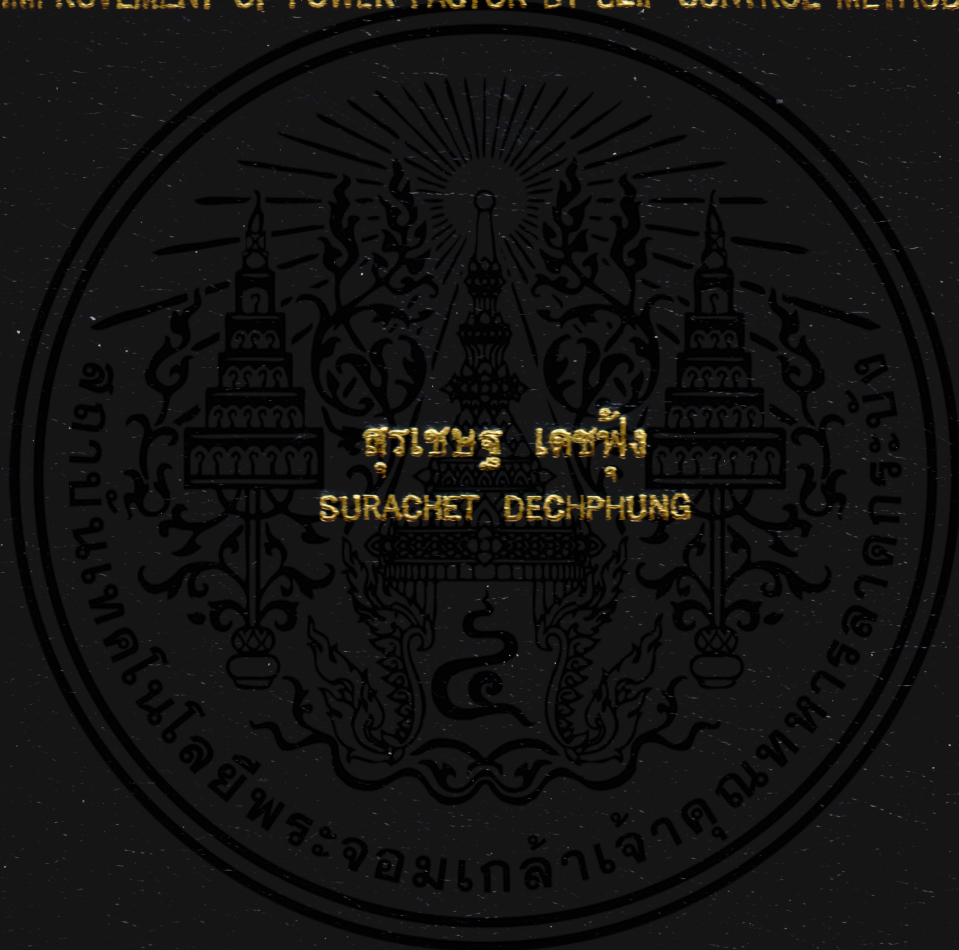


อุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง
ของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีควบคุมสลลิป

ENERGY CONTROLLER FOR INDUCTION MOTOR AND
IMPROVEMENT OF POWER FACTOR BY SLIP CONTROL METHOD



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-902-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลัง
ของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีควบคุมสลลิป

ENERGY CONTROLLER FOR INDUCTION MOTOR AND
IMPROVEMENT OF POWER FACTOR BY SLIP CONTROL METHOD



สุรเชษฐ เดชฟุ้ง

SURACHET DECHPHUNG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานบัณฑิตวิทยาลัยนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เลขหมู่.....สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขทะเบียน... 37662

พ.ศ.2543

วัน, เดือน, ปี 9 ก.ย. 2543

ISBN 974-622-902-8



COPYRIGHT 2000

เอกสารนี้เป็น **SCHOOL OF GRADUATE STUDIES** วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณี **KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG** ใดๆ

หัวข้อวิทยานิพนธ์

อุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของ
มอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิป

ชื่อนักศึกษา

นายสุรเชษฐ เศษฟูง

รหัสประจำตัว

40061067

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2543

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอถึงอุปกรณ์ควบคุมพลังงานโดยวิธีการควบคุมสลิปที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพและค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ชนิดกรงกระรอก โดยใช้หลักการของการลดแรงดันที่ป้อนให้กับขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ด้วยวิธีควบคุมมุมจุดชนวนของ SCR และใช้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) ซึ่งรับสัญญาณมาจากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วมอเตอร์เป็นตัวควบคุมมุมจุดชนวน เพื่อให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วรอบและมีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ใกล้เคียงกับพิกัดที่สุดเท่าที่จะทำให้มอเตอร์ยังทำงานได้ในภาวะปกติตลอดเวลา ทำให้มอเตอร์ได้รับพลังงานเหมาะสมกับโหลดที่มันขับอยู่ ซึ่งเป็นการประหยัดพลังงานที่จ่ายให้มอเตอร์และเป็นการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ไปพร้อม ๆ กัน พร้อมทั้งได้มีการวิเคราะห์แฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนรวมถึงได้คำนวณและติดตั้งรีแอคเตอร์เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนของแหล่งจ่ายไฟที่เกิดจากวงจรควบคุมแรงดันด้วย จึงทำให้สมรรถนะของแหล่งจ่ายไฟและมอเตอร์ดีขึ้น ดังนั้นการควบคุมด้วยวิธีนี้จึงเหมาะที่จะใช้งานจริง โดยได้ทดสอบกับมอเตอร์ 2 ขนาด คือ 1,500 W และ 300 W ซึ่งผลการทดสอบสามารถประหยัดพลังงานได้ดีในช่วงมอเตอร์ทำงานที่ 0-60% ของพิกัดมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Energy Controller for Induction Motor and Improvement of Power Factor by Slip Control Method.
Student	Mr. Surachet Dechphung
Student ID.	40061067
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2000
Thesis Advisor	Asst.Prof. Prapas Prisuwana Mr. Anuwat Jangwanitlert

ABSTRACT

This thesis proposes the energy controller by slip control method with an adaptive efficiency and power factor of three phase and squirrel cage induction motor by using the principle of decreasing voltage to stator winding of motor for controlling the firing angle of SCR and using the digital signal processing (DSP) that receives motor's speed detector for controlled firing angle. The speed of motor maintains nearly a full load slip and full load power factor as possible. However, the motor still properly works as normal. This enables suitable power to the three phase induction motor and its load to save the power motor and to improve the power factor. Then, there were the analyzing of the distortion factor, calculating and installing reactor to decrease distortion factor of AC source due to AC voltage controller. These caused a better AC source and motor performance. Therefore, this energy controller is really practical. There was a test with 1,500 W motor and 300 W motor. The findings revealed that the energy controller can save the energy at 0-60% rate of motor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาในทุกหัวข้อเรื่องจาก ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ และ อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่ และภรรยาที่ทำให้กำลังใจตลอดมา

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ทุกท่าน ในภาควิชาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับ ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล หรือ Digital Signal Processing (DSP)

ขอขอบพระคุณ ผู้อำนวยการประทวน กลิ่นจำปา ที่สนับสนุนในด้านการศึกษาคือ รวมถึง อาจารย์ทุกท่าน ในแผนกช่างไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีสยามมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ ที่ให้การช่วยเหลือในด้านเครื่องมือ อุปกรณ์ พร้อมทั้งช่วยตรวจเทียบและแก้ไขทฤษฎีและอื่น ๆ ที่ผิดพลาด จนสำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้นและยังให้กำลังใจคือผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดตลอดมา

และขอขอบพระคุณ บริษัท เมเซอร์ โทริกซ์ จำกัด ที่อนุเคราะห์เครื่องมือวัด Fluke 43

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สุรเชษฐ เดชฟุ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อไทย	I
บทคัดย่ออังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	1
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น	4
2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	4
2.1.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	4
2.1.2 หลักการทำงาน	4
2.1.3 ความเร็วสลลิปและความเร็วโรเตอร์	4
2.1.4 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำและความถี่ในโรเตอร์	5
2.1.5 กำลังและกระแสที่โรเตอร์	6
2.1.6 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	6
2.1.7 คุณลักษณะ	8
2.1.8 กำลัง แรงบิด และการสูญเสียในส่วนต่างๆ	9
2.1.9 แรงบิดเริ่มหมุน (T_g)	15
2.1.10 แรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงาน	16
2.1.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดเมื่อโหลดเต็มพิกัดและแรงบิดสูงสุด	17
2.1.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดเริ่มหมุนและแรงบิดสูงสุด	18

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

2.1.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลิป	19
2.1.14 ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์	22
2.1.15 การควบคุมความเร็วรอบทางด้านสเตรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	23
2.1.16 ผลดีและผลเสียของการควบคุมความเร็วโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า	24
2.2 กำลังไฟฟ้าและการแก้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์	25
2.2.1 กำลังไฟฟ้า	25
2.2.2 คำจำกัดความของเพาเวอร์แฟกเตอร์	27
2.2.3 ข้อดีของการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์	27
2.2.4 จะเพิ่มเพาเวอร์แฟกเตอร์ได้อย่างไร	32
2.3 ทฤษฎีเกี่ยวกับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (TMS320C50)	32
2.3.1 รายละเอียดของ TMS320C50	33
2.3.2 ตำแหน่งขาและหน้าที่ของ TMS320C50	34
2.3.3 การจัดหน่วยความจำของ TMS320C50	41
2.3.4 ลักษณะทั่วไปของบอร์ด TMS320C50 Starter Kit (50'DSK)	41
2.3.5 ส่วน CPU TMS320C50 Digital Signal Processing (Starter kit)	43
2.3.6 วงจรส่วนการติดต่อกับ RS232	43
2.3.7 วงจรส่วนติดต่อกับหน่วยความจำ	44
2.3.8 วงจรส่วนไฟเลี้ยงและหัวต่อขยายบอร์ด	45
2.3.9 วงจรอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาล็อก TLC32040	45
2.4 วงจรควบคุมแรงดัน	50
2.4.1 การควบคุมมูฟเฟส	51
2.4.2 การควบคุมแรงดันไฟสลับ 3 เฟส	63
2.4.3 วงจรจุดชนวนเกิดด้วยวงจรรวมสำหรับการควบคุมเฟสเบอร์ TCA785	72
2.5 ทฤษฎีเกี่ยวกับแฟกเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนและการแก้	82
2.5.1 ความผิดเพี้ยนของกระแส	83
2.5.2 การลดความผิดเพี้ยนของกระแส	86
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	87
3.1 แนวคิดในการออกแบบ	87
3.2 รายละเอียดด้าน Hardware	89

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.3 รายละเอียดด้าน Software	105
บทที่ 4 ผลการทดลอง	107
บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	137
5.1 สรุปในด้านกำลังงานด้านเข้ามอเตอร์	137
5.2 สรุปในด้านประสิทธิภาพของมอเตอร์	138
5.3 สรุปในด้านค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์	139
5.4 สรุปในด้านค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์	140
5.5 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	140
เอกสารอ้างอิง	142
ภาคผนวก ก. โปรแกรมที่ใช้ในการทำวิจัยทั้งหมด (เขียนให้กับDSP)	143
ภาคผนวก ข. ข้อมูลทางเทคนิคของเครื่องมือวัด Fluke 43	154
ประวัติผู้เขียน	158

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงตำแหน่งขาและหน้าที่การทำงานของ TMS320C50	35
2.2 แสดงตำแหน่งขาและหน้าที่การทำงานของแต่ละขา	46
2.3 แสดงความสัมพันธ์ของความกว้างของพัลส์ด้านออกกันค่า C_{12}	73
4.1 ข้อมูลขณะมอเตอร์เดินแบบต่อตรง (ของมอเตอร์ 1500 W)	109
4.2 ข้อมูลขณะปรับแรงดันด้านเข้ามอเตอร์โดยใช้ Variac (ของมอเตอร์ 1500 W)	110
4.3 ข้อมูลขณะมอเตอร์ 1,500 W มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	117
4.4 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 1 เพื่อลดแฟคเตอร์ ที่มีความผิดเพี้ยน	118
4.5 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 2 เพื่อลดแฟคเตอร์ ที่มีความผิดเพี้ยน	118
4.6 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 3 เพื่อลดแฟคเตอร์ ที่มีความผิดเพี้ยน	119
4.7 ค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนหรือค่า THD (Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย.....	122
4.8 ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ควบคุมแรงดัน	123
4.9 เปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)	123
4.10 เปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่มอเตอร์)	124
4.11 เปรียบเทียบประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ (วัดจาก แหล่งจ่าย)	124
4.12 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอเตอร์(วัดที่มอเตอร์) โดยที่ $\% \eta = P_{out} / 3W_{in,motor}$	125
4.13 เปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจาก แหล่งจ่าย)	125
4.14 เปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์ (วัดที่มอเตอร์)	126
4.15 เปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจาก แหล่งจ่าย)	126
4.16 เปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์ (วัดที่มอเตอร์)	127
4.17 ค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนหรือค่า THD(Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย	127
4.18 ข้อมูลขณะมอเตอร์เดินแบบต่อตรง (ของมอเตอร์ 300 W)	128
4.19 ข้อมูลขณะปรับแรงดันด้านเข้ามอเตอร์โดยใช้ Variac (ของมอเตอร์ 300 W)	128

สารบัญตาราง(ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.20 ข้อมูลขณะมอเตอร์ 300 W มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	129
4.21 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 1 เพื่อลดแฟลคเตอร์ ที่มีความผิดปกติ	130
4.22 ค่าแฟลคเตอร์ที่มีความผิดปกติหรือค่า THD (Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย	132
4.23 ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ควบคุมแรงดัน	133
4.24 เปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)	133
4.25 เปรียบเทียบประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ (วัดจากแหล่ง จ่าย)	134
4.26 เปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจาก แหล่งจ่าย)	134
4.27 เปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจาก แหล่งจ่าย)	135
4.28 ค่าแฟลคเตอร์ที่มีความผิดปกติหรือค่า THD(Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย	135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 แสดงวงจรสมมูลย์ของสเตเตอร์และโรเตอร์(ขณะอยู่กับที่)	7
2.2 แสดงวงจรสมมูลย์แบบใกล้เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	8
2.3 แสดงกำลังและการสูญเสียในส่วนต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	10
2.4 แสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิป (Torque/slip curve) เมื่อมีค่าความ ต้านทานของโรเตอร์ R_2 ต่าง ๆ กัน	19
2.5 เส้นกราฟ แรงบิด-ความเร็วรอบ (Torque/speed curve) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส แบบโรเตอร์กรงกระรอก	20
2.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ แรงบิดและกระแสโรเตอร์/ความเร็วโรเตอร์ ของมอเตอร์ เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์กรงกระรอก	21
2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิปเมื่อแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์เปลี่ยนแปลง	22
2.8 แสดงการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่ จ่ายให้มอเตอร์	23
2.9 แสดงเส้นกราฟแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส , 15 HP , 460 V , 60 Hz	24
2.10 แสดงสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า (Power Triangle)	26
2.11 แสดงสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าเมื่อรวมโหลดทั้งหมด	27
2.12 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์	28
2.13 แสดงการลดลงของกำลังงานสูญเสียในสายไฟเมื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้มีค่า สูงขึ้น	29
2.14 แสดงความสามารถของสายส่งในการส่งกำลังไฟฟ้าที่ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ระหว่าง 0.5 ถึง 1 สายส่งในรูปนี้เป็นสายเคเบิลขนาด 35 mm^2 มีค่าความต้านทาน $0.0005 \Omega / \text{m}$ และมีความเหนี่ยวนำ $1.32 \mu\text{H} / \text{m}$	31
2.15 แสดงเพาเวอร์-โฟลว์ ไดอะแกรม (Power flow diagram)	31
2.16 บล็อกไดอะแกรมของ TMS320C50	34
2.17 แสดงการวางตำแหน่งขาของ TMS320C50	40
2.18 แสดงการเข้าถึงหน่วยความจำของ TMS320C50	41
2.19 แสดงหน่วยความจำภายในและการอินเตอร์เฟสภายนอกของ TMS320C50	41
2.20 บล็อกไดอะแกรมของ TMS320C5X DSK	42
2.21 แสดงการติดต่อระหว่าง บอร์ด DSP และ PC โดยผ่านพอร์ต RS232	44

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.22 แสดงวงจรส่วนติดต่อกับหน่วยความจำ	44
2.23 แสดงฟังก์ชันไคอะแกรมของ TLC32040	45
2.24 แสดง timing ภายใน TLC32040	50
2.25 (a) แสดงวงจรควบคุมสองทาง (b) แสดงวงจรควบคุมทางเดียว	51
2.26 แสดง Waveforms ที่ได้จากวงจรควบคุมทางเดียวมีโพลเป็นตัวด้านทานที่มุมจุดขนวน (α)..	52
2.27 แสดง Waveforms ที่ได้จากวงจรควบคุมสองทาง มีโพลเป็นตัวด้านทาน ที่มุมจุด ขนวนเกิดของ T_1 ที่มุม α และ T_2 ที่มุม $\pi + \alpha$	54
2.28 แสดงวงจรควบคุมไฟสลับแบบอื่น ๆ	56
2.29 a) วงจรควบคุมไฟสลับ 1 เฟส เมื่อโพลเป็นตัวด้านทานและตัวเหนี่ยวนำ และจุด ขนวนเกิดที่มุม $\alpha > \phi$ ด้วยพัลส์เดี่ยวและพัลส์แบบอื่น ๆ (b) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าใช้งานและกระแสไฟฟ้า อาร์. เอ็ม. เอส. ที่โพล (c) ลักษณะของพัลส์ต่อเนื่อง (Continuous pulse) หรือพัลส์ที่มีความกว้างมาก (Long pulse)	59
2.30 แสดงกราฟของ I_N และ I_{RN} ที่ใช้คำนวณค่ากระแสทรินสเตอร์	62
2.31 แสดงวงจรควบคุมแรงดันไฟสลับ 3 เฟส ที่มีโพลเป็นตัวด้านทาน	64
2.32 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสแต่ละเฟสที่โพลตัวด้านทาน ของวงจรควบคุมไฟ สลับ 3 เฟส เมื่อจุดขนวนเกิดที่ย่าน $0^\circ < \alpha < 150^\circ$	65
2.33 วงจรสามเฟสที่ใช้หาค่า Voltage rating ของทรินสเตอร์	67
2.34 แสดงการวิเคราะห์ขนาดของรูปคลื่นกระแส i_a และแรงดัน V_{AN} ที่เกิดกับโพลตัว ด้านทาน 3 เฟส เมื่อจุดขนวนเกิดที่มุม $\alpha < 60^\circ$	68
2.35 แสดงลักษณะและขนาดของรูปคลื่น i_a, V_{AN} ของวงจรควบคุมไฟสลับ 3 เฟส เมื่อ โพลเป็นตัวด้านทาน	70
2.36 แสดงโครงสร้างภายในของวงจรรวมเบอร์ TCA765	73
2.37 แสดงรูปคลื่นสัญญาณด้านเข้า และด้านออกที่สำคัญของวงจรรวมเบอร์ TCA785	74
2.38 ลักษณะของพัลส์จุดขนวนเกิดของทรินสเตอร์แบบต่าง ๆ	75
2.39 การจุดขนวนวงจร 1 เฟสครั้งคลื่น ด้วย TCA785	76
2.40 วงจรจุดขนวนเกิดของทรินสเตอร์ในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุมแบบบริดจ์....	77
2.41 แสดงการจุดขนวนวงจรควบคุมแรงดันไฟสลับ 1 เฟสด้วย TCA785	78
2.42 การจุดขนวนวงจร 3 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุมครั้งบริดจ์โดยใช้ TCA785 3 ตัว	79

สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.43 วงจรจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ 3 ตัวในวงจรเรียงกระแส 3 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุมแบบบริดจ์ ด้วย TCA785	80
2.44 รูปคลื่นของสัญญาณจุดชนวนแบบพัลส์คู่ สำหรับวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่ควบคุมเต็มบริดจ์	81
2.45 วงจรจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ 6 ตัว ในวงจรเรียงกระแส 3 เฟสเต็มคลื่นควบคุมแบบบริดจ์ ด้วย TCA785 แบบพัลส์คู่	82
2.46 แสดงความผิดเพี้ยนของกระแสไปจากรูปไซน์	83
2.47 แสดงการต่อ L เข้าไปเพื่อลดความผิดเพี้ยนของกระแสในวงจรควบคุมแรงดัน	86
3.1 คุณลักษณะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	87
3.2 แสดงวงจรสมมูลย์โดยประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำ(ใช้พิจารณาในส่วนของกระแสความถี่มูลฐานเท่านั้น)	88
3.3 แสดงวงจรสมมูลย์ฮาร์โมนิกส์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	89
3.4 แผนภาพการทำงานในส่วนของ Hardware โดยรวม	90
3.5 แสดงสัญลักษณ์ของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบแบบ Opto Sensor	91
3.6 แสดงภาพการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบแบบ Opto Sensor	91
3.7 แสดงหลักการทำงานของบอร์ด	92
3.8 แสดงภาพบอร์ด TMS320C50	92
3.9 แสดงการติดต่อระหว่าง TMS320C50 กับ RAM	94
3.10 แสดงไคอะแกรมในการอ่านข้อมูลจาก RAM และเขียนข้อมูลเข้าสู่ RAM	95
3.11 แสดงวงจร I/O Port	96
3.12 แสดงวงจรของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้ IC เรกกูเลเตอร์ 7805	96
3.13 เป็นวงจรแสดงการอินเตอร์เฟสของ TMS320C50 กับ RAM และ I/ O port	97
3.14 แสดงการต่อวงจรอินเตอร์เฟสของ TMS320C50 กับ RAM และ I/ O port จากวงจรโดยใช้แผ่นวงจรเอนกประสงค์	98
3.15 ชุด DSP ที่พร้อมใช้งาน	98
3.16 แสดงวงจรขยายแรงดันควบคุมจาก $\pm 0-3$ VDC เป็น 0-10 VDC	99
3.17 วงจรจุดชนวนเกิดด้วย TCA785 แบบ 1 เฟส	99
3.18 แสดงวงจร AC-AC Converter	100
3.19 แสดงการต่อ L เข้าไปในวงจรควบคุมแรงดัน 3 เฟสเพื่อลดค่า THD	101
3.20 แสดง L ที่ต่อเข้าไปในวงจรควบคุมแรงดัน 3 เฟส เพื่อลดค่า THD	101

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.21 แสดงภาพภายในกล่อง PHASE CONTROL	102
3.22 แสดงภาพภายนอกของกล่อง PHASE CONTROL	102
3.23 แสดงมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกขนาด 2 แรงม้าของ Terco ที่ใช้ทดลอง	103
3.24 แสดงชุด Torque Meter ของ Terco	103
3.25 แสดงชุดจ่ายไฟ Power Pack ของ Terco	104
3.26 แสดง Fluke 43 Power Quality Analyzer	104
3.27 แผนภาพแสดงการทำงานในส่วนของ Software	105
4.1 แสดงอุปกรณ์ที่ถูกต่อเพื่อใช้ในการทดลอง	107
4.2 ตัวอย่างค่าที่วัดได้จาก Fluke 43 ที่โหลด 0.5 N-m ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	108
4.3 แสดง Per-phase equivalent circuit ของมอเตอร์ 1,500 W ที่ทำการทดลอง	112
4.4 แสดง R_{Motor} และ L_{Motor} ของมอเตอร์	113
4.5 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายและกระแสที่โหลดของมอเตอร์ 1,500 W ที่ติดตั้ง · อุปกรณ์ควบคุมพลังงานและทำงานที่สลลิปเท่ากับ 0.03	115
4.6 แสดงสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย , แรงดันที่มอเตอร์ , กระแสมอเตอร์ และสัญญาณ กระตุ้นซิกนัลของ TCA785	116
4.7 แสดงภาพของรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายกับกระแสในสายที่โหลด 5%	121
5.1 กราฟเปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)	137
5.2 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)	138
5.3 กราฟเปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)	139
5.4 กราฟเปรียบเทียบค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือน (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)	140

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ทุกวันนี้การประหยัดพลังงานนับว่าเป็นเรื่องสำคัญเรื่องหนึ่ง ที่มีการรณรงค์กันอย่างจริงจังทั่วโลก พลังงานไฟฟ้าเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีปัญหาเพราะกำลังการผลิตมีจำกัดและแนวโน้มที่จะขยายกำลังการผลิตยังต้องใช้เวลาอีกนาน เพราะฉะนั้นการแก้ปัญหาในขณะนี้ที่ดีที่สุดคือ ใช้พลังงานไฟฟ้าอย่างประหยัดและทำให้เกิดประโยชน์สูงสุด มอเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักที่ต้องใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งถูกออกแบบให้มีประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อทำงานในสถานะเต็มกำลัง (Full load) แต่ตามลักษณะการใช้งานจริง บ่อยครั้งที่มอเตอร์จะถูกใช้งานในภาวะโหลดต่ำ (Light load) หรือไม่มีโหลด (No load) ซึ่งตรงจุดนี้เอง ทำให้มีพลังงานส่วนหนึ่งที่สูญเสียโดยไม่มีประโยชน์ ที่เรียกว่ารีแอกทีฟเพาเวอร์ (Reactive power) ถ้าเราสามารถปรับปรุงสมรรถนะของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกใช้งานที่สถานะโหลดต่ำหรือไม่มีโหลดให้สูงขึ้นได้ก็จะเป็นการช่วยประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้มาก

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ต้องการนำเสนอแนวทางในการปรับปรุงประสิทธิภาพ และค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งปกติมอเตอร์จะมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ค่อนข้างต่ำ เมื่อถูกใช้งานที่สถานะโหลดต่ำหรือไม่มีโหลด ในความเป็นจริงแล้วบ่อยครั้งมอเตอร์จะถูกใช้งานในสถานะโหลดต่ำหรือไม่มีโหลด ซึ่งจะทำให้มีพลังงานส่วนหนึ่งสูญเสียไปโดยเปล่าประโยชน์ ที่เรียกว่า รีแอกทีฟเพาเวอร์ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอแนวทางในการควบคุมมอเตอร์ให้ได้รับพลังงานที่เหมาะสมกับโหลดที่มอเตอร์ขับอยู่ และการสตาร์ทมอเตอร์ขนาดใหญ่แต่ละครั้งจะทำให้เกิดการรบกวนในระบบไฟฟ้าโดยส่วนรวม จึงได้ออกแบบให้มีการเริ่มสตาร์ทแบบนุ่มนวลไว้ด้วย

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้เงื่อนไขให้ตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP) เป็นตัวควบคุมวงจรควบคุมแรงดันเพื่อควบคุมแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ซึ่งจะทำให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วเต็มอัตราก่อนที่การเกิดคลออดเวลาไม่ว่า โหลดของมอเตอร์จะมีค่าเท่าใดก็ตาม ซึ่งจะทำให้มอเตอร์มีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์และประสิทธิภาพสูงขึ้น รวมทั้งยังได้มีการวิเคราะห์กระแสผิดเพี้ยนซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ Distortion Factor รวมถึงได้คำนวณและติดตั้งรีแอกเตอร์เพื่อลดกระแสผิดเพี้ยนที่เกิดจากวงจรควบคุม

คุมแรงดันด้วย การควบคุมโดยวิธีการควบคุมสลิปนี้ ทำให้การออกแบบส่วนควบคุมง่ายและตัดขั้นตอนการคำนวณของระบบที่ยุ่งยากออกไปซึ่งเป็นผลทำให้ระบบควบคุมทำงานด้วยความเร็วสูง และทำให้ใช้ขนาดของหน่วยความจำน้อยลงมาก

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ทฤษฎีได้มาจากทฤษฎีเบื้องต้นโดยทั่วไปของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนแนวคิดได้มาจากบทความทางวิชาการเรื่อง อุปกรณ์ควบคุมพลังงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิป ของ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง แต่ได้ปรับปรุงโดยเปลี่ยนจากการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์มาเป็นการควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแทน และได้คำนวณและติดตั้งรีแอกเตอร์เพื่อลดกระแสพิชิตเพี้ยนที่เกิดจากวงจรควบคุมแรงดันด้วย

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

ในส่วนของการวิจัยได้เสนอเงื่อนไขที่เหมาะสมในการควบคุมมอเตอร์ เพื่อที่จะนำไปใช้ในการควบคุมด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ทำให้ระบบมีการทำงานทันต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่มอเตอร์ได้รับ และมอเตอร์ได้รับพลังงานที่เหมาะสมกับโหลดตลอดเวลา รวมถึงได้คำนวณและติดตั้งรีแอกเตอร์เพื่อลดกระแสพิชิตเพี้ยนที่เกิดจากวงจรควบคุมแรงดันด้วย

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

รายละเอียดของการวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จัดแบ่งออกเป็น 6 บท

บทที่ 1 เป็น บทนำ

บทที่ 2 เป็น ทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ เพื่อให้เกิดความเข้าใจในการทำงานของมอเตอร์ กำลังไฟฟ้า คำจำกัดความของเพาเวอร์แฟคเตอร์ การแก้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ และข้อดีของการปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ ข้อดีและข้อเสียของมอเตอร์ที่ต้องปรับปรุงแก้ไข ทฤษฎีของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ทฤษฎีของวงจรควบคุมแรงดัน กล่าวถึงเหตุผลที่ต้องควบคุมความเร็วของมอเตอร์และการควบคุมความเร็วทางด้านสเตเตอร์ โดยเน้นการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์เพราะใช้ในงานวิจัยนี้ ทฤษฎีของแฟคเตอร์ที่มีความพิชิตเพี้ยนและการ

เอกสารนี้เก็บเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้ง บทที่ 3 เป็น การออกแบบ สร้างฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 เป็น ผลการทดลอง มีการเปรียบเทียบขณะไม่ได้ติดตั้ง ติดตั้งอุปกรณ์ และการ

ใช้งานจริง

บทที่ 5 เป็น สรุปและวิจารณ์งานวิจัย

บทที่ 6 เป็น เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก ก. ได้กล่าวถึงโปรแกรมที่ใช้ในการทำวิจัยทั้งหมด

ภาคผนวก ข. ข้อมูลทางเทคนิคของเครื่องมือวัด Fluke 43



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

2.1.1 โครงสร้างของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส มีส่วนประกอบ ที่สำคัญอยู่ 2 ส่วนคือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) และ ส่วนหมุน (Rotor)

- สเตเตอร์มีหน้าที่ยึดขดลวดอาร์เมเจอร์ที่บรรจุอยู่ในสล๊อต
- โรเตอร์แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

1. แบบกรงกระรอก (Squirrel cage) แกนโรเตอร์ทำด้วยเหล็กแผ่นลามิเนทเซาะผิว ด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล๊อต ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับสอดเพลลา เมื่อนำแผ่นเหล่านี้ มาอัดเข้าด้วยกันจะได้แกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวางในพิมพ์เพื่อฉีคอลลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้ ลูมิเนียมอัดแผ่นอยู่ในร่องสล๊อต และมีครีบยื่นออกไปสองข้างเพื่อใช้เก็บใบพัดระบายความร้อน

2. แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์ (Wound rotor) โรเตอร์แบบนี้แตกต่างกับแบบกรงกระรอก คือมีขดลวดทองแดงพันรอบโรเตอร์ ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับสลีปริ่งซึ่งมีแปรงถ่านอยู่ มี ข้อจำกัดคือ โรเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับจำนวนขั้วที่เกิดจากสเตเตอร์

2.1.2 หลักการทำงาน

เมื่อจ่ายไฟกระแสสลับ 3 เฟส ให้ขดอาร์เมเจอร์ที่สเตเตอร์ จะเกิดสนามแม่เหล็กหมุน เมื่อ ฟลักซ์ แม่เหล็กของสนามแม่เหล็กหมุนเคลื่อนตัวตัดตัวนำที่ฝังอยู่ใน โรเตอร์จะเกิดการเหนี่ยวนำ และเนื่องจากโรเตอร์ถูกลัดวงจรจึงเกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ และแรงบิดเป็นผลให้โรเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุนกล่าวคือ สนามแม่เหล็กหมุนดังกล่าวจะหมุนด้วยความเร็วเชิงโรตัส (N_s) ซึ่งหาค่าได้จาก

$$N_s = \frac{120f_e}{P} \quad (2.1)$$

เมื่อ f_e = ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

P = จำนวนขั้วของมอเตอร์

2.1.3 ความเร็วสลีปและความเร็วโรเตอร์

โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะหมุนไปทางเดียวกับสนามแม่เหล็กหมุนของสเตเตอร์ แต่ไม่ได้หมุนด้วยความเร็วเชิงโรตัส ความแตกต่างระหว่างความเร็วเชิงโรตัส (N_s) กับความเร็วโรเตอร์

(N_r) เรียกว่าความเร็วสลลิป (N_{slip}) หาค่าได้จาก

$$N_{slip} = N_s - N_r \quad (2.2)$$

อัตราส่วนระหว่าง (N_{slip}) ต่อ (N_s) เรียกว่า สลิป (S) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$S = \frac{N_{slip}}{N_s} \times 100\% \quad (2.3)$$

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} \times 100\% \quad (2.4)$$

2.1.4 แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำและความถี่ในโรเตอร์

เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้ขดลวดอาร์เมเจอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ฟลักแม่เหล็กของสนามแม่เหล็กหมุนจะกวาดผ่านขดลวดของโรเตอร์และสเตเตอร์ด้วยความเร็วสูงสุด (ความเร็วซิงโครนัส) แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวนำนั้นจะมีค่าสูงสุด และขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดในโรเตอร์และสเตเตอร์ ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทั้งสองส่วนนี้จึงมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ ขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง

ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ($N_r = 0$) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโรเตอร์จะเท่ากับ ความถี่ของสาย กรณีนี้ค่า สลิป เท่ากับ 1 หรือ 100% และเมื่อ โรเตอร์หมุนอัตราที่ฟลักแม่เหล็กกวาดผ่านตัวนำจะช้าลงค่าสลิปจึงลดลงด้วย ในสภาพเช่นนี้แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์จะลดลงเป็นสัดส่วนกับค่า สลิป เขียนสมการได้ดังนี้

$$E_r = SE_2 \quad (2.5)$$

$$X_r = SX_2 \quad (2.6)$$

ในทำนองเดียวกันความถี่ของโรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามค่า สลิป ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา $f_r = Sf_c$ อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ (2.7)

เมื่อ E_r = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะทำงานปกติ

E_2 = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะอยู่กับที่

X_r = ค่ารีแอกแตนซ์ต่อเฟสขณะ โรเตอร์อยู่กับที่

f_r = ความถี่ของโรเตอร์

f_e = ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

2.1.5 กำลังและกระแสที่โรเตอร์

การเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังกลของมอเตอร์ไฟฟ้าจะเกิดขึ้นที่โรเตอร์ ในมอเตอร์เหนี่ยวนำกำลังอินพุทของโรเตอร์ไม่ได้เกิดจากการจ่ายไฟฟ้าให้กับโรเตอร์โดยตรง แต่เป็นการถ่ายทอดกำลังผ่านช่องว่างอากาศ (Air gap) ด้วยการเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า และความถี่ขึ้นในโรเตอร์ ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสก็คือ $E_r = SE_2$ ถ้าเอาแรงเคลื่อน จำนวนนี้หารด้วยค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์ (Z_2) ก็จะได้กระแสโรเตอร์ต่อเฟส (I_2) ไหลอยู่ในโรเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ได้ดังนี้

$$I_2 = \frac{SE_2}{Z_2} \quad (2.8)$$

$$\text{หรือ } I_2 = \frac{SE_2}{R_2 + jSX_2} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ 2.9 ใช้คำนวณหาค่ากระแสโรเตอร์ได้ทั้งขณะมอเตอร์เริ่มหมุน (Start) และ เมื่อหมุนอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ก็ตามโดยขณะเริ่มหมุนให้แทนค่า สลิป $S = 1$ ลงในสมการ 2.9 จะได้กระแสโรเตอร์ขณะมอเตอร์เริ่มหมุนดังนี้

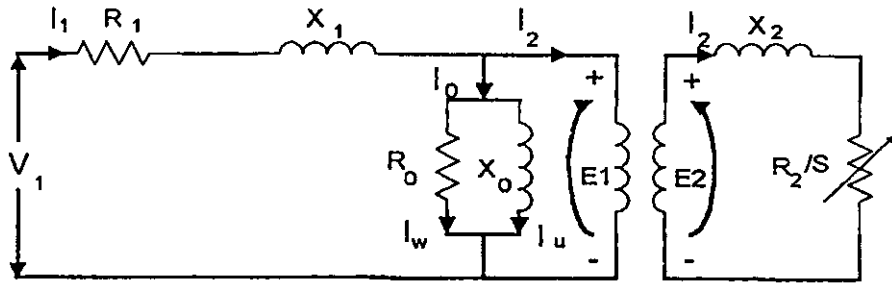
$$I_2 = \frac{E_2}{R_2 + jX_2} \quad (2.10)$$

2.1.6 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องจากว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อาศัยหลักการการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลงจะต่างกันก็ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่สอง (Secondary) เคลื่อนที่หรือหมุนได้ ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงแบบธรรมดา ดังภาพที่ 2.1 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารที่แนบมาฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อแจกจ่ายแก่บุคลากรในหน่วยงานที่เกี่ยวข้องกับการดำเนินงานด้านการศึกษาวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของสเตเตอร์และโรเตอร์(ขณะอยู่กับที่)

วงจรสมมูลของสเตเตอร์เหมือนกับวงจรสมมูลด้านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า คือ ประกอบด้วยความต้านทานของสเตเตอร์ (R_1) รีแอกแตนซ์รั่วไหลของสเตเตอร์ (X_1) และค่าต่าง ๆ ที่เป็นองค์ประกอบของสาขาที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก (Magnetizing branch) ได้แก่ R_0 (ความต้านทานของแกนเหล็ก), X_0 (รีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก), I_w (กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก), I_μ (กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก)

จากภาพที่ 2.1 กระแส I_0 ไหลในขดสเตเตอร์เป็นกระแสส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Core loss) และการสูญเสียในขดลวด (Copper loss) จะเปลี่ยนแปลงค่าน้อยมากไม่ว่าโหลดของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตาม ดังนั้นถ้าย้ายวงจรขนานที่ I_0 ไหลผ่านมาไว้ที่ด้านทางของวงจรสมมูลจะทำให้วิเคราะห์ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับมอเตอร์เหนี่ยวนำง่ายขึ้น โดยมีเหตุผลดังนี้คือ

1. การย้ายวงจรขนานที่กระแส I_0 ไหลผ่านนี้จะทำให้ค่าที่ได้จากการคำนวณคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย เพราะ R_1 และ X_1 มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับ X_0 แต่จะได้วงจรสมมูลที่พิจารณาได้ง่าย
2. วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าขณะไม่มีโหลดจะไม่คิดค่า I_0 ซึ่งเป็นส่วนประกอบเล็ก ๆ เมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่พิกัด แต่ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำเช่นนั้นไม่ได้เพราะค่า I_0 มีค่าถึง 30%-50% ของกระแสไฟฟ้าที่พิกัด ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม X_0 เป็นจำนวนมาก จึงต้องคงค่า X_0 ไว้ในวงจรสมมูล

วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถย้ายด้านรวมกันได้ ถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิกับขดลวดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกันถ้าทราบอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดที่สเตเตอร์กับโรเตอร์ (Turn ratio ; a) ก็จะสามารถย้ายค่าในวงจรสมมูลของขดลวดทั้งสองมารวมกันได้เช่นกัน

ในที่นี้ต้องการย้ายค่าของวงจรเทียบเคียงโรเตอร์มายังวงจรเทียบเคียงสเตเตอร์ซึ่งหาค่าต่าง ๆ ของวงจรสมมูลได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำเผยแพร่

$$E'_2 = aE_2 = E_1 \quad (2.11)$$

เมื่อ $E'_2 =$ แรงดันไฟฟ้าขณะโรเตอร์อยู่กับที่ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$I_2' = \frac{I_2}{a} \quad (2.12)$$

เมื่อ I_2' = กระแสไฟฟ้าของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังสเตเตอร์

$$R_2' = a^2 R_2 \quad (2.13)$$

$$X_2' = a^2 X_2 \quad (2.14)$$

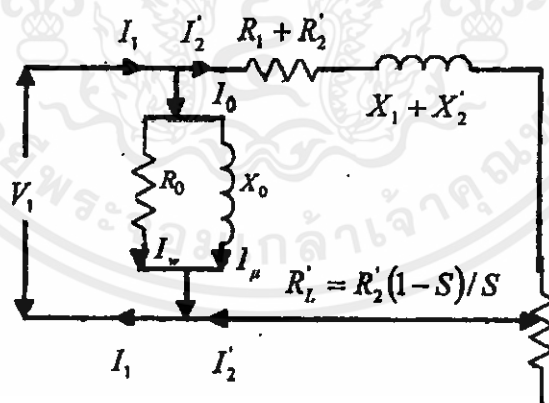
เมื่อ R_2' = ความต้านทานของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

X_2' = รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ย้ายมายังด้านสเตเตอร์

จากภาพที่ 2.1 ค่าของ $\frac{R_2}{S}$ สามารถแยกเทอมออกได้ดังนี้คือ

$$\frac{R_2}{S} = R_2 + \frac{R_2}{S} - R_2 = R_2 + R_2 \frac{(1-S)}{S} \quad (2.15)$$

นำค่าที่ได้จากสมการที่ 2.11 ถึงสมการที่ 2.14 เขียนวงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้ดังภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลแบบโกล์เคียของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากภาพที่ 2.2 ค่าความต้านทานสมมูลและรีแอกแตนซ์สมมูลจะมีค่าดังนี้ $R_{01} = R_1 + R_2'$

และ $X_{01} = X_1 + X_2'$ ส่วนโหลดความต้านทาน R_L' ยังมีค่าเท่าเดิมคือ $R_L' = R_2' \frac{(1-S)}{S}$ เมื่อ R_2' คือ ค่าความต้านทานในวงจรโรเตอร์ และ R_L' คือ โหลดทางกลของมอเตอร์

2.1.7 คุณสมบัติ

มอเตอร์ในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนมากแล้วจะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เพราะมอเตอร์ชนิดนี้มีราคาไม่แพงมากนัก, ต้องการการดูแลรักษาน้อย และมีความเร็วเกือบคงที่คือ ความเร็วจะลดลงจากสภาวะไม่มีโหลดจนกระทั่งขับโหลดเต็มที่เพียงไม่กี่เปอร์เซ็นต์ แต่มีข้อเสียคือ

1. ควบคุมความเร็วได้ยาก
2. ขณะที่โหลดน้อยจะมีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ต่ำ
3. กระแสไฟฟ้าเริ่มหมุน มักจะเป็น 5 เท่า หรือ 7 เท่า ของกระแสไฟฟ้าที่พิกัด

มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวาวด์โรเตอร์ (Wound rotor) กับแบบกรงกระรอกมีโครงสร้างของโรเตอร์ต่างกัน แต่มีโครงสร้างของสเตเตอร์เหมือนกัน มอเตอร์ที่มีโรเตอร์แบบกรงกระรอกมีข้อจำกัดคือ ขณะทำงานสภาพปกติความต้านทานของโรเตอร์คงที่ ถ้าต้องการให้มอเตอร์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพสูงจึงจำเป็นต้องออกแบบให้โรเตอร์มีความต้านทานต่ำ (เพื่อลด P_c) แต่จะทำให้กระแสไฟฟ้าเริ่มหมุนสูงจึงส่งผลให้แรงบิดเริ่มหมุนของมอเตอร์ชนิดนี้ต่ำ มอเตอร์แบบนี้จะใช้กับงานที่ต้องการกำลังกลก่อนข้างคงที่ และเริ่มต้นหมุนไม่บ่อยนัก เช่น มอเตอร์ที่ใช้ขับปั๊ม, เครื่องเป่าอากาศ, พัดลม เป็นต้น ส่วนในกรณีของโรเตอร์ของมอเตอร์แบบ วาวด์โรเตอร์ จะต่ออยู่กับ สลิปริง ซึ่งต่ออยู่กับแปรงถ่านดังนั้นจึงต่อความต้านทานจากภายนอกอนุกรมกับโรเตอร์ได้ และถ้าเราเพิ่มความต้านทานขณะมอเตอร์เริ่มหมุนกระแสไฟฟ้าเริ่มหมุนจะลดลง ส่งผลให้แรงบิดเริ่มหมุนเพิ่มขึ้น มอเตอร์แบบนี้จะนำไปใช้กับโหลดที่ต้องการเริ่มหมุนบ่อย ๆ เช่น บันจัน เป็นต้น

2.1.8 กำลัง แรงบิด และการสูญเสียในส่วนต่างๆ

กำลังอินพุทของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส หมายถึงกำลังไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้าสามเฟสที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ คือ

$$P_m = \sqrt{3}V_L I_L \cos \theta \quad (2.16)$$

การสูญเสียที่สเตเตอร์ประกอบด้วย การสูญเสียที่แกนเหล็ก (Core loss) ซึ่งหมายถึง Eddy current และ Hysteresis ที่แกนเหล็กสเตเตอร์ และการสูญเสียเนื่องจาก I^2R ในขดลวดสเตเตอร์ เรียกว่า การสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ (Stator copper loss)

กำลังส่วนที่เหลือหลังจากสูญเสียที่สเตเตอร์แล้ว เรียกว่า กำลังเอาต์พุทของสเตเตอร์ (Stator power output) กำลังเอาต์พุทของสเตเตอร์นี้จะถ่ายทอดกำลังผ่านช่องว่างอากาศไปยังโรเตอร์โดยอาศัยการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นกำลังอินพุทของโรเตอร์ (Rotor power input) จึงเท่ากับกำลังเอาต์พุทของสเตเตอร์ (Stator power output)

ดังนั้น $P_2 =$ กำลังเอาต์พุทของสเตเตอร์ = กำลังอินพุทของโรเตอร์

$$P_2 = P_m - \text{Stator losses} \quad (2.17)$$

กำลังอินพุทของโรเตอร์จะให้กำลังเอาต์พุทออกมาในรูปของกำลังกล (Mechanical power developed) ความแตกต่างระหว่างกำลังอินพุทของโรเตอร์กับกำลังกลเอาต์พุทของโรเตอร์ คือการสูญเสียในขดลวดโรเตอร์ (Rotor copper loss) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

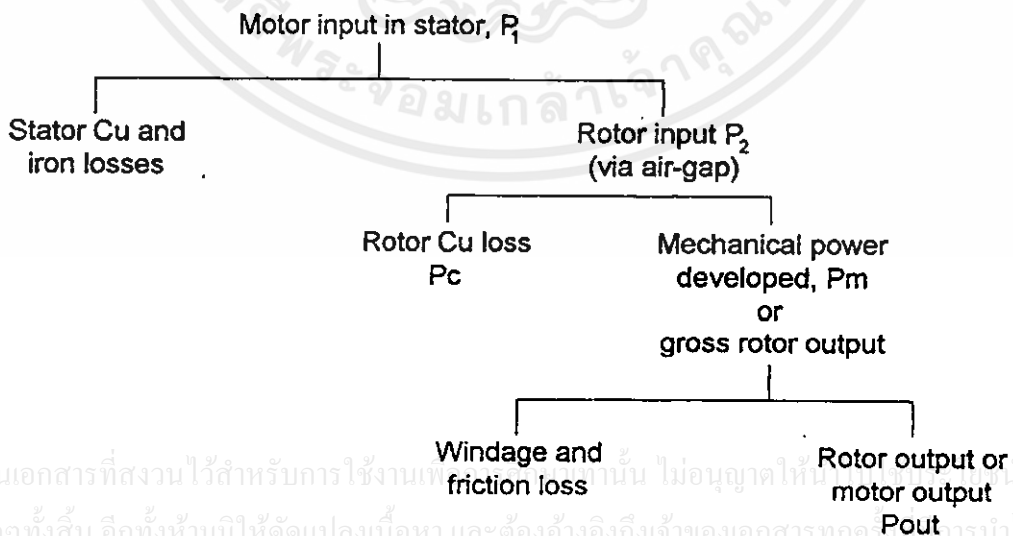
$$P_c = P_2 - P_m$$

หรือ

$$P_m = P_2 - P_c \quad (2.18)$$

กำลังอินพุทของโรเตอร์ (P_2) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่ากำลังผ่านช่องว่างอากาศ (Air gap power) ทำให้เกิดแรงบิดเป็นซิงโครนัสวัตต์ หรือ T_g (Gross torque) ขึ้นที่โรเตอร์ ซึ่งจะขอกว่าภายหลัง ในทำนองเดียวกันกำลังกลเอาต์พุทของโรเตอร์ (P_m) คือกำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็น กำลังกล ทำให้เกิดแรงบิด T_g (Gross torque) ขึ้นที่โรเตอร์โดยมีค่าเท่ากับ T_g ที่เกิดจากกำลังอินพุทของโรเตอร์ (P_2) เช่นเดียวกัน นอกจากนั้นขณะที่โรเตอร์หมุนยังมีการสูญเสียเนื่องจากความเสียดและแรงต้านจากลม (Friction and windage losses) เกิดขึ้นอีกด้วย อันเป็นสาเหตุให้เอาต์พุทของโรเตอร์ (P_{out}) ลดลงไปอีกดังสมการ $P_{out} = P_m - \text{Friction and windage losses}$ เอาต์พุทของโรเตอร์ (P_{out}) ขณะนี้จะอยู่ในรูปของกำลังกลทำให้เกิดแรงบิดที่ปลายเพลลา T_{sh} (Shaft torque) เป็นแรงบิดที่ใช้ขับโหลดทางกลที่ค่ออยู่กับเพลลาของมอเตอร์

กำลังส่วนต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น นำมาเขียนเป็น เพลเวอร์-โพลว์ไดอะแกรม (Power flow diagram) ได้ดังภาพที่ 2.3



ภาพที่ 2.3 แสดงกำลังและการสูญเสียในส่วนต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ให้ T_g = แรงบิดทั้งหมด (Gross torque) เกิดขึ้นที่โรเตอร์เป็น นิวตัน-เมตร

N_1 = ความเร็วซิงโครนัสเป็น รอบต่อวินาที

จากสูตร กำลังกล (วัตต์) = แรงบิด (นิวตัน-เมตร) \times ความเร็ว (เรเดียน/วินาที)

ดังนั้นกำลังเอาต์พุทของสเตเตอร์ที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศไปยังโรเตอร์คือ

$$P_2 = 2\pi T_g N_1 \text{ จูล/วินาที หรือ วัตต์} \quad (2.19)$$

ให้ N_2 = ความเร็วโรเตอร์เป็น รอบต่อวินาที

กำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็นกำลังกลบน โรเตอร์คือ

$$P_m = 2\pi T_g N_2 \text{ จูล/วินาที หรือ วัตต์} \quad (2.20)$$

จาก Power flow diagram ในภาพที่ 2.3

การสูญเสียในขดลวด โรเตอร์ (Rotor copper loss)

$$P_c = P_2 - P_m$$

$$P_c = 2\pi T_g N_1 - 2\pi T_g N_2$$

$$P_c = 2\pi T_g (N_1 - N_2) \quad (2.21)$$

นำสมการที่ (2.21) / สมการที่(2.19) จะได้

$$\frac{P_c}{P_2} = \frac{N_1 - N_2}{N_1} = S$$

เพราะฉะนั้น

$$P_c = SP_2 \quad (2.22)$$

จาก Power flow diagram ในภาพที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อ $P_m = P_2 - P_c = P_2 - SP_2$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_m = (1 - S)P_2 \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned}\frac{P_m}{P_2} &= (1-S) \\ &= 1 - \left(\frac{N_1 - N_2}{N_1} \right) = \frac{N_1 - N_1 + N_2}{N_1}\end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น $\frac{P_m}{P_2} = \frac{N_2}{N_1}$ เท่ากับความเร็วโรเตอร์หารด้วยความเร็วซิงโครนัส

เพราะฉะนั้น ประสิทธิภาพของโรเตอร์ (Rotor efficiency)

$$= \frac{N_2}{N_1} \quad (2.24)$$

นำสมการที่ (2.22)/ สมการที่(2.23) จะได้

$$\frac{P_c}{P_m} = \frac{S}{1-S} \quad (2.25)$$

ความสัมพันธ์ระหว่าง P_2 , P_c และ P_m กับค่าของสลิป S สามารถนำมาเขียนสมการได้ดังนี้
 $P_2 : P_c : P_m = 1 : S : (1-S)$ จากสมการที่ 2.15 เมื่อเอากระแสโรเตอร์ I_2^2 คูณตลอด จะได้

$$I_2^2 R_2 / S = I_2^2 R_2 + I_2^2 R_2 \frac{(1-S)}{S} \quad (2.26)$$

เมื่อ $I_2^2 R_2 / S =$ กำลังอินพุตของโรเตอร์ต่อเฟส (P_2 /Phase)

$I_2^2 R_2 =$ กำลังสูญเสียในขดโรเตอร์ต่อเฟส (P_c /Phase)

$I_2^2 R_2 \frac{(1-S)}{S} =$ กำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็นกำลังกล หรือ อาจจะเรียกว่า กำลังกล
 ที่เกิดขึ้น (Mechanical power developed) ในโรเตอร์ต่อเฟส (P_m /Phase)

จากสมการที่ 2.26

$$I_2^2 R_2 / S = I_2^2 R_2 + I_2^2 R_2 \frac{(1-S)}{S}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนในเพียงคนเดียว กรุณาอย่าอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$P_c = I_2^2 R_2$$

วัตต์/เฟส

$$P_2 = \frac{3SE_2^2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \quad \text{วัตต์} \quad (2.29)$$

จากสมการที่ 2.23 กำลังกลเอาต์พุทของโรเตอร์

$$P_m = (1-S)P_2$$

$$P_m = \frac{3S(1-S)E_2^2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \quad \text{วัตต์} \quad (2.30)$$

จากสมการที่ 2.20 แรงบิดทั้งหมด (Gross torque) บนโรเตอร์ $T_g = \frac{P_m}{2\pi N_2}$ นิวตัน-เมตร ($N_2 =$ ความเร็วโรเตอร์ เป็น รอบ/วินาที) แต่ $N_2 = N_r / 60$ (เมื่อ $N_r =$ ความเร็วโรเตอร์ เป็น รอบ/นาที)

เพราะฉะนั้น

$$T_g = \frac{P_m}{2\pi N_r / 60} \quad \text{นิวตัน-เมตร} \quad (2.31)$$

$$T_g = \frac{P_m}{2\pi(1-S)N_s / 60} \quad \text{นิวตัน-เมตร} \quad (2.32)$$

นำสมการที่ (2.30) แทนค่าลงในสมการที่ (2.32)

$$T_g = \frac{P_m}{2\pi N_s / 60} \times \frac{3SE_2^2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \quad \text{นิวตัน-เมตร} \quad (2.33)$$

หรือ

$$T_g = \frac{K_1 SE_2^2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2} \quad \text{นิวตัน-เมตร} \quad (2.34)$$

เมื่อ $K_1 = \frac{3 \times 60}{2\pi N_s} =$ ค่าคงที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

นอกจากนั้น แรงบิดทั้งหมด (Gross torque) บนโรเตอร์ T_g ยังหาได้จากสมการ 2.19 โชนันด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_g = \frac{P_2}{2\pi N_1} \quad \text{เมื่อ } N_1 = \text{ความเร็วซิงโครนัส เป็นรอบ/วินาที}$$

$$\text{หรือ} \quad T_g = \frac{P_2}{2\pi N_s / 60} \quad \text{นิวตัน-เมตร} \quad (2.35)$$

เมื่อ N_s = ความเร็วซิงโครนัส เป็นรอบ/นาที

$$\text{หรือ} \quad T_g = \frac{3I_2^2 R_2 / S}{2\pi N_s / 60} \quad \text{นิวตัน-เมตร} \quad (2.36)$$

แรงบิดทั้งหมด (Gross torque) มีหน่วยเป็น ซิงโครนัสวัตต์ (Synchronous watt) หมายถึง กำลังที่ส่งข้ามช่องว่างอากาศจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ ดังนั้นแรงบิดเป็นซิงโครนัสวัตต์มีค่าเท่ากับ

$$T_g = P_2 = 3I_2^2 R_2 / S \quad \text{ซิงโครนัสวัตต์} \quad (2.37)$$

$$\text{หรือ} \quad P_2 = P_m / (1 - S) \quad \text{ซิงโครนัสวัตต์} \quad (2.38)$$

2.1.9 แรงบิดเริ่มหมุน (T_g)

ขณะสตาร์ทมอเตอร์ โรเตอร์ยังอยู่กับที่ (at standstill) ความเร็วโรเตอร์ $N_r = 0$ ค่าของสลิป $S = 1$ ดังนั้น ถ้าแทนค่า $S = 1$ ลงในสมการที่ 2.34 จะได้แรงบิดเริ่มหมุน

$$T_g = \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \quad (2.39)$$

เมื่อความต้านทานในวงจรรโรเตอร์เปลี่ยนแปลงค่าได้ เช่นมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ"วาวด์โรเตอร์" ถ้าต้องการทราบว่าต้องใช้ค่า R_2 ขนาดเท่าใดมอเตอร์จะให้แรงบิดเริ่มหมุนสูงสุด(Maximum starting torque) ทำได้โดย $\frac{dT_g}{dR_2} = 0$

$$\frac{dT_g}{dR_2} = \frac{K_1 [(R_2^2 + X_2^2)E_2^2 - E_2^2 R_2 \times 2R_2]}{(R_2^2 + X_2^2)^2} = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $R_2^2 + X_2^2 = 2R_2^2$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_2^2 = R_2^2$$

$$\therefore R_2 = X_2 \quad (2.40)$$

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า แรงบิดเริ่มหมุนของมอเตอร์จะมีค่าสูงสุดเมื่อความต้านทานในวงจรโรเตอร์ R_2 มีค่าเท่ากับค่ารีแอกแตนซ์ในโรเตอร์ (Standstill reactance) X_2 นั่นคือแรงบิดเริ่มหมุนสูงสุด (Maximum starting torque) จะมีสมการดังนี้

$$\begin{aligned} T_s(\text{Max}) &= \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \\ &= \frac{K_1 E_2^2}{2R_2} = \frac{K_1 E_2^2}{2X_2} \end{aligned} \quad (2.41)$$

2.1.10 แรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงาน

หลังจากมอเตอร์เริ่มหมุนแล้ว ความเร็วรอบของโรเตอร์จะสูงหรือต่ำกว่าพิกัด (Rated speed) ขึ้นอยู่กับขนาดของโหลดที่ปลายเพลา สมมุติว่ามอเตอร์ทำงานที่ความเร็วค่าหนึ่งซึ่งมีสลิป = S แรงบิดที่ใช้ขับ โหลดขณะนี้คือจากสมการที่ 2.34

$$T_s = \frac{K_1 S E_2^2 R_2}{R_2^2 + (SX_2)^2}$$

ถ้าต้องการหาค่าสูงสุดของแรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงาน (Maximum running torque) ทำได้โดยให้

$$\frac{dT}{dS} = 0$$

$$\frac{dT}{dS} = \frac{K_1 [(R_2^2 + (SX_2)^2) E_2^2 R_2 - S E_2^2 R_2 \times 2SX_2^2]}{[R_2^2 + (SX_2)^2]^2} = 0$$

$$[R_2^2 + (SX_2)^2] E_2^2 R_2 = S E_2^2 R_2 \times 2SX_2^2$$

$$R_2^2 + (SX_2)^2 = 2S^2 X_2^2$$

$$R_2^2 = S^2 X_2^2$$

$$R_2 = SX_2 \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า แรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงานจะมีค่าสูงสุด เมื่อ $R_2 = SX_2$ หรืออาจกล่าวอีกทางหนึ่งว่า ค่าของสลิปที่ให้แรงบิดสูงสุดคือ $S = R_2 / X_2$ ถ้าแทนค่า $R_2 = SX_2$ ลงในสมการที่ 2.34 จะได้

$$\begin{aligned}
 T_{\max} &= \frac{K_1 S E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \\
 &= \frac{K_1 S E_2^2}{2R_2} \\
 &= \frac{K_1 E_2^2}{2X_2}
 \end{aligned}
 \tag{2.43}$$

จะสังเกตเห็นว่าสมการที่ 2.43 จะตรงกับสมการที่ 2.41

2.1.11 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดเมื่อโหลดเต็มพิกัดและแรงบิดสูงสุด

แรงบิดเมื่อโหลดเต็มพิกัด(Full-load torque) หมายถึงแรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงานขับโหลดเต็มพิกัด โดยกินกระแสเท่ากับกระแสเต็มพิกัด (Rated current) บนแผ่นป้าย (Name plate) ให้ความเร็วโรเตอร์เท่ากับความเร็วเต็มพิกัด(Rated speed) ค่าของสลิปขณะนี้เรียกว่า สลิปที่โหลดเต็มพิกัด (Full-load slip) ใช้ตัวย่อ S_f จากสมการ 2.34 แรงบิดเมื่อโหลดเต็มพิกัด

$$T_f = \frac{K_1 S_f E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S_f X_2)^2}$$

เมื่อ $S_f =$ สลิปที่โหลดเต็มพิกัด

แรงบิดสูงสุด (Maximum torque) หมายถึงค่าสูงสุดของแรงบิดขณะมอเตอร์ทำงานซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อค่าสลิป $S = R_2 / X_2$ จากสมการที่ 2.41 และ 2.43

$$T_{\max} = \frac{K_1 E_2^2}{2X_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{K_1 S_f E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S_f X_2)^2} \times \frac{2X_2}{K_1 E_2^2}$$

$$= \frac{2S_f R_2 X_2}{R_2^2 + (S_f X_2)^2}$$

เอา X_2^2 หารทั้งเศษและส่วนจะได้

$$\frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{2S_f R_2 / X_2}{(R_2 / X_2)^2 + S_f^2}$$

$$\therefore \frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{2aS_f}{a^2 + S_f^2} \quad (2.44)$$

เมื่อ $a = R_2 / X_2$
 $S_m =$ ค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุด

2.1.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดเริ่มหมุนและแรงบิดสูงสุด

จากสมการที่ 2.39 แรงบิดเริ่มหมุน

$$T_s = \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

จากสมการที่ 2.41 และ 2.43 แรงบิดสูงสุด

$$T_{\max} = \frac{K_1 E_2^2}{2X_2}$$

$$\frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{K_1 E_2^2 R_2}{R_2^2 + X_2^2} \times \frac{2X_2}{K_1 E_2^2}$$

$$= \frac{2R_2 X_2}{R_2^2 + X_2^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ X_2^2 หารทั้งเศษและส่วนจะได้ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{T_f}{T_{\max}} = \frac{2R_2 / X_2}{(R_2^2 / X_2^2) + 1}$$

$$\therefore \frac{T_f}{T_{max}} = \frac{2a}{a^2 + 1} \tag{2.45}$$

เมื่อ $a = R_2 / X_2$
 $= S_m$ คือ ค่าสลลิปที่แรงบิดสูงสุด

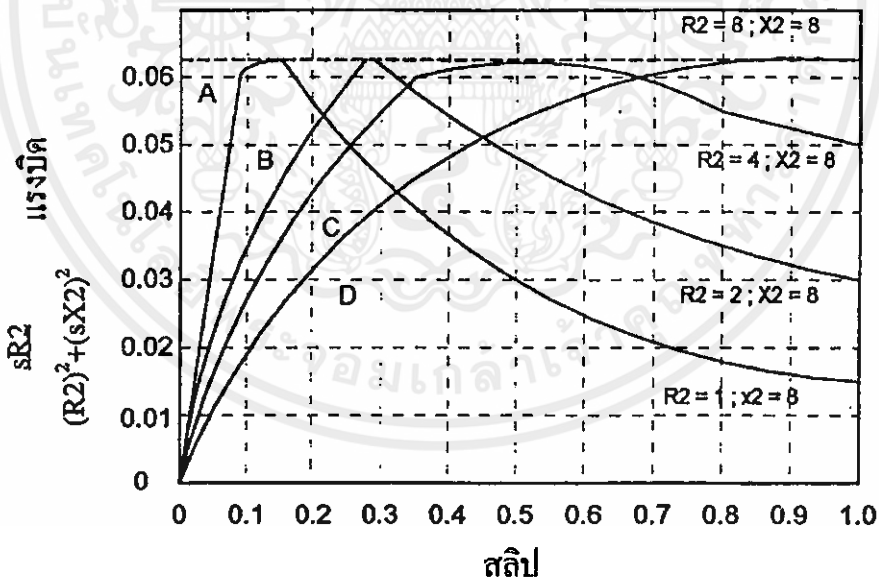
2.1.13 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิป

ถ้าพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดกับสลลิป ดังนั้นค่าอื่นๆ ให้เป็นค่าคงที่จากสมการที่ 2.34

$$T = \frac{K_1 S E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2}$$

ถ้าแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ V มีค่าคงที่ และ E_2 จะคงที่ด้วย

ดังนั้น $T \propto \frac{S R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2}$ (2.46)



ภาพที่ 2.4 แสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลิป (Torque/slip curve) เมื่อมีค่าความต้านทานของโรเตอร์ R_2 ต่าง ๆ กัน

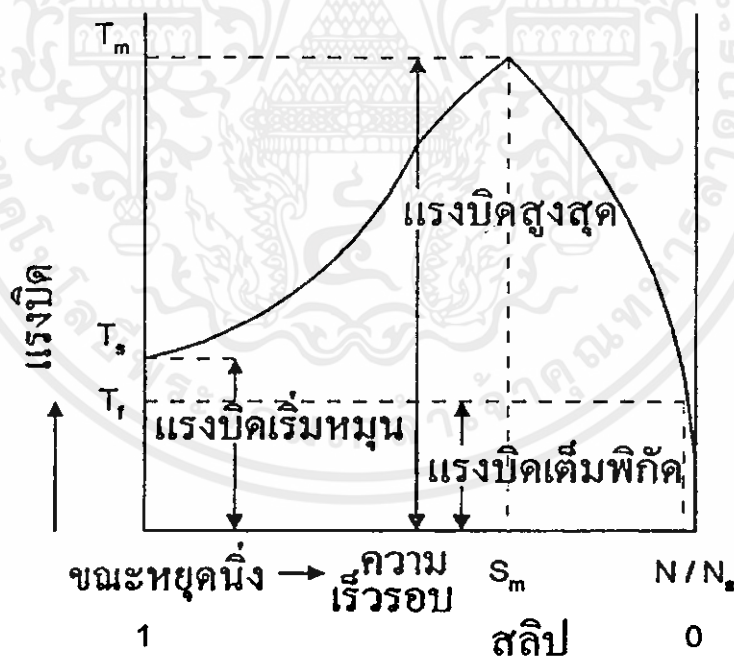
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดก็ตามปกติค่ารีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ขณะอยู่กับที่ (Standstill reactance) X_2 จะมากกว่าความ
 ต้านทานของโรเตอร์ R_2 หลายเท่า ดังนั้นถ้าสมมุติให้ $R_2 = 1$ โอห์ม และ $X_2 = 8$ โอห์ม แล้ว

คำนวณหาค่าแรงบิด T จากสมการที่ 2.34 โดยใช้ค่าสลิปต่าง ๆ กัน จาก $S = 0$ จนกระทั่งถึง $S = 1$ แล้วนำค่าของแรงบิดที่คำนวณได้กับค่าสลิปไปเขียนกราฟ จะได้เส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลิป (Torque/slip curve) ดังเส้นกราฟ A ในภาพที่ 2.4

จากภาพที่ 2.4 ถ้าสมมุติให้ $R_2 = 2$ โอห์ม และ $X_2 = 8$ โอห์มตามเดิมแล้วคำนวณหาแรงบิด โดยใช้ค่าสลิปจาก $S = 0$ ถึง $S = 1$ แล้วนำไปเขียนกราฟจะได้เส้นกราฟ B ในทำนองเดียวกัน ถ้าสมมุติให้ $R_2 = 4$ โอห์มจะได้เส้นกราฟ C และถ้าสมมุติให้ $R_2 = 8$ โอห์มจะได้เส้นกราฟ D

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลิปในภาพที่ 2.4 จะได้ข้อสังเกตดังนี้คือ

1. แรงบิดสูงสุดที่เกิดขึ้น ไม่ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของโรเตอร์ (R_2) แต่จะขึ้นอยู่กับค่ารีแอคแตนซ์ของโรเตอร์ (X_2) ไม่ว่าค่า R_2 จะสูงหรือต่ำจะได้แรงบิดสูงสุดคงที่
2. แรงบิดเริ่มหมุนจะมีค่าสูงสุดเมื่อค่า $R_2 = X_2$ ดังเส้นกราฟ D เนื่องจาก X_2 เป็นค่าคงที่ของมอเตอร์ใด ๆ แต่ค่า R_2 เปลี่ยนแปลงได้โดยใช้ความต้านทานภายนอกมาต่อเข้าไปในวงจรของโรเตอร์ เช่น ในมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวาวด์โรเตอร์
3. มอเตอร์ที่มีค่า R_2 สูงจะมีแรงบิดเริ่มหมุนสูง จะทำงานที่ค่าสลิปสูง คือให้ความเร็วรอบต่ำ และมีสปีดเรกกูเรชันไม่ดี



ภาพที่ 2.5 เส้นกราฟ แรงบิด-ความเร็วรอบ (Torque/speed curve) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์กรงกระรอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดก็ตามผู้จัดทำเอกสารนี้จะไม่รับผิดชอบต่อความเสียหายใดๆ ที่เกิดขึ้นจากการใช้เอกสารนี้

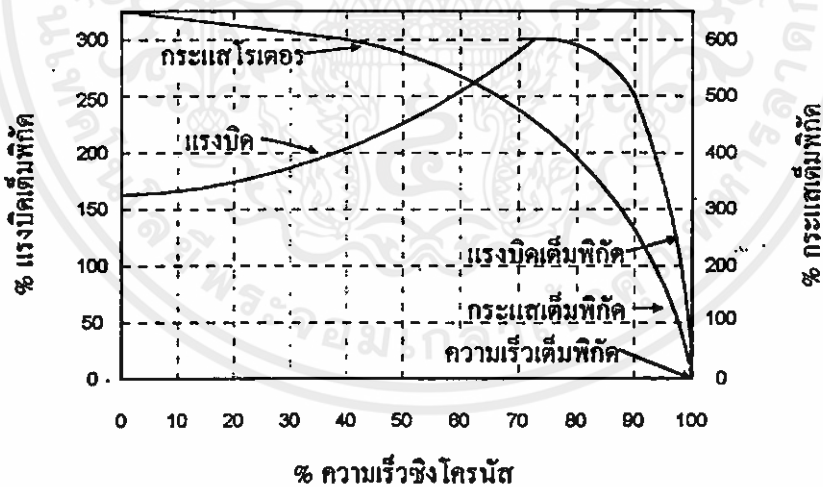
จากภาพที่ 2.5 แรงบิดเริ่มหมุน T_s คือ แรงบิดของมอเตอร์ขณะมอเตอร์เริ่มหมุนจากลักษณะหยุดนิ่ง ซึ่งค่าสลิป $S = 1$ ความเร็วรอบ $N_r = 0$

แรงบิดเต็มพิกัด(Full-load torque) T_f คือแรงบิดของมอเตอร์ขณะเริ่มเดินเครื่องใช้งานขับโหลดเต็มพิกัด และความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ค่าแรงบิดนี้เรียกว่า ความเร็วรอบเต็มพิกัด (Rated speed or full-load speed) ค่าสลลิปขณะนี้คือ S_f หมายถึงค่าสลลิปที่โหลดเต็มพิกัด (Full-load slip)

ถ้าเพิ่มโหลดขึ้นไปเรื่อย ๆ จากขณะที่มอเตอร์ขับโหลดเต็มพิกัดจนกระทั่งโหลดมีค่าสูงมาก (Over-load) ทำให้เกิดค่าแรงบิดที่ต้องการสูงเกินค่าแรงบิดสูงสุด (Maximum torque) ของมอเตอร์ มอเตอร์จะลดความเร็วลงอย่างรวดเร็ว เสียสมดุลและหยุดลงในที่สุด ค่าแรงบิดสูงสุดที่ได้ของมอเตอร์นี้เรียกว่า “ค่าแรงบิดสูงสุด” T_m หรือ T_{max} (Maximum torque หรือ Break down torque) ซึ่งค่าสลลิป ณ จุดนี้คือ

$$S_m = R_2 / X_2$$

การทำงานตามปกติหลังจากสตาร์ทแล้ว จะอยู่บนเส้นกราฟในช่วงสลลิป = 0 ถึงสลลิป = S_m สำหรับเส้นกราฟในช่วงสลลิป = S_m ถึงสลลิป = 1 นั้นเป็นบริเวณที่เรียกว่า “Unstable region” มอเตอร์ไม่สามารถทำงานโดยมีความเร็วคงที่อยู่ที่ ณ จุดใดจุดหนึ่งในบริเวณนี้ได้ แต่เป็นบริเวณที่มอเตอร์ต้องมีอัตราเร่งเพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างใดอย่างหนึ่ง



ภาพที่ 2.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ แรงบิดและกระแสโรเตอร์/ความเร็วโรเตอร์ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสแบบโรเตอร์กรงกระรอก

จากภาพที่ 2.6 แรงบิดเริ่มหมุนของมอเตอร์มีค่าประมาณ 170 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดเต็มพิกัด แต่กระแสเริ่มหมุนมีค่าประมาณ 650 เปอร์เซ็นต์ของกระแสเต็มพิกัด แรงบิดสูงสุดเกิดขึ้นที่ค่าความเร็วโรเตอร์ประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วซิงโครนัส ค่าสูงสุดของแรงบิดเป็น 300 เปอร์เซ็นต์ของแรงบิดเต็มพิกัด

2.1.14 ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์

ถ้าแรงดัน V ที่จ่ายให้มอเตอร์เปลี่ยนแปลง จะทำให้ ϕ (Stator flux) และ E_2 (Standstill rotor e.m.f.) เปลี่ยนแปลง เป็นผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ทั้งแรงบิดเริ่มหมุนและแรงบิดเมื่อมอเตอร์ทำงาน ดังนั้นจากสมการที่ 2.34

$$T_g = \frac{K_1 S E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2}$$

$$E_2 \propto \phi \propto V$$

$$\therefore T \propto S V^2 \quad (2.47)$$

นั่นคือ แรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะแปรค่าโดยตรงกับแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ยกกำลังสอง

เมื่อ $V =$ แรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์

ถ้า V เปลี่ยนแปลงไปเป็น V'

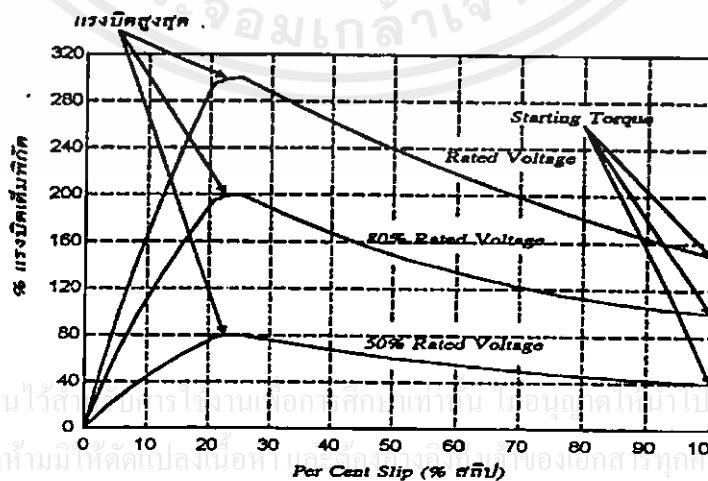
S เปลี่ยนแปลงไปเป็น S'

T เปลี่ยนแปลงไปเป็น T'

$$\therefore T' \propto S' V'^2$$

ดังนั้น

$$T/T' = S V^2 / S' V'^2 \quad (2.48)$$



ภาพที่ 2.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับสลลปเมื่อแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์เปลี่ยนแปลง

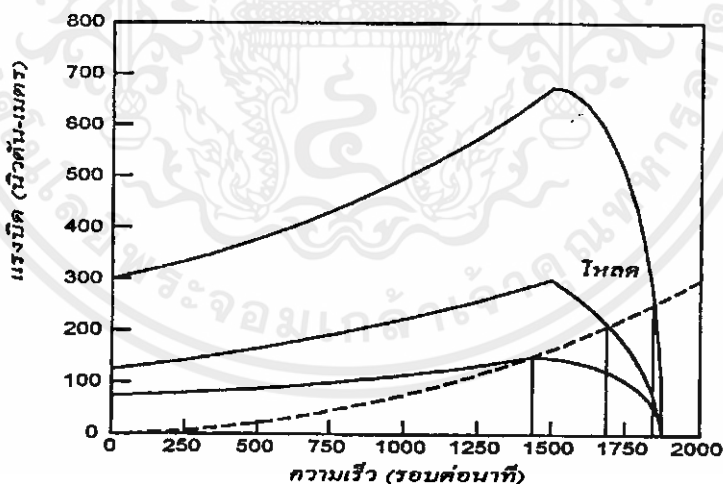
จากภาพที่ 2.7 เมื่อแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์ลดลงจะได้เส้นกราฟของแรงบิด-สลิปคล้ายกัน แต่ค่าของแรงบิดเริ่มหมุน แรงบิดสูงสุด และแรงบิดเต็มพิกัดจะลดลงโดยทั่วกัน ถ้าพิจารณาเส้นกราฟ 50 % ของแรงดันเต็มพิกัด จะพบว่าแรงบิดเริ่มหมุนลดลงมา 150 % เหลือเพียง 40 % ของแรงบิดเต็มพิกัดเท่านั้น ขณะเดียวกันแรงบิดสูงสุดจะลดลงจาก 300 % เหลือเพียง 70 % ของแรงบิดเต็มพิกัด

2.1.15 การควบคุมความเร็วรอบทางด้านสเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

การควบคุมความเร็ว (N_r) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นทำได้หลายวิธีดังนี้

1. การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์ซึ่งเป็นการเปลี่ยนค่าสลิป แม้ว่าแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์จะเปลี่ยนไป 10% ค่าของความเร็วจะเปลี่ยนไปน้อยมาก ถ้าเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันต่อไปอีกก็จะทำให้ค่าแรงบิดสูงสุดและกำลังสูงสุดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงอย่างมาก จนกระทั่งไม่สามารถนำไปใช้งานได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบด้วยวิธีนี้จึงไม่นิยมใช้กับโหลดทั่วไป

เนื่องจากเส้นกราฟ แรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ของมอเตอร์ และความเร็วของมอเตอร์ถูกกำหนดด้วย จุดตัดระหว่างเส้นกราฟแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ ตัดกับเส้นกราฟแรงบิด-ความเร็วของ โหลดดังในภาพที่ 2.8



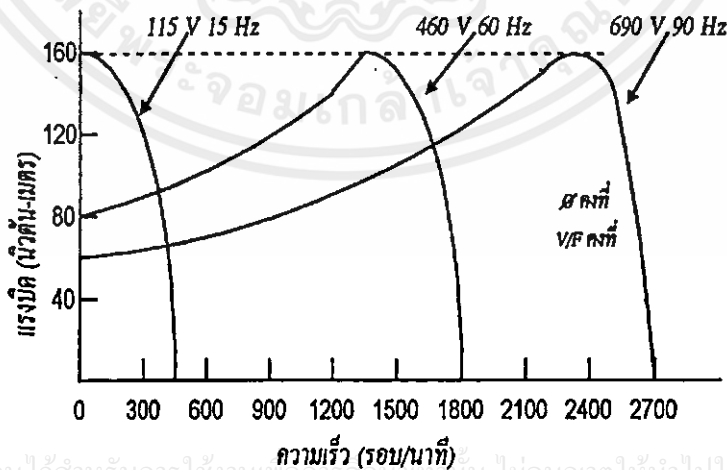
ภาพที่ 2.8 แสดงการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

เอกสารนี้เป็น การควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้านี้ ต้องอาศัยแรงเฉื่อยของการกัก
ไม่ว่ากร โหลดเพื่อทำให้ความเร็วรอบเปลี่ยนแปลง วิธีนี้จะมีข้อเสียคือแรงบิดสูงสุดของมอเตอร์จะลดลง
เมื่อแรงดันของสเตเตอร์ลดลง ทำให้ช่วงในการควบคุมความเร็วแคบ และเหมาะสมสำหรับโหลดที่
แรงบิดแปรค่าตามความเร็วรอบยกกำลังสอง เช่น พัดลม และ บั้มแบบหอยโข่ง เท่านั้น

สำหรับงานวิจัยอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนี้จะใช้หลักการควบคุมเช่นเดียวกันกับการควบคุมความเร็วมอเตอร์ คือใช้การเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์แต่เงื่อนไขที่ใช้ในการควบคุมต่างกัน โดยอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนี้จะควบคุมให้มอเตอร์ทำงานที่ความเร็วเต็มพิกัดตลอดเวลาไม่ว่าโหลดจะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรก็ตาม ดังนั้นมอเตอร์จะมีประสิทธิภาพสูงที่สุดในทุก ๆ โหลด ซึ่งการควบคุมโดยวิธีนี้จึงเหมาะสมที่จะนำไปใช้กับงานที่มีช่วง ไม่มีโหลดถึงช่วงที่โหลดเบา ต้องการความเร็วค่อนข้างจะคงที่ เช่น ในงานเจียร์, ระบบสายพาน, บันไคเลื่อน, ลิฟท์ เป็นต้น

2. การเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็ก การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการควบคุมจำนวนขั้วของมอเตอร์ จะใช้ได้กับมอเตอร์ที่ได้มีการออกแบบไว้ให้สามารถเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วได้เท่านั้น การควบคุมความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วจะเหมาะสมสำหรับงานที่ไม่ต้องการควบคุมความเร็วอย่างต่อเนื่อง แต่เป็นการเปลี่ยนความเร็วเพียง 2-3 ระดับเท่านั้นซึ่งในปัจจุบันมีใช้ไม่มากนัก

3. การเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการควบคุมความถี่นั้น เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมมากในปัจจุบัน เนื่องจากสามารถควบคุมความเร็วได้อย่างต่อเนื่อง การควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยวิธีนี้จะต้องมีการปรับแรงดันตามไปด้วยตามความเหมาะสม กล่าวคือเมื่อลดความถี่ของแรงดันที่ป้อนให้กับสเตเตอร์จะต้องลดแรงดันของสเตเตอร์ตามไปด้วยดังแสดงในภาพที่ 2.9 เพื่อให้อัตราส่วนของแรงดันกับความถี่ (V/f) มีค่าคงที่ ถ้าไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวกระแสะจะไหลมากผิดปกติจะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ การทำให้อัตราส่วน V/f คงที่จะทำให้สนามแม่เหล็กของมอเตอร์ (Air gap flux) มีค่าคงที่แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์จะมีค่าคงที่ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ภาพที่ 2.9 แสดงเส้นกราฟแรงบิด-ความเร็ว ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส , 15 HP, 460 V, 60 Hz
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

2.1.16 ผลดีและผลเสียของการควบคุมความเร็วโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า

การควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์เป็นวิธีที่ง่ายและราคาถูก แต่วิธีนี้จะมีข้อเสียคือ แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์จะลดลงเมื่อแรงดันของสเตเตอร์ลดลงทำให้ช่วงในการควบคุมความเร็วแคบดังที่กล่าวไว้ข้างต้นแล้ว และสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ของแรงบิดกับแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ได้ดังนี้คือ

$$T = \frac{K_1 S E_2^2 R_2}{R_2^2 + (S X_2)^2} \quad (2.49)$$

$$E_2 \propto \phi \propto V$$

$$\therefore T \propto S V^2$$

นั่นคือแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะแปรค่าโดยตรงกับแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ยกกำลังสอง

เมื่อ V = แรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์

E_2 = แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสที่โรเตอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่

X_2 = ค่ารีแอกแตนซ์ต่อเฟสขณะโรเตอร์อยู่กับที่

K_1 = ค่าคงที่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

R_2 = ค่าความต้านทานในวงจรโรเตอร์

2.2 กำลังไฟฟ้าและการแก้ค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์

2.2.1 กำลังไฟฟ้า

อุปกรณ์ที่นำมาต่อใช้งานกับระบบไฟฟ้า จะมีกำลังไฟฟ้าเกิดขึ้นที่ตัวมัน 2 ลักษณะคือ กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นแล้วสามารถที่จะนำไปใช้ประโยชน์ได้ กับกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปโดยไม่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้ เช่น การสูญเสียในรูปของความร้อน การสูญเสียกำลังไฟฟ้างกล่าวนี้ส่วนมากแล้วจะเกิดขึ้นกับโหลดที่จ่ายไฟให้แล้วทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นมา ซึ่งก็คือ โหลดจำพวกขดลวดตัวนำ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า อินдукทีฟโหลด (Inductive load) เช่น มอเตอร์, บัลลาสต์ที่ใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้กันอยู่ทุกวันนี้สามารถแยกประเภทกำลังไฟฟ้าได้เป็น 3 ประเภท ไม่ว่าจะเป็นกำลังจริง กำลังรีแอกทีฟ และกำลังที่สูญหายไป ซึ่งกำลังที่สูญหายไปนี้ก็คือ กำลังที่หายไปนั่นเอง

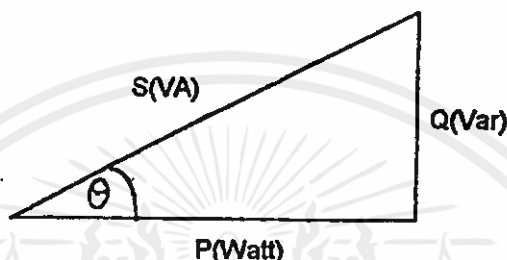
1. กำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรหรือโหลด เป็นกำลังไฟฟ้าที่คำนวณมาจากการถอดรอกที่สองของ $P^2 + Q^2$ จึงเรียกกำลังไฟฟ้าแบบนี้ว่า กำลังไฟฟ้าที่ปรากฏ (Apparent power) หรือค่า S

มีหน่วยเป็นโวลท์แอมป์ (VA)

2. กำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับโหลดที่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้หรือเรียกว่า กำลังไฟฟ้าจริง (Active power) หรือ P หาได้จากสูตร $EI \cos \theta$ มีหน่วยเป็นวัตต์ (W)

3. กำลังไฟฟ้าที่ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้ หรือกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไป (Reactive power) หรือค่า Q หาได้จากสูตร $EI \sin \theta$ มีหน่วยเป็นโวลท์แอมป์รีแอกทีฟ หรือวาร์ (VAR)

และความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ แสดงไว้ในภาพที่ 2.10



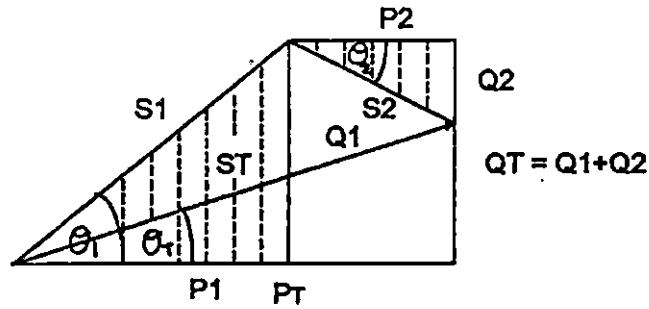
ภาพที่ 2.10 แสดงสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า (Power Triangle)

ภาพที่ 2.10 เป็นการสร้างสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าของโหลดที่มีตัวเหนี่ยวนำร่วมซึ่งในวงจรขนาน RL นั้นจะได้กำลังไฟฟ้าจริง (P) อยู่บนแกนนอนในขณะที่กำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) ของโหลดตัวเหนี่ยวนำซึ่งมีค่าเป็นบวกจะอยู่ในแกนตั้งด้านบวก ซึ่งถ้าเป็นโหลดพวกตัวเก็บประจุจะมีค่ากำลังไฟฟ้าเสมือน (Q) เป็นลบ จะอยู่บนแกนตั้งด้านลบตรงข้ามกับทิศทางกำลังไฟฟ้าเสมือนตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปร่างของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าแล้วจะเห็นว่า

$$Q = P \tan \theta \quad (2.50)$$

ดังนั้นในระบบไฟฟ้าที่มีโหลดขนานอยู่รวมกันทั้งโหลดผสมตัวเหนี่ยวนำ RL และโหลดผสมตัวเก็บประจุ RC จะเป็นผลให้กำลังไฟฟ้าจริงรวม (P_T) เป็นผลบวกของโหลดรวมกัน ในขณะที่กำลังไฟฟ้าเสมือน (Q_T) จะเป็นผลต่างของโหลดทั้งสองชนิด ซึ่งจะพิจารณาได้จากภาพที่ 2.11 เมื่อ P_1 , Q_1 และ S_1 เป็นกำลังไฟฟ้าของโหลดที่มีตัวเหนี่ยวนำ (Lagging load) มี Phase angle θ_1 ต่อร่วมกับโหลดที่มีตัวเก็บประจุ (Leading load) ที่มีกำลังไฟฟ้า P_2 , Q_2 และ S_2 โดยที่ Q_2 จะเป็นลบและมี Phase angle θ_2 ผลรวมของกำลังไฟฟ้าเป็น $P_1 + P_2$ และ $Q_1 + Q_2$ ตามเวกเตอร์โดยจะได้กำลังไฟฟ้ารวมเป็น S_T ทำให้ได้มุมที่ทำกันระหว่างแรงดันไฟฟ้ากับกระแสไฟฟ้ารวมใหม่เป็น θ_T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.11 แสดงสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าเมื่อรวมโหลดทั้งหมด

2.2.2 ค่าจำกัดความของเพาเวอร์แฟกเตอร์

เพาเวอร์แฟกเตอร์ คือ อัตราส่วนของกำลังงานที่ทำให้เกิดงานต่อกำลังงานปรากฏ ในวงจรไฟฟ้าใด ๆ มีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0 ถึง 1 แต่โดยปกติมักจะพูดกันเป็นเปอร์เซ็นต์

$$\text{เพาเวอร์แฟกเตอร์} = \frac{\text{กำลังงานที่ทำให้เกิดงาน}}{\text{กำลังงานปรากฏ}} = \frac{KW}{KVA} \quad \text{หรือจากภาพที่}$$

2.10 จะได้ เพาเวอร์แฟกเตอร์ = $\cos\theta$

เพาเวอร์แฟกเตอร์อาจเป็นแบบตามหลังหรือแบบนำหน้าก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับทิศทางการไหลของกำลังงานที่ทำให้เกิดงาน และกำลังงานรีแอกทีฟ ถ้ากำลังงานทั้งสองส่วนนี้ไหลไปในทิศทางเดียวกันค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่จุดนั้นจะเป็นแบบตามหลัง แต่ถ้าไหลไปคนละทิศทางแล้วเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่จุดนั้นจะเป็นแบบนำหน้า เนื่องจากตัวความเปรี๊ยะเตอร์เป็นแหล่งกำเนิดพลังงานรีแอกทีฟเพียงอย่างเดียว มันจึงมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบนำหน้าเสมอ สำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เป็นแบบตามหลัง เพราะมันต้องการทั้งกำลังงานที่ทำให้เกิดงานและกำลังงานรีแอกทีฟ (ไหลเข้ามอเตอร์ทั้งสองส่วน) สำหรับขิงโครนัสมอเตอร์ที่ถูกกระตุ้นเกินขนาด (Over-excited) นั้นสามารถจ่ายกำลังงานรีแอกทีฟเข้าสู่ระบบไฟฟ้าได้ แต่กำลังงานที่ทำให้เกิดงานต้องไหลเข้ามอเตอร์เสมอ ดังนั้นมันจึงมีค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์แบบนำหน้าได้

2.2.3 ข้อดีของการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์

เมื่อทำการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้นจะเกิดผลดีหลายอย่างคือ

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรไฟฟ้าจะลดลง เช่น มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส 380 โวลต์ ขนาด 1500 วัตต์ มีประสิทธิภาพ 80% และมีเพาเวอร์แฟกเตอร์ 75% เมื่อทำงานเต็มที่ กระแสไฟฟ้าที่มอเตอร์ดึงจากแหล่งจ่ายไฟขณะทำงานเต็มพิกัดจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{1500}{\sqrt{3} \times 380 \times 0.8 \times 0.75} = 3.79 \text{ แอมป์}$$

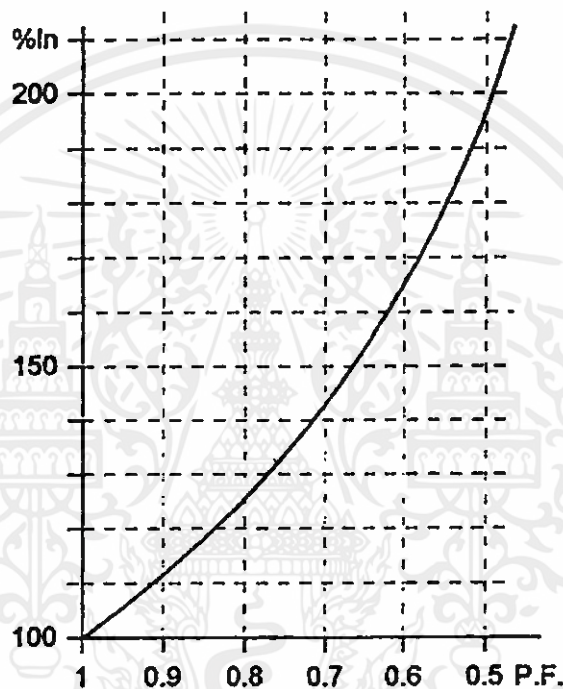
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ 1500 ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์เป็น 100% กระแสไฟฟ้าที่มอเตอร์ดึงจากแหล่งจ่ายไฟจะลดลง

ลดลงเหลือเพียง

$$\frac{1500}{\sqrt{3} \times 380 \times 0.8 \times 1.0} = 2.84 \text{ แอมป์}$$

ความสัมพันธ์ของกระแสและค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ แสดงในภาพที่ 2.12 ซึ่งจะเห็นว่าถ้าเพิ่มค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ จากค่าต่ำให้มีค่าสูงขึ้นกระแสไฟฟ้าจะลดลงอย่างมาก



ภาพที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสและค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์

2. ระบบไฟฟ้าสามารถรับโหลดได้มากขึ้น

เมื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้น กระแสที่ไหลอยู่ในระบบระหว่างแหล่งจ่ายไฟกับจุดที่มีการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์จะมีค่าลดลง ทำให้สามารถเพิ่มโหลดเข้าไปในระบบได้ โดยไม่ทำให้ระบบรับโหลดเกินพิกัด อุปกรณ์ต่าง ๆ เช่น หม้อแปลงไฟฟ้า, สายเคเบิล และเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะถูกกำหนดขนาดพิกัดไว้ด้วยค่ากำลังงานปรากฏ (KVA) แต่ตามปกติแล้วเครื่องจักรต้นกำลังที่ใช้หมุนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะต้องมีขนาดพิกัดของกำลังงานที่ทำให้เกิดงาน (KW) เท่ากับหรือมากกว่ากำลังงานปรากฏของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจึงจะสามารถทำงานอยู่ได้ ดังนั้นในการทำให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบสูงขึ้นจะทำให้เครื่องจักรต้นกำลังใช้กำลังงานน้อยลงหรือสามารถรับโหลดได้เพิ่มขึ้น

3. ลดกำลังสูญเสียในสายไฟ

การลดกำลังงานสูญเสียในสายไฟเป็นปัจจัยหนึ่งที่สามารถนำมาประกอบการพิจารณาได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในโรงงานอุตสาหกรรมที่ติดตั้งมานานแล้วมีสายป้อนยาวมาก ๆ หรือ ในระบบไฟฟ้าเพื่อการเกษตร และการสูบน้ำในท้องถิ่นกันดารที่ต้องเดินสายป้อนที่มีระยะทางไกล ๆ กำลังงานสูญเสียในสายไฟต่าง ๆ จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสแอมป์กำลังสอง แต่เนื่องจากกระแสจะลดลงเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียในสายไฟต่าง ๆ จึงเป็นสัดส่วนกลับกับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

$$I = \frac{P}{\sqrt{3} \times V \times P.F.} \quad (2.51)$$

$$\begin{aligned} \text{การสูญเสียในสายตัวนำที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์เดิม} &= I^2 R \\ &= \frac{P^2 R}{3V^2 (\text{original P.F.})^2} \end{aligned} \quad (2.52)$$

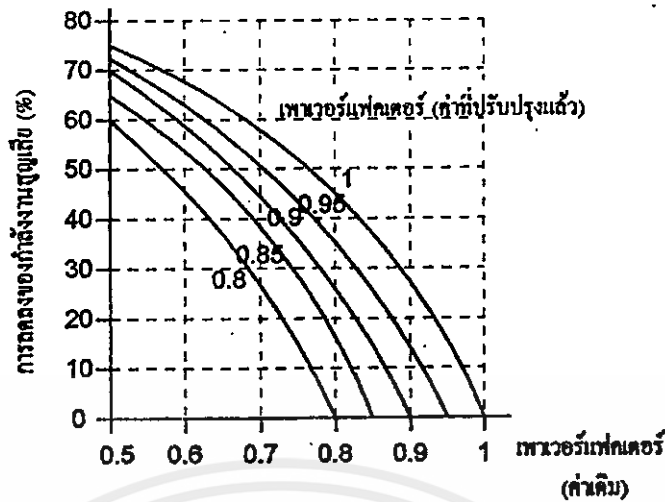
$$\begin{aligned} \text{การสูญเสียในสายตัวนำที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ใหม่} &= I^2 R \\ &= \frac{P^2 R}{3V^2 (\text{improve P.F.})^2} \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\% \text{ Power loss} = 100 \left(\frac{\text{original P.F.}}{\text{improve P.F.}} \right)^2 \quad (2.54)$$

$$\% \text{ Loss reduction} = 100 \left[1 - \left(\frac{\text{original P.F.}}{\text{improve P.F.}} \right)^2 \right] \quad (2.55)$$

จากภาพที่ 2.13 จะเห็นว่า การปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จาก 0.6 เป็น 0.8 จะลดกำลังงานสูญเสียในสายไฟได้ถึง 44% และถ้าเปลี่ยนจาก 0.6 เป็น 1.0 จะลดกำลังงานสูญเสียได้ถึง 64%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.13 แสดงการลดลงของกำลังงานสูญเสียในสายไฟเมื่อปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้มีค่าสูงขึ้น

4. ลดแรงดันตกและเพิ่มความสามารถของสายส่งไฟฟ้า

สายส่งไฟฟ้าโดยทั่ว ๆ ไปที่ใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะมีคุณสมบัติซึ่งแทนได้ด้วยความต้านทานต่ออนุกรมอยู่กับความเหนี่ยวนำ โดยปกติมีค่าประมาณ 0.4 ถึง 0.9 $\mu H/m$ แรงดันตกในสายส่งดังกล่าวเมื่อมีกระแสที่มุมเฟส θ ไหลผ่านจะประมาณได้อย่างหยาบ ๆ ดังนี้

$$\Delta V = I(R \cos \theta + \omega L \sin \theta) \quad (2.56)$$

สำหรับสายส่ง 3 เฟสเมื่อกำหนดให้แรงดันตกสูงสุดมีค่าไม่เกิน $n\%$ จะได้แรงดันตกสูงสุดมีค่า $\Delta V = nV / \sqrt{3}$ และกำลังงานสูงสุดที่สายส่งสามารถส่งได้มีค่าดังนี้

$$I = \frac{\Delta V}{(R \cos \theta + \omega L \sin \theta)} \quad (2.57)$$

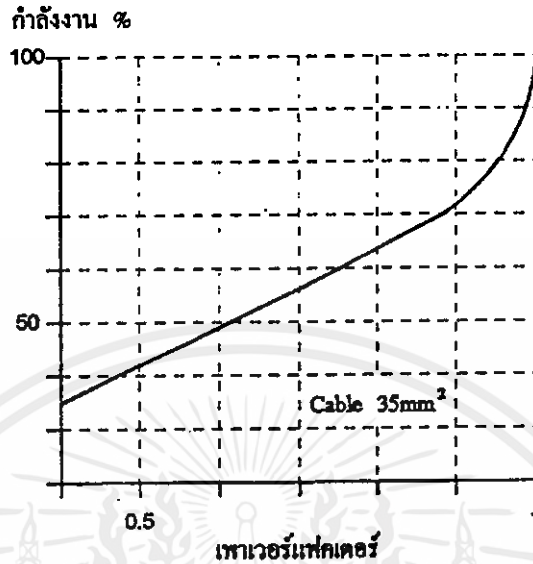
$$I = \frac{nV}{\sqrt{3}(R \cos \theta + \omega L \sin \theta)} \quad (2.58)$$

$$P = \sqrt{3}VI \cos \theta \quad (2.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลข้างต้นไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการน (2.60)

ในทางปฏิบัติ n จะมีค่าประมาณ 5 ถึง 10%

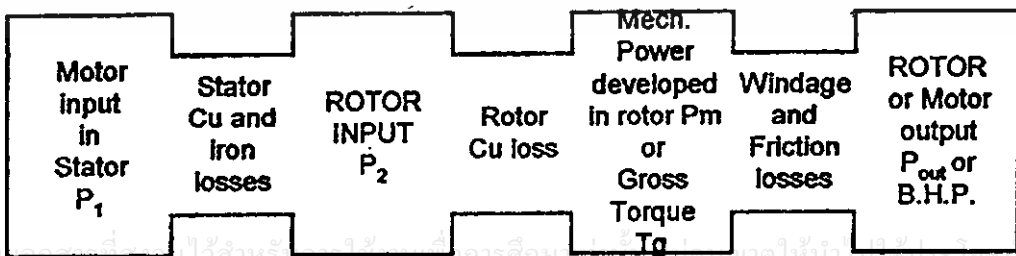


ภาพที่ 2.14 แสดงความสามารถของสายส่งในการส่งกำลังไฟฟ้าที่ค่าเทาวอร์ฟลัคเตอร์ระหว่าง 0.5 ถึง 1 สายส่งในรูปแบบนี้เป็นสายเคเบิลขนาด 35 mm^2 มีค่าความต้านทาน $0.0005 \text{ } \Omega / \text{m}$ และมีความเหนี่ยวนำ $1.32 \text{ } \mu\text{H} / \text{m}$

จากภาพที่ 2.14 สายส่งจะส่งกำลังไฟฟ้าโดยเพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้นจากค่าเทาวอร์ฟลัคเตอร์ 0.4 ถึงประมาณ 0.8 เมื่อเลข 0.8 แล้วจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว และที่แรงดันตกสูงสุดใด ๆ ที่กำหนดไว้ในสายส่งจะส่งกำลังงานไฟฟ้าเพิ่มขึ้นได้ถึงเท่าตัวถ้าเพิ่มค่าเทาวอร์ฟลัคเตอร์จาก 0.65 เป็น 1.0

5. ลดกำลังสูญเสียในมอเตอร์

การสูญเสียและกำลังในส่วนต่าง ๆ ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส นำมาเขียนเป็น เทาวอร์ฟ-โพลว์ ไดอะแกรม ได้ดังภาพที่ 2.15



ภาพที่ 2.15 แสดงเทาวอร์ฟ-โพลว์ ไดอะแกรม (Power flow diagram)

จาก เพาเวอร์-ฟลิว ไลอะแกรม การสูญเสียที่สเตเตอร์ประกอบด้วย การสูญเสียในแกนเหล็ก (Core loss) ซึ่งหมายถึง Eddy current และ Hysteresis ที่แกนเหล็กสเตเตอร์ และการสูญเสียเนื่องจาก I^2R ในขดลวดมอเตอร์ เรียกว่าการสูญเสียในขดลวดสเตเตอร์ (Stator copper loss) กำลังงานสูญเสียในขดลวดจะแปรโดยตรงกับกระแสยกกำลังสอง จึงมีความสัมพันธ์โดยตรงกับค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียในขดลวดที่ไหลค้ำไค ๆ จะแปรตามกำลังงานปรากฏยกกำลังสอง

6. ลดค่าไฟฟ้า

ผู้ใช้ไฟฟ้ารายที่ใช้พลังงานไฟฟ้าค่อนข้างสูง คือมีความต้องการพลังงานไฟฟ้าเฉลี่ยใน 15 นาที ที่สูงที่สุดตั้งแต่ 30 กิโลวัตต์ขึ้นไปการไฟฟ้านครหลวงจะเรียกเก็บค่าไฟฟ้าเป็นรายเดือนโดยคิดจาก

1. ค่าพลังงานไฟฟ้ามีหน่วยเป็น กิโลวัตต์-ชั่วโมง
2. ค่าความต้องการพลังงานไฟฟ้า หมายถึง ความต้องการพลังไฟฟ้าเป็นกิโลวัตต์เฉลี่ยใน 15 นาทีสูงสุดในรอบเดือนนั้น
3. ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์สำหรับผู้ใช้ไฟฟ้าที่มีเพาเวอร์แฟคเตอร์ล่าช้า (Lag) ถ้าในรอบเดือนใดผู้ใช้ไฟฟ้ามีความต้องการพลังงานรีแอกทีฟเฉลี่ยใน 15 นาทีที่สูงสุดเมื่อคิดเป็นกิโลวัตต์แล้วเฉพาะส่วนที่เกิน จะต้องเสียค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในอัตรา กิโลวาร์ (kVAR) ละ 15.00 บาท สำหรับการเรียกเก็บในรอบเดือนนั้น เศษของกิโลวาร์ถ้าไม่ถึง 0.5 กิโลวาร์ตัดทิ้ง ตั้งแต่ 0.5 กิโลวาร์ขึ้นไปคิดเป็น 1 กิโลวาร์

2.2.4 จะเพิ่มเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้อย่างไร

ในทางปฏิบัติโดยทั่ว ๆ ไป การเพิ่มค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะทำได้โดยการลดกำลังงานรีแอกทีฟในระบบไฟฟ้าลง โดยการติดตั้งคาปาซิเตอร์เข้ากับจุดที่ต้องการกำลังงานรีแอกทีฟ การเพิ่มค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์โดยการต่อคาปาซิเตอร์เข้าที่ขั้วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะต้องเลือกขนาดคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสมไม่ใหญ่เกินไป เพราะถ้าคาปาซิเตอร์มีขนาดใหญ่เกินไปจะทำให้เกิดการกระตุ้นตัวเอง (Self-excitation) เกิดแรงดันเกินทำให้คาปาซิเตอร์ และขดลวดของมอเตอร์เสียหายได้ ทำให้การปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ไม่ได้ผลค้ำนัก ในกรณีที่มีมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงโหลดบ่อยครั้ง โครงการวิจัยนี้จึงได้นำเสนอแนวทางในการปรับปรุงค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยให้มอเตอร์ทำงานที่มุมล่าช้าสุดในแต่ละโหลดของมอเตอร์ (รายละเอียดกล่าวไว้ในบทที่ 3) ซึ่งจะช่วยแก้ปัญหาในกรณีที่โหลดของมอเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงบ่อยครั้งได้

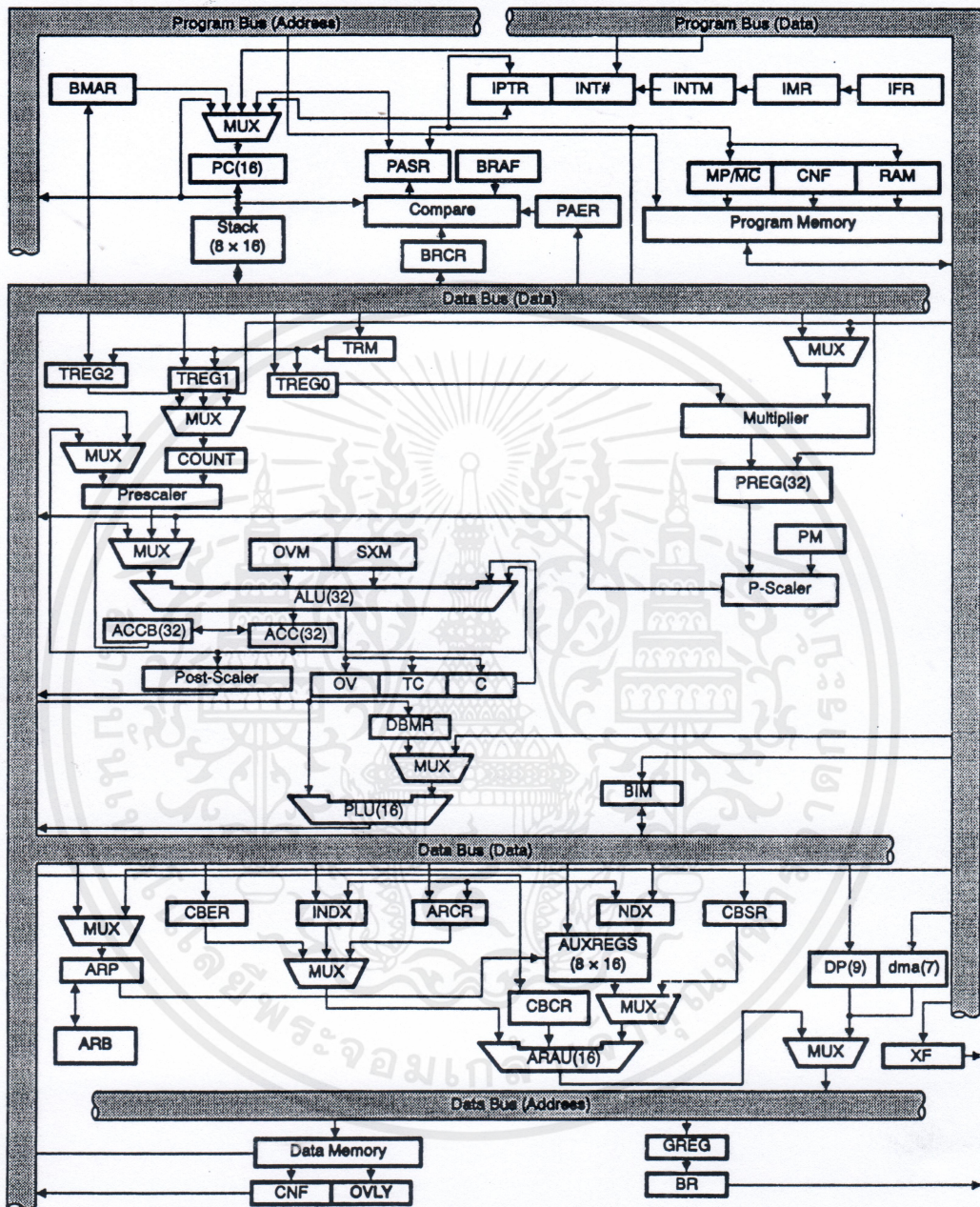
เอกสารที่ 2.3 ทฤษฎีเกี่ยวกับตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (TMS320C50) นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณที่เร็ว ซึ่งตระกูล TMS320 จะมีอยู่หลายเบอร์ เช่น TMS320C50, TMS320C51 และ TMS320C53 เป็นนำเอาสถาปัตยกรรมของ 'C25 มาปรับปรุงให้ดีขึ้น ทั้งทางด้านความเร็ว และความสะดวกอื่น ๆ

2.3.1 รายละเอียดของ TMS320C50

1. มี RAM บนบอร์ด 10 Kwords
2. ทำงานได้เร็ว คือ 30-50 nS ต่อ 1 cycle time
3. ใช้งานแทน 'C1X และ 'C2X ได้
4. มี RAM สำหรับโปรแกรมข้อมูลขนาด 9K x 16 บิต
5. มี ROM ขนาด 2K x 16 บิต สำหรับการบูตตอนเริ่มต้น
6. สามารถต่อหน่วยความจำข้างนอกได้ถึง 224Kx16 บิตซึ่งประกอบด้วยหน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรม 64K หน่วยความจำเก็บข้อมูล 64K สำหรับ I/O และอื่นๆ อีก 64K
7. มี ALU (Arithmetic Logic Unit) ACC (accumulator) และ ACCB (Accumulator Buffer Buffer) ขนาด 32 บิต
8. มี PLU (Parallel Logic Unit) ขนาด 16 บิต
9. มีคำสั่งในการคูณ 16 บิต ที่ทำงาน 1 ไซเคิล
10. มีรีจิสเตอร์ 8 ตัว ในการคำนวณและเก็บค่า
11. มีสแต็ก (Stack)
12. มีคำสั่งสำหรับการเลื่อนบิต (shift) ตั้งแต่ 0 – 16 บิต
13. อ่างแอสเครตแบบเซอร์จูลาร์ (circular) โดยการใช้เซอร์จูลาร์บัฟเฟอร์ (circular buffer)
14. มีคำสั่งสำหรับการทำซ้ำ โดยเฉพาะสำหรับการเคลื่อนย้ายบล็อกลายในคำสั่งเดียว
15. มีคำสั่งเคลื่อนย้ายข้อมูลระหว่างหน่วยความจำข้อมูลและหน่วยความจำโปรแกรม
16. มีพอร์ตอนุกรมส่งแบบ (full duplex) สำหรับ 'C50 กับอุปกรณ์อื่น ๆ โคโอะแกรมของ TMS320C50 แสดงได้ดังภาพที่ 2.16
17. มี TDM (Time division multiple) ของพอร์ตอนุกรม
18. สามารถกำหนดสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ Timer, Counter
19. สามารถใช้โปรแกรมสั่งได้ทั้งหมด , เริ่ม , reset
20. มีพอร์ต I/O ได้ถึง 64K
21. ทำงานแบบ pipeline
22. สามารถผลิตสัญญาณนาฬิกา โดยการหารสัญญาณนาฬิกาที่จ่ายให้ CPU
23. ใช้เทคโนโลยีของ CMOS และใช้ไฟเลี้ยงเพียง 5 volt

สถาปัตยกรรมของ TMS320C50 สร้างขึ้นมาเพื่อความเร็วในการทำงานด้วย DSP และเพื่อให้งานการทำงานของบัสไม่ต่อเนื่องกัน จึงแยกเป็นบัส โปรแกรม (program bus) และบัสข้อมูล (Data bus) ออกจากกัน โดยบัสโปรแกรมจะเป็นทางเข้าของรหัสคำสั่ง และ โอเปอร์เรนด์ของคำสั่ง ส่วนบัสข้อมูลจะเชื่อมต่อโดยตรงระหว่างหน่วยความจำที่ใช้เก็บข้อมูลกับวงจรการทำงานประมวลผล

เช่น ALU และ AR0 – AR7 ซึ่งโครงสร้างการคำนวณทางคณิตศาสตร์นี้ ยึดหลักการให้ทำงานด้วยประสิทธิภาพ เช่น การเลื่อนบิต (shift) การคูณและคำสั่งทางลอจิก



ภาพที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของ TMS320C50

2.3.2 ตำแหน่งงานและหน้าที่ของ TMS320C50

เอกสารนี้เป็น ตำแหน่งงานและหน้าที่การทำงานของ TMS320C50 แสดงดังตารางที่ 2.1 ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงตำแหน่งขาและหน้าที่การทำงานของ TMS320C50

สัญญาณ	ขา	สถานะ	การทำงาน
กลุ่มบัสแอดเดรสและบัสข้อมูล			
A15 (MSB)	77	I/O/Z	เป็นบัสแบบขนาน (Parallel Address Bus) ใช้สำหรับชี้ตำแหน่งของหน่วยความจำข้อมูลและหน่วยความจำโปรแกรม หรือ I/O ภายนอก เมื่ออยู่ใน Hold mode จะเป็นอิมพีแดนซ์สูง High impedance สัญญาณเหล่านี้ใช้เป็นอินพุต สำหรับ DMA ภายนอกของ RAM ภายใน (on-chip single access RAM) ซึ่งจะเป็นอินพุต เมื่อ \overline{HOLDA} และ \overline{BR} ถูกขับ (drive) ให้เป็นสถานะต่ำ (low)
A14	76		
A13	75		
A12	74		
A11	73		
A10	72		
A9	64		
A8	63		
A7	62		
A6	61		
A5	60		
A4	59		
A3	58		
A2	57		
A1	56		
A0 (LSB)	55		
D15 (MSB)	6	I/O/Z	เป็นบัสข้อมูลแบบขนาน (parallel data bus) ใช้ส่งผ่านข้อมูลระหว่าง CPU หลักกับหน่วยความจำข้อมูล/โปรแกรมภายนอก หรืออุปกรณ์ I/O เมื่อไม่มีเอาต์พุตสัญญาณเหล่านี้จะเป็นอิมพีแดนซ์สูง หรือเมื่อขา \overline{RS} หรือ \overline{HOLD} อยู่ในสถานะต่ำ (Active low) และขา \overline{OFF} เป็นสถานะต่ำ นอกจากนี้ยังใช้สำหรับ DMA ภายนอก RAM (single access RAM)
D14	7		
D13	8		
D12	9		
D11	10		
D10	11		
D9	12		
D8	13		
D7	23		
D6	24		
D5	25		
D4	26		

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

สัญญาณ	ขา	สถานะ	การทำงาน
D3	27		
D2	28		
D1	29		
D0 (LSB)	30		
กลุ่มสัญญาณควบคุมหน่วยความจำ			
\overline{DS}	89	O/Z	เลือกหน่วยความจำข้อมูล/โปรแกรมและ I/O ปกติมีสถานะสูง แต่เมื่อเป็นสถานะต่ำจะเป็นการติดต่อภายนอกเมื่อขา \overline{OFF} อยู่ในสถานะต่ำจะอยู่ในสถานะอิมพีแดนซ์
\overline{PS}	91		
\overline{IS}	90		
<i>READY</i>	128	I	สัญญาณข้อมูลพร้อม (Data ready input) ใช้แสดงเมื่ออุปกรณ์ภายนอกส่งข้อมูลเรียบร้อยแล้ว และเมื่อยังทำงานไม่เสร็จ (READ=0) จะมีการรอ 1 ไซเคิล และเช็คขา <i>READY</i> อีกครั้ง ในสภาวะปกติขา <i>READY</i> จะทำงานหลังจากที่มีสัญญาณ \overline{BR}
<i>R / \overline{W}</i>	92	I/O/Z	สัญญาณอ่าน/เขียน (Read/write signal) เป็นสัญญาณควบคุมการอ่านและเขียนข้อมูล จะเป็นสถานะอิมพีแดนซ์สูง เมื่ออยู่ในโฮสต์โหมดถูกใช้ใน <i>DMA</i> ของแรมภายนอกเมื่อ \overline{HOLDA} และ \overline{IAQ} อยู่ในสถานะต่ำ ใช้แสดงทิศทางของบัสข้อมูลสำหรับ <i>DMA</i> อ่าน (read อยู่ในสถานะสูง) และเขียน (write อยู่ในสถานะต่ำ)
\overline{STRB}	93	I/O/Z	สัญญาณสโตรบ (Strob signal) ปกติมักอยู่ในสถานะสูง จะเป็นสถานะต่ำ เมื่อค่าของบัสภายนอก เป็นอิมพีแดนซ์สูงในโฮสต์โหมด เมื่อ \overline{HOLDA} และ \overline{IAQ} แอคทีฟ สัญญาณนี้ จะใช้เลือกการเข้าถึงหน่วยความจำ
\overline{WE}	83	O/Z	สัญญาณเขียน (write enable) จะใช้สำหรับการเขียนค่าในหน่วยความจำโปรแกรม/ข้อมูล และ I/O ภายนอกทั้งหมดเป็นอิมพีแดนซ์สูงเมื่ออยู่ในโฮสต์โหมด
\overline{RD}	82	O/Z	สัญญาณเลือกอ่าน (read select) ขานี้จะทำงานเมื่อมีการอ่าน จะต่อโดยตรงกับ <i>OE</i> ของอุปกรณ์ภายนอก สัญญาณนี้จะใช้การอ่านค่าหน่วยความจำโปรแกรม/ข้อมูล และ I/O ภายนอก เป็นอิมพีแดนซ์สูงเมื่ออยู่ในโฮสต์โหมด

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

สัญญาณ	ขา	สถานะ	การทำงาน
<i>TCLKR</i>	126	I	(<i>DR/TDR</i>) เข้าไปเก็บไว้ที่ <i>RSR</i> (serial port receive shift register) แต่ถ้าขา ini ไม่ใช่สามารถที่จะใช้เป็นขาอินพุทของ <i>INO</i> ของ <i>SPC/TSPC</i> รีจิสเตอร์ได้
<i>CLKX</i>	124	VO/Z	เป็นขาที่แสดงสัญญาณนาฬิกาจากข้างนอกเพื่อกำหนดให้ <i>DR/TDR</i> ส่งข้อมูลไปที่ <i>DX/TDX</i> <i>CLKX</i> จะเป็นอินพุท ถ้า <i>MCM</i> บิต ที่การควบคุมพอร์ตอนุกรม มีค่าเป็น 0 และอาจจะจับความถี่เป็น $\frac{1}{4}$ <i>CLKOUT</i> 1 เมื่อ <i>MCM</i> เป็น 1 ถ้าขา ini ไม่ใช่สามารถที่จะทำเป็นอินพุทของบิต <i>IN1</i> ของ <i>SPC/TSPC</i> รีจิสเตอร์
<i>DR</i> <i>TDR</i>	43 44	I I	เป็นขาเพื่อรับสัญญาณข้อมูล ซึ่งเมื่อรับมาแล้วจะเก็บไว้ที่ <i>RSR</i> (serial port receive shift register)
<i>DX</i> <i>TDX</i>	106 107	O/Z	เป็นขาเพื่อส่งสัญญาณข้อมูล ซึ่งข้อมูลจะส่งจาก <i>XSR</i> (serial port transmit shift register)
<i>FSR</i> <i>TFSR</i> / <i>TADD</i>	45 125	I VO/Z	แสดงสัญญาณการพร้อมของเฟรม (frame synchronization) รับสัญญาณอินพุท <i>TFSR</i> จะเป็นได้ทั้งอินพุทเอ้าท์พุท (<i>TADD</i>) เมื่อพอร์ตอนุกรมอยู่ในโหมด <i>TDM</i>
<i>FSX</i> <i>TFSX</i> / <i>TFRM</i>	104 105	VO/Z VO/Z	แสดงสัญญาณการพร้อมของเฟรม (frame synchronization) สำหรับส่งสัญญาณขา ini จะเลือกได้โดยซอฟต์แวร์ จะเป็นเอ้าท์พุทเมื่อ <i>TMS</i> ถูกเซตให้เป็น 1
<i>TCK</i>	34	1	สัญญาณนาฬิกาตรวจสอบ <i>JTAG</i> (<i>JTAG</i> test clock) เป็นสัญญาณนาฬิกาแบบ free running ซึ่งมีค่า duty cycle (duty cycle 50%) การเปลี่ยน <i>TAP</i> (test access port) ซึ่งเป็นอินพุทสัญญาณนาฬิกาจะควบคุม <i>TAP</i> รีจิสเตอร์คำสั่ง (instruction register) หรือเลือกทดลองรีจิสเตอร์ข้อมูล (data register) ที่ขอขาขึ้นของ <i>TCK</i> ในการเปลี่ยน <i>TAP</i> จะเป็นสัญญาณเอ้าท์พุท จะปรากฏที่ขอขาลงของ <i>TCK</i>
<i>TDI</i>	67	I	สัญญาณนาฬิกาเพื่อเลือกรีจิสเตอร์ในขอขาขึ้นของ <i>TCK</i>
<i>TDO</i>	100	O/Z	เป็นการทดสอบเอ้าท์พุทข้อมูลในขอขาลงของ <i>TCK</i>

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

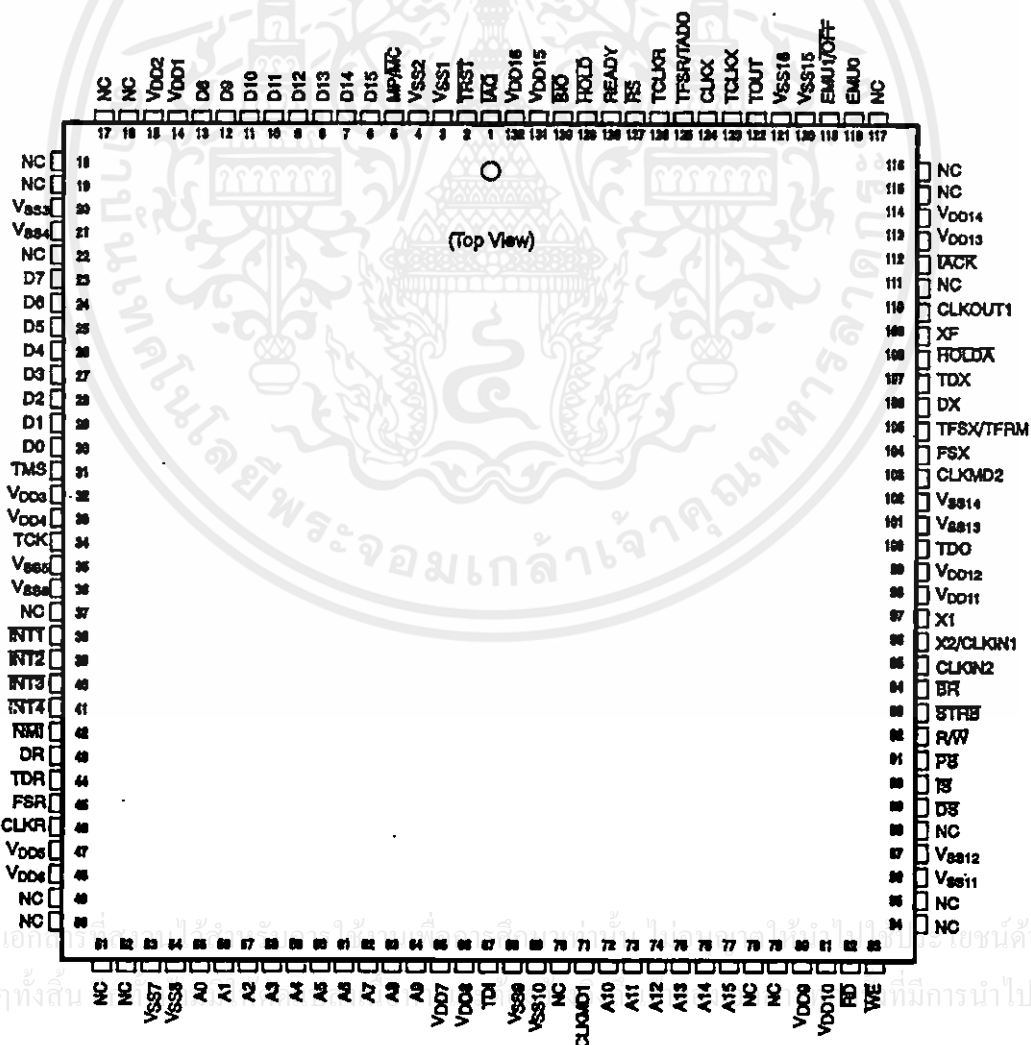
สัญญาณ	ขา	สถานะ	การทำงาน															
MC / \overline{MP}	5	I	ขาเลือกโหมดไมโครโปรเซสเซอร์/ไมโครคอมพิวเตอร์ (microprocessor / microcomputer mode select pin) ถ้าเป็นสถานะต่ำจะทำให้โปรแกรมรอมภายในส่งไปยังหน่วยความจำโปรแกรม (program memory space) ในโหมดไมโครโปรเซสเซอร์															
สัญญาณออสซิลเลเตอร์/ไทม์เมอร์ และ CLKIN1/2																		
$CLKOUT1$	110	O/Z	สัญญาณนาฬิกาส่งออก (mask clock output signal หรือ CLKIN2 frequency) มีคาบไซเคิลเท่ากับอัตรา machine cycle ของ CPU															
$CLKMD1$	71	I	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="text-align: center;">$CLKMD1$</th> <th style="text-align: center;">$CLKMD2$</th> <th></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td>สัญญาณนาฬิกาภายนอกเป็นสัญญาณนาฬิกาเข้าจากขา $X2/CLKIN$ ทำให้ Oscillator ภายในและ PLL disable สำหรับตรวจสอบ</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">0</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td>สำหรับตรวจสอบ</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">0</td> <td>เป็นสัญญาณ input clock สำหรับ $CLKIN2$ ทำให้ Oscillator ภายในหยุดทำงานและ PLL ทำงานแทน</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">1</td> <td style="text-align: center;">1</td> <td>เป็นสัญญาณ input clock สำหรับขา $X2/CLKIN$ ทำให้ Oscillator ภายในทำงานและ PLL ภายในไม่ทำงาน</td> </tr> </tbody> </table>	$CLKMD1$	$CLKMD2$		0	0	สัญญาณนาฬิกาภายนอกเป็นสัญญาณนาฬิกาเข้าจากขา $X2/CLKIN$ ทำให้ Oscillator ภายในและ PLL disable สำหรับตรวจสอบ	0	1	สำหรับตรวจสอบ	1	0	เป็นสัญญาณ input clock สำหรับ $CLKIN2$ ทำให้ Oscillator ภายในหยุดทำงานและ PLL ทำงานแทน	1	1	เป็นสัญญาณ input clock สำหรับขา $X2/CLKIN$ ทำให้ Oscillator ภายในทำงานและ PLL ภายในไม่ทำงาน
$CLKMD1$	$CLKMD2$																	
0	0	สัญญาณนาฬิกาภายนอกเป็นสัญญาณนาฬิกาเข้าจากขา $X2/CLKIN$ ทำให้ Oscillator ภายในและ PLL disable สำหรับตรวจสอบ																
0	1	สำหรับตรวจสอบ																
1	0	เป็นสัญญาณ input clock สำหรับ $CLKIN2$ ทำให้ Oscillator ภายในหยุดทำงานและ PLL ทำงานแทน																
1	1	เป็นสัญญาณ input clock สำหรับขา $X2/CLKIN$ ทำให้ Oscillator ภายในทำงานและ PLL ภายในไม่ทำงาน																
$X2/CLKIN$	96	I	ขา input สำหรับออสซิลเลเตอร์ภายใน (input pin to internal oscillator from crystal) ถ้าออสซิลเลเตอร์ ภายในไม่ถูกใช้ สัญญาณนาฬิกาจะเป็นอินพุตสำหรับอุปกรณ์บนขานี้ machine cycle ภายในเป็นครึ่งหนึ่งของอัตรา CLK															
$X1$	97	O	เป็นขาเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ภายในสำหรับคริสตัล ถ้าไม่ใช้ออสซิลเลเตอร์ภายในจะไม่มีการต่อกับขานี้															
$CLKIN2$	95	I	เป็นขาอินพุตสำหรับสัญญาณนาฬิกาสำหรับขับอัตรา machine rate															
$TOUT$	122	O	Timer output ขานี้ให้สัญญาณพัลส์เมื่อไทม์เมอร์ภายใน on-chip timer) นับถึง 0 ความกว้างพัลส์เท่ากับ $CLKOUT 1$ ไซเคิล															

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

สัญญาณ	ขา	สถานะ	การทำงาน
สัญญาณพอร์ตอนุกรม			
<i>CLKR</i>	46	I	เป็นขาที่รับสัญญาณนาฬิกาจากข้างนอกเพื่อกำหนดการรับข้อมูล
กลุ่มสัญญาณมัลติโปรเซสซิง			
\overline{HOLD}	129	I	สัญญาณโฮลด์ (hold input) เป็นสัญญาณที่ใช้เพื่อแสดงว่ากำลังมีการติดต่อกับบัสตำแหน่ง, บัสข้อมูล, บัสควบคุม เมื่อถูกตอบรับ(acknowledge) โดย 'C5X จะอยู่ในสถานะอิมพีแดนซ์สูง
\overline{HOLDA}	108	O/Z	สัญญาณตอบรับสัญญาณโฮลด์ (hold acknowledge signal) ทั้งบัสตำแหน่งส, ข้อมูล, บัสควบคุมจะอยู่ในสถานะอิมพีแดนซ์สูง
\overline{BR}	94	I/O/Z	สัญญาณการขอใช้บัส(bus request signal)แสดงเมื่อมีการติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลสัญญาณจากขานี้ใช้กับหน่วยความจำที่ว่างได้ 32Kwordเมื่อขา \overline{HOLDA} อยู่ในสถานะต่ำสัญญาณนี้ใช้กับ DMA ของแรมภายนอก \overline{BR} จะเป็นสถานะต่ำเมื่อติดต่อกับแรมภายนอก
\overline{IAQ}	1	O/Z	สัญญาณรับคำสั่ง (instruction acquisition signal) จะแสดงค่าสถานะต่ำ เมื่อมีการเข้าถึงคำสั่งที่อยู่บนแอดเดรสบัส ใช้กับ DMA ของแรมภายนอกเมื่อ \overline{HOLDA} อยู่ในสถานะต่ำ
\overline{BIO}	130	I	สัญญาณควบคุมบรานซ์ (brance control input) ถ้าเป็นสถานะต่ำจะเป็นการให้ทำคำสั่งที่เป็นเงื่อนไข สัญญาณนี้จะทำงานเมื่อมีการนำคำสั่ง (fetch) ที่เป็นเงื่อนไข
<i>XF</i>	109	O/Z	สัญญาณติดต่อกายนอก (external flag output) ถูกเซ็ตให้เป็นสถานะสูงหรือสถานะต่ำ โดยคำสั่งพิเศษหรือโดยโหลดค่าในสเตรสตรี้จิสเตอร์ (ST1) เมื่อรีเซตขานี้จะเป็นสถานะสูง
การอินนิเชียล,อินเตอร์รัพท์,คำสั่งรีเซต			
$\overline{INT4}$	41	I	สัญญาณอินเตอร์รัพท์จากผู้ใช้ภายนอก (external user interrupt input)กำหนดโดยรีจิสเตอร์ควบคุมอินเตอร์รัพท์ (interrupt mask register) และบิตอินเตอร์รัพท์โหมด (interrupt mode bit) สามารถรีเซตผ่านรีจิสเตอร์บอกอินเตอร์รัพท์ (interrupt flag register)
$\overline{INT3}$	40		
$\overline{INT2}$	39		
$\overline{INT1}$	38		

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

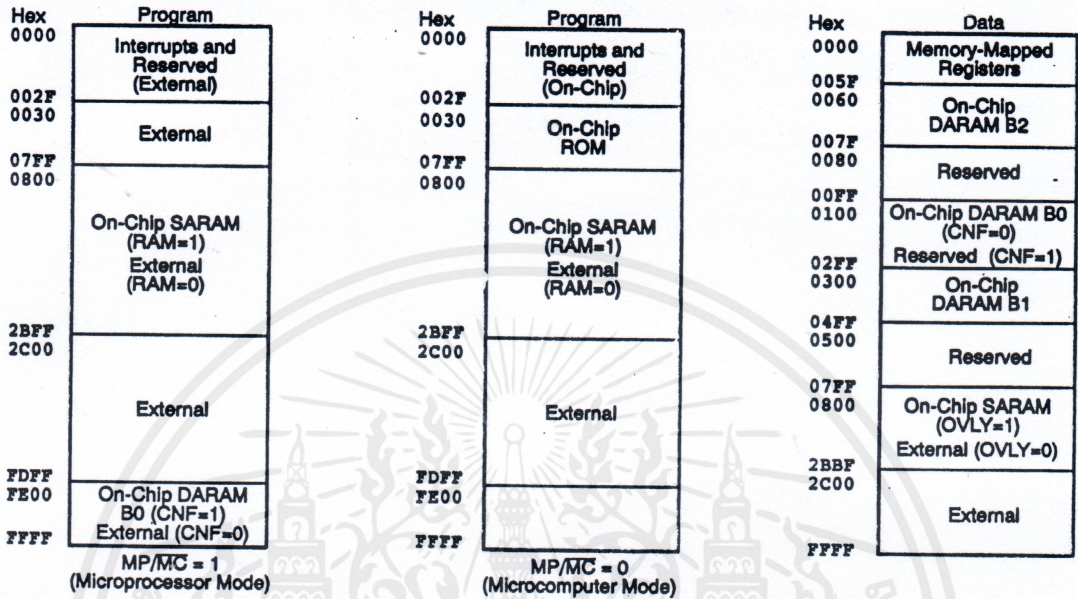
สัญญาณ	ขา	สถานะ	การทำงาน
\overline{NMI}	42	I	สัญญาณ non maskable interrupt เป็นอินเทอร์รัพท์ภายนอก ไม่สามารถควบคุมโดย $INTM$ หรือ MR เมื่อ \overline{NMI} ทำงานจะมีการอินเทอร์รัพท์
TMS	31	I	เป็นการเลือกโหมดทดสอบ $JTAG$ และเป็นสัญญาณนาฬิกา อินพุตที่ทดสอบพอร์ตตรวจสอบการเข้าถึง (test access port (TAP)) จะทำงานที่ขอบขาขึ้นของ TCK
\overline{TRST}	2	I	ทดสอบการรีเซ็ตจะเป็นสถานะสูง
$EMU0$ $EMU1$ \overline{OFF}	118 119	I/O/Z	ขาอิมูเเตอร์ 1 / ขาหยุดการทำงานของเอาท์พุท (emulator pin1/disable all output) จะทำงานที่สถานะต่ำ



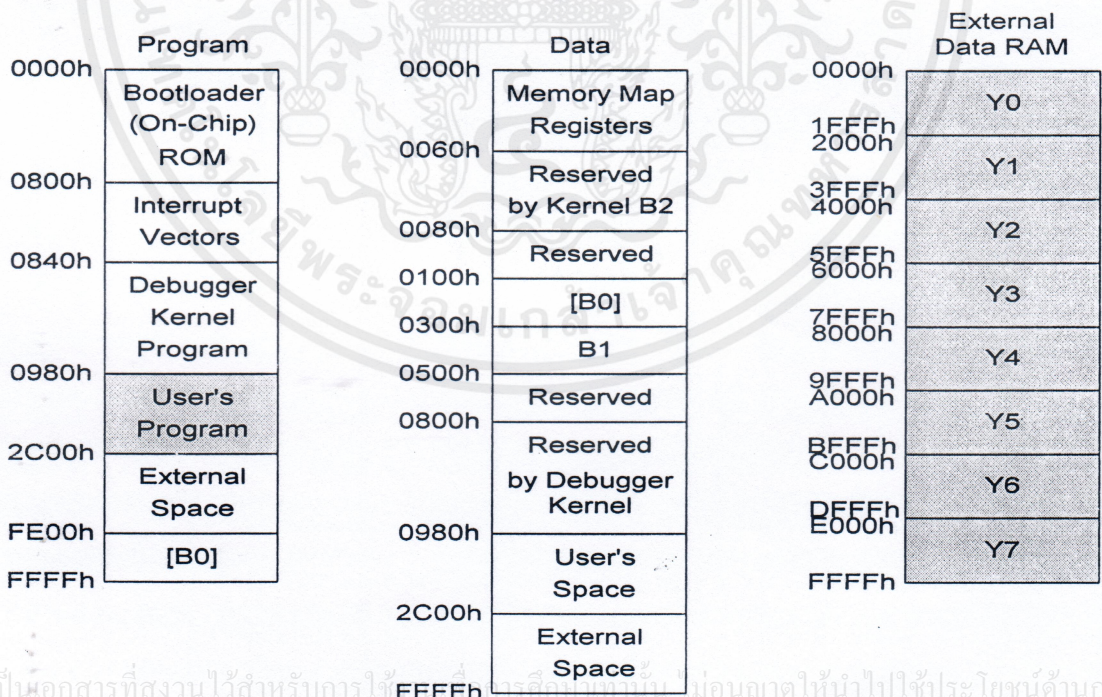
ภาพที่ 2.17 แสดงการวางตำแหน่งขาของ TMS320C50

2.3.3 การจัดหน่วยความจำของ TMS320C50

TMS320C50 จะมีการแบ่งหน่วยความจำเป็นส่วนของหน่วยความจำโปรแกรมและหน่วยความจำข้อมูล ตามภาพที่ 2.18 และ ภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.18 แสดงการเข้าถึงหน่วยความจำของ TMS320C50



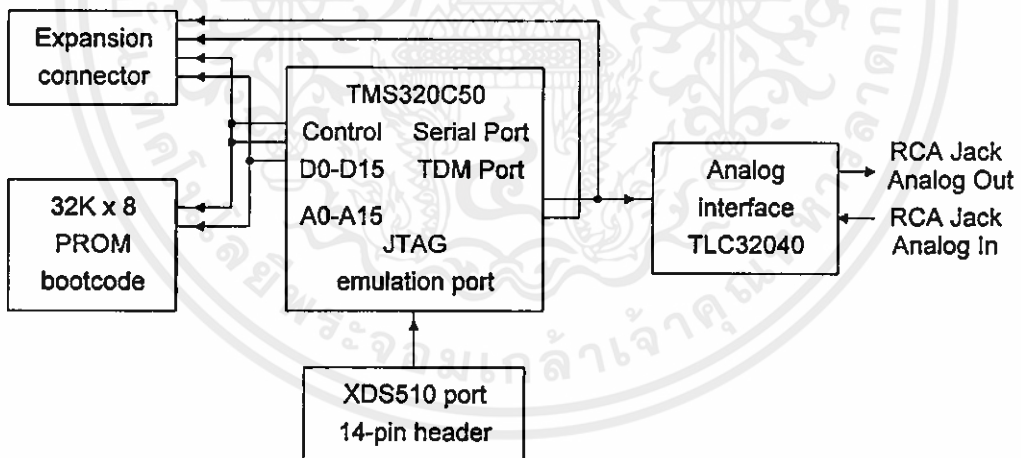
ภาพที่ 2.19 แสดงหน่วยความจำภายในและการอินเตอร์เฟสภายนอกของ TMS320C50

2.3.4 ลักษณะทั่วไปของบอร์ด TMS320C50 Starter Kit (50'DSK)

- ใช้โปรเซสเซอร์เบอร์ TMS320C50
- คำสั่งใช้เวลาประมาณ 50 nS (instruction cycle time)
- 32 K-byte PROM
- 14 bit Analog Interface
- สามารถใช้กับสัญญาณในช่วงความถี่เสียง โดยผ่านทาง TLC32040 (A/D,D/A)
- ใช้ RCA คอนเนคเตอร์ สำหรับ analog input ,analog output เพื่อให้สามารถต่อเข้ากับ ไมโคร โฟน และลำโพงโดยตรง
- ในการติดต่อกับการควบคุมมีคอนเนคเตอร์ XDS510 ติดต่อกับคอมพิวเตอร์ทางพอร์ตอนุกรม
- สามารถขยาย I/O BUS ได้ เพื่อใช้ในการออกแบบภายนอก

ภาพที่ 2.20 แสดงบล็อกไดอะแกรมของบอร์ด ซึ่งประกอบไปด้วย โสสต์อินเตอร์เฟส, อนุภาคอินเตอร์เฟส และอิมัลชันพอร์ต ทำให้สามารถติดต่อกับพีซีได้โดยผ่านทาง RS232 นอกจากนี้ยังมี PROM ขนาด 32 Kbytes ที่ใช้เก็บคอร์ดเนลโปรแกรมไว้สำหรับการบูต

ส่วนของ Analog interface ใช้ TLC32040 ซึ่งเป็นวงจร interface สัญญาณอนุภาค (Analog Interface Circuit : AIC) ที่มี RCA คอนเนคเตอร์ 2 ตัว สำหรับ input และ output



ภาพที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของ TMS320C5X DSK

จากภาพที่ 2.20 การทำงานเริ่มต้นโดยการ บูตโหลดเดอร์ (Bootloader) ซึ่งบรรจุบน PROM ขนาด 32 Kbyte, 8-bit จะทำการบูตบอร์ด เป็นการเช็คค่าที่จำเป็นสำหรับ TMS320C50 ซึ่งใช้เป็น Debugger ของ DSK โดยจะทำการเก็บค่าจาก เคอร์เนลโปรแกรม (kernel program) มาไว้ที่ address 0x840h-0x960h ถ้าเกิดการเขียนข้อมูลทับลงบนตำแหน่ง address 0x 840h-0x960h จะทำให้เกิดสัญญาณ รีเซ็ตขึ้นเพื่อทำการอ่านค่าจาก เคอร์เนลโปรแกรม (kernel program) มาเก็บใหม่ โดยจะเริ่มต้นที่ตำแหน่ง 0x800h

2.3.5 ส่วน CPU TMS320C50 Digital Signal Processing (Starter kit)

TMS320C50 Digital Signal Processing เป็นชิปที่ถูกออกแบบเพื่อใช้ประมวลผลสัญญาณดิจิทัลโดยเฉพาะ โดยมีคุณสมบัติดังนี้

- เป็น Processing แบบ Fixed – point
- ชุดคำสั่งใกล้เคียงกับ TMS320C1X และ TMS320C2X Digital Signal Processing
- ทำงานได้เร็ว 50 nS
- RAM – based memory operation
- 9 kwords on-chip Program/data RAM
- 2 kwords on-chip boot ROM
- 64 kwords External Program memory
- 64 kwords External Data memory
- มี Accumulator 32 bit และ Buffer Accumulator 32 bit
- 16 – bit parallel logic unit (PLU)
- 16 x 16 bit parallel multiplier with a 32 bit product capability
- Single – cycle multiplier accumulate instructions
- 64 k parallel I/O port
- มี time – division multiple – access (TDM) Serial Port
- Interval time with period control and counter register for Software Stop, start and reset

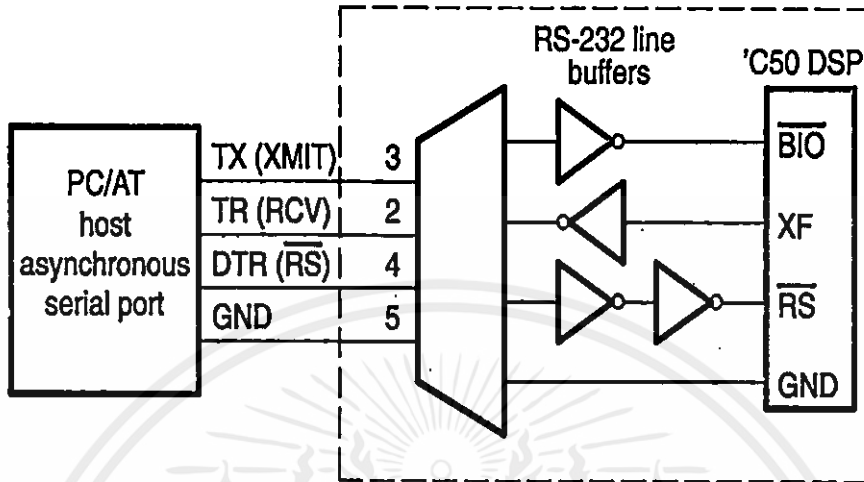
ขา $\overline{MP}/\overline{MC}$ ของ TMS320C50 ต่อกราวด์เพื่อให้อยู่ในโหมดไมโครคอมพิวเตอร์ในส่วนอินเทอร์รัพต์ $\overline{INT1}-\overline{INT4}$ และ \overline{NMI} จะแอกทีฟในสถานะต่ำต้องมีตัวต้านทานต่อเข้ากับไฟเลี้ยงไว้ ส่วนของการติดต่อกับ RS232 จะต่อ \overline{BIO} และ \overline{XF} ส่วนสัญญาณนาฬิกาของระบบจะใช้คริสตัลขนาด 40 MHz ต่อเข้าที่ \overline{CLKIN} ในส่วนของ $\overline{CLKOUT1}$ จะต่อไปยัง TLC32040

การติดต่อกับหน่วยความจำจะใช้กับแอดเดรสบัส A0 – A15 จะอ่านและเขียนโดยกำหนดที่ขา $\overline{R}/\overline{W}$, \overline{RD} , \overline{WE} , \overline{STRB} ในการติดต่อกับ TLC32040 เป็นการติดต่อแบบอนุกรมโดยมีขา \overline{DR} สำหรับรับข้อมูลและขา \overline{DX} สำหรับส่งข้อมูลโดยกำหนดสัญญาณที่ \overline{CLKR} และ \overline{CLX} ในการติดต่อกับจะเป็นเฟรมที่ \overline{FSR} และ \overline{FSX} กำหนดเฟรมในการรับและเฟรมในการส่งตามลำดับ

2.3.6 วงจรส่วนการติดต่อกับ RS232

การติดต่อกับ PC ทาง RS232 จะอาศัยสัญญาณจากขา \overline{BIO} และ \overline{XF} ของ TMS320C50 ในการติดต่อกับ PC ทาง RS232 ในการติดต่อเมื่อ \overline{BIO} เป็นสถานะต่ำ (low) จะเป็นการแสดงว่าเริ่มติด

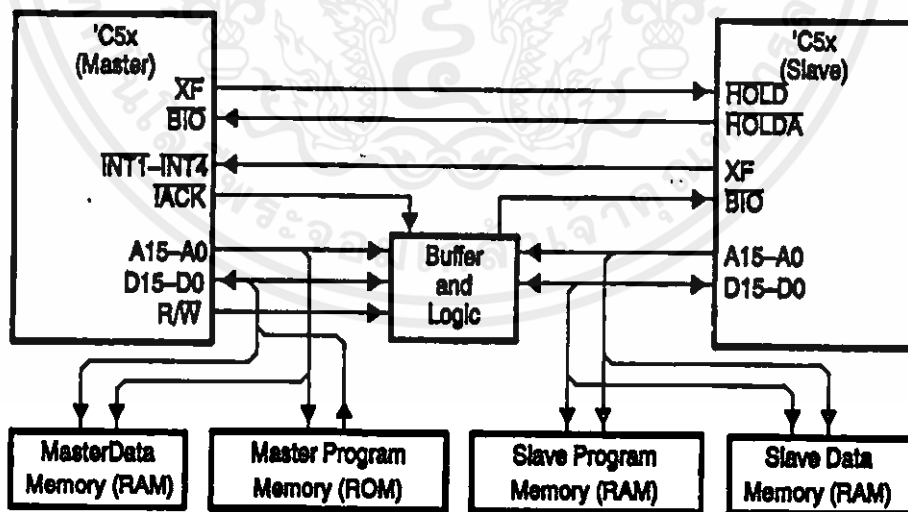
ต่อกับ RS232 ซึ่งจะเป็นการกำหนดบิตเริ่มต้น สำหรับการคำนวณโดยเริ่มที่ 1 บิตเริ่มต้น +7 บิตข้อมูลแล้วหารด้วย 8 จะได้อัตราบอด (Baud Rate) ที่คำนวณจากคำสั่ง *NOP*



ภาพที่ 2.21 แสดงการติดต่อระหว่าง บอร์ด DSP และ PC โดยผ่านพอร์ต RS232

2.3.7 วงจรส่วนติดต่อกับหน่วยความจำ

เนื่องจากบอร์ดมี PROM ซึ่งเก็บชุดโหนดเคอร์ไว้และส่วนของการติดต่อจะใช้แอดเดรส A0-A15 และบัสข้อมูล D0-D15 ในการอ่านใช้ขา \overline{RD} และ \overline{OE} โดยการเลือกชิปที่ \overline{CE} ทาง \overline{BR}



ภาพที่ 2.22 แสดงวงจรมติต่อกับหน่วยความจำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดในส่วนของ RAM ที่ใช้จะใช้ภายใน TMS320C50 เองซึ่งมีขนาด 9 K สำหรับหน่วยความจำ
โปรแกรมและ 9 K สำหรับหน่วยความจำข้อมูลซึ่งในแต่ละแอดเดรสก็จะถูกใช้งานต่าง ๆ ตามภาพ
ที่ 2.18

2.3.8 วงจรส่วนไฟเลี้ยงและหัวต่อขยายบอร์ด

บอร์ดทำงานได้โดยใช้ไฟ $\pm 12\text{ V}$ โดยเรกติไฟ (rectifier) ไฟเข้ามา 9 V จากหม้อแปลงในการทำให้แรงดันคงที่จะใช้ IC LM7805 สำหรับไฟบวก และใช้ IC LM7905 สำหรับไฟลบ ส่วนการขยายบอร์ดหรือส่วนที่ติดต่อกับภายนอกได้จะมีถึง 5 ส่วน (JP1 – JP5) ซึ่งเป็นการติดต่อกับขาของ TMS320C50 และ TLC32040 ทั้งหมด

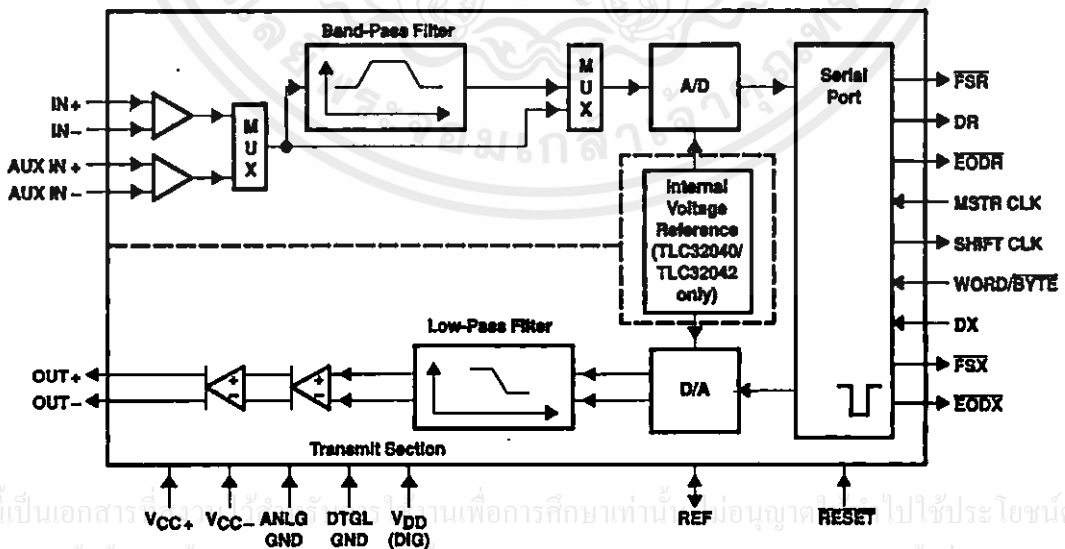
2.3.9 วงจรอินเทอร์เฟซสัญญาณอนาลอก TLC32040

TLC32040 เป็น Shift CMOS ที่ใช้เชื่อมต่อกับ TMS320C50 ในการทำงานประมวลผลด้าน DSP

ลักษณะสำคัญของ TLC32040 มีดังนี้

- ใช้เทคโนโลยีการผลิต Advanced LinCMOS
- ความละเอียดของ ADC และ DAC เป็น 14 บิต
- สามารถเปลี่ยนอัตราแซมปิ้งของ ADC และ DAC ได้ถึง 19,200 ครั้ง/วินาที
- มี Switched Capacitor Antialiasing Input Filter และ Output Reconstruction Filter
- มีพอร์ตอนุกรมสำหรับติดต่อโดยตรงกับ TMS32011 , TMS320C17 , TMS320C20 , TMS320C25 Digital Signal Process
- สามารถปรับอัตราการแปลงของ ADC และ DAC ได้โดยใช้โปรแกรมควบคุม
- สัญญาณอินเทอร์เฟซของพอร์ตอนุกรมเข้าสู่ SN74C299
- 600 – Mil wide N Package (C_L to C_L)

ฟังก์ชันไดอะแกรมแสดงดังภาพที่ 2.23



ภาพที่ 2.23 แสดงฟังก์ชันไดอะแกรมของ TLC32040

2.3.9.1 ตำแหน่งขาและหน้าที่การทำงานของแต่ละขา

ตารางที่ 2.2 แสดงตำแหน่งขาและหน้าที่การทำงานของแต่ละขา

ชื่อ	หมายเลข	I/O	คำอธิบาย
<i>ANLG GND</i>	17,18		กราวด์อนาล็อก (แยกกับกราวด์ดิจิตอล)
<i>AUX IN +</i>	24	I	Non-inverting auxiliary input
<i>AUX IN -</i>	23	I	inverting auxiliary input
<i>DGTL GND</i>	9		กราวด์ดิจิตอล
<i>DR</i>	5	O	ใช้สำหรับส่ง output <i>ADC</i> จาก <i>AIC</i> (analog interface circuit) ไปยัง 'C50 ผ่านทางพอร์ตอนุกรมจะต้องซิงค์กับ shift <i>CLK</i>
<i>DX</i>	12	I	ใช้สำหรับรับ input <i>DAC</i> หรือคำสั่งการควบคุมจาก 'C50 ซึ่งการส่งผ่านทางพอร์ตอนุกรมจะต้องซิงค์กับ shift <i>CLK</i>
\overline{EODR}	3	O	สัญญาณหยุดรับข้อมูล (end of data receive) ในการติดต่อผ่านพอร์ตอนุกรมในโหมดเวิร์ด สัญญาณ \overline{EODR} จะอยู่ในสถานะต่ำทันทีเมื่อ 16 บิตของ output <i>A/D</i> ได้ถูกส่งจาก <i>AIC</i> ไปยัง 'C50 ซึ่งสามารถใช้สัญญาณนี้ในการอินเทอร์รัพท์ไมโครโปรเซสเซอร์ให้ทราบว่าสิ้นสุดการติดต่อแล้ว หรือใช้สไตรป และให้รีจิสเตอร์เลื่อนข้อมูลออกก็ได้ แต่ถ้าเป็นโหมดไบต์ (byte mode) สัญญาณ \overline{EODR} อยู่ในสถานะต่ำ หลังจากไบต์แรกได้ส่งไปยัง 'C50 แล้ว และยังคงรักษาสถานะต่ำจนกระทั่งไบต์ที่สองได้ส่งไป ทั้งนี้ก็เพื่อให้รู้ว่า ไบต์แรกหรือไบต์สองได้ส่งออกไป
\overline{EODX}	11	O	สัญญาณหยุดส่งข้อมูล (end of data transmit) คล้ายกับ \overline{EODX} ซึ่งจะบอกให้ทราบว่า การติดต่อจาก 'C50 ไปยัง <i>AIC</i> นั้นเสร็จแล้ว ทั้งในโหมดเวิร์ด และโหมดไบต์ ก็คล้ายกับ \overline{EODR}
\overline{FSR}	4	O	สัญญาณซิงค์การรับ (Frame sync receive) ในการติดต่อทางพอร์ตอนุกรม \overline{FSR} จะมีสถานะต่ำตลอดการส่งจาก <i>AIC</i> ไปยัง 'C50 (โดยผ่านขา <i>DR</i>) ซึ่งบิตแรกที่จะส่งต้องพร้อมอยู่ที่ขา <i>DR</i> ก่อน \overline{FSR} จะ low

ตารางที่ 2.2 (ต่อ)

ชื่อ	หมายเลข	I/O	คำอธิบาย
\overline{FSX}	14	O	สัญญาณซิงค์การส่ง (Frame sync transmit) เมื่อสัญญาณนี้อยู่ในสถานะต่ำพอร์ตอนุกรม 'C50 จะส่งบิตไปยัง AIC โดยส่งมาที่ขา DX ในการติดต่ออนุกรมทุกโหมด \overline{FSR} จะมีสถานะต่ำตลอดการส่ง
IN +	26	I	Non-inverting input
IN -	25	I	Inverting input
MSTR CLK	6	I	Master clock จะใช้การควบคุมทุกส่วนภายใน AIC ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณนาฬิกาเลื่อน (shift clock) , สัญญาณนาฬิกาควบคุมฟิลเตอร์ (switched capacitor filter clock) , A/D และ D/A timing
OUT +	22	O	Non-inverting input
OUT -	21	O	Inverting input
REF	8	I/O	สำหรับ TLC32040 และ TLC32042 แรงดันอ้างอิงภายในจะถูกส่งออกมาที่ขา นี้ แต่ถ้าเป็น TLC32040 ,TLC32041 และ TLC32042 แรงดันอ้างอิงจากภายนอกจะถูกต่อเข้าที่ขา นี้
\overline{RESET}	2	I	รีเซ็ตจะทำการตั้งค่า TA,TA',TB,RA,RA',RB และรีจิสเตอร์ควบคุมให้เป็นค่าเริ่มต้น รวมทั้งการติดต่อทางพอร์ตอนุกรมระหว่าง AIC และ DSP
SHIFT CLK	10	O	สัญญาณนาฬิกาเลื่อนจากการหารความถี่สัญญาณนาฬิกา มาสเตอร์ด้วย 4 ซึ่งสัญญาณนี้จะใช้ในการติดต่อทางพอร์ตอนุกรม
VDD	7		ไฟเลี้ยงวงจรดิจิทัล (digital supply voltage) $5V \pm 5\%$
Vcc +	20		ไฟเลี้ยงวงจรมอนอลอคด้านบวก $12V \pm 5\%$
Vcc -	19		ไฟเลี้ยงวงจรมอนอลอคด้านลบ $-12V \pm 5\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 (ต่อ)

ชื่อ	หมายเลข	I/O	หมายเลข
<i>WORD/</i> <i>BYTE</i>	13	O	<p>ขานี้จะทำงานร่วมกับปริวิตเตอร์ควบคุมเพื่อใช้ในการเลือกโหมดการติดต่ออนุกรม ซึ่งมีดังนี้</p> <p><u>การติดต่อแบบอะซิงโครนัสในโหมดไบต์ (WORD/ BYTE = low)</u></p> <p>พอร์ตอนุกรมจะติดต่อโดยตรงกับ 'C50 และจะติดต่อทีละ 8 บิต 2 ครั้ง ซึ่งมีขั้นตอนการทำงานดังนี้</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. \overline{FSX} หรือ \overline{FSR} อยู่ในสถานะต่ำ 2. 8 บิตแรกถูกส่งออกไป หรือรับเข้ามา 3. \overline{EODX} หรือ \overline{EODR} อยู่ในสถานะต่ำ 4. \overline{FSX} หรือ \overline{FSR} high ประมาณ 4 สัญญาณนาฬิกา เลื่อนแล้วอยู่ในสถานะต่ำ 5. บิตต่อมา (ไบต์ที่สอง) ถูกส่งหรือรับเข้ามา 6. \overline{EODX} หรือ \overline{EODR} อยู่ในสถานะสูง 7. \overline{FSX} หรือ \overline{FSR} อยู่ในสถานะสูง <p><u>ในโหมดเวิร์ด</u></p> <p>พอร์ตอนุกรมจะต่อตรงกับพอร์ตอนุกรมของ 'C50 และมี การติดต่อครั้งเดียว 16 บิต ซึ่งมีขั้นตอนการทำงานดังนี้</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. \overline{FSX} หรือ \overline{FSR} อยู่ในสถานะต่ำ 2. 16 บิตถูกส่งหรือรับเข้ามา 3. \overline{FSX} หรือ \overline{FSR} อยู่ในสถานะสูง 4. \overline{EODX} หรือ \overline{EODR} อยู่ในสถานะต่ำ <p><u>การติดต่อแบบซิงโครนัส</u></p> <p>ในกรณีนี้ bandpass filter และอัตราการแปลง A/D จะถูก กำหนดจาก TX counter A, TX counter B และ TA ,TA' และ TB แทน ส่วนในการติดต่อมีขั้นตอนเหมือนกับการติดต่อแบบอะซิงโครนัส</p>
	13	O	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ **2.3.9.2 การทำงานของ TLC32040** และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. อินพุตอนาลอก (analog input)

อนาล็อกอินพุทมี 2 กลุ่มคือ IN+, IN- และ AUX IN+, AUX IN- ซึ่งสามารถเลือกใช้กลุ่มใดกลุ่มหนึ่งโดยจะใช้ในแบบดิฟเฟอเรนเชียลหรือ ซิงเกิลเอนด์ (single ended) และค่าเกณฑ์ สำหรับ IN+, IN- และ AUX IN+, AUX IN- สามารถใช้โปรแกรมตั้งค่าได้ (มี 3 ค่า คือ 1,2,4) การเลือกใช้กลุ่มอินพุทใดจะเลือกใช้ซอร์ฟแวร์ควบคุม

2. A/D bandpass filter

A/D bandpass filter clocking และ A/D conversion timing เราสามารถที่จะเลือกใช้หรือไม่ก็ได้ โดยใช้ซอร์ฟแวร์ควบคุมความถี่ของสัญญาณนาฬิกาควบคุมฟิลเตอร์ filter clock จะเป็นตัวกำหนดทรานเฟอริงค์ชันของฟิลเตอร์ โดยจะคิดอัตราส่วนจากความถี่สัญญาณนาฬิกาควบคุมฟิลเตอร์ 288 kHz ที่ความถี่ต่ำที่เริ่มมีลักษณะเป็นความถี่สูงผ่านจะมีความถี่เป็น 300 kHz อัตราการแปลง D/A ก็หาจากความถี่ที่หาร 228 kHz ด้วย RX Counter B

3. Analog output

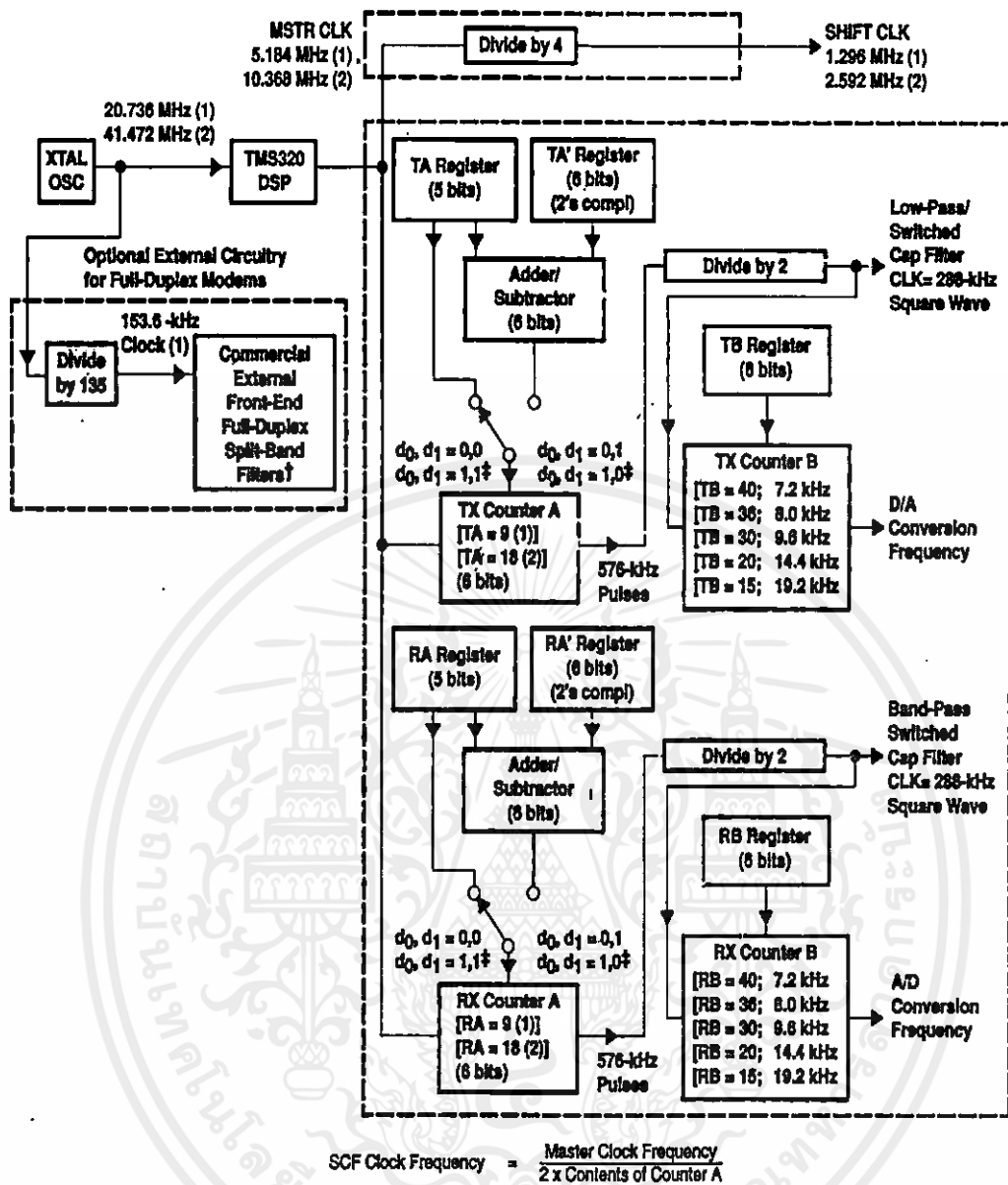
Analog output จะมี power amplifier มี output ทั้งแบบ non-inverting และแบบ inverting เนื่องจากมี amplifier ทำให้เอาท์พุทสามารถขับ transformer hybrid หรือ โหลดอิมพีแดนซ์ต่ำได้ โดยใช้ทั้งแบบดิฟเฟอเรนเชียล หรือซิงเกิลเอนด์ (single ended)

4. วงจรกรองความถี่ของ D/A

วงจรกรองความถี่แบบ bandpass ของ D/A , สัญญาณนาฬิกาควบคุม วงจรกรองความถี่ต่ำ และ อัตราการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก (D/A lowpass filter , D/A lowpass filter clocking, D/A conversion timing) เช่นเดียวกันกับ A/D filter โดยtransfer function ของ filter ถูกกำหนดจากอัตราส่วนกับความถี่ 288 kHz หารด้วย TX Counter B โดยจะปลดออกไม่ได้

5. การต่อกับ (loopback)

จะให้ผู้ใช้ตรวจสอบวงจร โดย OUT+ และ OUT- จะต่อภายในกับ IN+ และ IN- ดังนั้นบิต DAC (D15-D2) จะถูกส่งไปยัง DX แลกเปรียบกับบิต ADC ที่รับมาจากขา DR ซึ่งโดยปกติจะต้องมีค่าเท่ากัน (ในทางปฏิบัติอาจไม่เท่ากันก็ได้) ในการตรวจสอบถ้าใช้ขา IN+ และ IN- สัญญาณภายนอกที่ต่อกับ IN+ และ IN- จะไม่มีผล แต่ถ้าใช้ AUX IN+, AUX IN- สัญญาณภายนอกจะถูกรวมกับ OUT+ และ OUT- สำหรับการควบคุมการต่อกลับ จะทำโดยตั้งค่ารีจิสเตอร์ควบคุม



ภาพที่ 2.24 แสดง timing ภายใน TLC32040

2.4 วงจรควบคุมแรงดัน

วงจรควบคุมแรงดันคือวงจรที่นำสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ไทริสเตอร์ หรือ ไทรแอก ไปใช้ในการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับ จากแหล่งจ่ายไฟสลับที่มีแรงดันไฟฟ้าคงที่และความถี่คงที่ได้ ใ้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ปรับค่าได้แต่มีค่าความถี่คงที่ เป็นวิธีการแปลงผันไฟสลับเป็นไฟสลับ (AC-to-AC converter) แบบหนึ่งนิยมใช้กันมากในงานอุตสาหกรรมหลากหลาย เช่น

1. การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ (Induction heating) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
2. การควบคุมความสว่าง (Lighting controls) รวมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
3. การเลื่อนแทปหม้อแปลง (Transformer tap changing)

4. ภาระงานการใช้ไฟฟ้าในงานเคมี (Primary transformer controls for electrochemical process)

5. การให้ความร้อนในอุตสาหกรรม (Industrial heating)

6. การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Speed control of induction motor)

หลักการควบคุมสำหรับวงจรที่ใช้ควบคุมแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่โหลด ทั้งกรณีใช้กับแหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟส และ 3 เฟส ก็คือเทคนิคการควบคุมการจุดชนวนของไทรสเตอร์ในวงจรแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

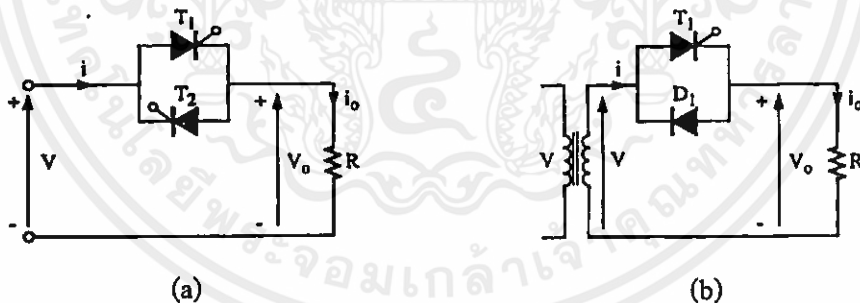
1. การควบคุมแบบปิด-เปิด (On-Off control)

2. การควบคุมมุมเฟส (Phase-angle control)

แต่ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงหัวข้อเรื่องการควบคุมมุมเฟสและวงจรจุดชนวนเกิดด้วยวงจรรวมสำหรับการควบคุมเฟสเบอร์ TCA785 ซึ่งจะใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เท่านั้น

2.4.1 การควบคุมมุมเฟส

วงจรการใช้ไทรสเตอร์ควบคุมเฟสเพื่อควบคุมขนาดของแรงดันไฟฟ้าใช้งานด้านออกของวงจร อาจใช้ไทรสเตอร์ 2 ตัวต่อกลับกัน ดังภาพ 2.25 (a) เรียกว่าวงจรควบคุมสองทาง (Bidirectional controller) หรืออาจใช้ไทรสเตอร์ 1 ตัวและไดโอด 1 ตัวแทนได้ เรียกว่าวงจรควบคุมทางเดียว (Unidirectional controller) ดังแสดงในภาพ 2.25 (b)

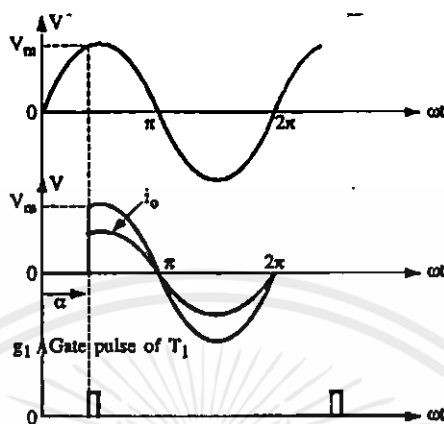


ภาพที่ 2.25 (a) แสดงวงจรควบคุมสองทาง (b) แสดงวงจรควบคุมทางเดียว

หลักการควบคุมมุมเฟส คือ สร้างสัญญาณจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ในวงจร ให้ไทรสเตอร์ตัวที่นำกระแสในครึ่งวัฏจักรบวกของแหล่งจ่ายไฟสลับทำงานที่มุมจุดชนวนระหว่าง $0-180^\circ$ ($0-\pi$) และควบคุมให้ไทรสเตอร์ที่นำกระแสในครึ่งวัฏจักรลบของแหล่งจ่ายไฟสลับทำงานที่มุมจุดชนวนระหว่าง $180-360^\circ$ ($\pi-2\pi$) ลักษณะของการควบคุมทางเดียวนั้น จะควบคุมขนาดแรงดันไฟฟ้าใช้งานขาออกของวงจรได้ในย่าน 70.7% ถึง 100% จึงเหมาะที่จะใช้กับโหลดที่เป็นตัวต้านทานที่กระแสไฟฟ้าใช้งานต่ำ ๆ เท่านั้น

2.4.1.1 วงจรควบคุมทางเดียว

ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าใช้งานที่โหลด $V_{o(RMS)}$ และกระแสด้านออก (I_o) แสดงใน
ภาพที่ 2.26



ภาพที่ 2.26 แสดง Waveforms ที่ได้จากวงจรควบคุมทางเดียว มีโหลดเป็นตัวต้านทาน ที่มุมจุด
ชนวน (α)

จากวงจรในภาพที่ 2.25 (b) ไทริสเตอร์ T_1 จะทำงานในครึ่งวัฏจักรบวก โดยมีสัญญาณจุด
ชนวนเกต (g_1) ที่ควบคุมได้ในย่าน $\alpha = 0$ ถึง $\alpha = \pi$ และไทริสเตอร์ T_1 เมื่อถูกจุดชนวนที่มุม α
ใด ๆ แล้วจะหยุดนำกระแสเองโดยธรรมชาติที่ $\omega t = \pi$ ในกรณีที่โหลดเป็นตัวต้านทานเพียงอย่าง
เดียว

เมื่อ $v = V_m \sin \omega t$ สามารถคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลดได้ดังนี้

$$V_{o(RMS)} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \left\{ \frac{V_m^2}{4\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{V_m}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก และเผยแพร่เอกสารนี้ และต้องนำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 $V_{o(RMS)} = \frac{V_m}{2\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(2\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$ (2.61)

$$\text{เมื่อ } V = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

ถ้า α มีค่าตั้งแต่ $\omega t = 0$ ถึง $\omega t = \pi$ ค่าแรงดัน $V_{o(RMS)}$ จะมีค่าระหว่าง V ถึง $0.707V \left(\frac{V}{\sqrt{2}} \right)$

สมการคำนวณค่าแรงดันเฉลี่ยที่โหลด ($V_{o(avg)}$) หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} V_{o(avg)} &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} V_m \cdot \sin \omega t d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} V_m \cdot \sin \omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{V_m}{2\pi} \left\{ \left[-\cos \omega t \right]_{\alpha}^{\pi} + \left[-\cos \omega t \right]_{\pi}^{2\pi} \right\} \\ &= \frac{V_m}{2\pi} [-\cos \pi + \cos \alpha - \cos 2\pi + \cos \pi] \\ \therefore V_{o(avg)} &= \frac{V_m}{2\pi} (\cos \alpha - 1) \end{aligned} \quad (2.62)$$

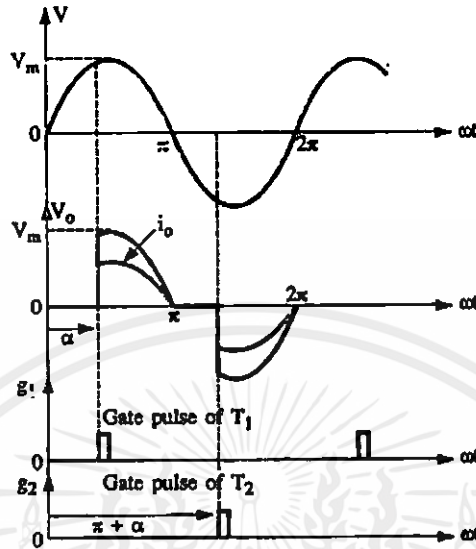
ค่าแรงดัน $V_{o(avg)}$ จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไประหว่าง 0 ถึง $-\frac{V_m}{\pi}$ เมื่อ $\omega t = \alpha$ ถึง $\omega t = \pi$

2.4.1.2 วงจรควบคุมสองทาง

ลักษณะของวงจรควบคุมสองทางจะใช้ไทรสเตอร์ 2 ตัว ดังภาพที่ 2.25 (a) โดยไทรสเตอร์ T_1 ทำงานในเวลา $\omega t = 0 - \pi$ และไทรสเตอร์ T_2 ทำงานในเวลา $\omega t = \pi - 2\pi$ โดยมีสัญญาณจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ T_1 และ T_2 (g_1 และ g_2) ดังแสดงในภาพที่ 2.27 ถ้าสัญญาณจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ T_1 เท่ากับ α สัญญาณจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ T_2 จะเท่ากับ $\pi + \alpha$ การวิเคราะห์หาค่าแรงดันไฟฟ้าใช้ อาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลด และกระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลด นั้นขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของโหลดชนิดต่าง ๆ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

1. กรณีโหลดเป็นตัวต้านทาน เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานจะเป็นผลให้ไทรสเตอร์ T_1 ที่ถูกจุดชนวนเกิดที่มุม $\omega t = \alpha$ เริ่มนำกระแส และหยุดนำกระแสเองโดยธรรมชาติ เมื่อแรงดันของการกำเนิดกระแสเป็นศูนย์ที่มุม $\omega t = \pi$ ในเวลาถัดไปไทรสเตอร์ T_2 จะถูกจุดชนวนให้นำกระแสที่มุม $\omega t = \pi + \alpha$ และจะหยุดนำกระแสเองเช่นกันที่มุม $\omega t = 2\pi$ ดังแสดงในภาพที่ 2.27 จะเป็นผลให้

สามารถควบคุมขนาดแรงดันไฟสลับกลับที่โหลดได้ เพราะพื้นที่ของรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม โหลดเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของมุมจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ทั้งสอง



ภาพที่ 2.27 แสดง Waveforms ที่ได้จากวงจรควบคุมสองทาง มีโหลดเป็นตัวต้านทาน ที่มุมจุดชนวนเกิดของ T_1 ที่มุม α และ T_2 ที่มุม $\pi + \alpha$

การคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลด ถ้ากำหนดให้ $v = V \sin \omega t$ และ $V = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$ (แรงดันไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส.) สามารถคำนวณหาค่าแรงดันไฟสลับที่โหลดได้ดังนี้

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \cdot \sin^2 \omega t d\omega t}$$

$$= \left\{ \frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \left\{ \left(\frac{V_m^2}{2\pi} \right) \int_{\alpha}^{\pi} d\omega t - \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\pi} \cos 2\omega t d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \left\{ \frac{V_m^2}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \cdot \sin 2\alpha \right) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{V}{\sqrt{2\pi}} \sqrt{\left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

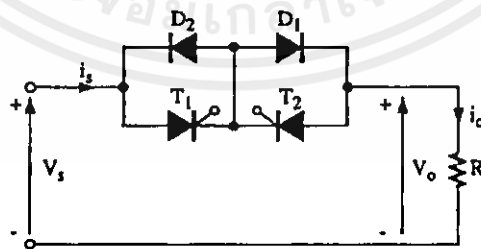
$$= \frac{\sqrt{2} \cdot V}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{\pi}} \sqrt{\left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$

$$\therefore V_{o(RMS)} = V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (2.63)$$

เนื่องจากโหลดเป็นตัวต้านทานเพียงอย่างเดียว ดังนั้นการหาค่ากระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลดจึงหาได้จากสมการที่ (2.63)

$$I_{o(RMS)} = \frac{V_{o(RMS)}}{R} \quad (2.64)$$

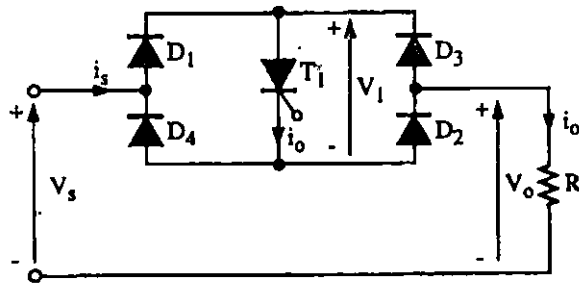
วงจรควบคุมแรงดันไฟสลับที่ควบคุมสองทาง ดังแสดงในภาพที่ 2.25 (a) นั้น วงจรการจุดชนวนเกิดต้องเป็นวงจรชนิดมีฉนวนกันระหว่างแคโทด เพราะถ้าไม่มีฉนวนกันไทรสเตอร์ทั้ง 2 ตัวจะไม่สามารถทำงานได้ เนื่องจากไทรสเตอร์ทั้ง 2 ตัวถูกลัดวงจรระหว่างแอนโอดกับแคโทด ในกรณีที่วงจรจุดชนวนเกิดไม่มีฉนวนกันระหว่างแคโทด ต้องหลีกเลี่ยงไปใช้วงจรกำลังแบบอื่น ๆ เช่น วงจรควบคุมแรงดันไฟสลับที่ต่อแคโทดร่วม ดังแสดงในภาพที่ 2.28 (a) วงจรนี้ต้องมีไดโอด D_1 และ D_2 ต่อเพิ่มเข้าในวงจร เพื่อให้กระแสในครึ่งวัฏจักรบวกไหลผ่าน T_1 และ D_1 และให้กระแสในครึ่งวัฏจักรลบไหลผ่าน T_2 และ D_2 หรือวงจรควบคุมแรงดันไฟสลับที่ไทรสเตอร์ตัวเดียวดังแสดงในภาพที่ 2.28 (b) จะมีผลให้กระแสในครึ่งวัฏจักรบวกไหลผ่าน D_1 , T_1 และ D_2 เมื่อจุดชนวน T_1 ที่เวลา $\omega t = 0 - \pi$ และกระแสในวัฏจักรลบจะไหลผ่านโหลดได้โดยผ่าน D_3 , T_1 และ D_4 เมื่อจุดชนวน T_1 ที่เวลา $\omega t = \pi - 2\pi$ จะเห็นว่าไทรสเตอร์ T_1 นำกระแสทั้งในวัฏจักรบวกและวัฏจักรลบ



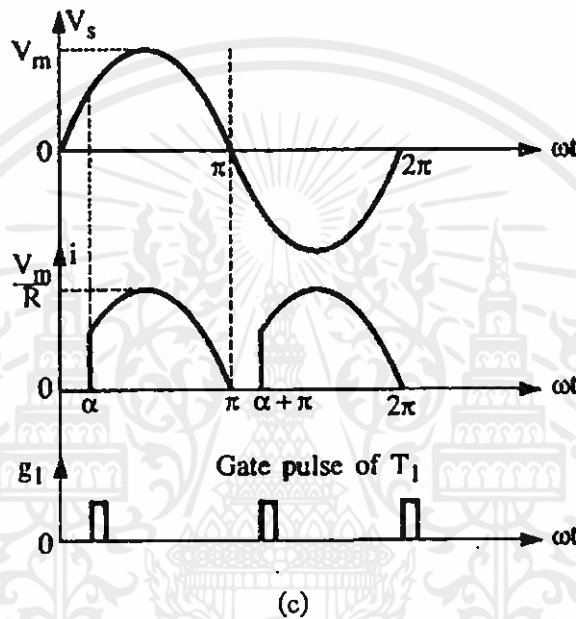
(a)

ภาพที่ 2.28 แสดงวงจรควบคุมไฟสลับแบบอื่น ๆ

- วงจรควบคุมแรงดันไฟสลับที่ต่อแคโทดร่วม
- วงจรควบคุมแรงดันไฟสลับที่ไทรสเตอร์ตัวเดียว
- Waveforms ที่เกิดจากวงจรในภาพที่ 2.28 (b)



(b)



(c)

ภาพที่ 2.28 (ต่อ)

การคำนวณค่ากระแสที่ผ่านไทรสเตอร์ พิจารณาจากวงจร 2.25 (a) กระแสเฉลี่ย (I_A) ที่ไหลผ่านไทรสเตอร์แต่ละตัวสามารถคำนวณหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_A = \frac{1}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d\omega t$$

$$\therefore I_A = \frac{V_m}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (2.65)$$

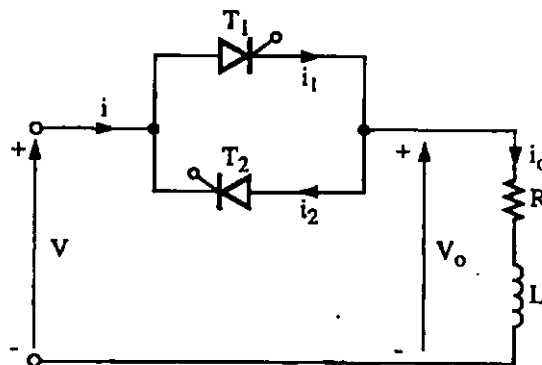
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 I_R &= \sqrt{\frac{1}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} \\
 &= \left\{ \frac{V_m^2}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2 \omega t d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 &= \left\{ \frac{V^2}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 \therefore I_R &= \frac{V}{\sqrt{2} \cdot R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)} \quad (2.66)
 \end{aligned}$$

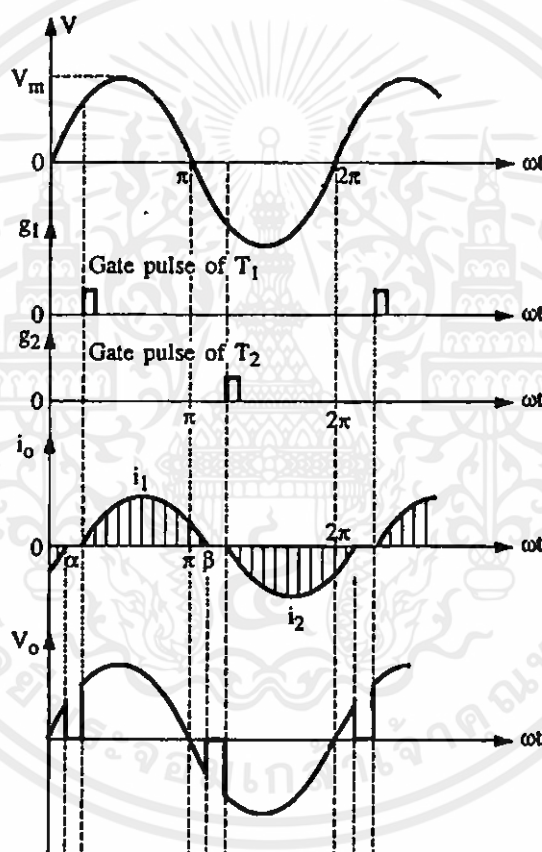
2. กรณีโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ มุมเฟสของโหลด (ϕ) จะมีค่ามากกว่าศูนย์ในกรณีนี้ค่าแรงดันไฟฟ้าใช้งานที่โหลดจะมีค่าสูงสุดเมื่อปรับมุมจุดชนวนเกต (α) เท่ากับมุมเฟสของโหลด (ϕ) สิ่งที่ต้องระวังสำหรับการสร้างสัญญาณจุดชนวนเกตในวงจรนี้คือ ถ้าเป็นสัญญาณพัลส์เดี่ยว (Single pulse) เมื่อปรับมุมจุดชนวน (α) เล็กกว่ามุมเฟสของโหลด (ϕ) จะเป็นผลให้ไทรสเตอร์นำกระแสได้เพียงตัวเดียวเท่านั้น แรงดันตกคร่อมโหลดจะกลายเป็นแรงดันไฟตรง ถ้านำวงจรไปประยุกต์ใช้งานในการควบคุมแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง จะมีผลให้ไทรสเตอร์หรือหม้อแปลงเสียหายได้ เมื่อปรับมุมจุดชนวน (α) น้อยกว่ามุมเฟสของโหลด (ϕ) ในทางปฏิบัติจะใช้พัลส์ต่อเนื่องในการจุดชนวนเกตแทนเพื่อป้องกันการเสียหายดังกล่าว ลักษณะของพัลส์ต่อเนื่อง (Continuous pulse) หรือพัลส์ที่มีความกว้างมาก (Long pulse) ดังแสดงในภาพที่ 2.29 (c)

ลักษณะของวงจรเมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำแสดงในภาพ 2.29 (a) , ภาพ 2.29 (b) เป็นรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าใช้งานและกระแสไฟฟ้า อาร์. เอ็ม. เอส. ที่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)

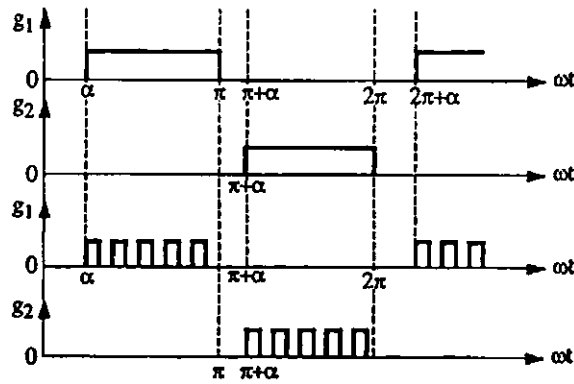


(b)

ภาพที่ 2.29 (a) วงจรควบคุมไฟสลับ 1 เฟส เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ และจุดชนวนเกดที่มุม $\alpha > \phi$ ด้วยพัลส์เดี่ยวและพัลส์แบบอื่น ๆ

(b) รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าใช้งานและกระแสไฟฟ้า อาร์. เอ็ม. เอส. ที่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสาร (c) ลักษณะของพัลส์ต่อเนื่อง (Continuous pulse) หรือพัลส์ที่มีความกว้างมาก (Long pulse) ไม่ว่าจะถี่ใดๆทั้งสิ้น (pulse) ไม่มีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c)

ภาพที่ 2.29 (ต่อ)

การคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้า อาร์. เอ็ม. เอส. ที่โหลด พิจารณาจากรูปคลื่นของวงจรในรูป 2.29 (b) จะเห็นว่ามุมจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์คือมุม α และมุมหยุดนำกระแสของไทรสเตอร์คือมุม β ดังนั้นสมการการคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้า อาร์. เอ็ม. เอส. ที่โหลด คือ

$$\begin{aligned}
 V_{o(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m^2 \cdot \sin^2 \omega t d\omega t} \\
 &= \left\{ \frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 &= V \left[\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \\
 \therefore V_{o(RMS)} &= V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right)} \quad (2.67)
 \end{aligned}$$

เมื่อ $\beta = \pi + \phi$

และ $\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในวงการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้า อาร์. เอ็ม. เอส. ที่โหลด
พิจารณาวงจรในภาพที่ 2.29 (a) จะได้ว่า

$$L \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 = \sqrt{2}V \cdot \sin \omega t \quad (2.68)$$

แก้สมการ (2.68) เพื่อหาค่ากระแส i_1 ได้ว่า

$$i_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{Z} \cdot \sin(\omega t - \phi) + A_1 \cdot e^{-\left(\frac{R}{L}\right)t}$$

หาค่าคงที่ A_1 เมื่อ $\omega t = \alpha$ และ $i_1 = 0$ จากสมการ i_1 จะได้ว่า

$$A_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{Z} \cdot \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)} \quad (2.69)$$

แทนสมการที่ (2.69) ลงในสมการ i_1

$$i_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{Z} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega} - t\right)} \right] \quad (2.70)$$

มุม β คือมุมหยุดนำกระแสของไทรสเตอร์ T_1 หาได้จากเงื่อนไขของกระแส i_1 ($\omega t = \beta$) = 0 โดยแทนในสมการที่ (2.70) จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ (2.71)

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha - \beta}{\omega}\right)} \quad (2.71)$$

กระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่ผ่านไทรสเตอร์หาได้จากสมการที่ (2.70) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อที่ปรากฏในเอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_R = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1^2 d\omega t}$$

$$\therefore I_R = \frac{V}{Z} \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left\{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega - t}\right)} \right\}^{\frac{1}{2}} d\omega t \right] \quad (2.72)$$

กระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่ไหลผ่านโหลดหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_{o(RMS)} = \sqrt{2} \cdot I_R \quad (2.73)$$

กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไทรสเตอร์ หาได้จากสมการ (2.70) เช่นกันคือ

$$I_A = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_1 d\omega t$$

$$\therefore I_A = \frac{V}{\sqrt{2} \cdot \pi Z} \cdot \int_{\alpha}^{\beta} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) \cdot e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega - t}\right)} \right] d\omega t \quad (2.74)$$

ข้อสังเกต (1) ถ้ามุม $\alpha = \phi$ จากสมการที่ (2.71) จะได้ว่า

$$\sin(\beta - \phi) = \sin(\beta - \alpha) = 0 \quad \text{และ} \quad \beta - \alpha = \gamma = \pi \quad (2.75)$$

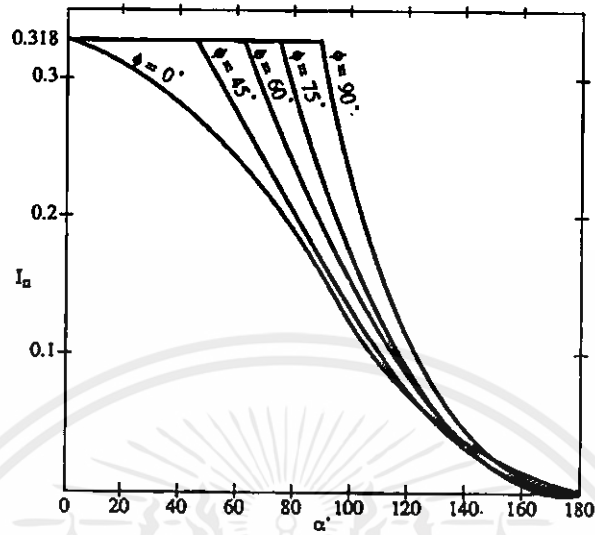
(2) มุม γ คือจำนวนมุมนำกระแสของไทรสเตอร์จะมีค่าไม่เกิน π และถ้าทำการควบคุมมุมจุดชนวน (α) ไม่ให้น้อยกว่ามุมเฟสของโหลด (ϕ) ย่นการควบคุมมุมจุดชนวนการนำกระแสของไทรสเตอร์จะมีค่าดังสมการ (2.76)

$$\phi \leq \alpha \leq \pi \quad (2.76)$$

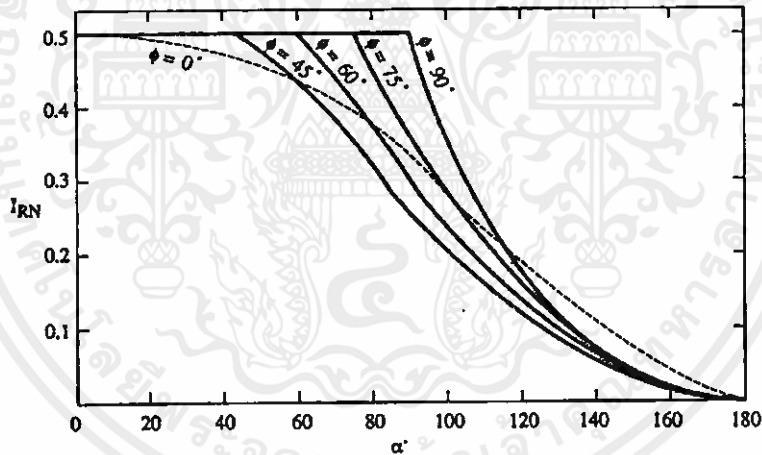
(3) ถ้าจุดชนวนเกิดที่มุม $\alpha \leq \phi$ ด้วยพัลส์ต่อเนื่องหรือพัลส์ที่มีความกว้างมาก กระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส.ที่ไหลจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าของมุม α

จะเห็นว่าการใช้สมการ (2.72) และ (2.74) หาค่ากระแสที่ไหลผ่านไทรสเตอร์จะยุ่งยากมาก เนื่องจากสมการดังกล่าวยังไม่อยู่ในรูปแบบที่สะดวกต่อการนำไปใช้งาน ในทางปฏิบัตินิยมใช้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส.ต่อหน่วย และค่ากระแสเฉลี่ยต่อหน่วย กับมุมจุดชนวนเกิดของไทรสเตอร์ช่วยในการคำนวณหาค่ากระแส I_R และ I_A ได้อย่างรวดเร็ว ดัง

ในภาพที่ 2.30



(a)



(b)

ภาพที่ 2.30 แสดงกราฟของ I_N และ I_{RN} ที่ใช้คำนวณค่ากระแสทรินสเตอร์.

(a) กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $I_N = f(\alpha)$

(b) กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $I_{RN} = f(\alpha)$

พิจารณาจากสมการที่ (2.72) กำหนดให้ค่าฐานของกระแสคือ $\frac{V_m}{Z}$ ดังนั้นจะได้ว่ากระแสไฟฟ้า
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใช้งานต่อหน่วย (I_{RN}) คือ
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{RN} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega - t}\right)} \right]^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.77)$$

ซึ่งค่า I_{RN} จากสมการที่ (2.77) สามารถหาได้จากกราฟในภาพที่ 2.30 (b) นั้นแสดงว่ากระแสไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่ผ่านไทรสเตอร์ (I_R) หาได้จากสมการที่ (2.78)

$$I_R = \frac{V_m}{Z} \cdot I_m \quad (2.78)$$

ในการทำงานเดียวกันจากสมการที่ (2.74) ค่ากระแสเฉลี่ยต่อหน่วย (I_N) ที่ไหลผ่านไทรสเตอร์คือ

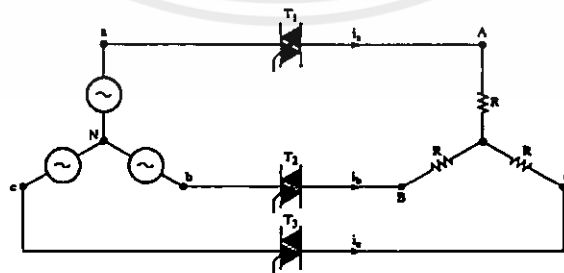
$$I_N = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\alpha - \phi) e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega - t}\right)} d\omega t \right] \quad (2.79)$$

ดังนั้นถ้าหาค่ากระแส I_N ของสมการที่ (2.79) ได้จากกราฟในภาพที่ 2.30 (a) จะสามารถหาค่ากระแสเฉลี่ย (I_A) ที่ผ่านไทรสเตอร์ได้ดังสมการที่ (2.80)

$$I_A = \frac{V_m}{Z} \cdot I_N \quad (2.80)$$

2.4.2 การควบคุมแรงดันไฟสลับ 3 เฟส

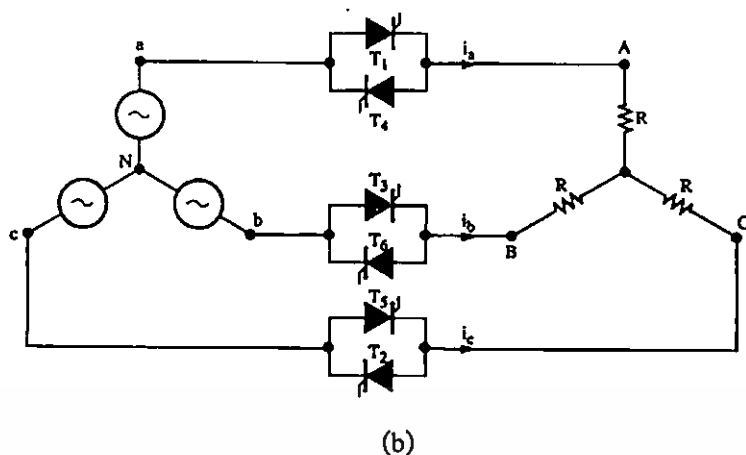
หลักการควบคุมแรงดันไฟสลับ 3 เฟส คือใช้วงจร 1 เฟส 3 วงจร แต่ละวงจรทำงานในแต่ละเฟสของแหล่งจ่ายไฟฟ้า ดังแสดงในภาพที่ 2.31 (a) เป็นวงจรที่ใช้ไทรแอก หรืออาจใช้ไทรสเตอร์ 6 ตัวแทนได้ดังภาพที่ 2.31 (b) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ วงจรไทรสเตอร์ 6 ตัวเป็นวงจรควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม ภาพที่ 2.31 แสดงวงจรควบคุมแรงดันไฟสลับ 3 เฟส ที่มีโหลดเป็นตัวต้านทาน

(a) วงจรที่ใช้ไทรแอก

(b) วงจรที่ใช้ไทรสเตอร์



ภาพที่ 2.31 (ต่อ)

พิจารณาจากวงจรในรูป 2.31(b) ไทริสเตอร์ T_1, T_3, T_5 จะทำงานในครึ่งวัฏจักรบวกของแรงดันแหล่งจ่ายเฟส a, b และ c ตามลำดับ และไทริสเตอร์ T_4, T_6, T_2 จะทำงานในครึ่งวัฏจักรลบของแหล่งจ่ายตามลำดับเฟส a, b และ c เช่นกัน ดังนั้นลักษณะของสัญญาณจุดชนวนเกิดของไทริสเตอร์ทั้ง 6 ตัว จึงเหมือนกับการจุดชนวนเกิดของวงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่ควบคุมได้ อย่างไรก็ตามพัลส์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรควบคุมแรงดันไฟสลับ 3 เฟส คือพัลส์ต่อเนื่องหรือพัลส์ที่มีความกว้างมาก ๆ เท่านั้น

เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทาน การควบคุมแรงดันไฟสลับที่โหลด 3 เฟส ทำได้โดยการควบคุมมุมจุดชนวนเกิดของไทริสเตอร์ (α) ย่านของการควบคุมแรงดันไฟสลับที่โหลด จกค่าศูนย์จนถึงค่าสูงสุดอยู่ในย่านที่กำหนดไว้ในสมการ (2.81)

$$0 \leq \alpha \leq 150^\circ \quad (2.81)$$

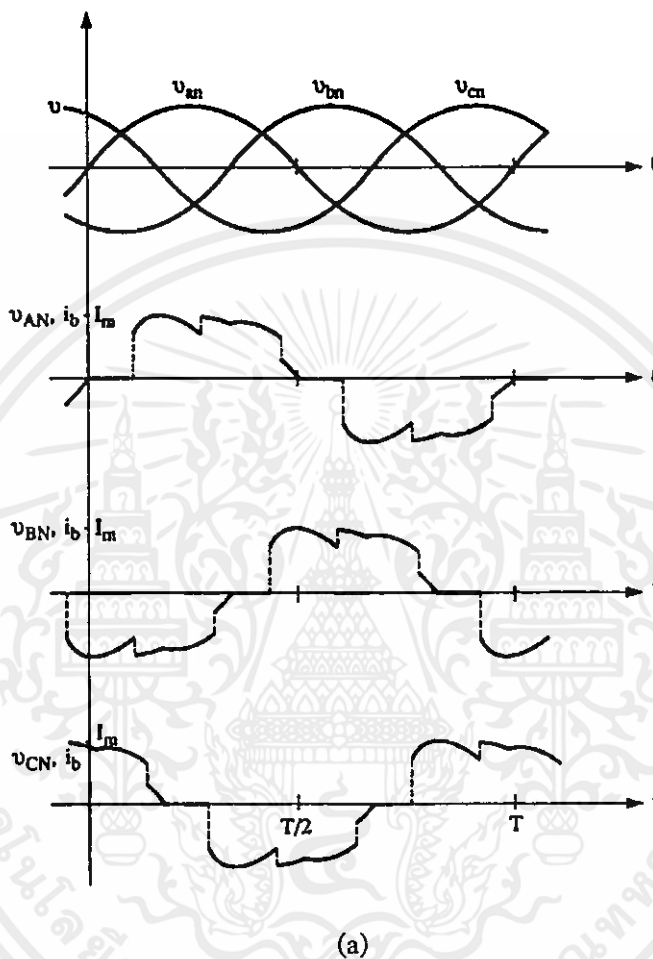
การทำงานของวงจรแบ่งออกเป็น 3 ย่านของวงจรการควบคุมคือ

1. มุมจุดชนวนมีค่า $0 \leq \alpha < 60^\circ$ เมื่อจุดชนวนเกิดที่มุม $\alpha < 30^\circ$ กระแสโหลดจะมีค่าคงที่ เพราะเป็นย่านที่แรงดันระหว่างเฟสซ้อนทับกันจึงเป็นย่านที่ควบคุมไม่ได้ แต่ถ้าจุดชนวนเกิดที่มุม $\alpha < 60^\circ$ ไทริสเตอร์ในวงจรจะทำงานในสภาวะที่นำกระแสพร้อมกัน 2 ตัว หรือนำกระแสพร้อมกัน 3 ตัว โดยไทริสเตอร์แต่ละตัวจะหยุดนำกระแสเมื่อได้รับไบแอสกลับจากการทำงานของไทริสเตอร์ตัวอื่น ๆ ในลำดับเฟสเดียวกัน รูปคลื่นของแรงดันโหลดและกระแสโหลดแต่ละเฟสแสดง

เอกสารในภาพที่ 2.32 (a) นี้ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด 2. มุมจุดชนวนมีค่า $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ เมื่อจุดชนวนเกิดที่มุม α ระหว่าง 60° แต่ไม่เกิน 90° จะเป็นผลให้ไทริสเตอร์เพียง 2 ตัวเท่านั้นทำงานในวงจรตลอดย่านของมุมจุดชนวนดังกล่าวรูปคลื่นของแรงดันโหลดและกระแสโหลดแต่ละเฟสแสดงในภาพที่ 2.32 (b)

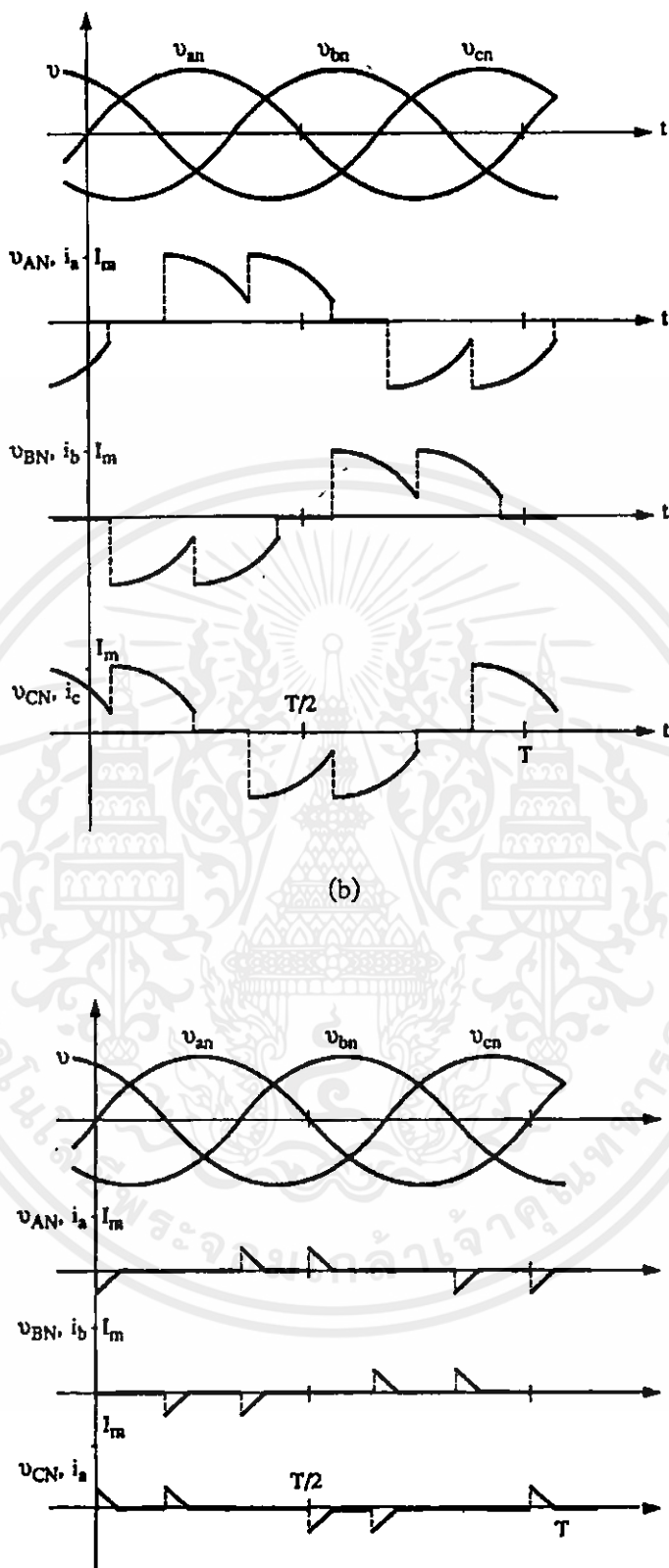
3. มุมจุดชนวนมีค่า $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ เมื่อจุดชนวนเกิดที่มุม α ระหว่าง 90° แต่ไม่เกิน 150° จะเป็นผลให้ทรินสเตอร์เพียง 2 ตัวเช่นกันทำงานในวงจรตลอดย่านของมุมจุดชนวนดังกล่าวรูปคลื่นของแรงดัน โทลด์และกระแสโทลด์แต่ละเฟสแสดงในภาพที่ 2.32 (c)



ภาพที่ 2.32 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสแต่ละเฟสที่โหลดตัวต้านทาน ของวงจรควบคุมไฟ สลับ 3 เฟส เมื่อจุดชนวนเกิดที่ย่าน $0^\circ < \alpha < 150^\circ$

- (a) จุดชนวนที่ $\alpha < 60^\circ$
 (b) จุดชนวนที่ $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$
 (c) จุดชนวนที่ $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$

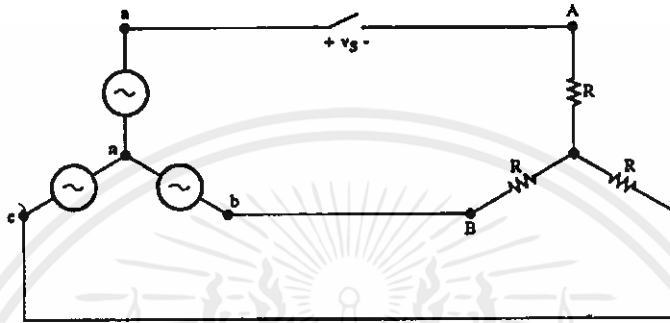
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ (c) เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ (ต่อ) ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าแรงดันพิกัด (Voltage rating) ของไทรสเตอร์ที่ใช้ในวงจรสามารถพิจารณาได้จาก สวิตช์ (S) ในเฟส A ดังภาพที่ 2.33 สมมติว่าสวิตช์ (S) เปิดวงจร แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะมีค่า เท่ากับ

$$V_S = V_{an} + V_{nb} + V_{BO} \quad (2.82)$$



ภาพที่ 2.33 วงจรสามเฟสที่ใช้หาค่า Voltage rating ของไทรสเตอร์

ถ้าสวิตช์ (S) เปิดวงจร จะทำให้ V_{BO} มีค่าเท่ากับ $\frac{V_{BC}}{2}$ ดังนั้นสมการที่ (2.82) จะเปลี่ยนรูป ใหม่คือ

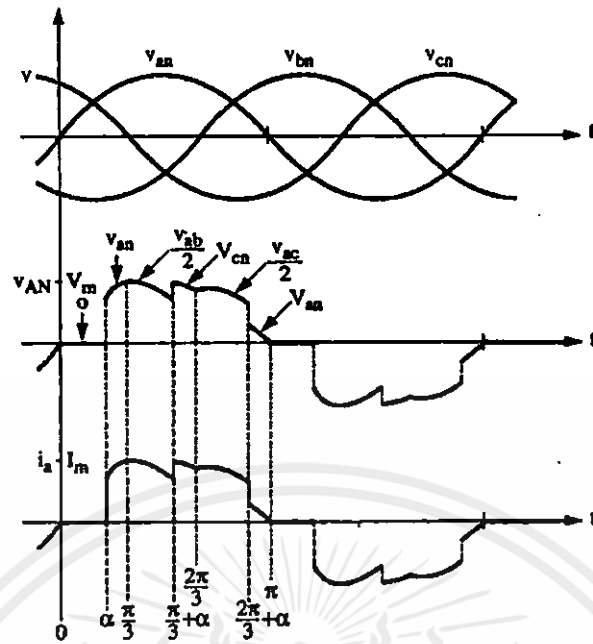
$$V_S = V_{an} + V_{nb} + 0.5V_{BC}$$

$$V_S = V_{ab} + 0.5V_{bc}$$

$$\therefore V_S = 1.5V_{cn} \quad (2.83)$$

การวิเคราะห์คลื่นกระแสและแรงดันโหลด เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานในระบบ 3 เฟส สามารถเลือกพิจารณากระแสและแรงดันโหลดเพียง 1 เฟสได้ ดังตัวอย่างในภาพที่ 2.34 เลือกกระแสเฟส A (i_a) มาทำการวิเคราะห์ลักษณะของรูปคลื่นและขนาดของรูปคลื่นที่เกิดขึ้น ซึ่งแปรไปตามขนาดของมุมจุดชนวนเกด (α) ของไทรสเตอร์ ในทำนองเดียวกัน แรงดันเฟส A (V_{AN}) สามารถวิเคราะห์ได้ดังภาพที่ 2.34 เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.34 แสดงการวิเคราะห์ขนาดของรูปคลื่นกระแส i_a และแรงดัน V_{AN} ที่เกิดกับโหลดตัวต้านทาน 3 เฟส เมื่อจุดชนวนเกิดที่มุม $\alpha < 60^\circ$

เมื่อวิเคราะห์รูปคลื่นกระแสที่มุมจุดชนวน (α) คือ $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$ จะได้ดังนี้

$$i_a = 0, \quad V_{AN} = 0 \quad \text{เมื่อ } 0 < \omega t < \alpha$$

$$i_a = \frac{V_{cn}}{R}, \quad V_{AN} = V_{cn} \quad \text{เมื่อ } \alpha < \omega t < \frac{\pi}{3}$$

$$i_a = \frac{V_{ab}}{2R}, \quad V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2R} \quad \text{เมื่อ } \frac{\pi}{3} < \omega t < \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$$

$$i_a = \frac{V_{an}}{R}, \quad V_{AN} = V_{an} \quad \text{เมื่อ } \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) < \omega t < \frac{2\pi}{3}$$

$$i_a = \frac{V_{ac}}{2R}, \quad V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2} \quad \text{เมื่อ } \frac{2\pi}{3} < \omega t < \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งนี้ ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา และต้องขออนุญาตใช้เอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกันเมื่อวิเคราะห์รูปคลื่นของ i_a และ V_{AN} ที่มุมจุดชนวนเกด (α) มีค่าเท่ากับ $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ จะได้ความสัมพันธ์ของขนาดกระแส i_a และแรงดัน V_{AN} ดังนี้

$$i_a = 0, \quad V_{AN} = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \left(\alpha - \frac{\pi}{3}\right) < \omega t < \alpha$$

$$i_a = \frac{V_{ab}}{2R}, \quad V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2} \quad \text{เมื่อ} \quad \alpha < \omega t < \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$i_a = \frac{V_{ac}}{2R}, \quad V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2} \quad \text{เมื่อ} \quad \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) < \omega t < \left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)$$

ลักษณะของรูปคลื่นกระแส i_a และแรงดัน V_{AN} เมื่อจุดชนวนเกดที่มุม $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ ดังแสดงในภาพที่ 2.35 (a) และเมื่อจุดชนวนเกดที่มุม $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ ความสัมพันธ์ของกระแส i_a และแรงดัน V_{AN} จะมีลักษณะดังสมการต่อไปนี้ และรูปคลื่นกระแส i_a และแรงดัน V_{AN} เมื่อ $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ แสดงในภาพที่ 2.35 (b)

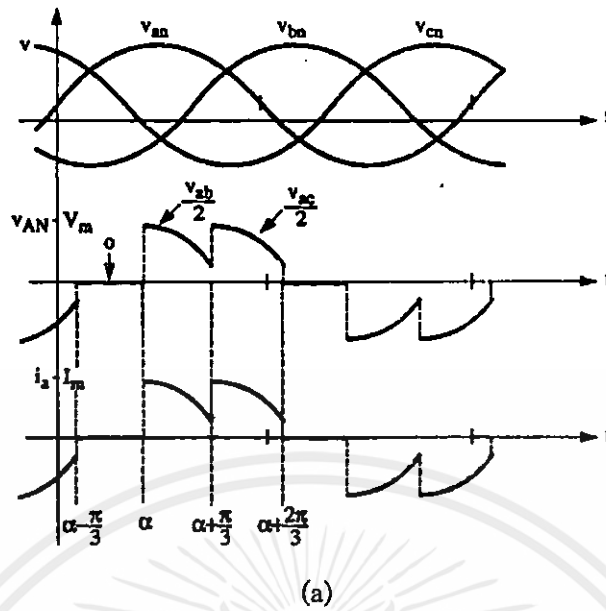
$$i_a = 0, \quad V_{AN} = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \frac{\pi}{6} < \omega t < \alpha$$

$$i_a = \frac{V_{ab}}{2R}, \quad V_{AN} = \frac{V_{ab}}{2} \quad \text{เมื่อ} \quad \alpha < \omega t < \frac{5\pi}{6}$$

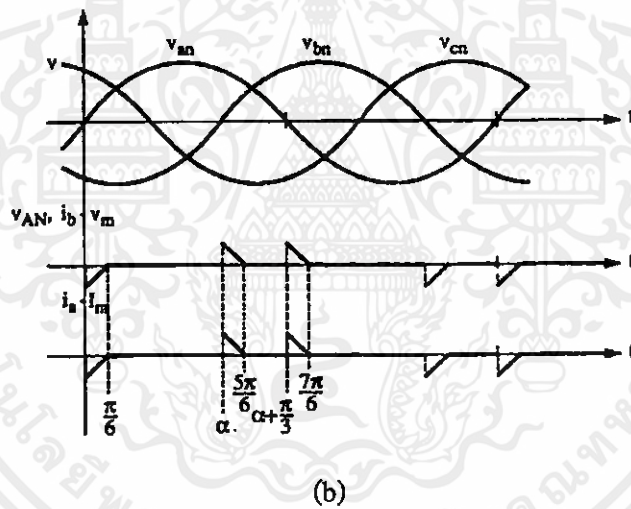
$$i_a = 0, \quad V_{AN} = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \frac{5\pi}{6} < \omega t < \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$i_a = \frac{V_{ac}}{2R}, \quad V_{AN} = \frac{V_{ac}}{2} \quad \text{เมื่อ} \quad \left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) < \omega t < \frac{7\pi}{6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

ภาพที่ 2.35 แสดงลักษณะและขนาดของรูปคลื่น i_a, V_{AN} ของวงจรควบคุมไฟสลับ 3 เฟส เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทาน

(a) รูปคลื่น i_a, V_{AN} เมื่อจุดชนวนเกิดที่มุม $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$

(b) รูปคลื่น i_a, V_{AN} เมื่อจุดชนวนเกิดที่มุม $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$

การคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้า อาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลด เนื่องจากการควบคุมแรงดันไฟสลับของวงจรควบคุมไฟสลับ 3 เฟส เมื่อโหลดเป็นตัวต้านทานมี 3 ย่านซึ่งแปรค่าไปตามมุมจุดชนวนเกิด กล่าวคือเมื่อ $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$, $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ และ $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ ดังสมการการคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าอาร์.เอ็ม.เอส. ที่โหลด จึงมี 3 สมการต่อไปนี้

1. เมื่อ $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$

$$\begin{aligned}
 V_{o(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} V_{am}^2 d\omega t} \\
 &= \sqrt{6V} \cdot \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d\omega t \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{2}} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d\omega t \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{3} d\omega t \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \\
 \therefore V_{o(RMS)} &= \sqrt{6} \cdot V \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \tag{2.84}
 \end{aligned}$$

2. เมื่อ $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$

$$\begin{aligned}
 V_{o(RMS)} &= \sqrt{6} \cdot V \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} \frac{\pi}{3} + \alpha} d\omega t \frac{\sin^2 \omega t}{4} + \int_{\frac{\pi}{2} \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} \frac{\pi}{3} + \alpha} d\omega t \frac{\sin^2 \omega t}{4} \right] \right\} \\
 \therefore V_{o(RMS)} &= \sqrt{6} \cdot V \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} + \frac{3 \sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \tag{2.85}
 \end{aligned}$$

3. เมื่อ $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$

$$V_{o(RMS)} = \sqrt{6} \cdot V \left\{ \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2} \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \frac{\sin^2 \omega t}{4} d\omega t \right] \right\}^{\frac{1}{2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ไม่ใช่ทางการค้า ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันที่ออกเอกสารนี้ไว้ใช้

$$\therefore V_{o(RMS)} = \sqrt{6} \cdot V \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^2 \quad (2.86)$$

หมายเหตุ $V = V_L / \sqrt{3}$ (Phase voltage)

2.4.3 วงจรจุดชนวนเกิดด้วยวงจรรวมสำหรับการควบคุมเฟสเบอร์ TCA785

2.4.3.1 คุณสมบัติของวงจรรวม TCA785

วงจรรวมเบอร์ TCA785 ผลิตโดยบริษัท Siemens ประเทศสหพันธ์รัฐเยอรมัน ใช้ในงานควบคุมเฟสโดยเฉพาะหรือใช้ได้กับวงจร Line commutated converter ใช้ได้กับระบบไฟฟ้า 1 เฟส และ 3 เฟส สามารถปรับมุมจุดชนวนเกิดได้ตั้งแต่ 0° ถึง 180° และสามารถสร้างลักษณะของพัลส์ได้หลายรูปแบบตามลักษณะของโหลด เช่น Single short Pulse , Continuous pulse , Long pulse เป็นต้น ใช้งานได้ดีในย่านความถี่ระหว่าง 10 Hz ถึง 500Hz ต้องการไฟเลี้ยงกระแสตรงขนาด 8 Vdc ถึง 18 Vdc ใช้งานได้ดีในย่านอุณหภูมิ -25°C ถึง $+85^\circ\text{C}$ กินกระแสไฟฟ้าประมาณ 4.5 mA -10 mA อินเตอร์เฟสได้โดยตรงกับลอจิกเกตที่ใช้แรงดัน +15 Vdc (เช่น CMOS) สามารถจ่ายกระแสไฟฟ้านอกของวงจรที่ขา 14 และ 15 ได้ประมาณ 250 mA สัญญาณด้านออกมีทั้งแบบปกติและแบบกลับสัญญาณ มี Inhibit function ควบคุมการกำเนิดสัญญาณ และสามารถใช้งานในลักษณะ Zero crossing ได้ด้วย

2.4.3.2 การทำงานของวงจรรวม TCA785

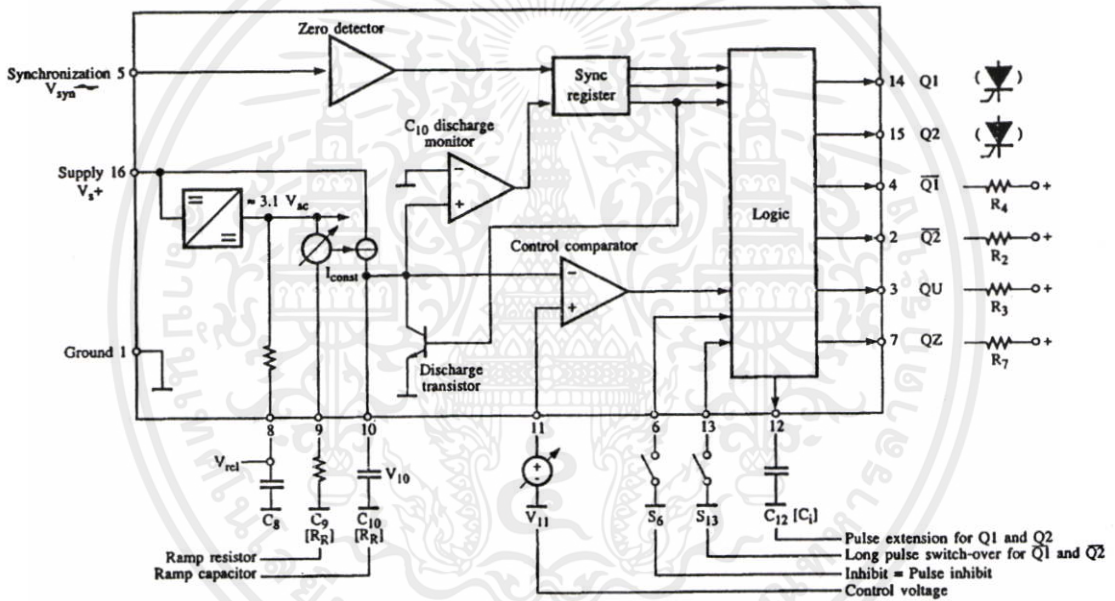
พิจารณาแผนภาพกรอบแสดงโครงสร้างภายในของ TCA785 ซึ่งเป็นวงจรรวมแบบ LSI มี 16 ขา บรรจุแบบตัวถังพลาสติกดังภาพที่ 2.36 จะเห็นว่าขา 16 คือ $+V_S$ รับแรงดันไบแอสในย่าน +8 Vdc ถึง +18 Vdc โดยขา 1 เป็นจุดดิน แรงดันควบคุมภายในเป็นแรงดันอ้างอิง คือ $V_{ref} \approx 3.1\text{ V}$ วัดได้ที่ขา 8 โดยตัว C_8 ทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณรบกวน ขา 5 คือขาที่รับแรงดันเชิงโคโรไนซ์ (V_{sm}) ซึ่งเป็นแรงดันไฟสลับจากแหล่งจ่ายไฟสลับที่ต่อกับวงจรภาคกำลัง โดยต่อนิวตรอนกับขา 1, R_8 คือตัวต้านทานสร้างสัญญาณลาดเอียงและ C_{10} คือตัวเก็บประจุสัญญาณลาดเอียงต่อกับขา 9 และขา 10 ตามลำดับ ค่าของ C_{10} มีค่าในย่าน 500 pF ถึง $1\mu\text{F}$ และ R_8 มีค่าเหมาะสมในย่าน $3k\Omega - 300k\Omega$

ค่า R_8 และ C_{10} จะเป็นตัวกำหนดขนาดของสัญญาณลาดเอียง (V_{10}) ถ้า R_8 และ C_{10} มีค่ามาก ความลาดเอียงของ V_{10} ตามไปด้วย ขา 11 ของ TCA785 คือขาที่ต่อแรงดัน ควบคุมเป็นแรงดันไฟตรงปรับค่าได้แรงดันควบคุม (V_{11}) นี้จะป้อนเข้าขาบวก (+) ของออปแอมป์เปรียบเทียบสัญญาณควบคุมในภาพที่ 2.36 โดยเทียบกับแรงดัน V_{10} เพื่อกำหนดขนาดของมุมจุดชนวนที่ด้านออกของวงจร ดังแสดงในภาพที่ 2.37 จะเห็นว่าสัญญาณด้านออกของวงจรมีที่ขา 14

และขา 15 โดยพัลส์ที่ขา 15 จะทำงานในช่วงเวลา $\omega t = 0^\circ - 180^\circ$ และ พัลส์ที่ขา 14 จะทำงานที่ $\omega t = 180^\circ - 360^\circ$ ขนาดความกว้างของพัลส์ด้านออกคือ β ปกติถ้าไม่ต่อ C_{12} จะมีค่า $\beta = 30 \mu\text{s}$ แต่สามารถเปลี่ยนค่า β ได้โดยใช้ค่า C_{12} ต่อเข้าที่ขา 12 ดังแสดงความสัมพันธ์ของค่า C_{12} กับค่า β ในตารางที่ 2.3

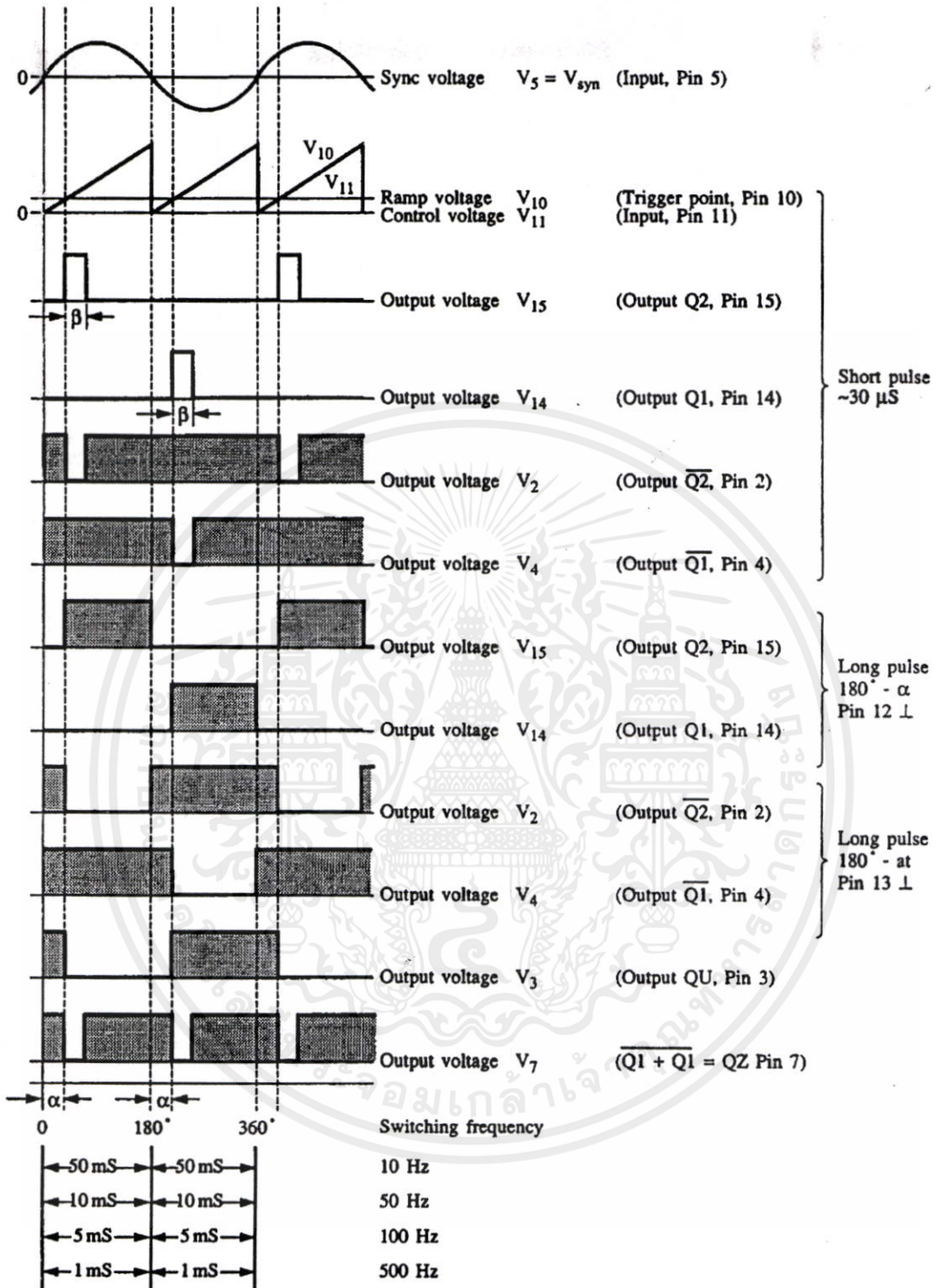
ตารางที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ของความกว้างของพัลส์ด้านออกกับค่า C_{12}

$C_{12} (pF)$	0	150	220	330	680	1000
Pulse width (μs)	30	93	137	205	422	620



ภาพที่ 2.36 แสดงโครงสร้างภายในของวงจรรวมเบอร์ TCA765

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.37 แสดงรูปคลื่นสัญญาณด้านเข้า และด้านออกที่สำคัญของวงจรรวมเบอร์ TCA785

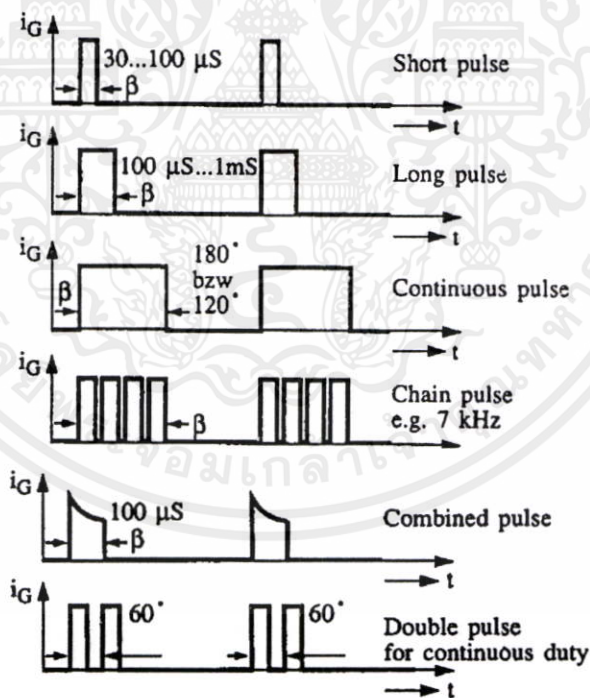
สำหรับขา 2 และขา 4 คือสัญญาณกลับของ V_{15} และ V_{14} สัญญาณลักษณะพัลส์เดี่ยวที่มี $\beta = 30 \mu S$ นั้น จะเกิดได้เมื่อไม่มีการต่อ C_{12} เข้าที่ขา 12 แต่ถ้าต้องการให้พัลส์ด้านออกเป็นพัลส์ยาว ทำได้โดยการต่อขา 12 กับจุดดิน และถ้าต้องการให้สัญญาณด้านออกที่ขา 2 และ 4 เป็น

เป็นพัลส์ยาวด้วยจะต้องต่อขา 13 เข้ากับจุดดินด้วย ดังรูปคลื่นที่แสดงในภาพ 2.37

2.4.3.3 ลักษณะของพัลส์ด้านออกชนิดต่าง ๆ

การสร้างพัลส์ด้านออกให้มีรูปร่างแตกต่างกันนั้น ขึ้นอยู่กับชนิดของโหลดในวงจรกำลังที่ไทรสเตอร์นั้นต่อควบคุม โหลดอยู่ ลักษณะของพัลส์มีหลายแบบดังภาพ 2.38 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

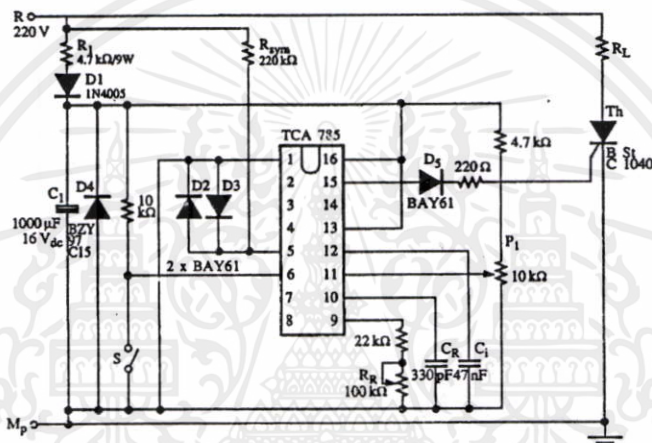
- Short pulse ($\beta = 30 - 100 \mu\text{s}$) สำหรับโหลดตัวต้านทาน
- Long pulse ($\beta = 100 \mu\text{s} - 1\text{ms}$) สำหรับโหลดตัวต้านทานที่กินกระแสสูง หรือโหลดตัวเหนี่ยวนำ
- Continuous pulse ($\beta = 180^\circ - \alpha$) สำหรับโหลดตัวเหนี่ยวนำที่มีค่า L สูงมาก ๆ
- Combined pulse สำหรับวงจรที่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกต ($di/dt = 1 - 3\text{A}/\mu\text{s}$) หรือสำหรับจุดชนวนเกตไทรสเตอร์ที่ต่ออนุกรมกัน
- Double pulse ใช้สำหรับวงจรจุดชนวนไทรสเตอร์ในวงจร 3 เฟส บริดจ์



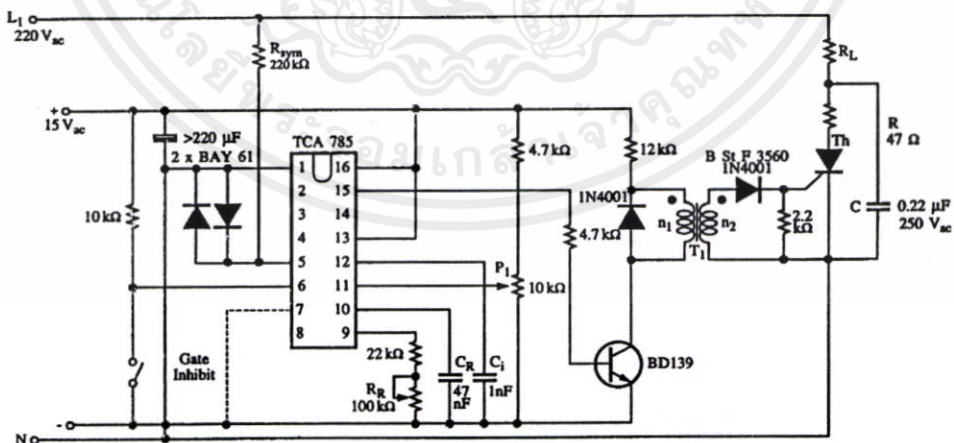
ภาพที่ 2.38 ลักษณะของพัลส์จุดชนวนเกตของไทรสเตอร์แบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 2.4.3.4 วงจรควบคุมเฟสที่จุดชนวนด้วย TCA785 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด วงจรรวม TCA785 สามารถนำไปใช้จุดชนวนเกตของไทรสเตอร์ในวงจรเรียงกระแสที่ควบคุมได้ทั้งแบบ 1 เฟสและ 3 เฟส ได้ทุกวงจร ทั้งชนิดครึ่งคลื่นหรือเต็มคลื่น และชนิดครึ่งบริดจ์หรือ

เต็มบริจค์ ดังวงจรตัวอย่างในภาพที่ รูป 2.39 (a) เป็นการจูดขนวนไทรสเตอร์เบอร์Bst-C1040 ที่ควบคุมโหลดแบบ 1 เฟสครึ่งคลื่น โดยใช้พัลส์ด้านออกของวงจรถูดขนวนโดยตรงและใช้ไดโอด D_5 เป็นตัวป้องกันวงจรถูดขนวน สังเกตเห็นว่าที่ขา 5 จะต่อกับตัวต้านทาน $R_{syn} = 220k\Omega$ เพื่อป้องกันแรงดัน 220 V ไม่ให้ต่อโดยตรงกับตัววงจรรวม ไดโอด D_2 และ D_3 ทำหน้าที่ขริบรูปคลื่นของ V_{syn} ให้มีขนาดเท่ากับ $1.4 V_{p-p}$ และตัวต้านทาน $P_1 = 10k\Omega$ เป็นตัวปรับขนเคขของแรงดันควบคุม (V_{11}) เพื่อควบคุมมุมจูดขนวนเกต (α) ของไทรสเตอร์โดยต่อไฟตรงไบแอสที่ขา 16 และขา 1 ด้วยซีเนอร์ขนาด 15 V และมี $C_1 = 1000\mu F$ เป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบ และไดโอด D_1 เป็นไดโอดเรียงกระแสป้อนเข้าวงจร



(a)



(b)

เอกสารนี้ ภาพที่ 2.39 การจูดขนวนวงจร 1 เฟสครึ่งคลื่น ด้วย TCA785 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

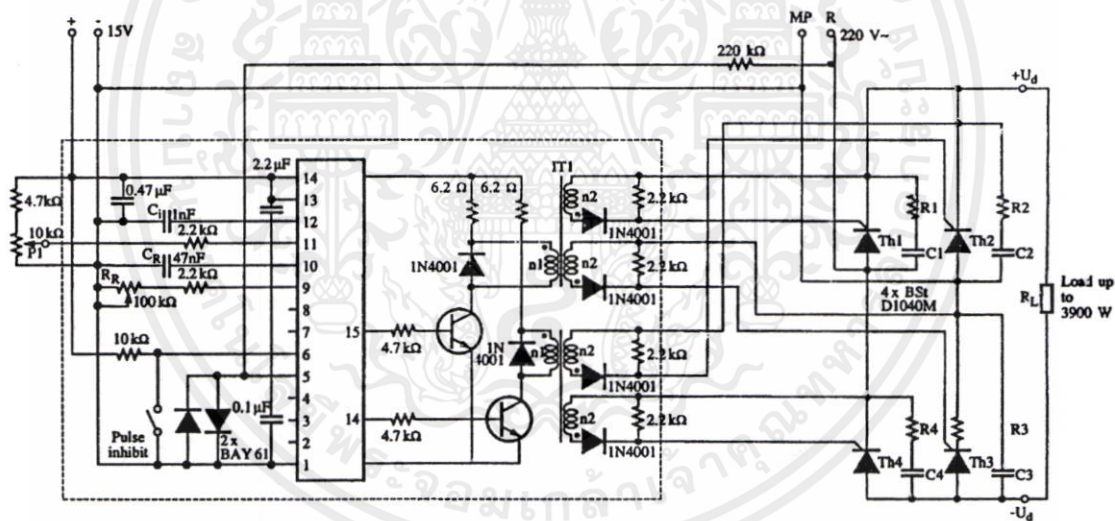
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น (a) Phase control with direct triggered อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(b) Phase control with transistor pulse amplifier and trigger pulse transformer

วงจรในภาพที่ 2.39 (b) สัญญาณด้านออกที่ขา 15 ของวงจรจะผ่านทรานซิสเตอร์สวิทช์เบอร์ BD139 เพื่อขยายสัญญาณกระแสผ่านหม้อแปลงพัลส์จำนวน T_1 เพื่อจ่ายพัลส์จำนวนให้กับไทรสเตอร์ให้ได้รับกระแสเกตอย่างเพียงพอ การใช้หม้อแปลงพัลส์เพื่อแยกการเชื่อมโยงทางไฟฟ้าระหว่างภาคควบคุมกับภาคกำลัง สามารถป้องกันวงจรควบคุมได้เป็นอย่างดี

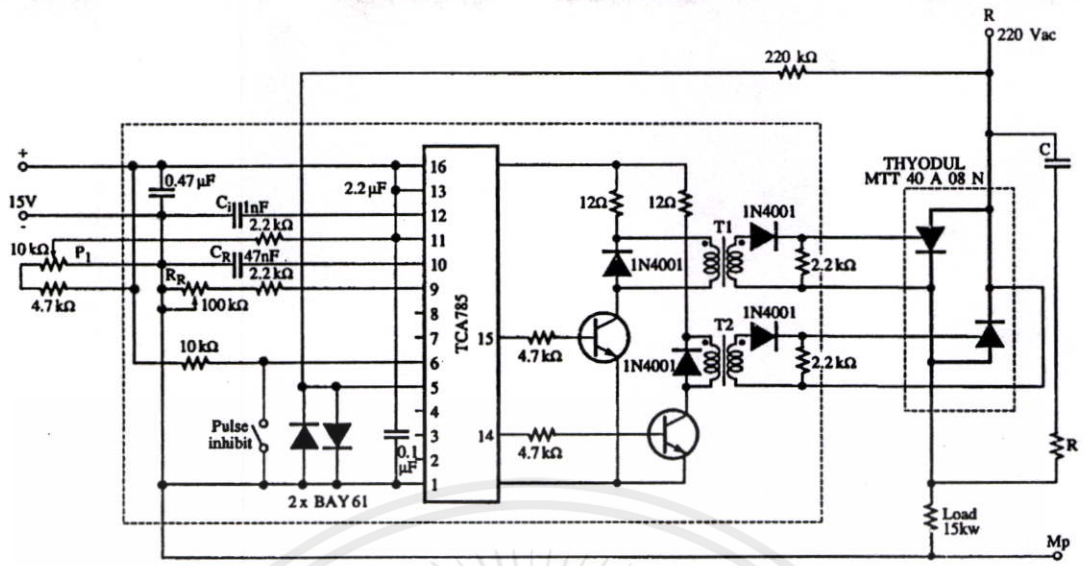
การจุดชนวนวงจรเรียงกระแส 1 เฟสที่ควบคุมเต็มบริดจ์ ต้องใช้วงจรจุดชนวนที่จ่ายพัลส์ได้ 2 ชุด ที่แยกจุดแคโทดของไทรสเตอร์ที่ต้องทำงานพร้อมกัน จากวงจรในภาพที่ 2.40 ไทรสเตอร์ Th1 และ Th3 ต้องทำงานพร้อมกันที่เวลา $\omega t = 0^\circ - 180^\circ$ และไทรสเตอร์ Th2 และ Th4 ต้องทำงานพร้อมกันที่เวลา $\omega t = 180^\circ - 360^\circ$ ดังนั้นการแยกพัลส์จุดชนวนเป็น 2 ชุดทำได้โดยการใช้หม้อแปลงพัลส์ที่มีขดทุติยภูมิ 2 ขด จึงจะทำงานพร้อมกันได้อย่างปลอดภัย ดังในภาพที่ 2.40

การจุดชนวนเกตไทรสเตอร์ 2 ตัวในวงจรควบคุมไฟสลับ 1 เฟส แสดงดังในภาพ 2.41 (a) จะเห็นว่าหม้อแปลงพัลส์จุดชนวนในวงจรนี้ไม่จำเป็นต้องใช้ชนิดที่มีขดทุติยภูมิ 2 ขด เหมือนวงจรบริดจ์ ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันโหนดและกระแสโหนดแสดงในภาพ 2.41 (b)

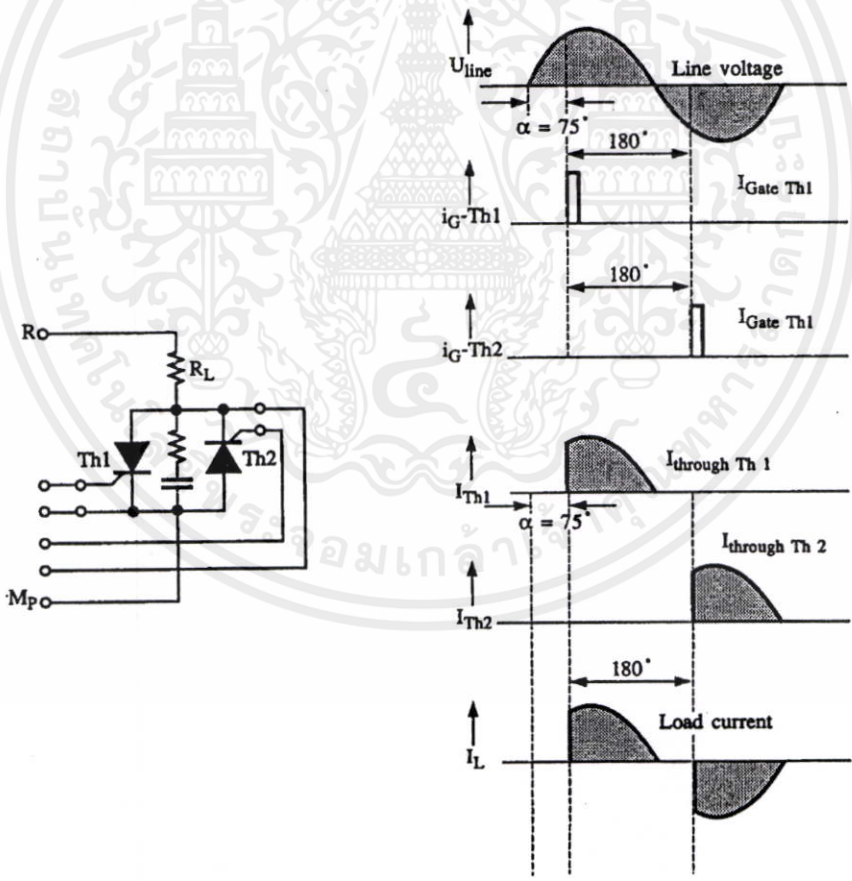


ภาพที่ 2.40 วงจรจุดชนวนเกตของไทรสเตอร์ในวงจรเรียงกระแส 1 เฟสเต็มคลื่น ที่ควบคุมแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ภาพที่ 2.41 แสดงการจุดชนวนวงจรควบคุมแรงดันไฟสลับ 1 เฟสด้วย TCA785

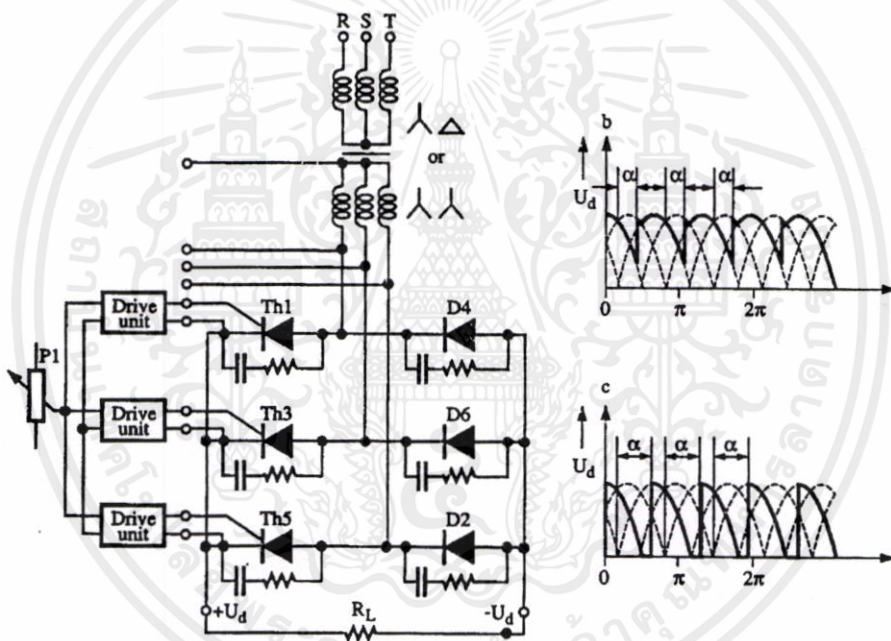
ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามลอกเลียนแบบหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องรับผิดชอบต่อข้อผิดพลาดทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(a) วงจร 1 Phase AC-voltage control ที่จุดชนวนด้วย TCA785

(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดันโหนดของวงจร

2.4.3.5 วงจร 3 เฟสที่ควบคุมด้วย TCA785

วงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่ควบคุมด้วย TCA785 เช่น วงจรเรียงกระแส 3 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุมครึ่งบริดจ์ และวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ครึ่งคลื่น จะใช้วงจรจุดชนวนวงจรวงจรเดียวกัน เพราะมีไทรสเตอร์ทำงานบนสายไฟสลับ 3 เฟส เฟสละ 1 ตัว ลักษณะของวงจรวงจรจุดชนวนจะใช้วงจรวงจร TCA785 3 ตัว แต่ละตัวทำงานควบคุมไทรสเตอร์ตัวละ 1 เฟส โดย TCA785 ที่รับแรงดัน V_{syn} จากสายเฟส R จะจ่ายพัลส์จุดชนวนให้กับไทรสเตอร์ที่ทำงานบนเฟส R และสำหรับเฟส S และ T ก็เช่นเดียวกัน ดังวงจรตัวอย่างในภาพที่ 2.42 คือวงจรเรียงกระแส 3 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุมครึ่งบริดจ์ จะเห็นว่าใช้ตัวต้านทาน P_1 เพียงตัวเดียวต่อแรงดันควบคุม (V_{11}) ให้กับวงจรวงจรทั้ง 3 ตัวควบคุมพร้อม ๆ กัน

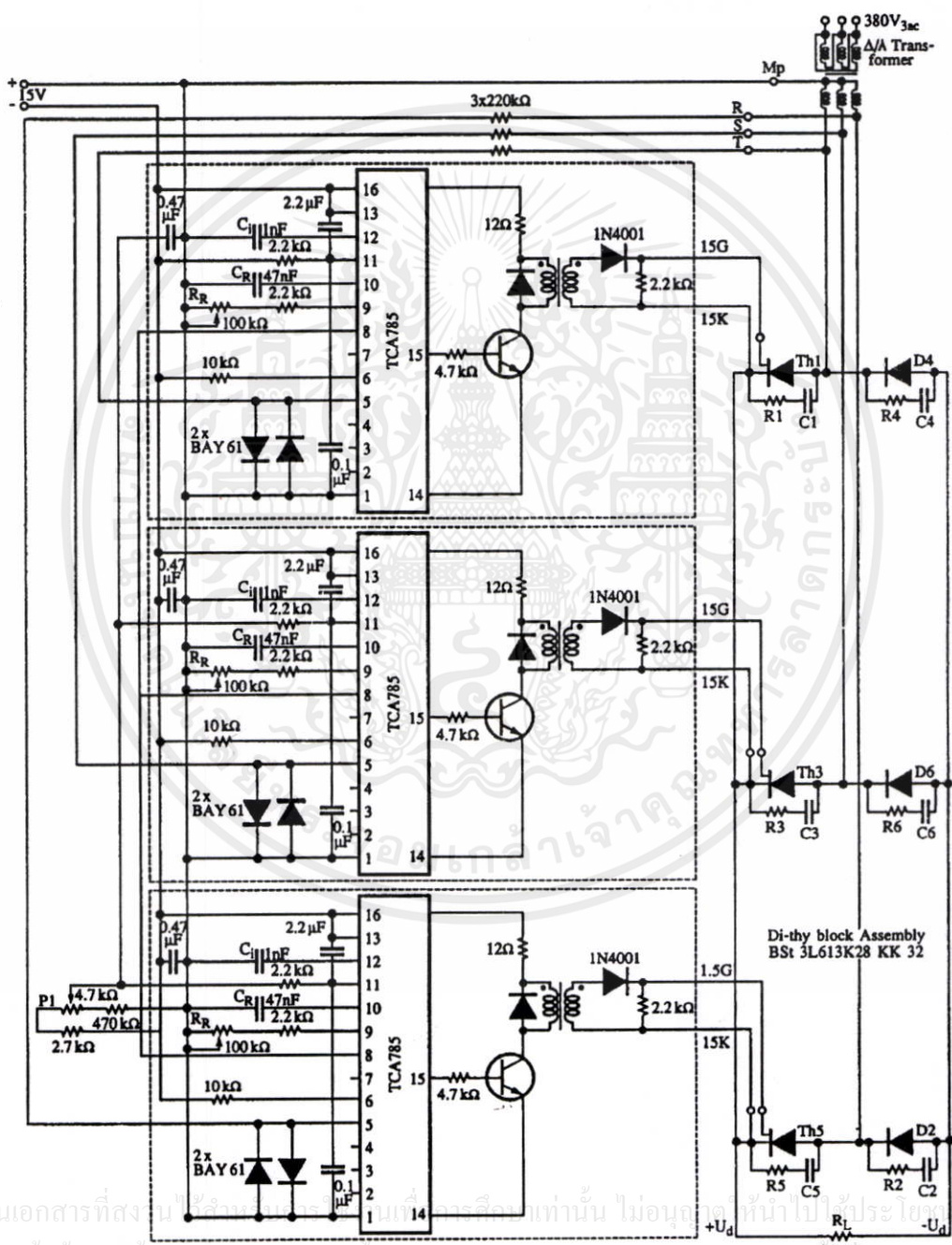


ภาพที่ 2.42 การจุดชนวนวงจรวงจร 3 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุมครึ่งบริดจ์โดยใช้ TCA785 3 ตัว

เมื่อพิจารณาวงจรในภาพ 2.42 โดยละเอียดจะแสดงได้ดังภาพ 2.43 จะเห็นว่าแรงดัน V_{syn} ที่ต่อเข้าขา 5 ของ TCA785 แต่ละตัวต้องต่อผ่าน R_{syn} ขนาด $220\text{ k}\Omega$ และวงจรมีแหล่งจ่ายไฟตรงภายนอกขนาด $+15\text{ Vdc}$ ต่อเข้าที่ขา 16 และลบต่อเข้ากับนิวตรอนของหม้อแปลง 3 เฟส การควบคุมกำลังไฟฟ้าที่โหลดควบคุมโดยตัวต้านทาน P_1

สำหรับวงจรวงจรตัวอย่างในภาพ 2.43 คือวงจรเครื่องเชื่อมไฟฟ้ากระแสตรง ใช้ในวงจรควบคุมการเชื่อมแบบ MIG/MAG ซึ่งต้องใช้แรงดันคงที่ขณะทำการเชื่อม การเชื่อมแบบ MIG/MAG ดังกล่าวต้องใช้กระแสไฟฟ้าขนาด 50 A ถึง 650 A และแรงดันไฟตรงต้องสามารถปรับค่าได้ระหว่าง 22 V ถึง 46 V โดยการปรับมุมจุดชนวน (α) ได้ระหว่างย่าน $\alpha = 0^\circ - 150^\circ$

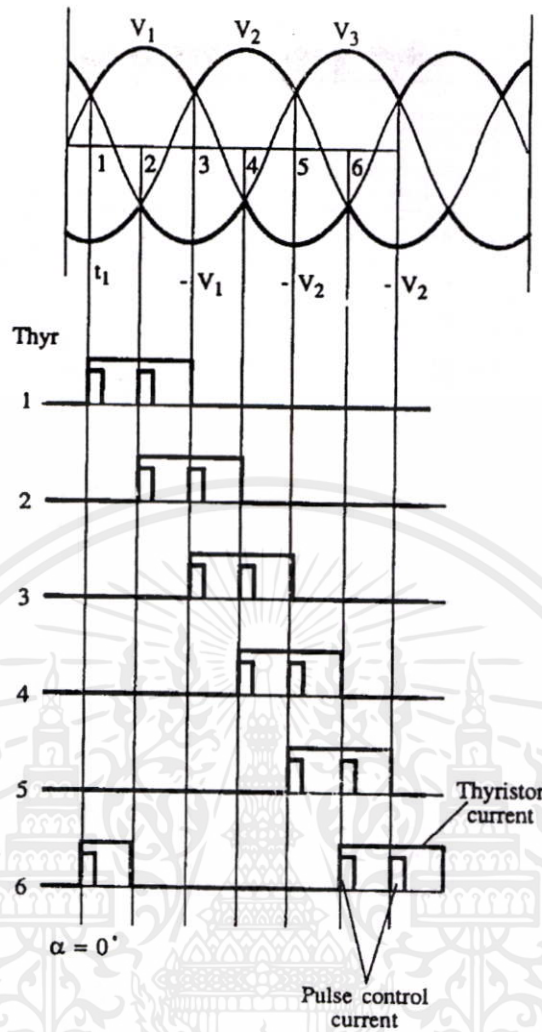
สำหรับการจูดชนวนเกตของไทรสเตอร์ 6 ตัว ในวงจรเรียงกระแส 3 เฟสที่ควบคุมได้แบบ
 บริดจ์ ดังแสดงในภาพที่ 2.45 เทคนิคที่สำคัญมากสำหรับวงจร 3 เฟสเต็มบริดจ์นี้ คือ พัลส์จูด
 ชนวนเกตต้องใช้พัลส์คู่ ในทางปฏิบัติแล้วสามารถต่อสัญญาณพัลส์คู่ได้โดยการต่อต้านหุติขภูมิ
 ของหม้อแปลงพัลส์จูดชนวนให้ถูกต้อง ดังในภาพที่ 2.45 และเมื่อวัดสัญญาณจูดชนวนเกตของ
 ไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัวจะแสดงให้เห็นลักษณะของพัลส์คู่ดังในภาพที่ 2.44



ภาพที่ 2.43 วงจรจูดชนวนเกตของไทรสเตอร์ 3 ตัวในวงจรเรียงกระแส 3 เฟสเต็มคลื่นที่ควบคุม
 แบบบริดจ์ ด้วย TCA785

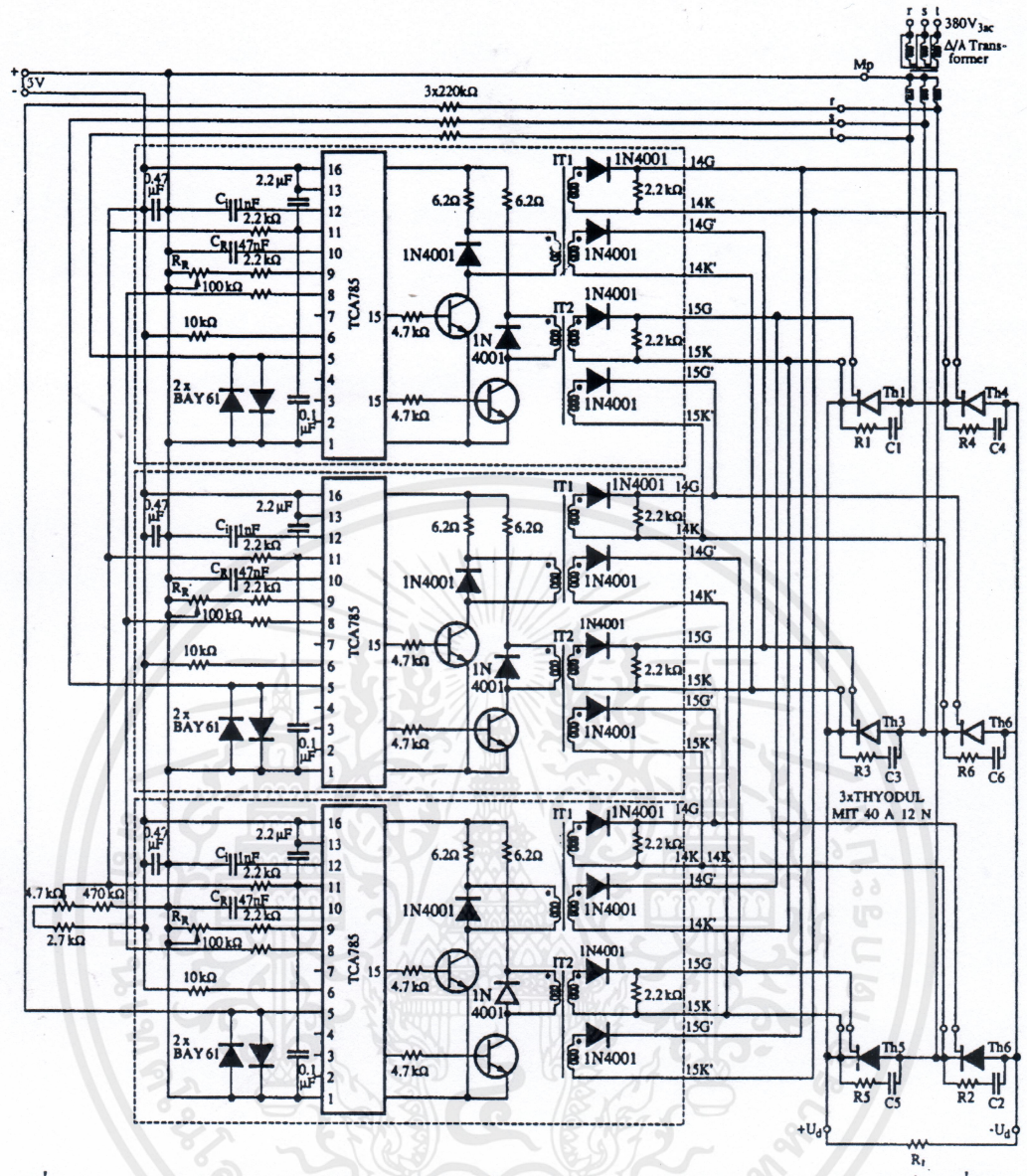
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.44 รูปคลื่นของสัญญาณจุดชนวนแบบพัลส์คู่ สำหรับวงจรเรียงกระแส 3 เฟส ที่ควบคุมเต็มบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.45 วงจรจุดชนวนเกตของไทรสเตอร์ 6 ตัว ในวงจรเรียงกระแส 3 เฟสเต็มคลื่นควบคุมแบบบริดจ์ ด้วย TCA785 แบบพัลส์คู่

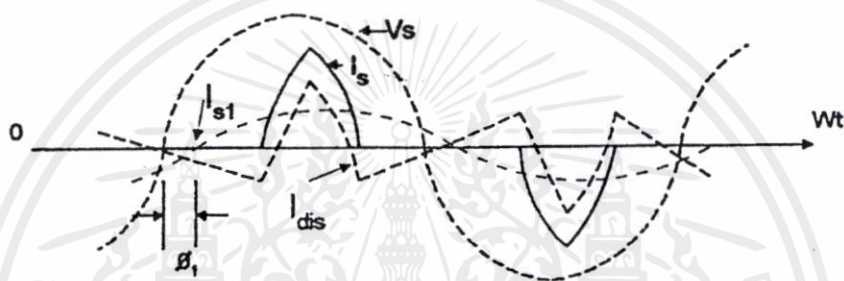
2.5 ทฤษฎีเกี่ยวกับแฟกเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนและการแก้

ในปัจจุบันการติดตั้งชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ชนิดปรับความถี่ (Variable Frequency Drive , VFD) และอุปกรณ์ชนิดไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear load) อื่น ๆ ในโรงงานอุตสาหกรรมต่าง ๆ ได้เพิ่มจำนวนสูงขึ้นอุปกรณ์เหล่านี้ได้สร้างแรงดันฮาร์มอนิกส์ (voltage harmonics) ขึ้นในระบบไฟฟ้าที่อุปกรณ์เหล่านี้ต่ออยู่ ฮาร์มอนิกส์ที่เกิดขึ้นทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า (voltage and current distortion) ส่งผลให้ระบบควบคุมการผลิตต่าง ๆ ทำงานผิดพลาด นอกจากนี้กระแสฮาร์มอนิกส์ยังทำให้ระบบไฟฟ้ามีค่าตัวประกอบกำลังต่ำ ก่อให้เกิดพลังงานสูญเสียเพิ่มมากขึ้น จากปัญหาดังกล่าวนี้ เป็นเพียงส่วนหนึ่งของปัญหาอีกจำนวนมากที่เกิดขึ้น

เนื่องจากฮาร์โมนิกส์ ซึ่งมีผลทำให้คุณภาพของพลังงานไฟฟ้า (power quality) ทั้งหมดของระบบลดลง

2.5.1 ความผิดเพี้ยนของกระแส

เนื่องจากการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของมอเตอร์ โดยใช้การควบคุมเฟสหรือเฟสคอนโทรลนั้นจะเกิด ฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) เข้ามารบกวนในระบบไฟฟ้าโดยส่วนรวมและมีผลทำให้รูปคลื่นกระแสเข้ามอเตอร์ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์มาก ดังในภาพที่ 2.46 ดังนั้นการคำนวณค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะต้องพิจารณาถึงผลกระทบของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อกระแสด้วย



ภาพที่ 2.46 แสดงความผิดเพี้ยนของกระแสไปจากรูปไซน์

จากภาพที่ 2.46 แสดงกระแส I_s ซึ่งเกิดจากอุปกรณ์ประเภทเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ โดยที่รูปคลื่นแรงดันเป็นไซน์ที่ความถี่พื้นฐาน ($\omega_1 = \omega, f_1 = f$) จะได้ว่า

$$V_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \quad (2.87)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_s(t) = I_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} I_{sh}(t) \quad (2.88)$$

เมื่อ I_{s1} คือ กระแสความถี่มูลฐาน

I_{sh} คือ ส่วนประกอบกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ ฮาร์โมนิกส์ h

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรที่ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
สมการที่ 2.88 สามารถกระจายออกได้ดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t - \phi_h) \quad (2.89)$$

เมื่อ ϕ_1 คือมุมระหว่างแรงดัน V_s กับกระแส I_{s1} ค่ากระแสรากของกำลังสองเฉลี่ย (rms) ของกระแสไลน์ สามารถคำนวณได้โดย

$$I_s = \sqrt{\left(I_{s1}^2 + \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)} \quad (2.90)$$

ผลรวมของความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส เรียกว่า THD (Total Harmonic Distortion) ส่วนประกอบความผิดเพี้ยนของกระแส I_{dis} หาได้จากสมการที่ 2.91 คือ

$$I_{dis}(t) = I_s(t) - I_{s1}(t) = \sum_{h \neq 1} I_{sh}(t) \quad (2.91)$$

เขียนในรูปของรากกำลังสองเฉลี่ย (rms) จะได้ว่า

$$I_{dis} = \sqrt{\left(I_s^2 - I_{s1}^2 \right)} = \sqrt{\left(\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right)} \quad (2.92)$$

ค่า THD จะถูกจำกัดความคือ

$$\begin{aligned} \%THD_i &= 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.93) \\ &= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \end{aligned}$$

$$= 100 \times \sqrt{\sum_{h \neq 1} \left(\frac{I_{sh}}{I_{s1}} \right)^2}$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยจากภาพที่ 2.46 นั้นสามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} P(t) dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} V_s(t) I_s(t) dt \quad (2.94)$$

แทนค่าสมการที่ 2.87 และ 2.89 ในสมการที่ 2.94 จะได้

$$P = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \sqrt{2}V_s \sin \omega_1 t \cdot \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t - \phi_1) dt$$

$$P = V_s I_{s1} \cos \phi_1 \quad (2.95)$$

ค่ากำลังงานไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power) S ; มีค่าเท่ากับ

$$S = V_s I_s \quad (2.96)$$

ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

$$P.F. = \frac{P}{S}$$

แทนค่าสมการที่ 2.95 และสมการที่ 2.96 ดังนั้นจะได้ว่า

$$P.F. = \frac{V_s I_{s1} \cos \phi_1}{V_s I_s} \quad (2.97)$$

$$= \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi_1 \quad (2.98)$$

ค่าตัวประกอบการกระจัด (Displacement power factor) DPF ; คือค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ในกรณีที่เกิดคลื่นแรงดันและกระแสเป็นรูปไซน์ ดังนั้น

$$DPF = \cos \phi_1$$

ส่วนในกรณีที่กระแสไม่เป็นไซน์ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกไปเผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P.F. = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.99)$$

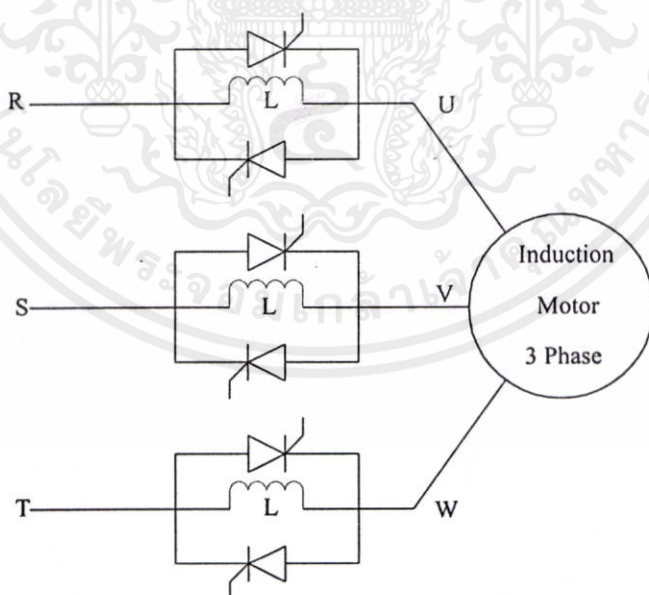
ถ้าคลื่นกระแสผิดเพี้ยนไปจากรูปไซน์มากคั้งนั้นค่า $\frac{I_{s1}}{I_s}$ จะมีค่าน้อย ซึ่งจะมีผลทำให้ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำลงและสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการที่ 2.93 และ 2.99 ได้คั้งนี้

$$P.F. = \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} DPF \quad (2.100)$$

สมการที่ 2.99 และ 2.100 มีความสำคัญมากโดยจะใช้ในการหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์และค่ากำลังไฟฟ้าของมอเตอร์ที่ถูกควบคุมโดยอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน โดยจะแสดงวิธีการคำนวณเพื่อเปรียบเทียบกับเครื่องมือวัด Harmonics Analyzer ต่อไป

2.5.2 การลดความผิดเพี้ยนของกระแส

ทฤษฎีเกี่ยวกับการลดความผิดเพี้ยนของกระแสมีอยู่หลายทฤษฎีด้วยกัน แต่ที่จะกล่าวถึงในวิทยานิพนธ์เล่มนี้คือการใส่ L เข้าไปขนานกับไทรสเตอร์ซึ่งต่อกลับหลังกันอยู่ในวงจรควบคุมแรงดันแบบสามเฟส ดังแสดงในภาพที่ 2.47 การต่อ L เข้าไปที่ตำแหน่งดังกล่าวก็เพื่อที่จะใช้คุณสมบัติของโหลด L (กระแสจะล่าหลังแรงดัน) ยึดกระแสที่ไม่ต่อเนื่องออกไปนั่นคือกระแสจะเป็นกระแสแบบต่อเนื่องมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ความผิดเพี้ยนของกระแสลดลงนั่นเอง



ภาพที่ 2.47 แสดงการต่อ L เข้าไปเพื่อลดความผิดเพี้ยนของกระแสในวงจรควบคุมแรงดัน

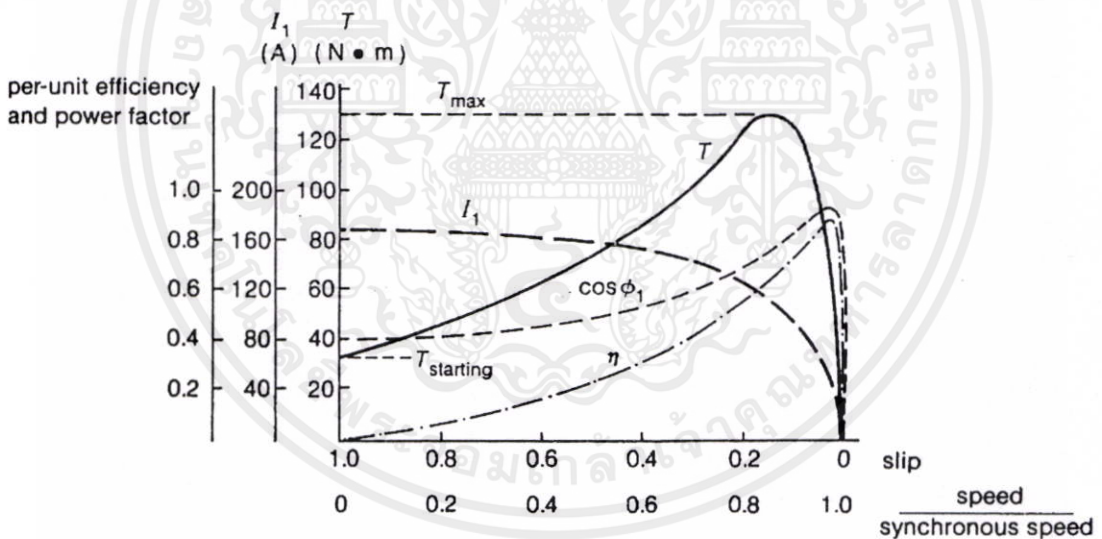
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

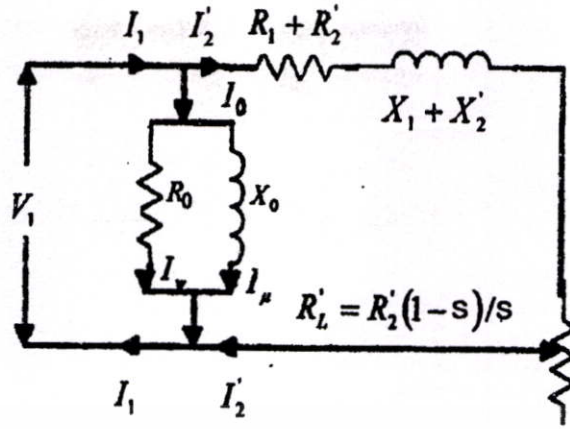
3.1 แนวคิดในการออกแบบ

จากกราฟแสดงคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 3.1 จะเห็นได้ว่ามอเตอร์จะมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับจุดสูงที่สุดเมื่อมอเตอร์ทำงานตรงกับจุดที่มอเตอร์มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ต่ำสุด และที่ความเร็วที่ใกล้เคียงกับความเร็วที่พิกัดด้วย ดังนั้นจึงใช้เงื่อนไขที่ห้ามอเตอร์ทำงานที่ความเร็วใกล้เคียงกับความเร็วที่พิกัดในแต่ละโหลดของมอเตอร์ โดยการลดแรงดันลงมา และใช้เงื่อนไขข้างต้นเป็นตัวควบคุมว่าจะป้อนแรงดันขนาดเท่าใดให้กับมอเตอร์ การควบคุมโดยวิธีนี้จะเป็นผลให้มอเตอร์ทำงานเสมือนว่ากำลังแบกภาระหนักอยู่ ดังนั้นกระแสจึงมีเฟสเกือบทับแรงดัน เพราะฉะนั้นพลังงานที่เกิดขึ้นจะไปในงานที่เป็นประโยชน์มากเหมือนกับกรณีแบกภาระเต็มที่แต่แรงดันที่ป้อนเข้ามีค่าน้อยลงจึงเป็นผลให้มีการประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้ การควบคุมด้วยวิธีนี้จะทำให้อัตราประสิทธิภาพและค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์สูงขึ้น



ภาพที่ 3.1 คุณลักษณะการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

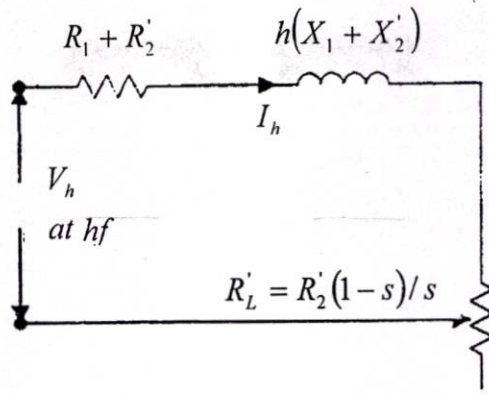
จากวงจรสมมูลย์โดยประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 3.2 นั้นจะเหมือนกับวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลง (ดังที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 2) แต่แตกต่างกันที่ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่สองหมุนหรือเคลื่อนที่ได้ ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงแบบธรรมดา แต่เนื่องจากการควบคุมมอเตอร์โดยใช้เฟสคอนโทรลนั้นจะทำให้เกิดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนหรือกระแสฮาร์โมนิกสูงขึ้น ทำให้วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 3.2 นั้นนำมาพิจารณาได้เฉพาะในส่วนของการที่ความถี่มูลฐานเท่านั้น



ภาพที่ 3.2 แสดงวงจรสมมูลย์โดยประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำ (ใช้พิจารณาในส่วนของกระแสความถี่มูลฐานเท่านั้น)

วงจรสมมูลย์โดยประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้นเหมือนกันกับวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้า แต่จะแตกต่างกันตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่สองเคลื่อนที่หรือหมุนได้ ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้าแบบธรรมดา ดังแสดงในภาพที่ 3.2 โดยที่ V_1 คือ แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับสเตเตอร์, R_0 คือ ความต้านทานที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก, X_0 คือ ค่ารีแอกแตนซ์ในส่วนสนามกระตุ้น, R_1 คือ ความต้านทานด้านสเตเตอร์, X_1 คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วซึมด้านสเตเตอร์, R_2' คือ ความต้านทานด้านโรเตอร์ที่ย้ายมาทางสเตเตอร์, X_2' คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วซึมด้านโรเตอร์ที่ย้ายมาทางสเตเตอร์, R_L' คือ ความต้านทานของโหลดที่เปลี่ยนแปลงตามค่าสลิป, I_1 คือ กระแสด้านสเตเตอร์, I_2' คือ กระแสด้านโรเตอร์ที่ย้ายมาด้านสเตเตอร์, I_w คือ กระแสในส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก และ I_μ คือ กระแสในส่วนที่ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเหล็กและในช่องว่างอากาศ และสามารถอธิบายลักษณะประจำของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้คือ ในขณะที่โหลดน้อยหรือไม่มีโหลด (ค่า “สลิป” เข้าใกล้ “0”) วงจรสมมูลย์จะเสมือนเปิดวงจร ทำให้กระแส I_0 โหลดและมีค่าค่อนข้างคงที่ที่พิภคของศักดาไฟฟ้าทำให้เกิด I_w และ I_μ ในทางกลับกันเมื่อมอเตอร์มีโหลดมาก (ค่า “สลิป” เข้าใกล้ “1”) ค่า R_L' จะมีค่าน้อย ดังนั้นพลังงานที่จ่ายเข้ามาจึงถูกนำไปใช้ได้อย่างเต็มที่ สิ่งที่ต้องการทำก็คือ ทำให้มอเตอร์เมื่อทำงานที่สภาวะโหลดน้อยหรือไม่มีโหลดมีค่า “สลิป” เพิ่มขึ้นใกล้เคียงกับในขณะที่มอเตอร์ขับโหลดเต็มที่ ซึ่งจะมีผลทำให้ค่า R_L' มีค่าน้อยลง เนื่องจากแรงดันที่ป้อนเข้าลดลงมีผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลง ค่า “สลิป” เมื่อพิจารณาในส่วนของวงจรขนาน R_0 และ X_0 นั้นเดิมจะเป็นค่าสูญเสียที่คงที่ ก็จะไม่ใช้ค่าสูญเสียที่คงที่อีกต่อไป เนื่องจากแรงดันตกคร่อมวงจรขนานเปลี่ยนแปลงไปตามโหลดที่ต้องการ

เมื่อพิจารณาในส่วนของความถี่ฮาร์โมนิก h แล้วจะเขียนวงจรสมมูลย์ได้ใหม่ตามภาพที่ 3.3 โดยจะตัดค่ากระแส I_0 ทิ้งไปเนื่องจากกระแส I_0 มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับกระแสมอเตอร์ I_1 เพื่อให้การคำนวณง่ายขึ้นจึงไม่คิดกระแส I_0 ดังนั้นวงจรขนานในส่วนของ R_0 และ X_0 จึงถูกตัดทิ้ง



ภาพที่ 3.3 แสดงวงจรสมมูลฮาร์โมนิกต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สำหรับการคำนวณหาส่วนประกอบกระแสฮาร์โมนิก ฮาร์โมนิก h นั้นเราจะพิจารณาใน ส่วนของ รีแอกแตนซ์รั่วซึมที่ความถี่ฮาร์โมนิก h ส่วนค่าความต้านทานนั้นจะมีผลน้อยมากจึงไม่ นามาคิด ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_h \approx \frac{V_h}{h(X_1 + X'_2)} \quad (3.1)$$

ส่วนความสูญเสียเนื่องจาก Copper Loss ของสเตเตอร์และโรเตอร์เนื่องจากกระแสฮาร์โมนิก นั้นจะประมาณได้ว่า

$$\Delta P = \sum_{h=2}^{\infty} (R_1 + R'_2) I_h^2 \quad (3.2)$$

โดยที่ R_1 คือ ความต้านทานของขดลวดที่สเตเตอร์

R_2 คือ ความต้านทานขดลวดที่โรเตอร์

จากทฤษฎีพื้นฐานของมอเตอร์ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น เราได้นำแนวคิดดังกล่าวมาออกแบบ อุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุม สลิปที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดเฟคเตอร์ที่มีความผิดพลาด โดยมียาระยะเยียดด้าน Hardware และ Software ดังที่จะได้กล่าวต่อไป

3.2 รายละเอียดด้าน Hardware

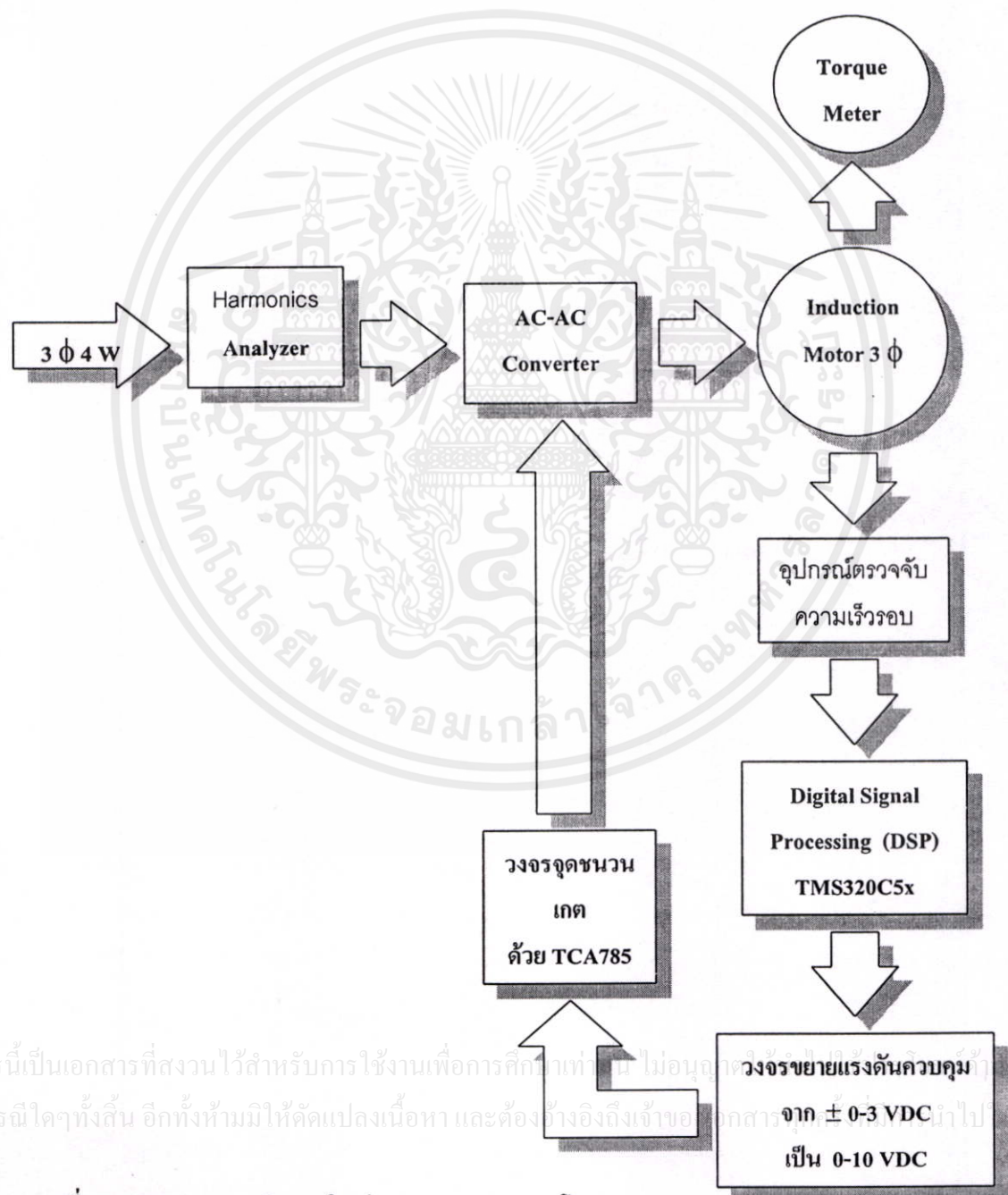
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด 3.1.1 การทำงานในส่วนของ Hardware โดยรวม

บล็อควงจรที่แสดงในภาพ 3.4 นั้น มีตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล(เป็นชุด DSP Starter

Kit เบอร์ TMS320C5x) รับสัญญาณตรวจจับความเร็วมาจากอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วแบบอินฟา

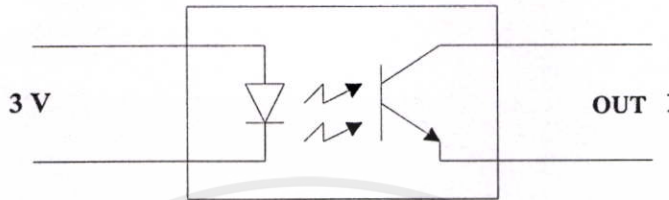
เรด แล้วนำมาประมวลผลโดยการเขียนโปรแกรมเข้าไปให้มันทำงานตามแนวคิดที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น หลังจากนั้นจะนำ Analog Output ของ Starter Kit (ซึ่งออกจาก IC เบอร์ TLC32040_PLCC) ซึ่งมีค่า $\pm 0-3$ VDC มาขยายแรงดันโดยใช้ IC OP-AMP เบอร์ 741 ให้ได้แรงดัน 0-10 VDC แล้วจึงนำแรงดันนี้ส่งไปยังขา 11 (Control Voltage) ของ IC เบอร์ TCA785 เพื่อควบคุมมุมจุดชนวน SCR ให้มอเตอร์ทำงานได้ตามแนวคิดที่วางไว้ต่อไป แต่การควบคุมแรงดันด้วยวงจรเฟสคอนโทรลนั้นจะทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกส์ขึ้นจึงต้องใส่ L เข้าไปขนานกับไทรสเตอร์ซึ่งต่อกลับหลังกันอยู่เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิกส์ตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ส่วนการวิเคราะห์กระแสฮาร์มอนิกส์นั้นเราจะใช้ Harmonics Analyzer ของ Fluke เป็นอุปกรณ์ในการวิเคราะห์



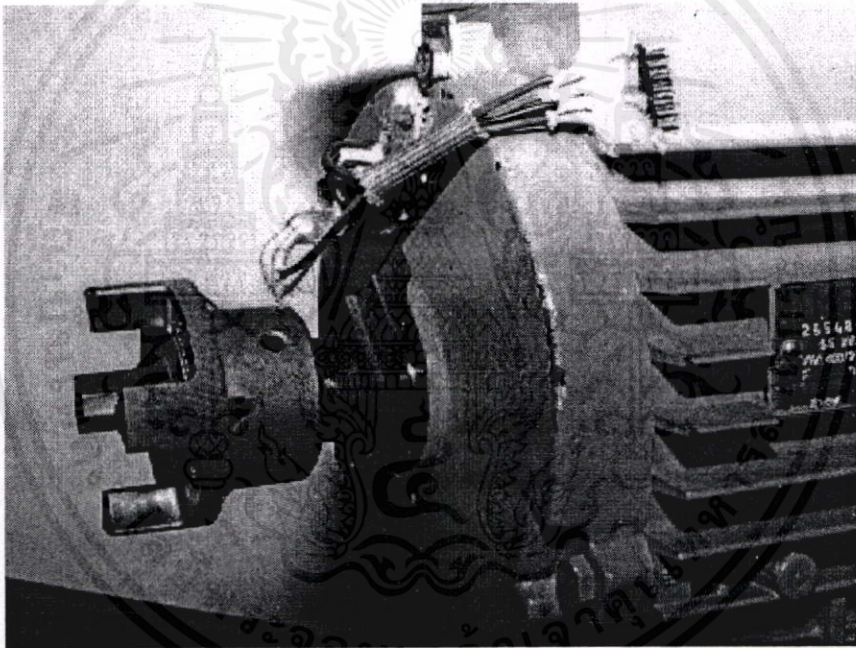
ภาพที่ 3.4 แผนภาพการทำงานในส่วนของ Hardware โดยรวม

3.1.1.1 รายละเอียดของอุปกรณ์ตรวจจับความเร็วรอบ

อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบที่ใช้จะเป็น Opto Sensor ดังแสดงในภาพที่ 3.5 และ 3.6 ซึ่งรับสัญญาณมาจากแผ่นกันแสงซึ่งติดอยู่ที่แกน โรเตอร์ของมอเตอร์แล้วส่งไปยังตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอลเพื่อทำการนับสัญญาณต่อไป



ภาพที่ 3.5 แสดงสัญลักษณ์ของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบแบบ Opto Sensor



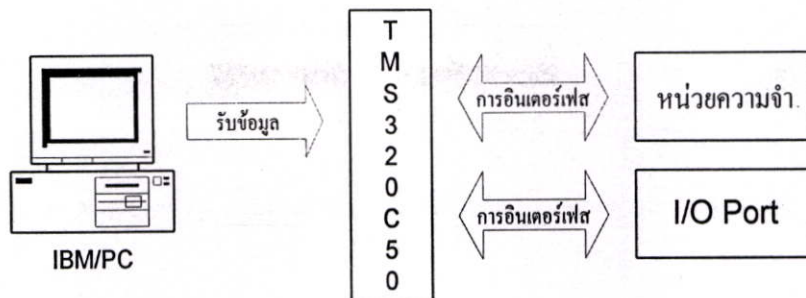
ภาพที่ 3.6 แสดงภาพการติดตั้งอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบแบบ Opto Sensor

3.1.1.2 รายละเอียดของตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล (DSP)

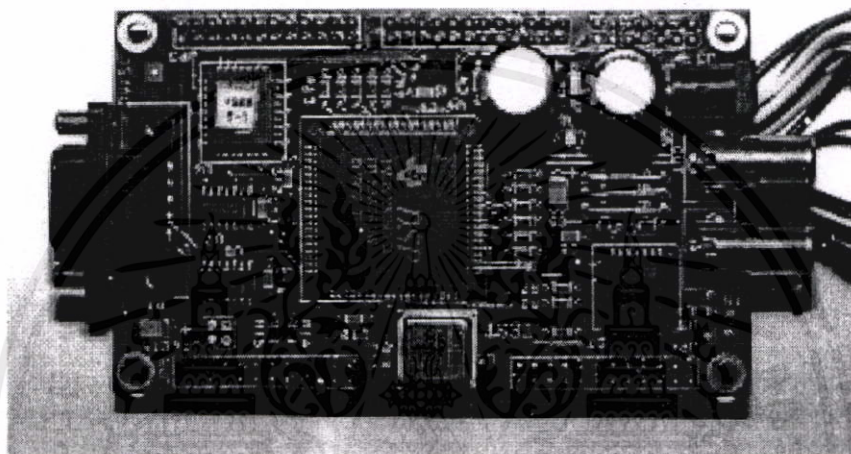
บอร์ด TMS320C50 Digital Signal Processing ซึ่งจะนำไปใช้งานด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิตอลที่ต้องการความเร็วสูง โดยจะประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนของฮาร์ดแวร์ซึ่งเป็นส่วนของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ และส่วนของซอฟต์แวร์ซึ่งเป็นโปรแกรมในหน่วยความจำ

1) หลักการทำงาน

โครงสร้างโดยรวมของการออกแบบและหลักการทำงานของบอร์ด TMS320C50 ได้แสดงไว้ดังภาพที่ 3.7 ส่วนภาพที่ 3.8 แสดงให้เห็นตัวบอร์ด TMS320C50



ภาพที่ 3.7 แสดงหลักการทำงานของบอร์ด



ภาพที่ 3.8 แสดงภาพบอร์ด TMS320C50

ในการอินเตอร์เฟสกับ I/O Port นั้น บอร์ด TMS320C50 ต้องอาศัยสัญญาณต่างๆดังนี้

- \overline{IS} เป็นตัวเลือก I/O ปกติจะมีสถานะสูง แต่เมื่อเป็นสถานะต่ำจะเป็นการติดต่อภายนอก
- ADDRESS เป็นตัวบอกตำแหน่งของข้อมูล
- DATA จะเป็นตัวบอกข้อมูลต่างๆ
- \overline{RD} สัญญาณเลือกอ่าน ขานี้จะทำงานเมื่อมีการอ่าน จะต่อโดยตรงกับ \overline{OE} ของอุปกรณ์ภายนอก ใช้อ่านค่า I/O ภายนอก
- \overline{WE} สัญญาณเขียน จะใช้สำหรับเขียนค่าใน I/O ภายนอกทั้งหมด

ในการ Out data ออกต้องอาศัยสัญญาณ

- \overline{IS} เป็นตัวเลือก I/O ปกติจะมีสถานะสูงแต่เมื่อเป็นสถานะต่ำจะเป็นการติดต่อภายนอก
- ADDRESS เป็นตัวบอกตำแหน่งของข้อมูล
- DATA จะเป็นตัวบอกข้อมูลต่างๆ
- \overline{WE} สัญญาณเขียน จะใช้สำหรับเขียนค่าใน I/O ภายนอกทั้งหมด

ในการ In data เข้ามาต้องอาศัยสัญญาณ

- \overline{IS} เป็นตัวเลือก I/O ปกติจะมีสถานะสูง แต่เมื่อเป็นสถานะต่ำจะเป็นการติดต่อภายนอก
- ADDRESS เป็นตัวบอกตำแหน่งของข้อมูล
- DATA จะเป็นตัวบอกข้อมูลต่างๆ
- \overline{RD} สัญญาณเลือกอ่านขานี้ จะทำงานเมื่อมีการอ่าน จะต่อโดยตรงกับ \overline{OE} ของอุปกรณ์ภายนอก ใช้อ่านค่า I/O ภายนอก

2) การออกแบบ Hardware

จากหลักการทำงานที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถนำมาออกแบบวงจรได้ โดยสามารถแยกส่วนประกอบหลักๆ ได้ดังนี้

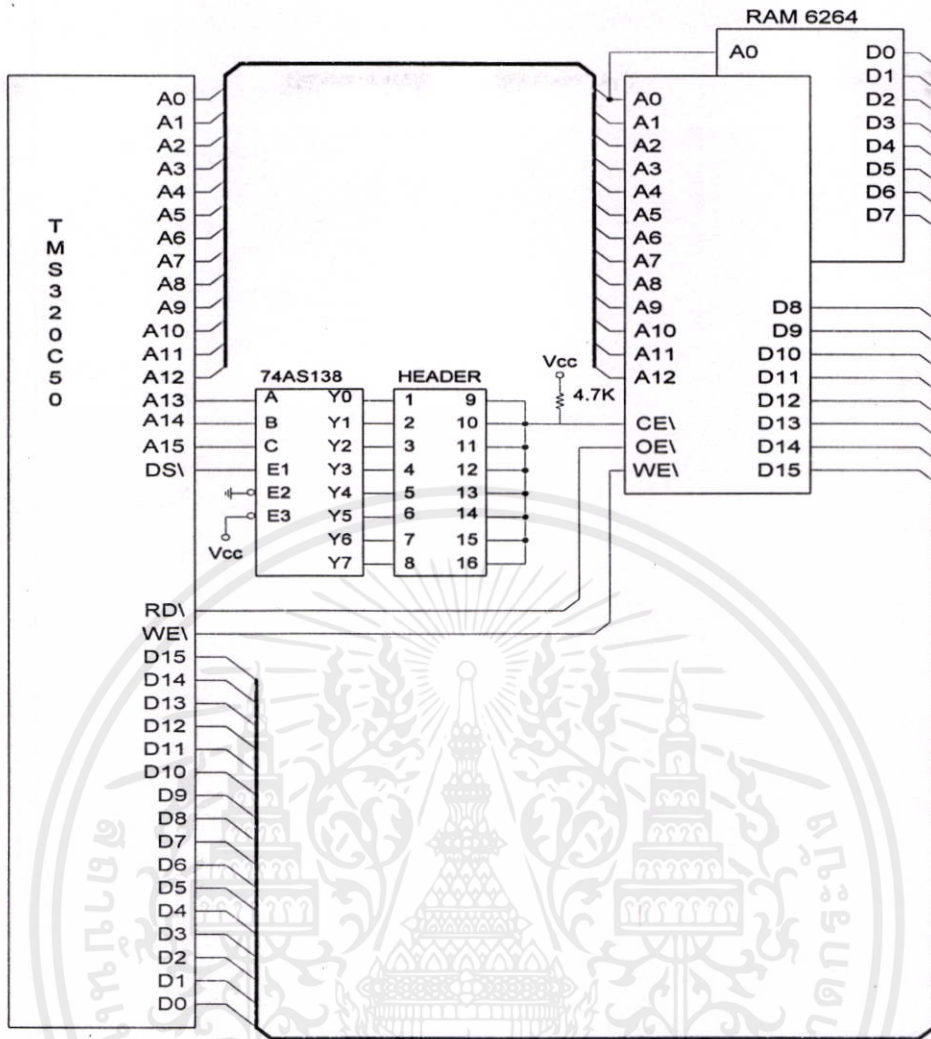
- การอินเตอร์เฟสกับอุปกรณ์ภายนอก
- แหล่งจ่ายไฟ

2.1) การอินเตอร์เฟสกับอุปกรณ์ภายนอก

สำหรับการอินเตอร์เฟสกับอุปกรณ์ภายนอกได้แก่ หน่วยความจำข้อมูล และ I/O Port

- หน่วยความจำข้อมูล (Data Memory)

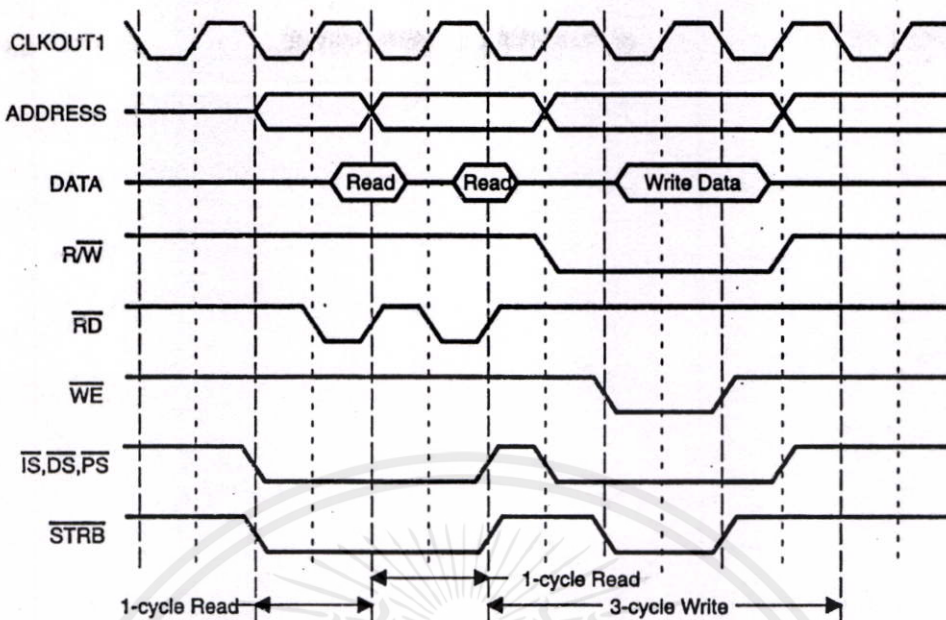
หน่วยความจำข้อมูล หรือ RAM ที่ใช้ในการออกแบบบอร์ดคือ IC เบอร์ 62256 เป็นหน่วยความจำที่สามารถทั้งอ่านข้อมูลและเขียนข้อมูลเข้าไปเก็บในตัวมันได้ ข้อมูลที่เก็บไว้ภายใน RAM จะสูญหายไป เมื่อไม่มีการจ่ายไฟเลี้ยง จึงใช้เป็นตัวเก็บโปรแกรมข้อมูลหรือตัวแปรชั่วคราว



ภาพที่ 3.9 แสดงการติดต่อระหว่าง TMS320C50 กับ RAM

จากภาพที่ 3.9 ขาสัญญาณ READY จะต่อเข้ากับ V_{CC} ในกรณีที่ไม่มีการใช้ Wait state RAM ที่นำมาต่อจะมีขนาด 8 Bit ใช้จำนวน 2 ตัว โดย IC เบอร์ 74AS138 จะเป็นตัวถอดรหัสสัญญาณ Address ที่ใช้ในการเลือกตำแหน่งของ RAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.10 แสดงไคอะแกรมในการอ่านข้อมูลจาก RAM และเขียนข้อมูลเข้าสู่ RAM

ขั้นตอนในการอ่านข้อมูลจาก RAM

1. ในเวลาเดียวกันกับที่สัญญาณนาฬิกาจะเริ่มตกเป็น “LOW” สัญญาณ Address และ สัญญาณ R/\overline{W} จะเป็น “HIGH” และ สัญญาณ \overline{DS} , \overline{RD} จะเป็น “LOW”
2. หลังจากทีสัญญาณ Address Active สัญญาณ \overline{STRB} จะเป็น “LOW”

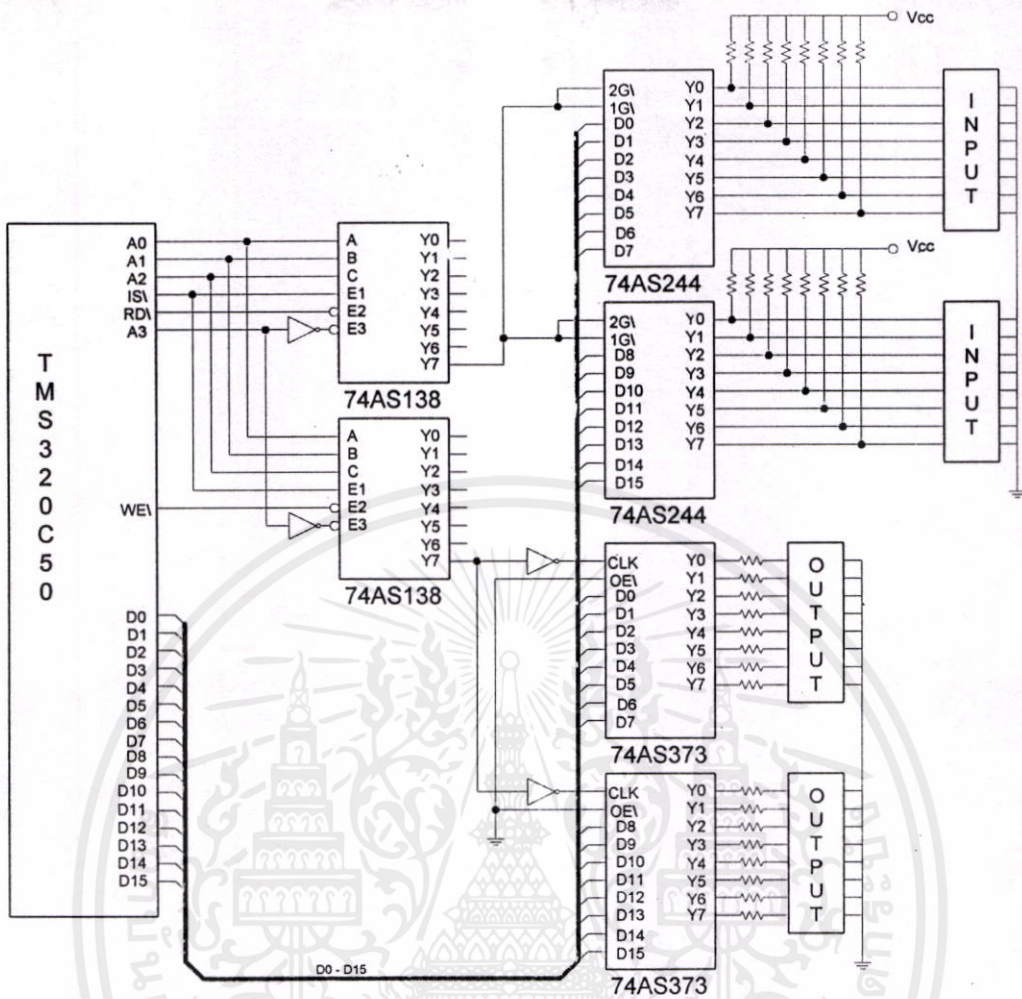
ขั้นตอนในการเขียนข้อมูลเข้าไปใน RAM นั้นมีขั้นตอนคล้ายกับขั้นตอนในการอ่านจะมีที่แตกต่างกันดังต่อไปนี้

1. สัญญาณ R/\overline{W} จะเป็น “LOW” และสัญญาณ \overline{RD} จะเป็น “HIGH” สัญญาณ \overline{WE} จะเป็น “LOW” เป็นการชี้ว่า CPU ต้องการเขียนข้อมูลลงไปใน RAM
2. ข้อมูลจะถูกส่งออกมาในเวลาใกล้เคียงกับที่สัญญาณ \overline{STRB} ตกเป็น “LOW”
3. หลังจากทีส่งข้อมูลเสร็จแล้ว Data Bus จะมีสถานะ High – Impedance

- I/O Port

ในการออกแบบ I/O port ของ TMS320C50 นั้น มีวิธีการเช่นเดียวกับการติดต่อกับหน่วยความจำ ตำแหน่งของ Input และ Output จะถูกแยกออกจากตำแหน่งของหน่วยความข้อมูล และหน่วยความจำโปรแกรมโดยสัญญาณ \overline{IS}

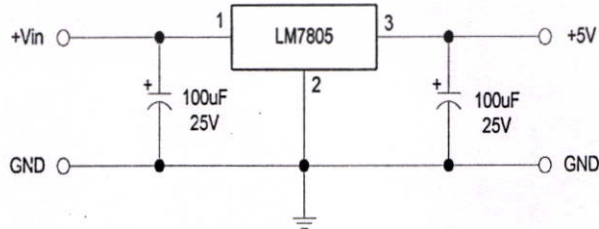
TMS320C50 สามารถทีจะมี I/O Port ได้ถึง 16 Port โดยสัญญาณ A0 – A3 เป็นสัญญาณที่ใช้ในการเลือกตำแหน่งของ Port โดยใช้ IC เบอร์ 74AS138 2 ตัว เป็นวงจรถอดรหัสตำแหน่ง ภาพที่ 3.11 แสดงวงจร I/O Port โดยที่ Input Port จะต่อเข้ากับ IC เบอร์ 74AS244 ซึ่งเป็นบัฟเฟอร์ส่วนทาง Output จะต่อกับ IC เบอร์ 74AS373 ซึ่งเป็นตัวค้างสัญญาณ



ภาพที่ 3.11 แสดงวงจร I/O Port

2.2) แหล่งจ่ายไฟ

แหล่งจ่ายไฟสำหรับบอร์ด TMS320C50 นั้น จะมีขาที่ต่อเข้ากับแรงดันบวก ซึ่งได้แก่ขา V_{CC} ของ IC ต่างๆรวมทั้ง LED ที่ต้องแสดงผลต่างๆ ดังนั้นจึงใช้ IC เรกกูเลเตอร์ 7805

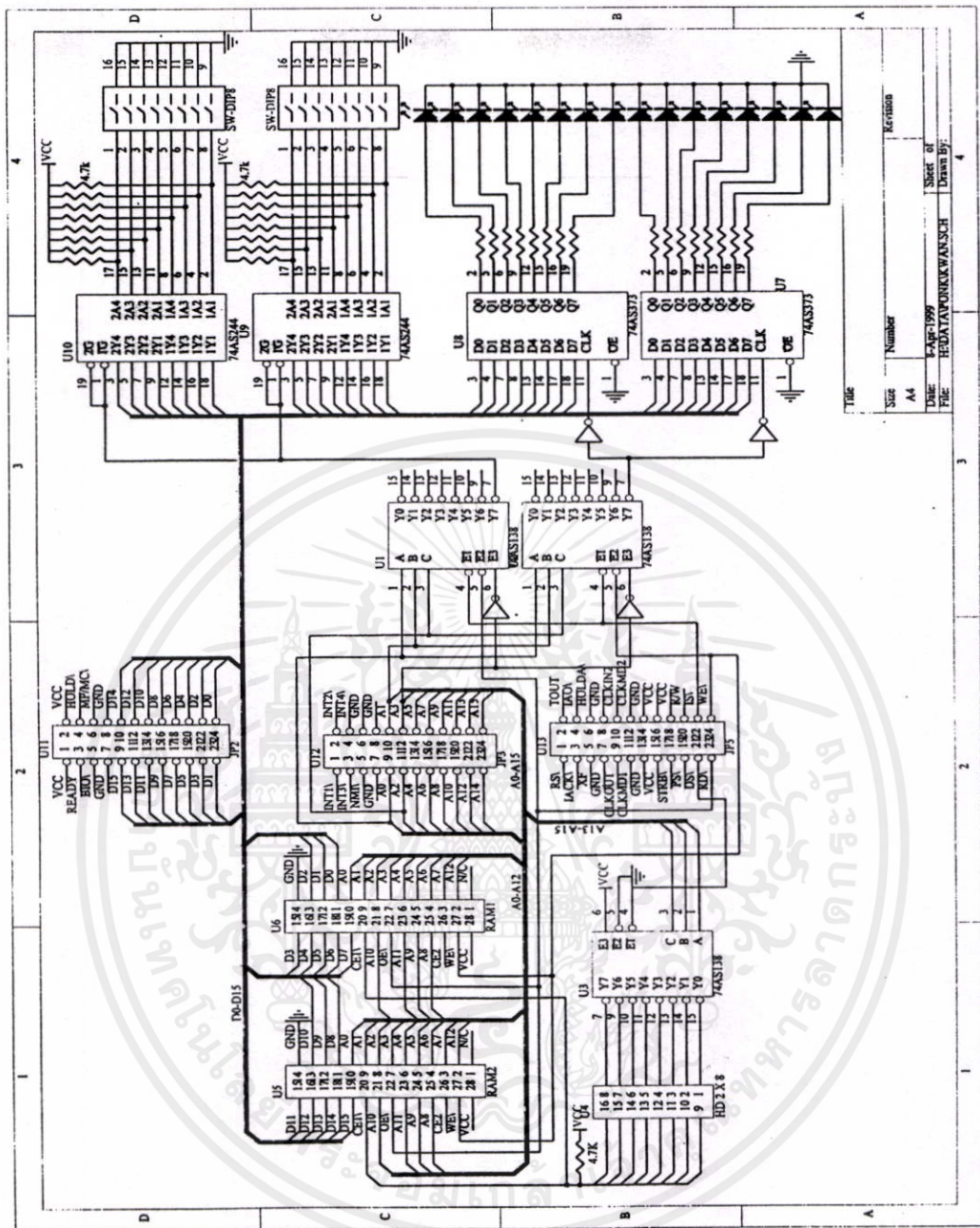


เอกสาร ภาพที่ 3.12 แสดงวงจรของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้ IC เรกกูเลเตอร์ 7805

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวถึงคือการออกแบบส่วนต่างๆไปแล้ว เราสามารถนำไปออกแบบเป็นวงจรได้ดัง

ภาพที่ 3.13 ซึ่งเป็นวงจรแสดงการอินเตอร์เฟสกับ RAM และ I/O port จากวงจร



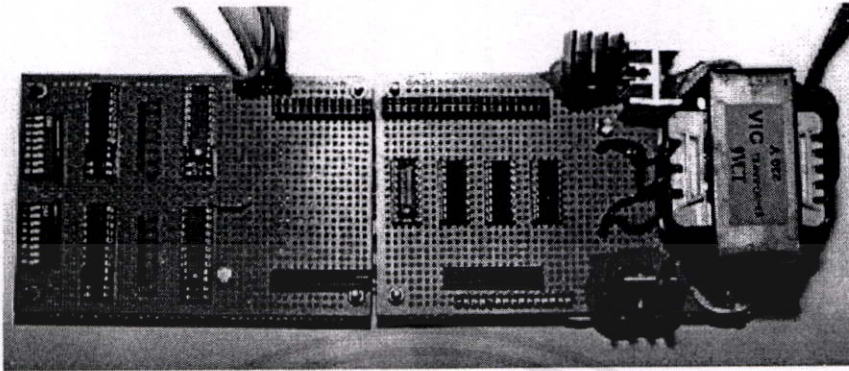
ภาพที่ 3.13 ซึ่งเป็นวงจรแสดงการอินเตอร์เฟสของ TMS320C50 กับ RAM และ I/O port

U1 เป็น IC เบอร์ 74AS138 เป็นตัวถอดรหัสสัญญาณ Address และสัญญาณ \overline{IS} , \overline{RD} สำหรับ input โดยที่ U9, U10 ซึ่งเป็น IC เบอร์ 74AS244 ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ของ input port

U2 เป็น IC เบอร์ 74AS138 เป็นตัวถอดรหัสสัญญาณ address และสัญญาณ \overline{WE} , \overline{IS} สำหรับการ output โดยที่ U7, U8 ซึ่งเป็น IC เบอร์ 74AS373 ทำหน้าที่เป็นตัวค้างสัญญาณ data ของ output

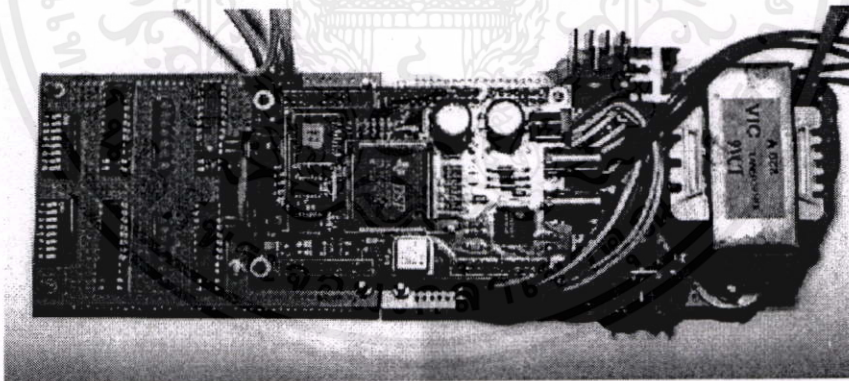
U3 เป็น IC เบอร์ 74AS138 เป็นตัวถอดรหัสสัญญาณ address และสัญญาณ \overline{DS} ที่ใช้เป็นสัญญาณ SHIP SELECT ของ RAM (U5, U6) โดยมี U4 คือ Header ทำหน้าที่เป็น Jumper สำหรับเลือก Address ให้แก่ RAM

โดยที่ภาพที่ 3.14 แสดงการต่อวงจรอินเทอร์เฟสของ TMS320C50 กับ RAM และ I/O port จากวงจร โดยใช้แผ่นวงจรเอนกประสงค์



ภาพที่ 3.14 แสดงการต่อวงจรอินเทอร์เฟสของ TMS320C50 กับ RAM และ I/O port จากวงจร โดยใช้แผ่นวงจรเอนกประสงค์

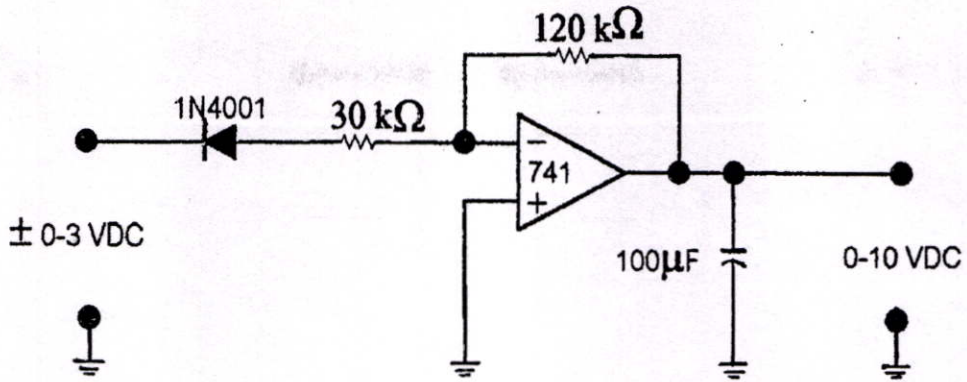
และเมื่อนำบอร์ด TMS320C50 ในภาพที่ 3.8 มาประกอบกับอุปกรณ์ต่อร่วมในภาพที่ 3.13 และใช้วงจรจ่ายไฟในภาพที่ 3.12 จ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรและอุปกรณ์ต่อร่วมทั้งหมดก็จะได้ ชุด DSP ที่พร้อมใช้งาน ดังในภาพที่ 3.15



ภาพที่ 3.15 ชุด DSP ที่พร้อมใช้งาน

3.1.1.3 รายละเอียดของวงจรขยายแรงดันควบคุมจาก $\pm 0-3$ VDC เป็น $0-10$ VDC

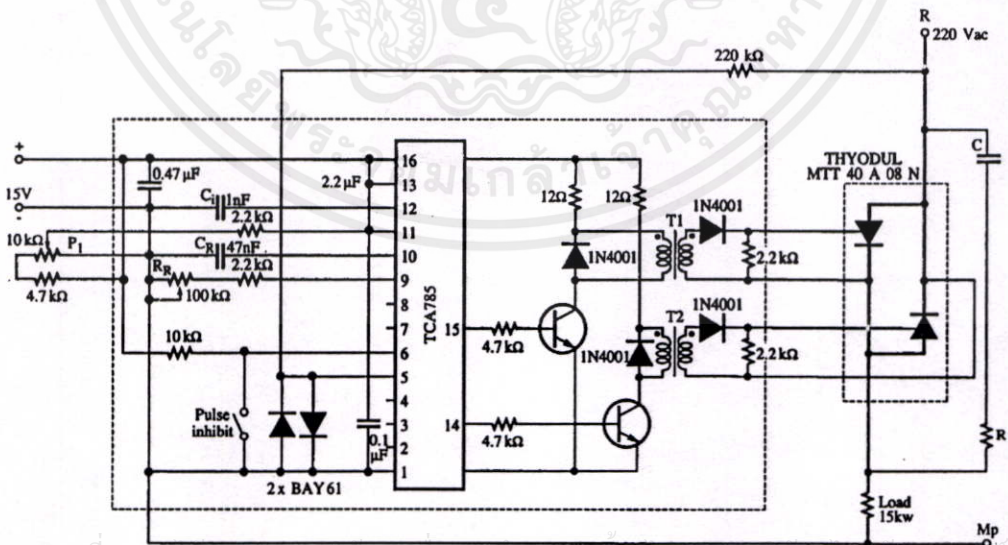
เนื่องจากสัญญาณ Analog Output ของ Starter Kit (ซึ่งออกจาก IC เบอร์ TLC32040_PLCC) มีค่าอยู่ระหว่าง $\pm 0-3$ VDC จึงต้องนำมาขยายแรงดันโดยใช้ IC OP-AMP เบอร์ 741 ให้ได้แรงดันอยู่ระหว่าง $0-10$ VDC แล้วจึงนำแรงดันนี้ส่งไปยังขา 11 (Control Voltage) ของ IC เบอร์ TCA785 เพื่อควบคุมมุมจุดชนวน SCR ให้ทำงานได้ตามที่ได้วางแนวทางไว้เบื้องต้น วงจรขยายแรงดันนี้ได้แสดงไว้ในภาพที่ 3.16



ภาพที่ 3.16 แสดงวงจรขยายแรงดันควบคุมจาก $\pm 0-3$ VDC เป็น 0-10 VDC

3.1.1.4 รายละเอียดของวงจรจุดชนวนเกิดด้วย TCA785

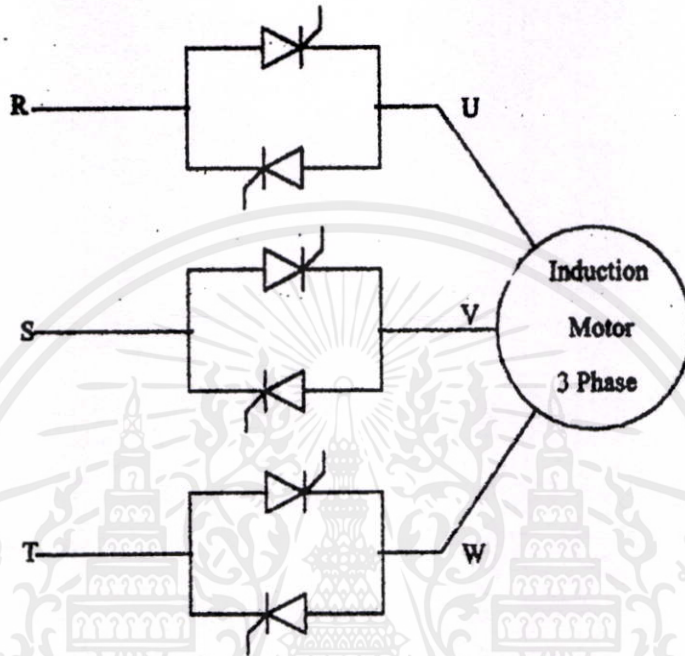
รายละเอียดของวงจรจุดชนวนเกิดด้วย TCA785 ได้กล่าวไว้แล้วโดยละเอียดในบทที่ 2 วงจรจุดชนวนเกิดด้วย TCA785 แบบ 1 เฟสนั้นได้แสดงไว้ในภาพที่ 3.17 ซึ่งวงจรจุดชนวนจุดชนวนเกิดด้วย TCA785 แบบ 3 เฟสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้วงจรจุดชนวนวงจรเดียวกัน แต่จะมีทรินสเตอร์ทำงานบนสายไฟสลับ 3 เฟส เฟสละ 2 ตัว ลักษณะของวงจรจุดชนวนเกิดจะใช้วงจรรวม TCA785 3 ตัว แต่ละตัวทำงานควบคุมทรินสเตอร์ 1 เฟส (เฟสละ 2 ตัว) โดย TCA785 ที่รับแรงดัน V_{syn} จากสายเฟส R จะจ่ายพัลส์จุดชนวนให้กับทรินสเตอร์ที่ทำงานบนเฟส R และสำหรับเฟส S และ T ก็เช่นเดียวกัน โดยแรงดันควบคุม (V_{11}) ที่ให้กับวงจรรวมทั้ง 3 ตัวนั้นจะรับมาจากวงจรขยายแรงดันในภาพที่ 3.16 ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว และไฟเลี้ยง 15 V รับมาจาก Regulator 0-30 V 3 A



ภาพที่ 3.17 วงจรจุดชนวนเกิดด้วย TCA785 แบบ 1 เฟส

3.1.1.5 รายละเอียดของวงจร AC-AC Converter

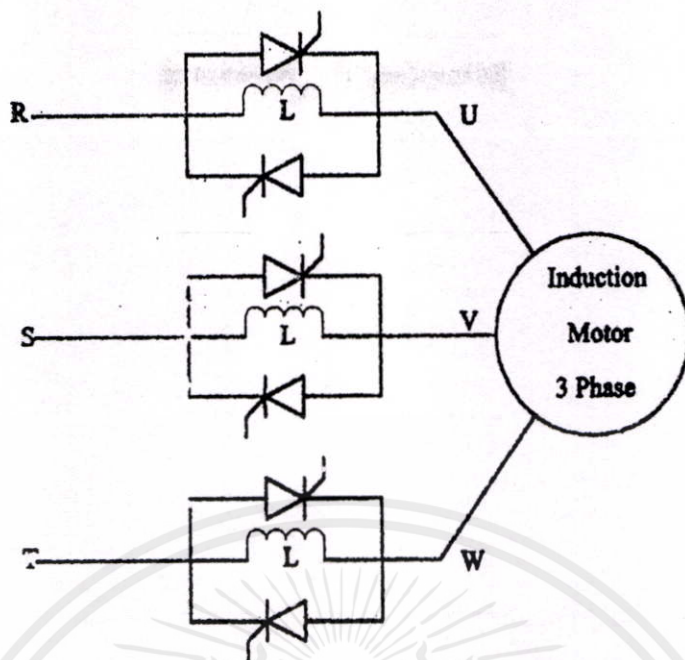
วงจร AC-AC Converter เป็นวงจรกำลังซึ่งใช้ในการควบคุมแรงดันหรือพลังงานทางด้านเข้าของมอเตอร์ให้มอเตอร์ทำงานตามแนวคิดที่ได้วางไว้โดยวงจรควบคุมแรงดันนี้จะใช้ SCR กำลังของ Motorola ขนาด 25 A 800 V ต่อกลับหลังกันอยู่ในวงจรแบบสามเฟสดังแสดงในภาพที่ 3.18 และวงจรควบคุมแรงดันนี้จะรับสัญญาณจุดชนวนมาจากหัวข้อ 3.1.1.4



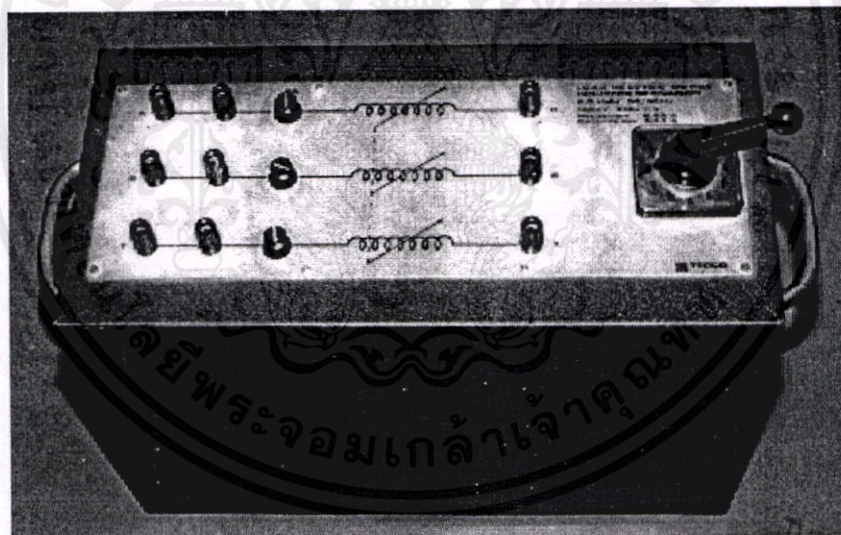
ภาพที่ 3.18 แสดงวงจร AC-AC Converter

เนื่องจากการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของมอเตอร์ โดยใช้เฟสคอนโทรลนั้นจะเกิดฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) เข้ามารบกวนในระบบไฟฟ้าโดยส่วนรวมและมีผลทำให้รูปคลื่นกระแสเข้ามอเตอร์ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์มาก ซึ่งทำให้คุณภาพของพลังงานไฟฟ้าทั้งหมดของระบบลดลง ดังนั้นจึงต้องทำการลดฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้น โดยการใส่ L ดังแสดงในภาพที่ 3.20 เข้าไปขนานกับไทรสเตอร์ซึ่งต่อกลับหลังกันอยู่ในวงจรควบคุมแรงดันแบบสามเฟส ดังแสดงในภาพที่ 3.19 การต่อ L เข้าไปที่ตำแหน่งดังกล่าวก็เพื่อในขณะที่ SCR นำกระแสจะไม่มีกระแสไหลผ่าน L (ไม่มีผลต่อวงจรควบคุมแรงดัน) แต่เมื่อ SCR หยุดนำกระแสจะมีกระแสไหลผ่าน L โดยจะใช้คุณสมบัติของโหลด L (กระแสจะล้าหลังแรงดัน) ยึดกระแสที่ไม่ต่อเนื่องออกไปนั่นคือกระแสจะเป็นกระแสแบบต่อเนื่องมากขึ้น ซึ่งจะทำให้ความผิดเพี้ยนของกระแสลดลง พร้อมกับได้นาฬิกาจุดชนวนเกิดด้วย TCA785 วงจร AC-AC Converter และวงจรขยายแรงดันควบคุมจาก $\pm 0-3$ VDC เป็น 0-10

VDC ไว้ในกล่อง PHASE CONTROL ดังแสดงในภาพที่ 3.21 และ 3.22 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

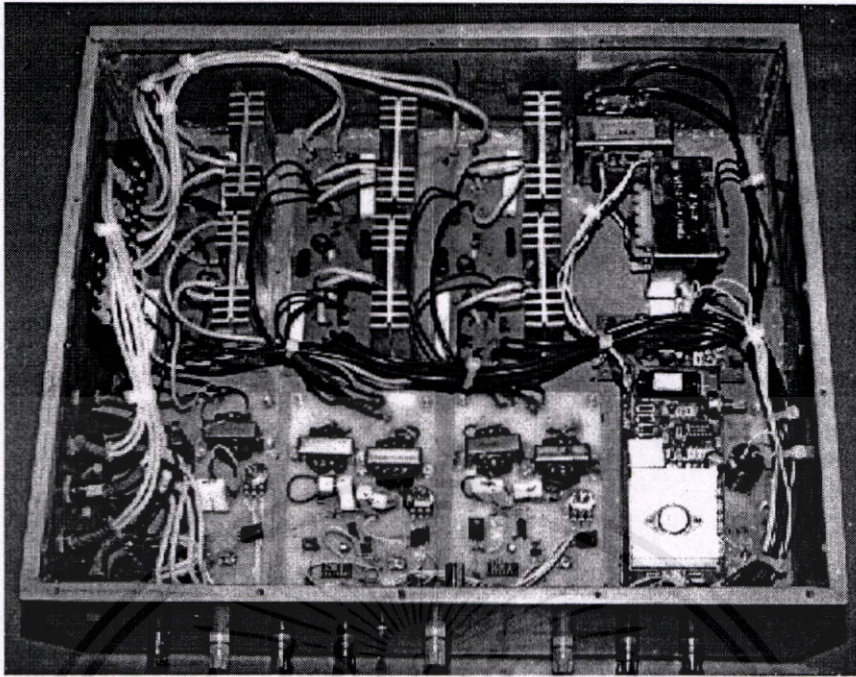


ภาพที่ 3.19 แสดงการต่อ L เข้าไปในวงจรควบคุมแรงดัน 3 เฟส เพื่อลดค่า THD (Total Harmonic Distortion)



ภาพที่ 3.20 แสดง L ที่ต่อเข้าไปในวงจรควบคุมแรงดัน 3 เฟส เพื่อลดค่า THD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.21 แสดงภาพภายในกล่อง PHASE CONTROL



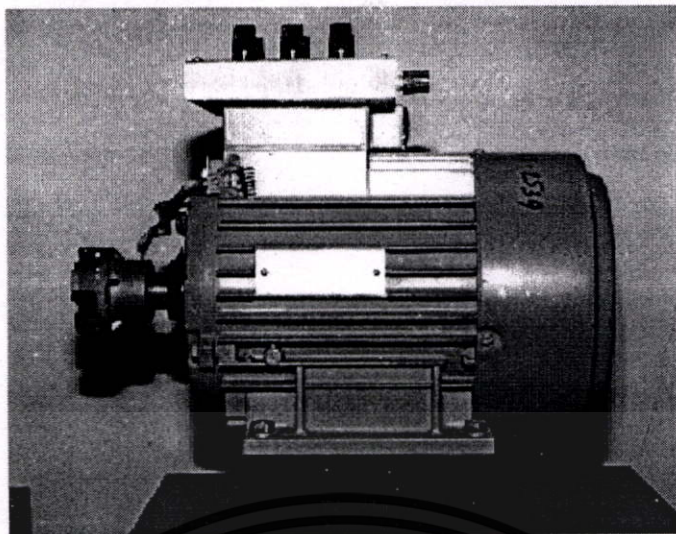
ภาพที่ 3.22 แสดงภาพภายนอกของกล่อง PHASE CONTROL

3.1.1.5 รายละเอียดของมอเตอร์

มอเตอร์ที่ใช้ทำการทดลองทั้ง 2 ตัว เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ชนิดกรงกระรอกของบริษัท Terco จำกัด โดยได้แสดงไว้ในภาพที่ 3.23 และมีค่าต่าง ๆ ที่ Name Plate ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 1.5 kW / 2 H.P. Y/ Δ 400/230 1,400 rpm 3.3 / 5.8 A $\cos \phi$ 0.83
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใด ๆ ทั้งสิ้น ออกทั้งหมดให้ชัดเจนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

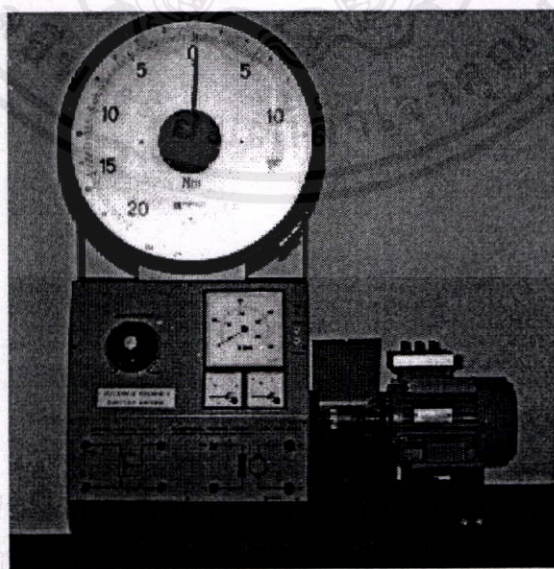
และ 0.3 kW Y/ Δ 400/230 1,380 rpm 0.85 / 1.47 A $\cos \phi$ 0.80



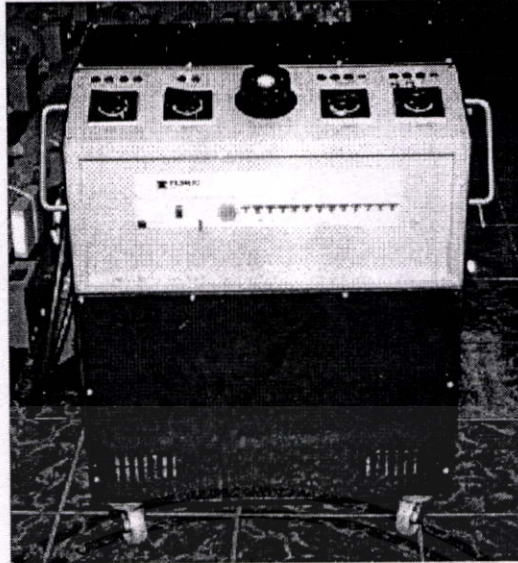
ภาพที่ 3.23 แสดงมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอกขนาด 2 แรงม้าของ Terco ที่ใช้ทดลอง

3.1.1.7 รายละเอียดของชุด Torque Meter

ชุด Torque Meter ที่ใช้วัดจะเป็นของ Terco เช่นเดียวกับกับมอเตอร์ ชุด Torque นี้ยังสามารถวัดความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ด้วย โดยใช้ Techco Generator ที่ต่อไว้กับแกนโรเตอร์ของชุด Torque Meter การวัด Torque ทำได้โดยการต่อมอเตอร์ให้ Coupling อยู่กับ Torque Meter เพื่อวัดค่าแรงบิดของมอเตอร์ แล้วแปลงค่าแรงบิดนั้นออกมาเป็นกำลังงานกลด้านออกของมอเตอร์โดยใช้สมการซึ่งจะกล่าวต่อไปในบทที่ 4 ในเรื่องของผลการทดลอง ในภาพที่ 3.24 แสดงชุด Torque Meter ของ Terco โดยชุด Torque Meter นี้จะรับพลังงานมาจากชุดจ่ายไฟ Power Pack ของ Terco ดังแสดงในภาพที่ 3.25



ภาพที่ 3.24 แสดงชุด Torque Meter ของ Terco



ภาพที่ 3.25 แสดงชุดจ่ายไฟ Power Pack ของ Terco

3.1.1.7 รายละเอียดของอุปกรณ์วิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Analyzer)

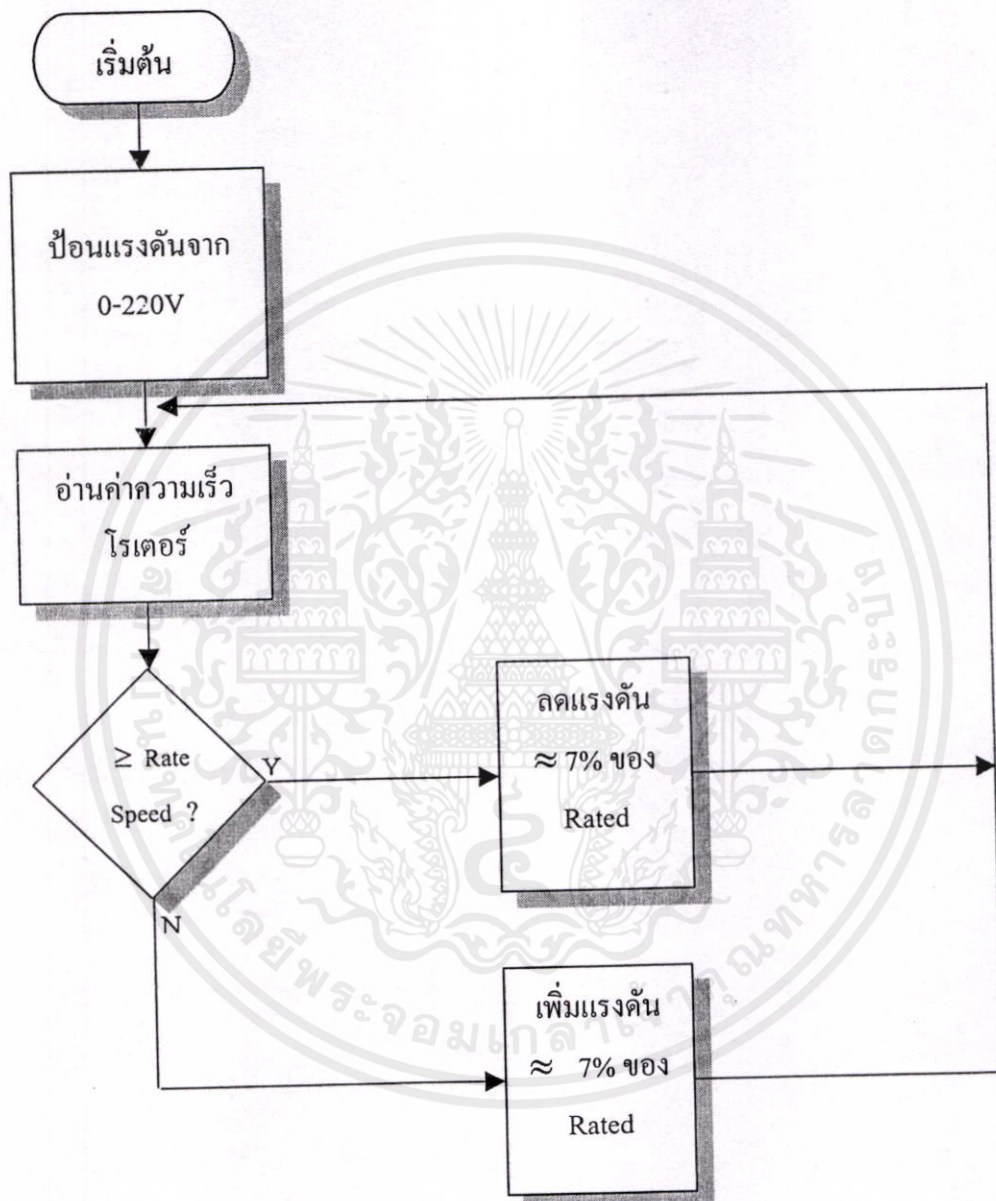
อุปกรณ์วิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ (Harmonic Analyzer) ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ของ Fluke รุ่น Fluke 43 Power Quality Analyzer ซึ่งสามารถวัดค่าของ Volt , Amp , Hz , power (kW , kVA , kVAR) , PF , DPF และ Total Harmonic Distortion เป็นค่า True RMS ซึ่งจะช่วยให้ผลที่ได้จากการทดลองเป็นค่าที่ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด และข้อดีอีกอย่างหนึ่งของเครื่องมือวัดตัวนี้ก็คือสามารถจะต่อเชื่อมกับคอมพิวเตอร์โดยใช้ Software ของ Fluke ผ่านทาง RS232 เพื่อให้สามารถเก็บข้อมูลใน Harddisk และแสดงผลออกมาทาง Printer ได้ ซึ่งจะทำงานวิจัยนี้ทำได้สะดวกรวดเร็วขึ้น ตัวของ Fluke 43 Power Quality Analyzer ได้แสดงให้เห็นดังในภาพที่ 3.26



ภาพที่ 3.26 แสดง Fluke 43 Power Quality Analyzer

3.3 รายละเอียดด้าน Software

การทำงานในส่วนของ Software ได้แสดงให้เห็นดังในภาพที่ 3.27 ซึ่งได้มีการเขียนโปรแกรมให้กับ DSP เพื่อให้มันทำงานตามแนวคิดที่ได้วางไว้ข้างต้น



ภาพที่ 3.27 แผนภาพแสดงการทำงานในส่วนของ Software

จากภาพที่ 3.27 เป็นส่วนของ Software ที่จะเขียนให้ DSP ทำงานโดยจะเริ่มจากการเริ่มเดินมอเตอร์ด้วยวิธีค่อยๆ เพิ่มแรงดันเข้าทางสเตเตอร์อย่างช้า ๆ จาก 0-100% ของ Rated เพื่อลดกระแสตอนเริ่มเดินของมอเตอร์ หลังจากที่เราได้แรงดันได้ประมาณ 220 V ต่อเฟสแล้วจึงเริ่มวัดสัญญาณความเร็วรอบ แล้วประมวลผลว่าความเร็วรอบมากกว่าหรือเท่ากับความเร็วรอบที่พิกัดหรือไม่ ถ้ามากกว่า DSP ก็จะสั่งให้ลดแรงดันด้านเข้าสเตเตอร์ลงประมาณ 7% ของ Rated แต่ถ้าน้อยกว่าก็จะ

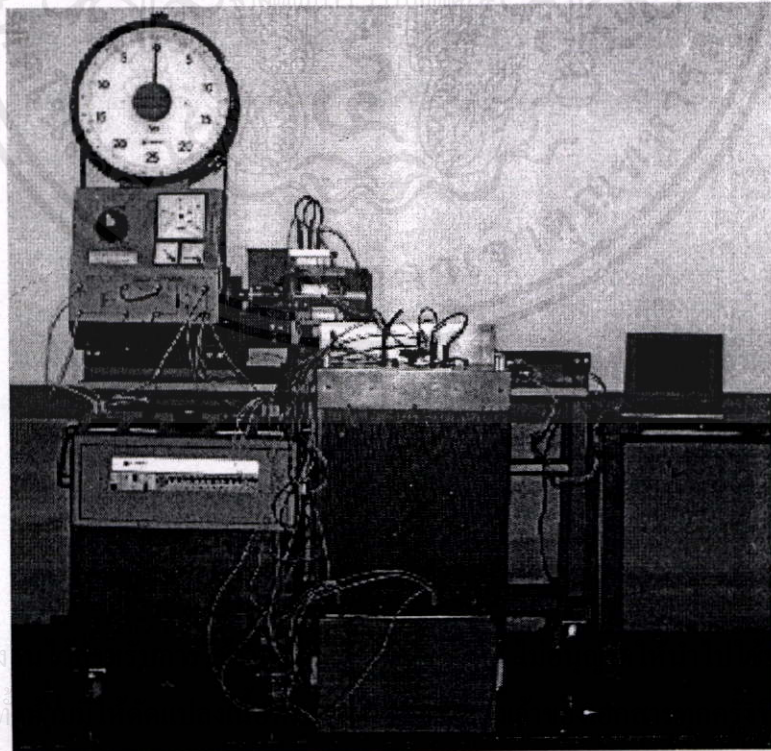
สั่งให้เพิ่มแรงดันด้านเข้าสเตเตอร์ลงประมาณ 7% ของ Rated ซึ่งแรงดัน Step ละ 7% ของ Rated นั้นเกิดจากการทดลองซึ่งถ้ามากกว่านี้ทำให้มอเตอร์เกิดการกระตุกได้เมื่อเวลาเพิ่มหรือลดแรงดัน แต่ถ้าน้อยกว่านี้จะต้องเขียน Software มากขึ้นทำให้ต้องใช้เวลาในการประมวลผลมากขึ้น การเพิ่มขึ้นหรือลดลงของแรงดันก็จะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดนั่นคือเมื่อโหลดเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันมอเตอร์ไม่สามารถทำงานได้ตามแนวคิดที่วางไว้นั่นเอง แล้วตรวจสอบความเร็วต่อไปว่ามอเตอร์วิ่งได้อย่างปกติหรือไม่ การตรวจสอบในขั้นตอนนี้จะใช้ประโยชน์จากความเร็วของ DSP นั่นคือถ้ามอเตอร์สั่นเนื่องมาจากแรงดันด้านเข้าสเตเตอร์ต่ำมากจนมอเตอร์ไม่สามารถหมุนได้อย่างปกติหรือสั่นเนื่องมาจากกระแสที่บิดเบือน DSP จะรู้เสมือนว่ามอเตอร์ความเร็วรอบลดลงแล้ว DSP จะสั่งให้วงจรควบคุมแรงดันเพิ่มแรงดันขึ้น 7% ของ Rated ทันทีแล้วจึงกลับไปตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบอีกครั้ง แต่ถ้าความเร็วรอบน้อยกว่าความเร็วรอบที่พิกัดเนื่องจากโหลดมาก DSP จะสั่งให้วงจรควบคุมแรงดันเพิ่มแรงดันขึ้น 7% ของ Rated ทันทีแล้วจึงกลับไปตรวจจับสัญญาณความเร็วรอบอีกครั้ง จากการเขียน Software ในลักษณะนี้จะทำให้อุปกรณ์ควบคุมพลังงานตัวนี้ทำงานได้ตามแนวคิดที่วางไว้ ซึ่งผลการทดลองที่ได้จะอยู่ในบทที่ 4 ส่วน Software หรือ โปรแกรมที่เขียนให้ DSP ทำงานได้ตามที่ต้องการนั้นจะอยู่ในภาคผนวก ก.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

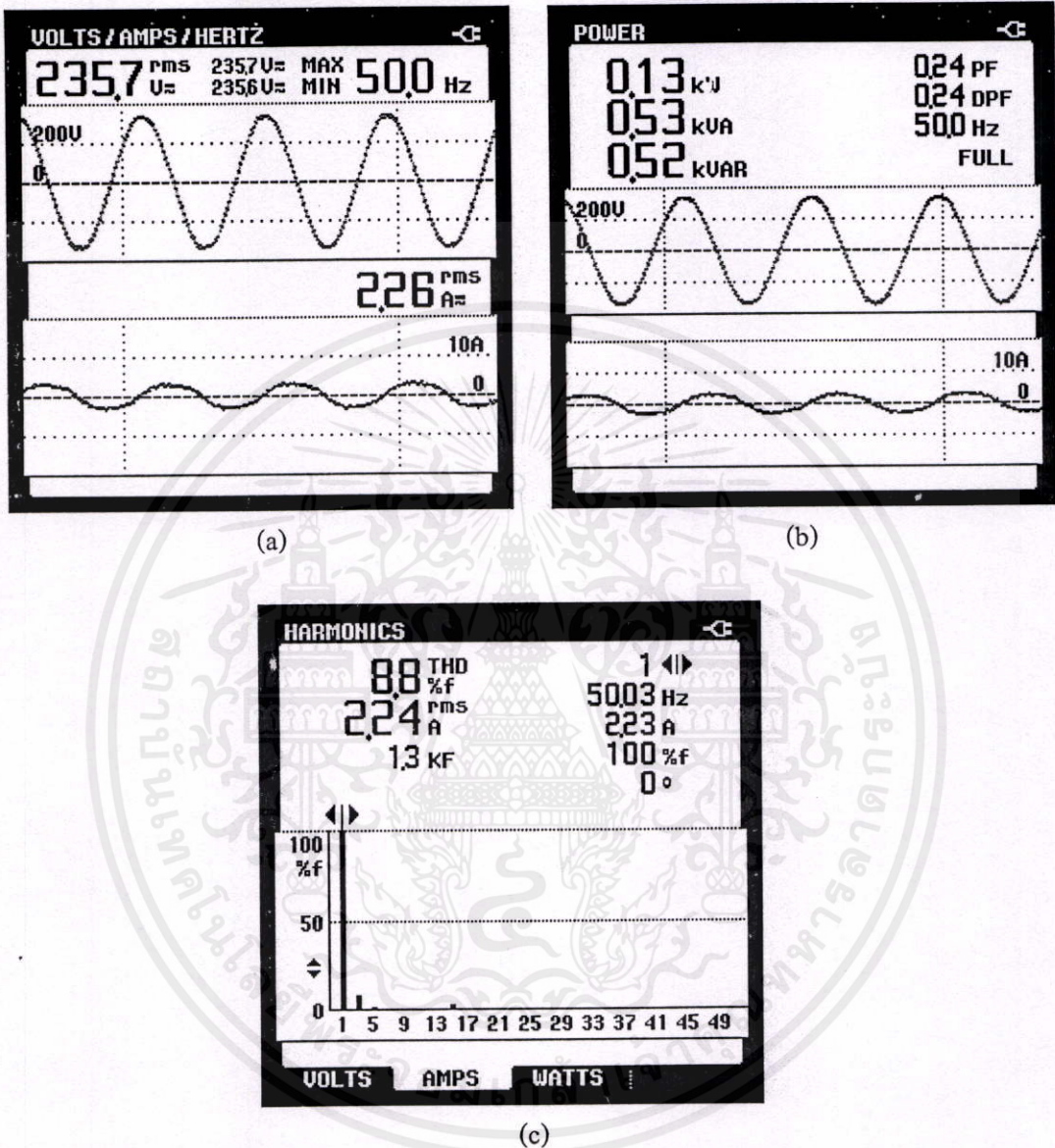
ผลการทดลอง

เมื่อนำวงจรที่ได้ในบทที่ 3 มาต่อกับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก 3 เฟส ขนาด 1500 W และ 300 W ตามลำดับโดยต่อกับระบบไฟฟ้า 380/220V 50 Hz ต่อแบบสตาร์ ดังแสดงในภาพที่ 4.1 โดยเดินมอเตอร์แบบต่อตรง , เดินมอเตอร์โดยมีการปรับแรงดันด้านเข้าโดยใช้ Variac โดยให้ความเร็วรอบคงที่ที่ Rated Speed และเดินมอเตอร์โดยมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน ทำการเปรียบเทียบค่าของพลังงานที่เข้ามอเตอร์ ขณะที่ไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน กับขณะที่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และเปรียบเทียบเฟลคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนขณะไม่ติดตั้ง L และติดตั้ง L เพื่อศึกษาดูว่ามีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดเฟลคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนนี้จะช่วยประหยัดพลังงาน และลดเฟลคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนได้มากน้อยเท่าใด เมื่อเปรียบเทียบกับขณะที่ไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานพลังงาน โดยให้มอเตอร์จ่ายโหลดที่ค่า ๆ หนึ่งเท่านั้น 11 ค่า เพื่อจะได้เปรียบเทียบพลังงานที่เข้ามอเตอร์ว่าแตกต่างกันอย่างไร โดยมอเตอร์จะต่อ Coupling อยู่กับ Torque Meter เพื่อวัดค่าแรงบิดของมอเตอร์และวัดค่าแรงดัน , กระแส , กำลังงานอินพุท , ค่าเพาเวอร์เฟลคเตอร์ และค่าผลรวมของความผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแส (THD) ด้วยเครื่องมือวัด Fluke 43 ค่าที่ได้จะเป็นค่า True RMS โดยทำการบันทึกและเปรียบเทียบค่าแบบนี้ไปทุก ๆ ค่า แล้วบันทึกผลการทดลองที่ได้ในตารางและนำค่าจากตารางไปเขียนกราฟเพื่อให้มองเห็นภาพรวมของผลการทดลองได้ชัดเจนขึ้น



ภาพที่ 4.1 แสดงอุปกรณ์ที่ถูกต่อเพื่อใช้ในการทดลอง

ทำการทดลองโดยการวัดค่าต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยเริ่มที่การต่อมอเตอร์ให้วิ่งโดยไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และให้ยึดหลักว่าในการวัดเป็นแบบ 3 เฟสสมดุลย์



ภาพที่ 4.2 ตัวอย่างค่าที่วัดได้จาก Fluke 43 ที่โหลด 0.5 N-m ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน

(a) Volt/Amp/Hz

(b) power (kW , kVA , kVAR) , PF , DPF

(c) harmonics ที่ 1 (THD , ความถี่และกระแสที่ harmonics ที่ 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบไว้ที่ได้นำมาเขียนลงในตาราง โดยให้ยึดหลักดังต่อไปนี้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ในการวัดให้ถือว่าเป็น 3 เฟสสมดุลย์

- ค่า Torque ได้มาจากการวัดจาก Torque Meter ของชุดทดลอง Terco
- ค่าเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพ (%η) หาได้จากสมการที่ 4.1

$$\begin{aligned} \% \eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \\ &= \frac{T \cdot \omega}{3V_p I_p \cos \phi} \\ &= \frac{T \cdot (2\pi N_r / 60)}{3W_{in}} \end{aligned} \quad (4.1)$$

ซึ่ง W_{in} ได้มาจากเครื่องมือวัด Fluke 43

N_r คือ ความเร็วรอบมอเตอร์ (rpm)

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลขณะมอเตอร์เดินแบบต่อตรง (ของมอเตอร์ 1500 W)

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของ มอเตอร์ (W)	แรงดัน ต่อเฟสที่ แหล่งจ่าย (V)	กระแสเฟส ของ มอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของ มอเตอร์ (W)	ความเร็ว โรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิภาพ ของ มอเตอร์ (%)	ค่าเพาเวอร์ แฟคเตอร์ ของ มอเตอร์	กำลัง ไฟฟ้า เสมือนของ มอเตอร์ (VAR)
5	78.23	235.7	2.26	390	1495	20.0	0.24	1560
10	156.40	234.5	2.21	480	1495	32.6	0.30	1470
20	311.27	234.6	2.23	630	1487	49.4	0.40	1440
30	464.09	234.2	2.27	780	1478	59.5	0.49	1410
40	614.18	234.6	2.34	930	1467	66.0	0.56	1380
50	764.06	234.7	2.44	1080	1460	70.7	0.63	1350
60	911.86	234.6	2.57	1230	1452	74.1	0.68	1320
70	1058.70	234.7	2.71	1380	1445	76.7	0.73	1320
80	1204.92	234.8	2.86	1530	1439	78.7	0.76	1320
90	1342.35	235.0	3.03	1680	1425	79.9	0.80	1290
100	1481.03	234.9	3.24	1800	1415	82.2	0.82	1290

หลังจากนั้นก่อนที่จะเราจะติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานเข้าไปเราจะทดลองโดยการปรับแรงดัน

ด้านเข้ามอเตอร์โดยใช้ Variac โดยให้ความเร็วรอบครั้งที่ Rated Speed ก่อน

ตารางที่ 4.2 ข้อมูลขณะปรับแรงดันด้านเข้ามอเตอร์โดยใช้ Variac (ของมอเตอร์ 1500 W)

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของ มอเตอร์ (W)	แรงดัน ต่อเฟสที่ มอเตอร์ (V)	กระแสเฟส ของ มอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของ มอเตอร์ (W)	ความเร็ว โรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิภาพของ มอเตอร์ (%)	ค่าเพาเวอร์ แฟกเตอร์ ของ มอเตอร์	กำลัง ไฟฟ้า เสมือนของ มอเตอร์ (VAR)
5	73.30	46.4	0.72	90	1400	81.4	0.29	360
10	146.60	67.8	1.03	180	1400	81.4	0.31	360
20	293.21	92.9	1.40	360	1400	81.4	0.38	360
30	439.82	112.1	1.78	540	1400	81.4	0.45	360
40	586.43	131.6	2.01	720	1400	81.4	0.49	330
50	733.03	148.0	2.26	900	1400	81.4	0.57	330
60	879.64	159.8	2.50	1080	1400	81.4	0.60	330
70	1026.25	175.2	2.69	1260	1400	81.4	0.68	330
80	1172.86	185.7	2.91	1440	1400	81.4	0.70	330
90	1319.46	198.5	3.08	1620	1400	81.4	0.77	300
100	1466.07	214	3.24	1800	1400	81.4	0.80	300

หลังจากนั้นเราจะนำอุปกรณ์ควบคุมพลังงานมาใช้กับมอเตอร์โดยให้อยู่ในเงื่อนไขที่ได้วางไว้ในบทที่ 3 แต่ก่อนที่เราจะเริ่มทำการวัดค่าต่าง ๆ เราจะหาค่าพารามิเตอร์ของมอเตอร์ [7] ก่อนเพื่อที่จะนำตัวอย่างของค่าที่ได้จากการคำนวณมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัด ตัวอย่างการคำนวณจะเป็นของมอเตอร์ขนาด 1,500 W จำนวนที่ความเร็วรอบ 1,450 rpm

ข้อมูลที่ได้จากการทดสอบ

NO-LOAD TEST : line-to-line voltage 380 V
total input power 287.6 W
line current 1.9 A

BLOCKED-ROTOR TEST : line-to-line voltage 75 V
total input power 312.9 W
line current 3.3 A

DC RESISTANCE : 6.15 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SOLUTION

จาก NO-LOAD TEST

$$R_0 = \frac{287.6}{3} \times \frac{1}{1.9^2} = 26.55\Omega$$

$$Z_0 = \frac{380}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{1.9} = 115.47\Omega$$

$$X_0 = \sqrt{115.47^2 - 26.55^2} = 112.37\Omega$$

จาก BLOCKED-ROTOR TEST

$$R_{eq} = \frac{312.9}{3} \times \frac{1}{3.3^2} = 9.57\Omega$$

$$Z_{eq} = \frac{75}{\sqrt{3}} \times \frac{1}{3.3} = 13.12\Omega$$

$$X_{eq} = \sqrt{13.12^2 - 9.57^2} = 8.97\Omega$$

$$X_{l1} = X'_{l2} = 0.5 \times 8.97 = 4.48\Omega$$

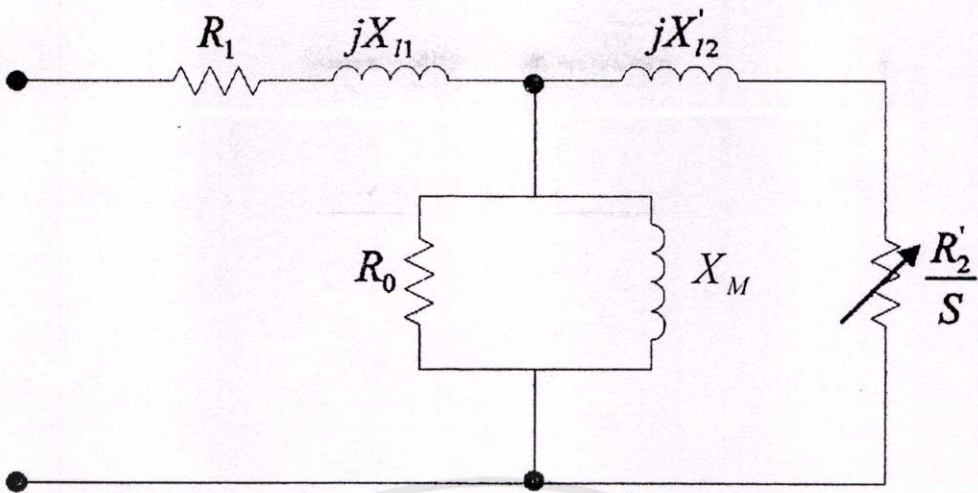
$$X_M = X_0 - X_{l1} = 112.37 - 4.48 = 107.89\Omega$$

$$R'_2 = (R_{eq} + R_1) \frac{(X'_{l2} + X_M)^2}{X_M^2}$$

$$= (9.57 - 6.15) \left[\frac{4.48 + 107.89}{107.89} \right]^2$$

$$= 3.7\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.3 แสดง Per-phase equivalent circuit ของมอเตอร์ 1,500 W ที่ทำการทดลอง

โดยที่

$$R_0 = 26.55\Omega$$

$$R_1 = 6.15\Omega$$

$$R_2' = 3.7\Omega$$

$$X_{l1} = X_{l2}' = 4.48\Omega$$

$$X_M = 107.89\Omega$$

$$S = \frac{1,500 - 1,450}{1,500} = 0.03$$

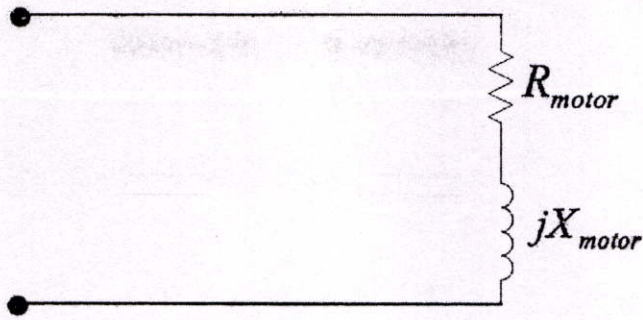
เมื่อนำค่าต่าง ๆ ที่ได้มาขบเป็นรูปวงจร R-L ดังแสดงในภาพที่ 4.4 จะได้ว่า

$$R_{Motor} = 27.08\Omega$$

$$X_{Motor} = 8.86\Omega$$

$$L_{Motor} = \frac{X_{Motor}}{2\pi f} = \frac{8.86}{2\pi 50} = 0.028H$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และตั้งชื่ออิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.4 แสดง R_{Motor} และ L_{Motor} ของมอเตอร์

จากนั้นนำค่าที่ได้ไปเข้าสมการ Power Electronic ในหัวข้อ 2.4.1.2 เพื่อหาค่าต่างๆ ต่อไป โดยมีค่าที่จะใช้ในการคำนวณดังนี้

$$R = 27.08 \, \Omega, L = 0.028 \, \text{H}, f = 50 \, \text{Hz}, \alpha = 144 \, \text{องศา}$$

SOLUTION

$$\begin{aligned} \text{มุมเฟสของโหลด } \phi &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \\ &= \tan^{-1} \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0.028}{27.08} \right) \\ &= 18^\circ \end{aligned}$$

$$\text{มุมหยุดนำกระแส } \beta = \pi + \phi$$

$$= 180^\circ + 18^\circ = 198^\circ$$

$$\text{จำนวนมุนนำกระแส } \gamma = \beta - \alpha$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาคือ $= 198^\circ - 144^\circ = 54^\circ$ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{มุมเริ่มนำกระแส} = \text{มุมหยุดนำกระแส} - \text{จำนวนมุนนำกระแส}$$

$$= 198^\circ - 54^\circ = 144^\circ$$

$$V_{o(RMS)} = V \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\beta - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} - \frac{\sin 2\beta}{2} \right)}$$

$$\text{แต่ } \beta = 198^\circ = 3.46 \text{ เรเดียน}$$

$$\alpha = 144^\circ = 2.51 \text{ เรเดียน}$$

$$\text{แทนค่า } V_{o(RMS)} = 220 \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(3.46 - 2.51 + \frac{\sin 288^\circ}{2} - \frac{\sin 396^\circ}{2} \right)}$$

$$\therefore V_{o(RMS)} = 220(0.24) = 52.8V$$

หาคะแสม I_{RN} และ I_N เมื่อ $\alpha = 144^\circ, \phi = 18^\circ$

จากกราฟในภาพที่ 2.30 ได้ว่า

$$I_{RN} \cong 0.05$$

$$I_N = 0.02$$

กระแสไฟฟ้า R.M.S. ที่ผ่านไทรสเตอร์ $I_R = \frac{V_m}{Z} \cdot I_{RN}$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 220V}{\sqrt{27.08^2 + 8.79^2}} (0.05)$$

$$= 0.54 \text{ A}$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ผ่านไทรสเตอร์ $I_A = \frac{V_m}{Z} \cdot I_N$ ให้นำค่านี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\sqrt{2} \times 220V}{\sqrt{27.08^2 + 8.79^2}} (0.02)$$

$$= 0.21 \text{ A}$$

$$\text{กระแสไฟฟ้า R.M.S. ที่โหลด } I_{o(RMS)} = \sqrt{2} \cdot I_R$$

$$= \sqrt{2} \times 0.54$$

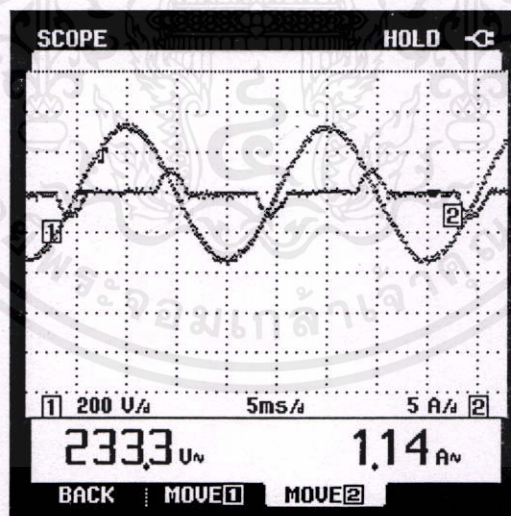
$$= 0.76 \text{ A}$$

ตัวประกอบกำลังด้านเข้าของวงจร

$$P_o = 0.76^2 \times 27.08 \Omega = 15.64 \text{ W}$$

$$VA = 220 \text{ V} \times 0.76 \text{ A} = 167.2 \text{ VA}$$

$$PF = \frac{P_o}{VA} = \frac{15.64}{167.2} = 0.09 (\text{Lagging})$$



ภาพที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายและกระแสที่โหลดของมอเตอร์ 1,500 W ที่ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและทำงานที่สลลิปเท่ากับ 0.03

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันที่แหล่งจ่าย , แรงดันที่มอเตอร์ , กระแสมอเตอร์ และสัญญาณกระตุ้นซิกบวทของ TCA785

จากนั้นทำการทดลองต่อมอเตอร์ 1,500 W โดยผ่านอุปกรณ์ควบคุมพลังงานแล้วบันทึกค่าต่าง ๆ ที่ได้ลงในตารางที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ข้อมูลขณะมอเตอร์ 1,500 W มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของมอเตอร์ (W)	แรงดันต่อเฟสที่มอเตอร์ (V)	กระแสเฟสของมอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (W)	ความเร็วโรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (%)	ค่าเพนเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์กับอุปกรณ์	กำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (VAR)
5	75.92	80.7	1.12	210	1450	36.1	0.27	750
10	151.84	97.4	1.36	300	1450	50.6	0.33	900
20	303.68	152.5	1.72	510	1450	59.5	0.42	1080
30	455.52	154.9	1.96	690	1450	66.0	0.50	1080
40	606.53	174.6	2.30	870	1448	69.7	0.56	1260
50	758.17	198.6	2.36	990	1448	76.5	0.62	1260
60	909.80	220.1	2.50	1170	1448	77.7	0.67	1320
70	1061.43	235.3	2.79	1380	1448	76.9	0.69	1350
80	1210.56	234.9	2.99	1590	1445	76.1	0.75	1380
90	1356.22	234.9	3.17	1770	1439	76.6	0.79	1380
100	1494.35	234.0	3.33	1920	1427	77.8	0.81	1380

หลังจากนั้นจะนำ L มาต่อตามในรูปที่ 3.19 เพื่อลด %THD ที่เกิดจากวงจรควบคุมแรงดัน โดยค่า L ที่นำมาใช้นี้มีทั้งหมด 4 ค่า โดย L แต่ละค่าก็จะมีค่า R อยู่ด้วย ดังนั้นจึงแทนค่า L ที่นำมาใส่อยู่ในรูปของ Z ดังนี้

STEP 1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $132+j618 \Omega$

STEP 2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $95+j442 \Omega$

STEP 3 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $37+j225 \Omega$

STEP 4 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $22+j148 \Omega$

แล้วทำการทดลองพร้อมกับบันทึกผลการทดลองในตารางที่ 4.4 , 4.5 และ 4.6 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 1 เพื่อลดแฟคเตอร์
ที่มีความผิดเพี้ยน

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของ มอเตอร์ (W)	แรงดัน ต่อเฟสที่ มอเตอร์ (V)	กระแสเฟส ของ มอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์ (W)	ความเร็ว โรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิ ภาพของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์ (%)	ค่าเพาเวอร์ แฟคเตอร์ ของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์	กำลังไฟฟ้า เสมือนของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์ (VAR)
5	75.92	81.2	1.01	180	1450	42.1	0.26	690
10	151.84	97.0	1.20	300	1450	50.6	0.36	810
20	303.68	152.0	1.61	510	1450	59.5	0.44	1020
30	455.52	155.2	1.86	690	1450	66.0	0.51	1050
40	606.53	174.8	2.09	870	1448	69.7	0.58	1230
50	758.17	198.0	2.29	1020	1448	74.3	0.64	1200
60	909.80	220.1	2.49	1200	1448	75.8	0.69	1260
70	1061.43	235.2	2.78	1410	1448	75.2	0.73	1320
80	1210.56	234.9	2.95	1590	1445	76.1	0.78	1290
90	1356.22	235.0	3.13	1770	1439	76.6	0.81	1290
100	1494.35	234.7	3.32	1920	1427	77.8	0.82	1320

ตารางที่ 4.5 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 2 เพื่อลดแฟคเตอร์
ที่มีความผิดเพี้ยน

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของ มอเตอร์ (W)	แรงดัน ต่อเฟสที่ มอเตอร์ (V)	กระแสเฟส ของ มอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์ (W)	ความเร็ว โรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิ ภาพของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์ (%)	ค่าเพาเวอร์ แฟคเตอร์ ของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์	กำลังไฟฟ้า เสมือนของ มอเตอร์ กับอุปกรณ์ (VAR)
5	75.92	80.5	0.99	180	1450	42.1	0.26	660
10	151.84	97.4	1.15	300	1450	50.6	0.36	750
20	303.68	152.8	1.56	480	1450	63.2	0.46	930
30	455.52	154.8	1.83	690	1450	66.0	0.53	990
40	606.53	174.9	2.06	870	1448	69.7	0.59	1170
50	758.17	198.3	2.27	1020	1448	74.3	0.64	1200
60	909.80	220.8	2.48	1200	1448	75.8	0.69	1260
70	1061.43	235.8	2.76	1410	1448	75.2	0.74	1290
80	1210.56	234.1	2.98	1590	1445	76.1	0.76	1350
90	1356.22	234.3	3.17	1770	1439	76.6	0.80	1350
100	1494.35	234.2	3.34	1950	1427	76.6	0.82	1350

ตารางที่ 4.6 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 3 เพื่อลดแฟลคเตอร์ที่มีความผิดปกติ

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของมอเตอร์ (W)	แรงดันต่อเฟสที่มอเตอร์ (V)	กระแสเฟสของมอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (W)	ความเร็วโรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (%)	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์กับอุปกรณ์	กำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (VAR)
5	75.92	80.4	1.03	180	1450	42.1	0.27	720
10	151.84	97.8	1.07	270	1450	56.2	0.37	690
20	303.68	151.9	1.51	480	1450	63.2	0.46	930
30	455.52	155.0	1.84	690	1450	66.0	0.52	1110
40	606.53	175.2	1.93	870	1448	69.7	0.58	1200
50	758.17	198.6	2.27	1020	1448	74.3	0.63	1290
60	909.80	220.3	2.48	1200	1448	75.8	0.69	1260
70	1061.43	235.3	2.76	1380	1448	76.9	0.74	1290
80	1210.56	234.6	2.98	1560	1445	77.6	0.76	1350
90	1356.22	234.8	3.13	1710	1439	79.3	0.79	1350
100	1494.35	234.5	3.29	1860	1427	80.3	0.82	1350

แต่เมื่อใส่ L STEP 4 เข้าไปปรากฏว่าวงจรควบคุมแรงดันจะไม่มีผลในการควบคุมพลังงานให้กับมอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องมาจากแรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์มีค่ามากพอที่จะทำให้มอเตอร์หมุนได้เองโดยไม่ต้องอาศัยวงจรควบคุมแรงดัน (โดยเฉพาะตอน Light Load) ซึ่งได้คำนวณได้ดังนี้

จากค่า R_{motor} และค่า X_{motor} มีค่าประมาณ 27Ω และ $j8.8\Omega$ ตามลำดับ

$$Z_{motor} = 27 + j8.8 = 28.4\angle 18^\circ\Omega$$

คิดที่ STEP 1

$$Z_{STEP1} = 132 + j618 = 632\angle 78^\circ\Omega$$

$$Z_{TSTEP1} = Z_{STEP1} + Z_{motor} = (132 + 27) + j(618 + 8.8) = 647\angle 76^\circ\Omega$$

$$I_{TSTEP1} = \frac{E}{Z_{TSTEP1}} = \frac{220}{647} = 0.034 A$$

$$\therefore E_{\text{motorSTEP1}} = I_{\text{TSTEP1}} \times Z_{\text{motor}} = 0.03 \times 28.4 = 0.85V$$

คิดที่ STEP 2

$$Z_{\text{STEP2}} = 95 + j442 = 452 \angle 78^\circ \Omega$$

$$Z_{\text{TSTEP2}} = Z_{\text{STEP2}} + Z_{\text{motor}} = (95 + 27) + j(442 + 8.8) = 467 \angle 75^\circ \Omega$$

$$I_{\text{TSTEP2}} = \frac{E}{Z_{\text{TSTEP2}}} = \frac{220}{467} = 0.47 A$$

$$\therefore E_{\text{motorSTEP2}} = I_{\text{TSTEP2}} \times Z_{\text{motor}} = 0.47 \times 28.4 = 13.35V$$

คิดที่ STEP 3

$$Z_{\text{STEP3}} = 37 + j225 = 228 \angle 81^\circ \Omega$$

$$Z_{\text{TSTEP3}} = Z_{\text{STEP3}} + Z_{\text{motor}} = (37 + 27) + j(225 + 8.8) = 242 \angle 75^\circ \Omega$$

$$I_{\text{TSTEP3}} = \frac{E}{Z_{\text{TSTEP3}}} = \frac{220}{242} = 0.91 A$$

$$\therefore E_{\text{motorSTEP3}} = I_{\text{TSTEP3}} \times Z_{\text{motor}} = 0.91 \times 28.4 = 25.9V$$

คิดที่ STEP 4

$$Z_{\text{STEP4}} = 22 + j148 = 150 \angle 82^\circ \Omega$$

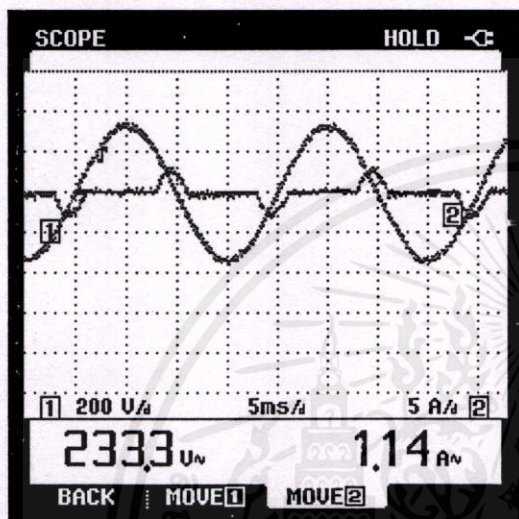
$$Z_{\text{TSTEP4}} = Z_{\text{STEP4}} + Z_{\text{motor}} = (22 + 27) + j(148 + 8.8) = 164 \angle 73^\circ \Omega$$

$$I_{\text{TSTEP4}} = \frac{E}{Z_{\text{TSTEP4}}} = \frac{220}{164} = 1.34 A$$

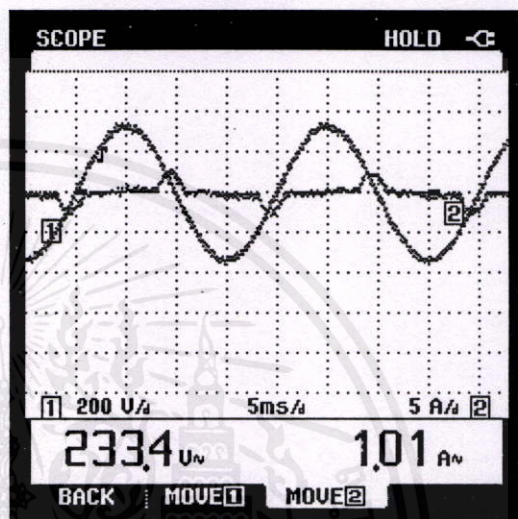
$$\therefore E_{\text{motorSTEP4}} = I_{\text{TSTEP4}} \times Z_{\text{motor}} = 1.34 \times 28.4 = 38.1V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ E ใช้งาน $\frac{220}{164}$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ Z_{TSTEP4} และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

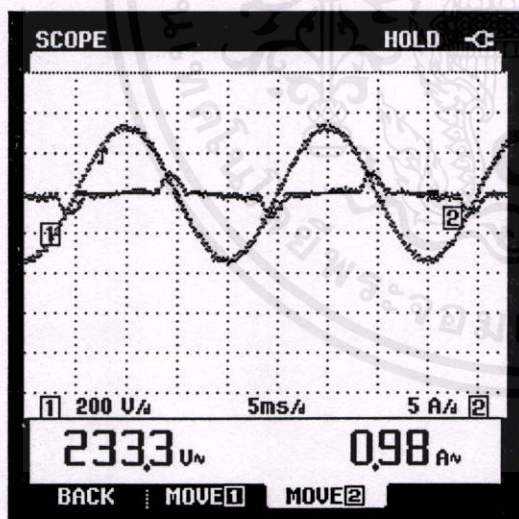
จากผลการทดลองพบว่าถ้าใส่ L STEP4 เข้าไปนั้นจะทำให้มอเตอร์หมุนได้เองโดยไม่ขึ้นกับวงจรถวลคุมแรงดัน ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่ามอเตอร์ได้รับแรงดันตกคร่อมตัวมันเองมากกว่าค่าของแรงดันที่ทำให้มันเริ่มหมุนได้ (จากการทดสอบพบว่าค่าของแรงดันที่ทำให้มันเริ่มหมุนจะมีค่าอยู่ที่ประมาณ 27.34 V/เฟส) ภาพของรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายกับกระแสในสายได้แสดงไว้ในภาพที่ 4.7



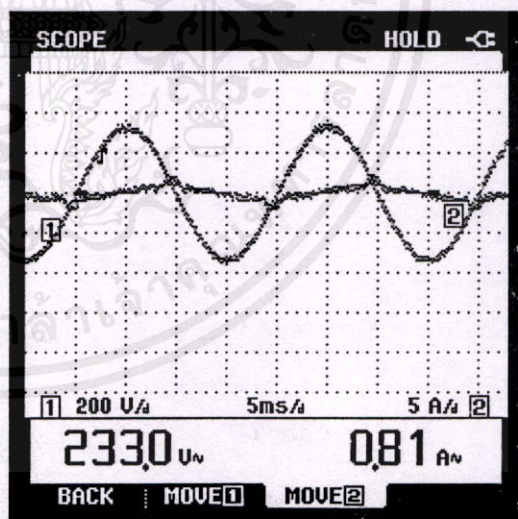
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

ภาพที่ 4.7 แสดงภาพของรูปคลื่นของแรงดันที่แหล่งจ่ายกับกระแสในสายที่โหลด 5%

(ก) ไม่ใส่ L (ข) ใส่ L STEP 1 (ค) ใส่ L STEP 2 (ง) ใส่ L STEP 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่าการมีโครงข่ายอื่นอีกทั้งยังมีใช้กับอุปกรณ์นี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่แจ้งไว้
จากนั้นวัดค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน (Total Harmonics Distortion) แล้วทำการเปรียบเทียบระหว่างเดินมอเตอร์โดยวิธีต่อตรง , ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลัง

งานพร้อมกับติดตั้ง L ที่ STEP ต่าง ๆ เพื่อลดค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน แล้วบันทึกผลลงในตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนหรือค่า THD (Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย

Torque (%)	ค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน หรือ ค่า %THD (Total Harmonics Distortion)				
	ไม่มีอุปกรณ์	มีอุปกรณ์แต่ยังไม่ติดตั้ง L เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน	มีอุปกรณ์และติดตั้ง L STEP 1 เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน	มีอุปกรณ์และติดตั้ง L STEP 2 เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน	มีอุปกรณ์และติดตั้ง L STEP 3 เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน
5	8.8	100.5	70.5	64.8	49.6
10	8.5	88.7	72.2	67.8	50.0
20	8.0	80.1	62.6	58.4	52.5
30	7.3	61.5	58.0	48.0	47.2
40	6.4	54.8	47.0	44.5	48.0
50	6.1	42.3	39.3	39.9	38.5
60	5.6	29.9	26.7	23.9	23.9
70	5.1	8.1	6.4	7.6	7.6
80	4.6	5.0	4.6	5.0	4.9
90	4.4	5.2	4.8	5.1	4.8
100	4.2	6.4	6.4	6.3	6.2

จากตารางแสดงผลการทดลองต่าง ๆ ที่ได้จากการทดลองกับมอเตอร์ขนาด 1,500 W นั้นพบว่าค่าที่ดีที่สุดสำหรับการใช้งานจริงของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิตที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนนั้นจะเป็นค่าในตารางที่ 4.6 ซึ่งเป็นข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 3 ($Z = 37 + j225\Omega$) เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน ดังนั้นจึงใช้ข้อมูลในตารางนี้สำหรับเปรียบเทียบระหว่างมอเตอร์วิ่งโดยไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน กับ มอเตอร์วิ่งโดยมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิตที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน เพื่อเปรียบเทียบว่าอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนี้จะประหยัดพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้มากน้อยเพียงใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ควบคุมแรงดัน

Torque (%)	ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานคือ $3W_m$ (ที่วัดจากแหล่งจ่าย) - $3W_m$ (ที่วัดจากมอเตอร์)					
	$3W_m$ (ที่วัดจากแหล่งจ่าย) ขณะไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลด THD	$3W_m$ (ที่วัดจากมอเตอร์) ขณะไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลด THD	ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ขณะไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลด THD	$3W_m$ (ที่วัดจากแหล่งจ่าย) ขณะติดตั้ง L เพื่อลด THD	$3W_m$ (ที่วัดจากมอเตอร์) ขณะติดตั้ง L เพื่อลด THD	ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ขณะติดตั้ง L เพื่อลด THD
5	210	210	0	180	180	0
10	300	300	0	270	270	0
20	510	480	30	480	450	30
30	690	660	30	690	660	30
40	870	840	30	870	840	30
50	990	960	30	1020	990	30
60	1170	1140	30	1200	1170	30
70	1380	1320	60	1380	1320	60
80	1590	1530	60	1560	1500	60
90	1770	1710	60	1710	1650	60
100	1920	1860	60	1860	1800	60

ตารางที่ 4.9 เปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)

Torque (%)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์ ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (W)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์ ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (W)	ประหยัดกำลังงาน I/P ของมอเตอร์ได้ (W)
5	390	180	210
10	480	270	210
20	630	480	150
30	780	690	90
40	930	870	60
50	1080	1020	60
60	1230	1200	30
70	1380	1380	0
80	1530	1560	-30
90	1680	1710	-30
100	1800	1860	-60

ตารางที่ 4.10 เปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่มอเตอร์)

Torque (%)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์ ขณะไม่มีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน (W)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์ ขณะมีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน (W)	ประหยัดกำลังงาน I/P ของ มอเตอร์ได้ (W)
5	390	180	210
10	480	270	210
20	630	450	120
30	780	660	180
40	930	840	90
50	1080	990	90
60	1230	1170	60
70	1380	1320	60
80	1530	1500	30
90	1680	1650	30
100	1800	1800	0

ตารางที่ 4.11 เปรียบเทียบประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ (วัดจากแหล่งจ่าย)

Torque (%)	ประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ ขณะไม่มีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน (%)	ประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ ขณะมีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน (%)	ประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ เพิ่มขึ้น (%)
5	20.0	42.1	22.1
10	32.6	56.2	23.6
20	49.4	63.2	13.8
30	59.5	66.0	6.5
40	66.0	69.7	3.7
50	70.7	74.3	3.6
60	74.1	75.8	1.7
70	76.7	76.9	0.2
80	78.7	77.6	-1.1
90	79.9	79.3	-0.6
100	78.2	80.3	-1.9

ตารางที่ 4.12 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอเตอร์(วัดที่มอเตอร์) โดยที่ $\% \eta = P_{out} / 3W_{in motor}$

Torque (%)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์ ขณะไม่มีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน (%)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์ ขณะมีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน (%)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์ เพิ่มขึ้น (%)
5	20.0	42.1	22.1
10	32.6	56.2	23.6
20	49.4	67.4	18.0
30	59.5	69.0	9.5
40	66.0	72.2	6.2
50	70.7	76.5	5.8
60	74.1	77.7	3.6
70	76.7	80.4	3.7
80	78.7	80.7	2.0
90	79.9	82.1	2.2
100	82.2	83.0	0.8

ตารางที่ 4.13 เปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจากแหล่งจ่าย)

Torque (%)	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของ อุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับ มอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของ อุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับ มอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ ควบคุมพลังงาน	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของ อุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับ มอเตอร์เพิ่มขึ้น
5	0.24	0.27	0.03
10	0.30	0.37	0.07
20	0.40	0.46	0.06
30	0.49	0.52	0.03
40	0.56	0.58	0.02
50	0.63	0.63	0.00
60	0.68	0.69	0.01
70	0.73	0.74	0.01
80	0.76	0.76	0.00
90	0.80	0.79	-0.01
100	0.82	0.82	0.00

ตารางที่ 4.14 เปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์ (วัดที่มอเตอร์)

Torque (%)	ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์เพิ่มขึ้น
5	0.24	0.42	0.18
10	0.30	0.60	0.30
20	0.40	0.65	0.25
30	0.49	0.67	0.18
40	0.56	0.68	0.12
50	0.63	0.68	0.05
60	0.68	0.69	0.01
70	0.73	0.71	-0.02
80	0.76	0.73	-0.03
90	0.80	0.77	-0.03
100	0.82	0.78	-0.04

ตารางที่ 4.15 เปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ (วัดจากแหล่งจ่าย)

Torque (%)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (VAR)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (VAR)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ลดลง (VAR)
5	1560	720	840
10	1470	690	780
20	1440	930	510
30	1410	1110	300
40	1380	1200	180
50	1350	1290	60
60	1320	1260	60
70	1320	1290	30
80	1320	1350	-30
90	1290	1350	-60
100	1290	1350	-60

ตารางที่ 4.16 เปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์ (วัตต์มอเตอร์)

Torque (%)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (VAR)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (VAR)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์ลดลง (VAR)
5	1560	300	1260
10	1470	300	1170
20	1440	540	900
30	1410	750	660
40	1380	780	600
50	1350	1050	300
60	1320	1230	90
70	1320	1440	-120
80	1320	1440	-120
90	1290	1410	-120
100	1290	1410	-120

ตารางที่ 4.17 ค่าแอมเพอเดอร์ทที่มีความผิดเพี้ยนหรือค่า THD (Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย

Torque (%)	ค่า %THD ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานแต่ไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลดแอมเพอเดอร์ทที่มีความผิดเพี้ยน	ค่า %THD ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและติดตั้ง L เพื่อลดแอมเพอเดอร์ทที่มีความผิดเพี้ยน	ค่า %THD ลดลง
5	100.5	49.6	50.9
10	88.7	50.0	38.7
20	80.1	52.5	27.6
30	61.5	47.2	14.3
40	54.8	48.0	6.8
50	42.3	38.5	3.8
60	29.9	23.9	6.0
70	8.1	7.6	0.5
80	5.0	4.9	0.1
90	5.2	4.8	0.4
100	6.4	6.2	0.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ 6.4 กับการใช้งานเพื่อการศึกษา 6.2 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป 0.2 ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการทดลองตั้งแต่ต้นใหม่อีกครั้งแต่จะเปลี่ยนขนาดของมอเตอร์จาก 1,500 W เป็น 300 W แล้วบันทึกค่าลงในตารางตั้งแต่ตารางที่ 4.18 เป็นต้นไป

ตารางที่ 4.18 ข้อมูลขณะมอเตอร์เดินแบบต่อตรง (ของมอเตอร์ 300 W)

Torque	กำลังงาน O/P ของ มอเตอร์	แรงดัน ต่อเฟสที่ แหล่งจ่าย	กระแสเฟส ของ มอเตอร์	กำลังงาน I/P ของ มอเตอร์	ความเร็ว โรเตอร์	ประสิทธิภาพ ของ มอเตอร์	ค่าเพาเวอร์ แฟกเตอร์ ของ มอเตอร์	กำลัง ไฟฟ้า เสมือนของ มอเตอร์
(%)	(W)	(V)	(A)	(W)	(rpm)	(%)		(VAR)
5	15.62	230.5	0.58	120	1492	13.0	0.29	360
10	31.18	230.4	0.58	120	1489	25.9	0.31	360
20	62.07	230.2	0.58	150	1482	41.3	0.38	360
30	92.61	230.3	0.59	180	1474	51.4	0.45	360
40	122.89	230.0	0.60	210	1467	58.5	0.49	330
50	152.99	229.9	0.62	240	1461	63.7	0.57	330
60	182.33	230.0	0.64	270	1451	67.5	0.60	330
70	211.26	229.9	0.67	300	1441	70.4	0.68	330
80	239.59	230.2	0.70	330	1430	72.6	0.70	330
90	267.28	230.5	0.74	360	1418	74.2	0.77	300
100	294.47	230.4	0.79	370	1406	75.5	0.8	300

ตารางที่ 4.19 ข้อมูลขณะปรับแรงดันด้านเข้ามอเตอร์โดยใช้ Variac (ของมอเตอร์ 300 W)

Torque	กำลังงาน O/P ของ มอเตอร์	แรงดัน ต่อเฟสที่ มอเตอร์	กระแสเฟส ของ มอเตอร์	กำลังงาน I/P ของ มอเตอร์	ความเร็ว โรเตอร์	ประสิทธิภาพ ของ มอเตอร์	ค่าเพาเวอร์ แฟกเตอร์ ของ มอเตอร์	กำลัง ไฟฟ้า เสมือนของ มอเตอร์
(%)	(W)	(V)	(A)	(W)	(rpm)	(%)		(VAR)
5	14.45	57.7	0.19	21	1380	68.8	0.99	21
10	28.90	72.4	0.22	42	1380	68.8	0.98	42
20	57.80	95.4	0.30	84	1380	68.8	0.93	84
30	86.70	112.0	0.35	120	1380	72.2	0.92	60
40	115.61	128.8	0.42	150	1380	77.0	0.91	90
50	144.51	143.5	0.47	180	1380	80.2	0.90	120
60	173.41	157.7	0.54	210	1380	82.5	0.89	150
70	202.31	171.2	0.58	240	1380	84.2	0.88	150
80	231.22	183.4	0.64	270	1380	85.6	0.88	180
90	260.12	195.5	0.69	300	1380	86.7	0.87	240
100	289.02	209.9	0.75	330	1380	87.5	0.87	270

ตารางที่ 4.20 ข้อมูลขณะมอเตอร์ 300 W มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของมอเตอร์ (W)	แรงดันต่อเฟสที่มอเตอร์ (V)	กระแสเฟสของมอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (W)	ความเร็วโรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (%)	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์กับอุปกรณ์	กำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (VAR)
5	15.18	89.4	0.31	60	1450	25.3	0.31	150
10	30.36	111.7	0.36	90	1450	33.7	0.35	180
20	60.69	140.4	0.41	120	1449	50.5	0.41	210
30	91.04	163.0	0.46	150	1449	60.6	0.48	240
40	121.39	186.6	0.53	180	1449	67.4	0.51	300
50	151.73	204.7	0.57	225	1449	67.4	0.56	330
60	182.08	225.5	0.62	270	1449	67.4	0.58	360
70	212.26	233.7	0.65	300	1441	70.7	0.61	360
80	240.10	233.7	0.69	330	1433	72.7	0.64	360
90	267.85	231.9	0.73	360	1421	74.4	0.72	360
100	294.26	229.4	0.77	390	1405	75.4	0.74	360

หลังจากนั้นจะนำ L มาต่อตามในรูปที่ 3.19 เพื่อลด %THD ที่เกิดจากวงจรควบคุมแรงดัน โดยค่า L ที่นำมาใช้นี้มีทั้งหมด 2 ค่า โดย L แต่ละค่าก็จะมีค่า R อยู่ด้วย ดังนั้นจึงแทนค่า L ที่นำมาใส่อยู่ในรูปของ Z ดังนี้

STEP 1 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $132+j618 \Omega$

STEP 2 ซึ่งมีค่าเท่ากับ $95+j442 \Omega$

แล้วทำการทดลองพร้อมกับบันทึกผลการทดลองในตารางที่ 4.21 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.21 ข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 1 เพื่อลดแฟกเตอร์
ที่มีความผิดเพี้ยน

Torque (%)	กำลังงาน O/P ของมอเตอร์ (W)	แรงดันต่อเฟสที่แหล่งจ่าย (V)	กระแสเฟสของมอเตอร์ (A)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (W)	ความเร็วโรเตอร์ (rpm)	ประสิทธิภาพของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (%)	ค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์กับอุปกรณ์	กำลังไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์กับอุปกรณ์ (VAR)
5	15.18	84.3	0.19	45	1450	33.7	0.40	120
10	30.36	104.9	0.26	75	1450	40.4	0.42	150
20	60.69	142.4	0.34	105	1449	57.8	0.44	180
30	91.04	166.5	0.43	141	1449	64.5	0.50	240
40	121.39	192.1	0.50	174	1449	69.7	0.52	270
50	151.73	212.2	0.55	210	1449	72.2	0.58	300
60	182.08	231.4	0.60	252	1449	72.2	0.60	300
70	212.26	237.4	0.65	300	1441	70.7	0.68	330
80	240.26	236.8	0.68	330	1434	72.8	0.69	330
90	268.41	235.4	0.70	360	1424	74.5	0.77	330
100	295.10	233.8	0.77	390	1409	75.6	0.80	330

แต่เมื่อใส่ L STEP 2 เข้าไปปรากฏว่าวงจรควบคุมแรงดันจะไม่มีผลในการควบคุมพลังงานให้กับมอเตอร์ขนาด 300 W ทั้งนี้เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์มีค่ามากพอที่จะทำให้มอเตอร์หมุนได้เองโดยไม่ต้องอาศัยวงจรควบคุมแรงดัน (โดยเฉพาะตอน Light Load) เหตุผลนี้จะเหมือนกับที่ทดลองด้วยมอเตอร์ 1,500 W ซึ่งได้คำนวณได้ดังนี้

จากค่า R_{motor} และค่า X_{motor} มีค่าประมาณ 84Ω และ $j27.2\Omega$ ตามลำดับ

$$Z_{motor} = 84 + j27.2 = 88.3\angle 18^\circ\Omega$$

คิดที่ STEP 1

$$Z_{STEP1} = 132 + j618 = 632\angle 78^\circ\Omega$$

$$Z_{TSTEP1} = Z_{STEP1} + Z_{motor} = (132 + 84) + j(618 + 27.2) = 680\angle 71.5^\circ\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{TSTEP1} = \frac{E}{Z_{TSTEP1}} = \frac{220}{680} = 0.32 A$$

$$\therefore E_{motorSTEP1} = I_{TSTEP1} \times Z_{motor} = 0.32 \times 88.3 = 28.25V$$

คิดที่ STEP 2

$$Z_{STEP2} = 95 + j442 = 452 \angle 78^\circ \Omega$$

$$Z_{TSTEP2} = Z_{STEP2} + Z_{motor} = (95 + 84) + j(442 + 27.2) = 502 \angle 69^\circ \Omega$$

$$I_{TSTEP2} = \frac{E}{Z_{TSTEP2}} = \frac{220}{502} = 0.44 A$$

$$\therefore E_{motorSTEP2} = I_{TSTEP2} \times Z_{motor} = 0.44 \times 88.3 = 38.85V$$

จากผลการทดลองพบว่าถ้าใส่ L STEP 2 เข้าไปนั้นจะทำให้มอเตอร์หมุนได้เองโดยไม่ขึ้นกับ วงจรควบคุมแรงดัน ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะว่ามอเตอร์ได้รับแรงดันตกคร่อมตัวมันเองมากกว่าค่าของ แรงดันที่ทำให้มันเริ่มหมุนได้ (จากการทดสอบพบว่าค่าของแรงดันที่ทำให้มันเริ่มหมุนจะมีค่าอยู่ที่ ประมาณ 31.44 V/เฟส)

จากนั้นวัดค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน (Total Harmonics Distortion) แล้วทำการเปรียบเทียบ ระหว่างเคินมอเตอร์โดยวิธีต่อตรง , ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานพร้อมกับติดตั้ง L ที่ STEP ต่าง ๆ เพื่อลดค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน แล้วบันทึกผลลงในตารางที่ 4.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.22 ค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนหรือค่า THD (Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย

Torque (%)	ค่าแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน หรือ ค่า %THD (Total Harmonics Distortion)		
	ไม่มีอุปกรณ	มีอุปกรณแต่ยังไม่ติดตั้ง L เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน	มีอุปกรณและติดตั้ง L STEP 1 เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน
5	8.7	104.0	43.7
10	8.5	93.1	41.8
20	8.1	72.2	38.6
30	7.2	58.7	37.1
40	6.5	45.0	33.1
50	6.1	32.5	24.5
60	5.7	15.8	10.8
70	5.0	8.8	9.0
80	4.5	8.4	8.5
90	4.4	7.7	3.3
100	4.1	8.3	4.3

จากตารางแสดงผลการทดลองต่าง ๆ ที่ได้จากการทดลองกับมอเตอร์ขนาด 300 W นั้นพบว่าค่าที่ดีที่สุดสำหรับการใช้งานจริงของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับรงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิปที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยนนั้นจะเป็นค่าในตารางที่ 4.21 ซึ่งเป็นข้อมูลขณะมอเตอร์มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน และติดตั้ง L STEP 1 ($Z = 132 + j618\Omega$) เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน ดังนั้นจึงใช้ข้อมูลในตารางนี้สำหรับเปรียบเทียบระหว่างมอเตอร์วิ่งโดยไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน กับ มอเตอร์วิ่งโดยมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับรงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิปที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดแฟคเตอร์ที่มีความผิดเพี้ยน เพื่อเปรียบเทียบว่าอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนี้จะประหยัดพลังงานและปรับรงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้มากน้อยเพียงใด

ตารางที่ 4.23 ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ควบคุมแรงดัน

Torque (%)	ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานคือ $3W_{in}$ (ที่วัดจากแหล่งจ่าย) - $3W_{in}$ (ที่วัดจากมอเตอร์)					
	$3W_{in}$ (ที่วัดจากแหล่งจ่าย) ขณะไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลด THD	$3W_{in}$ (ที่วัดจากมอเตอร์) ขณะไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลด THD	ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ขณะไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลด THD	$3W_{in}$ (ที่วัดจากแหล่งจ่าย) ขณะติดตั้ง L เพื่อลด THD	$3W_{in}$ (ที่วัดจากมอเตอร์) ขณะติดตั้ง L เพื่อลด THD	ค่ากำลังงานสูญเสียของอุปกรณ์ขณะติดตั้ง L เพื่อลด THD
5	60	60	0	45	45	0
10	90	90	0	75	75	0
20	120	120	0	105	105	0
30	150	150	0	141	141	0
40	180	150	30	174	159	15
50	225	195	30	210	180	30
60	270	240	30	252	222	30
70	300	270	30	300	270	30
80	330	300	30	330	300	30
90	360	330	30	360	330	30
100	390	360	30	390	360	30

ตารางที่ 4.24 เปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)

Torque (%)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์ ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (W)	กำลังงาน I/P ของมอเตอร์ ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (W)	ประหยัดกำลังงาน I/P ของมอเตอร์ได้ (W)
5	120	45	75
10	120	75	45
20	150	105	45
30	180	141	39
40	210	174	36
50	240	210	30
60	270	252	18
70	300	300	0
80	330	330	0
90	360	360	0
100	390	390	0

ตารางที่ 4.25 เปรียบเทียบประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจากแหล่งจ่าย)

Torque (%)	ประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (%)	ประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (%)	ประสิทธิภาพรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์เพิ่มขึ้น (%)
5	13.0	33.7	12.3
10	25.9	40.4	7.8
20	41.3	57.8	9.2
30	51.4	64.5	9.2
40	58.5	69.7	8.9
50	63.7	72.2	8.5
60	67.5	72.2	4.7
70	70.4	70.7	0.3
80	72.6	72.8	0.4
90	74.2	74.5	0.3
100	75.5	75.6	0.1

ตารางที่ 4.26 เปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจากแหล่งจ่าย)

Torque (%)	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน	ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์รวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์เพิ่มขึ้น
5	0.29	0.40	0.11
10	0.31	0.42	0.11
20	0.38	0.44	0.06
30	0.45	0.50	0.05
40	0.49	0.52	0.03
50	0.57	0.58	0.01
60	0.60	0.60	0.00
70	0.68	0.68	0.00
80	0.70	0.69	-0.01
90	0.77	0.77	0.00
100	0.8	0.80	0.00

ตารางที่ 4.27 เปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์(วัดจากแหล่งจ่าย)

Torque (%)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (VAR)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน (VAR)	ค่ากำลังไฟฟ้าเสมือนรวมของอุปกรณ์ควบคุมพลังงานกับมอเตอร์ลดลง (VAR)
5	360	120	240
10	360	150	210
20	360	180	180
30	360	240	120
40	330	270	60
50	330	300	30
60	330	300	30
70	330	330	0
80	330	330	0
90	300	330	-30
100	300	330	-30

ตารางที่ 4.28 ค่าแฟคเตอร์ที่มึความผิดเพี้ยนหรือค่า THD(Total Harmonics Distortion) ที่แหล่งจ่าย

Torque (%)	ค่า %THD ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานแต่ไม่ได้ติดตั้ง L เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มึความผิดเพี้ยน	ค่า %THD ขณะมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงานและติดตั้ง L เพื่อลดแฟคเตอร์ที่มึความผิดเพี้ยน	ค่า %THD ลดลง
5	104.0	43.7	60.3
10	93.1	41.8	51.3
20	72.2	38.6	33.6
30	58.7	37.1	21.6
40	45.0	33.1	11.9
50	32.5	24.5	8.0
60	15.8	10.8	5.0
70	8.8	9.0	-0.2
80	8.4	8.5	-0.1
90	7.7	3.3	4.4
100	8.3	4.3	4.0

หลังจากนั้นจะนำค่าที่ได้ไปวิเคราะห์ ในด้านของกำลังงานด้านเข้า ประสิทธิภาพ ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ และกำลังงานไฟฟ้าเสมือน โดยได้เปรียบเทียบกันระหว่างเดินมอเตอร์แบบไม่มีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน(เดินมอเตอร์แบบต่อตรง) กับตอนมีอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน พร้อมกับได้สรุปผลการทดลองในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

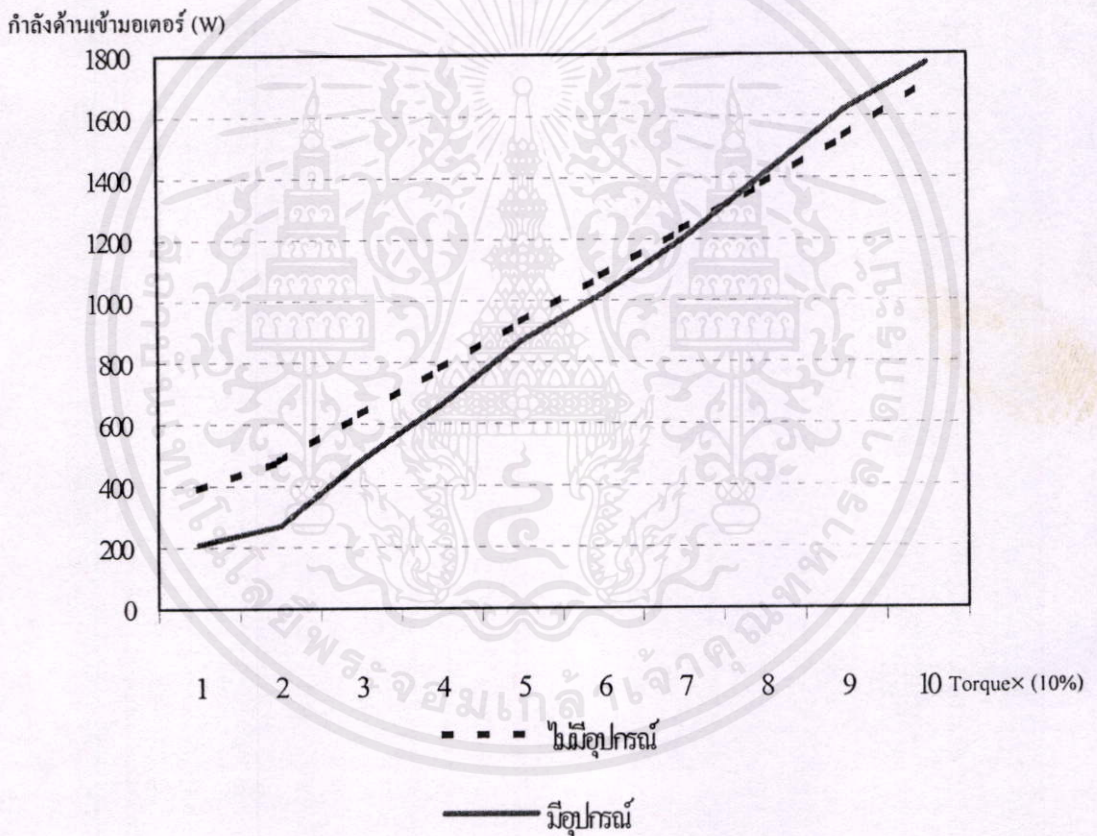
บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

เราจะนำผลการทดลองที่ได้จากมอเตอร์ 1,500 W ในบทที่ 4 มาเขียนกราฟเพื่อให้เห็นผลการทดลองได้ชัดเจนขึ้นพร้อมกับสรุปและวิจารณ์ผลการทดลองในบทนี้ดังนี้

5.1 สรุปในด้านกำลังงานด้านเข้ามอเตอร์

เมื่อนำข้อมูลในตารางที่ 4.9 มาเขียนกราฟ จะได้กราฟในภาพที่ 5.1

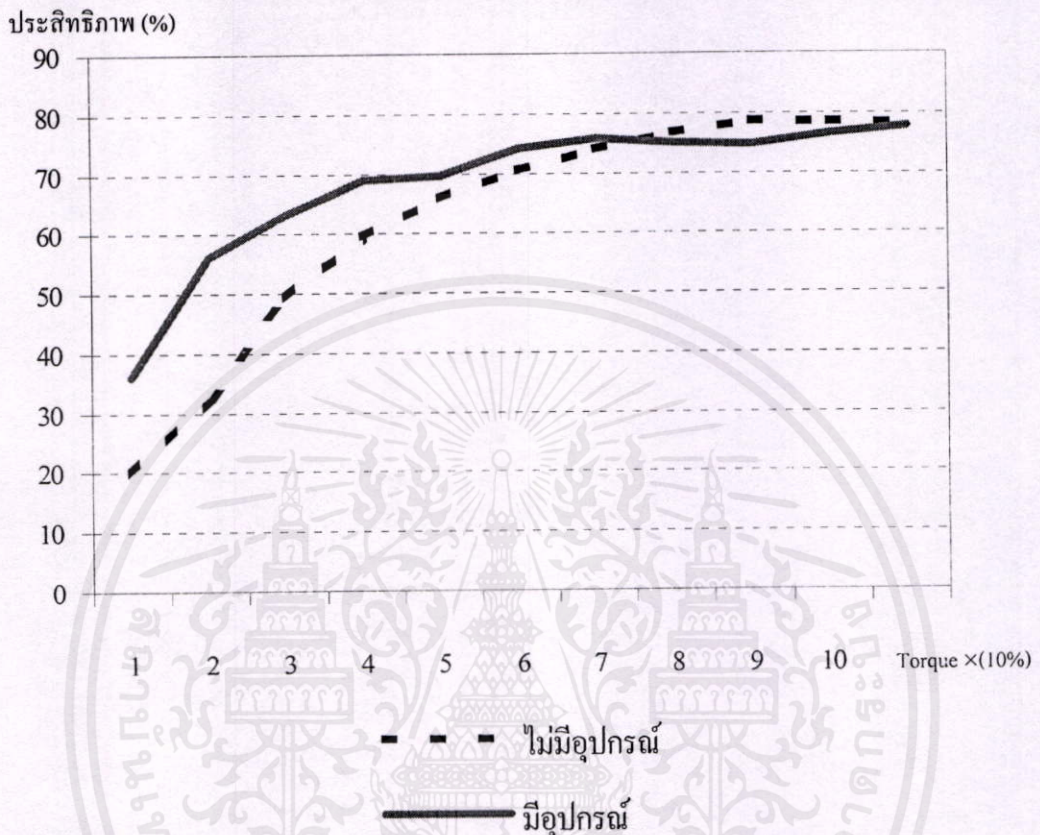


ภาพที่ 5.1 กราฟเปรียบเทียบค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)

จากกราฟในภาพที่ 5.1 จะพบว่าค่ากำลังงานด้านเข้าของมอเตอร์จะลดลงมากพอสมควรในกรณีที่มิโหลดต่ำ (Light load) หรือไม่มีโหลด (No load) แต่เมื่อมอเตอร์รับโหลดมากขึ้นจะไม่เห็นความแตกต่างของค่ากำลังงานด้านเข้ามากนัก จนมอเตอร์รับโหลดเข้าใกล้ที่เต็มพิกัด (Full load) จะพบว่าค่ากำลังงานด้านเข้าในขณะที่ตั้งอุกรณ์ควบคุมพลังงานจะมากกว่าที่ไม่ได้ติดตั้งอุกรณ์ควบคุมพลังงาน ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าสูญเสียในอุกรณ์ควบคุมพลังงานนั่นเอง

5.2 สรุปในด้านประสิทธิภาพของมอเตอร์

เมื่อนำข้อมูลในตารางที่ 4.11 มาเขียนกราฟ จะได้กราฟในภาพที่ 5.2



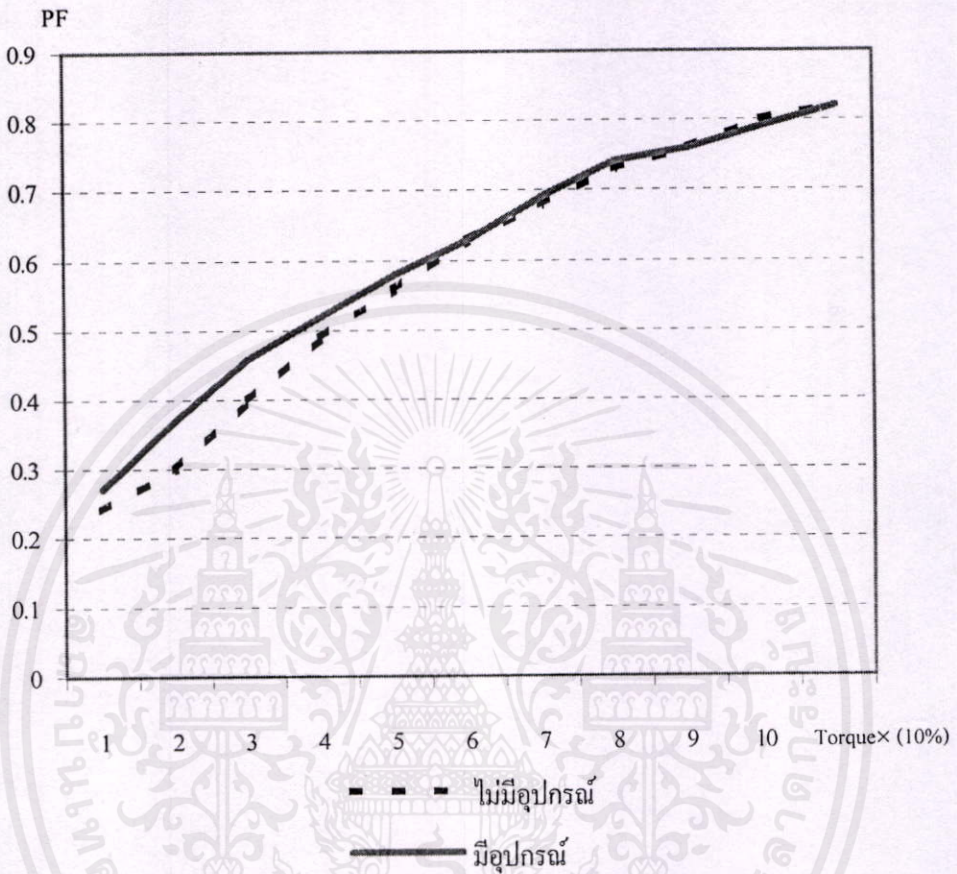
ภาพที่ 5.2 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)

จากกราฟในภาพที่ 5.2 จะพบว่าค่าประสิทธิภาพของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นมากพอสมควรในขณะที่มีโหลดต่ำ (Light load) หรือไม่มีโหลด (No load) แต่เมื่อมอเตอร์รับโหลดมากขึ้นจะไม่เห็นความแตกต่างของประสิทธิภาพมากนัก จนมอเตอร์รับโหลดเข้าใกล้ที่เต็มพิกัด (Full load) จะพบว่าค่าประสิทธิภาพในขณะที่ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานจะน้อยกว่าที่ไม่ได้ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงาน ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าสูญเสียในอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 สรุปในด้านค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์

เมื่อนำข้อมูลในตารางที่ 4.13 มาเขียนกราฟ จะได้กราฟในภาพที่ 5.3



ภาพที่ 5.3 กราฟเปรียบเทียบค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์ (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)

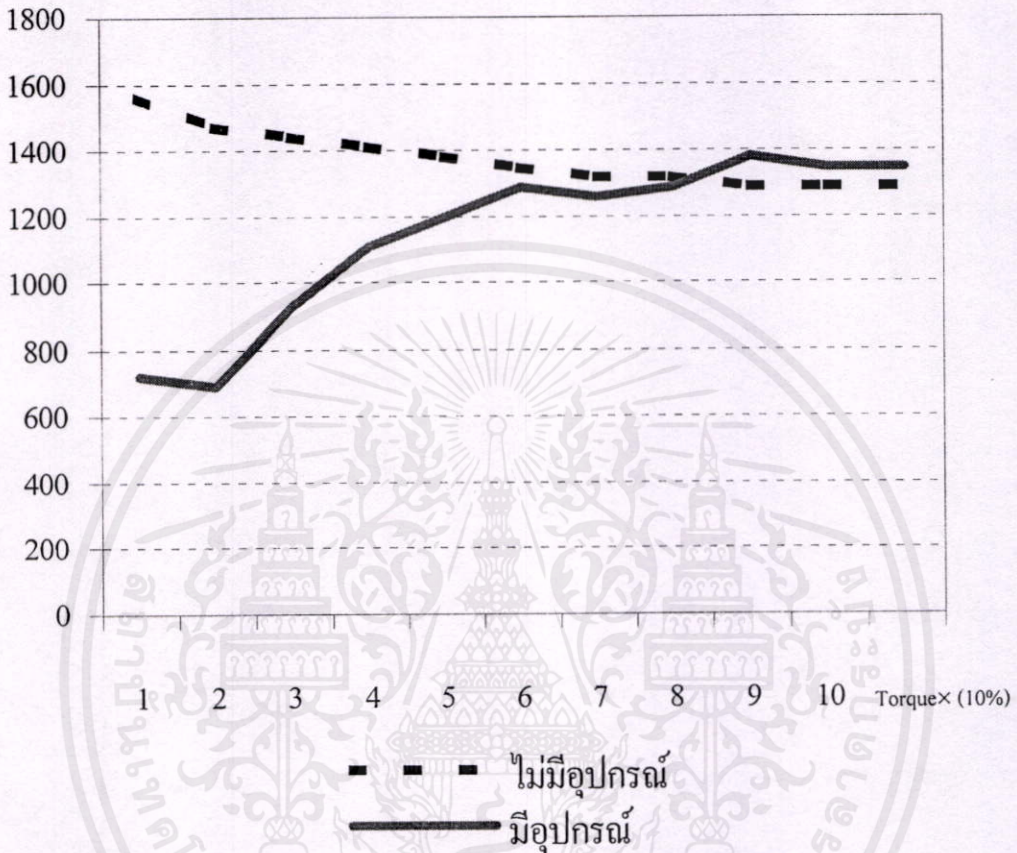
จากกราฟในภาพที่ 5.3 จะพบว่าค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นเล็กน้อยในขณะที่มีโหลดต่ำ (Light load) หรือไม่มีโหลด (No load) แต่เมื่อมอเตอร์รับโหลดมากขึ้นจะไม่เห็นความแตกต่างของค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์เลย จนมอเตอร์รับโหลดเข้าใกล้ที่เต็มพิกัด (Full load) จะพบว่าค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ในขณะที่ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานจะน้อยกว่าที่ไม่ได้ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานเสียอีก ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าสูญเสียในอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุปในด้านค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์

เมื่อนำข้อมูลในตารางที่ 4.15 มาเขียนกราฟ จะได้กราฟในภาพที่ 5.4

กำลังงานไฟฟ้าเสมือน



ภาพที่ 5.4 กราฟเปรียบเทียบค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือน (โดยวัดที่แหล่งจ่าย)

จากกราฟในภาพที่ 5.4 จะพบว่าค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือนของมอเตอร์จะลดลงอย่างมากในขณะที่มีโหลดต่ำ (Light load) หรือไม่มีโหลด (No load) แต่เมื่อมอเตอร์รับโหลดมากขึ้นจะไม่เห็นความแตกต่างของค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือนมากนัก จนมอเตอร์รับโหลดเข้าใกล้ที่เต็มพิกัด (Full load) จะพบว่าค่ากำลังงานไฟฟ้าเสมือนในขณะที่ตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานจะมากกว่าที่ไม่ได้ติดตั้งอุปกรณ์ควบคุมพลังงานเสียอีก ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าสูญเสียในอุปกรณ์ควบคุมพลังงานนั่นเอง

5.5 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 จากผลการทดลองในบทที่ 4 และ กราฟในบทที่ 5 สามารถสรุปผลได้ดังนี้

- 1) ผลจากการทดลองได้แสดงให้เห็นถึงการเพิ่มขึ้นของ ประสิทธิภาพ และ ค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ ในขณะที่มอเตอร์ทำงานที่โหลดต่ำ (0-60% ของ Rated)

2) ผลจากการทดลองได้แสดงให้เห็นว่าการใส่ L เข้าไปขนานกับไทรสเตอร์ซึ่งต่อกลับหลังกัน อยู่ในวงจรควบคุมแรงดันสามารถลด THD ได้มากในขณะที่โหลดต่ำ แต่ขณะที่โหลดสูงจะไม่เห็นผลแตกต่างกัน เพราะ SCR จะทำงานที่มุมจุดชนวนต่ำ (แรงดันตกคร่อม SCR น้อยลง) จึงทำให้กระแสไฟฟ้าที่แหล่งจ่ายเป็นแบบต่อเนื่องมากขึ้น

3) ผลจากการคำนวณและการทดลองพบว่าค่า L ที่ใส่เข้าไปเพื่อลด THD นั้น ถ้าค่า L ยิ่งมากขึ้น จะทำให้กระแสของมอเตอร์เป็นแบบต่อเนื่องมากขึ้นเท่านั้นซึ่งจะเป็นผลให้ค่า THD ลดลงมากตามไปด้วย แต่ก็มีข้อจำกัดว่าแรงดันตกคร่อมมอเตอร์ในขณะที่ SCR ไม่ทำงาน จะต้องไม่มากกว่าแรงดันที่ทำให้มอเตอร์เริ่มหมุนด้วยตัวเองได้ ซึ่งถ้ามอเตอร์หมุนด้วยตัวเองได้ก็จะทำให้ไม่สามารถที่จะควบคุมพลังงานด้านเข้าได้

4) ความสูญเสียในวงจรควบคุมแรงดันเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ ประสิทธิภาพรวมที่เพิ่มขึ้นจะมีค่าไม่มาก โดยจะเห็นความสูญเสียได้จากในตารางที่ 4.8

5) ลักษณะของการใช้วงจรควบคุมแรงดันแบบนี้ ยังให้ถึงการเริ่มเดินมอเตอร์อย่างนุ่มนวลด้วย

6) อุปกรณ์นี้เหมาะกับงานในไม่มีโหลดหรือโหลดเบา เช่น ในงานเจียร์ , ระบบสะพาน , บันไดเลื่อน เป็นต้น ซึ่งอุปกรณ์นี้จะทำให้ประหยัดพลังงานได้มากเมื่อเทียบกับการที่ให้มอเตอร์เดินโดยไม่มีอุปกรณ์ควบคุม

7) หลักการนี้ใช้ได้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำทุกขนาดแรงม้าและทุกชนิดของความเร็วรอบ แต่ก็ต้องเลือกค่าของ L ที่ใส่เข้าไปเพื่อลดค่าของ THD ให้เหมาะสมกับตัวของมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย

8) อุปกรณ์มีขีดจำกัดในการควบคุมให้ได้ค่า Slip ที่พิกัด เนื่องจากผลของ harmonics ทำให้มอเตอร์เกิดการสั่นผิปกติขณะควบคุมที่ความเร็วเข้าใกล้พิกัดจริง ดังนั้นผลการทดสอบจึงพยายามทดสอบที่ความเร็วที่มอเตอร์ยังสามารถทำงานได้เหมือนภาวะปกติ ซึ่งจะได้ค่า Slip ในการทดสอบประมาณ 50% ของ Slip ที่พิกัด (โดยถ้าการควบคุมไม่ใช่ Phase Control ซึ่งมี harmonics สูง เช่น การใช้ Variac แทน จะสามารถควบคุมความเร็วเท่าที่พิกัดได้ตลอดเวลา ซึ่งประสิทธิภาพและค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะสูงขึ้นกว่านี้)

เอกสารอ้างอิง

- [1] ปรากฏ ไพรสุวรรณ, สุทธิไชย รังสีโรคมโกมล และ นพปฎล ชนะนะ. “อุปกรณ์ประหยัดพลังงานและปรับค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19, ขอนแก่น., 7-8, พฤศจิกายน 2539. หน้า PW1-PW6.
- [2] ปรากฏ ไพรสุวรรณ, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และ สุรเชษฐ เดชฟุ้ง. “อุปกรณ์ควบคุมพลังงานและปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยวิธีการควบคุมสลิปที่ติดตั้งอุปกรณ์ลดแฟกเตอร์ที่มีความผิดปกติ.” วิศวกรรมสารลาดกระบัง, ปีที่ 17, ฉบับที่ 1, มีนาคม 2543. หน้า 1-6.
- [3] นพปฎล ชนะนะ. “อุปกรณ์ประหยัดพลังงานและปรับค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2540.
- [4] มิ่งขวัญ จุลเจริญ และ ศิริโรจน์ แซ่อึ้ง. “การสร้างตัวกรองดิจิตอลด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิตอล TMS320C50.” วิทยานิพนธ์วิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ วิทยาศาสตร์ประยุกต์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ. 2542.
- [5] สัมพันธ์ หาญชเล. เครื่องกลไฟฟ้า 2. กรุงเทพฯ. 2534.
- [6] ชัยยงค์ แก้วมงคล และ นภัทร วัจนเทพินทร์. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1. กรุงเทพฯ. 2540.
- [7] M. S. Sarma, “Electric machines”, West Pub. Co., U.S.A., 1994.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมที่ใช้ในการทำวิจัยทั้งหมด (เขียนให้กับDSP)

```

.mmregs           ; เริ่มต้นกำหนดค่า
.ds 300h

x1  .word 0000h   ; กำหนดค่าการใช้งาน
x2  .word 0000h
x11 .word 06000h
x12 .word 06100h
x13 .word 06200h
x14 .word 06300h
x15 .word 06400h
x16 .word 06500h
x17 .word 06600h
x18 .word 06700h
x19 .word 06800h
x110 .word 06900h
x20 .word 0000h
x21 .word 0000h
x22 .word 0000h
x23 .word 0000h
x24 .word 0000h
x25 .word 0000h
x26 .word 0000h
x27 .word 0000h
x28 .word 0000h
x29 .word 0000h
x220 .word 0000h
x221 .word 0000h

.ps 0a00h        ; กำหนดบรรทัดเริ่มต้น

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

f:      ldp  #0          ; โปรแกรมในส่วนของ การเริ่มเดินมอเตอร์
      lacc #0c900h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0ca00h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0cb00h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0cc00h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0cd00h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0ce00h
      sacl dxr
      call d1
      lacc #0cf00h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0d000h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0d100h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0d200h
      sacl dxr
      call d
      lacc #0d300h

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่จำกัดใดๆทั้งนี้ หากมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

sacl dxr
 call d
 lacc #0d400h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0d500h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0d600h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0d700h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0d800h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0d900h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0da00h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0db00h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0dc00h
 sacl dxr
 call d
 lacc #0dd00h
 sacl dxr
 call d

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีข้อผิดพลาดให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

sacl dxr
 call d

```

lacc #0de00h
sac1 dxr
call d
lacc #0df00h
sac1 dxr
call d
lacc #0e000h
sac1 dxr
call d
lacc #0e100h
sac1 dxr
call d
lacc #0e200h
sac1 dxr
call d
lacc #0e300h
sac1 dxr
call d
lacc #0e400h
sac1 dxr
call d
lacc #0e500h
sac1 dxr
call d
lacc #0e600h
sac1 dxr
call d
lacc #0e700h
sac1 dxr
call d
lacc #0e800h
sac1 dxr

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

call d
lacc #0e900h
sacl dxr
call d
call r
r:  ldp #6 ; โปรแกรมในส่วนของการตรวจจับความเร็วมอเตอร์
in x1,PA7
out x1,PA7
rpt #34
add x1
sacl x2
lar ar0,x1
banz r
lacc x2
sub x11
sacl x21
lar ar0,x21
bcnd tt,lt
call s
tt:  lacc x2 ; โปรแกรมในส่วนของการสั่งให้ Analog Output ทำงานตาม
sub x12 ; แนวความคิดที่วางไว้ (โดยรับมาจากส่วนตรวจจับความเร็วมอเตอร์)
sacl x20 ; เพื่อนำไปขยายและนำไปควบคุมมุมจุดชนวน SCR เพื่อ
lar ar0,x20 ; ควบคุมแรงดันด้านเข้ามอเตอร์อีกทีหนึ่ง
bcnd uu,lt
call t
uu:  lacc x2
sub x13
sacl x21
lar ar0,x21
bcnd vv,lt
call u
vv:  lacc x2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

sub x14
sac1 x22
lar ar0,x22
bcnd ww,lt
call v
ww: lacc x2
sub x15
sac1 x23
lar ar0,x23
bcnd xx,lt
call w
xx: lacc x2
sub x16
sac1 x24
lar ar0,x24
bcnd yy,lt
call x
yy: lacc x2
sub x17
sac1 x25
lar ar0,x25
bcnd zzz,lt
call y
zzz: lacc x2
sub x18
sac1 x26
lar ar0,x26
bcnd zz,lt
call z
zz: lacc x2
sub x19
sac1 x27

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

lar ar0,x27
bcnd su,lt
call l
s: lacc #0d000h
ldp #0
call d2
sacl dxr
call d2
zap
b r
t: lacc #0d200h
ldp #0
call d2
sacl dxr
call d2
zap
b r
u: lacc #0d500h
ldp #0
call d2
sacl dxr
call d2
zap
b r
v: lacc #0d900h
ldp #0
call d2
sacl dxr
call d2
zap
b r
w: lacc #0de00h

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ใช้งานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

ldp #0
call d2
sac1 dxr
call d2
zap
b r
x: lacc #0e600h
ldp #0
call d2
sac1 dxr
call d2
zap
b r
y: lacc #0f200h
ldp #0
call d2
sac1 dxr
call d2
zap
b r
z: lacc #0f380h
ldp #0
call d2
sac1 dxr
call d2
zap
b r
su: lacc #0f500h
ldp #0
call d2
sac1 dxr
call d2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งนี้ อีบุ๊กยังมีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

call d1
call d1
call d1
call d1
call d1
ret
d1: call d2
call d2
call d2
call d2
call d2
ret
d2: call d3
call d3
call d3
call d3
call d3
ret
d3: call d4
call d4
call d4
call d4
call d4
ret
d4: call d5
call d5
call d5
call d5
call d5
ret
d5: call d6
call d6

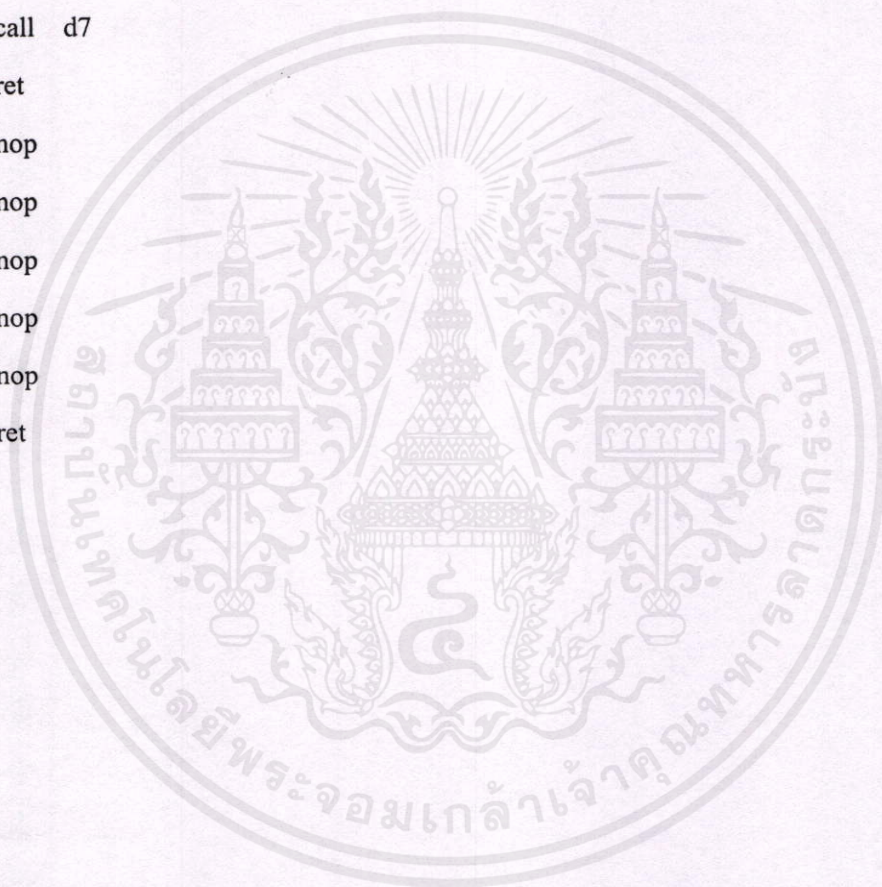
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

call d6
call d6
call d6
ret
d6: call d7
call d7
call d7
call d7
call d7
ret
d7: nop
nop
nop
nop
nop
nop
ret

```



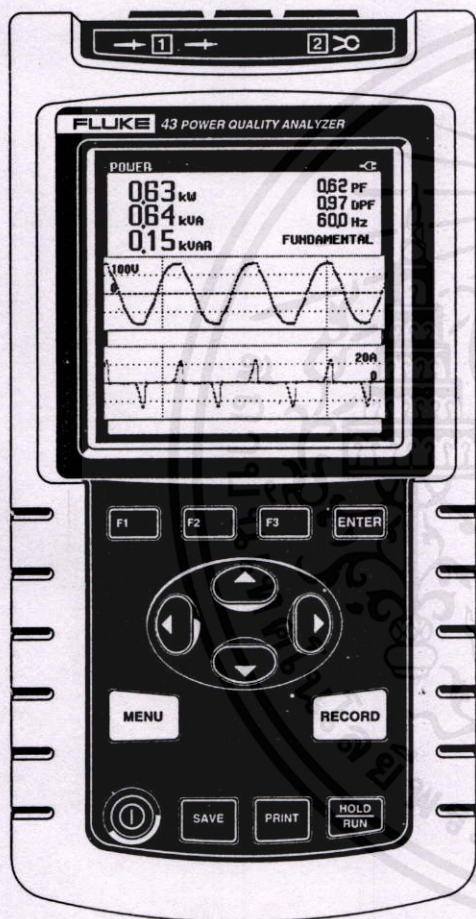
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.

ข้อมูลทางเทคนิคของเครื่องมือวัด Fluke 43

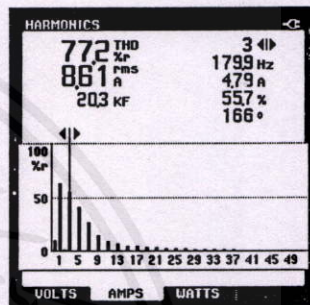
Fluke 43 Power Quality Analyzer

Maintain power systems, troubleshoot power problems, diagnose equipment failures

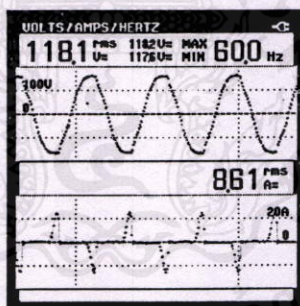


The Fluke 43 Power Quality Analyzer performs the measurements you need to maintain power systems, troubleshoot power problems and diagnose equipment failures. All in a rugged handheld package.

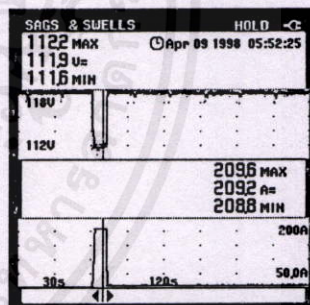
- Combines the most useful capabilities of a power quality analyzer, multimeter and scope
- Measure power harmonics, and catch intermittents
- Monitoring functions help track intermittent problems and power system performance
- Menus use familiar electrical terminology
- Complete package with voltage and current probes, PC software and cable
- Applications manual, power quality video and users manual explain measurements step-by-step



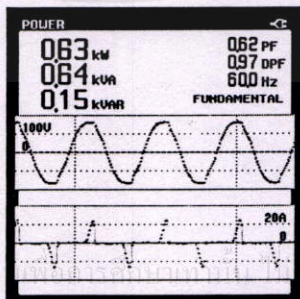
- Voltage, current, and power harmonics
- Up to 51st harmonic
- Total harmonic distortion (THD)
- Phase angle of individual harmonics



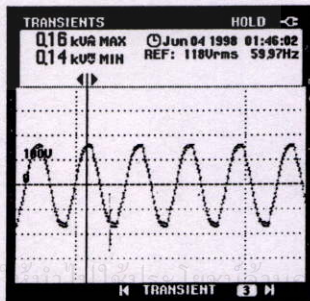
- Voltage and current waveforms
- True-rms voltage and current
- Frequency



- Continuously measure volts and amps on a cycle-by-cycle basis for up to 16 days
- Use cursors to read time and date of sags and swells



- Watts, power factor, displacement power factor, VA and VAR
- Voltage and current waveforms



- Catch voltage transients and waveform distortion
- Catch and save up to 40 transients
- Correlate the cause of transient with time and date stamps

Need Technical Assistance? Call:

1-800-44-FLUKE

Toll-free in the U.S.

(800) 36-FLUKE in Canada

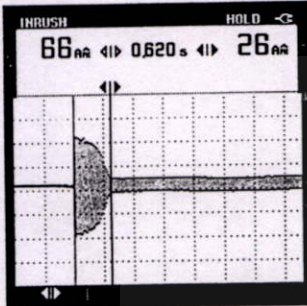
(425) 356-5500 other countries

For more information to be sent to you by fax, call 1-800-FLUKE-FAX in the U.S. and Canada. Or visit our website at <http://www.fluke.com>

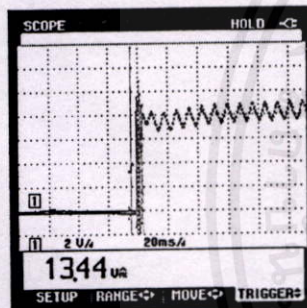
Specifications

Accuracies are stated as \pm (percentage of reading + counts) without probes unless otherwise noted. Counts are the least significant digit on the display. Example: for a display that shows

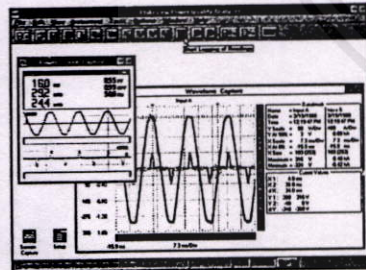
1.00 volts, each count represents 0.01 volts. Except for frequency measurements and scope measurements, specifications are valid for signals with a fundamental between 40 Hz and 70 Hz.



- Inrush current up to 500A with supplied current probe
- Use cursors to measure inrush timing



- Connect-and-View™ scope for quick waveform display
- Voltage and current channels
- 20 MHz bandwidth with optional 10:1 voltage probe. 15 kHz on current channel with optional clamp



- FlukeView® Power Quality Analyzer Software (included)
- Capture measurement screens for professional-looking reports
- Log readings to your computer disk drive
- Compatible with word processing, spreadsheet and analysis software
- Microsoft Windows 3.1*, Windows 95*, Windows 98* and Windows NT* compatible

Input Characteristics	Ranges	Accuracy
Input impedance	1 M Ω , 20 pF	
Voltage rating	600V rms, CAT III	
Volt/Amps/Hertz Display		
True-rms voltage (ac+dc)	5.000V, 50.00V, 500.0V, 1250V*	$\pm(1\% + 10 \text{ counts})$
True-rms current (ac + dc)	50.00A, 500.0A, 5.000 kA, 50.00 kA	$\pm(1\% + 10 \text{ counts})$
Mains frequency	10.0 Hz to 150 Hz	$\pm(0.5\% + 2 \text{ counts})$
Power Display		
Power, Watts, Volt-Amps, VA, Reactive Volt-Amps, VAR	250W, 2.50 kW, 25.0 kW, 250 kW, 2.50 MW	$\pm(4\% + 4 \text{ counts})$
Power Factor, PF, Displacement Power Factor, DPF	0.00 to 0.25 0.25 to 1.0	Not specified ± 0.04
Harmonics Display		
Voltage	1st to 51st harmonic	$\pm(3\% + 2 \text{ counts})$ to $\pm(15\% + 5 \text{ counts})$
Amps	1st to 51st harmonic	$\pm(3\% + 8 \text{ counts})$ to $\pm(5\% + 8 \text{ counts})$
Power	1st to 51st harmonic	$\pm(5\% + 2 \text{ counts})$ to $\pm(30\% + 5 \text{ counts})$
Line frequency	40 Hz to 70 Hz fundamental	$\pm 0.25 \text{ Hz}$
Phase	2nd to 51st harmonic	$\pm 3^\circ$ to $\pm 15^\circ$
K-factor	1.0 to 30.0	$\pm 10\%$
THD	0.00 to 99.99	$\pm(3\% + 8 \text{ counts})$
Sags and Swells Recording		
Recording times	4 min to 16 days (selectable)	
True-rms voltage	5.000V, 50.00V, 500.0V, 1250V*	$\pm(2\% + 10 \text{ counts})$
True-rms current	50.00A, 500.0A, 5.000 kA, 50.00 kA	$\pm(2\% + 10 \text{ counts})$
Other Recording		
Recording times	4 min to 16 days (selectable)	
Parameters	Choose up to two from one of the groups below	
V/A/Hz	Line voltage, current, frequency	
Power	Watts, VA, VAR, PF, DPF, frequency	
Harmonics	THD, harmonic voltage, (or current, or power), frequency, phase	
Ohms	Ohms, diode, continuity, capacitance	
Temperature	Temperature	
Scope	DC voltage, dc current, ac voltage, ac current, frequency, pulse width, phase, duty cycle, peak max, peak min, peak min-max, crest factor	
Transient Capture		
Minimum pulse width	1 μ s (40 ns with optional probes)	
Number of transients	40	
Voltage threshold settings	20%, 50%, 100%, 200% above or below normal voltage	
Min voltage and max voltage at cursor	10V, 25V, 50V, 125V, 250V, 500V, 1250V	$\pm 5\%$ of full scale

* Rated 600V CAT III

ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายบริการลูกค้าของเรา

Inrush Capture	Ranges	Accuracy
Current ranges	1A, 5A, 10A, 50A, 100A, 500A, 1000A	
Inrush times	1s, 5s, 10s, 50s, 100s, 5 min	
Current at cursor	12.5A, 25A, 50A, 125A, 250A, 500A, 1250A, 2500A, 5 kA	±5% of full scale
Time between cursors**	4 to 235 pixels	±(0.2% + 2 pixels)
Scope Display		
Time ranges	20 ns/div to 60 s/div	
Max sampling rate	25 MS/s	
Bandwidth	Voltage channel [1]	20 MHz at inputs, 1 MHz with TL24 Leads
	Current channel [2]	15 kHz at inputs, 10 kHz with 80i-500s Probe
Coupling	AC, DC	
Vertical sensitivity	5 mV/div to 500V/div	
Vertical resolution	8 bit (256 levels)	
Record length	512 samples per channel	
Timebase modes	Normal, roll, single	
Pre-trigger	Up to 10 divisions	
Measurements	Volts + Amps (dc, ac, ac+dc, peak, peak-peak), frequency, duty cycle, phase, pulse width, crest factor	
Ohms, Diode, Continuity		
Ohms	500.0Ω, 5.000 kΩ, 50.00 kΩ, 500.0 kΩ, 5.000 MΩ, 30.00 MΩ	±(0.6% + 5 counts)
Diode voltage	0 to 3.000 V	±(2% + 5 counts)
Continuity	Beeper on at < (30Ω ± 5Ω)	
Max current	0.5 mA	
Capacitance	50.00 nF, 500.0 nF, 5.000 μF, 50.00 μF, 500.0 μF	±(2% + 10 counts)
Temperature***	-100.0°C to 400.0°C, -200.0°F to 800.0°F	±(0.5% + 5 counts)
Memory		
Number of screens	10	
Optically Isolated RS-232 Interface		
To printer	Supports HP Laserjet,* Deskjet,* Epson FX/LQ and Postscript printers with optional PAC91 Printer Adapter Cable	
To PC	FlukeView* Power Quality Analyzer Software and interface cable included	
FlukeView* Power Quality Software		
Hardware requirements	PC or 100% compatible with Microsoft Windows 3.1*, Windows 95*, or Windows NT*. Enough RAM for Windows operating system. 4 MB hard drive space. Pointing device (mouse) recommended.	

** 1 pixel = inrush time/250

*** Requires optional temperature accessory

Other features

- Measures resistance, diode voltage drop, continuity, and capacitance
- Records two selectable parameters for up to 16 days
- Supports temperature accessories with direct readout in degrees
- 10 measurement memories for saving screens
- 500A ac current clamp and voltage probes with four sets of probe tips
- Users manual, applications manual and power quality video to help answer questions
- 3 year warranty on the Fluke 43, 1 year on accessories
- 10 screen memories

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

General Specifications

Power	
Line voltage adapter/battery charger included	
Installed battery	Rechargeable Ni-Cd pack
Operating time	4 hours
Charging time	4 hours
Environmental	
Temperature	0°C to 50°C (32°F to 122°F)
Environmental	MIL 28800E, Type 3, Class III, Style B
Enclosure	IP51 (dust, drip water proof)
Mechanical Data	
Size (H x W x D)	232 x 115 x 50 mm (9.1 x 4.5 x 2 inches)
Weight	1.1 kg (2.5 lbs)
Safety	
For measurements on 600V rms Category III installations, Pollution Degree 2, per: ANSI/ISA S82.01-1994 EN61010-1 (1993) (IEC1010-1) CAN/CSA-C22.2 No. 1010.1-92 UL3111-1 (approval pending)	
Surge protection	6 kV on input A and B
Floating measurements	600V rms from any terminal to ground
Warranty	3 years parts and labor on Fluke 43, 1 year on accessories

Ordering Information

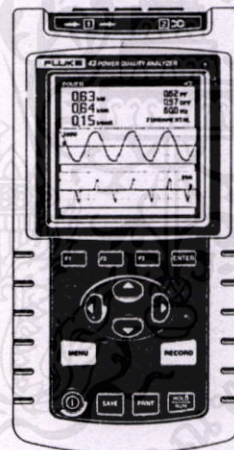
Fluke 43 Power Quality Analyzer

Included Accessories

C120 Hard Case
TL24 Test Leads
AC20 Industrial Test Clips
AC85 Large Jaw Alligator Clips
TP1 Flat-tipped Slim-Reach™ Test Probes
TP4 4 mm Round Slim-Reach™ Test Probes
80i-500s 500A AC Current Clamp
SW43W FlukeView® Power Quality Analyzer Software for Windows*
PM 9080/001 Optically Isolated RS232 Interface Adapter
BP120 Rechargeable Ni-Cd Battery Pack (installed)
PM 8907 Line Voltage Adapter/Battery Charger
Shielded Banana-to-BNC Adapter
Users Manual
Application Guide
FlukeView® Power Quality Analyzer Users Manual
Power Quality Video

Optional Accessories

PM 8918/001 Red 10:1 Voltage Probe
(requires shielded banana-to-BNC adapter, one included)
80i-110s 100A AC/DC Current Probe
80i-1000s 1000A AC Current Probe
i3000s 3000A AC Current Probe
i2000flex 2000A Flexible AC Current Probe
80T-150U Universal Temperature Probe
80TK Thermocouple Module
80T-IR Non-contact Infrared Temperature Probe
BB120 Two Shielded Banana-to-BNC Adapters
PAC91 Parallel Printer Adapter



C22.2 #1010

Fluke. Keeping your world up and running.

Fluke Corporation

PO Box 9090, Everett, WA USA 98206

Fluke Europe B.V.
PO Box 1186, 5602 BD
Eindhoven, The Netherlands

For more information call:

U.S.A. (800) 443-5853 or Fax (425) 356-5116
Europe/M-East/Africa (31 40) 2 678 200 or Fax (31 40) 2 6
Canada (800) 36-FLUKE or Fax (905) 890-6866
Other countries (425) 356-5500 or Fax (425) 356-5116
Web access: <http://www.fluke.com>

© 1999 Fluke Corporation. All rights reserved.
Printed in U.S.A. 1266142 D-ENG-N Rev E

บริษัท เอเชีย อิเล็กทรอนิกส์ จำกัด

ASIA ELECTRONICS LTD.

210 ซอยสุขุมวิทที่ 5 แขวงคลองเตย เขตคลองเตย กรุงเทพฯ 10240

210 Sukhumvit 5 Alley, Klongtoey District, Bangkok 10240

ไม่จำกัด TEL: 02-261-1111 อีเมล: info@asiaelectronics.com และต้องอ้างอิงถึง

ประวัติผู้เขียน

นายสุรเชษฐ เดชฟู้ง เกิดเมื่อวันที่ 3 สิงหาคม 2515 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า - ไฟฟ้ากำลัง) จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ปีการศึกษา 2537 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ช่างไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2535

ปี พ.ศ. 2538 เข้ารับราชการในตำแหน่งอาจารย์ 1 ระดับ 3 สังกัดสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ กระทรวงศึกษาธิการ และปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ 1 ระดับ 4 สังกัดสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตพระนครเหนือ กระทรวงศึกษาธิการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้