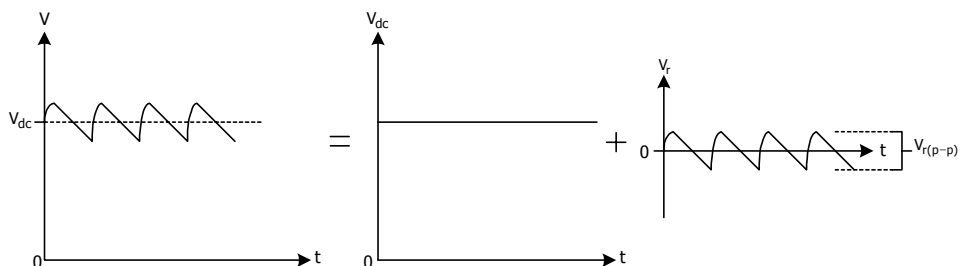
$$V_{r(rms)} = \frac{V_{r(p-p)} / 2}{\sqrt{3}} \tag{5-5}$$

เมื่อ

$$V_{r(rms)} = \text{ค่าแรงดันพลิวอาร์เอ็มเอส}$$

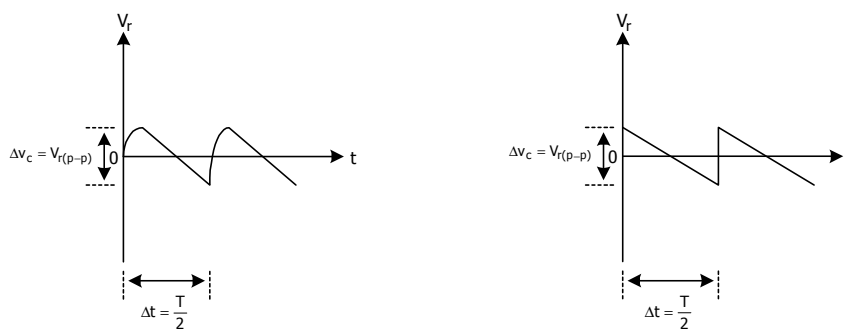
สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้นิยามค่าตัวประกอบความพลิว ดังสมการที่(5-6) (Fleeman, 1990) ดังนี้

$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}} \tag{5-6}$$



รูปที่ 5.5 ส่วนประกอบของแรงดันเอาต์พุตที่ยังไม่ผ่านการปรับเรียบ

การคำนวณค่าแรงดันพลิวดังรูปที่ 5.5 อาจประมาณได้ด้วยรูปคลื่นสามเหลี่ยมดังรูปที่ 5.6 ดังนี้



ก) รูปสัญญาณของแรงดันพลิว

ข) การประมาณสัญญาณสามเหลี่ยมแรงดันพลิว

รูปที่ 5.6 การประมาณรูปสัญญาณของแรงดันพลิว

สมการพื้นฐานของกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเป็นดังสมการที่ (5-7) ดังนี้

เมื่อ
$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \tag{5-7}$$

i_c = กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

v_c = แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ

C = ค่าความจุของตัวเก็บประจุ

จากสมการที่ (5-7) เพื่อง่ายต่อการคำนวณ ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ คำนวณได้จากสมการที่ (5-8) ดังนี้

$$i_c \approx C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} \quad (5-8)$$

จากสมการที่ (5-8) ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุคือ ค่ากระแสเอาต์พุต (I_{dc}) ที่ออกจากวงจรเรียงกระแส เพราะฉะนั้นสมการที่ (5-8) จะเปลี่ยนเป็นสมการที่ (5-9) ดังนี้

$$I_{dc} = C \frac{V_{r(p-p)}}{T/2} \quad (5-9)$$

จาก $f = 1/T$ จะได้

$$V_{r(p-p)} = \frac{I_{dc}}{2fC} \quad (5-10)$$

เมื่อ f คือ ความถี่ของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้วงจรเรียงกระแส

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ต้องการให้แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรเรียงกระแสมีค่าตัวประกอบความพลิวเท่ากับ 1 เปอร์เซ็นต์ เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5-6) จะได้

$$0.01 = \frac{V_{r(rms)}}{514.60}$$

ดังนั้น

$$V_{r(rms)} = 514.60 \times 0.01 = 5.1460 \text{ V}$$

แทนค่า $V_{r(rms)}$ ในสมการที่ (5-5) จะได้

$$V_{r(p-p)} = 5.1460 \times 2 \times \sqrt{3} = 17.8263 \text{ V}$$

จากสมการที่ (5-10) แทนค่า $V_{r(p-p)}$ เท่ากับ 17.8263 โวลต์และแทนค่า I_{dc} เท่ากับ $2.45 + (0.25 \times 2.45) = 3.0625$ แอมแปร์ จะได้ค่าของตัวเก็บประจุเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} C &= \frac{3.0625}{50 \times 2 \times 17.8263} = 1.72 \text{ mF} \\ &= 1720 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned}$$

หมายเหตุ การที่แทนค่า I_{dc} เท่ากับ 3.0625 แอมแปร์ เนื่องจากคำนึงถึงค่าตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้การออกแบบดังกล่าวพิจารณาเฉพาะการทำงานในสภาวะคงตัวเท่านั้น ค่ากระแสเอาต์พุตที่ออกจากวงจรเรียงกระแสจึงมีค่าเท่ากับค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

จากการออกแบบดังกล่าวข้างต้น ค่าตัวเก็บประจุในรูปที่ 5.1 ต้องมีพิกัดแรงดันไม่ต่ำกว่า 514.60 โวลต์ และเมื่อคำนึงถึงตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ ค่าตัวเก็บประจุต้องมีพิกัดแรงดันมากกว่า $514.60 + (0.25 \times 514.60) = 643.25$ โวลต์ เพราะฉะนั้นค่าตัวเก็บประจุที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ค่าตัวเก็บประจุ 3300 ไมโครฟารัด พิกัดแรงดัน 350 โวลต์ ต่ออนุกรมกัน 2 ตัว

5.2.3 มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

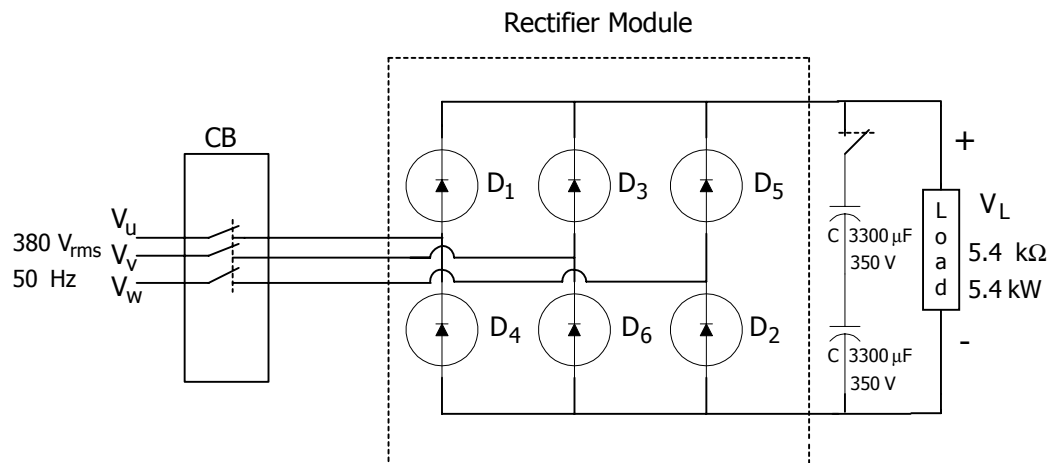
จากการออกแบบข้างต้นมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นต้องมีพิกัดกระแสมากกว่า 3.0625 แอมแปร์ และพิกัดแรงดันต้องมากกว่า 475 โวลต์อาร์เอ็มเอส เพราะฉะนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้มอดูลที่มีพิกัดแรงดัน 1600 โวลต์อาร์เอ็มเอส และพิกัดกระแส 30 แอมแปร์ ซึ่งมอดูลดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.7 ดังนี้



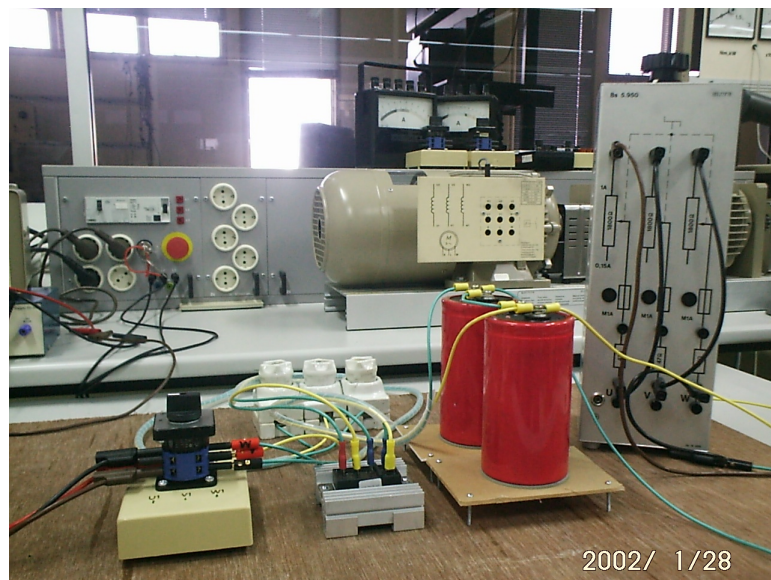
รูปที่ 5.7 มอดูลของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

5.2.4 ผลการทดสอบวงจร

การทดสอบวงจรจะทดสอบที่แรงดันระหว่างสายเท่ากับ 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส จ่ายให้กับมอดูล โดยโหลดของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในขณะทดสอบนี้จะใช้ความต้านทาน 5.4 กิโลโอห์มพิกัดสูงสุด 5.4 กิโลวัตต์ ซึ่งในการทดสอบจะแบ่งเป็น 2 ขั้นตอน โดยในขั้นแรกจะยังไม่ใส่ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่สำหรับปรับเรียบแรงดัน และในขั้นสุดท้ายจะทำการใส่ตัวเก็บประจุสำหรับปรับเรียบแรงดัน เพื่อเปรียบเทียบผลของทั้งสองขั้นตอนว่าเมื่อใส่ตัวเก็บประจุ แรงดันเอาต์พุตที่ออกจากวงจรเรียงกระแสจะมีค่าตัวประกอบความปลอดภัยตามที่ได้ออกแบบหรือไม่ โดยในการทดสอบดังกล่าวได้ต่อวงจรตามแผนรูปที่ 5.8 ดังนี้



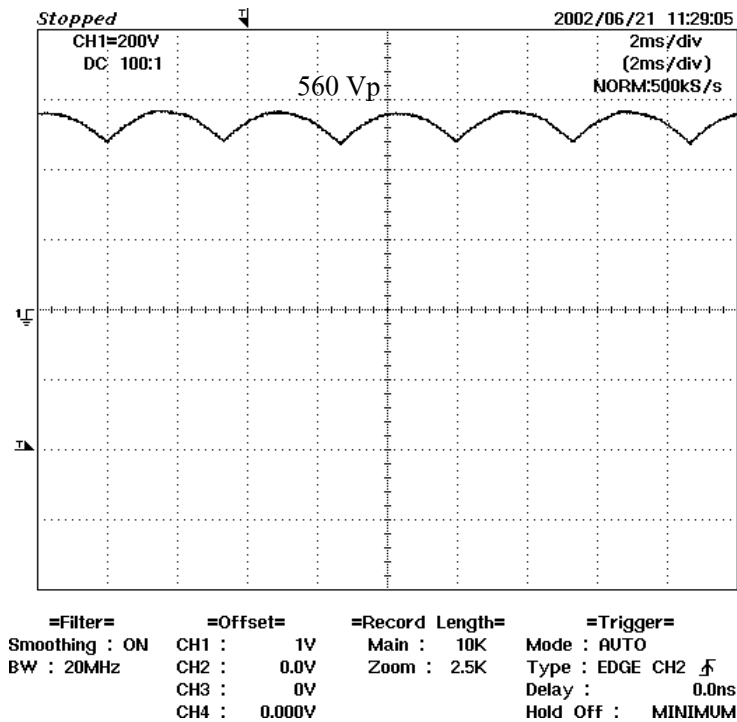
ก) แผนภาพผังงาน (schematic diagram) สำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น



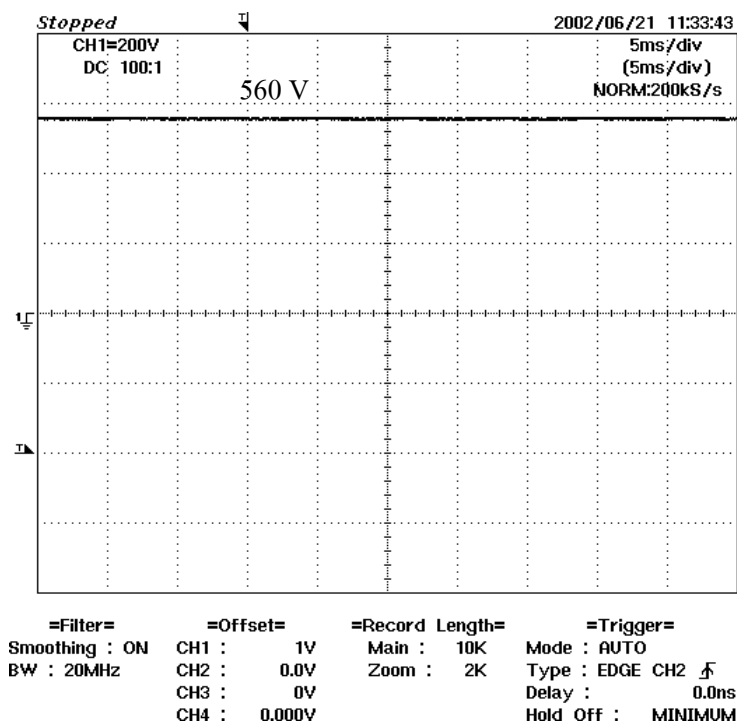
ข) ภาพการต่อวงจรสำหรับการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

รูปที่ 5.8 การทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

จากผลการทดสอบตามแผนรูปที่ 5.8 เมื่อไม่มีการต่อตัวเก็บประจุจะได้ผลดังรูปที่ 5.9 ซึ่งจากภาพดังกล่าวสังเกตได้ว่าคุณค่าแรงดันพริ้วของรูปสัญญาณแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสมีค่ามากกว่าเงื่อนไขที่กำหนดของการออกแบบสำหรับงานวิจัย และเมื่อใส่ตัวเก็บประจุสำหรับปรับเรียบแรงดันจะได้ผลดังรูปที่ 5.10



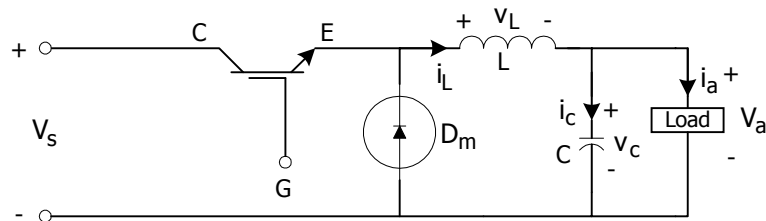
รูปที่ 5.9 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในขณะที่ไม่ต่อตัวเก็บประจุ



รูปที่ 5.10 รูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในขณะที่ต่อตัวเก็บประจุ

5.3 วงจรชอปเปอร์

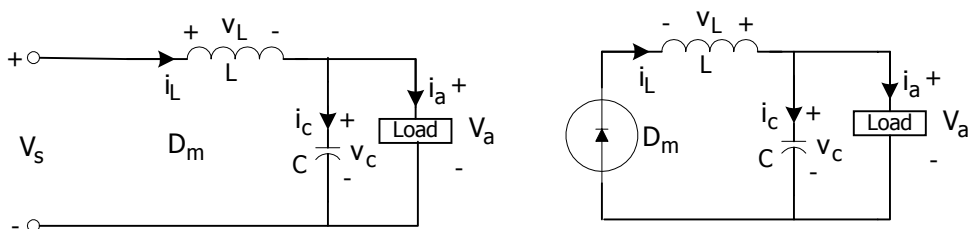
วงจรชอปเปอร์เป็นวงจรสำหรับปรับเปลี่ยนค่าแรงดันเอาต์พุต ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรชอปเปอร์ที่เรียกว่า ตัวคุมค่าแบบบัคค์ ที่มีไอจีบีทีทำหน้าที่เป็นสวิตช์ ดังรูปที่ 5.11 ดังนี้



รูปที่ 5.11 วงจรชอปเปอร์ประเภทตัวคุมค่าแบบบัคค์

5.3.1 หลักการทำงาน

วงจрдังรูปที่ 5.11 เป็นวงจรชอปเปอร์สำหรับปรับเปลี่ยนแรงดันทางด้านเอาต์พุต (V_a) โดยอุปกรณ์สวิตช์ ของวงจрдังกล่าว ได้แก่ ไอจีบีที ซึ่งทำหน้าที่ในการสับแรงดันไฟฟ้าอินพุต (V_s) ให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตตามที่ต้องการ วงจรชอปเปอร์ดังรูปที่ 5.11 โดยทั่วไปจะเรียกว่า ตัวคุมค่าแบบบัคค์ ซึ่งวงจรชอปเปอร์ประเภทดังกล่าวค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันอินพุตเสมอ และถ้าพิจารณาหลักการทำงานของวงจรชอปเปอร์ดังรูปที่ 5.11 การทำงานของวงจรดังกล่าวจะแบ่งออกเป็น 2 โหมดการทำงาน คือ โหมดที่ 1 เป็นโหมดที่ไอจีบีทีทำงาน และในโหมดที่ 2 เป็นโหมดที่ไอจีบีทีหยุดทำงาน ซึ่งการอธิบายหลักการทำงานในแต่ละโหมด พิจารณาได้จากรูปที่ 5.12 ดังนี้

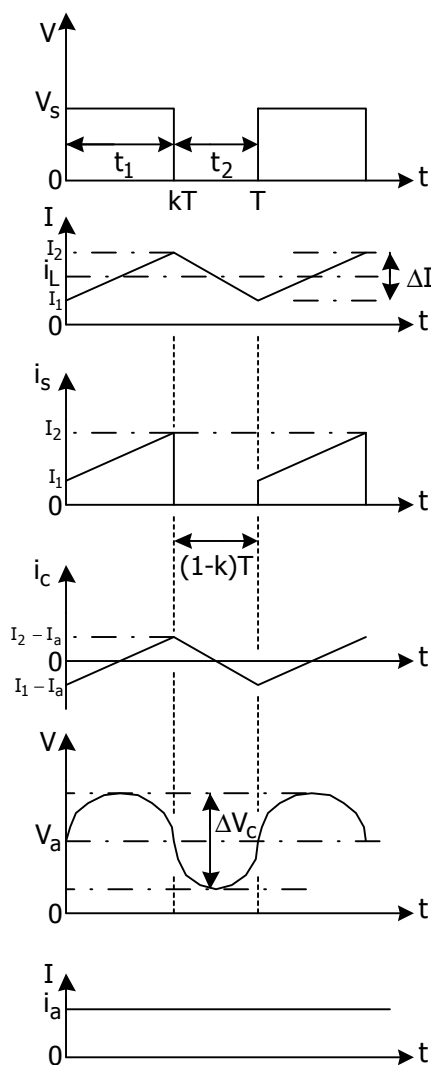


ก) การทำงานในโหมดที่ 1

ข) การทำงานในโหมดที่ 2

รูปที่ 5.12 โหมดการทำงานของวงจรชอปเปอร์ประเภทตัวคุมค่าแบบบัคค์

เมื่อพิจารณารูปที่ 5.12 การทำงานของวงจรชอปเปอร์ดังกล่าวจะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 โหมดอย่างชัดเจน ซึ่งการทำงานในโหมดที่ 1 ไอจีบีทีจะทำงาน เพราะฉะนั้นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า (V_s) จะจ่ายกระแสผ่านขดลวด (i_L) และไหลผ่านตัวเก็บประจุ (i_C) โดยกระแสที่ไหลผ่านขดลวดจะเพิ่มขึ้นจาก I_1 จนถึงค่า I_2 ดังรูปที่ 5.12 ในขณะที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเพิ่มขึ้นจาก $I_1 - i_a$ จนกระทั่งถึงค่า $I_2 - i_a$ ซึ่งในสภาวะนี้กระแสที่จ่ายให้โหลด (i_a) จะมีค่าคงที่ตลอดสภาวะการ



รูปที่ 5.13 รูปสัญญาณอธิบายหลักการทำงานของวงจรชอปเปอร์

ทำงานในโหมดนี้ (นอกจากนี้ขั้วของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดและตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเป็นดังภาพ 5.12 ก)) ส่วนในโหมดที่ 2 เป็นโหมดที่ไอจีบีทีหยุดทำงาน ซึ่งการทำงานในโหมดนี้

ขดลวดจะคืนพลังงาน โดยการกลับขั้วดังรูปที่ 5.12 ข) และจ่ายกระแสผ่านตัวเก็บประจุ ผ่านโหลด และผ่านไดโอด (D_m) โดยกระแสที่ไหลผ่านขดลวดจะลดลงจากค่า I_2 จนกระทั่งถึงค่า I_1 ในขณะที่กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุจะลดลงจาก $I_2 - i_a$ จนกระทั่งถึงค่า $I_1 - i_a$ ซึ่งในสภาวะนี้กระแสที่จ่ายให้โหลด ยังคงมีค่าคงที่ตลอดสภาวะการทำงาน นอกจากนี้สังเกตได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้โหลด ในโหมดที่ 2 มาจากการคืนพลังงานของขดลวดที่สะสมพลังงานจากโหมดที่ 1 แต่กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้โหลดในโหมดที่ 1 มาจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตนั่นเอง และจากรูปที่ 5.13 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต จะคำนวณหาแรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุตได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{1}{T} \int_0^T V_0 dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{t_1} V_0 dt \\ &= \frac{V_s}{T} \times t_1 \end{aligned} \quad (5-11)$$

โดย

$$t_1 = kT \quad (5-12)$$

$$t_2 = (1-k)T \quad (5-13)$$

เมื่อ

$$t_1 = \text{ช่วงเวลาการทำงานของไอจีบีที (วินาที)}$$

$$t_2 = \text{ช่วงเวลาหยุดทำงานของไอจีบีที (วินาที)}$$

$$k = \text{รอบทำงาน (duty cycle)}$$

$$T = \text{คาบการทำงานของไอจีบีที (วินาที)}$$

แทนค่า t_1 จากสมการที่ (5-12) ในสมการที่ (5-11) จะได้

$$V_a = kV_s \quad (5-14)$$

จากสมการที่ (5-11) ลักษณะการทำงานในการ เปิด-ปิด สวิตช์ของไอจีบีทีแบ่งออกเป็น 3 ลักษณะคือ

การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (pulse-width modulation) หรือที่เรียกว่า พีดับเบิ้ลยูเอ็ม (PWM) เป็นการปรับเปลี่ยนค่า t_1 และ t_2 เท่านั้น ในขณะที่ค่า T คงที่ ซึ่งหมายถึง แรงดันเอาต์พุตขึ้นอยู่กับ การปรับค่า t_1 เพียงอย่างเดียว

การมอดูเลตความถี่ (frequency modulation) หรือที่เรียกว่า เอฟเอ็ม(FM) เป็นการปรับ เปลี่ยนค่า T ในขณะที่ t_1 คงที่ ทำให้ค่า t_2 เปลี่ยนแปลงด้วยเช่นกัน ซึ่งหมายถึง แรงดันเอาต์พุตมีค่า ลดลงเมื่อค่า T มากขึ้น

การมอดูเลตความกว้างพัลส์ผสมกับการมอดูเลตความถี่ เป็นการปรับเปลี่ยนค่า t_1 และค่า T โดยจะกำหนดให้ค่า t_2 เปลี่ยนแปลงหรือคงที่ก็ได้

จากที่กล่าวทั้งหมดข้างต้น งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้เลือกการปรับแรงดันเอาต์พุตด้วยเทคนิค การมอดูเลตความกว้างพัลส์ เนื่องจากเป็นวิธีการที่ง่ายกว่าวิธีการอื่น ทั้ง 3 วิธี อีกทั้งยังให้ผลตรง ตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ที่ต้องการปรับเปลี่ยนแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าน้อยกว่าแรง ดันอินพุต โดยกำหนดให้คาบการทำงานของไอจีบีทีคงที่ตลอดย่านการทำงาน

5.3.2 วิธีการออกแบบ

วิธีการออกแบบมอดูลของวงจรชอปเปอร์

วงจรชอปเปอร์ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรที่เป็นลักษณะของมอดูล เพราะฉะนั้นจึงทำ การออกแบบพิกัดมอดูลของวงจรชอปเปอร์ ซึ่งการออกแบบจะคำนึงถึงพิกัดของแรงดันและ กระแสเป็นสำคัญ นอกจากนี้มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์ดังกล่าวจะใช้มอดูลที่มีไอจีบีที 2 ตัว ต่อ 1 มอดูล เนื่องจากมีราคาไม่แตกต่างกันมากกับมอดูลที่มีไอจีบีที 1 ตัวต่อ 1 มอดูล จากหัวข้อที่ 5.2.2 ค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์เท่ากับ 2.45 แอมแปร์ ในขณะที่พิกัดแรงดันมีค่าเท่ากับ 380 โวลต์ อาร์เอ็มเอส และเมื่อคำนึงถึงค่าตัวประกอบนิรภัย (safety factor) 25 เปอร์เซ็นต์ มอดูลที่ใช้สำหรับ วงจรชอปเปอร์จะมีค่าพิกัดกระแสมากกว่า 3.0625 แอมแปร์ และมีค่าพิกัดแรงดันมากกว่า 475 โวลต์อาร์เอ็มเอส นอกจากนี้ค่ากระแสเริ่มเดินเครื่องมีค่าประมาณ 6 เท่าของค่าพิกัดกระแส หรือเท่ากับ 14.7 แอมแปร์ ดังนั้นมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์ควรมีพิกัดค่ายอดของกระแส (peak current) มากกว่า 14.7 แอมแปร์

วิธีการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุ

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำและค่าตัวเก็บประจุ ต้องคำนึงถึงค่าแรงดันปลิว (ripple voltage) ของแรงดันตกคร่อมโหลด และค่ากระแสปลิว (ripple current) ของกระแสที่ไหลผ่าน โหลด เพราะฉะนั้นก่อนที่จะทำการออกแบบหาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุ

สำหรับวงจรชอปเปอร์ ควรจะพิสูจน์หาสมการที่อธิบายความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันพลีกับค่าตัวเก็บประจุ และค่ากระแสพลีกับค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด ซึ่งการพิสูจน์หาความสัมพันธ์ดังกล่าวต้องอาศัยรูปที่ 5.12 และรูปที่ 5.13 เป็นสำคัญ โดยจากรูปที่ 5.12 ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดคำนวณได้จาก

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5-15)$$

จากรูปที่ 5.13 สมมติให้กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเพิ่มขึ้นจาก I_1 เป็น I_2 แบบเชิงเส้นในช่วงเวลา t_1 เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5-15) จะได้ว่า

$$v_L = V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5-16)$$

หรือ

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} \quad (5-17)$$

สำหรับในช่วงเวลา t_2 กระแสที่ไหลผ่านขดลวดจะลดลงจาก I_2 เป็น I_1 แบบเชิงเส้นเช่นกัน โดยแรงดันตกคร่อมขดลวดมีการกลับขั้วดังรูปที่ 5.12 ข) เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5-15) จะได้ว่า

$$v_L = V_a = L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5-18)$$

หรือ

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a} \quad (5-19)$$

จากสมการที่ (5-17) และ (5-19) ΔI คือ ค่ายอดถึงค่ายอดของกระแสพลี (peak-to-peak ripple current) ที่ไหลผ่านขดลวด เพราะฉะนั้น

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L} \quad (5-20)$$

และเมื่อพิจารณาสมการที่ (5-17) และ (5-19) การคำนวณหาคาบการทำงานของไอจีบีที
คำนวณได้จากสมการที่ (5-21) ดังนี้

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (5-21)$$

เมื่อ

$$f = \text{ความถี่ในการสวิตซิงของไอจีบีที (เฮิร์ตซ์)}$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5-21) เมื่อจัดรูปสมการใหม่จะได้ดังสมการที่ (5-22) ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L V_s} \quad (5-22)$$

หรือ

$$\Delta I = \frac{V_s k(1-k)}{f L} \quad (5-23)$$

จากสมการที่ (5-22) และ (5-23) สังเกตได้ว่าค่า ΔI จะมีค่าน้อย เมื่อค่าความเหนี่ยวนำของ
ขดลวดมีค่ามาก นอกจากนี้จากรูปที่ 5.13 เมื่อพิจารณากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะได้

$$i_c = \frac{\Delta I}{4} \quad (5-24)$$

และเนื่องจากค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุคำนวณได้จาก

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t=0)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการที่ (5-24) ค่ายอดถึงค่ายอดของแรงดันคลื่น (peak-to-peak ripple
voltage) ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุคำนวณได้จากสมการที่ (5-25) ดังนี้

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (5-25)$$

จากที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้นสมการที่ (5-22) และสมการที่ (5-25) เป็นสมการที่ใช้สำหรับ
การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าของตัวเก็บประจุตามลำดับ ซึ่งการออกแบบ
คำนวณได้ดังต่อไปนี้

ค่าแรงดันอินพุตของวงจรชอปเปอร์ ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส ซึ่งมีค่าเท่ากับ 514.60 โวลต์ เพราะฉะนั้นในการออกแบบจะกำหนดให้ V_s เท่ากับ 514.60 โวลต์ แต่เพื่อง่ายต่อการคำนวณจะประมาณค่า V_s ให้มีค่าเท่ากับ 515 โวลต์ โดยมีเงื่อนไขสำหรับการออกแบบเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} \text{แรงดันอินพุต } (V_s) &= 515 \text{ โวลต์} \\ \text{แรงดันเอาต์พุต } (V_a) &= 5 \text{ โวลต์ ถึง } 500 \text{ โวลต์} \\ \text{ค่าแรงดันพลิว } (\Delta V_c) &< 20 \text{ มิลลิโวลต์} \\ \text{ค่ากระแสพลิว } (\Delta I) &< 0.05 \text{ แอมแปร์ (2\%)} \\ \text{ความถี่ในการสวิตซิง } (f) &= 250 \text{ เฮิรตซ์} \end{aligned}$$

จากเงื่อนไขดังกล่าวการออกแบบจะแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรงดันเอาต์พุตน้อยที่สุด และช่วงแรงดันเอาต์พุตมากที่สุดดังนี้

ช่วงที่ 1 ($V_a = 5$ โวลต์)

การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุจะพิจารณาจากสมการที่ (5-22) และ (5-25) เป็นสำคัญ และในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ค่ากระแสพลิวมีค่าไม่เกิน 0.05 แอมแปร์ เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าดังกล่าวในสมการที่ (5-22) จะได้

$$L = \frac{5(515 - 5)}{250 \times 515 \times 0.05} = 0.4 \text{ H}$$

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสมการที่ (5-25) งานวิจัยวิทยานิพนธ์กำหนดให้ค่าแรงดันพลิวมีค่าไม่เกิน 20 มิลลิโวลต์ เพราะฉะนั้นเมื่อแทนค่าดังกล่าวในสมการที่ (5-25) จะได้

$$C = \frac{0.05}{8 \times 250 \times 20 \times 10^{-3}} = 1.25 \text{ mF} = 1250 \text{ }\mu\text{F}$$

ช่วงที่ 2 ($V_a = 500$ โวลต์)

หลักการออกแบบจะเหมือนกับช่วงที่ 1 ทุกประการ เพียงแต่เปลี่ยนค่า V_a จาก 5 โวลต์ เป็น 500 โวลต์ เพราะฉะนั้นการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุสำหรับช่วงนี้จะได้

$$L = \frac{500(515 - 500)}{250 \times 515 \times 0.05} = 1.2 \text{ H} \quad \text{และ}$$

$$C = \frac{0.05}{8 \times 250 \times 20 \times 10^{-3}} = 1.25 \text{ mF} = 1250 \text{ }\mu\text{F}$$

จากการออกแบบข้างต้น การเลือกใช้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุ ต้องครอบคลุมการทำงานทั้งหมดของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ โดยมีเงื่อนไขว่าค่ากระแสพลีวมีค่าไม่เกิน 0.05 แอมแปร์ และค่าแรงดันพลีวมีค่าไม่เกิน 20 มิลลิโวลต์ นอกจากนี้ค่าพิกัดกระแสของขดลวด จะพิจารณาจากค่ากระแสพิกัดของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยถ้า คำนึงถึงตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ ค่าพิกัดกระแสของขดลวดจะมีค่ามากกว่า 3.0625 แอมแปร์ และในส่วนของค่าพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุ การออกแบบจะเหมือนกับการออกแบบ ตัวเก็บประจุในหัวข้อที่ 5.22 ซึ่งค่าพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุจะมีค่ามากกว่า 643.25 โวลต์ เพราะ ฉะนั้นค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดและค่าตัวเก็บประจุ ที่ใช้ในวงจรชอปเปอร์สำหรับงานวิจัย วิทยานิพนธ์ จะมีค่าดังนี้

$$L = 1.2 \text{ เฮนรี พิกัดกระแส } 10 \text{ แอมแปร์}$$

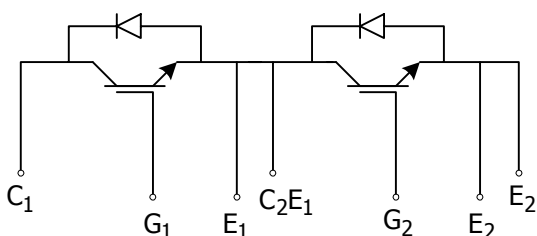
$$C = 2500 \text{ ไมโครฟารัด พิกัดแรงดัน } 400 \text{ โวลต์ อนุกรมกัน } 2 \text{ ตัว}$$

วิธีการออกแบบไดโอด (D_m)

เมื่อพิจารณารูปที่ 5.11 ไดโอด D_m ต้องมีพิกัดแรงดันมากกว่าค่าแรงดันอินพุตของวงจร ชอปเปอร์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ 514.60 โวลต์ แต่เมื่อพิจารณาค่าตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ ค่าพิกัดแรงดันของไดโอด D_m จะมีค่ามากกว่า 643.25 โวลต์ เพราะฉะนั้นจึงเลือกใช้ไดโอด D_m ที่มีพิกัดแรงดัน 800 โวลต์

5.3.3 มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์

จากการออกแบบข้างต้น มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรชอปเปอร์ประเภทตัวคุมค่าแบบบัคค์ ต้องมี พิกัดกระแสมากกว่า 3.0625 แอมแปร์ และมีพิกัดแรงดันมากกว่า 475 โวลต์อาร์เอ็มเอส อีกทั้ง มอดูลควรมีพิกัดค่ายอดของกระแสมากกว่า 14.7 แอมแปร์ สำหรับป้องกันความเสียหายในช่วงเริ่ม เติบโตเครื่อง เพราะฉะนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์จึงเลือกใช้มอดูลที่มีพิกัดแรงดัน 1200 โวลต์อาร์เอ็มเอส



ก) แผนภาพผังงาน (schematic diagram) ของมอดูล

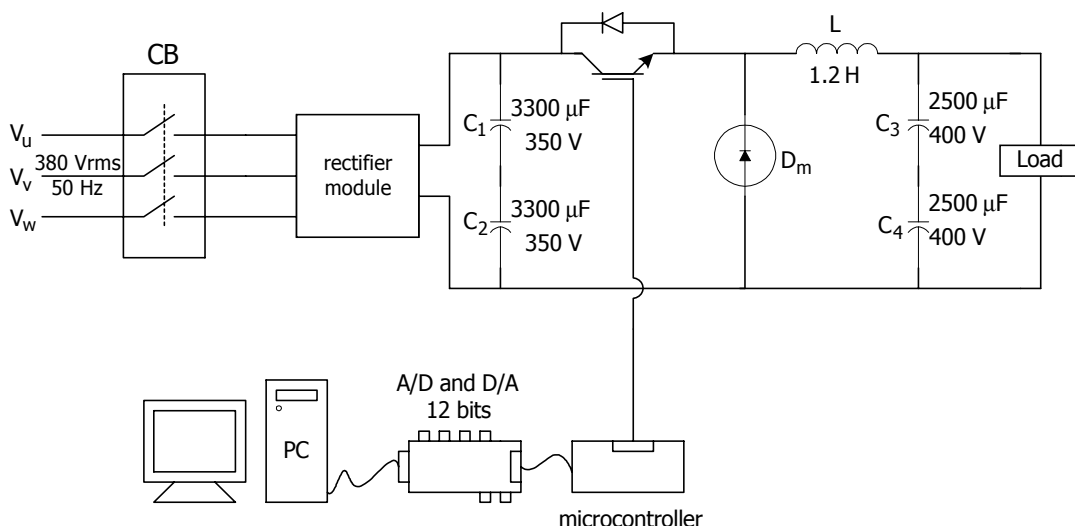
ข) รูปภาพลักษณะของมอดูล

รูปที่ 5.14 มอดูลของวงจรชอปเปอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

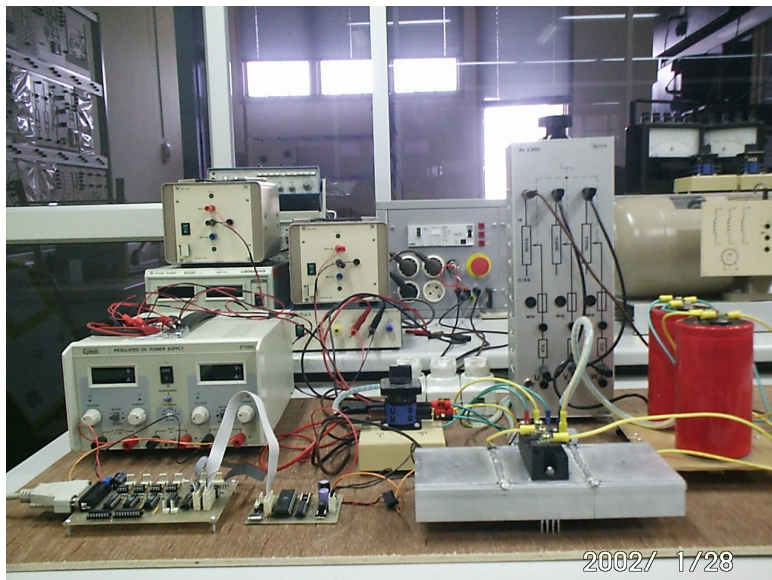
พิกัดกระแส 25 แอมแปร์ และพิกัดค่ายอดของกระแส 50 แอมแปร์ (ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ช.) ซึ่งมอดูลดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.14

5.3.4 ผลการทดสอบวงจร

การทดสอบวงจรชอปเปอร์ ทดสอบโดยการปรับเปลี่ยนค่าเวลาในการทำงานของไอจีบีที (t_1) ตามรูปที่ 5.13 โดยในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ความถี่ในการสวิตช์ของไอจีบีทีเท่ากับ 250 เฮิร์ตซ์ เพราะฉะนั้นค่าคาบสำหรับการสวิตช์จึงมีค่าเท่ากับ 4 มิลลิวินาที จากเหตุผลดังกล่าวการปรับค่าเวลา t_1 จึงมีค่าอยู่ในช่วง 0 มิลลิวินาที ถึง 4 มิลลิวินาที และการจัดอุปกรณ์สำหรับการทดสอบเป็นดังรูปที่ 5.15 โดยจัดโหลดเป็น 5.4 กิโลโอห์ม 5.4 กิโลวัตต์ ซึ่งจากรูปดังกล่าวการปรับค่าเวลาในการทำงานของไอจีบีที (t_1) หรือรอบทำงานของวงจร ชอปเปอร์ (duty cycle) จะปรับด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 ที่โปรแกรมด้วยภาษาแอสเซมบลี ดังภาคผนวก จ. ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวถูกสั่งการจากพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซีผ่านวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีความแยกชัด 12 บิต ซึ่งโปรแกรมภาษาซี สำหรับติดต่อสื่อสารกับไมโครคอนโทรลเลอร์แสดงดังภาคผนวก จ. เพราะฉะนั้นในขณะที่ทดสอบวงจรชอปเปอร์ จะทำการปรับรอบการทำงานโดยป้อนค่าทางคีย์บอร์ดของคอมพิวเตอร์ ซึ่งภาพของรูปสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์จะมีลักษณะดังรูปที่ 5.16 โดยช่องสัญญาณที่ 1 ของออสซิลโลสโคปเป็นรูปสัญญาณแรงดันทางด้าน เอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์ ในขณะที่ช่องสัญญาณที่ 2 เป็นรูปสัญญาณจุดชนวน (trigger signal) จากไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051

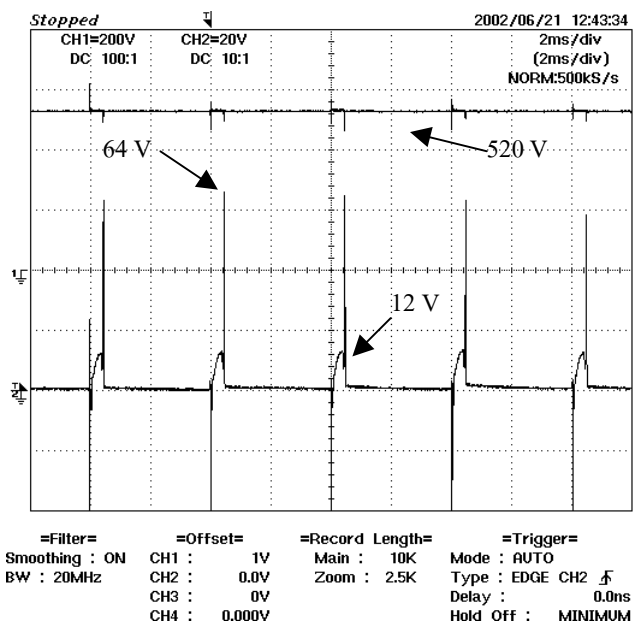


ก) แผนผังงานสำหรับการทดสอบวงจรชอปเปอร์



ข) การต่อวงจรสำหรับการทดสอบวงจรชอปเปอร์

รูปที่ 5.15 การทดสอบวงจรชอปเปอร์



รูปที่ 5.16 รูปสัญญาณแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์ที่รอบทำงานเท่ากับ 10 เปอร์เซนต์

จากรูปที่ 5.16 ช่องสัญญาณที่ 1 ของออสซิลโลสโคปเป็นรูปสัญญาณแรงดันทางด้าน เอาต์พุตของวงจรชอปเปอร์ ในขณะที่ช่องสัญญาณที่ 2 เป็นรูปสัญญาณจุดชนวน (trigger signal) จากไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051

5.4 วงจรอินเวอร์เตอร์

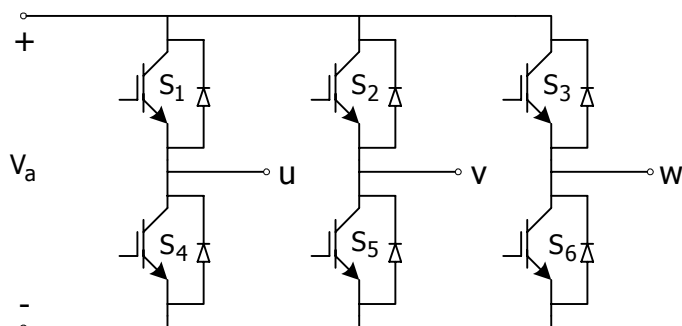
วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรสำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน (voltage source inverter) ดังรูปที่ 5.17

5.4.1 หลักการทำงาน

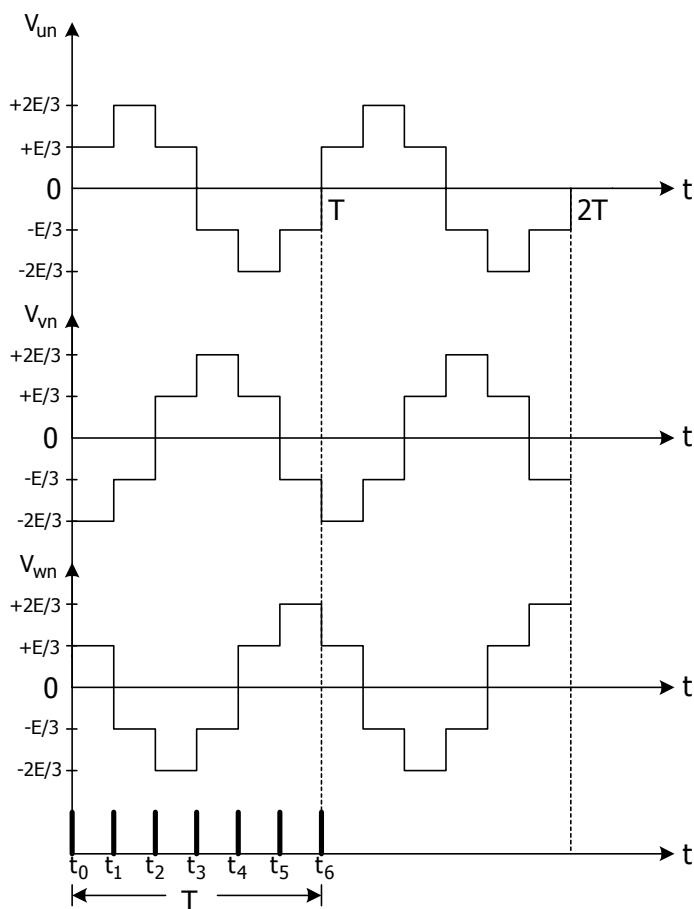
วงจрдังรูปที่ 5.17 เป็นวงจรสำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ โดยรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ มีลักษณะเป็นรูปขั้นบันไดหกขั้น (six-step) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.18 ส่วนหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดดังกล่าวแบ่งออกได้เป็น 6 โหมดการทำงาน โดยแต่ละโหมดการทำงาน ไอจีบีทีจะทำงาน 3 ตัว ส่วนไอจีบีทีอีก 3 ตัวจะหยุดทำงาน ดังที่จะอธิบายในแต่ละโหมดการทำงานดังต่อไปนี้

โหมดการทำงานที่ 1 เป็นโหมดการทำงานในช่วงเวลา t_0 ถึง t_1 ของรูปที่ 5.18 โดยในโหมดการทำงานนี้เป็นโหมดการทำงานที่ไอจีบีทีตัวที่ 1, ตัวที่ 5 และตัวที่ 3 ทำงาน ซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่ 5.19

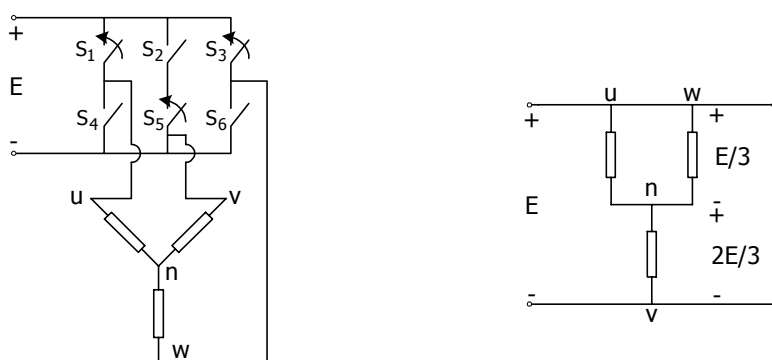
หมายเหตุ การอธิบายหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ตั้งแต่โหมดการทำงานที่ 1 ถึงโหมดการทำงานที่ 6 จะแทนสถานะการทำงานของไอจีบีทีในวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยสวิตช์ปิด - เปิด โดยสวิตช์ปิด หมายถึง ไอจีบีทีที่ทำงาน และสวิตช์เปิด หมายถึง ไอจีบีทีที่หยุดทำงาน



รูปที่ 5.17 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 5.18 รูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับของวงจรอินเวอร์เตอร์



- ก) แผนภาพแสดงการทำงานของไอจีบีที ข) แผนภาพแสดงค่าแรงดันแต่ละเฟส

รูปที่ 5.19 การทำงานในโหมดที่ 1

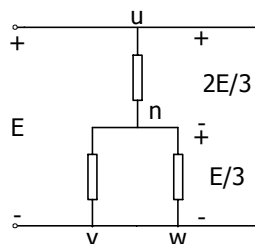
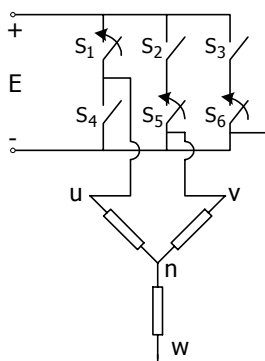
จากรูปที่ 5.19 ข) จะได้ค่าแรงดันในแต่ละเฟสเป็นดังนี้

$$V_{un} = \frac{E}{3}$$

$$V_{vn} = \frac{-2E}{3}$$

$$V_{wn} = \frac{E}{3}$$

โหมดการทำงานที่ 2 เป็นโหมดการทำงานในช่วงเวลา t_1 ถึง t_2 ของรูปที่ 5.18 โดยในโหมดการทำงานนี้เป็นโหมดการทำงานที่ไอจีบีทีตัวที่ 1, ตัวที่ 5 และตัวที่ 6 ทำงาน ซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่ 5.20



ก) แผนภาพแสดงการทำงานของไอจีบีที

ข) แผนภาพแสดงค่าแรงดันแต่ละเฟส

รูปที่ 5.20 การทำงานในโหมดที่ 2

จากรูปที่ 5.20 ข) จะได้ค่าแรงดันในแต่ละเฟสเป็นดังนี้

$$V_{un} = \frac{2E}{3}$$

$$V_{vn} = \frac{-E}{3}$$

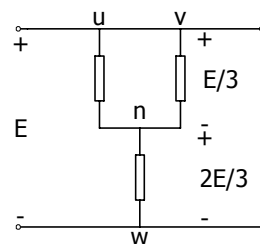
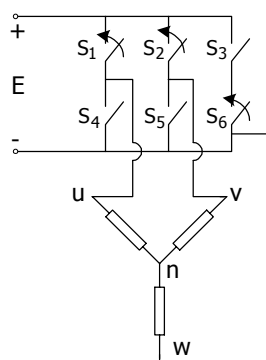
$$V_{wn} = \frac{-E}{3}$$

โหมดการทำงานที่ 3 เป็นโหมดการทำงานในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 ของรูปที่ 5.18 โดยในโหมดการทำงานนี้เป็นโหมดการทำงานที่ไอจีบีทีตัวที่ 1, ตัวที่ 2 และตัวที่ 6 ทำงาน ซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่ 5.21 และจากรูปที่ 5.21 ข) จะได้ค่าแรงดันในแต่ละเฟสเป็นดังนี้

$$V_{un} = \frac{E}{3}$$

$$V_{vn} = \frac{E}{3}$$

$$V_{wn} = \frac{-2E}{3}$$



ก) แผนภาพแสดงการทำงานของไอจีบีที

ข) แผนภาพแสดงค่าแรงดันแต่ละเฟส

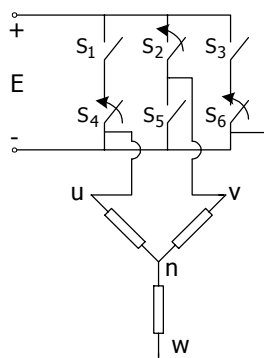
รูปที่ 5.21 การทำงานในโหมดที่ 3

โหมดการทำงานที่ 4 เป็นโหมดการทำงานในช่วงเวลา t_3 ถึง t_4 ของรูปที่ 5.18 โดยในโหมดการทำงานนี้เป็นโหมดการทำงานที่ไอจีบีทีตัวที่ 4, ตัวที่ 2 และตัวที่ 6 ทำงาน ซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่ 5.22 และจากรูปที่ 5.22 ข) จะได้ค่าแรงดันในแต่ละเฟสเป็นดังนี้

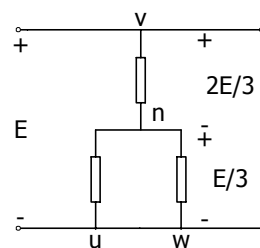
$$V_{un} = \frac{-E}{3}$$

$$V_{vn} = \frac{2E}{3}$$

$$V_{wn} = \frac{-E}{3}$$



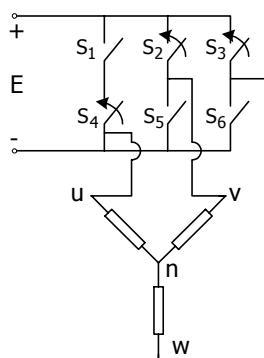
ก) แผนภาพแสดงการทำงานของไอจีบีที



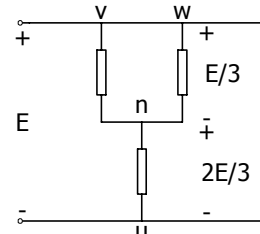
ข) แผนภาพแสดงค่าแรงดันแต่ละเฟส

รูปที่ 5.22 การทำงานในโหมดที่ 4

โหมดการทำงานที่ 5 เป็นโหมดการทำงานในช่วงเวลา t_4 ถึง t_5 ของรูปที่ 5.20 โดยในโหมดนี้เป็นโหมดการทำงานที่ไอจีบีทีตัวที่ 4, ตัวที่ 2 และตัวที่ 3 ทำงาน ซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่ 5.23



ก) แผนภาพแสดงการทำงานของไอจีบีที



ข) แผนภาพแสดงค่าแรงดันแต่ละเฟส

รูปที่ 5.23 การทำงานในโหมดที่ 5

จากรูปที่ 5.23 ข) จะได้ค่าแรงดันในแต่ละเฟสเป็นดังนี้

$$V_{un} = \frac{-2E}{3}$$

$$V_{vn} = \frac{E}{3}$$

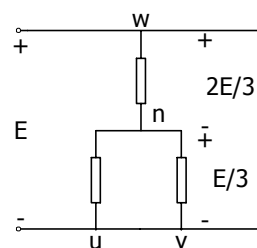
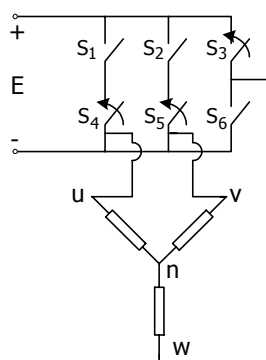
$$V_{wn} = \frac{E}{3}$$

โหมดการทำงานที่ 6 เป็นโหมดการทำงานในช่วงเวลา t_5 ถึง t_6 ของรูปที่ 5.18 โดยในโหมดการทำงานนี้เป็นโหมดการทำงานที่ไอจีบีทีตัวที่ 4, ตัวที่ 5 และตัวที่ 3 ทำงาน ซึ่งอธิบายได้ดังรูปที่ 5.24 และจากรูปที่ 5.24 ข) จะได้ค่าแรงดันในแต่ละเฟสเป็นดังนี้

$$V_{un} = \frac{-E}{3}$$

$$V_{vn} = \frac{-E}{3}$$

$$V_{wn} = \frac{2E}{3}$$



ก) แผนภาพแสดงการทำงานของไอจีบีที

ข) แผนภาพแสดงค่าแรงดันแต่ละเฟส

รูปที่ 5.24 การทำงานในโหมดที่ 6

5.4.2 วิธีการออกแบบ

วิธีการออกแบบมอดูลของวงจรถออินเวอร์เตอร์

วงจรถออินเวอร์เตอร์ใช้วงจรที่เป็นลักษณะมอดูล ซึ่งการออกแบบจะคำนึงถึงพิกัดของแรงดันและกระแสเป็นสำคัญ นอกจากนี้มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรถออินเวอร์เตอร์ดังกล่าวใช้มอดูลที่มีไอจีบีที 7 ตัวต่อ 1 มอดูล เนื่องจากมีราคาถูกกว่าใช้ไอจีบีที 7 ตัวแบบแยกแต่ละตัว อีกทั้งมอดูลดังกล่าวยังมีวงจรป้องกันกระแสเกินและป้องกันแรงดันเกิน (รายละเอียดปรากฏในภาคผนวก ซ.) และจากหัวข้อที่ 5.2.2 ค่าพิกัดกระแสของมอเตอร์เท่ากับ 2.45 แอมแปร์ ในขณะที่พิกัดแรงดันมีค่าเท่ากับ 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส และเมื่อคำนึงถึงค่าตัวประกอบนิรภัย 25 เปอร์เซ็นต์ มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรถออินเวอร์เตอร์จะมีค่าพิกัดกระแสมากกว่า 3.0625 แอมแปร์ และมีพิกัดแรงดันมากกว่า 475 โวลต์อาร์เอ็มเอส นอกจากนี้ค่ากระแสเริ่มเดินเครื่องมีค่าประมาณ 6 เท่าของค่าพิกัดกระแสหรือเท่า

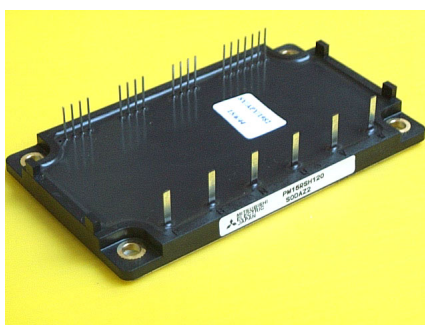
กับ 14.7 แอมแปร์ ดังนั้นมอดูลที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ควรมีพิกัดค่าขดของกระแสมากกว่า 14.7 แอมแปร์

5.4.3 มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์

จากการออกแบบในหัวข้อที่ 5.4.2 มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันต้องมีพิกัดกระแสมากกว่า 3.0625 แอมแปร์และมีพิกัดแรงดันมากกว่า 475 โวลต์อาร์เอ็มเอส อีกทั้งมอดูลควรมีพิกัดค่าขดของกระแสมากกว่า 14.7 แอมแปร์ เพราะฉะนั้นงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้มอดูลที่มีพิกัดแรงดัน 1200 โวลต์อาร์เอ็มเอส พิกัดกระแส 15 แอมแปร์ และพิกัดค่าขดของกระแส 30 แอมแปร์ (ดูรายละเอียดเพิ่มเติมได้ในภาคผนวก ซ.) มอดูลดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.25

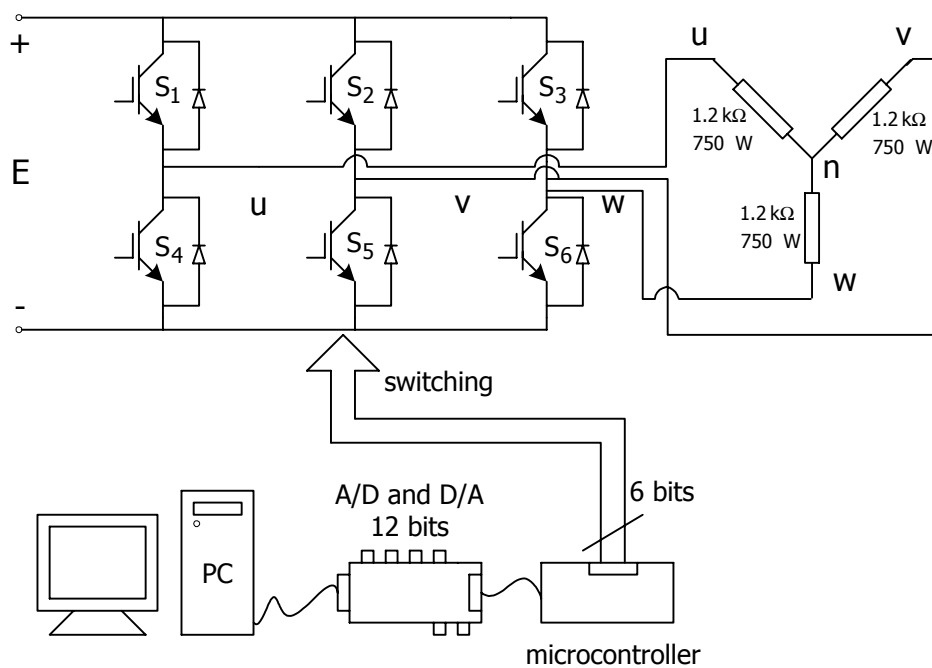
5.4.4 ผลการทดสอบวงจร

การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์ ทดสอบโดยการปรับเปลี่ยนคาบเวลาการทำงานของไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 สั่งงานด้วยภาษาแอสเซมบลีดังภาคผนวก จ. ไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวได้รับการควบคุมจากพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซีอีกต่อหนึ่ง ผ่านวงจรแปลง

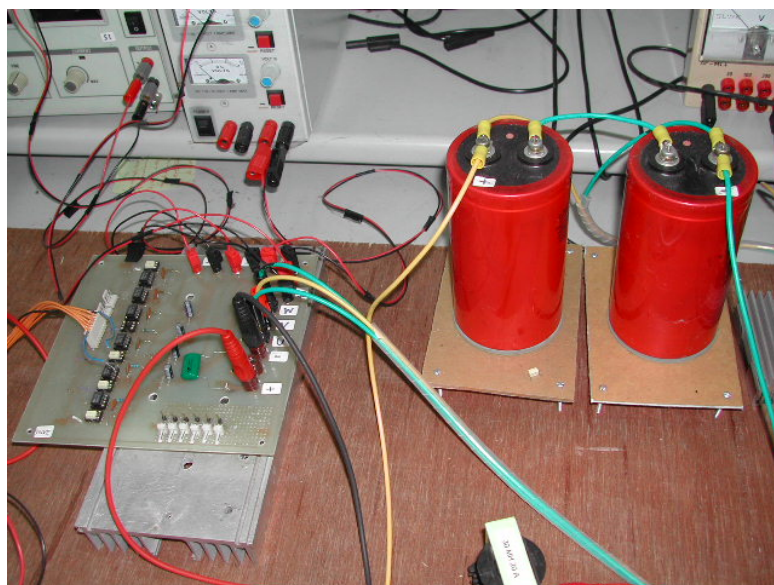


รูปที่ 5.25 มอดูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

สัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีความแยกชัด 12 บิต โปรแกรมภาษาซีดังกล่าวแสดงดังภาคผนวก จ. และการจัดเตรียมอุปกรณ์สำหรับการทดสอบเป็นดังรูปที่ 5.26 โดยจัดโหลดเป็น 12 กิโลโอห์ม 750 วัตต์ สามเฟสสมดุล ซึ่งในขณะที่ทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการปรับคาบเวลาการทำงานของไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว ผ่านทางคีย์บอร์ดของคอมพิวเตอร์ ซึ่งการปรับเปลี่ยนดังกล่าวส่งผลทำให้ความถี่ของรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนไปดังรูปที่ 5.27 ซึ่งภาพดังกล่าว ช่องสัญญาณที่ 1 ของออสซิลโลสโคปเป็นรูปสัญญาณแรงดันทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในขณะที่ช่องสัญญาณที่ 4 ของออสซิลโลสโคปเป็นรูปสัญญาณกระแสของวงจรอินเวอร์เตอร์



ก) แผนผังงานสำหรับทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์

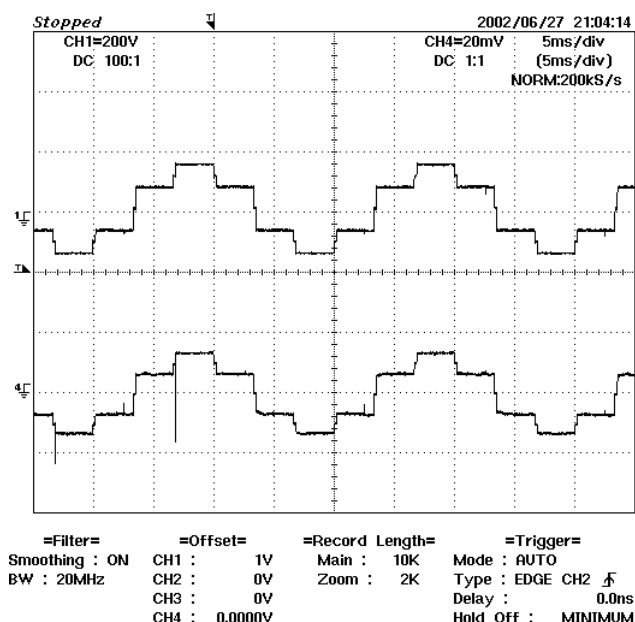


ข) การต่อวงจรสำหรับการทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์

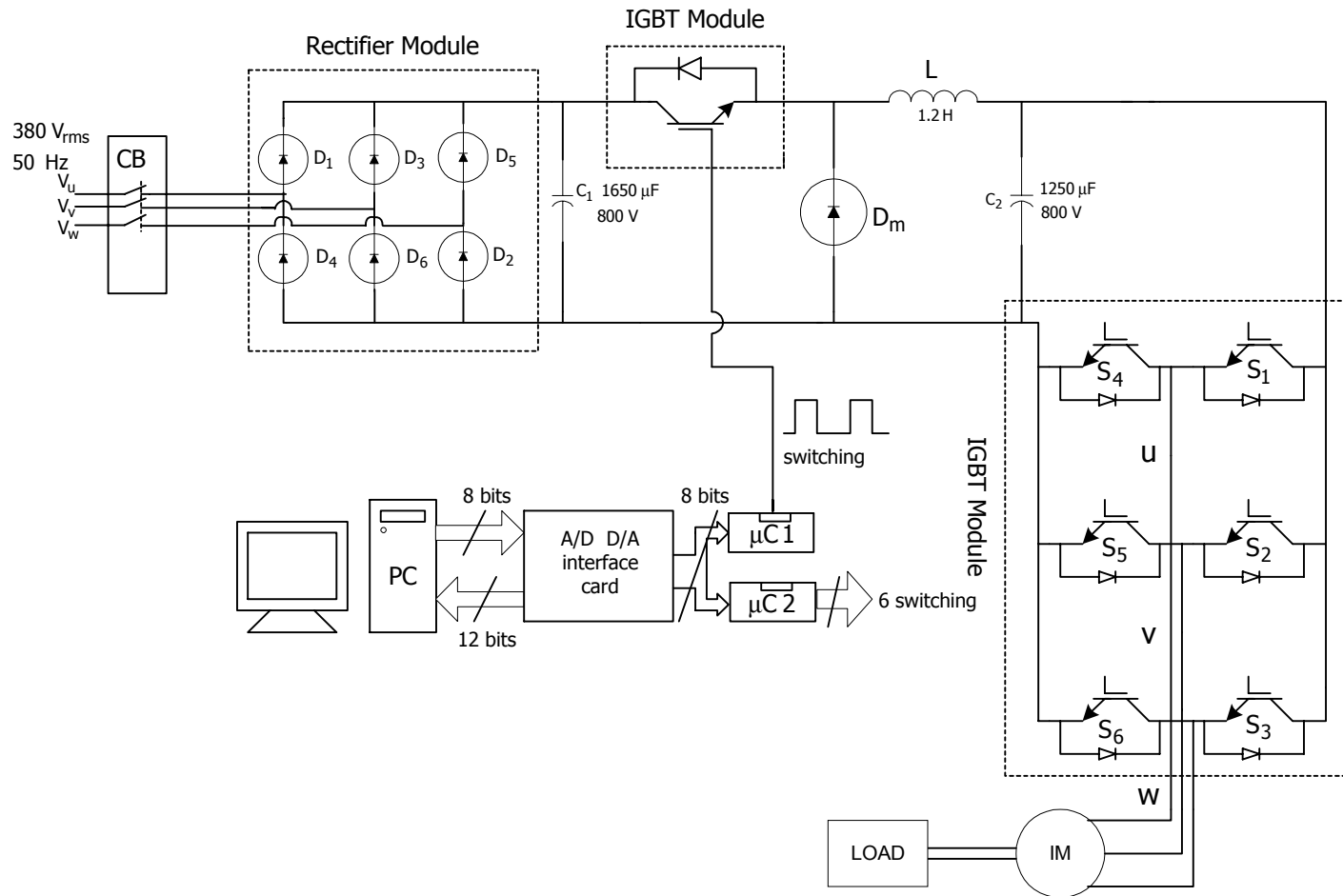
รูปที่ 5.26 การทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์

5.5 การทดสอบระบบขับเคลื่อน

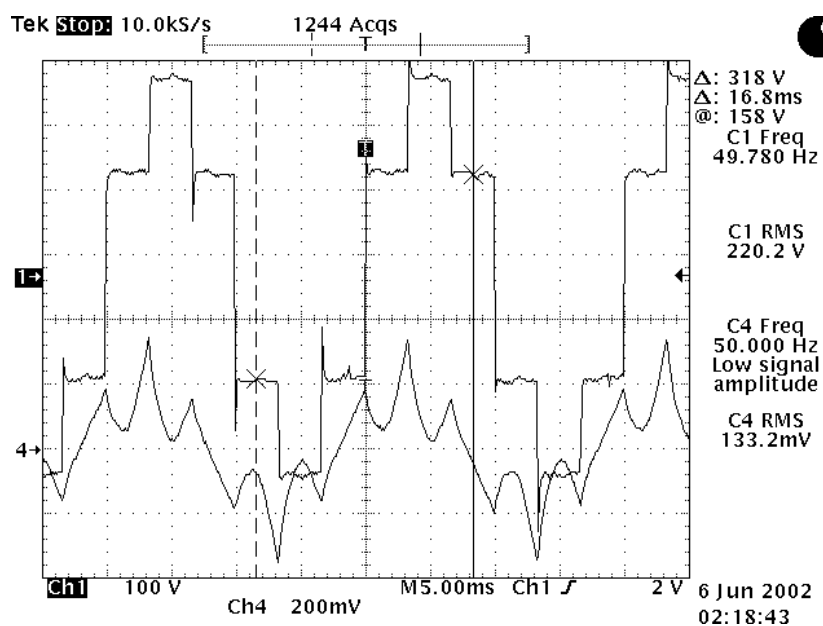
การทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบโดยนำวงจรเรียงกระแส, วงจรชอปเปอร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ มาทำงานร่วมกันเพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส ที่สภาวะโหลดต่างๆ ตั้งแต่ไม่มีโหลดจนถึงครึ่งหนึ่งของโหลดพิกัด (3.19 N.m.) นอกจากนี้การทดสอบดังกล่าวได้ทดสอบปรับความถี่จากวงจรอินเวอร์เตอร์และปรับแรงดันจากวงจรชอปเปอร์เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบของมอเตอร์ อีกทั้งเพื่อตรวจสอบสมรรถนะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่สภาวะโหลดต่างๆ ด้วยเช่นกัน ซึ่งการทดสอบดังกล่าวแสดงดังแผนรูปที่ 5.28 และจากภาพดังกล่าวไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 (μC_1) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณจุดชนวนไอจีบีทีของวงจรชอปเปอร์ ในขณะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 (μC_2) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณจุดชนวนไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวถูกควบคุมการทำงานจากพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซีผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีความแยกชัด 12 บิต ซึ่งผลจากการทดสอบดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.29 โดยช่องสัญญาณที่ 1 ของออสซิลโลสโคปเป็นรูปสัญญาณแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ซึ่งเป็นรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าของเฟสยู ในขณะที่ช่องสัญญาณที่ 4 ของออสซิลโลสโคปเป็นรูปสัญญาณกระแสที่ป้อนเข้ามอเตอร์



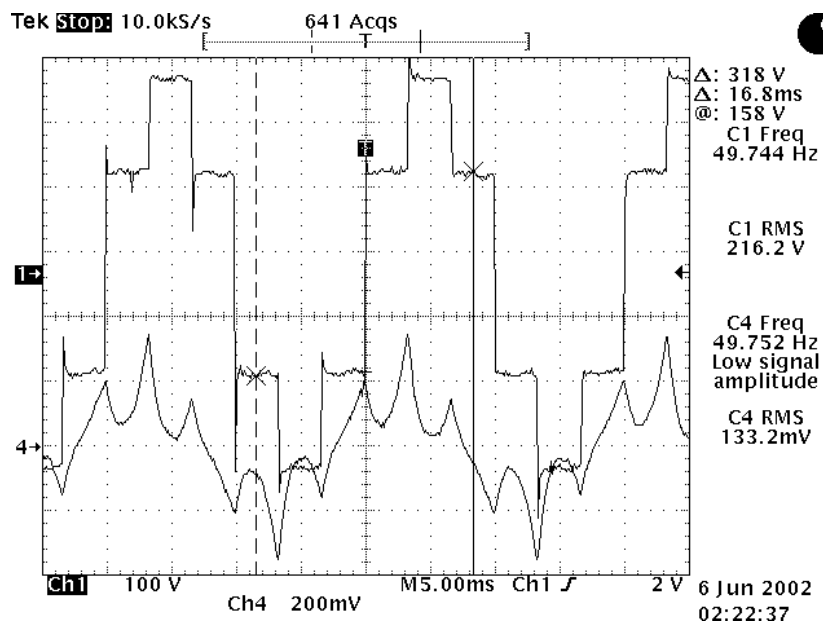
รูปที่ 5.27 รูปสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์
เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน



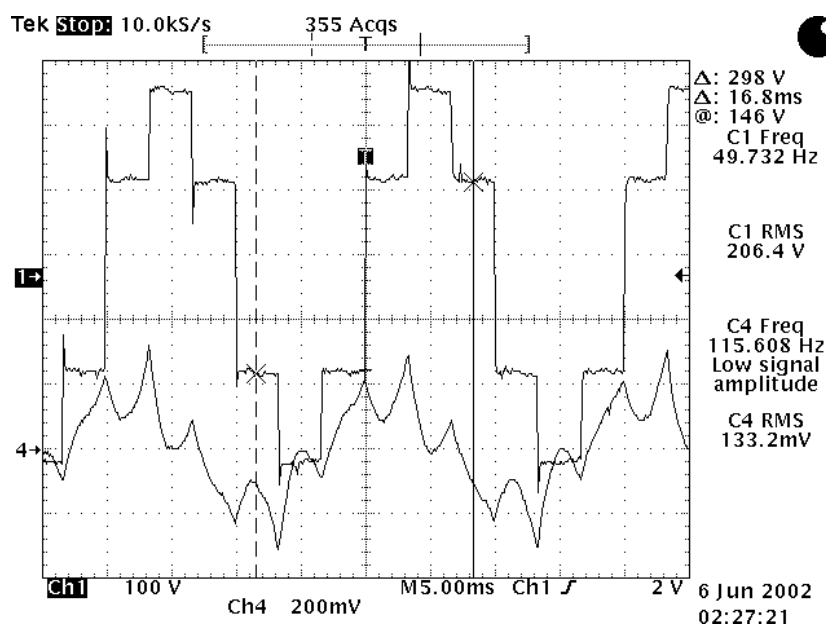
รูปที่ 5.28 แผนผังงานสำหรับทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส



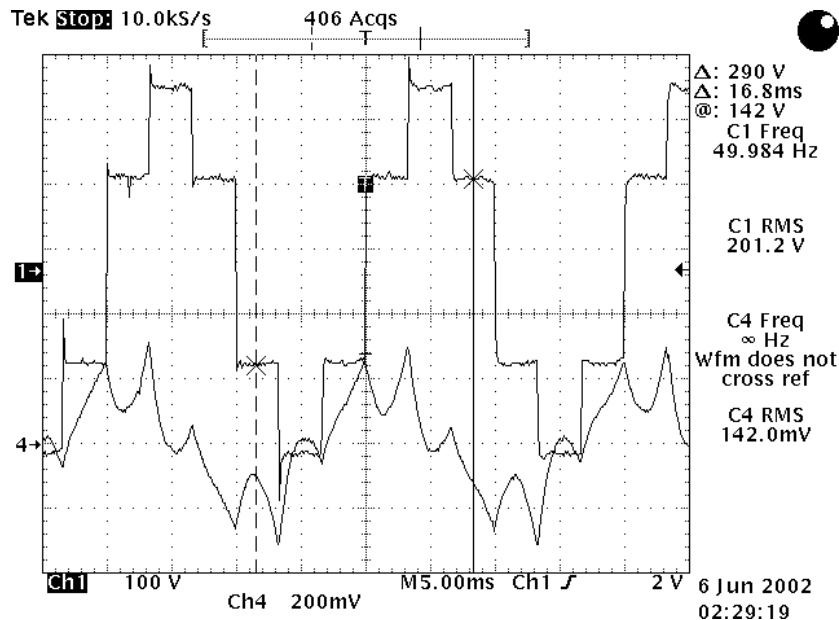
- ก) รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ในสภาวะไม่มีโหลด ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ แรงดัน 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ความเร็วรอบ 1500 รอบ/นาที



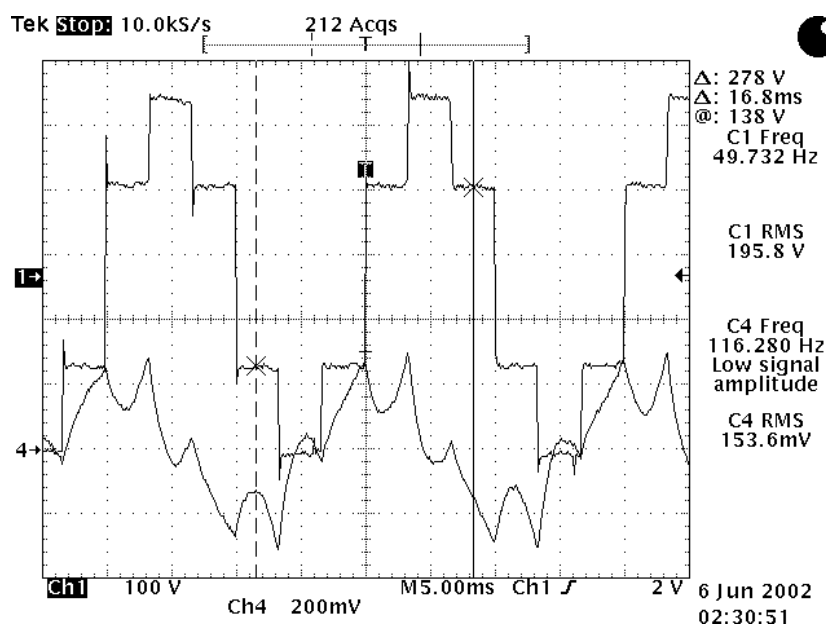
- ข) รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ในสภาวะ โหลดเท่ากับ 0.64 N.m. ที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ แรงดัน 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ความเร็วรอบ 1497 รอบ/นาที



- ค) รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ในสภาวะโหลดเท่ากับ 1.91 N.m.
 ที่ความเร็ว 50 เฮิร์ตซ์ แรงดัน 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ความเร็วรอบ 1475 รอบ/นาที



- ง) รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ในสภาวะโหลดเท่ากับ 2.55 N.m.
 ที่ความเร็ว 50 เฮิร์ตซ์ แรงดัน 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ความเร็วรอบ 1462 รอบ/นาที



- จ) รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ในสภาวะโหลดเท่ากับ 3.19 N.m. ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ แรงดัน 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส ความเร็วรอบ 1450 รอบ/นาที

รูปที่ 5.29 รูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

5.6 สรุป

จากการทดสอบระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสดังกล่าวข้างต้น ชุดขับเคลื่อนสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 0.5 เฮิรตซ์ถึง 150 เฮิรตซ์ และปรับแรงดันได้ตั้งแต่ 7 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส (แรงดันเฟส) นอกจากนี้ชุดขับเคลื่อนดังกล่าวขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ตั้งแต่สภาวะไม่มีโหลดจนถึงครั้งหนึ่งของโหลดพิกัด อีกทั้งปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตลอดย่านการทำงานตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งการปรับความเร็วรอบดังกล่าวเป็นการปรับความกว้างของสัญญาณจุดชนวนของไอจีบีทีจากไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 ที่โปรแกรมด้วยภาษาแอสเซมบลี โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวถูกควบคุมการทำงานจากพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซีผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีความแยกชัด 12 บิต ดังรูปที่ 5.28 ส่วนวิธีการควบคุมชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสสำหรับประหยัดพลังงานจะนำเสนอในบทถัดไป

บทที่ 6

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน

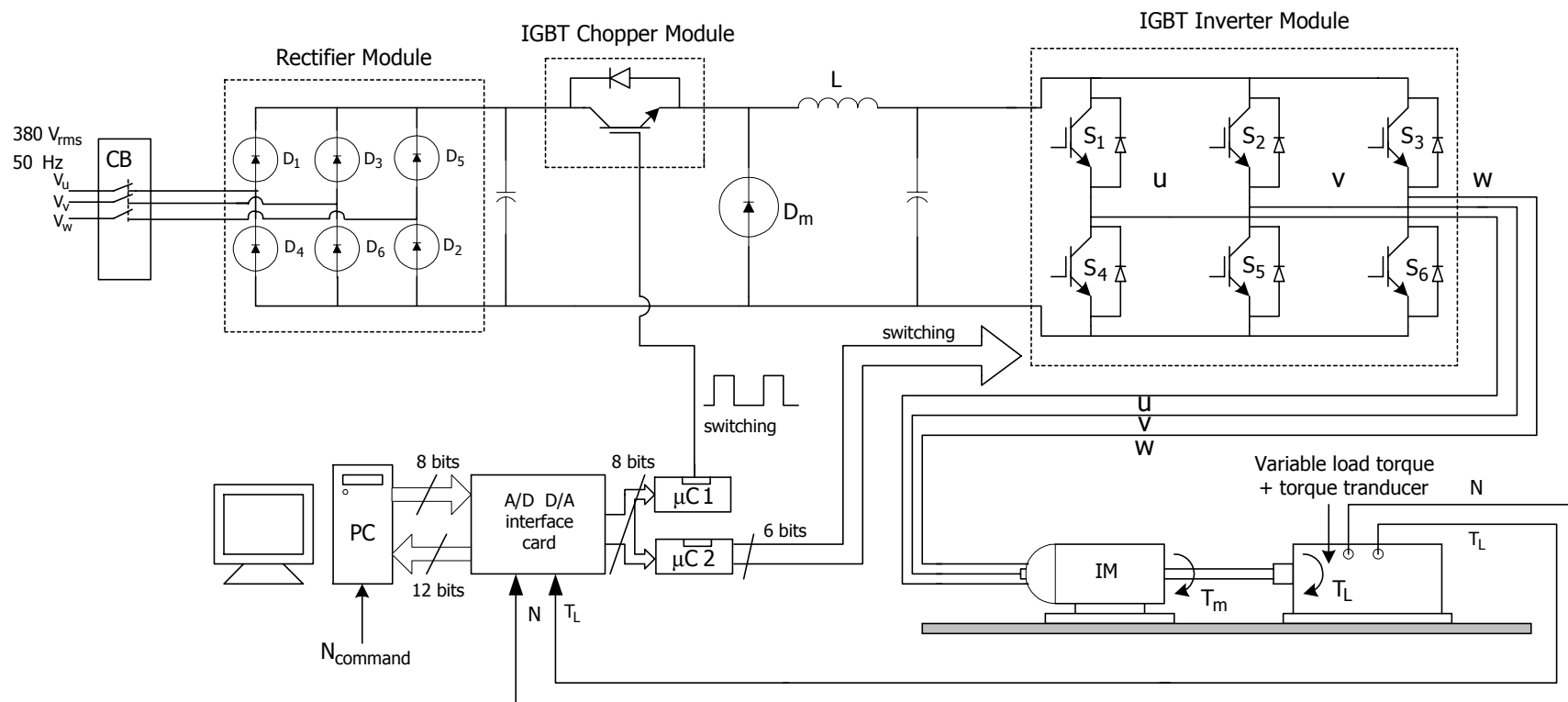
6.1 บทนำ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ตัวควบคุมของระบบที่มีการทำงานแบบเชิงเลข โดยอาศัยพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี เนื่องจากวิธีการประหยัดพลังงานมีการคำนวณหาความถี่ที่เหมาะสมค่าหนึ่งตามสถานะการทำงานของมอเตอร์ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งการคำนวณดังกล่าวมีความซับซ้อนและยากต่อการหาคำตอบในเวลาจริง(real-time) ด้วยเหตุนี้พีซีจึงถูกเลือกให้เป็นตัวควบคุมกระบวนการทำงานทั้งหมดของระบบ นอกจากนี้คุณลักษณะของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ปรากฏความไม่เป็นเชิงเส้นสูง อีกทั้งมีความซับซ้อน การหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่มีความแม่นยำเพียงพอเป็นไปได้ด้วยความยากลำบาก การออกแบบตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยอาศัยแบบจำลองทางคณิตศาสตร์จึงเป็นไปได้ด้วยความยากยิ่ง ทางเลือกหนึ่งที่จะทำให้การดำเนินงานได้ผลดี เป็นการใช้ตัวควบคุมชำนาญการ (expert controller) หรืออาจเรียกว่า ตัวควบคุมแบบฐานกฎ (rule-based controller) สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้ได้ตามความต้องการ ซึ่งในบทนี้ได้นำเสนอในรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

6.2 หลักการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน สำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ตัวควบคุมมีหน้าที่หลัก 2 ประการด้วยกัน คือ คำนวณหาความถี่ของแรงดันทางด้านสเตเตอร์ที่เหมาะสมค่าหนึ่งเพื่อลดค่ากำลังงานสูญเสียในมอเตอร์ และควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ได้ตามความต้องการในสถานะตั้งแต่ไม่มีโหลดจนถึง 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด เพราะฉะนั้นโหมดการทำงานของตัวควบคุมจึงแบ่งออกเป็น 2 โหมดการทำงานดังนี้

โหมดการทำงานที่ 1 เป็นโหมดการทำงานสำหรับคำนวณหาค่าความถี่ของแรงดันทางด้านสเตเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อประหยัดพลังงาน ซึ่งการคำนวณดังกล่าวใช้พีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซีเป็นตัวคำนวณ โดยก่อนการคำนวณพีซีจะรับข้อมูลความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ต้องการผ่านทางคีย์บอร์ด และรับค่าโหลดของมอเตอร์ในขณะนั้น ผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่มีความแยกชัด 12 บิต ดังรูปที่ 6.1 หลังจากนั้นพีซีจะนำค่าดังกล่าวมาเป็นข้อมูลสำหรับ



รูปที่ 6.1 ระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน

การคำนวณหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน ซึ่งโปรแกรมภาษาซีสำหรับการคำนวณในโหมคนี้อาจดูได้จากภาคผนวก จ. และหลังจากที่พีซีคำนวณหาค่าความถี่เป็นที่เรียบร้อยแล้ว พีซีจะส่งค่าความถี่ดังกล่าวไปที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 ผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณแต่ใช้งานในส่วนของดิจิตอลเอาต์พุต เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 ทำการปรับมุมจุดชนวนที่ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัว ของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการ และเมื่อความถี่ของแรงดันทางด้านสเตเตอร์มีค่าเปลี่ยนไป ความเร็วรอบของมอเตอร์จะมีค่าเปลี่ยนไปด้วยเช่นกัน ตามสมการที่ (3-25) เพราะฉะนั้นในโหมคการทำงานที่ 2 ของตัวควบคุม จะเป็นการอธิบายขั้นตอนการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ได้ความเร็วรอบตามที่ต้องการ ดังที่จะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

โหมคการทำงานที่ 2 เป็นโหมคการทำงานสำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ได้ตามความต้องการ ซึ่งการควบคุมดังกล่าวทำได้โดยการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์จากวงจรชอปเปอร์ ด้วยการปรับมุมจุดชนวนของไอจีบีทีจากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 ที่รับคำสั่งจากพีซีผ่านทางส่วนของดิจิตอลเอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณ โดยเงื่อนไขการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าอินพุตที่สเตเตอร์พิจารณาได้จากค่าความคลาดเคลื่อน (error) ดังสมการที่ (6-1) ดังนี้

$$\text{error} = N_{\text{command}} - N \quad (6-1)$$

เมื่อ

$$N = \text{ความเร็วรอบของมอเตอร์ในขณะใด ๆ (รอบ/นาที)}$$

$$N_{\text{command}} = \text{ความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ต้องการ (รอบ/นาที)}$$

จากสมการที่ (6-1) ในทางทฤษฎี ตัวควบคุมจะทำหน้าที่ปรับค่า N ให้เท่ากับ N_{command} ตามที่ต้องการเพื่อให้ค่าความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติการที่ตัวควบคุมจะปรับค่า N เพื่อให้ค่าความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์นั้นอาจทำได้ ซึ่งต้องใช้ต้นทุนการผลิตชุดควบคุมที่สูงขึ้น เพื่อให้การทดสอบแนวคิด สามารถดำเนินการได้ด้วยทุนที่ไม่สูงมากนัก เพราะฉะนั้นจากเหตุผลดังกล่าวงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้จึงกำหนดขอบเขตค่าความคลาดเคลื่อนอยู่ในช่วงไม่เกิน ± 20 รอบ/นาที ซึ่งอาจแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนในสภาวะคงตัวเป็น $\pm 1.11\%$ สำหรับความเร็วรอบสูงสุดที่ 1800 รอบ/นาทีและคิดเป็น $\pm 2.22\%$ สำหรับความเร็วรอบต่ำสุดที่ 900 รอบ/นาที ดังนั้นอาจกล่าวในภาพรวมได้ว่า ย่านของความคลาดเคลื่อนในสถานะอยู่ตัวของความเร็วรอบ ถูกกำหนดให้เป็น $\pm 2.3\%$ ซึ่งจะครอบคลุมทุกกรณี นอกจากนี้เมื่อพิจารณาสมการที่ (6-1) ตัวควบคุมจะแบ่งสภาวะการทำงานได้เป็น 2 กรณี ดังนี้

- กรณีค่าความคลาดเคลื่อนเป็นลบ

สำหรับกรณีนี้ค่า N_{command} มีค่าน้อยกว่า N และเนื่องจากค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับ

กับค่าแรงดันทางด้านสเตเตอร์ เพราะฉะนั้นควรปรับค่าแรงดันที่สเตเตอร์ของมอเตอร์ให้มีค่าลดลง เพื่อให้ค่า N มีค่าลดลงใกล้เคียงกับค่า N_{command} และสอดคล้องกับค่าความคลาดเคลื่อนที่กำหนดในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ซึ่งการปรับค่าแรงดันที่สเตเตอร์จะปรับที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 ของวงจร ซอปเปอร์ ที่ควบคุมด้วยพีซีผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณ ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งเงื่อนไขและกฎต่างๆ สำหรับการปรับค่าแรงดันที่สเตเตอร์ จะใช้เทคนิคที่เรียกว่า ตัวควบคุมแบบฐานกฎ (rule-based controller) ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดในหัวข้อที่ 6.3

- กรณีค่าความคลาดเคลื่อนเป็นบวก

สำหรับกรณีนี้ค่า N_{command} มีค่ามากกว่า N เพราะฉะนั้นควรปรับค่าแรงดันที่สเตเตอร์ของมอเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้น เพื่อให้ค่า N มีค่าเพิ่มขึ้นใกล้เคียงกับค่า N_{command} และสอดคล้องกับค่าความคลาดเคลื่อนที่กำหนดในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ ส่วนเทคนิคการปรับค่าแรงดันทางด้านสเตเตอร์สำหรับกรณีนี้จะเหมือนกับกรณีแรกที่กล่าวข้างต้น

6.3 ตัวควบคุมแบบฐานกฎ

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกรูปลักษณะของตัวควบคุมเป็นตัวควบคุมแบบฐานกฎ ซึ่งจัดอยู่ในกลุ่มตัวควบคุมชำนาญการ (expert controller) ชนิดหนึ่ง โดยองค์ประกอบของตัวควบคุมดังกล่าว แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ เครื่องอนุมาน (inference engine) และฐานความรู้ (knowledge base) (สรวุฒิ สุจิตจร, 2534) เครื่องอนุมานในที่นี้ก็คือคอมพิวเตอร์ ส่วนฐานความรู้นั้นประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นข้อมูล (data base) และส่วนที่เป็นกฎ (rule base) ให้การตัดสินใจสั่งการ โดยมีรูปแบบเป็นตรรกเชิงศึกษาสำนึก (heuristic logic) ดังนี้

ถ้า.....แล้ว..... (if.....then.....)

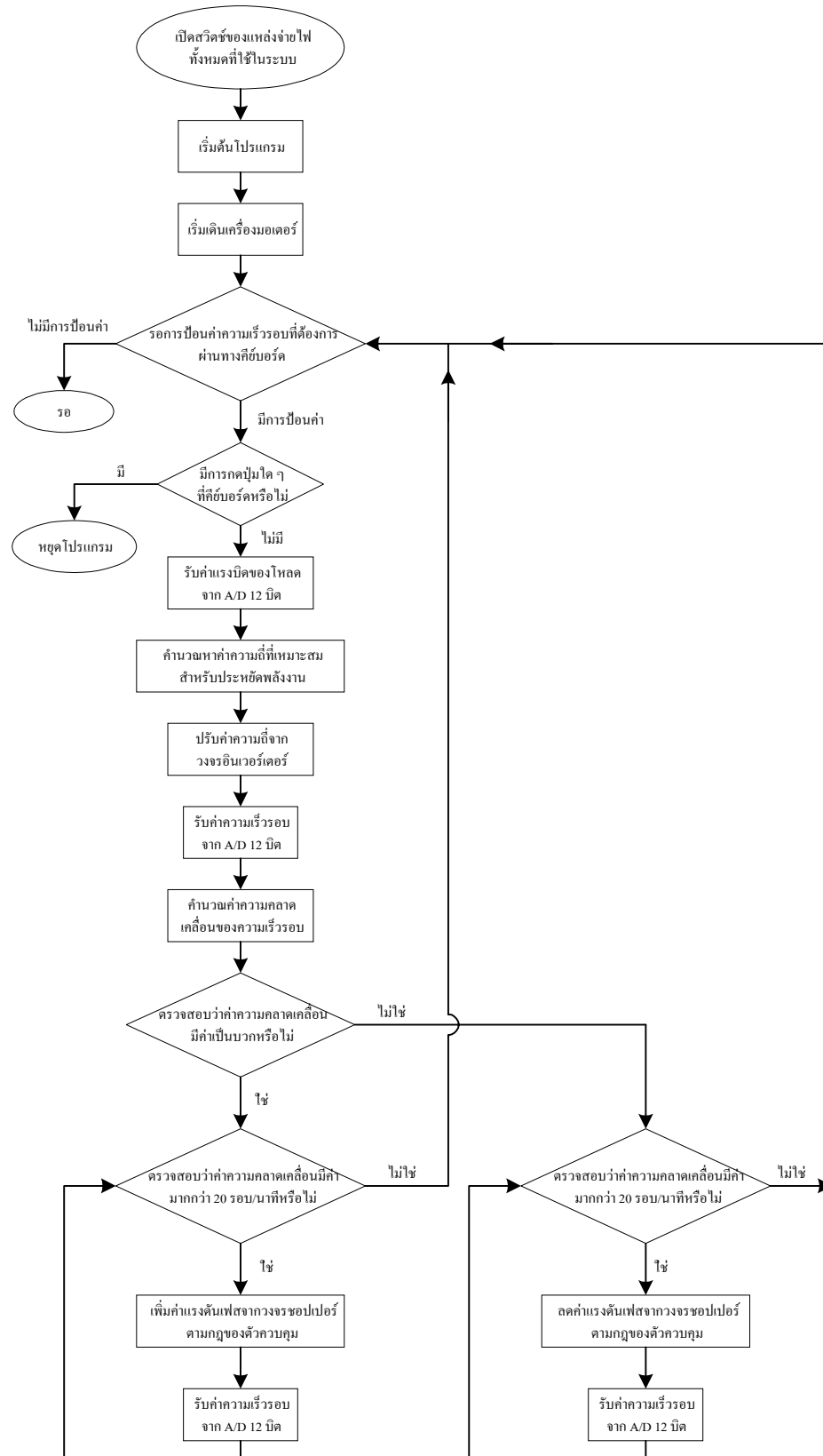
เพื่อให้วิทยานิพนธ์นี้กระชับ จึงไม่ขอกล่าวทบทวนเรื่องตัวควบคุมชำนาญการในรายละเอียดสำหรับผู้สนใจอาจศึกษาได้จากบทความอ้างอิง (สรวุฒิ สุจิตจร, 2534) และบทความนี้ได้รับการรวมไว้ในภาคผนวก ญ. การออกแบบตัวควบคุมแบบฐานกฎสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ กฎการควบคุมได้มาจากการศึกษาวิเคราะห์พฤติกรรมของระบบอย่างละเอียด ซึ่งการศึกษาวิเคราะห์พฤติกรรมดังกล่าวอาศัยการสังเกตระบบ รวมถึงมีการเก็บข้อมูลต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ อาทิเช่น การพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันทางด้านสเตเตอร์กับความเร็วยรอบของมอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบกฎในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์เพื่อควบคุมความเร็วยรอบของมอเตอร์ โดยการปรับแรงดันทางด้านสเตเตอร์จากวงจรซอปเปอร์ และจากการสังเกตพบว่า เมื่อแรงดันทางด้านสเตเตอร์มีค่าลดลง ความเร็วยรอบของมอเตอร์จะมีค่าลดลงด้วยเช่นกัน แต่การที่ความเร็วยรอบ

ของมอเตอร์จะมีค่าลดลงนั้น ต้องทำการลดแรงดันทางด้านสเตเตอร์อย่างมาก เมื่อเทียบกับการลดลงของความเร็วมอเตอร์ และค่าแรงดันดังกล่าวจะลดลงได้ต่ำสุดถึงประมาณ 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส ซึ่งเป็นแรงดันระหว่างสาย โดยถ้าแรงดันมีค่าต่ำกว่านี้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสจะหยุดหมุน จากพฤติกรรมทั้งหมดข้างต้น กฎที่ได้ออกแบบจึงมีรายละเอียดต่อไปนี้

- กฎที่ 1 ถ้า < ค่าผิดพลาดในอัตราเร็วเป็นบวกและมีขนาดเกินกว่า 200 รอบ/นาที >
แล้ว < เพิ่มแรงดันเฟส 30 โวลต์อาร์เอ็มเอส >
- กฎที่ 2 ถ้า < ค่าผิดพลาดในอัตราเร็วเป็นบวกและมีขนาดอยู่ระหว่าง 100 ถึง 200 รอบ/นาที >
แล้ว < เพิ่มแรงดันเฟส 10 โวลต์อาร์เอ็มเอส >
- กฎที่ 3 ถ้า < ค่าผิดพลาดในอัตราเร็วเป็นบวกและมีขนาดอยู่ระหว่าง 20 ถึง 100 รอบ/นาที >
แล้ว < เพิ่มแรงดันเฟส 1 โวลต์อาร์เอ็มเอส >
- กฎที่ 4 ถ้า < ค่าผิดพลาดในอัตราเร็วเป็นลบและมีขนาดเกินกว่า 200 รอบ/นาที >
แล้ว < ลดแรงดันเฟส 30 โวลต์อาร์เอ็มเอส >
- กฎที่ 5 ถ้า < ค่าผิดพลาดในอัตราเร็วเป็นลบและมีขนาดอยู่ระหว่าง 100 ถึง 200 รอบ/นาที >
แล้ว < ลดแรงดันเฟส 10 โวลต์อาร์เอ็มเอส >
- กฎที่ 6 ถ้า < ค่าผิดพลาดในอัตราเร็วเป็นลบและมีขนาดอยู่ระหว่าง 20 ถึง 100 รอบ/นาที >
แล้ว < ลดแรงดันเฟส 1 โวลต์อาร์เอ็มเอส >

6.4 การทดสอบชุดควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับประหยัดพลังงานและผล การทดสอบ

การทดสอบชุดควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสสำหรับประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ แสดงดังแผนรูปที่ 6.2 ซึ่งจากแผนภาพดังกล่าว ชั้นแรกจะทำการเปิดสวิตช์ของแหล่งจ่ายไฟทั้งหมดที่ใช้ในระบบ หลังจากนั้นจึงเริ่มต้นการทำงานของโปรแกรมซึ่งโปรแกรมดังกล่าวเป็นโปรแกรมภาษาซีที่ควบคุมกระบวนการทำงานทั้งหมด เพื่อประหยัดพลังงานในระบบ



รูปที่ 6.2 แผนภูมิการทำงานของระบบการประหยัดพลังงานในมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส (โปรแกรมดังกล่าวดูได้จากภาคผนวก ข.) โดยในช่วงต้นของกระบวนการทำงานจะเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์ จนกระทั่งมอเตอร์หมุนที่ความเร็วพิกัด (1500 รอบ/นาทิจ) หลังจากนั้นจะเป็นการตรวจสอบของโปรแกรมว่ามีกรกคปุ่มีใดๆ ที่คีย์บอร์ดหรือไม่ ถ้าไม่มี จะทำการป้อนค่าความเร็วรอบที่ต้องการผ่านทางคีย์บอร์ด และรับค่าแรงบิดของโหลดผ่านวงจรแปลงสัญญาณ เพื่อเป็นข้อมูลสำหรับคำนวณหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน หลังจากนั้นจะทำการปรับความถี่ดังกล่าวจากวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 ดังแผนรูปที่ 6.1 และหลังจากนั้นจะรับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ผ่านเซนเซอร์และวงจรแปลงสัญญาณ เพื่อตรวจสอบว่าความเร็วรอบดังกล่าวมีค่าใกล้เคียงกับความเร็วรอบที่ต้องการหรือไม่ ซึ่งการตรวจสอบจะทำการคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วรอบ ตามสมการที่ (6-1) ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นบวกและมีค่ามากกว่า 20 รอบ/นาทิจ วงจรซอฟต์แวร์จะทำหน้าที่เพิ่มแรงดันเฟสที่ป้อนเข้ามอเตอร์ตามกฎของตัวควบคุมที่อธิบายในหัวข้อที่ 6.3 จนกว่าค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วรอบจะมีค่าน้อยกว่า 20 รอบ/นาทิจ แต่ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนตามที่คำนวณมีค่าเป็นลบและมีค่ามากกว่า 20 รอบ/นาทิจ วงจรซอฟต์แวร์จะทำหน้าที่ลดแรงดันเฟสที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ตามกฎของตัวควบคุม จนกว่าค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วรอบจะมีค่าน้อยกว่า 20 รอบ/นาทิจ และถ้าต้องการหยุดการทำงานของโปรแกรมให้กดปุ่มีใดๆ ที่คีย์บอร์ด ตามแผนผังการทำงานดังรูปที่ 6.2 นอกจากนี้ในขณะที่ทำการทดสอบชุดควบคุมดังกล่าว ได้ทำการเก็บข้อมูลทางพลังงาน เพื่อเปรียบเทียบกับกรทดสอบตามสภาวะการทำงานของมอเตอร์ในขณะที่ไม่มีตัวควบคุม ซึ่งการเก็บข้อมูลทางพลังงานจะทำการบันทึกข้อมูลความเร็วรอบของมอเตอร์, กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของมอเตอร์, ค่าตัวประกอบกำลัง, ค่าแรงดันระหว่างสายและค่าความถี่ โดยที่ค่าตัวประกอบกำลังตรวจวัดจากเครื่องมือวัด Power Harmonics Analyzer ของ FLUKE รุ่น 41B ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 6.1 และตารางที่ 6.2 ตามลำดับ จากผลการทดสอบ พบว่าที่สภาวะโหลดและความเร็วรอบต่างๆ ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตในสภาวะที่มีตัวควบคุมมีค่าน้อยกว่าในสภาวะที่ไม่มีตัวควบคุม โดยเฉพาะที่โหลดต่ำๆ ตั้งแต่ไม่มีโหลดจนถึง 20 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด (โหลดเต็มพิกัดมีค่าเท่ากับ 6.37 N.m.) ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของทั้งสองกรณีมีความแตกต่างกันค่อนข้างมาก ซึ่งถ้าคำนวณเป็นเปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานพบว่าในสภาวะไม่มีโหลดประหยัดพลังงานได้ถึง 61.38 เปอร์เซ็นต์ ส่วนในสภาวะ 20 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัดประหยัดพลังงานได้ 12.5 เปอร์เซ็นต์ และในสภาวะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัดประหยัดพลังงานได้เพียง 1.67 เปอร์เซ็นต์ จากการคำนวณดังกล่าวข้างต้น สังเกตได้ว่าเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น เปอร์เซ็นต์การประหยัดพลังงานจะมีค่าลดลง นอกจากนี้เมื่อพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังของทั้งสองกรณี พบว่าในสภาวะที่ไม่มีตัวควบคุม ค่าตัวประกอบกำลังในขณะที่ไม่มีโหลดมีค่าเท่ากับ 0.2504 ซึ่งต่ำมาก

ตารางที่ 6.1 ข้อมูลทางพลังงานในระบบขับเคลื่อนเมื่อมีตัวควบคุม

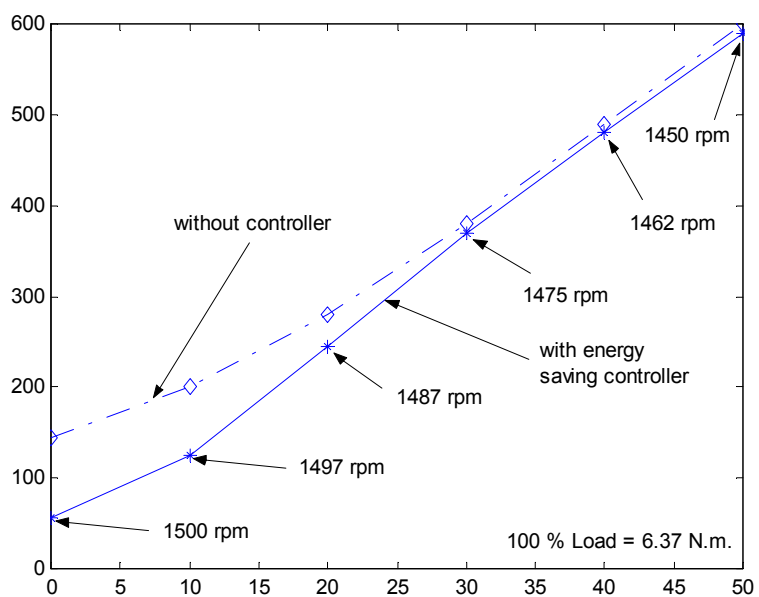
โหลด (เปอร์เซ็นต์)	ความเร็วรอบ (รอบ/นาที)	กำลังไฟฟ้าทาง ด้านอินพุต (วัตต์)	ค่าตัว ประกอบ กำลัง	ค่าแรงดันระหว่าง สาย (โวลต์อาร์เอ็มเอส)	ความถี่ (เฮิรตซ์)
0	1500	56	0.8655	81.41	55.5
10	1497	125	0.7838	162.81	52.2
20	1487	245	0.8177	208.19	52.1
30	1475	370	0.8261	242.14	51.7
40	1462	480	0.8207	274.01	51.1
50	1450	590	0.8078	305.19	50.5

ตารางที่ 6.2 ข้อมูลทางพลังงานในสถานะที่ไม่มีตัวควบคุมชุดขับเคลื่อน
มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

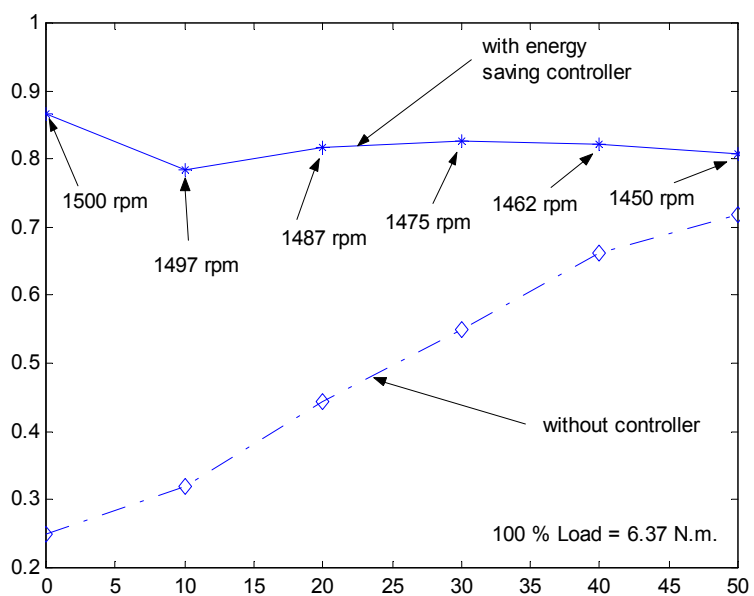
โหลด (เปอร์เซ็นต์)	ความเร็วรอบ (รอบ/นาที)	กำลังไฟฟ้าทาง ด้านอินพุต (วัตต์)	ค่าตัว ประกอบ กำลัง	ค่าแรงดันระหว่าง สาย (โวลต์อาร์เอ็มเอส)	ความถี่ (เฮิรตซ์)
0	1500	145	0.2504	380	50
10	1497	200	0.3198	374.12	50
20	1487	280	0.4445	365.12	50
30	1475	380	0.5502	357.50	50
40	1462	490	0.6621	348.49	50
50	1450	600	0.7194	339.14	50

และจากตารางที่ 6.2 สังเกตได้ว่าเมื่อโหลดเพิ่มขึ้นค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของมอเตอร์มีค่าสูงขึ้นด้วยเช่นกัน โดยที่สถานะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัดค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 0.7194 ซึ่งผลดังกล่าวเป็นคุณลักษณะทางธรรมชาติของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และจากตารางที่ 6.1 ซึ่งเป็นกรณีที่มีตัวควบคุมพบว่า ที่สถานะโหลดและความเร็วรอบต่างๆ ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้เคียงกัน คือ ประมาณ 0.8 และเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกันของทั้งสองกรณี คือ กรณีที่มีตัวควบคุมและไม่มีตัวควบคุมพบว่า ค่าตัวประกอบกำลังในสถานะที่มีตัวควบคุมมีค่าสูงกว่าในสถานะที่ไม่มีตัวควบคุม โดยเฉพาะในสถานะไม่มีโหลด ค่าตัวประกอบกำลัง

มีค่าสูงขึ้นจากเดิมมาก แต่ในสภาวะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าสูงขึ้นจากเดิมเพียงเล็กน้อย จากผลดังกล่าวการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ นอกจากจะลดค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตแล้ว ตัวควบคุมดังกล่าวได้เพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่สภาวะโหลดต่ำๆ โดยไม่ต้องการตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยตัวประกอบกำลังให้มอเตอร์ นอกจากนี้เมื่อพิจารณาค่าแรงดันระหว่างสายในสภาวะที่ไม่มีตัวควบคุม สังเกตได้ว่าค่าดังกล่าวมีค่าลดลงเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น โดยที่สภาวะไม่มีโหลดค่าแรงดันระหว่างสายมีค่าเท่ากับ 380 โวลต์อาร์เอ็มเอส ซึ่งมีค่าเท่ากับพิกัดแรงดันของมอเตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ และที่สภาวะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด ค่าแรงดันระหว่างสายของมอเตอร์มีค่าลดลงเหลือเพียง 339.14 โวลต์อาร์เอ็มเอส ซึ่งจากผลดังกล่าวพบว่าเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น ค่าแรงดันระหว่างสายของมอเตอร์จะมีค่าลดลง ในขณะที่ความถี่ทางด้านอินพุตของมอเตอร์มีค่าคงที่ที่ 50 เฮิร์ตซ์ ตามพิกัดของมอเตอร์ และเมื่อพิจารณาค่าแรงดันระหว่างสายในสภาวะที่มีตัวควบคุมพบว่า ค่าดังกล่าวมีค่าน้อยกว่าในสภาวะที่ไม่มีตัวควบคุม ในทุกช่วงโหลดและความเร็วรอบต่างๆ ดังตารางที่ 6.1 และตารางที่ 6.2 โดยค่าแรงดันระหว่างสายและค่าความถี่ในสภาวะที่มีตัวควบคุม ได้จากการคำนวณและการปรับค่าจากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 1 และไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวที่ 2 ดังที่อธิบายไว้แล้วในหัวข้อที่ 6.2 และจากผลทั้งหมดข้างต้นเมื่อนำไปวาดกราฟ เพื่อเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต และค่าตัวประกอบกำลังระหว่างกรณีที่มีตัวควบคุมสำหรับประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์และไม่มีตัวควบคุมสำหรับประหยัดพลังงานจะได้ดังรูปที่ 6.3 ซึ่งจากภาพดังกล่าวอาจสังเกตได้ว่าเมื่อโหลดเพิ่มขึ้นผลต่างของค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตและค่าตัวประกอบกำลังของทั้ง 2 วิธีจะมีค่าลดลง นอกจากนี้งานวิจัยวิทยานิพนธ์ได้ทดสอบเพื่อเก็บค่าทางพลังงาน ในสภาวะที่มีการกำหนดค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ต้องการ ($N_{command}$) ตามสภาวะโหลดต่างๆ ซึ่งการทดสอบได้กำหนดค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ต้องการทั้งหมด ด้วยกัน 4 ค่า คือ 1800 รอบ/นาที, 1500 รอบ/นาที, 1200 รอบ/นาที และ 900 รอบ/นาที ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวแสดงดังตารางที่ 6.3 ถึงตารางที่ 6.6 จากตารางที่ 6.3 สังเกตได้ว่ากำลังงานไฟฟ้าทางด้านอินพุต และค่าแรงดันระหว่างสายของมอเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากแรงบิดของมอเตอร์ต้องมีค่ามากพอที่จะขับแรงบิดของโหลด เพราะฉะนั้นการที่แรงบิดของมอเตอร์จะมีค่ามากนั้น ค่าแรงดันระหว่างสายที่ป้อนให้กับมอเตอร์ต้องมีค่ามากขึ้นด้วย เนื่องจากค่าแรงบิดของมอเตอร์แปรผันตรงกับค่าแรงดันยกกำลังสอง นอกจากนี้เมื่อพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังจากตารางที่ 6.3 จะพบว่าค่าดังกล่าวมีค่าประมาณ 0.8 ตลอดช่วงสภาวะการทำงานที่โหลดต่างๆ ในขณะที่ความเร็วรอบของมอเตอร์คงที่ที่ 1800 รอบ/นาที และถ้าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ต้องการลดลงเหลือ 1500 รอบ/นาที ดังตารางที่ 6.4 ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าไม่แตกต่างกันกับสภาวะที่ความ



ก) ภาพการเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต



ข) ภาพการเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลัง

รูปที่ 6.3 เปรียบเทียบข้อมูลทางพลังงานระหว่างการมีชุดควบคุมสำหรับประหยัคพลังงานและไม่มีชุดควบคุมในระบบขับเคลื่อน

ตารางที่ 6.3 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของงาน
วิจัยวิทยานิพนธ์ ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1800 รอบ/นาที

โหลด (เปอร์เซ็นต์)	ความเร็วรอบ (รอบ/นาที)	กำลังไฟฟ้าทาง ด้านอินพุต (วัตต์)	ค่าตัว ประกอบ กำลัง	ค่าแรงดันระหว่าง สาย (โวลต์อาร์เอ็มเอส)	ความถี่ (เฮิรตซ์)
0	1800	66	0.8310	103.92	65.3
10	1800	155	0.8175	173.97	63.1
20	1800	290	0.7992	240.41	62.4
30	1800	430	0.8275	269.16	62.7
40	1800	590	0.8283	306.92	62.6
50	1800	720	0.8329	333.59	62.6

ตารางที่ 6.4 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของงาน
วิจัยวิทยานิพนธ์ ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1500 รอบ/นาที

โหลด (เปอร์เซ็นต์)	ความเร็วรอบ (รอบ/นาที)	กำลังไฟฟ้าทาง ด้านอินพุต (วัตต์)	ค่าตัว ประกอบ กำลัง	ค่าแรงดันระหว่าง สาย (โวลต์อาร์เอ็มเอส)	ความถี่ (เฮิรตซ์)
0	1500	56	0.8655	81.41	55.5
10	1500	125	0.7777	170.78	52.2
20	1500	245	0.8077	214.08	52.4
30	1500	370	0.8233	243.18	52.4
40	1500	490	0.8256	276.44	52.4
50	1500	615	0.8091	314.19	52.3

เร็วรอบ 1800 รอบ/นาที แต่ค่าแรงดันระหว่างสายจะมีค่าลดลงในสภาวะที่โหลดเท่ากันจึงส่งผลให้ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตลดลงด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตามค่าความถี่ที่คำนวณได้ในตารางที่ 6.3 และตารางที่ 6.4 เป็นค่าความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับประหยัดพลังงาน ซึ่งค่าความถี่ดังกล่าวอาศัยการคำนวณตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ (รายละเอียดของโปรแกรมแสดงไว้ในภาคผนวก จ.) และเมื่อความเร็วรอบที่ต้องการมีค่าเปลี่ยนไป ค่าความถี่ดังกล่าวจะมีค่าเปลี่ยนไปด้วยเช่นกัน โดยถ้าความเร็วรอบที่ต้องการมีค่าลดลง ค่าความถี่จะมีค่าลดลงด้วย แต่จะมีค่าเท่าไรนั้นก็ขึ้นอยู่กับ

ตารางที่ 6.5 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของงานวิจัย
วิทยานิพนธ์ ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1200 รอบ/นาที

โหลด (เปอร์เซ็นต์)	ความเร็วรอบ (รอบ/นาที)	กำลังไฟฟ้าทาง ด้านอินพุต (วัตต์)	ค่าตัว ประกอบ กำลัง	ค่าแรงดันระหว่าง สาย (โวลต์อาร์เอ็มเอส)	ความถี่ (เฮิรตซ์)
0	1200	44	0.8701	65.13	45.7
10	1200	100	0.8107	126.09	42.7
20	1200	195	0.7836	179.79	42.2
30	1200	310	0.8048	209.23	42.2
40	1200	400	0.8005	237.29	42.1
50	1200	490	0.8088	255.65	42.1

ตารางที่ 6.6 ข้อมูลทางพลังงานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสตามหลักการของงานวิจัย
วิทยานิพนธ์ ที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 900 รอบ/นาที

โหลด (เปอร์เซ็นต์)	ความเร็วรอบ (รอบ/นาที)	กำลังไฟฟ้าทาง ด้านอินพุต (วัตต์)	ค่าตัว ประกอบ กำลัง	ค่าแรงดันระหว่าง สาย (โวลต์อาร์เอ็มเอส)	ความถี่ (เฮิรตซ์)
0	900	30	0.8661	58.89	35.9
10	900	80	0.7792	116.05	32.4
20	900	155	0.7608	154.50	32.2
30	900	180	0.7794	182.91	32
40	900	305	0.7753	205.77	31.9
50	900	390	0.7922	218.93	32

กับความเร็วรอบที่ต้องการและแรงบิดของโหลดในขณะนั้นเป็นสำคัญ นอกจากนี้ผลการทดสอบ
ตัวควบคุมที่กำหนดความเร็วรอบที่ต้องการเท่ากับ 1200 รอบ/นาที และ 900 รอบ/นาที ก็ได้จากตา
รางที่ 6.5 และตารางที่ 6.6 ตามลำดับ ซึ่งข้อมูลมีความสัมพันธ์และมีแนวโน้ม ในทำนองเดียวกันกับ
ผลที่นำเสนอและอธิบายผ่านมา ของตารางที่ 6.3 และ 6.4 จากผลการทดสอบตัวควบคุมที่ความเร็ว
รอบที่ต้องการทั้ง 4 ค่า ดังตารางที่ 6.3 ถึงตารางที่ 6.6 พบว่า ตัวควบคุมนอกจากจะควบคุมมอเตอร์

เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานแล้ว ตัวควบคุมดังกล่าวสามารถเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้นกว่าเดิมอีกด้วย โดยไม่ต้องมีการต่อตัวเก็บประจุเข้ากับมอเตอร์

6.5 สรุป

การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานสำหรับงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ใช้ตัวควบคุมแบบฐานกฎ เพื่อควบคุมกระบวนการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ได้ตามความต้องการ และจากผลการทดสอบเพื่อเก็บค่าทางพลังงานของมอเตอร์ ในสถานะที่มีตัวควบคุมสำหรับการประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ เปรียบเทียบกับสถานะที่ไม่มีตัวควบคุม พบว่า การควบคุมมอเตอร์ตามหลักการดังกล่าวประหยัดพลังงานได้ถึง 61.38 เปอร์เซ็นต์ ในขณะที่ไม่มีโหลด และที่สถานะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด ประหยัดพลังงานได้ 1.67 เปอร์เซ็นต์ การประหยัดพลังงานในสถานะไม่มีโหลด มีประโยชน์ในกรณีที่มีการหยุดเดินเครื่องและเริ่มเดินเครื่องใหม่ สลับกันไปมา เป็นสิ่งที่ไม่ควรกระทำ เพราะอาจทำให้สถานประกอบการต้องเสียค่าพลังงานไฟฟ้าเพิ่มขึ้น จากความต้องการกระแสเริ่มเดินเครื่อง หรือในกรณีที่มอเตอร์มีช่วงโหลดเบาบ่อยครั้งตลอดวัน นอกจากนี้ค่าตัวประกอบกำลังในสถานะที่มีตัวควบคุม มีค่าโดยประมาณ 0.8 ซึ่งสูงขึ้นเมื่อเทียบกับในสถานะที่ไม่มีตัวควบคุม จากผลดังกล่าวข้างต้น ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบเป็นไปตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ทุกประการ กล่าวคือ ตัวควบคุมสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพื่อให้ได้ความเร็วรอบตามที่ต้องการ โดยอยู่บนเงื่อนไขของการประหยัดพลังงานได้ตลอดสถานะการทำงานของมอเตอร์ตั้งแต่ไม่มีโหลดจนถึง 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด

บทที่ 7

สรุปและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุป

งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการศึกษา ออกแบบ และสร้างชุดควบคุมระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพื่อประหยัดพลังงาน การวิเคราะห์ค่ากำลังงานสูญเสียอาศัยวงจรสมมูลของมอเตอร์เป็นสำคัญ งานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้วิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม ในการค้นหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจากลักษณะสมบัติของมอเตอร์ที่ทดสอบได้เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม ซึ่งผลที่ได้จากการค้นหา พบว่าค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เป็นฟังก์ชันของแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ ในย่านตั้งแต่ 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 280 โวลต์อาร์เอ็มเอส (แรงดันระหว่างสาย) จึงได้หาความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวของมอเตอร์กับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ ด้วยวิธีประมาณแบบสปลายน์กำลังสาม ซึ่งให้ผลดีกว่าวิธีการประมาณด้วยเส้นตรง รายละเอียดทั้งหมดในการหาพารามิเตอร์ของมอเตอร์ได้นำเสนอไว้ในบทที่ 2 ของวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทที่ 3 ของวิทยานิพนธ์ได้อธิบายเกี่ยวกับวิธีการประหยัดพลังงานสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยนำเสนอในรูปแบบของการคำนวณเชิงตัวเลขและการจำลองสถานการณ์ด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อยืนยันว่าวิธีการประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยสามารถลดกำลังงานสูญเสียได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยเฉพาะในช่วงแรงบิดต่ำ คือตั้งแต่ไม่มีโหลดจนถึงครึ่งหนึ่งของโหลดเต็มพิกัด (พิกัดของโหลดมีค่าเท่ากับ 6.37 N.m.) นอกจากนี้ได้ออกแบบและสร้างวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีการแยกชุด 12 บิต วงจรดังกล่าวมีส่วนประกอบ 4 ส่วน ได้แก่ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัลที่มีการแยกชุด 12 บิต จำนวน 8 ช่องสัญญาณ, วงจรดิจิทัลอินพุต 8 บิต, วงจรดิจิทัลเอาต์พุต 8 บิต และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกที่มีการแยกชุด 12 บิต จำนวน 2 ช่องสัญญาณ ซึ่งการออกแบบ และวิธีการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณได้นำเสนอในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์ ส่วนในบทที่ 5 ของวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอหลักการทำงานรวมถึงวิธีการออกแบบของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสที่ประกอบด้วย 3 ส่วนหลักคือ วงจรเรียงกระแส, วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดันหกระดับขั้น และวงจรชอปเปอร์ ซึ่งได้ใช้ ไอจีบีที (IGBT) เป็นอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากค่ากำลังงานสูญเสียในการสวิตซ์มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับอุปกรณ์สวิตซ์ชนิดอื่นๆ และผลการทดสอบระบบขับเคลื่อนดังกล่าว พบว่า ชุดขับเคลื่อนสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 0.5 เฮิรตซ์ ถึง 150 เฮิรตซ์ และปรับแรงดันได้ตั้งแต่

7 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส (แรงดันเฟส) การปรับแรงดันและความถี่ที่ป้อนเข้ามอเตอร์ จากวงจรชอปเปอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์นั้น มีไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 ทำหน้าที่ควบคุมตามโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี และไมโครคอนโทรลเลอร์ดังกล่าวถูกควบคุมการทำงาน จากพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซีอีกต่อหนึ่ง ผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณแอนะล็อก นอกจากนี้ชุดขับเคลื่อนสามารถขับมอเตอร์ได้ตั้งแต่สถานะไม่มีโหลดจนถึงครึ่งหนึ่งของโหลดเต็มพิกัด อีกทั้งปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ตลอดย่านการทำงานตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์

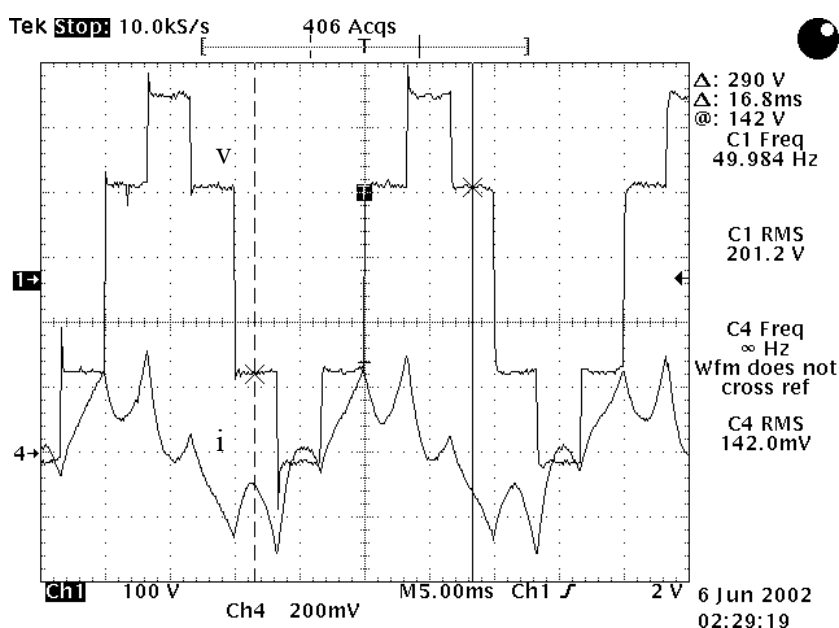
การควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงานรวมถึงผลการทดสอบ ได้นำเสนอในบทที่ 6 ของวิทยานิพนธ์ ซึ่งการควบคุมดังกล่าว ตัวควบคุมของระบบเป็นเชิงเลข โดยอาศัยพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี เนื่องจากวิธีการประหยัดพลังงานมีการคำนวณหาความถี่ที่เหมาะสมค่าหนึ่ง ตามสถานะการทำงานของมอเตอร์ที่ทำให้กำลังงานสูญเสียในมอเตอร์มีค่าน้อยที่สุด การทำงานทั้งหมดของระบบควบคุมด้วยพีซี สถาปัตยกรรมของตัวควบคุมเป็นชนิดฐานกฎ (rule-based controller) สำหรับควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสให้ได้ตามความต้องการ ผลการทดสอบเพื่อเก็บข้อมูลทางพลังงานของมอเตอร์ ในสถานะที่มีตัวควบคุมสำหรับการประหยัดพลังงานตามหลักการของงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ เปรียบเทียบกับสถานะที่ไม่มีตัวควบคุม พบว่า การควบคุมมอเตอร์ตามหลักการดังกล่าวประหยัดพลังงานได้ถึง 61.38 เปอร์เซ็นต์ในขณะที่ไม่มีโหลด และที่สถานะ 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัดประหยัดพลังงานได้ 1.67 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนี้ค่าตัวประกอบกำลังในสถานะที่มีตัวควบคุม มีค่าโดยประมาณ 0.8 ซึ่งสูงขึ้นเมื่อเทียบกับในสถานะที่ไม่มีตัวควบคุม จากผลดังกล่าวข้างต้น ตัวควบคุมที่ได้ออกแบบและพัฒนาขึ้นเป็นไปตามวัตถุประสงค์ของงานวิจัยวิทยานิพนธ์ทุกประการ กล่าวคือ ตัวควบคุมสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เพื่อให้ได้ความเร็วรอบตามที่ต้องการ โดยอยู่บนเงื่อนไขของการประหยัดพลังงานได้ตลอดสถานะการทำงานของมอเตอร์ตั้งแต่ไม่มีโหลดจนถึง 50 เปอร์เซ็นต์ของโหลดเต็มพิกัด

7.2 ข้อเสนอแนะ

1. ควรดำเนินการศึกษา ออกแบบ และสร้าง ชุดควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสเพื่อประหยัดพลังงาน ในช่วงแรงบิดของโหลดตั้งแต่ 70 – 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเป็นช่วงที่มอเตอร์ได้รับการคาดหวังว่าจะต้องทำงานด้วยประสิทธิภาพสูงสุด เพื่อให้ครอบคลุมย่านการทำงานให้ครบถ้วน
2. ควรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุตของมอเตอร์ให้สูงขึ้นกว่าเดิม โดยศึกษาหาวิธีการควบคุมค่าตัวประกอบกำลังให้อยู่ในช่วง 0.95 ถึง 1.00
3. ควรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังที่จุดเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก (utility) ให้อยู่

ในช่วง 0.99-1.00

4. ควรปรับปรุงรูปสัญญาณของกระแสและแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ให้ใกล้เคียงรูปสัญญาณไซน์ เนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้คำนึงถึงการปรับปรุงรูปสัญญาณดังกล่าว ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.1 นอกจากนี้ ควรปรับปรุงรูปสัญญาณของกระแสและแรงดัน ที่จุดเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลัก ให้ใกล้เคียงรูปสัญญาณ ไซน์ด้วย เนื่องจากในงานวิจัยวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้คำนึงถึงการปรับปรุงรูปสัญญาณดังกล่าว ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.2



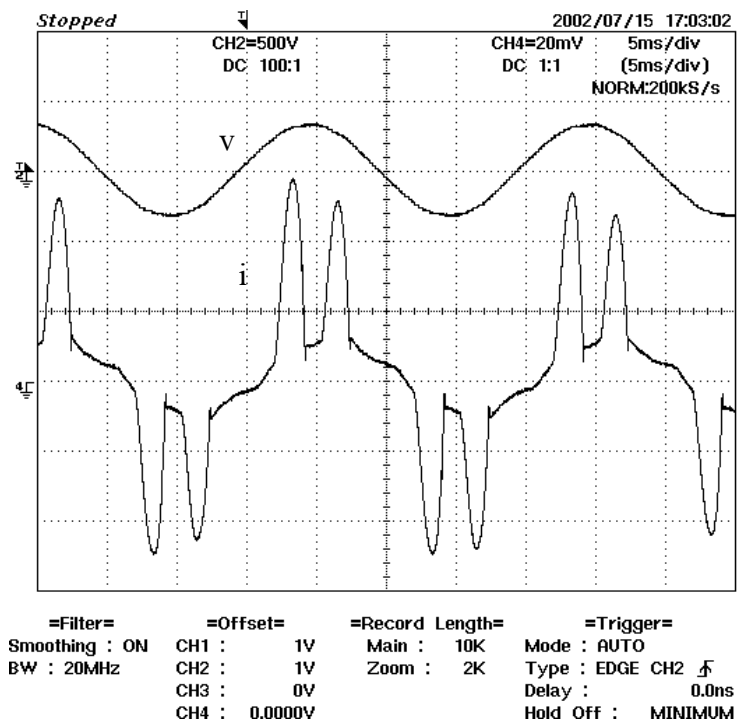
รูปที่ 7.1 รูปสัญญาณแรงดันและกระแสที่ป้อนเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส
 ในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

5. ควรศึกษา และวิเคราะห์ วิธีการกำจัดฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบที่เกิดจากการสวิตชิงของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ทั้งนี้เนื่องจาก การกำจัดฮาร์มอนิกส์ในระบบจะช่วยลดค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากฮาร์มอนิกส์ และยังช่วยยืดอายุการใช้งานของมอเตอร์ให้ยาวนานยิ่งขึ้นอีกด้วย

6. ควรปรับปรุงชุดควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ดีขึ้น ซึ่งอาจใช้ตัวควบคุมชนิดอื่น ที่ให้ผลการดำเนินงานดีกว่าตัวควบคุมแบบฐานกฎ

7. เมื่อมอเตอร์ใช้งานไประยะเวลาหนึ่ง พารามิเตอร์ในแบบจำลองของมอเตอร์ย่อมเปลี่ยนแปลงค่าไป ดังนั้น การหาหนทางปรับปรุงวิธีการประหยัดพลังงานไฟฟ้า ตามที่ได้นำเสนอมาแล้ว

ให้มีความสามารถปรับตนเองได้ (adaptive) ตามสภาพแวดล้อมของการทำงาน จะเป็นประโยชน์ในทางปฏิบัติยิ่งขึ้น



รูปที่ 7.2 รูปสัญญาณแรงดันและกระแสที่จุดเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าหลักในงานวิจัยวิทยานิพนธ์

เอกสารอ้างอิง

- เจนวิทย์ เหลืองอร่าม และ ปิยวิทย์ เหลืองอร่าม. (2543). การเขียนโปรแกรมสำหรับ Applications ด้วย C/C++. กรุงเทพฯ: ซีเอ็ดเคชั่น.
- Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., and Thogersen, P.B. (2000). Efficiency optimized control of medium-size induction motor drives. **Proc. IEEE Conf. Industry Applications**. 3: 1489-1496.
- Baghzouz, Y., and Tan, O.T. (1989). Optimal efficiency speed control of induction motors by variable rotor impedance. **IEEE Trans. Energy Conversion**. 4(2): 216-223.
- Chen, S., and Yeh, S-N. (1992). Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variable-voltage and variable-frequency source. **IEEE Trans. Energy Conversion**. 7 (3): 537-543.
- Fransua, A., and Magureanu, R. (1984). **Electrical Machines and Drive Systems**. Technical Press.
- Kinnares, V., and Potivejkul, S. (1998). Modified harmonic loss model in PWM fed induction machines. **Proc. IEEE Conf. Asia Pacific**. (pp 535-538).
- Kioskeridis, I., and Margaris, N. (1996). Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives. **IEEE Trans. Industrial Electronic**. 43(1): 226-231.
- Kueck, J.D. (1998). Development of a method for estimating motor efficiency and analyzing motor condition. **Proc. IEEE Conf. Pulp and Paper Industry Technical**. (pp 67-72).
- Kusko, A., and Galler, D. (1983). Control means for minimization of losses in AC and DC motor drives. **IEEE Trans. Industry Applications**. 19(4): 561-570.
- Pillay, P., Nolan, R., and Haque, T. (1997). Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations. **IEEE Trans. Industry Applications**. 33(5): 1273-1282.
- Sousa, G.C.D., Bose, B.K., Cleland, J., Spiegel, R.J., and Chappell, P.J. (1992). Loss modeling of converter induction machine system for variable speed drive. **Proc. IEEE Int. Conf. Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation**. 1: 114-120.

Walters D.G. (1998). The repair of low tension induction motors-best practices to maintain energy efficiency. **Proc. IEE Half-Day Colloquium.** (pp 1-12).

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดหลักการของเงินเนติกอัลกอริทึม

จินเนติกอัลกอริทึม ตอนที่ 1

อาทิตย์ ศรีแก้ว¹

Srikaew, A.¹, (2002). Genetic Algorithms - Part I. Suranaree J. Sci. Technol. 9:69-83

Abstract

Genetic algorithm is a searching method based on two natural processes: selections and genetics. It is considered as an evolutionary computation which has been proved to be a very powerful optimization method in an artificial intelligence area of interest. There have been various researches and applications of genetic algorithm covering in most fields of studies. This article introduces the genetic algorithm in details including its fundamental elements and structures, procedures, properties and advantages.

Key words : genetic algorithm, searching, optimization, artificial intelligence

บทคัดย่อ

จินเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithm) เป็นวิธีการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดโดยใช้หลักการคัดเลือกแบบธรรมชาติ และหลักการทางสายพันธุ์ จินเนติกอัลกอริทึมเป็นการคำนวณอย่างหนึ่งทีกล่าวได้ว่ามี "วิวัฒนาการ" อยู่ในขั้นตอนของการค้นหาคำตอบ และได้รับการจัดให้เป็นวิธีหนึ่งในกลุ่มของการคำนวณเชิงวิวัฒนาการ ซึ่งปัจจุบันเป็นที่ยอมรับในประสิทธิภาพ และมีการนำไปประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในงานทางด้านปัญญาประดิษฐ์ต่าง ๆ บทความนี้นำเสนอรายละเอียดขององค์ประกอบและโครงสร้างของจินเนติกอัลกอริทึม เพื่อความเข้าใจและสามารถนำไปออกแบบประยุกต์ใช้งานได้จริง

บทนำ

จินเนติกอัลกอริทึม [1-2] หรือเรียกโดยย่อว่า "GA" ถูกพัฒนาขึ้นในช่วงทศวรรษที่ 60 โดยจำลองเอาแนวคิดของการวิวัฒนาการของสิ่งมีชีวิตในระบบชีววิทยา มาใช้ในการคำนวณด้วยคอมพิวเตอร์ GA ได้รับความนิยม โดยการเผยแพร่ของ John Holland ในหนังสือชื่อ "Adaptation in Natural and Artificial Systems"

ซึ่งตีพิมพ์เป็นครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1975 หลังจากนั้นจึงมีการนำเอา GA ไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ กันอย่างแพร่หลาย พร้อม ๆ กับการศึกษาและพัฒนาองค์ประกอบต่าง ๆ ของ GA ให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น GA ถือว่าเป็นวิธีการค้นหาคำตอบที่ดีที่สุดเชิงผสมผสาน (combinatorial optimization method)

¹ Ph.D., อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000.

แบบปัญหาประคิษฐ์ที่มีความสามารถในการค้นหาคำตอบอย่างชาญฉลาดและลดความยุ่งยากในขั้นตอนต่าง ๆ ของการค้นหา ซึ่งวิธีแบบปัญหาประคิษฐ์นี้มีข้อได้เปรียบและมีความแตกต่างไปจากวิธีดั้งเดิม เช่น การคำนวณเชิงตัวเลข การโปรแกรมเชิงเส้น หรือวิธีการค้นหาผลเฉลย ปัจจุบันจึงเห็นได้ว่ามีการนำเอา GA ไปใช้ในเกือบจะทุกสาขาวิชา ตัวอย่างบางส่วนที่น่าสนใจล่าสุด เช่น การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล [3-4] การประมวลผลสัญญาณภาพและการมองเห็นด้วยคอมพิวเตอร์ [5-8] ระบบควบคุม [3, 9-11] การสื่อสารและโทรคมนาคม [12-14] อิเล็กทรอนิกส์ [15-17] ไฟฟ้ากำลัง [18-21] คอมพิวเตอร์และอินเทอร์เน็ต [22-24] การแพทย์ [25-27] การเงิน [28] การขนส่ง [29] และอื่น ๆ อีกมากมาย นอกจากนั้นแล้ว GA ยังถูกนำไปใช้ร่วมกับเครื่องมืออื่น ๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เช่น ระบบฟัซซี่ลอจิก [30] ระบบที่ใช้เวฟเล็ก [31] ระบบเครือข่ายประสาทเทียม [32] เป็นต้น จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพและสมรรถนะของ GA ได้เป็นที่ยอมรับและมีการนำไปประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลาย ในบทความนี้จึงขอนำเสนอรายละเอียดของ GA ในทุกองค์ประกอบเพื่อความเข้าใจในหลักการทำงานของ GA อันจะนำไปสู่การนำไปประยุกต์ใช้ได้ต่อไปอย่างมีประสิทธิภาพ

GA คืออะไร?

GA เป็นขั้นตอนในการค้นหาคำตอบให้กับระบบ เราสามารถมอง GA เป็นเครื่องมือในการช่วยคำนวณอย่างหนึ่งที่ทำงานอยู่ข้าง ๆ ระบบ วัฏจักรของ GA โดยธรรมชาติแล้วประกอบไปด้วย 3 กระบวนการที่สำคัญได้แก่ (ดังแสดงในรูปที่ 1)

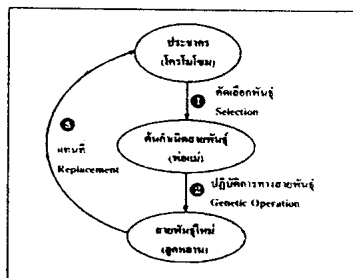


Figure 1. GA cycle.

1. การคัดเลือกสายพันธุ์ (selection)

คือขั้นตอนในการคัดเลือกประชากรที่ดีในระบบไปเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์เพื่อให้กำเนิดลูกหลานในรุ่นถัดไป

2. ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (genetic operation)

คือกรรมวิธีการเปลี่ยนแปลงโครโมโซมด้วยวิธีการทางสายพันธุ์ เป็นขั้นตอนการสร้างลูกหลานซึ่งได้จากการรวมพันธุของต้นกำเนิดสายพันธุ์เพื่อให้ได้ลูกหลานที่มีส่วนผสมผสานมาจากพ่อแม่ หรือ ได้จากการแปรผันขึ้นของพ่อแม่เพื่อให้ได้ลูกหลานสายพันธุ์ใหม่เกิดขึ้น

3. การแทนที่ (replacement)

คือขั้นตอนการนำเอาลูกหลานกำเนิดใหม่ไปแทนที่ประชากรเก่าในรุ่นก่อน เป็นขบวนการในการคัดเลือกกว่าควรเอาลูกหลานในกลุ่มใดไปแทนประชากรเก่าในกลุ่มใด

GA มีการจำลองวิวัฒนาการของสิ่งมีชีวิตในระบบธรรมชาติ กล่าวคือกระบวนการภายในของ GA ทำให้คำตอบของระบบที่มีอยู่เกิดวิวัฒนาการในตัวเองอันจะนำไปสู่การปรับตัวให้กลายเป็นคำตอบที่ดีกว่าและดีที่สุดได้ รายละเอียดขององค์ประกอบในวัฏจักร GA มีดังนี้

o ประชากร (population) - ประกอบไปด้วยกลุ่มของโครโมโซม (chromosome) ซึ่งเป็นตัวแทนของคำตอบในระบบที่ต้องการค้นหา

o ต้นกำเนิดสายพันธุ์ (parents) - กลุ่มประชากรที่ถูกคัดเลือกเพื่อเป็นตัวแทนในการให้กำเนิดสายพันธุ์ใหม่ในรุ่นถัดไป (next generation) ประชากรกลุ่มนี้จะเปรียบเสมือนกับเป็น "พ่อแม่" สำหรับใช้ในการสืบทอดสายพันธุ์ให้ลูกหลานต่อไป

o สายพันธุ์ใหม่ (offspring) - หรือ "ลูกหลาน" เป็นประชากรกลุ่มใหม่ที่ได้รับการถ่ายทอดสายพันธุ์มาจากพ่อแม่โดยคาดหวังที่จะได้รับสายพันธุ์ที่ดีที่สุดเพื่อถ่ายทอดต่อไป

ขั้นตอนการทำงานของ GA

แผนภาพในรูปที่ 2 แสดงขั้นตอนทั่วไปของ GA และการเชื่อมโยงเข้ากับระบบในโลกจริงเพื่อทำการค้นหา

คำตอบที่ต้องการ คำตอบของระบบที่ต้องการให้ GA ทำการค้นหาจะอยู่ในรูปของ โครโมโซมในกลุ่มของประชากรซึ่งคำตอบที่ต้องการจะเป็นโครโมโซมที่ดีที่สุดในกลุ่ม ดังนั้นระบบจะสามารถรู้ได้ว่าคำตอบที่มีอยู่ใน GA ณ เวลานั้น ๆ นั้นดีหรือไม่ดีอย่างไรด้วยการประเมินค่าของโครโมโซมผ่านฟังก์ชันวัตถุประสงค์

นั้นที่จะถูกแทนที่ด้วยกลวิธีเฉพาะสำหรับขั้นตอนของการแทนที่โดยใช้ค่าความเหมาะสมในการตัดสินใจ

8. เริ่มต้นทำซ้ำจากขั้นตอนในข้อ 2) ไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งได้คำตอบที่ต้องการ คำตอบที่ได้จะมาจากโครโมโซมที่ดีที่สุดในกลุ่มประชากรนั่นเอง โดยที่

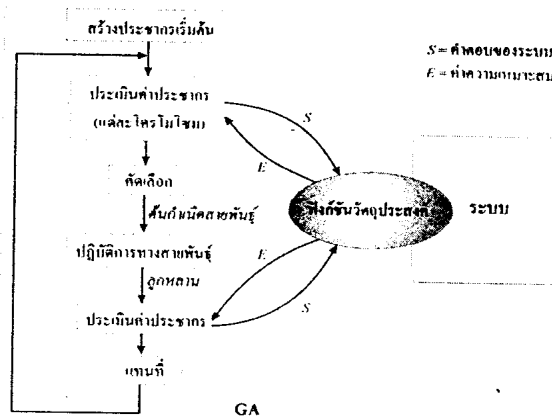


Figure 2. Simple GA process in real-world system.

ขั้นตอนทั่วไปของ GA

1. สร้างประชากร โดยปกติจะใช้การสุ่ม (random)
2. ประเมินค่าโครโมโซมของกลุ่มประชากรทั้งหมดด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ เนื่องจากระบบไม่สามารถเข้าใจค่าของโครโมโซมภายใน GA ดังนั้นโครโมโซมจะต้องผ่านการถอดรหัสก่อนที่จะนำไปทำการคำนวณด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ได้
3. คำนวณหาค่าความเหมาะสมแล้วส่งกลับไปยัง GA
4. ใช้ค่าความเหมาะสมทำการคัดเลือกโครโมโซมบางกลุ่มเพื่อนำมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ซึ่งจะใช้เป็นตัวแทนในการถ่ายทอดสายพันธุ์ให้กับรุ่นถัดไป
5. นำต้นกำเนิดสายพันธุ์มาทำการสร้างลูกหลานด้วยปฏิบัติการทางสายพันธุ์ โครโมโซมที่ได้ในขั้นตอนนี้ก็คือโครโมโซมลูกหลาน
6. คำนวณหาค่าความเหมาะสมของโครโมโซมลูกหลานโดยใช้ขั้นตอนเดียวกับข้อ 3)
7. โครโมโซมในประชากรเดิมจะถูกแทนที่ด้วยลูกหลานที่ได้จากข้อ 5) ประชากรเพียงบางส่วนเท่า

สามารถใช้ค่าจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์เพื่อเป็นการประเมินว่าคำตอบที่ได้เป็นที่ต้องการแล้วหรือไม่

โครโมโซมประชากรและการเข้ารหัส (Population & Encoding Scheme)

การเข้ารหัสประชากรเป็นขั้นตอนแรกและเป็นขั้นตอนที่สำคัญเพราะเป็นการออกแบบให้โครโมโซมเป็นตัวแทนของคำตอบจากระบบ ใน GA ทั่ว ๆ ไปจะให้โครโมโซมอยู่ในรูปของตัวแปรแบบสตริง (string of variables)

$$S = (s_1, s_2, \dots, s_L)$$

โดยที่ S คือโครโมโซมหนึ่ง ๆ และแต่ละ $s_i, i=1,2, \dots, L$ คือแต่ละตัวแปรในชุดคำตอบของระบบ (แต่ละระบบจะมีจำนวนตัวแปรไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับลักษณะของปัญหา ความซับซ้อนและการออกแบบการแก้ปัญหาของระบบนั้น ๆ)

เมื่อพิจารณาโครโมโซมหนึ่ง ๆ เราสามารถมองได้ว่าเป็นการนำเอาคำตอบทั้งชุดของระบบมาวางเรียงต่อกันเป็นสาย GA จะมองโครโมโซมเป็นหนึ่ง

คำตอบประกอบไปด้วยองค์ประกอบที่เรียกว่ายีน (gene) ซึ่งในทางชีววิทยาถือว่าเป็นส่วนที่เก็บคุณลักษณะสำคัญของสิ่งมีชีวิตเอาไว้ เช่น สีของตาหรือผม เป็นต้น ดังนั้นโครโมโซมใน GA จึงเป็นที่เก็บคุณลักษณะของคำตอบของระบบเอาไว้เพื่อใช้ในการสืบทอดสายพันธุ์ให้ประชากรรุ่นถัดไป ขบวนการภายในของ GA จะมองคำตอบของระบบอยู่ในรูปของโครโมโซมที่เรียกว่า "genotype" รูปแบบดังกล่าวมีความแตกต่างจากรูปของตัวแปรที่เราสามารถเข้าใจได้ในระบบปกติที่เรียกว่า "phenotype" เช่น ตัวแปรชนิดจำนวนจริงหรือจำนวนเต็มดังแสดงในรูปที่ 3 การเข้ารหัสจึงเป็นการจัดวางรูปแบบคำตอบของระบบให้อยู่ในรูปที่ GA สามารถเข้าใจและทำงานด้วยได้ ตัวอย่างวิธีการเข้ารหัสวิธีหนึ่งก็คือแบบเลขฐานสอง [1] (binary string) ดังแสดงในรูปที่ 4 โครโมโซมจะได้มาจากการเรียงกันด้วยคำตอบของระบบแบบบิตต่อบิต วิธีการเข้ารหัสแบบนี้เป็นวิธีที่ง่ายและเป็นวิธีที่นิยมใช้กันทั่วไปวิธีหนึ่ง วิธีเข้ารหัสอื่น ๆ ก็มีเช่น การเข้ารหัสแบบจำนวนเต็ม [33] (integer) และการเข้ารหัสแบบค่าจริง [33-34] (real-valued) ฯลฯ ข้อดีของวิธีการเข้ารหัสทั้งสองแบบ คือ สามารถเข้าใจและตรวจดูค่าได้ทันทีโดยไม่ต้องถอดรหัส วิธีการเข้ารหัสแบบค่าจริงเป็นอีกวิธีที่มีข้อดีเหนือกว่าวิธีอื่น ๆ ในแง่ของการคำนวณเชิงตัวเลข อันเนื่องมาจากวิธีดังกล่าวสามารถใช้ตัวแปรแบบจำนวนจริงในการคำนวณโดยตรง จึงไม่มีการสูญเสียความละเอียดของตัวเลขแต่อย่างใด นอกจากนั้นยังสามารถใช้วิธีคำนวณที่หลากหลายกว่าต่อโครโมโซมได้โดยตรงอีกด้วย

วิธีการเข้ารหัสแต่ละวิธีจะมีคุณสมบัติที่ไม่เหมือนกันซึ่งขึ้นอยู่กับปัจจัยหลาย ๆ อย่าง เช่น ชนิดของคำตอบหรือวิธีการคำนวณในระบบ ฯลฯ โดยปกติแล้วถ้า GA ใช้โครโมโซมที่อยู่ในรูปของ phenotype การเข้ารหัสก็เป็นขั้นตอนที่ไม่จำเป็นเนื่องจากโครโมโซมที่เป็น phenotype จะอยู่ในรูปเดียวกับคำตอบของระบบซึ่งสามารถเข้าใจได้ทันที

ปกติแล้วใน GA จะใช้โครโมโซมหลาย ๆ ชุดแทนคำตอบของระบบ คือ $S_i, i = 1, 2, \dots, N$ นั่นคือในวัฏจักรหนึ่ง ๆ ของ GA จะมีคำตอบอยู่หลาย ๆ ชุด ปกติแล้วขนาดของประชากรจะมีจำนวนอยู่

ระหว่าง 30-100 โครโมโซม ในระบบที่เป็นเวลาจริง (real-time system) มีการใช้ไมโคร GA (micro-GA) ซึ่งมีขนาดของประชากรเพียงประมาณ 10 โครโมโซม เพื่อเพิ่มความเร็วในการคำนวณ ขนาดของประชากรอาจจะกล่าวได้ว่าเป็นสิ่งแรกที่ควรทำการกำหนดก่อนแน่นอนว่าคำตอบของระบบควรจะเป็นคำตอบที่ดีที่สุดจากประชากรที่มีอยู่ ดังนั้นจำนวนของโครโมโซมที่เหมาะสมนั้นจะขึ้นอยู่กับระบบและการออกแบบ จึงไม่มีกฎเกณฑ์ที่แน่นอนในการระบุจำนวนที่เหมาะสมของโครโมโซมในแต่ละครั้งได้ อย่างไรก็ตามก็มีหลักแนวคิดว่าจำนวนโครโมโซมที่น้อยเกินไปอาจจะส่งผลให้ประชากรที่มีอยู่ทั้งหมดไม่สามารถขยายพันธุ์ครอบคลุมไปถึงคำตอบของระบบได้ตามที่ต้องการ ในขณะที่จำนวนโครโมโซมที่มากเกินไปก็จะก่อให้เกิดความล่าช้าในการคำนวณและทำให้เกิดความซ้ำซ้อนกันของโครโมโซมซึ่งอาจจะมีผลให้ GA ไม่สามารถลู่เข้าหาคำตอบได้อย่างที่คาดคิด

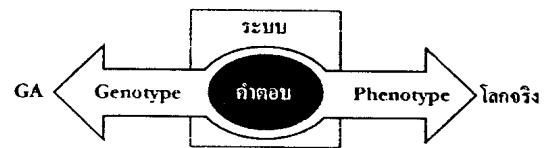


Figure 3. System solution in GA system and real-world system.



Figure 4. Binary string encoded chromosome.

การประเมินค่าความเหมาะสม (Fitness Evaluation)

การประเมินค่าความเหมาะสมเป็นขั้นตอนในการประเมินว่าโครโมโซมหนึ่ง ๆ ดีหรือไม่คืออย่างไรเทียบกับโครโมโซมอื่น ๆ ที่มีอยู่ในกลุ่มประชานั้น ๆ โดยปกติแล้วการประเมินค่าความเหมาะสมของโครโมโซมจะประกอบไปด้วยการคำนวณค่าของสองฟังก์ชันดังนี้

1) ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function หรือ evaluation function)

เป็นกระบวนการสำคัญที่ใช้ในการประเมินผลคำตอบของระบบว่าดีหรือไม่ดีแค่ไหน ฟังก์ชันวัตถุประสงค์เป็นฟังก์ชันที่ทำการประเมินคำตอบจากโครโมโซม โดยเทียบกับเป้าหมายของระบบ ในกรณีที่ระบบเป็นปัญหาของการค้นหาค่าต่ำสุด (minimization problem) โครโมโซมที่เป็นคำตอบที่ดีที่สุดของระบบจะมีค่าตัวเลขจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ที่น้อยที่สุด ตัวอย่างของฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ได้แก่ ฟังก์ชันทั่ว ๆ ไปที่ใช้คำนวณค่าความผิดพลาดของระบบ (error) ดังนั้นวัตถุประสงค์ของระบบดังกล่าวก็คือต้องการให้ค่าความผิดพลาดของระบบมีค่าน้อยที่สุด ค่าการประเมินที่ได้จากฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะเป็นตัวบอกว่าคำตอบของระบบขณะนั้นดีหรือไม่ดีเท่าไร ในกรณีนี้ สำหรับคำตอบหนึ่ง ๆ แล้ว ค่าความผิดพลาดที่น้อยกว่าหมายถึงคำตอบนั้นจะเป็นคำตอบที่ดีกว่า เนื่องจากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ต้องใช้ตัวระบบเป็นที่คำนวณค่าการประเมิน ดังนั้นฟังก์ชันวัตถุประสงค์จึงถือเป็นส่วนสำคัญในการเชื่อมโยง GA เข้ากับระบบในโลกจริงดังแสดงในรูปที่ 5

สังเกตว่าโครโมโซมที่นำไปประเมินค่าด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์จะต้องอยู่ในรูปที่ระบบเข้าใจ (นั่นคืออยู่ในรูป phenotype) ดังนั้นถ้ากำหนดให้โครโมโซม S ที่เวลา t ใด ๆ คือ $S(t)$ เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ของค่าการประเมินของโครโมโซมนี้กับฟังก์ชันวัตถุประสงค์ได้ดังนี้

$$F(S(t)) = F(s_1, s_2, \dots, s_L)$$

โดยที่ s_1, s_2, \dots, s_L คือคำตอบของระบบที่ผ่านการถอดรหัสให้อยู่ในรูปของ phenotype เรียบร้อยแล้ว

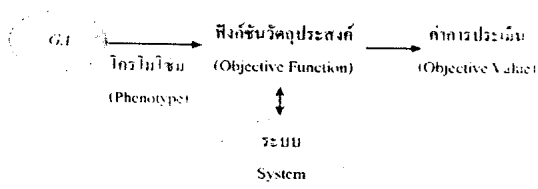


Figure 5. Objective function that connects between GA and real-world.

2) ฟังก์ชันกำหนดค่าความเหมาะสม (fitness function)

เป็นฟังก์ชันที่ทำการจับคู่ค่าการประเมินที่ได้จากฟังก์ชันวัตถุประสงค์ไปเป็นค่าความเหมาะสม (fitness value) จุดประสงค์ของฟังก์ชันนี้ก็เพื่อทำการกำหนดค่าความเหมาะสมให้กับโครโมโซมแต่ละตัว โดยมีค่าเปรียบเทียบกับตนเองภายในกลุ่มประชากร ค่าความเหมาะสมเหล่านี้จะถูกนำไปใช้เป็นเครื่องมือเพื่อตัดสินใจคัดเลือกโครโมโซมที่จะใช้ในการสืบสายพันธุ์ในรุ่นถัดไป สาเหตุที่ GA ไม่ใช้ค่าการประเมินในการคัดเลือกโครโมโซมก็เพราะว่าค่าการประเมินที่ได้จากฟังก์ชันวัตถุประสงค์นั้นจะมีค่าขึ้นอยู่กับระบบ จึงทำให้ตัวเลขที่ได้มีความหลากหลายและแตกต่างกันเกินไป ยกตัวอย่างเช่น ขนาดค่าความผิดพลาดของระบบสามารถมีค่าน้อยที่สุดคือศูนย์และมากที่สุดที่ไม่จำกัดขนาดและเครื่องหมาย จะเห็นได้ชัดว่าเป็นการไม่สะดวกนักที่จะนำเอาค่าดังกล่าวมาใช้ในการคัดเลือกโครโมโซมเนื่องจากค่านี้อาจจะมีความแตกต่างกันเกินไป (โดยเฉพาะในแต่ละรอบของ GA ที่มีการประเมินโครโมโซม) ค่าความผิดพลาดอาจจะแตกต่างกันโดยสิ้นเชิงได้) ฟังก์ชันกำหนดค่าความเหมาะสมจึงเป็นการคำนวณค่าการประเมินของโครโมโซมทั้งหมดเทียบกับโครโมโซมด้วยตัวเอง และทำให้มีค่าที่อยู่บนบรรทัดฐานเดียวกันกล่าวคือ

$$E(F_i) \in [E_{min}, E_{max}], i=1, 2, \dots, N$$

โดยที่ $E(F_i)$ คือฟังก์ชันกำหนดค่าความเหมาะสมจากค่าการประเมิน F_i (ของโครโมโซมตัวที่ i) E_{min} และ E_{max} เป็นค่าต่ำสุดและค่าสูงสุดของค่าความเหมาะสม โดยปกติจะมีค่าคงที่ตลอดระยะเวลาการทำงานของ GA (ซึ่งต่างกับค่าการประเมินที่สามารถเปลี่ยนแปลง

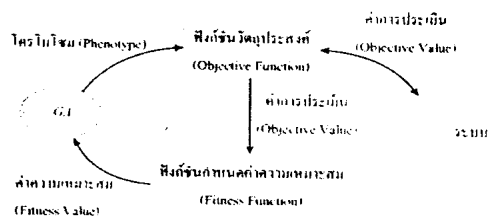


Figure 6. Objective function and fitness function.

ไปตามสภาวะของคำตอบที่คำนวณได้ในแต่ละรอบของ GA) รูปที่ 6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันวัตถุประสงค์กับฟังก์ชันกำหนดค่าความเหมาะสม เทคนิคของฟังก์ชันกำหนดค่าความเหมาะสมมีอยู่หลายแบบ เทคนิคที่ง่ายและนิยมใช้ เช่น วิธีกำหนดอย่างเป็นสัดส่วน (proportional) หรือวิธีการกำหนดบรรทัดฐานเชิงเส้น (linear normalization) ฯลฯ รายละเอียดโดยสังเขปของเทคนิคดังกล่าวมีดังต่อไปนี้

เทคนิควิธีกำหนดอย่างเป็นสัดส่วน (Proportional)

กำหนดให้ประชากรประกอบไปด้วยโครโมโซมทั้งหมด N ตัว คือ S_i , $i = 1, 2, \dots, N$ และค่าการประเมินของโครโมโซมตัวที่ i คือ $F_i = F(S_i)$ จะได้ว่าค่าความเหมาะสมของแต่ละโครโมโซมคือ

$$E(F_i) = \frac{F_i}{\sum_{i=1}^N F_i}$$

ค่าความเหมาะสมที่ได้จากวิธีนี้จะถูกทำให้อยู่ในบรรทัดฐานเดียวกัน นั่นคือมีค่าไม่เกิน 1 อย่างไม่ก็ตาม วิธีนี้ไม่เหมาะที่จะใช้กับค่าการประเมินที่มีค่าเป็นลบ

เทคนิควิธีการกำหนดบรรทัดฐานเชิงเส้น (Linear Normalization)

ทำการจัดเรียงโครโมโซมด้วยค่าการประเมินตามลำดับ โดยที่เรียงจากมากไปน้อยถ้าระบบต้องการหาคำตอบที่มีค่ามากที่สุด ในขณะที่เรียงจากน้อยไปมากจะใช้สำหรับระบบที่ต้องการหาคำตอบที่มีค่าน้อยที่สุด กำหนดให้ตัวชี้ที่แสดงลำดับของการเรียงเป็น r

ให้โครโมโซมที่ดีที่สุดมีค่าความเหมาะสมเป็น E_{best} แล้วโครโมโซมตัวที่ i จะมีค่าความเหมาะสมคือ

$$E_i = E_{best} - (r-1) \times \lambda$$

โดยที่ λ คือค่าอัตราการลดลง (decrement rate) ค่าความเหมาะสมของโครโมโซมที่ได้จะมีค่าไม่เกิน E_{best} ในขณะที่โครโมโซมที่อยู่ในอันดับแรก ๆ จะมีค่าความเหมาะสมที่ต่ำกว่าค่าส่วนกลางของ ค่าอัตราการลดลงจะมีค่าแตกต่างกันไปตามลักษณะของค่าการประเมิน (ซึ่งอาจจะไม่เหมือนกันในแต่ละระบบ)

ด้วยวิธีการกำหนดบรรทัดฐานเชิงเส้น จะเห็นได้ว่าสุดท้ายแล้วค่าการประเมินของระบบจะอยู่ในบรรทัดฐานเดียวกัน โดยมีค่า E เป็นหลัก ค่าการประเมินอื่น ๆ จะถูกจับคู่ไปเป็นค่าความเหมาะสมที่ไม่ขึ้นอยู่กับค่าการประเมิน แต่จะขึ้นอยู่กับลำดับของค่าการประเมินที่บ่งบอกว่าโครโมโซมนั้นดีหรือไม่ดีอย่างไร

การคัดเลือกสายพันธุ์ (Selection)

การคัดเลือกสายพันธุ์เป็นขั้นตอนในการคัดเลือกโครโมโซมที่ดีที่สุดจากภายในกลุ่มประชากรทั้งหมด โครโมโซมที่ได้จะถูกนำไปใช้เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์เพื่อใช้ในการให้กำเนิดลูกหลานในรุ่นถัดไป โดยปกติแล้วเพื่อให้ได้สายพันธุ์ที่ดีต้นกำเนิดของสายพันธุ์จะต้องดีด้วย จึงกลายเป็นปัญหาว่าจะทำการคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ดีได้อย่างไร

การคัดเลือกสายพันธุ์เป็นการจำลองการคัดเลือกโครโมโซมที่จะสามารถอยู่รอดได้ในแต่ละรุ่นสำหรับ GA จะทำการคัดเลือกโครโมโซมโดยการพิจารณาที่ค่าความเหมาะสมของโครโมโซมนั้น ๆ ดังนั้นโครโมโซมไหนมีค่าความเหมาะสมที่ดีย่อมหมายถึงการเป็นโครโมโซมที่ดีและมีโอกาสที่จะให้ลูกหลาน (offspring) ในจำนวนที่มากกว่าได้ ซึ่งย่อมเป็นการบ่งบอกว่าโอกาสในการอยู่รอดในรุ่นถัดไปก็จะมีเพิ่มมากขึ้นด้วย

ขั้นตอนในการคัดเลือกสายพันธุ์ประกอบไปด้วย 2 ขั้นตอนใหญ่ ๆ ได้แก่ การกำหนดค่าโอกาสในการถูกคัดเลือกเพื่อเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ให้กับโครโมโซม และการแปลงค่าโอกาสไปเป็นจำนวนของโครโมโซมลูกหลาน โครโมโซมที่มีโอกาสในการถูกคัดเลือกสูงจะให้จำนวนของโครโมโซมลูกหลานที่สูงด้วย วิธีการกำหนดโอกาสในการถูกคัดเลือกที่ใช้กันแพร่หลายทั่ว ๆ ไป เช่น [35-38] วิธีการแบ่งเป็นสัดส่วน (proportional) วิธีของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann) วิธีการจัดอันดับ (ranking) และวิธีจัดการแข่งขัน (tournament) ฯลฯ สำหรับการแปลงค่าโอกาสหรือที่เรียกว่าการซัดตัวอย่าง (sampling) จะใช้วิธีของวงล้อรูเล็ต (roulette wheel

sampling) หรือวิธีการกระบวนการสุ่มครอบจักรวาล (stochastic universal sampling หรือ SUS) หลักการโดยทั่วไปของกำหนดโอกาสจะใช้ค่าความเหมาะสมของแต่ละโครโมโซมเพื่อช่วยในการคัดเลือกดังรายละเอียดต่อไปนี้

วิธีการแบ่งเป็นสัดส่วน (Proportionate Selection)

วิธีการนี้จะทำการคัดเลือกโครโมโซมอย่างเป็นสัดส่วนจากค่าความเหมาะสมของโครโมโซมนั้น ๆ ถ้ากำหนดให้โครโมโซม S มีความเหมาะสมเป็น $E(S)$ ค่าโอกาสในการถูกคัดเลือกของโครโมโซมนี้คือ

$$P(S) = \frac{E(S)}{E_{avg}}$$

โดยที่ E_{avg} คือ ค่าความเหมาะสมเฉลี่ยของโครโมโซมทั้งหมด ค่า $P(S)$ แสดงให้เห็นว่าโครโมโซมแต่ละตัวสามารถเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ในอัตราส่วนที่แตกต่างกัน โครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมมากก็จะมีโอกาสในการสืบสายพันธุ์ด้วยอัตราที่สูงกว่าโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมน้อยกว่า

ข้อจำกัดของการคัดเลือกสายพันธุ์ด้วยวิธีการนี้ คือ ค่าความเหมาะสมจะต้องมีค่าเป็นบวกเท่านั้น อย่างไรก็ตามเราสามารถใส่ค่าเอกซ์โพเนนเชียลของค่าความเหมาะสมซึ่งจะมีค่าเป็นบวกเสมอแทนได้ (วิธีดังกล่าวจะกลายเป็นวิธีของโบลต์ซมันน์นั่นเอง) วิธีการแบ่งเป็นสัดส่วนเป็นวิธีที่ง่ายแต่อาจจะสามารถนำไปสู่ค่าตอบวงแคบเฉพาะถิ่นได้ (local optimum) วิธีการแบบอื่น ๆ จึงถูกพัฒนาและศึกษาในประสิทธิภาพต่อการทำงานของ GA ดังเช่นวิธีของโบลต์ซมันน์หรือวิธีการแบบจัดอันดับ

วิธีของโบลต์ซมันน์ (Boltzmann Selection)

วิธีของโบลต์ซมันน์เป็นวิธีการแก้ปัญหาของโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมที่เป็นลบ นอกจากนี้แล้วยังมีจุดประสงค์เพื่อลดความแตกต่างของค่าความเหมาะสมของประชากรโดยรวม พิจารณาค่าโอกาสในการถูกคัดเลือกของโครโมโซม S ที่มีค่าความเหมาะสมเป็น $E(S)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$P(S) = \frac{e^{E(S)}}{E_{avg}}$$

สมการข้างต้นได้มาจากการคำนวณค่าเอกซ์โพเนนเชียล

ของค่าความเหมาะสมของโครโมโซมนั้นเอง

วิธีการจัดอันดับ (Ranking Selection)

วิธีการนี้เป็นวิธีการที่ง่าย โดยโครโมโซมจะถูกจัดเรียงให้มีอันดับ r ตามค่าความเหมาะสม โครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมที่ดีที่สุดจะมีอันดับ N โดยที่ N คือจำนวนโครโมโซมทั้งหมด (N จะเป็นค่าอันดับที่มากที่สุด) ในขณะที่โครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมที่ด้อยที่สุดจะมีอันดับ 1 โอกาสในการถูกคัดเลือกของโครโมโซมจะมีค่าเท่ากับ

$$P(S) = \frac{r}{E_{avg}}$$

วิธีการจัดอันดับมีข้อดีที่ค่า P จะไม่แปรผันกับขนาดของค่าความเหมาะสมแต่จะขึ้นกับอันดับของโครโมโซม อย่างไรก็ตามวิธีการดังกล่าวจะมีผลทำให้การเข้าสู่ค่าตอบของ GA ช้า เนื่องจากโครโมโซมที่ด้อยกว่ามีโอกาสในการถูกคัดเลือกที่ดีขึ้นเมื่อเทียบกับวิธีที่กล่าวมาก่อนข้างต้น

วิธีจัดการแข่งขัน (Tournament Selection)

เป็นวิธีการเดียวกับการแข่งขันกีฬาทั่ว ๆ ไป ทำได้โดยการสุ่มแบ่งกลุ่มคัดเลือกโครโมโซมแล้วเลือกเอาโครโมโซมที่ดีที่สุดในกลุ่มนั้นเพื่อเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ จำนวนของโครโมโซมในแต่ละกลุ่มนั้นจะแตกต่างกันออกไป โดยปกติแล้วจะใช้วิธีสุ่มแบบจับคู่โครโมโซม (นั่นคือมีเพียง 2 โครโมโซมที่ถูกสุ่มเลือกเข้ามาในแต่ละการแข่งขัน) วิธีจัดการแข่งขันมีความเหมาะสมในการทำให้ปัญหาความเหลื่อมล้ำของค่าความเหมาะสมของโครโมโซมหมดไป

หลังจากที่ได้มีการกำหนดค่าโอกาสในการถูกคัดเลือกให้กับแต่ละโครโมโซมจนหมดแล้ว ขั้นตอนต่อไปก็คือการชักตัวอย่าง ซึ่งเป็นการนำเอาค่าโอกาสนั้นไปทำการแปลงให้เป็นค่าตัวเลข ตัวเลขดังกล่าวจะแสดงถึงจำนวนของลูกหลานที่โครโมโซมนั้น ๆ จะสามารถให้กำเนิดในขั้นต่อไปได้

วิธีการชักตัวอย่างแบบวงล้อรูเล็ต (Roulette Wheel Sampling)

ในขั้นตอนแรกจะทำการสร้างวงล้อรูเล็ตขึ้นมาก่อน โดยกำหนดให้ P_{total} คือ ผลรวมของค่าโอกาสในการถูกคัดเลือกของโครโมโซมในประชากร

ทั้งกลุ่ม ค่านี้จะมีค่าเทียบเท่ากับเส้นรอบวงของวงล้อรูเล็ต หลังจากนั้นค่า P ของโครโมโซมแต่ละตัวจะถูกแปลงไปยังบนวงล้อรูเล็ตภายในช่วง $[0, P_{total}]$ โดยที่ขนาดบนวงล้อรูเล็ตสำหรับแต่ละโครโมโซมจะสัมพันธ์กับค่า P ของโครโมโซมนั้น ๆ รูปที่ 7 แสดงตัวอย่างของวงล้อรูเล็ตสำหรับประชากร S ที่มีค่าความเหมาะสม $E = \{3,1,5,20,8\}$ ค่า P คือค่าโอกาสในการถูกคัดเลือกของโครโมโซมตัวที่ i ซึ่งได้มาจากวิธีการแบ่งเป็นสัดส่วน สังเกตว่าค่า P ของโครโมโซมจะสัมพันธ์โดยตรงกับค่าความเหมาะสมของโครโมโซม

จากรูปข้างต้น โครโมโซม S_4 ซึ่งมีค่าความเหมาะสมเท่ากับ 20 เป็นค่าสูงที่สุดในกลุ่มจะมีขนาดบนวงล้อรูเล็ตมากที่สุดและมีโอกาสในการถูกคัดเลือกสูงที่สุด (ด้วยค่า P_4) ในขณะที่โครโมโซม S_2 ซึ่งมีค่าความเหมาะสมเท่ากับ 1 เป็นค่าต่ำที่สุดในกลุ่มจะมีขนาดบนวงล้อรูเล็ตเล็กที่สุดและมีโอกาสในการถูกคัดเลือกต่ำที่สุด (ด้วยค่า P_2) ขั้นตอนในการคัดเลือกโครโมโซมจะเริ่มจากการสุ่มค่าตัวชี้ซึ่งเป็นตัวเลขระหว่าง 0 ถึง P_{total} และถ้าตัวเลขดังกล่าวตรงกับโครโมโซมใดบนวงล้อรูเล็ต โครโมโซมนั้นจะถูกเลือก กระบวนการนี้เปรียบได้กับการหมุนวงล้อในเกมรูเล็ตนั่นเอง ในแต่ละครั้งของการหมุนวงล้อก็จะได้โครโมโซมที่จะเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์มาหนึ่งตัว การสุ่มตัวเลขเพื่อคัดเลือกโครโมโซมจะดำเนินไปเรื่อยๆ จนกระทั่งได้ต้นกำเนิดสายพันธุ์เท่ากับจำนวนที่ต้องการ ดังนั้นสำหรับการคัดเลือกต้นกำเนิดสายพันธุ์จำนวน N โครโมโซมจะต้องทำการหมุนวงล้อรูเล็ตทั้งหมด N ครั้ง เราจะเห็นได้ว่าโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมที่สูงจะมีโอกาสถูกคัดเลือกมากกว่าโครโมโซมที่มีค่าความเหมาะสมที่ต่ำกว่าซึ่งเป็นปรากฏการณ์ปกติในธรรมชาติทั่ว ๆ ไป

ค่า P ที่ใช้จากตัวอย่างในรูปที่ 7 ได้มาจากวิธีการแบ่งเป็นสัดส่วน เราจะเห็นได้ชัดเจนว่าโอกาสของโครโมโซมตัวที่สองจะถูกเลือกนั้นอาจมีค่าน้อยมากอันจะทำให้เกิดความเหลื่อมล้ำในการคัดเลือกขึ้นวิธีอื่น ๆ ที่มีประสิทธิภาพก็อาจจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า ยกตัวอย่างเช่นวิธีการจัดอันดับซึ่งจะให้ค่าของโอกาสในการถูกคัดเลือกที่ไม่แปรผันไปตามขนาด

ของค่าความเหมาะสม

วิธีวงล้อรูเล็ตเป็นขบวนการสุ่มคัดเลือกโครโมโซม ในบางโอกาสอาจจะมีโครโมโซมใดโครโมโซมหนึ่งเท่านั้นที่บังเอิญถูกสุ่มในการคัดเลือกทุกครั้ง ถ้าเกิดกรณีดังกล่าวขึ้นประชากรในรุ่นถัดไปจะประกอบไปด้วยโครโมโซมชนิดเดียวกันหมดทั้งกลุ่มซึ่งไม่เป็นประโยชน์ต่อการค้นหาคำตอบแต่อย่างใด วิธีวงล้อรูเล็ตสามารถปรับปรุงได้หลายวิธี วิธีหนึ่งที่ยังและมีประสิทธิภาพคือกำหนดให้ในแต่ละครั้งที่โครโมโซมถูกคัดเลือก ขนาดของโครโมโซมนั้น ๆ บนวงล้อรูเล็ตจะมีค่าลดลงจนกระทั่งมีขนาดเป็นศูนย์วิธีนี้ทำให้แต่ละโครโมโซมที่เหลือมีขอบเขตในการถูกเลือกที่เท่าเทียมกันและลดโอกาสความเป็นใหญ่ในหมู่ประชากรของโครโมโซมตัวใดตัวหนึ่งได้

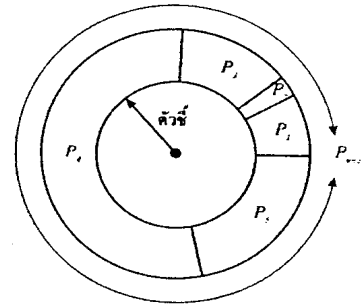


Figure 7. Fitness values of each chromosome in Roulette Wheel selection.

วิธีการชักตัวอย่างแบบกระบวนการสุ่มครอบจักรวาล (Stochastic Universal Sampling)

SUS เป็นวิธีการชักตัวอย่างที่ถูกเรียกใช้เพียงครั้งเดียวก็สามารถคัดเลือกโครโมโซมตามจำนวนที่ต้องการได้ ข้อแตกต่างของ SUS กับแบบวงล้อรูเล็ตอยู่ตรงที่มีการใช้ตัวชี้มากกว่าหนึ่งตัว นั่นคือสำหรับการคัดเลือก N โครโมโซมจะมีตัวชี้ทั้งหมด N ตัวโดยที่ตัวชี้แต่ละตัวจะมีระยะห่างเท่ากันและมีค่าเท่ากับ $\frac{P_{total}}{N}$ ดังแสดงในรูปที่ 8

SUS จะเริ่มจากการสุ่มสลับที่โครโมโซมบนวงล้อรูเล็ต ถัดมาตัวชี้ ptr ซึ่งเป็นตัวชี้เริ่มต้นจะถูกสุ่มขึ้นมาในช่วง $[0, P_{total}]$ ตัวชี้ที่เหลือจำนวน $N-1$ ตัวถัดจากตัวชี้ ptr จะถูกคำนวณโดยมีระยะห่างระหว่างตัวชี้ที่ติดกันเท่ากับ $\frac{P_{total}}{N}$ โครโมโซมที่จะ

ถูกคัดเลือกได้แก่โครโมโซมจำนวนทั้งสิ้น N โครโมโซมซึ่งถูกตัวชี้ N ตัวชี้อยู่ วิธีนี้ทำให้ลดความเหลื่อมล้ำในแต่ละโครโมโซมสำหรับการคัดเลือกลงเมื่อเทียบกับวิธีดั้งเดิมของวงล้อรูเล็ต โครโมโซมที่มีค่า P สูงจะถูกชี้ด้วยจำนวนตัวชี้ในจำนวนที่มากกว่าโครโมโซมที่มีค่า P ที่ต่ำกว่า

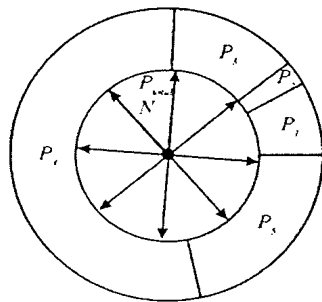


Figure 8. Stochastic universal sampling.

ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (Genetic Operation)

หลังจากขบวนการคัดเลือกได้ดำเนินไปจนเสร็จสมบูรณ์ โครโมโซมลูกหลานจะถูกสร้างจากโครโมโซมที่ถูกคัดเลือกมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ โดยการนำเอาโครโมโซมที่เป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์นั้นมาทำการเปลี่ยนแปลงให้เกิดโครโมโซมใหม่ขึ้นมาหลายเป็นโครโมโซมลูกหลานดังแสดงในรูปที่ 9 ขั้นตอนนี้เป็นขั้นตอนสำคัญอีกขั้นตอนหนึ่งในวัฏจักรของ GA ซึ่งมีการคาดหวังว่าโครโมโซมลูกหลานที่เกิดขึ้นมานั้นจะได้รับส่วนดีของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ โดยผ่านปฏิบัติการทางสายพันธุ์นี้ ถ้าพิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลงอันเนื่องมาจากปฏิบัติการทางสายพันธุ์ที่เกิดขึ้นกับประชากรซึ่งเป็นคำตอบของระบบแล้วเราสามารถเปรียบเทียบปฏิบัติการทางสายพันธุ์ได้กับการก้าวเดินไปสู่คำตอบของระบบนั่นเอง

โดยปกติทั่วไปปฏิบัติการทางสายพันธุ์จะมีอยู่ 2 วิธีหลัก ๆ คือ การทำครอสโอเวอร์ (crossover)

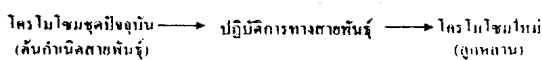


Figure 9. Genetic operation.

และการทำมิวเทชัน (mutation) ดังรายละเอียดต่อไปนี้

1) ครอสโอเวอร์
เป็นวิธีการรวมตัวใหม่ของโครโมโซม (recombination operator) โดยทำการรวมส่วนย่อยระหว่างโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์ตั้งแต่สองโครโมโซมขึ้นไปเพื่อให้กลายเป็นโครโมโซมลูกหลาน โครโมโซมลูกหลานที่ได้จากการครอสโอเวอร์นี้จะมีพันธุกรรมจากต้นกำเนิดสายพันธุ์อยู่ในตัว โดยปกติทั่วไปแล้วจะมีการกำหนดอัตราการทำการครอสโอเวอร์เอาไว้ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้ความน่าจะเป็น (P_c) เป็นตัวกำหนดอัตราดังกล่าว วิธีการทำครอสโอเวอร์มีได้หลายแบบดังรายละเอียดในตัวอย่างต่อไปนี้

การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว (Single-Point Crossover)
การทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวนี้ โครโมโซมลูกหลานจะมีสายพันธุ์ของต้นกำเนิดอยู่อย่างละหนึ่งส่วนจุดตัดในการทำครอสโอเวอร์นั้น โดยปกติจะได้อาจมาจากการสุ่มเลือก ตัวอย่างของการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวแสดงอยู่ในรูปที่ 10

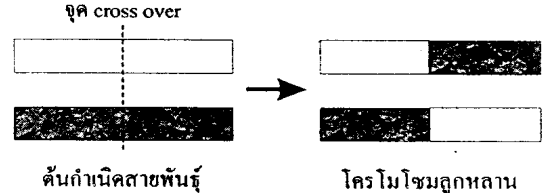


Figure 10. Example of single-point crossover.

การทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุด (Multiple-Point Crossover)

ตัวอย่างการทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุดดังแสดงในรูปที่ 11 มีการใช้จุดตัดทั้งหมด 3 จุด ดังนั้นโครโมโซมลูกหลานจะมีสายพันธุ์ของต้นกำเนิดอยู่มากกว่าหนึ่งส่วน หลักการเลือกจุดของครอสโอเวอร์นั้นมีอยู่หลายแบบ แต่ละแบบจะให้ผลต่อการเปลี่ยนแปลงของสายพันธุ์ในโครโมโซมลูกหลานที่แตกต่างกันออกไปด้วย วิธีที่ง่ายและเป็นที่ยอมรับทั่วไปคือการสุ่มเลือกจุดครอสโอเวอร์ การทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุดจะให้ผลของลูกหลานที่มีความหลากหลายกว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียว อันจะมีผลให้การเข้าสู่คำตอบของระบบสามารถครบ

คลุมพื้นที่ของคำตอบได้มากยิ่งขึ้น อย่างไรก็ตามการทำครอสโอเวอร์แบบหลายจุด ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของโครโมโซมลูกหลานได้มากกว่าการทำครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวนั้น อาจจะทำให้โอกาสเบี่ยงเบนของคำตอบที่มีอยู่ในโครโมโซมลูกหลานมีอัตราที่สูงกว่าเช่นกัน

การทำครอสโอเวอร์ที่นิยมอีกชนิดหนึ่งคือครอสโอเวอร์แบบสม่ำเสมอ (Uniform Crossover) ซึ่งมีข้อดีในการลดปัญหาความไม่สมดุลในการแบ่งจุดครอสโอเวอร์แบบจุดเดียวของโครโมโซมที่มีขนาดต่าง ๆ กัน

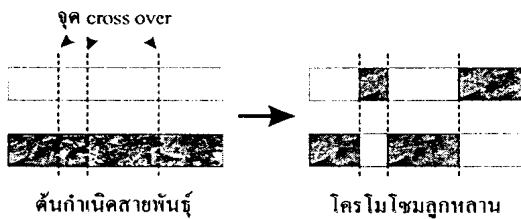


Figure 11. Example of multiple-point crossover.

2) **มิวเทชัน**

เป็นวิธีการแปรผันยีนหรือส่วนย่อยของโครโมโซม ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับการกลายพันธุ์ของสิ่งมีชีวิตในทางชีววิทยานั้นเอง มิวเทชันคือการเปลี่ยนแปลงยีนในโครโมโซมซึ่งในทางปฏิบัติแล้วยีนก็คือบิตในระบบตัวเลขของคอมพิวเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 12

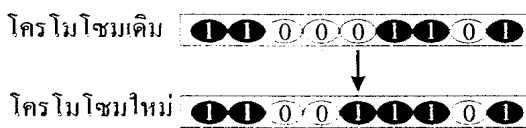


Figure 12. Bit mutation on the 4th bit of the chromosome.

การทำมิวเทชันเปรียบเสมือนกับการก้าวเดินไปสู่คำตอบของระบบเช่นเดียวกับการทำครอสโอเวอร์ นอกเหนือไปจากนั้นแล้วมิวเทชันยังสามารถมองเป็นการทำให้เกิดความหลากหลายขึ้นในกลุ่มประชากร มีผลให้คำตอบที่เกิดขึ้นในขบวนการของ GA ครอบคลุมพื้นที่การค้นหาคำตอบทั่วถึงยิ่งขึ้น อย่างไรก็ตามอัตราในการทำมิวเทชันเป็นปัจจัยที่

สำคัญอีกอย่างหนึ่งที่ต้องคำนึงถึงเพราะจะมีผลต่อพฤติกรรมการทำงานของ GA มีผลการค้นคว้ารายงานว่าอัตราการทำมิวเทชันจะขึ้นอยู่กับขนาดของประชากรเพื่อให้การสำรวจพื้นที่ในการค้นหาคำตอบเป็นไปอย่างทั่วถึง [39] ดังนั้นการกำหนดอัตราการทำมิวเทชันต้องมีความเหมาะสมที่สุดต่อระบบด้วยเพื่อก่อให้เกิดผลในการค้นหาคำตอบที่มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ซึ่งโดยปกติแล้วการทำมิวเทชันจะมีอัตราการใช้งานที่ค่อนข้างต่ำ

การแทนที่ (Replacement)

การแทนที่เป็นขั้นตอนหลังจากที่ GA ได้โครโมโซมลูกหลานเรียบร้อยแล้วและจะมีการนำโครโมโซมใหม่ไปแทนที่ประชากรรุ่นเก่า จุดประสงค์ในการแทนที่นั้นค่อนข้างชัดเจน กล่าวคือการนำโครโมโซมลูกหลานมาแทนที่ประชากรรุ่นก่อนจะทำให้ประชากรรุ่นใหม่ประกอบไปด้วยโครโมโซมใหม่ ๆ ซึ่งเป็นโครโมโซมที่ดีกว่าอันเนื่องมาจากการได้สืบสายพันธุ์ที่ดีจากต้นกำเนิดสายพันธุ์ที่ผ่านการคัดเลือกแล้ว กลยุทธ์ในการคัดเลือกกว่าโครโมโซมไหนจะถูกแทนที่นั้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธี คือ

1) **การแทนที่ประชากรทั้งรุ่น (generational GA)**

เป็นการนำประชากรลูกหลานไปแทนที่ประชากรเก่าทั้งหมด ดังนั้นถ้าในระบบหนึ่งมีประชากรขนาด N จำนวนของโครโมโซมลูกหลานที่จะมาแทนที่ที่จะต้องมีความ N เช่นกัน วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายเนื่องจากไม่จำเป็นจะต้องมีขั้นตอนของการคัดเลือกกว่าประชากรส่วนไหนจะถูกแทนที่ แต่การที่ไม่มีขั้นตอนดังกล่าวกลายเป็นข้อเสีย นั่นคือ โครโมโซมที่ดี ๆ ในรุ่นก่อนจะถูกแทนที่ไปด้วย วิธีแก้ที่ง่าย ๆ คือก่อนที่จะทำการแทนที่ให้คัดเลือกเก็บโครโมโซมที่ดีที่สุด 2-3 ตัวแรกเอาไว้โดยอาจจะใช้วิธีการคัดเลือกดังที่อธิบายมาแล้วก่อนหน้านี้ วิธีดังกล่าวอาจเรียกได้ว่าเป็นกลยุทธ์คัดเลือกหัวกระทิ (elitist strategy) อย่างไรก็ตามประชากรที่เหลืออยู่อาจจะถูกครอบงำด้วยโครโมโซมหัวกระทินี้ได้โดยง่าย กล่าวคือถ้าไม่มีโครโมโซมใหม่ที่ดีกว่าเกิดขึ้น โครโมโซมที่ดีที่สุดจากรุ่นก่อนก็จะถูกเก็บไว้อยู่ตลอดไปและไม่ก่อให้เกิดการ

เปลี่ยนแปลงใด ๆ ขึ้น ทำให้ GA ไม่สามารถสร้างวิวัฒนาการโครโมโซมใหม่ ๆ ขึ้นมาได้ ถึงแม้ว่าผลของโครโมโซมหัวกระทิจะมีโอกาสเกิดขึ้นได้แต่วิธีนี้ก็ได้รับการพิสูจน์แล้วว่าทำให้ระบบโดยรวมดีขึ้น

2) การแทนที่ประชากรแบบคงตัว (steady-state GA)

เป็นการนำเอาประชากรลูกหลานไปแทนที่ประชากรเดิมเพียงบางส่วนเท่านั้น ดังนั้นจะต้องมีการคัดเลือกประชากรที่จะถูกแทนที่ซึ่งโดยปกติจะพิจารณาจากค่าความเหมาะสมของโครโมโซมนั้นเอง โครโมโซมเก่าจะถูกแทนที่ด้วยโครโมโซมใหม่เพียง 1 หรือ 2 ตัวเท่านั้น กลวิธีในการแทนที่มีอยู่หลายวิธี [40-41] เช่น การแทนที่ประชากรที่ด้อยที่สุดหรือการแทนที่ประชากรโดยการสุ่มเลือก เป็นต้น

ข้อดีของ GA

เมื่อพิจารณาถึงความสามารถและโครงสร้างของ GA แล้ว สามารถสรุปข้อดีต่างๆ ของ GA ได้ดังนี้

1. มีโครงสร้างที่เหมาะสมสำหรับการประมวลผลแบบขนาน - โดยโครงสร้างของ GA แล้วสามารถถูกออกแบบให้ทำงานในลักษณะของการประมวลผลแบบขนาน ได้จึงสามารถทำให้ความเร็วในการคำนวณเพิ่มขึ้น GA สามารถแบ่งการคำนวณเป็นหน่วยย่อย โดยที่แต่ละหน่วยเป็น GA ที่ทำงานได้สมบูรณ์ในตัวเองและแยกกันทำการค้นหาคำตอบของระบบพร้อม ๆ กันได้ นอกจากนี้แล้ว GA ยังสามารถแบ่งตัวเองเป็นหน่วยย่อยที่แต่ละหน่วยแยกทำหน้าที่ตามขั้นตอนของ GA ต่าง ๆ ได้ เช่น แยกเป็นหน่วยคำนวณค่าความเหมาะสม หน่วยทำการคัดเลือก หน่วยทำปฏิบัติการทางสายพันธุ์ เป็นต้น
2. มีเสถียรภาพและความน่าเชื่อถือ - เป็นที่ยืนยันแล้วว่า มีเทคนิคหลาย ๆ อย่างที่สามารถใช้ทำให้ GA มีการลู่เข้าหาคำตอบที่ดีที่สุดได้ถึงแม้ว่าสภาวะแวดล้อมของระบบจะมีการเปลี่ยนแปลงไป
3. สามารถหาคำตอบที่เหมาะสมที่สุดในวงกว้าง (global optimum) - ปัญหาหลาย ๆ อย่างจะมีคำตอบอยู่หลายชุดซึ่งเป็นคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นที่เหมาะสม

ที่สุด (local optimum) GA ได้รับการพิสูจน์ให้เห็นว่าสามารถเอาชนะปัญหาของระบบดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพ

4. มีความยืดหยุ่นในการออกแบบชนิดของโครโมโซม- ยีนของโครโมโซมสามารถถูกออกแบบให้เป็นตัวเลขชนิดใด ๆ ก็ได้ตามความเหมาะสมกับระบบไม่ว่าจะเป็นแบบฐานสองหรือเลขจำนวนจริง จึงทำให้ GA สามารถใช้งานกับระบบต่าง ๆ ได้หลากหลาย
5. เหมาะสำหรับระบบที่มีเงื่อนไขข้อจำกัดต่าง ๆ - ในหลาย ๆ ระบบจะมีการระบุเงื่อนไขของพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อจำกัดให้ระบบมีเสถียรภาพและเป็นการจำกัดพื้นที่สำหรับการค้นหาคำตอบด้วย GA มีโครงสร้างที่สามารถออกแบบให้มีการจำกัดขอบเขตของโครโมโซมได้อย่างสะดวก จึงเหมาะกับการแก้ไขปัญหาค่าที่ต้องมีเงื่อนไขแบบต่าง ๆ ได้เป็นอย่างดี
6. เหมาะสำหรับระบบที่มีฟังก์ชันวัตถุประสงค์แบบพหุคูณ - GA สามารถใช้กับระบบที่มีฟังก์ชันวัตถุประสงค์มากกว่าหนึ่ง ยกตัวอย่างเช่น การออกแบบตัวกรองชนิด IIR ที่ต้องมีการกำหนดฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับทั้งค่าความผิดพลาดของขนาด (magnitude error) และค่าความผิดพลาดของเวลาประวิง (delay error) ลักษณะดังกล่าวทำให้ GA มีความเหมาะสมในการแก้ปัญหาค่าจริงได้หลากหลายซึ่งส่วนใหญ่จะมีเป้าหมายในการแก้ปัญหามากกว่าหนึ่งอย่าง
7. ใช้แก้ปัญหาค่าของระบบได้โดยที่ไม่จำเป็นต้องรู้หรือคำนวณหาผลเฉลยรูปแบบปิด (closed form solution) ของระบบ โดยปกติแล้วการคำนวณหาผลเฉลยดังกล่าวจะมีความยุ่งยากและต้องใช้เวลามาก การนำเอา GA มาประยุกต์ใช้งานจึงช่วยลดความยุ่งยากในส่วนนี้ได้เป็นอย่างดี

แหล่งข้อมูลเพิ่มเติม

ได้มีการประยุกต์ใช้งาน GA ไว้อย่างกว้างขวางและมีผู้นำเสนอผลงานไว้บนอินเทอร์เน็ตมากมาย ผู้อ่านสามารถหาข้อมูลเพิ่มเติมเกี่ยวกับ GA ได้ที่

<http://www.aic.nrl.navy.mil/galist>
เว็บไซต์ข้างต้นเป็นศูนย์กลางที่รวบรวมเว็บไซต์ต่างๆ
ที่เกี่ยวกับ GA จากทั่วโลกเอาไว้ จึงเหมาะจะเป็นที่เริ่ม
ต้นหรือเป็นแหล่งในการค้นหาข้อมูลเพิ่มเติมได้เป็น
อย่างดี

ซอฟต์แวร์ในการช่วยคำนวณ GA

เนื่องมาจากการใช้ GA ทำให้ไม่จำเป็นจะต้องมีผล
เฉลยรูปแบบปิดของระบบ ดังนั้นงานที่นำเอา GA
มาใช้ส่วนใหญ่จึงเป็นการจำลองสถานการณ์ตัวอย่าง
ของซอฟต์แวร์ที่ช่วยในการคำนวณ GA ได้แก่
GENESIS [43], GENESyS [44], BUGS [45] และ
TOLKIEN [46] เป็นต้น สำหรับผู้อ่านที่คุ้นเคยกับการ
ใช้โปรแกรม MATLAB [42] ซึ่งเป็นซอฟต์แวร์ที่
ใช้ง่าย มีประสิทธิภาพและเป็นที่ยอมรับแพร่หลาย ได้
มีผู้พัฒนา GA Toolbox [47] ขึ้นมาเพื่อใช้กับ โปรแกรม
MATLAB โดยผู้อ่านสามารถค้นหารายละเอียดเพิ่ม
เติมได้ที่

[http://www.shef.ac.uk/uni/projects/gaipp/
gatbx.html](http://www.shef.ac.uk/uni/projects/gaipp/gatbx.html)

บทสรุป

ถึงแม้ว่า GA จะเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพในการค้นหา
คำตอบเพื่อให้ได้คำตอบที่ดีที่สุดในช่วงกว้าง ตัว GA
เองก็ยังมีจุดอ่อนอยู่เช่นกัน โดยเฉพาะเมื่อนำ GA ไป
ใช้กับระบบที่มีการเชื่อมโยงกับสภาพแวดล้อมที่เป็น
โลกจริง เนื่องมาจากคุณลักษณะของ GA ที่มีอยู่หลาย
ขั้นตอนที่การคำนวณเป็นแบบสุ่ม ในบางครั้งจึงไม่ใช่
เรื่องง่ายที่จะคาดหวังให้ผลลัพธ์จาก GA นั้นทำงาน
ได้แล้วเสร็จโดยการกำหนดเวลาไว้อย่างแน่นอน ดังนั้น
GA อาจจะไม่เหมาะกับระบบที่เป็นแบบเวลาจริง
(real-time system) หรือระบบที่มีระยะเวลาในช่วง
ของการประมวลผลที่ค่อนข้างจำกัด อย่างไรก็ตาม
GA ยังถือว่าเป็นเครื่องมือที่มีความชาญฉลาดในแง่
ของปัญญาประดิษฐ์และเหมาะสมสำหรับระบบที่มี
ข้อจำกัดแบบต่าง ๆ หรือระบบที่มีฟังก์ชันวัตถุประสงค์
ประสงค์มากกว่าหนึ่ง รวมไปถึงคุณลักษณะสำคัญ

ของ GA ที่สามารถเอาชนะปัญหาของการถูกล็อก
โดยคำตอบวงแคบเฉพาะถิ่นที่เหมาะสมที่สุด ปัจจุบันจึง
มีการนำเอา GA ไปประยุกต์ใช้ในงานต่าง ๆ มากมาย
และยังนำไปใช้ร่วมกับวิธีการค้นหาคำตอบที่เป็นแบบ
ปัญญาประดิษฐ์อื่น ๆ เช่น ระบบเครือข่ายประสาท
เทียม (neural network) เพื่อใช้ GA ในการค้นหา
โครงสร้างของเครือข่ายที่เหมาะสมที่สุดหรือมีการนำ
GA ไปใช้ในการปรับฟังก์ชันสมาชิกภาพของตัวแปร
ฟัซซี่ การนำ GA ไปประยุกต์ใช้จึงเป็นหัวข้อที่
น่าสนใจเป็นอย่างยิ่ง

กิตติกรรมประกาศ

ผู้เขียนขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สราวุฒ สุจิตรกร สำหรับ
ความกรุณาและสนับสนุนทุก ๆ อย่าง ทำให้สามารถ
สร้างสรรคบทความนี้ได้สำเร็จสมบูรณ์ตามเป้าหมาย
ที่ตั้งใจไว้ทุกประการ ขอขอบพระคุณ อ.สมศักดิ์
วณิชอนันต์ชัย สำหรับคำแนะนำที่เป็นประโยชน์
อย่างมาก และสุดท้าย คุณกนกกร เกียรติวิวัฒน์ สำหรับ
เวลาอันมีค่าในการช่วยเหลือตรวจทานบทความและ
เป็นกำลังใจให้กับผู้เขียนตลอดมา

เอกสารอ้างอิง

- [1] Holland, H. (1975). *Adaptation in Natural and Artificial Systems*. Ann Arbor: the University of Michigan Press, Michigan.
- [2] Goldberg, D.E. (1989). *Genetic Algorithm in Search, Optimization, and Machine Learning*. Addison-Wesley Publishing.
- [3] Man, K.F., Tang, K.S., Kwong, S. and Halang, W.A. (1997). *Genetic Algorithms for Control and Signal Processing*. Springer-Verlag, London.
- [4] Castillo, O., Montiel, O., Sepulveda, R. and Melin, P. (2001). Application of a Breeder Genetic Algorithm for System Identification in an Adaptive Finite Impulse Response Filter. *Proceedings of The 3rd NASA/DoD Workshop on Evolvable Hardware*. p.146-153.
- [5] Minami, M., Suzuki, H., Agbanhan, J. and

- Asakura, T. (2001). Visual Servoing to Fish and Catching Using Global/Local GA Search. Proceedings of 2001 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics. 1:183-188.
- [6] Lo Bosco, G. (2001). A Genetic Algorithm for Image Segmentation. Proceedings of 11th International Conference on Image Analysis and Processing. p.262-266.
- [7] Hussein, F. Kharm, N. and Ward, R. (2001). Genetic Algorithms for Feature Selection and Weighting: A Review and Study. Proceedings of 6th International Conference on Document Analysis and Recognition. p.1240-1244.
- [8] Mitsukura, Y., Fukumi N. and Akamatsu, N. (2001). A Detection Method of Face Regions in Color Images by using Evolutionary Computation. Proceedings of 2001 International Joint Conference on Neural Networks. 3:2253-2257.
- [9] Bedwani, W.A. and Ismail, O.M. (2001). Genetic Optimization of Variable Structure PID Control Systems. ACS/IEEE International Conference on Computer Systems and Applications. p.27-30.
- [10] Visioli, A. (2001). Optimal Tuning of PID Controllers for Integral and Unstable Processes. IEE Proceedings of Control Theory and Applications. 148(2):180-184.
- [11] Melin, P. and Castillo, O. (2001). Intelligent Control of Nonlinear Dynamical Systems with a Neuro-Fuzzy-Genetic Approach. Proceedings of International Joint Conference on Neural Networks. 1:515-520.
- [12] Bajwa, A., Williams, T. and Stuchly, M.A. (2001). Design of Broadband Radar Absorbers with Genetic Algorithm. IEEE International Symposium of Antennas and Propagation Society. 4:672-675.
- [13] Weile, D.S. and Michielssen, E. (2001). The Control of Adaptive Antenna Arrays with Genetic Algorithms Using Dominance and Diploidy. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 49(10):1424-1433.
- [14] Arabas, J. and Kozdrowski, S. (2001). Applying an Evolutionary Algorithm to Telecommunication Network Design. IEEE Transactions on Evolutionary Computation. 5(4):309-322.
- [15] Grimbleby, J.B. (2000). Automatic Analogue Circuit Synthesis using Genetic Algorithms. IEE Proceedings on Circuits, Devices and Systems. 147(6):319-323.
- [16] Manganaro, G. (2000). Genetic Algorithms for VLSI Design, Layout, and Test Automation [Reviews]. IEEE Circuits and Devices Magazine. 16(2):34-34.
- [17] Goh, C. and Li, Y. (2001). GA Automated Design and Synthesis of Analog Circuits with Practical Constraints. Proceedings of the 2001 Congress on Evolutionary Computation. 1:170-177.
- [18] Wong, Y.K., Chung, T.S. and Lai, W.M. (2000). Application of Genetic Algorithm in Reactive Power/Voltage Control-Problem. International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management. 2:486-490.
- [19] Poirier, E., Ghribi, M. and Kaddouri, A. (2001). Loss Minimization Control of Induction Motor Drives Based on Genetic Algorithms. IEEE International Electric Machines and Drives Conference. p.475-478.
- [20] Yong-Hua, S. and Irving, M.R. (2001). Optimisation Techniques for Electrical Power Systems II. Heuristic Optimisation Methods. Power Engineering Journal. 15(3):151-160.
- [21] Kezunovic, M. and Liao, Y. (2001). Fault Location Estimation Based on Matching the Simulated and Recorded Waveforms Using Genetic Algorithms. 7th International Conference on Developments in Power System Protection, (IEE). p.399-402.
- [22] Nick, Z.Z. and Themis, P. (2001). Web Search Using a Genetic Algorithm.

- Modelling the Dynamics of Steady-State Genetic Algorithms. In Banzhaf, W. and Reeves, C. eds. "Foundations of Genetic Algorithms 5" p.57-68. Morgan Kaufmann, San Francisco.
- [41] Rogers, A. and Prügel-Bennett, A. (2000). Evolving Populations with Overlapping Generations. *Theoretical Population Biology*. 57(2):121-129.
- [42] MATHWORKS (1991). MATLAB User's Guide The Mathworks, Inc.
- [43] Grefenstette, J.J. (1990). A User's Guide to GENESIS v5.0. Naval Research Laboratory, Washington, D.C.
- [44] Thomas, B. (1992). Users Guide for GENEsYs. System Analysis Research Group, Department of Computer Science, University of Dortmund.
- [45] Smith, J.A. (1991). Designing Biomorphs with an Interactive Genetic Algorithm. *Proceedings of 4th International Conference on Genetic Algorithms*.
- [46] Tang, Y.C. (1994). TOLKIEN Reference Manual. Department of Computer Science, Chinese University of Hong Kong.
- [47] Chipperfield, A.J., Fleming, P.J. and Pohlheim, H. (1994). A Genetic Algorithm Toolbox for MATLAB. *Proceedings of International Conference on System Engineering*, Coventry, UK.

ภาคผนวก ข.

**โปรแกรม MATLAB ที่ใช้สำหรับการหาค่าพารามิเตอร์
ของมอเตอร์ด้วยจิ้นเนติกอัลกอริทึม**

```

#####
%โปรแกรม MATLAB สำหรับหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####
*****

%initial
*****

%เงินเนติกอัลกอริทึม

clear all;
//โหลดข้อมูลที่ได้จากการทดสอบซึ่งอยู่ในชื่อไฟล์ clean_data.m
load clean_data;
clean_filter='clean';
t_desired=0.0001:10/5011:10;
//ทำการ interpolate ข้อมูลให้มีจำนวนจุดน้อยลง
for h=1:12
    clean=clean_filter(h,:);
    [clean_interp,t_def]=selinterp_ave(clean,t_desired);
    clean_clean(h,:)=clean_interp;
end
//เลือกชุดข้อมูลสำหรับการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม
clean_modify=clean_clean;
clean=clean_modify(1,:);

*****

%main program
*****

//เริ่มต้น โปรแกรม
tic; //เริ่มต้นการจับเวลาของโปรแกรม
NIND=40; //กำหนดจำนวนประชากรเริ่มต้น
MAXGEN=3000 //กำหนดจำนวนรอบในการทำงาน
NVAR=4; //กำหนดจำนวนพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา
PRECI=zeros(7,NVAR);

PRECI=[ 30 30 30 30 ; //กำหนดค่าความละเอียดของพารามิเตอร์แต่ละตัว
        0 0 0 0; //ค่าต่ำสุดของพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา
        30 30 0.1 0.1; //ค่าสูงสุดของพารามิเตอร์ที่ต้องการค้นหา
        0 0 0 0; //0 คือ การเข้ารหัสแบบไบนารีมาตรฐาน และ 1 คือ การเข้ารหัสแบบรหัสเกรย์
        0 0 0 0; //0 คือ การสเกลเชิงเลขคณิต และ 1 คือ การสเกลเชิงลอการิทึม
        1 1 1 1; //0 คือ ไม่พิจารณาขอบเขตต่ำสุดของพารามิเตอร์ และ 1 คือ พิจารณาขอบเขตต่ำสุดของพารามิเตอร์
        1 1 1 1 ]; //0 คือ ไม่พิจารณาขอบเขตสูงสุดของพารามิเตอร์ และ 1 คือ พิจารณาขอบเขตสูงสุดของพารามิเตอร์

```

```

//การกำหนดค่าเริ่มต้นให้กับโปรแกรม
GGAP=0.6; //ค่าร้อยละของการคัดเลือกสายพันธุ์
gen=0;
FieldD=[PRECI(1,:);PRECI(2,:);PRECI(3,:);PRECI(4,:);PRECI(5,:);PRECI(6,:);PRECI(7,:)];
//การสร้างประชากรเริ่มต้นด้วยวิธีการสุ่ม
LONG=sum(PRECI(1,:));
Chrom=crtbp(NIND, LONG); //สร้างประชากรเริ่มต้นให้กับจินเนติกอัลกอริทึม
//กำหนดขนาดพื้นที่การเก็บข้อมูลของค่าความคลาดเคลื่อน
error=zeros(NIND,1);
//เปลี่ยนค่าจากระบบเลขไบนารีเป็นระบบเลขฐานสิบ(รูปแบบฟีโนไทป์)
Phen=bs2rv(Chrom,FieldD); //การถอดรหัสให้อยู่ในรูปแบบฟีโนไทป์

for i=1:NIND
r1=Phen(i,1); //พารามิเตอร์ตัวที่ 1 (ความต้านทานที่สเตเตอร์)
r2=Phen(i,2); //พารามิเตอร์ตัวที่ 2 (ความต้านทานที่โรเตอร์)
x1=Phen(i,3); //พารามิเตอร์ตัวที่ 3 (ความเหนียวน้ำที่สเตเตอร์)
x2=Phen(i,4); //พารามิเตอร์ตัวที่ 4 (ความเหนียวน้ำที่โรเตอร์)
error(i,1)=torque_objective(r1,r2,x1,x2,NIND, clean); //ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ torque_objective
end
//การตรวจสอบเงื่อนไขการทำงานของ GA ว่าครบตามจำนวนรอบที่กำหนดหรือไม่
while gen < MAXGEN
//การคำนวณค่าความเหมาะสม
FitnV=ranking(error); //การคำนวณค่าความเหมาะสมโดยใช้วิธีการจัดอันดับ
//การคัดเลือกโครโมโซม
SelCh=select('sus',Chrom,FitnV,GGAP); //การคัดเลือกโครโมโซมมาเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์
//กำหนดความน่าจะเป็นในการทำครอสโอเวอร์
Pc=0.9; //Pc = 0.9 (กรณี NIND น้อยกว่า 50)
%Pc=0.6; //Pc = 0.6 (กรณี NIND มากกว่า 50)
SelCh=recombin('xovsp',SelCh,Pc); //คำสั่งสำหรับการทำครอสโอเวอร์
//กำหนดความน่าจะเป็นในการทำมิวเทชัน
Pm=0.01; //Pm = 0.01 (กรณี NIND น้อยกว่า 50)
%Pm=0.001; //Pm = 0.001 (กรณี NIND มากกว่า 50)
SelCh=mut(SelCh,Pm); //คำสั่งสำหรับการทำมิวเทชัน
//เปลี่ยนค่าจากระบบเลขไบนารีเป็นระบบเลขฐานสิบ(รูปแบบฟีโนไทป์)
Phen1=bs2rv(SelCh,FieldD); //การถอดรหัสให้อยู่ในรูปแบบฟีโนไทป์ของประชากร
//รุ่นหลาน

aa=size(Phen1);
S=aa(1);
//ฟังก์ชันวัตถุประสงค์
for k=1:S
r1=Phen1(k,1);

```

```

r2=Phen1(k,2);
x1=Phen1(k,3);
x2=Phen1(k,4);
error1(k,1)=torque_objective1(r1,r2,x1,x2,S,clear);           //ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ torque_objective1
end
//การหาค่าความคลาดเคลื่อนที่น้อยที่สุดในแต่ละรอบของการทำงาน
[errormin,index]=min(error1);                               //หาค่าต่ำสุดของค่าความคลาดเคลื่อน
//ดูการลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อน
best_error=errormin;
best_error_plot(1,gen+1)=best_error;
gen_plot(1,gen+1)=gen;
//การเขียนกราฟเพื่อแสดงการลู่เข้าของค่าความคลาดเคลื่อน
if mod(gen,100)==0                                       //แสดงค่าความคลาดเคลื่อนทุก ๆ 100 รอบการทำงาน
    fprintf('generation=%g\n',gen);                       ของเงินเนติกอัลกอริทึม
    fprintf('best_error=%g, index=%g\n',best_error,index);
    Phen_best=Phen1(index,:);
    fprintf('The best solution = %g %g %g %g\n',Phen_best);
end
//หยุดการทำงานของโปรแกรมในกรณีค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยกว่า 0.025
%break when the condition is true (error condition)
    %if best_error<=0.025
        %break;
    %end
//การแทนที่
[Chrom error]=reins(Chrom,SelCh,1,1,error,error1);       //การแทนที่โครโมโซมเดิมด้วยโครโมโซมลูกหลาน
gen=gen+1;
end
Time=toc;                                                 //หยุดการจับเวลาของโปรแกรม
//การเขียนกราฟเพื่อแสดงผลที่ได้จากการหาค่าพารามิเตอร์ด้วยเงินเนติกอัลกอริทึม
fprintf('Time_total = %g\n',Time);
s=0.0001:10/500:10;
figure(1)
plot(s,clear);
hold on;
yy=plot_torque(Phen_best);
title('60 V');
xlabel('Speed(%');
ylabel('Torque(N.m)');
figure(2)
plot(gen_plot,best_error_plot,'or');
hold on;

```



```

title('Error convergence for input 60 V');
xlabel('generation');
ylabel('error');

#####
%ฟังก์ชัน torque_objective
#####
//ฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับการคำนวณของโครโมโซมต้นกำเนิดสายพันธุ์
function error=torque_objective(r1,r2,x1,x2,NIND,clea) //การประกาศฟังก์ชัน torque_objective
P=4; //จำนวนโพลของมอเตอร์
f=50; //ค่าความถี่ที่สเตเตอร์(Hz)
Ns=(120*f)/P; //ค่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์(rpm)
Ws=(2*pi*Ns)/60; //ค่าความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(rad/sec)
w=2*pi*50;
V=60; //แรงดันระหว่างสายที่สเตเตอร์

rs=r1; //ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์
rr=r2; //ค่าความต้านทานที่โรเตอร์
xs=2*pi*50*x1; //ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์
xr=2*pi*50*x2; //ค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์

s=0.0001:10/500:10;
A=(10*rr./s);
T=((V*V)/Ws).*(A./(((rs+A).^2)+(xs+xr)^2)); //การคำนวณค่าแรงบิดของมอเตอร์
//การคำนวณค่าความคลาดเคลื่อน(mean square error)
e=(fliplr(T)-clea).^2;
e(:,1)=0;
error=sum(e)/500;
return

#####
%ฟังก์ชัน torque_objective1
#####
//ฟังก์ชันวัตถุประสงค์สำหรับการคำนวณของโครโมโซมสายพันธุ์ใหม่
function error1=torque_objective1(r1,r2,x1,x2,S,clea) //การประกาศฟังก์ชัน torque_objective1
P=4; //จำนวนโพลของมอเตอร์
f=50; //ค่าความถี่ที่สเตเตอร์(Hz)
Ns=(120*f)/P; //ค่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์(rpm)
Ws=(2*pi*Ns)/60; //ค่าความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(rad/sec)
w=2*pi*50;
V=60; //แรงดันระหว่างสายที่สเตเตอร์

```

```

rs=r1; //ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์
rr=r2; //ค่าความต้านทานที่โรเตอร์
xs=2*pi*50*x1; //ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์
xr=2*pi*50*x2; //ค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์

s=0.0001:10/500:10;
A=(10*rr./s);
T=((V*V)/Ws).*(A./(((rs+A).^2)+((xs+xr)^2))); //การคำนวณค่าแรงบิดของมอเตอร์
//การคำนวณค่าความคลาดเคลื่อน(mean square error)
e_1=(fliplr(T)-clean).^2;
e_1(:,1)=0;
error1_1=sum(e_1);
error1=error1_1/500;

return

#####
%ฟังก์ชัน plot_torque
#####
//ฟังก์ชันสำหรับการเขียนกราฟ torque-speed curve ที่ได้จากการคำนวณ
function yy=plot_torque(Phen_best) //การประกาศฟังก์ชัน plot_torque
P=4; //จำนวนโพลของมอเตอร์
f=50; //ค่าความถี่ที่สเตเตอร์(Hz)
Ns=(120*f)/P; //ค่าความเร็วเชิงโรตอร์ของมอเตอร์(rpm)
Ws=(2*pi*Ns)/60; //ค่าความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(rad/sec)
V=60; //แรงดันระหว่างสายที่สเตเตอร์

r1=Phen_best(1,1); //ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วย GA
r2=Phen_best(1,2); //ค่าความต้านทานที่โรเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วย GA
x1=Phen_best(1,3); //ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วย GA
x2=Phen_best(1,4); //ค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ที่ได้จากการค้นหาด้วย GA

rs=r1;
rr=r2;
xs=2*pi*50*x1;
xr=2*pi*50*x2;

s=0.0001:10/500:10;
A=(10*rr./s);
T=((V*V)/Ws).*(A./(((rs+A).^2)+((xs+xr)^2)));
figure(1)
plot(fliplr(s),T,'r');

```

```

hold on;
yy=T;
return

#####
%ฟังก์ชัน selinterp_ave
#####
//โปรแกรมสำหรับเฉลี่ยข้อมูลให้มีจำนวนจุดน้อยลง
function [clean_interp,t_def]=selinterp_ave(clean,t_desired)           //การประกาศฟังก์ชัน selinterp_ave
n_desired=length(t_desired);
last_sim=t_desired(n_desired);
t_def=0:last_sim/(500-1):last_sim;
for u=1:500
    clean_interp(u)=interp1(t_desired,clean,t_def(u));
end
return

#####
%ฟังก์ชัน change_unit
#####
//โปรแกรมสำหรับการคำนวณค่าแรงบิดตามอัตราส่วนของเซนเซอร์
function [cleantorq_60vnew,cleantorq_80vnew,cleantorq_100vnew,cleantorq_120vnew,...
    cleantorq_140vnew,cleantorq_160vnew,cleantorq_180vnew,cleantorq_200vnew,...
    cleantorq_220vnew,cleantorq_240vnew,cleantorq_260vnew,cleantorq_280vnew]=...
    change_unit(cleantorq_60v,cleantorq_80v,cleantorq_100v,cleantorq_120v,...
    cleantorq_140v,cleantorq_160v,cleantorq_180v,cleantorq_200v,cleantorq_220v,...
    cleantorq_240v,cleantorq_260v,cleantorq_280v)           //การประกาศฟังก์ชัน change_unit

cleantorq_60vnew=cleantorq_60v./0.2;           //อัตราส่วน คือ 0.2 V / 1 N.m.
cleantorq_80vnew=cleantorq_80v./0.2;
cleantorq_100vnew=cleantorq_100v./0.2;
cleantorq_120vnew=cleantorq_120v./0.2;
cleantorq_140vnew=cleantorq_140v./0.2;
cleantorq_160vnew=cleantorq_160v./0.2;
cleantorq_180vnew=cleantorq_180v./0.2;
cleantorq_200vnew=cleantorq_200v./0.2;
cleantorq_220vnew=cleantorq_220v./0.2;
cleantorq_240vnew=cleantorq_240v./0.2;
cleantorq_260vnew=cleantorq_260v./0.2;
cleantorq_280vnew=cleantorq_280v./0.2;

```

```
#####
%ฟังก์ชัน wavelt_torque
#####
//โปรแกรมสำหรับกรองสัญญาณรบกวนจากข้อมูลที่ได้จากการทดสอบ
function [cleantorq_60v,cleantorq_80v,cleantorq_100v,cleantorq_120v,cleantorq_140v,...
        cleantorq_160v,cleantorq_180v,cleantorq_200v,cleantorq_220v,cleantorq_240v,...
        cleantorq_260v,cleantorq_280v]=wavelt_torque(torq_60v,torq_80v,torq_100v,...
        torq_120v,torq_140v,torq_160v,torq_180v,torq_200v,torq_220v,torq_240v,...
        torq_260v,torq_280v) //การประกาศฟังก์ชัน wavelt_torque

[C1,L1]=wavedec(torq_60v,3,'Haar'); //รูปแบบการใช้ฟังก์ชัน wavedec
[thr1,sorh1,keepapp1]=ddencmp('den','wp',torq_60v); //รูปแบบการใช้ฟังก์ชัน ddencmp
cleantorq_60v=wdencmp('gbl',C1,L1,'Haar',3,thr1,sorh1,keepapp1); //รูปแบบการใช้ฟังก์ชัน wdencmp

[C2,L2]=wavedec(torq_80v,3,'Haar');
[thr2,sorh2,keepapp2]=ddencmp('den','wp',torq_80v);
cleantorq_80v=wdencmp('gbl',C2,L2,'Haar',3,thr2,sorh2,keepapp2);

[C3,L3]=wavedec(torq_100v,3,'Haar');
[thr3,sorh3,keepapp3]=ddencmp('den','wp',torq_100v);
cleantorq_100v=wdencmp('gbl',C3,L3,'Haar',3,thr3,sorh3,keepapp3);

[C4,L4]=wavedec(torq_120v,3,'Haar');
[thr4,sorh4,keepapp4]=ddencmp('den','wp',torq_120v);
cleantorq_120v=wdencmp('gbl',C4,L4,'Haar',3,thr4,sorh4,keepapp4);

[C5,L5]=wavedec(torq_140v,3,'Haar');
[thr5,sorh5,keepapp5]=ddencmp('den','wp',torq_140v);
cleantorq_140v=wdencmp('gbl',C5,L5,'Haar',3,thr5,sorh5,keepapp5);

[C6,L6]=wavedec(torq_160v,3,'Haar');
[thr6,sorh6,keepapp6]=ddencmp('den','wp',torq_160v);
cleantorq_160v=wdencmp('gbl',C6,L6,'Haar',3,thr6,sorh6,keepapp6);

[C7,L7]=wavedec(torq_180v,3,'Haar');
[thr7,sorh7,keepapp7]=ddencmp('den','wp',torq_180v);
cleantorq_180v=wdencmp('gbl',C7,L7,'Haar',3,thr7,sorh7,keepapp7);

[C8,L8]=wavedec(torq_200v,3,'Haar');
[thr8,sorh8,keepapp8]=ddencmp('den','wp',torq_200v);
cleantorq_200v=wdencmp('gbl',C8,L8,'Haar',3,thr8,sorh8,keepapp8);
```

```
[C9,L9]=wavedec(torq_220v,3,'Haar');  
[thr9,sorh9,keepapp9]=ddencmp('den','wp',torq_220v);  
cleantorq_220v=wdencmp('gbl',C9,L9,'Haar',3,thr9,sorh9,keepapp9);  
  
[C10,L10]=wavedec(torq_240v,3,'Haar');  
[thr10,sorh10,keepapp10]=ddencmp('den','wp',torq_240v);  
cleantorq_240v=wdencmp('gbl',C10,L10,'Haar',3,thr10,sorh10,keepapp10);  
[C11,L11]=wavedec(torq_260v,3,'Haar');  
[thr11,sorh11,keepapp11]=ddencmp('den','wp',torq_260v);  
cleantorq_260v=wdencmp('gbl',C11,L11,'Haar',3,thr11,sorh11,keepapp11);  
  
[C12,L12]=wavedec(torq_280v,3,'Haar');  
[thr12,sorh12,keepapp12]=ddencmp('den','wp',torq_280v);  
cleantorq_280v=wdencmp('gbl',C12,L12,'Haar',3,thr12,sorh12,keepapp12);  
return
```

ไอซี LTC1298



LTC1286/LTC1298

Micropower Sampling 12-Bit A/D Converters In SO-8 Packages

FEATURES

- 12-Bit Resolution
- 8-Pin SOIC Plastic Package
- Low Cost
- Low Supply Current: 250 μ A Typ.
- Auto Shutdown to 1nA Typ.
- Guaranteed $\pm 3/4$ LSB Max DNL
- Single Supply 5V to 9V Operation
- On-Chip Sample-and-Hold
- 60 μ s Conversion Time
- Sampling Rates:
 - 12.5 ksps (LTC1286)
 - 11.1 ksps (LTC1298)
- I/O Compatible with SPI, Microwire, etc.
- Differential Inputs (LTC1286)
- 2-Channel MUX (LTC1298)
- 3V Versions Available: LTC1285/LTC1288

APPLICATIONS

- Battery-Operated Systems
- Remote Data Acquisition
- Battery Monitoring
- Handheld Terminal Interface
- Temperature Measurement
- Isolated Data Acquisition

DESCRIPTION

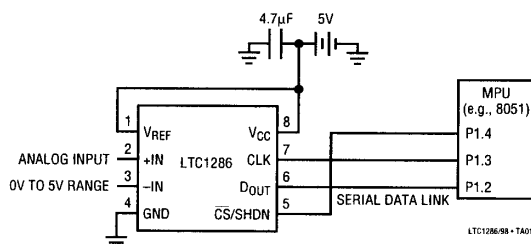
The LTC1286/LTC1298 are micropower, 12-bit, successive approximation sampling A/D converters. They typically draw only 250 μ A of supply current when converting and automatically power down to a typical supply current of 1nA whenever they are not performing conversions. They are packaged in 8-pin SO packages and operate on 5V to 9V supplies. These 12-bit, switched-capacitor, successive approximation ADCs include sample-and-holds. The LTC1286 has a single differential analog input. The LTC1298 offers a software selectable 2-channel MUX.

On-chip serial ports allow efficient data transfer to a wide range of microprocessors and microcontrollers over three wires. This, coupled with micropower consumption, makes remote location possible and facilitates transmitting data through isolation barriers.

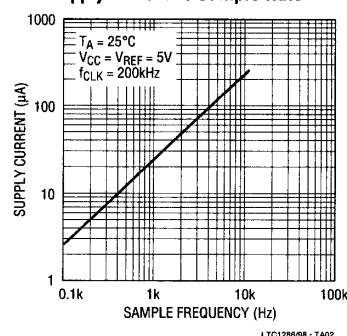
These circuits can be used in ratiometric applications or with an external reference. The high impedance analog inputs and the ability to operate with reduced spans (to 1.5V full scale) allow direct connection to sensors and transducers in many applications, eliminating the need for gain stages.

TYPICAL APPLICATIONS

25 μ W, SO-8 Package, 12-Bit ADC
Samples at 200Hz and Runs Off a 5V Supply



Supply Current vs Sample Rate



LTC1286/LTC1298

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V_{CC}) to GND	12V	Power Dissipation	500mW
Voltage		Operating Temperature Range	
Analog and Reference	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$	LTC1286C/LTC1298C	0°C to 70°C
Digital Inputs	-0.3V to 12V	LTC1286I/LTC1298I	-40°C to 85°C
Digital Output	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
		Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

PACKAGE/ORDER INFORMATION

<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC DIP $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER	<p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SOIC $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 175^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1286C8 LTC1286I8		LTC1286CS8 LTC1286IS8
PART MARKING		PART MARKING	
1286 1286I		1298 1298I	
<p>TOP VIEW</p> <p>N8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC DIP $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER	<p>TOP VIEW</p> <p>S8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC SOIC $T_{JMAX} = 150^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 175^{\circ}C/W$</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC1298C8 LTC1298I8		LTC1298CS8 LTC1298IS8
PART MARKING		PART MARKING	
1298 1298I		1298 1298I	

Consult factory for military grade parts.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{CC}	Supply Voltage (Note 3)	LTC1286 LTC1298	4.5 4.5		9.0 5.5	V V
f_{CLK}	Clock Frequency	$V_{CC} = 5V$	(Note 4)	200		KHz
t_{CYC}	Total Cycle Time	LTC1286, $f_{CLK} = 200kHz$ LTC1298, $f_{CLK} = 200kHz$	80 90			μs μs
t_{hDI}	Hold Time, D_{IN} After $CLK\uparrow$	$V_{CC} = 5V$	150			ns
t_{suCS}	Setup Time $\overline{CS}\downarrow$ Before First $CLK\uparrow$ (See Operating Sequence)	LTC1286, $V_{CC} = 5V$ LTC1298, $V_{CC} = 5V$	2 2			μs μs
t_{suDI}	Setup Time, D_{IN} Stable Before $CLK\uparrow$	$V_{CC} = 5V$	400			ns
t_{WHCLK}	CLK High Time	$V_{CC} = 5V$	2			μs
t_{WLCLK}	CLK Low Time	$V_{CC} = 5V$	2			μs
t_{WHCS}	\overline{CS} High Time Between Data Transfer Cycles	$V_{CC} = 5V$	2			μs
t_{WLCS}	\overline{CS} Low Time During Data Transfer	LTC1286, $f_{CLK} = 200kHz$ LTC1298, $f_{CLK} = 200kHz$	75 85			μs μs

LTC1286/LTC1298

CONVERTER AND MULTIPLEXER CHARACTERISTICS (Note 5)

PARAMETER	CONDITIONS	LTC1286			LTC1298			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Resolution (No Missing Codes)		●	12		12			Bits
Integral Linearity Error	(Note 6)	●	±3/4	±2	±3/4	±2		LSB
Differential Linearity Error		●	±1/4	±3/4	±1/4	±3/4		LSB
Offset Error		●	3/4	±3	3/4	±3		LSB
Gain Error		●	±2	±8	±2	±8		LSB
Analog Input Range	(Note 7 and 8)	●	-0.05V to $V_{CC} + 0.05V$					V
REF Input Range (LTC1286)	$4.5 \leq V_{CC} \leq 5.5V$		1.5V to $V_{CC} + 0.05V$					V
(Notes 7, 8, and 9)	$5.5V < V_{CC} \leq 9V$		1.5V to 5.55V					V
Analog Input Leakage Current (Note 10)		●		±1		±1		μA

DIGITAL AND DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IH}	High Level Input Voltage	$V_{CC} = 5.25V$	●	2		V
V_{IL}	Low Level Input Voltage	$V_{CC} = 4.75V$	●		0.8	V
I_{IH}	High Level Input Current	$V_{IN} = V_{CC}$	●		2.5	μA
I_{IL}	Low Level Input Current	$V_{IN} = 0V$	●		-2.5	μA
V_{OH}	High Level Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V, I_O = 10\mu A$	●	4.0	4.64	V
		$V_{CC} = 4.75V, I_O = 360\mu A$	●	2.4	4.62	V
V_{OL}	Low Level Output Voltage	$V_{CC} = 4.75V, I_O = 1.6mA$	●		0.4	V
I_{OZ}	Hi-Z Output Leakage	$\overline{CS} = High$	●		±3	μA
I_{SOURCE}	Output Source Current	$V_{OUT} = 0V$			-25	mA
I_{SINK}	Output Sink Current	$V_{OUT} = V_{CC}$			45	mA
R_{REF}	Reference Input Resistance (LTC1286)	$\overline{CS} = V_{CC}$ $\overline{CS} = GND$		5000	55	MΩ kΩ
I_{REF}	Reference Current (LTC1286)	$\overline{CS} = V_{CC}$ $t_{CYC} \geq 640\mu s, f_{CLK} \leq 25kHz$ $t_{CYC} = 80\mu s, f_{CLK} = 200kHz$	●	0.001	2.5	μA
			●	90	140	μA
			●	90	140	μA
I_{CC}	Supply Current	$\overline{CS} = V_{CC}$	●	0.001	±3.0	μA
		LTC1286, $t_{CYC} \geq 640\mu s, f_{CLK} \leq 25kHz$	●	220	460	μA
		LTC1286, $t_{CYC} = 80\mu s, f_{CLK} = 200kHz$	●	260	500	μA
		LTC1298, $t_{CYC} \geq 720\mu s, f_{CLK} \leq 25kHz$	●	320	600	μA
		LTC1298, $t_{CYC} = 90\mu s, f_{CLK} = 200kHz$	●	360	640	μA

DYNAMIC ACCURACY $f_{SMPL} = 12.5kHz$ (LTC1286), $f_{SMPL} = 11.1kHz$ (LTC1298) (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
S/(N+D)	Signal-to-Noise Plus Distortion Ratio	1kHz/7kHz Input Signal		71/68		dB
THD	Total Harmonic Distortion (Up to 5th Harmonic)	1kHz/7kHz Input Signal		-84/-80		dB
SFDR	Spurious-Free Dynamic Range	1kHz/7kHz Input Signal		90/86		dB
	Peak Harmonic or Spurious Noise	1kHz/7kHz Input Signal		-90/-86		dB

LTC1286/LTC1298

AC CHARACTERISTICS (Note 5)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t_{SMPL}	Analog Input Sample Time	See Operating Sequence		1.5		CLK Cycles
$f_{SMPL(MAX)}$	Maximum Sampling Frequency	LTC1286 LTC1298	● ●	12.5 11.1		kHz
t_{CONV}	Conversion Time	See Operating Sequence		12		CLK Cycles
t_{dDO}	Delay Time, CLK↓ to D _{OUT} Data Valid	See Test Circuits	●	250	600	ns
t_{dis}	Delay Time, \overline{CS} ↑ to D _{OUT} Hi-Z	See Test Circuits	●	135	300	ns
t_{en}	Delay Time, CLK↓ to D _{OUT} Enable	See Test Circuits	●	75	200	ns
t_{hDO}	Time Output Data Remains Valid After CLK↓	$C_{LOAD} = 100pF$		230		ns
t_f	D _{OUT} Fall Time	See Test Circuits	●	20	75	ns
t_r	D _{OUT} Rise Time	See Test Circuits	●	20	75	ns
C_{IN}	Input Capacitance	Analog Inputs, On Channel Analog Inputs, Off Channel Digital Input		20 5 5		pF pF pF

The ● denotes specifications which apply over the full operating temperature range.

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of a device may be impaired.

Note 2: All voltage values are with respect to GND.

Note 3: These devices are specified at 5V. For 3V specified devices, see LTC1285 and LTC1288.

Note 4: Increased leakage currents at elevated temperatures cause the S/H to droop, therefore it is recommended that $f_{CLK} \geq 120kHz$ at 85°C, $f_{CLK} \geq 75kHz$ at 70° and $f_{CLK} \geq 1kHz$ at 25°C.

Note 5: $V_{CC} = 5V$, $V_{REF} = 5V$ and $CLK = 200kHz$ unless otherwise specified.

Note 6: Linearity error is specified between the actual end points of the A/D transfer curve.

Note 7: Two on-chip diodes are tied to each reference and analog input which will conduct for reference or analog input voltages one diode drop below GND or one diode drop above V_{CC} . This spec allows 50mV forward bias of either diode for $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$. This means that as long as the reference or analog input does not exceed the supply voltage by more than 50mV the output code will be correct. To achieve an absolute 0V to 5V input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950V over initial tolerance, temperature variations and loading. For $5.5V < V_{CC} \leq 9V$, reference and analog input range cannot exceed 5.55V. If reference and analog input range are greater than 5.55V, the output code will not be guaranteed to be correct.

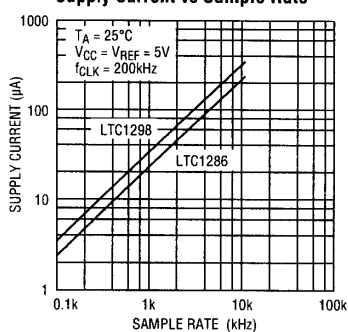
Note 8: The supply voltage range for the LTC1286 is from 4.5V to 9V, but the supply voltage range for the LTC1298 is only from 4.5V to 5.5V.

Note 9: Recommended operating conditions

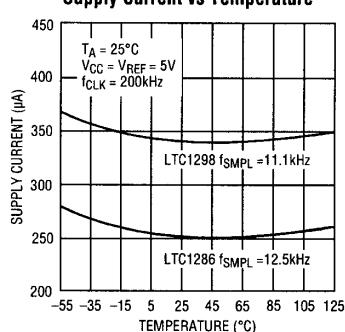
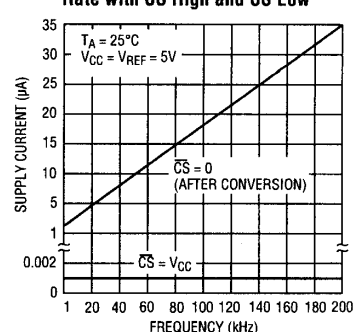
Note 10: Channel leakage current is measured after the channel selection.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Supply Current vs Sample Rate

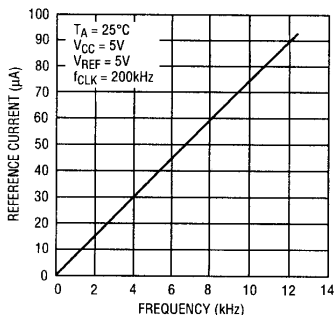


Supply Current vs Temperature

Shutdown Supply Current vs Clock Rate with \overline{CS} High and \overline{CS} Low

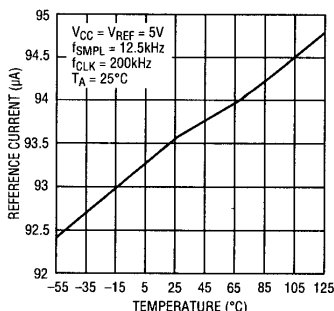
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

Reference Current vs Sample Rate (LTC1286)



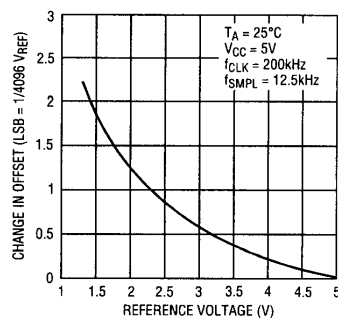
LT1286/98 G06

Reference Current vs Temperature



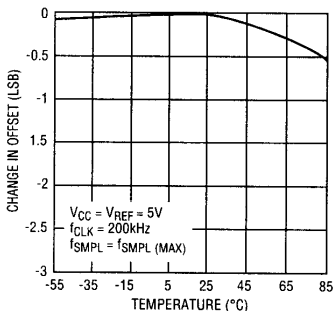
LT1286/98 G07

Change in Offset vs Reference Voltage



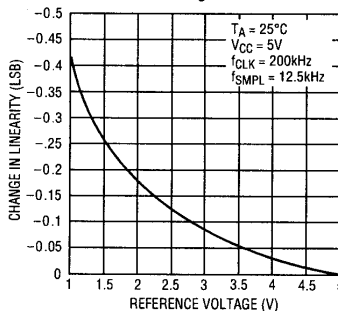
LT1286/98 G08

Change in Offset vs Temperature



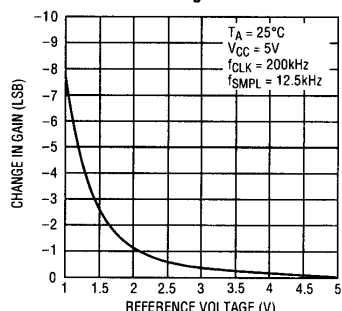
LT1286/98 G09

Change In Linearity vs Reference Voltage



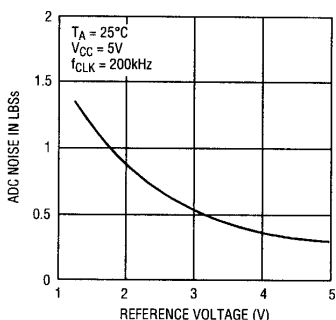
LT1286/98 G10

Change In Gain vs Reference Voltage



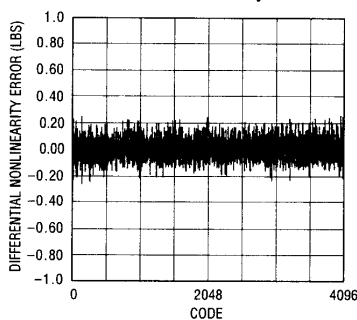
LT1286/98 G11

Peak-to-Peak ADC Noise vs Reference Voltage

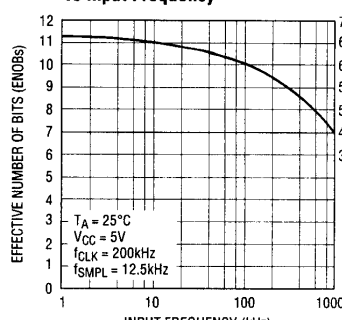


LT1286/98 G15

Differential Nonlinearity vs Code



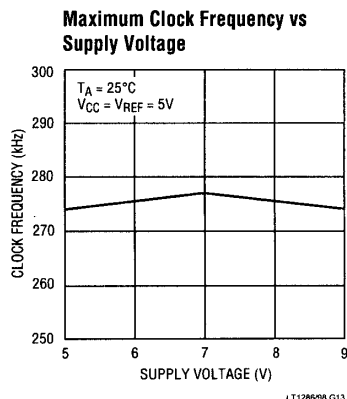
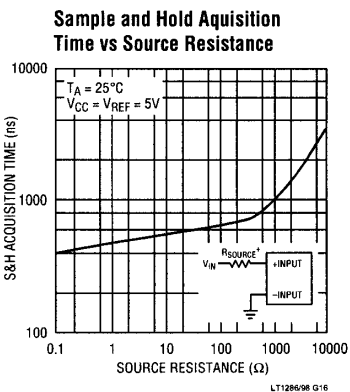
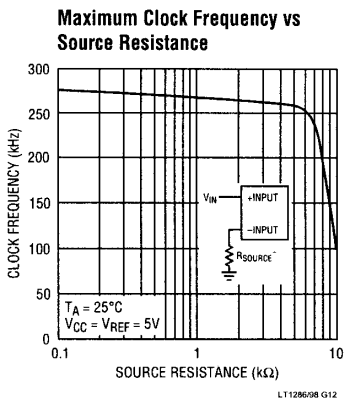
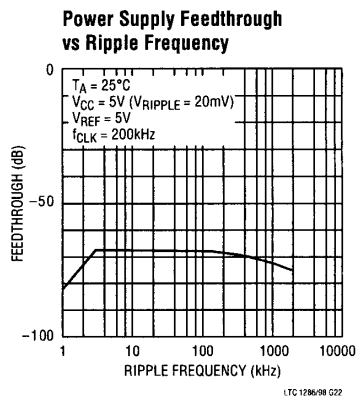
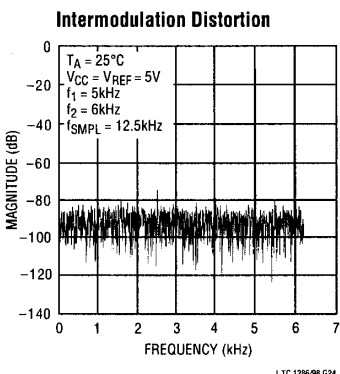
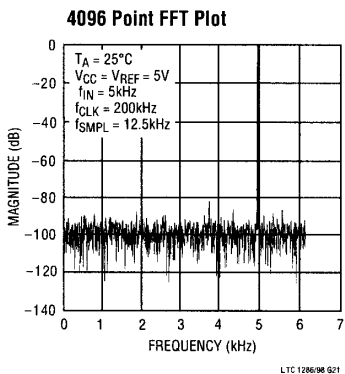
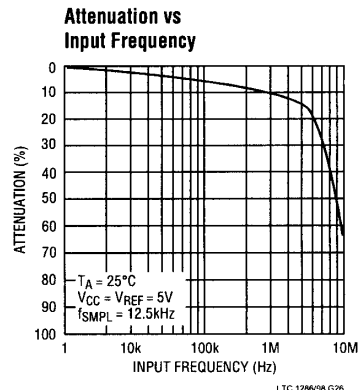
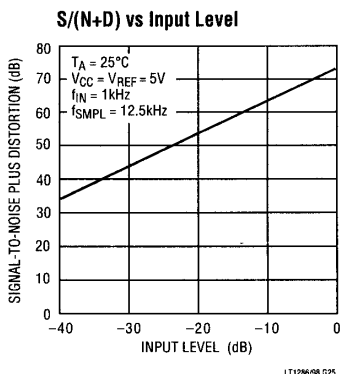
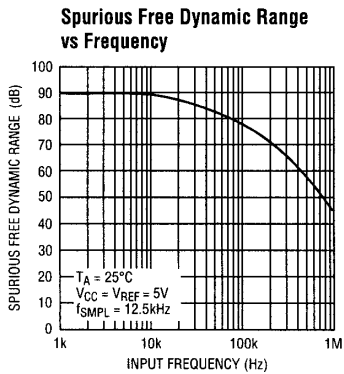
Effective Bits and S/(N + D) vs Input Frequency



LTC 1286/98 G20

LTC1286/LTC1298

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



AD7545

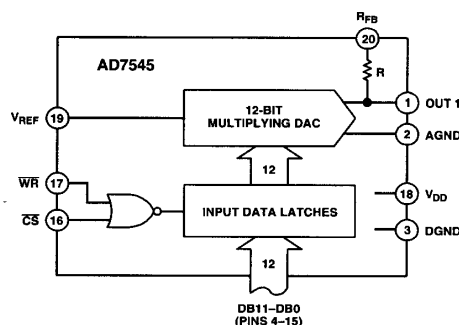


CMOS 12-Bit Buffered Multiplying DAC

AD7545

- FEATURES**
- 12-Bit Resolution
 - Low Gain TC: 2 ppm/°C typ
 - Fast TTL Compatible Data Latches
 - Single +5 V to +15 V Supply
 - Small 20-Lead 0.3" DIP and 20-Terminal Surface Mount Packages
 - Latch Free (Schottky Protection Diode Not Required)
 - Low Cost
 - Ideal for Battery Operated Equipment

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



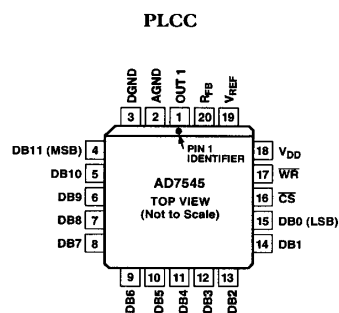
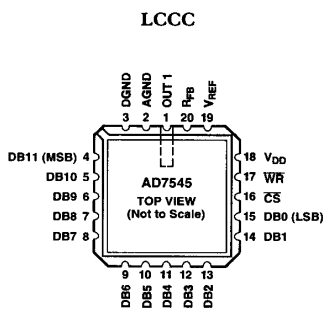
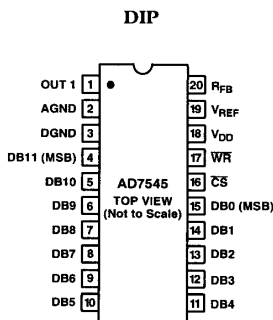
GENERAL DESCRIPTION

The AD7545 is a monolithic 12-bit CMOS multiplying DAC with onboard data latches. It is loaded by a single 12-bit wide word and directly interfaces to most 12- and 16-bit bus systems. Data is loaded into the input latches under the control of the CS and WR inputs; tying these control inputs low makes the input latches transparent, allowing direct unbuffered operation of the DAC.

The AD7545 is particularly suitable for single supply operation and applications with wide temperature variations.

The AD7545 can be used with any supply voltage from +5 V to +15 V. With CMOS logic levels at the inputs the device dissipates less than 0.5 mW for VDD = +5 V.

PIN CONFIGURATIONS



REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 617/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 617/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1997

AD7545—SPECIFICATIONS ($V_{REF} = +10\text{ V}$, $V_{OUT1} = 0\text{ V}$, $AGND = DGND$ unless otherwise noted)

Parameter	Version	$V_{DD} = +5\text{ V}$ Limits		$V_{DD} = +15\text{ V}$ Limits		Units	Test Conditions/Comments
		$T_A = +25^\circ\text{C}$	T_{MIN}, T_{MAX}^1	$T_A = +25^\circ\text{C}$	T_{MIN}, T_{MAX}^1		
STATIC PERFORMANCE							
Resolution	All	12	12	12	12	Bits	
	J, A, S	± 2	± 2	± 2	± 2	LSB max	
	K, B, T	± 1	± 1	± 1	± 1	LSB max	
	L, C, U	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	LSB max	
	GL, GC, GU	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	LSB max	
Differential Nonlinearity	J, A, S	± 4	± 4	± 4	± 4	LSB max	10-Bit Monotonic T_{MIN} to T_{MAX}
	K, B, T	± 1	± 1	± 1	± 1	LSB max	12-Bit Monotonic T_{MIN} to T_{MAX}
	L, C, U	± 1	± 1	± 1	± 1	LSB max	12-Bit Monotonic T_{MIN} to T_{MAX}
	GL, GC, GU	± 1	± 1	± 1	± 1	LSB max	12-Bit Monotonic T_{MIN} to T_{MAX}
Gain Error (Using Internal RFB) ²	J, A, S	± 20	± 20	± 25	± 25	LSB max	DAC Register Loaded with 1111 1111 1111
	K, B, T	± 10	± 10	± 15	± 15	LSB max	Gain Error Is Adjustable Using the Circuits of Figures 4, 5, and 6
	L, C, U	± 5	± 6	± 10	± 10	LSB max	
	GL, GC, GU	± 1	± 2	± 6	± 7	LSB max	
Gain Temperature Coefficient ³ $\Delta\text{Gain}/\Delta\text{Temperature}$	All	± 5	± 5	± 10	± 10	ppm/ $^\circ\text{C}$ max	Typical Value is 2 ppm/ $^\circ\text{C}$ for $V_{DD} = +5\text{ V}$
DC Supply Rejection ³ $\Delta\text{Gain}/\Delta V_{DD}$	All	0.015	0.03	0.01	-0.02	% per % max	$\Delta V_{DD} = \pm 5\%$
Output Leakage Current at OUT1	J, K, L, GL	10	50	10	50	nA max	DB0-DB11 = 0 V; \overline{WR} , $\overline{CS} = 0\text{ V}$
	A, B, C, GC	10	50	10	50	nA max	
	S, T, U, GU	10	200	10	200	nA max	
DYNAMIC PERFORMANCE							
Current Settling Time ³	All	2	2	2	2	μs max	To 1/2 LSB. OUT1 Load = 100 Ω . DAC Output Measured from Falling Edge of \overline{WR} , $\overline{CS} = 0$.
Propagation Delay ³ (from Digital Input Change to 90% of Final Analog Output)	All	300	-	250	-	ns max	OUT1 Load = 100 Ω , $C_{EXT} = 13\text{ pF}$ ⁴
Digital-to-Analog Glitch Impulse AC Feedthrough ³ At OUT1	All	400	-	250	-	nV sec typ	$V_{REF} = AGND$
	All	5	5	5	5	mV p-p typ	$V_{REF} = \pm 10\text{ V}$, 10 kHz Sinewave
REFERENCE INPUT							
Input Resistance (Pin 19 to GND)	All	7	7	7	7	k Ω min	Input Resistance TC = -300 ppm/ $^\circ\text{C}$ typ
		25	25	25	25	k Ω max	Typical Input Resistance = 11 k Ω
ANALOG OUTPUT							
Output Capacitance ³							
C_{OUT1}	All	70	70	70	70	pF max	DB0-DB11 = 0 V, \overline{WR} , $\overline{CS} = 0\text{ V}$
C_{OUT1}		200	200	200	200	pF max	DB0-DB11 = V_{DD} , \overline{WR} , $\overline{CS} = 0\text{ V}$
DIGITAL INPUTS							
Input High Voltage V_{IH}	All	2.4	2.4	13.5	13.5	V min	
Input Low Voltage V_{IL}	All	0.8	0.8	1.5	1.5	V max	
Input Current ⁵ I_{IN}	All	± 1	± 10	± 1	± 10	μA max	$V_{IN} = 0$ or V_{DD}
Input Capacitance ³ DB0-DB11	All	5	5	5	5	pF max	$V_{IN} = 0$
\overline{WR} , \overline{CS}	All	20	20	20	20	pF max	$V_{IN} = 0$
SWITCHING CHARACTERISTICS⁷							
Chip Select to Write Setup Time t_{CS}	All	280	380	180	200	ns min	See Timing Diagram
		200	270	120	150	ns typ	
Chip Select to Write Hold Time t_{CH}	All	0	0	0	0	ns min	
Write Pulse Width t_{WR}	All	250	400	160	240	ns min	$t_{CS} \geq t_{WR}$, $t_{CH} \geq 0$
		175	280	100	170	ns typ	
Data Setup Time t_{DS}	All	140	210	90	120	ns min	
		100	150	60	80	ns typ	
Data Hold Time t_{DH}	All	10	10	10	10	ns min	
POWER SUPPLY							
I_{DD}	All	2	2	2	2	mA max	All Digital Inputs V_{IL} or V_{IH}
		100	500	100	500	μA max	All Digital Inputs 0 V to V_{DD}
		10	10	10	10	μA typ	All Digital Inputs 0 V to V_{DD}

NOTES

¹Temperature range as follows: J, K, L, GL versions, 0°C to $+70^\circ\text{C}$; A, B, C, GC versions, -25°C to $+85^\circ\text{C}$; S, T, U GU versions, -55°C to $+125^\circ\text{C}$.

²This includes the effect of 5 ppm max gain TC.

³Guaranteed but not tested.

⁴DB0-DB11 = 0 V to V_{DD} or V_{DD} to 0 V.

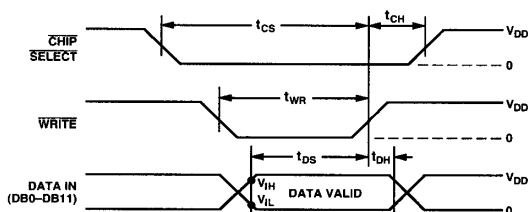
⁵Feedthrough can be further reduced by connecting the metal lid on the ceramic package (Suffix D) to DGND.

⁶Logic inputs are MOS gates. Typical input current ($+25^\circ\text{C}$) is less than 1 nA.

⁷Sample tested at $+25^\circ\text{C}$ to ensure compliance.

Specifications subject to change without notice.

AD7545



Write Cycle Timing Diagram

MODE SELECTION	
WRITE MODE:	HOLD MODE:
CS AND WR LOW, DAC RESPONDS TO DATA BUS (DB0-DB11) INPUTS.	EITHER CS OR WR HIGH, DATA BUS (DB0-DB11) IS LOCKED OUT; DAC HOLDS LAST DATA PRESENT WHEN WR OR CS ASSUMED HIGH STATE.

NOTES:
 $V_{DD} = +5V$; $t_r = t_f = 20ns$
 $V_{DD} = +15V$; $t_r = t_f = 40ns$
 ALL INPUT SIGNAL RISE AND FALL TIMES MEASURED FROM 10% TO 90% OF V_{DD}
 TIMING MEASUREMENT REFERENCE LEVEL IS $V_{IH} + V_{IL}/2$.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

($T_A = +25^\circ C$ unless otherwise noted)

V_{DD} to DGND	-0.3, +17 V
Digital Input Voltage to DGND	-0.3 V, $V_{DD} + 0.3$ V
V_{RFB} , V_{REF} to DGND	± 25 V
V_{PIN1} to DGND	-0.3 V, $V_{DD} + 0.3$ V
AGND to DGND	-0.3 V, $V_{DD} + 0.3$ V
Power Dissipation (Any Package) to $+75^\circ C$	450 mW
Derates above $+75^\circ C$	6 mW/ $^\circ C$
Operating Temperature	

Commercial (J, K, L, GL) Grades	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$
Industrial (A, B, C, GC) Grades	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
Extended (S, T, U, GU) Grades	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
Storage Temperature	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 secs)	$+300^\circ C$

*Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD7545 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



TERMINOLOGY

RELATIVE ACCURACY

The amount by which the D/A converter transfer function differs from the ideal transfer function after the zero and full-scale points have been adjusted. This is an endpoint linearity measurement.

DIFFERENTIAL NONLINEARITY

The difference between the measured change and the ideal change between any two adjacent codes. If a device has a differential nonlinearity of less than 1 LSB it will be monotonic, i.e., the output will always increase for an increase in digital code applied to the D/A converter.

PROPAGATION DELAY

This is a measure of the internal delay of the circuit and is measured from the time a digital input changes to the point at which the analog output at OUT1 reaches 90% of its final value.

DIGITAL-TO-ANALOG GLITCH IMPULSE

This is a measure of the amount of charge injected from the digital inputs to the analog outputs when the inputs change state. It is usually specified as the area of the glitch in nV secs and is measured with $V_{REF} = AGND$ and an ADLH0032CG as the output op amp, C1 (phase compensation) = 33 pF.

ORDERING GUIDE¹

Model ²	Temperature Range	Relative Accuracy	Maximum Gain Error $T_A = +25^\circ C$ $V_{DD} = +5 V$	Package Options ³
AD7545JN	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	± 2 LSB	± 20 LSB	N-20
AD7545AQ	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$	± 2 LSB	± 20 LSB	Q-20
AD7545SQ	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	± 2 LSB	± 20 LSB	Q-20
AD7545KN	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	± 1 LSB	± 10 LSB	N-20
AD7545BQ	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$	± 1 LSB	± 10 LSB	Q-20
AD7545TQ	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	± 1 LSB	± 10 LSB	Q-20
AD7545LN	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 5 LSB	N-20
AD7545CQ	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 5 LSB	Q-20
AD7545UQ	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 5 LSB	Q-20
AD7545GLN	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB	N-20
AD7545GCQ	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB	Q-20
AD7545GUQ	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB	Q-20
AD7545JP	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	± 2 LSB	± 20 LSB	P-20A
AD7545SE	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	± 2 LSB	± 20 LSB	E-20A
AD7545KP	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	± 1 LSB	± 10 LSB	P-20A
AD7545TE	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	± 1 LSB	± 10 LSB	E-20A
AD7545LP	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 5 LSB	P-20A
AD7545UE	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 5 LSB	E-20A
AD7545GLP	$0^\circ C$ to $+70^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB	P-20A
AD7545GUE	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$	$\pm 1/2$ LSB	± 1 LSB	E-20A

NOTES
¹Analog Devices reserves the right to ship either ceramic (D-20) in lieu of cerdip packages (Q-20).
²To order MIL-STD-883, Class B process parts, add /883B to part number. Contact local sales office for military data sheet. For U.S. Standard Military DRAWING (SMD) see DESC drawing 5962-87702.
³E = Leadless Ceramic Chip Carrier; N = Plastic DIP; P = Plastic Leaded Chip Carrier; Q = Cerdip.

AD7545

CIRCUIT INFORMATION—D/A CONVERTER SECTION

Figure 1 shows a simplified circuit of the D/A converter section of the AD7545 and Figure 2 gives an approximate equivalent circuit. Note that the ladder termination resistor is connected to AGND. R is typically 11 k Ω .

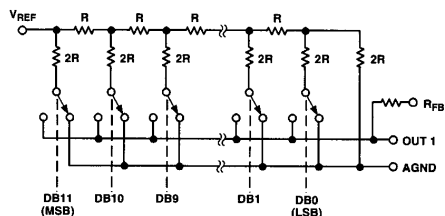


Figure 1. Simplified D/A Circuit of AD7545

The binary weighted currents are switched between the OUT1 bus line and AGND by N-channel switches, thus maintaining a constant current in each ladder leg independent of the switch state.

The capacitance at the OUT1 bus line, C_{OUT1} , is code dependent and varies from 70 pF (all switches to AGND) to 200 pF (all switches to OUT1).

One of the current switches is shown in Figure 2. The input resistance at V_{REF} (Figure 1) is always equal to R_{LDR} (R_{LDR} is the $R/2R$ ladder characteristic resistance and is equal to value "R"). Since R_{IN} at the V_{REF} pin is constant, the reference terminal can be driven by a reference voltage or a reference current, ac or dc, of positive or negative polarity. (If a current source is used, a low temperature coefficient external R_{FB} is recommended to define scale factor.)

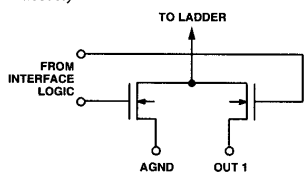


Figure 2. N-Channel Current Steering Switch

CIRCUIT INFORMATION—DIGITAL SECTION

Figure 3 shows the digital structure for one bit.

The digital signals CONTROL and $\overline{\text{CONTROL}}$ are generated from CS and $\overline{\text{WR}}$.

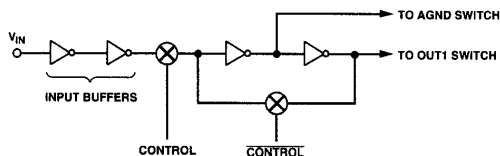


Figure 3. Digital Input Structure

The input buffers are simple CMOS inverters designed so that when the AD7545 is operated with $V_{DD} = 5$ V, the buffers convert TTL input levels (2.4 V and 0.8 V) into CMOS logic levels. When V_{IN} is in the region of 2.0 volts to 3.5 volts, the input buffers operate in their linear region and draw current from the

power supply. To minimize power supply currents it is recommended that the digital input voltages be as close as practically possible to the supply rails (V_{DD} and DGND).

The AD7545 may be operated with any supply voltage in the range $5 \leq V_{DD} \leq 15$ volts. With $V_{DD} = +15$ V the input logic levels are CMOS compatible only, i.e., 1.5 V and 13.5 V.

BASIC APPLICATIONS

Figures 4 and 5 show simple unipolar and bipolar circuits using the AD7545. Resistor R1 is used to trim for full scale. The "G" versions (AD7545GLN, AD7545GCQ, AD7545GUD) have a guaranteed maximum gain error of ± 1 LSB at $+25^\circ\text{C}$ ($V_{DD} = +5$ V), and in many applications it should be possible to dispense with gain trim resistors altogether. Capacitor C1 provides phase compensation and helps prevent overshoot and ringing when using high speed op amps. Note that all the circuits of Figures 4, 5 and 6 have constant input impedance at the V_{REF} terminal.

The circuit of Figure 1 can either be used as a fixed reference D/A converter so that it provides an analog output voltage in the range 0 to $-V_{IN}$ (note the inversion introduced by the op amp), or V_{IN} can be an ac signal in which case the circuit behaves as an attenuator (2-Quadrant Multiplier). V_{IN} can be any voltage in the range $-20 \leq V_{IN} + 20$ volts (provided the op amp can handle such voltages) since V_{REF} is permitted to exceed V_{DD} . Table II shows the code relationship for the circuit of Figure 4.

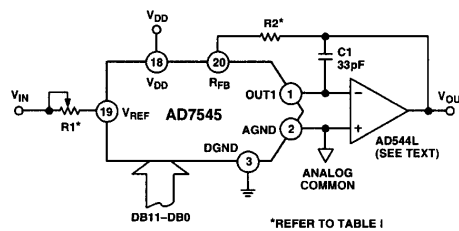


Figure 4. Unipolar Binary Operation

Table I. Recommended Trim Resistor Values vs. Grades for $V_{DD} = +5$ V

Trim Resistor	J/A/S	K/B/T	L/C/U	GL/GC/GU
R1	500 Ω	200 Ω	100 Ω	20 Ω
R2	150 Ω	68 Ω	33 Ω	6.8 Ω

Table II. Unipolar Binary Code Table for Circuit of Figure 4

Binary Number in DAC Register	Analog Output
1111 1111 1111	$-V_{IN} \left(\frac{4095}{4096} \right)$
1000 0000 0000	$-V_{IN} \left(\frac{2048}{4096} \right) = -1/2 V_{IN}$
0000 0000 0001	$-V_{IN} \left(\frac{1}{4096} \right)$
0000 0000 0000	0 Volts

AD7545

Figure 5 and Table III illustrate the recommended circuit and code relationship for bipolar operation. The D/A function itself uses offset binary code and inverter U_1 on the MSB line converts twos complement input code to offset binary code. If appropriate, inversion of the MSB may be done in software using an exclusive-OR instruction and the inverter omitted. R_3 , R_4 and R_5 must be selected to match within 0.01% and they should be the same type of resistor (preferably wire-wound or metal foil), so their temperature coefficients match. Mismatch of R_3 value to R_4 causes both offset and full-scale error. Mismatch of R_5 and R_4 and R_3 causes full-scale error.

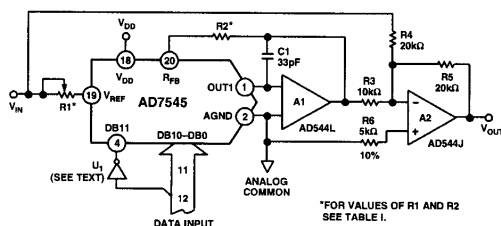


Figure 5. Bipolar Operation (Twos Complement Code)

Table III. Twos Complement Code Table for Circuit of Figure 5

Data Input	Analog Output
0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$+V_{IN} \times \left(\frac{2047}{2048}\right)$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1	$+V_{IN} \times \left(\frac{1}{2048}\right)$
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 Volts
1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$-V_{IN} \times \left(\frac{1}{2048}\right)$
1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	$-V_{IN} \times \left(\frac{2048}{2048}\right)$

Figure 6 shows an alternative method of achieving bipolar output. The circuit operates with sign plus magnitude code and has the advantage of giving 12-bit resolution in each quadrant, compared with 11-bit resolution per quadrant for the circuit of Figure 5. The AD7592 is a fully protected CMOS change-over switch with data latches. R_4 and R_5 should match each other to 0.01% to maintain the accuracy of the D/A converter. Mismatch between R_4 and R_5 introduces a gain error.

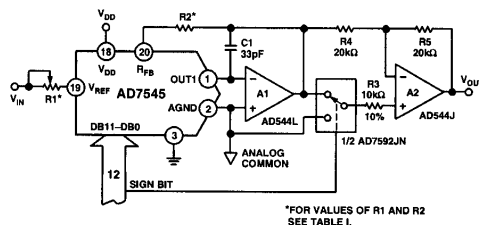


Figure 6. 12-Bit Plus Sign Magnitude D/A Converter REV. A

Table IV. 12-Plus Sign Magnitude Code Table for Circuit of Figure 6

Sign Bit	Binary Number in DAC MSB LSB	Analog Output, V_{OUT}
0	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$+V_{IN} \times \left(\frac{4095}{4096}\right)$
0	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 Volts
1	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0	0 Volts
1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	$-V_{IN} \times \left(\frac{4095}{4096}\right)$

Note: Sign bit of "0" connects R_3 to GND.

APPLICATIONS HINTS

Output Offset: (CMOS D/A converters exhibit a code dependent output resistance which, in turn, causes a code dependent differential amplifier noise gain. The effect is a code dependent differential nonlinearity term at the amplifier output that depends on V_{OS} where V_{OS} is the amplifier input offset voltage. To maintain monotonic operation it is recommended that V_{OS} be no greater than 25×10^{-6} (V_{REF}) over the temperature range of operation. Suitable op amps are AD517L and AD544L. The AD517L is best suited for fixed reference applications with low bandwidth requirements: it has extremely low offset (50 μ V) and in most applications will not require an offset trim. The AD544L has a much wider bandwidth and higher slew rate and is recommended for multiplying and other applications requiring fast settling. An offset trim on the AD544L may be necessary in some circuits.

General Ground Management: AC or transient voltages between AGND and DGND can cause noise injection into the analog output. The simplest method of ensuring that voltages at AGND and DGND are equal is to tie AGND and DGND together at the AD7545. In more complex systems where the AGND and DGND intertie is on the backplane, it is recommended that two diodes be connected in inverse parallel between the AD7545 AGND and DGND pins (IN914 or equivalent).

Digital Glitches: When WR and CS are both low the latches are transparent and the D/A converter inputs follow the data inputs. In some bus systems, data on the data bus is not always valid for the whole period during which WR is low and as a result invalid data can briefly occur at the D/A converter inputs during a write cycle. Such invalid data can cause unwanted glitches at the output of the D/A converter. The solution to this problem, if it occurs, is to retiming the write pulse WR so that it only occurs when data is valid.

Another cause of digital glitches is capacitive coupling from the digital lines to the OUT1 and AGND terminals. This should be minimized by screening the analog pins of the AD7545 (Pins 1, 2, 19, 20) from the digital pins by a ground track run between Pins 2 and 3 and between Pins 18 and 19 of the AD7545. Note how the analog pins are at one end of the package and separated from the digital pins by V_{DD} and DGND to aid screening at the board level. On-chip capacitive coupling can also give rise to crosstalk from the digital-to-analog sections of the AD7545, particularly in circuits with high currents and fast rise and fall times. This type of crosstalk is minimized by using

AD7545

$V_{DD} = +5$ volts. However, great care should be taken to ensure that the +5 V used to power the AD7545 is free from digitally induced noise.

Temperature Coefficients: The gain temperature coefficient of the AD7545 has a maximum value of 5 ppm/°C and a typical value of 2 ppm/°C. This corresponds to worst case gain shifts of 2 LSBs and 0.8 LSBs respectively over a 100°C temperature range. When trim resistors R1 and R2 are used to adjust full-scale range, the temperature coefficient of R1 and R2 should also be taken into account. The reader is referred to Analog Devices Application Note "Gain Error and Gain Temperature Coefficient of CMOS Multiplying DACs," Publication Number E630-10-6/81.

SINGLE SUPPLY OPERATION

The ladder termination resistor of the AD7545 (Figure 1) is connected to AGND. This arrangement is particularly suitable for single supply operation because OUT1 and AGND may be biased at any voltage between DGND and V_{DD} . OUT1 and AGND should never go more than 0.3 volts less than DGND or an internal diode will be turned on and a heavy current may flow which will damage the device. (The AD7545 is, however, protected from the SCR latch-up phenomenon prevalent in many CMOS devices.)

Figure 7 shows the AD7545 connected in a voltage switching mode. OUT1 is connected to the reference voltage and AGND is connected to DGND. The D/A converter output voltage is available at the V_{REF} pin and has a constant output impedance equal to R. R_{FB} is not used in this circuit.

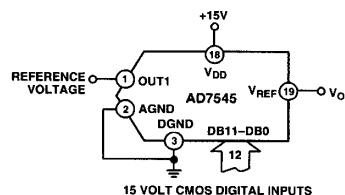


Figure 7. Single Supply Operation Using Voltage Switching Mode

The loading on the reference voltage source is code dependent and the response time of the circuit is often determined by the behavior of the reference voltage with changing load conditions.

To maintain linearity, the voltages at OUT1 and AGND should remain within 2.5 volts of each other, for a V_{DD} of 15 volts. If V_{DD} is reduced from 15 V, or the differential voltage between OUT1 and AGND is increased to more than 2.5 V, the differential nonlinearity of the DAC will increase and the linearity of the DAC will be degraded. Figures 8 and 9 show typical curves illustrating this effect for various values of reference voltage and V_{DD} . If the output voltage is required to be offset from ground by some value, then OUT1 and AGND may be biased up. The effect on linearity and differential nonlinearity will be the same as reducing V_{DD} by the amount of the offset.

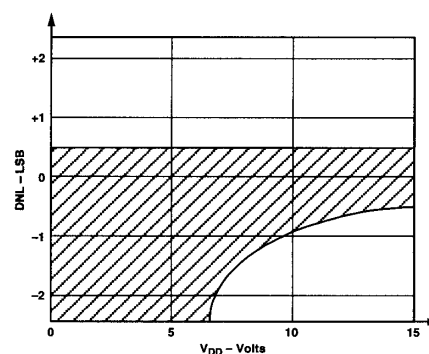


Figure 8. Differential Nonlinearity vs. V_{DD} for Figure 7 Circuit. Reference Voltage = 2.5 Volts. Shaded Area Shows Range of Values of Differential Nonlinearity that Typically Occur for L, C and U Grades.

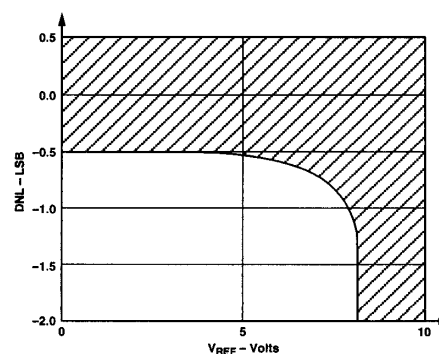


Figure 9. Differential Nonlinearity vs. Reference Voltage for Figure 7 Circuit. $V_{DD} = 15$ Volts. Shaded Area Shows Range of Values of Differential Nonlinearity that Typically Occur for L, C and U Grades.

The circuits of Figures 4, 5 and 6 can all be converted to single supply operation by biasing AGND to some voltage between V_{DD} and DGND. Figure 10 shows the two complement bipolar circuit of Figure 5 modified to give a range from +2 V to +8 V about a "pseudo-analog ground" of 5 V. This voltage range would allow operation from a single V_{DD} of +10 V to +15 V. The AD584 pin-programmable reference fixes AGND at +5 V. V_{IN} is set at +2 V by means of the series resistors R1 and R2. There is no need to buffer the V_{REF} input to the AD7545 with an amplifier because the input impedance of the D/A converter is constant. Note, however, that since the temperature coefficient of the D/A reference input resistance is typically -300 ppm/°C; applications that experience wide temperature variations may require a buffer amplifier to generate the +2.0 V at the AD7545 V_{REF} pin. Other output voltage ranges can be obtained by changing R4 to shift the zero point and (R1 + R2) to change the slope, or gain, of the D/A transfer function. V_{DD} must be kept at least 5 V above OUT1 to ensure that linearity is preserved.

AD7545

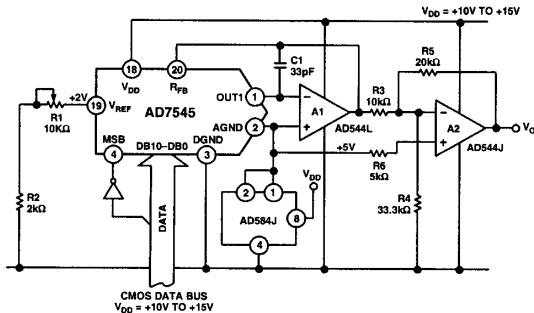


Figure 10. Single Supply "Bipolar" Twos Complement D/A Converter

MICROPROCESSOR INTERFACING OF THE AD7545

The AD7545 can directly interface to both 8- and 16-bit microprocessors via its 12-bit wide data latch using standard CS and WR control signals.

A typical interface circuit for an 8-bit processor is shown in Figure 11. This arrangement uses two memory addresses, one for the lower eight bits of data to the DAC and one for the upper four bits of data into the DAC via the latch.

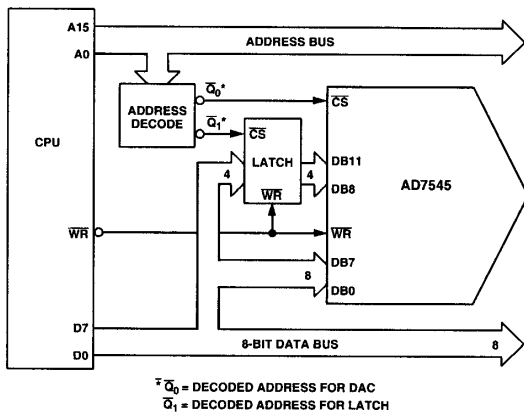


Figure 11. 8-Bit Processor to AD7545 Interface

Figure 12 shows an alternative approach for use with 8-bit processors which have a full 16-bit wide address bus such as 6800, 8080, Z80. This technique uses the 12 lower address lines of the processor address bus to supply data to the DAC, thus each AD7545 connected in this way uses 4k bytes of address locations. Data is written to the DAC using a single memory write instruction. The address field of the instruction is organized so that the lower 12 bits contain the data for the DAC and the upper 4 bits contain the address of the 4k block at which the DAC resides.

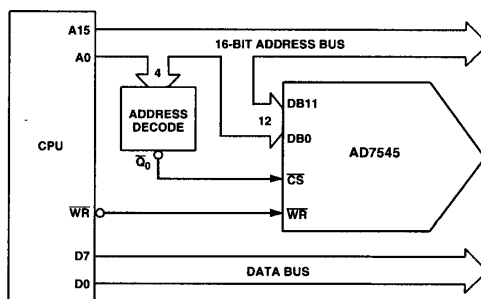


Figure 12. Connecting the AD7545 to 8-Bit Processors via the Address Bus

SUPPLEMENTAL APPLICATION MATERIAL

For further information on CMOS multiplying D/A converters the reader is referred to the following texts:

Application Guide to CMOS Multiplying D/A converters available from Analog Devices, Publication Number G479.

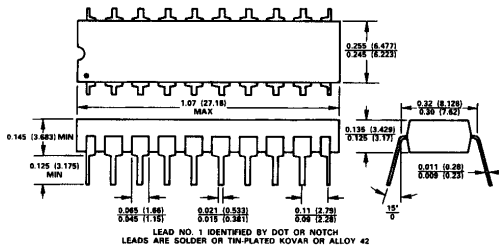
Gain Error and Gain Temperature Coefficient of CMOS Multiplying DACs—Application Note, Publication Number E630-10-6/81 available from Analog Devices.

AD7545

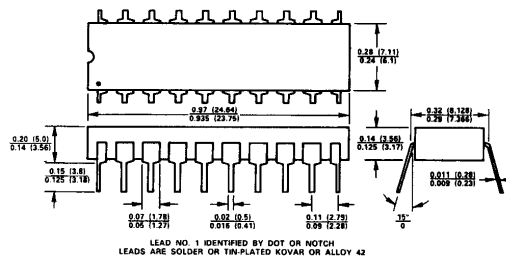
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

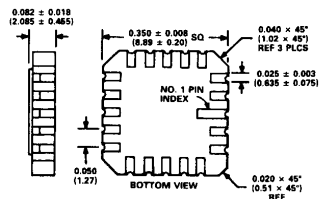
20-Lead Plastic DIP (N-20)



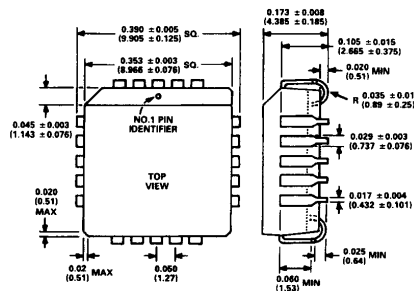
20-Lead Cerdip (Q-20)



20-Terminal Leadless Ceramic Chip Carrier (LCCC) (E-20A)



20-Lead Plastic Leaded Chip Carrier (PLCC) (P-20A)



C6704-0-6/97

PRINTED IN U.S.A.

ไอซี 74LS245

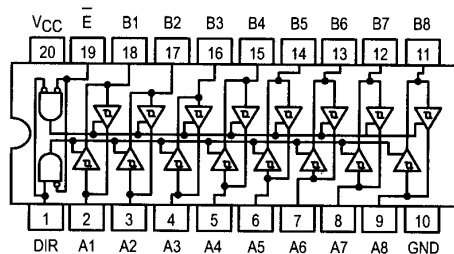


OCTAL BUS TRANSCEIVER

The SN54/74LS245 is an Octal Bus Transmitter/Receiver designed for 8-line asynchronous 2-way data communication between data buses. Direction Input (DR) controls transmission of Data from bus A to bus B or bus B to bus A depending upon its logic level. The Enable input (E) can be used to isolate the buses.

- Hysteresis Inputs to Improve Noise Immunity
- 2-Way Asynchronous Data Bus Communication
- Input Diodes Limit High-Speed Termination Effects
- ESD > 3500 Volts

LOGIC AND CONNECTION DIAGRAMS DIP (TOP VIEW)



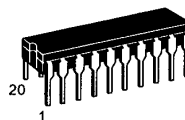
TRUTH TABLE

INPUTS		OUTPUT
E	DIR	
L	L	Bus B Data to Bus A
L	H	Bus A Data to Bus B
H	X	Isolation

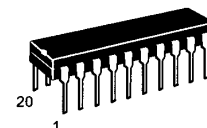
H = HIGH Voltage Level
L = LOW Voltage Level
X = Immaterial

SN54/74LS245

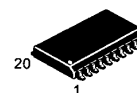
**OCTAL BUS TRANSCEIVER
LOW POWER SCHOTTKY**



**J SUFFIX
CERAMIC
CASE 732-03**



**N SUFFIX
PLASTIC
CASE 738-03**



**DW SUFFIX
SOIC
CASE 751D-03**

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXXJ Ceramic
SN74LSXXXN Plastic
SN74LSXXXDW SOIC

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
VCC	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
TA	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
IOH	Output Current — High	54, 74			-3.0	mA
		54 74			-12 -15	mA
IOL	Output Current — Low	54			12	mA
		74			24	mA

SN54/74LS245

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V _{T+} -V _{T-}	Hysteresis	0.2	0.4		V	V _{CC} = MIN
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54, 74	2.4	3.4	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = -3.0 mA
		54, 74	2.0		V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	V	I _{OL} = 12 mA
		74		0.35	V	I _{OL} = 24 mA
						V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
I _{OZH}	Output Off Current HIGH			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{OUT} = 2.7 V
I _{OZL}	Output Off Current LOW			-200	μA	V _{CC} = MAX, V _{OUT} = 0.4 V
I _{IH}	Input HIGH Current	A or B, DR or E		20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
		DR or E		0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
		A or B		0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 5.5 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.2	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Output Short Circuit Current (Note 1)	-40		-225	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH			70	mA	V _{CC} = MAX
	Total, Output LOW			90		
	Total at HIGH Z			95		

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V, T_{RISE}/T_{FALL} ≤ 6.0 ns)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay, Data to Output		8.0 8.0	12 12	ns	C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω
t _{PZH}	Output Enable Time to HIGH Level		25	40		
t _{PZL}	Output Enable Time to LOW Level		27	40		
t _{PLZ}	Output Disable Time from LOW Level		15	25	ns	C _L = 5.0 pF, R _L = 667 Ω
t _{PHZ}	Output Disable Time from HIGH Level		15	25		

ไอซี 74LS273

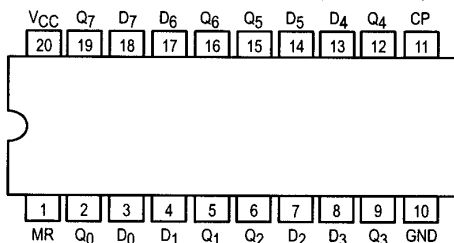


OCTAL D FLIP-FLOP WITH CLEAR

The SN54/74LS273 is a high-speed 8-Bit Register. The register consists of eight D-Type Flip-Flops with a Common Clock and an asynchronous active LOW Master Reset. This device is supplied in a 20-pin package featuring 0.3 inch lead spacing.

- 8-Bit High Speed Register
- Parallel Register
- Common Clock and Master Reset
- Input Clamp Diodes Limit High-Speed Termination Effects

CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



PIN NAMES

CP Clock (Active HIGH Going Edge) Input
 D₀-D₇ Data Inputs
 MR Master Reset (Active LOW) Input
 Q₀-Q₇ Register Outputs (Note b)

LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
CP	0.5 U.L.	0.25 U.L.
D ₀ -D ₇	0.5 U.L.	0.25 U.L.
MR	0.5 U.L.	0.25 U.L.
Q ₀ -Q ₇	10 U.L.	5 (2.5) U.L.

NOTES:

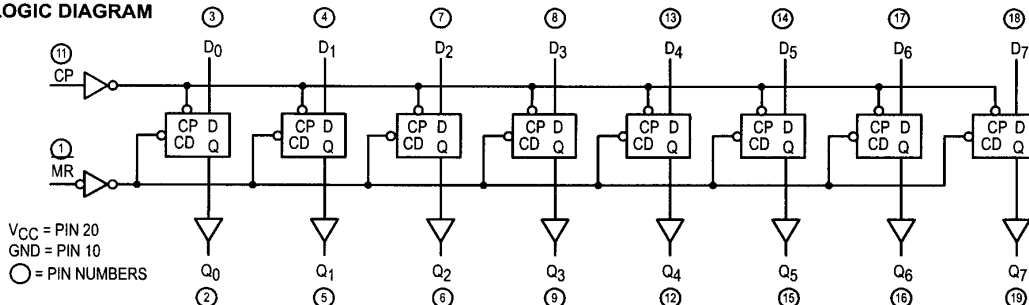
- a) 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40 μ A HIGH/1.6 mA LOW.
 b) The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military (54) and 5 U.L. for Commercial (74) Temperature Ranges.

TRUTH TABLE

MR	CP	D _x	Q _x
L	X	X	L
H		H	H
H		L	L

H = HIGH Logic Level
 L = LOW Logic Level
 X = Immaterial

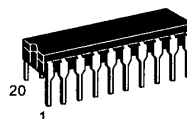
LOGIC DIAGRAM



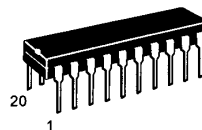
V_{CC} = PIN 20
 GND = PIN 10
 ○ = PIN NUMBERS

SN54/74LS273

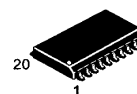
OCTAL D FLIP-FLOP WITH CLEAR
LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
 CERAMIC
 CASE 732-03



N SUFFIX
 PLASTIC
 CASE 738-03



DW SUFFIX
 SOIC
 CASE 751D-03

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXXJ Ceramic
 SN74LSXXXN Plastic
 SN74LSXXXDW SOIC

SN54/74LS273

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The SN54/74LS273 is an 8-Bit Parallel Register with a common Clock and common Master Reset.

When the MR input is LOW, the Q outputs are LOW,

independent of the other inputs. Information meeting the setup and hold time requirements of the D inputs is transferred to the Q outputs on the LOW-to-HIGH transition of the clock input.

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions	
		Min	Typ	Max			
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74		0.8			
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA	
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table	
		74	2.7	3.5	V		
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V	
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V	
I _{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V	
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX	
I _{CC}	Power Supply Current			27	mA	V _{CC} = MAX	

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V)

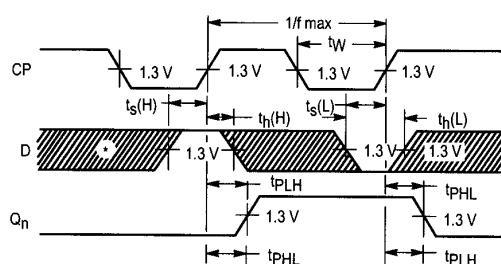
Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
f _{MAX}	Maximum Input Clock Frequency	30	40		MHz	Figure 1
t _{PHL}	Propagation Delay, MR to Q Output		18	27	ns	Figure 2
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay, Clock to Output		17 18	27 27	ns	Figure 1

SN54/74LS273

AC SETUP REQUIREMENTS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t_w	Pulse Width, Clock or Clear	20			ns	Figure 1
t_s	Data Setup Time	20			ns	Figure 1
t_h	Hold Time	5.0			ns	Figure 1
t_{rec}	Recovery Time	25			ns	Figure 2

AC WAVEFORMS



*The shaded areas indicate when the input is permitted to change for predictable output performance.

Figure 1. Clock to Output Delays, Clock Pulse Width, Frequency, Setup and Hold Times Data to Clock

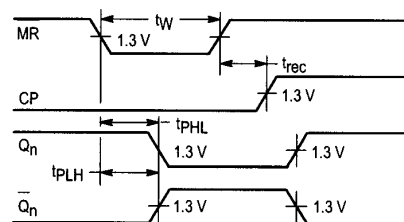


Figure 2. Master Reset to Output Delay, Master Reset Pulse Width, and Master Reset Recovery Time

DEFINITION OF TERMS

SETUP TIME (t_s) — is defined as the minimum time required for the correct logic level to be present at the logic input prior to the clock transition from LOW-to-HIGH in order to be recognized and transferred to the outputs.

HOLD TIME (t_h) — is defined as the minimum time following the clock transition from LOW-to-HIGH that the logic level must be maintained at the input in order to ensure continued

recognition. A negative HOLD TIME indicates that the correct logic level may be released prior to the clock transition from LOW-to-HIGH and still be recognized.

RECOVERY TIME (t_{rec}) — is defined as the minimum time required between the end of the reset pulse and the clock transition from LOW-to-HIGH in order to recognize and transfer HIGH data to the Q outputs.

ไอซี 74LS138

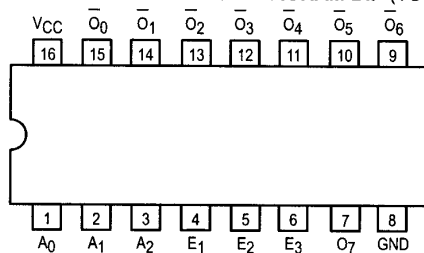


1-OF-8 DECODER/ DEMULTIPLEXER

The LSTTL/MSI SN54/74LS138 is a high speed 1-of-8 Decoder/Demultiplexer. This device is ideally suited for high speed bipolar memory chip select address decoding. The multiple input enables allow parallel expansion to a 1-of-24 decoder using just three LS138 devices or to a 1-of-32 decoder using four LS138s and one inverter. The LS138 is fabricated with the Schottky barrier diode process for high speed and is completely compatible with all Motorola TTL families.

- Demultiplexing Capability
- Multiple Input Enable for Easy Expansion
- Typical Power Dissipation of 32 mW
- Active Low Mutually Exclusive Outputs
- Input Clamp Diodes Limit High Speed Termination Effects

CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

PIN NAMES

A₀-A₂ Address Inputs
 E₁, E₂ Enable (Active LOW) Inputs
 E₃ Enable (Active HIGH) Input
 O₀-O₇ Active LOW Outputs (Note b)

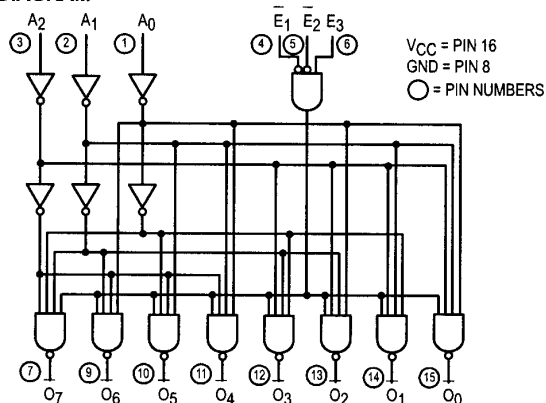
LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
A ₀ -A ₂	0.5 U.L.	0.25 U.L.
E ₁ , E ₂	0.5 U.L.	0.25 U.L.
E ₃	0.5 U.L.	0.25 U.L.
O ₀ -O ₇	10 U.L.	5 (2.5) U.L.

NOTES:

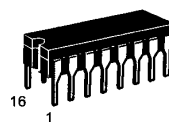
- a) 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40 μA HIGH/1.6 mA LOW.
 b) The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military (54) and 5 U.L. for Commercial (74) Temperature Ranges.

LOGIC DIAGRAM

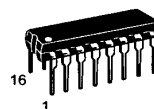


SN54/74LS138

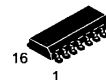
1-OF-8 DECODER/ DEMULTIPLEXER LOW POWER SCHOTTKY



J SUFFIX
CERAMIC
CASE 620-08



N SUFFIX
PLASTIC
CASE 648-08

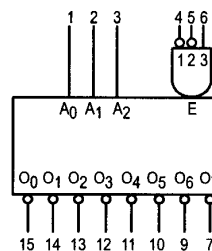


D SUFFIX
SOIC
CASE 751B-03

ORDERING INFORMATION

SN54LSXXXJ Ceramic
 SN74LSXXXN Plastic
 SN74LSXXXD SOIC

LOGIC SYMBOL



VCC = PIN 16
 GND = PIN 8

SN54/74LS138

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The LS138 is a high speed 1-of-8 Decoder/Demultiplexer fabricated with the low power Schottky barrier diode process. The decoder accepts three binary weighted inputs (A₀, A₁, A₂) and when enabled provides eight mutually exclusive active LOW Outputs (O₀–O₇). The LS138 features three Enable inputs, two active LOW (E₁, E₂) and one active HIGH (E₃). All outputs will be HIGH unless E₁ and E₂ are LOW and E₃ is HIGH. This multiple enable function allows easy parallel ex-

pansion of the device to a 1-of-32 (5 lines to 32 lines) decoder with just four LS138s and one inverter. (See Figure a.)

The LS138 can be used as an 8-output demultiplexer by using one of the active LOW Enable inputs as the data input and the other Enable inputs as strobes. The Enable inputs which are not used must be permanently tied to their appropriate active HIGH or active LOW state.

TRUTH TABLE

INPUTS						OUTPUTS							
E ₁	E ₂	E ₃	A ₀	A ₁	A ₂	O ₀	O ₁	O ₂	O ₃	O ₄	O ₅	O ₆	O ₇
H	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	H	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	L	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
L	L	H	H	L	L	H	L	H	H	H	H	H	H
L	L	H	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
L	L	H	H	H	L	H	H	H	L	H	H	H	H
L	L	H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H
L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
L	L	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

H = HIGH Voltage Level
 L = LOW Voltage Level
 X = Don't Care

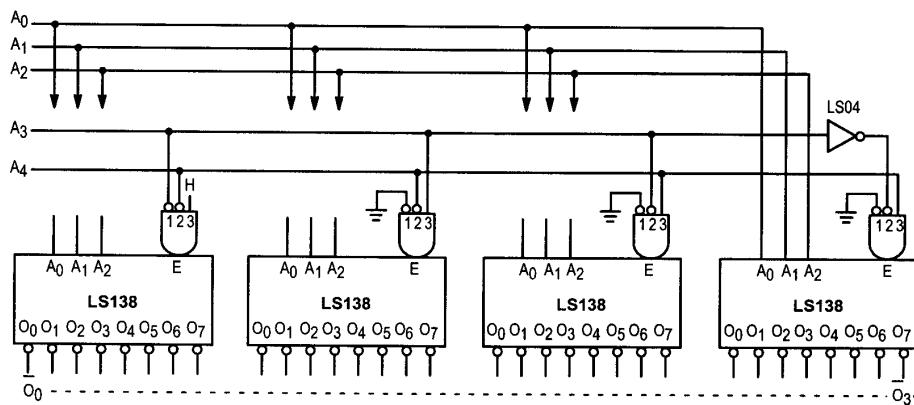


Figure a

SN54/74LS138

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions	
		Min	Typ	Max			
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74		0.8			
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA	
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table	
		74	2.7	3.5	V		
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input HIGH Current			20	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V	
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V	
I _{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V	
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX	
I _{CC}	Power Supply Current			10	mA	V _{CC} = MAX	

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Levels of Delay	Limits			Unit	Test Conditions
			Min	Typ	Max		
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay Address to Output	2		13 27	20 41	ns	V _{CC} = 5.0 V C _L = 15 pF
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay Address to Output	3		18 26	27 39	ns	
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay E ₁ or E ₂ Enable to Output	2		12 21	18 32	ns	
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay E ₃ Enable to Output	3		17 25	26 38	ns	

AC WAVEFORMS

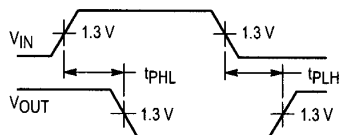


Figure 1

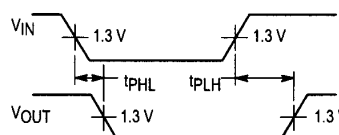


Figure 2

FAST AND LS TTL DATA

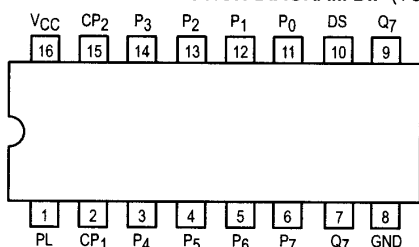
ไอซี 74LS165



8-BIT PARALLEL-TO-SERIAL SHIFT REGISTER

The SN54/74LS165 is an 8-bit parallel load or serial-in register with complementary outputs available from the last stage. Parallel inputting occurs asynchronously when the Parallel Load (PL) input is LOW. With PL HIGH, serial shifting occurs on the rising edge of the clock; new data enters via the Serial Data (DS) input. The 2-input OR clock can be used to combine two independent clock sources, or one input can act as an active LOW clock enable.

CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

PIN NAMES

CP₁, CP₂ Clock (LOW-to-HIGH Going Edge) Inputs
 DS Serial Data Input
 PL Asynchronous Parallel Load (Active LOW) Input
 P₀-P₇ Parallel Data Inputs
 Q₇ Serial Output from Last State (Note b)
 Q₇ Complementary Output (Note b)

LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
CP ₁ , CP ₂	0.5 U.L.	0.25 U.L.
DS	0.5 U.L.	0.25 U.L.
PL	1.5 U.L.	0.75 U.L.
P ₀ -P ₇	0.5 U.L.	0.25 U.L.
Q ₇	10 U.L.	5 (2.5) U.L.
Q ₇	10 U.L.	5 (2.5) U.L.

NOTES:

- a) 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40 μA HIGH/1.6 mA LOW.
- b) The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military (54) and 5 U.L. for Commercial (74) Temperature Ranges.

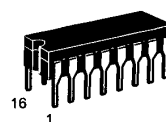
TRUTH TABLE

PL	CP		CONTENTS								RESPONSE
	1	2	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	
L	X	X	P ₀	P ₁	P ₂	P ₃	P ₄	P ₅	P ₆	P ₇	Parallel Entry
H	L	↗	DS	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Right Shift
H	H	↗	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	No Change
H	↗	L	DS	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Right Shift
H	↗	H	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q ₅	Q ₆	Q ₇	No Change

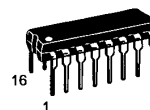
H = HIGH Voltage Level
 L = LOW Voltage Level
 X = Immaterial

SN54/74LS165

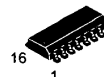
**8-BIT PARALLEL-TO-SERIAL SHIFT REGISTER
 LOW POWER SCHOTTKY**



**J SUFFIX
 CERAMIC
 CASE 620-09**



**N SUFFIX
 PLASTIC
 CASE 648-08**

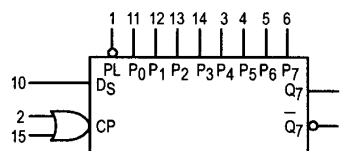


**D SUFFIX
 SOIC
 CASE 751B-03**

ORDERING INFORMATION

- SN54LSXXXJ Ceramic
- SN74LSXXXN Plastic
- SN74LSXXXD SOIC

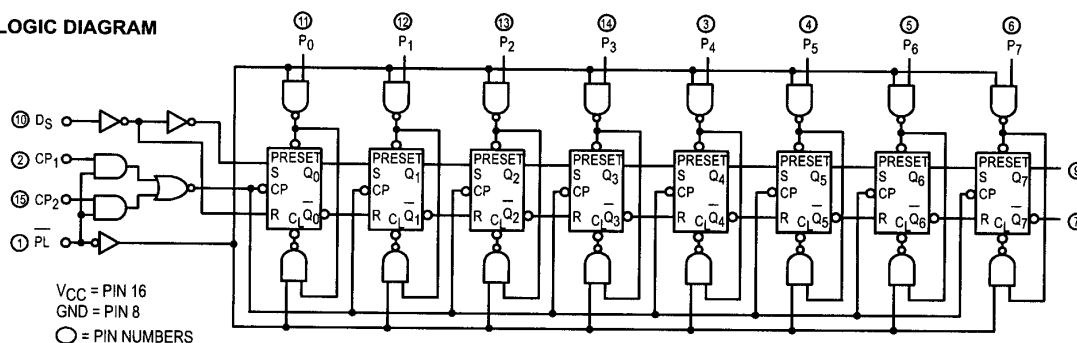
LOGIC SYMBOL



VCC = PIN 16
 GND = PIN 8

SN54/74LS165

LOGIC DIAGRAM



FUNCTIONAL DESCRIPTION

The SN54/74LS165 contains eight clocked master/slave RS flip-flops connected as a shift register, with auxiliary gating to provide overriding asynchronous parallel entry. Parallel data enters when the PL signal is LOW. The parallel data can change while PL is LOW, provided that the recommended setup and hold times are observed.

For clock operation, PL must be HIGH. The two clock inputs perform identically; one can be used as a clock inhibit by

applying a HIGH signal. To avoid double clocking, however, the inhibit signal should only go HIGH while the clock is HIGH. Otherwise, the rising inhibit signal will cause the same response as a rising clock edge. The flip-flops are edge-triggered for serial operations. The serial input data can change at any time, provided only that the recommended setup and hold times are observed, with respect to the rising edge of the clock.

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
VCC	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
TA	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

SN54/74LS165

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions	
		Min	Typ	Max			
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs	
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs	
		74		0.8			
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA	
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table	
		74	2.7	3.5	V		
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74		0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		74		0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input HIGH Current Other Inputs PL Input			20 60	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V	
	Other Inputs PL Input			0.1 0.3	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V	
I _{IL}	Input LOW Current Other Inputs PL Input			-0.4 -1.2	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V	
I _{OS}	Short Circuit Current (Note 1)	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX	
I _{CC}	Power Supply Current			36	mA	V _{CC} = MAX	

Note 1: Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

AC CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
f _{MAX}	Maximum Input Clock Frequency	25	35		MHz	V _{CC} = 5.0 V C _L = 15 pF
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay PL to Output		22 22	35 35	ns	
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay Clock to Output		27 28	40 40	ns	
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay P ₇ to Q ₇		14 21	25 30	ns	
t _{PLH} t _{PHL}	Propagation Delay P ₇ to Q ₇		21 16	30 25	ns	

SN54/74LS165

AC SETUP REQUIREMENTS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Symbol	Parameter	Limits			Unit	Test Conditions
		Min	Typ	Max		
t_W	CP Clock Pulse Width	25			ns	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$
t_W	PL Pulse Width	15			ns	
t_s	Parallel Data Setup Time	10			ns	
t_s	Serial Data Setup Time	20			ns	
t_s	CP ₁ to CP ₂ Setup Time ¹	30			ns	
t_h	Hold Time	0			ns	
t_{rec}	Recovery Time, PL to CP	45			ns	

¹ The role of CP₁ and CP₂ in an application may be interchanged.

DEFINITION OF TERMS:

SETUP TIME (t_s) — is defined as the minimum time required for the correct logic level to be present at the logic input prior to the clock transition from LOW-to-HIGH in order to be recognized and transferred to the outputs.

HOLD TIME (t_h) — is defined as the minimum time following the clock transition from LOW-to-HIGH that the logic level must be maintained at the input in order to ensure continued

recognition. A negative hold time indicates that the correct logic level may be released prior to the clock transition from LOW-to-HIGH and still be recognized.

RECOVERY TIME (t_{rec}) — is defined as the minimum time required between the end of the PL pulse and the clock transition from LOW-to-HIGH in order to recognize and transfer loaded Data to the Q outputs.

AC WAVEFORMS

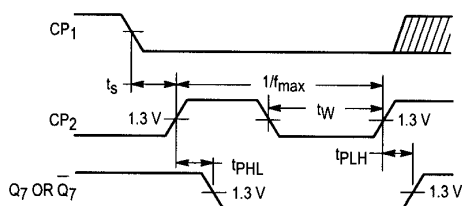


Figure 1

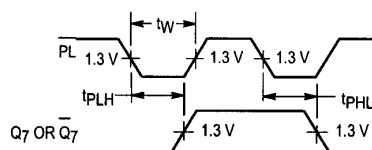


Figure 2

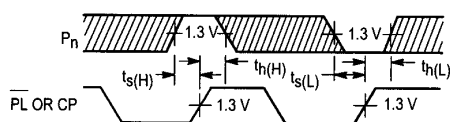


Figure 3

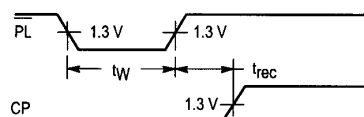


Figure 4

ภาคผนวก ง.

โปรแกรม MATLAB สำหรับการจำลองสถานการณ์การควบคุมความเร็ว
รอบแบบควบคุมอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่ และการควบคุมความ
เร็วรอบแบบแรงดันคงที่ แต่ปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียว


```
#####
%โปรแกรม MATLAB สำหรับการจำลองสถานการณ์เมื่อควบคุมความเร็วรอบแบบ
แรงดันคงที่แต่ปรับเปลี่ยนความถี่เพียงอย่างเดียว
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####
//โปรแกรมสำหรับการคำนวณเพื่อหาค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ที่โหลดและค่าใด ๆ
function slip=speed_fcontrol_spline(f,T) //ประกาศฟังก์ชัน speed_fcontrol_spline
P=4; //จำนวนโพลของมอเตอร์
V=380; //แรงดันคงที่ที่พิกัด(แรงดันระหว่างสาย)
Ns=(120*f)/P; //ค่าความเร็วเชิงโรตอร์ของมอเตอร์(rpm)
Ws=(2*pi*Ns)/60; //ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(rad/sec)

r1=stator_R(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน stator_R
r2=rotor_R(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน rotor_R
L1=stator_L(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน stator_L
L2=rotor_L(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน rotor_L
xm=160.1679; //ค่าความเหนี่ยวนำที่แกนเหล็ก

x1=2*pi*f*L1; //ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์
vph=V/sqrt(3); //แรงดันเฟสที่ป้อนมอเตอร์

A=xm/(x1+xm);
vth=vph*A;
rth=r1*(A*A);
xth=x1;

A=3*vth*vth;
B=2*pi*f*L2;
C=B*B;
D=2*xth*B;
E=(rth*rth)+(xth*xth);
F=2*rth*r2;
G=r2*r2;

K1=T*Ws*C;
K2=T*Ws*D;
K3=T*Ws*E;
K4=(T*Ws*F)-(r2*A);
K5=T*Ws*G;

SOL=[K1 K2 K3 K4 K5];
```

```

slip=roots(SOL);

for i=1:4
    Nm(i,:)=(1-slip(i))*Ns;
end

fprintf('Speed1 = %3f\n Speed2= %3f\n Speed3= %3f\n Speed4= %3f\n',Nm(1),Nm(2),Nm(3),Nm(4));

//เงื่อนไขสำหรับตรวจสอบว่า ค่าความเร็วรอบที่ได้จากการคำนวณทั้ง 4 ค่า ค่าใดถูกต้องที่สุด
if slip(1)>0&slip(1)<0.25
    fprintf('Speed_IM = %3f\n',Nm(1));
end
if slip(2)>0&slip(2)<0.2
    fprintf('Speed_IM = %3f\n',Nm(2));
end
if slip(3)>0&slip(3)<0.25
    fprintf('Speed_IM = %3f\n',Nm(3));
end
if slip(4)>0&slip(4)<0.25
    fprintf('Speed_IM = %3f\n',Nm(4));           //แสดงผลค่าความเร็วรอบที่คำนวณได้
end
return

```

```
#####
%โปรแกรม MATLAB การจำลองสถานการณ์เมื่อควบคุมความเร็วรอบแบบควบคุม
อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่คงที่
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####
//โปรแกรมสำหรับการคำนวณค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อควบคุมความเร็วด้วยวิธี
คงค่าแรงดันต่อความถี่คงที่
function slip=speed_vfcontrol_spline(f,T) //ประกาศฟังก์ชัน speed_vfcontrol_spline
P=4; //จำนวนโพลของมอเตอร์
V=f*7.6 //การคำนวณค่าแรงดันระหว่างสายที่ป้อนมอเตอร์
//โดยรักษา V/f = 7.6 ซึ่งคำนวณจาก 380/50
Ns=(120*f)/P; //ค่าความเร็วเชิงโคจรของมอเตอร์(rpm)
Ws=(2*pi*Ns)/60; //ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ (rad/sec)

r1=stator_R(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน stator_R
r2=rotor_R(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน rotor_R
L1=stator_L(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน stator_L
L2=rotor_L(V); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน rotor_L
xm=160.1679; //ค่าความเหนี่ยวนำที่แกนเหล็ก

x1=2*pi*f*L1; //ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์
vph=V/sqrt(3); //แรงดันเฟสที่ป้อนมอเตอร์
A=xm/(x1+xm);
vth=vph*A;
rth=r1*(A*A);
xth=x1;
A=3*vth*vth;
B=2*pi*f*L2;
C=B*B;
D=2*xth*B;
E=(rth*rth)+(xth*xth);
F=2*rth*r2;
G=r2*r2;

K1=T*Ws*C;
K2=T*Ws*D;
K3=T*Ws*E;
K4=(T*Ws*F)-(r2*A);
K5=T*Ws*G;

SOL=[K1 K2 K3 K4 K5];
```



```

k=round(k);
Ls=C(:,k);
return

#####
%ฟังก์ชัน rotor_R
#####
//โปรแกรมหาค่าความต้านทานที่โรเตอร์ซึ่งได้จากการค้นหาด้วย GA
function Rr=rotor_R(V)                                     //การประกาศฟังก์ชัน rotor_R
format short
load Rr_data                                             //เรียกข้อมูล ค่าความต้านทานที่โรเตอร์ที่ได้จากการ
k=V-60+1;                                               ประมาณด้วยเทคนิคสไลดนิ่งกำลังสาม
k=round(k);
Rr=B(:,k);
return

#####
%ฟังก์ชัน rotor_L
#####
//โปรแกรมหาค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ซึ่งได้จากการค้นหาด้วย GA
function Lr=rotor_L(V)                                    //การประกาศฟังก์ชัน rotor_L
format short
load Lr_data                                             //เรียกข้อมูล ค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ที่ได้จากการ
k=V-60+1;                                               ประมาณด้วยเทคนิคสไลดนิ่งกำลังสาม
k=round(k);
Lr=E(:,k);
return

```

ภาคผนวก จ.

โปรแกรมหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน

```

#####
%โปรแกรม MATLAB สำหรับหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####
function [pt_min,f_use]=search_f(f_min,f_max,T,N,V,f_s)           //ประกาศฟังก์ชัน search_f
n=1;
//วนรอบการทำงานเพื่อหาค่ากำลังงานสูญเสียของมอเตอร์ตั้งแต่ความถี่ f_min ถึงความถี่ f_max
for f=f_min:f_s:f_max
    Pt=loss_spline(f,T,N,V);
    if Pt>=0                                                     //พิจารณาเฉพาะค่ากำลังงานสูญเสียที่มีค่าเป็นบวก
        fl(n)=f;
        Pt1(n)=Pt;                                             //เก็บข้อมูลค่ากำลังงานสูญเสียของแต่ละความถี่
        n=n+1;                                                 //ลำดับของการเก็บข้อมูลในอะเรย์
    else
        end
end

[pt_min,index]=min(Pt1);                                       //ตรวจสอบหาค่าความถี่ที่เหมาะสมที่สุด
f_use=fl(index);                                               สำหรับประหยัดพลังงาน โดยอยู่บนเงื่อนไขที่ค่ากำลังงาน
return                                                         สูญเสียต้องมีค่าน้อยที่สุด

#####
%ฟังก์ชัน loss_spline
#####
function Pt=loss_spline(f,T,N,V)                               //ประกาศฟังก์ชัน loss_spline
P=4;                                                           //จำนวนโพลของมอเตอร์
Ns=(120*f)/P;                                                 //ความเร็วเชิงโคโรนัสของมอเตอร์(rpm)
Ws=(2*pi*Ns)/60;                                             //ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(rad/sec)
r1=stator_R(V);                                              //ดูรายละเอียดฟังก์ชันได้จากภาคผนวก ง.
r2=rotor_R(V);
L1=stator_L(V);
L2=rotor_L(V);

Lm=160.1679/(2*pi*50);                                       //ค่าความเหนี่ยวนำที่แกนเหล็ก
rm=3.3114*10^3;                                              //ค่าความต้านทานที่แกนเหล็ก
s=(Ns-N)/Ns;                                                 //ค่าสลิป

Z1=r1+((2*pi*f*L1)*j);
Z2=(r2/s)+((2*pi*s*f*L2)*j);
Zm=(rm*2*j*pi*f*Lm)/(rm+((2*pi*f*Lm)*j));
Zt=(Z1*Z2)+(Z1*Zm)+(Z2*Zm);

```

```
A=(Z2+Zm)/Zm;
```

```
B=abs(A);
```

```
C=abs(Z2);
```

```
D=T*Ws*s/r2;
```

```
Pt=D*((B*B*r1)+r2+((C*C)/rm));
```

```
//การคำนวณค่ากำลังงานสูญเสีย
```

```
return
```



```

#####
%โปรแกรมภาษาซี สำหรับหาค่าความถี่ที่เหมาะสมสำหรับประหยัดพลังงาน
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####

//Header file SEARCH_FREQ.H//

#define pi 3.14159
//ฟังก์ชันสำหรับการหาค่าต่ำสุด
//*****//
//                               Function for finding minimum value                               //
//*****//

#ifdef __cplusplus
    int min (int value1, int value2);
    int min(int value1, int value2)
    {
        return ((value1 < value2) ? value1 : value2);
    }
#endif

//*****//

//ฟังก์ชันสำหรับการคำนวณหาค่าความถี่ที่เหมาะสมที่สุดที่ทำให้กำลังงานสูญเสียมีค่าน้อยที่สุด
//*****//
//                               Function to findind frequency for minimize losses                               //
//*****//

float search_f(float f_min, float f_s, float f_max, float T, float N, float volt) //การประกาศฟังก์ชัน search_f
{
//Declaration//
int loss(float f, float T, float N, float volt);
int n,i;
float f1[800],Pt1[800],first,second,compare,f_use,Pt_min,f,Pt;

n=1;
//printf("n1= %d\n", n);
//*****//
//                               Initial parameters value                               //
//*****//
for (i=0;i<=800;i++) //การจองเนื้อที่สำหรับเก็บข้อมูล
{
    f1[i]=0.00; //เก็บข้อมูลค่าความถี่
    Pt1[i]=0.00; //เก็บข้อมูลค่ากำลังงานสูญเสีย
}
//*****//

```

```

//โปรแกรมสำหรับการวนรอบการคำนวณเพื่อหาค่าความถี่ที่เหมาะสมที่สุด
// LOOP FOR SEARCHING FREQUENCY //
for (f=f_min; f<f_max; f=f+f_s)
{
// printf("f= %f\n", f);
Pt=loss(f,T,N,volt);
// printf("Pt= %f\n", Pt);
//f1[0]=10000.00;
Pt1[0]=10000.00;

if (Pt>=0.00)
{
if (Pt>=10000.00)
{
Pt=3000.00;
}

f1[n]=f;
Pt1[n]=Pt;
first=Pt1[n-1];
second=Pt1[n];
compare=min(first,second); // MINIMUM FUNCTION //
if (compare==second)
{
f_use=f1[n];
Pt_min=Pt1[n];
}
else
{

f_use=f1[n-1];
Pt_min=Pt1[n-1];
//printf("f_use= %f\n", f_use);
printf("Pt_min= %f\n", Pt_min);
//printf("n= %d\n", n);
break;

}

n=n+1;
}
//else

```

//การเรียกใช้ฟังก์ชัน loss เพื่อคำนวณหา
ค่ากำลังงานสูญเสีย

//พิจารณาเฉพาะค่ากำลังงานสูญเสีย
ที่มีค่าเป็นบวกเท่านั้น

//การเปรียบเทียบค่ากำลังงานสูญเสีย
เพื่อหาค่ากำลังงานสูญเสียน้อยที่สุด

//n คือ ลำดับในการจัดเก็บข้อมูล

```

//printf("sorry\n");
}
return(f_use);
}
//*****//

//โปรแกรมสำหรับคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสีย
//*****//
//                               Function for findind power losses                               //
//*****//
int loss(float f, float T, float N, float volt) //การประกาศฟังก์ชัน loss
{

//*****//
//                               Declaration for this program (local)                               //
//*****//

float Rs,Rr,Ls,Lr,P;
float Ns,Ws,Lm,Rm,s,re,im,re2,im2,re3,im3,re4,im4,B,C,D,Pot;
int result,result1,result2,result3;
int lookRs(float);
int lookRr(float);
int lookLs(float);
int lookLr(float);
//*****//

//ตารางเก็บข้อมูลค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ซึ่งแปรเปลี่ยนตามค่าแรงดันที่สเตเตอร์โดยเก็บข้อมูลในรูปแบบของอะเรย์
//*****//
//                               Table for stator resistance                               //
//*****//

float Rs_data[221]={14.8863,14.6131,14.3697,14.1549,13.9673,13.8057,
13.6689,13.5556,13.4646,13.3946,13.3444,13.3127,13.2982,13.2998,13.3161,
13.3459,13.3880,13.4410,13.5038,13.5751,13.6537,13.7382,13.8275,13.9203,
14.0153,14.1113,14.2071,14.3013,14.3927,14.4801,14.5623,14.6379,14.7057,
14.7645,14.8131,14.8501,14.8743,14.8844,14.8793,14.8577,14.8182,14.7602,
14.6848,14.5936,14.4883,14.3706,14.2420,14.1043,13.9590,13.8078,13.6525,
13.4945,13.3356,13.1774,13.0215,12.8697,12.7234,12.5845,12.4545,12.3350,
12.2278,12.1340,12.0528,11.9832,11.9238,11.8736,11.8313,11.7957,11.7656,
11.7399,11.7174,11.6969,11.6771,11.6570,11.6353,11.6108,11.5823,11.5487,
11.5087,11.4612,11.4050,11.3393,11.2648,11.1827,11.0942,11.0004,10.9024,

```

```

10.8015,10.6988,10.5954,10.4925,10.3912,10.2928,10.1983,10.1089,10.0258,
9.9501,9.8830,9.8257, 9.7792,9.7448,9.7232,9.7135,9.7144,9.7247,9.7430,9.7681,
9.7987,9.8335,9.8712,9.9105,9.9502,9.9889,10.0254,10.0584,10.0865,10.1086,
10.1233,10.1293,10.1254,10.1102,10.0830,10.0446,9.9967,9.9406,9.8779,9.8098,
9.7380,9.6639,9.5888,9.5144,9.4420,9.3731,9.3091,9.2515,9.2018,9.1615,9.1319,
9.1145,9.1108,9.1222,9.1498,9.1927,9.2494,9.3186,9.3990,9.4892,9.5878,9.6935,
9.8049,9.9207,10.0395,10.1599, 10.2806,10.4003,10.5175,10.6309,10.7391,10.8408,
10.9347,11.0193,11.0936,11.1574,11.2109,11.2542,11.2875,11.3108,11.3245,11.3285,
11.3230,11.3081,11.2841,11.2510,11.2090,11.1582,11.0988,11.0308,10.9545,10.8700,
10.7774,10.6768,10.5685,10.4532,10.3317 ,10.2048,10.0731,9.9377,9.7991,9.6583,
9.5159,9.3728,9.2299,9.0877, 8.9473,8.8093,8.6745,8.5437,8.4177,8.2973, 8.1833,
8.0765,7.9777,7.8875,7.8070 ,7.7367,7.6776,7.6303,7.5958,7.5747, 7.5679,7.5762,
7.6003,7.6410,7.6992 ,7.7755,7.8709,7.9861, 8.1218,8.2789 , 8.4581,8.6603};
//*****//

```

```

//ตารางเก็บข้อมูลค่าความต้านทานที่โรเตอร์ซึ่งแปรเปลี่ยนตามค่าแรงดันที่สแตเตอร์โดยเก็บข้อมูลในรูปแบบของอะเรย์

```

```

//*****//
//
// Table for rotor resistance
//
//*****//

```

```

float Rr_data[221]={4.7375, 4.7920, 4.8440, 4.8935, 4.9406, 4.9853 ,
5.0277,5.0678, 5.1057, 5.1414 , 5.1750, 5.2065, 5.2360, 5.2636,
5.2892, 5.3130, 5.3349, 5.3551, 5.3736, 5.3905, 5.4057,
5.4194, 5.4316 , 5.4423, 5.4516, 5.4596, 5.4663 , 5.4718,
5.4761, 5.4792, 5.4812, 5.4822, 5.4823 , 5.4814 , 5.4796
,5.4770 , 5.4736, 5.4694 , 5.4647 , 5.4593 , 5.4533 , 5.4468
,5.4399 , 5.4329, 5.4257 , 5.4187, 5.4119 , 5.4055, 5.3996,
5.3944, 5.3901, 5.3867, 5.3845, 5.3836, 5.3841, 5.3862,
5.3901, 5.3958 , 5.4036, 5.4136, 5.4260 , 5.4408, 5.4581,
5.4778, 5.4998, 5.5240 , 5.5505, 5.5791 , 5.6098, 5.6426
,5.6773, 5.7139 , 5.7525, 5.7928, 5.8348 , 5.8786, 5.9240,
5.9709, 6.0194, 6.0694 , 6.1207, 6.1733, 6.2269, 6.2810,
6.3352, 6.3892, 6.4426, 6.4950, 6.5459 , 6.5950 , 6.6418,
6.6861, 6.7273 , 6.7651 , 6.7991 , 6.8290 , 6.8542 , 6.8744,
6.8892, 6.8983 , 6.9012, 6.8976, 6.8882, 6.8736 , 6.8545,
6.8314, 6.8053, 6.7766, 6.7462 , 6.7146, 6.6827 , 6.6509,
6.6201, 6.5909, 6.5640, 6.5401 , 6.5198 , 6.5039, 6.4931,
6.4879 , 6.4891, 6.4972, 6.5115, 6.5314, 6.5560, 6.5846,
6.6163 , 6.6504, 6.6862 , 6.7227 , 6.7594, 6.7953, 6.8297,
6.8618 , 6.8909, 6.9161 , 6.9367, 6.9518, 6.9608, 6.9628,

```

```

6.9571, 6.9431, 6.9214, 6.8928, 6.8580, 6.8179, 6.7733,
6.7250, 6.6737, 6.6203, 6.5656, 6.5104, 6.4554, 6.4016,
6.3496, 6.3003, 6.2544, 6.2129, 6.1764, 6.1458, 6.1219,
6.1053, 6.0957, 6.0926, 6.0956, 6.1042, 6.1180, 6.1364,
6.1589, 6.1853, 6.2148, 6.2472, 6.2819, 6.3184, 6.3563,
6.3951, 6.4343, 6.4735, 6.5122, 6.5499, 6.5861, 6.6206,
6.6531, 6.6838, 6.7126, 6.7395, 6.7646, 6.7879, 6.8094
, 6.8290, 6.8470, 6.8631, 6.8775, 6.8902, 6.9012, 6.9105,
6.9181, 6.9240, 6.9283, 6.9310, 6.9321, 6.9315, 6.9294
, 6.9257, 6.9204, 6.9137, 6.9054, 6.8955, 6.8842, 6.8715,
6.8572, 6.8416, 6.8245, 6.8060, 6.7860, 6.7648, 6.7421,
6.7181, 6.6928, 6.6662, 6.6382};

```

```

//*****//

```

```

//ตารางเก็บข้อมูลค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ซึ่งแปรเปลี่ยนตามค่าแรงดันที่สเตเตอร์โดยเก็บข้อมูลในรูปแบบของอะเรย์

```

```

//*****//

```

```

//                               Table for stator inductance                               //

```

```

//*****//

```

```

float Ls_data[221]={ 0.0427, 0.0422, 0.0416, 0.0410, 0.0404, 0.0398, 0.0392,
0.0386, 0.0380, 0.0374, 0.0367, 0.0361, 0.0355, 0.0349,
0.0343, 0.0337, 0.0332, 0.0326, 0.0320, 0.0315, 0.0309,
0.0304, 0.0299, 0.0294, 0.0289, 0.0285, 0.0281, 0.0276,
0.0273, 0.0269, 0.0265, 0.0262, 0.0259, 0.0257, 0.0255
, 0.0253, 0.0251, 0.0250, 0.0249, 0.0248, 0.0248, 0.0248,
0.0249, 0.0250, 0.0251, 0.0253, 0.0255, 0.0257, 0.0260,
0.0262, 0.0266, 0.0269, 0.0273, 0.0276, 0.0281, 0.0285,
0.0289, 0.0294, 0.0299, 0.0304, 0.0309, 0.0315, 0.0320,
0.0326, 0.0331, 0.0337, 0.0342, 0.0348, 0.0353, 0.0358,
0.0363, 0.0368, 0.0373, 0.0377, 0.0381, 0.0385, 0.0388,
0.0391, 0.0393, 0.0395, 0.0396, 0.0397, 0.0397, 0.0397,
0.0396, 0.0395, 0.0393, 0.0391, 0.0389, 0.0387, 0.0385,
0.0382, 0.0380, 0.0377, 0.0374, 0.0372, 0.0369, 0.0367,
0.0365, 0.0363, 0.0361, 0.0360, 0.0359, 0.0358, 0.0358,
0.0357, 0.0357, 0.0357, 0.0357, 0.0357, 0.0357, 0.0358,
0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0357,
0.0357, 0.0356, 0.0355, 0.0353, 0.0352, 0.0350, 0.0348,
0.0346, 0.0343, 0.0341, 0.0339, 0.0337, 0.0335, 0.0333,
0.0331, 0.0329, 0.0327, 0.0326, 0.0325, 0.0324, 0.0323,
0.0323, 0.0323, 0.0324, 0.0324, 0.0325, 0.0327, 0.0328,

```

```

0.0329, 0.0331, 0.0332, 0.0333, 0.0334, 0.0335, 0.0336,
0.0336, 0.0336, 0.0335, 0.0334, 0.0333, 0.0331, 0.0328,
0.0325, 0.0321, 0.0317, 0.0312, 0.0307, 0.0301, 0.0296,
0.0290, 0.0285, 0.0279, 0.0274, 0.0269, 0.0265, 0.0260,
0.0257, 0.0254, 0.0252, 0.0250, 0.0250, 0.0250, 0.0252,
0.0255, 0.0258, 0.0262, 0.0268, 0.0274, 0.0280, 0.0287,
0.0295, 0.0303, 0.0311, 0.0320, 0.0329, 0.0338, 0.0348,
0.0357, 0.0366, 0.0375, 0.0384, 0.0393, 0.0401, 0.0409,
0.0416, 0.0423, 0.0430, 0.0435, 0.0440, 0.0444, 0.0447,
0.0449, 0.0450, 0.0450, 0.0449, 0.0447, 0.0443, 0.0438,
0.0431, 0.0423, 0.0414, 0.0402};
//*****//

```

```

//ตารางเก็บข้อมูลค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ซึ่งแปรเปลี่ยนตามค่าแรงดันที่สเตเตอร์โดยเก็บข้อมูลในรูปแบบของอะเรย์
//*****//
//
//                               Table for rotor inductance                               //
//*****//

```

```

float Lr_data[221]={ 0.0441, 0.0441, 0.0441, 0.0440, 0.0440, 0.0439, 0.0438,
0.0436, 0.0435, 0.0433, 0.0431, 0.0429, 0.0427, 0.0424,
0.0422, 0.0419, 0.0417, 0.0414, 0.0411, 0.0408, 0.0405,
0.0402, 0.0399, 0.0396, 0.0393, 0.0391, 0.0388, 0.0385,
0.0382, 0.0379, 0.0377, 0.0374, 0.0372, 0.0370, 0.0368,
0.0366, 0.0364, 0.0362, 0.0361, 0.0360, 0.0359, 0.0358,
0.0358, 0.0358, 0.0357, 0.0357, 0.0357, 0.0358, 0.0358,
0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0358, 0.0357, 0.0357,
0.0356, 0.0355, 0.0354, 0.0352, 0.0350, 0.0348, 0.0346,
0.0343, 0.0340, 0.0337, 0.0333, 0.0330, 0.0327, 0.0324,
0.0321, 0.0319, 0.0316, 0.0314, 0.0313, 0.0312, 0.0311,
0.0312, 0.0313, 0.0314, 0.0317, 0.0320, 0.0324, 0.0329,
0.0334, 0.0340, 0.0346, 0.0352, 0.0359, 0.0365, 0.0372,
0.0378, 0.0385, 0.0391, 0.0396, 0.0402, 0.0406, 0.0410,
0.0413, 0.0415, 0.0416, 0.0417, 0.0416, 0.0414, 0.0412,
0.0409, 0.0405, 0.0401, 0.0397, 0.0392, 0.0387, 0.0383,
0.0378, 0.0374, 0.0369, 0.0366, 0.0363, 0.0360, 0.0358,
0.0357, 0.0357, 0.0358, 0.0360, 0.0363, 0.0367, 0.0371,
0.0375, 0.0380, 0.0386, 0.0391, 0.0396, 0.0401, 0.0406,
0.0411, 0.0415, 0.0418, 0.0421, 0.0423, 0.0424, 0.0424,
0.0422, 0.0420, 0.0416, 0.0411, 0.0405, 0.0399, 0.0392,
0.0384, 0.0376, 0.0368, 0.0359, 0.0351, 0.0343, 0.0335,

```

```

0.0327, 0.0320, 0.0314, 0.0308, 0.0304, 0.0301, 0.0298,
0.0297, 0.0298, 0.0299, 0.0302, 0.0305, 0.0309, 0.0314,
0.0320, 0.0326, 0.0332, 0.0338, 0.0345, 0.0352, 0.0358,
0.0364, 0.0370, 0.0376, 0.0381, 0.0385, 0.0389, 0.0391,
0.0393, 0.0394, 0.0394, 0.0393, 0.0392, 0.0390, 0.0388,
0.0385, 0.0381, 0.0377, 0.0373, 0.0368, 0.0363, 0.0358,
0.0352, 0.0347, 0.0341, 0.0335, 0.0329, 0.0323, 0.0317,
0.0311, 0.0305, 0.0299, 0.0294, 0.0289, 0.0284, 0.0279,
0.0275, 0.0271, 0.0268, 0.0266, 0.0263, 0.0262, 0.0261,
0.0261, 0.0262, 0.0263, 0.0265};

```

```

//*****

```

```

P=4.00;
Ns=(120.00*f)/P;
Ws=(2.00*pi*Ns)/60.00;
if (volt>280.00)
{
volt=280.00;
}
result=lookRs(volt);
Rs=Rs_data[result];
//printf("index %d\n", result);
//printf("Stator resistanc %f\n", Rs);
result1=lookRr(volt);
Rr=Rr_data[result1];
//printf("index %d\n", result1);
//printf("Rotor resistanc %f\n", Rr);
result2=lookLs(volt);
Ls=Ls_data[result2];
//printf("index %d\n", result2);
//printf("Stator inductance %f\n", Ls);
result3=lookLr(volt);
Lr=Lr_data[result3];
//printf("index %d\n", result3);
//printf("Rotor inductance %f\n", Lr);
Lm=160.1679/(2.00*pi*50.00);
Rm=3.3114*1000.00;
s=(Ns-N)/Ns;
//printf("s= %f\n", s);
if (s==0.00)

```

```

//จำนวนโพลของมอเตอร์
//ความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์(rpm)
//ความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์(rad/sec)
//การคำนวณจําคัดแรงดันระหว่างสายที่
ป้อนเข้ามอเตอร์เพียง 280 Vrms ทั้งนี้
เนื่องจากข้อจํากัดของเครื่องมือ

```

```

//เรียกใช้ฟังก์ชัน lookRs เพื่อหาค่า
ความต้านทานที่สเตเตอร์ที่แปรเปลี่ยน
ตามแรงดันที่สเตเตอร์

```

```

//เรียกใช้ฟังก์ชัน lookRr เพื่อหาค่า
ความต้านทานที่โรเตอร์ที่แปรเปลี่ยน
ตามแรงดันที่สเตเตอร์

```

```

//เรียกใช้ฟังก์ชัน lookLs เพื่อหาค่า
ความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ที่แปรเปลี่ยน
ตามแรงดันที่สเตเตอร์

```

```

//เรียกใช้ฟังก์ชัน lookLr เพื่อหาค่า
ความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ที่แปรเปลี่ยน
ตามแรงดันที่สเตเตอร์

```

```

//ค่าความเหนี่ยวนำที่แกนเหล็ก
//ค่าความต้านทานที่แกนเหล็ก
//ค่าสลิป

```

```

s=0.00001;
re=Rs;
im=2.00*pi*f*Ls;
complex Zs=complex(re,im); //การเรียกใช้ฟังก์ชัน complex เนื่อง
                             จากกรคำนวณอยู่ในรูปแบบของ
                             จำนวนเชิงซ้อน

re2=Rr/s;
im2=2.00*pi*s*f*Lr;
complex Zr=complex(re2,im2);

re3=0.00;
im3=2.00*pi*Rm*f*Lm;
complex Z3=complex(re3,im3);

re4=Rm;
im4=2.00*pi*f*Lm;
complex Z4=complex(re4,im4);
complex Zm=Z3/Z4;
complex A=(Zr+Zm)/Zm;

B=abs(A); //คำสั่งสำหรับการหาขนาดของจำนวน
C=abs(Zr); //เชิงซ้อน
D=T*Ws*(s/Rr);

Pot=D*((B*B*Rs)+Rr+((C*C)/Rm)); //การคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสีย
return(Pot); //ที่เกิดขึ้น
}
//*****

//โปรแกรมสำหรับการค้นหาค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่สเตเตอร์
//*****

//                               Function look up table for Rs                               //
//*****

int lookRs(float volt) //การประกาศฟังก์ชัน lookRs
{
    int B;
    float k;
    k=volt-60.00;
    B=ceil(k);
    return(B);
}
//*****

```



```

//โปรแกรมสำหรับการค้นหาค่าความต้านทานที่โรเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่สเตเตอร์
//*****//
//                               Function look up table for Rr                               //
//*****//
int lookRr(float volt)                                     //การประกาศฟังก์ชัน lookRr
{
    int B2;
    float k2;
    k2=volt-60.00;
    B2=ceil(k2);
    return(B2);
}
//*****//

//โปรแกรมสำหรับการค้นหาค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่สเตเตอร์
//*****//
//                               Function look up table for Ls                               //
//*****//
int lookLs(float volt)                                   //การประกาศฟังก์ชัน lookLs
{
    int B3;
    float k3;
    k3=volt-60.00;
    B3=ceil(k3);
    return(B3);
}
//*****//

//โปรแกรมสำหรับการค้นหาค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ที่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่สเตเตอร์
//*****//
//                               Function look up table for Lr                               //
//*****//
int lookLr(float volt)                                   //การประกาศฟังก์ชัน lookLr
{
    int B4;
    float k4;
    k4=volt-60.00;
    B4=ceil(k4);
    return(B4);
}
//*****//

```

ภาคผนวก ฉ.

โปรแกรมควบคุมการทำงานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

รายละเอียดในภาคผนวก ฉ. เป็นการอธิบายโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี และโปรแกรมภาษาซี ที่ควบคุมการทำงานของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในงานวิจัยวิทยานิพนธ์ โดยโปรแกรมภาษาแอสเซมบลีนี้ ใช้ควบคุมการทำงานไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 ของบริษัท atmel รุ่น AT89S8252

#####

%โปรแกรมภาษาแอสเซมบลี สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรขอปเปอร์
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

#####

```

ORG    0000H
JMP    START

ORG    000BH
JMP    INT_TIMER0

ORG    0100H
START:CLR    EA                //กำหนดให้ปิด EA ของรีจิสเตอร์ IE เป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึง ไม่มีการขัดจังหวะ
CLR    EX0                //ยัง ไม่มีการจับเวลาใน โหมดTimer 0
CLR    TR0                //นำค่า 30H ไปไว้ที่ stack pointer
MOV    SP,#30H            //นำค่า 0FFH ไปไว้ที่พอร์ต P0
MOV    P0,#0FFH           //นำค่า 0FFH ไปไว้ที่พอร์ต P1
MOV    P1,#0FFH           //นำค่า 0FFH ไปไว้ที่พอร์ต P2
MOV    P2,#0FFH           //นำค่า 0FFH ไปไว้ที่พอร์ต P3
MOV    P3,#0FFH           //NOW_COUNT เท่ากับ 00H
MOV    NOW_COUNT,#00H

CALL   START_LOAD         //เรียกใช้งานโปรแกรมย่อย START_LOAD

MOV    TMOD,#00000001B    //กำหนดโหมดการทำงานของ Timer 0 เป็น โหมด 1
SETB   ET0                //กำหนดให้มีการขัดจังหวะของ Timer0
SETB   EA                 //กำหนดให้ปิด EA ของรีจิสเตอร์ IE เป็น 1 ซึ่งหมายถึง เริ่มมีการขัดจังหวะ
SETB   TF0                //กำหนดให้มีการโอเวอร์โฟลว์ของ Timer0
SETB   TR0                //เริ่มการทำงานของ Timer0

LOOP:  MOV    A,P3
XRL   A,#ID_CODE          //ทำการ EX-OR ค่า 0AH (ID_CODE) กับ A ถ้าข้อมูลที่รับเข้ามาไม่ใช่ ID_CODE ให้วนรอบการรับข้อมูลจนกว่าข้อมูลที่รับเข้ามาจะถูกต้อง
JNZ   LOOP                //คำสั่งสำหรับการวนรอบเพื่อรับข้อมูลใหม่ทางพอร์ต 3 เมื่อ A ไม่เท่ากับ 0

DATA_COMM: CALL   RECV_DATA //เรียกใช้งานโปรแกรมย่อย RECV_DATA
          CALL   ENCODER    //เรียกใช้งานโปรแกรมย่อย ENCODER

```

```

CALL    LOAD_DATA          //เรียกใช้งานโปรแกรมย่อย ENCODER
JMP     LOOP              //กระโดดไปที่โปรแกรมย่อย LOOP

*****

Received Data
*****

RECV_DATA:  MOV     A,P3          //ตรวจสอบข้อมูลที่รับมาทางพอร์ต P3 ว่าถูกต้องหรือไม่ โดยมีการเปรียบ
            XRL    A,#ID_CODE     //เทียบกับค่า ID_CODE
            JZ     RECV_DATA      //ถ้า A เป็นศูนย์ให้กระโดดไปที่โปรแกรมย่อย RECV_DATA

            MOV    R0,#DATA_0     //DATA_0 เท่ากับ 50H (R0 คือ แอดเดรส)
            MOV    R1,#08H        //จำนวนรอบของการทำงานหรือจำนวนรอบการวนลูป
            MOV    R2,#01H        //R2 คือ ลำดับของข้อมูล

_R_DATA00:  MOV     A,P3          //ตรวจสอบข้อมูลที่รับมาทางพอร์ต P3 ว่าถูกต้องหรือไม่ โดยมีการเปรียบ
            XRL    A,#ID_CODE     //เทียบกับค่า ID_CODE
            JZ     RECV_DATA

            MOV    A,#80H         //นำค่า 80H ไปไว้ที่ A
            DJNZ  Acc,S          //ทำการหน่วงเวลา

            MOV    A,P3          //รับข้อมูลอินพุตทางพอร์ต P3
            SWAP  A              //สลับข้อมูลระหว่าง 4 บิตบนกับ 4 บิตล่าง
            ANL   A,#0FH         //นำค่า 4 บิตล่างไว้ที่ A
            XRL   A,R2          //ถ้าค่าใน A เหมือนกับค่า R2 ค่า A จะมีค่าเป็น 1
            JNZ   _R_DATA00

_OK_DATA:   MOV     A,P3          //รับข้อมูลอินพุตทางพอร์ต P3
            MOV    @R0,A         //นำค่าใน A ไว้ที่ตำแหน่งแอดเดรสของ R0 (ซึ่ง R0 = 50 H)
            INC   R0            //เลื่อนตำแหน่งที่แอดเดรสถัดไป
            INC   R2            //เลื่อนลำดับข้อมูลเป็นข้อมูลถัดไป
            DJNZ  R1,_R_DATA00   //ลดค่า R1 และถ้า R1 มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ให้ไปที่
            //โปรแกรมย่อย _R_DATA00 เพื่อรับข้อมูลใหม่

_R_DATA_X:  MOV     A,#00H
            MOV    P_BACK,A      //P_BACK คือ P0
            CALL  ACK_DELAY      //เรียกโปรแกรมย่อย ACK_DELAY
            MOV    A,#0FFH
            MOV    P_BACK,A
            RET

```

Encoder Data

```

ENCODER:      MOV    R0,#DATA_0      //เป็นโปรแกรมย่อยสำหรับถอดรหัส
              MOV    R1,#R_TEMP_MSB  // R_TEMP_MSB เท่ากับ 26H
              MOV    R2,#04H        //R2 คือ จำนวนรอบของการวนลูป
_ENCODE00:    MOV    A,@R0          //นำข้อมูลจากตำแหน่ง R0 ไว้ที่ A
              ANL    A,#0FH         //นำค่าข้อมูล 4 บิตล่างไว้ที่ A
              SWAP   A              //สลับข้อมูลระหว่าง 4 บิตบนกับ 4 บิตล่าง
              MOV    B,A
              INC    R0              //เพิ่มแอดเดรสเป็นตำแหน่งถัดไป
              MOV    A,@R0
              ANL    A,#0FH
              ORL    A,B            //ทำการ OR ข้อมูลระหว่าง A กับ B
              INC    R0
              MOV    @R1,A          //นำข้อมูลจาก A ไปไว้ที่ตำแหน่งแอดเดรสของ R1
              INC    R1              //เพิ่มตำแหน่งแอดเดรสเป็นตำแหน่งถัดไป
              DJNZ   R2,_ENCODE00   //ลดค่า R2 และถ้า R2 มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ให้ไปที่
                                      โปรแกรมย่อย _ENCODE00

              RET

```

Load Data

```

LOAD_DATA:    MOV    R_TIME_HON,R_TEMP_MSB
              MOV    R_TIME_LON,R_TEMP_MID
              MOV    R_TIME_HOFF,R_TEMP_LSB
              MOV    R_TIME_LOFF,R_TEMP_SUM
              RET

```

Acknowledge Delay

```

ACK_DELAY:    CLR    A
              MOV    B,A
ACK_DLY00:    DJNZ   Acc,ACK_DLY00
              DJNZ   B,ACK_DLY00
              RET

```

Timer0 Delay

Not Turn off Timer0 for Run All Time

```

INT_TIMER0:   CLR     TR0           //กำหนดให้ TR0 เป็น 0 ซึ่งหมายถึง ยังไม่เริ่มจับเวลา
              MOV     TH0,R_TIME_HOFF //โหลดข้อมูลจาก R_TIME_HOFF มาไว้ที่ TH0
              MOV     TL0,R_TIME_LOFF //โหลดข้อมูลจาก R_TIME_LOFF มาไว้ที่ TL0
              JB      NOW_COUNT.0,_LOAD_INT //กระโดดไปที่โปรแกรมย่อย _LOAD_INT เมื่อค่าในตำแหน่งของบิต
              NOW_COUNT.0 มีค่าเป็น 1
              MOV     TH0,R_TIME_HON  //โหลดข้อมูลจาก R_TIME_HON มาไว้ที่ TH0
              MOV     TL0,R_TIME_LON  //โหลดข้อมูลจาก R_TIME_LON มาไว้ที่ TL0
_LOAD_INT:    SETB    TR0           //เริ่มจับเวลา
              INC     NOW_COUNT      //เพิ่มค่า NOW_COUNT
              CALL    OUT_PORT      //เรียกใช้โปรแกรมย่อย OUT_PORT
X_TIMER0:     RETI
  
```

Sending Data to Port3

```

OUT_PORT:     PUSH   Acc           //นำค่า Acc ไปเก็บไว้ที่ stack pointer
              CLR    A
              JNB    NOW_COUNT.0,_OUT_PORT //กระโดดไปที่โปรแกรมย่อย _OUT_PORT เมื่อค่าในตำแหน่งของบิต
              NOW_COUNT.0 มีค่าเป็น 1
              CPL    A
_LOAD_PORT:   MOV    P2,A          //นำข้อมูลจาก A ไปที่พอร์ต P2
              POP    Acc          //ดึงค่า Acc ออกจาก stack pointer
              RET
  
```

Read Data From PORT and Save to EEPROM

```

START_LOAD:   MOV    DPTR,#CT_ON    //นำค่า CT_ON ซึ่งเป็นข้อมูล 16 บิต ไปไว้ที่ DPTR
              MOV    R_TIME_HON,DPH //นำค่า DPH มาไว้ที่ R_TIME_HON
              MOV    R_TIME_LON,DPL //นำค่า DPL มาไว้ที่ R_TIME_LON
              MOV    DPTR,#CT_OFF   //นำค่า CT_OFF ซึ่งเป็นข้อมูล 16 บิต ไปไว้ที่ DPTR
              MOV    R_TIME_HOFF,DPH //นำค่า DPH มาไว้ที่ R_TIME_HOFF
              MOV    R_TIME_LOFF,DPL //นำค่า DPL มาไว้ที่ R_TIME_LOFF
              RET
  
```

```

MC_ON EQU     450                //Min=10 Max=890 (ค่ารอบการทำงานของวงจรถอบเปอร์)
CT_ON EQU     0-MC_ON            //Min 30uSec = FFF0H ,Max 100% = FC88H (ค่า T_ON)
  
```

```
CT_OFF EQU 0-900+MC_ON //Constance = #FC88H (ค่า T_OFF)
ID_CODE EQU 0AH
P_BACK EQU P0
*****
NOW_COUNT EQU 20H
R_TIME_HON EQU 21H
R_TIME_LON EQU 22H
R_TIME_HOFF EQU 23H
R_TIME_LOFF EQU 24H

R_TEMP_MSB EQU 26H
R_TEMP_MID EQU 27H
R_TEMP_LSB EQU 28H
R_TEMP_SUM EQU 29H

DATA_0 EQU 50H
END
```

```

#####
%โปรแกรมภาษาแอสเซมบลี สำหรับควบคุมการทำงานของวงจรถอนแวนเดอร์
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####

ORG 0000H //ตำแหน่งหน่วยความจำเริ่มต้นของ START
JMP START

ORG 000BH //ตำแหน่งหน่วยความจำเริ่มต้นของ INT_TIMER0
JMP INT_TIMER0

ORG 0100H
START:CLR EA //กำหนดให้บิต EA ของรีจิสเตอร์ IE เป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึง
//ไม่มีการขัดจังหวะ

MOV SP,#40H //นำค่า 40H มาไว้ที่ stack pointer
INITIAL:CLR TR0 //ยังไม่มีกรจับเวลาในโหมดTimer 0
MOV P0,#0FFH //เป็นการกำหนดค่าเริ่มต้นของพอร์ตต่าง ๆ
MOV P1,#0FFH
MOV P2,#0FFH
MOV P3,#0FFH

MOV R_GAP,#200D //กำหนดค่า R_GAP เท่ากับ 100uSec
MOV R_TIME_MSB,#0FFH //กำหนดค่าความถี่ของอินเวอร์เตอร์เริ่มต้นที่ 25Hz
MOV R_TIME_MID,#0CBH
MOV R_TIME_LSB,#0EBH

MOV TIME0_COUNT,R_TIME_MSB
MOV TH0,R_TIME_MID
MOV TL0,R_TIME_LSB
MOV NOW_COUNT,#00H
MOV TMOD,#00000001B //กำหนดโหมดการทำงานของ Timer 0 เป็น โหมด 1
MOV IE,#10000010B //เปิดทางการขัดจังหวะ โดยรวม และการขัดจังหวะของ
//Timer 0
SETB TR0 //เริ่มจับเวลา
LOOP: MOV A,P3
XRL A,#ID_CODE //ทำการ EX-OR ค่า 0FH (ID_CODE) กับ A ถ้าข้อมูลที่
//รับเข้ามาไม่ใช่ ID_CODE ให้วนรอบการรับข้อมูลจน
//กว่าข้อมูลที่รับเข้ามาจะถูกค้อง
JNZ LOOP //คำสั่งสำหรับการวนรอบเพื่อรับข้อมูลใหม่ทางพอร์ต
//P3
CALL RECV_DATA //เรียกใช้โปรแกรมย่อยที่ชื่อ RECV_DATA
JMP LOOP

```

Data Sequence (การกำหนดตารางการทำงานที่สั่ง ไอจีบีทีทั้ง 6 ตัวตามรอบการทำงานที่ตั้งไว้)

T_TABLE:DB	00000011B	;Gap_Data
DB	00100011B	;Data_Out
DB	00100001B	;Gap_Data
DB	00110001B	;Data_Out
DB	00110000B	;Gap_Data
DB	00111000B	;Data_Out
DB	00011000B	;Gap_Data
DB	00011100B	;Data_Out
DB	00001100B	;Gap_Data
DB	00001110B	;Data_Out
DB	00000110B	;Gap_Data
DB	00000111B	;Data_Out

Timer0 Delay

Not Turn off Timer0 for Run All Time

INT_TIMER0:	CLR	TR0	//กำหนดให้ TR0 เป็น 0 ซึ่งหมายถึง ยังไม่เริ่มจับเวลา
	MOV	TH0,R_TIME_MID	//โหลดข้อมูล R_TIME_MID ที่รับมาจากพีซี มาไว้ที่ TH0
	MOV	TL0,R_TIME_LSB	//โหลดข้อมูล R_TIME_LSB ที่รับมาจากพีซี มาไว้ที่ TL0
	SETB	TR0	//เริ่มจับเวลา
	PUSH	Acc	//เก็บค่าเริ่มต้นก่อนที่จะทำการขัดจังหวะ
	PUSH	B	//เก็บค่าเริ่มต้นก่อนที่จะทำการขัดจังหวะ
	INC	TIME0_COUNT	//ทำการบวก 1 กับข้อมูลภายในหน่วยความจำที่ตำแหน่งของ TIME0_COUNT ซึ่ง TIME0_COUNT เป็นค่าบ่งชี้จำนวนรอบของการจับเวลา
	MOV	A,TIME0_COUNT	//โหลดค่าของ TIME0_COUNT ไว้ที่ A
	JNZ	X_TIMER0	//ถ้า A = 0 จะหมายถึงการจับเวลาเรียบร้อยแล้วให้ทำคำสั่งในบรรทัดต่อไปได้ แต่ถ้า A ไม่เท่ากับ 0 ให้ไปทำคำสั่งใน X_TIMER0

```

MOV    TIME0_COUNT,R_TIME_MSB
INC    NOW_COUNT           //NOW_COUNT เป็นตัวเลือกค่าข้อมูลในการจุด
                               ฆนวนไอจีบีที ตามตาราง T_TABLE ซึ่งในตารางมี
                               ฆำนวนชุดข้อมูลสำหรับจุดฆนวนไอจีบีทีทั้งหมด 6 ชุด

MOV    A,NOW_COUNT
MOV    B,#6D
DIV    AB                  //ทำการหารค่าข้อมูลภายในรีจิสเตอร์ A และรีจิสเตอร์
                               B โดยนำผลลัพธ์ที่ได้ในไบต์หลักค่าไปเก็บไว้ที่
                               รีจิสเตอร์ A และไบต์หลักสูงไปเก็บไว้ที่รีจิสเตอร์ B ซึ่ง
                               ความหมายของโปรแกรมในช่วงนี้เป็นการเลือกค่าใน
                               ตาราง T_TABLE เพื่อจุดฆนวนไอจีบีที

MOV    NOW_COUNT,B       //จากการหารตามคำสั่งข้างต้น นำค่าเศษ ซึ่งคือ ค่า B ไป
                               เก็บไว้ที่ตัวแปร NOW_COUNT

MOV    B,#00H            //ถ้า B เป็นค่า 00H การส่งข้อมูลเพื่อจุดฆนวนไอจีบีที
                               ฆจะเป็นการทำงานในช่วงของ GAP_DELAY ซึ่งเป็น
                               ชุดคำสั่งของ Gap_Data ตามตาราง T_TABLE

CALL   OUTPORT           //เรียกใช้โปรแกรมย่อยที่ชื่อ OUTPORT
CALL   GAP_DELAY         //เรียกใช้โปรแกรมย่อยที่ชื่อ GAP_DELAY

MOV    B,#01H            //ถ้า B เป็นค่า 01H การส่งข้อมูลเพื่อจุดฆนวนไอจีบีที
                               ฆจะเป็นการทำงานในชุดคำสั่งของ Data_Out ตามตาราง
                               T_TABLE

CALL   OUTPORT

X_TIMER0: POP    B        //ดึงข้อมูล B ออกจาก stack
          POP    Acc      //ดึงข้อมูล Acc ออกจาก stack
          RETI

```

Data Output (เป็นโปรแกรมย่อยสำหรับเลือกค่าจาก Table เพื่อส่งออกไปขับไอจีบีทีทาง
พอร์ต P0)

```

OUTPORT: MOV    A,NOW_COUNT
          RL    A          //หมุนบิตใน A ไปทางซ้าย 1 บิตและบิต 0 มีค่า 0
                               ฆความหมายก็คือ เป็นการคูณค่าที่เก็บไว้ใน A ด้วย 2
                               ฆซึ่งเป็นวิธีการหนึ่งในการเลือกค่าจาก Table เพื่อส่ง
                               ฆสัญญาณไปจุดฆนวนเกทของไอจีบีทีได้อย่างถูกต้อง
                               ตามที่ฆต้องการ

          ADD   A,B
          MOV   DPTR,#T_TABLE
          MOVC  A,@A+DPTR
          MOV   P0,A
          RET

```

Gap Delay

```
GAP_DELAY:    MOV    A,R_GAP
_G_DLY00:    DJNZ   Acc,$
            RET
```

Received Data

```
RECV_DATA:    MOV    A,P3           //โหลดข้อมูลจากพอร์ต P3 มาไว้ที่ A
            XRL   A,#ID_CODE       //ตรวจสอบว่าข้อมูลที่รับเข้ามาเป็นข้อมูลตามที่ต้องการ
            JZ    RECV_DATA        //หรือไม่ถ้าไม่ใช่ให้รับข้อมูลผ่านพอร์ต P3 ใหม่

            MOV   R0,#DATA_0       //ตำแหน่งหน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูลที่รับเข้ามา
            MOV   R1,#06H          //จำนวนลูปเท่ากับ 6 ซึ่งจะวนรอบการทำงาน 6 ครั้ง
            MOV   R2,#01H          //เป็นตัวแปรสำหรับการตรวจสอบลำดับของข้อมูลว่า
            //ถูกต้องหรือไม่

_R_DATA00:    MOV    A,P3           //ตรวจสอบข้อมูลอีกครั้งว่าถูกต้องหรือไม่
            XRL   A,#ID_CODE
            JZ    RECV_DATA

            MOV   A,#00H           //ชุดคำสั่งเพื่อหน่วงเวลา
            DJNZ  Acc,$

            MOV   A,P3             //โหลดข้อมูลชุดที่ 1 จากพอร์ต P3 ไว้ที่ A
            SWAP A
            ANL  A,#0FH
            XRL  A,R2              //เป็นการตรวจสอบข้อมูลที่รับเข้ามาทางพอร์ต P3 ว่า
            //เป็นข้อมูล ชุดที่ 1 หรือไม่

            JNZ  _R_DATA00

_OK_DATA:    MOV    A,P3
            MOV   @R0,A            //นำข้อมูลชุดที่ 1 ไปเก็บไว้ที่หน่วยความจำ R0
            INC  R0                //เลื่อนตำแหน่งการเก็บข้อมูล
            INC  R2
            DJNZ R1,_R_DATA00     //ลดค่าใน R1 และไปใช้คำสั่งในส่วนของ _R_DATA00
            //ซึ่งเป็นคำสั่งสำหรับวนรอบการทำงานจนกระทั่งครบ 6
            //รอบการทำงานตามที่กำหนดไว้
```

```

_R_DATA_X:   MOV    A,#00H
             MOV    P_BACK,A
             CALL   ACK_DELAY
             CALL   ENCODER
             MOV    A,#0FFH
             MOV    P_BACK,A
             RET

```

Encoder Data

```

ENCODER:     MOV    R0,#DATA_0
             MOV    R1,#R_TEMP_MSB
             MOV    R2,#03H           //รอบการทำงานทั้งหมด 3 รอบ
_ENCODE00:   MOV    A,@R0           //นำค่าที่อยู่ในตำแหน่งหน่วยความจำ R0 ไว้ที่ A
             ANL    A,#0FH
             SWAP   A
             MOV    B,A
             INC    R0               //เลื่อนไปยังตำแหน่งหน่วยความจำถัดไป
             MOV    A,@R0
             ANL    A,#0FH
             ORL    A,B
             INC    R0               //เลื่อนไปยังตำแหน่งหน่วยความจำถัดไป
             MOV    @R1,A
             INC    R1
             DJNZ   R2,_ENCODE00    //ลดค่า R2 ครั้งละ 1 จนกระทั่งค่า R2 มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่ง
                                     หมายถึงวนรอบการทำงานทั้งหมด 3 ครั้ง
RE_LOAD:     MOV    R_TIME_MSB,R_TEMP_MSB ;Save MSB
             MOV    R_TIME_MID,R_TEMP_MID
             MOV    R_TIME_LSB,R_TEMP_LSB
_X_RELOAD:   RET

```

```

R_GAP EQU    20H           //การกำหนดค่าที่ตัวแปรต่าง ๆ ใน โปรแกรม
ID_CODE EQU  0FH
P_BACK EQU   P1

```

```

R_TIME_MSB EQU  21H
R_TIME_MID EQU  22H
R_TIME_LSB EQU  23H

```

```
R_TEMP_MSB    EQU    24H
R_TEMP_MID    EQU    25H
R_TEMP_LSB    EQU    26H

NOW_COUNT     EQU    27H
LAST_COUNT    EQU    28H
TIME0_COUNT   EQU    29H

DATA_0 EQU    2AH
END
```

```

#####
%โปรแกรมภาษาซี สำหรับติดต่อสื่อสารกับไมโครคอนโทรลเลอร์
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####

//Header file TRIGGER.H//

void    Amp_Control(int D_data);           // ประกาศฟังก์ชัน Amp_Control
void    Freq_Control(long int D_data);     // ประกาศฟังก์ชัน Freq_Control
void    D_Outport(int Data8);             // ประกาศฟังก์ชัน D_Outport
int     D_Inport();                       // ประกาศฟังก์ชัน D_Inport
int     T_On,Mode,X_Data8;
int     A_Amp = 0x0a,A_Freq = 0x05,A_Idle=0xff;
float   F_Freq;

#####

void Amp_Control(int D_data)
{
    int Data8,Temp,ii,jj=1;               //jj คือ ลำดับของข้อมูลที่ส่ง ซึ่งมีทั้งหมด 8 ค่า
    delay(5);
    D_Outport(A_Amp);                     //ดูรายละเอียดของฟังก์ชัน D_Outport ในบทที่ 4 ของ
                                           วิทยานิพนธ์
    Data8 = 0-D_data;                      //ใช้ค่าลบสำหรับวงจรจับเวลา (เป็นข้อมูลในส่วนของ T_ON)
    for (ii=0; ii<4; ii++)                 //สำหรับการส่งข้อมูลให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์
                                           โดยส่งข้อมูลทั้งหมด 4 ครั้งสำหรับค่า T_ON
    {
        Temp = (Data8 >> (12-(4*ii))) & 0x0f;
        Temp = ((jj << 4) | Temp )0x00; //For Micro_0
        //printf(" Data loop %2x Data = %2x\n",jj,Temp);
        jj++;
        delay(5);
        D_Outport(Temp);
    }
    Data8 = 0-8000+D_data;                 //เป็นข้อมูลในส่วนของ T_OFF
    for (ii=0; ii<4; ii++)                 //สำหรับการส่งข้อมูลให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์
                                           โดยส่งข้อมูลทั้งหมด 4 ครั้งสำหรับค่า T_OFF
    {
        Temp = (Data8 >> (12-(4*ii))) & 0x0f;
        Temp = ((jj << 4) | Temp );        //For Micro_0
        //printf(" Data loop %2x Data = %2x\n",jj,Temp);
        jj++;
        delay(5);
        D_Outport(Temp);
    }
}

```

```

        }
        delay(5);
        D_Outport(A_Idle);
    }

#####

void Freq_Control(long int D_data)
{
    int Temp,ii,jj=1;
    //jj คือ ลำดับของข้อมูลที่ส่งให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งมีทั้งหมด 6 ค่า
    //ii คือ ลำดับการทำงานของการทำงานของการส่งข้อมูลให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์

    //printf("=====\n");
    //printf(" Enter Range %lx\n",D_data);
    delay(5);
    D_Outport(A_Freq);
    for (ii=0; ii<6; ii++)
        //สำหรับการส่งข้อมูลให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์
        //โดยส่งข้อมูลทั้งหมด 6 ครั้ง
        {
            Temp = (D_data >> (20-(4*ii))) & 0x0f;
            Temp = (jj << 4) | Temp ;
            jj++;
            delay(5);
            D_Outport(Temp);
            //printf(" Data loop %2x Data = %4x\n",jj,Temp);
        }
    delay(5);
    D_Outport(0xff);
}

#####

void D_Outport(int Data8)
//ดูรายละเอียดของฟังก์ชัน D_Outport ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์
{
    outputb(LPT+2,0x03);
    outputb(LPT+0,Data8);
    outputb(LPT+2,0x08);
    outputb(LPT+2,0x03);
}

#####

```

```

int D_Inport() //ดูรายละเอียดของฟังก์ชัน D_Inport ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์
{
    int i,data8,result=0x0000;
    outportb(LPT+0, 0xff);
    outportb(LPT+2, 0x0b);
    outportb(LPT+0, 0x00);
    for(i=1;i<9;i++)
    {
        data8 = inportb(LPT+1);
        outportb(LPT+2, 0x0f);
        outportb(LPT+2, 0x07);
        data8 = ((data8^0x80)&0x80);
        result = result | (data8>>(8-i));
    }
    outportb(LPT+0, 0xff);
    return(result & 0xff);
}
#####

```


ภาคผนวก ช.

โปรแกรมควบคุมการทำงานของทั้งระบบเพื่อประหยัดพลังงาน

```

#####
%โปรแกรมภาษาซีที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของทั้งระบบเพื่อประหยัดพลังงาน
%โดย กองพล อารีรักษ์ สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
#####

#include <dos.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <d:\tc\energy\interface.h>
#include <d:\tc\energy\rec.h>
#include <d:\tc\energy\trigger.h>
#include <math.h>
#include <iostream.h>
#include <complex.h>
#include <stdlib.h>
#include <d:\tc\energy\search_freq.h>

#define LPT 0x378
#define DLY 100

void    Amp_Control(int D_data);           //ฟังก์ชันควบคุมการทำงานของวงจรถอปเปอร์
void    Freq_Control(long int D_data);     //ฟังก์ชันควบคุมการทำงานของวงจรรีโอดเซอร์
void    D_Outport(int Data8);
int     D_Inport(),Vrms,V,B;
int     lookT(int Vrms),T_old=300,T_new,T_use,T_use2,T_use3,h,k;
float   f_old=50.00;

int T[221]={100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,
100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,
100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,
100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,
100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,100,
100,100,100,100,100,100,100,100,101,101,101,102,102,103,103,104,104,105,105,106,106,107,
107,108,108,109,109,110,110,111,112,113,114,114,115,116,116,117,118,118,119,120,121,121,
122,122,123,123,124,125,126,127,128,129,130,132,134,135,136,137,138,139,140,142,143,145,
146,147,148,150,152,154,155,157,159,161,163,165,167,168,170,173,175,178,182,188,194,197,
199,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,200,
200,200,200,200};

int     d_inport();
float   error,error1,voltage,volt_real,torque,voltage1,volt_real1,volt_actual,volt_actual1,speed,

```

```

speed1,speed2,speed3,speed4,speed5,speed6,speed7,speed8,speed9,speed10,motor_speed,motor_speed1,motor_speed2=1000.00,a
a,bb,spee1,spee2,spee3,spee4,spee5,spee6,spee7,spee8,spee9,spee10,motor_torque,motor_torque1,motor_torque2=3.00,aa1;

void a_inport(int s_mode,int s_data12[4]);
// s_mode of 0=CH0G 1=CH1G 2=CH01 3=CH10 //
void a_outport(char a_ch,int data12);
void d_outport(int data8);
void d_display(int data8);
int adap(int Mode,int val);
//ฟังก์ชันสำหรับการปรับค่าความถี่ที่อินเวอร์เตอร์
//และการปรับค่าแรงดันที่ชอปเปอร์

void main()
{
int a,S_loop,i,ch,data8,data12,result[4],result1[4],x,maxy,vf;
float v,f,T,S,S1,SP,N,Pt,volt,volt_line,f_min,f_s,f_max,frequency,fr,Ncommand;
int lookRs(float);
int lookRr(float);
int lookLs(float);
int lookLr(float);
int loss(float f, float T, float N, float volt);
float search_f(float f_min, float f_s, float f_max, float T, float N, float volt);

outportb(LPT+2,0x03);
D_Outport(0xff);
//int i,ch,data8,data12,result[4],k=1,data;
clrscr();
printf("\n\n Press Anykey for Running ");
getch();
clrscr();
printf("\n\n With Running Press AnyKey Exit \n\n\n");

//โปรแกรมสำหรับเริ่มเดินเครื่องแบบคงค่าแรงดันต่อความถี่คงที่
for(vf=1;vf<=50;vf++)
{
printf("f=%d Hz\n", vf);
vv=ceil(vf*4.4); //แรงดัน = 220 Vrms/phase....ความถี่ = 50 Hz
printf("v=%f V\n", vv);
adap(1,vf); //ถ้า mode = 1 คือการปรับความถี่ที่อินเวอร์เตอร์
adap(0,vv); //ถ้า mode = 0 คือการปรับแรงดันที่ชอปเปอร์
}

```

```

fr=adap(1,50); //ปรับความถี่ที่ 50 เฮิรตซ์ ในช่วงแรก
printf("frequency =%f Hz\n", fr);
volt=adap(0,190); //ปรับแรงดันที่ 190 โวลต์อาร์เอ็มเอส
//แรงดันต่อเฟส) ในช่วงแรก

printf("volt=%f V\n", volt);

SP=reciev(2); //รับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์ในขณะนั้น
printf("Speed = %f rpm\n",SP );
printf(" Enter Speed Command: ");
scanf("%f",&Ncommand); //ป้อนค่าความเร็วรอบที่ต้องการ
N=Ncommand; //ถ้ามีการกดปุ่มใด ๆ ให้หยุดการทำงาน
while(!kbhit() //รับค่าแรงบิดของโหลดในขณะนั้น
{
    T=reciev(1);
    printf("Torque = %f N.m.\n",T);

    f_min=10.00; //กำหนดค่าขอบเขตของความถี่ต่ำสุดในการคำนวณ
    //สำหรับค้นหาค่าความถี่เพื่อประหยัดพลังงาน
    f_max=80.00; //กำหนดค่าขอบเขตของความถี่สูงสุดในการ
    //คำนวณสำหรับค้นหาความถี่เพื่อประหยัดพลังงาน
    f_s=0.1; //เพิ่มค่าความถี่ในการคำนวณทีละ 0.1 เฮิรตซ์
    volt_line=1.732*volt; //แปลงแรงดันต่อเฟสเป็นแรงดันระหว่างสาย
    frequency=search_f(f_min, f_s, f_max, T, N, volt_line); //เรียกใช้ฟังก์ชันค้นหาค่าความถี่สำหรับประหยัด
    //พลังงานซึ่งดูรายละเอียดได้จากภาคผนวก จ.

    printf("Frequency for minimize losses= %f Hz\n", frequency);

    if(frequency<=30) //ถ้าความถี่น้อยกว่า 30 เฮิรตซ์ จะกำหนดให้มีค่า
    { //เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ทันที เพื่อความปลอดภัย
        printf("!!! Error at frequency\n");
        frequency=50.00;
    }

    if(frequency>=70) //ถ้าความถี่มากกว่า 70 เฮิรตซ์ จะกำหนดให้มีค่า
    { //เท่ากับ 50 เฮิรตซ์ทันที เพื่อความปลอดภัย
        printf("!!! Error at frequency\n");
        frequency=50.00;
    }

    adap(1,frequency); //ปรับค่าความถี่ที่อินเวอร์เตอร์ตามที่คำนวณได้
    //จากฟังก์ชัน search_f

    //Speed//
    S=reciev(2); //รับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อปรับความถี่
    printf("Speed = %f rpm\n",S );

```

```

error=Ncommand-S; //คำนวณค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วเมื่อ
printf("error = %5.0f rpm\n", error); //เทียบกับค่าความเร็วที่ต้องการ

if(error>=0.00) //กรณีที่ค่าความคลาดเคลื่อนที่เป็นบวก
{
while(error>=20.00) //ตัวควบคุมจะทำงานจนกระทั่งค่าความคลาด
{ //เคลื่อนของความเร็วมีค่าน้อยกว่า 20 rpm

if(error>=200.00) //ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมากกว่า 200 rpm
{ //เพิ่มแรงดันเฟส 30 โวลต์อาร์เอ็มเอส
volt=volt+30.00; //ปรับค่าแรงดันจากวงจรถอปเปอร์
adap(0,volt);
}

if((error>=100.00)&(error<200.00)) //ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าอยู่ระหว่าง
{ //100 ถึง 200 rpm
volt=volt+10.00; //เพิ่มแรงดันเฟส 10 โวลต์อาร์เอ็มเอส
adap(0,volt); //ปรับค่าแรงดันจากวงจรถอปเปอร์
}

if((error>=20.00)&(error<100.00)) //ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าอยู่ระหว่าง
{ //20 ถึง 100 rpm
volt=volt+1.00; //เพิ่มแรงดันเฟส 1 โวลต์อาร์เอ็มเอส
adap(0,volt); //ปรับค่าแรงดันจากวงจรถอปเปอร์
}

S1=reciev(2); //รับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์
printf("Speed = %f rpm\n",S1 );
error=Ncommand-S1; //คำนวณค่าความคลาดเคลื่อนอีกครั้งหนึ่ง
printf("error = %5.0f rpm\n", error);
if(error<0.00) //กรณีค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นลบ
{ //พิจารณาเฉพาะขนาดของความคลาดเคลื่อนเท่านั้น
error=error*(-1.00); //ตัวควบคุมจะทำงานจนกระทั่งค่าความคลาด
while(error>=20.00) //เคลื่อนของความเร็วมีค่าน้อยกว่า 20 rpm
{ //ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมากกว่า 200 rpm

if(error>=200.00) //ลดแรงดันเฟส 30 โวลต์อาร์เอ็มเอส
{ //ปรับค่าแรงดันจากวงจรถอปเปอร์
volt=volt-30.00;
adap(0,volt);
}

if((error>=100.00)&(error<200.00)) //ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าอยู่ระหว่าง
{ //100 ถึง 200 rpm
volt=volt-10.00; //ลดแรงดันเฟส 10 โวลต์อาร์เอ็มเอส
}
}
}
}

```

```

    adap(0,volt);
}
if(error>=20.00)&(error<100.00)
{
    volt=volt-1.00;
    adap(0,volt);
}

S1=reciev(2);
printf("Speed = %f rpm\n",S1 );
error=Ncommand-S1;
printf("error = %5.0f rpm\n", error);

if(error<0.00)
{
    error=error*(-1.00);
}

}
}
}
}
if(error<0.00)
{
    error=error*(-1.00);
//เงื่อนไขต่าง ๆ ยังคงเหมือนเดิมกับตอนต้น
while(error>=20.00)
{
    if(error>=200.00)
    {
        volt=volt-30.00;
        adap(0,volt);
    }
    if((error>=100.00)&(error<200.00))
    {
        volt=volt-10.00;
        adap(0,volt);
    }
    if((error>=20.00)&(error<100.00))
    {

```

//ปรับค่าแรงดันจากวงจรชอปเปอร์

//ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าอยู่ระหว่าง
20 ถึง 100 rpm

//ลดแรงดันเฟส 1 โวลต์อาร์เอ็มเอส

//ปรับค่าแรงดันจากวงจรชอปเปอร์

//รับค่าความเร็วรอบของมอเตอร์

//คำนวณค่าความคลาดเคลื่อนของความเร็วรอบ

//ถ้าค่าความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าศูนย์

//พิจารณาเฉพาะขนาดของค่าความคลาดเคลื่อน


```

int lookT(int Vrms)
{
    int B2;
    float k2;
    k2=Vrms;
    B2=ceil(k2);
    return(B2);
}

int adap(int Mode,int val)
{
int S_loop;
float p,b,f_new,ff_use,f_use2,f_use3;
if ( Mode == 0 )
{
Vrms=val;
B=lookT(Vrms);
T_On=T[B];

//ตั้งแต่วรรทัดนี้เป็นต้นไปเป็นการคำนวณเพื่อเปรียบเทียบกับ T_On ในอดีตและปัจจุบันว่าควรจะปรับเพิ่มขึ้น, ลดลงหรือเท่าเดิม
T_new=T_On;
printf(" T_new: %d \n",T_new);
//printf(" T_old: %d \n",T_old);

if ( T_new > T_old )
{
    for (h=T_old;h<=T_new;h=h+1)
    {
        T_use=h;
        for (S_loop=0;S_loop<10;S_loop++)
        {
            //printf("\n Loop Number %2d\n",S_loop+1);
            Amp_Control(T_use);
            //delay(10);
        }
    }
    T_old=T_use;
}
if ( T_new==T_old )
{
    T_use3=T_new;
}
}

```

//เป็นฟังก์ชันสำหรับเลือกค่า T ที่เหมาะสมจากข้อมูลใน T[221] ที่กำหนดในช่วงต้นของโปรแกรม

//ฟังก์ชันสำหรับการเลือกโหมดการปรับค่าความถี่จากวงจรอินเวอร์เตอร์หรือปรับค่าแรงดันจากวงจรชอปเปอร์

//ถ้า mode = 0 เป็นการปรับแรงดันจากวงจรชอปเปอร์

//เรียกใช้ฟังก์ชันย่อย lookT

//ถ้าค่าที่ต้องการจะปรับมีค่ามากกว่า T_old ซึ่งในขณะนี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 300 เริ่มปรับค่า T_ON ของวงจรชอปเปอร์โดย step ทีละ 1 (h=1) จนกระทั่งค่า T_ON มีค่าเท่ากับ T_new

//สั่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ปรับค่าแรงดันในแต่ละรอบของการปรับค่า T_ON ให้สั้นหรือปฏิบัติซ้ำถึง 10 ครั้งเพื่อความมั่นใจ

//ในขณะนี้ค่า T_old ต้องเปลี่ยนเป็น T_use ซึ่งก็คือค่า T_ON ของวงจรชอปเปอร์ครั้งล่าสุดนั่นเอง

//ถ้าค่าที่ต้องการจะปรับ T_new มีค่าเท่ากับ T_old ซึ่งกำหนดให้เท่ากับ 300 ในตอนแรก


```

for (S_loop=0;S_loop<10;S_loop++)
{
//printf("\n Loop Number %2d\n",S_loop+1);
Amp_Control(T_use3);
//delay(10);
}
T_old=T_use3;
}
if ( T_new < T_old )
{
for (k=T_old;k>=T_new;k=k-1)
{
T_use2=k;
for (S_loop=0;S_loop<10;S_loop++)
{
//printf("\n Loop Number %2d\n",S_loop+1);
Amp_Control(T_use2);
//delay(10);
}
}
T_old=T_use2;
}

return(Vrms);
};

if( Mode == 1 )
{
F_Freq=val;
while (!( F_Freq >= 0.5)&(F_Freq <= 150.00));
f_new=F_Freq;
//printf(" f_new: %f \n",f_new);
//printf(" f_old: %f \n",f_old);
if ( f_new > f_old )
{
for (p=f_old;p<=f_new;p=p+0.1)
{
ff_use=p;
T_On = 0 - ( 2000000 / (6*ff_use) );
for (S_loop=0;S_loop<10;S_loop++)
{

```

//ทำการปรับค่า T_ON ของวงจรถอเปอร์

//ถ้าค่าที่ต้องการจะปรับ T_new มีค่าน้อยกว่า T_old ซึ่งกำหนดให้เท่ากับ 300 ในตอนแรก //ทำการลดค่า T_ON ของวงจรถอเปอร์ จนกระทั่ง T_old ลดลงเท่ากับ T_new ตามที่ต้องการ โดย step ในการปรับมีค่าเท่ากับ 1

//กรณี Mode = 1 หมายถึง การปรับความถี่ที่วงจรถอเปอร์

//ความถี่ที่ปรับต้องอยู่ในช่วง 0.5 – 150 เฮิรตซ์ //f_new คือ ค่าความถี่ที่ต้องการจะปรับ

//กรณี f_new มีค่ามากกว่า f_old ซึ่ง f_old มีค่าเท่ากับ 50 เฮิรตซ์ในตอนแรก //ให้ทำการเพิ่มความถี่ทีละ 0.1 เฮิรตซ์จนกระทั่งค่าความถี่มีค่าตามที่ต้องการ

//ปรับความถี่ที่ไม่โครคอนโทรลเลอร์โดยสั่งซ้ำ 10 รอบ เพื่อความมั่นใจ

```

        //printf("\n Loop Number %2d\n",S_loop+1);
        Freq_Control(T_On);
        //delay(10);
    }
}
f_old=ff_use;
}

if ( f_new==f_old) //กรณี f_new เท่ากับ f_old
{
    f_use3=f_new;
    T_On = 0 - ( 2000000 / (6*f_use3) );
    for (S_loop=0;S_loop<10;S_loop++)
    {
        //printf("\n Loop Number %2d\n",S_loop+1);
        Freq_Control(T_On);
        //delay(10);
    }
    //Freq_Control(T_On);
    f_old=f_use3;
}

if ( f_new < f_old ) //กรณี f_new มีค่าน้อยกว่า f_old
{
    for (b=f_old;b>=f_new;b=b-0.1)
    {
        f_use2=b;
        T_On = 0 - ( 2000000 / (6*f_use2) );
        for (S_loop=0;S_loop<10;S_loop++)
        {
            //printf("\n Loop Number %2d\n",S_loop+1);
            Freq_Control(T_On);
            //delay(10);
        }
    }
    f_old=f_use2;
}
return(f_old);
};
}

```

```

*****
//โปรแกรมสำหรับ Header file ที่ชื่อ REC.H
*****

//Header file REC.H//
#define LPT 0x378
#define DLY 100
int d_inport();
void a_inport(int s_mode,int s_data12[4]);
void a_outport(char a_ch,int data12);
void d_outport(int data8);
void d_display(int data8);
float reciev(int signal);

float reciev(int signal) //ฟังก์ชันสำหรับรับค่าความเร็วรอบ
                          หรือค่าแรงบิดของโหลด
{
void a_inport(int s_mode,int s_data12[4]);
int i,ch,data8,data12,result[4],da,result1[4],x,maxy,s,c,m=1,k=1,l=0,li=1;
float mo,voltage,volt_real,torque,voltage1,volt_real1,volt_actual,volt_actual1,speed,
speed1,speed2,speed3,speed4,speed5,speed6,speed7,speed8,speed9,speed10,motor_speed,motor_speed1,motor_speed2=1000.00,a
a,bb,spee1,spee2,spee3,spee4,spee5,spee6,spee7,spee8,spee9,spee10,motor_torque,motor_torque1,motor_torque2=3.00,aa1;

s=signal; //เก็บค่า signal ไว้ที่ตัวแปร s
//Torque//
if(s==1) //ถ้า s=1 หมายถึง รับค่าแรงบิดของโหลด
{
l=0;
for(l=0;l<=9;l=l+1) //วนรอบการทำงาน 10 ครั้ง
{
a_inport(0,result); //รับค่าแอนะล็อกซึ่งเป็นค่าแรงบิดของ
//a_inport(1,result1); โหลดผ่านทางช่องสัญญาณ 0
da=result[0];
voltage=da*5.0/4096.0; //การแปลงให้อยู่ในรูปของเลขฐานสิบ
volt_real=(1.033376*voltage)-0.027064; //ค่าแรงดันตามจริง ซึ่งสมการนี้ได้จากการ
//printf("voltage_real = %f V\n",volt_real); ทดสอบการรับส่งข้อมูลของวงจรแปลงสัญญาณ
//delay(100);
if (volt_real<=0.00)
{
volt_real=0.00;
}
//printf("voltage_torque = %f V\n",voltage);
volt_actual=(0.2911*volt_real)+0.0145; //ค่าแรงดันเมื่อผ่านวงจรปรุงแต่งสัญญาณ โดย

```

```

if (volt_actual<=0.00)
{
volt_actual=0.00;
}
torque=(volt_actual)/(0.2);

spee1=torque;
spee2=spee1;
spee3=spee2;
spee4=spee3;
spee5=spee4;
spee6=spee5;
spee7=spee6;
spee8=spee7;
spee9=spee8;
spee10=spee9;
//printf("m = %d \n",m);
    if(m==10)
    {
motor_torque1=(spee1+spee2+spee3+spee4+spee5+spee6+spee7+spee8+
spee9+spee10)/10.00;
aa1=motor_torque1-motor_torque2;
        if(aa1<0.00)
        {
aa1=aa1*(-1.00);
        }

        if(aa1>0.2)
        {
//printf("aa=%0.0f\n", aa);
motor_torque=motor_torque1;
        }
        else
        {
motor_torque1=motor_torque2;
motor_torque=motor_torque2;
//printf("speed=%0.0f rpm\n", motor_speed2);
        }
spee1=0;
spee2=0;

```

สมการดังกล่าว ได้จากการทดสอบจริง
 อัตราส่วนของเซ็นเซอร์วัดค่าแรงบิด
 มีการรับค่าแรงบิดทั้งหมด 10 ค่า
 ตรวจสอบว่าครบ 10 ครั้งหรือไม่
 เฉลี่ยค่าที่ได้จากการรับค่าแรงบิด
 ทั้งหมด 10 ค่า
 การตรวจสอบผลต่างของ
 motor_torque1 กับค่า motor_torque2
 ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 3 ซึ่งในส่วน
 นี้เป็นการตรวจสอบว่าค่าที่ได้จากการ
 วัดเป็นค่าใหม่ ซึ่งไม่ใช่ค่าเดิม ซึ่งโดย
 ปกติแล้วถึงแม้ค่าแรงบิดของโหลด
 ม่เปลี่ยนแปลงแต่ค่าที่วัดได้อาจมีค่า
 เปลี่ยนแปลงเล็กน้อยด้วยปัจจัยต่างๆ
 ในทางปฏิบัติ ซึ่งตัวควบคุมต้องตัดสินใจ
 ให้ได้ว่าในขณะนั้นค่าแรงบิดของ
 โหลดเปลี่ยนไปหรือไม่อย่างไร
 การกำหนดค่าเริ่มต้นของข้อมูลเพื่อ
 รองรับข้อมูลชุดใหม่

```

spee3=0;
spee4=0;
spee5=0;
spee6=0;
spee7=0;
spee8=0;
spee9=0;
spee10=0;

//printf("Torque = %.2f N.m.\n",motor_torque);
mo=motor_torque; //แรงบิดของโหลดที่ได้จากการวัด
m=0; //รีเซ็ตค่า m ให้มีค่าเท่ากับ 0
motor_torque2=motor_torque1;
//printf("motor_speed2=%.0f rpm\n", motor_speed2);
aa1=0.00;
motor_torque=0.00;
motor_torque1=0.00;
bb=0.00;
delay(500);
}
m=m+1;
}
//printf("mo = %.50f rpm\n", mo);
}
if(s==2) //กรณี s = 2 หมายถึง การรับค่าความ
{ //เร็วรอบของมอเตอร์
ll=0;
for(ll=0;ll<=9;ll++) //รับค่าความเร็วทั้งหมด 10 ค่าเช่นกัน
{
//printf("ll = %d \n",ll);
a_inport(0,result);
//a_inport(1,result1);
da=result[3]; //รับค่าความเร็วรอบผ่านทางช่อง
//Speed// สัญญาณที่ 3 ของวงจรแปลงสัญญาณ
voltage1=da*5.0/4096.0;
volt_real1=(1.033376*voltage1)-0.027064; //สมการนี้ ได้มาจากการทดสอบวงจร
if (volt_real1<=0.00) แปลงสัญญาณ
{
volt_real1=0.00;
}
//printf("voltage_speed=%.0f V\n", voltage1);

```

```

volt_actual1=(0.4742*volt_real1)+0.0158;           //สมการนี้ได้มาจากการทดสอบการรับ
if (volt_actual1<=0.00)                          ข้อมูลผ่านวงจรแปลงสัญญาณที่ต่อ
{                                                  พ่วงกับวงจรป้อนแต่งสัญญาณ
    volt_actual1=0.00;
}
speed=(volt_actual1)*1000.00;                     //อัตราส่วนของเซ็นเซอร์วัดค่าความ
//speed=(volt_real1/2.057)*1000.00;              เร็วรอบที่ใช้
speed1=speed;
speed2=speed1;
speed3=speed2;
speed4=speed3;
speed5=speed4;
speed6=speed5;
speed7=speed6;
speed8=speed7;
speed9=speed8;
speed10=speed9;
//printf("k = %d \n",k);
    if(k==10)
    {
        motor_speed1=(speed1+speed2+speed3+speed4+speed5+speed6+speed7+
speed8+speed9+speed10)/10.00;                    //เฉลี่ยข้อมูลที่รับมาทั้งหมด 10 ค่า
        aa=motor_speed1-motor_speed2;             //ลักษณะเหมือนการรับข้อมูลใน
        if(aa<0.00)                               ส่วนของค่าแรงบิด
        {
            aa=aa*(-1.00);
        }
        if(aa>20.00)
        {
            //printf("aa=%.0f\n", aa);
            motor_speed=motor_speed1;
        }
        else
        {
            motor_speed1=motor_speed2;
            motor_speed=motor_speed2;
            //printf("speed=%.0f rpm\n", motor_speed2);
        }
        speed1=0;
        speed2=0;
        speed3=0;

```

```
        speed4=0;
        speed5=0;
        speed6=0;
        speed7=0;
        speed8=0;
        speed9=0;
        speed10=0;
        mo=motor_speed;
        //printf("Speed = %.0f rpm\n", motor_speed);
        k=0;
        motor_speed2=motor_speed1;
        //printf("motor_speed2=%.0f rpm\n", motor_speed2);
        aa=0.00;
        motor_speed=0.00;
        motor_speed1=0.00;
        bb=0.00;
        //printf("Speed = %5.0f rpm\n", speed);
        delay(500);
    }
    k=k+1;
}
//printf("mo = %5.0f rpm\n", mo);
}

return(mo);
}
```

ภาคผนวก ซ.

รายละเอียดข้อมูลต่างๆ ของมอดูลที่ใช้ สำหรับวงจรขอปเปอร์และวงจรอินเวอร์เตอร์

มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรขอปเปอร์

FUJI
ELECTRIC

2MBI 25L-120

2-Pack IGBT
1200 V
25 A

IGBT MODULE (L series)

■ Features

- High Speed Switching
- Low Saturation Voltage
- Voltage Drive

■ Applications

- Inverter for Motor Drive
- AC and DC Servo Drive Amplifier
- Uninterruptible Power Supply
- Industrial Machines, such as Welding Machines

■ Maximum Ratings and Characteristics

● Absolute Maximum Ratings

Items	Symbols	Ratings	Units
Collector-Emitter Voltage	V _{CEs}	1200	V
Gate-Emitter Voltage	V _{GES}	±20	V
Collector Current	Continuous	I _C	25
	1ms	I _C pulse	50
	Continuous	-I _C	25
	1ms	-I _C pulse	50
Max. Power Dissipation	P _c	250	W
Operating Temperature	T _J	+150	°C
Storage Temperature	T _{stg}	-40 to +125	°C
Net. Weight		185	g
Isolation Voltage	AC, 1min.	V _{isol}	2500
Screw Torque	Mounting *1	35	kg*cm
	Terminals *2	35	

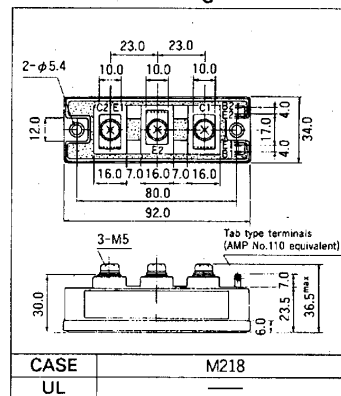
● Electrical Characteristics (T_c=25°C)

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Zero Gate Voltage Collector Current	I _{CEs}	V _{GE} =0V V _{CE} =1200V T _c =25°C			1.0	mA
		V _{GE} =0V V _{CE} =1200V T _c =125°C			-	mA
Gate-Emitter Leakage Current	I _{GES}	V _{CE} =0V V _{GE} =±20V			100	nA
Gate-Emitter Threshold Voltage	V _{GE(th)}	V _{CE} =20V I _C =25mA	3.0		6.0	V
Collector-Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	V _{GE} =15V I _C =25A		2.7	3.5	V
Input Capacitance	C _{ies}	V _{GE} =0V		4500		pF
Output Capacitance	C _{oes}	V _{CE} =10V		-		
Reverse Transfer Capacitance	C _{res}	f=1MHz		-		
Turn-on Time	t _{on}	V _{CC} =600V		0.5	0.8	μs
	t _r	I _C =25A		0.3	0.6	
	t _{off}	V _{GE} =±15V		0.8	1.5	
Turn-off Time	t _f	R _G =50Ω		0.3	0.5	
	t _r					
Diode Forward On-Voltage	V _F	I _F =25A V _{GE} =0V			2.5	V
Reverse Recovery Time	t _{rr}	I _F =25A -di/dt=75A/μs V _{GE} =-10V		200	350	ns

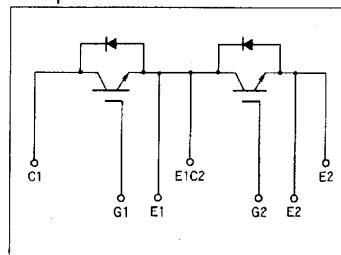
● Thermal Characteristics

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance	R _{th(j-c)}	IGBT			0.50	°C/W
	R _{th(j-e)}	Diode			1.00	
	R _{th(c-f)}	With Thermal compound		0.05		

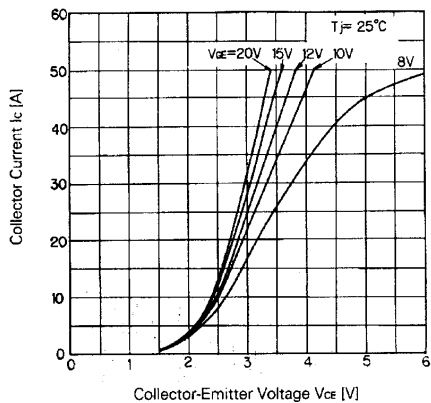
■ Outline Drawings



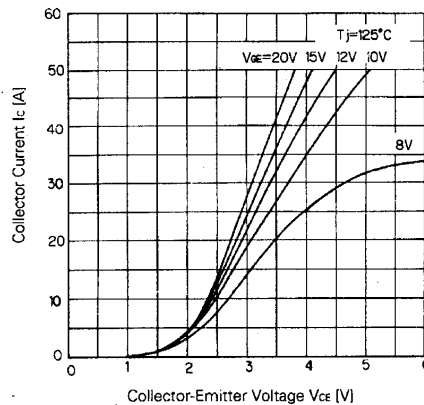
■ Equilavent Circuit Schematic



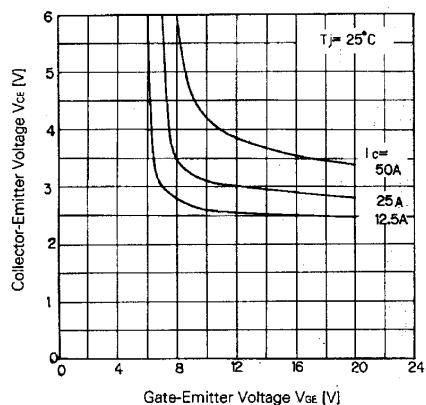
*1 Recommendable Value 25 to 35kg*cm (M5)
*2 Recommendable Value 25 to 35kg*cm (M5)



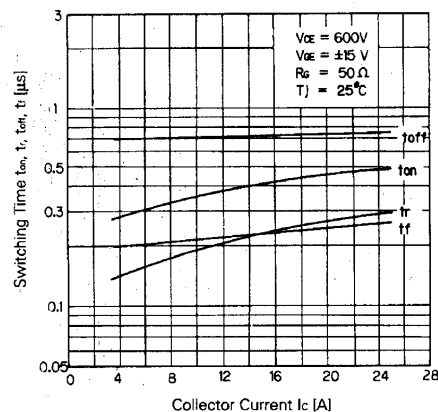
Collector Current vs. Collector-Emitter Voltage



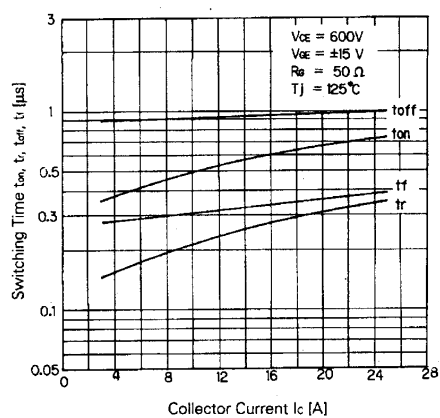
Collector Current vs. Collector-Emitter Voltage



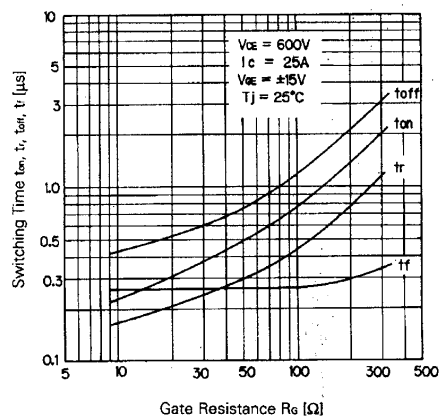
Collector-Emitter Voltage vs. Gate-Emitter Voltage



Switching Time



Switching Time



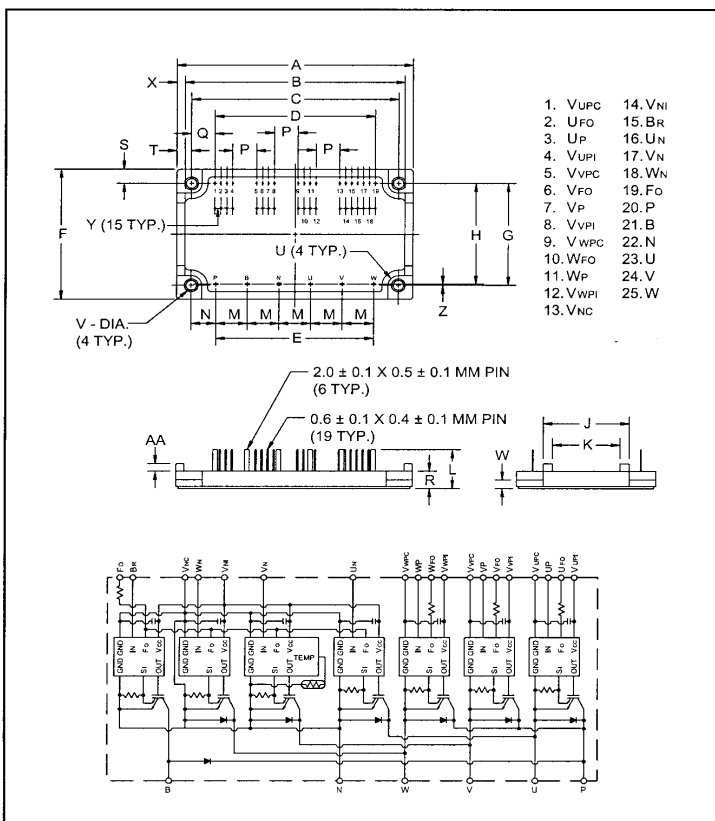
Switching Time-Gate Resistance

มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์

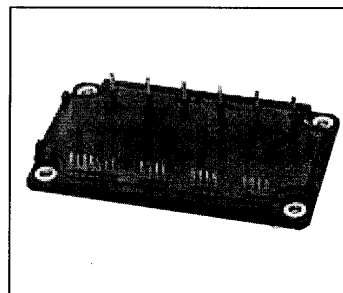
MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE



- 1. V_{UPC} 14. V_{Ni}
- 2. U_{Fo} 15. BR
- 3. U_P 16. U_N
- 4. V_{UPI} 17. V_N
- 5. V_{VPC} 18. W_N
- 6. V_{Fo} 19. Fo
- 7. V_P 20. P
- 8. V_{VPI} 21. B
- 9. V_{WPC} 22. N
- 10. W_{Fo} 23. U
- 11. W_P 24. V
- 12. V_{WPI} 25. W
- 13. V_{Nc}



Description:

Mitsubishi Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

Features:

- Complete Output Power Circuit
- Gate Drive Circuit
- Protection Logic
 - Short Circuit
 - Over Current
 - Over Temperature
 - Under Voltage

Applications:

- Inverters
- UPS
- Motion/Servo Control
- Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM15RSH120 is a 1200V, 15 Ampere Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V _{CES} Volts (x 10)
PM	15	120

Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.98±0.04	101.0±1.0
B	3.78	96.0
C	3.48±0.03	88.5±0.8
D	2.700±0.03	68.58±0.8
E	2.66±0.02	67.5±0.5
F	2.36±0.04	60.0±1.0
G	1.85±0.02	47.0±0.5
H	1.83±0.03	46.5±0.8
J	1.28	32.6
K	0.97	24.6
L	0.71±0.04	18.0±1.0
M	0.53±0.01	13.5±0.3

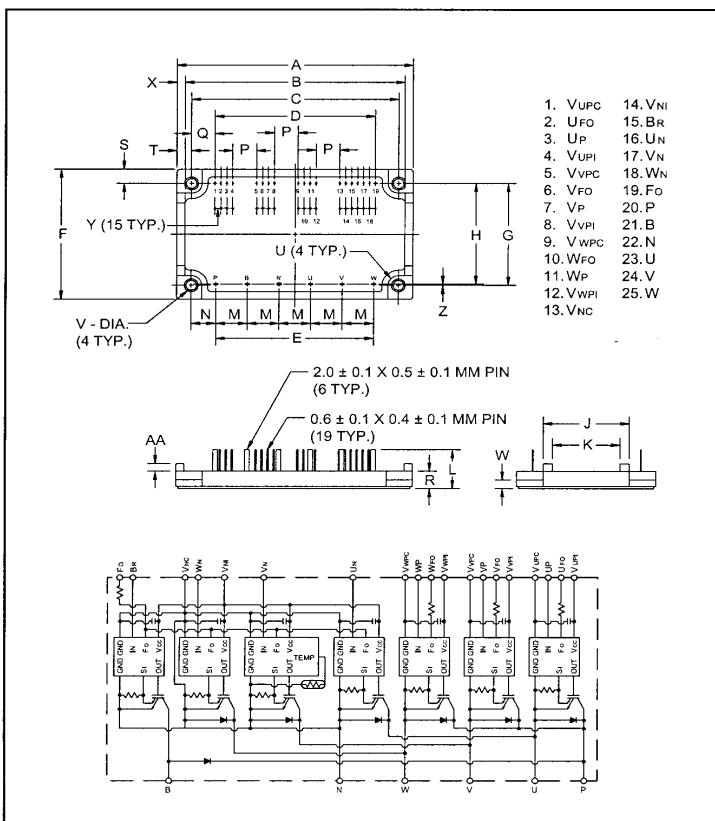
Dimensions	Inches	Millimeters
N	0.41	10.5
P	0.400	10.16
Q	0.392	9.96
R	0.31	8.0
S	0.26	6.5
T	0.246	6.25
U	0.18 Rad.	Rad. 4.5
V	0.18 Dia.	Dia. 4.5
W	0.17±0.02	4.4±0.5
X	0.10	2.5
Y	0.100±0.01	2.54±0.25
Z	0.02	0.5
AA	0.14	3.5

มอดูลที่ใช้สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์

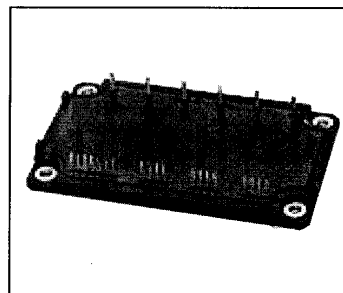
MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE



- 1. V_{UPC}
- 2. U_{FO}
- 3. U_P
- 4. V_{UPI}
- 5. V_{VPC}
- 6. V_{FO}
- 7. V_P
- 8. V_{VPI}
- 9. V_{WPC}
- 10. W_{FO}
- 11. W_P
- 12. V_{WPI}
- 13. V_{Nc}
- 14. V_{Ni}
- 15. BR
- 16. U_N
- 17. V_N
- 18. W_N
- 19. F_O
- 20. P
- 21. B
- 22. N
- 23. U
- 24. V
- 25. W



Description:

Mitsubishi Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

Features:

- Complete Output Power Circuit
- Gate Drive Circuit
- Protection Logic
 - Short Circuit
 - Over Current
 - Over Temperature
 - Under Voltage

Applications:

- Inverters
- UPS
- Motion/Servo Control
- Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM15RSH120 is a 1200V, 15 Ampere Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V _{CES} Volts (x 10)
PM	15	120

Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.98±0.04	101.0±1.0
B	3.78	96.0
C	3.48±0.03	88.5±0.8
D	2.700±0.03	68.58±0.8
E	2.66±0.02	67.5±0.5
F	2.36±0.04	60.0±1.0
G	1.85±0.02	47.0±0.5
H	1.83±0.03	46.5±0.8
J	1.28	32.6
K	0.97	24.6
L	0.71±0.04	18.0±1.0
M	0.53±0.01	13.5±0.3

Dimensions	Inches	Millimeters
N	0.41	10.5
P	0.400	10.16
Q	0.392	9.96
R	0.31	8.0
S	0.26	6.5
T	0.246	6.25
U	0.18 Rad.	Rad. 4.5
V	0.18 Dia.	Dia. 4.5
W	0.17±0.02	4.4±0.5
X	0.10	2.5
Y	0.100±0.01	2.54±0.25
Z	0.02	0.5
AA	0.14	3.5

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE**Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified**

Ratings	Symbol	PM15RSH120	Units
Power Device Junction Temperature	T_j	-20 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Case Operating Temperature	T_C	-20 to 100	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	0.98 ~ 1.47	N · m
Module Weight (Typical)	—	100	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ($V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$, Inverter Part, $T_j = 125^\circ\text{C}$)	$V_{\text{CC(prot.)}}$	800	Volts
Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.)	V_{iso}	2500	Vrms

Control Sector

Supply Voltage (Applied between $V_{\text{UP1}}-V_{\text{UPC}}$, $V_{\text{VP1}}-V_{\text{VPC}}$, $V_{\text{WP1}}-V_{\text{WPC}}$, $V_{\text{N1}}-V_{\text{NC}}$)	V_D	20	Volts
Input Voltage (Applied between U_P-V_{UPC} , V_P-V_{VPC} , W_P-V_{WPC} , $U_N \cdot V_N \cdot W_N \cdot B_r-V_{\text{NC}}$)	V_{CIN}	20	Volts
Fault Output Supply Voltage Applied between ($U_{\text{FO}}-V_{\text{UPC}}$, $V_{\text{FO}}-V_{\text{VPC}}$, $W_{\text{FO}}-V_{\text{WPC}}$, F_O-V_{NC})	V_{FO}	20	Volts
Fault Output Current (Sink Current at U_{FO} , V_{FO} , W_{FO} and F_O Terminal)	I_{FO}	20	mA

IGBT Inverter Sector

Collector-Emitter Voltage ($V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{CIN}} = 15\text{V}$)	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	15	Amperes
Peak Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CP}	30	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	83	Watts

Brake Sector

Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_C	10	Amperes
Peak Collector Current, ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_{CP}	20	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{\text{CC(surge)}}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	41	Watts
Diode Forward Current	I_F	10	Amperes
Diode DC Reverse Voltage	$V_{\text{R(DC)}}$	1200	Volts

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGEElectrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Control Sector						
Over Current Trip Level Inverter Part	OC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	22	37	—	Amperes
Over Current Trip Level Brake Part			15	27	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Inverter Part	SC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$, $V_D = 15\text{V}$	—	56	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Brake Part			—	41	—	Amperes
Over Current Delay Time	$t_{\text{off(OC)}}$	$V_D = 15\text{V}$	—	10	—	μs
Over Temperature Protection	OT	Trip Level	100	110	120	$^\circ\text{C}$
	OT_r	Reset Level	—	90	—	$^\circ\text{C}$
Supply Circuit Under Voltage Protection	UV	Trip Level	11.5	12.0	12.5	Volts
	UV_r	Reset Level	—	12.5	—	Volts
Supply Voltage	V_D	Applied between $V_{UP1}-V_{UPC}$, $V_{VP1}-V_{VPC}$, $V_{WP1}-V_{WPC}$, $V_{N1}-V_{NC}$	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	I_D	$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, $V_{N1}-V_{NC}$	—	25	35	mA
		$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, $V_{XP1}-V_{XPC}$	—	7	10	mA
Input ON Threshold Voltage	$V_{\text{th(on)}}$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{\text{th(off)}}$	U_P-V_{UPC} , V_P-V_{VPC} , W_P-V_{WPC} , $U_N \cdot V_N \cdot W_N \cdot B_r-V_{NC}$	1.7	2.0	2.3	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	3- ϕ Sinusoidal	—	15	20	kHz
Fault Output Current	$I_{\text{FO(H)}}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{\text{FO(L)}}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{\text{FO}} = 15\text{V}$	—	10	15	mA
Minimum Fault Output Pulse Width	t_{FO}	$V_D = 15\text{V}$	1.0	1.8	—	ms

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE**Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified**

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
IGBT Inverter Sector						
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	$-I_C = 15\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 15\text{A}$	—	2.3	3.3	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 15\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.1	3.1	Volts
Inductive Load Switching Times	t_{on}		0.4	0.7	1.5	μs
	t_{rr}	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \leftrightarrow 15\text{V}$	—	0.15	0.3	μs
	$t_{C(on)}$	$V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 15\text{A}$	—	0.3	1.0	μs
	t_{off}	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1.7	2.9	μs
	$t_{C(off)}$		—	0.7	1.3	μs
Brake Sector						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.8	3.8	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 10\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.5	3.5	Volts
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$I_F = 10\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA

MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE**Thermal Characteristics**

Characteristic	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Junction to Case Thermal Resistance	$R_{th(j-c)Q}$	Each Inverter IGBT	—	—	1.5	°C/Watt
	$R_{th(j-c)F}$	Each Inverter FWDi	—	—	4.5	°C/Watt
	$R_{th(c-f)Q}$	Each Brake IGBT	—	—	3.0	°C/Watt
	$R_{th(c-f)F}$	Each Brake FWDi	—	—	5.5	°C/Watt
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case to Fin Per Module, Thermal Grease Applied	—	—	0.044	°C/Watt

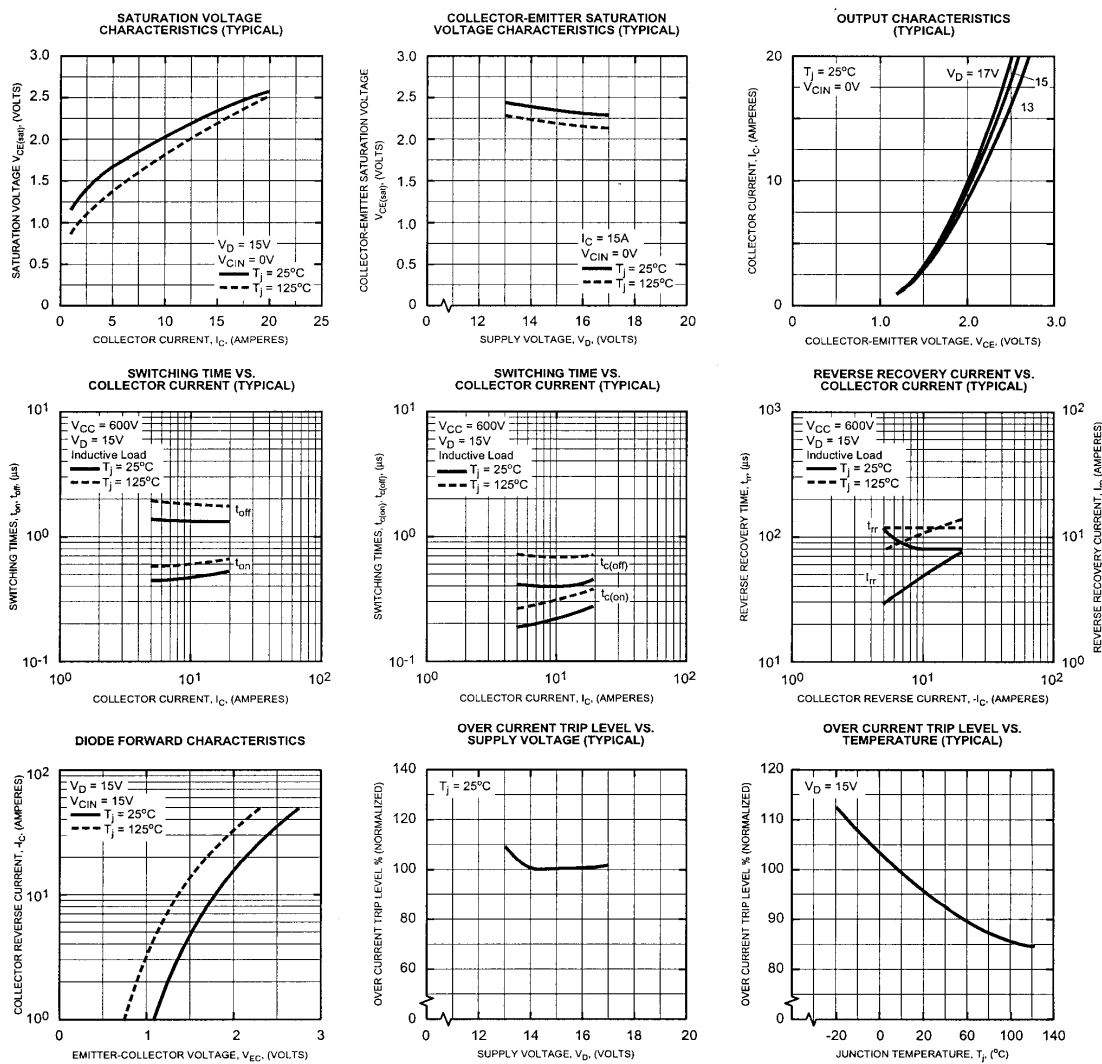
Recommended Conditions for Use

Characteristic	Symbol	Condition	Value	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Applied across P-N Terminals	0 ~ 800	Volts
	V_D	Applied between V_{UP1} - V_{UPC} , V_{N1} - V_{NC} , V_{VP1} - V_{VPC} , V_{WP1} - V_{WPC}	15 ± 1.5	Volts
		Applied between		
Input ON Voltage	$V_{CIN(on)}$		0 ~ 0.8	Volts
Input OFF Voltage	$V_{CIN(off)}$	Up, Vp, Wp, UN, VN, WN, Br	4.0 ~ V_D	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	Using Application Circuit	5 ~ 20	kHz
Minimum Dead Time	t_{dead}	Input Signal	≥ 2.5	μs

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Inverter Part

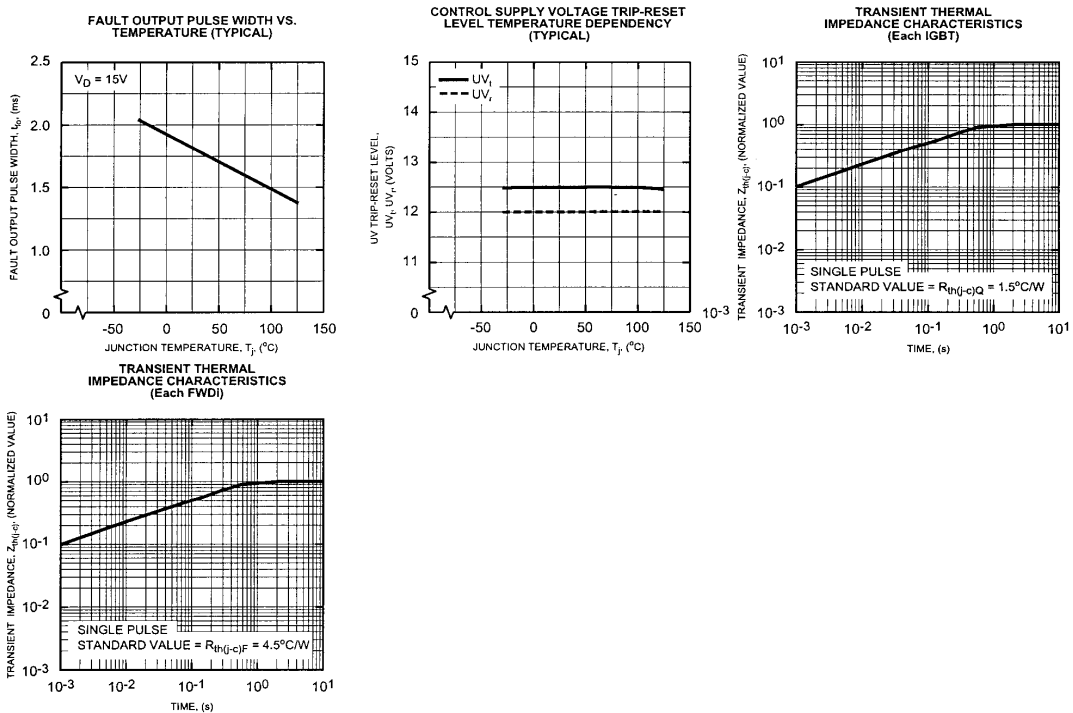


MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Inverter Part

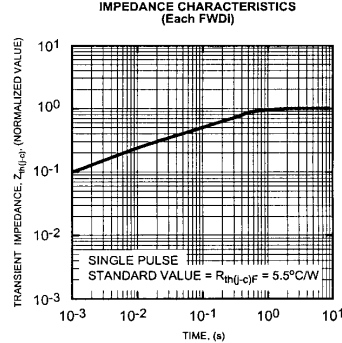
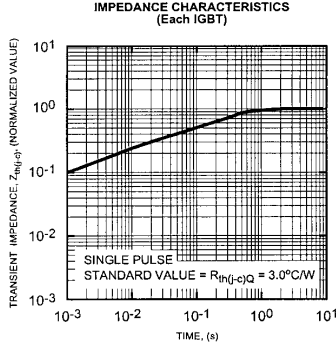
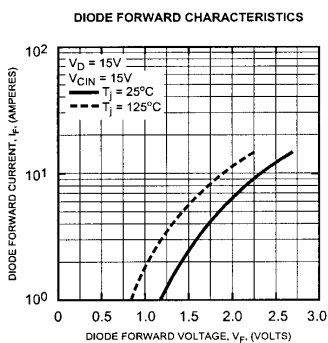
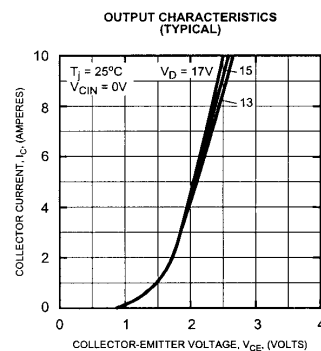
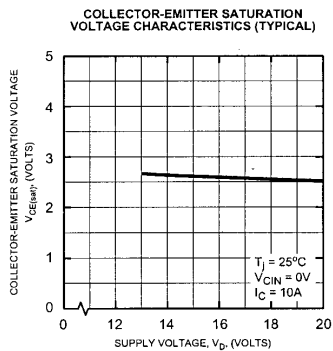
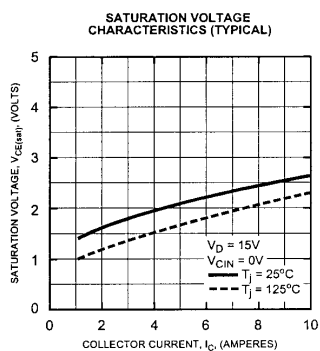


MITSUBISHI INTELLIGENT POWER MODULES

PM15RSH120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

Brake Part



ภาคผนวก ฅ.

บทความที่อ้างอิงสำหรับการควบคุมแบบฐานกฎ

การประชุมใหญ่ทางวิชาการประจำปี 2534
วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์ 31 ตุลาคม - 3 พฤศจิกายน 2534

แนวความคิดในการแผนแบบและสร้างตัวควบคุมชนิดระบบผู้เชี่ยวชาญเวลาจริง
CONCEPTS OF DESIGN AND IMPLEMENTATION OF
A REAL-TIME EXPERT CONTROLLER

ศราวุฒิ สุจิตจร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, โรงเรียนนายเรืออากาศ

SARAWUT SUJITJORN
Assistant Professor
Department of Electrical Engineering, RTAF Academy

บทคัดย่อ

ในระบบที่มีความสลับซับซ้อนสูงๆ ปัญหาการดำเนินงานเกี่ยวข้องกับระหว่างมนุษย์และเครื่องจักร ในฐานะที่เป็น
ปัจจัยร่วมในระบบพลวัต การที่จะแผนแบบและออกแบบตัวควบคุมระบบพลวัตนี้ด้วยระเบียบวิธีแบบธรรมดาอาจไม่

สามารถกระทำได้ ด้วยเหตุที่การบังคับแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่เหมาะสมกระทำได้ยากยิ่งหรืออาจเป็นไปได้เลย ด้วยเทคนิคการเลียนแบบระบบด้วยคอมพิวเตอร์ การศึกษาพฤติกรรมของระบบดังกล่าวจึงอาจกระทำไม่ได้ ยาก การแผนแบบและอนุรักษ์ตัวควบคุมระบบชนิดเวลาจริง สามารถกระทำได้โดยอาศัยเทคโนโลยีของระบบผู้เชี่ยวชาญและไมโครโพรเซสเซอร์

SUMMARY

For a highly man-machine interacting system, the design of a controller using a conventional approach may not be possible. This is due to a difficulty, even impossibility, in the identification of a suitable mathematical model. Using a computer simulation technique, an assessment of the system's behaviour can be done in a simple way. The design and realization of a real-time controller for such a system is practical using the approach of expert system and microprocessor technologies.

บทนำ

งานวิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมที่คุ้นเคยกัน ใช้วิธีแบบฉบับในรูปของทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน หรืออาจใช้วิธีแบบตัวแทนปริภูมิ สำหรับระบบที่มีความไม่เป็นระเบียบสูงก็อาจเลือกใช้แบบจำลองสโตนคอสติก สิ่งที่น่าทึ่งเกี่ยวกับงานลักษณะดังกล่าวนี้คือ มีความจำเป็นที่จะต้องอ้างอิงถึงแบบจำลองคณิตศาสตร์ที่อธิบายพฤติกรรมเชิงพลวัตของระบบ ในรูปแบบของสมการดิฟเฟอเรนเชียลหรือสมการดิฟเฟอเรนซ์ อย่างไรก็ตามก็มีความซับซ้อนบางประเภท โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ระบบที่มีการปฏิภาคระหว่างมนุษย์กับเครื่องจักร ซึ่งมีมนุษย์เป็นปัจจัยร่วมกับเครื่องจักรส่งผลกระทบล่อการเปลี่ยนแปลงพฤติกรรมเชิงพลวัตของระบบโดยส่วนรวมและมีลักษณะของการเปลี่ยนแปลงสถานการณ์เชิงพลวัตแบบเหตุการณ์เพิ่มเติมคอนอยู่อย่างสม่ำเสมอหรืออาจไม่สม่ำเสมอ ระบบดังกล่าวได้มีการเรียกขานว่า ระบบพลวัตชนิดเหตุการณ์เพิ่มเติม (discrete event dynamical sys-

tems) [1] ตัวอย่างเช่น ระบบควบคุมสั่งการด้วยคอมพิวเตอร์ในโรงงานอุตสาหกรรม ระบบควบคุมการจราจร และระบบขนส่งมวลชนอัตโนมัติบางลักษณะ เป็นต้น สำหรับระบบดังกล่าว การที่จะบ่งบอกว่าแบบจำลองคณิตศาสตร์ ลักษณะใดมีความเหมาะสมแม่นยำเพียงพอ ที่จะใช้ศึกษาพฤติกรรมของระบบได้ดี เป็นสิ่งที่ทำได้ยากยิ่งหรือ อาจจะเป็นไปไม่ได้เลย กระนั้นก็ตามการศึกษาพฤติกรรมเชิงพลวัตของระบบสามารถกระทำได้โดยใช้เทคนิค การเลียนแบบหรือการจำลองแบบระบบด้วยคอมพิวเตอร์

การเลียนแบบระบบด้วยคอมพิวเตอร์

การเลียนแบบระบบพลวัตด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อประโยชน์คือการควบคุมระบบนั้น อาจจำแนกได้เป็นสอง ลักษณะได้แก่

- ลักษณะแรก เป็นประเภทที่สามารถประยุกต์การคำนวณวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบธรรมดาที่คุ้นเคยกัน ในโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ใช่เพื่อเลียนแบบระบบ ซึ่งอาจจำเป็นต้องมีบางส่วนของโปรแกรมเป็นตรรกะเชิงศึกษา สำนึก (heuristic logic) ในรูปแบบของประโยค if...then...else เช่น การเลียนแบบระบบรถไฟหัวขบวนขนส่งมวลชนดังที่ปรากฏใน [2] ได้ใช้การวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบธรรมดา เพื่อคำนวณแรงลากจูง (T.E) จากความสัมพันธ์

$$T.E. = ma + \text{train resistance} + \text{gradient effect}$$

โดยการควบคุมแรงลากจูงในบางช่วงความเร็วของรถไฟหัวขบวนได้รับการอนุรักษ์ไว้ในโปรแกรมด้วยตรรกะเชิงศึกษา สำนึกดังนี้

$$\text{"TORQFACTOR} = \text{SPEEDLIMIT} - \text{SPEED} - 1.5$$

$$\text{IF (TORQFACTOR} > 1.0) \text{ THEN TORQFACTOR} = 0.9$$

$$\text{IF (TORQFACTOR} < 0.0) \text{ THEN TORQFACTOR} = 0.0\text{" เป็นต้น}$$

- ลักษณะที่สอง เป็นประเภทที่ไม่สามารถใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ในลักษณะแบบฉบับใด ๆ ได้ เช่น กระบวนการของระบบผลลึกลับ กระบวนการของระบบผลิตเหล็กกล้า เป็นต้น ก็สามารถใช้นแบบจำลองเชิงฟัซซี่ (fuzzy model) เข้าช่วยในการเลียนแบบระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ดังที่ได้มีการนำเสนอโดย Takagi และ Sugeno [3] เป็นแบบจำลองเชิงฟัซซี่ของคอนเวอเตอร์ที่ใช้ในกระบวนการผลิตเหล็กกล้า ซึ่งมีลักษณะ

ดังนี้

"IF [(ratio of manganese alloy is low) and (high indication about softness of slag occurs)] THEN [increment of manganese ratio is $22.18 + 7.77MA - 0.12HP$]"

ระบบผู้เชี่ยวชาญและการควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ผู้เชี่ยวชาญเวลาจริง

การพัฒนาาระบบผู้เชี่ยวชาญขึ้นใช้งานในภาคอุตสาหกรรมที่พบทั่วไปอาจจำแนกได้สองลักษณะ กล่าวคือ ระบบผู้เชี่ยวชาญเพื่อการวิเคราะห์และนำปรีกษา ซึ่งเป็นรูปลักษณะที่เป็นแบบฉบับรู้จักกันอย่างกว้างขวาง และอีกลักษณะหนึ่ง เป็นระบบผู้เชี่ยวชาญที่ทำหน้าที่ตรวจวัดค่าตัวแปรของระบบพลวัต ทำการวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้และรวมถึงควบคุมการทำงานของระบบพลวัตดังกล่าวโดยอัตโนมัติอย่างชาญฉลาด ลักษณะดังประการหลังยังมิได้มีงานทางภาคอุตสาหกรรมให้เห็นได้บ่อยครั้งเหมือนลักษณะดังประการแรก แม้ว่าได้มีความพยายามในการแผนแบบและสร้างตัวควบคุมชนิดระบบผู้เชี่ยวชาญขึ้น และได้มีการกำหนดลักษณะของระบบผู้เชี่ยวชาญที่ใช้ในงานควบคุมระบบพลวัต [4] แต่ก็ยังมิได้ครอบคลุมถึงการควบคุมระบบพลวัตที่มีเวลาเป็นปัจจัยวิกฤตหรือการควบคุมระบบแบบเวลาจริง (real-time control)

ระบบผู้เชี่ยวชาญไม่ว่าลักษณะใด ดังที่มีสถาปัตยกรรมหลักอันเป็นรูปแบบเดียวกัน ได้แก่การมีองค์ประกอบหลักสี่ส่วนด้วยกันคือ กฎการอนุมาน ฐานข้อมูล เครื่องจักรอนุมานและส่วนเชื่อมโยงกับผู้ใช้ ในการประยุกต์ระบบผู้เชี่ยวชาญเข้ากับงานการควบคุมกระบวนการชนิดเวลาจริงนั้น องค์ประกอบต่าง ๆ ของระบบผู้เชี่ยวชาญมีลักษณะสมบัติเฉพาะที่ควรคำนึงถึงได้แก่ :-

- กฎการอนุมาน ที่เอื้อประโยชน์ต่องานควบคุมระบบหรือกระบวนการมีลักษณะเป็นประโยคตรรก "ถ้า(สถานการณ์) แล้ว [ปฏิบัติการ]" ซึ่งในงานควบคุมระบบ "ปฏิบัติการ" มีลักษณะแตกต่างไปจากการเป็นข้อสรุป ดังเช่นในระบบผู้เชี่ยวชาญโดยทั่วไป ในกรณีนี้ อาจมีลักษณะเป็นคำสั่งการควบคุมต่าง ๆ หรืออาจเป็นการดำเนินการของตัวควบคุมในขั้นต่อไป เพื่อให้บรรลุเป้าหมายของการควบคุม สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงคือ ในงานระบบควบคุมเวลาจริงนั้น มีเวลาเป็นปัจจัยวิกฤต การอนุมานกฎในลักษณะดังกล่าว ซึ่งอาจเรียกได้ว่าเป็นกฎการควบคุม จะต้องทำด้วยเวลาที่สั้นที่สุด ดังนั้น ในการอนุมานจะต้องไม่มีการคำนวณที่ซับซ้อนทั้งงานภาคการ

ตรวจสอบ "สถานการณ์" และในภาค "ปฏิบัติการ" ถ้าในภาคการตรวจสอบ "สถานการณ์" รวมการบังคับค่า พารามิเตอร์ในระบบพลวัตด้วยการวัดโดยใช้ตัวหึ่งสัญญาณในรูปแบบต่าง ๆ ระยะเวลาที่ใช้เพื่อให้ได้สัญญาณที่ เสถียรและเชื่อถือได้จากตัวหึ่งสัญญาณ ก็จะต้องให้สั้นที่สุดเท่าที่จะกระทำได้ และเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ

- ฐานข้อมูล สำหรับตัวควบคุมชนิดระบบผู้เชี่ยวชาญเวลาจริงหมายถึง ส่วนที่เก็บสะสมข้อเท็จจริง และ ข้อมูลต่าง ๆ ที่จะ เป็นประโยชน์ต่อการอนุมานกฎการควบคุม ข้อมูลบางอย่างก่อนที่จะจัดเก็บไว้ฐานข้อมูลอาจ ต้องผ่านการคำนวณที่ซับซ้อนและใช้เวลานาน ซึ่งข้อมูลต่าง ๆ เหล่านี้จะต้องได้รับการคำนวณและจัดเตรียมไว้ ล่วงหน้า และได้รับการบรรจุสะสมไว้ฐานข้อมูล เช่น ในรูปแบบตาราง เป็นต้น นอกจากนี้ การเข้าถึง ข้อมูลจะต้องกระทำได้ด้วยเวลาอันรวดเร็ว จึงจำเป็นที่จะต้องมีการศึกษาสำนักบางประการช่วยในการให้ สามารถเข้าถึงข้อมูลด้วยเวลาอันสั้น ในงานควบคุมกระบวนการแบบเวลาจริงเช่นนี้ การค้นหาข้อมูลในฐาน ข้อมูล ด้วยวิธีการใช้อัลกอริธึมสำหรับค้นหาที่เป็นแบบฉบับ อาจใช้เวลายาวนานเกินกว่าที่จะยอมรับได้ในทาง ปฏิบัติ

- เครื่องจักรอนุมาน ในงานลักษณะที่กล่าวถึง เครื่องจักรอนุมานมีองค์ประกอบสองส่วน ได้แก่ ส่วนที่เป็น ฮาร์ดแวร์ และส่วนที่เป็นซอฟต์แวร์ ซึ่งอาจเรียกว่า ซอฟต์แวร์การควบคุม เครื่องจักรอนุมานที่เข้มงวดเป็นโมโคร โพรเซสเซอร์ชนิดบิตเดียว ที่จะเอื้อประโยชน์ต่อการอนุมานตัวควบคุม และจะต้องมีองค์การสื่อสารข้อมูลเพียง-พอ เพื่อการติดต่อกับระบบข้างเคียงใด ๆ ได้ และอย่างน้อยที่สุดจะต้องสามารถติดต่อกับศูนย์กลางการควบคุม เวลาของระบบพลวัต ทั้งนี้เพื่อการปรับเทียบสัญญาณนาฬิกาของบิตอย่างสม่ำเสมอเท่าที่มีความจำเป็น

- ส่วนเชื่อมโยงกับผู้ใช้ ระบบผู้เชี่ยวชาญที่ใช้งาน เป็นตัวควบคุมแบบเวลาจริง ความมีส่วนเชื่อมโยงกับผู้ใช้ ที่แบ่งออกเป็นสองระดับ กล่าวคือ ในระดับผู้ใช้งานหรือผู้สังเกตการณ์การทำงานของตัวควบคุม ซึ่งในระดับนี้ การทำงานของส่วนเชื่อมโยงจะยอมให้ผู้ใช้บังคับจังหวะการทำงานของตัวควบคุมได้ และสามารถสอบถามสถานภาพ ของตัวควบคุม และ/หรือของระบบพลวัตที่ถูควบคุมอยู่ได้ ส่วนในอีกระดับหนึ่งมีไว้สำหรับผู้ที่เป็นวิศวกรแผนแบบ หรือซ่อมบำรุง ซึ่งในระดับนี้จะยอมให้ผู้ใช้ตรวจสอบข้อมูลต่าง ๆ ในฐานข้อมูลและทำการคัดแปลงแก้ไขได้ รวมทั้งอาจยอมให้ตรวจสอบซอฟต์แวร์การควบคุมและทำการคัดแปลงแก้ไขได้ในบางกรณี ส่วนเชื่อมโยงที่กล่าวถึง นี้มีผู้ใช้ฮาร์ดแวร์ร่วมกัน และการทำงานสองระดับกระทำโดยใช้การจัดตั้งทางซอฟต์แวร์

ในงานการแผนแบบและอนุวัตตัวควบคุมชนิดระบบผู้เชี่ยวชาญเวลาจริงอาจประสมว่า กฎการควบคุมหรือกฎ การอนุมานมีผู้ใช้ได้มาด้วยการสอบถามหรือสัมภาษณ์ผู้ที่มีความชำนาญในงานเฉพาะนั้น ๆ เพียงอย่างเดียว แต่

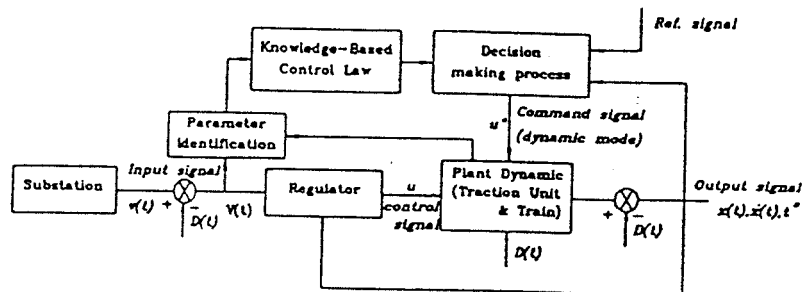
อาจได้มาจากการศึกษาวิเคราะห์พฤติกรรมของระบบพลวัตโดยตัววิศวกรผู้ออกแบบเองอย่างละเอียดถี่ถ้วน โดย
ใช้เครื่องมือคือ คอมพิวเตอร์ ช่วยในการเขียนแบบระบบด้วยเทคนิคที่กล่าวมาข้างต้น จากทฤษฎีวิเคราะห์ผลของ
การเขียนแบบระบบด้วยคอมพิวเตอร์ ผู้เขียนแบบตัวควบคุมจึงอาจออกแบบของกฎการควบคุมได้ชุดหนึ่งโดยใช้
ตรวจเชิงศึกษานี้ เมื่อดำเนินการตามขั้นตอนนี้แล้วต่อไปก็ต้องบังคับให้ได้ว่า พารามิเตอร์บ้างที่จะได้มา
จากการค้นหาฐานข้อมูล และพารามิเตอร์บ้างที่จะได้มาจากการวัดค่าในกระบวนการ ประการที่สำคัญใน
ขั้นตอนนี้คือ จะต้องกำหนดอัตราการแซมปลิงค่าพารามิเตอร์ ในกระบวนการที่เหมาะสม ซึ่งอัตราการแซม-
ปลิงนี้เป็นปัจจัยสำคัญ ต่อการพิจารณาเลือกฮาร์ดแวร์ของตัวควบคุม เช่น อาจจะต้องเลือกเลือกกระหว่างไม-
โครคอมพิวเตอร์ และไมโครโพรเซสเซอร์บอร์ดเดี่ยว และยังเป็นปัจจัยต่อการพิจารณาเลือกภาษาสำหรับโปรแกรม
การซอฟต์แวร์การควบคุม อย่างไรก็ตามไม่ว่าภาษาสำหรับโปรแกรมที่เลือกใช้จะเป็นภาษาระดับต่ำ หรือระดับ
สูงภาษาใดภาษาหนึ่ง ภาษาที่เลือกใช้นั้นจะต้องมีลักษณะสมบัติที่ให้ผู้โปรแกรมสามารถตรวจสอบและปรับค่าเวลา
ที่ใช้เพื่อการเอกซิทของซอฟต์แวร์การควบคุมได้ และจะต้องสามารถเก็บร่องรอยของสัญญาณศึกษา เพื่อให้
สามารถตรวจสอบและปรับค่าเวลาจริงได้ นอกจากนี้การพิจารณาในขั้นนี้ยังรวมถึง จำนวนบิตของซีพียู และ
อัตราสัญญาณการกานานที่เลือกใช้ไมโครโพรเซสเซอร์บอร์ดเดี่ยว จำนวนบิตของ เอ/ดี-ดี/เอ คอนเวอร์เตอร์
ชนิดของตัวส่งสัญญาณและเวลาตอบสนอง จำนวนช่องสื่อสารข้อมูลและองค์ประกอบอื่น ๆ ที่จำเป็นต้องเพิ่มเติม
ลงในส่วนฮาร์ดแวร์

หลังจากที่ได้เลือกสรรและจัดสร้างฮาร์ดแวร์ของตัวควบคุมที่เหมาะสมเรียบร้อยแล้วขั้นตอนที่สำคัญลำดับต่อไป
คือ การอนุวัติซอฟต์แวร์การควบคุมและการกำหนดโครงสร้างของฐานข้อมูลที่จะถูกบรรจุลงในหน่วยความจำ การ
ปฏิบัติขั้นนี้เมื่อเกี่ยวข้องกับวิธีการใช้ภาษาโปรแกรมระดับสูง การอนุวัติซอฟต์แวร์สามารถกระทำได้ง่ายโดย
การเลือกใช้สิ่งอำนวยความสะดวกและอัตราประโยชน์ต่าง ๆ ที่บรรจุอยู่ในคอมพิวเตอร์ของภาษาที่เลือกใช้ แต่
เมื่อการปฏิบัติอยู่ในสภาพบังคับที่ต้องเลือกใช้ภาษาระดับต่ำ ได้แก่ ภาษาแอสเซมบลี การอนุวัติซอฟต์แวร์จะเป็น
ขั้นตอนที่ยุ่ยากซับซ้อน ซึ่งเริ่มจากการแปลความกฎการอนุมาน การกำหนดขอบเขตเชิงตัวเลขให้กับตัวแปร
สัญลักษณ์ (symbolic variables) และตัวแปรทางภาษา (linguistic variables) ที่ปรากฏในการ
อนุมาน เพื่อให้สามารถอนุวัติได้ด้วยภาษาแอสเซมบลี ซึ่งจุดสำคัญที่มีความสำคัญอย่างยิ่งคือการอนุมานกฎการ
ควบคุมได้แก่ ชุดคำสั่งในกลุ่ม เปรียบเทียบ เลขคณิต และกระโดดข้าม ในงานบางลักษณะ การอนุมานกฎการ
ควบคุมอาจใช้เวลาาน ซึ่งจะเป็นปัจจัยบ่งชี้ให้วิศวกรผู้ออกแบบ ต้องเลือกกระหว่างการใช้โพรเซสเซอร์ที่มี

อัตราเร็วสูงกว่า เพื่อรักษาลักษณะของซอฟต์แวร์ให้คงเป็นลำดับมีเงื่อนไข หรือจะใช้สถาปัตยกรรมขนานในการ
แผนแบบหรือเลือกใช้ฮาร์ดแวร์ อย่างไรก็ตามผู้เขียนแผนแบบจะต้องคำนึงถึงความเข้ากันได้กับระบบข้างเคียง รวมทั้ง
ต้นทุนการผลิต เป็นปัจจัยสำคัญประกอบการพิจารณา

ตัวอย่าง

ตัวควบคุมชนิดระบบผู้เชี่ยวชาญเวลาจริงที่นำมาเป็นตัวอย่างนี้ ได้รับความผสมผสานเพื่อให้ออกคำสั่งโอสต์
(coast) และเบรก (brake) โดยอัตโนมัติ ให้แก่รถไฟขบวนส่งมวลชน โดยการออกคำสั่งดังกล่าวนี้ถึงปัจจัย
เชิงพลวัตต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในเวลาจริง ได้แก่ แรงดันไฟฟ้าที่บ่อน้ำมันเคอร์ลาคุง การเข้าออกสถานีของรถที่
ไม่ตรงตามตารางเวลา เป็นต้น ดังรายละเอียดตามการอภิปรายที่ปรากฏใน [5] การศึกษาพฤติกรรมเชิง
พลวัตของรถไฟเพื่อการควบคุม ได้ใช้แบบจำลองคอมพิวเตอร์ของรถไฟขบวนส่งมวลชนขบวนเดียว [2] ช่วย
ในการเลียนแบบระบบ จากผลการวิเคราะห์จึงได้แผนแบบกฎการอนุมาน ที่มีลักษณะเป็นตรรกะเชิงศึกษาสำนักขึ้น
มาชุดหนึ่งดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1 ตัวควบคุมในส่วนฮาร์ดแวร์มีลักษณะเป็นไมโครโพรเซสเซอร์ชนิดเดี่ยวแบบ
ธรรมดา โดยได้เลือกใช้ไมโครโพรเซสเซอร์ 280A ซึ่งสถาปัตยกรรมโดยรวมของตัวควบคุมได้แสดงแทนไว้
ด้วยแผนภาพบล็อกของระบบควบคุมนี้ เมื่อมีตัวควบคุมประกอบรวมอยู่ด้วยดังในรูปที่ 2



รูปที่ 2 แผนภาพแสดงระบบควบคุมการโอสต์เชิงพลวัต

```

IF <train arrives too early> THEN
  1. <compute period of delay time>
  2. <run-time for next journey is maximum>
  3. <delay train at station>
IF <train arrives too late> THEN
  1. <train is driven in flatout mode for next journey>
IF <coasting is allowed> THEN
  1. <compute time-to-brake>
  2. <compute time-to-coast vector as a function
      of traction supply voltage>
  3. <start dynamic mode>
IF <coasting is prohibited> THEN
  1. <disable dynamic mode>
  2. <a delay loop is inserted for a period of flatout
      run-time>
  3. <measure station-stop time>
  4. <restart static mode>

```

Dynamic mode

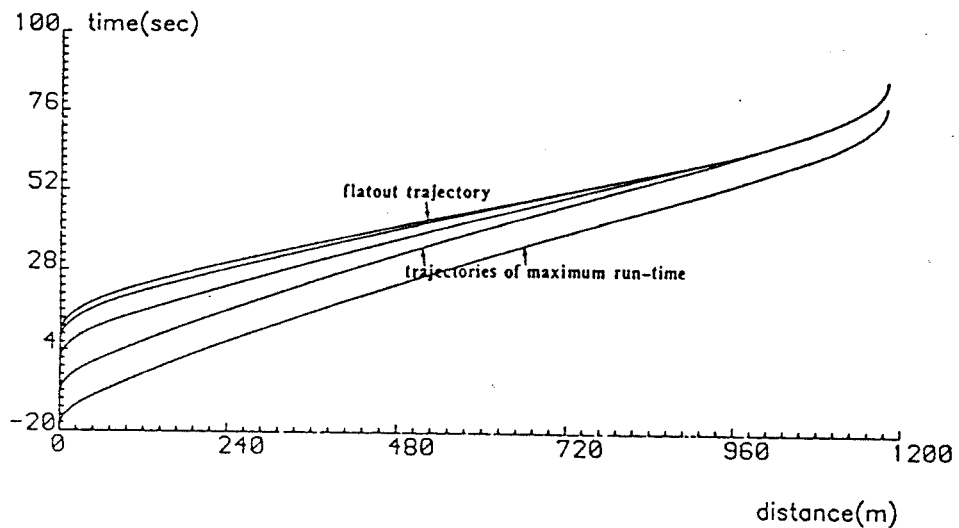
```

IF <a new sampling period begins> THEN
  1. <measure instantaneous traction voltage>
  2. <compute average traction voltage>
  3. <compute corresponding time-to-coast>
  4. IF <time-to-coast less than real-time> THEN
      4.1 <coasting is off>
      4.2 <store value of average voltage>
      4.3 <restart dynamic mode>

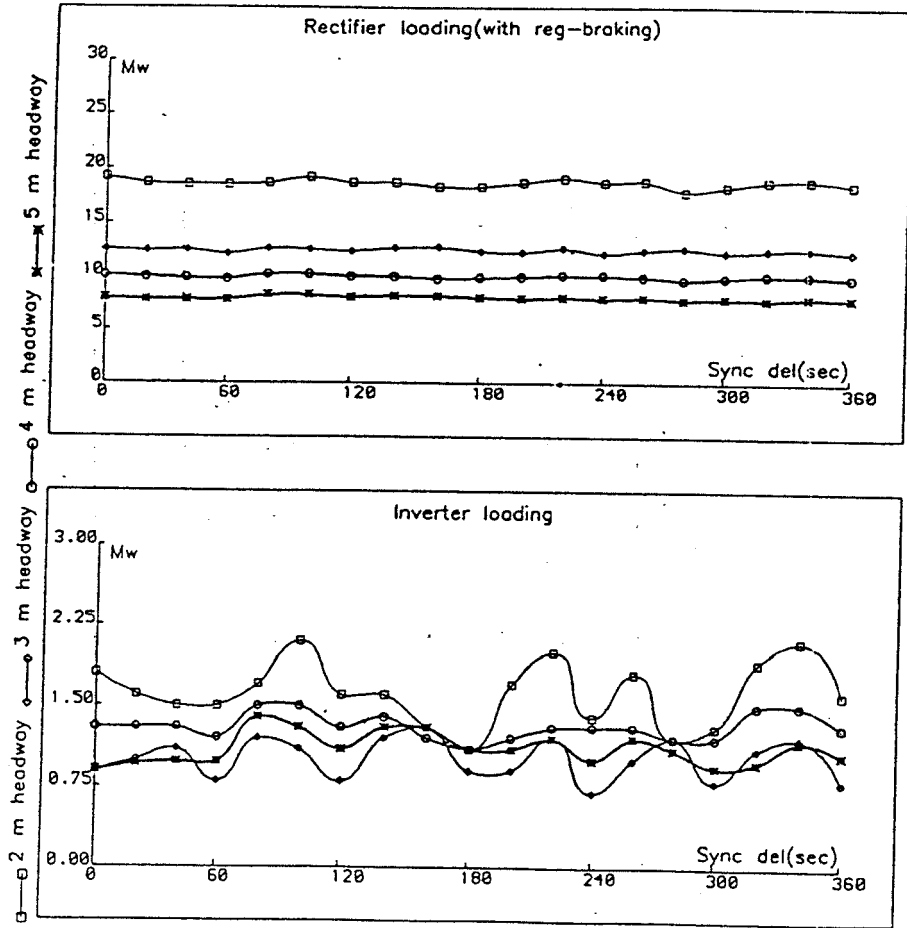
```

รูปที่ 1 กฎการอนุมานเพื่อการควบคุมการโคจรรถไฟฟ้า

ตัวควบคุมที่แสดงแทนไว้ด้วยแผนภาพดังในรูปที่ 2 นี้ ได้รับการอนุรักษ์ขึ้นเพื่อวัตถุประสงค์ในการปรับมุม ให้รถไฟฟ้าเข้าออกสถานีได้ตรงตามเวลา และทำให้เกิดมีการประหยัดพลังงานได้สูงสุดจากการโคจร ด้วยวิธีการปรับแปรจังหวะการเริ่มคันโคจร และเริ่มคันเบรคของรถไฟฟ้าในการขับเคลื่อนจากสถานีหนึ่งไปสู่สถานีหนึ่ง การอนุรักษ์ข้อห้ามไว้ควบคุมได้เลือกใช้ภาษาแอสเซมบลี เพื่อความง่ายต่อการควบคุมจังหวะการลุ่มค่าตัวแปร และควบคุมช่วงเวลาการเอกสิทธิ์ของพัลส์ การตรวจสอบการทำงานของตัวควบคุมในขั้นต้น และการพยากรณ์สมรรถนะของตัวควบคุม สามารถกระทำได้โดยปฏิภาคตัวควบคุม เข้ากับแบบจำลองคอมพิวเตอร์ของระบบรถไฟฟ้าขนส่งมวลชนทั้งระบบดังที่ได้มีการบรรยายไว้ [2] โดย Goodman และคณะ แบบจำลองนี้มีการคำนึงถึงรถไฟฟ้าหลายขบวนที่ปรากฏในระบบทั้งขึ้นและลงที่มีปฏิริยาต่อกัน ทั้งในเชิงการถ่ายโอนพลังงานไฟฟ้าและการปรับระยะห่างระหว่างขบวนรถ ซึ่งให้ผลการพยากรณ์สมรรถนะในเชิงของการปรับมุมให้ขบวนรถสามารถรักษาตารางเวลาการให้บริการ (รูปที่ 3) และในเชิงพลังงานในรูปแบบของการรวมของเรคคิฟเออร์ และอินเวอร์เตอร์ (รูปที่ 4)



รูปที่ 3 เส้นโค้งวิถีการเดินทางของขบวนรถที่ได้รับการปรับมุมโดยตัวควบคุม



รูปที่ 4 การระกวมของเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์ในระบบ (ผลจากการพยายาการ)

บทสรุป

การประยุกต์ระบบผู้เชี่ยวชาญในงานภาคอุตสาหกรรม เพื่อการควบคุมระบบพลวัตทำให้สถาปัตยกรรมของระบบผู้เชี่ยวชาญเพื่อการควบคุม มีความแตกต่างไปบ้างจากระบบผู้เชี่ยวชาญแบบธรรมดาที่ใช้ในการให้คำแนะนำปรึกษา แม้กระทั่งว่าระบบผู้เชี่ยวชาญที่ใช้ในงานควบคุมระบบที่มีเวลาเป็นปัจจัยวิกฤต หรือที่เรียกว่าการควบคุมแบบเวลาจริง ก็ยังมีลักษณะสมบัติที่เป็นสิ่งเฉพาะของระบบผู้เชี่ยวชาญที่ใช้กับงานดังกล่าว ซึ่งแตกต่างไปจากระบบผู้เชี่ยวชาญเพื่อการควบคุมที่ไม่มีเวลาเป็นปัจจัยวิกฤต ความที่ได้บังไว้ในรายละเอียดปรากฏในบทความนี้ คอมพิวเตอร์และการเลียนแบบระบบด้วยคอมพิวเตอร์ เป็นเครื่องมือและระเบียบวิธีที่มีประโยชน์สูง ต่อการวิเคราะห์ระบบพลวัตที่ต้องการควบคุม และต่อการออกแบบตัวควบคุมชนิดระบบผู้เชี่ยวชาญเวลาจริง อัตราการชมบ่งชี้หารามิเตอร์ที่ใช้เพื่อการควบคุมระบบ เป็นปัจจัยทางเทคนิคที่สำคัญที่จะต้องนำมาพิจารณา เมื่อทำการอนุมัติตัวควบคุมทั้งในทางฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์

เอกสารอ้างอิง

- [1] Challenges to Control: A Collective View - Report of the Workshop Held at the University of Santa Clara on 18-19 Sep. 86, IEEE Trans. Automatic Control, Vol. AC-32, No. 4, 275-285, 1987.
- [2] C.J. Goodman, B. Mellitt and N.B. Rambukwella, CAE for the Electrical Design of Urban Rail Transit Systems, Computers in Railway Operations (edited by T.K.S. Murthy, J. Korber and B. Mellitt), Springer - Verlag, 173-193, 1987.
- [3] T. Takagi and M. Sugeno, Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control, IEEE Trans. SMC, Vol. SMC-15, No.1, 116-132, 1985.
- [4] K.J. Astrom, J.J. Anton and K.E. Arzen, Expert Control, Automatica, Vol. 22, No. 3, 277-286, 1986.
- [5] สรวุฒิ สุจิตจร, ตัวประกอบที่ควรรู้ถึงในการออกแบบระบบคัดพลังงานของรถไฟฟ้ามหานคร, วิศวกรรมสาร, ปีที่ 42, เล่มที่ 5, 37-40, 2532.

ภาคผนวก ๓.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

LOSS MINIMIZATION IN AN INDUCTION MOTOR BASED ON TRUE PARAMETRIC MODEL

S. SUJITJORN
 K-L. AREERAK

School of Electrical Engineering,
 Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima, Thailand 30000.

ABSTRACT This paper describes a new approach to power loss minimization in a three-phase induction motor. The method employs the motor's parametric model of which parameters resulted from identification. In this work, genetic algorithm is employed to identify the motor's model. The approach of loss minimization is suitable for use with variable load situation. Its usefulness and limitation are illustrated via simulation results.

1. INTRODUCTION

Most industries employ both synchronous and asynchronous types of electrical machines that consume a fair amount of energy. Electrical engineers have attempted several methods to cut the energy bills. For instance, design energy efficient machines, and utilize electronic technology to save energy for drive systems. One efficient method to achieve energy savings in existing electrical machines is to cut the power losses in machines as much as possible. This topic is the main interest of this work, particularly addressed to induction machines that are asynchronous type.

The idea of loss minimization in machines is not new. Some researchers [1] attempted to find stator exciting frequency to minimize losses in ac machines. They assumed constant motor's parameters through its operating range. Realistically, those parameters are not constant. They also assumed equal rotor and stator frequencies. This condition is true only when the slip is equal to 1. Insertion of external impedance method was proposed in [2] for slip-ring rotor type of induction motors. This complicated method requires sophisticated and high cost electronics for realization. Moreover, it causes harmonics to the system. The work in [3] attempted to find optimum input voltage and frequency that minimized the total motor losses. Core saturation, skin effect, and source harmonics were taken into account. These factors are very difficult to be determined in practice. Optimum air gap flux to minimize losses was introduced in [4]. Harmonic and stray losses were taken into account by the work in [5] to achieve better description for losses in the motor model. The central idea of the work described herein is similar to [6] that uses an equivalent circuit of a motor. For motors of less than 10 kW, the converter loss is negligible when it is compared with the motor power losses. The work presented herein considers nonlinearity of the motor. It will be shown later that the motor losses are expressed as the function of torque, speed, voltage, and frequency. Thus, this approach is realistic in terms of motor performance, true motor parameters, and is easy to apply.

Section 2 of this paper describes the motor equivalent circuit, and the identification of its parameters. The loss

expression and how to minimize the losses are discussed in section 3. In section 4, simulation results are presented and limitation of the method discussed. Section 5 provides conclusions.

2. MOTOR EQUIVALENT CIRCUIT AND PARAMETERS

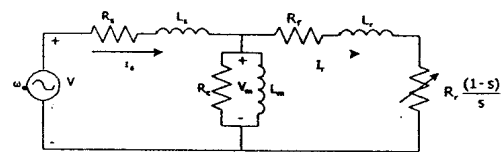


Fig.1 Equivalent circuit of an induction motor

It is commonly known that most portions of power losses in motor arise during steady-state operation. Thus an equivalent circuit of an induction motor plays an important role in loss minimization [5,7]. Fig. 1 shows the motor equivalent circuit. Conventionally, the parameters of the equivalent circuit are obtained from no-load and block-rotor tests. In practice, the motor impedances vary because of temperature, saturation characteristic, skin effect, and harmonic [6,8]. Using constant R's and L's values could lead to an erroneous treatment of loss minimization. However, R_c and L_m are practically constant. Their values ($R_c=3.3114$ k Ω , and $L_m=0.5098$ H) are quite large and can be acceptably obtained from the conventional tests.

This work is interested in variable load condition of the motor operation. The load ranges from 0-100 %. To assess the R's and L's values of the motor as a function of multi-variables mentioned above is very difficult, perhaps not possible. In order to keep the problem tractable, these values are viewed as a function of rms voltages fed to the motor. This approach leads to simple modelling and identification; as well as simple future implementation of an energy saving controller for the motor. Fig. 2 depicts the experimental set up to measure the motor speed-torque characteristics. Referring to fig. 2, the pendulum machine and its control unit act

LOSS MINIMIZATION IN AN INDUCTION MOTOR BASED ON TRUE PARAMETRIC MODEL

S. SUJITJORN
 K-L. AREERAK

School of Electrical Engineering,
 Suranaree University of Technology
 Nakhon Ratchasima, Thailand 30000.

ABSTRACT This paper describes a new approach to power loss minimization in a three-phase induction motor. The method employs the motor's parametric model of which parameters resulted from identification. In this work, genetic algorithm is employed to identify the motor's model. The approach of loss minimization is suitable for use with variable load situation. Its usefulness and limitation are illustrated via simulation results.

1. INTRODUCTION

Most industries employ both synchronous and asynchronous types of electrical machines that consume a fair amount of energy. Electrical engineers have attempted several methods to cut the energy bills. For instance, design energy efficient machines, and utilize electronic technology to save energy for drive systems. One efficient method to achieve energy savings in existing electrical machines is to cut the power losses in machines as much as possible. This topic is the main interest of this work, particularly addressed to induction machines that are asynchronous type.

The idea of loss minimization in machines is not new. Some researchers [1] attempted to find stator exciting frequency to minimize losses in ac machines. They assumed constant motor's parameters through its operating range. Realistically, those parameters are not constant. They also assumed equal rotor and stator frequencies. This condition is true only when the slip is equal to 1. Insertion of external impedance method was proposed in [2] for slip-ring rotor type of induction motors. This complicated method requires sophisticated and high cost electronics for realization. Moreover, it causes harmonics to the system. The work in [3] attempted to find optimum input voltage and frequency that minimized the total motor losses. Core saturation, skin effect, and source harmonics were taken into account. These factors are very difficult to be determined in practice. Optimum air gap flux to minimize losses was introduced in [4]. Harmonic and stray losses were taken into account by the work in [5] to achieve better description for losses in the motor model. The central idea of the work described herein is similar to [6] that uses an equivalent circuit of a motor. For motors of less than 10 kW, the converter loss is negligible when it is compared with the motor power losses. The work presented herein considers nonlinearity of the motor. It will be shown later that the motor losses are expressed as the function of torque, speed, voltage, and frequency. Thus, this approach is realistic in terms of motor performance, true motor parameters, and is easy to apply.

Section 2 of this paper describes the motor equivalent circuit, and the identification of its parameters. The loss

expression and how to minimize the losses are discussed in section 3. In section 4, simulation results are presented and limitation of the method discussed. Section 5 provides conclusions.

2. MOTOR EQUIVALENT CIRCUIT AND PARAMETERS

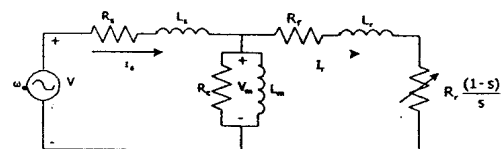


Fig.1 Equivalent circuit of an induction motor

It is commonly known that most portions of power losses in motor arise during steady-state operation. Thus an equivalent circuit of an induction motor plays an important role in loss minimization [5,7]. Fig. 1 shows the motor equivalent circuit. Conventionally, the parameters of the equivalent circuit are obtained from no-load and block-rotor tests. In practice, the motor impedances vary because of temperature, saturation characteristic, skin effect, and harmonic [6,8]. Using constant R's and L's values could lead to an erroneous treatment of loss minimization. However, R_c and L_m are practically constant. Their values ($R_c=3.3114 \text{ k}\Omega$, and $L_m=0.5098 \text{ H}$) are quite large and can be acceptably obtained from the conventional tests.

This work is interested in variable load condition of the motor operation. The load ranges from 0-100 %. To assess the R's and L's values of the motor as a function of multi-variables mentioned above is very difficult, perhaps not possible. In order to keep the problem tractable, these values are viewed as a function of rms voltages fed to the motor. This approach leads to simple modelling and identification; as well as simple future implementation of an energy saving controller for the motor. Fig. 2 depicts the experimental set up to measure the motor speed-torque characteristics. Referring to fig. 2, the pendulum machine and its control unit act

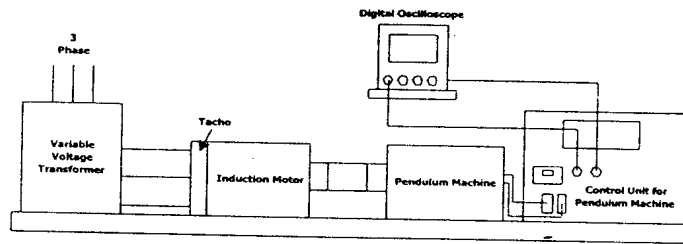


Fig.2 Experimental set up for identification of motor parameters

as a torque measuring instrument. Input voltages of various rms values were fed to the motor and the characteristics recorded. Some of the test results are illustrated in fig. 3. An off-line identification based

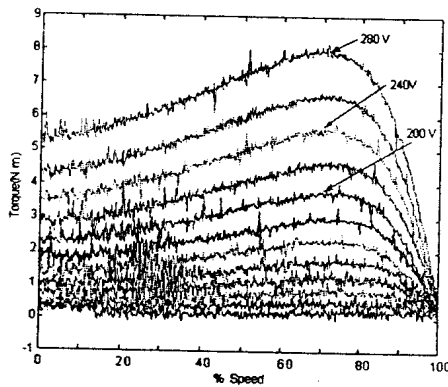
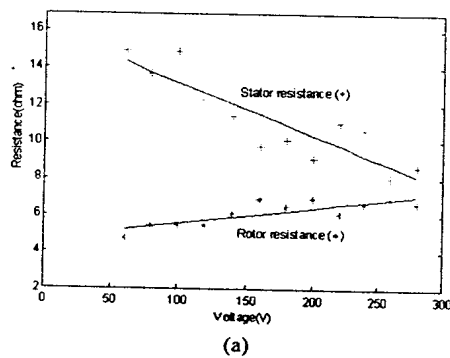
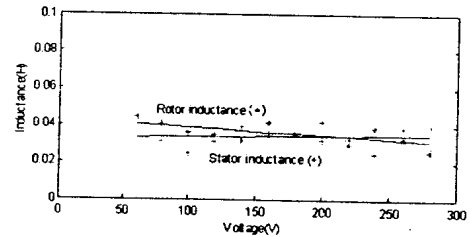


Fig.3 Motor characteristics obtained from the tests.

on genetic algorithm (GA) was employed to extract the motor parameters as the function of rms input voltages. The readers can find an informative review of GA in [9]. The results obtained from the GA identification are illustrated in fig. 4. Fig. 4(a) depicts the stator and rotor resistances, while the inductances in fig. 4(b). The corresponding numerical data is compiled in table 1. Applying the linear regression, one can obtain the equations (1-a)-(1-d) describing these parameters as the function of the exciting rms voltage.



(a)



(b)

Fig.4 Identified values of R's and L's (a) stator and rotor resistances, (b) inductances

Voltage (V)	$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$L_s(H)$	$L_r(H)$
60	14.8863	4.7375	0.0428	0.0441
100	14.8182	5.4533	0.0248	0.0359
140	11.4050	6.1207	0.0396	0.0317
180	10.1102	6.4891	0.0356	0.0357
220	11.0193	6.1219	0.0328	0.0298
280	8.6603	6.6382	0.0402	0.0265

Table 1. Numerical data obtained from GA identification

$$R_s = -0.028006 \times V + 15.961169 \quad (1-a)$$

$$L_s = 6.292346e - 006 \times V + 0.033130 \quad (1-b)$$

$$R_r = 0.008418 \times V + 4.716302 \quad (1-c)$$

$$L_r = -4.222108e - 005 \times V + 0.043419 \quad (1-d)$$

Next section discusses the role of these parameters in loss minimization.

3. LOSS TERMS AND APPROACH TO MINIMIZATION

The total power losses of the motor can be expressed as

$$P_{\text{loss, total}} = \text{stator copper loss} + \text{rotor copper loss} + \text{core losses.}$$

Losses in switching devices are lumped into the stator loss, while stray loss, friction and windage loss are negligible. Hence,

$$P_{\text{loss, total}} = |I_s|^2 R_s + |I_r|^2 R_r + \frac{|V_m|^2}{R_c}$$

$$= V^2 \left[\left| \frac{Z_2 + Z_m}{Z_T} \right|^2 R_s + \left| \frac{Z_m}{Z_T} \right|^2 R_r + \left| \frac{Z_2 Z_m}{Z_T} \right|^2 / R_c \right] \quad (2)$$

where

$$Z_1 = R_s + j2\pi f L_s \quad (3)$$

$$Z_2 = \frac{R_r}{s} + j2\pi s f L_r \quad (4)$$

$$Z_m = \frac{R_c j2\pi f L_m}{R_c + j2\pi f L_m} \quad (5)$$

$$Z_T = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_m + Z_2 Z_m \quad (6), \text{ and}$$

$$\text{slip } s = \frac{N_s - N_m}{N_s} \quad (7)$$

From the motor torque equation (8)

$$T = \frac{P_{ag}}{\omega_s} = V^2 \frac{|Z_m|^2 R_r}{|Z_T|^2 s} \cdot \frac{1}{\omega_s} \quad (8)$$

, one can realize that

$$P_{\text{loss, total}} = T \cdot \omega_s \cdot \frac{s}{R_r} \left[\frac{|Z_2 + Z_m|^2}{|Z_m|^2} R_s + R_r + \frac{|Z_2|^2}{R_c} \right] \quad (9)$$

Equation (9) is in a useful form for the implementation of loss minimization in an induction motor. Regarding this, the load torque T is known from measurement or estimation; the rpm required is known from the speed command; and the rms voltage is known from measurement. Some computational results for the total power losses are illustrated in fig. 5. Referring to fig. 5, the negative power loss means generating mode. Only the positive power loss (motoring mode) is considered

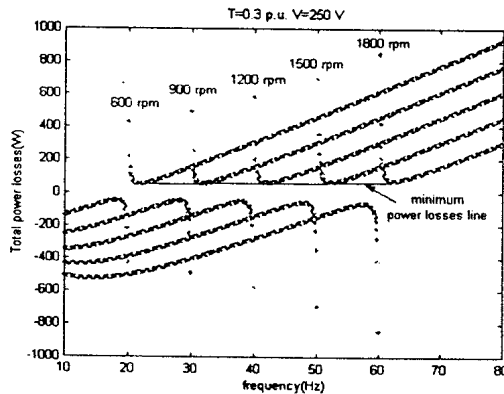


Fig.5

herein. The minimum power loss line can be found for the whole speed range. For other values of torque and rms voltage fed to the motor, the shape of the curves looks similar.

In terms of implementation, real-time computing and searching for a corresponding frequency for the motor to run on minimum power loss are possibly executed by a fast processor. With a low clock rate processor, a lookup

table is a suitable approach. The method of loss minimization can be viewed as an adaptive algorithm of energy saving controller for an ac drive.

4. SIMULATION RESULTS

Simulation has been brought into action to assess the usefulness of limitation of the proposed method. Fig. 6

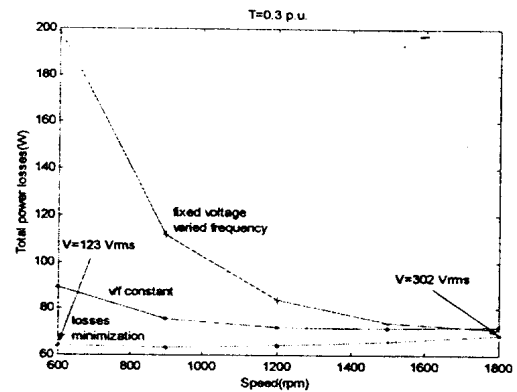


Fig. 6 Simulation results when load torque is 0.3 p.u.

shows that the proposed method is the most efficient way to minimize losses in induction motors when the load torque is low. The results are compared with those of the v/f constant and the fixed voltage with varied frequency methods, respectively. When the load torque is up to about half rated, the proposed method is still efficient as can be seen from the fig. 7. When the load

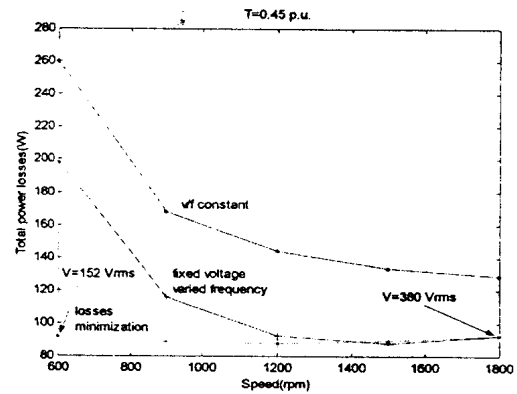


Fig. 7 Simulation results when load torque is 0.45 p.u.

torque is high, the proposed method is not attractive because an excessive voltage must be applied to the motor. However, it is still efficient in a low speed range as illustrated in fig. 8. Under such circumstances, the fixed voltage with varied frequency method becomes more attractive for loss minimization in induction motors.

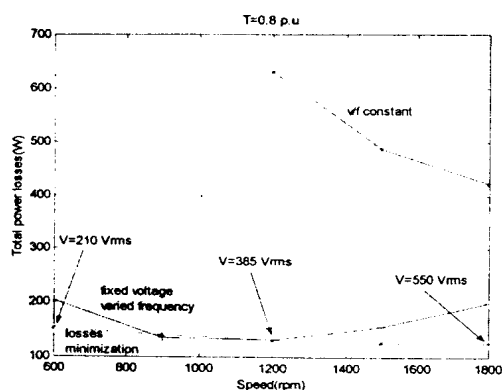


Fig. 8 Simulation results when load torque is 0.8 p.u.

5. CONCLUSIONS

This article has described a new approach to minimize power losses in induction motors. The proposed method is based on the true parametric model of the motor. The parameters are obtained from identification. The simulation results show that the method is very efficient when the load torque ranges from 0 to half rated. Above half rated load, the method is still attractive in a low speed range. Implementation of the method as adaptive algorithm for energy savings in ac drives is not complicated using either real-time computing or lookup table approach. Design and implementation of an ac drive with energy saving schemes to cover the whole load range is now undergoing at the Control and Automation Research Group, Suranaree University of Technology. The project is supported by the Nation Board of Energy Policy.

6. ACKNOWLEDGMENT

Research support from the National Board of Energy Policy is greatly acknowledged.

7. REFERENCES

- [1] A. Kusko and D. Galler, Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives, *IEEE Trans. Industry Application*, vol. IA-19, no. 4, 1983, pp.
- [2] Y. Baghzouz and O. T. Tan, Optimal efficiency speed control of induction motors by variable rotor impedance, *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 4, no. 2, 1989, pp. 216-223.
- [3] S. Chen and S-N Yeh, Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variable-voltage and variable-frequency source, *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 7, no. 3, 1992, pp. 537-543.
- [4] I. Kioskeridis and N. Margaris, Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives, *IEEE Trans. Industrial Electronic*, vol. 43, no. 1, 1996, pp. 226-231.
- [5] V. Kinnaree and S. Potivejkul, Modified harmonic loss model in PWM fed induction machines, *Proc. IEEE Asia Pacific Conf.*, 1998, pp. 535-538.
- [6] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen and P. B. Thogersen, Efficiency optimized control of medium-size induction motor drives, *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, vol. 3, 2000, pp. 1489-1496.
- [7] C. Gilberto et al., Loss modeling of converter induction machine system for variable speed drive, *Proc. IEEE Int. Conf.*, vol. 1, 1992, pp. 114-120.
- [8] S. Khomfoi, V. Kinnaree, and P. Viriya, Investigation into Core Losses due to Harmonic Voltage in PWM Fed Induction Motors, *Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems*, 1999, pp.104-109.
- [9] K.F. Man, K.S. Tang, and S. Kwong, Genetic Algorithm: Concepts and Applications, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol.43, no.5, 1996, pp.519-534.

LIST OF NOTATIONS

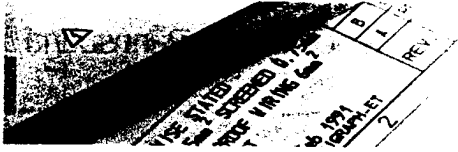
V	= supply voltage (Vrms)
ω_c	= supply radian frequency (rad)
R_s	= stator resistance (Ω)
R_r	= rotor resistance (Ω)
L_s	= stator inductance (H)
L_r	= rotor inductance (H)
R_c	= core resistance (Ω)
L_m	= core inductance (H)
V_m	= air-gap voltage (Vrms)
I_s	= stator current (A)
I_r	= rotor current (A)
s	= slip
f	= stator frequency (Hz)
N_s	= synchronous speed (rpm)
N_m	= motor speed (rpm)
ω_s	= synchronous speed (rad/s)
T	= load torque (N.m.)
P_{ag}	= air-gap power loss (W)

Sarawut Sujitjorn: His biography appears in the paper entitled "Optimization of Power Transfer in a Solar Energy System" in this proceedings.



Kongpol Areerak was born in 1979, Pichit, Thailand. He received his BEng (EE) in 1999 from Suranaree University of Technology. He is working on his thesis towards a master's degree in electrical engineering. His research interest is control and drive.

He wishes that Asia will seriously implement all kinds of technologies to save energy, resources, and environment in the years to come.



...

ติรงงาน

กองพล อารีรักษ์

kongpol@thaiengineering.com

วิโรจน์ แสงธงทอง

cewirote@ccs.sut.ac.th

สรารวุฒิ สุจิตจร

sarawut@ccs.sut.ac.th

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

การแปลงสัญญาณ ระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับอนาลอก

สามารถแยกชุด 12 บิต มี 8 ช่องสัญญาณสำหรับการแปลง A/D
และ 2 ช่องสัญญาณสำหรับการแปลง D/A
พร้อมดิจิทัลอินพุต 8 บิต และดิจิทัลเอาต์พุต 8 บิต

งานด้านระบบควบคุมในปัจจุบัน ส่วนใหญ่เป็นงานควบคุมแบบดิจิทัล ซึ่งจำเป็นต้องมีชุดเชื่อมต่อ (interface) กับอุปกรณ์ภายนอกที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณดิจิทัลและสัญญาณอนาลอก ซึ่งก็คือการแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณอนาลอกนั่นเอง การวัดที่พบส่วนใหญ่ในประเทศไทยมีการแยกชุด (resolution) จำกัดอยู่ที่ 8-10 บิต ซึ่งกรณีงานควบคุมที่ต้องการความละเอียดสูง จำเป็นต้องใช้การแปลงสัญญาณที่มีการแยกชุดสูงขึ้นถึง 12 บิตหรือ 16 บิต อาจจะต้องซื้อจากต่างประเทศซึ่งมีราคาสูงมาก อีกทั้งเทคโนโลยีในการออกแบบ และสร้างการแปลงสัญญาณที่มีการแยกชุดสูง สามารถพัฒนาขึ้นเองได้ โดยใช้อุปกรณ์ที่สามารถหาได้ในประเทศไทย

ดังนั้นในบทความนี้ได้เสนอวิธีการออกแบบ รวมถึงผลการทดสอบการแปลงสัญญาณที่พัฒนาขึ้นอย่างละเอียด การวัดที่พัฒนาขึ้นนี้ใช้งานได้ง่ายโดยต่อเข้ากับ

พอร์ตเครื่องพิมพ์ของพีซี

โครงสร้างการวัด แปลงสัญญาณ

โครงสร้างโดยรวมของการวัดแปลงสัญญาณดังรูปที่ 1 มีองค์ประกอบสี่ส่วนคือ วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลที่มีการแยกชุด 12 บิต (12 bit A/D converter), วงจรดิจิทัลอินพุต 8 บิต (8 bit Digital input), วงจรดิจิทัลเอาต์พุต 8 บิต (8 bit Digital output) และวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกที่มีการแยกชุด 12 บิต (12 bit D/A converter) กระบวนการทำงานในแต่ละส่วนควบคุมด้วยพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี โดยการรับข้อมูลเข้าพีซีผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์ (printer port) เพื่อประมวลผล หลังจากนั้นพีซีจะส่งข้อมูลผ่านการประมวลผลออกทางพอร์ตเครื่องพิมพ์เช่นกัน ดังนั้นการจัดลำดับการทำงานในแต่ละส่วนของการวัดแปลงสัญญาณเป็น

สิ่งสำคัญมากในการพิจารณา เนื่องจากมีการถ่ายโอนข้อมูลภาคอินพุตและภาคเอาต์พุตผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์ชุดเดียวกัน ซึ่งรายละเอียดการออกแบบจะนำเสนอในหัวข้อถัดไป

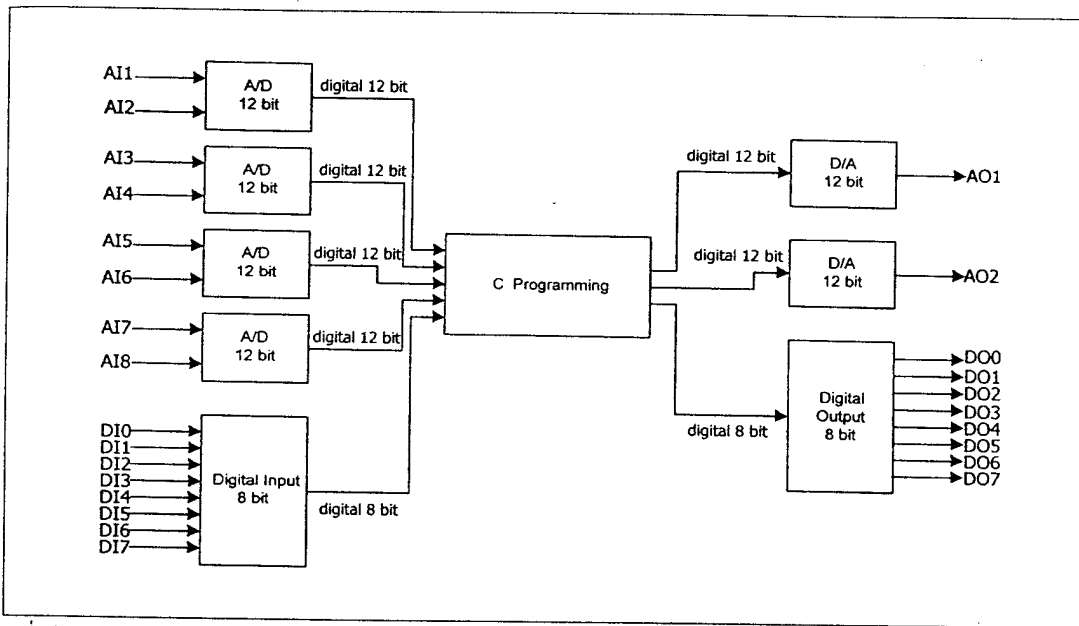
การออกแบบและ ลักษณะการทำงาน

การออกแบบการแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณดิจิทัลกับสัญญาณอนาลอกที่มีการแยกชุด 12 บิตในบทความนี้ สิ่งที่สำคัญที่สุดคือ การจัดการด้านการใช้พอร์ตเครื่องพิมพ์ของพีซี เนื่องจากกระบวนการทำงานของการวัดแปลงสัญญาณมีหลายโหมด เพราะฉะนั้น การจัดการใช้พอร์ตเครื่องพิมพ์ควรพิจารณาอย่างรอบคอบ เพื่อไม่ให้เกิดปัญหาการทำงานที่ซ้อนทับกันในแต่ละโหมด ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการแยกโหมดการส่งการวัดแปลงสัญญาณโดยโปรแกรมด้วยภาษาซี



...

โครงการ



รูปที่ 1 โครงสร้างการแปลงสัญญาณ

ตารางที่ 1 คุณสมบัติของไอซี LTC1298

คุณสมบัติ	ย่านการทำงาน
เวลาในการแปลงสัญญาณ	60 μ s
อัตราการซักรั่วอย่าง	11.1 kHz
ช่องสัญญาณอนาล็อกอินพุต	2 ช่องการทำงาน
ความคลาดเคลื่อน	± 2 LSB
แรงดันอนาล็อกอินพุต	-0.05 โวลต์ ถึง +5.05 โวลต์

ผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์ไว้เป็นหมวดหมู่อย่างชัดเจน ดังตารางที่ 3 ซึ่งประกอบด้วยโหมดการทำงานที่ใหม่คือ โหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล, โหมดการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก, โหมดดิจิทัลอินพุต และโหมดดิจิทัลเอาต์พุต ซึ่งการอธิบายการทำงาน รวมถึงการโปรแกรมภาษาซีที่ใช้ในการสั่งการในแต่ละโหมดจะนำเสนอในรายละเอียดดังต่อไปนี้

ตารางที่ 2 แอดเดรสที่บรรจุข้อมูลของพอร์ตเครื่องพิมพ์

พอร์ตเครื่องพิมพ์	แอดเดรส		
	กลุ่มสัญญาณข้อมูล	กลุ่มสัญญาณสถานะ	กลุ่มสัญญาณควบคุม
LPT1	0x0378	0x0379	0x037a
LPT2	0x0278	0x0279	0x027a

1. โหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลจะใช้ไอซี LTC1298 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีความแยกชัด 12 บิต ซึ่งคุณสมบัติของไอซีดังกล่าวเป็นดังตารางที่ 1

ในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล มีช่องสัญญาณอนาล็อกอินพุตทั้งหมด 8 ช่องสัญญาณ ซึ่งหมายถึงต้องใช้ไอซี LTC1298

จำนวน 4 ตัว โดยสัญญาณที่ควบคุมการทำงานของไอซีดังกล่าวเป็นสัญญาณที่มาจากพอร์ตเครื่องพิมพ์ของพีซี ซึ่งการเขียนโปรแกรมภาษาซีควบคุมการทำงานในแต่ละโหมด จำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องรู้แอดเดรส (address) ที่บรรจุข้อมูลของพอร์ตเครื่องพิมพ์ ซึ่งแสดงไว้ในตารางที่ 2

2. โหมดการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกใช้ไอซี AD7545 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกที่มีความแยกชัด 12 บิต ซึ่งค่าพิกัดสูงสุดของไอซี AD7545 ที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบการแปลงสัญญาณในส่วนนี้แสดงดังตารางที่ 4 และการสร้างในส่วนวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกมีช่องสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุต



...

โครงงาน

ตารางที่ 3 การจัดการพอร์ตเครื่องพิมพ์ในแต่ละโหมดการทำงานของวงจร

โหมดการทำงาน / ชื่อของพอร์ต ขนาน	ขาที่17 (C3)	ขาที่16 (C2)	ขาที่14 (C1)		ขาที่ 1 (C0)		ขาที่ 2-ขาที่9 (D0-D7)	ขาที่11 (S7)	ขาที่10 (S6)	ขาที่12 (S5)	ขาที่13 (S4)	ขาที่15 (S3)
	11	10	01	00								
โหมด (ก)						CS	Output PC					
โหมด (ข)	CLK	Load					D0 ควบคุม CLK INT	Input PC				
โหมด (ค)							ขาที่ 2 (D0) ควบคุม สัญญาณ CS	Input PC				
ช่องสัญญาณ 1	CLK	D _n										
ช่องสัญญาณ 2	CLK	D _n							Input PC			
ช่องสัญญาณ 3	CLK	D _n								Input PC		
โหมด (ง)												
ช่องสัญญาณ 1	Latch			CS			Output PC					
ช่องสัญญาณ 2	Latch			CS			Output PC					Input PC

หมายเหตุ โหมด (ก) คือ โหมดดิจิทัลเอาต์พุต
โหมด (ข) คือ โหมดดิจิทัลอินพุต

โหมด (ค) คือ โหมดการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล
โหมด (ง) คือ โหมดการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

ทั้งหมด 2 ช่องสัญญาณ ซึ่งหมายถึงต้องใช้ ไอซี AD7545 จำนวน 2 ตัว นอกจากนี้การควบคุมการทำงานของโหมดนี้ จำเป็นต้องใช้ไอซี 74LS138 อีก 2 ตัวมาทำงานร่วมกับ ไอซี AD7545 ซึ่ง 74LS138 เป็นไอซีทำหน้าที่เลือกช่องสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุต ว่าต้องการให้เอาต์พุต ออกที่ช่องสัญญาณ 0 หรือช่องสัญญาณ 1 และไอซีอีกหนึ่งตัวที่นำมาใช้ร่วมกันคือไอซี 74LS273 ทำหน้าที่แลตช์ (latch) สัญญาณดิจิทัล เนื่องจากในกาารรับส่งสัญญาณดิจิทัลผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์จะส่งผ่านกลุ่มสัญญาณข้อมูลซึ่งสามารถส่งได้ครั้งละ 8 บิต (D0-D7)

แต่สัญญาณดิจิทัลอินพุตของไอซี AD7545 คือ 12 บิต จึงต้องส่งข้อมูลดิจิทัลดังกล่าวสองครั้ง ซึ่งครั้งแรกจะส่ง 8 บิตแล้ว ทำการแลตช์สัญญาณนี้ไว้ หลังจากนั้นจะส่ง 4 บิตบนในครั้งที่สอง ข้อมูลจึงจะครบ 12 บิตตามที่ต้องการ จากตารางที่ 3 กลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่ง บิตที่ 0 (C0) และบิตที่ 1 (C1) ของพอร์ตเครื่องพิมพ์จะควบคุมการทำงานของ ไอซี 74LS138 เพื่อเลือกช่องสัญญาณอนา

ล็อกเอาต์พุต และกลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 3 (C3) จะควบคุมการทำงานของ ไอซี 74LS273 เพื่อควบคุมการคงค่าสัญญาณดิจิทัลอินพุตให้กับไอซี AD7545

3. โหมดดิจิทัลอินพุต โหมดดิจิทัลอินพุตเป็นโหมดรับสัญญาณดิจิทัล 8 บิต ซึ่งโหมดนี้ได้ใช้ไอซี 74LS165 ทำหน้าที่รับข้อมูลดิจิทัลอินพุต 8 บิตแบบขนาน (parallel) แต่ส่งข้อมูลแบบอนุกรม (serial) เข้าพีซีผ่านพอร์ตเครื่องพิมพ์ ซึ่งจากตารางที่ 3 จะส่งข้อมูลดิจิทัลแบบอนุกรมดังกล่าวผ่านกลุ่มสัญญาณสถานะ ตำแหน่งบิตที่ 7 (S7) และกลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 3 (C3) มีหน้าที่ควบคุมสัญญาณนาฬิกาให้กับไอซี 74LS165 ส่วนกลุ่มสัญญาณควบคุมตำแหน่งบิตที่ 2 (C2) ทำหน้าที่ควบคุมการโหลดข้อมูลดิจิทัลเพื่อเข้าพีซีครั้งละ 1 บิต นอกจากนี้กลุ่มสัญญาณข้อมูลบิตต่ำสุด (D0) ทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณ Clock Inhibit ของไอซี 74LS165

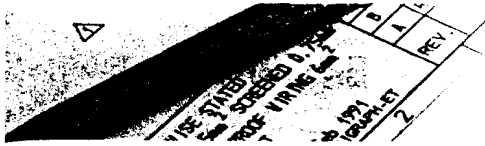
4. โหมดดิจิทัลเอาต์พุต โหมดดิจิทัลเอาต์พุตเป็นโหมดการทำงานที่ส่งค่าดิจิทัล 8 บิตออกทางกลุ่มสัญญาณ

ตารางที่ 4 พิกัดสูงสุดของไอซี AD7545

คุณสมบัติ	ย่านการทำงาน
ไฟเลี้ยงของไอซี (V _{cc})	-0.3 โวลต์ ถึง +17 โวลต์
แรงดันอินพุตของสัญญาณดิจิทัล	-0.3 โวลต์ ถึง V _{cc} +0.3 โวลต์
แรงดันอ้างอิง (V _{ref})	±25 โวลต์
แรงดันของอนาล็อกเอาต์พุต	-0.3 โวลต์ ถึง V _{cc} +0.3 โวลต์
แรงดันระหว่างสัญญาณกราวด์ของอนาล็อก (AGND) กับดิจิทัล (DGND)	-0.3 โวลต์ ถึง V _{cc} +0.3 โวลต์

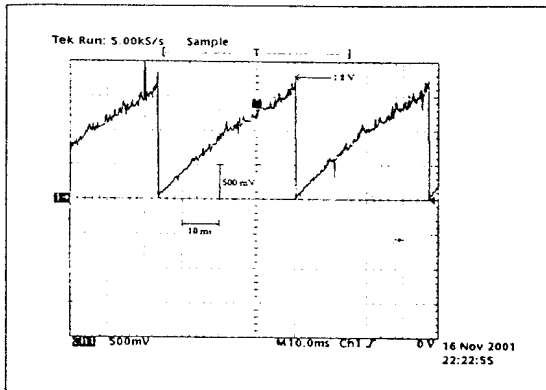
ข้อมูลดังตารางที่ 3 โดยโหมดนี้อาศัยการทำงานของไอซี 74LS273 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับแลตช์สัญญาณดิจิทัล (latch) และไอซี 74LS245 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับแยกข้อมูลระหว่างอินพุตของไอซีและเอาต์พุตของไอซี 74LS245 (buffer) อย่างเด็ดขาด กระบวนการทำงานในโหมดนี้อาศัยสัญญาณควบคุมจากกลุ่มสัญญาณควบคุมบิต 0 และบิต 1 สำหรับควบคุมค่า CS ดังตารางที่ 3

ทดสอบการวัดแปลงสัญญาณ

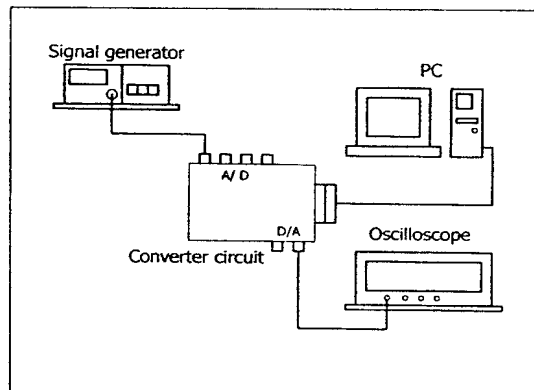


...

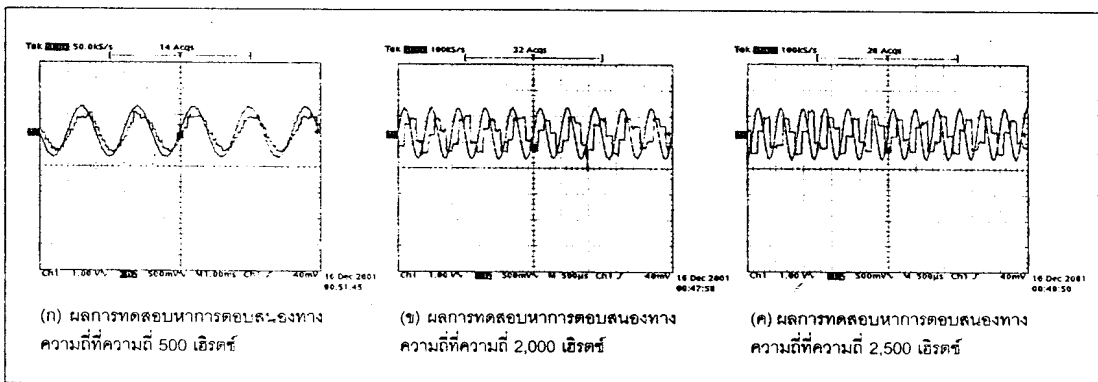
โครงงาน



รูปที่ 2 ผลการทดสอบโมโนโทนิกซิตี



รูปที่ 3 การจัดเตรียมอุปกรณ์สำหรับการทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่



รูปที่ 4 ผลการทดสอบหาการตอบสนองทางความถี่ที่ความถี่ต่างๆ

การทดสอบการวัดแปลงสัญญาณอนาลอกกับดิจิตอลนี้ ได้ทดสอบทั้งหมดสี่แบบ คือ โมโนโทนิกซิตี (monotonicity), ทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่ (frequency response test), ทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล และทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก การทดสอบดังกล่าวมีความสำคัญมากเนื่องจากในทางปฏิบัติ การใช้งานการวัดแปลงสัญญาณต้องทราบขีดความสามารถของการวัดแปลงสัญญาณที่

ใช้ ทั้งนี้เพื่อความเหมาะสมของการทำงาน จึงได้อธิบายแต่ละการทดสอบไว้ดังต่อไปนี้

1. โมโนโทนิกซิตี (monotonicity)

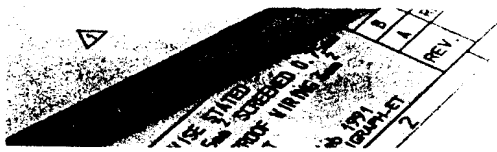
การทดสอบที่เรียกว่าโมโนโทนิกซิตี เป็นการทดสอบวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก โดยเขียนโปรแกรมภาษาซี เพื่อกำหนดสัญญาณดิจิตอล ซึ่งเริ่มตั้งแต่ 0x000 ถึง 0xffff และนำออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณอนาลอกที่ได้จากช่องสัญญาณอนาลอกเอาต์พุต ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวดูได้จากรูปที่ 2 ซึ่งอาจสังเกตได้ว่า

ลักษณะของรูปสัญญาณอนาลอกมีความเป็นเชิงเส้น โดยที่จุดสูงสุดของรูปสัญญาณอยู่ที่ระดับ 1.8 โวลต์

2. การทดสอบหาผลตอบสนองทางความถี่

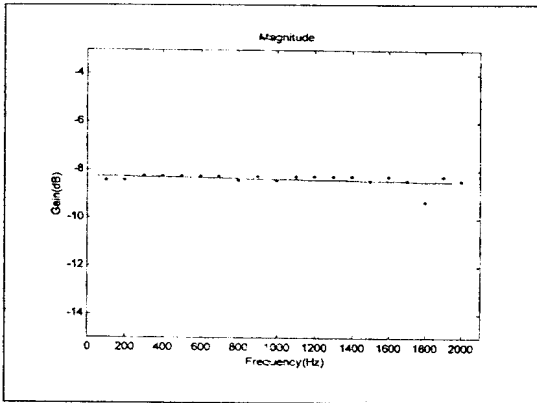
เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าอัตราขยายหรือเกน (gain) ของการวัดแปลงสัญญาณ และหาค่าการเลื่อนเฟส (Phase shift) ของ สัญญาณเอาต์พุตเทียบกับอินพุต การจัดเตรียมอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการทดสอบแสดงดังรูปที่ 3

การดำเนินการทดสอบเริ่มต้นจากป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ตั้งแต่ 100

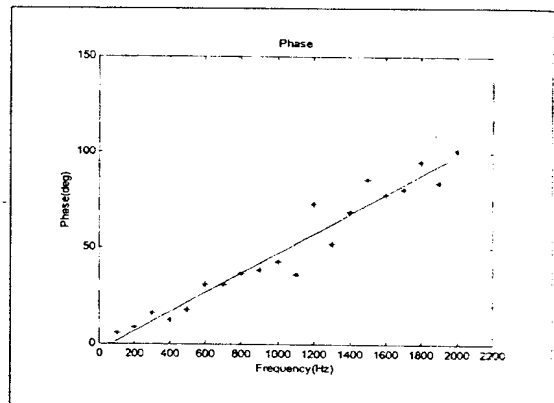


...

โครงงาน



รูปที่ 5 กราฟแสดงค่าเกนในช่วงความถี่ 100-2,000 เฮิรตซ์



รูปที่ 6 กราฟแสดงปริมาณการเลื่อนเฟส (ค่าหลัง) ในช่วงความถี่ 100-2,000 เฮิรตซ์

ตารางที่ 5 ผลการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล

สัญญาณอนาล็อกอินพุต (โวลต์)	สัญญาณดิจิทัล 12 บิต
0	0000 0000 0000
0.625	0001 1111 1111
1.25	0011 1111 1111
1.875	0101 1111 1111
2.5	0111 1101 1010
3.125	1001 1100 0101
3.75	1011 1010 1011
4.375	1101 1001 1011
5	1111 1000 1011

เฮิรตซ์ ถึง 2,000 เฮิรตซ์ ด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณ (signal generator) โดยเพิ่มความถี่ครั้งละ 100 เฮิรตซ์ เหตุผลที่จำกัดความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุตในการทดสอบที่ 2,000 เฮิรตซ์ เนื่องจากที่ความถี่มากกว่านี้จะทำให้เกิดเหตุการณ์ที่เรียกว่า การเคลือบแฝง (aliasing) ซึ่งดูได้จากรูปที่ 4 (ค) หลังจากปรับความถี่ที่ที่ต้องการทดสอบจากเครื่องกำเนิดสัญญาณเรียบร้อยแล้ว เครื่องพีซีที่โปรแกรมด้วยภาษาซี จะทำหน้าที่อ่านและเขียนข้อมูลออกทางช่องสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตที่สามารถวัดรูปคลื่นสัญญาณได้จากออสซิลโลสโคป

ตารางที่ 6 ผลการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

สัญญาณดิจิทัล 12 บิต	สัญญาณอนาล็อกเอาต์พุต (โวลต์)
0000 0000 0000	0
0010 0000 0000	0.334
0100 0000 0000	0.656
0110 0000 0000	0.884
0111 0000 0000	0.973
1000 0000 0000	1.231
1010 0000 0000	1.320
1100 0000 0000	1.563
1110 0000 0000	1.674
1111 1111 1111	1.800

ซึ่งผลจากการทดสอบดังกล่าวเมื่อนำค่าเกน และค่าการเลื่อนเฟสไปเขียนกราฟจะได้ดังรูปที่ 5 และรูปที่ 6 ตามลำดับ จากการทดสอบพบว่าการ์ดแปลงสัญญาณมีเกน -8 dB โดยประมาณตลอดย่านความถี่ และการเลื่อนเฟส (ค่าหลัง) มีลักษณะเป็นเชิงเส้นเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตเพิ่มสูงขึ้น โดยเฟสลำล้นน้อยที่สุดเป็น 5.76 องศาและสูงสุดเป็น 100.80 องศา

3. การทดสอบในสภาวะคงตัว

ของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล การทดสอบการบิดแปลงสัญญาณในหัวข้อนี้ เป็นการทดสอบโดยจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับการ์ดแปลงสัญญาณแล้วทำการอ่านค่าสัญญาณดิจิทัล 12 บิตที่ได้จากการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งผลที่ได้เป็นดังตารางที่ 5

4. การทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก การทดสอบการบิดแปลงสัญญาณในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบในสภาวะคงตัวของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งใช้ทดสอบโดยกำหนดค่าสัญญาณดิจิทัลแล้ววัดสัญญาณอนาล็อกเอาต์พุตที่ได้จากการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งผลที่ได้แสดงดังตารางที่ 6

บทสรุป

การสร้างการ์ดแปลงสัญญาณอนาล็อกกับดิจิทัลที่มีการแยกชัด 12 บิตตามวิธีที่กล่าวมานั้น มีส่วนประกอบด้วยกันสี่ส่วน คือ วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็น

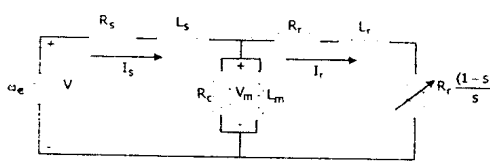
ชื่อบทความ : การระบุเอกลักษณ์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยจินเนติกอัลกอริทึม
Identification for Three-phase Induction Motor Using Genetic Algorithm (GA)
กลุ่มสาขาวิจัย : วิศวกรรมศาสตร์
ผู้แต่ง : กองพล อารีรักษ์ อาทิตย์ ศรีแก้ว และ สราวุฒิ สุจิตจร
สถาบันการศึกษา : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ที่อยู่ที่สามารถติดต่อได้ : 206/12 ถ.ศรีมาลา ต.ในเมือง อ.เมือง จ.พิจิตร 66000
อีเมลล์ : kongpol@thaiengineering.com โทรศัพท์ : 01-2082873

บทนำ

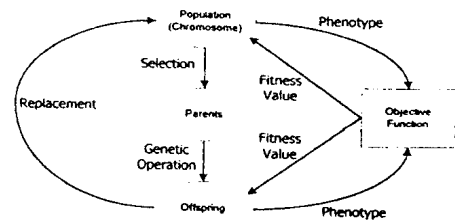
ในงานวิจัยเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส สิ่งที่สำคัญประการหนึ่ง คือ การหาค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เนื่องจากการศึกษาพฤติกรรมของมอเตอร์ในขั้นต้นจะศึกษาจากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์ โดยโปรแกรมบนคอมพิวเตอร์ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหล่านั้นประกอบด้วยค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์กับค่าความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ เพราะฉะนั้นความแม่นยำในการคาดคะเนพฤติกรรมของมอเตอร์จึงขึ้นอยู่กับความถูกต้องของแบบจำลองเป็นหลัก จากเหตุผลดังกล่าวการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสจึงเป็นประเด็นสำคัญประเด็นหนึ่งในงานวิจัยยุคปัจจุบัน การหาค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสในอดีต ได้ใช้วิธีการทดสอบขณะไม่มีโหลด (no-load test) และการทดสอบขณะยึดโรเตอร์อยู่กับที่ (blocked-rotor test) ซึ่งวิธีการดังกล่าวจะให้ค่าพารามิเตอร์ที่คงที่ค่าหนึ่งแต่ในความเป็นจริงพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้จะเปลี่ยนแปลงตลอดสภาวะการทำงานของมอเตอร์ โดยเฉพาะค่าความต้านทานที่สเตเตอร์และโรเตอร์จะมีความถี่ขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น (Gilberto, Bimal, John, Ronald, and Jeffrey, 1992) จากเหตุผลทั้งหมดข้างต้น งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยวิธีการทางปัญญาประดิษฐ์ ที่เรียกว่า จินเนติกอัลกอริทึม (genetic algorithm) หรือเรียกโดยย่อว่า "GA" ซึ่งเป็นวิธีที่นอกจากจะช่วยลดความยุ่งยากในการคำนวณหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของมอเตอร์แล้ว วิธีการดังกล่าวยังมีความสามารถในการหาค่าพารามิเตอร์ได้แม่นยำและเหมาะสมที่สุดด้วย (Pillay, Nolan, and Haque, 1997) ดังรายละเอียดต่างๆ ในหัวข้อถัดไป

ระเบียบวิธีวิจัยที่ใช้หรืออุปกรณ์และวิธีการ

แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสที่ทำการศึกษาหาค่าพารามิเตอร์ด้วยวิธีจินเนติกอัลกอริทึม แสดงดังภาพที่ 1 ซึ่งจากแผนภาพดังกล่าวจะทำการค้นหาค่าพารามิเตอร์ทั้งหมด 4 ค่า คือ ค่าความต้านทานที่สเตเตอร์ (R_s), ค่าความต้านทานที่โรเตอร์ (R_r), ค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์ (L_s) และค่าความเหนี่ยวนำที่โรเตอร์ (L_r) ซึ่งการหาค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวด้วยจินเนติกอัลกอริทึมประกอบด้วยกระบวนการที่สำคัญ 3 กระบวนการ คือ การคัดเลือกสายพันธุ์ (selection), ปฏิบัติการทางสายพันธุ์ (genetic operation) และการแทนที่ (replacement) ดังแผนภาพที่ 2



ภาพที่ 1 แบบจำลองของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส



ภาพที่ 2 วัฏจักรการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึม

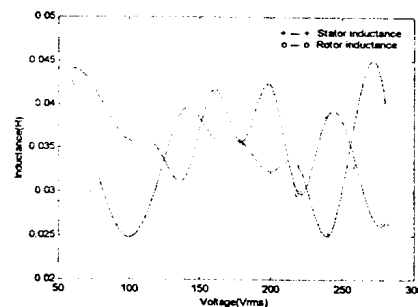
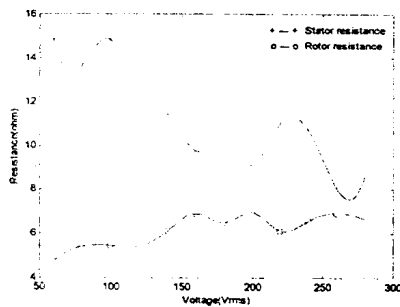
จากภาพที่ 2 วัฏจักรการทำงานของจินเนติกอัลกอริทึมเริ่มต้นจากประชากร (population) ที่ประกอบด้วยกลุ่มของโครโมโซม (chromosome) ซึ่งเป็นตัวแทนของคำตอบในระบบที่ต้องการค้นหา (ในที่นี้ก็คือพารามิเตอร์ทั้ง 4 ตัวนั่นเอง) จะถูกคัดเลือกสายพันธุ์ โดยการประเมินค่าโครโมโซมของกลุ่มประชากรทั้งหมดด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (objective function) เนื่องจากระบบไม่สามารถเข้าใจค่าของโครโมโซม ดังนั้นโครโมโซมจะต้องถูกถอดรหัสให้เป็นรูปแบบฟิโนไทป์ (phenotype) ก่อนที่จะถูกประเมินด้วยฟังก์ชันวัตถุประสงค์ ซึ่งผลการประเมินจะอยู่ในรูปของค่าความเหมาะสม (fitness value) โดยในขั้นตอนนี้เป็นการศึกษาการคัดเลือกประชากรที่ดีจากเงื่อนไขที่กำหนดในระบบไปเป็นต้นกำเนิดสายพันธุ์ (parents) หรือที่เรียกว่า พ่อแม่ โดยต้นกำเนิดสายพันธุ์ดังกล่าวจะผ่านปฏิบัติการ

Oral Presentation

ทางสายพันธุ์ ซึ่งเป็นกรรมวิธีในการเปลี่ยนแปลงโครโมโซมเพื่อให้เกิดสายพันธุ์ใหม่ (offspring) หรือที่เรียกว่า ลูกหลาน โดยสายพันธุ์ใหม่นี้เปรียบเสมือนประชากรกลุ่มใหม่ที่ได้รับการถ่ายทอดสายพันธุ์มาจากพ่อแม่ด้วยวิธีปฏิบัติทางสายพันธุ์ ซึ่งคาดหวังที่จะได้รับสายพันธุ์ที่ดีที่สุดเพื่อถ่ายทอดต่อ ๆ กันไปประชากรรุ่นถัดไป (next generation) ปฏิบัติการทางสายพันธุ์โดยทั่วไปมีอยู่ 2 วิธีหลักๆ คือ การทำครอสโอเวอร์ (crossover) และการทำมิวเทชัน (mutation) หลังจากที่ผ่านมาปฏิบัติการทางสายพันธุ์จนได้โครโมโซมลูกหลานแล้ว โครโมโซมดังกล่าวจะถูกคำนวณค่าความเหมาะสม ซึ่งเป็นค่าสำหรับใช้ในการคัดเลือกโครโมโซมลูกหลานเพื่อนำไปแทนที่โครโมโซมในประชากรเดิมตั้งแต่แผนภาพที่ 2 ขึ้นตอนทั้งหมดจะถูกทำซ้ำจนกระทั่งได้คำตอบที่ดีที่สุด

ผลการวิจัย

จากผลการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ได้ใช้ความสัมพันธ์แบบสปลายนีกำลังสาม (cubic spline) มาอธิบายข้อมูลที่ได้จากเงินเนติกอัลกอริทึม ผลที่คำนวณได้จากสปลายนีกำลังสามนี้แสดงไว้ในภาพที่ 3 และ 4 ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเนื่องจากสปลายนีกำลังสามให้ผลเป็นชุดของสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์เป็นจำนวนมาก จึงมิได้แสดงรายละเอียดสัมประสิทธิ์ทั้งหมด เพราะในการใช้งานจริงที่จะดำเนินการต่อไป สามารถใช้เทคนิคการคำนวณแบบไม่เชื่อมตรง (offline calculation) เพื่อสร้างค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ที่จะใช้ และใช้เทคนิคการค้นหาข้อมูลจากตารางเข้าช่วย เพื่อให้เกิดประสิทธิผลในการทำงานเป็นอย่างดี



ภาพที่ 3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน ภาพที่ 4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเหนี่ยวนำที่สเตเตอร์และโรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ ที่สเตเตอร์และโรเตอร์เทียบกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ ด้วยวิธีสปลายนีกำลังสามด้วยวิธีสปลายนีกำลังสาม

อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ

จากที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้น ได้นำเสนอถึงวิธีการและหลักการของเงินเนติกอัลกอริทึมสำหรับการค้นหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งผลของค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวมีค่าไม่คงที่ตลอดช่วงแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ตั้งแต่ 60 โวลต์อาร์เอ็มเอส ถึง 280 โวลต์อาร์เอ็มเอส ด้วยเหตุนี้จึงได้หาความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสกับแรงดันอินพุตที่สเตเตอร์ โดยใช้วิธีการประมาณด้วยสปลายนีกำลังสามพบว่าการใช้ฟังก์ชันสปลายนีกำลังสามให้ผลดี ผลลัพธ์ที่ได้เป็นการยืนยันให้เห็นถึงประสิทธิภาพของการใช้วิธีทางปัญญาประดิษฐ์ที่เรียกว่า เงินเนติกอัลกอริทึมกับงานวิจัยทางด้านวิศวกรรมรูปแบบหนึ่ง

เอกสารอ้างอิง

1. Gilberto C.D., Bimal K., John C., Ronald J. and Jeffrey C. (1992). " Loss Modeling of Converter Induction Machine System for Variable Speed Drive", IEEE Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation Conference, 104-109.
2. Pillay P., Nolan R. and Haque T. (1997). " Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations", IEEE Trans. Industry Applications, 33(5):1273-1282.
3. อาทิตย์ ศรีนแก้ว, 2545. เงินเนติกอัลกอริทึม ตอนที่ 1, วารสารเทคโนโลยีสุรนารี, ปีที่ 9, ฉบับที่ 1, หน้า 69-83, ประจำเดือน มกราคม - มีนาคม 2545.

Loss Minimization in an Induction Motor Driven by a Voltage-Source-Inverter

S. Sujitjorn* and K-L. Areerak

School of Electrical Engineering,
Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, Thailand 30000.

* corresponding author-email: sarawut@ccs.sut.ac.th

(Received:)

Abstract: Energy saving via loss minimization in an induction motor has been known for years. The concept is sometimes introduced separately from drive mechanism. Conventionally, most of the methods utilize approximated machine models; some assume known parameters that are difficult to measure or estimate. This article describes power loss minimization in small induction motors driven by voltage-source inverters. It is shown that numerical computing is the effective approach to obtain optimum excitation voltage and frequency subject to load torque variation such that losses are minimized. The method employs the motor parametric model with accurately known parameters, i.e. resistances and inductances of the stator and the rotor, respectively. The article describes an easy-to-conduct experiment to capture the motor speed-torque characteristics that in turn are used for parameter identification via genetic algorithm. The proposed method of loss minimization is useful under variable load torque conditions. Its usefulness and limitation are discussed with experimental results shown.

Keywords: power loss minimization, induction motor, genetic algorithm

Introduction

Small three-phase induction motors have been widely used in industries for several decades. Their drive technology utilizes various types of inverters. The drive commonly found employs voltage-source inverters (VSI) to achieve the constant v/f , the fixed- v /variable- f , and the variable- v /variable- f

dominant in railway and traction applications. The later that is an interest of this paper is useful for a variety of industries. Under the assumptions of constant motor parameters, and equal stator and rotor frequencies, the exciting frequency to minimize losses in ac machines could be found ^[2]. The method is effective in a narrow region of operation where the slip is around 1. Furthermore, the motor parameters change with frequencies leading to some errors in derived expressions for loss minimization thereof. Significant energy savings could be achieved ^[3] providing motor parameters are accurately known. This method is very limited because the required parameters are difficult to measure or estimate. At light load, significant energy savings are possible via field-oriented control ^[4]. The insertion of an external impedance to improve the power factor of the rotor circuit ^[5] is effective for wound-rotor induction motors at the expense of the I^2R loss. Moreover, this approach causes harmonic into the system, and care must be taken to guarantee satisfactory transient response. Modification of the constant v/f inverters commercially available to attain minimum loss operating point is possible via perturbing rotor frequency ^[6]. The scheme requires no knowledge of motor parameters and is suitable for nonlinear load such as fans, and pumps. Minimizing loss in induction motors via optimum input voltage and frequency when saturation, skin effect, and source harmonic are taken into account is also possible ^[7]. However, these factors are very difficult to measure or predict in practice. The works ^[8-13] utilize flux control to minimize losses. Artificial intelligent techniques have been applied ^[10-13] to identify optimum flux as well as to control flux and magnetizing current for loss minimization. The d-q loss model ^[14] has been proposed for loss minimization in various types of dc and ac motors.

It is the central idea of the present work that the factors rendering loss minimization must be easily controlled. Since the work is proposed for the VSI induction motor drive, to control the excitation voltage and frequency is therefore the main task. Regarding to the loss minimization objective, the motor parameters, i.e. resistances and inductances of the stator and the rotor, of the steady-state model must be accurately known. We propose that these parameters be identified from the actual speed-torque characteristics obtained from simple experiments. We apply the genetic algorithm (GA) to identify the parameters that appear to be nonlinear functions of the excitation voltages. The terms representing the core losses can be obtained from the no-load and the blocked-rotor tests. With our proposed loss expression, it is possible to calculate the optimum excitation voltage and frequency that minimizes losses at all time corresponding to the load torque variation and speed demand. In terms of implementation of the loss minimization controller, one may consider either real-time and on-line calculation or lookup table approach to search for the optimum excitation. The choice depends on the performance of the hardware used.

This paper is organized into four sections including the introduction. In materials and methods section, one can find explanation on the motor equivalent circuit, identification of its parameters, review of genetic algorithm

(GA), loss expressions, and approach to loss minimization. The experimental results, advantage, and limitation of the proposed method can be found under the section of results and discussion. The last section provides conclusions.

Materials and Methods

Motor equivalent circuit and parameters

Most portions of motor losses arise during steady-state operation. Thus, an equivalent circuit of the motor plays an important role in loss minimization. For a small three-phase induction motor, the electrical model shown in Figure 1 is widely accepted [15]. The shunt branch appears at the input terminals because its impedance is large compared to the stator impedance. Referring to Figure 1, s is slip, R_i and L_i are motor parameters. These parameters are assumed constant conventionally and obtained from the no-load and the blocked-rotor tests. Realistically, only the core loss term represented by R_c and L_m may assume constant values. $R_c=3.3114 \text{ k}\Omega$, and $L_m=0.5098 \text{ H}$ are obtained from the conventional tests for our slip-ring induction motor of 4 poles, 1500 rpm synchronous speed, 1.5 hp, 380 V_{rms} , 50 Hz ratings. The other parameters vary according to excitation voltage and frequency, temperature, saturation characteristic, harmonic, and skin effect [16,17]. From the practical viewpoint, it is more convenient to consider the parameters as the function of excitation voltages while the other effects are lumped within. Our assumption is acceptable because the motor's parameters are based on the true speed-torque characteristics. The resulted nonlinear functions representing the parameters lead to a fine treatment of loss minimization.

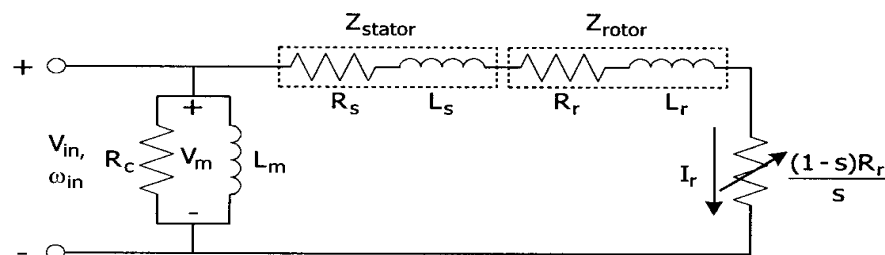


Figure 1. Equivalent circuit of an induction motor

To obtain accurate parameters requires observations of the true motor characteristics, and an offline identification. Figure 2 depicts the equipment set-up for monitoring the motor speed-torque curves. This work utilizes GA for identification and it is reviewed herewith. The proposed method leads to

simple modelling and identification, as well as simple implementation of an energy saving controller for the motor.

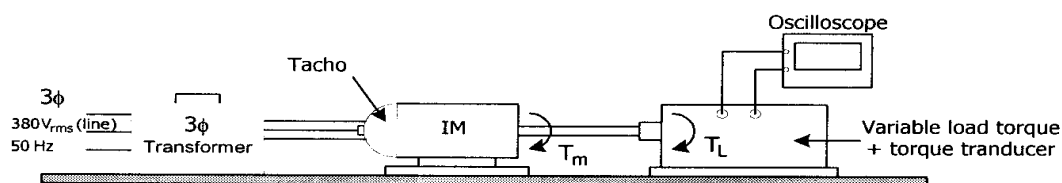


Figure 2. Experimental set up for observations of motor speed-torque characteristics

Genetic algorithm (GA)

GA is one of efficient search methods based on the principle of natural selection ^[18]. It has been successfully used as a tool for optimization problems in broad fields such as engineering, economic, etc. GA can provide approximate solutions for multivariable optimization problems. It has also been applied successfully to identify the parameters of induction motors ^[19,20]. To apply GA appropriately, the problem must be firstly converted to a criterion function called “fitness function”. This function represents the performance of the system. The higher the fitness value, the better the performance. GA consists of three main procedures namely selection, genetic operation, and replacement, respectively. Generally, at the first step GA starts a random selection of population from the population set. Then the fitness evaluation is invoked. The retained population must pass the minimum requirement of the fitness evaluation while the rest is discarded. These retained members are then parenting to produce offspring. All the parents and offspring have to go through the process of fitness evaluation again and only the strong ones are retained. These strong members are then used as replacement to the startup population. Afterward, parenting occurs and the process is repeated until the most fitness member or optimum solution is found. The readers can find more detailed information about GA in the literature ^[18,21]. A brief summary of the construction of GA is as follows:

- 1) Define chromosome: For an optimization problem, the parameters to be searched have to be defined as parameter strings. These strings can be coded as binary or real and termed chromosome.
- 2) Define the fitness function: The fitness function is the performance index of GA to resolve for acceptable solutions. The design of the fitness function can be based on the problem’s requirement, e.g. error, convergent rate, etc.
- 3) Generate initial population: The initial population of N sets are generated randomly with the size of N chosen arbitrarily.

- 4) Generate next generation or stop: To generate the next generation, GA uses the operations of reproduction, crossover, and mutation. A stop criterion must be defined such as number of repetitive loops, acceptable error, etc.

Identification

To obtain the parameters of the equivalent circuit requires true motor characteristics. Some experiments were conducted on the test bed depicted in Figure 2 to capture the motor speed-torque characteristics. Line-to-line voltages of various rms values are fed to the motor and the speed-torque characteristics recorded. Some of the test results are illustrated in Figure 3 where the voltage values are line-to-line. The noisy curves shown in Figure 3 represent the observed motor characteristics. The smooth curves are obtained from calculation based on the equivalent circuit model. In the GA's terms, the motor's parameters R_s , R_r , L_s , and L_r are defined as chromosome. In order to have an efficient GA search, some initial guessed solutions and search boundaries fed to the searching routine are particularly useful. The results obtained from the conventional tests of the motor are suitable to be the initial guessed solutions with search boundaries given. The conventional tests yield

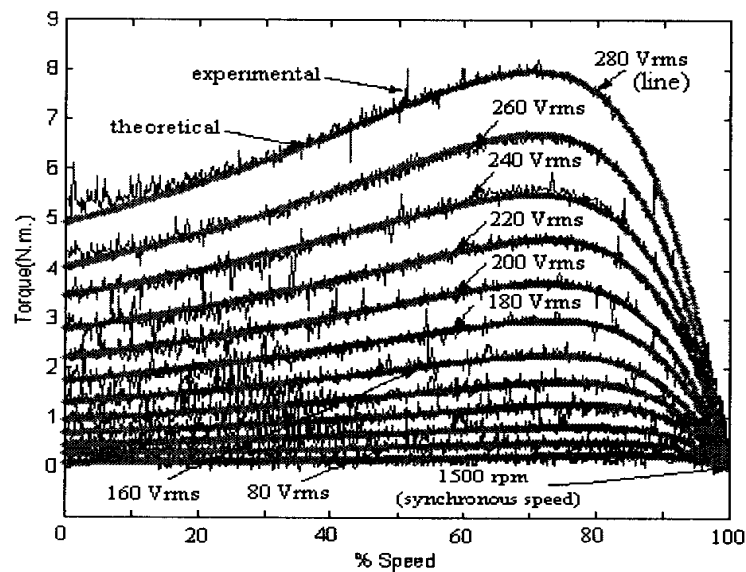


Figure 3. Motor characteristics

$R_s = 6.4333 \Omega$, $R_r = 4.1178 \Omega$, and $L_s = L_r = 0.0289$ H. The search boundaries are R_s : 7-15 Ω , R_r : 4.5-7.5 Ω , L_s and L_r : 0.0239-0.0446 H, respectively. Resolution of the search for each parameter is 30 bits. These parameters are concatenated to form a single chromosome of 120-bit resolution. After random selection of initial population, they are converted to real values and passed the fitness test. The fitness function is given by

$$\text{Fitness function} = \frac{1}{\varepsilon} \quad (1)$$

where

$$\varepsilon = \frac{\sum_{i=1}^N e(i)}{N} \quad (2)$$

The error term $e(i)$ is defined by $[\hat{T}(i) - T_a(i)]^2$. T_a is the actual torque obtained from measurement. \hat{T} is the estimated torque expressed by

$$\hat{T} = \frac{V^2}{\omega_s} \frac{\hat{R}_r / s}{(\hat{R}_s + \hat{R}_r / s)^2 + (\hat{X}_s + \hat{X}_r)^2} \quad (3)$$

where $\hat{X}_s = 2\pi f L_s$, $\hat{X}_r = 2\pi f L_r$, and any symbols with $\hat{}$ representing estimated values. At each trial of the search, the torque is estimated according to the equation (3), and the error calculated. The closer the value of the estimated torque to the actual torque, the higher the fitness value. The search stops at 3,000 counts. The error convergence is monitored through the searching process. One example showing the convergence of error to zero during the search is depicted in Figure 4. Figure 5 illustrates the estimated

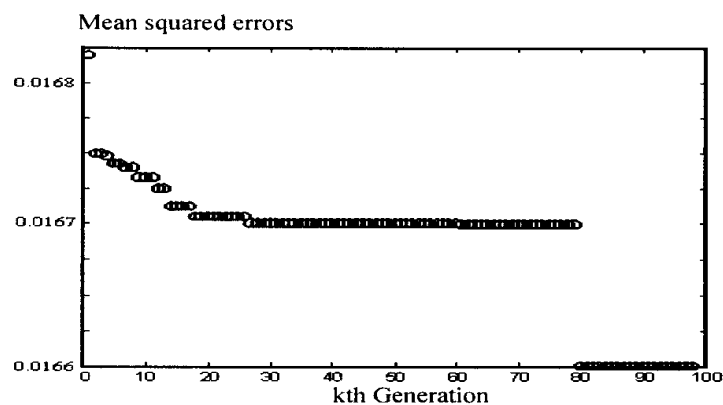


Figure 4. Convergence of estimation error during the search by GA. This case is for the 160 Vrms line input voltage.

motor parameters composing of stator and rotor resistances, and inductances, respectively. Figure 5(a) depicts the stator and rotor resistances, while the inductances in Figure 5(b). Table 1 gives the details of corresponding numerical data. The data exhibit nonlinear relationships to the exciting line voltages, that are, in this work represented by the cubic spline approximation.

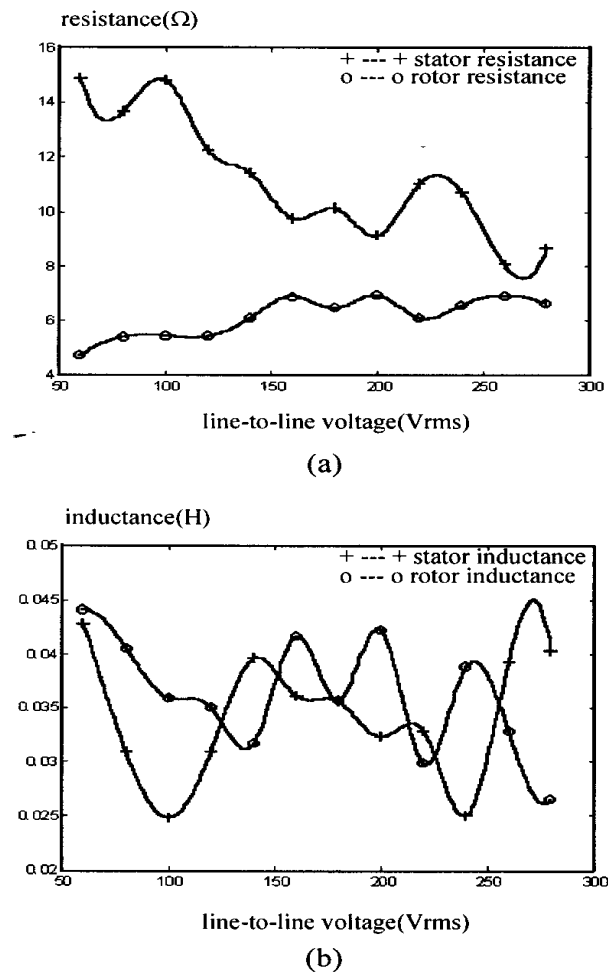


Figure 5. Identified motor parameters (a) resistances, (b) inductances

Table 1. Numerical data resulted from GA identification for various voltages

line-to-line voltage(Vrms)	$R_s(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$L_s(H)$	$L_r(H)$
60	14.8863	4.7375	0.0428	0.0441
100	14.8182	5.4533	0.0248	0.0359
140	11.4050	6.1207	0.0396	0.0317
180	10.1102	6.4891	0.0356	0.0357
220	11.0193	6.1219	0.0328	0.0298
280	8.6603	6.6382	0.0402	0.0265

Loss expression and approach to minimization

In electrical machinery, stator, rotor, and core losses dominate the overall power losses [15]. Stray, friction and windage losses exist, however small enough to be negligible. When drive is brought into play, converter loss exists and can be lumped into stator loss. In this case, the total power losses of the motor can be expressed as

$$P_{\text{loss, total}} = \text{stator copper loss} + \text{rotor copper loss} + \text{core losses.}$$

Equation (4) describes the power losses mathematically

$$\begin{aligned}
 P_{\text{loss, total}} &= |I_s|^2 R_s + |I_r|^2 R_r + \frac{|V_m|^2}{R_c} \\
 &= V^2 \left[\left| \frac{Z_2 + Z_m}{Z_T} \right|^2 R_s + \left| \frac{Z_m}{Z_T} \right|^2 R_r + \left| \frac{Z_2 Z_m}{Z_T} \right|^2 / R_c \right] \quad (4)
 \end{aligned}$$

where

$$Z_1 = R_s + j2\pi f L_s \quad (5)$$

$$Z_2 = \frac{R_r}{s} + j2\pi f L_r \quad (6)$$

$$Z_m = \frac{R_c j2\pi f L_m}{R_c + j2\pi f L_m} \quad (7)$$

$$Z_T = Z_1 Z_2 + Z_1 Z_m + Z_2 Z_m \quad (8), \text{ and}$$

$$\text{slip } s = \frac{N_s - N_m}{N_s} \quad (9)$$

Descriptions of these parameters are in the nomenclature. The resistances and inductances of the stator and the rotor, respectively, in the above relations can be substituted by numeric values resulted from cubic spline interpolation. Furthermore, the torque of an induction motor can be expressed by

$$T = \frac{P_{ag}}{\omega_s} = V^2 \frac{|Z_m|^2}{|Z_T|^2} \frac{R_r}{s} \cdot \frac{1}{\omega_s} \quad (10)$$

From the equations (4) and (10), one can realize that

$$P_{loss, total} = T \cdot \omega_s \cdot \frac{s}{R_r} \left[\left| \frac{Z_2 + Z_m}{Z_m} \right|^2 R_s + R_r + \frac{|Z_2|^2}{R_c} \right] \quad (11)$$

Equation (11) is the useful model for implementing loss minimization in an induction motor. It shows that the total power losses depend on load torque, synchronous speed, motor speed, exciting voltage and frequency. The analysis is simple, yet the loss model can cope with the machine's nonlinear

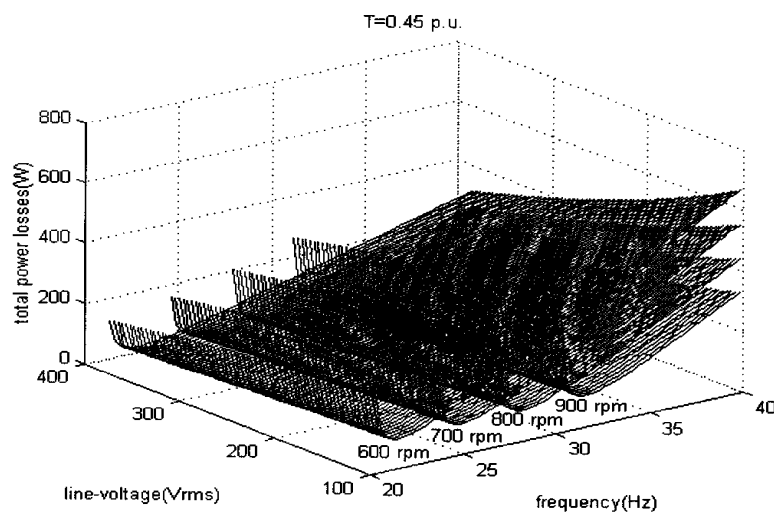


Figure 6. Surface plot of the total power losses in an induction motor driven by a VSI as a function of speed, exciting voltages, frequencies, and constant load torque at 0.45 p.u.

characteristics via the accurately identified parameters. With suitable substitution of the impedances in the equation (11), one can compute the power losses accurately. As an example of the results, Figure 6 illustrates the

surface plot of the losses. Sliding surfaces can be noticed as the speed varies. The illustration shows clearly that some particular frequencies yield minimum power loss lines. These frequencies can be computed accordingly. This computing approach is more attractive than the conventional differentiation to find minimum point because the conventional method results in very high order polynomial. In practice, reduced order via some approximation is unavoidable. This could eventually introduce a considerable amount of errors to practical results.

Results and Discussion

Referring to Figure 6, the surface plot of the total power losses reveals the possibility of minimum loss attainment. This figure is of the case 0.45 p.u. load torque. Similarity in the shape of these surfaces can be assumed for different loads. The rpm values indicated in the figure represent the steady-state speed demanded. The surface slides upward in accordance with the increase in speed. The amount of total power losses also varies due to changes in line-to-line voltage (rms) excitation. Still, minimum loss line can be found for each case at a specific exciting frequency.

Referring to the equation (11), the load torque T is known from measurement or estimation, the motor resistances and inductances are obtained from identification, and the synchronous speed is also known. In terms of implementation, real-time computing based on this equation to obtain optimal exciting voltage and frequency is possible. The optimal excitation will result in minimum power loss according to individual speed command. Offline calculation with lookup table approach is also an alternative. The real-time computing approach requires a high performance processor for implementation. The lookup table approach needs only a low-cost processing unit with somewhat more complicated programming. The solution of optimal excitation can be used to instruct some switching devices to drive the motor. Furthermore, the proposed method of loss minimization can be viewed as adaptive algorithm of an energy saving controller for ac drive.

Simulation has become a tool to assess the usefulness and limitation of the proposed method. Simulation runs were conducted for varied load (0-50 % full-load) and speed (600-1800 rpm). Figures 7 illustrate the simulation results that provide a comparison of three drive schemes in terms of total power losses. These schemes are v/f constant, fixed voltage with varied frequency, and the proposed method, respectively. The ratings of the motor under test are 380 Vrms, 1.5 hp, 50 Hz, 4 poles, and 1500 rpm synchronous speed. Referring to the Figures 7, the voltage parameters shown therein are line-to-line. Figures 7(a) and (b) show that the proposed method is the most efficient approach to minimize losses in induction motors with light load, e.g. 0.15 and 0.3 p.u., respectively. When the load torque is up to about half rated, the proposed method is still efficient as can be seen from Figure 7(c) in which

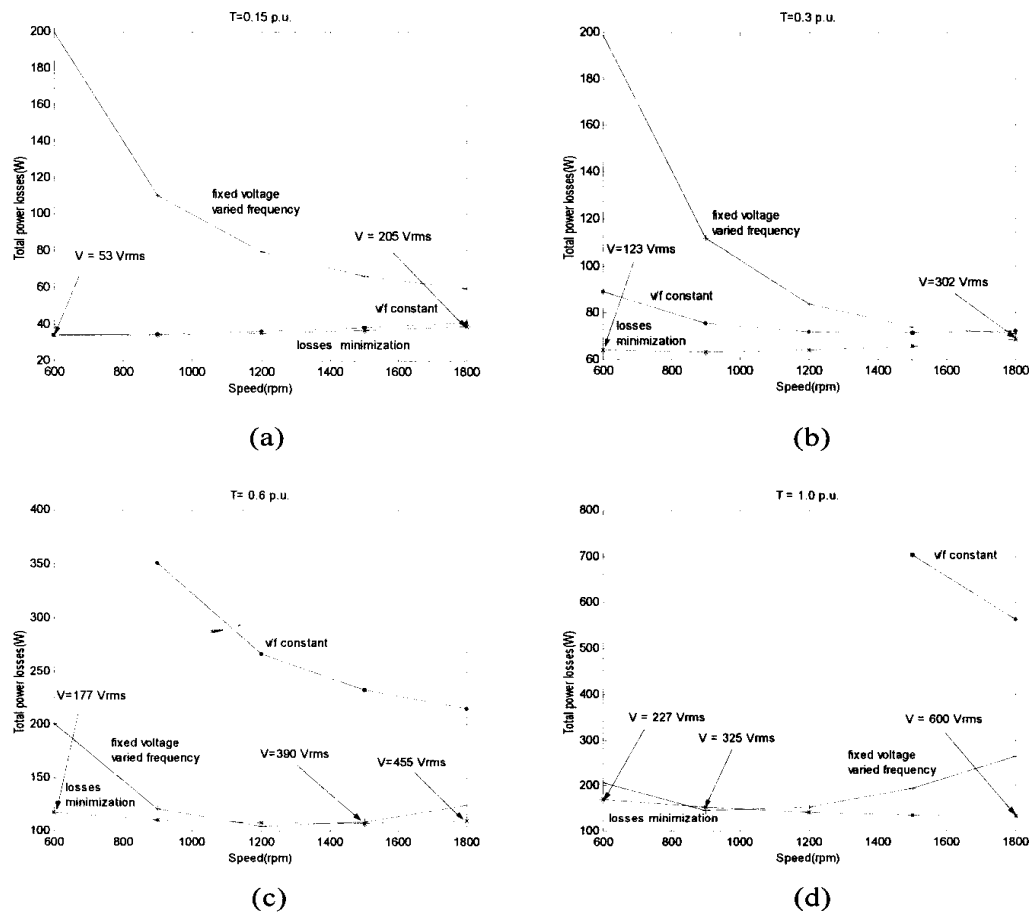


Figure 7. Calculation results compare the total power losses occurred in various drive schemes namely loss minimization, constant v/f, and fixed-V-varied-f. (a) load torque = 0.15 p.u., (b) load torque = 0.3 p.u., (c) load torque = 0.6 p.u., and (d) load torque = 1.0 p.u.

the torque is 0.6 p.u. With high load torque (above half rated), the proposed method is not attractive because the amount of energy saved is not significant and an excessive voltage must be applied to the motor. The stress caused by the excessive voltage can damage the motor insulation. Nonetheless, the proposed method is still efficient in a low speed range as can be observed from the results shown in Figure 7(d).

Figure 8 shows the diagram representing our hardware implementation. The IGBT modules are main switching devices. The proposed method has been implemented as control software together with suitable data tables. The PC executes the control algorithm coded in C. It reads the speed

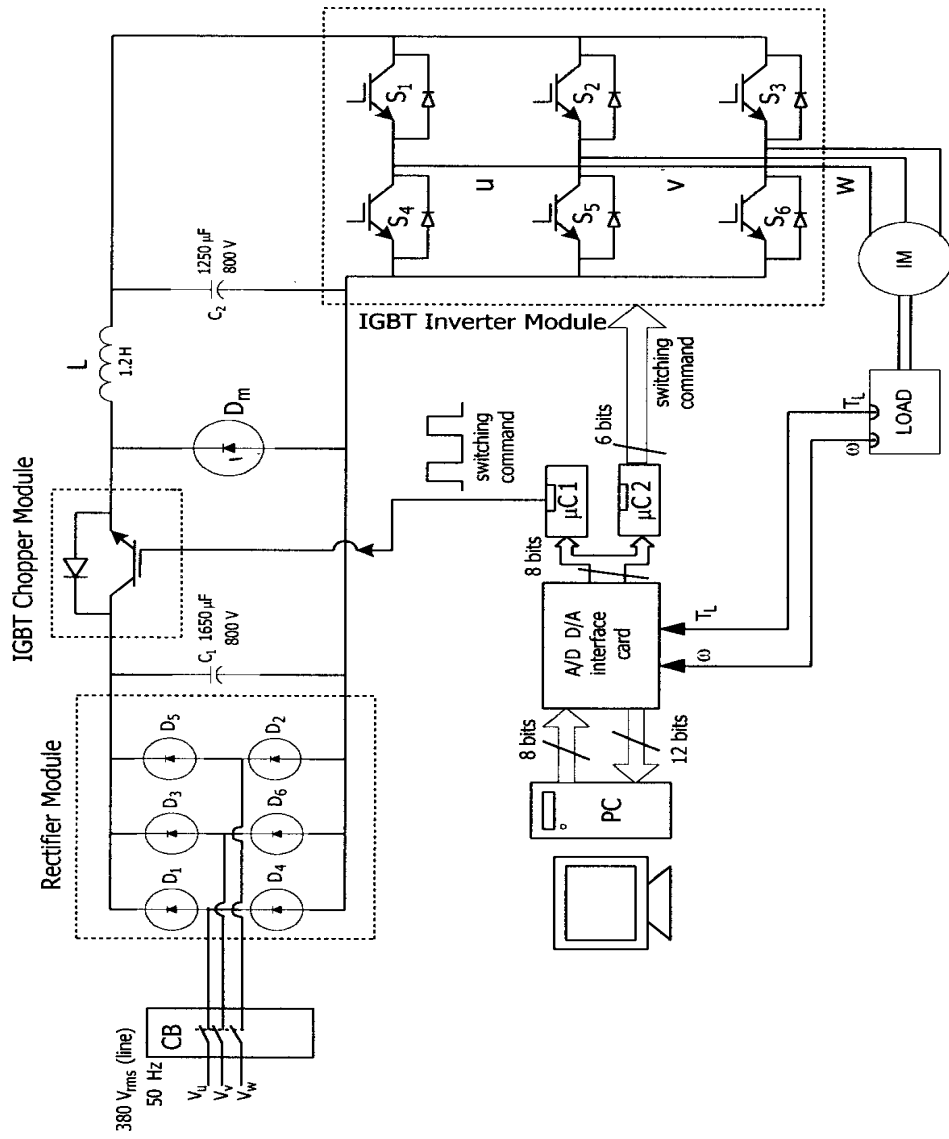


Figure 8. Hardware implementation

and load torque from sensors through a 12-bit A/D converter. The numerical results obtained from the control algorithm are switching commands in turn sent to two microcontrollers through eight logical outputs. These microcontrollers perform real-time switching functions to drive the chopper and the inverter, respectively. Tables 2 and 3 give details of the experimental

Table 2. Experimental results of the system without the energy saving controller

Load (%)	Speed (rpm)	P_{in} (W)	p.f.	line-to-line voltage (Vrms)	f (Hz)
0	1500	145	0.25	380	50
10	1497	200	0.32	374.12	50
20	1487	280	0.44	365.12	50
30	1475	380	0.55	357.50	50
40	1462	490	0.66	348.49	50
50	1450	600	0.72	339.14	50

Table 3. Experimental results of the system with the controller

Load (%)	Speed (rpm)	P_{in} (W)	p.f.	line-to-line voltage (Vrms)	f (Hz)
0	1500	56	0.87	81.41	55.5
10	1500	125	0.80	162.81	52.2
20	1500	245	0.82	208.19	52.1
30	1500	370	0.83	242.14	51.7
40	1500	480	0.82	274.01	51.1
50	1500	590	0.81	305.19	50.5

Table 4. Experimental results of the system with the controller for a constant speed (1800 rpm) drive

Load (%)	Speed (rpm)	P_{in} (W)	p.f.	line-to-line voltage (Vrms)	f (Hz)
0	1800	66	0.83	103.92	65.3
10	1800	155	0.82	173.97	63.1
20	1800	290	0.80	240.41	62.4
30	1800	430	0.83	269.16	62.7
40	1800	590	0.83	306.92	62.6
50	1800	720	0.83	333.59	62.6

results in which the values of the input power (P_{in}) and the power factor (p.f.) were measured at the input terminals of the motor by using FLUKE™ 41B.

Referring to table 2, for the case of the motor driven at rated without the controller, the motor speed and the terminal voltage drop naturally when the load increases. The input power increases according to the load increase. The motor power factor is very low at light load. Even at about half rated load, the power factors are still considerably low. For the case of the implemented system represented by the diagram in Figure 8, to maintain a constant speed at various loads is possible with the proposed controller. However, the experimental results shown in table 3 reflect the actual input power fed to the motor under the same condition of speed and load as for the case of the motor running without the controller. This is for comparison purposes of the input power and the power factor. The rightmost two columns of table 3 show the optimum excitation line-to-line voltage and frequency corresponding to the load. It is noticeable that the proposed method is very effective for 0-30% load in terms of input power savings. The amount of energy savings ranges from 3-60% approximately. Above 40% load, the amount of energy savings is not significant. In terms of power factor at the motor terminals, the proposed method significantly yields the power factor around 0.8 or better for the whole load range. Additionally, the data in table 4 gives the flavour of driving the motor at a constant speed, i.e. 1800 rpm, with the proposed controller. The power factor at the motor terminals is maintained around 0.8. For all cases, the power factor at the utility interface is around 0.9. The simulation and experimental results agree and confirm the effectiveness of our proposed loss minimization method.

Conclusions

This article presents a new approach to power loss minimization in small induction motors driven by voltage-source-inverters. The proposed method employs motor equivalent circuit, i.e. motor parametric model. The model's parameters can be accurately identified from true motor characteristics. Experiments conducted are simple and require instruments commonly found in electrical machine laboratories. The loss model incorporates the variation of exciting voltage, frequency, and load torque as major factors. Some minor factors, e.g. temperature and harmonic effects, are viewed as being lumped into the loss model. Under this consideration, the representation of motor parameters substantially includes the motor's nonlinear characteristics. Hence, the loss model and the proposed loss minimization method are very accurate and can cope with machine nonlinearity to a certain extent. The computing results show that the proposed method is efficient when the load torque ranges from 0 to half rated. Above half rated load, the method is attractive for low speed range. Implementation of the method as adaptive algorithm for energy savings in ac drives is not complicated. The implementation approach can be either real-time computing

or lookup table depending on processors available. Our control algorithm has been implemented in C on a PC. Two microcontrollers perform real-time switching functions to drive the chopper and the inverter. Experimental results confirm the effectiveness of the method for 0-30% load in terms of input power minimization. Additionally, the method significantly renders a high power factor of about 0.8 at the motor terminals, and about 0.9 at the utility interface. Our future works will focus on the enhancement of the algorithm for energy savings in high load range up to full load, the incorporation of the power factor controller, and the harmonic reduction for the voltage and the current waveforms. The whole work will ultimately results in a complete induction motor drive with very efficient energy saving schemes based on our concept of actual nonlinear representation of motor parameters.

Acknowledgements

Research support from the National Energy Policy Office is greatly acknowledged. The authors wish to express their sincere thanks to the anonymous reviewers for their valuable comments, and to Prof. Dr. Naksitte Coovattanachai for his encouragement and constructive comments.

Nomenclature

V	Supply voltage , V_{rms}
R_s	Stator resistance , Ω
R_r	Rotor resistance, Ω
L_s	Stator inductance, H
L_r	Rotor inductance, H
R_c	Core resistance , Ω
L_m	Core inductance, H
V_m	Air-gap voltage, V_{rms}
I_s	Stator current, A_{rms}
I_r	Rotor current, A_{rms}
s	Slip
f	Stator frequency, Hz
N	Number of data
N_s	Synchronous speed, rpm
N_m	Motor speed, rpm
ω_s	Synchronous speed, rad/s
T	Load torque, N.m.
P_{ag}	Air-gap power loss, W

References

- [1] Mohan N. (1983). "Improvement in energy efficiency of induction motors by means of voltage control," *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, **99**(4):1466-1471.
- [2] Kusko A. and Galler D. (1983). "Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives," *IEEE Trans. Industry Applications*, **19**(4):561-570.
- [3] Kirschen D. S., Novotny D. W. and Suwanwisoot W. (1984). "Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives," *IEEE Trans. Industry Applications*, **20**(5):1244-1250.
- [4] Kirschen D. S., Novotny D. W. and Lipo T. A. (1987). "Optimal efficiency control of an induction motor drive," *IEEE Trans. Energy Conversion*, **2**(1):70-76.
- [5] Baghzouz Y. and Tan O. T. (1989). "Optimal efficiency speed control of induction motors by variable rotor impedance," *IEEE Trans. Energy Conversion*, **4**(2):216-223.
- [6] Famouri P. and Cathey J. J. (1991). "Loss minimization control of an induction motor drive," *IEEE Trans. Industry Applications*, **27**(1):32-37.
- [7] Chen S. and Yeh S-N. (1992). "Optimal efficiency analysis of induction motors fed by variable-voltage and variable-frequency source," *IEEE Trans. Energy Conversion*, **7**(3):537-543.
- [8] Mendes E., Baba A. and Razek A. (1995). "Losses minimization of a field oriented controlled induction machine," *Proc. 7th Int. Conf. on Electrical Machines and Drives*, Durham, UK, :310-314.
- [9] Kioskeridis I. and Margaris N. (1996). "Loss minimization in induction motor adjustable-speed drives," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **43**(1):226-231.
- [10] Hasan K. M., Zhang L. and Singh B. (1997). "Neural network control of induction motor drives for energy efficiency and high dynamic performance," *Proc. 23rd Int. Conf. on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, New Orleans, USA, **2**:488-493.
- [11] Moreno-Eguilaz J., Cipolla M., Peracaula J. and da Costa Branco P. J. (1997). "Induction motor optimum flux search algorithms with transient state loss minimization using a fuzzy logic based supervisor," *Proc. 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'97)*, St. Louis, USA, **2**:1302-1308.
- [12] Poirier E., Ghribi M. and Kaddouri A. (2001). "Loss minimization control of induction motor drives based on genetic algorithms," *Proc. IEEE Int. Conf. on Electric Machines and Drives (IEMDC 2001)*, Cambridge, USA, :475-478.
- [13] Zidani F. Benbouzid M. E. H. and Diallo D. (2001). "Loss minimization of a fuzzy controlled induction motor drive," *ibid.*, :629-633.
- [14] Fernandez-Bernal F., Garcia-Cerrada A. and Faure R. (2000). "Model-

- based loss minimization for dc and ac vector-controlled motors including core saturation,” *IEEE Tran. Industry Applications*, **36**(3):755-763.
- [15] Fransua A. and Magureanu R. (1984). *Electrical Machines and Drive Systems*, Technical Press.
- [16] Khomfoi S., Kinnares V. and Viriya P. (1999). “Investigation into core losses due to harmonic voltage in PWM fed induction motors,” *Proc. IEEE Int. Conf. on Power Electronics and Drive Systems*, Hongkong, **1**:104-109.
- [17] Abrahamsen F., Blaabjerg F., Pedersen J. K. and Thogersen P. B. (2000). “Efficiency optimized control of medium-size induction motor drives,” *Proc. IEEE Industry Applications Conference*, Rome, Italy, **3**:1489-1496.
- [18] Man K. F., Tang K. S. and Kwong S. (1996). “Genetic algorithms: concepts and applications,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **43**(5):519-534.
- [19] Pillay P., Nolan R. and Haque T. (1997). “Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations,” *IEEE Trans. Industry Applications*, **33**(5):1273-1282.
- [20] Alonge F., D’Ippolito F., Ferrante G. and Raimondi F. M. (1998). “Parameter identification of induction motor model using genetic algorithms,” *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, **145**(6):587-593.
- [21] Chambers L. (ed.) (1995). *Practical Handbook of Genetic Algorithms*, CRC Press.

ประวัติผู้เขียน

นายกองพล อารีรักษ์ เกิดเมื่อวันที่ 24 มกราคม พ.ศ. 2522 เกิดที่อำเภอเมือง จังหวัดพิจิตร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2543 เคยสอนวิชาปฏิบัติการสาขา วิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ขณะกำลังศึกษา ระดับปริญญาโทที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีได้รับทุนอุดหนุนวิจัยทางด้านอนุรักษ์พลังงาน จากทางสำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ